

TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AYRIK ZAMANLI ÇIKIŞ GERİ BESLEMELİ
DİNAMİK KAYAN KIPLI KONTROLCÜ İLE KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Artun SEL

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

NİSAN 2019

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....
Prof. Dr. Osman EROĞLU
Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

.....
Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
Anabilimdalı Başkanı

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 161211080 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Artun SEL'in ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AYRIK ZAMANLI ÇIKIŞ GERİ BESLEMELİ DİNAMİK KAYAN KIPLI KONTROLÜ İLE KONTROLÜ" başlıklı tezi 12 Nisan 2019 tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı: **Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Jüri Üyeleri: **Doç. Dr. Tolga GİRİCİ (Başkan)**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Prof. Dr. Erol KURT
Gazi Üniversitesi

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

Artun SEL

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN AYRIK ZAMANLI ÇIKIŞ GERİ BESLEMELİ

DİNAMİK KAYAN KIPLİ KONTROLCÜ İLE KONTROLÜ

Artun SEL

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendis Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Tarih: Nisan 2019

DC-DC dönüştürücüleri, PFC (Power Factor Correction), MPPT (Maximum Power Point Tracking) ve dc gerilim seviyesi değişimleri gibi birçok endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu uygulamalara ek olarak, her geçen gün artan yenilenebilir enerji üretim talebi ve artan dc gerilim kullanan elektronik ev eşyaları gibi faktörler dc gerilim kontrolünün önemini artmasına neden olmuştur. DC-DC dönüştürücüler, kontrolünde karşılaşılan zorluklar, endüktör ve kapasitör gibi değişen devre parametrelerinin bozucu etkileri, yük değişimi, kaynak gerilim dalgalanmaları, çıkış gerilim talebi değişimi ve modellenmemiş dinamiklerin çalışmaya etkileri olarak sıralanabilir. Bu belirtilen bozucu etkilerin çalışmaya olan etkisini minimum düzeyde tutmak için gürbüz kontrol algoritmalarına ihtiyaç vardır. Bir çeşit gürbüz kontrol algoritması olan SMC (Sliding Mode Control), özellikle parametre belirsizliklerinin ve eşlenmemiş belirsizliklerin sistem çalışması üzerindeki olumsuz etkisinin minimuma indirgenmesinde tercih edilir. SMC sualtı araç pozisyon kontrolü ve uydu oryantasyon kontrolü gibi dış bozucuların sistem çalışması üzerindeki etkisinin küçümsenmeyecek derecede olduğu problemlerde kullanılır. Genel olarak, geleneksel durum geri beslemeli SMC tasarımı, kriterlere

uyan sistem için açık ve basittir. Ancak, minimum olmayan faz özelliğine sahip sistemler için açık bir durum geri besleme SMC tasarımının sistematik bir yolu genellikle yoktur ve sistem karmaşıklığına göre farklılık gösterebilmektedir. Minimum olmayan sistemler için SMC tasarımı birçok matematiksel manipülasyonu gerektirir. Durum geri besleme SMC, ayrıca tüm sistem durumlarının mevcut olmasına ihtiyaç duyar, ki bu ifade tüm sistem durumlarının hazır bir şekilde ölçülebilir ve mevcut olması ya da bir gözleyici tasarımı koşulunu da beraberinde getirir. Çıkış geri beslemeli ayrık zaman SMC (ODSMC) bir çeşit çıkış geri beslemeli SMC algoritmasıdır. ODSMC tasarımı, sistematik olarak özetlenebilir ve tasarlanabilir olmasından ve bahsedilen durum gözleyiciye olan ihtiyacı ortan kaldırmasından dolayı, tasarım süresini kısaltır. Bu çalışmada, SEPIC dönüştürücü için ODSMC tasarlanacaktır ve kontrolcünün performansı ve bozuculara olan direnci yapılacak birçok bilgisayar ortamındaki simülasyon çalışmaları ile test edilecektir.

Anahtar Kelimeler: SEPIC, ODSMC, SSA, CCM, LQR, KF.

ABSTRACT

Master of Science

DYNAMIC OUTPUT FEEDBACK DISCRETE TIME SLIDING MODE

CONTROL OF SEPIC

Artun SEL

TOBB University of Economics and Technology
Institute of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronics Engineering Programme

Supervisor: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Date: April 2019

DC-DC power converters are utilized widely in industrial applications such as active power factor correction, maximum power point tracking and power conversion. In addition to those applications, with the increase in demand of renewable energy production, and household electrical equipments that require DC voltage, makes the control of DC-DC voltage an important topic. The challenging aspect of the control of DC-DC converters can listed as the disturbance effects of the changing plant parameters such as inductance and capacitor, load variation, supply voltage fluctuation, changing output voltage demand, unmodeled dynamics. Robust control algorithms are required to mitigate the negative effects of the listed disturbances. Sliding Mode Control (SMC), being one type of robust control algorithm is especially preferred to control the plants having parameter uncertainty and matched uncertainty which is a disturbance that enters the system through the input channel. SMC is used in the problems where outside disturbance is an important consideration such as underwater vehicle position control and satellite orientation control. In general, conventional state feedback SMC design is straightforward and easy to implement. However, there is no straightforward way to design a state feedback

SMC for the plants having non-minimum phase characteristics and invariant zeros and SMC design for those plants requires rigorous mathematical manipulations. State feedback SMCs also require all states to be available which requires a full state observer such as Kalman Filter or Luenberger Observer. Output Feedback Discrete Sliding Mode Control (ODSMC) is one type of output feedback Sliding Mode Control algorithm. The design of ODSMC is straightforward and does not necessitate a state observer thereby shortening the design process. In this study, an ODSMC is designed for a Single-Ended Primary Inductance Converter (SEPIC) converter and efficacy of the controller is validated through numerical simulations in Matlab/Simulink environment.

Keywords: SEPIC, ODSMC, SSA, CCM, LQR, KF.



TEŞEKKÜR

Çalıőmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren danışman hocam Coşku Kasnakoğlu'na, verdiği önerilerle çalışmanın iyileőtirilmesine olan katkılarıyla değerli jüri üyeleri, Tolga Girici, Erol Kurt ve değerli yardımlarından dolayı Ünver Kaynak hocalarıma teőekkürü bir borç bilirim. Deęerli arkadaşlarım Uygur Güneő, Oęuz Girgin, Ozan Fırat Özgül, Kemal Çaęlar Coőkun ve Övünç Elbir'e verdikleri destekler ve bu tez yazımı sırasında yayınlanan konferans bildirilerindeki katkılarından dolayı teşekkür ederim. TOBB ETÜ kurumuna bana eğitim imkânı verdiği için ayrıca teşekkür ederim. Beni lisansım sırasında kontrol ve uygulamalarına yönlendirmesinden dolayı, İbrahim Alıőkan hocama teşekkür ederim. Son olarak ailem, Belgin, Halit, Görker ve Bilgehan Sel'e bana verdikleri desteklerden dolayı teşekkür ederim. Dedem Remzi Gülgün'e beni elektrik mühendisliğine yönlendirdiği için teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİL LİSTESİ	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
KISALTMALAR	xii
SEMBOLLER LİSTESİ	xiii
1 GİRİŞ	1
2 DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ MODELLEME	1
2.1 Giriş.....	3
2.2 SSA Method	5
2.2.1 Buck dönüştürücü sistem modelinin SSA ile bulunması	14
2.2.2 Boost-Boost dönüştürücü sistem modelinin SSA ile bulunması	18
2.2.3 SEPIC dönüştürücü sistem modelinin SSA ile bulunması.....	28
3 KONTROLÇÜ TASARIMI	35
3.1 Giriş.....	35
3.2 Sürekli Zaman SMC.....	35
3.2.1 Kayma yüzeyine ulaşma problemi	37
3.2.2 Ulaşılabilirlik problemi	39
3.3 Ayırık Zamanlı SMC(DSMC).....	42
3.3.1 Kayma yüzeyine ulaşma	44
3.3.2 Min-Max kontrol problemi	45
3.4 Statik Çıkış Geri Beslemeli DSMC (ODSMC).....	49
3.4.1 Problem tanımı	49
3.4.2 Kontrolcü tasarımı için gerekli şartlar	51
3.4.3 Denetleyicinin tasarımı için yeterli şartlar	51
3.4.4 Denetleyicinin tasarımı için yeterli koşullar	53
3.5 Dinamik ODSMC İle Referans Takibi.....	54
3.5.1 Problem Tanımı.....	54
3.6 Kontrolcü Parametrelerinin Belirlenmesi	65
4 SİMÜLASYON SONUÇLARI	71
5 SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR	81
KAYNAKLAR	83
ÖZGEÇMİŞ	89

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : DC-DC dönüştürücü CCM modelleme methodu.....	13
Şekil 2.2 : Buck dönüştürücü devresi	14
Şekil 2.3 : Buck dönüştürücü kombinasyonları	15
Şekil 2.4 : Boost-Boost dönüştürücü devresi	18
Şekil 2.5 : Boost-Boost dönüştürücü kombinasyonları.....	24
Şekil 2.6 : SEPIC dönüştürücü devresi	28
Şekil 2.7 : SEPIC Dönüştürücü kombinasyonları	29
Şekil 3.1 : SEPIC dönüştürücünün ODSMC ile kontrolü blok diyagramı.....	69
Şekil 4.1 : Bozucu sinyaller karşısında çıkış gerilimi	72
Şekil 4.2 : Devre parametrelerinin değişimi karşısında çıkış gerilimi	74
Şekil 4.3 : LQI kontrolü durumunda sistem durumlarının durum uzayda hareketi ...	76
Şekil 4.4 : ODSMC kontrolü durumunda sistem durumları	78

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 1 : Devre Parametreleri	65



KISALTMALAR

SSA	: State Space Averaging
GSSA	: Generalized State Space Averaging
CCM	: Continuous Conduction Mode
DCM	: Discontinuous Conduction Mode
SEPIC	: Single-Ended Primary Inductance Converter
LQR	: Linear Quadratic Regulator
LQI	: Linear Quadratic Integral
CSMC	: Continuous Sliding Mode Control
DSMC	: Discrete Sliding Mode Control
ODSMC	: Output Feedback Discrete Time Sliding Mode Control

SEMBOLLER LİSTESİ

Bu çalışmada kullanılmış olan simgeler açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
\mathcal{H}_∞	H sonsuz kontrol yöntemi
\mathcal{L}_2	L-2 normu
\mathcal{L}_1	L-1 normu
\mathcal{L}_∞	L-sonsuz normu
λ	Matrisin özdeğerleri
σ	Matrisin tekil değerleri
sup	Supremum maksimum değeri
det	Matrisin determinanı

1 GİRİŞ

Gün geçtikçe artan elektronik ev eşyalarında farklı dc seviye beslemeleri ihtiyacından dolayı, DC-DC çeviriciler kullanılmaktadır. Bu çeviriciler kaynak tarafındaki DC gerilim seviyesini bu seviyeden daha alçak veya daha yüksek bir değere çevirme görevini yaparlar. DC-DC çeviriciler aynı zamanda APFC (Active Power Factor Correction) aktif güç faktör regülasyonunda kullanılırlar. Bu kullanım alanları özellikle güç faktörünün (PF) gerekli seviyelerde tutulması yönündeki birtakım regülasyonlar sebebi ile endüstriyel uygulamalarda kendine genişçe yer bulmaktadır [1]. Başka bir DC-DC çeviricilerin kullanım alanı olarak son zamanlarda artan HVDC uygulamaları örnek gösterilebilir. Bu uygulamalar elektriksel gücün bir yerden başka bir yere taşınması için transmisyon hatları tasarlama üzerinedir. Genellikle bu elektriksel güç 3 fazlı AC formunda iletilir. Ancak maliyet bakımından, çok uzak iki nokta arasındaki bu güç transferinin 3 fazlı AC formunda yapılması, HVDC formuna yapılmasına göre daha uygun değildir. Bunun birçok örnekleri Çin vb. gelişen ülkelerde görülmektedir [2]. Diğer bir DC-DC kullanım alanı MPPT (Maximum Power Point Transfer) olarak da bilinen PV (PhotoVoltaic) panellerden elde edilen DC gerilimin şekillendirilmesi ve sonrasında DC taşıyan hatta verilmesini içermektedir [3]. Bu gibi uygulamalar artan çevresel etmenlerden dolayı yaygınlaşmaktadır.

DC-DC çevirici tasarımı çalışma koşulları, yük varyasyonları, akım değerleri vb. faktörler göz önünde tutularak yapılır. Bu konu bir bakıma optimizasyon problemi formunda da ifade edilebilir. Bu konuda yapılan birçok çalışma son zamanlarda yaygınlaşan yapay zeka tabanlı optimizasyon me metotlarından da yararlanmaktadır. Bu çeviricilerin tasarımında EMI ve EMC kriterlerine de uyulması beklenmektedir [4].

DC-DC çeviriciler bir kontrol problemi olarak ele alındığında ise, basit bir RLC devresinin sadece bir aktif anahtarlama elemanı ile birlikte ele alındığında karmaşık bir matematiksel probleme dönüştüğü görülmektedir. Farklı yük değerleri, ortam ve

çalışma koşullarına bağlı değişen devre parametreleri, kaynak tarafındaki nominal aralık dışındaki gerilim dalgalanmaları gibi faktörler bu devreleri ciddi bir kontrol problem haline getirmektedirler [5].

Kontrol teorisinin amacı bir sistemi beklenen çalışma noktası etrafında çıkışını kontrol etmek olarak çok genel bir biçimde ifade edilebilir. Eğer söz konusu bir oda sıcaklığı kontrolü ise, sistem çıkışının kontrolü bu değer sabit bir değerde kalması olarak düşünülebilir ve bu problem regülasyon olarak bilinir. Eğer söz konusu bir radar anteninin bir aracı takip etmesi olarak sunulmuş ise, çıkışın belli bir fonksiyonu izlemesi gerekmektedir ve bu gibi problemler referans takibi olarak bilinmektedir. DC-DC çeviriciler genellikle sabit bir gerilim çıkışı almak ve bir yükü bu gerilim ile besleme amacından kullandıkları için bir regülasyon problemi olarak düşünülebilirler ancak bu beklenenleri sağlayan bir kontrolcü ile bir sinüzoidal fonksiyon takibi yapamayacağı anlamına gelmemektedir. Referans takibi uygulamaları deneysel olarak yapılmaktadır. Genellikle yükler sabit bir gerilimden beslendiklerinden, ciddi bir endüstriyel kullanım alanı yoktur [6].

DC-DC çeviricilerin kontrolündeki ilk önemli basamak bu sistemlerin modellenmesidir. Modelleme birçok fiziksel sistem için belli bir metot takip edilerek yapılır. Bu yöntemlere Newton mekaniği ve Hamilton-Lagrange metodu örnek verilebilir. Ancak DC-DC çeviriciler içerdikleri ayrık zaman lineer olmayan eleman olan aktif ya da pasif anahtarlar nedeni ile hibrit sistem grubu içerisinde yer almaktadırlar. Sadece DC-DC çeviriciler ile sınırlı olamamak ile birlikte, tüm güç elektroniği devreleri, içerdikleri aktif ya da pasif anahtarlama elemanlarından dolayı bu kategoride yer almaktadırlar. Bu gibi devrelerin modellenmesi geleneksel yöntemlerden farklı olmak ile birlikte birçok farklı yol araştırmacılar tarafından literatürde sunulmuştur [7].

DC-DC dönüştürücü modellerinin elde edilmesindeki metotlar genel olarak, bu modelin kullanım alanına göre genel olarak ikiye ayrılır. İlki sadece bazı devre elemanı üzerindeki akım ya da gerilim dalga formunun harmoniklerini analiz etmek için kullanılır. Bu gibi metotlar gerçek modele yakın ancak daha basit matematiksel terimlerle ifade edilebilen modeller elde etmek amacı ile araştırılır. Diğer kullanılan modeller ise modellenecek olan DC-DC dönüştürücülere kontrol edilecek bir sistem

olarak bakmakta ve ilk kategoriye göre daha basit modeller elde etme çabası içerindedirler. Kontrol tasarımı için, kullanılacak kontrol algoritmasına da bağlı olarak gerekli modelin lineer ya da lineer olmayan olarak modellenmesi mümkündür. Lineer modeller geleneksel olarak özellikle içinde aktif ya da pasif anahtar bulduran devreler için daha genel varsayımlar yapılarak elde edilir. Lineer olmayan modellerde gerçek sistem performansını, özellikle devre elemanları ile ilgili gerilim ve akım sinyallerindeki dalgalık formlarını iyi tahmin ederler. Ancak bu sistemler için lineer olmayan modeller kontrol tasarım sürecini negatif olarak etkilerler. Bulunması gereken Lyapunov fonksiyonu bu gibi sistemler için daha karmaşık bir süreci beraberinde getirir. Kontrol tasarımının zorluğu ve kapalı çevrim performansı birbirleri ile ters orantılı olarak ortaya çıkan ve tasarım basında karar verilmesi gereken bir konudur [8].

Literatürde sadece gerçek modeli simüle etme amacı ile kullanılan birçok model yer almaktadır. Bunlardan birkaçı SSA (State Space Averaging), CA (Circuit Averaging), GSSA (Generalized State Space Averaging), Floquet, TIMF (Time Invariant Multi-Frequency) methodlarıdır. SSA ve CA genel olarak aynı modeli verir ancak bu modelin bulunuş yöntemleri bu iki metot arasında farklılık gösterir. SSA tamamen matris operasyonları ve matematiksel manipülasyonlar ile bu son modele erişirken, CA genellikle devrenin diyagramı üzerindeki bir takım gerçekleştirilen manipülasyonlar ile son modele varır. Her iki modelde sadece CCM (Continuous Conduction Mode) operasyonunu göz önünde bulundurarak, ilgili DC-DC dönüştürücü evrenin DCM (Discontinuous Conduction Mode) çalışma içerisinde bulunmadığı varsayımı içinde bulundurur. CCM operasyon DC-DC dönüştürücü devresindeki endüktör üzerinden geçen akımın sürekli olduğu ve sifıra düşmediği bir çalışmayı niteler. DCM ise endüktör akımının sifıra düştüğü ve sifirda anahtarlama periyodunun bir kısmı kadar zaman harcadığı bir çalışmadır. Birçok kontrol tasarımı amaçlı elde edilen modellemelerde CCM çalışma kullanılır. DCM çalışma genellikle karmaşık dinamiklerin araştırılması amaçlı kullanılır. DC-DC dönüştürücüler DCM çalışma da bahsedildiği gibi birçok nonlinear sistem teori konularının araştırılması ve nonlinear birçok fenomenin açıklanması amacı ile de literatürde sıkça kullanılmaktadır [9].

SSA, CA metoduna göre özellikle yüksek dereceli DC-DC dönüştürücülerde daha kolay elde edilebilir model elde etmeye yardımcı olması nedeni ile kontrol tasarımı amaçlı gerekli lineer model elde etmek amacı ile oldukça yaygın olarak kullanılır [10].

GSSA metodu ise DC-DC dönüştürücülerde özellikle dalgacık tahmini amacı ile kullanılır. Bu modelleme tekniği AC bileşeni olmayan Buck, Boost, SEPIC, Cuk, Zeta gibi dönüştürücülerde sadece gerçek modele yakın, ancak daha az işlem yükü içeren model elde etme amacı taşımaktadır. GSSA metodu, güç dönüştürücülerinde özellikle içinde AC bileşen bulunduranlar arasında oldukça sıkça kullanılır. İçerisinde AC bileşen bulunduran DC-DC dönüştürücülere örnek olarak rezonant dönüştürücüler verilebilir [11].

Rezonant dönüştürücüler standart DC-DC dönüştürücü olarak nitelendirilen Buck, Boost, SEPIC, Cuk, Zeta dönüştürücülerden farklı olarak yüksek doğal frekanslara sahip devrelerden oluşmaktadır. Bu tip dönüştürücülerde anahtarlama frekansı, bu devrelerin doğal frekansına yakın olabileceği için SSA modellemede faydalanılan ve birçok işlem kolaylığı sağlayan varsayımlar, bu modelleme tekniği için kullanılamazlar. Rezonant dönüştürücüler son yıllarda artan kullanımlarını, bu devrelerin anahtarlama kayıplarının, diğer standart dönüştürücülere kıyasla, az olmalarına ya da bu devrelerin kullanılabilir bir takım kontrol algoritmaları ve anahtarlama teknikleri ile daha az anahtarlama kaybına imkân verebilecek yapıda olmalarına borçludurlar. Rezonant dönüştürücüler ayrıca yüksek doğal frekanslara ulaşabildikleri için, araştırmacıları birçok SSA modelleme tekniklerinin uygulanabilir olması için çok daha yüksek anahtarlama frekansları kullanmaya teşvik etmiştir. Yüksek anahtarlama frekansının öncelikli avantajı, trafo kullanılarak izole edilmiş DC-DC dönüştürücüler de göz önüne alındıklarında, azalan dönüştürücü hacmi olarak kendini göstermektedir. Yüksek frekanstan dolayı azalan dönüştürücü hacmi konusu, son zamanlardaki insansız araç uygulamaları için ciddi bir önem arz etmektedir [12].

GSSA modellemenin güç elektroniğindeki bir diğer kullanım alanı ise DC-AC dönüştürücüler, AC-DC doğrultucular ve AC-AC dönüştürücüler olarak belirtilebilir. Bu tip dönüştürücülerin ortak yönü giriş kaynak veya çıkış kısımlarında AC gerilim

olmasıdır. AC gerilim ya da akım değerleri dönüştürücülerde mevcut olduğunda modelleme için GSSA sıkça kullanılır. GSSA her sinyali Fourier seri açılımına göre ele alır. Sırası ile DC bileşen, birinci harmonik, ikinci harmonik vb. olarak bu sinyalleri ifade eder. Fourier seri açılımı ile Dirichelet şartına uyan tüm sinyaller basit bileşenlerin sonsuz toplamı olarak yazılabilirler. Ancak sonsuz toplam yerine belirli bir sonlu bileşene kadar bu sinyallerin ifade edilmesi gerekli işlem ve sinyallerin ifade edilmesi için yeterli olmaktadır. Öyle ki, birçok seri rezonant dönüştürücülerde sadece birinci harmoniğin yazılması ile ifade edilen durum sinyalleri kullanılarak elde edilen durum uzay modelleri, gerçek sistemin davranışını ve durum dalga formlarını küçük hata değerleri ile simüle etmektedir. Bu çalışmada durum sinyallerinden herhangi biri AC bileşene sahip olmadığı için GSSA model kullanılmamıştır. GSSA modelleme DC-DC dönüştürücülerin modellemesinde sabit olmayan doluluk oranı karşısında AC sinyal bulunan dönüştürücülerde olduğu gibi iyi bir performans ortaya koymaz [13].

SSA ile SEPIC DC-DC dönüştürücü lineer modeli elde edildikten sonra, kontrol konusu üzerinde durulacaktır. DC-DC dönüştürücüler içerdikleri birtakım lineer olmayan özelliklerden dolayı kontrol alanında birçok kontrol algoritmasının testi için kullanılan standart problemler halini almışlardır. Tipik PID denetleyiciler endüstride en çok kullanılan kontrol algoritmalarının başında gelmektedirler. Özellikle SISO (Single Input Single Output) lineer sistemlerde, dış bozucuların sistem performansı üzerine olan etkisinin çok ciddi olmadığı senaryolarda ilke tercih edilen kontrol algoritmalarının başında gelmektedirler. Ancak SEPIC DC-DC dönüştürücü, bu kategori içerisinde yer alabileceği durumların birtakım endüstriyel uygulamalarda mevcut olduğu gibi, bu çalışma içerisinde genel olan bozucuların etkisi ve sistem parametrik belirsizliği göz önünde bulundurulmuş ve çalışmanın ciddi bir kısmı bu konu üzerinde toplanmıştır [14].

Bir diğer yaygın olarak kullanılan lineer kontrol algoritması LQR (Linear Quadratic Regulator) olarak kendini göstermektedir. Bu kategoride, sistem PID denetleyicide olduğu gibi transfer fonksiyonu olarak değil, durum-uzay denklemleri ile ifade edilmektedir. Bu gösterim üzerinden sisteme LQR tasarımı süreci başlar. Buradaki bir varsayım sistem durumlarının tüm çalışma anlarında mevcut ve ölçülebilir olmasıdır. Tabii olarak, bu varsayımların geçerli olmadığı durumların örnekleri

olabileceği gibi öncelikli olarak genel durumlardan bahsederek bu kontrol algoritması üzerinde durulacaktır. Birtakım basit sistemlerde tüm durum değişkenlerinin ölçülebilir olduğu söz konusu olabileceği gibi bu yaygın değildir. Mevcut olmayan ya da tüm durum değişkenlerinin ölçülmesi ya da elde edilmesi için gözleyiciler kullanılır. Kullanılacak gözleyiciler denetleyicilerde söz konusu olduğu gibi lineer ve lineer olmayan olarak iki genel sınıf içerisinde incelenebilir. Lineer gözleyicilerin tanımı, sistemin bir çalışma noktasında lineer hale getirilmesi, bu çalışma noktasının belli giriş değerlerinin içinde bulunacakları aralıklar için geçerli olduğu varsayımı ile mümkündür. Bunun en yağın örneği KF (Kalman Filter) olarak kendini göstermektedir. KF, LQR ile birlikte yaygın olarak kullanılır. Birlikte kullanıldıklarında gözleyici ve denetleyicinin birlikte içinde buldukları kontrol algoritması LQG (Linear Quadratic Gaussian) olarak bilinir. Gaussian teriminin bu ifade içinde yer alması sistem ile ilgili yapılan sistem ve dış etki bozucularının Gaussian formunda olduğu varsayımından kaynaklanmaktadır. Tabii olarak, bu varsayım DC-DC dönüştürücüler için geniş bir çalışma bölgesinde geçerli, gerçekçi bir varsayım değildir. Literatürde EKF (Extended Kalman Filter), UKF (Unscented Kalman Filter) gibi lineer olmayan gözleyiciler mevcuttur ve LQR ile birlikte kullanılabilirler. Daha az varsayım ve sistem nonlineerliğini göz önünde bulundurmalarından dolayı bu gözleyiciler daha büyük bir çalışma bölgesinde sistem durum tahmininde başarılıdır. Ancak sistem durumlarının ölçülebilir olduğu senaryoda dahi LQR, özellikler bozucu sinyaller ve sistem parametre değişimleri gibi etmenler karşısında optimal bir performans ortaya koymaz. Bu konuyu telafi etmek amacıyla kaynaklanan farklı LQR denetleyici çeşitleri literatürde kazanç tablolamalı LQR ve adaptif LQR olarak mevcuttur. Ancak işlem yükü ve tasarım sürecinin uzunluğu gibi etmenler bu denetleyicilerin dezavantajları olarak mevcuttur [15].

Bir diğer yaygın kontrol algoritması SMC (Sliding Mode Control) bir lineer olmayan kontroldür. Lineer olmayan kontrol terimi, bu sistemin lineer olmayan bir fonksiyonu kendi kontrol kanununda bulundurmasından kaynaklanmaktadır. Tasarımları belli bir matematiksel deneyim gerektirmektedir zira tasarlanacak kontrol algoritmasının kararlılık analizi ancak Lyapunov fonksiyonu bulunarak yapılabilir ve bu er sistem için enerji formunda yazılabılır. SMC son yıllarda özellikle parametre belirsizliğine karşı gösterdiği direnç ile araştırmacıların dikkatini toplamaktadır.

Birçok yüksek dereceli sistemler için SMC tasarımı takip edilemeyecek bir kontrol problemine dönüşebilir. Ancak tasarlandığında ciddi bir bozucu bastırımı sunar. Suallı araçları ve uydu oryantasyon kontrolü gibi belirli parametrelerde ciddi değişimlerin mevcut olduğu sistemler için iyi bir çözüm sunar. Ancak nonminimum sistemler için geleneksel SMC yöntemleri, çıkışın diğer durumlar formunda ifade edilmesi gibi yapılabilecek birtakım dönüşümlere ihtiyaç duymaktadır ki bu her zaman açık ve basit yapılamayabilir. SMC stratejisi aynı yöntemlerle sistem durum tahminlerinin gözlemlenmesinde de kullanılmaktadır ve oldukça iyi sonuçlar vermektedir. Örneğin nominal hız aralığında sensörsüz PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) kontrol SMO ile oldukça iyi performans göstermektedir ve bu sistem endüstride oldukça yaygınlaşmaktadır. Ancak artan sistem derecesi, SMC ve SMO (Sliding Mode Observer) tasarımını olumsuz etkilemektedir ki bu durum lineer denetleyicilerde meydana gelmemektedir [16-17].

Bir diğer gürbüz kontrol yöntemi \mathcal{H}_∞ olarak literatürde kendini göstermektedir. Kendisi içerisinde durum ve çıkış geri beslemeli olarak ikiye ayrılır. Konuya durum-uzay gösterimi açısından değil PID denetleyicilerde olduğu gibi frekans domaininden yaklaşmaktadır. MIMO sistemler için kullanılan \mathcal{H}_∞ kontrol yöntemi daha sistematik bir tasarım süreci sunmasından dolayı tercih lineer olmayan sistemlerde oldukça tercih edilmektedir. Parametrik belirsizliklerin frekans domainindeki etkisinin incelenmesi ve bunun göz önünde bulundurularak ifade edilmesi ile sadece bir sistem değil bu aralıkta mevcut sistemleri göz önünde bulundurur. Sonrasında bu sistemlere tasarlanacak denetleyicinin bu küme içerisinde ne derece geçerli olduğunu araştırılır. SISO sistemlerin transfer domaininde ifadesinde kendini gösteren kutuplar MIMO sistemlerde kendilerini tekil değerleri olarak göstermektedirler. [18-21] Burada SV (Singular Value) kararlılığı, en büyük SV incelenerek tasarımının doğruluğu test edilir [22-23].

Bahsedilen geleneksel SMC kontrolcülerin dezavantajları farklı bir SMC algoritması kullanılarak üstesinden gelinir. Son yıllarda yaygınlaşan ve özellikle insansız hava araçlarının oto pilot kontrolünde kullanılan ODSMC (Output-Feedback Discrete-Time Sliding Mode Control) buna bir çözüm sunabilir. ODSMC bir lineer olmayan kontrol algoritmasıdır ancak geleneksel SMC ile kıyaslandığında tasarım süreci daha kısadır. Eğer sistem belli bir çalışma bölgesinde lineer olarak ifade

edilebilir ve bu gösterim sistem çalışmasını iyi karşılar ise, ODSMC tasarımı kolay olmak ile birlikte, sistem parametre belirsizliklerinin sistem üzerindeki negatif etkisi bastırıla bilecektir. Geleneksel SMC ile kıyaslandığında bir diğer artı, ODSMC yönteminin non-minimum faz sistemler içinde standart bir şekilde tasarlanabilir olmasıdır [24].

Bu çalışmada SEPIC dönüştürücü ODSMC ile kontrol edilecek ve sistemin bozucu formundaki giriş gerilim değişimi ve yük tarafında sistemden çekilen akım değişimi etkileri karşısında nominal çalışmayı devam ettirmesi gözlemlenecektir. Tasarlanacak kapalı çevrim sistemin bozucular karşısındaki performansı, birtakım nümerik simülasyonlar ile teyit edilecektir.

Bu tez su şekilde organize edilmiştir. ikinci bölümde SEPIC dönüştürücü sistem tanımı, kullanım alanları, diğer DC-DC dönüştürücülerle kıyaslanması üzerinde durulacaktır. üçüncü bölümde SEPIC dönüştürücü sistemin modellenmesi ve diğer birtakım modelleme tekniklerinin sistem performansını hangi durumlarda iyi karşıladığı anlatılacaktır. dördüncü bölümde elde edilen durum-uzay modeli göz önünde bulundurularak ODSMC denetleyici tasarımı yapılacaktır. beşinci bölümde Nümerik simülasyonların nasıl yapıldığı konusu üzerine değinilecektir. Bölüm6 da Elde edilen sonuçlar değerlendirilecektir.

2 DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ MODELLEME

Kontrol tasarımında, kontrol edilecek sistemin teorik analizi, sistemin hangi koşullarda nasıl tepkiler verdiği, hangi bozucuların sistem performansını ciddi anlamada etkileyebileceği gibi faktörler bakımından önemlidir. Bu bölümde sistemin modeli detaylı bir şekilde türetilecektir.

Fiziksel sistemlerin modellerinin elde edilmesinde en yaygın kullanılan yöntemlerden bir olan Hamilton yöntemidir. Bu yöntemde sistem dinamiklerini ifade etmek için kullanılan dinamiklerle ifade edilen, kinetik ve potansiyel enerji terimleri bulunur. Bu terimlerin bulunmasından sonra sürtünme gibi dış ortama sistemden enerji çıkış ifadesi türetilir. Tüm bu ifadelerin düzenlenmesinden sonra Hamilton denklemi her durum için yazılır ve sistem durum-uzay denklemlerine ulaşılır. Bu yöntem özellikle fiziksel mekanik sistemlerin modellenmesinde oldukça yaygın olarak tercih edilir. Örneğin bir robot kolu manipülatörünün dinamik modelinin elde edilmesi için en çok kullanılan yöntem Hamilton yöntemidir. Bu metodoloji mevcut değilken Newton hareket kanunları kullanılarak sistem modellemesi tercih edilirdi. Ancak bu yöntem özellikle sistematik olmaması ve sistem boyutunun artması ile takip edilebilirliğinin azalması gibi faktörlerden dolayı yüksek dereceli sistemlerde tercih edilmemektedir [25-26].

Bir diğer göz önünde bulundurulması gereken faktörde sistemin süreklilik durumudur. Bir ya da daha fazla serbestlik derecesine sahip bir sarkaç sistemi nonlineer bir sistemdir. Nonlineer sistem kontrol ve analizinde sıklıkça örnek bir sistem olarak kullanılır. Ancak bu sistem sürekli bir nonlineerliğe sahiptir. Aynı şekilde bir RLC devresi, giriş gerilimi ve çıkış gerilimi arasındaki bağlantı tamamen lineer diferansiyel denklemler ile ifade edilebilir. Ancak tek basına bir diyot içinde bulunduğu sistemin lineer olma özelliğini değiştirir. Diyot gibi bir aktif devre elemanı, sistem konfigürasyonunu sistem durumlarına bağlı olarak değiştirebilme özelliğine sahiptir. Bu geçiş sürekli bir şekilde olmadığında bu tarz elemanların bulunduğu devre ve sistemler sürekli olmayan nonlineerlik özelliğine sahip

olmaktadırlar. Bu durum güç elektroniği devrelerinin çok büyük bir kısmını bu kategoriye sokmaktadır. Bu çeşit sürekli olmayan nonlineerlikleri farklı kombinasyonlar altında incelemek mümkündür ve bu tarz kontrol ve analiz yöntemleri literatürde mevcuttur. Hibrit sistemler olarak bilinen sistemler 2 ya da daha farklı lineer yada nonlineer sistemlerin belirli aralıklarda sistem çıkışını etkilemesi ile elde edilir [27].

Güç elektroniği devrelerindeki bir diğer faktörde, bu farklı konfigürasyonların, sistem girişine bağlı oluşudur. Bu faktör bu bireysel sistemleri ne zaman aktif olduğunun ve analizinin daha karmaşık olmasına neden olmaktadır. Bir diğer faktörde, DC-DC dönüştürücülerin anahtarlama frekansının, sistem doğal frekansına kıyasla, çok yüksek olmasıdır. Bu frekans domainlerindeki fark sistem ve kontrol tasarımı için bir kolaylık sağlamaktadır. İçinde AC durum bulunmayan DC-DC dönüştürücülerde anahtarlama frekansının, sistem doğal frekansa oranının yüksek olmasının bir diğer nedeni, bu sistemlerin doğal frekansının düşük olmasıdır. İçinde AC durum bulduran Rezonans dönüştürücü gibi DC-DC dönüştürücülerde sistem doğal frekansı oldukça yüksektir ve bu anahtarlama frekansı karşısında ihmal edilebilecek bir faktör değildir. Rezonans dönüştürücü gibi sistemlerdeki kontrol algoritmaları genel olarak 2 acıdan incelenebilir. Bir yöntem, sistem ve kontrol yönteminin, anahtarlama kayıplarını minimuma getirecek şekilde tasarlanması ve böylelikle yüksek anahtarlama frekansının verimli bir şekilde çalışabilir olmasıdır. Diğer bir yöntem ise, bu AC durumların ihmal edilmeden sistem durumları içerisinde değerlendirilmesi ve buna göre kontrol tasarımının yapılmasıdır. İçinde AC durum bulunan DC-DC dönüştürücülerinin modellenmesi ciddi bir araştırma konusudur. Literatürde önerilen ve kontrol tasarımında sıklıkla kullanılan yöntemlerden biri olarak her sistem, giriş, bozucu ve çıkış durum sinyallerinin Fourier seri açılımının yapılarak harmoniklerinin modellenmesidir. Bu modelleme sistem boyutunu arttırmasının yanında sistem anahtarlama dalgacık sinyallerinin daha iyi modellenmesi ve tahmininin önünü açmaktadır [28].

Bu bölümde, SEPIC DC-DC dönüştürücü matematiksel modeli detaylı bir şekilde elde edilecek, literatürde kullanılan diğer birtakım yöntemler üzerinde durulacak ve elde edilen modelin zaman ve frekans domainindeki gösterimleri bulunacaktır.

2.1 Giriş

DC-DC dönüştürücü modellenmesindeki ilk dikkat edilmesi gereken konulardan biri, dönüştürücü çeşididir. Bu konu anahtarlama frekansının doğal frekansa oranı bakımından önemlidir. AC bileşen barındırmayan dönüştürücülerin modellenmesi kısmen daha yaygındır. SEPIC içinde AC bir bileşen bulundurmaması bakımından bu kategoride yer almaktadır.

Sistem derecesinin belirlenmesi, sistemdeki gerilim ya da akım üzerinden enerji depolama elemanları ile ilişkilidir. Buck dönüştürücü 1 endüktör ve 1 capacitor bulundurması bakımından toplam 2 enerji depolayan pasif elemandan oluşmaktadır. Bu sistemin ikinci derece bir sistem olduğu anlamına gelmektedir. SEPIC dönüştürücü 2 endüktör ve 2 kapasitör pasif elemanlarını barındırması bakımından aynı şekilde, dördüncü derece bir sistemi ifade etmektedir.

Bir takım DC-DC dönüştürücülerde özellikle çıkış geriliminin dalgacık faktörünün azaltılması bakımından ardışık LC filtreleri sistem tasarımında yer bulmaktadır. Bu birden fazla LC filtreleri tek bir LC filtre olarak ifade edilebilir. Ancak sistem derecesinin düşük olduğu durumlarda bu tarz hesaplama azaltmaya yönelik adım atılmamaktadır [29-30].

Sistem enerji depolama elemanlarının belirlenmesinden sonra, doğrudan sistem durumlarının belirlenmesi yapılır. Bu kısım doğrudan her endüktörün üzerinden geçen akım ve her kapasitörün uçlarındaki gerilim olarak tayin edilir. Örneğin 1 endüktör ve 1 kapasitör bulunduran Buck dönüştürücü için, bu endüktör akımı birinci durum ve kapasitör uçlarındaki gerilim ikinci durum olarak belirlenmektedir [31].

Sistem giriş ve çıkış sinyallerinin belirlenmesi ise bir sonraki adımdır. DC-DC dönüştürücülerin giriş sinyalleri olarak kaynak gerilimi, çıkış tarafında yük tarafından çekilen akım ve son olarak anahtar kontrol sinyalleri olarak ele alınır. Bazı karmaşık sistem modelleme amaçları için bir diğer giriş sinyali olarak anahtarlara uygulanan sinyalin frekansı da göz önünde bulundurulabilir. DC-DC dönüştürücü sistem modellerinde, giriş gerilimi ve çıkış tarafında yük tarafından çekilen akım böyle düşünülmemesine neden olacak bir faktör olmadıkça bozucu sinyaller olarak

ifade edilirler. Anahtarlama sinyalleri ise kontrol edilebilen giriş sinyalleri olarak sistem modelinde ifade edilirler. Buck, Boost, Cuk dönüştürücü gibi devrelerde birden fazla aktif anahtarlama elemanı bulunmasına rağmen, devrelerinde konfigürasyonlarından dolayı sadece bir sinyal kullanılarak sistem durum manipülasyonu mümkündür. Boost-Boost veya Double Buck-Boost dönüştürücüler incelendiğinde, bu sistemlerde 2 giriş sinyalinin bulunduğu görülmektedir. SEPIC dönüştürücü devresi ise ilk kategoride belirtilen tek kontrol edilebilen girişe sahip sistemdir [32].

Bu noktadan sonra belirtilmesi gereken bir diğer önemli faktör ise, modelleme yöntemlerinin amaçlarıdır. Literatürde bulunan bütün modelleme yöntemleri kontrol amacı için gerekli bir durum-uzay ya da transfer fonksiyonu gibi zaman ya da frekans domaininde geçerli sistem modelleri değil, aynı zamanda sistemin performansının değerlendirilmesi açısından gerekli dalgacık faktörünün tahmini için de yapılırlar [33].

Bir diğer unsurda sistemin hangi operasyon modunda çalıştığıdır. SEPIC dönüştürücü içinde AC sinyal formunda olan durum bulundurmeyen DC-DC dönüştürücüler kategorisine girdiğinden bu DC-DC dönüştürücü için (DCM) sürekli olmayan iletim modunda çalışması pratik olarak tercih edilmez. Bundan dolayı bu sistemin (CCM) sürekli iletim modunda çalışması beklenir ve sistem bir bakıma bu amaç için de kontrol edilir. Bu operasyon modları çıkış endüktörünün akım geçirip geçirmeme durumu ile ilişkilidir. Eğer çıkış endüktörü üzerinden akım geçiriyorsa, sürekli iletim modunda çalışma yapmaktadır. Aynı şekilde, eğer çıkış endüktör üzerindeki akım dalga formu bir periyotluk anahtarlama zamanı içerisinde sıfır değerine ulaşıyorsa, bu çalışma modu sürekli olmayan iletim modu olarak adlandırılır. Bu çalışma modunda tipik DC-DC dönüştürücüler genellikle çalışması istenmez. Ancak içlerinde AC durum bulunduran Z tipi dönüştürücü gibi bazı rezonans dönüştürücülerde bu çalışma modu, belli bir dereceye kadar tolere edilebilir ve kontrolcü tasarımlarında da bu faktör göz önünde bulundurulur [34].

Doğrudan kontrol amaçlı türetilen modelleme tekniklerinin basında (SSA) devre ortalama yöntemi gelmektedir. Bu yöntem bu bölüm içerisinde önce detaylı olarak

belirtilecek sonrasında verilen metodoloji ilgilenin sistem olan SEPIC dönüştürücü uygulanarak gerekli durum uzay modeli elde edilecektir.

2.2 SSA Method

Literatürde DC-DC dönüştürücü modellerinin elde edilmesi için birçok yöntem mevcuttur. Bu yöntemlerden bazıları sadece dalgacık analizi için yapılmak ile birlikte bazıları sadece kontrol tasarımı için gerekli durum-uzay ya da transfer fonksiyonu elde etme odaklıdır. SSA bu kategorilerden, kontrol amaçlı durum-uzay gösterimi elde etmek için kullanılır [35].

Bu bölümde SSA yöntemi detaylı olarak anlatılacak, bir düşük boyutlu DC-DC dönüştürücü üzerinde bu yöntem kullanılarak durum-uzay gösterimi elde edilecek ve son olarak sonraki alt başlıklarda ilgilenilen SEPIC dönüştürücü üzerinde bu yöntem uygulanacaktır.

SSA yönteminde ilke olarak durumlar, giriş, çıkış ve bozucu sinyaller tespit edildikten sonra, her değişkene büyük sinyal ismi verilir. Her büyük sinyalinde kalıcı durum bileşeni ve küçük sinyal bileşeni olduğu varsayımı yapılır. Öncelikle bu varsayım sistemin DC-DC dönüştürücü olması ve AC bileşen bulunmayan durum olması bakımından geçerlidir. Bu yöntemin, kontrol tasarım kısmında özellikle literatürde ilgi görmesinin sebebi de amaç odaklı ve sistematik bir yöntem olmasından kaynaklanmaktadır. Büyük sinyal ifadesi olan $x(t)$ durumunun, kalıcı durum ve küçük sinyal bileşeni olarak belirtilmesi aşağıda verilmiştir.

$$x(t) = X + \Delta x(t) \quad (2.1)$$

Burada X ifadesi kalıcı durum bileşenini ifade ederken, $\Delta x(t)$ sinyali de küçük sinyal bileşeni olarak ifade edilir. X sinyalinde zaman indeksi olan t semolünün düşürülmüş olmasının sebebi,

$$\frac{d}{dt}X = 0 \quad (2.2)$$

Varsayımından kaynaklanmaktadır. Burada, X sinyali saf dc bir sinyaldir, zamanla değişmez. Ancak $\Delta x(t)$ sinyalinde t , zaman indeksi düşürülmemiştir. Çünkü küçük sinyal bileşenleri zamana bağlı olarak değişirler.

Bir diğeri önemli varsayım olarak da sinyaller arasındaki büyüklük farkıdır. Bu büyüklük farkı şu şekilde gösterilir.

$$X \gg \Delta x \quad (2.3)$$

Bu ifade, kalıcı durum bileşeninin küçük sinyal bileşeninden çok daha büyük bir sinyal olduğuna işaret etmektedir. Bu faktörün varsayımının nedeni DC-DC dönüştürücülerin tasarımında giriş sinyali dc bir sinyaldir. Gürültü ve benzeri doğrudan hesaba katılmayan faktörlerden dolayı bu sinyallerin AC bileşenleri olabilir. Ancak bu AC bileşenler dc bileşenlere kıyasla oldukça küçüktür. Bu AC bileşenler bu varsayımlar sıfır olarak kabul edilememektedir. Bu küçük sinyaller üzerinde yapılacak manipülasyonlar sayesinde ileride önemli bir sistematik yol türetilmektedir.

Şu ana kadar iki önemli varsayımdan bahsedildi, bu noktadan sonra bir diğeri varsayımda farklı durumların bileşenlerinin birbirleri ile arasındaki ilişki olacaktır. Bir DC-DC dönüştürücü sistemindeki iki adet durumu akım ya da gerilim sinyali olması göz önünde bulundurmadan $x_1(t)$ ve $x_2(t)$ olarak göz önünde bulunduralım. Denklem (2.4)'teki ifade kullanılarak,

$$x_1(t) = X_1 + \Delta x_1(t) \quad (2.4)$$

ve,

$$x_2(t) = X_2 + \Delta x_2(t) \quad (2.5)$$

Olduğu önceki açıklamalardan doğrudan yazılabilmektedir. Bu noktadan sonra bir diğeri önemli varsayım, bu iki küçük sinyal bileşenlerinin çarpımının ihmal edilebileceğidir.

$$\Delta x_1(t)\Delta x_2(t) \cong 0 \quad (2.6)$$

Olarak gösterilir. Bu varsayım özellikle ilerleyen işlemlerde önem kazanacaktır.

Büyük sinyal, kalıcı durum ve küçük sinyal tanımlar yapıldıktan sonra dönüştürücü modelleme sürecine başlanabilir. Öncelikle sistemde kaç adet aktif anahtar olduğu ve bu anahtarların farklı açma kapama durumlarına göre devrenin alabileceği farklı kombinasyonlar önemlidir.

Farklı kombinasyon tanımı su şekilde açıklanabilir. Örneğin SEPIC dönüştürücüde 2 anahtar vardır. Bu anahtarların alabileceği farklı pozisyonlardan dolayı $2^2 = 4$ farklı kombinasyon vardır. Ancak bu 4 kombinasyonlardan 2 tanesi sürekli iletim modunda geçersizdir. Bu 2 kombinasyon incelendiğinde çıkış tarafında bulunan endüktör akımının sıfıra gittiği görülmektedir. Bu faktöründe hesaba katılması önemlidir. Bu konu aynı zamanda neden sürekli iletim modunda DC-DC dönüştürücülerin modellendiğine bir neden oluşturur.

Devrenin farklı geçerli anahtar komutları değerlendirilerek elde edilen farklı kombinasyon sayısı belirlendikten sonra, her kombinasyon için gerekli devrenin davranışını ifade eden diferansiyel denklemler yazılır. Her denklemler sistemi durum-uzay formatında ifade edilir. Elde edilen bu kombinasyon sayısı kadar durum-uzay gösterimleri anahtarların o konumda geçirdikleri zaman ile çarpılarak hepsi toplanır. Zaman ağırlıklı ortalamalarının alınması ortalama büyük sinyal modeli olarak ifade edilen durum-uzay gösteriminin bulunması açısından önemlidir [36].

Bu noktadan sonra anlatılan SSA algoritmasının sistematik bir şekilde maddeleyerek bir dizi işlemler bütünü olarak gösterilmesi uygun olacaktır. Bu adımlar belirtildikten sonra, bu konunun tam anlaşılması amacı ile 3 adet farklı bireysel özellikleri olan DC-DC dönüştürücülerin modelleri SSA algoritması ile elde edilecektir. SSA algoritmasındaki adımlar su şekilde listelenebilir:

- 1- Geçerli devre kombinasyonları belirlenir. Geçerli devre kombinasyonu, devrede anahtarların alabileceği konumlar değerlendirilerek devrenin alabileceği tüm konfigürasyonlar belirtilir. Sonrasında bu kombinasyonlar içerisinde Kaynak gerilimini ve herhangi bir kapasitörü kısa devre yapan devre kombinasyonlar elenir. Aynı şekilde herhangi bir endüktörü açık devre yapan devre kombinasyonları elenir.
- 2- Geriye kalan anahtar kombinasyonlarına kaç adet anahtar sinyali kullanılarak ulaşılabileceği araştırılır. Örneğin 2 farklı geçerli devre kombinasyonu için 1 adet anahtar sinyali, 4 adet geçerli devre kombinasyonu için 2 adet anahtar sinyali, 8 adet geçerli devre kombinasyonu için 3 adet anahtar sinyali gerekli olacağı görülebilmektedir.
- 3- Tüm geçerli devre kombinasyonlarının altına bu devre çalışmasını açıklayan diferansiyel denklemler yazılır. Örneğin 2 adet geçerli devre kombinasyonu varsa, 2 adet diferansiyel denklemler dizisi yazılır, 4 adet geçerli devre

kombinasyonu için her devre kombinasyonun altına bu devrenin dinamiklerini açıklayan diferansiyel denklemler yazılır.

- 4- Bu diferansiyel denklemler dinamiklerini açıkladıkları devre kombinasyonları için yazılmıştır ve lineer formdadırlar. Bu diferansiyel denklemler topluluğu, tek bir diferansiyel denklemler dizisi olarak yazılır. Bunun yapılabilmesi için u ile gösterilecek olan, 0 ve 1 değerleri alan anahtar sinyaller değişkenleri kullanılır. Bu karmaşık olmayan, sistematik bir işlemdir. Örneğin, 2 geçerli adet devre kombinasyonu için yazılmış diferansiyel denklemler sadece bir adet sinyal değişkeni (0 ve 1 değerleri alan) kullanılarak tek bir diferansiyel denklemler dizisi elde edilebilir. Bu konu şekilde izah edilebilir. Kullanılacak anahtar sinyal değişkeni 0 değerini aldığı anda bu 2 adet geçerli devre kombinasyonlarından birincisinin dinamiklerini tanımlayan diferansiyel denklemler dizisi elde edilir, bu anahtar sinyal değişkeni 1 değerini aldığı anda ise, 2 adet geçerli devre kombinasyonundan ikincisinin dinamiklerini tanımlayan diferansiyel denklemler dizisi elde edilir. Aynı teknik 4 adet geçerli devre kombinasyonu olan bir DC-DC dönüştürücü de aynı şekilde uygulanır. Bu işlem devre boyutu arttıkça işlem yükünün artacağı açıktır, ancak sistematik ve basit bir işlemler bütünüdür.
- 5- Su aşamada elimizdeki durum sayısı kadar diferansiyel denklem mevcuttur. u ile gösterilen anahtar sinyal değişkeni ki bu değişken dijital bir değişkendir sadece 0 ve 1 sayılarını alabilir, d değişkeni ile değiştirilir. Bu değişken dijital bir değişken değildir, sürekli bir değişkendir, 0 ve 1 sayıları da dahil bu sayılar arasında herhangi bir değer alabilir. Bu basit bir işlem gibi durabilir ancak daha sonraki işlemleri kolaylaştırması yönünden önemlidir.
- 6- Eldeki bir durum sayısı kadar diferansiyel denklemler düzenlenerek durum-uzay formunda ifade edilir. Bu elde edilen durum-uzay gösterimine (ALSM)ortalama büyük sinyal modeli denir. Bu gösterim matematiksel olarak,

$$\dot{x} = A_{ALSM}x + B_{ALSM}u \quad (2.7)$$

Formunda gösterilir.

Buradaki x değişkeni durum değişken vektörüdür, u değişkeni sistem giriş değişken vektörüdür. x vektörünün elemanları capacitor gerilimleri ve endüktör akımlarıdır. En genel formda, $[v_g \ i_o]^T$ olarak ifade edilir. Buradaki v_g DC-DC dönüştürücü kaynak gerilimidir, i_o değişkeni devre çıkış tarafında yük tarafından çekilen akımı ifade etmektedir. Eğer yükün sabit bir yük alacağı önceden biliniyorsa sadece v_g değişkeni u vektörünü oluşturabilir. Aynı şekilde, kaynak geriliminin sabit olacağı bilgisi kesin olarak varsa sadece i_o değişkeni u vektörünü oluşturabilir. Ancak yapılan araştırmalarda genellikle bu iki dış faktöründe değişebileceği varsayımı yapılır.

- 7- Bu noktadan sonra, A_{ALSM} ve B_{ALSM} matrixleri ile x ve u vektörlerinin bileşenlerine ayrılma işlemi yapılır. Bu işlem karmaşık olmamakla birlikte birkaç kuralın uygulanması ile tamamlanır. Bu noktada A_{ALSM} matrixinin nasıl bir formda olduğunu hatırlamak yerinde olacaktır. A_{ALSM} matrixi endüktör (L_1, L_2, \dots) , capacitor (C_1, C_2, \dots) , yük direnci (R_L) , parametrelerinden ve anahtar kontrol sinyal değişkenlerinden (d_1, d_2, \dots) oluşmaktadır. A_{ALSM} matrixi, A_D ve $A_{\Delta d}$ matrixlerinin toplamı olarak ifade edilir. A_D matrixi, A_{ALSM} matrixinin d içeren entriyelerinin herbirinden Δd komponentlerinin çıkarılması ve $d_i(d_1, d_2, \dots)$ sinyallerinin kalıcı durum bileşeni olan $D_i(D_1, D_2, \dots)$ değişkenlerinin kalması ile elde edilir. Bu prosedür verilecek örnekler ile detaylandırılacaktır. Öncelikle, verilen büyük sinyalin, kalıcı durum bileşeni ve küçük sinyal olarak ifade edilmesi denklem (2.1) kullanılarak,

$$d_i = \underbrace{D_i}_{\text{kalıcı durum bileşeni}} + \underbrace{\Delta d_i}_{\text{küçük sinyal bileşeni}} \quad (2.8)$$

olarak ifade edilebilir. A_{ALSM} matrixinin herhangi bir elemanı için bu ayrıştırma işlemi,

$$\begin{aligned} kd_1 &= k(D_1 + \Delta d_1) \\ &= \underbrace{(kD_1)}_{A_D \text{ entrisi}} + \underbrace{(k\Delta d_1)}_{A_{\Delta d} \text{ entrisi}} \end{aligned} \quad (2.9)$$

olarak gösterilebilir. Buradaki k ifadesi endüktör, kapasitör ya da yük direnci parametrelerinden oluşmaktadır. Örneğin k ifadesi $\frac{1}{L_1 C_1}$ gibi, devre parametrelerin carpımsal olarak belirtildiği bir ifade olabilir. Bir diğer formda,

$$\begin{aligned}
 k(1 - d_1) &= k(1 - (D_1 + \Delta d_1)) \\
 &= k - k(D_1 + \Delta d_1) \\
 &= k - kD_1 - k\Delta d_1 \\
 &= \underbrace{(k - kD_1)}_{A_D \text{ entrisi}} + \underbrace{(-k\Delta d_1)}_{A_{\Delta d} \text{ entrisi}}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

olarak ifade edilir. Bunun dışında son olarak sadece sabit sayılardan ya da, devre parametrelerin oluşturduğu matris elemanları,

$$k = \underbrace{(k)}_{A_D \text{ entrisi}} + \underbrace{(0)}_{A_{\Delta d} \text{ entrisi}} \tag{2.11}$$

Olarak verilir. Bu açıklamadan sonra, B_{ALSM} matrixi de B_D ve $B_{\Delta d}$ matrixlerinin toplamı olarak ifade edilir, A_{ALSM} matrixinin A_D ve $A_{\Delta d}$ matrixlerinin toplamı olarak ifade edildiği gibi. Denklem (2.11) Bu ifade,

$$B_{ALSM} = B_D + B_{\Delta d} \tag{2.12}$$

Olarak ifade edilir. Durum ve giriş vektörlerine gelince, onlar için yapılan bileşene ayırma işlemi doğrudan bir yerine koyma işlemidir ve durum vektörü için,

$$\underbrace{\underline{x}}_{\text{büyük sinyal}} = \underbrace{\underline{X}}_{\text{kalıcı durum bileşeni}} + \underbrace{\underline{\Delta x}}_{\text{küçük sinyal bileşeni}} \tag{2.13}$$

Aynı şekilde giriş vektörü için,

$$\underbrace{\underline{u}}_{\text{büyük sinyal}} = \underbrace{\underline{U}}_{\text{kalıcı durum bileşeni}} + \underbrace{\underline{\Delta u}}_{\text{küçük sinyal bileşeni}} \tag{2.14}$$

Olarak ifade edilir. Bu işlem, örnek olarak, 2 dereceli bir DC-DC dönüştürücü olan Buck dönüştürücü için,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix}}_{\text{büyük sinyal}} = \underbrace{\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix}}_{\text{kalıcı durum bileşeni}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta i_1 \end{bmatrix}}_{\text{küçük sinyal bileşeni}} \tag{2.15}$$

Olarak ifade edilir, aynı şekilde, 4 dereceli bir dönüştürücü olan SEPIC ya da QBC (Quadrature Buck Converter) için,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{bmatrix}}_{\text{büyük sinyal}} = \underbrace{\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \\ V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}}_{\text{kalıcı durum bileşeni}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta i_1 \\ \Delta v_2 \\ \Delta i_2 \end{bmatrix}}_{\text{küçük sinyal bileşeni}} \tag{2.16}$$

Olarak ifade edilir. Aynı şekilde giriş vektörü olan u ifadesi için, bu işlem giriş sinyallerinin, kaynak gerilimi ve yük tarafından çekilen akım olduğu durum için,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_g \\ i_o \end{bmatrix}}_{\text{büyük sinyal}} = \underbrace{\begin{bmatrix} V_g \\ I_o \end{bmatrix}}_{\text{kalıcı durum bileşeni}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta v_g \\ \Delta i_o \end{bmatrix}}_{\text{küçük sinyal bileşeni}} \quad (2.17)$$

Olarak verilir.

8- A_{small} , $B_{small-1}$, $B_{small-2}$ ve B_{small} matrixleri belirlenir. Bu ifadeleri matematiksel olarak A_{small} için,

$$A_{small} := A_D \quad (2.18)$$

Olarak verilir. $B_{small-1}$ için,

$$B_{small-1} := B_D \quad (2.19)$$

Olarak verilir. $B_{small-2}$ için,

$$A_{\Delta d}X + B_{\Delta d}U = [B_{small-2}]\Delta d \quad (2.20)$$

Olarak ifade edilir. Bu ifadeyi daha iyi açıklamak için 2 dereceli ve 2 kontrol anahtar kontrol sinyalli, hayali bir sistemi ele alalım, Bu sistem için, $A_{\Delta d}$ ve $B_{\Delta d}$ matrisi ile X ve U vektörleri,

$$\begin{aligned} A_{\Delta d} &= \begin{bmatrix} k_1\Delta d_1 & 0 \\ 0 & k_2\Delta d_2 \end{bmatrix} \\ B_{\Delta d} &= \begin{bmatrix} k_3\Delta d_1 & 0 \\ 0 & k_4\Delta d_2 \end{bmatrix} \\ X &= \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \\ U &= \begin{bmatrix} V_g \\ I_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Formunda olsun, bu durumda, $B_{small-2}$ matrisi, için gerekli, $(A_{\Delta d}X + B_{\Delta d}U)$ ifadesi,

$$\begin{aligned} &\underbrace{\begin{bmatrix} k_1\Delta d_1 & 0 \\ 0 & k_2\Delta d_2 \end{bmatrix}}_{A_{\Delta d}} \underbrace{\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} k_3\Delta d_1 & 0 \\ 0 & k_4\Delta d_2 \end{bmatrix}}_{B_{\Delta d}} \underbrace{\begin{bmatrix} V_g \\ I_o \end{bmatrix}}_U \\ &= \begin{bmatrix} k_1\Delta d_1 V_1 + k_3\Delta d_1 V_g \\ k_2\Delta d_2 I_1 + k_4\Delta d_2 I_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Olarak bulunur. Bu ifadeden, $B_{small-2}$ matrixini faktörize etme işlemi,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} k_1\Delta d_1 V_1 + k_3\Delta d_1 V_g \\ k_2\Delta d_2 I_1 + k_4\Delta d_2 I_o \end{bmatrix}}_{(A_{\Delta d}X+B_{\Delta d}U)} = \underbrace{\begin{bmatrix} k_1 V_1 + k_3 V_g & 0 \\ 0 & k_2 I_1 + k_4 I_o \end{bmatrix}}_{B_{small-2}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta d_1 \\ \Delta d_2 \end{bmatrix}}_{\Delta d} \quad (2.23)$$

Formunda ifade edilir. Son olarak, B_{small} matrixi,

$$B_{small} := [B_{small-1} \quad | \quad B_{small-2}] \quad (2.24)$$

Olarak ifade edilir.

9- Son olarak sistemin durum-uzay gösterimi,

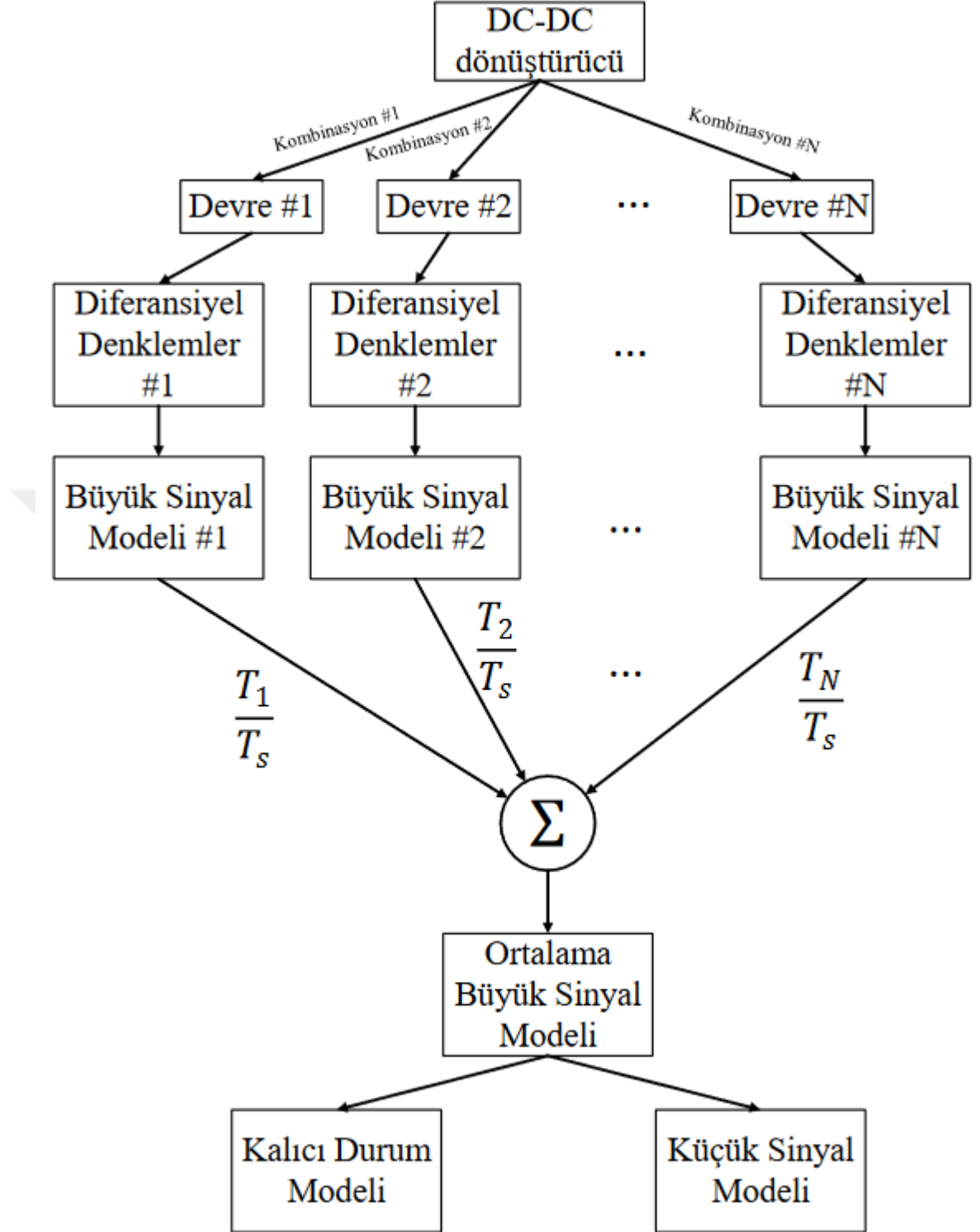
$$\frac{d}{dt}\Delta x = A_{small}\Delta x + B_{small} \begin{bmatrix} \Delta u \\ - \\ \Delta d \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Ya da,

$$\frac{d}{dt}\Delta x = A_{small}\Delta x + B_{small-1}\Delta u + B_{small-2}\Delta d \quad (2.26)$$

Bu ifadede, Δd ifadesi kontrol sinyal değişkenlerinin oluşturduğu vektördür. Örneğin Buck dönüştürücü gibi bir kontrol sinyelinin bulunduğu bir sistem için 1x1 bir vektörü ifade etmektedir. Boost-Boost ya da Double-Buck-Boost dönüştürücü formundaki DC-DC dönüştürücüler için 2 kontrol sinyali bulunmaktadır, bundan dolayı Δd vektörü 2x1 boyutundadır ve $[\Delta d_1 \quad \Delta d_2]^T$ açık formunda ifade edilir. Daha yüksek dereceli DC-DC dönüştürücüler içinde durum aynıdır, kontrol sinyal değişkeni kadar Δd vektör boyutu artar.

Anlatılan sistematik yöntem Şekil 2.1’de verilen blok diyagramda gösterilmektedir.

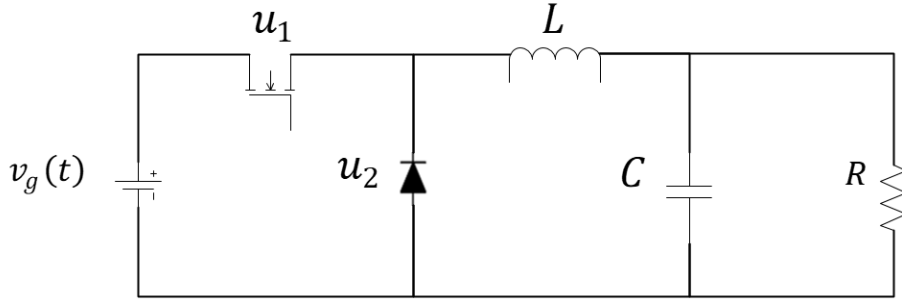


Şekil 2.1 : DC-DC dönüştürücü CCM modelleme methodu

Bu noktadan sonra belirtilen yöntemlerin detaylıca örneklendirilmesi için önce Buck dönüştürücü sonra Boost-Boost dönüştürücü için uygulanacaktır. En son alt başlıkta da SEPIC dönüştürücü için sistem modeli belirlenecektir.

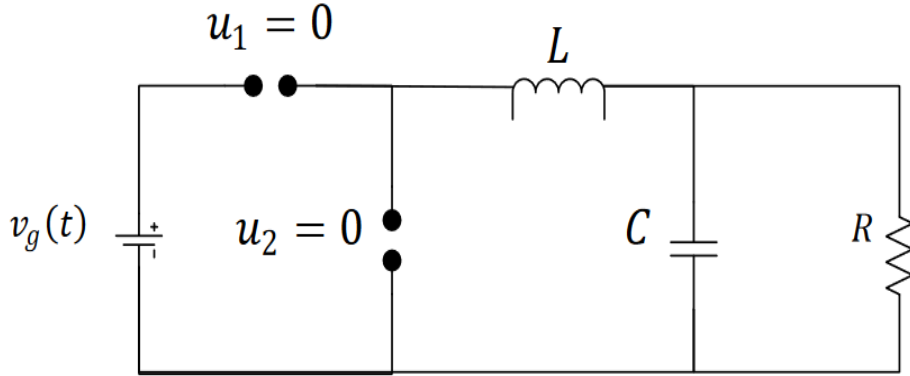
2.2.1 Buck dönüştürücü sistem modelinin SSA ile bulunması

Buck dönüştürücü devresi,

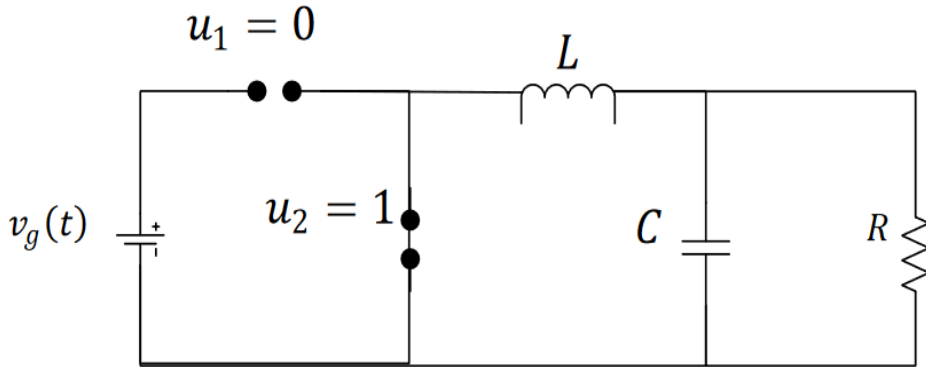


Şekil 2.2 : Buck dönüştürücü devresi

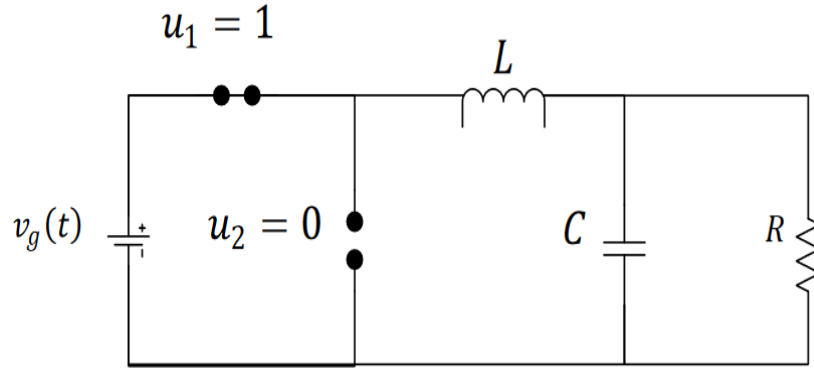
Olarak verilmektedir ve Şekil 2.2'deki devrede belirtilen anahtar terimleri, $u_1, u_2 \in \{0,1\}$ formunda ifade edilir. Sistemde 2 anahtar vardır. Dolayısı ile 4 farklı kombinasyon vardır. Bu kombinasyonlar aşağıdaki şekilde,



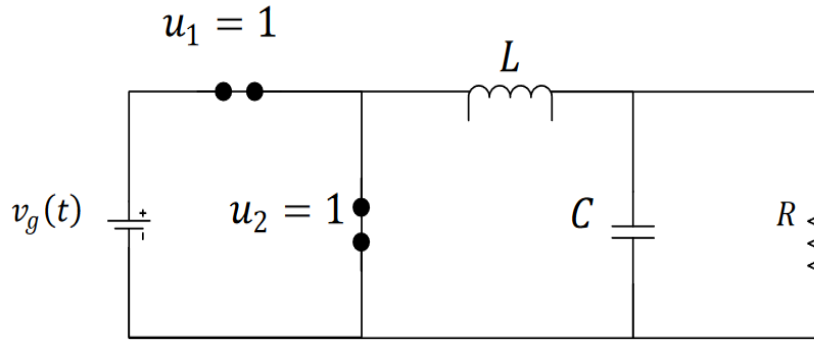
(a) $(u_1, u_2) = (0,0)$ Geçersiz kombinasyon (endüktör açık devre durumunda)



(b) $(u_1, u_2) = (0,1)$ Geçerli kombinasyon



(c) $(u_1, u_2) = (1,0)$ Geçerli kombinasyon



(d) $(u_1, u_2) = (1,1)$ Geçersiz kombinasyon (kaynak gerilimi kısa devre durumunda)

Şekil 2.3 : Buck dönüştürücü kombinasyonları

olarak verilmişlerdir. Şekil 2.3'de verildiği üzere, 4 adet devre kombinasyonundan, 2 devre geçerlidir. Diğer kombinasyonlar endüktör açık devre yapması yada kaynak ve herhangi bir kapasitörü kısa devre yapması bakımından geçerli kombinasyonlar değildir [37].

Burada 1 adet kontrol sinyali sistemi kontrol etmek için yeterlidir. Bu sebepten dolayı bu iki anahtar senkron çalışır. Biri açıkken diğeri kapalı pozisyonundadır. Bu faktörden de nedenle, geleneksel olarak Buck dönüştürücü bir adet transistor ve diyot ile gösterilir. Standard bir diyot kontrol edilemez, ancak sadece transistor kontrol edilir. Şekil 2.3'de verilen iki geçerli devre kombinasyonlarının dinamikleri açıklayan diferansiyel denklemler, geçerli kombinasyon #1 için,

$$\begin{aligned} \frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C}i - \frac{1}{R_L C}v_o - \frac{1}{C}i_o \\ \frac{di}{dt} &= -\frac{1}{L}v_o + \frac{1}{L}v_g \end{aligned} \quad (2.27)$$

Olarak verilmektedirler. Geçerli kombinasyon #2 için, gerekli diferansiyel denklemler,

$$\begin{aligned}\frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C}i - \frac{1}{R_L C}v_o - \frac{1}{C}i_o \\ \frac{di}{dt} &= -\frac{1}{L}v_o\end{aligned}\quad (2.28)$$

Olarak verilir.

Bu iki grup diferansiyel denklemi tek bir anahtar kontrol sinyali kullanarak,

$$\begin{aligned}\frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C}i - \frac{1}{R_L C}v_o - \frac{1}{C}i_o \\ \frac{di}{dt} &= -\frac{1}{L}v_o + u\frac{1}{L}v_g\end{aligned}\quad (2.29)$$

Olarak ifade etmek mümkündür, ki burada, $u \in \{0,1\}$. Sonraki adımda bu dijital değişken sürekli d değişkeni ile değiştirilir ve,

$$\begin{aligned}\frac{dv_o}{dt} &= \frac{1}{C}i - \frac{1}{R_L C}v_o - \frac{1}{C}i_o \\ \frac{di}{dt} &= -\frac{1}{L}v_o + d\frac{1}{L}v_g\end{aligned}\quad (2.30)$$

formunda ifade edilir, belirtilen yeni terim, $d \in [0,1]$ formunda ifade edilir.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} v \\ i \\ x \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C} & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{ALSM}}\begin{bmatrix} v \\ i \\ x \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ d\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{B_{ALSM}}\begin{bmatrix} v_g \\ i_o \\ u \end{bmatrix}\quad (2.31)$$

Bir sonraki adımda, A_{ALSM} ve B_{ALSM} matrixlerinden, sırayla A_D ve $A_{\Delta d}$ ile B_D ve $B_{\Delta d}$ matrislerinin elde edilmesi olacaktır. A_{ALSM} matrisi için bu işlem,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C} & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{ALSM}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{A_D} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{\Delta d}}\quad (2.32)$$

Olarak yapılır. B_{ALSM} için bu işlem,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ d\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{B_{ALSM}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ (D + \Delta d)\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{B_{ALSM}}\quad (2.33)$$

$$= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ (D)\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{B_D} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ (\Delta d)\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{B_{\Delta d}}$$

Olarak ifade edilir.

Bir sonraki adımda, A_{small} matrixi,

$$A_{small} = A_D = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Olarak belirlenir. $B_{small-1}$ ifadesi,

$$B_{small-1} = B_D = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ (D)\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Olarak belirlenir. $B_{small-2}$ ifadesi, için gerekli $(A_{\Delta d}X + B_{\Delta d}U)$ ifadesi,

$$\begin{aligned} (A_{\Delta d}X + B_{\Delta d}U) &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{\Delta d}} \underbrace{\begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ (\Delta d)\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{B_{\Delta d}} \underbrace{\begin{bmatrix} V_g \\ I_o \end{bmatrix}}_U \\ &= \begin{bmatrix} 0 \\ (\Delta d)\frac{1}{L}V_g \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.36)$$

Bu ifadenin düzenlenmesi ile, $B_{small-2}$ ifadesi,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ (\Delta d)\frac{1}{L}V_g \end{bmatrix}}_{(A_{\Delta d}X+B_{\Delta d}U)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L}V_g \end{bmatrix}}_{B_{small-2}} \underbrace{[\Delta d]}_{\Delta d} \quad (2.37)$$

İfadesinden,

$$B_{small-2} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L}V_g \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Olarak bulunur. B_{small} matrixi de son olarak,

$$\begin{aligned} B_{small} &= [B_{small-1} \quad | \quad B_{small-2}] \\ &= \left[\underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ (D)\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{B_{small-1}} \quad | \quad \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L}V_g \end{bmatrix}}_{B_{small-2}} \right] \end{aligned} \quad (2.39)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ (D)\frac{1}{L} & 0 & \frac{1}{L}V_g \end{bmatrix}$$

Seklinde bulunur. Sonuç olarak tüm ifade,

$$\frac{d}{dt}\Delta x = A_{small}\Delta x + B_{small} \begin{bmatrix} \Delta u \\ - \\ \Delta d \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Formunda,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta v \\ \Delta i \\ \Delta x \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C} & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{small}} \begin{bmatrix} \Delta v \\ \Delta i \\ \Delta x \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ (D)\frac{1}{L} & 0 & \frac{1}{L}V_g \end{bmatrix}}_{B_{small}} \begin{bmatrix} \Delta v_g \\ \Delta i_o \\ \Delta d \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Olarak ya da,

$$\frac{d}{dt}\Delta x = A_{small}\Delta x + B_{small-1}\Delta u + B_{small-2}\Delta d \quad (2.42)$$

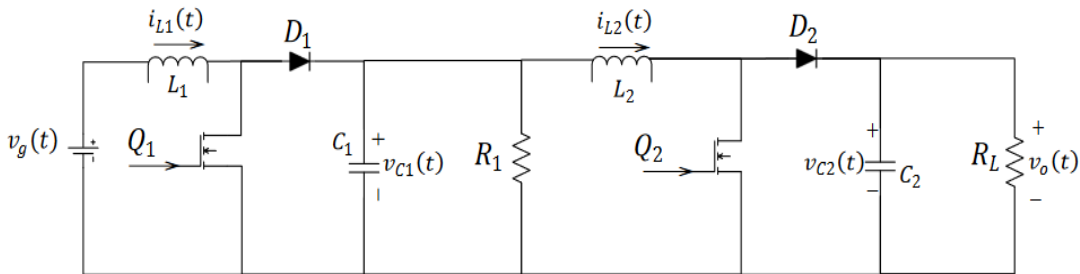
Formunda,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta v \\ \Delta i \\ \Delta x \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C} & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{small}} \begin{bmatrix} \Delta v \\ \Delta i \\ \Delta x \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ (D)\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{B_{small-1}} \begin{bmatrix} \Delta v_g \\ \Delta i_o \\ \Delta u \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L}V_g \end{bmatrix}}_{B_{small-2}} \begin{bmatrix} \Delta d \\ \Delta d \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Açık şekilde ifade edilir.

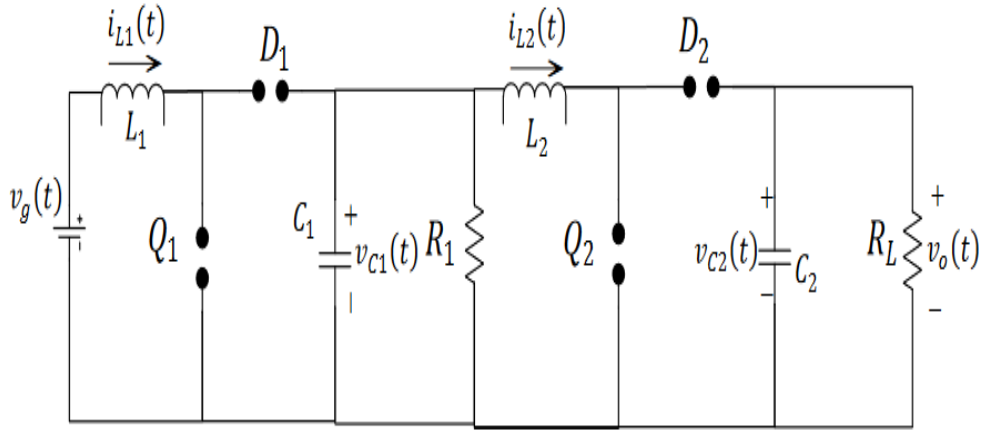
2.2.2 Boost-Boost dönüştürücü sistem modelinin SSA ile bulunması

Boost-Boost dönüştürücü devresi,



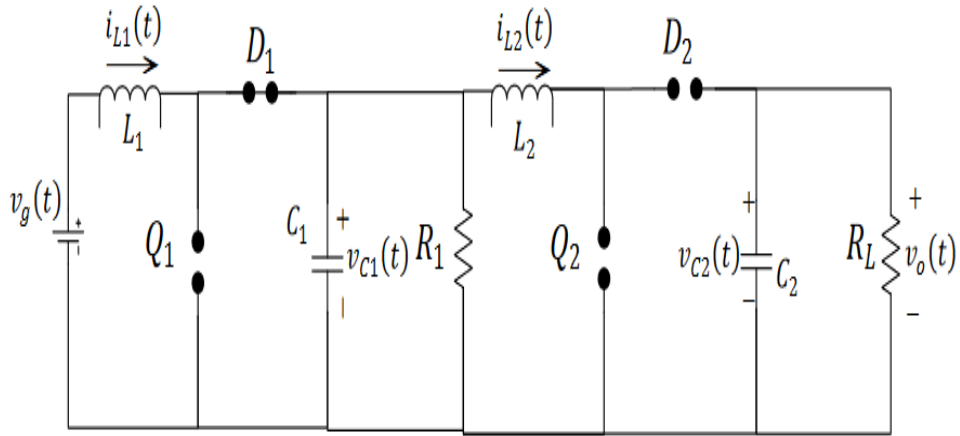
Şekil 2.4 : Boost-Boost Dönüştürücü Devresi

olarak verilmektedir [38]. Sistemde 4 anahtar vardır, dolayısı ile 16 farklı kombinasyon vardır. Bu kombinasyonlar,



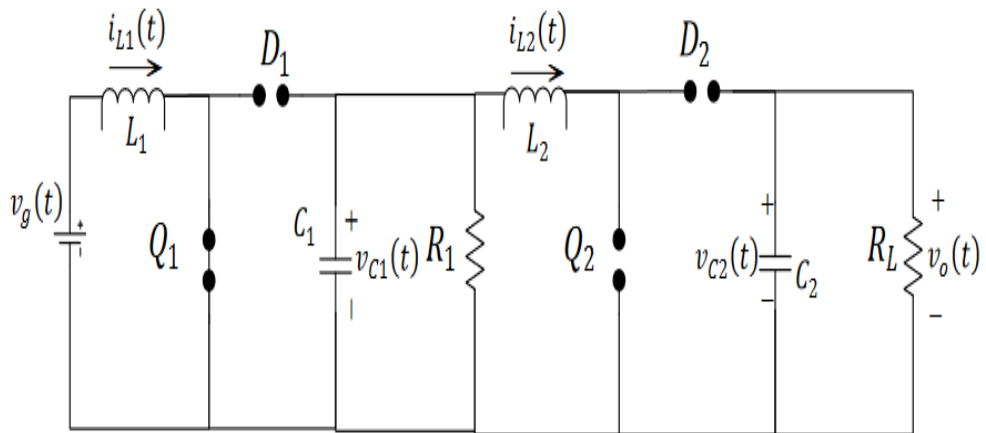
(a) $(Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (0,0; 0,0)$

Geçersiz kombinasyon (L_2 açık devre)



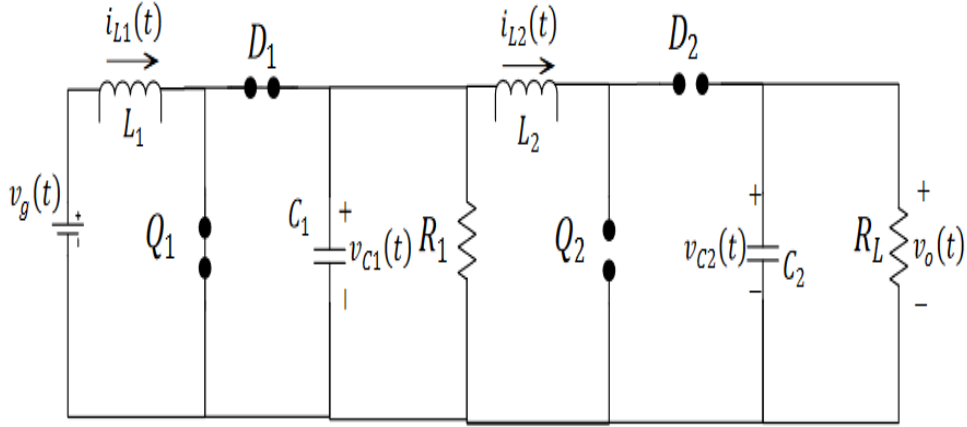
(b) $(Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (0,1; 0,0)$

Geçersiz kombinasyon (L_2 açık devre)



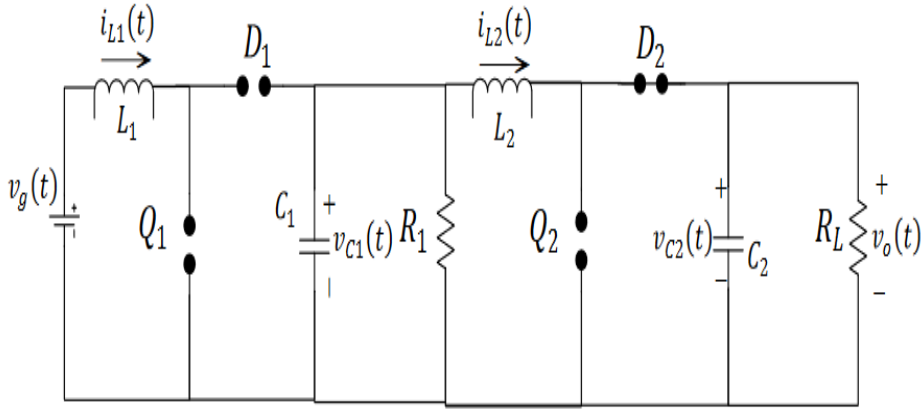
(c) $(Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (1,0; 0,0)$

Geçersiz kombinasyon (L_2 açık devre)



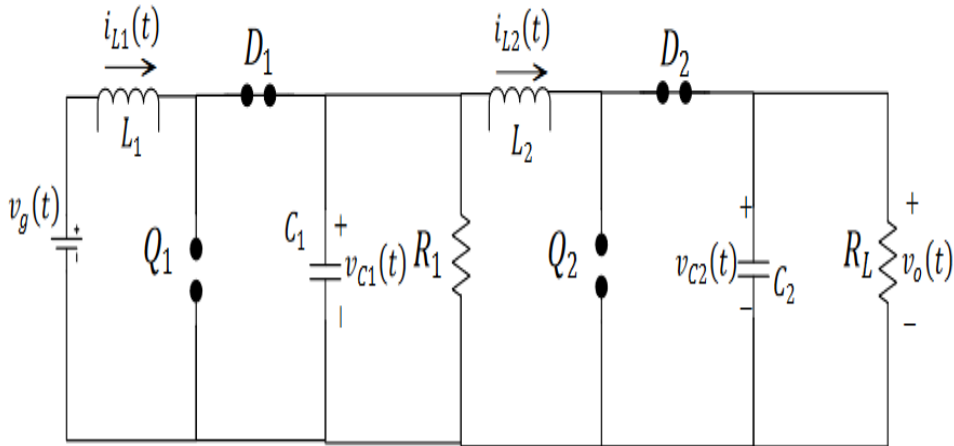
(d) $(Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (1, 1; 0, 0)$

Geçersiz kombinasyon (L_2 açık devre)



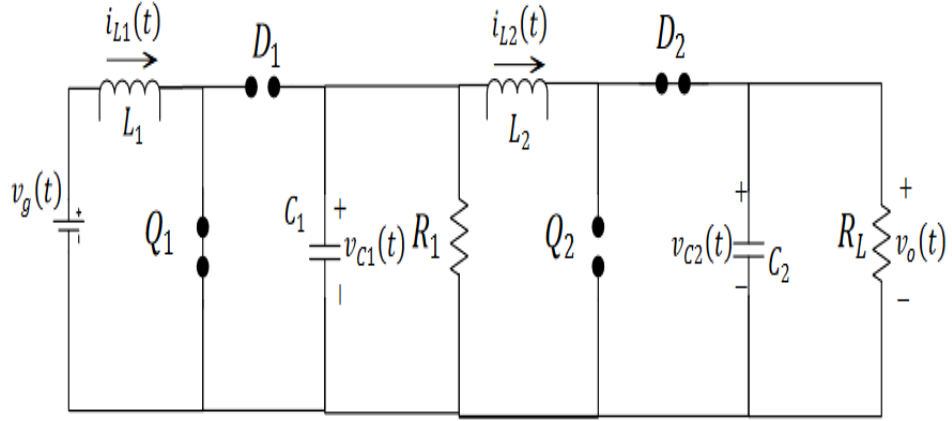
(e) $(Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (0, 0; 0, 1)$

Geçersiz kombinasyon (L_1 açık devre)



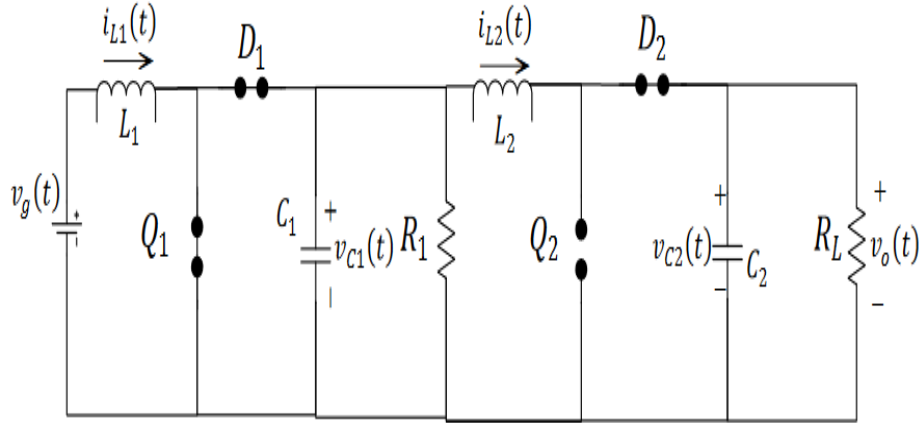
(f) $(Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (0, 1; 0, 1)$

Geçerli kombinasyon



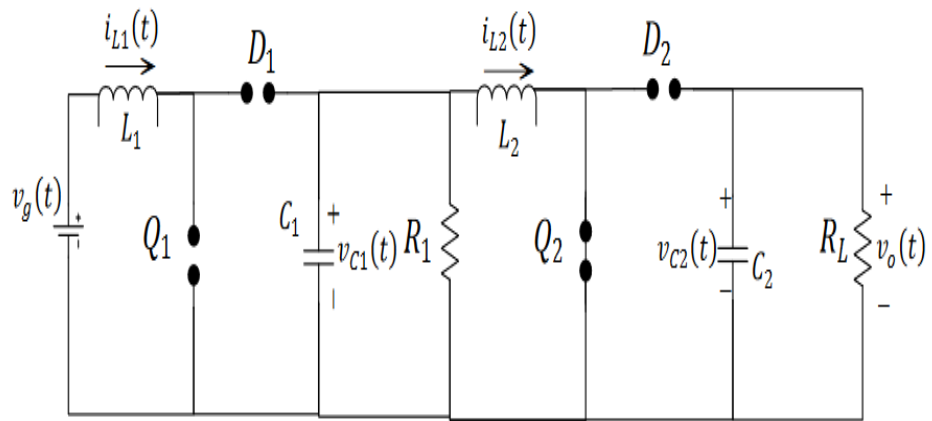
(g) $(Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (1, 0; 0, 1)$

Geçerli kombinasyon



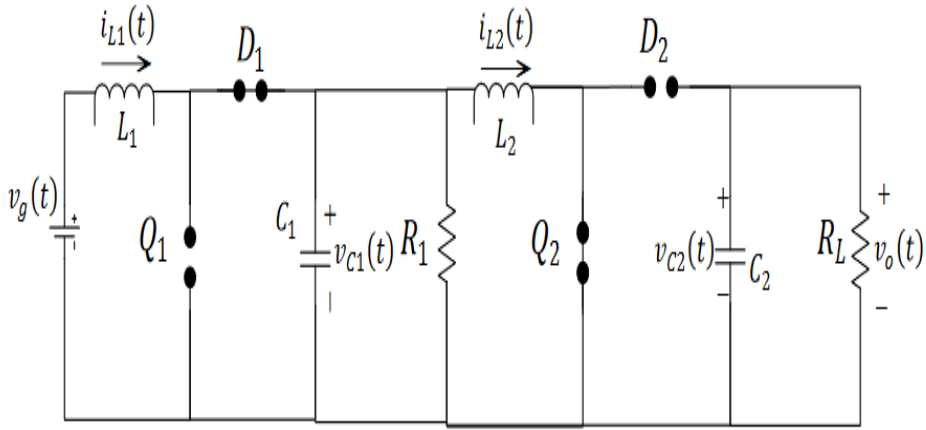
(h) $(Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (1, 1; 0, 1)$

Geçersiz kombinasyon (C_1 kısa devre)



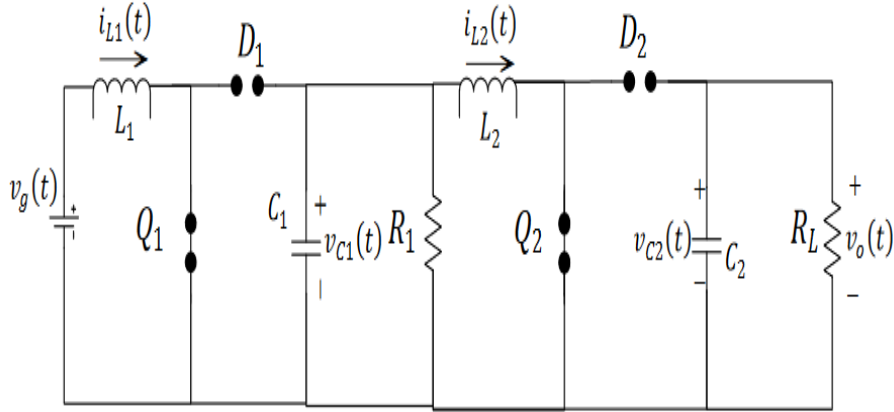
(i) $(Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (0, 0; 1, 0)$

Geçersiz kombinasyon (L_1 açık devre)



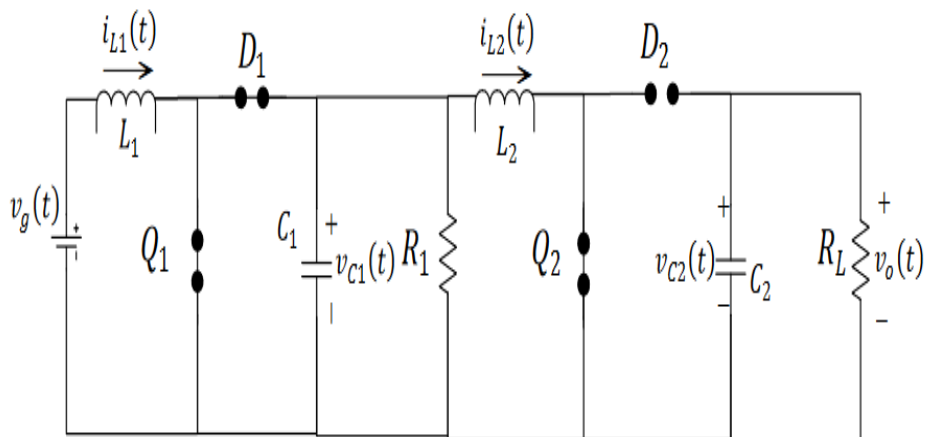
$$(j) (Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (0, 1; 1, 0)$$

Geçerli kombinasyon



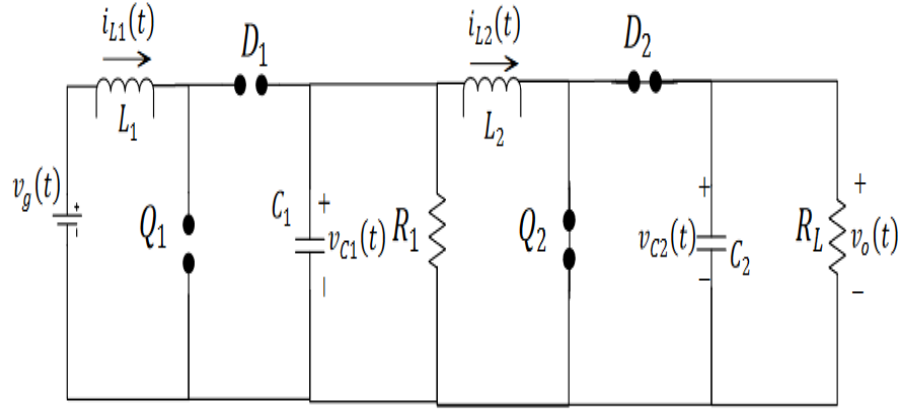
$$(k) (Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (0, 1; 1, 0)$$

Geçerli kombinasyon



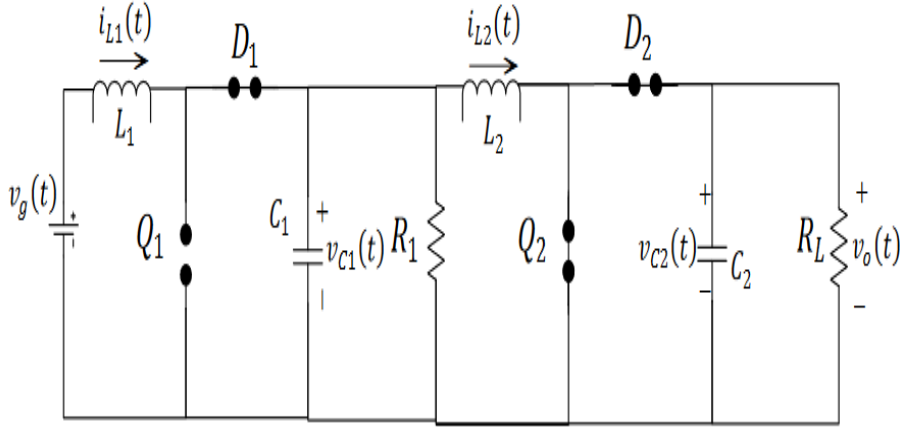
$$(l) (Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (1, 1; 1, 0)$$

Geçersiz kombinasyon (C_1 kısa devre)



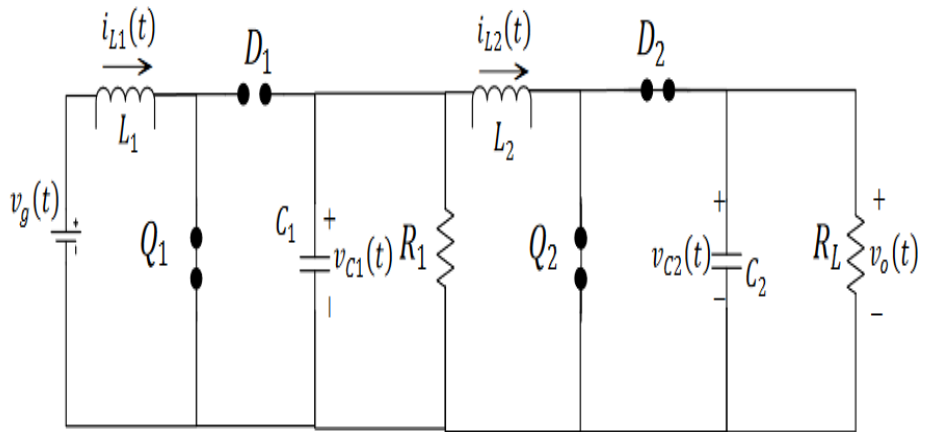
$$(m) (Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (0, 0; 1, 1)$$

Geçersiz kombinasyon (C_2 kısa devre)



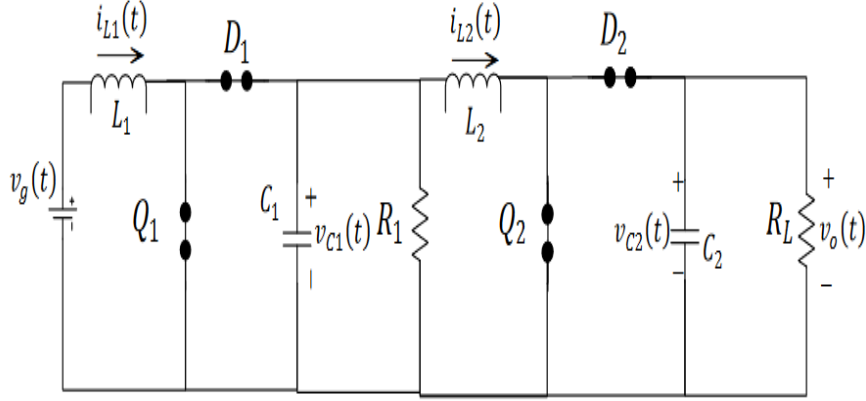
$$(n) (Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (0, 1; 1, 1)$$

Geçersiz kombinasyon (C_2 kısa devre)



$$(o) (Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (1, 0; 1, 1)$$

Geçersiz kombinasyon (C_2 kısa devre)



$$(p) (Q_1, D_1; Q_2, D_2) = (1, 1; 1, 1)$$

Geçersiz kombinasyon (C_2 kısa devre)

Şekil 2.5 : Boost-Boost dönüştürücü kombinasyonları

Olarak verilir. Gerekli diferansiyel denklemler,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} v_1 &= \frac{1}{C_1} (1 - u_1) i_1 - \frac{1}{R_1 C_1} v_1 - \frac{1}{C_1} i_2 \\ \frac{d}{dt} i_1 &= -\frac{1}{L_1} (1 - u_1) v_1 + \frac{1}{L_1} v_g \\ \frac{d}{dt} v_2 &= \frac{1}{C_2} (1 - u_2) i_2 - \frac{1}{R_L C_2} v_2 - \frac{1}{C_1} i_o \\ \frac{d}{dt} i_2 &= \frac{1}{L_2} v_1 - \frac{1}{L_2} (1 - u_2) v_g \end{aligned} \quad (2.44)$$

Olarak belirlenir. Durum-uzay formunda,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \\ x \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_1 C_1} & (1-d_1) \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} \\ -(1-d_1) \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-d_2) \frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{L_2} & 0 & -(1-d_2) \frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{ALSM}} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \\ x \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{ALSM}} \begin{bmatrix} v_g \\ i_o \\ u \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Bir sonraki adımda, A_{ALSM} ve B_{ALSM} matrixlerinden, sırayla A_D ve $A_{\Delta d}$ ile B_D ve $B_{\Delta d}$ matrixlerinin elde edilmesi olacaktır. A_{ALSM} matrisi için bu işlem,

$$\begin{aligned}
& \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_1 C_1} & (1-d_1)\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} \\ -(1-d_1)\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-d_2)\frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{L_2} & 0 & -(1-d_2)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{ALSM}} \\
& = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_1 C_1} & (1-D_1)\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} \\ -(1-D_1)\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-D_2)\frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{L_2} & 0 & -(1-D_2)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}_{A_D} \\
& + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\Delta d_1 \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \Delta d_1 \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta d_1 \frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 & \Delta d_2 \frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{\Delta d}}
\end{aligned} \tag{2.46}$$

Olarak yapılır. B_{ALSM} için bu işlem,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{ALSM}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_D} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{\Delta d}} \tag{2.47}$$

Olarak ifade edilir.

Bir sonraki adımda, A_{small} matrisi,

$$\begin{aligned}
& A_{small} = A_D \\
& = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_1 C_1} & (1-D_1)\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} \\ -(1-D_1)\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-D_2)\frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{L_2} & 0 & -(1-D_2)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.48}$$

Olarak belirlenir. $B_{small-1}$ ifadesi,

$$\begin{aligned}
B_{small-1} &= B_D \\
&= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.49}$$

Olarak belirlenir. $B_{small-2}$ ifadesi, için gerekli $(A_{\Delta d}X + B_{\Delta d}U)$ ifadesi,

$$\begin{aligned}
(A_{\Delta d}X + B_{\Delta d}U) &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\Delta d_1 \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \Delta d_1 \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta d_2 \frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 & \Delta d_2 \frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{\Delta d}} \underbrace{\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \\ V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}}_{\tilde{X}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{\Delta d}} \underbrace{\begin{bmatrix} V_g \\ I_o \\ U \end{bmatrix}}_{\tilde{U}} \\
&= \begin{bmatrix} -\Delta d_1 \frac{1}{C_1} I_1 \\ \Delta d_1 \frac{1}{L_1} V_1 \\ -\Delta d_2 \frac{1}{C_2} I_2 \\ \Delta d_2 \frac{1}{L_2} V_2 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.50}$$

Bu ifadenin düzenlenmesi ile, $B_{small-2}$ ifadesi,

$$\begin{aligned}
\underbrace{\begin{bmatrix} -\Delta d_1 \frac{1}{C_1} I_1 \\ \Delta d_1 \frac{1}{L_1} V_1 \\ -\Delta d_2 \frac{1}{C_2} I_2 \\ \Delta d_2 \frac{1}{L_2} V_2 \end{bmatrix}}_{(A_{\Delta d}X + B_{\Delta d}U)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} I_1 & 0 \\ \frac{1}{L_1} V_1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} I_2 \\ 0 & \frac{1}{L_2} V_2 \end{bmatrix}}_{B_{small-2}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta d_1 \\ \Delta d_2 \end{bmatrix}}_{\Delta d}
\end{aligned} \tag{2.51}$$

İfadesinden,

$$B_{small-2} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} I_1 & 0 \\ \frac{1}{L_1} V_1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} I_2 \\ 0 & \frac{1}{L_2} V_2 \end{bmatrix} \tag{2.52}$$

Olarak bulunur. B_{small} matrisi de son olarak,

$$\begin{aligned}
B_{small} &= [B_{small-1} \quad | \quad B_{small-2}] \\
&= \left[\begin{array}{cc|cc} 0 & 0 & -\frac{1}{C_1}I_1 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1}V_1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2}I_2 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2}V_2 \end{array} \right] \\
&= \left[\begin{array}{cccc} 0 & 0 & -\frac{1}{C_1}I_1 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1}V_1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2}I_2 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2}V_2 \end{array} \right]
\end{aligned} \tag{2.53}$$

şeklinde bulunur. Sonuç olarak tüm ifade,

$$\frac{d}{dt} \Delta x = A_{small} \Delta x + B_{small} \begin{bmatrix} \Delta u \\ - \\ \Delta d \end{bmatrix} \tag{2.54}$$

Formunda,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta v \\ \Delta i \\ \Delta x \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_1 C_1} & (1-D_1)\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} \\ -(1-D_1)\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} & (1-D_2)\frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{L_2} & 0 & -(1-D_2)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{small}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{C_1}I_1 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1}V_1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2}I_2 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2}V_2 \end{bmatrix}}_{B_{small}} \begin{bmatrix} \Delta v_g \\ \Delta i_g \\ \Delta d_1 \\ \Delta d_2 \end{bmatrix} \tag{2.55}$$

Olarak ya da,

$$\frac{d}{dt} \Delta x = A_{small} \Delta x + B_{small-1} \Delta u + B_{small-2} \Delta d \tag{2.56}$$

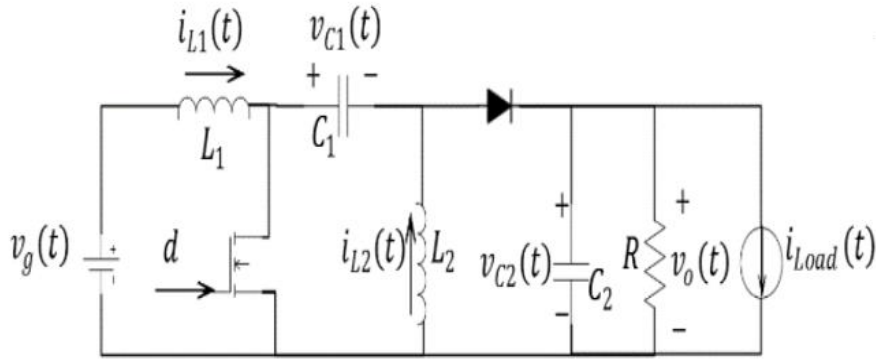
Formunda,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta v \\ \Delta i \end{bmatrix}_{\Delta x} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_1 C_1} & (1-D_1)\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} \\ -(1-D_1)\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-D_2)\frac{1}{C_2} \\ \frac{1}{L_2} & 0 & -(1-D_2)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{small}} \begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta i_1 \\ \Delta v_2 \\ \Delta i_2 \end{bmatrix}_{\Delta x} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{small-1}} \begin{bmatrix} \Delta v_g \\ \Delta i_o \end{bmatrix}_{\Delta u} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} I_1 & 0 \\ \frac{1}{L_1} V_1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} I_2 \\ 0 & \frac{1}{L_2} V_2 \end{bmatrix}}_{B_{small-2}} \begin{bmatrix} \Delta d_1 \\ \Delta d_2 \end{bmatrix}_{\Delta d} \quad (2.57)$$

Acık şekilde ifade edilir.

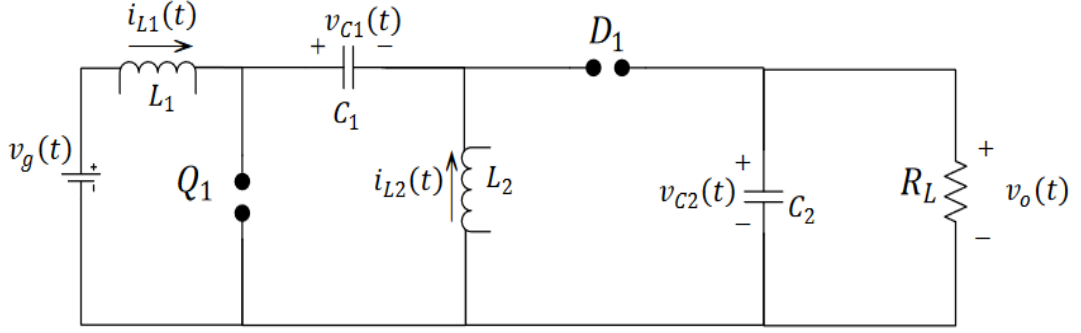
2.2.3 SEPIC dönüştürücü sistem modelinin SSA ile bulunması

SEPIC dönüştürücü devresi aşağıdaki şekilde,

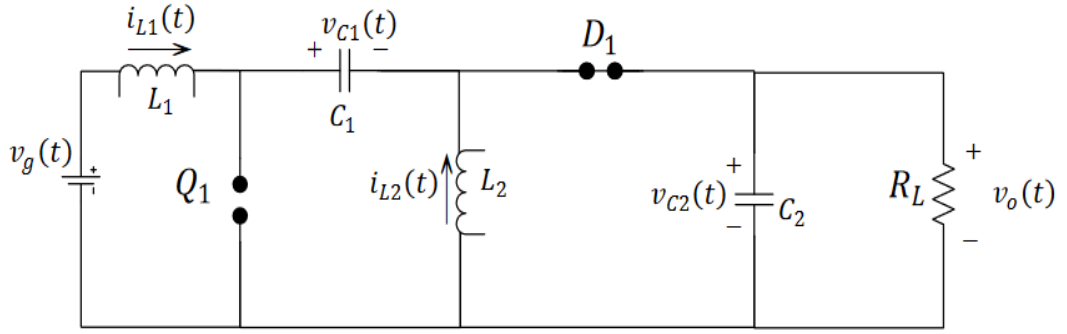


Şekil 2.6 : SEPIC dönüştürücü devresi

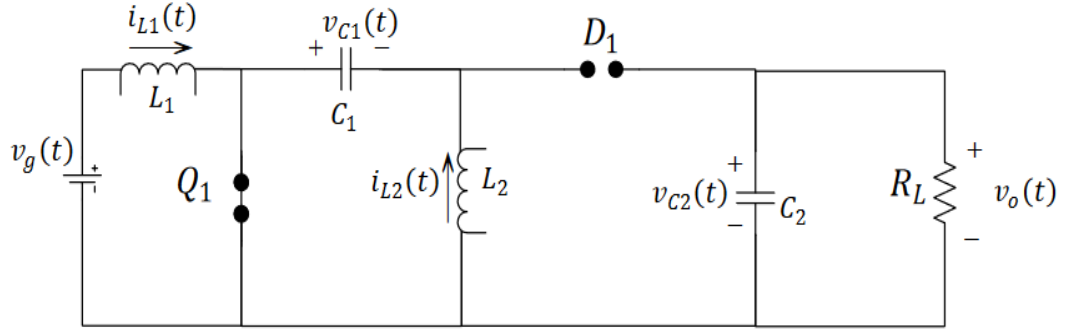
Olarak verilmektedir. Sistemde 2 anahtar vardır. Dolayısı ile 2 farklı kombinasyon vardır. Bu kombinasyonlar aşağıdaki şekilde,



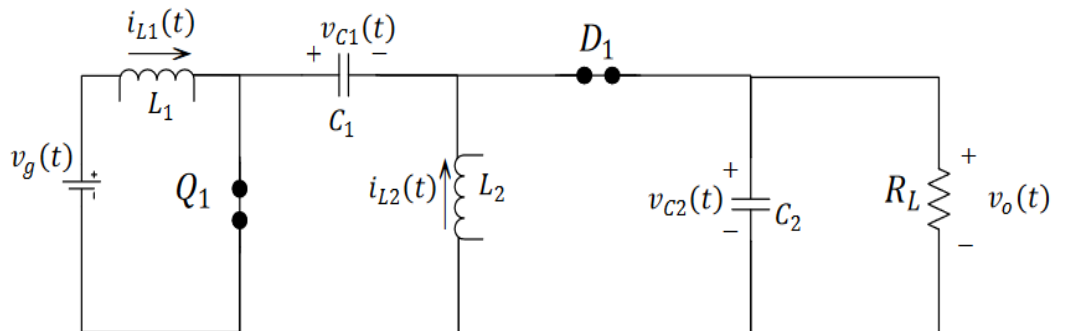
(a) $(u_1, u_2) = (0,0)$ Geçerli kombinasyon



(b) $(u_1, u_2) = (0,1)$ Geçerli kombinasyon



(c) $(u_1, u_2) = (1,0)$ Geçerli kombinasyon



(d) $(u_1, u_2) = (1,1)$ Geçersiz kombinasyon

$(Q_1 - C_1 - D_1 - C_2)$ hattında C_1 ve C_2 kısa devre)

Şekil 2.7 : SEPIC Dönüştürücü kombinasyonları

Olarak verilir. Verilen 3 adet geçerli durum olmasına rağmen modellemenin sistemin sürekli iletim modunda olması koşulundan dolayı ikinci b ve c konfigürasyonları dikkate alınacaktır. İlk durum olarak belirtilen a konfigürasyonunda, L_1 ve L_2 elemanları üzerindeki akımın sifira gitmesi ile sistem süreksiz iletim moduna girer. Gerek bu bölümdeki modeller gerekse de bu çalışmanın genelindeki modellenen ve dinamikleri ele alınan dönüştürücüler, sürekli iletim modunda ele alınacaktır [39]. Gerekli diferansiyel denklemler,

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}v_1 &= (1-u)\frac{1}{C_1}i_1 - u\frac{1}{C_1}i_2 \\
\frac{d}{dt}i_1 &= -(1-u)\frac{1}{L_1}v_1 - (1-u)\frac{1}{L_1}v_2 + \frac{1}{L_1}v_g \\
\frac{d}{dt}v_2 &= (1-u)\frac{1}{C_2}i_1 + (1-u)\frac{1}{C_2}i_2 - \frac{1}{R_L C_2}v_2 - \frac{1}{C_2}i_o \\
\frac{d}{dt}i_2 &= u\frac{1}{L_2}v_1 - (1-u)\frac{1}{L_2}v_2
\end{aligned} \tag{2.58}$$

Olarak belirlenir. Durum-uzay formunda,

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{bmatrix}}_x &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & (1-d)\frac{1}{C_1} & 0 & -d\frac{1}{C_1} \\ -(1-d)\frac{1}{L_1} & 0 & -(1-d)\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & (1-d)\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-d)\frac{1}{C_2} \\ d\frac{1}{L_2} & 0 & -(1-d)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{ALSM}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{bmatrix}}_x \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{ALSM}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_g \\ i_o \end{bmatrix}}_u
\end{aligned} \tag{2.59}$$

Bir sonraki adımda, A_{ALSM} ve B_{ALSM} matrixlerinden, sırayla A_D ve $A_{\Delta d}$ ile B_D ve $B_{\Delta d}$ matrixlerinin elde edilmesi olacaktır. A_{ALSM} matrisi için bu işlem,

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} 0 & (1-d)\frac{1}{C_1} & 0 & -d\frac{1}{C_1} \\ -(1-d)\frac{1}{L_1} & 0 & -(1-d)\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & (1-d)\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-d)\frac{1}{C_2} \\ d\frac{1}{L_2} & 0 & -(1-d)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix} \\
& \stackrel{A_{ALSM}}{=} \begin{bmatrix} 0 & (1-D)\frac{1}{C_1} & 0 & -D\frac{1}{C_1} \\ -(1-D)\frac{1}{L_1} & 0 & -(1-D)\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & (1-D)\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-D)\frac{1}{C_2} \\ D\frac{1}{L_2} & 0 & -(1-D)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\Delta d\frac{1}{C_1} & 0 & -\Delta d\frac{1}{C_1} \\ \Delta d\frac{1}{L_1} & 0 & -\Delta d\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\Delta d\frac{1}{C_2} & 0 & -\Delta d\frac{1}{C_2} \\ \Delta d\frac{1}{L_2} & 0 & \Delta d\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix} \\
& \stackrel{A_D}{} \phantom{\begin{bmatrix} 0 & (1-D)\frac{1}{C_1} & 0 & -D\frac{1}{C_1} \\ -(1-D)\frac{1}{L_1} & 0 & -(1-D)\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & (1-D)\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-D)\frac{1}{C_2} \\ D\frac{1}{L_2} & 0 & -(1-D)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}} + \stackrel{A_{\Delta d}}{\phantom{\begin{bmatrix} 0 & -\Delta d\frac{1}{C_1} & 0 & -\Delta d\frac{1}{C_1} \\ \Delta d\frac{1}{L_1} & 0 & -\Delta d\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\Delta d\frac{1}{C_2} & 0 & -\Delta d\frac{1}{C_2} \\ \Delta d\frac{1}{L_2} & 0 & \Delta d\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}}
\end{aligned} \tag{2.60}$$

olarak yapılır. B_{ALSM} için bu işlem,

$$\begin{aligned}
& \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{ALSM}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_D} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{\Delta d}} \\
& \tag{2.61}
\end{aligned}$$

Olarak ifade edilir.

Bir sonraki adımda, A_{small} matrisi,

$$A_{small} = A_D = \begin{bmatrix} 0 & (1-D)\frac{1}{C_1} & 0 & -D\frac{1}{C_1} \\ -(1-D)\frac{1}{L_1} & 0 & (1-D)\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & (1-D)\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-D)\frac{1}{C_2} \\ D\frac{1}{L_2} & 0 & -(1-D)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix} \tag{2.62}$$

Olarak belirlenir. $B_{small-1}$ ifadesi,

$$\begin{aligned}
& B_{small-1} = B_D \\
& = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
& \tag{2.63}
\end{aligned}$$

Olarak belirlenir. $B_{small-2}$ ifadesi, için gerekli $(A_{\Delta d}X + B_{\Delta d}U)$ ifadesi,

$$(A_{\Delta d}X + B_{\Delta d}U) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\Delta d \frac{1}{C_1} & 0 & -\Delta d \frac{1}{C_1} \\ \Delta d \frac{1}{L_1} & 0 & -\Delta d \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\Delta d \frac{1}{C_2} & 0 & -\Delta d \frac{1}{C_2} \\ \Delta d \frac{1}{L_2} & 0 & \Delta d \frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{\Delta d}} \underbrace{\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \\ V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{\Delta d}} \underbrace{\begin{bmatrix} V_g \\ I_o \end{bmatrix}}_U \quad (2.64)$$

$$= \begin{bmatrix} -\Delta d \frac{1}{C_1} (I_1 + I_2) \\ \Delta d \frac{1}{L_1} (V_1 - V_2) \\ -\Delta d \frac{1}{C_2} (I_1 + I_2) \\ \Delta d \frac{1}{L_2} (V_1 + V_2) \end{bmatrix}$$

Bu ifadenin düzenlenmesi ile, $B_{small-2}$ ifadesi,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} -\Delta d \frac{1}{C_1} (I_1 + I_2) \\ \Delta d \frac{1}{L_1} (V_1 - V_2) \\ -\Delta d \frac{1}{C_2} (I_1 + I_2) \\ \Delta d \frac{1}{L_2} (V_1 + V_2) \end{bmatrix}}_{(A_{\Delta d}X + B_{\Delta d}U)} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} (I_1 + I_2) \\ \frac{1}{L_1} (V_1 - V_2) \\ -\frac{1}{C_2} (I_1 + I_2) \\ \frac{1}{L_2} (V_1 + V_2) \end{bmatrix}}_{B_{small-2}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta d \\ \Delta d \end{bmatrix}}_{\Delta d} \quad (2.65)$$

İfadesinden,

$$B_{small-2} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1} (I_1 + I_2) \\ \frac{1}{L_1} (V_1 - V_2) \\ -\frac{1}{C_2} (I_1 + I_2) \\ \frac{1}{L_2} (V_1 + V_2) \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Olarak bulunur. B_{small} matrisi de son olarak,

$$B_{small} = [B_{small-1} \quad | \quad B_{small-2}] \quad (2.67)$$

$$\begin{aligned}
&= \left[\begin{array}{cc} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{array} \right]_{B_{small-1}} \quad | \quad \left[\begin{array}{c} -\frac{1}{C_1}(I_1 + I_2) \\ \frac{1}{L_1}(V_1 - V_2) \\ -\frac{1}{C_2}(I_1 + I_2) \\ \frac{1}{L_2}(V_1 + V_2) \end{array} \right]_{B_{small-2}} \\
&= \left[\begin{array}{ccc} 0 & 0 & -\frac{1}{C_1}(I_1 + I_2) \\ \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1}(V_1 - V_2) \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2}(I_1 + I_2) \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2}(V_1 + V_2) \end{array} \right]
\end{aligned}$$

şeklinde bulunur. Sonuç olarak tüm ifade,

$$\frac{d}{dt}\Delta x = A_{small}\Delta x + B_{small} \begin{bmatrix} \Delta u \\ - \\ \Delta d \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

Formunda,

$$\begin{aligned}
&\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta v \\ \Delta i \\ \Delta x \end{bmatrix} \\
&= \underbrace{\left[\begin{array}{cccc} 0 & (1-D)\frac{1}{C_1} & 0 & -D\frac{1}{C_1} \\ -(1-D)\frac{1}{L_1} & 0 & (1-D)\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & (1-D)\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-D)\frac{1}{C_2} \\ D\frac{1}{L_2} & 0 & -(1-D)\frac{1}{L_2} & 0 \end{array} \right]}_{A_{small}} \begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta i_1 \\ \Delta v_2 \\ \Delta i_2 \end{bmatrix}_{\Delta x} \\
&+ \underbrace{\left[\begin{array}{ccc} 0 & 0 & -\frac{1}{C_1}(I_1 + I_2) \\ \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1}(V_1 - V_2) \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2}(I_1 + I_2) \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2}(V_1 + V_2) \end{array} \right]}_{B_{small}} \begin{bmatrix} \Delta v_g \\ \Delta i_o \\ - \\ \Delta d_1 \\ \Delta d_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u \\ - \\ \Delta d \end{bmatrix} \\
\end{aligned} \quad (2.69)$$

Olarak ya da,

$$\frac{d}{dt}\Delta x = A_{small}\Delta x + B_{small-1}\Delta u + B_{small-2}\Delta d \quad (2.70)$$

Formunda,

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \Delta v \\ \Delta i \end{bmatrix}_{\Delta x} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & (1-D)\frac{1}{C_1} & 0 & -D\frac{1}{C_1} \\ -(1-D)\frac{1}{L_1} & 0 & (1-D)\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & (1-D)\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_L C_2} & (1-D)\frac{1}{C_2} \\ D\frac{1}{L_2} & 0 & -(1-D)\frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{small}} \begin{bmatrix} \Delta v_1 \\ \Delta i_1 \\ \Delta v_2 \\ \Delta i_2 \end{bmatrix}_{\Delta x} \quad (2.71)$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{small-1}} \begin{bmatrix} \Delta v_g \\ \Delta i_o \end{bmatrix}_{\Delta u} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1}(I_1 + I_2) \\ \frac{1}{L_1}(V_1 - V_2) \\ -\frac{1}{C_2}(I_1 + I_2) \\ \frac{1}{L_2}(V_1 + V_2) \end{bmatrix}}_{B_{small-2}} \begin{bmatrix} \Delta d \end{bmatrix}_{\Delta d}$$

Açık şekilde ifade edilir.

3 KONTROLCÜ TASARIMI

3.1 Giriş

Bu bölümde, SMC yöntemi üzerinde durulacaktır. Bir önceki bölümde ilgilenilen sistem olan SEPIC DC-DC dönüştürücü modeli transfer fonksiyonu ve durum-uzay denklemleri elde edildi. Bu sistemin çıkış geriliminin bahsedilen belirgin bozucular karşısında regülasyonu ve belli durumlarda da referans takibi için bu bölümde anlatılacak olan SMC kullanılacaktır. SMC 70'li yıllarda ortaya atılan VSS (Variable Structure Systems) adlı konu ile gündeme gelerek, kontrol alanında ciddi bir ilgi görmüştür [40]. İlk ortaya çıktığı günden bu yana birçok araştırmacının farklı durumdaki sistemler için tasarladığı kontrol yeni varyasyonları mevcuttur. Bu bölümde kullanılacak olan SMC yöntemi olan Dinamik ODSMC tasarımı ve çalışma koşulları üzerinde durulacaktır. Dinamik ODSMC yöntemi için Sürekli zaman SMC ile konu irdelenmeye başlanacak, ardından ayrık zamanlı varyasyonu üzerinde durulacaktır. Sonrasında Ayrık zamanlı uygulamalarda, referans takibi için gerekli kontrol yöntemi olan Dinamik ODSMC integral alıcılı tasarımı ve kapalı çevrim kararlılık koşulları verilecektir. Bu bölümün bitiminde de bir önceki bölümde modeli bulunan SEPIC DC-DC dönüştürücü sistemi için verilen değerlerde Dinamik ODSMC integral alıcılı tasarımı detaylı olarak açıklanacaktır.

3.2 Sürekli Zaman SMC

SMC, ilk 1960-1965 yılları arasında Rusya'da VSS (Variable Structure System) adı ile, yeni bir kontrol yöntemi olarak ortaya atılmıştır. Bu kontrol yöntemi genel olarak farklı kontrol algoritmalarının avantajları ve dezavantajları olduğu bilgisini temel alarak baslar. Bu düşünce daha detaylı ele alınacak olursa su şekilde özetlenebilir. Her kontrol yöntemi durum uzayının belli bölgelerinde daha iyi bir performans ortaya koyar, aynı şekilde başka bölgelerde de yavaş ya da bozucu etkilere duyarlılığı yüksek bir sonuca neden olur. VSS, konsept olarak bu kontrol algoritmalarının hepsinin, sadece durum uzayda iyi performans verdikleri bölgelerde çalıştırılması ve durumların sistem çalışması sırasındaki hareketi nedeni ile spesifik bölgeden

ayrılması sırasında da diğer bölgede iyi çalışan kontrolcünün diğer kontrolcü yerine aktif hale getirilmesi olarak açıklanabilir. Bu kontrolcülerin değiştirilmesi, genel sistem çalışmasında iyi bir performans vermesinin yanında bu bölümde irdeleneceği üzere oldukça gürbüz bir sistemin ortaya çıkmasının da temelini oluşturur. Bir diğer avantajı olarak nonlineer ayrıklaştırılmayan bir sistemin SMC ile ayrıştırılabileceği ve dolayısı ile sistem boyutunun azaltılabileceği olarak verilebilir [41]. Bu şüphesiz ki bir avantajdır ve çok yüksek boyutlu sistemlerin kontrolünde bu tarz, problemin daha az boyutlarda ele alınması istenen bir konudur.

Klasik SMC probleminin çalışmasında, sistemin kayan moda erişimi ve bu modu devam ettirmesi amaçlanır. Bu sistem, tasarlanacak olan kayan moda ulaşılmışken uygulanacak olan bir dizi sürekli olmayan terimler ile başarılıdır. Sistemin erişmesi istenilen Kayma yüzeyi S ile gösterilir ve başlangıç anından bu yüzeye sınırlı bir surede gelmesi hedeflenir. Geri beslemeli kontrolün yapısı, bir anahtarlama sinyali ile sistem durumlarının bu yüzeyi geçtiği her anda sürekli olarak değişir. Kayma hareketi, sistemin bu yüzeyi sürekli olarak geçmesi ve kontrol yapısının anahtarlanarak değiştirilmesi ile bu yüzeyin yakınında sistem dinamiklerinin değişmesi olarak tanımlanır. Sistem durumları bu yüzeyde hareket ederek durum uzaydaki referans noktaya sınırlı surede ulaşırlar. Bu yüzeyde sistem durumları değişirken, sistem dış bozucu sinyallere karşı duyarsız bir çalışma sürdürür. Buradaki teorik olarak ele alınan sonsuz frekans ile anahtarlama konusu, mümkün olduğunun kabul edilmesi ile oldukça gürbüz bir performansa imkân verir. Sonsuz frekans varsayımı, sistemin ilk anlatımında, matematiksel ifadeleri basitleştirmek amacı ile kabul edilir ancak sonrasında sınırlı frekans ifadesinin belli ölçüde sonsuz frekansın vereceği gürbüz performansa (ulaşamayacağını kabul edilmesi ile birlikte) belli ölçüde yakın bir çalışma ortaya çıkaracağı bu bölümde işlenecektir.

Öncelikle ilk olarak ele alınacak olan sistemin durum uzay gösteriminde ifade edilirse,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B(u(t) + f(t, x)) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Burada verilen $x \in \mathbb{R}^n, y \in \mathbb{R}^p, u \in \mathbb{R}^m$ terimleri sırasıyla, sistem durumlarını, çıkış ve giriş sinyallerini temsil etmektedir. Sistem tanımında kullanılan $A \in \mathbb{R}^{n \times n}, B \in$

$\mathbb{R}^{n \times m}$, $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ matrisleri sırasıyla sistem, giriş ve çıkış dağıtım matrislerini ifade etmektedirler. Diğer bir ifade olan f ise eşlenmiş belirsizlikler olarak adlandırılır, bu bozucu sinyali, genel bir bozucu sinyalinden daha spesifik olup, sistem giriş kanalından durum dinamiklerinin değişimine etkide bulunur. Bu noktadan sonra sistemin bahsedilecek kontrolcü tasarımına yapısal olarak uygun olması için B matrisinin ful sütun rank olması ve (A, B) çiftinin kontrol edilebilir olması isteklerini karşılaması beklenmektedir. SMC tasarımı genel olarak 2 asamadan oluşmaktadır. Bunlar kayma yüzeyinin varlığı ve kayma yüzeyine ulaşımı problemi olarak adlandırılır [42].

Kayma yüzeyinin varlığı problemi, bir \mathcal{S} yüzeyinin oluşturulması öyle ki,

$$\mathcal{S} = \{x \in \mathbb{R}^n : s(x) = 0\} \quad (3.2)$$

Sistem durum vektörü bu yüzeye ulaştığında ve bu yüzey üzerinde bulunduğu sürece, bu ifade sisteme dayatılmış dinamikleri ifade eder. Verilen $s(\cdot): \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^m$ fonksiyonu, kısıtları sağlayacak şekilde seçilebilmekle beraber, işlemlerin karmaşıklığının minimum düzeyde tutulabilmesi ve sonunda tasarlanacak olan kontrol kanununun diğer genel sistemlerde de aynı sistematik belirtilen adımlarla uygulanabilmesi için lineer bir fonksiyon olarak,

$$s(x) = Sx, S \in \mathbb{R}^{m \times n} \quad (3.3)$$

Formunda seçilmiştir.

Kayma yüzeyine ulaşma problemi ise, bir kontrol kanununun belirlenmesi sürecidir, öyle tasarlanacak olan bu kontrol algoritması sistem durumlarını çalışma anında bulunduğu durum uzaydaki herhangi bir noktadan bir önceki adımda tanımlanan yüzeye ulaşmasını garanti edecek şekilde olmalı ve bu yüzeyde kalacağının garanti edilebilir olmasıdır.

3.2.1 Kayma yüzeyine ulaşma problemi

Yüzey tasarımı ile ilgili olarak, çok kullanılan yaklaşımlardan biri olarak verilen durum-uzay gösteriminin bir dönüşüm matrisi ile daha uygun, sonraki adımlardaki işlemleri kolaylaştıracak, bir formda ifade edilmesi uygundur. Bu dönüşüm sonrasında sistem iki alt sistem olarak ifade edilir ve bu iki farklı sistem ayrı olarak ele alınarak problem, alt problemler şeklinde ifade edilir. Koordinat dönüşümü, $x \rightarrow$

Tx olarak tanımlanır ve $T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ formunda nonsingular bir matristir. Dönüşüm sonrası sistem matrisleri,

$$\begin{aligned}\hat{A} &= TAT^T = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \\ \hat{B} &= TB = \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix} \\ \hat{C} &= CT^T = [C_1 \quad C_2]\end{aligned}\tag{3.4}$$

Olarak verilir. Buradaki matris elemanları olan, $A_{11} \in \mathbb{R}^{(n-m) \times (n-m)}$, $B_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$, $C_2 \in \mathbb{R}^{p \times m}$ olarak ifade edilir. Sistemin iki alt sistem formunda edilir öyleki bu alt sistemlerin durumları,

$$Tx = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, x_1 \in \mathbb{R}^{n-m}, x_2 \in \mathbb{R}^m\tag{3.5}$$

Olarak ifade edilir. Bu alt sistem dinamikleri bu dönüşüm sonucunda,

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= A_{11}x_1 + A_{12}x_2 \\ \dot{x}_2 &= A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + B_2f(t, x) + B_2u\end{aligned}\tag{3.6}$$

olarak ifade edilir ve bu form regüler form olarak belirtilir. İlk denklem null uzayı dinamiklerini ifade ederken ikinci denklem range uzayı dinamiklerini ifade eder. Bu terimler verilen ifadelerden de görüleceği üzere, sisteme uygulanan giriş sinyalinin etkileme durumu ile ilgilidir. Giriş sinyali ikinci verilen denklemde, x_2 durumuna doğrudan etki ederken, x_1 durumuna, x_2 üzerinde dolaylı olarak etkide bulunmaktadır. Bu noktadan sonra verilen anahtarlama fonksiyonunun,

$$s(t) = Sx, S \in \mathbb{R}^{m \times n}\tag{3.7}$$

Formunda olduğu dikkate alınır, bu dönüşüm sonrası bu ifade de,

$$ST^T = [S_1 \quad S_2], S_1 \in \mathbb{R}^{m \times (n-m)}, S_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}\tag{3.8}$$

Formunda ayrıştırılabilir. Burada S_2 nonsingular bir matristir. Sliding motion sırasında, $s(t) = 0$ ifadesi verilen \mathcal{S} yüzeyinin tanımından ulaşılır. Aynı şekilde kayma yüzeyi tanımından,

$$\begin{aligned}s(t) &= Sx \\ &= [S_1 \quad S_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}\end{aligned}\tag{3.9}$$

yazılabilir, ve sistem durumları yüzeyde iken,

$$S_1x_1 + S_2x_2 = 0\tag{3.10}$$

İfadesine ulaşılır. Burada, x_2 durumları, x_1 durumlarına bağlı olarak,

$$x_2 = -S_2^{-1}S_1x_1 \quad (3.11)$$

Formunda yazılabilir. Verilen bu ifade deki sağdaki terimde, $K = S_2^{-1}S_1$ yeni bir terimin tanımlanması sonucu,

$$x_2 = -Kx_1 \quad (3.12)$$

Olarak sadeleştirilebilir. Bu ifadeyi dikkate alarak (3.6)'te verilen ilk alt sistem dinamiklerinden,

$$\dot{x}_1 = (A_{11} - A_{12}K)x_1 \quad (3.13)$$

Yazılır ki bu ifade yüzey üzerindeki ideal dinamikleri ifade eder.

Sistem durumları yüzeye eriştiğinde, sistem sınırlı eşlenmiş belirsizlikler bozucuları karşısında tamamen gürbüz hale gelmektedir. Bu eşlenmiş belirsizlikler teriminin sistem giriş kanalından sisteme etki etmesinden kaynaklanmaktadır. Bu yüzden, belirsizliklerin sistem üzerindeki negatif etkileri, uygulanabilecek belirli kontrol sinyalleri ile giriş kanalından telafi edilebilir. Kayma hareketi, Denklem (3.13)'de ifade edilen dinamikler ile ifade edilmektedir. Buradan görüleceği üzere, sistem $n - m$ boyutlu olarak ifade edilebilir hale gelmekte ve sistem daha düşük bir boyutta ele alınabilmektedir. Geriye kalan m adet sistem durumu ise diğer durumların lineer kombinasyonu olarak ifade edilebilir. Existence problemi, x_1 dinamiklerini kararlı duruma getiren bir K parametresinin bulunmasıdır. Bu ifade, (A_{11}, A_{12}) alt sistemi için statik geri besleme problemi olarak görülebilir [43].

3.2.2 Ulaşılabilirlik problemi

Sistem durumlarının kayan yüzeye erişmesi için, yüzeyin sınırlı bir komşuluğunda $s(t)$ yörüngelerinin bu yüzeye yönlendirilmesi gerekir. Tek girişli bir durum ele alındığında, kayma hareketini garanti eden şart, matematiksel olarak,

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} < 0, \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} > 0 \quad (3.14)$$

Ki bu ifade,

$$\dot{s} < 0 \quad (3.15)$$

Formunda ifade edilebilir. Bu ifade kayma yüzeyine ulaşabilme olarak ifade edilir. MIMO sistemler için kayma yüzeyine ulaşma şartı,

$$\dot{s}(t) = \Phi s(t) \quad (3.16)$$

Olarak ifade edilir. Verilen ifadede $\Phi \in \mathbb{R}^{m \times m}$ matrisinin kararlı olması durumunda, sistem durumlarının \mathcal{S} yüzeyine asimptotik olarak erişebileceğini garanti eder, ki sınırlı sürede ulaşması arzu edilen bir durumdur. İfadenin çözümü,

$$s(t) = e^{\Phi t} s(0) \quad (3.17)$$

Olarak bulunur. Burada, $s(0)$ ifadesi $s(t)$ vektörünün $t = 0$ anındaki değeridir, bir diğer geometrik ifade ile, sistem durumlarının \mathcal{S} yüzeyine olan metrik uzunluğunu ifade eder. Φ matrisinin kararlı karakteristik değerleri olması durumunda, ki yapılacak bir kontrol tasarımında olası parametre bu şekilde seçilir. Ancak bu durum performans açısından isterleri karşılamaz, bunun yerine istenilen $s(t)$ vektör dinamikleri,

$$\dot{s}(t) = \Phi s(t) - \rho(t, x) \frac{P_2 s(t)}{\|P_2 s(t)\|} \quad (3.18)$$

Olarak tasarlanması amaçlanır. Burada, ρ skalar pozitif bir kontrol tasarım parametresidir, $P_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ifadesi ise simetrik pozitif tanımlı kontrol tasarım parametresidir ve $P_2 \Phi + \Phi^T P_2 = -I$ formundaki Lyapunov denklemini sağlamayacak şekilde seçimi yapılır. Verilen $s(t)$ dinamiklerinin açıkça görülen avantajı, bu şekilde tasarlanacak olan kontrol algoritmasının kullanılması durumunda sistem durumlarının \mathcal{S} yüzeyine sınırlı sürede erişerek, sliding mode'a sistemin geçecek olmasıdır. Bu ifade,

$$V(s) = s^T P_2 s, s \neq 0 \quad (3.19)$$

Formunda verilen Lyapunov fonksiyonu olan $V(s)$ ifadesi kullanılarak açıklanabilir. Sistemin sınırlı sürede sliding motion'a ulaşabilmesi için verilen $V(s)$ ifadesinin zamana göre türevi sıfırdan küçük olmalı, yani bu ifade monotonik olarak azalacağı garanti edilmelidir. Bunun için,

$$\dot{V}(s) = s^T P_2 \dot{s} + \dot{s}^T P_2 s \quad (3.20)$$

Formundaki ifade sıfırdan küçük olmalıdır. Bu ifade manipüle edilerek,

$$\dot{V}(s) = s^T(t) \underbrace{(P_2\Phi + \Phi^T P_2)}_{-I} s(t) - 2\rho \underbrace{\|P_2 s(t)\|}_{>0} \quad (3.21)$$

İfadesine erişilebilir. $\dot{V}(s)$ terimi düzenlenirse,

$$\dot{V}(s) = - \underbrace{\|s(t)\|^2}_{>0} - 2\rho \underbrace{\|P_2 s(t)\|}_{>0} \rightarrow \dot{V}(s) < 0, s \neq 0 \quad (3.22)$$

Verilen ifade, uygulanan kontrol algoritması ile sıfırdan küçük elde edilir, dolayısı ile istenen performansa erişilebilir. Kullanılacak olan kontrol kanununun açık şekilde elde etmek için, $s(t) = Sx(t)$ tanımı kullanılır. Bu ifadenin zamana göre türevi alınarak,

$$\dot{s}(t) = S\dot{x}(t) \quad (3.23)$$

Elde edilir. Kullanılacak $s(t)$ dinamikleri ve sistem durum dinamikleri yerine yazılırsa,

$$\Phi s(t) - \rho(t, x) \frac{P_2 s(t)}{\|P_2 s(t)\|} = S(Ax(t) + Bu(t)) \quad (3.24)$$

Verilen ifadede tekrar denklemin sol tarafındaki ile terim için $s(t) = Sx(t)$ tanımı kullanılırsa,

$$\Phi Sx(t) - \rho(t, x) \frac{P_2 s(t)}{\|P_2 s(t)\|} = S(Ax(t) + Bu(t)) \quad (3.25)$$

Elde edilir. Buradan, sistem durumları tek tarafta toplanarak,

$$(\Phi S - SA)x(t) - \rho(t, x) \frac{P_2 s(t)}{\|P_2 s(t)\|} = SBu(t) \quad (3.26)$$

Ve, ilk terimdeki işaret düzenlenirse,

$$-(SA - \Phi S)x(t) - \rho(t, x) \frac{P_2 s(t)}{\|P_2 s(t)\|} = SBu(t) \quad (3.27)$$

Teriminde, $u(t)$ giriş sinyali yalnız bırakılırsa,

$$(SB)^{-1} \left[-(SA - \Phi S)x(t) - \rho(t, x) \frac{P_2 s(t)}{\|P_2 s(t)\|} \right] = u(t) \quad (3.28)$$

Olarak kontrol kanunu, açık formda elde edilir. Bu ifadenin 2 terimi incelenecek olursa,

$$\underbrace{[-(SB)^{-1}(SA - \Phi S)x(t)]}_{u_L} + \underbrace{\left[-\rho(t, x)(SB)^{-1} \frac{P_2 s(t)}{\|P_2 s(t)\|} \right]}_{u_N} = u(t) \quad (3.29)$$

Formunda ayrıştırılabilir. Buradaki u_L ve u_N ifadeleri, giriş sinyalinin lineer ve nonlinearer komponentleri olarak tanımlanır.

Kontrol kanunundaki Φ parametresinin kararlı karakteristik değerlere sahip olacak şekilde seçilir. Sistemin pratik olarak gerçekleştirilebilir olması için nonlinear giriş sinyali bileşenindeki sonsuz frekans varsayımının hafifletilmesi için, bu ifade,

$$u_N(t) = \left[-\rho(t, x)(SB)^{-1} \frac{P_2 s(t)}{\|P_2 s(t)\| + \delta} \right] \quad (3.30)$$

Olarak tanımlanabilir, Buradaki $\delta \in \mathbb{R}$ pozitif bir tasarım parametredir [44].

Tanımlanan kontrol kanunu ile ilgili bir başka gözlem ise, indirgenmiş sistem (A_{11}, A_{12}) dinamikleri, sanal sistem olarak tanımlanan (A, B, S) sisteminin değişmez sıfırları tarafından şekillenmektedir. Bir başka ifade ile, sanal sistem (A, B, S) sisteminin non-minimum değişmez sıfırları üzerinde kararlı olma kısıtı mevcuttur. Bu kısıt sürekli zaman SMC kontrol yönteminin bu hali ile uygulanabileceği sistem tiplerini kısıtlamaktadır. Kontrol kanununun çıkış geri beslemeli formda uygulanabilmesi için, $S \in \mathbb{R}^{m \times n}$ ifadesi üzerinde $S = FC$ kısıtı vardır. Bu ifadede $F \in \mathbb{R}^{m \times p}$ matrisi bir başka tasarım parametresini oluşturmaktadır. Buradan, (A, B, C) sisteminin değişmez sıfırlarının, (A, B, FC) sisteminin değişmez sıfırlarının bir alt kümesi olmasından dolayı, sistemin minimum faz olması kendisine çıkış geri beslemeli sürekli zaman SMC tasarlanabilmesi için gerekmektedir. Ek olarak, $u(t)$ ifadesinde mevcut olan $(SB)^{-1}$ terimi, $\det(SB) \neq 0$ kısıtını getirmektedir. Bu kısıt, $\text{rank}(CB) = m$ formunda da ifade edilebilir. Bu verilen son iki kısıt, sistemin minimum faz ve sistemin göreceli derecesinin bir olma koşulları olarak da ifade edilebilmektedir. Bu koşullar birçok sistem için sorun teşkil edebileceğinden bir sonraki bölümde bu şartların hafifletebilecek kontrol kanunları bu bölümde anlatılanın üzerine eklenecektir.

3.3 Ayrık Zamanlı SMC(DSMC)

Bir önceki alt başlıkta anlatıldığı üzere, DSMC kontrolcü tasarımı da 2 aşamadan oluşmaktadır.

Kayan Yüzey Tasarımı, $s(k) = Sx(k)$ formunda bir yüzey oluşturulmasıdır. Bu yüzey üzerindeki, yani $s(k) = 0$ için sistem dinamikleri kararlı olmalıdır.

Ulaşma fazı, sistem durumlarının durum uzayın belli bir komşuluğundan bu yüzey üzerine sürecektir, ve onları bu yüzey ve belli bir komşuluğunda tutacak bir kontrol kanununun belirlenmesidir.

Ayrık zamandaki SMC tasarımıdaki ilk aşama, sürekli zamandaki tasarım ile aynı basamaklardan oluşmaktadır. Burada kayma yüzeyi, var olan sürekli zamandaki verilen teoriler ile paralellik göstermektedirler ve ayrık zamandaki duruma genişletilebilirler.

Nominal bir ayrık zamanda tanımlanmış sistem ele alalım, sistem dinamikleri, τ ile ifade edildiği durum için,

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Gx + H(u(k) + \xi(k)) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Olarak verilmektedir. Burada, $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $y \in \mathbb{R}^p$ sırasıyla sistem durum, giriş sinyal ve çıkış sinyal vektörünü belirtmektedir. Sistem matrisi, giriş ve çıkış kanal matrisleri ise sırasıyla, $G \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $H \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ olarak verilmekle birlikte bir önceki bölümde ifade edildiği gibi, sisteme etki eden eşlenmiş belirsizlikler, $\xi \in \mathbb{R}^m$ formunda verilmektedir. Bu sistem için açıkça görüleceği üzere, (G, H) çifti sürekli zamandaki (A, B) çiftinin yerini almaktadır ve tümüyle kontrol edilebilir olduğu kısıtı kontrolcü tasarımında gereklidir [45].

Kayma yüzeyi tanımlamak için ilk adım olan kayma değişkenlerinin oluşturduğu vektörü ifadesi için, $s(k) = Sx(k)$ formunda bir ifade sürekli zaman kayma yüzeyi ifadesi ile paralellik göstermektedir. Buradaki $S \in \mathbb{R}^{(n-m) \times n}$ kontrolcü parametresidir ve SH ifadesi nonsingular olacak şekilde seçilir. Parametre seçimini kolaylaştırmak ve sistemi daha hangi durumların doğrudan kontrol edilebilir ve hangi durumların doğrudan kontrol edilebilen durumlar aracılığıyla kontrol edilebilir olduğunu görmek için bir koordinat dönüşümü yapılır. Yapılacak olan koordinat dönüşümünde sistem iki alt sistemde ele alınır. Bunlar range ve null dinamikleri olarak adlandırılırlar. Range dinamikleri doğrudan giriş sinyali ile manipüle edilebilen durumların zamanla değişimini ifade ederken, null dinamikleri ise doğrudan giriş ile müdahale edilemeyenleri gösterir. Ayrık zamanda, bu dinamikler,

$$\begin{aligned} x_1(k) &= G_{11}x_1(k) + G_{12}x_2(k) \\ x_2(k) &= G_{21}x_1(k) + G_{22}x_2(k) + H_2u(k) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Olarak verilir. Burada, $x_1 \in \mathbb{R}^{n-m}$ ve $x_2 \in \mathbb{R}^m$ durumları sırasıyla, null space ve range uzayı dinamiklerini ifade eden durumları belirtir. Kontrolcü ve yüzey parametresi olan S matrisi ise sistem durumları kayma yüzeyi üzerinde iken, yani $Sx(k) = 0 \forall k > k_s$ (k_s sistem durumlarının kayma yüzeyine ulaştığı anı simgeler) kararlı bir çalışma sergilemeyecek şekilde seçilir. Bir başka ifade ile indirgenmiş sistemin kutupları birim çember içerisinde olacak şekilde bir seçim gereklidir. Bu kısım sürekli zamandaki kayma yüzeyi tasarımı ile oldukça benzer olmakla birlikte, indirgenmiş sistemlerin sürekli ve ayrık zamandaki kararlılık kriterleri farklıdır. Bunun ardından gelen tasarım aşamasında, gerekli kontrol kanununun bulunması gelir. Bu kontrol kanununun sistem durularını kayma yüzeyinin belli bir komşuluğunda tasarlanan kayma yüzeyine sürmesi ve bu yüzeyde tutması gerekir. Ancak kontrol kanununda alınan yol ayrık zaman ve sürekli zamanda farklılıklar göstermektedir. Bu kontrol kanunu tasarımındaki farklılık bir sonraki altbölümde irdelenecektir.

3.3.1 Kayma yüzeyine ulaşma

DSMC kontrol algoritmasının ana odak noktası, bir kayma yüzeyine ulaşma şartı bulunması olarak açıklanabilir. Bu kayma yüzeyine ulaşma şartı örnekleme periyodu sıfıra yaklaşırken CSMC gibi davranacağı esas alınarak karar verilebilir. Ancak ayrık zaman kontrol sistemlerinin sürekli zamana kıyasla karşılaştığı kısıt, örnekleme zaman aralığı içerisinde sisteme uygulanan kontrol sinyalinin sabit kalması ve aman periyodunda meydana gelen sistem değişikliklerine müdahale edememesidir. Özellikle örnekleme periyodunu arttıkça bu sorun daha ciddi bir kısıt oluşturmaya baslar. Örnekleme periyodunun büyük değerlerde olması sistem durumlarının kayma yüzeyinde iken, sisteme etki eden bir bozucu sonucu karşılaştığı etki nedeni ile kayma yüzeyinden uzaklaşması ve bunun uygulanan kontrol sinyalinin sabit kalmasından dolayı da değiştirilemeyecek olmasıdır. Sürekli zamandaki kayma yüzeyine ulaşma şartı olan $\dot{s} < 0$ koşulu ayrık zamana doğrudan taşınırsa,

$$[s(k+1) - s(k)]s(k) < 0 \quad (3.33)$$

Formunda belirtilir ve sürekli zamandaki limit koşulu, ayrık zamandaki durum için,

$$\lim_{s(k) \rightarrow 0^+} \Delta s < 0, \quad \lim_{s(k) \rightarrow 0^-} \Delta s > 0 \quad (3.34)$$

Formuna çevrilebilir. Burada Δs ifadesi,

$$\Delta s = s(k + 1) - s(k) \quad (3.35)$$

Olarak yazılır. Ancak bu şartlar, ayrık zaman için gerekli koşul oluşturmak ile birlikte yeterlilik sağlamamaktadır. Ancak bir lineer kontrol kanununun, uygun bir kayma yüzeyi tasarımı ile birlikte, sistemin daha iyi bir performans sergileyeceği belirtilmiştir. Buradaki performans tanımı ise sistem durumlarının çalışma sırasında kayma yüzeyinden olan uzaklığının minimize edilmesin ifade etmektedir. Bu minimizasyon esasına göre tasarlanmış bir kontrol algoritması lineerdir, *sign* ya da *sat* gibi nonlinear fonksiyonların kontrol sisteminin üretiminde kullanılması ile daha iyi bir performans ayrık zamanlı sistem tasarımında alınmaz.

3.3.2 Min-Max kontrol problemi

Bir önceki altbölümde ifade edildiği gibi, ayrık zamanda genel olarak sürekli zamandaki gibi bir ideal kayma moduna ulaşma, giriş sinyalinin örneklemeler arasındaki sürede sabit kalmasından dolayı mümkün olmamaktadır. Bu durumla baş etmek için kullanılacak bir yol olarak sistem durumlarının kayma yüzeyine mümkün olduğunca yakın tutmak önerilebilir. Bu çeşit bir yöntem matematiksel olarak sistemin belirsizliklere olan duyarlılığını minimize etmek olarak belirtilebilir. Bu yaklaşımla, DSMC problemi gürbüz optimal kontrol problemi olarak görülebilir ve bu konu ayrık zaman Lyapunov min-max problemleri ile doğrudan bağlantılıdır. Bu ilişkinin kurulabilmesi için öncelikli olarak, Denklem (3.31)'de ayrık zamanlı sistemi ele alalım. Burada ξ eşlenmiş belirsizlikler sinyalini ifade eder. Bu ifade bilinmemekle birlikte ancak bir sınırlı kümenin elemanıdır. Giriş dağılım H matrisinin full sütun rank olduğu kabul edilirse, Lyapunov fonksiyonu,

$$V(k) = x^T(k)Px(k) \quad (3.36)$$

Olarak tanımlanabilir. Burada verilen $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ simetrik pozitif tanımlı bir matristir. Lyapunov far denklemi ifadesi ise,

$$\Delta V = V(k + 1) - V(k) \quad (3.37)$$

Formunda tanımlanır. İlk olarak problemin bir çıkış regülasyon problemi olduğu durum ele alındığında ve belirsizlik sıfır kabul edilirse, ideal kayma yüzeyi,

$$\mathcal{S} = \{x: Sx = 0\} \quad (3.38)$$

Olarak tanımlanır. Ayrık zamanda tasarlanacak olan bu kontrol yöntemi,

$$S = H^T P \quad (3.39)$$

Formuna uyan kayma yüzeyleri ile sınırlı kalacaktır. Buradan sistem denklemi ve yüzey tanımından,

$$Sx(k+1) = H^T P G x(k) + H^T P H u(k) \quad (3.40)$$

olarak yazılabilir ve bu durum sistem durumlarının kayma yüzeyinde olduğu durum için,

$$H^T P G x(k) + H^T P H u_{eq}(k) = 0 \quad (3.41)$$

Buradan kontrol kanunu,

$$u_{eq}(k) = -(H^T P H)^{-1} H^T P G x(k) \quad (3.42)$$

Olarak elde edilir. Eğer P matrisi, kapalı çevrim sisteme $\Delta V < 0 \forall k$ durumunu sağlayacak şekilde seçilirse, tanım gereği kapalı çevrim kontrol sistemi kararlıdır sonucuna varılabilir. Bir takım matematiksel manipülasyonlar ile, bu ifade,

$$\Delta V = V(k+1) - V(k) \quad (3.43)$$

Elde edilir. Lyapunov fonksiyonunun tanımından,

$$\Delta V = [x^T(k+1)P x(k+1)] - [x^T(k)P x(k)] \quad (3.44)$$

Elde edilir. Sistem dinamik denkleminde,

$$\Delta V = [[Gx(k) + Hu(k)]^T P [Gx(k) + Hu(k)]] - [x^T(k)P x(k)] \quad (3.45)$$

Elde edilir. Kontrol kanunu ifadesi,

$$u_{eq} = -Kx(k) \quad (3.46)$$

Olarak yazılırsa ve bu ifadede, $K := (H^T P H)^{-1} H^T P G$ ifade etmektedir. Sistem kapalı çevrim sistem matrisi ifadesi, tanım gereği,

$$G_c = [G - HK] \quad (3.47)$$

Olarak yazılırsa, Denklem (3.45) kullanılarak,

$$\Delta V = [[G_c x]^T P [G_c x]] - [x^T(k) P x(k)] \quad (3.48)$$

Formunu alır, eşitliğin sağ tarafındaki ilk terim açılırsa,

$$\Delta V = [x^T G_c^T P G_c x] - [x^T(k) P x(k)] \quad (3.49)$$

Buradan ifadenin düzenlenmesi Denklem (3.48),

$$\Delta V = x^T \underbrace{[G_c^T P G_c - P]}_{-Q < 0} x \quad (3.50)$$

Formuna indirgenebilir. Verilen ifadeden de görüleceği üzere, $Q = P - G_c^T P G_c$ matrisinin pozitif olarak, seçilen P matrisi sonucu elde edilebilir olması gerekmektedir. Ek olarak verilen Q ifadesi yapılacak sadeleştirmeler sonucu,

$$Q = P - G^T P G + G^T P H K \quad (3.51)$$

Formuna indirgenebilir.

Önerme 3.1: Ayırık zamanlı ve bozucuların dikkate alındığı Denklem (3.31) ile dinamikleri ifade edilen sistem için, (3.51) ile ifade edildiği gibi, simetrik pozitif tanımlı bir Q matrisine neden olacak bir P matrisi seçimini temel alan kontrol yöntemi, belirsizliklerin sıfır olduğu durumda sınırlı sürede ideal kayma hareketine neden olacaktır. Ek olarak bu kontrol kanunu, ξ ile ifade edilen belirsizliklerin kapalı çevrim üzerindeki etkisini minimize eden bir kontrolü meydana getirir. Bu ifade kontrol kanununun,

$$u = \min_u \left(\max_{\xi} \Delta V(\xi, u) \right) \quad (3.52)$$

Sonucu elde edildiğini ifade etmektedir.

İspat:

Belirsizliklerin ihmal edildiği sistem dinamiklerin ve kayma yüzeyi tanımından meydana gelen ifade,

$$Sx(k+1) = H^T P G x(k) + H^T P H u(k) \quad (3.53)$$

Formunda bulunur. Bu ifadeye, kullanılacak olan kontrol kanunu ifadesi,

$$u_{eq}(k) = -(H^T P H)^{-1} H^T P G x(k) \quad (3.54)$$

Yerine yazılırsa, $Sx(k+1) = 0$ doğrudan elde edilir ve u ifade sistem durumlarının kayma yüzeyine sınırlı sürede eristiğini ifade etmektedir.

(3.52), ile verilen ifadenin doğruluğu ise, Lyapunov fonksiyonu ifadesinin tanımından,

$$V(k) = x^T(k)Px(k) \rightarrow V(k+1) = x^T(k+1)Px(k+1) \quad (3.55)$$

Yazılabilir, bu ifadeye sistem dinamikleri yerine yazılırsa,

$$V(k+1) = [Gx(k) + H[u(k) + \xi(k)]]^T P [Gx(k) + H[u(k) + \xi(k)]] \quad (3.56)$$

Formu elde edilir. Bu noktada, (3.52) formununun elde edilen kontrol kanununun,

$$u^*(k) = \underbrace{-(H^T PH)^{-1} H^T P G x(k)}_{u_{eq}(k)} + w(k) \quad (3.57)$$

Formunda ifade edildiğini varsayalım. Burada $w(k)$ ifadesi ilerki basamaklarda belirlenecektir ancak eğer sifıra eşit olması durumunda ilk verilen kontrol kanunu ifadesinin, (3.52) formundan geldiği kanıtlanmış olacaktır. (3.57)'deki $w(k)$ ifadesi, herhangi bir anahtarlama ya da sat fonksiyonu ile ifade edilebilen bir nonlineer terim gibi düşünülebilir. Bu ifadeyi de dikkate alırsak bulunan Lyapunov fark ifadesi,

$$\Delta V(k) = -x(k)Qx(k) + \xi^T(k)(H^T PH)\xi(k) + 2\xi^T(k)(H^T PH)w(k) + w^T(k)(H^T PH)w(k) \quad (3.58)$$

Burada Q matrisi sistem için tasarlanan kontrol kanununda ifade edilen simetrik pozitif tanımlı matristir. (3.57)'deki her $w(k)$ sinyali için tanımlı bir $\hat{\xi}$ sinyalinin, $\Delta V(w, \xi)$ ifadesini maksimize edeceği kabul edilirse,

$$2\hat{\xi}^T(k)(H^T PH)w(k) \geq 0 \quad (3.59)$$

Eşitsizliği doğrudan yazılabilir. Buna ek olarak Cauchy-Schwarz eşitsizliğinden (3.58)'deki son terim,

$$\hat{\xi}^T(k)(H^T PH)w(k) = \alpha \|(H^T PH)\hat{\xi}^T(k)\| \cdot \|w(k)\| \quad (3.60)$$

İfade yazılırsa burada α ifadesi $0 \leq \alpha \leq 1$ kısıtını karşılayan bir katsayıdır. Sonuç olarak,

$$\begin{aligned} \max_{\xi \in \mathcal{F}} \Delta V(w, \xi) &= -x(k)Qx(k) + \hat{\xi}^T(k)(H^T PH)\hat{\xi}(k) \\ &+ 2\alpha \|(H^T PH)\hat{\xi}^T(k)\| \cdot \|w(k)\| \\ &+ w^T(k)(H^T PH)w(k) \end{aligned} \quad (3.61)$$

Formu, $w(k)$ sinyalinin ΔV terimine etkisini göstermek için yazılabilir. Eşitliğin sağ tarafındaki ikinci ve son ifadeler için, tanım gereği verilen $H^T P H > 0$ eşitsizliği yerine yazılırsa,

$$2\alpha \|(H^T P H)\hat{\xi}^T(k)\| \cdot \|w(k)\| + w^T(k)(H^T P H)w(k) > 0, \forall w \neq 0 \quad (3.62)$$

İfadesine ulaşılır ve sonuç olarak,

$$\min_{w \in \mathbb{R}^m} \left(\max_{\xi \in \mathcal{F}} \Delta V(w, \xi) \right) = -x(k)Qx(k) + \hat{\xi}^T(k)(H^T P H)\hat{\xi}(k) \quad (3.63)$$

Formu elde edilir ki bu forma $w \equiv 0$ durumunda ancak erişilebilir. Dolayısı ile verilen kontrol kanununda u_{eq} teriminden başka bir w ile ifade edilebilecek terime ihtiyaç yoktur.

3.4 Statik Çıkış Geri Beslemeli DSMC (ODSMC)

Bir önceki bölümde SMC, kontrol edilecek sisteme ait durumların mevcut olduğu varsayımına dayalı olarak tasarlanmıştır. Durum geri beslemeli bir kontrol algoritması temel olarak tüm durumların ölçülebilir ve ulaşılabilir olduğu varsayımına dayalıdır. Bu varsayımın yapılabileceği durumlar olabileceği gibi sistem boyutunun artması ile bu varsayımın mümkün olma ihtimali de azalabilmektedir. Dolayısı ile bu konuyu esas alarak bu bölümde çıkış geri beslemeli SMC konusu bu bölümde incelenecektir. Sürekli zaman SMC tasarımı durumunda çıkış beslemeli kontrol tasarımının her durum geri beslemeli kontrol tasarlanabilecek sistem için yapılamayacağı konusu tartışılmıştır. Ancak bu bölümde değinileceği üzere, kontrol tasarımının ayrık zamanda yazılması bu konu ile ilgili birtakım avantajlar sağlamaktadır. Öyle ki, ayrık zamanda yapılacak olan SMC tasarımını, sürekli zamanda buna izin vermeyen sistemler içinde belli varsayımlar altında yapılabilmektedir [46].

3.4.1 Problem tanımı

Eşlenmiş belirsizliklerinde, sistem dinamiklerine eklenmiş olduğu ayrık zamanlı dinamik bir sistem,

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Gx(k) + H(u(k) + \xi(k)) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (3.64)$$

Formunda ifade edilir. Burada, $x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m, y \in \mathbb{R}^p$ sırasıyla sistem durum, giriş sinyal ve çıkış sinyal vektörünü belirtmektedir. Sistem matrisi, giriş ve çıkış kanal matrisleri ise sırasıyla, $G \in \mathbb{R}^{n \times n}, H \in \mathbb{R}^{n \times m}, C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ olarak verilmekle birlikte bir önceki bölümde ifade edildiği gibi, sisteme etki eden matched uncertainty $\xi \in \mathbb{R}^m$ formunda verilmektedir. Bu sistem için açıkça görüleceği üzere, (G, H) çifti sürekli zamandaki (A, B) çiftinin yerini almaktadır ve tümüyle kontrol edilebilir olduğu kısıtı kontrolcü tasarımında gereklidir.

Genel SMC tasarımındaki ilk adım olan kayma yüzeyi tasarımı için ilk olarak yüzeyin formu,

$$\mathcal{S} = \{x: Sx = 0\} \quad (3.65)$$

İle verilmektedir. Burada, verilen $S \in \mathbb{R}^{(n-m) \times n}$ matrisi ile sistem durumları kayma modlarına indirgenir. Tasarlanacak olan kontrol kanununun sadece sistem çıkışlarına bağlı olarak ifade edilebilmesi için, verilen lineer fonksiyonun,

$$S = H^T P \quad (3.66)$$

Formunda yazılabilmesi gerekmektedir. Burada verilen kısıttaki, $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ bir simetrik pozitif tanımlı bir tasarım matrisini oluşturmaktadır. Bu matris,

$$V(k) = x^T(k) P x(k) \quad (3.67)$$

Formunda verilen Lyapunov fonksiyonunun gerekli kriterleri sağlamasını mümkün kılacak şekilde seçilmelidir. Bir önceki durumda ayrık zamanlı SMC tasarımındaki kontrol kanununun tasarımının,

$$u = \min_u \left(\max_{\xi} \Delta V(\xi, u) \right) \quad (3.68)$$

Formunda olacağı konusu geniş olarak tartışılmış idi. Bu optimizasyon temel alındığında elde edilen $u_{eq}(k) = -(H^T P H)^{-1} H^T P G x(k)$ kontrol kanunu durumgeri beslemeli sistemler için gerekli kriterleri sağlamakta olduğu görülmüştür. Ancak çıkış geribeslemeli durum için öne sürülecek kayma yüzeyi,

$$\mathcal{S} = \{x: F C G^{-1} x = 0\} \quad (3.69)$$

Formunda ele alınabilir. Burada, $F \in \mathbb{R}^{m \times p}$ matrisi S matrisinin yerini almış bir kontrol tasarım parametresini oluşturmaktadır. Bu ifadeyi dikkate alırsak yapısal kısıtlar ve yeni yüzey tanımları ifadelerinden,

$$FCG^{-1} = H^T P \quad (3.70)$$

İfadesine ulaşılabacak bir P matrisi bulunmalıdır.

3.4.2 Kontrolcü tasarımı için gerekli şartlar

Bu bölümünde devamında, ele alınacak sistemin tekil olmayan G matrisine sahip olduğu ve $CG^{-1}H$ ifadesinin rank uzayının boyutunun m sistem input giriş sayısı olduğu varsayımı yapılmaktadır. Gerekli P ve F matrislerinin secimi $FCG^{-1} = H^T P$ ve $V(k)$ üzerindeki kısıtları dikkate alarak seçilmelidir ve buna imkân veren kontrol kanunu,

$$u_{omm}(k) = -(FCG^{-1}H)^{-1}Fy(k) \quad (3.71)$$

Olarak verilmektedir. Bu kontrol kanunun çıkarımı ve doğruluğunun türetilmesi bu bölüm içerisinde ilerleyen noktalarda işlenecektir.

3.4.3 Denetleyicinin tasarımı için yeterli şartlar

Sistem matrislerinin diğer bölümlerde olduğu gibi daha net ele alınması ve yapılacak bir tasarım, cebirsel işlemlerin kolaylaştırılması amacı ile $x \rightarrow \bar{T}x = \bar{x}$ ile gösterilen koordinat dönüşümü,

$$\begin{aligned} \bar{T}G\bar{T}^{-1} &= \bar{G} = \begin{bmatrix} \bar{G}_{11} & \bar{G}_{12} \\ \bar{G}_{21} & \bar{G}_{22} \end{bmatrix} \\ \bar{T}H &= \bar{H} = \begin{bmatrix} 0 \\ H_2 \end{bmatrix} \\ L\bar{T}^{-1} &= \bar{L} = [0_{px(n-p)} \quad T] \end{aligned} \quad (3.72)$$

Formunda ifade edilen sistemi vermektedir. Buradaki, $\bar{G}_{11} \in \mathbb{R}^{(n-m)x(n-m)}$, $H_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$ nonsingular matrisleri tapılan koordinat dönüşümü ile elde edilmektedirler ve $T \in \mathbb{R}^{p \times p}$ matrisi ortogonal bir matrisi ifade etmektedir.

Bu noktadan sonra tasarım matrisi F ifadesinin,

$$F = F_2[K \quad I_m]T^T \quad (3.73)$$

Formunda yazılması sonucu, $F_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ve $K \in \mathbb{R}^{m \times (p-m)}$ nonsingular matrisleri F matrisinin tasarımında kullanılır. Bu formnda yazılması ile F matrisi F_2 ve K matrislerine bağlı bir fonksiyon olarak ifade edilir ve problem ilerdeki basamaklarda görüleceği üzere indirgenmiştir. Bu şekilde ifade edilmesi aynı zamanda K

matrisinin, belirli bir sistem için tasarlanacak olan durum geri besleme kontrol problemindeki kazanç matrisi olarak ifade edilmesine olanak vermektedir. Bu tanımdan,

$$\begin{aligned}
F\bar{L} &= F_2[K \quad I_m]T^T[0_{p \times (n-p)} \quad T] \\
&= [0 \quad FT] \\
&= [0 \quad F_2K \quad F_2] \\
&= [F_2K\bar{L}_1 \quad F_2]
\end{aligned} \tag{3.74}$$

Olarak yazılabilir. Burada, $\bar{L}_1 := [0_{(p-m) \times (n-p)} \quad I_{(p-m)}]$ olarak tanımlanmaktadır. Kontrolcü parametresi olan F matrisinin belirlenmesi için gerekli K matrisinin seçimi için ikinci bir kordanat dönüşümü bu parametrenin belirlenmesini kolaylaştıracaktır. İkinci koordinat dönüşümü, $\bar{x} \rightarrow \tilde{T}\bar{x} = \tilde{x}$ formuda ifade edilir. Sistem matrisleri belirtilen koordinat dönüşümü sonrasında,

$$\begin{aligned}
\tilde{T}\bar{G}\tilde{T}^{-1} &= \tilde{G} = \begin{bmatrix} \tilde{G}_{11} & \tilde{G}_{12} \\ \tilde{G}_{21} & \tilde{G}_{22} \end{bmatrix} \\
\tilde{T}\bar{H} &= \tilde{H} = \begin{bmatrix} 0 \\ H_2 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.75}$$

$$F\bar{L}\tilde{T}^{-1} = F\tilde{L} = [0_{p \times (n-p)} \quad F_2]$$

Formunu alır. Burada, $\tilde{G}_{11} = \bar{G}_{11} - \bar{G}_{12}K\bar{L}_1$ ve $\tilde{G}_{12} = \bar{G}_{12}$ olarak ifade edilir. Takip eden çıkarımlar K parametresinin seçimi ile kapalı çevrim çalışması arasındaki bağlantıyı irdelemektedir.

Önerme 3.2: Kordinat dönüşümleri sonunda elde edilen kapalı çevrim matrisi, $\tilde{G}_c = \tilde{G} - \tilde{H}(F\tilde{C}\tilde{G}^{-1}\tilde{H})^{-1}F\tilde{C}$ formunda verilmektedir. Bu çevrimde kullanılan,

$$u_{omm}(k) = -(FCG^{-1}H)^{-1}Fy(k) \tag{3.76}$$

Formunda verilen bir çıkış geri beslemeli, kontrol kanunu kapalı çevrimi kararlı yapabilmesi için \tilde{G}_{11} matrisinin kararlı olması gerekmektedir.

İspat:

Kapalı çevrim matrisi,

$$\begin{aligned}
\tilde{G}_c &= \tilde{G} - \tilde{H}(F\tilde{C}\tilde{G}^{-1}\tilde{H})^{-1}F\tilde{C} \\
&= \tilde{G} - \tilde{H}(F\tilde{L}\tilde{H})^{-1}F\tilde{L}\tilde{G}
\end{aligned} \tag{3.77}$$

Formunda ifade edilir. \tilde{G}, \tilde{H} ve $F\tilde{L}$ ifadelerinin açık formda bu ifadede yerine yazılması ile,

$$\tilde{G}_c = \begin{bmatrix} \tilde{G}_{11} & \tilde{G}_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

Formuna ulaşılır, ki buradan,

$$\lambda(\tilde{G}_c) = \lambda(\tilde{G}_{11}) \cup \{0\}^m \quad (3.79)$$

Yazılabilir. Bu ifade \tilde{G}_c matrisinin ancak, \tilde{G}_{11} matrisinin kararlı olacağı durumda kararlı olabileceği sonucunu vermektedir.

Sistem için gerekli, $Q > 0$ matrisinin bulunabilmesi, \tilde{G}_c matrisinin kararlı olduğu anlamını taşır. Buradan $\tilde{G}_{11} = \bar{G}_{11} - \bar{G}_{12}K\bar{L}_1$ formundaki matrisin kararlı olması durumunda gerekli bir Q matrisinin bulunabileceği çıkarımı yapılabilir. \tilde{G}_{11} matrisinin açık formu incelendiğinde ise ilk ele alınan problemin, belirtilen koordinat dönüşümleri sonunca $(\bar{G}_{11}, \bar{G}_{12}, \bar{L}_1)$ sisteminin çıkış geri besleme ile kararlı hale getirilme problemine indirgendiği görülür. Bu indirgenme sonucu ele alınan sisteme kontrolcü tasarımı için sistemin $(\bar{G}_{11}, \bar{G}_{12}, \bar{L}_1)$ altsisteminin, çıkış geri besleme ile kararlı duruma getirilebiliyor olması gerekli kısıtı oluşturmaktadır.

Bir önceki ifadede verildiği üzere, \tilde{G}_c matrisinin kararlı olması sadece K matrisinin seçimine bağlıdır. Bu durum göze önüne alındığında, kontrol kanunu,

$$u_{omm}(k) = -H_2^{-1}[K \quad I]T^T y(k) \quad (3.80)$$

Formunda ifade edilebilir. Verilen kontrol tasarımı için önemli sistem dinamiklerini $(\bar{G}_{11}, \bar{G}_{12}, \bar{L}_1)$ altsisteminin oluşturduğu görülmektedir.

Koordinat dönüşümleri sonucu elde edilen \tilde{G}_{11} matrisinin kararlılık durumu, snaal sistem olan (G, H, L) sisteminin değişmez sıfırlarına bağlıdır. Bu ifadeden orijinal (G, H, C) sisteminin sürekli zamana kıyasla minimum faz olması kısıtı zayıflatılarak, $(\bar{G}_{11}, \bar{G}_{12}, \bar{L}_1)$ sisteminin çıkış geri beslemeli hale getirilebilme kısıtına dönüştürülmüştür.

3.4.4 Denetleyicinin tasarımı için yeterli koşullar

Önceki alt bölümde koordinat dönüşümleri sonrasında elde edilen $(\bar{G}_{11}, \bar{G}_{12}, \bar{L}_1)$ sisteminin çıkış geri beslemeli hale getirilebildiği varsayımı yapılırsa, $\bar{G}_{11} - \bar{G}_{12}K\bar{L}_1$ ifadesini kararlı yapacak bir $K \in \mathbb{R}^{m \times (p-m)}$ matrisi bulunabilir. Bu noktadan sonraki

amaç $Q > 0$ ve $H^T P = FCG^{-1}$ kısıtlarını karşılayan bir P matrisinin bulunmasıdır. Açık formda P matrisinin bulunması bu alt bölümde ele alınacaktır. Gerçekleştirilen koordinat dönüşümleri sonunda ortaya çıkan \tilde{x} durum vektörü kullanılarak, aynı koordinat dönüşümleri ile Lyapunov matrisi P matrisi, $P \rightarrow \tilde{T}^{-T}(\bar{T}^{-T}P\bar{T}^{-1})\tilde{T}^{-1} = \tilde{P}$ formunda ifade edilir. Aynı şekilde verilen ikinci yapısal kısıt,

$$\tilde{H}^T \tilde{P} = F\tilde{L} \quad (3.81)$$

Formunu alır. Pozitif tanımlı Q matrisi ise aynı koordinat dönüşümleri sonunda,

$$\tilde{Q} := \tilde{P} - \tilde{G}^T \tilde{P} \tilde{G} + \tilde{G}^T \tilde{P} \tilde{H} (\tilde{H}^T \tilde{P} \tilde{H})^{-1} \tilde{H}^T \tilde{P} \tilde{G} > 0 \quad (3.82)$$

Olarak elde edilir. Yapılan cebirsel manipülasyonlar sonunda, $\tilde{H}^T \tilde{P} = F\tilde{L}$ kısıtı, \tilde{P} matrisinin,

$$\tilde{P} = \begin{bmatrix} \tilde{P}_1 & 0 \\ 0 & \tilde{P}_2 \end{bmatrix} \quad (3.83)$$

blok diyagonal bir yapıda olmasına neden olmaktadır. Burada, $\tilde{P}_1 \in \mathbb{R}^{(n-m) \times (n-m)}$ ve $\tilde{P}_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$ olarak bulunur. Bu ifade aynı zamanda, $\tilde{H}^T \tilde{P} = F\tilde{L}$ kısıtının,

$$F_2 = H_2^T \tilde{P}_2 \quad (3.84)$$

Kısıtına indirgenmesine olanak sağlar.

3.5 Dinamik ODSMC İle Referans Takibi

Bir önceki bölümde, ilgilenilen sisteme çıkış geri beslemeli ayrık zamanlı SMC tasarlanabilmesi için, $(\bar{G}_{11}, \bar{G}_{12}, \bar{L}_1)$ ile belirtilen alt sisteminin çıkış geri besleme ile kararlı hale getirilebilir bir sistem olması kısıtı sistem üzerine dayatılmaktadır. Bu bölümde bu kısıtında karşılanmadığı sistemler için nasıl bir tasarım yapılması gerektiği konusu üzerinde durulacaktır. Bu bölümde uygulanacak kontrol kanunu bu kısıtı yerine getiren sistemlere de uygulanabilir.

3.5.1 Problem Tanımı

Kontrol tasarımında bir önceki bölümlerde olduğu sistem gibi,

$$\begin{aligned} x_p(k+1) &= G_p x_p(k) + H_p(u(k) + \xi(k)) \\ y_p(k) &= C_p x_p(k) \end{aligned} \quad (3.85)$$

Formunda verilir. Burada, $x_p \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m, y_p \in \mathbb{R}^p$ sırasıyla sistem durum, giriş sinyal ve çıkış sinyal vektörünü belirtmektedir. Sistem matrisi, giriş ve çıkış kanal matrisleri ise sırasıyla, $G_p \in \mathbb{R}^{n \times n}, H_p \in \mathbb{R}^{n \times m}, C_p \in \mathbb{R}^{p \times n}$ olarak verilmekle birlikte bir önceki bölümde ifade edildiği gibi, sisteme etki eden eşlenmiş belirsizlik $\xi \in \mathbb{R}^m$ formunda verilmektedir. Bu sistem için H_p ve C_p matrislerinin tam sütun rankına sahip olduğu ve (G_p, H_p, C_p) ile ifade edilen sistemin minimal olduğu varsayımı yapılmaktadır.

Önceki bölümlerde belirtildiği gibi buradaki amaç uygun bir \mathcal{S} kayma yüzeyinin belirlenmesi ve bu yüzey ile ilişkili bir kontrol kanununun tasarımı olarak ifade edilebilir. Nominal lineer sistemin durumlarının, belirsizliklerin olmadığı durumda, kayma yüzeyine sınırlı sürede ulaşması için ve belirsizliklerin etkin olduğu durumda kayma yüzeyinin sınırlı komşuluğunda bu kayma modunu devam ettirebilmesi amaçlanmaktadır.

Sistem çıkışının belirtilen bir referans sinyalini takip etmesi için, integral alıcı alt sistemi sistem dinamiklerine eklenir. İntegral alıcı alt sistemin dinamikleri,

$$x_r(k+1) = x_r(k) + \tau \left(r(k) - \frac{C_p x_p(k)}{y_p(k)} \right) \quad (3.86)$$

Olarak verilmektedir. Burada τ ayrık zaman örnekleme periodunu, $r(k) \in \mathbb{R}^p$ referans sinyalini, $x_r(k) \in \mathbb{R}^p$ integral alma alt sisteminin dinamiklerini ifade eden durumları belirtmektedir.

Bu noktadan sonra, kontrol tasarlanacak sistem ile ilgili olarak, $\det(G_p) \neq 0$ ve $\text{rank}(C_p G_p^{-1} H_p) = m$ varsayımları yapılmaktadır. Ancak bu varsayımlar bu kontrolcünün tasarlanabileceği sistemler üzerinde ciddi bir kısıtlamalar getirmemektedir.

Bir önceki bölümde işlem kolaylığı ve matematiksel işlem kolaylığı sağlaması bakımından,

$$L_p := C_p G_p^{-1} \quad (3.87)$$

Terimi tanımlanır. Bu ifadeyi kullanarak (G_p, H_p, C_p) ile verilen orijinal sistem, (G_p, H_p, L_p) ile belirtilen sistem olarak ele alınmaktadır. Bu sanal sistem aracılığı ile ilerdeki basamaklarda yapılacak bir takım koordinat dönüşümü ve parametre secimi

gibi kontrol tasarımıdaki gerekli adımlarda işlem kolaylığı sağlanmaktadır. Verilen sanal sistemi, sistem giriş ifadesinin çıkış ile bağlantısını ve hangi durumları doğrudan ve dolaylı olarak etkilediğini görmek için ilk koordinat dönüşümü sonunda elde edilen sistem matrisleri,

$$\begin{aligned} G &= \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \\ H &= \begin{bmatrix} 0 \\ H_2 \end{bmatrix} \\ L &= [0_{p \times (n-p)} \quad T] \end{aligned} \quad (3.88)$$

Formunda elde edilir. Burada, $G_{11} \in \mathbb{R}^{(n-m) \times (n-m)}$, $G_{22} \in \mathbb{R}^{m \times m}$, $H_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ve $T \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ile ifade edilen ortogonal matrisi ifade etmektedir. Bu koordinat dönüşümü sonucunda sistem matrisleri de,

$$x_p = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.89)$$

Formunda ayrıştırılır. Burada, $x_1 \in \mathbb{R}^{n-m}$, uygulanan kontrol sinyali ile doğrudan manipüle edilemeyen sistem durumlarını ve $x_2 \in \mathbb{R}^m$, uygulanan kontrol sinyali ile doğrudan manipüle edilebilen sistem durumlarını ifade etmektedir. Koordinat dönüşümü sonucu sistem çıkış kanal matrisi ifadesi ise,

$$C = LG = [TG_{21} \quad TG_{22}] \quad (3.90)$$

Olarak bulunur. İntegral alma alt sistemi çıkış sinyalinin referans sinyali takip etmesi için gereklidir. Bu kavram PID kontroldeki integral bloğuna benzetilebilir. İntegral alma bloğuna ek olarak, kompensatör alt sistemi, bir önceki bölümde verilen $(\bar{G}_{11}, \bar{G}_{12}, \bar{L}_1)$ altsisteminin çıkış geri besleme ile kararlı duruma getirilebilme kısıtının kaldırılması için ek dinamiklerin sisteme eklenmesi ile bu kriteri kaldırılır. Eklenen ek dinamik durumları $x_c \in \mathbb{R}^{(n-m)}$, doğrudan erişilemeyen durumlar, x_1 terimlerinin belirli durumlarda tahmin edici görevini üstlenir. Kompensatör alt bloğu ile amaçlanan sistemin durumlarının değişiminin,

$$\mathcal{S} = \{(x_1, x_c, x_r, x_2): K_1 x_c + K_r x_r + x_2 + S_r r_s = 0\} \quad (3.91)$$

İle belirtilen bir kayma yüzeyinde sınırlamaya çalışmaktır. Burada, $K_1 \in \mathbb{R}^{m \times (n-m)}$, $K_r \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ve $S_r \in \mathbb{R}^{m \times m}$ terimleri yüzey dolayısı ile kontrolcü parametrelerini ifade etmektedirler. Bu kayma yüzeyi önceki iki bölümde belirtilen yüzeylere kıyasla daha karmaşık bir ifadedir bunda kayma yüzeyi ifadesinde referans

sinyal sinyalinin bulunmasının da katkısı bulunmaktadır. Kayma yüzeyinde bulunan kompensatör alt sisteminin dinamikleri,

$$x_c(k+1) = G_{11}x_c(k) + G_{12}x_2(k) + \Omega(y(k) - \hat{y}(k)) \quad (3.92)$$

İle verilmektedir. Bu eşitlikteki, $\Omega \in \mathbb{R}^{(n-m) \times m}$ bir tasarım parametresini ifade etmektedir. Buna ek olarak, $\hat{y}(k)$ olarak verilen ifade,

$$\hat{y}(k) = [TG_{21} \quad TG_{22}] \begin{bmatrix} x_c(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

Olarak belirlenmektedir ve çıkış ifadesinin tahminini alan bir kontrol alt sistemini oluşturur. Sistem durumları \mathcal{S} kayma yüzeyine eristiğinde,

$$x_2(k) = -K_1x_c(k) - K_r x_r(k) - S_r r(k) \quad (3.94)$$

Formuna erişilir. Bu ifade kullanılarak kompensatör dinamik denklemi,

$$x_c(k+1) = \Phi x_c(k) + \Gamma_1 y_p(k) + \Gamma_2 x_r(k) + \Gamma_3 r(k) \quad (3.95)$$

İle ifade edilir. Burada kompensatör parametreleri açık formda,

$$\begin{aligned} \Phi &= G_{11} - \Omega TG_{12} - G_{21}K_1 + \Omega TG_{22}K_1 \\ \Gamma_1 &= \Omega \\ \Gamma_2 &= -G_{12}K_r + \Omega TG_{22}K_r \\ \Gamma_3 &= -G_{12}S_r + \Omega TG_{22} + S_r \end{aligned} \quad (3.96)$$

Olarak ifade edilir. Kompensatör dinamiklerinin ve integral alma dinamiklerinin sistem eklenmesi ile, genişletilmiş sistem dinamikleri,

$$\begin{aligned} x_a(k+1) &= G_a x_a(k) + H_a(u(k) + \xi(k)) + H_r r(k) \\ y_a(k) &= C_a x_a(k) \end{aligned} \quad (3.97)$$

İle ifade edilir. Burada, genişletilmiş sistem durumları ve sistem çıkışı terimleri açık olarak,

$$x_a = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_c \\ x_r \\ x_2 \end{bmatrix}, y_a = \begin{bmatrix} x_c \\ x_r \\ y_p \end{bmatrix} \quad (3.98)$$

Olarak belirtilir. Sistem matrisleri ise,

$$G_a = \begin{bmatrix} G_{11} & 0 & 0 & G_{12} \\ \Gamma_1 TG_{21} & \Phi & \Gamma_2 & \Gamma_1 TG_{22} \\ \tau TG_{21} & 0 & I_m & -\tau TG_{22} \\ G_{21} & 0 & 0 & G_{22} \end{bmatrix}, H_r = \begin{bmatrix} 0 \\ \Gamma_3 \\ \tau I_m \\ 0 \end{bmatrix}, H_a = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ H_2 \end{bmatrix} \quad (3.99)$$

Olarak türetilir. Genişletilmiş sisteme ait sistem çıkış kanal matrisi ifadesi,

$$C_a = \begin{bmatrix} 0 & I_{n-m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_m & 0 \\ TG_{21} & 0 & 0 & TG_{22} \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

Formunda bulunur. Sistem için gerekli çıkış geri beslemeli kontrol kanunu ifadesi verilen genişletilmiş sistem için,

$$u(k) = -(FC_a G_a^{-1} H_a)^{-1} FC_a x_a + F_r r(k) \quad (3.101)$$

formunda bulunacaktır. Bu ifadedeki $F \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ve $F_r \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ifadeleri denetleyici tasarım parametrelerini belirtir. F ve F_r parametreleri kayma yüzeyinde verilen Ω, K_1, K_r ve S_r terimlerine bağlı olarak hesaplanır. Bu noktadan sonraki amaç F ve F_r parametrelerinin,

$$\mathcal{S}_a = \{x_a: FC_a G_a^{-1} x_a + F_2 S_r r_s = 0\} \quad (3.102)$$

Genişletilmiş sistem için tanımlanan kayma yüzeyi ifadesi önceki bölümlerde belirlenen kayma yüzeylerine eşdeğer olacak şekilde seçilmesidir. Bu seçimde, ana parametreler olan K_1, K_r ve Ω terimleri, önceki bölümlerdeki kontrol kanunun için gerekli parametrelere özdeştir ve bu kontrol kanunun parametreleri sistem durumlarının kendisini için tasarlanmış kayma yüzeyine sınırlı sürede erişeceğini garanti edecek şekilde belirlenir. Aynı yaklaşım bu bölümde de geçerlidir. K_1, K_r ve Ω parametreleri genişletilmiş sistem durumlarının belirtilen \mathcal{S}_a genişletilmiş kayma yüzeyine sınırlı sürede erişecek ve kararlı bir yörende izleyeceği şekilde belirlenir. Bunun için ilk adım olarak kontrol kanunun da içinde bulunduğu,

$$G_c = G_a - H_a (FC_a G_a^{-1} H_a)^{-1} FC_a \quad (3.103)$$

kapalı çevrim sistem matrisi kapalı formda ele alınır. Bu ifade genişletilmiş sistemin kapalı çevrim sistem matrisinin ifade etmektedir. Ve kararlı bir denetleyici tasarımındaki ilk adımlardan biri olan kararlılık kriterinin sağlanması için bu ifadeye ait öz değerlerin ayırık zaman kararlılık koşulu olan birim çember içerisinde bulunması ereklidir. Bir başka kriter ise, $(I - G_c)$ ifadesinin nonsingular bir matris olmasıdır. Bu aşamadan sonra kalıcı durum genişletilmiş sistem durumları,

$$x_s = (I - G_c)^{-1} (H_r + H_a F_r) r_s \quad (3.104)$$

Formunda belirlenir. Genişletilmiş sisteme ait kalıcı durum değerleri ifade si ve referans sinyalleri arasındaki hata değeri,

$$e(k) = x_a(k) - x_s \quad (3.105)$$

Olarak tanımlanmaktadır. Hata ifadesindeki x_s ifadesi ayrık zamana bağlı değildir sabit bir ifadeyi belirtmektedir. Hata değerinin dinamikleri ise,

$$e(k+1) = G_c e(k) + H_a \xi(k) \quad (3.106)$$

Formunda belirlenir. Belirsizliklerin olmadığı bir durumda, $e(k)$ ifadesi kararlı özdeğerlerden dolayı sifıra asimtotik olarak ulaşır ve sistem durumları kalıcı durum değerlerine ulaşır. Kalıcı duruma ulaşmanın sonucunda, $y_p(k)$ sorijinal sistem çıkış sinyali r_s ile belirtilen referans değerine ulaşır birbaska ifade ile çıkış referans takibini gerçekleştirir. Genisletilmiş sisteme ait kalıcı durum ve referans sinyaller arasında, (3.106) kullanılarak,

$$\begin{aligned} FC_a G_a^{-1} x_s &= FC_a G_a^{-1} (I - G_c)^{-1} (H_r + H_a F_r) r_s \\ &= FC_a G_a^{-1} (H_r + H_a F_r) r_s \end{aligned} \quad (3.107)$$

İfadesine ulaşılır. Bunun sonucunda, kontrol parametresi F_r ifadesi,

$$F_r = -(FC_a G_a^{-1} H_a)^{-1} (FC_a G_a^{-1} H_r + F_2 S_r) \quad (3.108)$$

Formunda hesaplanır bu ifadenin açık formda belirtilmesi ile,

$$FC_a G_a^{-1} x_s + F_2 S_r r_s = 0 \quad (3.109)$$

Eşitliği yazılır ki, bu ifade $x_s \in \mathcal{S}_a$ durumunu belirtmektedir. Bu ifadenin bulunması ile kontrol kanunu,

$$u(k) = -(FC_a G_a^{-1} H_a)^{-1} [FC_a x_a + (FC_a G_a^{-1} H_r + F_2 S_r) r(k)] \quad (3.110)$$

Formunda açık şekilde belirlenir. Ancak bu ifade,

$$u(k) = -G_{y_a} y_a(k) - G_r r(k) \quad (3.111)$$

Formunda yazılabilir ki buradaki ilk terim,

$$G_{y_a} = H_2^{-1} [K_1 \quad K_r \quad I_m] T_a^{-1} \quad (3.112)$$

ve referans sinyali terimi,

$$G_r = H_2^{-1} ([0 \quad K_1 \quad K_r \quad I_m] H_r + S_r) \quad (3.113)$$

Formunda yazılabilir. İlk bölümde belirtildiği gibi çıkış geri besleme için gerekli koşul olarak verilen $H^T P = FCG^{-1}$ ifadesi bu bölümde tanımlanmış genişletilmiş sistem için,

$$FC_a = H_a^T P_a G_a \quad (3.114)$$

Olarak belirtilir. Burada tanımlanan $P_a \in \mathbb{R}^{2nx2n}$ matrisi simetrik pozitif tanımlı Lyapunov matrisini belirtmektedir ve kapalı çevrim kontrol kararlılığı için,

$$G_c^T P_a G_c - P_a < 0 \quad (3.115)$$

Koşulunu sağlamalıdır. Bu iki koşulun sağlanması ile, kontrolcü tasarımı tamamlanmaktadır. Tasarım parametrelerinin belirlenme sürecini kolaylaştırmak amacı ile, önceki bölümlerdeki tasarım süreçleri ile paralellik gösteren sanal sistem genişletilmiş sistem için (G_a, H_a, L_a) formunda ifade edilir. Burada, sanal sistem çıkış kanal matrisi,

$$L_a := C_a G_a^{-1} \quad (3.116)$$

olarak belirlenir ki önceki bölümde de tanımlanan, sanal sistem ifadesi ile bu terim doğrudan benzerlik göstermektedir. Belirli cebirsel manipülasyonlar sonunda,

$$L_a = \begin{bmatrix} 0 & \Phi^{-1} & -\Phi^{-1}\Gamma_2 & -\Phi^{-1}\Gamma_1 T - \tau\Phi^{-1}\Gamma_2 T \\ 0 & 0 & I_m & \tau T \\ 0 & 0 & 0 & T \end{bmatrix} \quad (3.117)$$

Formunda açık olarak ifade edilir. Bu matrisi için,

$$T_a := \begin{bmatrix} \Phi^{-1} & -\Phi^{-1}\Gamma_2 & -\Phi^{-1}\Gamma_1 T - \tau\Phi^{-1}\Gamma_2 T \\ 0 & I_m & \tau T \\ 0 & 0 & T \end{bmatrix} \quad (3.118)$$

Matrisi tanımlanır. Bu terimin önceki bölümlerde tanımlanan $L = [0 \ T]$ terimi ile paralellik gösterdiği görülmektedir. Genişletilmiş sistem içinde $L_a = [0 \ T_a]$ formu tanımlanmaktadır. Genişletilmiş sistem için tanımlana sanal sistem (G_a, H_a, L_a) ifadesi, kanonik forma sahiptir ancak T_a matrisi, ortogonal olmamakla birlikte nonsingular bir matrisi ifade etmektedir.

Bu noktadan sonra, F kontrolcü parametresinin seçimini kolaylaştırarak ve bu parametreyi birkaç parametre cinsinden ifade ederek soruyu daha basit formlara indirgeyebilmek amacı ile,

$$\begin{aligned}
F &= F_2[K_1 \quad K_r \quad I_m]T_a^{-1} \\
&= F_2[K_1 \quad K_r \quad I_m] \begin{bmatrix} \Phi^{-1} & -\Phi^{-1}\Gamma_2 & -\Phi^{-1}\Gamma_1 T - \tau\Phi^{-1}\Gamma_2 T \\ 0 & I_m & \tau T \\ 0 & 0 & T \end{bmatrix}^{-1} \\
&= [F_2 K_1 \quad F_2 K_r \quad F_2] \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma_2 & \Gamma_1 \\ 0 & I_m & -\tau I_m \\ 0 & 0 & T^{-1} \end{bmatrix} \\
&= [F_2 K_1 \Phi \quad F_2 K_1 \Gamma_2 + F_2 K_r \quad F_2 K_1 \Gamma_1 - F_2 K_r \tau + F_2 T^{-1}]
\end{aligned} \tag{3.119}$$

Formunda açık olarak hesaplanır. Burada belirtilen $F_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$ kontrolcü parametresi nonsingular bir matristir. Önceki bölümde de ifade edildiği gibi F_2 parametresi sitem dinamikleri üzerinde bir etkiye sahip değildir sadece $FC_a = H_a^T P_a G_a$ kısıtının sağlanması için gereklidir. F parametresi,

$$\begin{aligned}
FL_a &= FC_a G_a^{-1} \\
&= F_2[0 \quad K_1 \quad K_r \quad I_m]
\end{aligned} \tag{3.120}$$

Formunda düzenlenir. Ω, K_1, K_r ve S_r parametrelerinin secimi için ikinci bir koordinat dönüşümü ile genişletilmiş sistem, $x_a \rightarrow \tilde{T}x_a = \tilde{x}$ formunda ifade edilir ve kullanılacak koordinat dönüşüm matrisi,

$$\tilde{T} = \begin{bmatrix} I_{n-m} & -I_{n-m} & 0 & 0 \\ 0 & I_{n-m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_m & 0 \\ 0 & K_1 & K_r & I_m \end{bmatrix} \tag{3.121}$$

Bu dönüşüm matrisi sonucu değişen koordinatlarda ifade edilen sistem matrisleri ise,

$$\begin{aligned}
\tilde{G} &= \tilde{T}G_a \tilde{T}^{-1} \\
\tilde{H} &= \tilde{T}H_a \\
\tilde{H}_r &= \tilde{T}H_r \\
\tilde{C} &= C_a \tilde{T}^{-1} \\
\tilde{L} &= L_a \tilde{T}^{-1}
\end{aligned} \tag{3.122}$$

Olarak kapalı formda ifade edilir. İlk olarak \tilde{G} ifadesi açık olarak koordinat dönüşümü sonrasında,

$$\tilde{G} = \begin{bmatrix} G_{11} - \Omega T G_{21} & 0 & 0 & G_{11} - \Omega T G_{22} \\ \Omega T G_{21} & G_{11} - G_{12} K_1 & -G_{12} K_r & \Omega T G_{22} \\ -\tau T G_{21} & -\tau T G_{21} + \tau T G_{22} K_1 & I + \tau T G_{22} K_r & -\tau T G_{22} \\ K_1 L T G_{21} - K_r \tau T G_{21} + G_{21} & \tilde{G}_{42} & \tilde{G}_{43} & K_1 L T G_{22} - K_r \tau T G_{22} + G_{22} \end{bmatrix} \tag{3.123}$$

Olarak açık formda ifade edilirler. Buradaki matrisler blok matris şeklinde ifade edilebilmektedirler. Matris boyutundan dolayı, tüm ifade tek bir açık formda ifade edilememiştir. \tilde{G}_{42} ve \tilde{G}_{43} matrisleri,

$$\begin{aligned}\tilde{G}_{42} &= -K_r \tau T G_{21} + G_{21} + K_1 G_{11} - K_1 G_{12} + K_r \tau T G_{22} K_1 - G_{22} K_1 \\ \tilde{G}_{43} &= K_r - K_1 G_{12} K_r + K_r \tau T G_{22} K_r - G_{22} K_r\end{aligned}\quad (3.124)$$

Olarak açık formda ifade edilirler.

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ H_2 \end{bmatrix}, \tilde{H}_r = \begin{bmatrix} -\Gamma_3 \\ \Gamma_3 \\ \tau I_m \\ K_1 \Gamma_3 + \tau K_r \end{bmatrix}\quad (3.125)$$

Olarak açık formda hesaplanırlar. Sistem çıkış kanal matrisi ise,

$$\tilde{C} = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 \\ T G_{21} & T G_{21} - T G_{22} K_1 & -T G_{22} K_r & T G_{22} \end{bmatrix}\quad (3.126)$$

Yazılarak koordinat dönüşümüne ait terimlerin açık formda hesaplanmaları tamamlanmış olur.

Bu noktadan sonra, (3.120) kullanılarak,

$$F\tilde{L} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad F_2]\quad (3.127)$$

Olarak elde edilir. Kapalı çevrim sistem matrisi koordinat dönüşümü uygulanan genişletilmiş sistem için,

$$\begin{aligned}\tilde{G}_c &= \tilde{G} - \tilde{H}(F\tilde{L}\tilde{H})^{-1}F\tilde{C} \\ &= \begin{bmatrix} \boxed{G_{11} - \Omega T G_{21}} & 0 & 0 & \boxed{G_{11} - \Omega T G_{22}} \\ \Omega T G_{21} & G_{11} - G_{12} K_1 & -G_{12} K_r & \boxed{\Omega T G_{22}} \\ -\tau T G_{21} & -\tau T G_{21} + \tau T G_{22} K_1 & I + \tau T G_{22} K_r & \boxed{-\tau T G_{22}} \\ \boxed{0} & \boxed{0} & \boxed{0} & \boxed{0} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{G}_{11} & \tilde{G}_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (3.128)$$

Olarak ifade edilir. Bu matrisinin öz değerlerinin birim çember içinde yer alması kapalı çevrim kararlılığının garanti edilebilmesi için gereklidir. Blok diyagonal yapıdan dolayı kısa forma yazılan \tilde{G}_{11} matrisinin özdeğerlerinin birim çember içerisinde bulunmalıdır. Bu matris kullanılarak gerekli kontrolcü parametreleri buradan seçilecektir. Açık formda,

$$\tilde{G}_{11} = \begin{bmatrix} \boxed{G_{11} - \Omega T G_{21}} & \boxed{0} \\ \boxed{\Omega T G_{21}} & \boxed{\tilde{G}_m} \\ \boxed{-\tau T G_{21}} & \end{bmatrix}\quad (3.129)$$

Olarak ifade edilir. Bu matris aynı şekilde blok diyagonal üçgen yapıya sahiptir ve ifadeden görüleceği üzere \tilde{G}_{11} matrisinin özdeğerlerinin kararlı olması için $(G_{11} - \Omega T G_{21})$ ve \tilde{G}_m matrislerinin özdeğerlerinin kararlılığı gerekmektedir. \tilde{G}_m matrisi açık formda,

$$\tilde{G}_m = \begin{bmatrix} \boxed{G_{11} - G_{12}K_1} & \boxed{-G_{12}K_r} \\ \boxed{-\tau TG_{21} + \tau TG_{22}K_1} & \boxed{I_m + \tau TG_{22}K_r} \end{bmatrix} \quad (3.130)$$

Olarak hesaplanır. Aynı şekilde blok yapıdan görüleceği üzere,

$$\lambda(\tilde{G}_c) = \{0\}^m \cup \lambda(G_{11} - \Omega TG_{21}) \cup \lambda(\tilde{G}_m) \quad (3.131)$$

öz değerler arasındaki ilişki özetlenebilir. Seçilen ikinci koordinat matrisinin yapısından dolayı, \tilde{G}_m matrisi,

$$\begin{aligned} \tilde{G}_m &= \begin{bmatrix} \boxed{G_{11} - G_{12}K_1} & \boxed{-G_{12}K_r} \\ \boxed{-\tau TG_{21} + \tau TG_{22}K_1} & \boxed{I_m + \tau TG_{22}K_r} \end{bmatrix} \\ &= \underbrace{\begin{bmatrix} G_{11} & 0 \\ -\tau TG_{21} & I_m \end{bmatrix}}_{G_{11}^a} - \underbrace{\begin{bmatrix} G_{12} \\ -\tau TG_{22} \end{bmatrix}}_{G_{12}^a} [K_1 \quad K_r] \end{aligned} \quad (3.132)$$

Formunda bileşenlerine ayrılabilir. Buradaki kontrolcü parametreleri K_1 ve K_r matrisleri, tek bir ifade içerisinde toplanmaktadır ve G_{11}^a ve G_{12}^a matrisleri bilinen ifadelerden oluşmaktadır. Dolayısı ile $[K_1 \quad K_r]$ matrisi \tilde{G}_m matrisi kararlı olacak şekilde belirlenebilir ve bu ifade genel olarak $A - BK$ formundaki durum geri besleme katsayı problemine indirgenmiştir. Bir başka kontrolcü parametresi olan Ω matrisi ise aynı şekilde, $(G_{11} - \Omega TG_{21})$ terimini kararlı yapacak şekilde seçilir.

Seçilen \tilde{x} koordinatlarında, tasarlanan kontrolcünün, $H^T P G = F C$ formundaki yapısal kısıtları karşıladığının gösterilmesi öncelikle yapısal kısıtlar \tilde{x} koordinatlarında,

$$\tilde{H}^T \tilde{P} = F \tilde{C} \tilde{G}^{-1} \quad (3.133)$$

Ki bu ifade,

$$\tilde{H}^T \tilde{P} = F \tilde{L} \quad (3.134)$$

Formunda ifade edilir. Bu yapısal kısıtlarda ifade edilen \tilde{P} matrisinin bir Lyapunov matrisi şartını yerine getirmesi için, \tilde{G}_c kapalı çevrim genişletilmiş sistemin değiştirilen koordinatlardaki ifadesi kullanılarak,

$$\tilde{Q} = \tilde{P} - \tilde{G}_c^T \tilde{P} \tilde{G}_c > 0 \quad (3.135)$$

Olduğunun gösterilmesi gerekmektedir. Bu ifadede, \tilde{H} ve $F \tilde{L}$ matrisleri incelendiğinde, \tilde{Q} matrisinin pozitif tanımlı olabilmesi, \tilde{P} matrisinin,

$$\tilde{P} = \begin{bmatrix} \tilde{P}_1 & 0 \\ 0 & \tilde{P}_2 \end{bmatrix} \quad (3.136)$$

Formunda verildiği gibi blok diyagonal yapıda ifade edilebilir olması gerekmektedir. Burada, $\tilde{P}_1 \in \mathbb{R}^{(2n-m) \times (2n-m)}$ ve $\tilde{P}_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}$ matrisleri blok matrisleri oluşturmaktadır ve doğrudan, yapısal kısıtlardan,

$$F_2 = H_2^T \tilde{P}_2 \quad (3.137)$$

İfadesine erişilebilir [47-49].

Bu noktadan sonra referans takibi için Dinamik ODSMC tasarımı sırasıyla aşağıdaki listede verilen adımlar ile yapılır.

1-İlk adım olarak sistemin tersi alınabilir bir G_p matrisine sahip olması ve $rank(C_p G_p^{-1} H_p) = m$ şartlarını karşılıyor olması gerekmektedir. Eğer bu kriterler sistem tarafından karşılanmıyorsa, tasarım yapılamaz.

2-Sanal sistem matrisleri (G, H, L) ifadesi, (3.88)'te belirtildiği gibi koordinat dönüşümüne tabi tutulur ve G_{11}, G_{12}, G_{21} ve G_{22} blok matrisleri belirlenir.

3-İlk belirlenecek kontrol parametresi Ω matrisi, $(G_{11} - \Omega T G_{21})$ ifadesini kararlı yapacak şekilde belirlenir.

4-Diger kontrol parametreleri olan K_1 ve K_r matrisleri, (3.132)'te verilen durum geri besleme kazanç belirlenmesi formunda ifade edilen problemin çözümü ile hesaplanır.

5-Bulunan Ω, K_1 ve K_r matrisleri kullanılarak, (3.96)'daki ifade ile Φ, Γ_1 ve Γ_2 matrisleri hesaplanır.

6- (3.130)'u kullanarak \tilde{G}_m ifadesi, sonrasında, (3.129)'u kullanarak \tilde{G}_{11} matrisi, sonrasında, (3.128) kullanılarak \tilde{G}_{12} hesaplanır.

7- (3.128) kullanılarak \tilde{G}_c hesaplanır.

8- (3.135) ayrık zamanlı Lyapunov eşitsizliği kullanılarak, pozitif tanımlı simetrik bir \tilde{Q} matrisi secimi ile, (3.136)'de verilen blok diyagram forma sahip \tilde{P} matrisi hesaplanır.

10- (3.137)'den F_2 , (3.136)'den belirlenen \tilde{P}_2 kullanılarak hesaplanır.

9-Aynı şekilde, F , (3.119)'den hesaplanır.

10-Uygun boyutlardaki bir S_r matrisi secimi ile, (3.108) kullanılarak, F_r hesaplanır.

10-Bulunan kontrolcü parametreleri kullanılarak, (3.110)'da verilen, kontrol yasası elde edilir.

3.6 Kontrolcü Parametrelerinin Belirlenmesi

Önceki bölümlerde kullanılan kontrol yönteminin teorik altyapısı, parametrelerin bulunması için kullanılabilecek teknikler, kontrolcünün tasarlanabilmesi için sistemin hangi kriterleri yerine getirmesi gerektiği konuları detaylıca irdelenmiştir. Bir önceki bölümde kullanılan kontrol yöntemi olan Dinamik ODSMC kontrolü referans takibi amacı ile tasarımı ve sistemin hangi durumlarda kontrol edilebileceği tartışılmıştır. Bu bölümde ise ikinci bölümde elde edilen durum uzay modeline ait SEPIC dönüştürücü için verilen spesifik değerlerde kontrolcü tasarımı konuları üzerinde durulacaktır. İlk olarak Bölüm ikideki modeli bulunan SEPIC dönüştürücü için bu bölümde kullanılan parametreleri aşağıda erilen tabloda listelenmiştir.

Tablo 1 : Devre Parametreleri

$V_{in} = 12 V$	$V_{out} = 15 V$	$f_{sw} = 100kHz$
$R = 11.25 \Omega$	$L_1 = 0.2646 mH$	$C_1 = 10 \mu F$
$D = \frac{V_{out}}{(V_{in} + V_{out})}$ $= 0.5556$	$L_2 = 0.2646 mH$	$C_2 = 50 \mu F$

Bu tablodaki değerler kullanılarak SEPIC dönüştürücüsüne ait küçük sinyal model,

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_{L1} \\ \Delta i_{L2} \\ \Delta v_{C1} \\ \Delta v_{C2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-D)}{L_1} & -\frac{(1-D)}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & -\frac{(1-D)}{L_2} \\ \frac{(1-D)}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{(1-D)}{C_2} & \frac{(1-D)}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{L1} \\ \Delta i_{L2} \\ \Delta v_{C1} \\ \Delta v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{V_1}{L_1} + \frac{V_2}{L_1}\right) \\ \left(\frac{V_1}{L_2} + \frac{V_2}{L_2}\right) \\ \left(-\frac{I_1}{C_1} - \frac{I_2}{C_1}\right) \\ \left(-\frac{I_1}{C_2} - \frac{I_2}{C_2}\right) \end{bmatrix} [\Delta d] \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_g \\ \Delta i_{Load} \end{bmatrix} \\
 [\Delta v_o] &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} \Delta i_{L1} \\ \Delta i_{L2} \\ \Delta v_{C1} \\ \Delta v_{C2} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.138}$$

bölüm ikide belirtilen şekilde yerine yazıldığında, kullanılan SEPIC dönüştürücüye ait küçük sinyal modeli $\tau = 0.1 ms$ örnekleme periodunda ZOH algoritması ile ayrıştırılarak,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{L1} \\ \Delta i_{L2} \\ \Delta v_{C1} \\ \Delta v_{C2} \end{bmatrix}}_{x_p(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0.6118 & 0.3283 & -0.1202 & -0.1508 \\ 0.3283 & 0.4379 & 0.1483 & -0.1408 \\ 3.181 & -3.923 & 0.1868 & 0.07255 \\ 0.7981 & 0.7449 & 0.01451 & 0.7079 \end{bmatrix}}_{G_p} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{L1} \\ \Delta i_{L2} \\ \Delta v_{C1} \\ \Delta v_{C2} \end{bmatrix}}_{x_p(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 12.63 \\ 7.154 \\ -26.17 \\ 2.945 \end{bmatrix}}_{H_p} \underbrace{u(k)}_{\Delta d} \quad (3.139)$$

$$\underbrace{[\Delta v_{C2}]}_{y_p(k)} = \underbrace{[0 \ 0 \ 0 \ 1]}_{C_p} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{L1} \\ \Delta i_{L2} \\ \Delta v_{C1} \\ \Delta v_{C2} \end{bmatrix}}_{x_p(k)}$$

olarak belirlenir. Buradaki verilen durum uzay gösteriminin,

$$x_p(k+1) = G_p x_p(k) + H_p u(k) \quad (3.140)$$

$$y_p(k) = C_p x_p(k)$$

Formunda olduğu dikkat edilmektedir.

Kontrol tasarım adımları olarak belirtilen bir önceki bölümün sonundaki adımların sistematik olarak takip edilmesi ile kontrolcü tasarımı gerçekleştirilecektir.

İlk adım olan $\det(G_p) \neq 0$ ve $\text{rank}(C_p G_p^{-1} H_p) = m$ şartlarını karşılıyor olması verilen sistem için kontrol edilmiş ve sistemin bu kriterleri sağladığı dolayısı ile kontrolcünün tasarlanabileceği sonucuna varılmıştır.

Sistem ile ilgili sanal sistem için çıkış dağılım matrisi, $L_p = C_p G_p^{-1}$ kullanılarak,

$$L_p = [-0.9511 \quad -0.8928 \quad 0.0165 \quad 1.0307] \quad (3.141)$$

Böylelikle (G_p, H_p, L_p) ile gösterilen sanal sistem belirlenmiştir. Bu sisteme koordinat dönüşümü uygulanması ile, (G, H, L) sistemi,

$$G = \begin{bmatrix} 0.2217 & 0.1912 & 0.2107 & 0.0537 \\ -5.2456 & 0.2105 & -0.0503 & -0.1679 \\ 0.3994 & -0.0241 & 1.6987 & -1.4961 \\ 0.2118 & -0.0039 & 0.7555 & -0.1864 \end{bmatrix} \quad (3.142)$$

$$H = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -15.7955 \end{bmatrix}$$

$$L = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$$

Olarak hesaplanır. Sistem matrisleri,

$$G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \quad (3.143)$$

$$H = \begin{bmatrix} 0 \\ H_2 \end{bmatrix}$$

$$L = [0 \ T]$$

Formunda alt matrislerine ayrılmaktadır. İlk olarak G matrisi, G_{11}, G_{12}, G_{21} ve G_{22} olarak ifade edilen alt matrisleri,

$$G_{11} = \begin{bmatrix} 0.2217 & 0.1912 & 0.2107 \\ -5.2456 & 0.2105 & -0.0503 \\ 0.3994 & -0.0241 & 1.6987 \end{bmatrix}, G_{12} = \begin{bmatrix} 0.0537 \\ -0.1679 \\ -1.4961 \end{bmatrix} \quad (3.144)$$

$$G_{21} = [0.2118 \quad -0.0039 \quad 0.7555], G_{22} = [-0.1864]$$

Olarak belirlenir. H matrisi,

$$H_2 = [-15.7955] \quad (3.145)$$

Ardından T matrisi,

$$T = [1] \quad (3.146)$$

olarak doğrudan belirlenir. Koordinat dönüşümü sonrasındaki sanal sistemin gerçek çıkış kanal matrisi,

$$\begin{aligned} C &= LG \\ &= [TG_{21} \quad TG_{22}] \\ &= \begin{bmatrix} 0.2118 & -0.0039 & 0.7555 & -0.1864 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.147)$$

Olarak doğrudan hesaplanır.

Ardından, $(G_{11} - \Omega TG_{21})$ matrisini kararlı yapacak Ω matrisi,

$$\Omega = \begin{bmatrix} 0.4101 \\ -2.6740 \\ 2.1052 \end{bmatrix} \quad (3.148)$$

Olarak $\lambda(G_{11} - \Omega TG_{21}) = \{0.1806 \pm j0.9644, 0.0818\}$ elde edilecek şekilde seçim yapılır.

Ω parametresinden sonra K_1 ve K_r parametreleri,

$$\begin{aligned} \tilde{G}_m &= \begin{bmatrix} \boxed{G_{11} - G_{12}K_1} & \boxed{-G_{12}K_r} \\ \boxed{-\tau TG_{21} + \tau TG_{22}K_1} & \boxed{I_m + \tau TG_{22}K_r} \end{bmatrix} \\ &= \underbrace{\begin{bmatrix} G_{11} & 0 \\ -\tau TG_{21} & I_m \end{bmatrix}}_{G_{11}^a} - \underbrace{\begin{bmatrix} G_{12} \\ -\tau TG_{22} \end{bmatrix}}_{G_{12}^a} [K_1 \quad K_r] \end{aligned} \quad (3.149)$$

Formundaki \tilde{G}_m matrisini kararlı yapacak şekilde seçilir. Buradaki G_{11}^a terimi,

$$G_{11}^a = \begin{bmatrix} 0.2217 & 0.1912 & 0.2107 & 0 \\ -5.2456 & 0.2105 & -0.0503 & 0 \\ 0.3994 & -0.0241 & 1.6987 & 0 \\ 0 & 0 & -0.0001 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.150)$$

Ve ikinci terim G_{12}^a matrisi,

$$G_{12}^a = \begin{bmatrix} 0.0537 \\ -0.1679 \\ -1.4961 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.151)$$

formunda belirlenir. Bu ifadede,

$$K_1 = [-0.0423 \quad -0.0060 \quad -0.8871] \quad (3.152)$$

ve K_r parametresinin,

$$K_r = [47.7516] \quad (3.153)$$

olarak yapılan secimi ile, \tilde{G}_m matrisi,

$$\tilde{G}_m = \begin{bmatrix} 0.2240 & 0.1916 & 0.2583 & -2.5658 \\ -5.2527 & 0.2095 & -0.1993 & 8.0171 \\ 0.3361 & -0.0332 & 0.3715 & 71.4399 \\ 0 & 0 & -0.0001 & 0.9991 \end{bmatrix} \quad (3.154)$$

olarak hesaplanır ve bu matris $\lambda(\tilde{G}_m) = \{0.1919 \pm j0.9602, 0.429, 0.9912\}$ kararlılık kriterini sağlamaktadır.

Kompensator ile ilgili parametreler,

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0.1404 & 0.1936 & 0.0163 \\ -4.7076 & 0.1960 & 1.3788 \\ -0.0931 & -0.0226 & -0.8709 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_1 = \begin{bmatrix} 0.4101 \\ -2.6740 \\ 2.1052 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_2 = \begin{bmatrix} -6.2162 \\ 31.8202 \\ 52.7000 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_3 = \begin{bmatrix} -0.1562 \\ 0.7996 \\ 1.3244 \end{bmatrix} \quad (3.155)$$

olarak (3.96) kullanılarak hesaplanırlar. Ardından,

$$u(k) = -G_{y_a} y_a(k) - G_r r(k) \quad (3.156)$$

ifadesindeki,

$$G_{y_a} = H_2^{-1} [K_1 \quad K_r \quad I_m] T_a^{-1} \quad (3.157)$$

ve referans sinyali terimi,

$$G_r = H_2^{-1} ([0 \quad K_1 \quad K_r \quad I_m] H_r + S_r) \quad (3.158)$$

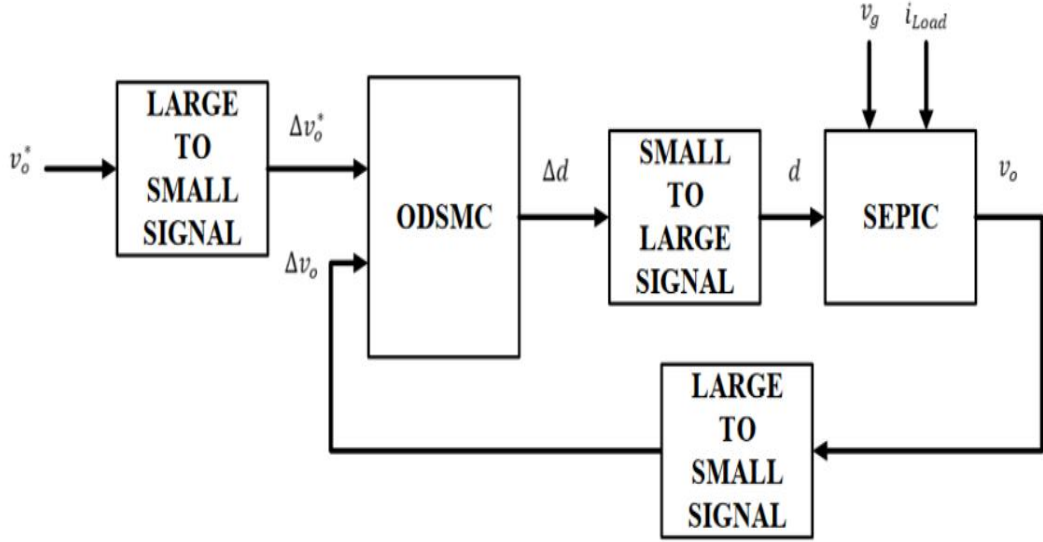
terimleri,

$$G_r = [-0.002] \quad (3.159)$$

ve

$$G_y = [-0.0067 \quad -0.0007 \quad -0.0483 \quad -0.0679 \quad 0.0553] \quad (3.160)$$

olarak bulunur. Sistemin kontrol blok diyagramı, Şekil 3.1’de verilmektedir.



Şekil 3.1 : SEPIC dönüştürücünün ODSMC ile kontrolü blok diyagramı

Blok diyagramdaki ODSMC bloğu, SEPIC devresinin durumlarının küçük sinyal dinamikleri için tasarlanmıştır. Bu dinamikler üzerinden sistem kontrol edilir. Referans sinyal ve çıkış sinyal ifadelerinin, küçük sinyal bileşenleri



4 SİMÜLASYON SONUÇLARI

Bu bölümde kontrol tasarımı yapıldıktan ve gerekli parametre secimi yapıldıktan sonra, sistemin kararlılığının, bozucular ve parametre değişiklikleri karşısındaki performansının değerlendirilmesi için bir dizi Matlab Simulink 2018b ortamında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. DC DC dönüştürücüye 12 V kaynak gerilimi sağlanmış ve 15 V çıkış gerilimi bağlandığı yüke sağlaması amacı ile kontrolcü tasarımı bir önceki bölümde detaylıca ele alındığı gibi simule edilmiştir.

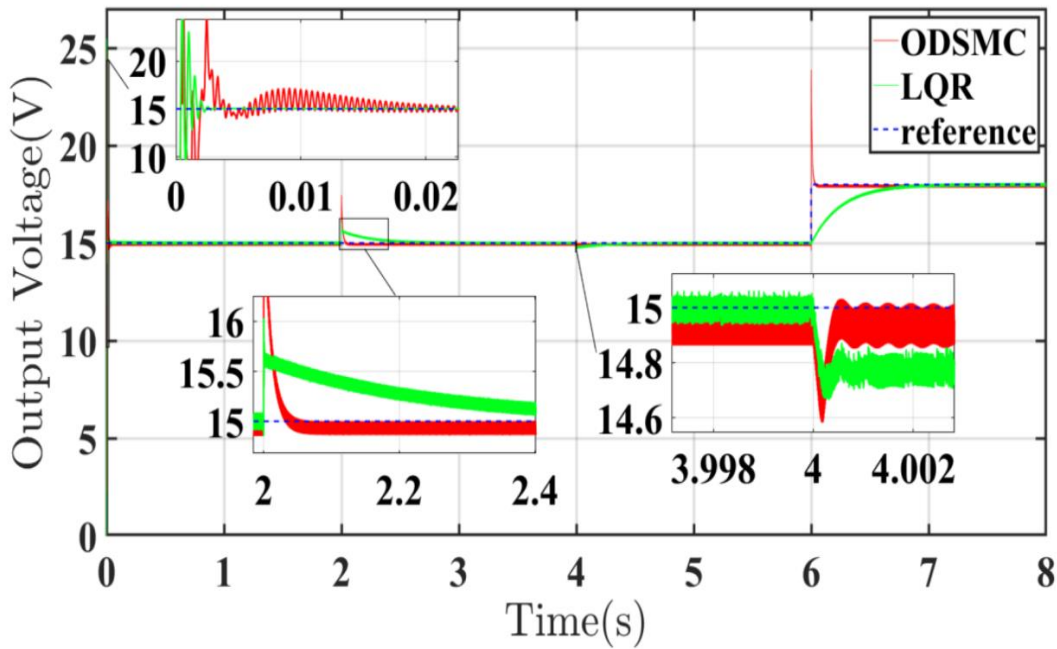
Sistemin nonlinear modeli Tablo 1'deki verilen değerler ile oluşturulmuş ve ikinci bölümde anlatıldığı gibi small signal modeli SEPIC converter için elde edilmiştir. Elde edilen model sürekli zamanda bir modeldir ve ODSMC tasarımını için sistemin ayrık zaman modeline ihtiyaç duyulmasından dolayı ZOH yaklaşımı ile Tablo 1'de verilen örnekleme frekansı ile örneklenerek ayrık zaman durum uzay gösterimi elde edilmiştir. Ayrık zamanda ifade edilen durum uzay gösterimine Bölüm 4 de anlatıldığı şekilde ODSMC tasarımı yapılmış ve bu kontrolcü için sistem parametrelerini hesaba katarak parametre secimi yapılmıştır. Bu bölümdeki benzetim çalışmaları kontrolcünün dış bozucular ve iç parametre değişimlerine olan gürbüzlüğü ve performansı olarak iki asmada ele alınacaktır. Dış bozucular belirtilen sistem için nominal çalışma sırasında yük değişiminden kaynaklanan dönüştürücüden çekilen akımdaki değişim ve sistemin kaynak gerilimindeki, şebekede meydana gelebilecek durulardan dolayı değişimler olarak ifade edilmektedir. Sistemdeki dönüştürücüdeki parametre değişimleri ise çalışma sırasında sıcaklık, ani yük değişimi formunda sebebi ile meydana gelebilecek induktans ve kapasitans parametrelerindeki değer değişimlerini ifade etmektedir.

Bu iki sistem çalışması sırasındaki değişimin sistem çalışması üzerindeki etkisinin minimumuma indirilmesi amacı ile tasarlanmış olan ODSMC denetleyici ilk yapılan benzetim çalışmasında 7 saniyelik benzetim süresi içerisinde $t = 0$ sırasında 15 V seviyesine Şekil 4.1'deki içerisindeki ilk alt şekilde görüldüğü gibi yaklaşık olarak

0.01 saniyede referans gerilim seviyesini yakalamıştır. Simulasyon devam ederken $t = 2s$ anında dönüştürücünün beslendiği hattaki gerilim değeri 12 V değerinde 14 V değerine yükseltilmiştir. Kaynak gerilimdeki değişimin kapalı çevrim sistem üzerindeki etkisi Şekil 4.1’de ilk alt şekilde yakınlaştırılmış hali verilmektedir. Kaynak değişimine ODSMC, LQR ile yapılan simülasyonda aynı grafikte görüldüğü üzere daha hızlı yanıt vermiştir.

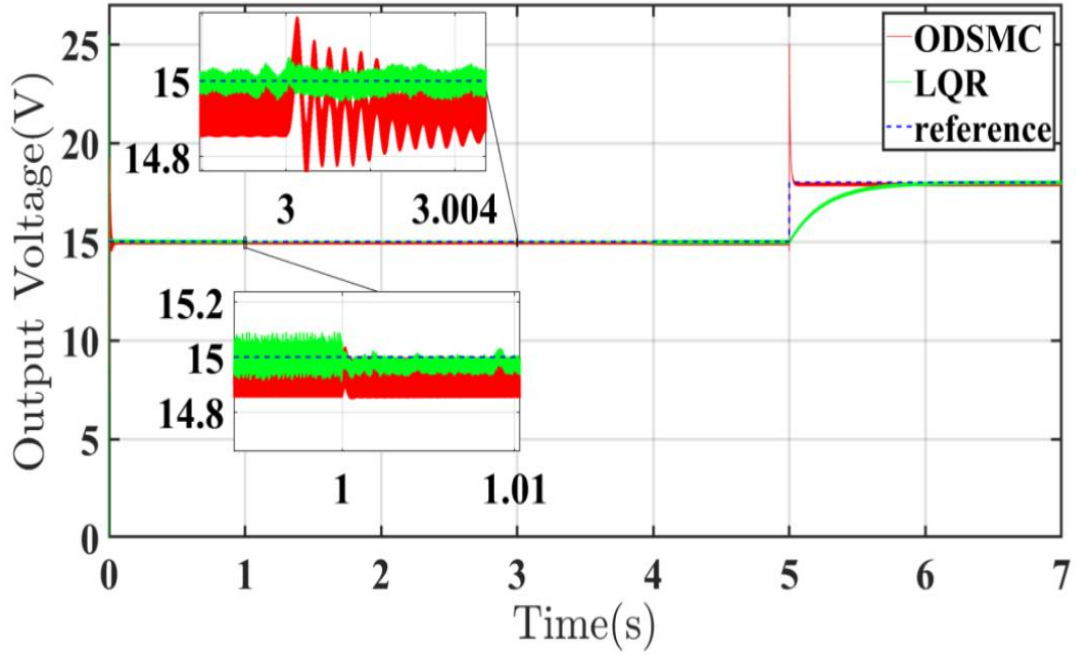
Sonraki aşamada $t = 4s$ anında, yük tarafından çekilen akım 1.33 A seviyesinden 1.433 A seviyesine yükseltilmiştir. Yük tarafından çekilen akımdaki değişime denetleyicilerin verdiği tepki Şekil 4.1’deki ikinci alt şekilde detaylıca görülmektedir. Yük değişimine ODSMC, es amanlı tasarlanma ve simule edilen LQR denetleyiciye göre daha hızlı tepki verdiği görülmektedir.

Son aşamada ise referans $t = 6s$ anında, çıkış gerilimi 15 V seviyesinden 18 V seviyesine değiştirilerek sistemin tasarlandığı çalışma noktasının komşuluğunda bir noktada sistem çalışmaya zorlanmıştır. Referans çıkış gerilimi değerinin değişiminin sistem üzerindeki etkisi Şekil 4.1’deki ikinci alt şekilde detaylıca görülmektedir. Yük değişimine ODSMC, eş zamanlı tasarlanma ve simule edilen LQR denetleyiciye göre daha hızlı tepki verdiği görülmektedir.

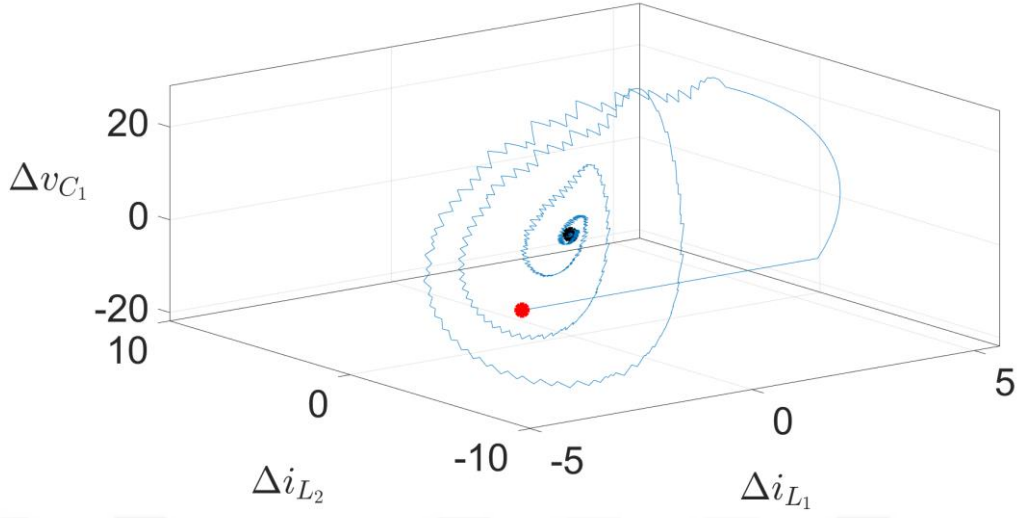


Şekil 4.2 : Bozucu sinyaller karşısında çıkış gerilimi

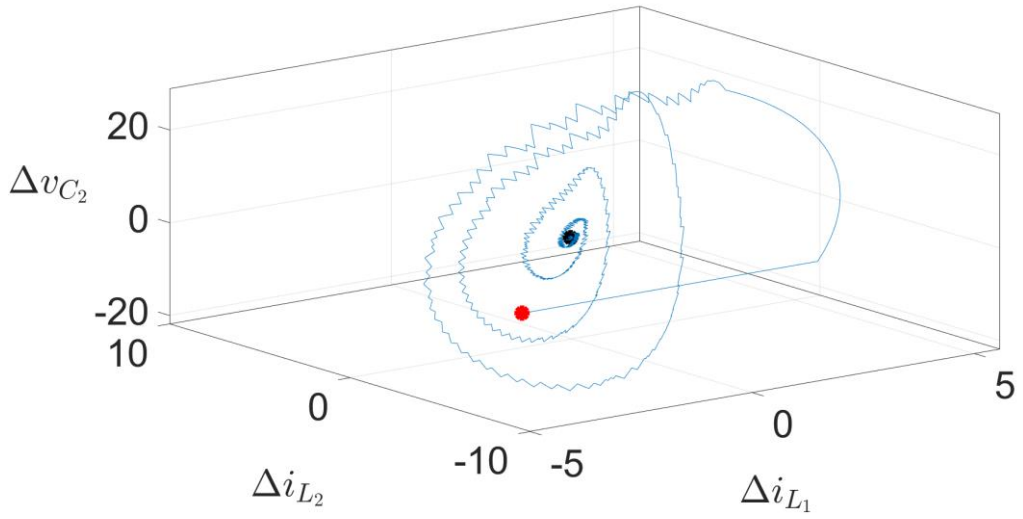
Tasarlanan kontrolcü performanslarının incelenmesi amacı ile yapılan simülasyonların ikinci fazında ise kontrolcülerin sisten nominal çalışması sırasındaki, dönüştürücüye ait parametre değişimlerinin çalışmaya olan etkileri incelenecektir. İlk değişim, $t = 1s$ anında L_1 parametresinde meydana gelmektedir ve endüktans parametre değeri %30 azaltılmaktadır. Endüktans parametre değişimine denetleyicinin verdiği tepki Şekil 4.2'deki ilk altsekilde görülmektedir. İlk endüktans değişimine iki tasarlanan kontrolcü de yaklaşık olarak aynı hızda cevap vermiş ve referans gerilim değerini yakalamayı başarmışlardır. Ardından, $t = 2s$ anında C_1 parametresi aynı şekilde %30 değerinde azaltılmıştır. İlk kapasitans değerindeki değişimin sistem çalışması üzerinde dikkat edilebilir bir etkisi bulunmamaktadır. İkinci endüktans değişimi $t = 3s$ anında L_2 parametresinin %30 değerinde azaltılması formunda incelenmiştir ve denetleyicilerin, belirtilen parametre değişimine rağmen, sistem çalışmasını kararlı bir şekilde devam ettirebildikleri görülmektedir. Son parametre değişimi ise $t = 4s$ anındaki C_2 parametresinin aynı şekilde %30 azaltılması ile denenmiştir. Belirtilen parametre değişiminin sistem nominal çalışması üzerine ilk kapasitans parametresinin değiştirilmesinde olduğu gibi dikkate değer bir etkisi görülmemiş ve iki denetleyicide sistem nominal çalışmasını devam ettirmeyi başarmışlardır. Son olarak belirtilen parametre değişimlerinde denetleyicilerin performanslarının referans değişimine verdikleri tepkilerin sınanması amacı ile $t = 5s$ anında referans çıkış gerilim değeri 15 V seviyesinden 18 V seviyesine çıkarılarak Şekil 4.2'de görüldüğü gibi denetleyiciler sistem kararlılığını ve referans gerilim takibini belli bir süre sonunda devam ettirebilmeyi başarmışlardır. Referans çıkış gerilim değişimine ODSMC şekilde görüldüğü gibi LQR denetleyiciye kıyasla çok daha hızlı tepki vermiştir. Bir diğer konu ise şekilde görüldüğü gibi ODSMC ile kontrol edilen kapalı çevrimdeki gerilim dalgalılık faktörünün LQR ile kontrol edilen kapalı çevrimine kıyasla daha düşük olmasıdır ancak her iki denetleyici de dalgalılık faktörü düşük bir çalışma sonucu ortaya koymuşlardır.



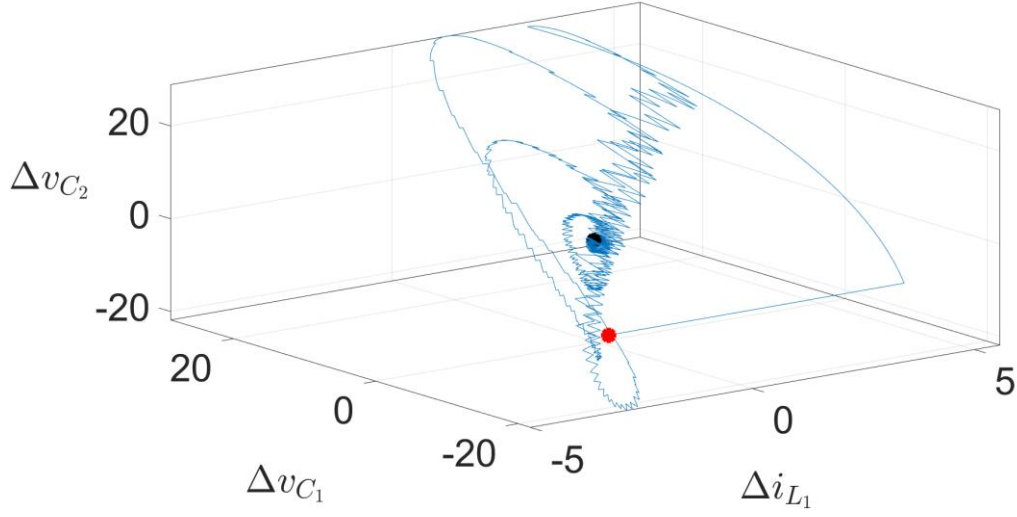
Şekil 4.3 : Devre parametrelerinin değişimi karşısında çıkış gerilimi



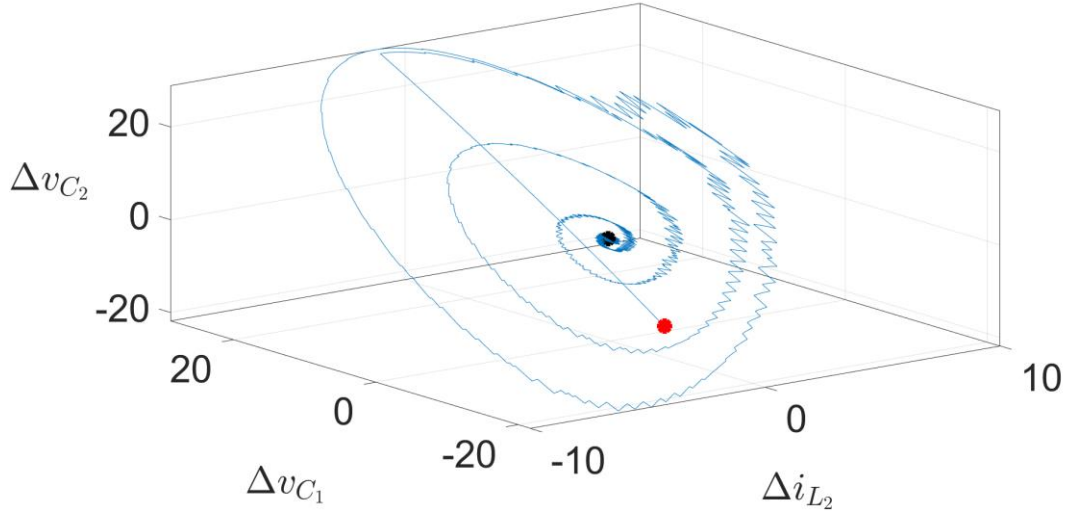
(a) $(\Delta i_{L_1}, \Delta i_{L_2}, \Delta v_{C_1})$ durumlarının $0 \leq t \leq 1$ süresindeki hareketi



(b) $(\Delta i_{L_1}, \Delta i_{L_2}, \Delta v_{C_2})$ durumlarının $0 \leq t \leq 1$ süresindeki hareketi

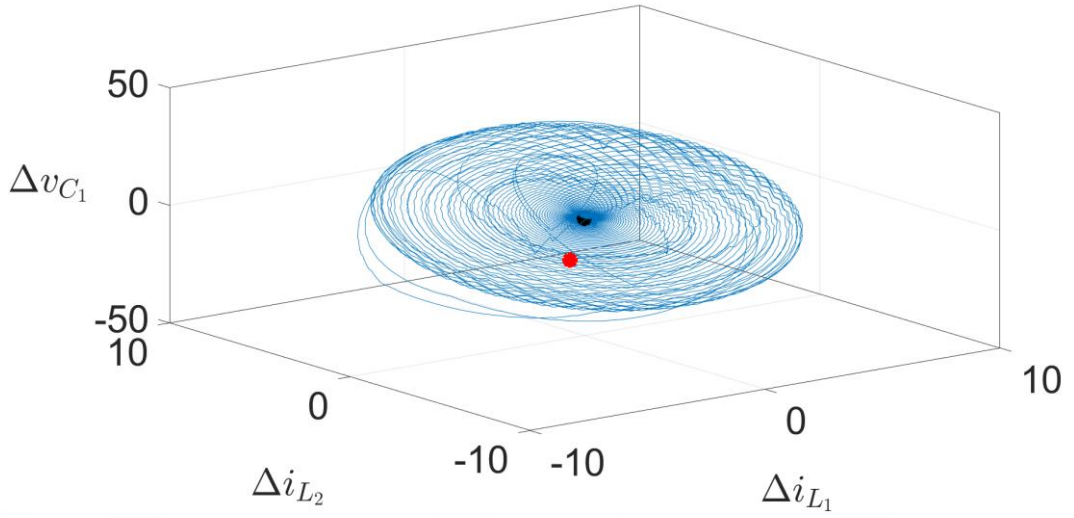


(c) $(\Delta i_{L1}, \Delta v_{C1}, \Delta v_{C2})$ durumlarının $0 \leq t \leq 1$ süresindeki hareketi

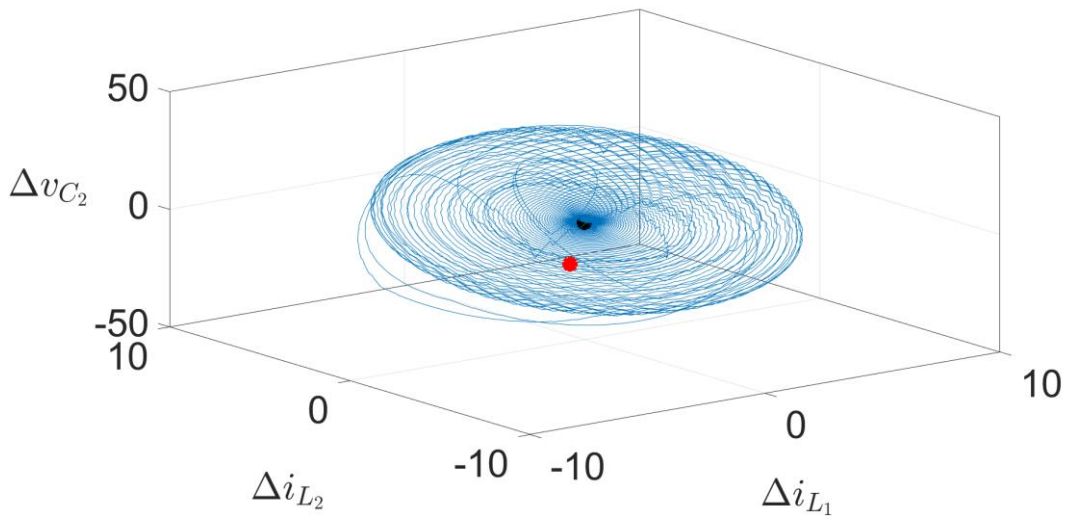


(d) $(\Delta i_{L2}, \Delta v_{C1}, \Delta v_{C2})$ durumlarının $0 \leq t \leq 1$ süresindeki hareketi

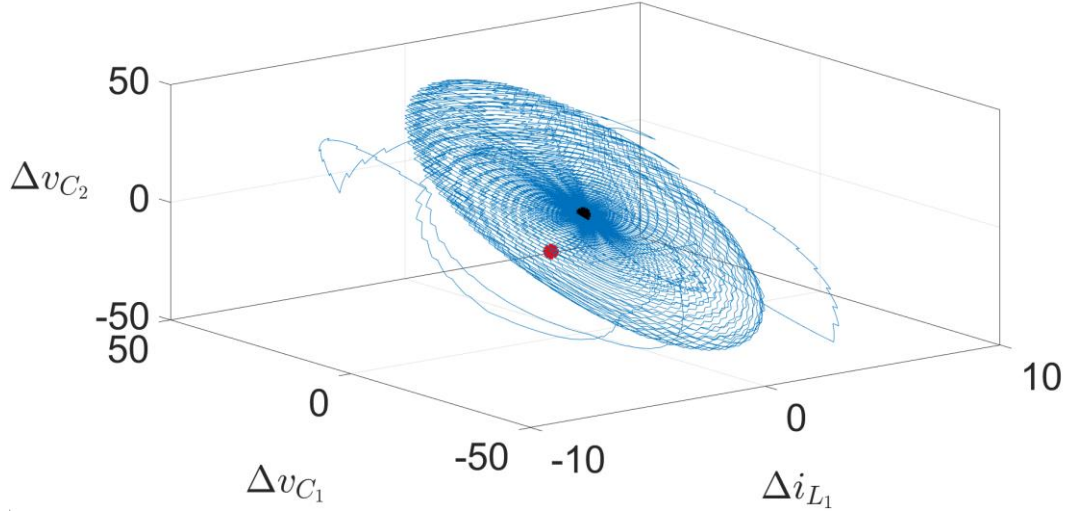
Şekil 4.4 : LQI kontrolü durumunda sistem durumlarının durum uzayda hareketi



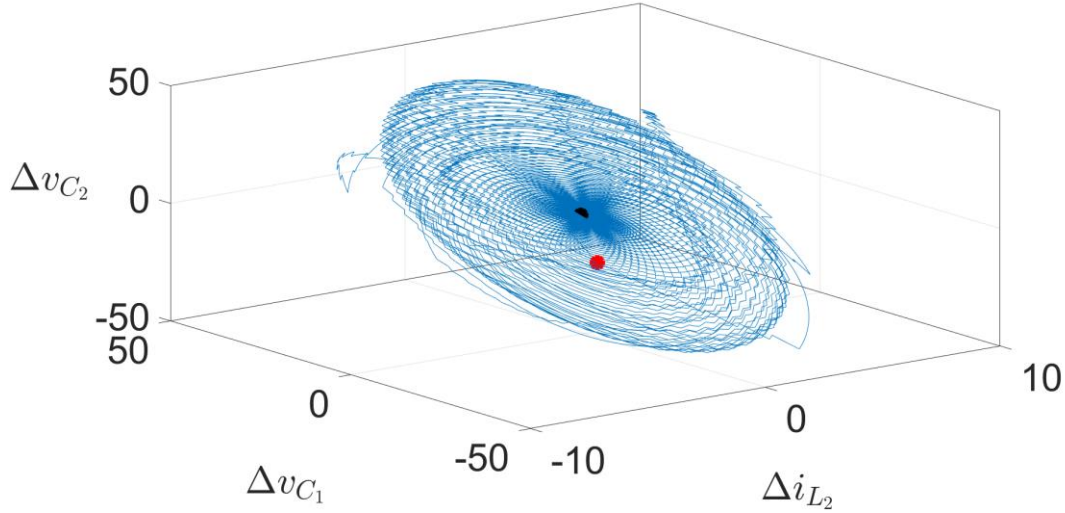
(a) $(\Delta i_{L_1}, \Delta i_{L_2}, \Delta v_{C_1})$ durumlarının $0 \leq t \leq 1$ süresindeki hareketi



(b) $(\Delta i_{L_1}, \Delta i_{L_2}, \Delta v_{C_2})$ durumlarının $0 \leq t \leq 1$ süresindeki hareketi



(c) $(\Delta i_{L1}, \Delta v_{C1}, \Delta v_{C2})$ durumlarının $0 \leq t \leq 1$ süresindeki hareketi



(d) $(\Delta i_{L2}, \Delta v_{C1}, \Delta v_{C2})$ durumlarının $0 \leq t \leq 1$ süresindeki hareketi

Şekil 4.5 : ODSMC kontrolü durumunda sistem durumları

Son olarak kayma yüzeyinin görsel olarak ifade edilmesi amacı ile sistemin durumlarının küçük sinyal bileşenleri Şekil 4.4'te verilmiştir. Burada 4 boyutlu bir grafik çizilebilmesi yapılabılır olmadığından 4 durumun üçlü kombinasyonları kullanılarak 4 ayrı grafik meydana gelmektedir. ODSMC kullanılarak meydana gelen grafiklerde net bir şekilde kayma yüzeyi görülmektedir ve bu çalışma bir saniyelik bir çalışmanın sonucunda meydana gelmektedir. Çalışmanın başında sistem durumlarının bulunduğu konum kırmızı yıldız ile belirtilmiştir. ODSMC ve kayma yüzeyi arasındaki ilişki bir önceki bölümde kontrolcü tasarımı kısmında detaylıca anlatılmıştır ve burada görsel olarak sunulmaktadır. Kontrolcünün amacı durum

uzayda bir yüzeye öncelikle sistem durumlarını sürmek ve bu yüzeyin üzerinde sistemi dış bozululara karşı gürbüz kılmak olarak kısa şekilde ifade edilmiştir. Kontrolcülerin çalışma sırasındaki farkının görülmesi amacı ile eş zamanlı tasarlanan LQR için durumların yörüngeleri Şekil 4.3'te verilmektedir.





5 SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR

Bu tez, ayırık zamanda, gürbüz çıkış geribeslemeli kayan kipli kontrolcünün SEPIC dönüştürücüye uygulanışı ve belli aralıklarda çıkış takibin göz önüne almıştır. Kontrolcü için gerekli sistem modeli Bölüm 2 de dönüştürücünün küçük sinyal modeli dikkate alınarak türetilmiştir. Elde edilen model verildiği üzere minimum faz olmaması ve göreceli derecesinin bir olmaması gibi nedenlerden dolayı, tipik SMC tasarım kriterlerini Δd sinyalinden Δv_o arasındaki dinamikler dikkate alındığında sağlamadığı görülmüştür. Bu sorunu Bölüm 3'te detaylıca verilen dinamik ODSMC denetleyicisi kullanılarak sistemin ayırık zamanda kontrolü başarılmıştır. Sisteme tasarlanan kontrolcünün, giriş gerilim ve çıkış tarafında yük tarafından çekilen akımın değişimi formundaki dış bozucularla ve dönüştürücü parametrelerinin nominal çalışma sırasındaki değişimleri durumlarında kararlı çalışmayı sürdürebilmelerinin incelenmesi için Bölüm 4'te verilen bir dizi benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiş ve benzetim çalışmalarının sonuçları es zamanlı tasarlanan lineer yapıdaki denetleyiciler ile karşılaştırılarak dinamik ODSMC denetleyicinin değerlendirilmesi yapılmıştır. Benzetim çalışmaları sonucunda dinamik ODSMC kullanılarak dönüştürücünün atanan referans çıkış gerilim değerini dış bozucular ve parametre değişimlerine rağmen devam ettirebildiği ve es zamanlı tasarlanan lineer kontrolcülere kıyasla daha hızlı tepki verdiği görülmektedir.

Bu tezin doğrudan incelediği konular dikkate alındığında, bu tez ile bağlantılı olarak bu noktadan sonra yapılacak çalışmalar modelleme ve kontrol tasarımı olarak iki aşamada açıklanabilir. Modelleme aşamasında, bu tezde SEPIC dönüştürücüye ait lineer modelin küçük sinyal kullanılarak türetildiği dikkate alındığında, bu noktada çalışma konusunun üzerine ilave yapmak için geliştirilmiş durum uzay ortalaması gibi daha detaylı bir modelleme yönteminin kullanılabileceği düşünülebilir. Geliştirilmiş durum uzay ortalama yöntemi, bu tezde modelleme için kullanılan durum uzay ortalama yöntemine kıyas ile sistemde kullanılan anahtarlama frekansının da dikkate alındığı ve anahtarlama frekansının, elde edilen durum uzay

denklem gösterimlerinde bir parametre olarak dahil edilebileceği bir model bulmak amacı ile geliştirilmiş bir modelleme tekniği olarak özetlenebilir. Anahtarlama frekansının da sistem modelinde, değişken bir parametre olarak dikkate alındığı bir durum uzay modeli, sistem çalışması sırasında, anahtarlama frekansının değişkenlik gösterebileceği aralıkların belirlenmesi ve hangi aralıklarda, tasarlanan kontrolcün kararlı çalışmayı devam ettirebileceğinin tayini için gerekli olabilir.

Kontrolcü tasarımındaki gelecek çalışmalar ise çıkış geribeslemeli bir denetleyici yerine durum geri beslemeli bir denetleyici tasarımı olarak düşünülebilir. Durum geri beslemeli denetleyici tasarımı için aynı şekilde durum gözleyici tasarımı da gerekli bir konudur. Bu noktada, kayan kip kavramının gözleyici tasarımı için kullanıldığı tekniklerden faydalanılarak kayan kipli nonlineer gözleyici tasarımı, ayrık zaman için sisteme ek olarak geliştirilebilir. Kayan kipli gözleyiler konusu yakın zamanda, sistem parametre takibinde kullanılarak yaygınlığını artırmış bir konudur ve yüksek boyutlu sistemlerde kritik parametrelerin takibinde de kullanılmaktadır. Kritik parametrelerin takibindeki bir diğer konu ise arızalara belli ölçülerde tolerans gösteren kontrol tasarımı olarak nitelendirilebilir. Arızalara karşı toleransı olan kontrol tasarımı SEPIC gibi bir dönüştürücünün aktif güç faktörü regülasyonunda, yüksek güçlerin mevcut olduğu sistemler için gereklidir. İlerleyen zamanlarda, artan yenilenebilir enerji ihtiyacı ile gündeme gelen, merkezi olmayan enerji üretim ve dağıtım gibi konuların, bu gibi kontrol tekniklerine olan ilgiyi arttıracığı öngörülebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **J. Wang, S. Wu, Y. Jiang, H. Chiu**, "A Dual-Mode Controller for the Boost PFC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 369-372, Jan. 2011. doi: 10.1109/TIE.2010.2051391
- [2] **N. Arab, B. Kedjar, A. Javadi and K. Al-Haddad**, "A Multifunctional Single-Phase Grid-Integrated Residential Solar PV Systems Based on LQR Control," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 2, pp. 2099-2109, March-April 2019. doi: 10.1109/TIA.2018.2883551
- [3] **B. Zhou et al.**, "Principle and Application of Asynchronous Operation of China Southern Power Grid," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 1032-1040, Sept. 2018. doi: 10.1109/JESTPE.2018.2830409
- [4] **M. Veerachary and A. R. Saxena**, "Optimized Power Stage Design of Low Source Current Ripple Fourth-Order Boost DC-DC Converter: A PSO Approach," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1491-1502, March 2015. doi: 10.1109/TIE.2014.2361316
- [5] **Chung-Chieh Fang and E. H. Abed**, "Limit cycle stabilization in PWM DC-DC converters," *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.98CH36171)*, Tampa, FL, USA, 1998, pp. 3046-3051 vol.3. doi: 10.1109/CDC.1998.757963
- [6] **H. El Fadil, F. Giri, M. Haloua and H. Ouadi**, "Nonlinear and adaptive control of buck power converters," *42nd IEEE International Conference on Decision and Control (IEEE Cat. No.03CH37475)*, Maui, HI, 2003, pp. 4475-4480 Vol.5. doi: 10.1109/CDC.2003.1272244
- [7] **H. Y. Kanaan and K. Al-Haddad**, "Modeling and Simulation of DC-DC Power Converters in CCM and DCM Using the Switching Functions Approach: Application to the Buck and Cuk Converters," *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, Kuala Lumpur, 2005, pp. 468-473. doi: 10.1109/PEDS.2005.1619732
- [8] **D. M. Dawson, J. J. Carroll and M. Schneider**, "Integrator backstepping control of a brush DC motor turning a robotic load," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 2, no. 3, pp. 233-244, Sept. 1994. doi: 10.1109/87.317980
- [9] **R. Gong, L. Xie, K. Wang and C. Ning**, "A Novel Modeling Method of Nonideal Buck-Boost Converter in DCM," *2010 Third International Conference on Information and Computing*, Wuxi, 2010, pp. 182-185. doi: 10.1109/ICIC.2010.230
- [10] **Bacha, S. and Munteanu, I. and Brateu, A.I.**, "Power Electronic Converters Modeling and Control: with Case Studies", 2013, Springer London, ISBN 9781447154778, ICCN 2013952983
- [11] **Liang Dong, Hao Ma and Fei Xu**, "Modeling and analysis of PWM converters with a new GSSA method," *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Orlando, FL, 2008, pp. 821-826. doi: 10.1109/IECON.2008.4758059

- [12] **G. Pavlov, A. Obrubov and I. Vinnichenko**, "The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals," 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kiev, 2016, pp. 1-5.doi: 10.1109/IEPS.2016.7521879
- [13] **S. Sooksatra**, "Simulation of Resonant Converter Using Mathematical Model A Case of Series Resonant Converter," 2018 15th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chiang Rai, Thailand, 2018, pp. 548-551.doi: 10.1109/ECTICon.2018.8619975
- [14] **M. F. N. Tajuddin and N. Abdul Rahim**, "Small-signal AC modeling technique of Buck converter with DSP based Proportional-Integral-Derivative (PID) controller," 2009 IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications, Kuala Lumpur, 2009, pp. 904-909.doi: 10.1109/ISIEA.2009.5356321
- [15] **M. Brasel**, "A gain-scheduled multivariable LQR controller for permanent magnet synchronous motor," 2014 19th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), Miedzydroje, 2014, pp. 722-725.doi: 10.1109/MMAR.2014.6957443
- [16] **O. Saadaoui, A. Khlaief, M. Abassi, A. Chaari and M. Boussak**, "Sensorless FOC of PMSM drives based on full order SMO," 2016 17th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), Sousse, 2016, pp. 663-668.doi: 10.1109/STA.2016.7952106
- [17] **O. Saadaoui, A. Khlaief, M. Abassi, A. Chaari and M. Boussak**, "Position sensorless vector control of PMSM drives based on SMO," 2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), Monastir, 2015, pp. 545-550.doi: 10.1109/STA.2015.7505148
- [18] **Kürkçü, B., Kasnakoglu, C.**, (2018). Robust Autopilot Design Based on a Disturbance/Uncertainty/Coupling Estimator, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1–8. DOI: 10.1109/TCST.2018.2859179.
- [19] **Kürkçü, B., Kasnakoglu, C., Efe, Ö.**, (2018). Disturbance/Uncertainty Estimator Based Robust Control of Nonminimum Phase Systems, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 23(4), 1941–1951. DOI:10.1109/TMECH.2018.2835658.
- [20] **Kürkçü, B., Kasnakoglu, C.**, (2018). Robust Temperature Control of a Thermoelectric Cooler via μ -Synthesis, Journal of Electronic Materials, 47(8), 4421–4429. DOI: 10.1007/s11664-018-6104-1.
- [21] **Kürkçü, B., Kasnakoglu, C., Efe, M. Ö.**, (2018). Disturbance/Uncertainty Estimator Based Integral Sliding-Mode Control, IEEE Transactions on Automatic Control, 63(11), 3940–3947.DOI:10.1109/TAC.2018.2808440.
- [22] **C. Gaviria, E. Fossas and R. Grino**, "Robust controller for a full-bridge rectifier using the IDA approach and GSSA modeling," in IEEE

Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 52, no. 3, pp. 609-616, March 2005.doi: 10.1109/TCSI.2004.842881

- [23] **C. Gaviria, R. Grino and E. Fossas**, "Control scheme based on GSSA modeling applied to an unity power factor boost rectifier," Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications, 2003. CCA 2003., Istanbul, Turkey, 2003, pp. 582-587 vol.1.doi: 10.1109/CCA.2003.1223501
- [24] **A. Argha, L. Li, S. W. Su and H. Nguyen**, "Robust output-feedback discrete-time sliding mode control utilizing disturbance observer," 2015 54th IEEE Conference on Decision and Control (CDC), Osaka, 2015, pp. 5671-5676.doi: 10.1109/CDC.2015.7403109
- [25] **T. Horibe and N. Sakamoto**, "Optimal Swing Up and Stabilization Control for Inverted Pendulum via Stable Manifold Method," in IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 26, no. 2, pp. 708-715, March 2018.doi: 10.1109/TCST.2017.2670524
- [26] **T. Glück, A. Eder, and A. Kugi**, "Swing-up control of a triple pendulum on a cart with experimental validation," Automatica, Volume 49, Issue 3, pp. 801-808, March 2013, doi.org/10.1016/j.automatica.2012.12.006
- [27] **H. Qin and J. W. Kimball**, "Closed-Loop Control of DC-DC Dual-Active-Bridge Converters Driving Single-Phase Inverters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 2, pp. 1006-1017, Feb. 2014.doi: 10.1109/TPEL.2013.2257859
- [28] **M. Z. Youssef and P. K. Jain**, "A review and performance evaluation of control techniques in resonant converters," 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004, Busan, South Korea, 2004, pp. 215-221 Vol. 1.doi: 10.1109/IECON.2004.1433312
- [29] **J. Cho, N. Ku, R. Kim and D. Hyun**, "Small-signal modeling and control of three-phase grid-connected three-level neutral-point-clamped inverter with a LCL filter," 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, 2013, pp. 4076-4081.doi: 10.1109/ECCE.2013.6647242
- [30] **C. B. Yu, L. Jun, L. Bin, H. Zhiliang and L. Lunquan**, "Current and efficiency optimization for LCL type inverter with model predictive control," 2017 Chinese Automation Congress (CAC), Jinan, 2017, pp. 2603-2607.doi: 10.1109/CAC.2017.8243215
- [31] **A. Ayachit and M. K. Kazimierczuk**, "Averaged Small-Signal Model of PWM DC-DC Converters in CCM Including Switching Power Loss," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 66, no. 2, pp. 262-266, Feb. 2019.doi: 10.1109/TCSII.2018.2848623
- [32] **Tasi-Fu Wu and Yu-Kai Chen**, "Modeling PWM DC/DC converters out of basic converter units," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 5, pp. 870-881, Sept. 1998.doi: 10.1109/63.712294
- [33] **J. Linares Flores, J. L. Barahona Avalos and C. A. Bautista Espinosa**, "Passivity-Based Controller and Online Algebraic Estimation of the

Load Parameter of the DC-to-DC power converter Cuk Type," in IEEE Latin America Transactions, vol. 9, no. 1, pp. 784-791, March 2011.doi: 10.1109/TLA.2011.5876420

- [34] **L. Martínez, A. Poveda and J. M. Miguel**, "Modelling and analysis of the Cuk convertor using the discrete impulse response method," in IEE Proceedings G - Electronic Circuits and Systems, vol. 133, no. 2, pp. 77-83, April 1986.doi: 10.1049/ip-g-1.1986.0010
- [35] **H. E. Darkhaneh, J. R. Gatabi and H. El-Kishky**, "A novel GSSA method for modeling of controllers in the multi-converter system of an Advanced Aircraft Electric Power System (AAEPS)," 2012 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), San Diego, CA, 2012, pp. 795-798.doi: 10.1109/IPMHVC.2012.6518865
- [36] **A. P. Hu**, "Modeling a contactless power supply using GSSA method," 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology, Gippsland, VIC, 2009, pp. 1-6.doi: 10.1109/ICIT.2009.4939571
- [37] **J. Sun and H. Grotstollen**, "Averaged modelling of switching power converters: reformulation and theoretical basis," PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Toledo, Spain, 1992, pp. 1165-1172 vol.2.doi: 10.1109/PESC.1992.254742
- [38] **A. Yazdani and R. Iravani**, "A generalized state-space averaged model of the three-level NPC converter for systematic DC-voltage-balancer and current-controller design," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 2, pp. 1105-1114, April 2005.doi: 10.1109/TPWRD.2004.834307
- [39] **J. Yang and H. Do**, "Bridgeless SEPIC Converter With a Ripple-Free Input Current," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 7, pp. 3388-3394, July 2013.doi: 10.1109/TPEL.2012.2226607
- [40] **V. Utkin**, "Discussion Aspects of High-Order Sliding Mode Control," in IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 61, no. 3, pp. 829-833, March 2016.doi: 10.1109/TAC.2015.2450571
- [41] **Utkin, V.** (1992). Sliding Modes in Control Optimization, Springer-Verlag, Berlin.
- [42] **J. Mu, X. Yan, S. K. Spurgeon and Z. Mao**, "Generalized Regular Form Based SMC for Nonlinear Systems With Application to a WMR," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 8, pp. 6714-6723, Aug. 2017.doi: 10.1109/TIE.2017.2711500
- [43] **Edwards, C. and Spurgeon, S.K.**, "Sliding Mode Control: Theory and Applications. 1998. Taylor and Francis Ltd., London", ISBN 0-7484-0601-8
- [44] **L. Ma, D. Zhao and S. K. Spurgeon**, "Disturbance Observer Based Discrete Time Sliding Mode Control for a Continuous Stirred Tank Reactor," 2018 15th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS), Graz, 2018, pp. 372-377.doi: 10.1109/VSS.2018.8460344
- [45] **B. Veselic, B. Perunicic-Drazenovic and Č. Milosavljevic**, "Improved Discrete-Time Sliding-Mode Position Control Using Euler Velocity

- Estimation," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 11, pp. 3840-3847, Nov. 2010.doi: 10.1109/TIE.2010.2042416
- [46] **Nai One Lai, C. Edwards and S. K. Spurgeon**, "On discrete time output feedback sliding mode like control for non-minimum phase systems," 42nd IEEE International Conference on Decision and Control (IEEE Cat. No.03CH37475), Maui, HI, 2003, pp. 1374-1379 Vol.2.doi: 10.1109/CDC.2003.1272801
- [47] **Nai One Lai, C. Edwards and S. K. Spurgeon**, "On discrete dynamic output feedback min-max controllers," 2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601), Nassau, 2004, pp. 1836-1841 Vol.2.doi: 10.1109/CDC.2004.1430314
- [48] **Nai One Lai, C. Edwards and S. K. Spurgeon**, "On Output Tracking Using Dynamic Output Feedback Discrete-Time Sliding Mode Controllers," Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, Seville, Spain, 2005, pp. 578-583.doi: 10.1109/CDC.2005.1582218
- [49] **N. O. Lai, C. Edwards and S. K. Spurgeon**, "On Output Tracking Using Dynamic Output Feedback Discrete-Time Sliding-Mode Controllers," in IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 52, no. 10, pp. 1975-1981, Oct. 2007.doi: 10.1109/TAC.2007.904256



ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Artun SEL
Uyruđu : Türkiye Cumhuriyeti
Dođum Tarihi ve Yeri : 21/07/1992, AYDIN
E-posta : artunsel@gmail.com

ÖĐRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2015, Bülent Ecevit Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Yıl	Yer	Görev
2017	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi	Proje Bursiyeri

YABANCI DİL: İngilizce

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Sel A.**, Gunes U., Elbir Ö., Kasnakoglu C. “*Comparative analysis of performance of the SEPIC converter using LQR and PID controllers*” 21st International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)19-21 October 2017
- **Sel A.**, Gunes U., Kasnakoglu C. “*Design of Output Feedback Sliding Mode Controller for SEPIC Converter*” 6th European Conference on Renewable Energy Systems (ECRES)25-27 June 2018
- Gunes U., **Sel A.**,Kasnakoglu C. “*Stabilizer Autopilot Design For Fixed Wing UAV Using ODSMC*” 22st International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)10-12 October 2018
- **Sel A.**, Gunes U., Kasnakoglu C. “*Output Feedback Discrete SMC Design For Quadratic Buck DC-DC Converter*” 22st International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)10-12 October 2018

- Gunes U., Sel A., Kasnakoglu C., Kaynak U. "*Output Feedback Sliding Mode Control of a Fixed-Wing UAV Under Rudder Loss*", AIAA Scitech 2019 Forum, AIAA SciTech Forum, (AIAA 2019-0911)

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- Girgin O., Sel A., Kasnakoglu C. "*Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlar için Kazanç Tabloları Sensörsüz PI Kontrol*" Otomatik Kontrol Türk Millî Komitesi Ulusal Toplantısı (TOK) 21-23 September 2017

