

T.C.
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI



**Z KAYNAKLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE KESİRLİ
KAYAN KIPLI KONTROLÜ**

ONUR ÇİNE

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ (Tez Danışmanı)
Doç. Dr. Tarık KUNDURACI
Dr. Öğr. Üyesi Bayram ESEN

BALIKESİR, ARALIK – 2025

ETİK BEYAN

Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak tarafımda hazırlanan “**Z-Kaynaklı DC-DC Dönüştürücü Tasarımı ve Kesirli Kayan Kipli Kontrolü**” başlıklı tezde;

- Tüm bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Kullanılan veriler ve sonuçlarda herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Tüm bilgi ve sonuçları bilimsel araştırma ve etik ilkelere uygun şekilde sunduğumu,
- Yararlandığım eserlere atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,

beyan eder, aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Onur ÇİNE

ÖZET

**Z KAYNAKLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE KESİRLİ KAYAN KIPLİ
KONTROLÜ
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ONUR ÇİNE
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. METİN DEMİRTAŞ)
BALIKESİR, ARALIK - 2025**

Bu tez kapsamında, Z-kaynaklı DC-DC dönüştürücü devresinin kesirli kayan kipli kontrolü yapılmıştır. Öncelikle devrenin analizi yapılmış ve devredeki anahtarın açık ve kapalı konumuna göre matematiksel denklemleri elde edilmiştir. Bu denklemlerden yola çıkarak transfer fonksiyonu bulunmuştur. Daha sonra genel devre denklemleri çıkarımı yapılmıştır. Bu denklemlerden faydalanılarak kontrol sinyalleri elde edilmiştir. Matlab/Simulink simülasyon programında devre üç farklı yöntemle kontrol edilmiştir. Bunlar; PI kontrol, kayan kipli kontrol ve kesirli kayan kipli kontroldür. Kesirli kayan kipli kontrol dışındaki diğer yöntemlere başvurulmasının sebebi sonuçlarda karşılaştırma yapılabilmesi içindir.

Denetleyicilerin kontrol sinyallerinde, sistemin performansını etkileyen birçok kontrolör katsayısı bulunmaktadır. Bu katsayıların optimum değerinin belirlenmesi zor ve zaman alıcı olabilmektedir. Yapılan çalışmada, optimum katsayıların bulunması için sezgisel algoritmalarından olan Parçacık Sürü Optimizasyonu algoritması kullanılmıştır.

Bahsedilen üç farklı yöntemin performans açısından karşılaştırılması için yük direnci kademeli olarak azaltılmış ve çıkış gerilimine etkisi incelenmiştir. Yük direnci sabit tutularak giriş gerilimi değiştirilmiş ve kontrolörlerin çıkış gerilimine etkisi araştırılmıştır. Çıkış gerilimlerine bakıldığında, yükteki direnç ve giriş gerilimindeki değişimlere en iyi tepkiyi veren yöntemin kesirli kayan kipli kontrolörün olduğu görülmüştür. Sonuç olarak, kesirli kayan kipli kontrol yönteminin PI kontrol ve kayan kipli kontrol yöntemlerine göre daha gürbüz olduğu anlaşılmıştır.

ANAHTAR KELİMELEER: DC-DC dönüştürücü, kesirli kayan kipli kontrol, PSO, Z kaynak

ABSTRACT

DESIGN AND FRACTIONAL SLIDING MODE CONTROL OF Z-SOURCE DC-DC CONVERTER

MSC THESIS

BALIKESİR UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

(SUPERVISOR: PROF. DR. METİN DEMİRTAŞ)

BALIKESİR, DECEMBER - 2025

Within the scope of this thesis, fractional-order control of the Z-source DC-DC converter circuit has been performed. Firstly, the circuit was analyzed and mathematical equations were obtained according to the open and closed positions of the switch in the circuit. Based on these equations, the transfer function was found. Then, general circuit equations were derived. Control signals were obtained by using these equations. The circuit was controlled by three different methods in Matlab/Simulink simulation program. These are PI control, sliding mode control and fractional sliding mode control. The reason for using methods other than fractional sliding mode control is to make comparisons in the results.

There are many controller coefficients in the control signals of controllers that affect the performance of the system. Determining the optimal value of these coefficients can be difficult and time-consuming. In this study, the Particle Swarm Optimization algorithm, which is one of the heuristic algorithms, was used to find the optimal coefficients.

In order to compare the performance of the three different methods mentioned, the load resistance was gradually reduced, and its effect on the output voltage was examined. The input voltage was changed while keeping the load resistance constant and the effect of the controllers on the output voltage has been investigated. Looking at the output voltages, it was observed that the fractional sliding mode controller responded best to changes in the load resistance and input voltage. As a result, it has been determined that the fractional sliding mode control method is more robust than the PI control and sliding mode control methods.

KEYWORDS: DC-DC converter, fractional order sliding mode control, PSO, Z-source

Science Code / Codes : 93419, 93423

Page Number : 66

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ	iv
TABLO LİSTESİ	v
SEMBOL LİSTESİ	vi
KISALTMA LİSTESİ	vii
ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR.....	viii
1. GİRİŞ	1
2. Z KAYNAKLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ	5
2.1. Z-Kaynaklı DC-DC Dönüştürücünün Matematiksel Analizi	6
2.2. ZKD'nin Durum-Uzay Gösterimi ve Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi	12
2.2.1 Durum-uzay denklemleri	14
2.2.2 DC sabit durum ve küçük sinyal AC modelleme	16
2.2.3 Akım ve gerilim dalgalanma hesapları	19
2.2.4 CCM için en küçük endüktör değeri	20
3. KONTROL YÖNTEMLERİ	22
3.1 PID Kontrol	22
3.2 Kayan Kipli Kontrol	23
3.3 Kesir Dereceli Kayan Kipli Kontrol	25
3.3.1 Kesir dereceli hesaplama	25
3.3.2 Kesir dereceli kayan yüzey tasarımı	26
3.4 ZKD için KKK ve KKKK Yüzey Tasarımı	27
3.5 KKK ve KKKK Kararlılık Analizi	30
4. PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU	31
4.1 Parçacık Sürü Optimizasyonunun Ana Parametreleri	33
4.2 Parçacık Sürü Optimizasyonu Uygunluk Kriterleri	34
5. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI	36
5.1 ZKD Devresinin Simülasyonu	38
5.2 ZKD Devresinin PI Kontrolör ile Denetimi	45
5.3 ZKD Devresinin KKK ile Denetimi	48
5.4 ZKD Devresinin KKKK ile Denetimi	50
5.5 PI, KKK ve KKKK Yöntemlerinin Karşılaştırılması	52
5.5.1 Denetleyicilerin yük değişimine tepkisi	52
5.5.2 Denetleyicilerin giriş gerilimi değişimine tepkisi	56
6. SONUÇ	61
7. KAYNAKLAR	63
ÖZGEÇMİŞ	66

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1: Z-Kaynaklı DC-DC dönüştürücü devre şeması.....	5
Şekil 2.2: ZKD'nin anahtar iletimdeyken devre şeması.....	6
Şekil 2.3: ZKD'nin anahtar iletimdeyken eşdeğer devresi	7
Şekil 2.4: ZKD'nin anahtar iletimde değilken devre şeması	8
Şekil 2.5: ZKD'nin anahtar iletimde değilken eşdeğer devresi	8
Şekil 2.6: ZKD'nin bir periyot boyunca bazı devre elemanlarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri.....	10
Şekil 2.7: Gerilim kazancı (V_o/V_s)-Görev süresi(D) ilişkisi.....	11
Şekil 3.1: PID kontrolör yapısı.....	22
Şekil 3.2: Kayan kipli kontrolde erişme ve kayma evreleri.....	23
Şekil 3.3: Kesirli PID kontrolör yapısı.....	27
Şekil 4.1: PSO algoritması.....	33
Şekil 5.1: ZKD simülasyon devresi.....	39
Şekil 5.2: Çıkış gerilimi, V_o	39
Şekil 5.3: V_o ve V_{Cz} gerilimleri.....	40
Şekil 5.4: PWM sinyali, anahtar, diyot ve filtre endüktörü gerilimleri	41
Şekil 5.5: PWM sinyali, filtre kapasitörü, filtre endüktörü ve Z-kaynak endüktörü akım dalga şekilleri	42
Şekil 5.6: ZKD devresinin alt sistem ile gösterimi.....	43
Şekil 5.7: ZKD devresinin blok diyagramı.....	43
Şekil 5.8: ZKD devresi çıkış gerilimi ve akımı.....	44
Şekil 5.9: ZKD devresi transfer fonksiyonu	44
Şekil 5.10: ZKD devresi transfer fonksiyonu çıkış gerilimi	45
Şekil 5.11: PI kontrolörlü ZKD devresi	46
Şekil 5.12: PI kontrolörlü ZKD devresi çıkış gerilimi.....	47
Şekil 5.13: PI kontrolör çıkış sinyali.....	47
Şekil 5.14: ZKD devresinin kayan kipli kontrolü.....	48
Şekil 5.15: ZKD devresi KKK sinyali blok diyagramı	49
Şekil 5.16: ZKD devresi KKK çıkış grafiği.....	49
Şekil 5.17: ZKD devresinin kesirli kayan kipli kontrolü	50
Şekil 5.18: ZKD devresi KKKK sinyali blok diyagramı	51
Şekil 5.19: ZKD devresi KKKK çıkış grafiği.....	51
Şekil 5.20: ZKD devresi yük direnci değişimi.....	52
Şekil 5.21: PI kontrolörlü ZKD devresi yük direnci ve çıkış gerilimi değişimi	53
Şekil 5.22: PI ile denetlenen ZKD devresi 0.1 ve 0.2 sn'de çıkış gerilimi	53
Şekil 5.23: KKK ile denetlenen ZKD devresi yük direnci değişimi sonucu çıkış gerilimi..	54
Şekil 5.24: KKKK ile denetlenen ZKD devresi yük direnci değişimi sonucu çıkış gerilimi	55
Şekil 5.25: KKKK ile denetlenen ZKD devresi 0.1 ve 0.2 sn'de çıkış gerilimi	55
Şekil 5.26: ZKD devresi giriş gerilimi değişimi	56
Şekil 5.27: PI kontrolörlü ZKD devresi giriş ve çıkış gerilimi değişimi	56
Şekil 5.28: KKK ile denetlenen ZKD devresi çıkış gerilimi değişimi.....	57
Şekil 5.29: KKKK ile denetlenen ZKD devresi giriş ve çıkış gerilimi değişimi.....	58
Şekil 5.30: KKKK ile denetlenen ZKD devresi 0.1 ve 0.2 sn'de çıkış gerilimi	59

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 4.1: PSO algoritması ile belirlenen parametre değerleri	35
Tablo 5.1: Devre parametreleri	38
Tablo 5.2: Simülasyon sonuçları değerleri	60

SEMBOL LİSTESİ

C	: Hata katsayısı
D	: Görev süresi
f	: Frekans (Hz)
K	: İşaret fonksiyonu katsayısı
K_i	: İntegral katsayısı
K_p	: Oransal kazanç katsayısı
λ	: Kesirli integral derecesi
ms	: Milisaniye
sn	: Saniye
T	: Periyot (sn)
w_b	: Frekans alt sınır değeri (rad/sn)
w_h	: Frekans üst sınır değeri (rad/sn)

KISALTMA LİSTESİ

AC	: Alternatif akım
CCM	: Sürekli iletim modu
DC	: Doğru akım
DCM	: Süreksiz iletim modu
FOPI	: Kesirli PI kontrolör
FV	: Fotovoltaik
GA	: Genetik algoritma
IAE	: Mutlak hatanın integrali
ISE	: Hatanın karesinin integrali
ITAE	: Zaman ağırlıklı mutlak hatanın integrali
ITSE	: Zaman ağırlıklı hatanın karesinin integrali
KKK	: Kayan kipli kontrol
KKKK	: Kesirli kayan kipli kontrol
KVL	: Krichoff'un gerilim yasası
PSO	: Parçacık sürü optimizasyonu
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
SMPS	: Anahtarlama güç kaynağı
SSAM	: Durum uzay ortalama metodu
ZK	: Z-kaynaklı
ZKD	: Z-kaynaklı dönüştürücü
ZN	: Ziegler-Nichols yöntemi

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında bana yol gösteren ve yardımlarını esirgemeyen danışman hocam Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ'a teşekkür ederim. Ayrıca yardımlarından dolayı Doç. Dr. Haris ÇALGAN'a teşekkürlerimi sunarım.

Maddi ve manevi olarak her zaman destekleriyle yanımda olan annem, babam, ablam ve eşime minnettarım.

Balıkesir, 2025

Onur Çine

1. GİRİŞ

Günümüzde Dünya nüfusunun hızla artması neticesinde enerjiye olan talep de artmaktadır. Enerji ihtiyacının artması ile tükenmekte olan fosil yakıtların yerine yenilenebilir, temiz, karbon salınımı olmayan enerji kaynakları daha ilgi çekici hale gelmiştir. Çeşitli kaynaklardan üretilen Doğru Akım (Direct Current - DC) elektrik enerjisinin kullanım yerine göre Alternatif Akıma (Alternative Current - AC) veya öncesinde daha yüksek DC gerilime dönüştürülmesi gerekir. Genellikle DC gerilim seviyesi uygun bir transformatör veya DC-DC dönüştürücü ile yükseltilir. Bu dönüşüm sırasında maliyet, boyut ve verim göz önüne alındığında DC-DC konvertörlerin kullanımı tercih edilmektedir [1].

Elektronik cihazlar, bataryalar, güç kaynakları, bilgisayar, televizyonlar, şarj aletleri, otomobiller, Güneş enerjisi sistemleri PV panel, yakıt hücresi gibi doğru akım ile çalışan cihazlarda DC-DC çeviriciler kullanılır. Her cihazın ihtiyaç duyduğu farklı gerilim değeri bu çeviriciler ile sağlanabilir.

Anahtarlama DC-DC dönüştürücüler, DC giriş gerilimini çıkışında farklı bir DC gerilime dönüştürür. Yapısındaki kullanılan yarı iletken güç elemanı, yarı iletken güç diyotu ve anahtarlama endüktansı gibi elemanların devrede yerlerinin değiştirilmesi ile farklı amaçlar için kullanılan DC-DC çeviriciler elde edilebilir. Anahtarlama DC-DC çeviriciler yüksek frekansta anahtarlama yaparak bu dönüşümü gerçekleştirir. Anahtarın iletimde olduğu sürenin yani görev süresinin (Duty Cycle - D) ayarlanması ile istenilen çıkış gerilimi elde edilir. Çalışma prensibi bu şekilde açıklanabilir [2].

DC-DC dönüştürücüler çalışma yöntemine göre lineer, sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama modu olmak üzere üç çeşittir [3]. Sert anahtarlama modu ise izole ve izole olmayan dönüştürücüler olmak üzere iki alt kategoriye ayrılır. Bridge, Push-pull, Forward, Flyback gibi dönüştürücüler izole sınıfta; Buck, Boost, Buck-boost, Cuk, SEPIC, Zeta, Z-source gibi dönüştürücüler ise izole olmayan sınıfta yer alan geleneksel türde dönüştürücülerdir [4].

Boost, Flyback, Push-pull gibi yapılar giriş gerilimini çıkışta, yük tarafında yükseltici olarak, Buck konvertör düşürücü olarak, Forward, SEPIC, Cuk, Zeta, Z-source gibi yapılar hem yükseltici hem düşürücü olarak kullanılabilen dönüştürücülerdir. Bahsedilen çeviricilerin

kullanım alanının fazla olması dolayısıyla bu çeviriciler için yapılan araştırmalar ve performans arttırmaya yönelik çalışmalar da fazladır. Bu topolojiler üzerine farklı varyasyonlar denenerek verim artırma çalışmalarını hız kesmeden devam etmektedir.

Kaynak [5]'te Z-kaynaklı DC-DC konvertörün hem yükseltici hem de düşürücü olarak çalışabildiği belirtilmiştir. Z-kaynaklı dönüştürücünün (ZKD) 3 faz ve tek faz invertör olarak da alternatif enerji kaynaklarının dönüşümünde kullanılabilidiğinden bahsedilmiştir. Ayrıca ZKD'nin genel devre yapısı verilerek matematiksel eşitlikler elde edilip durum-uzay modeli gösterimi yapılmıştır. Daha sonra devrenin transfer fonksiyonu verilmiş ve açık döngü PID kontrolör için transfer fonksiyonu sunulmuştur. Verilen bilgiler kullanılarak devre tasarlanmış ve Matlab programında simülasyon çalışması yapılarak sonuçlar elde edilmiştir. [6] ve [8] nolu kaynaklar benzer özellikte olup, Z-kaynaklı tam köprülü DC-DC çeviricinin çalışma modları incelenmiş ve sürekli-iletim ve kesikli-iletim modunda devrenin matematiksel analizi yapılmıştır. Her iki mod için de transfer fonksiyonları verilmiştir. Çevirici için bir denetleyici tasarlanıp, deney yapılarak verimi incelenmiş ve devre elemanlarının akım ve gerilim dalga formları ise simülasyon ve deneysel çalışmalarda karşılaştırılmıştır.

Kaynak [7]'de Z-kaynaklı dönüştürücü devre yapısından bahsedilmiş, ZKD'nin hem yükseltici hem de düşürücü modda çalışabildiği yazılmıştır. Akım beslemeli ve voltaj beslemeli kaynak ile devre incelenmiş gerilim kazancı formülü elde edilmiştir. PWM görev süresi kontrolü ile çıkış geriliminin kontrol edildiğinden bahsedilmiştir. Ayrıca gerilim beslemeli bir devrenin simülasyon çalışması yapılmıştır.

[9] nolu kaynakta ZKD'nin kesikli(süresiz) iletim modu için analizleri yapılmış. Simülasyon çalışması ile de birtakım sonuçlar elde edilmiştir.

[10] nolu kaynakta ZKD'nin sürekli iletim modu için küçük sinyal modellemesi yapılmıştır. Kararlı hâl için devre denklemleri elde edilmiştir. Her iki durum için de deneysel ve teorik çalışma yapılmış ve elde edilen sonuçlar birbiriyle karşılaştırılmıştır. Devre elemanlarının kayıpları hesaplanmış, deneyde de tutarlı sonuçlar elde edilmiştir. Kaynak [11], kaynak [10]'dan türetilmiş, benzer alanda yapılmış bir çalışmadır.

Kaynak [12]'de ZKD devresi için Kayan Kipli Kontrol (KKK) yöntemi ele alınarak hem akım hem gerilim yönüyle kontrol sağlanmıştır. Simülasyon çalışması ile KKK yönteminin PI kontrolöre göre daha iyi etki gösterdiği anlatılmıştır.

Kaynak [13]'de kayan kipli kontrol anlatılmış, erişme ve kayma evrelerinden bahsedilmiştir. Üç çeşit erişme kuralı verilmiş ve Matlab/Simulink simülasyon programında mekanik bir sisteme KKK uygulanarak üç farklı erişme kuralının performans açısından karşılaştırılması yapılmıştır.

Kaynak [14]'te DC motorun hız ve torku PI kontrol, KKK ve kesirli kayan kipli kontrol (KKKK) ile denetlenerek Matlab programında simülasyon çalışması yapılmıştır. Kesir dereceli KKK'nin daha iyi sonuç verdiği ve gürbüz olduğu belirtilmiştir.

Kaynak [15]'te kesirli hesaplama yöntemleri verilmiştir. Buck ve Boost konvertörlerin devre şemaları verilmiş, eşitlikleri elde edilmiştir. Kararlılık analizi için kullanılan Lyapunov fonksiyonundan bahsedilmiştir. KKKK yöntemi konvertörlere uygulanmış olup, her iki konvertör için de simülasyon devresi tasarlanmış ve kesir derecesine göre elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

[16], [17] ve [18] nolu kaynaklarda benzer şekilde, Buck dönüştürücünün matematiksel ifadesi verilmiştir. KKK ve kesirli dereceden KKK'den bahsedilmiş ve başlıca KKKK hesaplama yöntemleri verilmiştir. Daha sonra KKKK yöntemi simülasyonda tasarlanan Buck konvertöre uygulanmış ve parametre değişikliklerine karşı sistemin dayanıklı olduğu ve KKKK'nin PID kontrolöre veya KKK'ye göre daha iyi sonuç verdiği belirtilmiştir.

Kaynak [19]'da kesirli türev ve integral hesaplama yöntemleri verilmiştir. Bunun için kullanılan yazılımlar da gösterilmektedir. Yenilenebilir enerji sistemlerinde, güç konvertörlerinde kullanılan KKKK yönteminden bahsedilmektedir.

[20] ve [21] nolu kaynaklarda ZKD devresi için geri-adım ve histerezis olmak üzere farklı KKK yöntemleri uygulanmıştır. Bu yöntemlerle devrenin simülasyon çalışması yapılmıştır ve KKK yönteminin dış bozucu veya değişimlere karşı etkisi gözlenmiştir.

Kaynak [22]'de, Fotovoltaik (FV) sistemlerde kullanılan DC-DC dönüştürücünün kontrolünde PID kontrolör kullanılmıştır. Kontrolörün katsayılarını belirlemek için Ziegler-Nichols Yöntemi (ZN) ve Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization - PSO) yöntemi kullanılmıştır. Simülasyon ortamında dönüştürücünün basamak cevabı incelenmiş, PSO ile belirlenen katsayılarla sistemin oturma süresinin daha kısa olduğu ortaya çıkmıştır.

[23] nolu kaynakta AC servomotor PID kontrolör ile kontrol edilmiş ve kontrolör parametreleri PSO ile bulunmuştur. Kontrolörün performansında birtakım kriterler kullanılmış ve kıyaslama yapılmıştır. Optimizasyon işleminde yükselme, yerleşme ve aşma zamanları dikkate alınmış, ZN ve PSO arasında karşılaştırma yapılmıştır.

Kaynak [24]'te PID kontrolörün parametrelerini belirlemede, Adaptif PSO ve Karınca Kolonisi Algoritması (KKA) optimizasyon yöntemleri algoritmaların performansını görmek için kullanılmıştır. Simülasyon ortamında DC motor üzerinde elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Kaynak [25]'te ZN, Genetik Algoritma (GA) ve PSO ile PID kontrolörün katsayıları belirlenmiş ve DC motor üzerinde simülasyonda sonuçlar elde edilmiştir. Performansta iki adet kriter ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

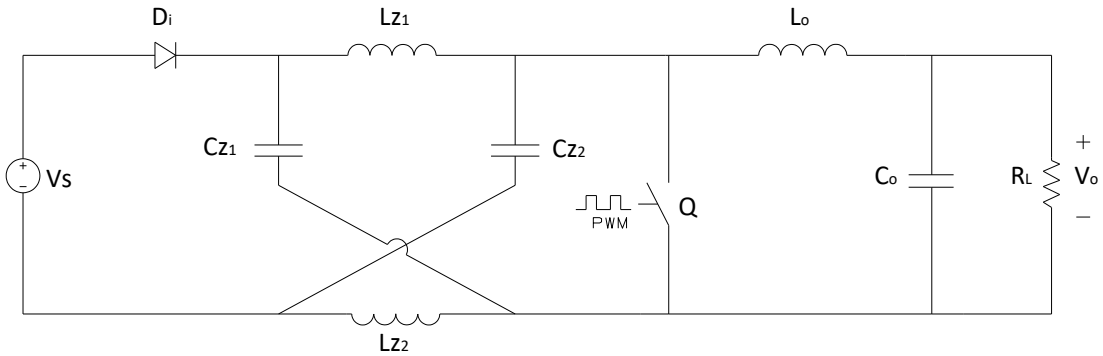
Buraya kadar özetlenen çalışmalar incelendiğinde ve ulaşılabilen literatürde ZKD için KKKK yöntemi ile kontrole dair bir çalışmaya rastlanmadığı ifade edilebilir. Buradan hareketle ZKD'nin KKKK yöntemi ile kontrolü amaçlanmıştır.

Tez çalışmasında Z (empedans) kaynaklı DC-DC dönüştürücü devresinin analizi yapılmış ve matematiksel denklemleri elde edilmiştir. Daha sonra devredeki anahtarın açık ve kapalı konumuna göre genel devre denklemleri çıkarımı yapılarak Matlab/Simulink simülasyon programında PI kontrolör, KKK ve KKKK yöntemleri ile devre kontrol edilmiştir. Denetleyicilerin parametreleri belirlenirken PSO algoritması kullanılmıştır. Kullanılan denetleyicilerin bozucu etkilere karşı tepkisi yani gürbüzlüğü karşılaştırılmıştır. Bundan sonraki bölümde ZKD'nin devre topolojisi, matematiksel modeli ve durum denklemleri anlatılmıştır.

2. Z KAYNAKLI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Z-kaynaklı devre yapısı AC-DC(doğrultucu), DC-AC(invertör), DC-DC ve AC-AC dönüştürücü devrelerinde kullanılabilir [5]-[8]. Z-kaynaklı DC-DC dönüştürücü hem yükseltici hem de düşürücü olarak çalışabilir. ZKD devresi, geleneksel Boost dönüştürücü devresine kıyasla aynı görev süresi uygulandığında daha fazla voltaj kazancına sahiptir. Ayrıca ikinci dereceden çıkış filtresi ile gerilimde oluşacak dengesizliklerin önüne geçilmiş olur. Yük tarafındaki kısa devre durumunda yük ve kaynak arasında izolasyon sağlaması ZKD'nin avantajları arasındadır [13].

Şekil 2.1'de ZKD'nin genel devre şeması gösterilmektedir. L_{Z1} ve L_{Z2} endüktörleri çapraz şekilde bağlanmıştır. ZKD ile DC giriş voltajından istenilen DC çıkış voltajı üretilebilir. Bu ise anahtara uygulanan belli görev süresi (Duty Cycle - D) içeren Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse-width Modulation - PWM) sinyali ile sağlanır [7]. Q ile gösterilen anahtar için, yüksek frekanslarda anahtarlama yapabilen Mosfet, IGBT vb. elemanlar tercih edilir.



Şekil 2.1: Z-Kaynaklı DC-DC dönüştürücü devre şeması

ZKD topolojisinde Z-kaynak kısmı simetriktir. Yani endüktör ve kapasitörler ayrı ayrı birbirine eşittir. Bu sayede aynı endüktör ve aynı kapasitör gerilim dalga formları elde edilmiş olur [6], [7]. Ayrıca simetrik yapı sayesinde durum-uzay modeli gösteriminde değişken sayısı altıdan dörde düşmekte, hesaplamalar açısından kolaylık sağlamaktadır [13]. Bu durumda aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$L_{Z1} = L_{Z2} = L_Z \quad (2.1)$$

$$C_{Z1} = C_{Z2} = C_Z \quad (2.2)$$

Dolayısıyla aşağıdaki eşitlikler yazılabilir. Denklemdaki büyük harflerle gösterilenler DC değeri, küçük harf üzerinde \sim ile gösterilenler ise küçük sinyal AC değeri göstermektedir [6].

$$V_{Lz1}(t) = V_{Lz2}(t) = V_{Lz}(t) = 0 \quad (2.3)$$

$$V_{Cz1}(t) = V_{Cz2}(t) = V_{Cz}(t) \quad (2.4)$$

$$I_{Cz1}(t) = I_{Cz2}(t) = I_{Cz}(t) = 0 \quad (2.5)$$

$$I_{Lz1}(t) = I_{Lz2}(t) = I_{Lz}(t) \quad (2.6)$$

$$\tilde{v}_{Lz1}(t) = \tilde{v}_{Lz2}(t) = \tilde{v}_{Lz}(t) \quad (2.7)$$

$$\tilde{v}_{Cz1}(t) = \tilde{v}_{Cz2}(t) = \tilde{v}_{Cz}(t) \quad (2.8)$$

$$\tilde{i}_{Lz1}(t) = \tilde{i}_{Lz2}(t) = \tilde{i}_{Lz}(t) \quad (2.9)$$

$$\tilde{i}_{Cz1}(t) = \tilde{i}_{Cz2}(t) = \tilde{i}_{Cz}(t) \quad (2.10)$$

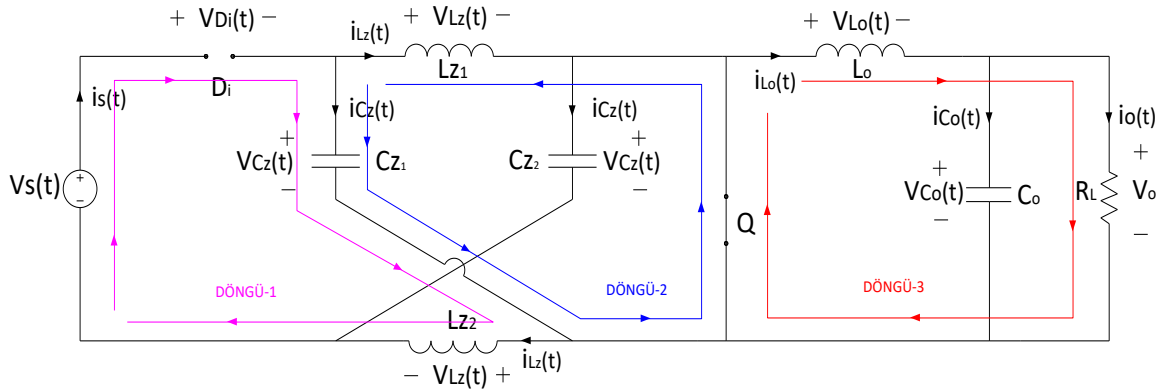
2.1 Z-Kaynaklı DC-DC Dönüştürücünün Matematiksel Analizi

Bu bölümde yer alan analiz, devrenin sürekli iletim modunda (Continuous Conduction Mode- CCM) çalışması halinde var olan analizlerdir.

ZKD'nin CCM'de iki durumu vardır:

- 1- Anahtarın iletimde olduğu durum: Mod-1.
- 2- Anahtarın iletimde olmadığı (kesimde olduğu) durum: Mod-2.

Anahtarın iletimde olduğu durumdaki devre şeması Şekil 2.2'de gösterilmektedir.



Şekil 2.2: ZKD'nin anahtar iletimdeyken devre şeması

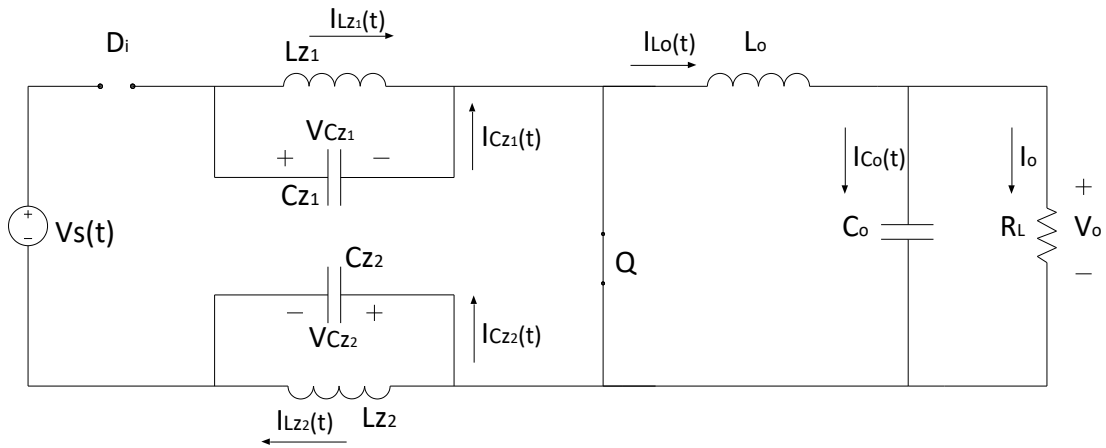
Anahtar iletimde olduğunda, Z-kaynaklı(ZK) endüktörler, ZK kapasitörler tarafından beslenir. Bu durumda diyot üzerindeki gerilim negatif olur ve diyot ters polaritelidir (reversed biased). Dolayısıyla çıkıştaki yük, filtre endüktörü (L_o) ve kapasitörü (C_o) tarafından beslenir [5], [6], [8].

Burada ZK endüktör değerleri ve ayrıca ZK kapasitör değerleri de birbirine eşit olduğu için üzerindeki gerilimler de aynıdır.

$$v_{Lz_1}(t) = v_{Lz_2}(t) = v_{Lz}(t) \quad (2.11)$$

$$v_{Cz_1}(t) = v_{Cz_2}(t) = v_{Cz}(t) \quad (2.12)$$

Anahtar iletimdeyken ZKD'nin eşdeğer devresi Şekil 2.3'teki gibi olur [5].



Şekil 2.3: ZKD'nin anahtar iletimdeyken eşdeğer devresi

Şekil 2.2'de, anahtar iletimdeyken, 2 numaralı döngüye Krichoff'un Gerilim Kuralı (Krichoff's Voltage Law - KVL) uygulanırsa denklem (2.13) elde edilir. Aynı zamanda, Şekil 2.3'e bakılarak da paralel olan bobin ve kapasitörlerin gerilimlerinin eşit olduğu görülebilmektedir.

$$v_{Lz}(t) = v_{Cz}(t) \quad (2.13)$$

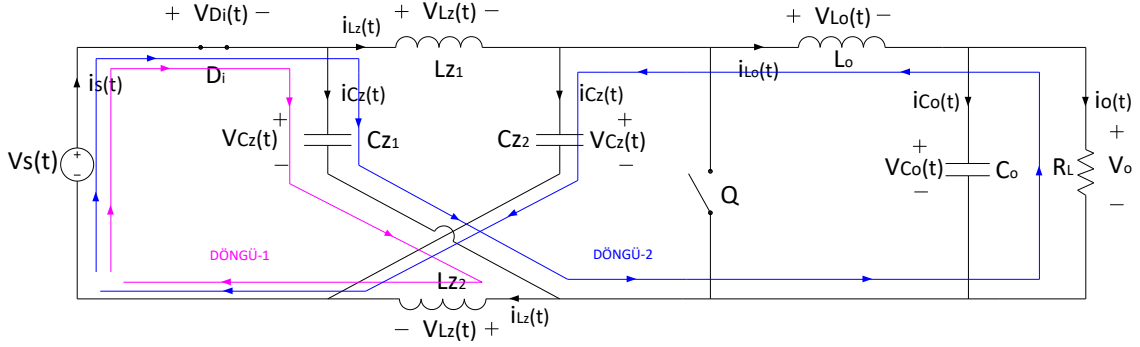
Şekil 2.2'de 1 numaralı döngüye KVL uygulanırsa denklem (2.14) elde edilir. Diyot üzerindeki gerilimin negatif olduğu bu denklemden anlaşılır.

$$v_{Di}(t) = v_s(t) - 2v_{Cz}(t) \quad (2.14)$$

3 numaralı döngüye KVL uygulanırsa denklem (2.15) elde edilir.

$$v_{L_o}(t) = -v_o(t) \quad (2.15)$$

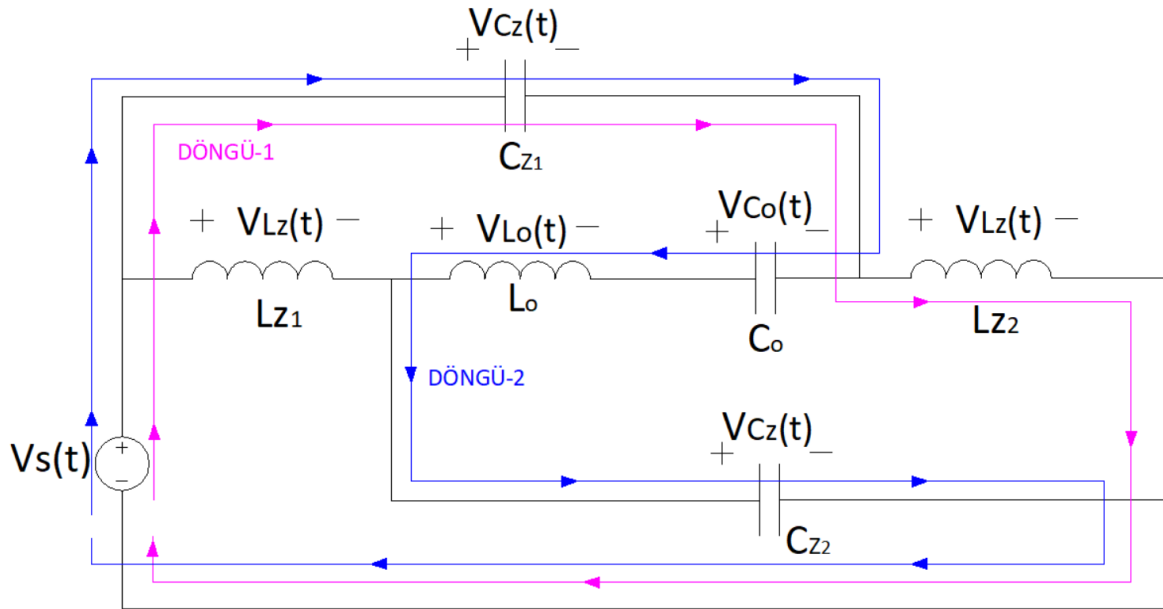
Anahtarın iletimde olmadığı durumdaki devre şeması Şekil 2.4'te gösterilmektedir.



Şekil 2.4: ZKD'nin anahtar iletimde değilken devre şeması

Anahtar iletimde değilken, ZK endüktörleri depoladığı enerjiyi yüke aktarır ve kaynaktan gelen akım (I_s) ZK kapasitörlere ve yüke aktarılır. Filtre endüktörü enerjilenir. Diyot iletimdedir (forward biased) [5], [6], [8].

Mod-2'de ZKD'nin eşdeğer devresi Şekil 2.5'teki gibidir.



Şekil 2.5: ZKD'nin anahtar iletimde değilken eşdeğer devresi

Şekil 2.4'te 2 numaralı döngüye KVL uygulanırsa denklem (2.16) elde edilir.

$$v_{Lo}(t) = 2v_{Cz}(t) - v_S(t) - v_o(t) \quad (2.16)$$

1 numaralı döngüye KVL uygulanırsa denklem (2.17) elde edilir.

$$v_{Lz}(t) = v_S(t) - v_{Cz}(t) \quad (2.17)$$

Kapasitörlerdeki gerilim dalgalanmalarının kabul edilebilir derecede az olması için kapasitör değerlerinin yeteri kadar büyük olduğu ve girişteki kaynakta dalgalanma olmadığı, yani sabit DC gerilim sağladığı kabul edilerek denklem (2.18), (2.19), (2.20) yazılabilir.

$$v_{Cz}(t) = V_{Cz} \quad (2.18)$$

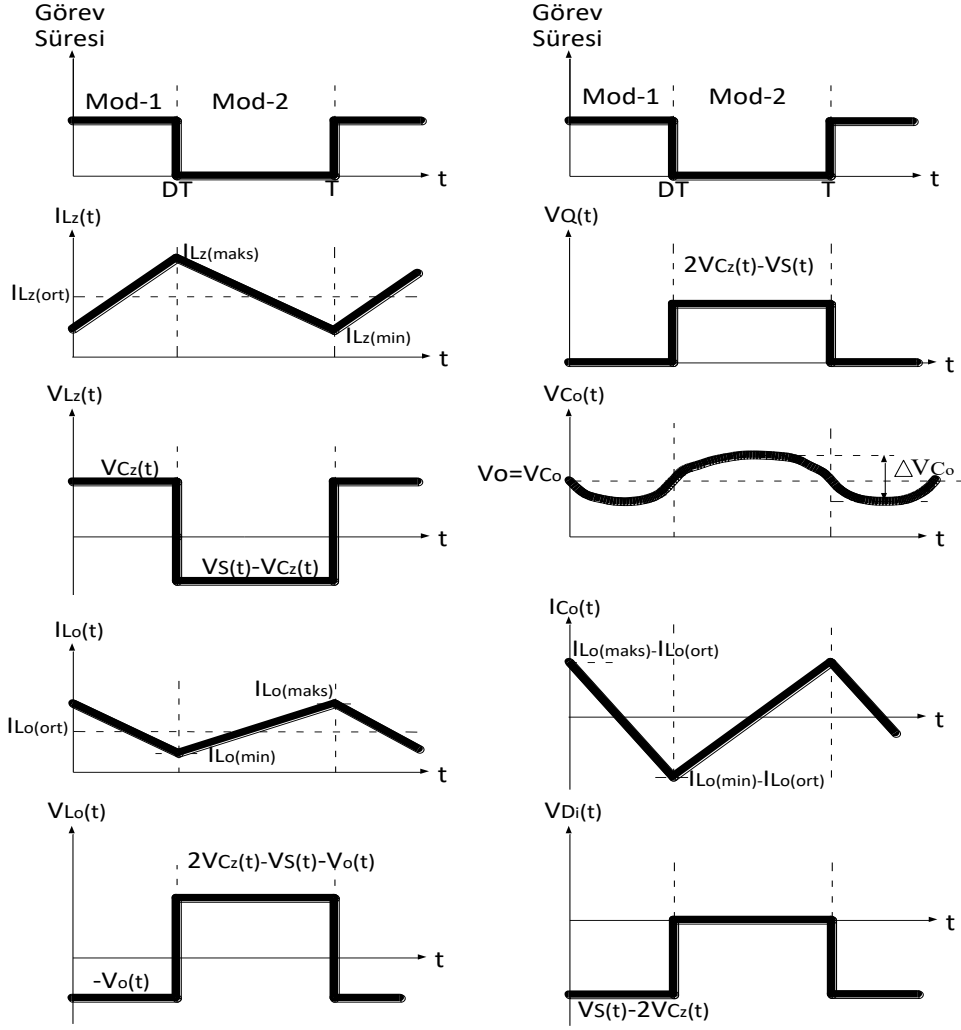
$$v_o(t) = v_{Co}(t) = V_o = V_{Co} \quad (2.19)$$

$$v_S(t) = V_S \quad (2.20)$$

Bu durumda denklem (2.13), (2.15), (2.16) ve (2.17) gereğince endüktörlerdeki gerilimin DC olduğu bulunur. Endüktör akımları doğrusal olarak değişir. Endüktör üzerinde oluşan gerilim ve üzerinden geçen akım arasındaki ilişki denklem (2.21) ile ifade edilir.

$$v_L(t) = \frac{L di_L(t)}{dt} \quad (2.21)$$

Kararlı hâl (steady state) durumunda, bir periyot boyunca ortalama akım (I_{ort}) değişmez. Dolayısıyla gerilim sıfırdır. Buna volt-saniye denge kuralı (volt-second balance rule) denir. DC-DC konvertörlerde giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişkiyi ifade etmek için genellikle kullanılan yöntemdir. Benzer şekilde bir periyot boyunca kapasitörde oluşan ortalama gerilim (V_{ort}) değişmez. Gerilimde değişim olmadığı için ortalama akım sıfırdır. Buna amper-saniye denge kuralı denir. ZKD devresine ait elemanların bir periyot boyunca akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 2.6'da gösterilmektedir [6], [8].



Şekil 2.6: ZKD'nin bir periyot boyunca bazı devre elemanlarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri

Burada T anahtarlama periyodunu ifade etmektedir. Anahtarın iletimde olduğu durumdaki Mod-1 zaman aralığı [D.T] için denklem (2.13) ve (2.15), anahtarın iletimde olmadığı durumdaki Mod-2 zaman aralığı [(1-D)T] için denklem (2.16) ve (2.17) elde edilmişti. Denklem (2.13) ve (2.17) kullanılarak, Z kaynak endüktörü L_z 'ye volt-saniye denge kuralı uygulanırsa denklem (2.22) ve (2.23) elde edilir.

$$DT \cdot V_{Cz} + (1 - D)T \cdot (V_S - V_{Cz}) = 0 \quad (2.22)$$

$$\frac{V_{Cz}}{V_S} = \frac{1 - D}{1 - 2D} \quad (2.23)$$

Denklem (2.15) ve (2.16) ele alınarak, filtre endüktörü L_o 'ya volt-saniye denge kuralı uygulanırsa denklem (2.24) elde edilir. Burada denklem (2.23) denklem (2.24)'te yerine yazılırsa da denklem (2.25) elde edilir.

$$DT \cdot V_o + (1 - D)T \cdot (2V_{Cz} - V_s - V_o) = 0 \quad (2.24)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1 - D}{1 - 2D} \quad (2.25)$$

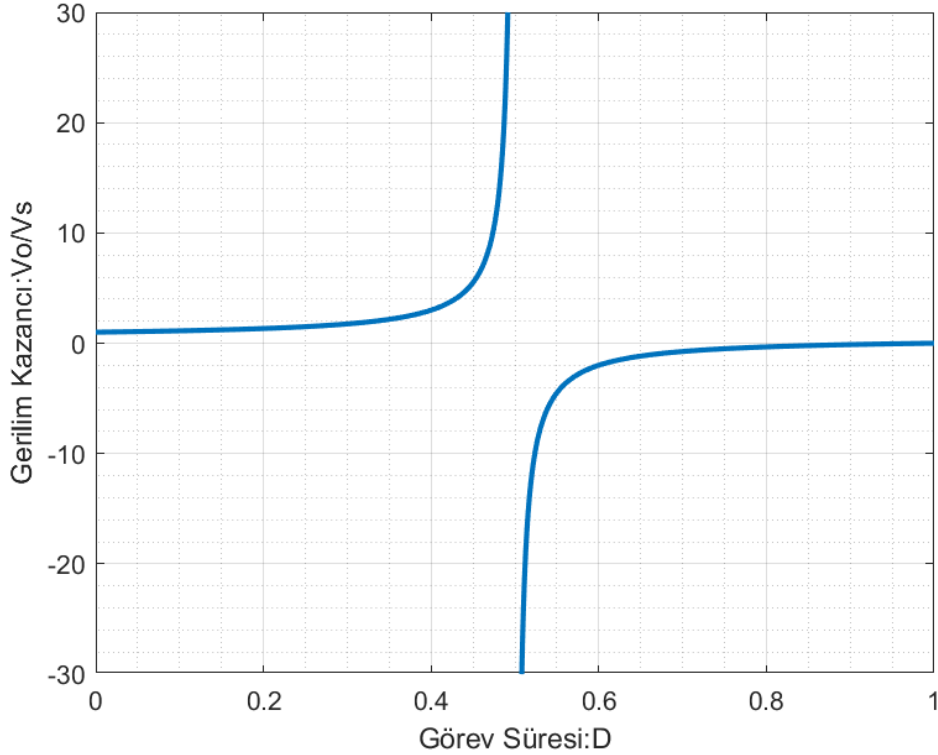
Denklem (2.23) ve (2.25)'e bakıldığında V_{Cz} 'nin V_o 'a eşit olduğu görülmektedir. Çıkış gerilimi ve giriş gerilimi arasındaki bağıntı da böylece elde edilmiş oldu.

$$V_{Cz} = V_o \quad (2.26)$$

Denklem (2.26), denklem (2.16)'da yerine yazılırsa denklem (2.27) elde edilir.

$$V_{L_o} = V_o - V_s \quad (2.27)$$

Denklem (2.25) kullanılarak gerilim kazancı (V_o/V_s) ve görev süresi(D) arasındaki ilişki Şekil 2.7'de verilmiştir [6], [7].



Şekil 2.7: Gerilim kazancı (V_o/V_s)-Görev süresi(D) ilişkisi

2.2 ZKD'nin Durum-Uzay Gösterimi ve Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi

Anahtarlama güç kaynaklarında (Switched-mode power supply – SMPS) amaç giriş geriliminden ve yük değerinden etkilenmeden, dış bozuculardan bağımsız sabit bir çıkış gerilimi elde etmektir [8]. Kontrolör tasarlanırken transfer fonksiyonu ve küçük sinyal (small signal) modeli gereklidir. Buradaki denklemler CCM durumu için elde edilmiştir. Transfer fonksiyonu elde edilirken durum-uzay ortalama yöntemi (State-space averaging method - SSAM) kullanılmıştır.

Durum-uzay ortalama yöntemi, dönüştürücünün dinamik modelini elde etmek için güç elektroniğinde sıkça kullanılır [6]. Bu yöntemde ana fikir devrenin bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılmasıdır. Bir başka deyişle, dönüştürücüye ait diferansiyel denklemleri, matris formda durum denklemleri olarak yazmaktır. Durum denklemleri yazıldıktan sonra küçük sinyal modeli elde edilebilir.

Anahtar açıkken ve anahtar kapalıyken elde edilen durum denklemleri birbirinden farklıdır. SSAM'de bu denklemlerin, bir periyot boyunca ortalaması alınır. Böylece anahtarlama anında endüktör akımları ve kapasitör voltajlarında oluşan dalgalanmalar ortadan kaldırılır.

Durum denklemleri genel olarak şu şekilde ifade edilir:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.28)$$

$$y(t) = Cx(t) + Eu(t) \quad (2.29)$$

Burada; $x(t)$: Durum vektörü, $u(t)$: Giriş (kaynak) vektörü, $y(t)$: Çıkış vektörü, $\dot{x}(t)$: Durum değişim oranı matrisi, A, B, C ve E ise dönüştürücüdeki kondansatör, bobin ve direncin boyutlarına bağlı orantılılık sabitleri matrisleridir.

ZKD devresinde anahtarın iletimde olduğu durum yani mod-1 için ve anahtarın açık olduğu durum yani mod-2 için durum denklemleri sırasıyla şu şekilde yazılır:

$$\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) \quad (2.30)$$

$$y(t) = C_1x(t) + E_1u(t) \quad (2.31)$$

$$\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) \quad (2.32)$$

$$y(t) = C_2x(t) + E_2u(t) \quad (2.33)$$

Çalışma noktasında doğrusallaştırma yapabilmek için küçük sinyal AC modelini elde etmek gerekir. Bunun için ise DC sabit durum parametrelerine küçük AC bozulmaları (perturbation) uygulanır.

$$x(t) = X + \tilde{x}(t) \quad (2.34)$$

$$y(t) = Y + \tilde{y}(t) \quad (2.35)$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (2.36)$$

Denklem (2.30), (2.31), (2.32) ve (2.33) kullanılarak, bir periyot boyunca ortalama alınarak durum denklemlerini tekrar yazılırsa denklem (2.37) ve (2.38) elde edilir.

$$\dot{x}(t) = [A_1 d(t) + A_2(1 - d(t))]x(t) + [B_1 d(t) + B_2(1 - d(t))]u(t) \quad (2.37)$$

$$y(t) = [C_1 d(t) + C_2(1 - d(t))]x(t) + [E_1 d(t) + E_2(1 - d(t))]u(t) \quad (2.38)$$

Denklem (2.34), (2.35) ve (2.36), denklem (2.37) ve (2.38)'de yerine yazıldığında (2.39) ve (2.40) numaralı denklemler elde edilir.

$$(X + \tilde{x})' = \left[A_1(D + \tilde{d}) + A_2(1 - (D + \tilde{d})) \right] (X + \tilde{x}) + \left[B_1(D + \tilde{d}) + B_2(1 - (D + \tilde{d})) \right] (U + \tilde{u}) \quad (2.39)$$

$$Y + \tilde{y} = \left[C_1(D + \tilde{d}) + C_2(1 - (D + \tilde{d})) \right] (X + \tilde{x}) + \left[E_1(D + \tilde{d}) + E_2(1 - (D + \tilde{d})) \right] (U + \tilde{u}) \quad (2.40)$$

Konvertörün dengede yani kararlı hâlde (sabit durum) bulunduğu durumda, DC durum uzay ortalama denklemleri yazılabilir.

$$0 = \bar{A}X + \bar{B}U \quad (2.41)$$

$$Y = \bar{C}X + \bar{E}U \quad (2.42)$$

Denklem (2.41) ve (2.42) çözümlenirse Y çıkış vektörü bulunur.

$$X = -\bar{A}^{-1}\bar{B}U \quad (2.43)$$

$$Y = (-\bar{C}\bar{A}^{-1}\bar{B} + \bar{E})U \quad (2.44)$$

Denklemlerdeki \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} , \bar{E} ortalama (averaged) matrislerdir ve aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\bar{A} = DA_1 + (1 - D)A_2 \quad (2.45)$$

$$\bar{B} = DB_1 + (1 - D)B_2 \quad (2.46)$$

$$\bar{C} = DC_1 + (1 - D)C_2 \quad (2.47)$$

$$\bar{E} = DE_1 + (1 - D)E_2 \quad (2.48)$$

Burada; X : kararlı hâl (DC) durum vektörü, Y : kararlı hâl (DC) çıkış vektörü, D : kararlı hâl (DC) görev süresi, U : kararlı hâl (DC) giriş vektörünü göstermektedir. Denklem (2.39) ve (2.40) açık hâlde yazılır, DC terimler(DC terimlerin değişimi sıfır olduğu için) ve \tilde{x}, \tilde{d} ' dan oluşan ikinci derece terimler ihmal edilirse denklem (2.49) ve (2.50) yani küçük sinyal AC durum denklemleri elde edilir.

$$\dot{\tilde{x}} = \bar{A}\tilde{x} + \bar{B}\tilde{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\tilde{d} \quad (2.49)$$

$$y = \bar{C}\tilde{x} + \bar{E}\tilde{u} + [(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U]\tilde{d} \quad (2.50)$$

2.2.1 Durum-uzay denklemleri

Dönüştürücünün transfer fonksiyonunun elde edilebilmesi için küçük sinyal AC modeline Laplace dönüşümü uygulanması gerekir [6]. Bunun için öncelikle durum denklemleri elde edilmeli ve katsayı matrisleri bulunmalıdır. ZKD devresinde mod-1 için daha önce bulunan (2.13) ve (2.15) numaralı denklemler durum denklemleri şeklinde düzenlenir ve Şekil 2.3'ten kapasitörler için akım denklemleri yazılırsa aşağıdaki durum-uzay denklemleri elde edilir.

$$\dot{i}_{L_z} = \frac{1}{L_z} v_{C_z} \quad (2.51)$$

$$\dot{i}_{L_o} = -\frac{1}{L_o} v_{C_o} \quad (2.52)$$

$$v_{C_z} = -\frac{1}{C_z} \dot{i}_{L_z} \quad (2.53)$$

$$v_{C_o} = \frac{\dot{i}_{L_o}}{C_o} - \frac{v_{C_o}}{R_L \cdot C_o} \quad (2.54)$$

Denklemlerde yazım kolaylığı sağlanması açısından parametrelerin zamana bağlı oldukları yazılmamıştır. $V_s(t)$ giriş, $i_s(t)$ ise çıkış vektörü olarak belirlenmiştir. Bu denklemler durum-uzay matris formuna dönüştürülürse aşağıdaki denklemler bulunur. Mod-1'de diyot kesimde olduğu için kaynaktan akım çekilmez.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_z} \\ \dot{i}_{L_o} \\ v_{C_z} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/L_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_o \\ -1/C_z & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/R_L C_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_z} \\ i_{L_o} \\ v_{C_z} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (2.55)$$

$$[i_s] = [0 \ 0 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} i_{Lz} \\ i_{L_o} \\ v_{Cz} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} + [0]v_s \quad (2.56)$$

Dolayısıyla A_1 , B_1 , C_1 ve E_1 matrisleri aşağıdaki gibi olur.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/L_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_o \\ -1/C_z & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/R_L C_o \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$C_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (2.59)$$

$$E_1 = [0] \quad (2.60)$$

ZKD devresinde mod-2 için daha önce bulunan (2.16) ve (2.17) numaralı denklemler durum denklemleri şeklinde düzenlenir ve Şekil 2.4'ten kapasitörler ve kaynak için akım denklemleri yazılırsa aşağıdaki durum-uzay denklemleri elde edilir.

$$\dot{i}_{L_z} = \frac{1}{L_z} v_s - \frac{1}{L_z} v_{C_z} \quad (2.61)$$

$$\dot{i}_{L_o} = \frac{2}{L_o} v_{C_z} - \frac{1}{L_o} v_{C_o} - \frac{1}{L_o} v_s \quad (2.62)$$

$$v_{C_z} = \frac{1}{C_z} i_{L_z} - \frac{1}{C_z} i_{L_o} \quad (2.63)$$

$$v_{C_o} = \frac{i_{L_o}}{C_o} - \frac{v_{C_o}}{R_L \cdot C_o} \quad (2.64)$$

Bu denklemler durum-uzay matris formuna dönüştürülürse aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_z} \\ \dot{i}_{L_o} \\ v_{C_z} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_z & 0 \\ 0 & 0 & 2/L_o & -1/L_o \\ 1/C_z & -1/C_z & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/R_L C_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_z} \\ i_{L_o} \\ v_{C_z} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_z \\ -1/L_o \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (2.65)$$

$$[i_s] = [2 \ -1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} i_{L_z} \\ i_{L_o} \\ v_{C_z} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} + [0][v_s] \quad (2.66)$$

Dolayısıyla A_2 , B_2 , C_2 ve E_2 matrisleri aşağıdaki gibi olur.

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_z & 0 \\ 0 & 0 & 2/L_o & -1/L_o \\ 1/C_z & -1/C_z & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/R_L C_o \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1/L_z \\ -1/L_o \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

$$C_2 = [2 \quad -1 \quad 0 \quad 0] \quad (2.69)$$

$$E_2 = [0] \quad (2.70)$$

2.2.2 DC sabit durum ve küçük sinyal AC modelleme

Daha önce elde edilen (2.45), (2.46), (2.47) ve (2.48) numaralı denklemlerde, $A_1, A_2, B_1, B_2, C_1, C_2, E_1, E_2$ matrisleri kullanılarak ortalama matrisler bulunabilir.

$$\bar{A} = DA_1 + (1 - D)A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & (2D - 1)/L_z & 0 \\ 0 & 0 & (2 - 2D)/L_o & -1/L_o \\ (1 - 2D)/C_z & (D - 1)/C_z & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/R_L C_o \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

$$\bar{B} = DB_1 + (1 - D)B_2 = \begin{bmatrix} (1 - D)/L_z \\ (D - 1)/L_o \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

$$\bar{C} = DC_1 + (1 - D)C_2 = [2 - 2D \quad D - 1 \quad 0 \quad 0] \quad (2.73)$$

$$\bar{E} = [0] \quad (2.74)$$

Bulunan (2.71), (2.72), (2.73) ve (2.74) numaralı denklemler, denklem (2.44)'te yerine yazılırsa DC sabit durum model elde edilir.

$$X = \begin{bmatrix} I_{Lz} \\ I_{Lo} \\ V_{Cz} \\ V_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(1-D)^2}{R_L(1-2D)^2} \\ \frac{1-D}{R_L(1-2D)} \\ \frac{1-D}{(1-2D)} \\ \frac{1-D}{(1-2D)} \end{bmatrix} V_s \quad (2.75)$$

$$Y = [I_s] = \left[\frac{(1-D)^2}{R_L(1-2D)^2} \right] V_s \quad (2.76)$$

SSAM'den de anlaşılacağı üzere çıkış, filtre kondansatör ve Z-kaynak kondansatör gerilimleri sabit durum çalışma koşulunda birbirine eşittir. Denklem (2.57), (2.58), (2.59), (2.60), (2.67), (2.68), (2.69), (2.70), (2.71), (2.72), (2.73), (2.74), (2.75) ve (2.76), denklem (2.49) ve (2.50)'de yerine yazılırsa (2.77) ve (2.78) numaralı denklemler bulunur. Böylece küçük sinyal AC model elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lz}(t) \\ \tilde{i}_{Lo}(t) \\ \tilde{v}_{Cz}(t) \\ \tilde{v}_{Co}(t) \end{bmatrix} = \bar{A} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lz}(t) \\ \tilde{i}_{Lo}(t) \\ \tilde{v}_{Cz}(t) \\ \tilde{v}_{Co}(t) \end{bmatrix} + \bar{B}[v_s(t)] + \begin{bmatrix} 2V_{Cz} - V_s \\ V_s - 2V_{Cz} \\ I_{Lo} - 2I_{Lz} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (2.77)$$

$$[\tilde{i}_s(t)] = \bar{C} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lz}(t) \\ \tilde{i}_{Lo}(t) \\ \tilde{v}_{Cz}(t) \\ \tilde{v}_{Co}(t) \end{bmatrix} + [-2 \ 1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} I_{Lz} \\ I_{Lo} \\ V_{Cz} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

I_{Lz} , I_{Lo} , V_{Cz} , V_{Co} sabit durum DC çalışma noktası değerlerini, \tilde{i}_{Lz} , \tilde{i}_{Lo} , \tilde{v}_{Cz} , \tilde{v}_{Co} ise çalışma noktası etrafındaki küçük AC bozulma değerlerini ifade etmektedir. Denklem (2.77) ve (2.78) açık halde yazıldığında aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\frac{d \tilde{i}_{Lz}(t)}{dt} = \frac{2D-1}{L_z} \tilde{v}_{Cz}(t) + \frac{1-D}{L_z} \tilde{v}_s(t) + \frac{2V_{Cz} - V_s}{L_z} \tilde{d}(t) \quad (2.79)$$

$$\frac{d \tilde{i}_{Lo}(t)}{dt} = \frac{2-2D}{L_o} \tilde{v}_{Cz}(t) + \frac{D-1}{L_o} \tilde{v}_s(t) - \frac{1}{L_o} \tilde{v}_{Co}(t) - \frac{2V_{Cz} - V_s}{L_o} \tilde{d}(t) \quad (2.80)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{Cz}(t)}{dt} = \frac{1-2D}{C_z} \tilde{i}_{Lz}(t) + \frac{D-1}{C_z} \tilde{i}_{Lo}(t) + \frac{I_{Lo} - 2I_{Lz}}{C_z} \tilde{d}(t) \quad (2.81)$$

$$\frac{d \tilde{v}_{Co}(t)}{dt} = \frac{1}{C_o} \tilde{i}_{Lo}(t) + \frac{1}{R_L C_o} \tilde{v}_{Co}(t) \quad (2.82)$$

$$\tilde{i}_s(t) = (2-2D)\tilde{i}_{Lz}(t) + (D-1)\tilde{i}_{Lo}(t) + (I_{Lo} - 2I_{Lz})\tilde{d}(t) \quad (2.83)$$

Dönüştürücünün CCM'de transfer fonksiyonunu bulmak için bu denklemlere Laplace dönüşümü uygulamak gerekir [6], [8].

$$s\tilde{i}_{Lz}(s) = \frac{2D-1}{L_z} \tilde{v}_{Cz}(s) + \frac{1-D}{L_z} \tilde{v}_s(s) + \frac{2V_{Cz} - V_s}{L_z} \tilde{d}(s) \quad (2.84)$$

$$s\tilde{i}_{Lo}(s) = \frac{2-2D}{L_o} \tilde{v}_{Cz}(s) + \frac{D-1}{L_o} \tilde{v}_s(s) - \frac{1}{L_o} \tilde{v}_{Co}(s) - \frac{2V_{Cz} - V_s}{L_o} \tilde{d}(s) \quad (2.85)$$

$$s\tilde{v}_{Cz}(s) = \frac{1-2D}{C_z} \tilde{i}_{Lz}(s) + \frac{D-1}{C_z} \tilde{i}_{Lo}(s) + \frac{I_{Lo} - 2I_{Lz}}{C_z} \tilde{d}(s) \quad (2.86)$$

$$s\tilde{v}_{Co}(s) = \frac{1}{C_o} \tilde{i}_{Lo}(s) + \frac{1}{R_L C_o} \tilde{v}_{Co}(s) \quad (2.87)$$

$$\tilde{i}_s(s) = (2-2D)\tilde{i}_{Lz}(s) + (D-1)\tilde{i}_{Lo}(s) + (I_{Lo} - 2I_{Lz})\tilde{d}(s) \quad (2.88)$$

Dönüştürücüde çıkış geriliminin görev süresi ve kaynak gerilimindeki değişikliklere göre değiştiği düşünülerek transfer fonksiyonu ile bir ifade yazılabilir.

$$\tilde{v}_o(s) = G_{V_o/d}^{CCM}(s)\tilde{d}(s) + G_{V_o/V_s}^{CCM}\tilde{v}_s(s) \quad (2.89)$$

$\tilde{v}_o(s)$, çıkış voltajı v_o etrafındaki küçük AC bozulmanın Laplace dönüşümünü; $\tilde{v}_s(s)$, giriş voltajı v_s etrafındaki küçük AC bozulmanın Laplace dönüşümünü; $\tilde{d}(s)$, görev süresi d etrafındaki küçük AC bozulmanın Laplace dönüşümünü; $G_{V_o/d}^{CCM}(s)$, çıkış voltajının görev süresine bağlı transfer fonksiyonunu; $G_{V_o/V_s}^{CCM}(s)$, çıkış voltajının giriş voltajına bağlı transfer fonksiyonunu göstermektedir.

Çıkış voltajının görev süresine bağlı transfer fonksiyonunu bulmak için, giriş voltajının tam olarak DC olduğu kabul edilir ve $\tilde{v}_s(s)$ sıfır olur.

$$G_{V_o/d}^{CCM}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}{\beta_4 s^4 + \beta_3 s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0} \quad (2.90)$$

Bu transfer fonksiyonundaki katsayılar aşağıdaki gibidir:

$$\alpha_0 = V_s$$

$$\alpha_1 = -\frac{2V_s L_z (D-1)^2}{R_L (1-2D)^2}$$

$$\alpha_2 = -\frac{V_s L_z C_z}{(1-2D)}$$

$$\beta_0 = (1-2D)^2$$

$$\beta_1 = \left[\frac{L_o}{R_L} + (1-2D)^2 \right] + \left[\frac{2L_z}{R_L} + (1-D)^2 \right]$$

$$\beta_2 = [L_o C_o (1-2D)^2] + [L_z C_z] + [2L_z C_o (1-D)^2]$$

$$\beta_3 = \frac{L_z L_o C_z}{R_L}$$

$$\beta_4 = L_z L_o C_z C_o$$

Benzer şekilde $\tilde{d}(s)$ sıfır kabul edilerek çıkış voltajının giriş voltajına bağlı transfer fonksiyonu bulunabilir.

$$G_{v_o/v_s}^{CCM}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_s(s)} = \frac{\gamma_2 s^2 + \gamma_1 s + \gamma_0}{\beta_4 s^4 + \beta_3 s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0} \quad (2.91)$$

Bu transfer fonksiyonundaki katsayılar aşağıdaki gibidir:

$$\gamma_0 = (1 - D)(1 - 2D)$$

$$\gamma_1 = 0$$

$$\gamma_2 = -L_z C_z (1 - D)$$

Her iki transfer fonksiyonunda da paydadaki β katsayı değerleri ortaktır. Bu transfer fonksiyonları sürekli iletim modunda, başka bir ifadeyle Z- kaynak bobinleri ve filtre bobini akımının bir periyot boyunca sıfıra düşmediği durum için elde edilmiştir.

Z-kaynak endüktör değeri veya çıkış direnci küçükse ya da görev süresi düşükse, endüktör akımı bir periyot içerisinde sıfıra düşecektir. Bu esnada, anahtar hâlâ kapalı konumda olur ve endüktörler Z-kaynak kapasitörleri tarafından şarj edilemez. Devre bu durumda kesikli (süreksiz) iletim modunda (Discontinuous Conduction Mode – DCM) çalışacaktır [9].

2.2.3 Akım ve gerilim dalgalanma hesapları

Dönüştürücülerde yük üzerindeki çıkış gerilimi dalgalanmasını belli bir düzeyde tutmak temel amaçlardan biridir. Dolayısıyla çıkış gerilim dalgalanması ile ilgili bir ifade elde edilmesi gerekir. Filtre kondansatörü, filtre bobininin dalgalanma akımını tolere eder ve yüke dalgalanması ihmal edilebilir düzeyde az olan DC gerilim sağlar [8]. Böylece, yükteki akım dalgalanması da ihmal edilebilir ve denklem (2.92) yazılabilir.

$$\Delta i_{L_o} = \Delta i_{C_o} \quad (2.92)$$

Filtre kondansatörü için, akım ve üzerinde biriken yükün(Q) gerilimle değişimi yazılabilir.

$$i_{C_o} = \frac{dQ_{C_o}}{dt} \quad (2.93)$$

$$\Delta V_{C_o} = \frac{\Delta Q_{C_o}}{C_o} \quad (2.94)$$

Kapasitördeki yük değişimini hesaplamak için Şekil 2.6’da kapasitör akımının altında kalan alan hesaplanabilir. Akımın tepe ve dip noktaları $\frac{\Delta i_{Lo}}{2}$ ve $-\frac{\Delta i_{Lo}}{2}$ ‘dir. Bu durumda denklem (2.95) ortaya çıkar.

$$\Delta Q_{Co} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta i_{Lo}}{2} = \frac{\Delta i_{Lo} T}{8} \quad (2.95)$$

Denklem (2.94), (2.95)’te yerine yazılırsa denklem (2.96) bulunur [8].

$$\Delta V_{Co} = \frac{\Delta i_{Lo} T}{8C_o} \quad (2.96)$$

Filtre endüktörü için ise diferansiyel formda verilen denklem (2.21) ifadesi artan formda yazılabilir.

$$V_{Lo} = L_o \frac{\Delta i_{Lo}}{DT} \quad (2.97)$$

Denklem (2.15), denklem (2.97)’de yerine yazılırsa denklem (2.98) elde edilir.

$$\Delta i_{Lo} = \frac{V_o DT}{L_o} \quad (2.98)$$

2.2.4 CCM için en küçük endüktör değeri

Devrenin CCM’de çalışma şartı için endüktör akımının sifıra düştüğü varsayılır ve buna göre hesaplamalar yapmak gerekir. Çünkü endüktör akımının sifıra düştüğü nokta CCM’den DCM’ye geçiş(sınır) noktasıdır. Denklem (2.13) gereği, denklem (2.98) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta i_{Lz} = \frac{V_o DT}{L_z} \quad (2.99)$$

Z-kaynak bobin akımının sifıra düştüğü noktada ortalama akım değeri değişim miktarının yarısı olur. Denklem (2.75) ve (2.76)’dan da kaynak akımının kararlı hâlde Z-kaynak endüktör akımına eşit olduğu görülmektedir.

$$I_{Lz} = I_s = \frac{\Delta i_{Lz}}{2} \quad (2.100)$$

Denklem (2.99), (2.100)'de yerine yazılır ve elde edilen Z- kaynak endüktör akımı, denklem (2.75)'teki değerle eşitlenirse CCM için en küçük L_z değeri bulunur [8], [10], [11].

$$L_{zmin} = \frac{R_L(1 - 2D)DT}{2(1 - D)} \quad (2.101)$$

Benzer işlemler filtre endüktörü için de yapıldığında CCM için en küçük değer bulunur.

$$L_{omin} = \frac{R_LDT}{2} \quad (2.102)$$

Bu değerlerden daha büyük seçilecek endüktör değerlerinde ZKD devresi CCM'de çalışacaktır.

Bundan sonraki bölümde çıkış geriliminin istenen değerde sabit kalması için kullanılan kontrol yöntemleri anlatılacaktır.

3. KONTROL YÖNTEMLERİ

Bu bölümde kontrol yöntemlerinden olan PID kontrol, kayan kipli kontrol ve kesirli kayan kipli kontrolden bahsedilmiştir. Bu kontrol yöntemleri ayrı ayrı Z kaynaklı DC-DC dönüştürücü devresine uygulanmıştır.

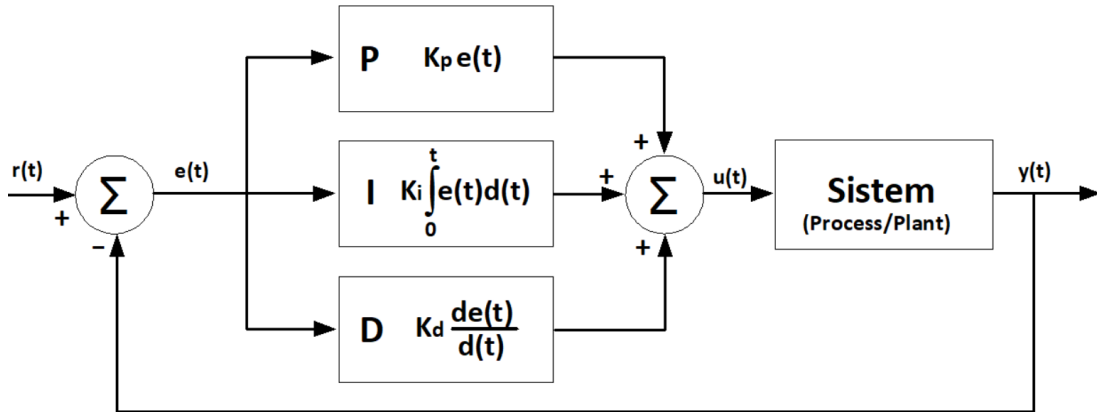
3.1 PID Kontrol

Otomatik kontrol sistemlerinde bir sistemin kontrol edilmesi için pek çok kontrol yöntemi kullanılmaktadır. PID denetleyiciler de bunlardan biridir ve endüstriyel kontrol sistemlerinde sıklıkla kullanılan bir denetim mekanizmasıdır.

PID kontrolün matematiksel modeli aşağıda verilmiştir. K_p , K_i ve K_d sırasıyla oransal kazanç, integral kazancı ve türev kazancı katsayılarını ifade eder. Ayrıca, $e(t)$ hata, $u(t)$ ise kontrol sinyalidir.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) \cdot dt + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (3.1)$$

PID kontrol yapısının basit olması ve fiziksel gerçekleştirilmenin kolaylığı sayesinde çok tercih edilir. Şekil 3.1’de PID kontrolün işleyiş şeması gösterilmektedir.



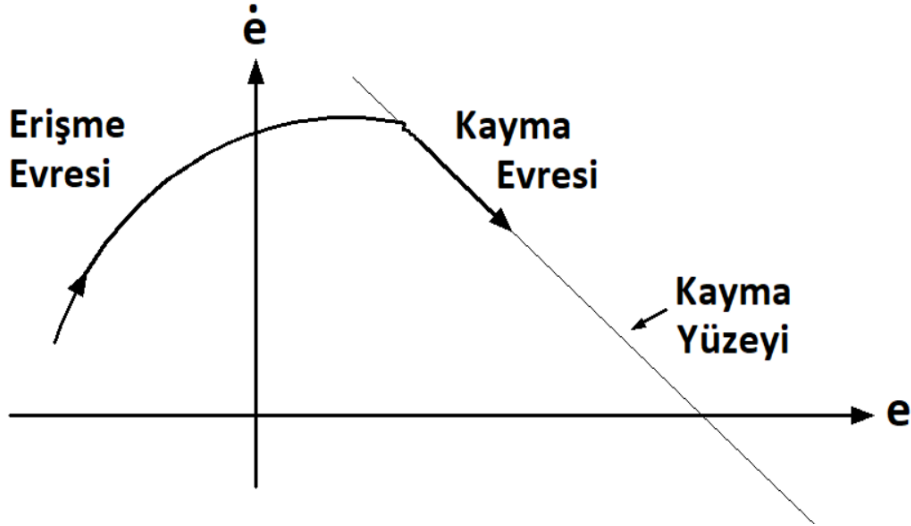
Şekil 3.1: PID kontrolör yapısı

Çıkıştan geri besleme (kapalı döngü) ile gelen sinyal, referans yani elde edilmek istenen sinyal ile karşılaştırılır ve oluşan farktan bir hata meydana gelir. Hata sinyaline göre PID denetleyici bir etki gösterir ve hata en aza indirilene kadar bu işlem devam eder [2].

3.2 Kayan Kipli Kontrol

Anahtarlama DC-DC dönüştürücüler doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemlerdir. Kayan kipli kontrol (Sliding Mode Control - SMC), DC-DC dönüştürücüleri kontrol etmede uygun bir alternatif yöntemdir. Dönüştürücüde anahtarlama sinyali durum değişkenlerinin bir ifadesidir ve belirlenen uygun kayan yüzey üzerinde kalmasına zorlanır. Kayan kipli kontrolün kararlı ve sağlam (gürlü) bir yapısı vardır. Kayma yüzeyi üzerinde anahtarlama yapılarak elde edilen bir kontrol yöntemidir.

Kayan kipli kontrol (KKK) tasarımı iki adımdan oluşur. İlk olarak kayma yüzeyi belirlenir ve sonra da yüzeyde kaymayı sağlayacak denetim kuralı elde edilir. Bu süreçler erişme ve kayma evreleri olarak adlandırılır ve Şekil 3.2’de gösterilmektedir [12].



Şekil 3.2: Kayan kipli kontrolde erişme ve kayma evreleri

Sistem erişme kipinde parametre değişikliklerine ve dış bozuculara karşı duyarlı, kayma kipinde ise duyarsızdır. Çünkü, kayma modunda sistem kayma yüzeyi denklemi ile tanımlanmıştır [12], [13]. Kayma yüzeyi üzerinde oturmuş bir sistem çok yüksek frekanslarda anahtarlama yaparak osilasyonlar üretir ve bu çatırdama (chattering) etkisini azaltmak için daha yumuşak geçişli anahtarlama sinyalleri tercih edilmektedir.

İşaret fonksiyonuna (signum) sahip kayan kipli kontrol anahtarlama sinyali şu şekilde ifade edilebilir [15]:

$$u_n = K \cdot \text{sgn}(S) \quad (3.2)$$

K pozitif bir sayıdır. u_n doğrusal olmayan anahtarlama sinyalidir ve erişme evresinde devrede olup sistem durumunun S kayma yüzeyine getirilmesini sağlar. İşaret fonksiyonunun tanımı ise şu şekildedir:

$$\text{sgn}(S) = \begin{cases} +1, & S(t) > 0 \\ 0, & S(t) = 0 \\ -1, & S(t) < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Sistem çıkışından alınan hata ve hatanın zamana göre değişimine bağlı olarak kayma yüzeyi fonksiyonu yazılabilir [13]-[16].

$$S = Ce + \dot{e} \quad (3.4)$$

Kayma yüzeyi Şekil 3.2' de görüldüğü gibi belirli bir eğime sahiptir. Bu eğim (3.4) numaralı denklemde yer alan C katsayısı ile belirlenir. Bahsedilen eğimin uygun değerinin belirlenmesi ile denetleyici başarısı arttırılır [2].

KKK yönteminde amaç, sistemin durum yörüngesini, tanımlanmış kayma yüzeyine doğru getirmek ve sistemin bu yüzey üzerinde bulunmasını yani kaymasını sağlamaktır [13].

Erişme evresi, sistemi kayma yüzeyine ulaştırmaya zorlayan bir yaklaşımdır. Erişim kuralının doğru belirlenmesi ile kontrol sürekli olur ve kayma yüzeyindeki osilasyonların daha az olması bakımından kritik öneme sahiptir.

Erişme evresi tamamlandıktan sonra kayma evresi başlar ve kayma yüzeyi olarak seçilen S yüzeyinin (3.5) ve (3.6) eşitliklerini sağlaması gerekir [13].

$$S = 0 \quad (3.5)$$

$$\dot{S} = 0 \quad (3.6)$$

KKK sisteminde üç çeşit erişme kuralı vardır:

1. Sabit değişimli erişim kuralı: $\dot{S} = -K \cdot \text{sign}(S)$
2. Sabit-Oransal değişimli erişim kuralı: $\dot{S} = -K \cdot \text{sign}(S) - \mathcal{E} \cdot S$
3. Üstel değişimli erişim kuralı: $\dot{S} = -K \cdot |S|^\alpha \cdot \text{sign}(S)$

Bu kurallardaki K , \mathcal{E} , α değerleri kayma parametreleridir. \mathcal{E} ve α sistemin kayma yüzeyine ulaşma hızını, K kayma evresinde anahtarlama işaretinin büyüklüğünü belirlemektedir [13].

3.3 Kesir Dereceli Kayan Kipli Kontrol

Önceki bölümde tam sayı mertebeden diferansiyel denklemler kullanılarak kayan kipli kontrol yönteminden bahsedildi.

Bu bölümde, kesir dereceli kayan kipli kontrol (KKKK) (Fractional Order Sliding Mode Control - FOSMC) ele alınacaktır. Kesir dereceli hesaplama, denklemde kesirli türev ve/veya integralin yani kesir dereceli diferansiyel denklemlerin kullanılmasını ifade eder. KKK yöntemi sağlam bir kontrol yöntemidir. Daha sağlam ve uygun bir kontrol yöntemi kesir dereceli denetim kullanılarak elde edilebilir. Kesir dereceli kontrol daha iyi performans gösterir ve kontrol çabasını azaltır.

3.3.1 Kesir dereceli hesaplama

Kesir dereceli hesaplama için birçok tanım bulunmaktadır. En bilinenleri Riemann-Liouville, Grunwald-Letnikov ve Caputo tanımlarıdır [14]-[19].

$n \in \mathbb{N}^+$ ve $n - 1 \leq \beta < n$ olmak üzere, β . dereceden Riemann-Liouville kesirli türevi aşağıda tanımlanmıştır [14].

$${}_a D_x^\beta f(x) = \frac{1}{\Gamma(n - \beta)} \frac{d^n}{dx^n} \int_a^x (x - t)^{n-\beta-1} f(t) dt \quad (3.7)$$

$\alpha > 0$ olmak üzere α . dereceden Riemann-Liouville kesirli integrali aşağıda tanımlanmıştır [14].

$${}_a D_x^{-\alpha} f(x) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \frac{d^n}{dx^n} \int_a^x (x - t)^{\alpha-1} f(t) dt \quad (3.8)$$

$m < \alpha < m + 1$, $k=1, 2, 3, \dots, m+1$ olmak üzere m bir tamsayı olsun. $\alpha > 0$ olmak üzere, α . dereceden Grunwald-Letnikov kesirli türevi aşağıda tanımlanmıştır [14].

$${}_a D_x^\alpha f(x) = \sum_{k=0}^m \frac{f^{(k)}(a)(x-a)^{-\alpha+k}}{\Gamma(-\alpha+k+1)} + \frac{1}{\Gamma(-\alpha+m+1)} \int_a^x (x-\tau)^{m-\alpha} f^{(m+1)}(\tau) d\tau \quad (3.9)$$

Grunwald-Letnikov kesirli integrali aşağıda tanımlanmıştır [14].

$${}_a D_x^{-\alpha} f(x) = \sum_{k=0}^m \frac{f^{(k)}(a)(x-a)^{\alpha+k}}{\Gamma(\alpha+k+1)} + \frac{1}{\Gamma(\alpha+m+1)} \int_a^x (x-\tau)^{m+\alpha} f^{(m+1)}(\tau) d\tau \quad (3.10)$$

$a > 0$ ve $-1 < \alpha < 1$ olmak üzere Caputo kesirli türevi aşağıda tanımlanmıştır [14].

$${}_a D_x^{1+\alpha} f(x) = \partial_x^{1+\alpha} f(x) = \begin{cases} I^{-\alpha} \frac{d}{dx} f(x); & -1 < \alpha < 0 \\ I^{1-\alpha} \frac{d^2}{dx^2} f(x); & 0 < \alpha < 1 \end{cases} \quad (3.11)$$

$n-1 < \alpha < n$ olmak üzere Caputo kesirli integrali aşağıda tanımlanmıştır [14].

$${}_a D_x^{-\alpha} f(x) = I^\alpha f(x) = \frac{1}{\Gamma(\alpha-n)} \int_a^x (x-\tau)^{n-\alpha-1} f^{(n)}(\tau) d\tau \quad (3.12)$$

Burada α kesir derecesini, Γ sembolü Gamma fonksiyonunu, D^α ise α . dereceden türevi ifade eder. α 'nın işaretinin negatif olması integral, pozitif olması türev alınması anlamına gelmektedir. Gamma fonksiyonu tanımı şu şekildedir:

$$\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt \quad (3.13)$$

Bu fonksiyona faktöriyel fonksiyonu da denir. Temel özelliklerinden bazıları şöyledir:

$$\Gamma(x+1) = x\Gamma(x) \quad (3.14)$$

$$\Gamma(x+1) = x! \quad (3.15)$$

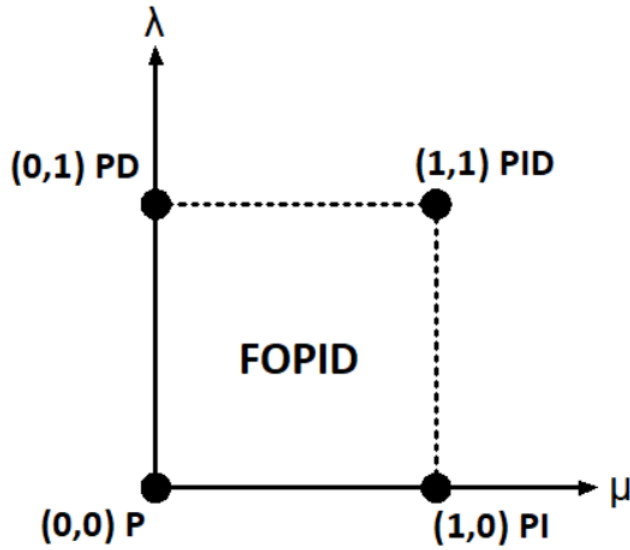
3.3.2 Kesir dereceli kayan yüzey tasarımı

Kesir dereceli kayan yüzey şu şekilde tanımlanmıştır [17]-[20]:

$$S = K_p x_1 + K_i D^{-\lambda} x_1 + K_d D^\mu x_1 \quad (3.16)$$

Burada kesir dereceli PID kontrolör kullanılmakta ve λ integral kazancı derecesini, μ türev kazancı derecesini belirtmektedir. x_1 ise hatadır. λ ve μ değerleri 0 ve 1 arasında bir sayıdır. λ ve μ değerleri tamsayı olarak seçildiğinde kontrolör klasik PID denetleyici olarak çalışır. Kontrolör sadece kesirli PI ya da kesirli PD denetleyici olarak da çalışabilir. (λ , μ) sayıları (0,0) olarak seçildiğinde kontrolör klasik P denetleyici, (1,0) olarak seçildiğinde PI

denetleyici, (0,1) olarak seçildiğinde PD denetleyici, (1,1) seçildiğinde ise PID denetleyici olarak çalışır [18]. Kesirli PID yapısı Şekil 3.3'te gösterilmiştir.



Şekil 3.3: Kesirli PID kontrolör yapısı

3.4 ZKD için KKK ve KKKK Yüzey Tasarımı

Anahtarın kapalı olduğu durum için denklem (2.51), (2.52), (2.53) ve (2.54); anahtarın açık olduğu durum için ise denklem (2.61), (2.62), (2.63) ve (2.64) daha önce elde edilmiştir. Bu denklemler anahtarın kapalı ve açık olmasına göre birleştirilip akım ve gerilim için genel denklemler aşağıdaki gibi elde edilir [12], [21], [22]. u ifadesi anahtarın açık durumu için 0, kapalı durumu için 1 değerini almaktadır.

$$\dot{i}_{L_o} = \frac{u(V_s - 2V_{Cz}) + 2V_{Cz} - V_s - V_o}{L_o} \quad (3.17)$$

$$\dot{V}_o = \frac{i_{L_o}}{C_o} - \frac{V_o}{R_L \cdot C_o} \quad (3.18)$$

$$\dot{i}_{L_z} = \frac{u(2V_{Cz} - V_s) + V_s - V_{Cz}}{L_z} \quad (3.19)$$

$$\dot{V}_{Cz} = \frac{u(i_{L_o} - 2i_{L_z}) + i_{L_z} - i_{L_o}}{C_z} \quad (3.20)$$

Tezin bundan sonraki sürecinde yukarıdaki genel denklemler kullanılacaktır.

Kayan yüzey tanımı denklem (3.4)'te verilmişti. Hata yerine x_1 , hatanın türevi yerine x_2 yazılırsa denklem (3.21) ortaya çıkar. Burada V_r ulaşmak istenilen referans gerilimini, V_o çıkış gerilimini belirtmektedir.

$$S = Cx_1 + x_2 \quad (3.21)$$

$$e = x_1 = V_r - V_o \quad (3.22)$$

$$\dot{e} = \dot{x}_1 = \dot{x}_2 = \dot{V}_r - \dot{V}_o = -\dot{V}_o \quad (3.23)$$

V_r sabit bir sayı olduğu için türevi sıfırdır, $\dot{V}_r = 0$. Hatanın birinci ve ikinci türevi aşağıdaki gibi bulunur.

$$x_2 = -\dot{V}_o \quad (3.24)$$

$$\dot{x}_2 = -\ddot{V}_o \quad (3.25)$$

(3.18) numaralı denklemin türevi alınırsa denklem (3.26) bulunur.

$$\ddot{V}_o = \frac{\dot{i}_{L_o}}{C_o} - \frac{\dot{V}_o}{R_L \cdot C_o} \quad (3.26)$$

KKK sinyali şu şekilde ifade edilir:

$$u_{KKK} = u_{eq} + u_n \quad (3.27)$$

Burada u_{eq} eşdeğer kontrol sinyalidir [15], [16]. Kayma evresinde devrede olup sistem durumunun kayma hareketinin yüzey üzerinde devam etmesini sağlar. Denklem (3.2), (3.4) ve (3.21) kullanılarak u_{eq} bulunur.

$$\dot{S} = Cx_2 + \dot{x}_2 = C(-\dot{V}_o) + (-\ddot{V}_o) = -C\dot{V}_o - \left[\frac{\dot{i}_{L_o}}{C_o} - \frac{\dot{V}_o}{R_L \cdot C_o} \right] \quad (3.28)$$

\dot{S} ifadesi sıfıra eşitlenerek denklemde u ifadesi yalnız bırakılırsa ZKD için eşdeğer kontrol sinyali elde edilmiş olur. Burada denklem (2.26) dikkate alınarak, yani Z-kaynak kapasitör geriliminin yerine çıkış gerilimi yazılarak da denklemler yazılabilir.

$$u_{eq} = \left(\frac{1}{V_s - 2V_{Cz}} \right) \left[i_{L_o} \cdot L_o \left(\frac{1}{R_L C_o} - C \right) + V_o \cdot L_o \left(\frac{C}{R_L} - \frac{1}{R_L^2 C_o} \right) + V_s + V_o - 2V_{Cz} \right] \quad (3.29)$$

Denklem (3.29), (3.27)'de yerine yazılırsa ZKD için KKK sinyali elde edilir.

$$u_{KKK} = \left(\frac{1}{V_s - 2V_{Cz}} \right) \left[i_{L_o} \cdot L_o \left(\frac{1}{R_L C_o} - C \right) + V_o \cdot L_o \left(\frac{C}{R_L} - \frac{1}{R_L^2 C_o} \right) + V_s + V_o - 2V_{Cz} \right] + Ksgn(S) \quad (3.30)$$

C ve K katsayıları pozitif sayılardır.

ZKD devresi için kesirli kayan kipli PI^λ (Fractional Order PI - FOPI) kontrolör kullanarak bir yüzey elde edilecektir. Kayan yüzey tanımı aşağıdaki gibidir:

$$S = K_p x_1 + K_i D^{-\lambda} x_1 = K_p x_1 + K_i D^{-\lambda-1} x_2 \quad (3.31)$$

Eşitliğin her iki tarafının da zaman türevi alınırsa denklem (3.32) elde edilir.

$$\dot{S} = K_p x_2 + K_i D^{-\lambda-1} \dot{x}_2 \quad (3.32)$$

Elde edilen (3.17), (3.18), (3.25) ve (3.26) numaralı denklemler ve sabit değişimli erişim kuralı kullanarak, \dot{S} ifadeleri birbirine eşitlenip denklemde u ifadesi yalnız bırakılırsa kesirli PI^λ kontrolörün kontrol sinyali bulunur. Burada λ , 0 ile 1 arasında bir sayıdır ve kesir derecesini gösterir. $0 < \lambda < 1$ [18].

$$\dot{S} = K_p x_2 + K_i D^{-\lambda-1} \dot{x}_2 = -K \operatorname{sgn}(S) \quad (3.33)$$

$$D^{-\lambda-1} \dot{x}_2 = -\frac{K_p}{K_i} x_2 - \frac{K}{K_i} \operatorname{sgn}(S) \quad (3.34)$$

Eşitliğin her iki tarafının da $D^{\lambda+1}$ ile türevi alınırsa;

$$\dot{x}_2 = D^{\lambda+1} \left(-\frac{K_p}{K_i} x_2 - \frac{K}{K_i} \operatorname{sgn}(S) \right) \quad (3.35)$$

Denklem (3.17), (3.18), (3.25) ve (3.26) kullanılarak işlemlere devam edilirse;

$$\frac{\dot{i}_{L_o}}{C_o} - \frac{\dot{V}_o}{R_L \cdot C_o} = \frac{1}{K_i} D^{\lambda+1} \left(K_p \dot{V}_o + K \operatorname{sgn}(S) \right) \quad (3.36)$$

Denklem (3.36)'da u ifadesi yalnız bırakılırsa KKKK sinyali bulunur.

$$u_{KKKK} = \left(\frac{1}{V_s - 2V_{Cz}} \right) \left\{ V_s + V_o - 2V_{Cz} + \frac{L_o}{R_L} \dot{V}_o + \frac{L_o C_o}{K_i} \cdot D^{\lambda+1} \left[K_p \left(\frac{V_o}{R_L \cdot C_o} - \frac{\dot{i}_{L_o}}{C_o} \right) + K \operatorname{sgn}(S) \right] \right\} \quad (3.37)$$

Böylece ZKD için KKKK sinyali elde edilmiş oldu. Hem KKK hem de KKKK denklemlerinde, denklem (2.26) gereğince Z-kaynak kapasitör geriliminin çıkış gerilimine eşit olduğu bilinmektedir. Yani, Z-kaynak kapasitör geriliminin yerine çıkış gerilimi yazılarak da denklemler elde edilebilir.

3.5 KKK ve KKKK Kararlılık Analizi

Bir sistemin kararlılık analizi için aday bir Lyapunov fonksiyonu seçilir. Böylece sistemin asimptotik olarak kararlılığı kanıtlanabilir, durum yörüngeleri zaman içinde kararlı bir denge noktasına yakınsar. Aday fonksiyon genellikle şu şekilde seçilir:

$$V = \frac{1}{2}S^2 \quad (3.38)$$

Aşağıdaki koşul sağlandığında sistem kararlıdır [15], [16], [20]:

$$\dot{V} = S \cdot \dot{S} \leq 0 \quad (3.39)$$

Denklem (3.39) kullanılarak ZKD için KKK kararlılık analizi yapılırsa;

$$\begin{aligned} \dot{V} = S \cdot \dot{S} &= S(Cx_2 + \dot{x}_2) = S(Cx_2 - Cx_2 - Ksgn(S)) \\ \dot{V} &= S(-Ksgn(S)) \leq 0 \end{aligned} \quad (3.40)$$

K katsayısı pozitif olduğu için, Lyapunov fonksiyonunun türevinin $S \cdot \dot{S} \leq 0$ şartını sağladığı ve sistemin kararlı olduğu görülmektedir.

Benzer şekilde ZKD için KKKK kararlılık analizi yapılırsa;

$$\begin{aligned} \dot{V} = S \cdot \dot{S} &= S(K_p x_2 + K_i D^{-\lambda-1} \dot{x}_2) = S(K_p x_2 - K_p x_2 - Ksgn(S)) \\ \dot{V} &= S(-Ksgn(S)) \leq 0 \end{aligned} \quad (3.41)$$

$S \cdot \dot{S} \leq 0$ şartının sağlandığı ve sistemin kararlı olduğu görülmektedir.

Buradan sonraki bölümde kontrolör katsayılarının optimum değerlerini bulmak için kullanılan PSO yöntemi açıklanmıştır. Bu yöntemle elde edilen katsayılar simülasyon modellerinde kullanılmıştır.

4. PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU

Bir sistemi kontrol etmek için kullanılan PID, $PI^{\lambda}D^{\mu}$ vb. kontrolörlerin parametreleri, ulaşılmak istenen sonucu doğrudan etkilemektedir. Doğru ve verimli bir kontrol sağlamak için optimum parametre değerlerinin bulunması gerekir. Bu değerleri bulmak için birçok optimizasyon algoritması kullanılabilir. Böylece en uygun değerler en kısa sürede ve çaba harcamadan bulunabilmektedir.

Günümüzde doğadan esinlenilmiş birçok optimizasyon algoritması mevcuttur. Genetik Algoritma, Karınca Kolonisi Optimizasyonu, Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization - PSO), Yapay Arı Kolonisi, Ateş Böceği, Gri Kurt Algoritmaları bunlardan bazılarıdır.

ZKD devresinin kontrolünde kullanılan PI, KKK ve KKKK yöntemlerinin optimum parametre değerlerini bulmak için PSO kullanılmıştır.

Parçacık sürü optimizasyonu kuş sürülerinin davranışlarından esinlenerek oluşturulmuş popülasyon tabanlı, sezgisel bir algoritmadır [23]-[26]. PSO yapısındaki sürüdeki her bireye parçacık denir. Parçacıklar topluluğu da sürüyü oluşturur. Her parçacığın pozisyon ve hız vektör bilgisi vardır ve her biri olası çözüm kümesidir [23]. Parçacıklar sürü içerisinde yiyecek ararken, geçmiş konum bilgilerinden en iyisini hafızasında tutar ve ayrıca en iyi konumda bulunan parçacığı takip ederek ilerler [24]. Her iterasyonda en iyi konumdaki parçacık belirlenir ve lider kabul edilir. Lider her iterasyonda değişebilir. Diğer kuşlar lidere doğru yönelir. Her parçacığın kendi en iyi pozisyon bilgisi *pbest*, sürünün en iyi pozisyon bilgisi *gbest* olarak adlandırılır [23]-[25]. Her iterasyonda parçacıkların hızları ve konumları, kendi en iyi konumlarına ve sürünün global en iyi konumuna göre güncellenir. Her yeni lider belirlendiğinde, liderin pozisyon bilgisi optimizasyon kriterini sağlıyorsa ya da belirlenen iterasyon sayısına ulaşılmışsa arama sonlandırılır. Eğer kriter sağlanmıyorsa yiyecek arama işlemi devam eder.

PSO'da ayarlanacak parametre sayısı azdır ve türev bilgisine ihtiyaç duyulmaz [26]. PSO sonuca hızlı ulaşma özelliğine sahiptir. Bu özellikleri nedeniyle diğer algoritmalara göre genellikle daha iyi performans gösterir.

Arama sürecinde parçacıkların hızları ve konumları aşağıdaki denklemlere göre güncellenir:

$$v_i^{(k+1)} = w * v_i^{(k)} + c_1 * r_1 * (x_{i,pbest}^{(k)} - x_i^{(k)}) + c_2 * r_2 * (x_{gbest}^{(k)} - x_i^{(k)}) \quad (4.1)$$

$$x_i^{(k+1)} = x_i^{(k)} + v_i^{(k+1)} \quad (4.2)$$

Denklem 4.1’deki c_1 ve c_2 hızlanma katsayıları olup ve genellikle [0-2] aralığında seçilir. r_1 ve r_2 katsayıları her iterasyonda yenilenen rastgele sayılardır ve [0-1] aralığında değişmektedir. w ise eylemsizlik ağırlığıdır ve genellikle [0.1-1] aralığında değişir. Eylemsizlik ağırlığının doğrusal olarak azaltılması aşağıdaki gibidir [24]:

$$w = w_{maks} - iter * \frac{w_{maks} - w_{min}}{iter_{maks}} \quad (4.3)$$

Buradaki denklemlerde;

$x_i^{(k)}$: Parçacığın anlık konumu.

$x_i^{(k+1)}$: Parçacığın bir sonraki konumu.

$v_i^{(k)}$: Parçacığın anlık hızı.

$v_i^{(k+1)}$: Parçacığın bir sonraki hızı.

$x_{i,pbest}^{(k)}$: Parçacığın kişisel en iyi konumu.

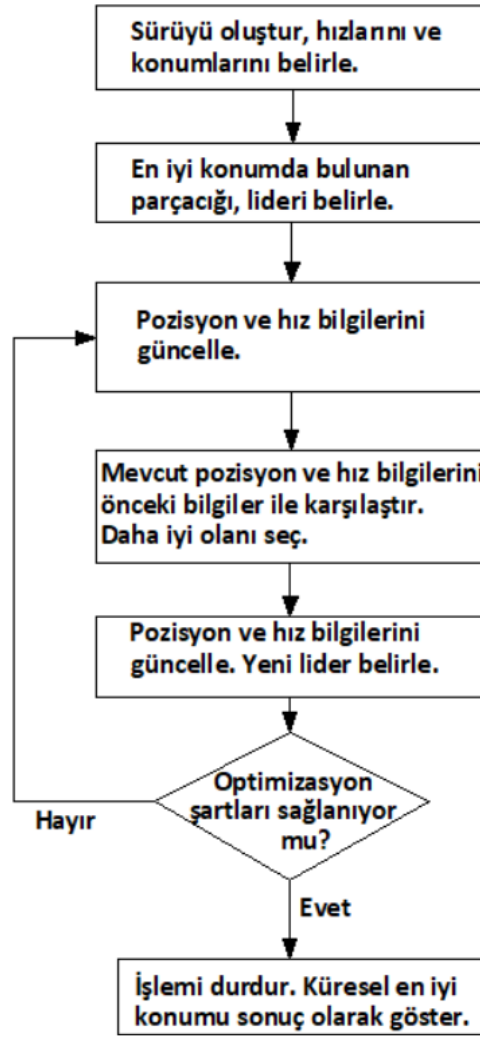
$x_{gbest}^{(k)}$: Sürünün en iyi konumu.

$w_{maks}; w_{min}$: Maksimum ve minimum w değerleri.

$iter$: Anlık iterasyon sayısı.

$iter_{maks}$: Maksimum iterasyon sayısı.

Bahsedilen ifadeler doğrultusunda, PSO temel algoritması Şekil 4.1’deki gibidir.



Şekil 4.1: PSO algoritması

4.1 Parçacık Sürü Optimizasyonunun Ana Parametreleri

Parçacık Sürü Optimizasyonu sürünün büyüklüğü, eylemsizlik ağırlığı, hızlanma katsayıları, rastgele değerler, iterasyon sayısı gibi parametrelerden oluşmaktadır.

Sürünün büyüklüğü, sürüdeki parçacık sayısını ifade eder. Çok sayıda parçacık olması hesaplamaların zorlaşmasına ve zaman gecikmesine sebep olur. Fakat daha iyi çözüme daha kısa zamanda ulaşılmasında fazla parçacık sayısı avantaj sağlar. Sürü büyüklüğünün 10 ile 30 arasında olması yapılan çalışmalara göre yeterlidir [24].

Eylemsizlik ağırlığı, arama hızını etkileyen bir terimdir. Büyük w değerlerinde kuşlar yüksek hızda arama yapar, küresel arama becerisi artar ve sürü hedeften uzaklaşabilir. Küçük w değerlerinde ise kuşlar çok yavaşlar ve yerel arama becerisi artar [24], [25].

Hızlanma katsayıları, parçacıkların bilişsel ve sosyal becerilerini etkileyen katsayılardır. c_1 kuşun kendi arama becerisini, c_2 ise küresel arama becerisini etkiler [24], [25]. $c_1 = c_2 = 2$ olması yapılan çalışmalara göre yeterlidir [25].

4.2 Parçacık Sürü Optimizasyonu Uygunluk Kriterleri

PSO gibi algoritmalar hatayı minimize etmek için gerekli kontrolör katsayı değerlerini bulmada oldukça etkilidir. PID vb. kontrolörlerin parametrelerinin optimizasyonu için tanımlanan fonksiyona amaç fonksiyon (objective function) denir [26]. Kontrolörlerin optimizasyonu için literatürde, mutlak hatanın integrali (Integral of Absolute Error - IAE), hatanın karesinin integrali (Integral of Square Error - ISE), zaman ağırlıklı hatanın karesinin integrali (Integral of Time-weighted Square Error - ITSE), zaman ağırlıklı mutlak hatanın integrali (Integral of Time-weighted Absolute Error - ITAE) gibi fonksiyonlar bulunmaktadır [24]–[26]. Bu fonksiyonların, başka bir ifadeyle kriterlerin denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (4.4)$$

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (4.5)$$

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)| dt \quad (4.6)$$

$$ITSE = \int_0^{\infty} te^2(t) dt \quad (4.7)$$

Verilen denklemlerde e hatayı ifade etmektedir. Ulaşılmak istenen referans değerden sistem çıkışında elde edilen değer çıkarılması ile elde edilir. PSO algoritması kullanılırken bu kriterlerden faydalanarak hatanın en küçük olduğu değerdeki kontrolör parametreleri hesaplanacaktır.

Aşağıdaki tabloda verilen değerler Matlab programı içerisinde hazır bulunan PSO algoritması çalıştırılarak, denetim yöntemlerinin her biri için elde edilen parametre değerleridir. Değerler belirlenirken yukarıda bahsedilen amaç fonksiyonlarının her biri için algoritma çalıştırılarak en iyi değer belirlenmiştir.

Tablo 4.1: PSO algoritması ile belirlenen parametre değerleri

Denetim Yöntemi	K _p	K _i	K	C	w _b	w _h	λ
PI	0.0025951	7.3015	-	-	-	-	-
KKK	-	-	0.2929	10610	-	-	-
KKKK	2	1.159	2387.3	-	2	14394	0.764

Bu değerler sonraki bölüm olan simülasyon çalışmalarında kullanılacak olan optimum değerlerdir.

5. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

Tez çalışmasında MATLAB R2024b/ Simulink programı kullanılmıştır. Simülasyon devresini gerçekleştirmeden önce devre elemanlarının değerlerinin belirlenmesi gereklidir. Belirlenen gerilim, frekans ve güç değerleri aşağıdaki gibidir:

Giriş gerilimi: $V_s=10$ V DC,

Çıkış gerilimi: $V_o=15$ V DC,

Frekans: $f= 25$ kHz,

Çıkış gücü: $P_o=7$ W,

Periyot, denklem (5.1) kullanılarak 4×10^{-5} s bulunur.

$$T = \frac{1}{f} \quad (5.1)$$

Çıkış yük direnci denklem (5.2) kullanılarak 32Ω bulunur.

$$R_L = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (5.2)$$

Frekans arttırıldıkça devre elemanlarının boyutları ve dolayısıyla maliyet azalır. Diğer yandan ise daha yüksek frekans anahtar üzerinde daha fazla anahtarlama kayıplarına sebep olur ve dönüştürücünün verimi düşer [6],[8].

Denklem (2.25) yeniden düzenlenirse görev süresi denklem (5.3)'teki gibi olur ve bu denklem kullanılarak görev süresi, $D= 0.25$ (%25) olarak bulunur.

$$D = \frac{(V_o - V_s)}{(2V_o - V_s)} \quad (5.3)$$

Denklem (2.75) kullanılarak Z-kaynak endüktör akımı bulunabilir. $I_{L_z} = 0.7$ A olarak hesaplanır.

$$I_{L_z} = \frac{(1 - D)^2}{R_L(1 - 2D)^2} V_s = 0.7 \text{ A.}$$

ΔI_{L_z} 'nin I_{L_z} akımının %71'i kadar olduğu kabul edilirse; $\Delta I_{L_z} = 0.71 \times I_{L_z} = 0.5$ A olur.

Denklem (2.99) kullanılarak Z-kaynak endüktör değeri $300 \mu H$ olarak bulunur.

$$L_z = \frac{V_o D T}{\Delta i_{L_z}} = 300 \mu H.$$

Benzer şekilde filtre endüktörü için de hesap yapılabilir. Denklem (2.75) kullanılarak filtre endüktör akımı hesaplanabilir. $I_{L_o} = 0.47 A$ olarak hesaplanır.

$$I_{L_o} = \frac{1 - D}{R_L(1 - 2D)} V_s = 0.47 A.$$

ΔI_{L_o} 'nun I_{L_o} akımının %80'i kadar olduğu kabul edilirse $\Delta I_{L_o} = 0.80 \times I_{L_o} = 0.375 A$ olur.

Denklem (2.98) kullanılarak filtre endüktör değeri $400 \mu H$ olarak bulunur.

$$L_o = \frac{V_o DT}{\Delta i_{L_o}} = 400 \mu H.$$

Z-kaynak ve filtre kondansatörü değerini belirlemek için denklem (2.96)'dan faydalanılır. Gerilimdeki dalgalanma miktarı %1 olması için hesaplamalar yapılırsa $\Delta V_{C_o} = 0.15 V$ bulunur. $\Delta V_{C_o} = 0.1 \times V_{C_o} = 0.15 V$.

Bu durumda filtre kondansatör değeri $12.5 \mu F$ olarak hesaplanır.

$$C_o = \frac{\Delta i_{L_o} T}{8 \Delta V_{C_o}} = 12.5 \mu F.$$

Benzer şekilde Z-kaynak kapasitörü için de hesaplamalar yapılırsa aynı sonuçlar elde edilir. Çünkü Z-kaynak kapasitör, filtre kapasitör ve yük gerilimleri birbirine eşittir. Denklem (2.96)'dan anlaşılacağı üzere kapasitans değeri arttığında kapasitör gerilimi dalgalanması azalmaktadır. Bu sebeple $12.5 \mu F$ değerinden daha büyük seçilecek kapasitör, daha az dalgalanma için yeterli olacaktır. $C_z = 220 \mu F$ ve $C_o = 470 \mu F$ seçilmiştir. Seçilen kapasitörler için dalgalanma hesabı yapılırsa $8.5 mV$ ve $4 mV$ olarak bulunur.

$$\Delta V_{C_z} = \frac{\Delta i_{L_o} T}{8 C_z} = 8.5 mV.$$

$$\Delta V_{C_o} = \frac{\Delta i_{L_o} T}{8 C_o} = 4 mV.$$

Devrede kullanılan bobin, kapasitör ve yük için hesaplamalar yapıldı. Devrenin CCM'de çalışması için gerekli bobin değerlerini hesaplamada denklem (2.101) ve (2.102)'den faydalanılır. CCM için en küçük Z-kaynak endüktör değeri $106.67 \mu H$, filtre endüktörü için en küçük değer ise $160 \mu H$ bulunur.

$$L_{z_{min}} = \frac{R_L(1 - 2D)DT}{2(1 - D)} = 106.67 \mu H.$$

$$L_{o_{min}} = \frac{R_L DT}{2} = 160 \mu H.$$

Seçilen $L_z = 300 \mu H$ ve $L_o = 400 \mu H$ endüktör değerleri devrenin CCM’de çalışması için yeterlidir.

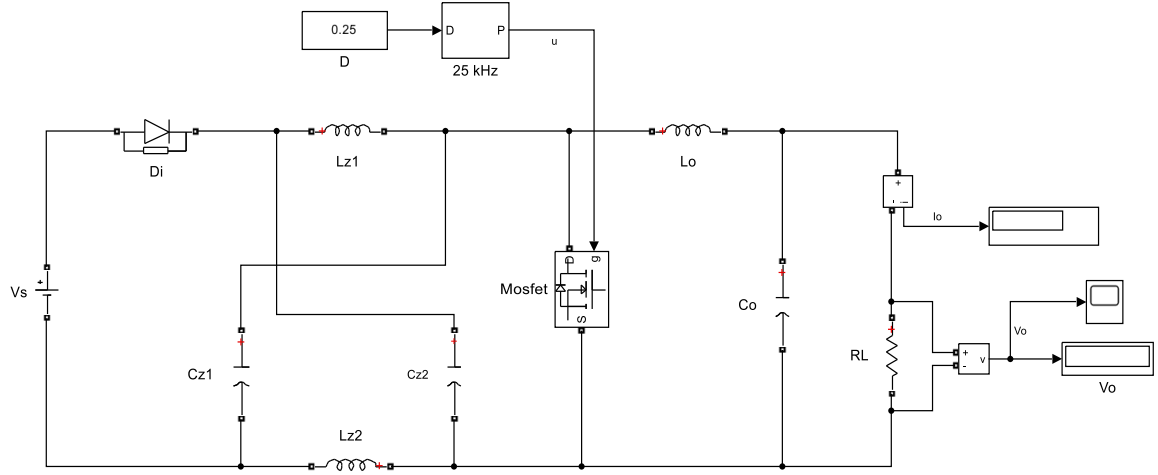
Devrede kullanılmak üzere belirlenen devre parametre değerleri Tablo 5.1’de verilmiştir.

Tablo 5.1: Devre parametreleri

Parametre	Değer
Z-kaynak endüktörler, L_z	300 μH
Z-kaynak kapasitörler, C_z	220 μF
Filtre endüktörü, L_o	400 μH
Filtre kapasitörü, C_o	470 μF
Anahtarlama frekansı, f	25 kHz
Yük direnci, R_L	32 Ω
Giriş gerilimi, V_s	10 V
Çıkış gerilimi, V_o	15 V
Yük akımı, I_o	0.47 A

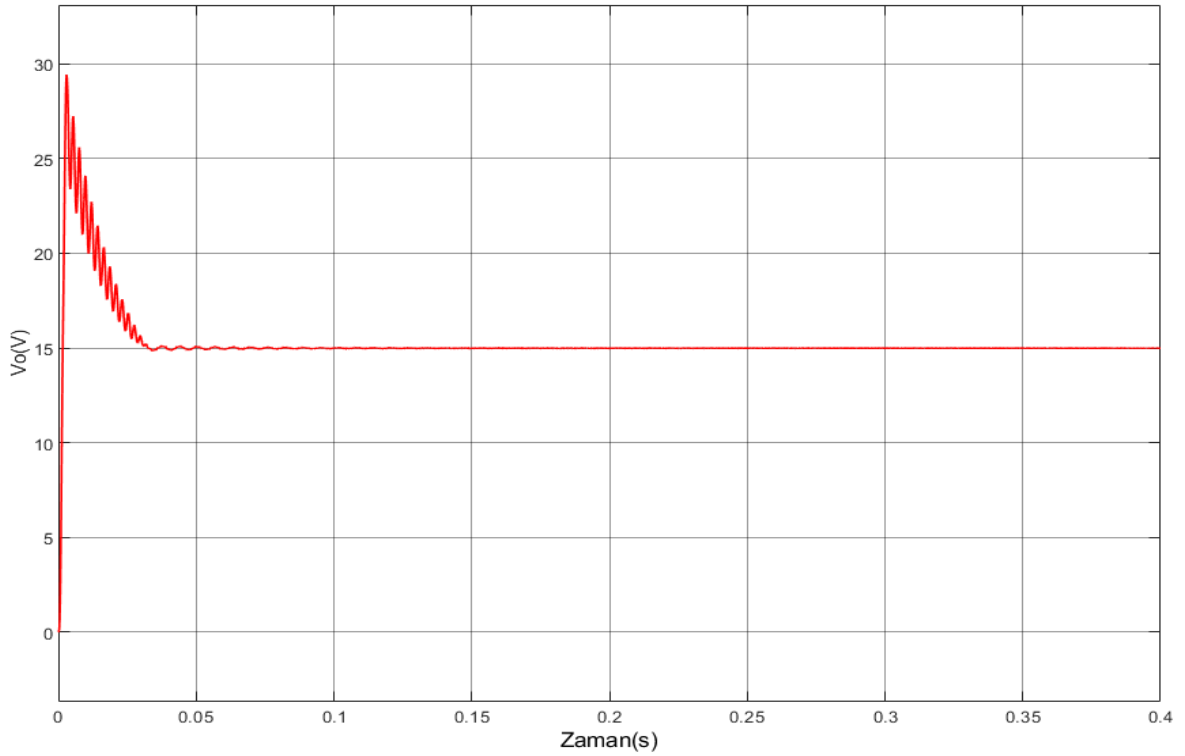
5.1 ZKD Devresinin Simülasyonu

Tasarlanan Z Kaynaklı DC-DC dönüştürücü devresi Matlab/Simulink programı üzerinde simüle edilmiştir. Anahtar olarak MOSFET seçilmiştir. Kullanılan MOSFET ve diyotun kayıpsız ve ideal olduğu varsayılarak simülasyon gerçekleştirilmiştir. Diyotun eşik gerilimi sıfır kabul edilmiş, iç direnci ihmal edilmiş ve benzer şekilde MOSFET’in iç direnci de ihmal edilmiştir. Bunun sebebi, devre analizinde elde edilen denklemlerin ideal koşullar için hesaplanmış olmasıdır. Şekil 5.1’de ZKD simülasyon devresi gösterilmiştir.



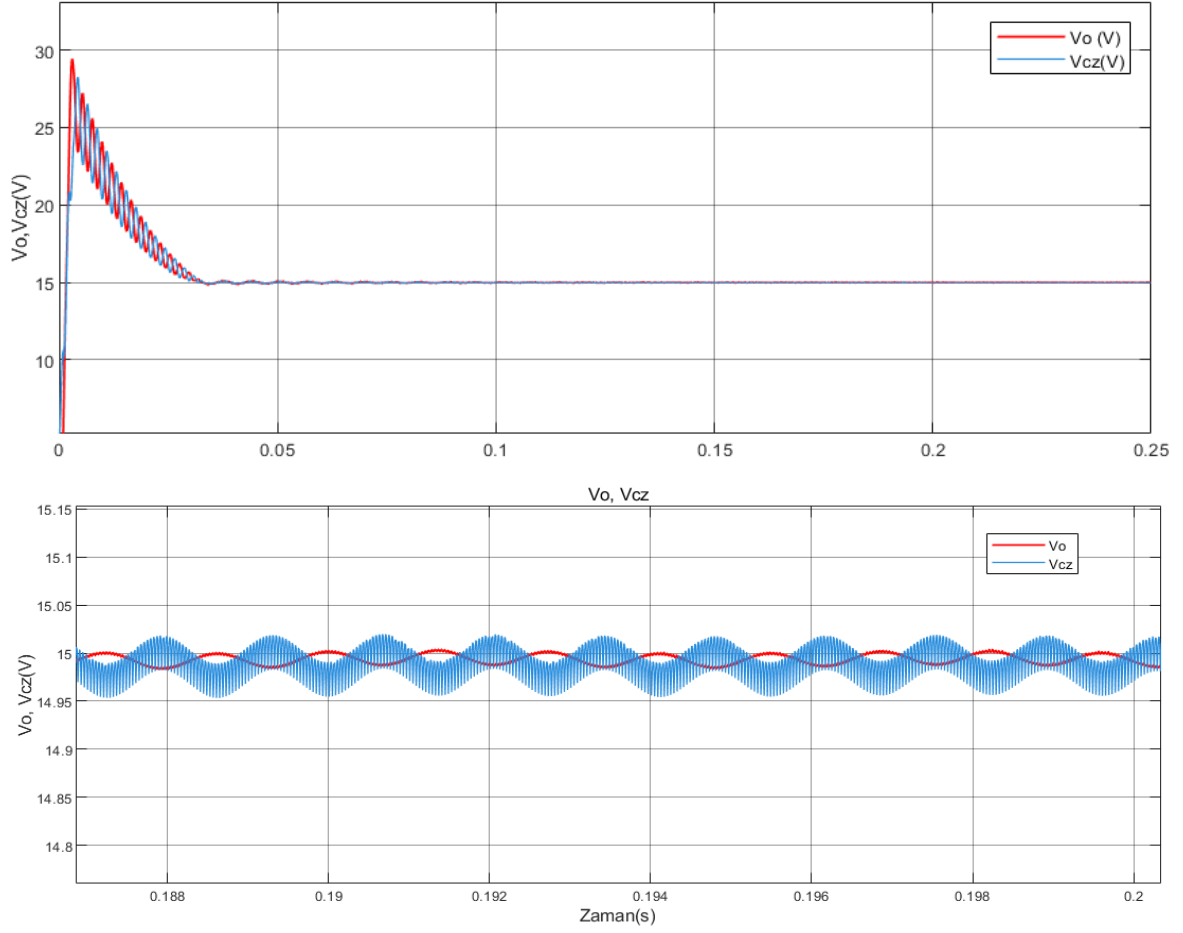
Şekil 5.1: ZKD simülasyon devresi

Simülasyon devresi çalıştırılarak çıkış gerilimi elde edilmiştir. Devrede herhangi bir kontrolör olmadığı için başlangıçta aşım fazladır. Yük gerilimi Şekil 5.2’de gösterilmiştir.



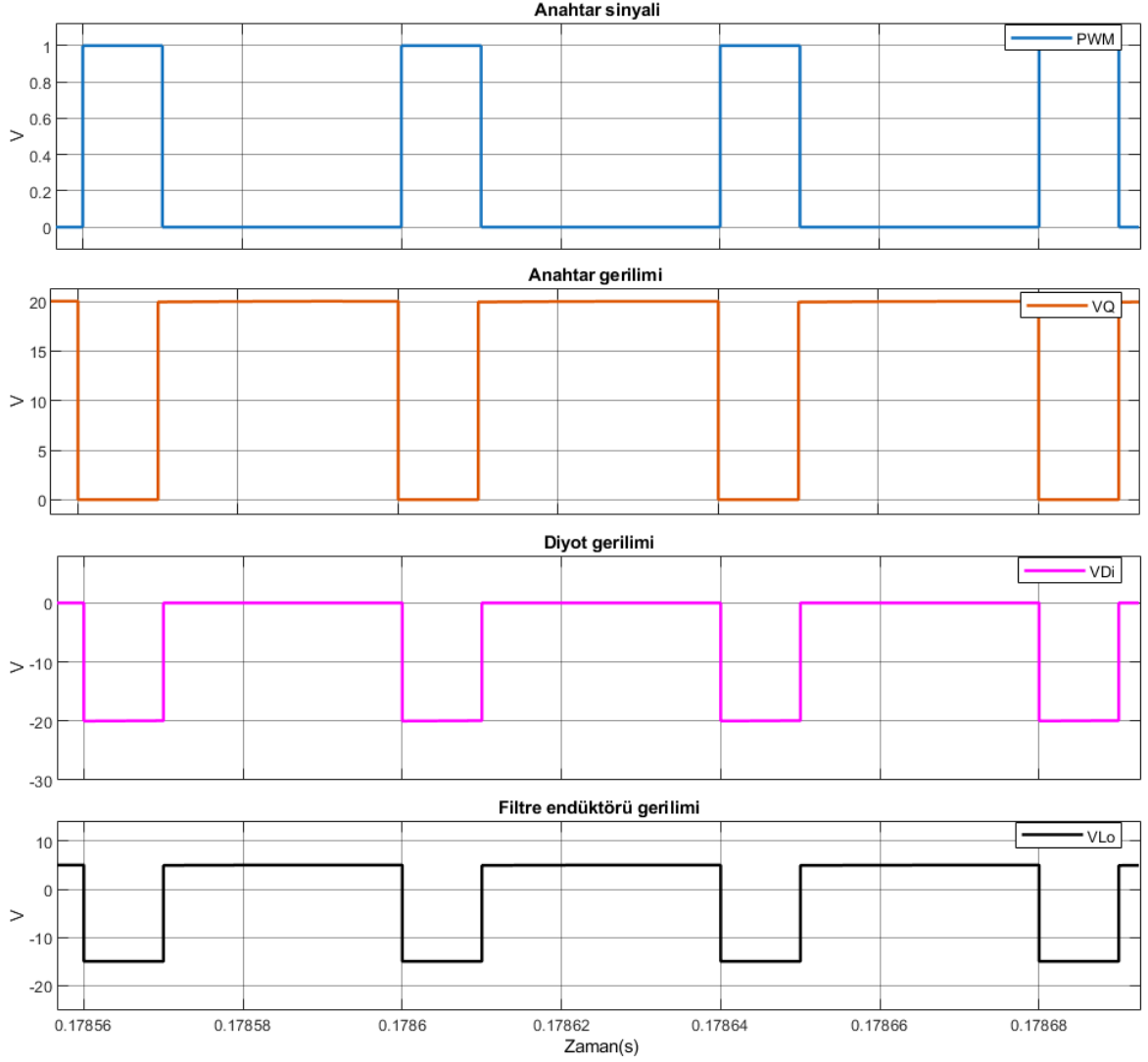
Şekil 5.2: Çıkış gerilimi, V_o

Şekil 5.3’te V_o ve V_{Cz} gerilimleri ve sinyalin yakınlaştırılmış hâli birlikte verilmektedir. Simülasyonda elde edilen sonuç denklem (2.26)’yı kanıtlar niteliktedir. Çıkış ve Z-kaynak kondansatör gerilimlerinin birbirine eşit olduğu görülmektedir.



Şekil 5.3: V_o ve V_{Cz} gerilimleri

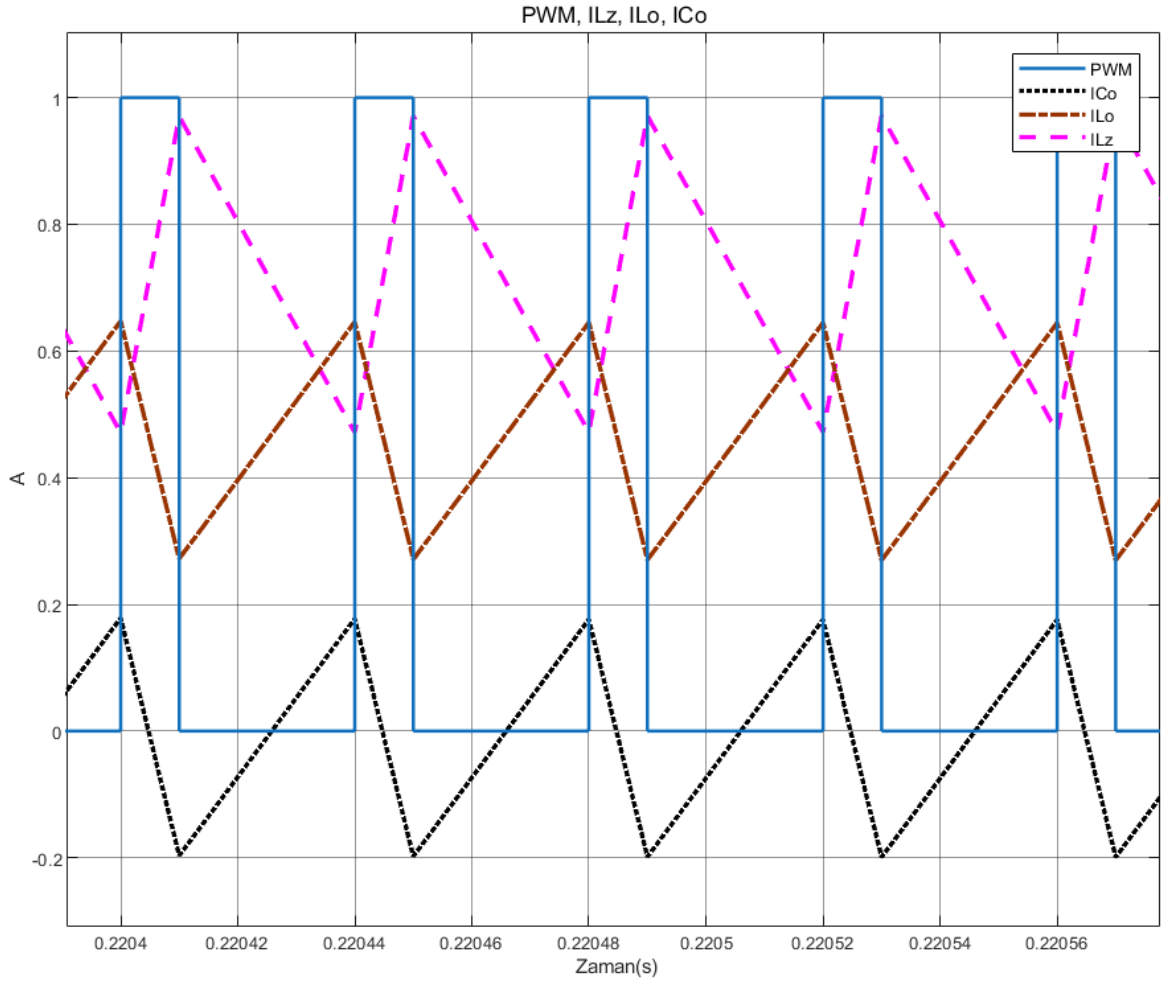
Ayrıca devredeki anahtara uygulanan PWM sinyali, anahtar gerilimi, diyot gerilimi ve filtre endüktörü gerilimi Şekil 5.4'te gösterilmektedir. Daha önce Şekil 2.6'da verilen dalga şekillerinin simülasyon sonucu elde edilen dalga şekilleri ile uyumlu olduğu görülmektedir.



Şekil 5.4: PWM sinyali, anahtar, diyot ve filtre endüktörü gerilimleri

Anahtara uygulanan PWM sinyali 1 değerini aldığı anda anahtar iletme geçer ve anahtar üzerindeki gerilim sıfır olur. Aynı durumda diyot üzerinde negatif gerilim olacaktır ve eşik gerilimi değerini aşmayan gerilimlerde diyot iletme geçemeyecektir. Filtre endüktörü gerilimi ise denklem (2.15) ve (2.16) ile açıklanabilir. Filtre endüktörü üzerinde anahtar iletimdeyken negatif, kesimdeyken pozitif voltaj değeri görülür.

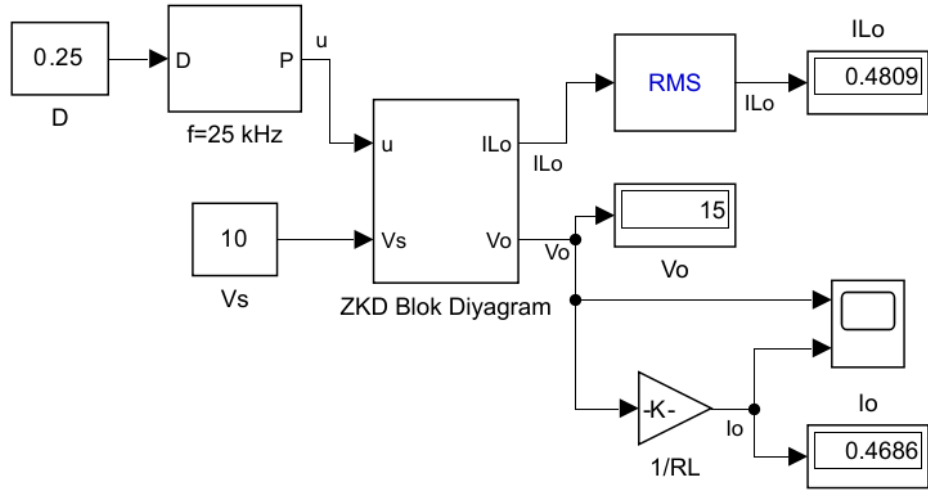
Şekil 5.5'te PWM sinyali, filtre kapasitörü, filtre ve Z-kaynak endüktörü akım dalga şekilleri gösterilmektedir. PWM anahtar sinyalini, I_{Lz} Z-kaynak endüktörü akımını, I_{Lo} filtre endüktörü akımını, I_{Co} filtre kapasitörü akımını belirtmektedir.



Şekil 5.5: PWM sinyali, filtre kapasitörü, filtre endüktörü ve Z-kaynak endüktörü akım dalga şekilleri

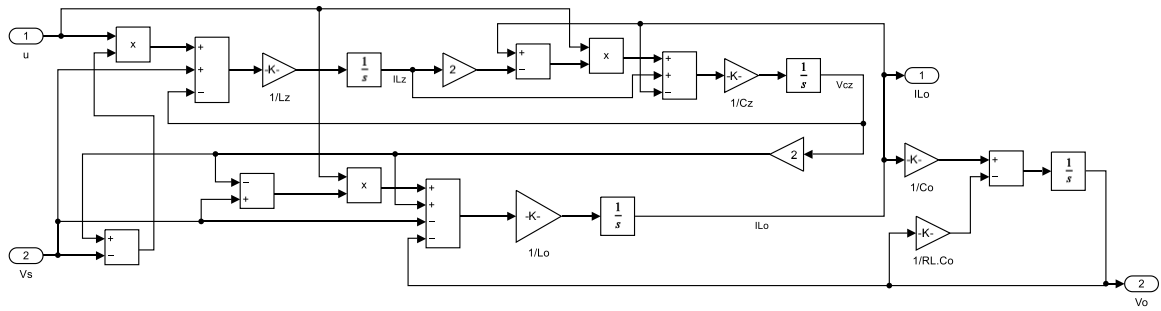
Anahtar iletimdeyken ZK kapasitörleri ZK endüktörlerini besler. Bu yüzden ZK endüktör akımı artarken ZK kapasitör akımı azalır. Anahtar iletimdeyken yük, filtre endüktörü ve kapasitörü tarafından beslendiği için filtre endüktör ve kapasitör akımı azalacaktır.

Denklem (3.17), (3.18), (3.19), (3.20) ZKD genel denklemlerini ifade etmektedir. Bu denklemler kullanılarak, Matlab/Simulink programında blok diyagramlar yardımıyla ZKD devresinin matematiksel modeli elde edilebilir. Şekil 5.6'da ZKD'nin alt sistem ile gösterimi verilmektedir.



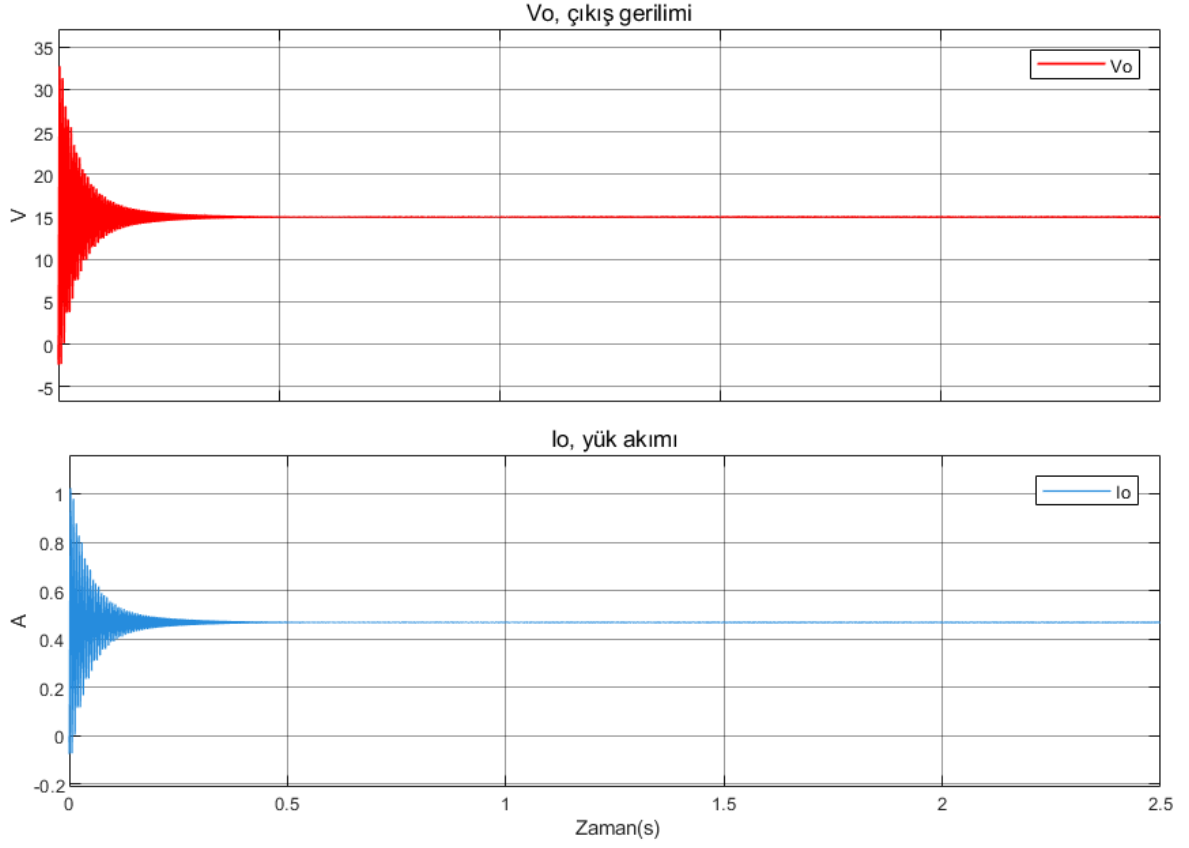
Şekil 5.6 ZKD devresinin alt sistem ile gösterimi

Simülasyonda gösterilen ZKD blok diyagram alt sisteminin içeriği, başka bir ifadeyle ZKD devresinin matematiksel modeli Şekil 5.7’de gösterilmektedir.



Şekil 5.7 ZKD devresinin blok diyagramı

Blok diyagram ile elde edilen ZKD devresinin çıkış gerilimi ve akımı Şekil 5.8’de gösterilmektedir. Devrede herhangi bir kontrolör olmadığı için aşım ve salınımlar mevcuttur. Kısa süreli de olsa belli tolerans değerlerinden daha yüksek gerilim, devre elemanları üzerinde yük oluşturur ve performans kaybına yol açabilir.

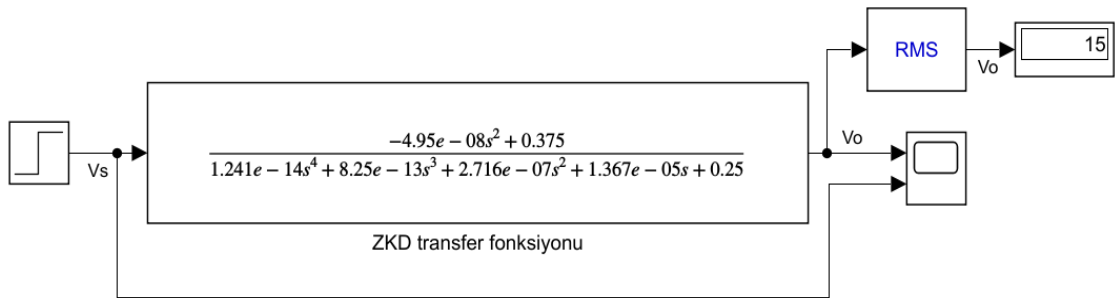


Şekil 5.8 ZKD devresi çıkış gerilimi ve akımı

Denklem (2.91) ve Tablo.1'deki parametre değerleri kullanılarak gerekli hesaplamalar yapılırsa ZKD devresinin, çıkış voltajının giriş voltajına bağlı açık döngü transfer fonksiyonu;

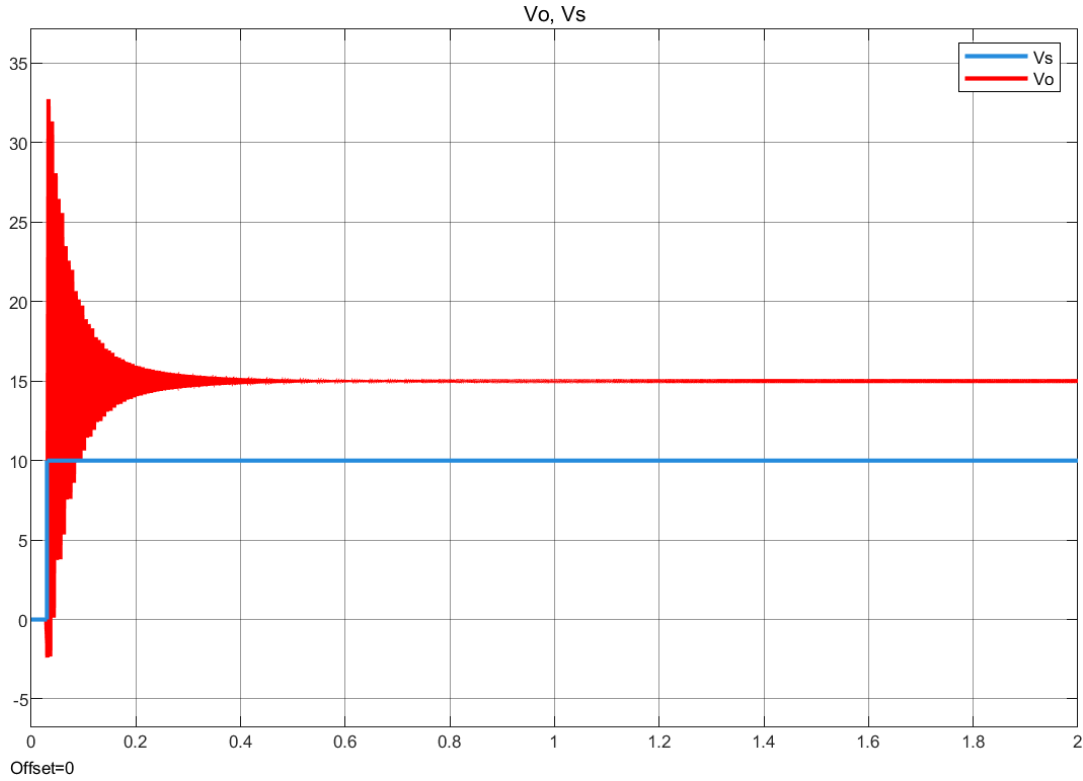
$$G_{v_o/v_s}^{CCM}(s) = \frac{-4.95 \times 10^{-8} s^2 + 0.375}{1.241 \times 10^{-14} s^4 + 8.25 \times 10^{-13} s^3 + 2.716 \times 10^{-7} s^2 + 1.367 \times 10^{-5} s + 0.25}$$

olarak bulunur. Transfer fonksiyonunun simülasyon programında çalışması Şekil 5.9'da gösterilmektedir.



Şekil 5.9 ZKD devresi transfer fonksiyonu

Uygulanan giriş gerilimi ile transfer fonksiyonu sonucu elde edilen çıkış gerilimi grafiği Şekil 5.10'daki gibidir.



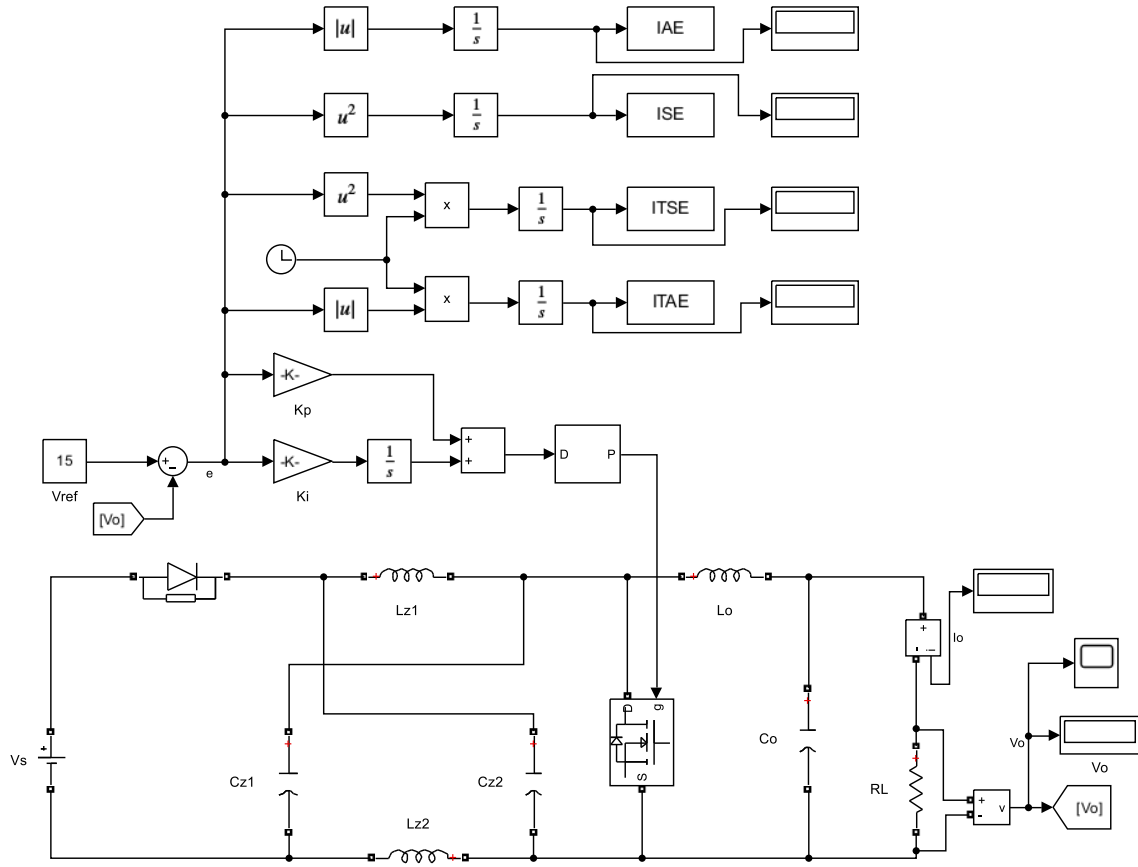
Şekil 5.10 ZKD devresi transfer fonksiyonu çıkış gerilimi

Simülasyonda gerçekleştirilen devre sabit koşullar altında çalışmakta olup, herhangi bir bozucu devreye etki ettiğinde veya yük değeri değiştiğinde çıkış gerilimi istenen düzeyde olmayacaktır. Bu yüzden istenen referans gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki hatayı sürekli değerlendirerek anahtara uygulanan PWM sinyalinin görev süresini değiştirebilen kontrolörlü bir devre tasarımı daha uygun olacaktır.

5.2 ZKD Devresinin PI Kontrolör ile Denetimi

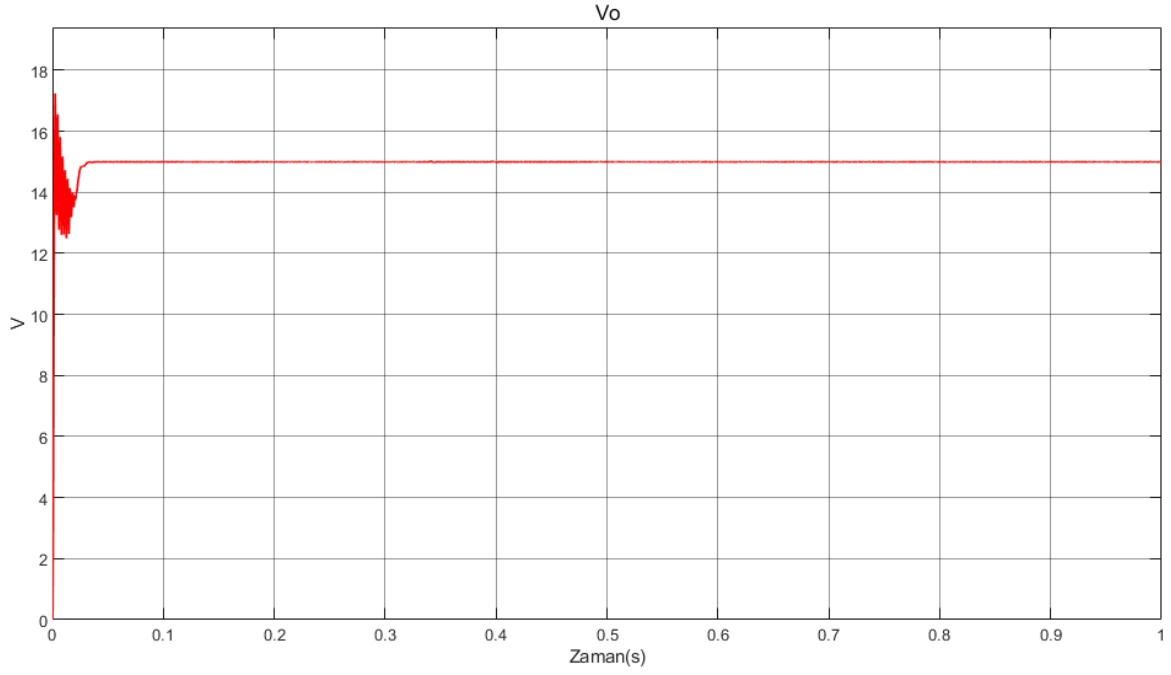
Bundan sonraki süreçte gerçek devre ile daha uyumlu olması açısından ZKD devresindeki diyot ve MOSFET ideal olarak varsayılmamıştır. Simülasyon devresinde denetleyici olarak PI kontrolör kullanılmıştır. K_p ve K_i katsayıları PSO algoritması kullanılarak belirlenmiştir. Bu işlem sırasında ITAE, ITSE, IAE, ISE amaç fonksiyonları için ayrı ayrı algoritma çalıştırılmıştır. Elde edilen K_p ve K_i katsayı çiftinden hangisinin daha iyi sonuç verdiği çıkış gerilimine bakılarak belirlenmiştir. Sonuçlara göre ITAE amaç fonksiyonu kullanılarak

algoritma tarafından belirlenen $K_p = 0.0025951$ ve $K_i = 7.3015$ katsayıları PI kontrolörde kullanılmıştır. PI kontrolörlü ZKD simülasyon devresi Şekil 5.11’de gösterilmektedir.

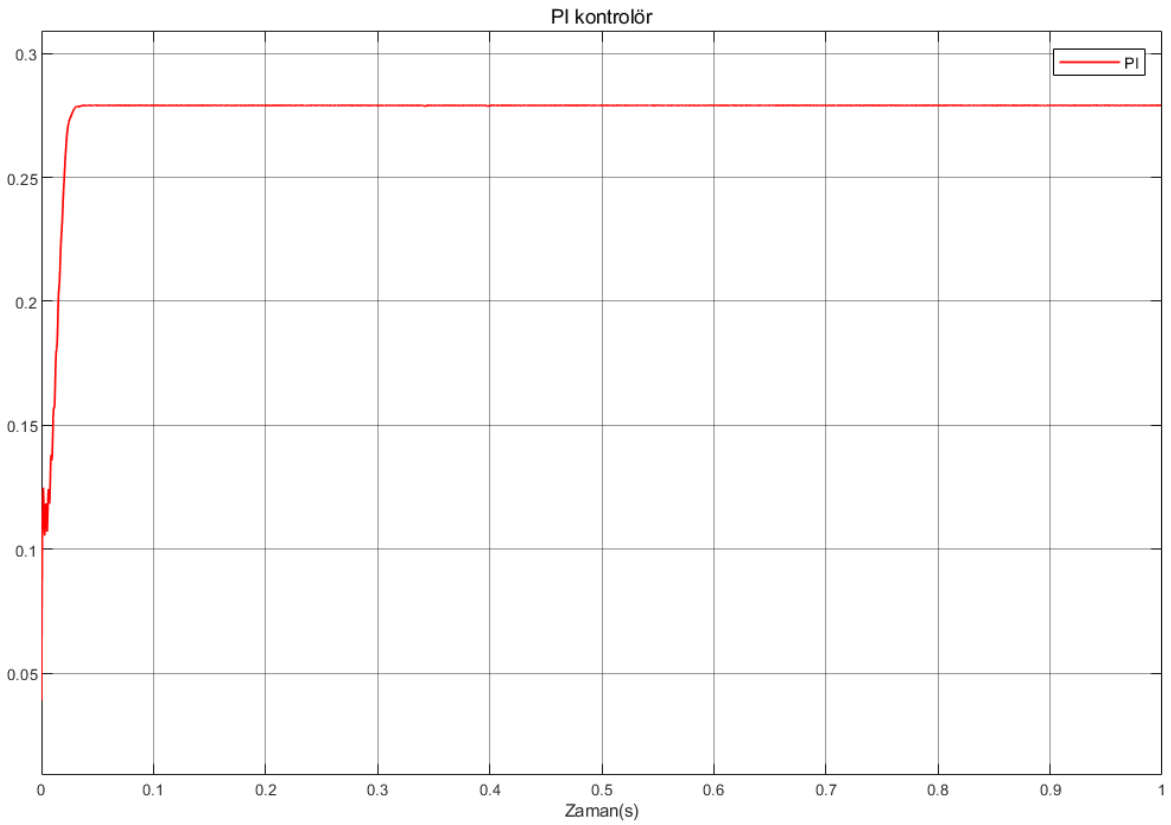


Şekil 5.11: PI kontrolörlü ZKD devresi

PI kontrolör kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi ve PI kontrolörün çıkışında alınan sinyalin grafiği Şekil 5.12’de gösterildiği gibidir. PI kontrolör, çıkış geriliminin referans değerden sapma miktarına göre sinyal üretir. Çıkış geriliminde başlangıçta 17 V’ye ulaşan aşım mevcuttur. Gerilimin oturma süresi 50 ms’dir. PI kontrolör çıkışında görülen sinyal Şekil 5.13’te gösterilmektedir.



Şekil 5.12: PI kontrolörlü ZKD devresi çıkış gerilimi



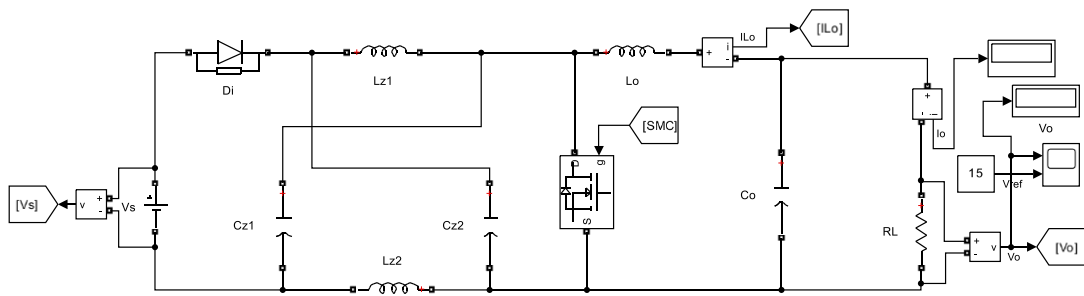
Şekil 5.13: PI kontrolör çıkış sinyali

İdeal devre elemanlarıyla hesaplanan görev süresi $D=0.25$ iken, ideal olmayan elemanlarla PI kontrolör çıkışında görülen görev süresi $D=0.2791$ 'dir. Böylece ZKD devresinin PI

kontrolör ile kontrolü sağlanmış ve sonuç olarak referans gerilimi olan 15V DC gerilim, yük üzerinde görülmüştür.

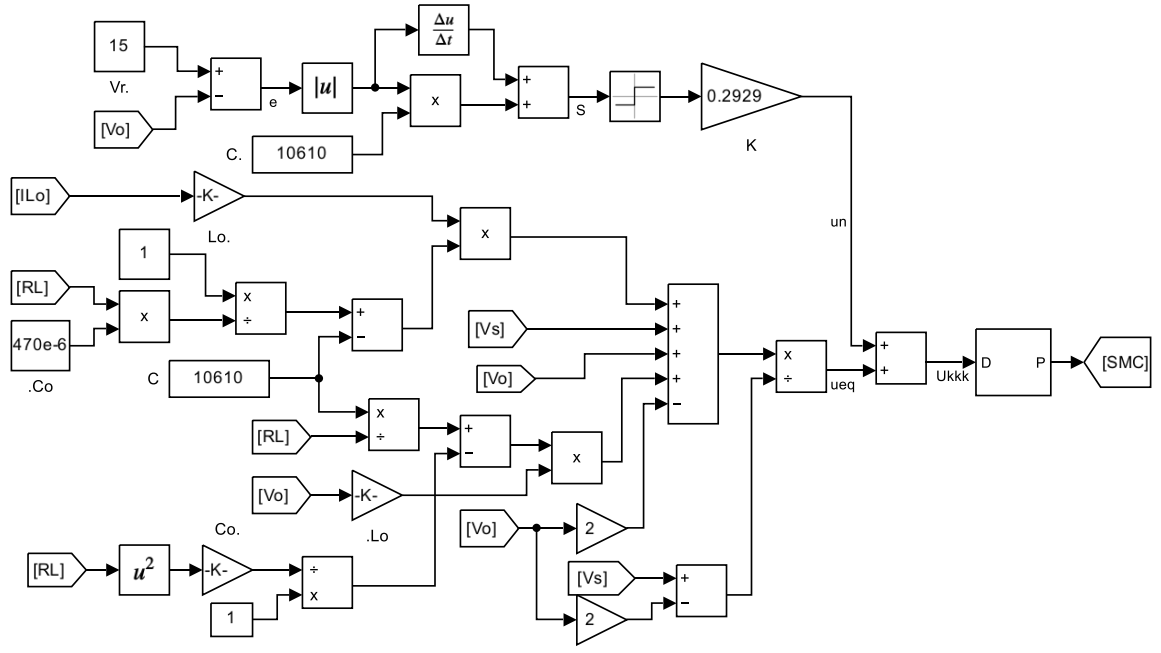
5.3 ZKD Devresinin KKK ile Denetimi

Önceki bölümde bulunan denklem (3.30) kullanılarak, Matlab/Simulink programında blok diyagramlar yardımıyla tasarlanan ZKD devresi için kayan kipli kontrol sinyali elde edilmiş ve devredeki anahtara uygulanmıştır. Simülasyon devresi, kontrol sinyali diyagramı ve çıkış gerilimi grafiği aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir. K ve C katsayıları, PSO algoritması kullanılarak belirlenmiştir. Bu işlem sırasında ITAE, ITSE, IAE, ISE amaç fonksiyonları için ayrı ayrı algoritma çalıştırılmıştır. Elde edilen K ve C katsayı çiftinden hangisinin daha iyi sonuç verdiği, çıkış gerilimi grafiğine bakılarak belirlenmiştir. Sonuçlara göre ITAE amaç fonksiyonu kullanılarak algoritma tarafından belirlenen $K= 0.2929$ ve $C= 10610$ katsayıları kayan kipli kontrol blok diyagramında kullanılmıştır. Şekil 5.14'te ZKD'nin KKK devresi gösterilmektedir.



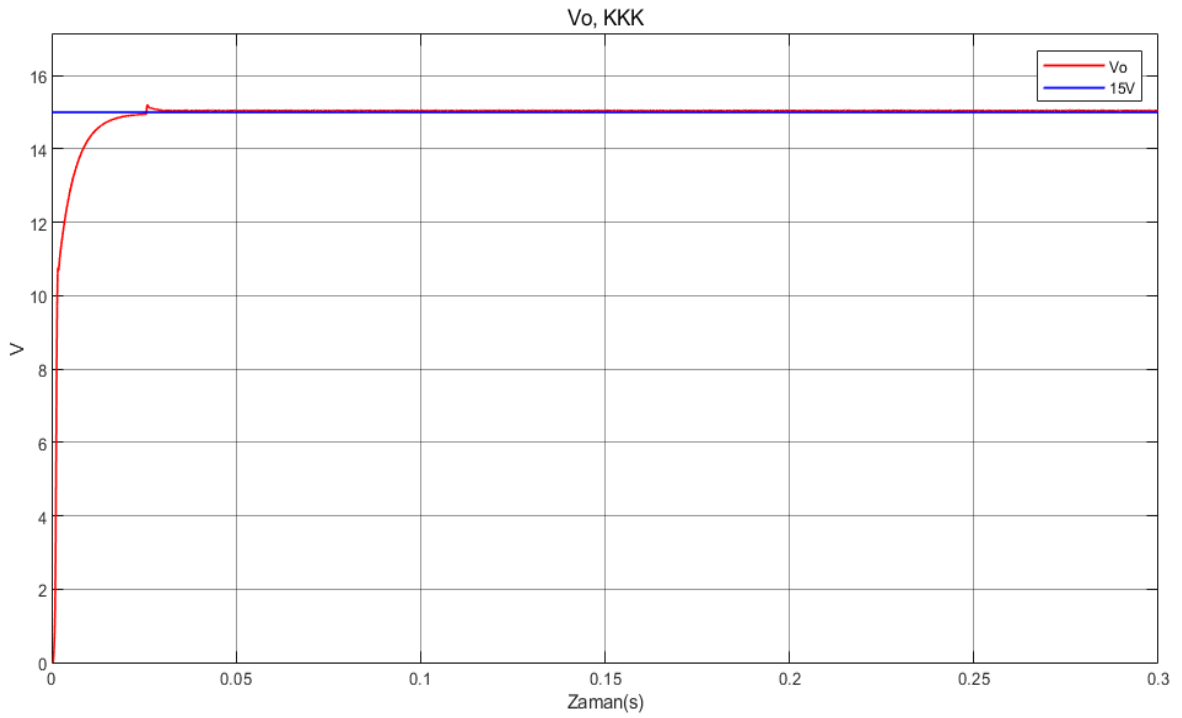
Şekil 5.14: ZKD devresinin kayan kipli kontrolü

Anahtara uygulanan KKK sinyalinin elde edilmesine ait blok diyagramı Şekil 5.15'te gösterilmektedir.



Şekil 5.15: ZKD devresi KKK sinyali blok diyagramı

Çıkış gerilimi 15.05 V DC olarak elde edilmiş ve referans gerilim olan 15V DC gerilime %0.333 hata ile yaklaşmıştır. KKK ile denetlenen ZKD'nin çıkış gerilimi Şekil 5.16'da gösterilmektedir.

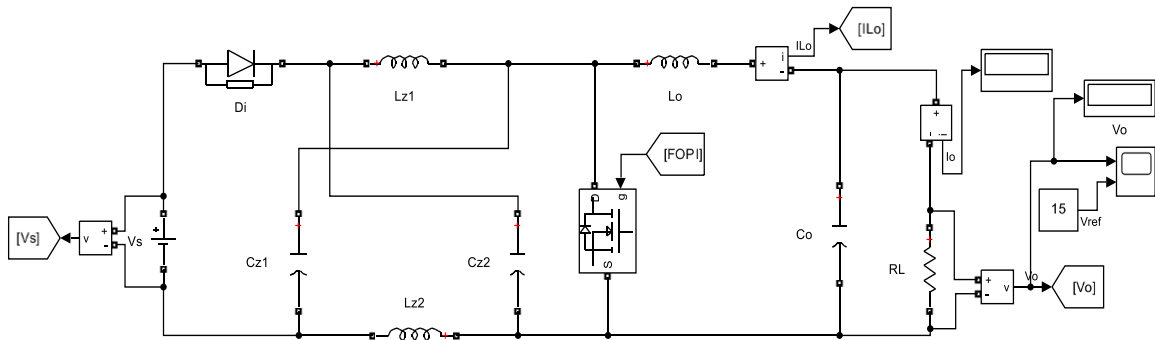


Şekil 5.16: ZKD devresi KKK çıkış grafiği

PI kontrolör ile kontrol edilen devrenin çıkış gerilimindeki aşım KKK yönteminde daha küçük olarak gözlemlenmiştir. Başlangıçta 15.21 V'ye ulaşan aşım mevcuttur. Çıkış gerilimi 30 ms'de referans gerilime oturmuştur. Ancak PI kontrolörle denetimde olmayan 0.05 V DC kararlı hâl hatası (steady-state error) gözlenmiştir.

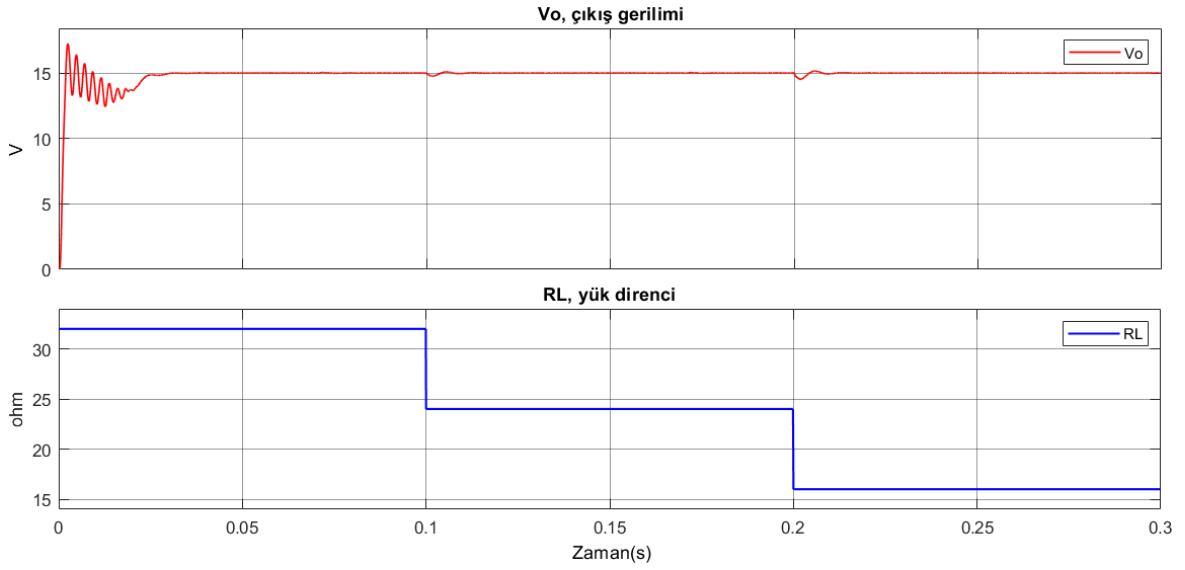
5.4 ZKD Devresinin KKKK ile Denetimi

Önceki bölümde bulunan denklem (3.37) kullanılarak, Matlab/Simulink programında blok diyagramlar yardımıyla tasarlanan ZKD devresi için kesirli kayan kipli kontrol sinyali elde edilmiş ve devredeki anahtara uygulanmıştır. K , K_i , K_p , λ , w_b ve w_h katsayıları, PSO algoritması kullanılarak belirlenmiştir. Bahsedilen K , K_i , K_p ve λ katsayıları denklem (3.37)'de belirtilen katsayılardır. λ , kesir derecesini göstermektedir. w_b ve w_h katsayıları ise Simulink programındaki kesirli türev ve kesirli integral bloklarının frekans aralığını belirten sınır değerlerdir. Bu işlem sırasında ITAE, ITSE, IAE, ISE amaç fonksiyonları için ayrı ayrı algoritma çalıştırılmıştır. Elde edilen katsayılardan hangisinin daha iyi sonuç verdiği, çıkış gerilimine bakılarak belirlenmiştir. Sonuçlara göre ITAE amaç fonksiyonu kullanılarak PSO algoritması tarafından belirlenen $K=2387.3$, $K_i=1.159$, $K_p=2$, $\lambda=0.764$, $w_b=2$, $w_h=14394$ katsayıları, kesirli kayan kipli kontrol blok diyagramında kullanılmıştır. Simülasyon devresi, Şekil 5.17'de gösterilmiştir.

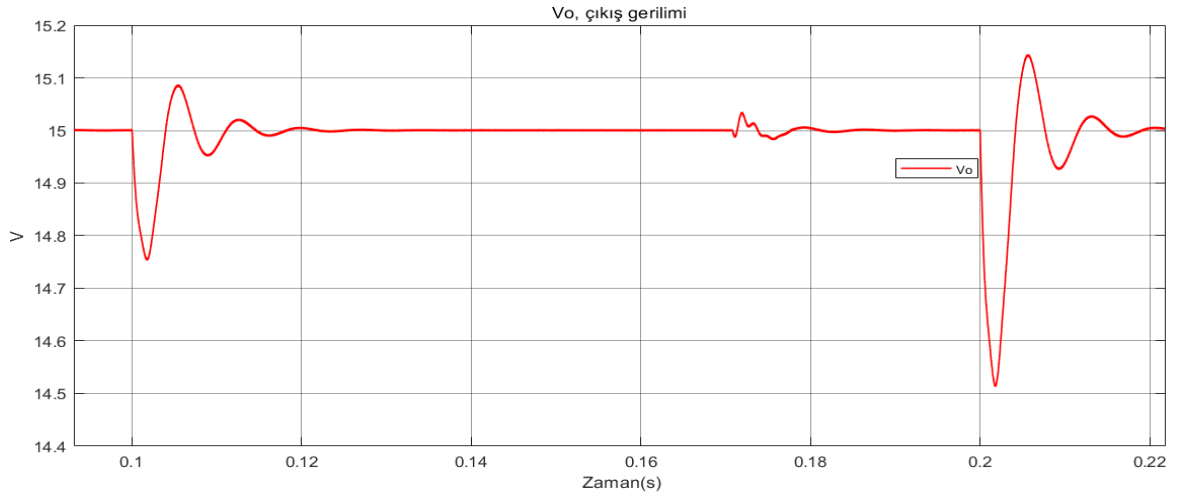


Şekil 5.17: ZKD devresinin kesirli kayan kipli kontrolü

Anahtara uygulanan KKKK sinyalinin elde edişi Şekil 5.18'de gösterilmektedir.



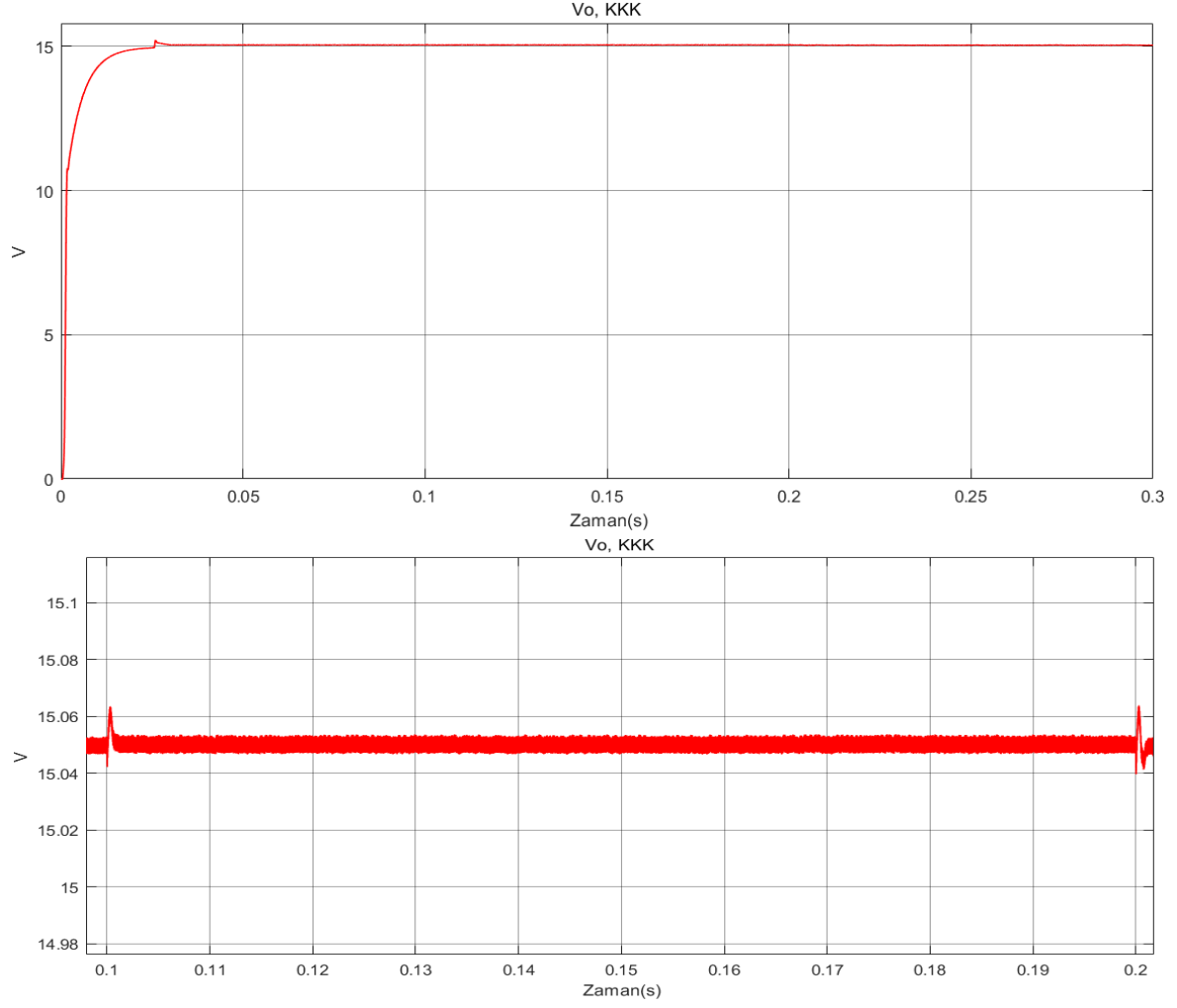
Şekil 5.21: PI kontrolörlü ZKD devresi yük direnci ve çıkış gerilimi değişimi



Şekil 5.22: PI ile denetlenen ZKD devresi 0.1 ve 0.2 sn'de çıkış gerilimi

PI kontrolör ile denetimde 0.1 sn ve 0.2 sn'de yani direnç değişim noktalarında, 15 V olan çıkış geriliminde 14.5 V'ye kadar sönümlenme, 15.15 V'ye kadar aşım mevcuttur. Gerilimin oturma süresi ise 20 ms'dir.

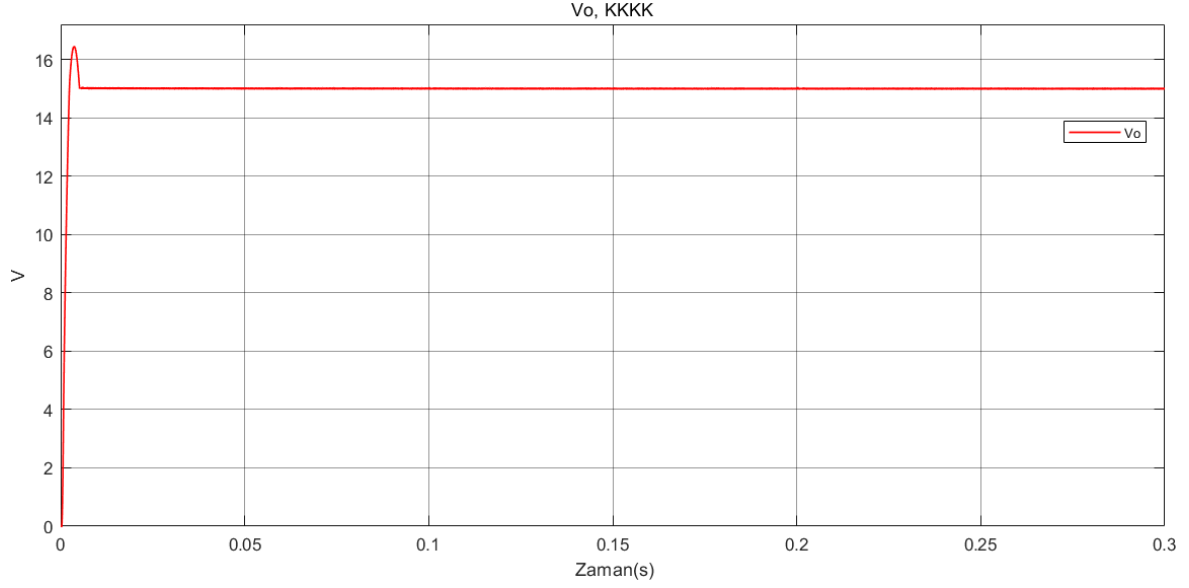
KKK ile denetlenen ZKD devresinin yük değişimi sonucunda elde edilen çıkış gerilimi ve yakınlştırılmış hâli beraber Şekil 5.23'te verilmiştir.



Şekil 5.23: KKK ile denetlenen ZKD devresi yük direnci değişimi sonucu çıkış gerilimi

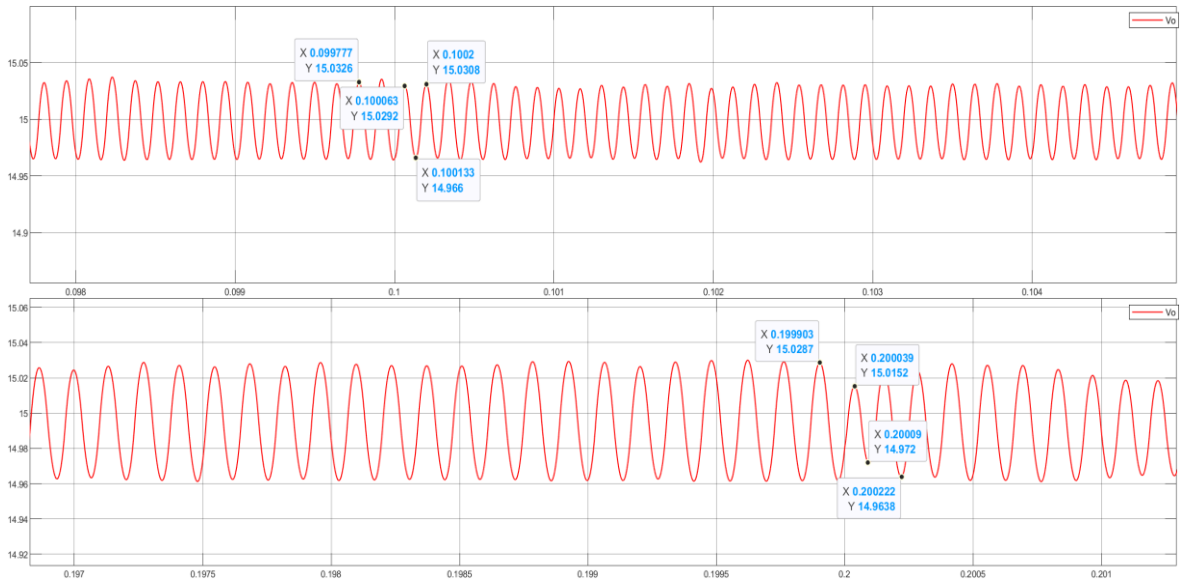
KKK ile denetimde 0.1 sn ve 0.2 sn’de yani direnç değişim noktalarında, 15.05 V olan çıkış geriliminde 15.04 V’ye kadar sönümlenme, 15.07 V’ye kadar aşım mevcuttur. Gerilimin oturma süresi ise 1 ms’dir.

KKKK ile denetlenen ZKD devresinin yük değişimi sonucunda elde edilen çıkış gerilimi Şekil 5.24’te verilmiştir.



Şekil 5.24: KKKK ile denetlenen ZKD devresi yük direnci değişimi sonucu çıkış gerilimi

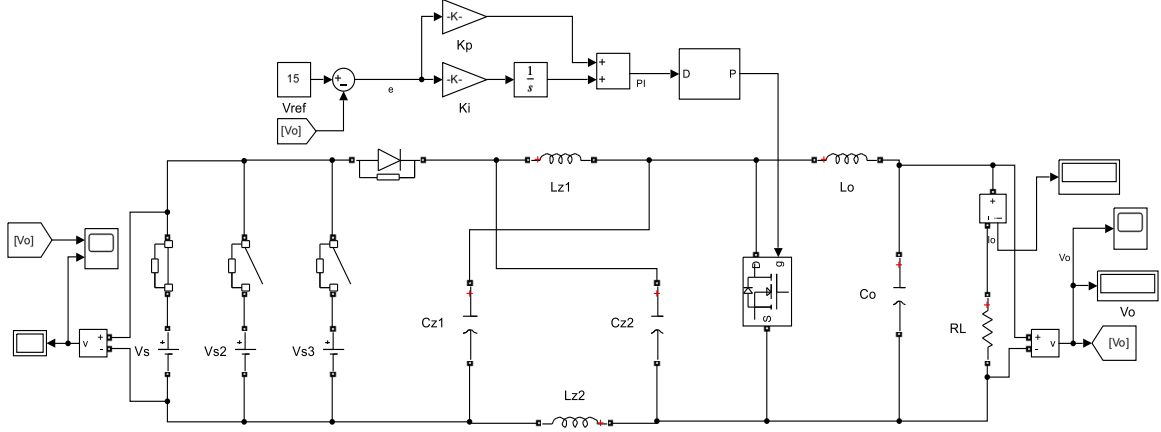
KKKK ile denetimde 0.1 sn ve 0.2 sn'de yani direnç değişim noktalarında, 14.99 V olan çıkış geriliminde herhangi bir sönümleme ve aşım gözlenmemiştir. Ölçümde bir değişiklik olmasa da grafiğe daha yakından bakıldığında, 0.2 sn'de, salınım yapan sinyalin tepe değerinin 15.0287 V'den 15.0152 V'ye düştüğü görülmektedir. Fakat bu sönümleme yaklaşık 0.3 ms'de tekrar eski değerini almış ve ölçümde değişiklik yaratmayacak bir sürede gerçekleşmiştir. Bahsedilen sönümlemeyi gösteren grafik Şekil 5.25'te verilmiştir. KKKK yöntemi ile ZKD devresi denetimi gayet başarılı sonuç vermiştir.



Şekil 5.25: KKKK ile denetlenen ZKD devresi 0.1 ve 0.2 sn'de çıkış gerilimi

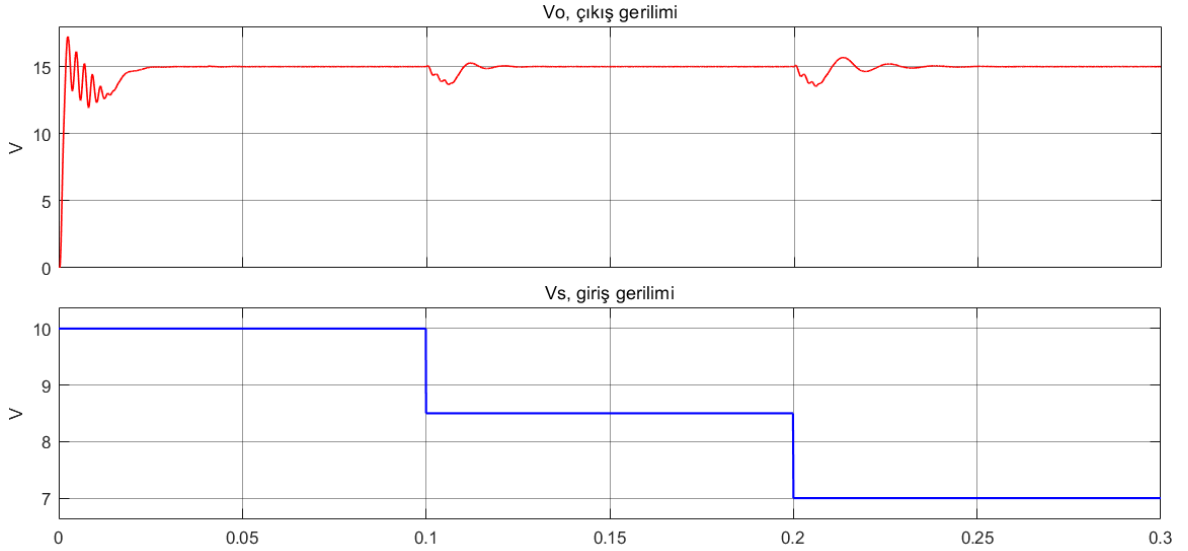
5.5.2 Denetleyicilerin giriş gerilimi değişimine tepkisi

ZKD devresinde DC 10 V olan giriş (kaynak) gerilimi öncelikle 8.5 V'ye, daha sonra 7 V'ye düşürülerek çıkış gerilimi gözlenmiştir. PI kontrolörle denetlenen ZKD devresinin giriş gerilimi değişimi için kullanılan simülasyon şeması Şekil 5.26'da gösterilmektedir. Diğer denetim yöntemlerinde de aynı şekilde gerilim değişimi yapılmıştır.



Şekil 5.26: ZKD devresi giriş gerilimi değişimi

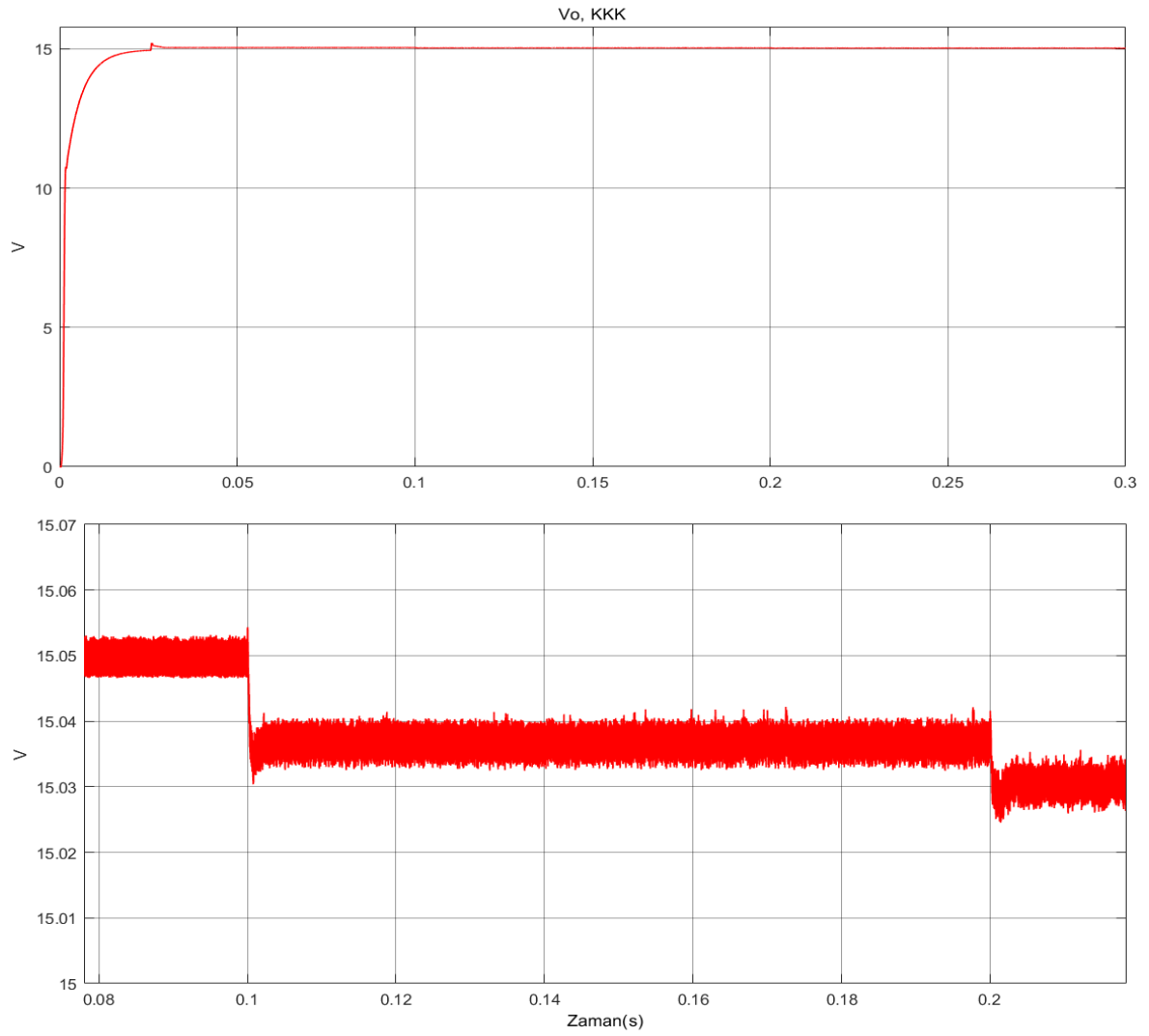
Kaynak gerilimi değişimi ve elde edilen çıkış gerilimi grafiği Şekil 5.27'de gösterilmektedir.



Şekil 5.27: PI kontrolörlü ZKD devresi giriş ve çıkış gerilimi değişimi

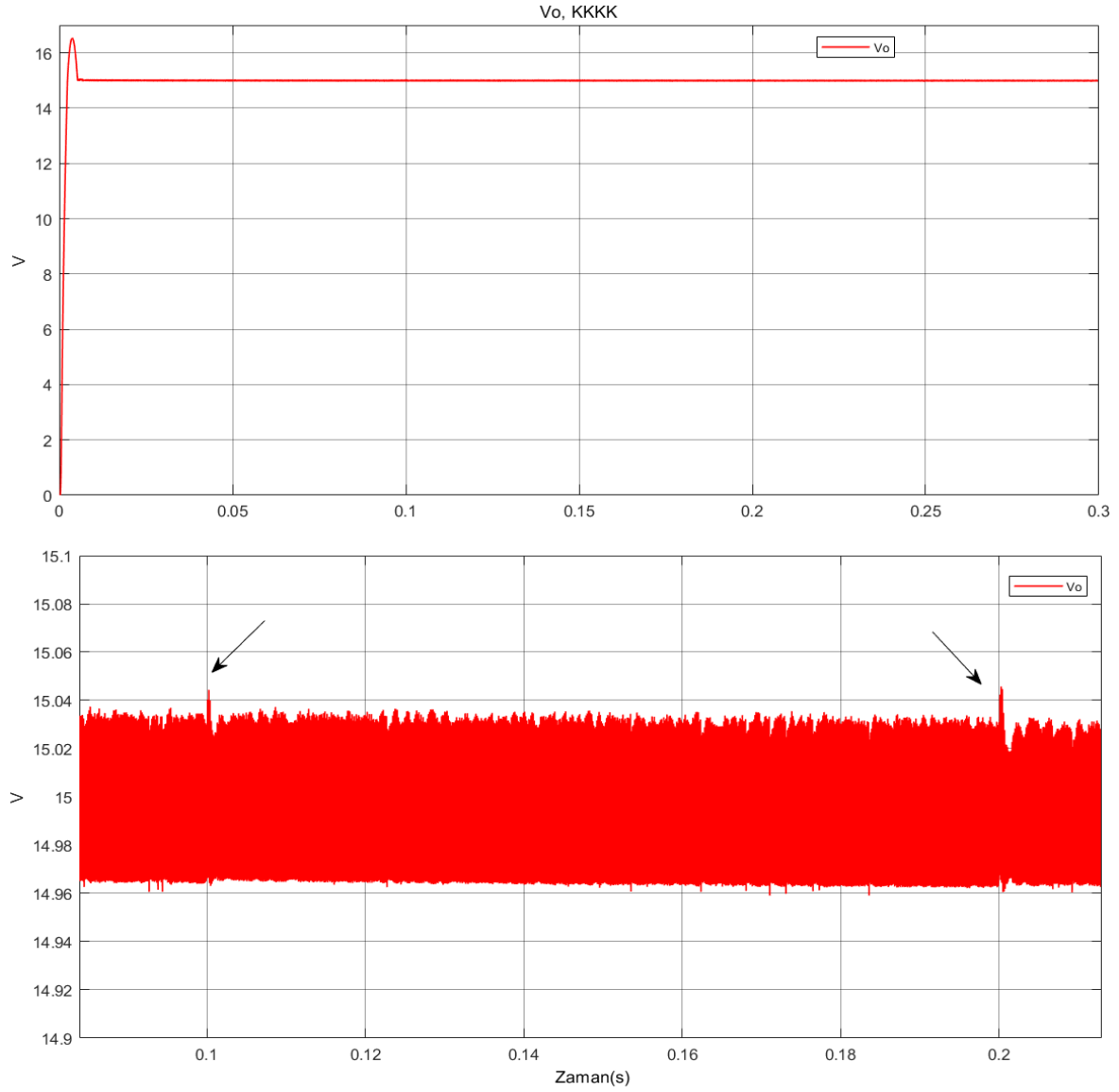
PI kontrolör ile denetimde 0.1 sn ve 0.2 sn'de yani kaynak gerilimi değişim noktalarında, 15 V olan çıkış geriliminde 13.55 V'ye kadar sönümlenme, 15.65 V'ye kadar aşım mevcuttur. Gerilimin oturma süresi ise 40 ms'dir.

KKK ile denetlenen ZKD devresinin giriş gerilimi değişimi sonucunda elde edilen çıkış gerilimi grafiği ve yakınlıştırılmış hali beraber Şekil 5.28’de verilmiştir.



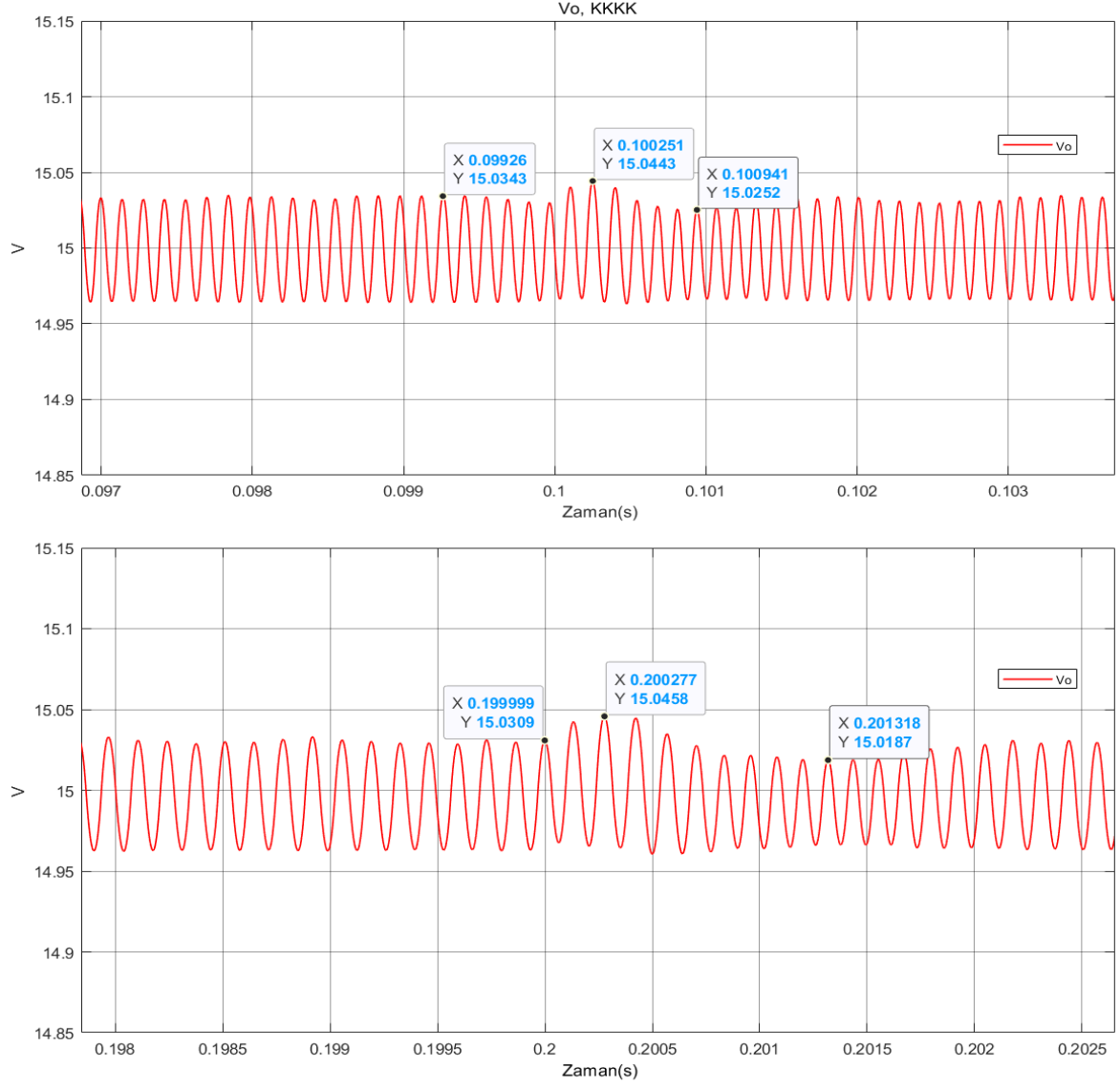
Şekil 5.28: KKK ile denetlenen ZKD devresi çıkış gerilimi değişimi

KKK ile denetimde 0.1 sn ve 0.2 sn’de yani gerilim değişim noktalarında, 15.05 V olan çıkış geriliminde 15.03 V’ye kadar sönümleme mevcuttur. Gerilimin oturma süresi ise 3 ms’dir. KKKK ile denetlenen ZKD devresinin kaynak gerilimi değişimi sonucu elde edilen çıkış gerilimi ve yakınlıştırılmış hali Şekil 5.29’da verilmiştir.



Şekil 5.29: KKKK ile denetlenen ZKD devresi giriş ve çıkış gerilimi değişimi

KKKK ile denetimde 0.1 sn ve 0.2 sn'de yani kaynak gerilimi değişim noktalarında, 14.99 V olan çıkış geriliminde herhangi bir sönümlenme ve aşım gözlenmemiştir. Ölçümde bir değişiklik olmasa da grafiğe daha yakından bakıldığında, salınım yapan sinyalin tepe değerinin 15.0309 V'den 15.0458 V'ye çıktığı görülmektedir. Fakat bu aşım yaklaşık 1 ms'de tekrar eski değerini almış ve ölçümde değişiklik yaratmayacak bir sürede gerçekleşmiştir. Bahsedilen aşımı gösteren grafik Şekil 5.30'da verilmiştir.



Şekil 5.30: KKKK ile denetlenen ZKD devresi 0.1 ve 0.2 sn'de çıkış gerilimi

Uygulanan tüm denetim yöntemlerinin yük ve kaynak gerilimi değişimlerine tepki süresi, aşım ve sönümlenme değerleri Tablo 5.2'de verilmiştir.

Tablo 5.2: Simülasyon sonuçları değerleri

Uygulanan Değişiklik	Denetim Yöntemi	Yük Gerilimi(V)	En Yüksek Aşım Değeri(V)	En Düşük Sönüm Değeri(V)	Oturma Süresi(ms)
Yük Direnci Değişikliği	PI	15	15.15	14.5	20
	KKK	15.05	15.07	15.04	1
	KKKK	14.99	Yok	Yok (15.0287- 15.0152 tepe)	0.3
Kaynak Gerilimi Değişikliği	PI	15	15.65	13.55	40
	KKK	15.05	Yok	15.03	3
	KKKK	14.99	Yok (15.0309- 15.0458 tepe)	Yok	1

Verilere bakıldığında, KKKK yöntemi ile ZKD devresi denetimi hem yük direnci değişiminde hem de kaynak gerilimi değişiminde en kısa sürede tepki veren yani en başarılı sonuç elde edilen denetim yöntemi olmuştur.

6. SONUÇ

Günümüzde DC-DC dönüştürücüler yaygın olarak kullanılmaktadır. Mevcut olan dönüştürücüler üzerinde iyileştirme çabaları gösterilmekte veya zamanla yeni tip dönüştürücüler bulunmakta ve üzerinde oldukça fazla çalışmalar yapılmaktadır. Bu durumlardan ötürü dönüştürücülerin denetlenmesi konusu da önem arz etmektedir.

Bu tez çalışmasında Z-kaynaklı DC-DC dönüştürücü devresinin analizi yapılmış ve devredeki anahtarın açık ve kapalı konumuna göre matematiksel denklemleri elde edilmiştir. Bu denklemlerden yola çıkarak SSAM ile transfer fonksiyonu bulunmuştur. Daha sonra genel devre denklemleri çıkarımı yapılmıştır. Matlab/Simulink simülasyon programında devre üç farklı yöntemle kontrol edilmiştir. Bunlar; PI kontrolör, KKK ve KKKK'dir. Denetleyicilerin parametreleri belirlenirken PSO algoritması kullanılmıştır. Parametreler belirlenirken, üç yöntem için de dört adet amaç fonksiyonunun her biri için algoritma çalıştırılmış ve elde edilen en iyi çıkış gerilimine göre fonksiyonlardan bir tanesi seçilmiş, o fonksiyon sonucunda çıkan değerler de optimum değerler kabul edilmiştir.

Denetim yöntemlerinin karşılaştırılması için devrede öncelikle 32Ω olan yük direnci 24Ω 'a, daha sonra 16Ω 'a düşürülerek, üç denetleme yöntemi için de çıkış gerilimi gözlenmiştir. İkinci olarak yük 32Ω sabit tutularak, DC 10V olan giriş gerilimi önce 8.5 V'ye, daha sonra 7 V'ye düşürülerek üç denetleme yöntemi için de çıkış gerilimi gözlenmiştir. PI kontrol yönteminde, yük ve kaynak gerilimi değişiminde hem aşım hem de sönümlenme miktarı, KKK ve KKKK yöntemlerine göre daha fazla olmuştur. KKK yönteminde ise aşım ve sönümlenme PI kontroldeki kadar olmasa da görülmüş fakat kısa sürede tekrar sinyal eski değerine oturmuştur. KKKK yönteminde hem yük hem de gerilim değişiminde herhangi bir aşım ve sönümlenme görülmemiştir. Sinyale daha yakından bakıldığında sadece sinyalin tepe noktalarında çok kısa zamanda çok küçük değişimler vardır ve ölçümde değişim gözlenmemiştir.

Sonuç olarak elde edilen veriler ışığında, direnç ve gerilim değişimine en iyi tepkiyi veren yöntem KKKK olmuştur. KKKK yönteminin PI kontrol ve KKK yöntemlerine göre daha gürbüz olduğu görülmüştür.

Gelecekte, bu tez çalışmasında kullanılan PSO yerine Genetik Algoritma, Karınca Kolonisi Optimizasyonu, Yapay Arı Kolonisi gibi algoritmalar kullanılabilir. Denetleyici olarak PI kontrolör yerine PID, PD veya bulanık mantık kontrolör denenebilir. Geleneksel KKK yöntemi yerine adaptif KKK, Geri-adım (back-stepping) KKK, Histeresis Modülasyonlu (Hysteresis Modulation-Based) KKK, İntegral KKK, Eğim (Tilt) İntegral KKK, Hiyerarşik KKK yöntemleri kullanılabilir. Kesirli PI^λ kontrolör yerine de kesirli $PI^\lambda D^\mu$ veya PD^μ kontrolör kullanılabilir. Çatırdama etkisini azaltmak amaçlı anahtarlama fonksiyonu yerine yumuşak geçişli fonksiyonlar kullanılarak sonuçlar değerlendirilebilir.

7. KAYNAKLAR

- [1] **M. S. Endiz, R. Akkaya**, “Yarı empedans kaynaklı bir inverterin tasarımı ve gerçekleştirilmesi,” Araştırma Makalesi, *Pamukkale Univ Muh Bilim Derg*, 28(2), 240-247, pp. 240-247, 2022.
- [2] **U. Aydın**, “Buck-boost Dönüştürücü Devresinin PID ve Kayan Kipli Kontrol ile Denetimi,” Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ, 2019.
- [3] **S. Alatai, M. Salem, D. Ishak, H. S. Das, M. A. Nazari, A. Bughneda, M. Kamarol**, “A Review on State-of-the-Art Power Converters: Bidirectional, Resonant, Multilevel Converters and Their Derivatives,” *Appl. Sci.* 2021, 11, 10172.
- [4] **F. Mumtaz, N. Z. Yahaya, S. T. Meraj, B. Singh, R. Kannan, O. Ibrahim**, “Review on non-isolated DC-DC converters and their control techniques for renewable energy applications”, *Ain Shams Engineering Journal*, 12 (2021) 3747–3763.
- [5] **S. Sarode, S.G. Kadwane**, “Dynamic Modelling & Controller Design for Z-Source DC-DC Converter,” *International Journal of Scientific Engineering and Technology Volume 2 Issue 4*, pp : 272-277, 1 April 2013.
- [6] **A. Uçar**, “Design and Implementation of Z-source Full-bridge DC/DC Converter”, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, 2012.
- [7] **X. Fang**, “A Novel Z-Source DC-DC Converter,” *Conference Paper*, May 2008.
- [8] **Ç. Pekuz**, “Z-Source, full bridge dc/dc converter,” Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, 2010.
- [9] **J. Zhang, J. Ge**, “Analysis of Z-source DC-DC Converter in Discontinuous Current Mode”, School of Electrical & Electronic Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan, China, 2010.
- [10] **V. P. Galigekere N**, “Steady-state and small-signal Modeling of the power-stage of pwm z-source converter,” Doctor of Philosophy, Wright State University, 2012.
- [11] **V. P. Galigekere and M. K. Kazimierczuk**, “Analysis of PWM Z-Source DC-DC Converter in CCM for Steady State,” *IEEE transactions on circuits and systems—I: regular papers*, vol. 59, no. 4, April 2012.
- [12] **M. B. Debbat, A. E. Aroudi**, “Design of Sliding Mode Control for Z-Source DC-DC Converter”, Conference Paper, November 2014.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- [13] **E. Köse, K.Abacı, S. Aksoy**, “Kayma Kipli Kontrolde Farklı Erişim Alt Yaklaşımlarının Analizleri,” *6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11)*, Elazığ, Turkey, 16-18 May 2011.
- [14] **E. Pişkin**, “*Kesirli Türev giriş*”, YouTube (11 Mart 2023). (Erişim tarihi:1 Ekim 2024). [Çevrimiçi Video]. URL:<https://www.youtube.com/watch?v=VxaYBUwbvb0>
- [15] **A. Ömeroğlu**, “DC motorun kesir dereceli kayan kipli hız denetimi,” Yüksek Lisans Tezi, Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Van, 2019.
- [16] **N. Bouarroudj, D. Boukhetalab, B. Benlahbib and B.Batoun**, “Sliding Mode Control based On Fractional order Calculus for DC-DC Converters,” *International Journal of Mathematical Modelling & Computations*, Vol. 05, No. 04, Fall 2015, 319-333.
- [17] **N. Chafekar, U. M. Mate, S. R. Kurode and V. A. Vyawahare**, “Design and Implementation of Fractional Order Sliding Mode Controller for DC-DC Buck Converter,” *Fifth Indian Control Conference (ICC), IIT Delhi, India*, January 9-11, 2019.
- [18] **S. V. Adhul, T. Ananthan**, “FOPID Controller for Buck Converter,” *Third International Conference on Computing and Network Communications (CoCoNet'19)*, Procedia Computer Science 171, pp. 576–582, 2020.
- [19] **S. D. Jagdale and R. M. Nagarale**, “Fractional order smc for dc-dc buck converter,” *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, Vol. 6, Issue 5, pp. 2228-2235, Nov. 2013.
- [20] **P. Warriar and P. Shah**, “Fractional Order Control of Power Electronic Converters in Industrial Drives and Renewable Energy Systems: A Review,” *Article in IEEE Access*, vol. 9, April 2021.
- [21] **S. Ahmadzadeh, G. A. Markadeh, N. Abjadi**, “Back-Stepping Sliding Mode Control of a Z-Source DC-DC Converter”, 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC), pp. 414-418, 2018.
- [22] **H. Zaman, X. Zheng, S. Khan, H. Ali**, “Hysteresis Modulation-Based Sliding Mode Current Control of Z-Source DC-DC Converter”, *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Xiaohua Wu School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, China, 2016.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- [23] **A. ÖZTÜRK, S. ALKAN**, “Parçacık Sürü Optimizasyonu ile Fotovoltaik Sistemlerde Kullanılan DC-DC Dönüştürücünün Kontrolü”, İleri Teknoloji Bilimleri Dergisi Cilt 2, Sayı 3, s.110-120, Düzce Üniversitesi, 2013.
- [24] **E. Çetin**, “Parçacık Sürüsü Optimizasyonu Tabanlı PID Kontrolör ile AA Servomotor Denetimi”, Yüksek Lisans Tezi, Hitit Üniversitesi, Çorum, 2013.
- [25] **O. Kapukaya**, “Adaptif Parçacık Sürü Optimizasyonu ve Karınca Kolonisi Algoritması Kullanarak Öz Ayarlamalı PID Denetleyici Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş, 2019.
- [26] **H.O. Erkol**, “GA ve PSO ile Kontrol Parametrelerinin Optimizasyonu”, Araştırma Makalesi, *Karaelmas Fen ve Mühendislik Dergisi*, 7(1):179-185, 2017.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Adı Soyadı : Onur ÇİNE

Doğum tarihi ve yeri :

e-posta :

Öğrenim Bilgileri

Derece	Okul/Program	Yıl
Y. Lisans	Balıkesir Üniversitesi/Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2023-2025
Lisans	Dokuz Eylül Üniversitesi/ Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2006-2012
Lise	Adnan Menderes Anadolu Lisesi	2002-2006

Yayın Listesi

- [1] O. Çine, M. Demirtaş, “Z Kaynaklı DC-DC Konvertörün Kayan Kipli Kontrolü ve Katsayıların Optimizasyonu”, 6th International Conference on Scientific and Innovative Studies ICSIS, ss. 227-232, Konya, Türkiye, 9-10 Aralık, 2025 [**Tezden türetilmiştir**].
- [2] O. Çine, M. Demirtaş, “Z Kaynaklı DC-DC Konvertörün PI Kontrolü ve Katsayıların Optimizasyonu”, 6th International Conference on Scientific and Innovative Studies ICSIS, ss. 417-421, Konya, Türkiye, 9-10 Aralık, 2025 [**Tezden türetilmiştir**].