

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ AKIM MODUNDA ÇALIŞAN ALÇALTICI
TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN GERİLİM
KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ömer ÖZDEMİR

Enstitü Anabilim Dalı : **ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**
Enstitü Bilim Dalı : **ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ**
Tez Danışmanı : **Doç. Dr. İrfan YAZICI**

Temmuz 2018

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

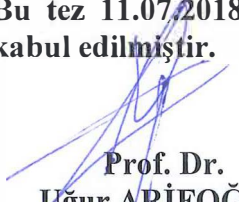
SÜREKLİ AKIM MODUNDA ÇALIŞAN ALÇALTICI
TİP DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN GERİLİM
KONTROLÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ


Ömer ÖZDEMİR

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Bu tez 11.07.2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği / çoğunluğu ile kabul edilmiştir.


Prof. Dr.
Uğur ARİFOĞLU
Jüri Başkanı


Doç. Dr.
İrfan YAZICI
Üye


Dr. Öğr. Üyesi
Nihat PAMUK
Üye

BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.



Ömer ÖZDEMİR

11.07.2018

TEŞEKKÜR

Tez alıŐma konumu öneren ve tım aŐamalarında yardımlarını esirgemeyen, bilgi birikimi ve deneyimi ile bana yol gösteren değerli danıŐman hocam Doç. Dr. İrfan YAZICI 'ya teŐekkürü bir borç bilirim.

Bu tez çalıŐmam süresince desteklerini gördüğüm değerli hocalarıma ve mesai arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Öęrenim hayatım boyunca maddi ve manevi olarak benden yardım ve hoŐ görüsünü esirgemeyen, desteklerini sürekli hissettiğim sevgili aileme Őükranlarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR	i
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	v
ŞEKİLLER LİSTESİ	vii
TABLOLAR LİSTESİ	x
ÖZET	xi
SUMMARY	xii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ	1
1.1. Anahtarlama DA-DA Dönüştürücüler	4
1.2. Literatür Özeti	7
1.3. Tezin Bölümleri	8
BÖLÜM 2.	
DÖNÜŞTÜRÜCÜ MİMARİSİ, ÇALIŞMA İLKELERİ ve DEVRE ANALİZİ...	10
2.1. PWM Kontrol Yöntem Çeşitleri	12
2.1.1. Gerilim kontrollü PWM yöntemi	12
2.1.2. Akım kontrollü PWM yöntemi	13
2.1.3. İleri yönde beslemeli gerilim kontrollü PWM yöntemi	14
2.2. Alçaltıcı Tip DA-DA Dönüştürücü Mimarisi ve Devre Analizi	15
2.3. Endüktans Akımının Tepeden Tepeye Dalgalanması	19
2.4. Kapasite Geriliminin Tepeden Tepeye Dalgalanması	20
2.5. Alçaltıcı Tip DA-DA Dönüştürücünün Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi	22
2.6. Eleman Değerlerinin Hesaplanması	24

2.7. Alçaltıcı Tip DA-DA Dönüştürücünün Matlab/Simulink Ortamında Tasarlanması.....	25
BÖLÜM 3.	
KONTROL YÖNTEMLERİ	27
3.1. Kayan Kipli Kontrol.....	27
3.1.1. Kayan kipli kontrolün ayırt edici özellikleri	28
3.1.2. Kayan kipli kontrolöre ait kavramlar	30
3.1.3. Ayrık-zaman kayan kipli kontrolör tasarımı	32
3.1.3.1. Ayrık-zaman KKK sistemi için kayma yüzeyi tasarımı	34
3.1.3.2. Ayrık-zaman KKK sistemi için kontrol kuralının tasarımı	36
3.1.3.3. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için ayrık-zaman KKK tasarımı	37
3.2. LQR Kontrol	39
3.2.1. Sürekli-zaman LQR kontrolör tasarımı	40
3.2.2. Servo sistemden yararlanılarak artırılmış durum-uzay modelinin elde edilişi.....	42
3.2.3. Ayrık-zaman LQR kontrolör tasarımı	43
3.3. PID Kontrol	45
3.3.1. Ayrık-zaman PID kontrolör tasarımı	47
BÖLÜM 4.	
BENZETİM ÇALIŞMALARI VE SONUÇLAR	49
4.1. Referans Gerilim Değişimi	49
4.2. Giriş Gerilim Değişimi	53
4.3. Yük Değişimi	57

BÖLÜM 5.

GERÇEK ZAMAN ÇALIŞMALARI VE SONUÇLAR.....	61
5.1. Gerçek-Zaman ve Benzetim Sonuçları Açık Çevrim Karşılaştırılması	62
5.2. Referans Gerilim Değişimi İçin Gerçek-Zaman Çalışmaları	62
5.3. Giriş Gerilim Değişimi İçin Gerçek-Zaman Çalışmaları.....	64
5.4. Yük Değişimi İçin Gerçek-Zaman Çalışmaları.....	67
KAYNAKLAR	70
ÖZGEÇMİŞ	75

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif Akım
ARM	: Gelişmiş Risk Mimarisi
α	: Alfa Katsayı
C	: Kapasite
CCM	: Sürekli Akım Modu
C_K	: Kritik Kapasite Değeri
CMC	: Akım Kontrollü
D	: Diyot
d	: Doluluk oranı
DA	: Doğru Akım
DCM	: Süreksiz Akım Modu
e	: Hata
EMI	: Elektromanyetik Girişim
FM	: Frekans Modülasyonu
f_s	: Anahtarlama Frekansı
HSA	: Harmony Arama Algoritması
I	: Birim Matris
I_0	: Çıkış Akımı
I_C	: Kapasite Akımı
I_L	: Endüktans Akımı
I_Y	: Yük Akımı
K	: Kazanç Matrisi
Kd	: Türev Kazancı
Ki	: İntegral Kazancı

KKK	: Kayan Kipli Kontrolör
K_p	: Oransal Katsayı
L	: Endüktans
L_K	: Kritik Endüktans Değeri
LQR	: Doğrusal Karesel Regülatör
P	: Oransal
PD	: Oransal-Türevsel
PI	: Oransal-İntegral
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
R	: Direnç
S	: Anahtarlama Elemanı
s	: Kayma Yüzeyi
t	: Zaman
T_{off}	: Bir Periyotta Anahtarın Kesimde Kalma Süresi
T_{on}	: Bir Periyotta Anahtarın İletimde Kalma Süresi
T_r	: Dönüşüm Matrisi
Ts	: Periyot
u	: Kontrol Matrisi
V_0	: Çıkış Gerilimi
V_C	: Kapasite Gerilimi
V_D	: Diyot Gerilimi
VFC	: İleri Yönde Beslemeli Gerilim Kontrollü
V_{in}	: Giriş Gerilimi
V_L	: Endüktans Gerilimi
VMC	: Gerilim Kontrollü
V_{ref}	: Referans Gerilim
V_S	: Kaynak Gerilimi

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Bir güç çevirici sisteminin blok diyagramı	2
Şekil 1.2. Güç elektroniği devrelerinin temel yapıları.....	2
Şekil 1.3. Anahtarlama güç kaynağı blok diyagramı	5
Şekil 1.4. Temel DA-DA dönüştürücüler	6
Şekil 2.1. PWM kontrol yönteminde kontrol sinyalinin elde edilmesi	11
Şekil 2.2. Gerilim kontrollü PWM devresinin iç yapısı	13
Şekil 2.3 Akım kontrollü PWM devresinin iç yapısı.....	14
Şekil 2.4. Basitleştirilmiş bir alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devre şeması.....	15
Şekil 2.5. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü eşdeğer devreleri (a) İletimde (b) Kesimde.....	16
Şekil 2.6. İdeal alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü dalga şekilleri.....	18
Şekil 2.7. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü eşdeğer devresi.....	23
Şekil 2.8. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün matlab/simulink tasarımı	26
Şekil 3.1. Kayan kipli kontrolör için faz-düzlem gösterimi	32
Şekil 3.2. Ayrık-zaman KKK sistemleri için faz-düzlem gösterimi.....	33
Şekil 3.3. Ayrık-zaman KKK sisteminin matlab/simulink ile gösterimi.....	39
Şekil 3.4. Klasik LQR blok diyagramı	40
Şekil 3.5 Sürekli-zaman LQR blok diyagramı	41
Şekil 3.6. Servo sistem	43
Şekil 3.7. Ayrık-zaman LQR sisteminin matlab/simulink ile gösterimi	45
Şekil 3.8. Klasik ayrık-zaman PID denetleyici şeması.....	47
Şekil 3.9. Matlab/sisotool programının arayüzü.....	48
Şekil 3.10. Ayrık-zaman PID sisteminin matlab/simulink ile gösterimi.....	48
Şekil 4.1. KKK, LQR ve PID kontrolörlü alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü simulink modeli.....	49

Şekil 4.2. Rampa fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi için incelenen KKK’lı sistemin cevap eğrisi	50
Şekil 4.3. Rampa fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi için incelenen LQR kontrolörlü sistemin cevap eğrisi	50
Şekil 4.4. Rampa fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi için incelenen PID kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.....	50
Şekil 4.5. Basamak fonksiyonu şeklinde değişen referans gerilim değişimi için incelenen KKK’lı sistemin cevap eğrisi.....	51
Şekil 4.6. Basamak fonksiyonu şeklinde değişen referans gerilim değişimi için incelenen LQR kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.....	52
Şekil 4.7. Basamak fonksiyonu şeklinde değişen referans gerilim değişimi için incelenen PID kontrolörlü sistemin cevap eğrisi	51
Şekil 4.8. Rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi	53
Şekil 4.9. Rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen KKK kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.....	54
Şekil 4.10. Rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen LQR kontrolörlü sistemin cevap eğrisi	54
Şekil 4.11. Rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen PID kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.....	54
Şekil 4.12. Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi	55
Şekil 4.13. Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen KKK kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.....	55
Şekil 4.14. Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen LQR kontrolörlü sistemin cevap eğrisi	56
Şekil 4.15. Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen PID kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.....	56
Şekil 4.16. Basamak fonksiyonu şeklindeki yük değişimi için incelenen KKK kontrolörlü sistemin cevap eğrisi (a) KKK kontrolörlü sisteme ait çıkış gerilimi (b) KKK kontrolörlü sisteme ait yük akımı.....	57
Şekil 4.17. Basamak fonksiyonu şeklindeki yük değişimi için incelenen LQR kontrolörlü sistemin cevap eğrisi (a) LQR kontrolörlü sisteme ait çıkış gerilimi (b) LQR kontrolörlü sisteme ait yük akımı	58

Şekil 4.18. Basamak Fonksiyonu şeklindeki yük değişimi için incelenen PID kontrolörlü sistemin cevap eğrisi (a) PID kontrolörlü sisteme ait çıkış gerilimi (b) PID kontrolörlü sisteme ait yük akımı	58
Şekil 5.1. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresinin prototipi	61
Şekil 5.2. Açık çevrim çıkış gerilimi (a) Gerçek-zaman (b) Benzetim çalışması	62
Şekil 5.3. KKK kontrolörlü sistemin referans gerilim değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	63
Şekil 5.4. LQR kontrolörlü sistemin referans gerilim değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	63
Şekil 5.5. PID kontrolörlü sistemin referans gerilim değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	63
Şekil 5.6. KKK kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	65
Şekil 5.7. LQR kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	65
Şekil 5.8. PID kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	65
Şekil 5.9. KKK kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	66
Şekil 5.10. LQR kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	66
Şekil 5.11. PID kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	66
Şekil 5.12. KKK kontrolörlü sistemin yük değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	68
Şekil 5.13. LQR kontrolörlü sistemin yük değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	68
Şekil 5.14. PID kontrolörlü sistemin yük değişimi cevabı (a) Gerçek zaman (b) Benzetim çalışması	68

TABLolar LİSTESİ

Tablo 2.1. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devre elemanları ve değerleri	24
Tablo 3.1. Kapalı çevrim sistemin KP, KI ve KD kazanç katsayılarının etkileri	46
Tablo 4.1. Basamak fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi için incelenen sistemlerin performansları	52
Tablo 4.2. Basamak fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi için incelenen sistemlerin performansları	56
Tablo 4.3. Basamak fonksiyonu şeklindeki yükün değişimi için incelenen sistemlerin performansları.....	58
Tablo5.1. Gerçek zamanda alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devre elemanları ve değerleri.....	61
Tablo5.2. Gerçek zamanda referans gerilim değişimi için incelenen sistemlerin performansları	64
Tablo5.3. Gerçek zamanda giriş gerilim değişimi için incelenen sistemlerin performansları	67
Tablo5.4. Gerçek zamanda yük değişimi için incelenen sistemlerin performansları	69

ÖZET

Anahtar Kelimeler: Alçaltıcı Tip DA-DA Dönüştürücü, Kayan Kipli Kontrolör, Doğrusal Karesel Regülatör, Oransal-İntegral-Türev

Güç elektroniğini, kaynaktan gelen enerjinin muhtelif elemanlar vasıtası ile işlenip ya da dönüştürülüp kontrol edilerek, sistem çıkışında istenilen seviyede düzgün ve regüleli sabit ya da ayarlanabilen gerilimi temin ederek, sistem çıkışını besleme süreci olarak tanımlayabiliriz. Bilimsel ve teknolojik gelişmelerin hızla ilerlemesi beraberinde güç elektroniği ve kontrol edilebilir enerjinin önemini de artırmıştır.

Bu tezde güç elektroniği devrelerinden biri olan ve değişken veya sabit, doğru gerilimden doğru gerilim elde etmek için kullanılan, alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresi ele alınmıştır. Sürekli-akım modunda çalıştırılan alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüler için ayrık-zamanda üç farklı kontrolör tasarlanmış olup, benzetim çalışmaları ve gerçek-zaman çalışmaları ile performansları karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Bu amaçla öncelikle alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün matematiksel modeli elde edilmiş ve dönüştürücünün sürekli-akım modunda çalışabilmesi için kritik endüktans değeri hesaplanmış. Ardından dalgalanma faktörü için kritik kapasitans değeri hesaplanmıştır. Daha sonra ayrık-zamanda üç ayrı kontrolör; kayan kipli kontrolör, doğrusal karesel regülatör ve oransal-integral-türev kontrolörleri tasarlanmış ve bu kontrolörlerin performansları yerleşme zamanı, aşım ve bozuculara karşı dayanıklılık kriterleri açısından benzetim çalışmaları ve gerçek-zaman çalışmaları ile karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

Benzetim çalışmaları ve gerçek-zaman çalışmaları sonuçlarına göre, kayan kip kontrolörlü alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresi tüm aşamalarda diğer kontrolörler ile kontrol edilen dönüştürücülere göre daha iyi performans sergilemiştir.

VOLTAGE CONTROL OF DC-DC BUCK CONVERTER WHICH RUNNING IN CONTINUOUS CURRENT MODE

SUMMARY

Keywords: DC-DC Buck Converter, Sliding Mode Control, Proportional-Integral-Derivative, Linear Quadratic Regulator

We can define the power electronics as the supply process of system output by providing smooth and regulated, constant or adjustable voltage at the desired level, by processing or converting the energy from the source by means of various components. The rapid advancement of scientific and technological developments has also increased the importance of power electronics and controllable energy.

In this thesis, the DC-DC buck converter circuit is studied which is used to obtain the direct voltage from the variable or constant direct voltage. Three different controllers have been designed for the DC-DC buck converters operated in continuous-current mode and their performance is compared with the simulations and real time studies. For this purpose, firstly, a mathematical model of DC-DC buck converter is obtained and the critical inductance value is calculated so that the converter can operate in the continuous-current mode. Next, the critical capacitance value for the ripple factor is calculated. Then, in the discrete-time three different controllers; Sliding mode controller, linear quadratic regulator and proportional-integral-derivative controllers have been designed and performances of these controllers have been investigated in comparison with simulation studies and real time studies in terms of settling time, peak overshoot and durability against distortions.

According to the results of the simulation studies and real time studies, the DC-DC buck converter circuit with sliding mode controller performed better than the converters controlled with other controllers at all stages.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

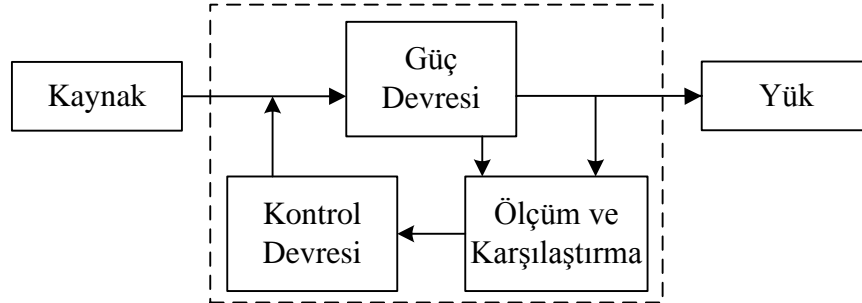
Dünyada ihtiyaç duyulan enerji miktarı, son zamanlardaki teknolojik gelişmelere paralel olarak artış göstermektedir. Yeryüzündeki fosil kaynaklı yakıtların hızla azalması, insanları ihtiyaç duyulan enerji miktarının karşılanabilmesi adına alternatif enerji kaynaklarına yönlendirmektedir. Bir çok araştırmacı, yeni enerji kaynakları olarak ekonomik ve çevre dostu olan güneş, rüzgâr, jeotermal, hidrojen, biyogaz ve dalga enerjilerinden daha fazla verim elde edebilmenin yöntemlerini araştırmaktadırlar (Yılankıran, 2004; Uysal, 2009).

Güç elektroniği devreleri, yenilenebilir enerji kaynaklarının güç devrelerinde yoğun olarak kullanılmaktadır. Bu devreler; kaynaktan gelen enerjiyi muhtelif elemanlar vasıtası ile işleyip ya da dönüştürüp kontrol ederek, sistem çıkışında istenilen seviyede düzgün ve regüleli sabit ya da ayarlanabilen gerilimi sağlarlar (Yıldız, 2009).

Yüksek verimli ve kontrol edilebilir enerji iletimi birçok cihaz için büyük önem taşımaktadır (Baştürk, 1996; Erdoğan, 2010). Bu amaçla 1960'lı yılların başlarında keşfedilen transistör ile birlikte, güç elektroniği devrelerinin uygulama alanları da hızla artmaya başlamıştır. Günümüzde uzay endüstrisi, savunma sanayi, ulaşım, kesintisiz güç kaynakları, rüzgâr ve güneş enerji santralleri gibi birçok uygulama alanının özellikle yüksek çıkış gücünün arzulandığı uygulamalar da, güç elektroniği devreleri çok yoğun olarak kullanılmaktadır (Baştürk, 1996; Deng, 2005; Mohan ve ark., 2007; Erdoğan, 2010).

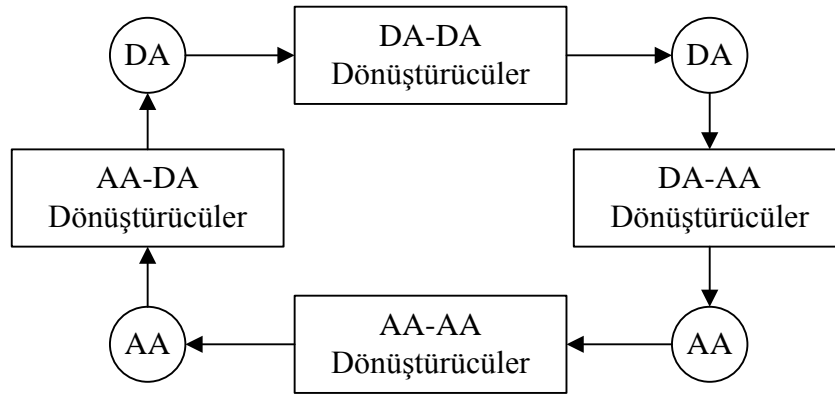
Şekil 1.1.'de bir güç çevirici sisteminin blok diyagramı gösterilmektedir. Güç çevirici sisteminin amacı, sistemin kaynak üzerinden temin ettiği enerjiyi, yük

tarafından talep edilen enerjiye uygun hale getirmektir (Yıldız, 2009; Erdoğan, 2010).



Şekil 1.1. Bir güç çevirici sisteminin blok diyagramı.

Güç düzeneği genel olarak güç devresi, kontrol devresi, ölçüm ve karşılaştırma katı olmak üzere üç bölümden oluşmaktadır. Güç devresi, giriş ve çıkış gücünün tipine göre, dört temel devre yapısı üzerine kurulmuştur. Bu devreler, Şekil 1.2.'de gösterildiği gibidir.



Şekil 1.2. Güç elektroniği devrelerinin temel yapıları.

- AA - DA dönüştürücüler / (doğrultucular, redresörler)
- DA - AA dönüştürücüler / (inverterler, eviriciler)
- DA - DA dönüştürücüler / (Da kıyıcılar, anahtarlamalı regülatörler)
- AA - AA dönüştürücüler / (AA kıyıcılar, frekans çeviriciler)

olarak yazılabilir (Bodur, 2010).

Güç elektroniği devrelerinden maksimum verim elde edebilmek için çeşitli kontrol yöntemleri geliştirilmiş ve geliştirilmeye devam edilmektedir (Yıldız, 2009).

DA-DA dönüştürücüler, birçok cihaz ve güç elektroniği devreleri için gerekli doğru gerilim ve akımı, farklı seviyelerdeki doğru gerilim ve akıma dönüştürmesi açısından çok önemlidir. Bundan dolayı DA-DA dönüştürücü türleri üzerinde ciddi çalışmalar yapılmaktadır. DA-DA dönüştürücüler genellikle, lineer regülatörler ve anahtarlama dönüştürücüler olmak üzere iki gruba ayrılırlar (Mohan ve ark., 2007; Bodur, 2010).

- Lineer regülatörler
- Anahtarlama dönüştürücüler

Lineer regülatörler, lineer güç kaynağı şebeke frekansında çalışan transformatör, doğrultucu devre, filtre devresi ve lineer regülatörden oluşurlar. Bu kaynak türü pahalı olmayıp sağlam ve dayanıklılık gibi avantajlara sahiptir. Ancak, büyük hacim, yüksek ağırlık ve düşük verim gibi dezavantajlara sahiptir (Brown, 1990).

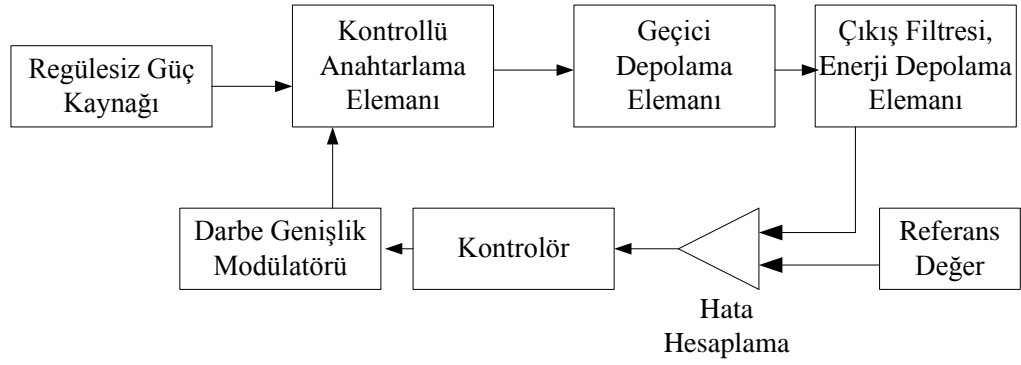
Anahtarlama dönüştürücüler, kontrollü anahtarlama yapabilmek için yapılarında en az bir tane yarı iletken güç elemanı, çıkıştaki gerilim ve akım dalgalanmalarını filtrelemek için ise endüktans ve kapasitansa sahiptirler. Ayrıca yapılarında kontrolsüz anahtarlama elemanı ve trafo da bulundurabilirler (Yıldız, 2009). Yapısında trafo bulunduran dönüştürücülerin en büyük avantajlarından biri yalıttır. Anahtarlama dönüştürücülerin kontrolü zor, pahalı ve ayrıca elektromanyetik girişim (Electromagnetic Inteference, EMI) üretirler. Bu tür devreler hacimleri küçük, hafif ve %70 ila %95 arasında yüksek verimliliğe sahiptirler. Bu devrelerde uygun tasarım ve kontrol ile, EMI değeri makul seviyelere kadar düşürülebilir. Anahtarlama regülatörler, birden çok çıkış bulundurulabilir ve çıkış geriliminin kutupları isteğe göre ayarlanabilir (Yanuarsyah ve ark., 2001; Özdemir, 2010).

1.1. Anahtarlama DA-DA Dönüştürücüler

Genellikle anahtarlama DA-DA dönüştürücüler darbe genişlik modülasyonu (pulse width modulation, PWM) tekniği kullanılarak kontrol edilirler (Özdemir, 2010). Yüksek güç yoğunlukları, hızlı tranzient cevap vermeleri, pahalı olmayışları, farklı giriş ve yük değerlerinde geniş aralıkta ayarlanabilen düzgün, sabit değerli doğru gerilim üretmeleri, elektronik ürünlerde tercih edilme sebebidir (Şahin, 2006). Anahtarlama DA-DA dönüştürücülerin başlıca uygulama alanları;

- Da motor hız kontrolü
- Kesintisiz güç kaynakları
- Akümülatör şarjı
- Galvano teknikle kaplama
- Da motor alan besleme
- Da kaynak makinaları
- Da regülatörler
- Da şalterler
- Da gerilim kaynakları

olarak verilebilir. Anahtarlama DA-DA dönüştürücüler, yapılarında kontrollü anahtarlama yapabilmek için en az bir yarı iletken güç elemanı, kontrolsüz anahtarlama için diyot ve çıkıştaki gerilimi regüle edebilmek ya da filtrelemek için endüktans ve kapasitenin değişik şekillerde bağlanması ile oluşturulur (Agrawal, 2001; Liping ve ark., 2009).



Şekil 1.3. Anahtarlama güç kaynağı blok diyagramı (Uysal 2009).

DA-DA dönüştürücüler, giriş gerilim seviyesini çıkışında belirli aralıktaki gerilim seviyesine dönüştüren ve anahtarlama mantığı ile çalışan elektronik devrelerdir. Bir DA-DA dönüştürücünün temel çalışma prensibi, pasif bir filtrenin çıkış geriliminin kontrolör yardımıyla kontrol edilmesi esasına dayanmaktadır (Bodur, 2004).

Piyasada farklı özelliklere sahip birçok dönüştürücü mevcuttur. Bunlar; temel izole olmayan (endüktanslı, tek çıkışlı) dönüştürücüler olarak kabul edilen dönüştürücüler, alçaltıcı tip (buck) dönüştürücüler, yükseltici tip (boost) dönüştürücüler ve alçaltıcı-yükseltici tip (buck-boost) dönüştürücülerdir (Mohan ve ark., 2007; Yıldız, 2009).

Temel izole olmayan dönüştürücüler;

- alçaltıcı (buck) tip dönüştürücüler
- yükseltici (boost) tip dönüştürücüler
- alçaltıcı-yükseltici tip (buck-boost) dönüştürücüler

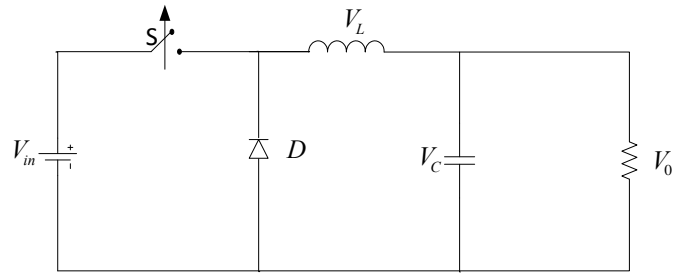
olarak gruplandırılırken, izole olmayan dönüştürücüler ise;

- cuk dönüştürücüler
- sepic dönüştürücüler
- dual sepic dönüştürücüler
- zeta dönüştürücüler

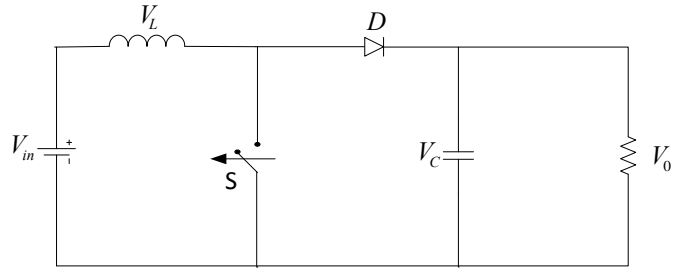
olarak gruplandırılabilir, zole dönüştürücüler ise;

- ileri yönlü (forward) dönüştürücüler
- geri dönüşlü (fly-back) dönüştürücüler
- push-pull dönüştürücüler
- yarım köprü (half-bridge) dönüştürücüler
- tam köprü (full-bridge) dönüştürücüler

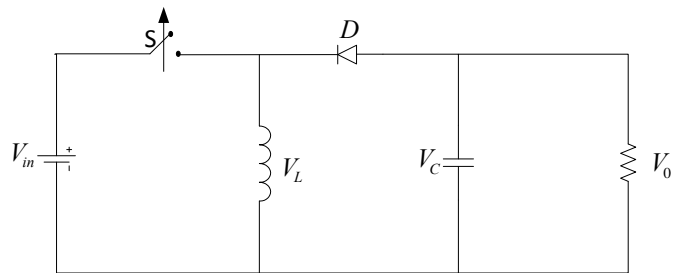
olarak gruplandırılabilir.



Alçaltıcı Tip (Buck) Dönüştürücü



Yükseltici Tip (Bost) Dönüştürücü



Alçaltıcı-Yükseltici Tip (Buck-Bost) Dönüştürücü

Şekil 1.4. Temel DA-DA dönüştürücüler (Rashid, 2001).

Diğer izole (transformatörlü, tek veya çok çıkışlı) ve izole olmayan (endüktanslı, tek çıkışlı) dönüştürücülerin her biri; şekil 1.4. ile verilen temel izole olmayan dönüştürücülerin karakteristiğini taşımaktadır (Patella ve ark., 2003; Özkan, 2007).

İzole olmayan dönüştürücülerin tasarımı, trafo içeren dönüştürücülere göre daha kolaydır. İzole dönüştürücülerin en önemli avantajı ise giriş ve çıkış arasında yalıtım olmasıdır (Yıldız, 2009).

1.2. Literatür Özeti

Kaan Kandemir (2006) “Matlab ve Simulink Kullanarak LQR ve Kutup Yerleşimi Metotları İle Tepe Vinci Kontrolü” adlı çalışmada tepe vincine ait iki boyutta dijital sistem modellemesini yaparak sistem karakteristikleri elde edilmiştir. Bu çalışmada kontrolcü olarak kutup yerleşim yöntemi ve LQR yöntemleri ele alınarak sistemin bu iki kontrolöre göre vermiş olduğu yanıt Matlab/Simulink programından elde edilmiştir. Çalışmasının sonunda ise aynı sisteme uygulanan LQR ve kutup yerleşim metotlarının birbirlerine olan avantajları ve dezavantajları karşılaştırılmıştır.

Antip Ghosh (2010)“State-space average Modeling of DC-DC Converters with parasitic in Discontinuous Conduction Mode (DCM)” adlı çalışmada, DA-DA dönüştürücü devresini tüm yükler için kesintili akım modunda çalışacak şekilde modellenmiştir. Alçaltıcı ve yükseltici tip DA-DA dönüştürücüye ait azaltılmış ve tam modellerinin tasarımını yapılmıştır. Çalışma sonunda bozucu etkiler göz önüne alınarak transfer fonksiyonunu elde edilmiş ve ideal durum hali için bode diyagramları karşılaştırmıştır.

Jorge Cortes; Vladimir Svikovic; Pedro Alou; Jesus A. Oliver; Jose A. Cobos (2014), “Comparison of the behavior of voltage mode, V2 and V2Ic control of a buck converter for a very fast and robust dynamic response” adlı çalışmada, alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresinin arzulanan çalışma bölgesi üzerinde istikrarlı ve sağlam kalmasının yanı sıra, çok hızlı dinamik reaksiyon elde etmek için kontrol parametrelerini belirleyen bir optimizasyon yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem

farklı analog kontrollere uygulanmış ve hangi kontrolün dinamik reaksiyon ve istikrar açısından sisteme en iyi performansı sunduğunu değerlendirmek için çıkış gerilimi (kondansatör gerilimi) kontrol edilmiş kontrolörün farklı durumlar için karşılaştırılması yapılmıştır.

Mohammed Alkrunz (2016) “Design of discrete time controllers for the DC-DC boost converter” adlı çalışmada, yükseltici tip DA-DA dönüştürücüye ait küçük-sinyal modelinin tasarımı yapılmıştır. Ayrık-zamanda kutup yerleştirme yöntemi ve LQR yaklaşımları kullanılarak, iki farklı kontrolör tasarlanmış ve yükseltici tip dönüştürücüye uygulanmıştır. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücünün performansı Matlab/Simulink programı kullanılarak, farklı çalışma koşulları için sonuçların karşılaştırılması yapılmıştır.

Ercan Köse, Aydın Mühürücü, Gülçin Mühürücü, Muhammed Nurullah Temiz (2016) “Optimal Control Of A Buck Converter By Using PI Controller Based On HSA Algorithm” adlı çalışmada, alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresinin çıkış gerilim değeri optimize edilmiştir. Bu çalışmada ayrık zamanlı PI algoritması kullanılmış, PI kontrolörüne ait K_p ve K_i parametreleri Harmony Arama Algoritması (HSA) üzerinde optimize edilmiştir. Kontrolörün vermiş olduğu yanıtlar Matlab/Simulink programında incelenmiş ve kontrol sürecinin başarısı araştırılmıştır.

1.3. Tezin Bölümleri

Birinci bölümde, güç elektroniğinin tanımı, amacı ve kullanım alanları hakkında kısa bilgiler verilerek, genel bir giriş yapılmıştır. Dönüştürücüler ve çeşitlerinden bahsedildikten sonra, anahtarlamalı dönüştürücüler ve çeşitleri hakkında kısa bilgiler verilmiştir. Son olarak, literatürdeki çalışmalar hakkında açıklamalarda bulunulmuştur.

İkinci bölümde, alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün tanımı yapılmış, amacı ve kullanım alanları açıklanmıştır. Çıkış geriliminin nasıl kontrol edilebileceği hakkında bilgi verilerek, PWM kontrol yönteminde kontrol sinyalinin nasıl elde edildiğine

değinilmiş ve PWM kontrol çeşitlerinden bahsedilmiştir. Daha sonra alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü mimarisi ve çalışma prensibi açıklanarak devre analizi gerçekleştirilmiş, sürekli akım modu için kritik eleman değerleri hesaplanmış ve alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüye ait parametre değerleri belirlenmiştir. Son olarak, belirlenen parametre değerleri kullanılarak Matlab/Simulink programında alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüye ait devre tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Üçüncü bölümde, ilk olarak kayan kipli kontrolörün tanımı, amacı ve kullanım alanları hakkında genel bir bilgi verilmiş, kayan kipli kontrolöre ait ayırt edici kavramlar ve özelliklerden bahsedilerek ayırık-zaman KKK kontrolörlü alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüye ait tasarım parametreleri elde edilmiştir. Daha sonra, PID kontrolörün tanımı, amacı ve kullanım alanları hakkında bilgi verilerek, ayırık-zaman PID kontrolörlü alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüye ait tasarım parametreleri elde edilmiştir. Son olarak LQR kontrolörün tanımı, amacı ve kullanım alanları hakkında bilgi verilerek servo sistem açıklanmış ve ayırık-zaman LQR kontrolörlü alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüye ait tasarım parametreleri elde edilmiştir.

Dördüncü bölümde, Matlab/Simulink programında, sürekli akım modunda çalıştırılan ve ayırık-zaman KKK, LQR ve PID kontrolörleri ile kontrol edilen alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresi tasarlanmıştır. Kontrolörlerin rampa ve basamak fonksiyonu şeklinde verilen referans gerilimini takip edebilmeleri, rampa ve basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilimine vermiş oldukları tepkiler ve basamak fonksiyonu şeklindeki yük değişimine vermiş oldukları tepkiler ayrıntılı bir şekilde grafikler ve tablolar ile birlikte incelenmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları ile birlikte, KKK, LQR ve PID ayırık-zaman kontrolörlü alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücülerin birbirlerine karşı olan avantaj ve dezavantajlarından bahsedilmiştir.

Beşinci bölümde, prototip tasarımı yapılan alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü devresinin referans gerilim değişimi, giriş gerilim değişimi ve yük değişimi altında KKK, LQR ve PID kontrolörleri ile kontrol edilen alçaltıcı tip Da-Da dönüştürücü devresine ait gerçek-zaman çalışma sonuçları ile birlikte benzetim çalışması sonuçları karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

BÖLÜM 2. DÖNÜŞTÜRÜCÜ MİMARİSİ, ÇALIŞMA İLKELERİ ve DEVRE ANALİZİ

Anahtarlamalı alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüler kaynak üzerinden alınan gerilimi anahtarlama tekniği ile o gerilime eşit (kayıpların ihmal edilmesi durumunda) ya da daha düşük seviyede gerilim değeri elde etmek için kullanılan güç elektroniği devreleridir. Anahtarlamalı alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüler endüstride yüksek frekanslı devreler olarak bilinen ve gittikçe yaygınlaşan dönüştürücü türleridir (Giaouris, 2008; Uysal, 2009). Prensip olarak anahtarlamalı alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücülerin kontrolü, yarı iletken bir güç anahtarının bir periyod içerisindeki doluluk oranı (bağıl iletim süresi, d) ayarlanarak yapılır. Yarı iletken güç anahtarının iletimde olduğu sürenin, anahtarlama periyoduna olan oranına doluluk oranı adı verilir (Mohan ve ark., 2007; Wang ve Zhang., 2008). (T_{on}) anahtarın bir periyod boyunca iletimde kaldığı süre ve (T_{off}) ise anahtarın bir periyod boyunca kesimde kaldığı süre olmak üzere doluluk oranı;

$$d = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (2.1)$$

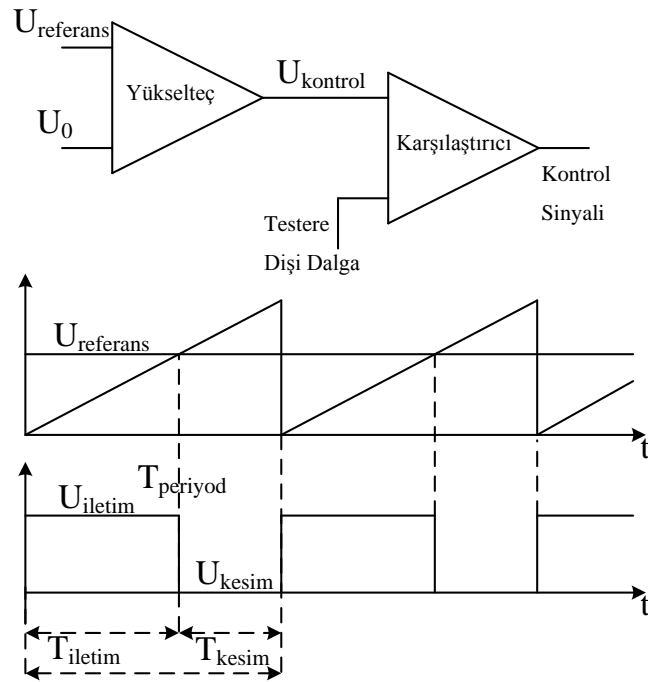
yukarıda (Denklem 2.1)'de verilmiştir. Çıkış geriliminin kontrolü farklı iki temel teknikte yapılabilmektedir:

- Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM)
- Frekans Modülasyonu (FM)

Sabit frekans altında doluluk oranının kontrolüne dayanan sisteme darbe genişlik modülasyonu, sabit darbe genişliğinde frekansın değişimine dayanan sisteme ise

frekans modülasyonu adı verilmektedir. Endüstriyel uygulamalarda, sistemin giriş ve çıkışında oluşan dalgalanmaların kolay bir şekilde filtrelenebilmesi için PWM kontrol yöntemi kullanılmaktadır (Özdemir, 2010).

PWM kontrol yönteminde, referans gerilim ile çıkış gerilimi farkı yükseltilir. Elde edilen kontrol işareti, testere dişi dalga ile karşılaştırılır. Karşılaştırıcı devrenin çıkışından sisteme uygulanacak olan PWM kontrol işareti elde edilir. (Bodur, 2010). PWM kontrol yönteminde kontrol sinyalinin elde edişii Şekil 2.1. ile gösterilmiştir.



Şekil 2.1. PWM kontrol yönteminde kontrol sinyalinin elde edilmesi (Bodur, 2010).

Şekil 2.1.'den görüleceği üzere referans gerilim değeri değiştirilerek, kontrol sinyalinin doluluk oranı ayarlanabilmektedir (Bodur, 2010). Bu tez çalışmasında PWM kontrol yöntemi kullanılmıştır.

2.1. PWM Kontrol Yöntem Çeşitleri

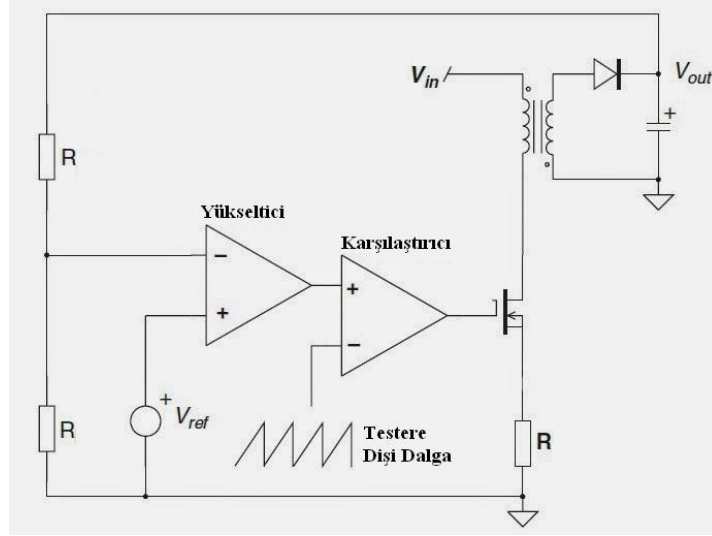
Topoloji, devre içerisinde bulunan elemanların, belirli bir çalışma prensibiyle çalışarak, belli bir işlevi gerçekleştirmesi amacıyla, bir sistematik içerisinde bir araya getirilmesiyle oluşturulan devre modelidir (İşbilir, 2005). Bu bölümde PWM kontrol yöntemi için kullanılan üç farklı temel topoloji ele alınmıştır:

- Gerilim kontrolü (Voltage Mode Control, VMC)
- İleri yönde beslemeli gerilim kontrolü (Voltage Feedforward Control, VFC)
- Akım kontrolü (Current Mode Control, CMC)

Yukarıda belirtilen üç farklı topoloji birbirlerine göre avantaj ve dezavantajlara sahiptir. Bu tez çalışması için sağlamış olduğu avantajlar sebebiyle, gerilim kontrollü PWM yöntemi tercih edilmiştir.

2.1.1. Gerilim kontrollü PWM yöntemi

Gerilim kontrollü PWM yönteminde, istenen referans gerilimi ile geri besleme geriliminin arasındaki gerilim farkının hata yükselteci ile yükseltilecek kontrol gerilimi elde edilmektedir (Mammano, 1994). Kontrol geriliminin, belirlenen frekanstaki testere dişi şeklindeki gerilim ile karşılaştırılmasıyla yarı iletken anahtara uygulanan kontrol sinyali üretilir (Bodur, 2010). Bu yöntemde çıkış gerilimi ile referans gerilimi karşılaştırmak için yalnızca tek bir dış döngü kullanılmaktadır (Bodur, 2010). Gerilim kontrollü PWM yöntemine ait devrenin iç yapısı aşağıda Şekil 2.2. ile verilmiştir.



Şekil 2.2. Gerilim kontrollü PWM devresinin iç yapısı (Bayraktar, 2015).

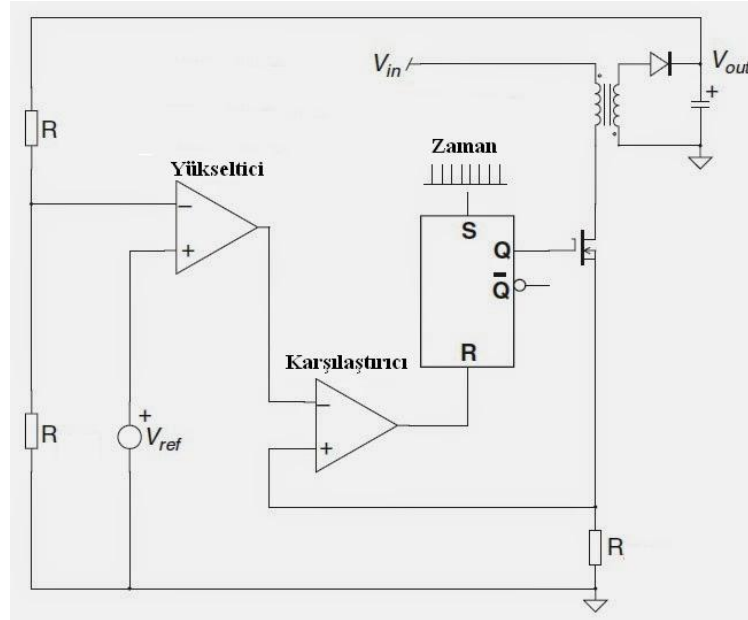
Kontrol çevrimi, her hangi bir akım sınırlaması ya da ayarlaması yapmadığından, gerilim kontrollü PWM yönteminde, akım sınırlaması ayrıca gerçekleştirilmelidir. Akım sınırlamasının olmaması, yarı iletken güç elemanlarını kısa devre akımı gibi aşırı akımlara karşı koruyamayacağından, yarı iletken güç elemanları aşırı akıma maruz kalabilir (Mammano, 1994; İşbilir, 2005).

2.1.2. Akım kontrollü PWM yöntemi

Akım modlu kontrol yöntemleri; sabit frekanslı kontrol, sabit band kontrolü, değişken band kontrolü ve süreksiz akım kontrolü olarak kullanılır (Arifoğlu, 2018).

Bu yaklaşımda üzerinden endüktans akımı veya yarı iletken anahtar akımı geçen algı direnci üzerinde oluşan gerilimin, referans gerilimle arasındaki gerilim farkının, hata yükseltici ile yükseltilerek kontrol gerilimi elde edilmektedir (Mammano, 1994; Bodur, 2010). Kontrol gerilimi, önceden belirlenen frekanstaki testere dişi şeklindeki bir gerilim ile karşılaştırılarak kontrol sinyali üretilir (İşbilir, 2005). Bu yaklaşımda kısaca akım kontrollü PWM yönteminde çıkış gerilimi ile referans gerilimi karşılaştırmak için dış döngüye ek olarak bir de iç döngü kullanılmaktadır (Bodur,

2010). Akım kontrollü PWM yöntemine ait devrenin iç yapısı aşağıda Şekil 2.3. ile verilmiştir.



Şekil 2.3 Akım kontrollü PWM devresinin iç yapısı (Bayraktar, 2015).

Bu yaklaşımda sistemdeki endüktans akımı, akım geri beslemesi olarak kullanıldığından, çıkış endüktansının etkisini minimuma düşürerek, kontrol çevrimine tek kutup ilave etmektedir. Böylece sistem çıkışında, kompanzasyonu kolay ve yüksek kazanç band genişliği elde edilebilir. Ancak, akım kontrollü PWM yönteminde kontrol modülasyonu, çıkış akımından elde edilen işarete bağlı olduğu için, güç katındaki rezonanslar kontrol çevrimine gürültüler katmaktadır. Ayrıca bu yöntemde devrenin analizini zorlaştıran iki kontrol çevrimi bulunmaktadır (Mammano, 1994).

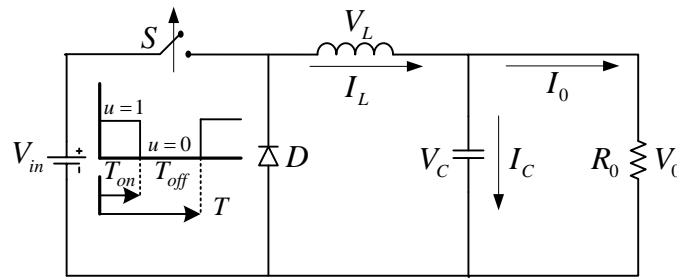
2.1.3. İleri yönde beslemeli gerilim kontrollü PWM yöntemi

Gerilim kontrollü PWM yönteminin dezavantajlarından biriside; giriş gerilim değişimlerine cevabın yavaş olmasıdır. Bu olumsuzluğu ortadan kaldırmak için, ileri yönde beslemeli gerilim kontrollü PWM yöntemindeki sabit genlikli testere dişi

dalga yerine, genliği ve eğimi giriş gerilimiyle doğru orantılı olarak değişken genlikte testere dişi dalga kullanılır. Testere dişi dalganın giriş gerilimiyle doğru orantılı olarak değişmesi, bağlı iletim süresinin giriş gerilimindeki değişimlere karşı daha hızlı cevap vermesini sağlamaktadır (Mammano, 1994; Bodur, 2010).

2.2. Alçaltıcı Tip DA-DA Dönüştürücü Mimarisi ve Devre Analizi

(V_{in}) giriş gerilimi, (V_0) yük üzerindeki gerilimi, (S) kontrollü anahtarlama elemanını, (D) kontrolsüz anahtarlama elemanı olan diyotu, C kapasiteü, L endüktansı ve (R_0) yük değerini göstermek üzere basitleştirilmiş bir alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devre şeması Şekil 2.4.'de gösterilmiştir.

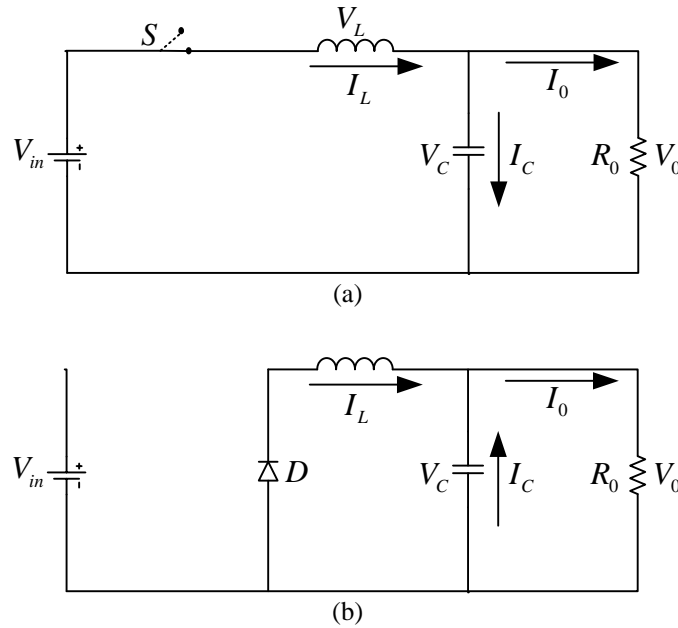


Şekil 2.4. Basitleştirilmiş bir alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devre şeması.

Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü yapısında bulunan endüktans çıkış akımındaki dalgalılığı kapasite ise çıkış gerilimindeki gerilim dalgalanmalarını filtreler. Endüktans ve kapasite devre çıkışında alçak geçiren filtre yapısını oluşturmaktadır. Devredeki anahtarlama elemanlarının iletimde ve kesimde olduğu anlarda yüke enerji aktarılmaktadır (Texas Instruments, 2013). Bu sebeple devre, anahtarın pozisyonuna göre çalışmasını iki modda gerçekleştirir. Şekil 2.5.'de S anahtarının açık (kesimde) ve kapalı (iletimde) konumlarına göre, alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü eşdeğer devreleri gösterilmiştir.

Mod1; anahtarın iletimde olduğu anda, giriş tarafından üretilen akım endüktans üzerinden geçerek, devre çıkışında bulunan kapasite ve yükü besler. Bu esnada geçen akımla orantılı olarak bobin ve kapasite üzerinde enerji depolanır. Diyot ise anahtarın iletimde olduğu süreç boyunca kesimde olacaktır.

Mod2; Anahtar kesimde olduğu anda, bobin üzerindeki gerilim negatif polariteye geçer ve kapasite üzerindeki enerji ile birlikte, anahtar kapalı olduğu süreç boyunca iletimde olacak olan diyot üzerinden enerjileri tükeninceye kadar yükü beslemeye devam eder (Giaouris, 2008; Yıldız, 2009). Bu modda bobin akımı azalır ama yön değiştirmez.



Şekil 2.5. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü eşdeğer devreleri. (a) İletimde. (b) Kesimde.

İdeal bir alçaltıcı tip buck devresine ait durum-uzay modelinin elde etmek için giriş ve çıkış akımının sabit kaldığı kabulü ile Şekil 2.5. (a)'daki devreye Kirchhoff'un gerilim yasası uygulanırsa;

$$-v_{in} + L \frac{di_L}{dt} + v_0 = 0 \quad (2.2)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in} - v_o}{L} \quad (2.3)$$

elde edilir. Benzer şekilde Şekil 2.5 (b)'deki devreye Kirchoff'un gerilim yasası uygulanırsa;

$$L \frac{di_L}{dt} + v_o = 0 \quad (2.4)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_o}{RC} \quad (2.5)$$

elde edilir. Şekil 2.5 (a) ve (b)'deki devrelere Kirchoff'un akım yasası uygulanırsa bobin akımı (i_L) ile yük akımı (i_o) arasındaki fark kapasite akımına (i_C) eşit olacaktır

$$i_C = i_L - i_o \quad (2.6)$$

Bobin akımı (x_1), çıkış gerilimi (x_2) ve anahtarlamadaki iletim ve kesim durumları (u) olmak üzere, alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün durum-uzay modeli aşağıdaki gibi elde edilir (Texas Instruments, 2013).

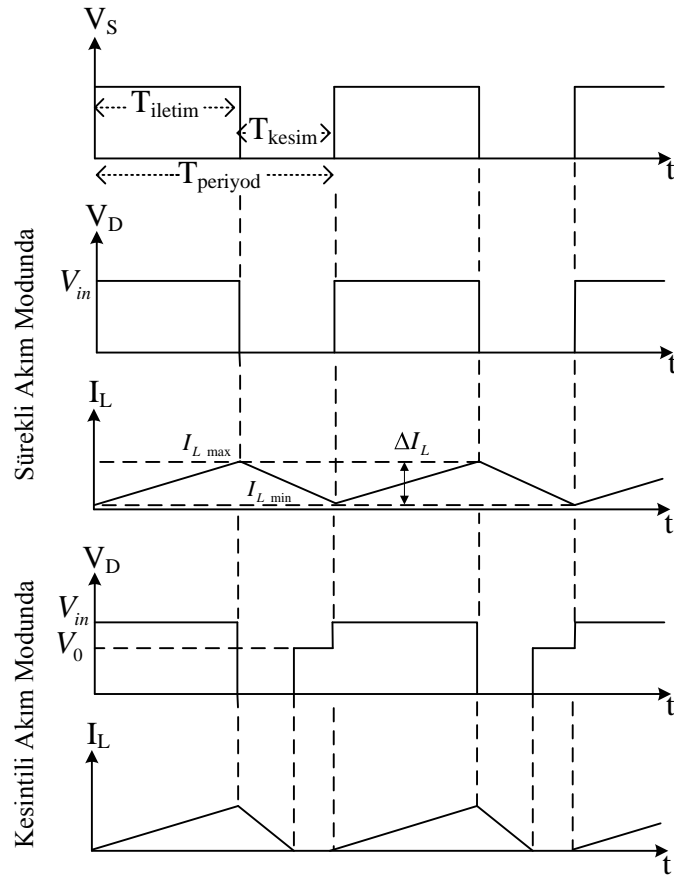
$$x_1 = I_L \quad \text{ve} \quad x_2 = V_o \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.8)$$

$$x_2 = 0 \quad 1 \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Endüktans ve kapasite elemanlarının depoladıkları enerji sayesinde Şekil 2.5.'den görüleceği üzere devre çıkışında enerji sürekliliği sağlanacaktır. Yükün kesintisiz

şekilde beslenmesi durumuna sürekli akım modu (Continuous Conduction Mode, CCM) ve yükün kesintili olarak beslenmesi durumuna ise kesintili akım modu (Disontinuous Conduction Mode, DCM) adları verilmektedir (Mamur, 2012). Devre kesintili akım modunda çalıştığında endüktans akımı 0'a düşecektir. Şekil 2.6.'da endüktans akımının sürekli ve kesintili olması durumları için ideal alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün çalışma koşulu için çeşitli dalga şekilleri verilmiştir (Mohan ve ark., 2007; Erdoğan, 2010).



Şekil 2.6. İdeal alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü dalga şekilleri (Rashid, 2014).

2.3. Endüktans Akımının Tepeden Tepeye Dalgalanması

Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresi, sürekli ve kesintili akım modları olmak üzere iki farklı durumda çalışabilir. Kontrollü anahtarlama elemanının kesimde olduğu süreç içerisinde endüktans akımı sıfır değerine ulaşması durumunda süresiz akım modu (DCM, Discontinuous Current Mode), sıfır değerine ulaşamaması durumunda ise sürekli akım modu (CCM, Continuous Current Mode) oluşur (Mamur, 2012). Bu iki durumun frekans domeni cevapları birbirinden çok farklı olduğu için, dönüştürücünün bu modlardan sadece birinde çalışması istenir. (Denklem 2.10) ile sürekli akım modu (CCM) için ve (Denklem 2.11) ile ise süresiz akım modu (DCM) için, bobin akımının olması gereken sınır değerler belirtilmiştir (Rashid, 2014; Arifoğlu, 2018).

$$\frac{\Delta I_L}{2} < I_{0_min} \quad (2.10)$$

$$\frac{\Delta I_L}{2} > I_{0_min} \quad (2.11)$$

(Denklem 2.10) ve (Denklem 2.11) de görülen ΔI_L ; bobin akımının maksimum ve minimum değerleri I_{0_min} ise yük akımının minimum değerini belirtmektedir. Anahtarlama frekansı f_s olmak üzere, Bobin akımının değişim miktarı, giriş ve çıkış gerilimi cinsinden ifadesi (Denklem 2.12)'de verilmiştir.

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_0}{L f_s} d \quad (2.12)$$

(Denklem 2.12) ile verilen bobin akımının değişimi yalnız çıkış gerilimi cinsinden ifadesi (Denklem 2.13)'de verilmiştir.

$$\Delta I_L = \frac{V_0}{Lf_s} (1-d) \quad (2.13)$$

(Denklem 2.13)'ün giriş gerilimi cinsinden ifadesi aşağıda (Denklem 2.15) ile verilmiştir.

$$\Delta I_L = \frac{V_0(V_{in} - V_0)}{Lf_s V_{in}} \quad (2.14)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} d(1-d)}{Lf_s} \quad (2.15)$$

Çıkış akımını sürekli yapacak olan kritik endüktans değeri (L_K) (Denklem 2.16) ile ifade edildiği gibi, anahtarlama frekansına, PWM işaretindeki doluluk oranına ve yük değerine bağlıdır. Sürekli akım modunda çalışması istenen alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüde endüktans değeri, kritik endüktans değerine eşit ya da daha büyük seçilmelidir (Rashid, 2014).

$$L_K = \frac{R_0(1-d)}{2f_s} \quad (2.16)$$

2.4. Kapasite Geriliminin Tepeden Tepeye Dalgalanması

ΔI_C kapasite üzerindeki akımın, ΔI_L endüktans üzerindeki akımın ve ΔI_0 yük üzerindeki akımın tepeden tepeye dalgalanmasını belirtmek üzere; ideal bir alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresinde yük akımı üzerinde dalgalanma olmayacağı sebebiyle kapasite üzerinde oluşacak akımındaki dalgalanma, endüktans akımındaki dalgalanmaya eşit olacaktır (Rashid, 2014; Arifoğlu, 2018).

$$\Delta I_C = \Delta I_L - \Delta I_Y \quad , \quad \Delta I_Y = 0 \quad (2.17)$$

$$\Delta I_C = \Delta I_L \quad (2.18)$$

Kapasite üzerinden $(T_{\text{off}}/2 + T_{\text{on}}/2) = T/2$ 'lik zaman boyunca pozitif yönde akan akımın ortalama değeri (Denklem 2.19) ile verilmiştir.

$$I_C = \frac{\Delta I_L}{4} \quad (2.19)$$

Kapasite gerilimi ise;

$$V_C = \frac{1}{C} \int I_C dt + V_C(t=0) \quad (2.20)$$

olarak ifade edilirse kapasite geriliminin tepeden tepeye dalgalanma miktarı;

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_L}{4} dt + V_C(t=0) = \frac{\Delta I_L}{8f_s C} \quad (2.21)$$

veya

$$\Delta V_C = \frac{V_{in} d(1-d)}{8LCf_s^2} \quad (2.22)$$

olarak elde edilir. Kapasite üzerindeki gerilimi sürekli yapacak olan minimum kapasite değeri (C_K) (Denklem 2.23) ile ifade edildiği gibi, anahtarlama frekansına, PWM işaretindeki doluluk oranına ve endüktans değerine bağlıdır (Mamur, 2012). Kapasite geriliminin kesintili olması istenmeyen alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için kapasite değeri, kritik kapasite değerine eşit yada daha büyük seçilmelidir (Rashid, 2014; Arifoğlu, 2018).

$$C_K = \frac{(1-d)}{16Lf_s^2} \quad (2.23)$$

2.5. Alçaltıcı Tip DA-DA Dönüştürücünün Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi

Transfer fonksiyonu impuls cevabının laplace dönüşümü olarak tanımlanır. Lineer zamanla değişmeyen sistemlerde başlangıç koşulları sıfır alınarak, bir sistemin girişi ve çıkışı arasındaki laplace dönüşüm oranına transfer fonksiyonu denir (Özkan, 2007; Sattar ve Ehsan, 2009).

Elektriksel sistemlerin modellenmesinde genel olarak lineer ve pasif üç devre elemanı kullanılır. Gerilim değerleri ve akım değerleri;

$$\text{Direnç için;} \quad v(t) = Ri(t) \text{ ve } i(t) = \frac{v(t)}{R} \quad (2.24)$$

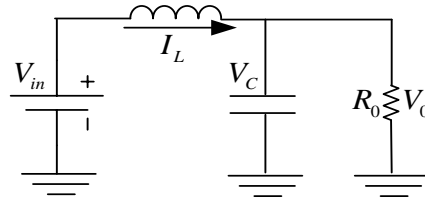
$$\text{Endüktans için;} \quad v(t) = \frac{Ldi(t)}{dt} + v(t=0) \text{ ve } i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v(t)dt + i(t=0) \quad (2.25)$$

$$\text{Kapasite için;} \quad v(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t)dt + v(t=0) \text{ ve } i(t) = \frac{Cdv(t)}{dt} + i(t=0) \quad (2.26)$$

olarak yazılır. Elektriksel devrelerin matematiksel modellenmesinde Kirchhoff yasalarından faydalanılır. Bu yasalar;

- Bir kapalı çevrimde gerilimlerin toplamı sıfırdır.
- Bir noktaya gelen ve noktadan çıkan akımların toplamı sıfırdır.

olarak ifade edilir. Bu ilişkiler kurulduktan sonra devre için önce diferansiyel denklemler yazılır, daha sonra bu ifadelerin laplace dönüşümü alınarak sistemin s domeninde transfer fonksiyonu elde edilir.



Şekil 2.7. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü eşdeğer devresi.

Anahtarlama elamanının, endüktansın ve kapasitenin iç direnç değeri yük direncinden çok daha küçük olduğu için ihmal edilerek, alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün transfer fonksiyonu (Denklem 2.24), (Denklem 2.25) ve (Denklem 2.26)'dan yararlanılarak, Kirchhoff gerilim yasası yardımı ile;

$$V_{in}(t) = \frac{Ldi(t)}{dt} + V_0(t) \quad (2.27)$$

ve Kirchhoff akım yasası yardımı ile;

$$\frac{V_{in}(t) - V_0(t)}{\frac{Ldi(t)}{dt}} = \frac{CdV_0(t)}{dt} + \frac{V_0(t)}{R} \quad (2.28)$$

olarak elde edilir. Tüm başlangıç koşulları sıfır alınarak laplace dönüşümü yapılırsa, (Denklem 2.27), (Denklem 2.29)'a ve (Denklem 2.28) (Denklem 2.30)'a dönüşecektir;

$$V_{in}(s) = Ls + V_0(s) \quad (2.29)$$

$$\frac{V_{in}(s) - V_0(s)}{Ls} = CsV_0(s) + \frac{V_0(s)}{R} \quad (2.30)$$

Yukarıda verilen (Denklem 2.29) ve (Denklem 2.30) yardımıyla gerekli işlemler yapılarak, alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün transfer fonksiyonu (Texas Instruments, 2013; Rashid, 2014);

$$\frac{V_0(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (2.31)$$

olarak elde edilir.

2.6. Eleman Değerlerinin Hesaplanması

Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresini gerçekleştirebilmek için, anahtarlama frekansının, devrede kullanılan eleman değerlerinin, giriş ve çıkış gerilim değerlerinin önceden belirlenmesi gerekmektedir. Bu tez çalışmasında benzetim çalışmaları için kullanılacak olan alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüye ait devrenin; yük değeri, giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve anahtarlama frekansı değerleri Tablo 2.1.'de belirtilmiştir.

Tablo 2.1. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devre elemanları ve değerleri.

Parametre	Açıklama	Değer
R	Yük Değeri	10 Ω
V_{in}	Giriş Gerilimi	20 V
V_0	Çıkış Gerilimi	10 V
f_s	Anahtarlama Frekansı	20 kHz

Tablo 2.1.'de verilen parametre değerlerine göre sistemin doluluk oranı;

$$d = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{10}{20} = 0,5 \quad (2.32)$$

olarak hesaplanır. Endüktans değeri, devredeki akımın sürekli olmasını sağlayacak devreyi CCM modunda tutacak olan minimum ortalama çıkış akım değerini belirlemektedir. Bu çalışmada, CCM modunda devre akımının dalgalanmasının daha düşük olması, gürültünün az olması, çıkış geriliminin ayarı daha kolay yapılabilmesi gibi nedenlerden dolayı güç devresi CCM modunda çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Endüktansın olabileceği minimum değer (Denklem 2.16)'dan yararlanılarak;

$$L_K = \frac{R(1-d)}{2f_s} = \frac{10(1-0,5)}{2 \cdot 20 \cdot 10^3} = 0,000125 = 125 \mu H \quad (2.33)$$

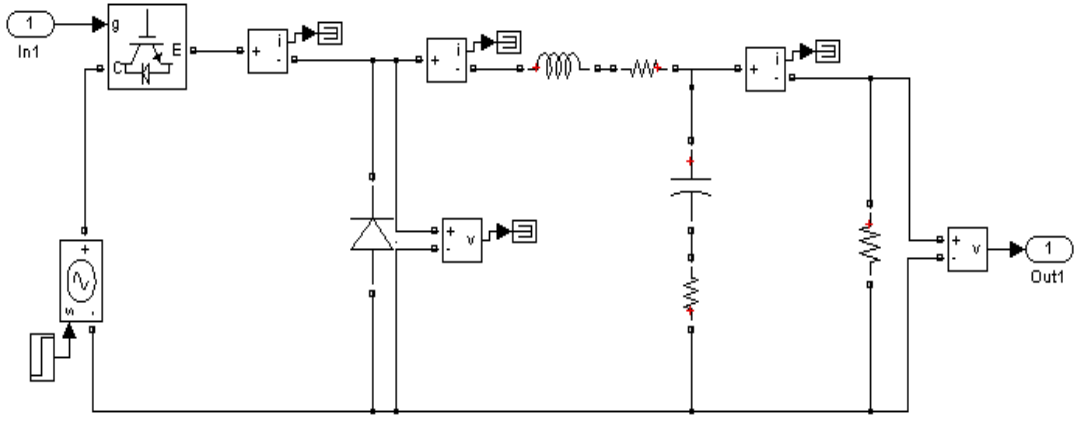
olarak hesaplanmıştır. Kapasitenin minimum değeri (Denklem 2.23)'den yararlanılarak;

$$C_K = \frac{(1-d)}{16Lf_s^2} = \frac{0,5}{16 \cdot 0,66 \cdot 10^{-3} (20 \cdot 10^3)^2} = 118 nF \quad (2.34)$$

olarak hesaplanmıştır. Çalışmada çıkış akımının sürekli olmasını garanti etmek için, 660 μH değerinde bir endüktans kullanılmıştır. Yük üzerindeki gerilim dalgalanmasının düşük olması için ve kapasite üzerindeki gerilimin sürekli olması için, 390 μF değerinde kondansatör kullanılmıştır.

2.7. Alçaltıcı Tip DA-DA Dönüştürücünün Matlab/Simulink Ortamında Tasarlanması

Bu çalışmada benzetim çalışmaları için tasarlanan alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü Tablo 2.1. ile verilen parametreler kullanılarak Matlab/Simulink programında oluşturulmuştur. Matlab/Simulink programında oluşturulan tasarım Şekil 2.8. ile verilmiştir.



Şekil 2.8. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün matlab/simulink tasarımı.

BÖLÜM 3. KONTROL YÖNTEMLERİ

3.1. Kayan Kipli Kontrol

Kayan kipli kontrol (Sliding mode control, KKK), uygun şartlar altında sistemdeki dış bozuculara ve parametre değişimlerine rağmen istenilen dinamik davranışları yerine getiren gürbüz bir kontrol tekniğidir (Edwards ve Spurgeon, 1998; Young ve ark., 1999). İlk olarak Emelyanov tarafından 1950'li yıllarda ortaya atılan teknik, hızla gelişen anahtarlama teknolojisi ile ivme kazanmış ve 1970'li yıllardaki Itkis ve Vadim Utkin'in makaleleriyle birlikte kayan kipli kontrol yaklaşımı yoğun bir şekilde araştırılmaya başlanmıştır. Günümüze kadar da gittikçe artan bir ivme ile kullanım alanı genişlemiştir (Itkis, 1976; Utkin, 1977).

Kayan kipli kontrol terimi ilk olarak değişken yapıli sistemlerin analizinde kullanılmıştır (Emelyanov, 1967). Kayan kipli kontrol sistemleri basit bir ifadeyle uygun bir geri besleme kontrolü ve bir karar verme kuralından oluşur. Anahtarlama fonksiyonu olarak da adlandırılan karar verme kuralı, sistem tarafından durum değişkenlerinin anlık değerlerini kullanarak bir işaret üretir (Yazıcı, 2008). Geri besleme kontrolörü ise bu işareti işleyerek sistemi kontrol eder. Sonuç olarak her biri özel kontrol yapısına sahip, sistem davranışının belirli bölgeleri için tanımlı çeşitli alt sistemlerin birleşimi olan değişken yapıli sistem elde edilmiş olur. Bu tarz sistemlerin en önemli avantajlarından biri sistemi oluşturan her alt sisteme ait özelliklerin birleştirilmesi ile yüksek performansa sahip bir yapı elde edilebilmesidir (Zinober, 1994; Tokat, 2003; Yazıcı, 2008).

Kayan kipli kontrol yaklaşımını diğer kontrol teorilerinden avantajlı hale getiren özellikleri; kontrolör derecesinin sistem derecesinden küçük olması durumunda sisteme kolay bir şekilde uygulanabilmesi, parametre belirsizliklerine karşı

duyarsızlığı, gürültüyü sönümleyebilmesi ve dayanıklılıktır (Zinober, 1994). Yüksek hızlı, doğrusal olmayan bir geri besleme ile önceden belirlenen bir kayma yüzeyi üzerinde zamanda süreksiz bir şekilde anahtarlama yapılarak elde edilen belirgin, doğrusal olmayan, dayanıklı bir kontrol yöntemidir (Utkin ve ark., 1999; Hung ve ark., 2003). Bu özellikleriyle birlikte kayan kipli kontrol otomatik uçuş sistemleri, radar teknolojisi, elektrik makineleri, kimya endüstrisi, insansız hava araçları, uzay araçları ve robotlar gibi birçok alandaki uygulamalarda geniş kullanım alanına sahip olmaktadır (Yazıcı, 2008).

Kayan kipli kontrolden beklenen, ulaşma evresi yardımı ile sistemin kayma yüzeyine ulaşmasını sağlamak ve kayma yüzeyi üzerinde hareketi sağlamak için yüksek frekanslı anahtarlama tekniği sayesinde bu kayma yüzeyi üzerinde istenilen referans sinyalini takip etmeyi sağlayacak kontrol işaretini üretmesidir (Yazıcı, 2008). İdeal şartlarda kontrol işaretinin frekansı sonsuz olacağından bu şekilde bir anahtarlama sayesinde sistem yörüngesi kayma yüzeyi üzerine arzu edilen şekilde yerleşecek ve ideal kontrol işaretini üretecektir (Zinober, 1994). Kayan kipli kontrol yapısı gereği kayma olması istenen bir kayma yüzeyi ve buna ait fiziksel bir denklem oluşturulmalıdır.

3.1.1. Kayan kipli kontrolün ayırt edici özellikleri

- Kayan kipli kontrol değişken yapıları sistemlere ait verilen yapılar içerisinde oluşmayabilir. Bu yüzden kayan kipli kontrol, sistem yörüngelerinden bağımsızdır (Hung ve ark., 2003).
- Kayan kipli kontrolörün dayanıklı kontrol yapısında hem nominal kısım, hem de model belirsizliklerini yok etmeye çalışan ilave kısım mevcuttur. Sistemin karşılaşılabileceği belirsizliklerden, tanımlanmış bir aralıkta kalması koyuluyla etkilenmeksizin istikrarlı bir performansı sürdürecektir sabit bir kontrol yapısının kurulması vardır. Bu kontrol yapısı için kayan kipli kontrol yörüngesi sisteminin mertebesinde daha düşük boyutlu kayma yüzeyi ile sağlanmaktadır (Aydın, 2008). Bu sayede ise sistem mertebesi düşürüleceği için sistemin kontrolünü daha basit hale getirmektedir. Basitleştirme ve

bağlanmış sistemleri birbirinden ayırma yordamlarına izin verir (Hung ve ark., 2003).

- Kayan kipli kontrol yönteminde, sistem davranışının belirli bölgeleri için tanımlanmış her biri özel kontrol yapısına sahip, çeşitli alt sistemlerin birleşimi olan sistemlerin en önemli avantajlarından biri de sistemi oluşturan her alt sisteme ait özelliklerin birleştirilmesi ile yüksek performansa sahip bir yapının elde edilebilmesidir. Ayrıca kontrolör derecesinin sistem derecesinden küçük olması, parametre belirsizliklerine karşı duyarsızlığı, gürültü bastırabilme ve dayanıklılık kayan kipli kontrol teorisini üstün kılan özelliklerdir (Perruquetti ve ark., 2002; Yazıcı, 2008).
- Kayan kipli kontrol yönteminde sistemin denge noktası orijin noktası üzerine düşmektedir. Sistem orijin noktasına ulaşmaya kadar ki süreç boyunca kayma kipi esnasındaki sistem davranışı, sisteme ait geçici hal davranışının bir parçasıdır (Hung ve ark., 2003).
- Herhangi bir sistem yörüngesi, bir kümenin içerisinde seçilen başlangıç koşulları için ve tüm süreç boyunca yine o küme içerisinde kalıyor ise o kümeye değişmez (invariant) küme denir (Aydın, 2008). Kayan kipli kontrol teorisinin en önemli özelliği olan değişmezliği, yani sistemin sarsım ve dış bozuculara ve parametre belirsizliklerine karşı bütünüyle duyarsız olması demektir bir başka deyişle etkilenmemesidir. Kayan kipli kontrolörün değişmezlik özelliği gürbüzlük ve uyarlanırlık gibi özelliklerinden daha fazla önem ifade etmektedir (Hung ve ark., 2003). Gürbüzlük ve uyarlanırlık beklenmedik değişiklikler karşısında sistemin değişmez olması anlamını taşımaz, yalnızca kontrol edilebilir ve beklenir bir davranış gösterir. Geleneksel kayma kipi esnasında hata vektörü çarpanı sistem dinamiklerini etkileyen tek parametredir. Bu sebepten ötürü sistem dinamikleri değişmezdir. Ayrıca değişmezlik özelliği kayan kipli kontrolörlerin en önemli özelliğidir (Hung ve ark., 1993).

3.1.2. Kayan kipli kontrolöre ait kavramlar

Bu bölümde kayan kipli kontrolör hakkında genel bir bilgi sahibi olunduktan sonra sistem yapısı daha iyi anlaşılabilmesi için aşağıda (Denklem 3.1) ifadesi ile tanımlanmış olan doğrusal olmayan yapıları da içeren örnek bir durum denklemi üzerinden açıklanmıştır.

$$x(t) = g(x, u, t) \quad (3.1)$$

(Denklem 3.1) ile verilen örnek durum denklemi için;

$$x(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ x_3(t) \ .. \ x_n(t)] R^{n \times 1} \quad (3.2)$$

$$u(t) = [u_1(t) \ u_2(t) \ u_3(t) \ .. \ u_n(t)] R^{m \times 1} \quad (3.3)$$

yukarıda (Denklem 3.2 ve Denklem 3.3) ile verilen eşitliklerde $x(t)$ durum vektörlerini ve $u(t)$ kontrol vektörlerini ifade etmektedir. Bozucuların ve belirsizliklerin göz ardı edilerek modellenmediği örnek bir sisteme ait en genel durum denklemi ifadesi;

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)u(t) \quad (3.4)$$

olarak verilebilir (Fossen ve Foss, 1991). Sistem dinamiklerini belirleyen (Denklem 3.4) ile verilen ifadedeki f ve B fonksiyonlarıdır. Bu fonksiyonların doğrusal olup olmamasına göre farklı yapılar elde edilebilir.

Kontrol işaretini belirlemek için ilk olarak kararlı bir kayma yüzeyi " s " tanımlanmalıdır (Yaylacı, 2011). Kayma yüzeyinin her iki tarafındaki sistem yörüngeleri yüzeye doğru yönelmiş ise, yani sisteme ait f fonksiyonu kayma evresini gerçekleştiriyor ise, elde edilen anahtarlama yüzeyine kayma yüzeyi ya da kayma

manifoldu adı verilir (Itkis, 1976; Hung ve ark., 1993;). Kayma evresinin varlığı en azından kayma yüzeyinin civarında yüzeye yönelen durum yörüngelerinin kararlı olmasını gerektirir. Bu ise sistem durumlarının asimptotik olarak kayma yüzeyine yönelmesi anlamını taşımaktadır (Aydın, 2008; Yaylacı, 2011). Ancak, kayan kipli kontrolör tasarımında bazen sisteme ait durum yörüngeleri dışında bir kayma yüzeyi de seçilebilir (Akınal, 2005). Fakat bu durumda her zaman kayma evresi sağlanamayabilir. Kayma evresinin sağlanamaması durumunda sistem kayma yüzeyine ulaşamayacağından kontrol algoritması sistemi kontrol edemeyecektir (Yazıcı, 2008).

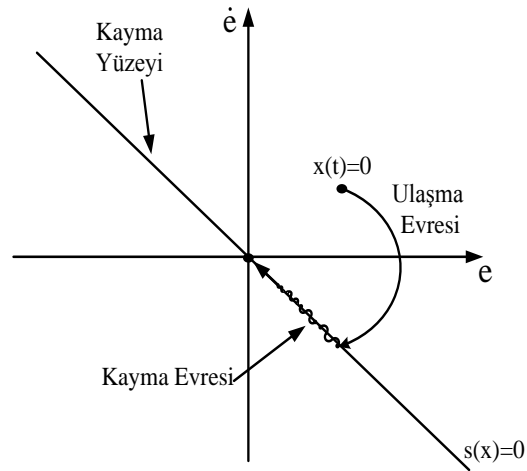
İkinci dereceden örnek sistem için kayma yüzeyi;

$$s(x) = \alpha x_1 + x_2 \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlanabilir. Buradaki $s(x)$ değeri kontrol kuralına ait kayma yüzeyidir. Kontrol kuralında $s(x)=0$ üzerinde bir süreksizlik oluşmaktadır. Bu süreksizlik sayesinde kontrol kuralı işaret değiştirmektedir. Kontrol kuralının işaret değiştirmesine, kontrol kuralına ait kayma yüzeyi adı verilmektedir (Hung ve ark., 1993).

Genel olarak klasik bir kayan kipli kontrolör tasarım süreci iki adımlı bir yordam olarak düşünülebilir (Aydın, 2008).

- Kararlı bir kayma yüzeyi "s" tanımlanması,
- Sistemi herhangi bir başlangıç noktasından kayma yüzeyine getirecek ve kayma yüzeyi üzerinde kalmasını sağlayacak kontrol işaretinin belirlenmesi,



Şekil 3.1. Kayan kipli kontrolör için faz-düzlem gösterimi.

Sistem durum yörüngesinin kayma yüzeyine doğru olan hareketini, kayma yüzeyine varmasını ve orada kalmasını belirleyen yeterlilik ölçütü “ulaşma koşulları” (reaching condition) olarak adlandırılır. (Edwards ve Spurgeon, 1998). Ulaşma koşulunun gerçekleştiği en büyük $s(x)$ komşuluğuna ise çekim bölgesi (region of attraction) denir (Aydın, 2008).

Ulaşma zamanı sistemin kayma evresine girinceye kadar geçen, sistemin parametre belirsizlikleri ve dış bozuculara karşı duyarlı olduğu süreç, ulaşma ya da vuru zamanı olarak adlandırılır (Edwards ve Spurgeon, 1998). Ulaşma zamanı tek girişli durum için;

$$t_{ulaşma} = \inf t \mid s(x) = 0, \forall t \geq t_{ulaşma} \quad (3.6)$$

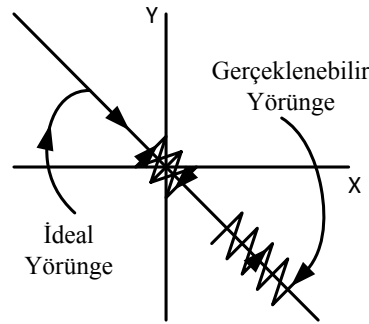
şeklinde tanımlanabilir. Ulaşma zamanı ifadesindeki “inf” fonksiyonu en büyük alt sınırı ifade etmektedir.

3.1.3. Ayrık-zaman kayan kipli kontrolör tasarımı

Ayrık-zaman kayan kip kontrolörlü (KKK) sistemler yapısal olarak sürekli-zaman KKK’lı sistemler ile büyük benzerlik göstermektedir. Karakteristik açısından bazı

farklılıklar vardır ancak ayrık-zaman KKK'lı sistemlerde sistem durum yörüngesi sürekli-zaman KKK'lı sistemlerinde olduğu gibi kayma yüzeyi üzerinde kalamayacaktır. Aşağıda verilen Şekil 3.2. 'den de görüleceği üzere, kayma yüzeyi etrafında sınırlı bir band içerisinde “çatırdama” olarak adlandırılan zig-zaglı bir davranış gösterecektir (Li ve ark., 2007; Mu ve ark., 2007). Bu sebeple ayrık-zaman KKK'lı sistemleri “sözde-KKK” (Quasi-SMC) olarak adlandırılmaktadır (Yazıcı, 2008). Bu durum ayrık-zaman KKK'lı sistemlerde, kontrol işaretinin sadece örnekleme anlarında güncellenmesi, iki örnekleme arasında kontrol işaretinin sabit kalması ve anahtarlama frekansının sınırlı olması gibi etkenlerden kaynaklanmaktadır (Monsees, 2002; Yazıcı, 2008).

Sürekli-zaman KKK'lı sistem ile ayrık-zaman KKK'lı sistem tasarımı arasındaki en önemli fark ayrık-zaman KKK'lı sistem tasarımı yapılırken, sistemin ayrıklaştırılmış transfer modelinin kullanılmasından kaynaklanmaktadır. Sistem ayrıklaştırıldığında tasarlanan KKK'lı sistem, sürekli-zaman KKK'lı sisteme göre örnekleme frekansı ile sınırlandırılmaktadır. Anahtarlamanın sonsuz frekansla gerçekleştiği varsayımı yapılırsa ayrık-zaman KKK'lı sistem sürekli-zaman KKK'lı sistem ile aynı davranışı sergileyecektir (Li ve ark., 2007; Yazıcı, 2008).



Şekil 3.2. Ayrık-zaman KKK sistemleri için faz-düzlem gösterimi.

Ayrık-zaman KKK'lı sistemlerde, yukarıda Şekil 3.2. ile verilen faz-düzlem gösteriminde gösterildiği gibi iki tip yörünge davranışı tanımlanabilir (Gao ve ark., 1995);

- İdeal yörünge
- Gerçeklenebilir yörünge

Sistemin ideal yörünge davranışını sergileyebilmesi için sistem durum yörüngesinin anahtarlama yüzeyine tam olarak anahtarlama yapıldığı anda ulaşması ve de kontrolsüz sistemin dinamik davranışı sistem yörüngesinin anahtarlama yüzeyinde kaymasını sağlayacak şekilde ideal anahtarlama yüzey dinamiği ile uyuşmalıdır (Gao ve ark., 1995). Gerçek zaman uygulamalarında bu sebepten ötürü ideal yörünge davranışı nadiren gerçekleştirilebilir (Yazıcı, 2008).

Sistemin gerçeklenebilir yörünge davranışını sergilemesi ise gerçek zaman uygulamalarında faz yörüngesinin muhtemel davranışını göstermektedir. Şekil 3.2’de gösterildiği gibi faz yörüngesi, kayma yüzeyi etrafında zig-zaglar çizerek orijine doğru kaymaktadır. Sistemin kararlı olabilmesi için faz yörüngesinin kayma yüzeyi etrafındaki zig-zagların genliği artmamalıdır. Ayrıca sistem faz yörüngesi aşağıda (Denklem 3.7) ile verilen eşitlikte belirtildiği gibi sınırlı bir band içerisinde kalmalıdır (Monsees, 2002; Yazıcı, 2008).

$$2\Delta = 2 \frac{\varepsilon T_s}{1 - qT_s} \quad (3.7)$$

Sistemin ideal yörünge davranışını sergileyebilmesi için (Denklem 3.7) ile belirtilen ifadedeki delta, Δ değerinin sıfır olması gerekir. Aksi takdirde sistem gerçeklenebilir yörünge davranışını sergileyecektir.

3.1.3.1. Ayrık-zaman KKK sistemi için kayma yüzeyi tasarımı

Ayrık-zaman KKK’lı sistemler için yapılan kayma yüzeyi tasarımı sürekli-zaman KKK’lı sistemler için yapılan kayma yüzeyi tasarımı ile aynıdır (Hung ve ark., 1993). Literatürde kayma yüzeyinin tasarımı için çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bu yöntemlerden en çok tercih edilenlerden bazılarını, eşdeğer kontrol yöntemi, kontrol edilebilir kanonik form, Fillipov yöntemi ve düzenli form yaklaşımı olarak

söyleyebiliriz. Bu tez çalışmasında ayrık-zaman KKK tasarımında sağlamış olduğu işlem kolaylığından dolayı düzenli form yaklaşımı tercih edilmiştir. Ayrık-zaman KKK tasarımı için düzenli form yaklaşımı kullanılarak kayma yüzeyinin tasarımı aşağıda açıklanmıştır. Doğrusal, zamanla değişmeyen örnek bir sistem;

$$\dot{x}(k+1) = [Gx(k) + Hu(k)], \quad x \in R^n, u \in R^m \quad (3.8)$$

(Denklem 3.8)'deki gibi tanımlanırsa, tasarım kolaylığı açısından yukarıda verilen (Denklem 3.8)'deki sistem ifadesi uygun bir dönüşüm matrisi T_r ile kontrol girişi içermeyen $x_1(k+1)$ ve kontrol girişi içeren $x_2(k+1)$ olarak iki kısma ayrıştırılır.

$$T_r \dot{x}(k+1) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1(k+1) \\ \dot{x}_2(k+1) \end{bmatrix}, \quad x_1 \in R^{n-m}, x_2 \in R^m \quad (3.9)$$

Literatürde T_r dönüşüm matrisinin belirlenmesine yönelik çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bu çalışmada I_{n-m} birim matrisi olmak üzere T_r dönüşüm matrisinin belirlenmesinde Utkin tarafından tanımlanan ve (Denklem 3.10) ile verilen ifadeden yararlanılmıştır (Utkin, 1977).

$$T_r \dot{x}(k+1) = \begin{bmatrix} I_{n-m} & -B_1 B_2^{-1} \\ 0 & B_2^{-1} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

(Denklem 3.10) ile verilen dönüşüm matrisi yardımıyla (Denklem 3.9) ve (Denklem 3.8) kullanılarak;

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(k+1) &= G_{11}x_1(k) + G_{12}x_2(k) \\ \dot{x}_2(k+1) &= G_{21}x_1(k) + G_{22}x_2(k) + H_2u(k) \end{aligned} \quad (3.11)$$

sistem kontrol girişi içermeyen $\dot{x}_1(k+1)$ ve kontrol girişi içeren $\dot{x}_2(k+1)$ olarak iki kısma ayrıştırılarak, $\dot{x}_1(k+1)$ ifadesi kontrol girişinden bağımsız hale getirilmiştir.

Yukarıda verilen (Denklem 3.11) ifadesi literatürde “düzenli-form” (regular form) olarak adlandırılmaktadır (Aydın, 2008).

$$s(k) = Cx(k) = C_1x_1(k) + x_2(k) \quad (3.12)$$

(Denklem 3.12)'deki gibi doğrusal bir kayma yüzeyi seçimi yapılır ve sistem dinamiği $s(k)=0$ yüzeyi ile sınırlandırılırsa;

$$x_2(k) = -C_1^{-1}x_1(k) \quad (3.13)$$

eşitliği elde edilir. Bu durumda (Denklem 3.11) ile verilen $\dot{x}_1(k+1)$ ifadesi;

$$\dot{x}_1(k+1) = [G_{11} - G_{12}C_1^{-1}]x_1(k) \quad (3.14)$$

(Denklem 3.14)'deki gibi düzenlenebilir ve bu durum sistemin ideal kayma evresini tanımlar. C_1^{-1} vektörü seçimi yapılarak sistemin kayma yüzeyi belirlenir.

3.1.3.2. Ayrık-zaman KKK sistemi için kontrol kuralının tasarımı

Ayrık-zaman KKK'lı sistemler için yapılan kontrol kuralının belirlenmesi, sürekli-zaman KKK'lı sistemler için yapılan kontrol kuralının belirlenmesi ile farklılık göstermektedir (Utkin, 1977). Literatürde kontrol kuralı tasarımı için çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bu yöntemlerden en çok tercih edilenlerden bazıları, ayrıklaştırılmış sürekli-zaman yaklaşımı, Sarptürk erişim kuralı, Gao erişim kuralı, doğrusal yapılı erişim kuralı ve değişken yapılı erişim kuralı olarak söyleyebiliriz. Bu tez çalışmasında KKK sistemi tasarımında sağlamış olduğu işlem kolaylığından dolayı Gao erişim kuralı tercih edilmiştir. Gao erişim kuralı kullanılarak kontrol kuralı tasarımı aşağıda açıklanmıştır.

Gao tarafından önerilen bu yaklaşım örnekleme zamanının (T_s) sisteme olan etkisini tespit etmede ve kontrol kuralının elde edilmesini basitleştirmede kullanıcıya büyük

avantajlar sağlamaktadır. Gao ve Hoafia tarafından tanımlanan ve ‘‘Gao erişim kuralı’’ adı verilen erişim kuralı aşağıda verilmiştir (Gao ve ark., 1995).

$$s(k+1) = (1 - qT_s)(s(k)) - \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k)) \quad (3.15)$$

(Denklem 3.15) ifadesinde yer alan örnekleme zamanı T_s sıfırdan büyük olma koşulu ile;

$$q > 0, \quad 1 - qT_s > 0, \quad \varepsilon > 0 \quad (3.16)$$

(Denklem 3.16) ifadesindeki gibi tanımlanmıştır. Uygun q ve ε parametre değerleri seçilerek istenilen ulaşma evresi cevabı elde edilebilir. Anahtarlama fonksiyonundaki değişim ifadesi (Denklem 3.17)’deki gibi tanımlanırsa;

$$s(k+1) - s(k) = C_g Gx(k) + C_g Hu(k) - C_g x(k) \quad (3.17)$$

bu durumda Gao erişim kuralı için kontrol işareti aşağıda (Denklem 3.18) ile verilen ifadedeki gibi elde edilecektir.

$$u(k) = (C_g H)^{-1} [-C_g Gx(k) - C_g d_k + (1 - qT_s)(s(k)) - \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k))] \quad (3.18)$$

3.1.3.3. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için ayrık-zaman KKK tasarımı

Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için ayrık-zaman KKK tasarımı için ilk olarak referans gerilim V_{ref} ile çıkış gerilimi V_0 arasındaki farkın hata e kabulü ile kontrol durum değişkeleri (Denklem 3.19) ve (Denklem 3.20)’deki gibi tanımlanmıştır.

$$x_1 = V_0 - V_{ref} \quad (3.19)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 \quad (3.20)$$

Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için durum değişkenlerinin durum uzay gösterimleri (Denklem 2.8) ve (Denklem 2.9) ve kontrol durum değişkenleri (Denklem 3.19 ve Denklem 3.20) den faydalanılarak kontrol durum değişkenleri için durum uzay gösterimi olarak;

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{in}}{L} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{ref}}{LC} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

İfadesi ile verilebilir. Tablo 2.1. ile verilen sistem parametre değerleri örnekleme periyodu $T_s = 1/f_s$ için ayırık-zaman kontrol durum uzay modeli;

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) + d_k \quad (3.22)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0,9941 & 0 \\ -243,4 & 0,9786 \end{bmatrix}, H = 10^3 \begin{bmatrix} 0,0001 \\ 4,6888 \end{bmatrix}, d_k = \begin{bmatrix} 0 \\ -234,4 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

olarak elde edilmiştir. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için lineer bir kayma yüzeyi;

$$s(k) = C_g x(k) \quad (3.24)$$

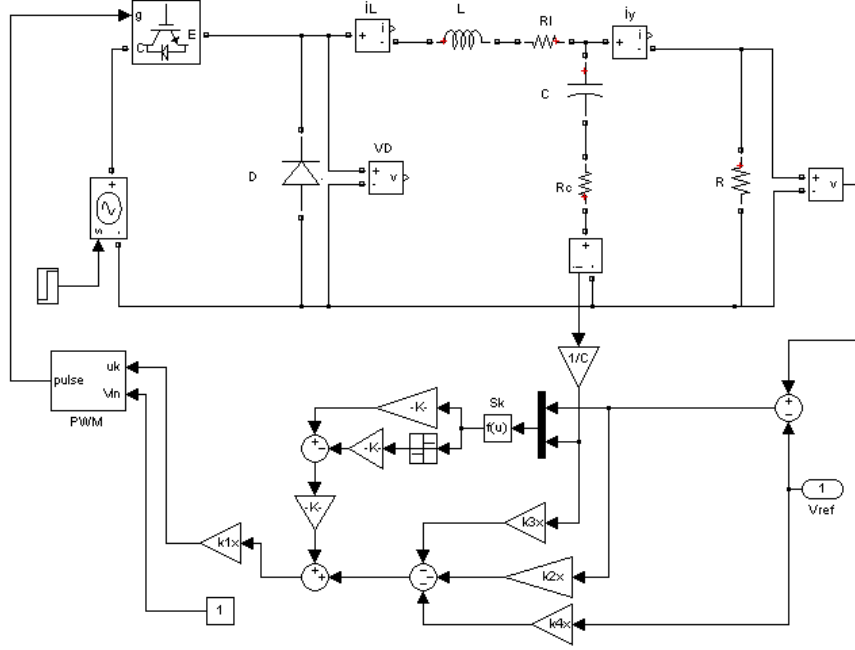
şeklinde seçimi yapılır ve Gao erişim kuralı kullanılarak kayma yüzeyi;

$$\begin{aligned} s(k+1) &= (1 - qT_s)(s(k)) - \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k)) \\ q > 0, \quad 1 - qT_s > 0, \quad \varepsilon > 0 \end{aligned} \quad (3.25)$$

halini alır. Kontrol işaretini elde etmek için Gao erişim kuralı ve $C_g = [4 \ 10^{-6}]$, $q = 15000$ ve $\varepsilon = 200$ katsayıları kullanılarak;

$$u(k) = ([4 \ 10^{-6}]H)^{-1} - [4 \ 10^{-6}]Gx(k) - [4 \ 10^{-6}]d_k + (1 - 1500T_s)(s(k)) - 200T_s \operatorname{sgn}(s(k)) \quad (3.26)$$

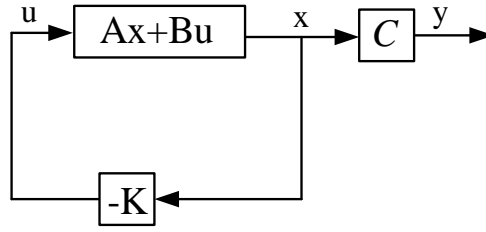
kontrol işareti (Denklem 3.26)'daki gibi elde edilmiştir. Tasarlanan ayrık-zaman KKK sisteminin Matlab/Simulink ile gösterimi Şekil 3.3. ile verilmiştir.



Şekil 3.3. Ayrık-zaman KKK sisteminin matlab/simulink ile gösterimi.

3.2. LQR Kontrol

Doğrusal Karesel Regülatör (Linear Quadratic Regulator, LQR), durum geri besleme yöntemi ile denetim sağlayan en uygun kontrol tekniklerinden biridir. Bu sebeple LQR kontrolör ile kontrol edilen sistem cevabı çok özel durumlar haricinde genellikle stabildir. LQR yönteminde amaç sistem için belirlenen bir performans indeksini minimum (veya maksimum) yapacak olan durum geri besleme katsayılarının belirlenmesidir (Ogata, 1994; Kuo Benjamin, 1995; SamehBdran ve ark.). Seçilen bir performans indeksini minimum (veya maksimum) yapacak şekilde kontrolör tasarımı “optimal kontrol” olarak adlandırılır (Canpolat Tosun, 2015).



Şekil 3.4. Klasik LQR blok diyagramı (Ogata 2002).

Şekil 3.4. 'deki blok diyagramından da görüleceği üzere optimal kontrol durum-değişken geri beslemeli yapıya sahip bir teoridir. Durum geri besleme kazanç matrisi K 'nın belirlenmesinde köklerin seçimi, regülatörün etkinliği açısından büyük öneme sahiptir (Ogata, 1994; Yazıcı, 2008). Optimal kontrol teorisini kutup-yerleştirme yönteminden ayıran temel fark ise K 'nın belirlenmesi için kullanılan yöntemlerdir. Kutup-yerleştirme yönteminde kutuplar tasarımcının belirlediği noktalara konularak geri besleme kazanç matrisi K belirlenir (Naidu, 2003; Yazıcı, 2008). Optimal kontrol yönteminde ise performans indeksinin minimize (veya maksimize) edilmesi sonucunda geri besleme kazanç matrisi K belirlenmektedir (Gezgin ve ark., 1997; Kandemir, 2006; Yazıcı, 2008).

LQR sisteminin davranışı seçilen performans indeksine bağlı olduğundan uygun bir performans indeksinin seçimi, tasarlanan kontrolörün performansı bakımından büyük önem taşımaktadır. Bununla birlikte tasarlanan kontrolörün fiziksel gerçekleştirilebilir olabilmesi için tasarımcının performans indeksi seçimini yaparken fiziksel sistemdeki sınırlamaları da göz önünde bulundurması gerekmektedir (Alkrunz ve Yazıcı, 2016).

3.2.1. Sürekli-zaman LQR kontrolör tasarımı

Doğrusal, zamanla değişmeyen ve dinamik bir sistemin sürekli-zaman durum-uzay modeli seçimi;

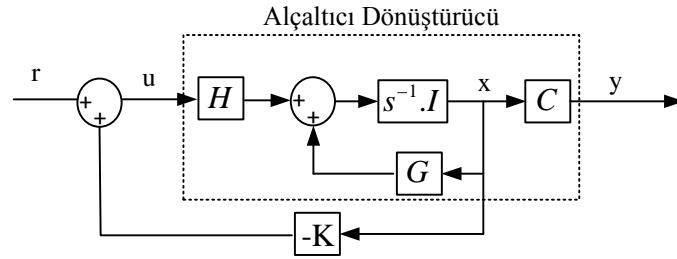
$$\dot{x} = Gx + Hu \quad (3.27)$$

$$y = Cx \quad (3.28)$$

(Denklem 3.27) ve (Denklem 3.28)'deki gibi yapılmıştır. Seçimi yapılan dinamik sistemde bulunan x durum değişkenleri, u kontrol işareti, C , G ve H ise sabit katsayılı matrislerdir. Ayrıca yukarıda durum-uzay modeli verilen sisteme ait tüm durum değişkenlerinin geri besleme için kullanılabilir ve ölçülebilir olduğu kabul edilmiştir. (Denklem 3.27) ve (Denklem 3.28) ile verilen sisteme ait durum geri besleme kontrol işareti ' K ' durum geri besleme kazanç matrisi olacak şekilde;

$$u = -Kx \quad (3.29)$$

sisteme uygulanırsa, sistem Şekil 3.5. ile verilen blok diyagramı halini alacaktır (Ogata, 2002).



Şekil 3.5. Sürekli-zaman LQR blok diyagramı (Ogata, 2002).

Optimal kontrol yönteminde ise performans indeksi genellikle;

$$J = \frac{1}{2} \int_{k=0}^T (x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t)) \quad (3.30)$$

olarak seçilir (Ogata, 1995; Kandemir, 2006). Performans indeksindeki x ve u ifadeleri sırasıyla durum değişkenleri ve kontrol işaretini, Q ve R ifadeleri ise gerçek ve pozitif tanımlı ağırlık matrislerini belirtmektedir. LQR kontrolörü için Q ve R 'nin seçimi regülasyonun hızlı ve kontrolör işaretinin büyüklüğü arasındaki tercihtir (Gezgin ve ark., 1997). Hızlı regüle edilmek istenen sistem için $Q > R$ olarak kontrolör girişindeki anahtarlama elemanının daha az sayıda kontrol işareti üretmesi için $Q < R$ olacak şekilde Q ve R seçimi yapılmalıdır (Lewis, 2008; Yazıcı, 2008).

$Q=R$ şeklindeki seçimde ise sistem hızı ile kontrol girişindeki işaret üretimi eşit öneme sahip olması ile açıklanabilir. Ancak kontrol işareti üretiminin çok büyük değerlere ulaşmamasına dikkat edilmelidir.

Optimal durum geri besleme kazanç matrisi, K 'yı elde etmek için aşağıda verilen Ricatti denkleminde yararlanılır (Ogata, 1994; Ogata, 1995).

$$PG + G^T P - PHR^{-1}H^T P + Q = 0 \quad (3.31)$$

Sabit bir P cebirsel matris değeri elde edilinceye kadar Ricatti denkleminin oluşturulması sonucunda elde edilen P cebirsel matrisi ile, (Denklemler 3.32) kullanılarak LQR optimal durum geri besleme kazanç matrisi K ;

$$K = R^{-1}H^T P \quad (3.32)$$

elde edilir. Sisteme ait durum geri besleme kontrol işareti ise;

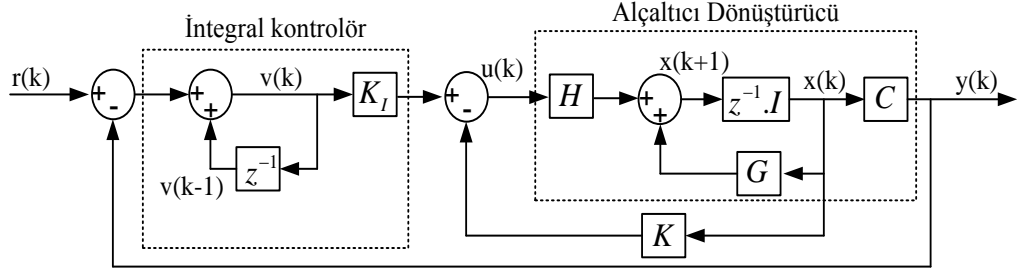
$$u = -R^{-1}H^T P(x) \quad (3.33)$$

(Denklemler 3.33)'teki gibi olacaktır.

3.2.2. Servo sistemden yararlanılarak artırılmış durum-uzay modelinin elde edilmesi

Tipik bir regülatör probleminde amaç sistemin sabit bir referans r_0 değerinde tutulmasıdır. Bozucu vb. etkenlerden dolayı sistemin r_0 değerinden sapması durumunda regülatörün sistemi tekrar r_0 değerine getirmesi beklenir. Sistemin zamanla değişen bir referans değeri $r(t)$ takip etmesi gerektiğinde ise yalnızca regülatör yapısı sistemi referans r_0 değerine getirmede yetersiz kalacaktır (Yazıcı, 2008). Bu olumsuz durumu ortadan kaldırmak için sisteme integral kontrolör dâhil edilir. Servo sistem olarak da adlandırılan bu tür kontrol sistemleri için örnek ayrık-

zaman kontrol blok diyagramı aşağıda Şekil 3.6. ile gösterilmiştir (Ogata, 1994; Ogata, 1995).



Şekil 3.6. Servo sistem (Ogata 1994).

Şekil 3.6. ile verilen blok diyagramından yararlanılarak artırılmış sisteme ait durum-uzay modelini elde edebilmek için, $x(k+1)$ ve $v(k+1)$ ifadeleri;

$$v(k) = v(k-1) + r(k) - y(k) \quad (3.34)$$

$$v(k+1) = v(k) + r(k+1) - y(k+1) \quad (3.35)$$

$$v(k+1) = v(k) + r(k+1) - C(Gx(k) - Hu(k)) \quad (3.36)$$

olacak şekilde (Denklem 3.36)'daki gibi yazılabilir. Artırılmış durum uzay modeli $x(k+1)$ ve $v(k+1)$ ifadeleri kullanılarak;

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ v(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & 0 \\ -CG & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H \\ -CH \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(k+1) \quad y[k] = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x[k] \\ v[k] \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

(Denklem 3.37)'deki gibi yazılabilir ve $u(k) = -Kx(k)$ olan kontrol ifadesi ise artırılmış sistem için $u(k) = -Kx(k) + K_I v(k)$ halini alacaktır.

3.2.3. Ayrık-zaman LQR kontrolör tasarımı

Optimal kontrol dizaynı, kontrol sisteminin davranışı optimum değerlere ulaşana kadar performans indeksinin değiştirilmesine dayanmaktadır (Yazıcı, 2008). Bu çalışmada ayrık-zaman LQR kontrolör tasarımı için (Denklem 3.37) ile verilen

artırılmış durum-uzay ifadesi kullanılmıştır. Ayrıca ayrık-zaman performans fonksiyonu seçimi (Denklem 3.38)'deki gibi yapılmıştır.

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} (x^T[k]Qx[k] + u^T[k]Ru[k]) \quad (3.38)$$

LQR sistemindeki amaç (Denklem 3.38) ile verilen performans fonksiyonunu minimum (veya maksimum) yapacak olan kontrol katsayılarının elde edilmesi olduğundan, Servo sistem için kapalı çevrim kontrol kuralları gereğince $-K \quad k_i$ kazanç matrisi;

$$-K \quad k_i = (R + \hat{H}^T P \hat{H})^{-1} \hat{H}^T P \hat{G} \quad (3.39)$$

(Denklem 3.39) kullanılarak elde edilir (Ogata, 1994). (Denklem 3.39) ile verilen kazanç matrisinde bulunan \hat{G} ve \hat{H} ifadeleri artırılmış sistem durum uzayı modelindeki sistem matrislerini belirtmektedir. Kazanç matrisinin çözümü için P (pozitif tanımlı simetrik cebirsel matrisi)'ne ihtiyaç duyulur. P cebirsel matrisini elde etmek için; aşağıda (Denklem 3.40) ile verilen ayrık-zaman Ricatti denkleminde yararlanılır (Ogata, 1994; Yazıcı 2008).

$$P = \hat{G}^T P \hat{G} - (\hat{G}^T P \hat{H})(R + \hat{H}^T P \hat{H})^{-1} (\hat{H}^T P \hat{G}) + Q \quad (3.40)$$

Sabit bir P cebirsel matris değeri elde edilinceye kadar ricatti denkleminin koşturulması sonucunda elde edilen P matrisi, (Denklem 3.39) kullanılarak LQR kontrolörünün katsayıları olan K ve k_i değerleri elde edilir (Ogata, 1994).

Q ve R matrislerinin seçimi tecrübeye dayalı olduğu için çeşitli çalışma ve denemeler sonucunda bu çalışmada Q ve R matrislerinin değerleri ;

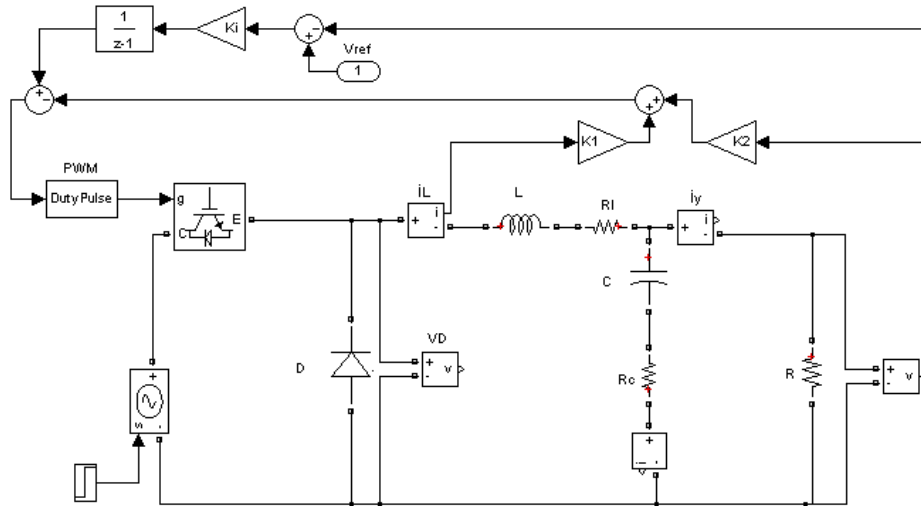
$$Q = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad R = 1 \quad (3.41)$$

olarak seçilmiştir. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için ayrık-zaman LQR kontrol katsayıları K ve k_i (Denklem 3.42) ve (Denklem 3.43) olarak elde edilmiştir.

$$K = [0,6347 \quad 1,2055] \quad (3.42)$$

$$k_i = [-0.1803] \quad (3.43)$$

Tasarlanan ayrık-zaman LQR kontrolörünün Matlab/Simulink ile gösterimi aşağıda Şekil 3.7. ile verilmiştir.



Şekil 3.7. Ayrık-zaman LQR sisteminin matlab/simulink ile gösterimi.

3.3. PID Kontrol

Oransal-İntegral-Türevsel (Proportional-Integral-Derivative, PID) yöntemlerinin birleşimiyle oluşan ve klasik kontrol yöntemlerinden biri olan PID kontrolörü göreceli olarak ve tasarım kolaylığından dolayı endüstride en fazla tercih edilen kontrolör yapılarından biridir. PID kontrolörlerin yapısında oransal (K_p), integral (K_I) ve türev (K_D) kontrol elemanları bulunmaktadır. Tasarımcı tarafından isteğe

bağlı olarak sisteme eklenecek olan kontrolör P, PI, PD veya PID olarak kullanılabilir ancak uygulamada katsayıların ayarlanması ile en iyi sonuç PID kontrolöründen alınmaktadır (Sarioğlu, 1998). Bu sebepten dolayı bu tez çalışmasında PID kontrolörü tercih edilmiştir.

Üç-terimli kontrolör olarak da bilinen PID kontrolörü sistem çıkışı $c(t)$ ile referans değer $r(t)$ arasındaki hata işaretini $e(t)$ oransal (K_p), integral (K_I) ve türev (K_D) işlemlerinden geçirerek (Denklem 3.44) ile verildiği gibi hatayı yok edecek olan kontrol işaretini üretir (Burns, 2001; Rashid, 2014).

$$G_{PID(t)} = K_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt} + K_I \int e(t) dt \quad (3.44)$$

K_p değeri artırıldığında, sistemin cevap hızı artar ancak yüzde aşım miktarında da artış gözlemlenir ve kalıcı hal hatası azalır, ancak yok edilemez. K_D değeri artırıldığında, hatayı sönüleme faktörü yüzde aşım miktarını azaltır, sistem cevabı daha yavaş ancak kararlı olur. Türev denetimi gürültüye hassastır ve asla yalnız kullanılmaz. K_I değeri artırıldığında, kalıcı hal hatası azalır ancak geçici hal hatasını kötüleştirerek sistemi dengesiz olma eğilimine götürür (Özdaş ve ark., 1998; Burns, 2001). Kapalı çevrim bir sistemin K_p , K_I ve K_D kazanç katsayılarının etkileri aşağıda verilen, Tablo 3.1.'deki gibidir (Hitit 2014).

Tablo 3.1. Kapalı çevrim sistemin K_p , K_I ve K_D kazanç katsayılarının etkileri (Hitit 2014).

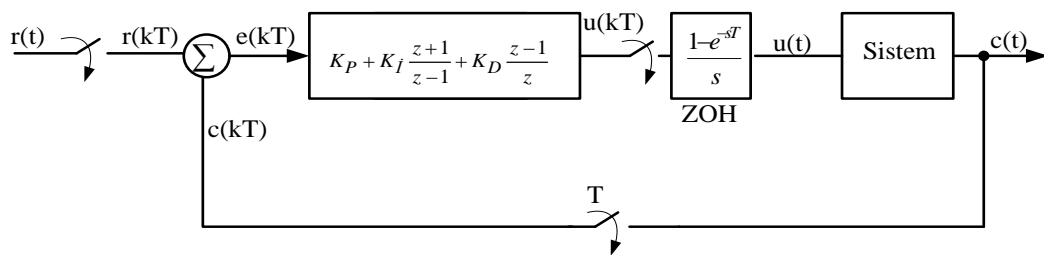
	Yükselme Zamanı	Aşım	Yerleşme Zamanı	Kalıcı Hal Hatası
K_p	Azalır	Artar	Çok az etkiler	Azalır
K_I	Azalır	Artar	Artar	Yok eder
K_D	Çok az etkiler	Azalır	Azalır	Çok az etkiler

3.3.1. Ayrık-zaman PID kontrolör tasarımı

Dijital kontrol sistemlerin tasarımı sürekli kontrol sistemlerin tasarımına hemen hemen eşdeğerdir. Kontrol teorisinde, ayrık-zaman sistemlerinin analiz ve sentezleri Z-dönüşümü ile yapılmaktadır (Kuo, 1992; Ogata, 1995). Sistemin ayrıklaştırılmasındaki amaç, sistem kriterlerine uygun bir şekilde davranmaya yönelten, bir kontrolör tasarlamaktır. Aslında kontrol edilecek sistem değişmemekte olup, tek fark dijital sistemlerde örneklenmiş veriyi işleyebilecek yetenekte olmasıdır (Fraser ve Milne, 1994; Goodvin ve ark., 2001).

PID kontrolör için ayrık-zaman transfer fonksiyonu, (Denklem 3.45)'deki gibi tanımlanmıştır. Ayrık-zaman PID kontrolörü ile kontrol edilen bir sistem için kapalı çevrim kontrol blok diyagramı Şekil 3.8. ile verilmiştir. (Denklem 3.45)'den de görüleceği üzere herhangi bir sistem için PID kontrolör tasarımı sistemin istenilen dinamik davranışı sağlması için gerekli olan K_P , K_I ve K_D katsayılarının belirlenmesidir (Kuo, 1995).

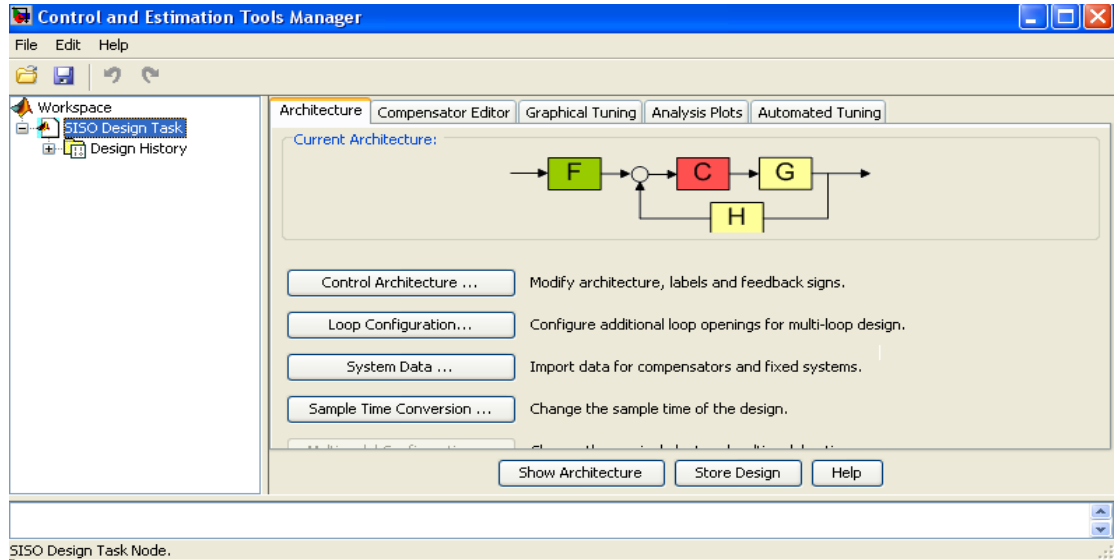
$$G_{PID(z)} = K_P + K_I \frac{z+1}{z-1} + K_D \frac{z-1}{z} \quad (3.45)$$



Şekil 3.8. Klasik ayrık-zaman PID denetleyici şeması.

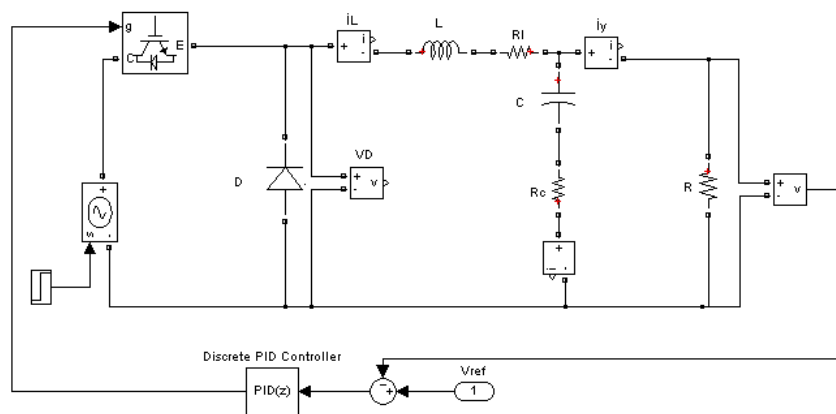
PID kontrolörü, sistemin çıkışı $c(t)$, ile referans değer $r(t)$ arasındaki hata işaretini $e(t)$ yok edecek olan ve böylece sistemin referans değerde kalmasını sağlayacak kontrol işaretini üretir (Ogata, 1995). Literatürde PID katsayılarının tasarımına yönelik zaman domeninde ve frekans domeninde çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bu

tez çalışması için Matlab/Sisotool kullanılmıştır. Şekil 3.9.'te Matlab/Sisotool programının arayüz görüntüsü verilmiştir.



Şekil 3.9. Matlab/sisotool programının arayüzü.

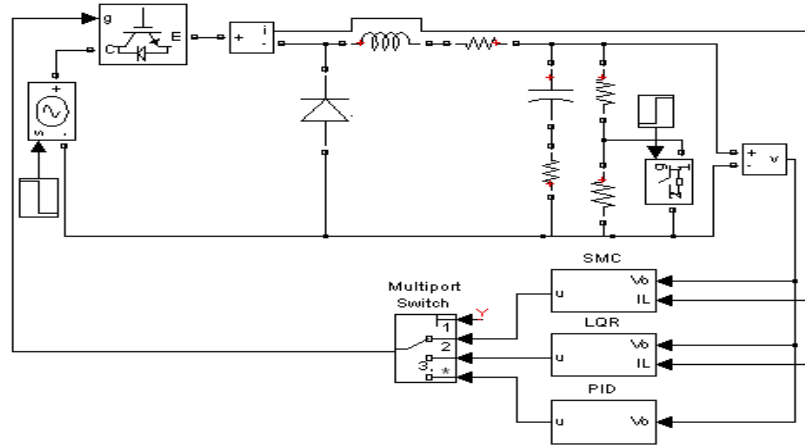
Bu çalışmada alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü için Matlab/Sisotool kullanılarak PID kontrolörüne ait katsayılar olan, $K_p=0.108$, $K_I=171.205$ ve $K_D=0.000017$ olarak belirlenmiştir. Tasarlanan ayrık-zaman PID kontrolörünün Matlab/Simulink ile gösterimi aşağıda (Şekil 3.10.) ile verilmiştir.



Şekil 3.10. Ayrık-zaman PID sisteminin matlab/simulink ile gösterimi.

BÖLÜM 4. BENZETİM ÇALIŞMALARI VE SONUÇLAR

Bu bölümde şuna kadar bahsedilen konuların Matlab/Simulink benzetim programı kullanılarak gerçekleştirilmesine ayrılmıştır. Benzetim çalışmaları için Şekil 4.1. ile verilen Matlab/Simulink ortamında alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresi ve ayrık-zaman KKK, LQR ve PID kontrolörleri oluşturulmuştur. Sürekli akım modunda çalışan, alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresinin benzetim çalışmaları Tablo 2.1. ile verilen parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



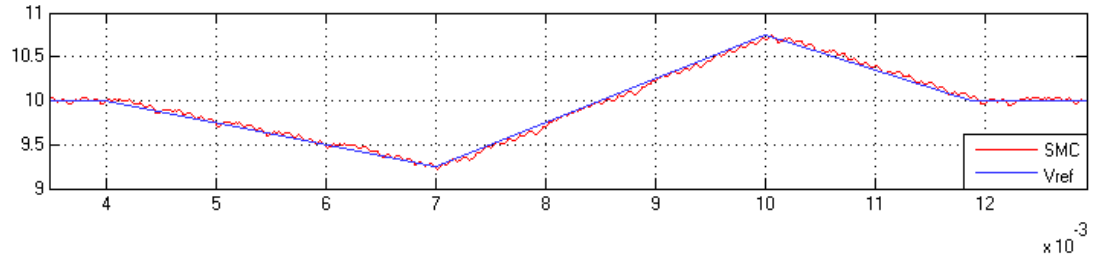
Şekil 4.1. KKK, LQR ve PID kontrolörlü alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü simulink modeli.

4.1. Referans Gerilim Değişimi

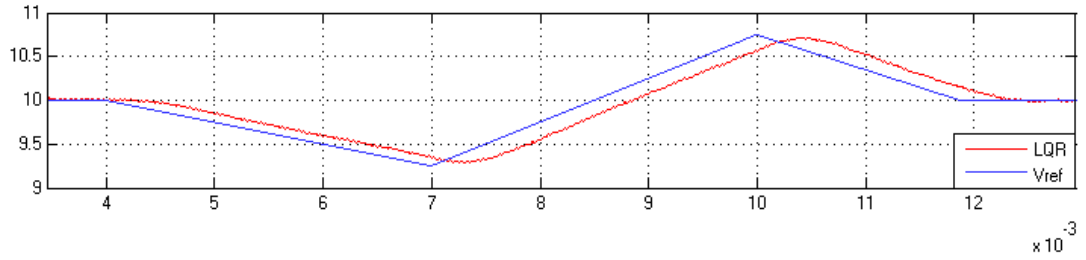
İlk olarak ayrık-zamanda alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü üzerinde KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin rampa fonksiyonu ve basamak fonksiyonu şeklinde verilen referans gerilimini takip edebilme performansları incelenmiştir.

Bu amaçla rampa fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değeri $t=4\text{ms}$ anında 1ms 'de $0,25\text{V}$ azalacak şekilde 10V 'tan $9,25\text{V}$ 'a 3ms sürede düşürülmüştür. Ardından $t=7\text{ms}$ anında 1ms 'de $0,5\text{V}$ artacak şekilde $9,25\text{V}$ 'tan $10,75\text{V}$ 'a 3ms

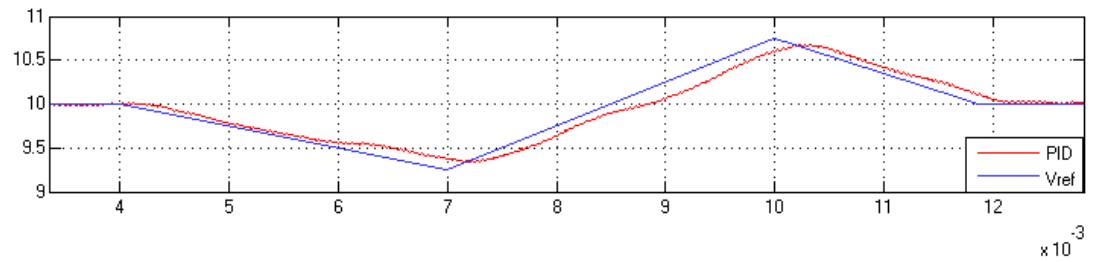
sürede artırılmıştır. Daha sonra $t=10\text{ms}$ anında $1,89\text{ms}$ 'de $0,75\text{V}$ azalacak şekilde $10,75\text{V}$ 'tan 10V 'a $1,89\text{ms}$ sürede düşürülmüş ve sistemlerin performansları incelenmiştir. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü üzerinde rampa fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi ile ilgili KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemler için elde edilen cevap eğrileri sırasıyla Şekil 4.2., Şekil 4.3. ve Şekil 4.4. ile verilmiştir.



Şekil 4.2. Rampa fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi için incelenen KKK'lı sistemin cevap eğrisi.



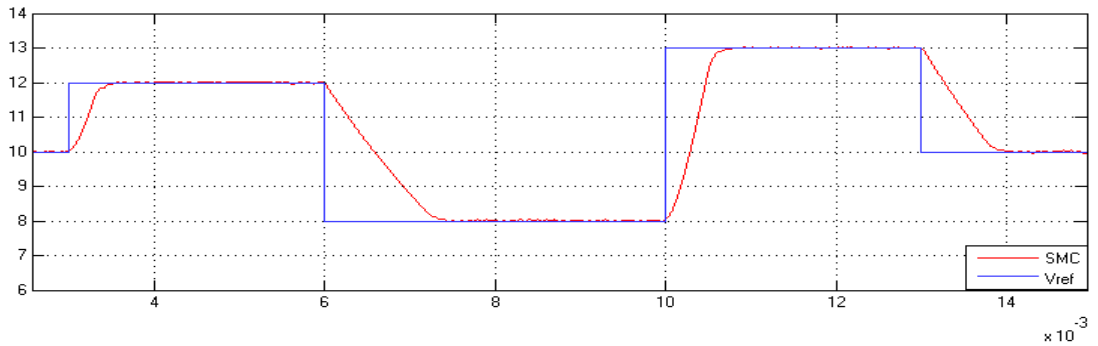
Şekil 4.3. Rampa fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi için incelenen LQR kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.



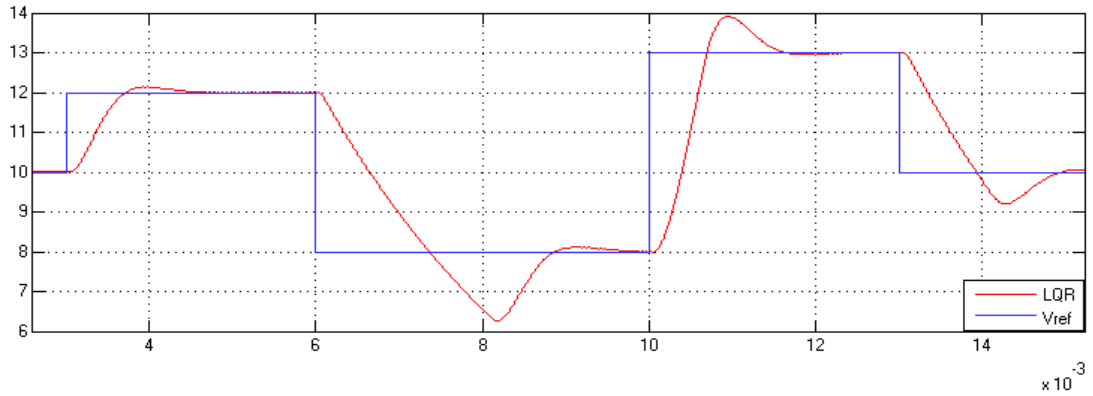
Şekil 4.4. Rampa fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi için incelenen PID kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.

Yukarıda Şekil 4.2., Şekil 4.3. ve Şekil 4.4. arasında kıyaslama yapacak olursak; rampa fonksiyonu şeklindeki referans gerilimini en hızlı KKK'lı sistemin takip ettiği yukarıdaki şekillerden açıkça görülmektedir. Ayrıca minimum hataya sahip sistem KKK'lı sistemin olduğu görülmektedir.

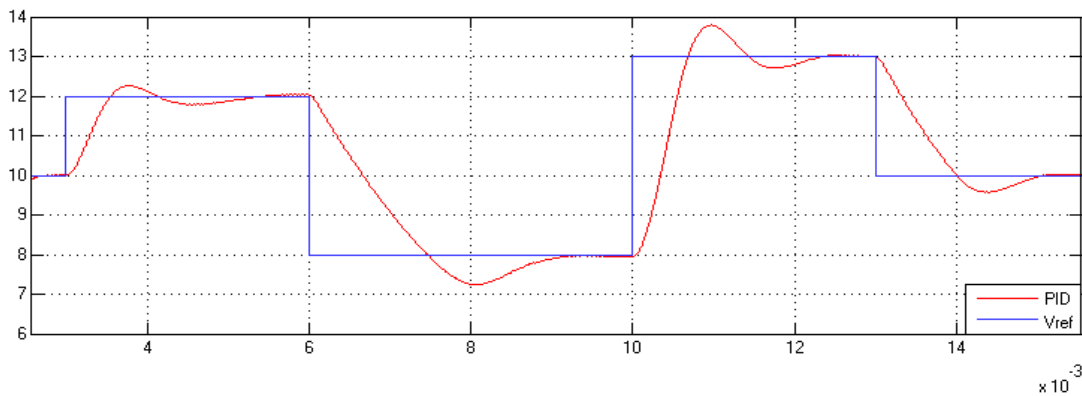
Basamak fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değeri $t=3\text{ms}$ anında 10V 'tan 12V 'a artırılmış, $t=6\text{ms}$ anında 12V 'tan 8V 'a düşürülmüştür. Ardından $t=10\text{ms}$ anında 8V 'tan 13V 'a artırılmıştır. Daha sonra $t=13\text{ms}$ anında 13V 'tan 10V 'a düşürülmüş ve KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansları incelenmiştir. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü üzerinde basamak fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi ile ilgili KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemler için elde edilen cevap eğrileri sırasıyla Şekil 4.5., Şekil 4.6. ve Şekil 4.7. ile verilmiştir.



Şekil 4.5. Basamak fonksiyonu şeklinde değişen referans gerilim değişimi için incelenen KKK'lı sistemin cevap eğrisi.



Şekil 4.6. Basamak fonksiyonu şeklinde değişen referans gerilim değişimi için incelenen LQR kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.



Şekil 4.7. Basamak fonksiyonu şeklinde değişen referans gerilim değişimi için incelenen PID kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.

Basamak fonksiyonu şeklindeki referans giriş geriliminin her bir değişim anı için aşağıda Tablo 4.1. ile KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlere ait aşım ve yerleşme zamanı değerleri verilmiştir.

Tablo 4.1. Basamak fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi için incelenen sistemlerin performansları.

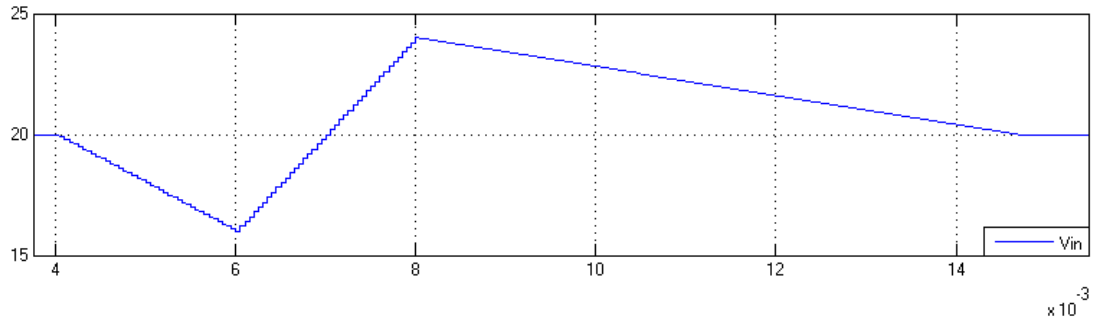
	10V→12V			12V→8V			8V→13V			13V→10V		
	KKK	LQR	PID	KKK	LQR	PID	KKK	LQR	PID	KKK	LQR	PID
Yerleşme Zam. (ms)	0,3	0,6	0,9	1,2	2,8	2,9	0,6	1,4	1,9	0,8	1,7	1,8
% Aşım	0,2	1,2	2,2	0,3	21,5	9,6	0,2	7,0	6,3	0,3	7,9	4,5

Şekil 4.5., Şekil 4.6., Şekil 4.7. ve Tablo 4.1.'den açık bir şekilde görülmektedir ki; KKK'lı sistem tüm değişim anlarında en hızlı takibi gerçekleştirmiş ve ayrıca aşım kriteri göz önüne alındığı zaman yine KKK'lı sistemin minimum aşımaya sahip olduğunu gözlemlemekteyiz. Bu sonuçlar rampa fonksiyonu şeklinde verilen referans giriş sonuçlarını da tasdiklemektedir. LQR kontrolörlü sistem yerleşme zamanı kriteri göz önüne alındığında PID kontrolörlü sisteme göre daha hızlı takibi gerçekleştirmiş ancak 10V→12V geçişi haricinde kontrolörler içerisinde en yüksek aşımaya sahip sistem olmuştur. Sistemlerin hiç birinde sürekli hal hatası gözlemlenmemiştir.

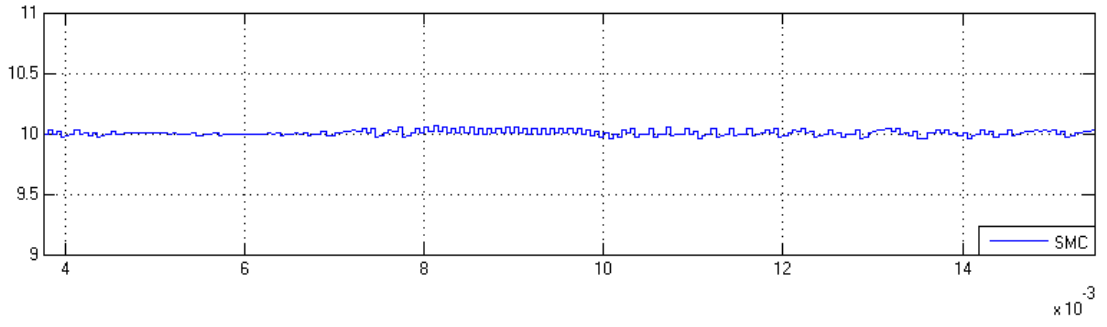
4.2. Giriş Gerilim Değişimi

İkinci olarak ayırık-zamanda alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü üzerinde KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin giriş gerilim değişimine karşı performansları incelenmiştir. Bu amaçla önce sabit yük ve sabit çıkış geriliminde çalışan alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün rampa fonksiyonu ve basamak fonksiyonu şeklinde verilen giriş gerilimi için KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansları incelenmiştir.

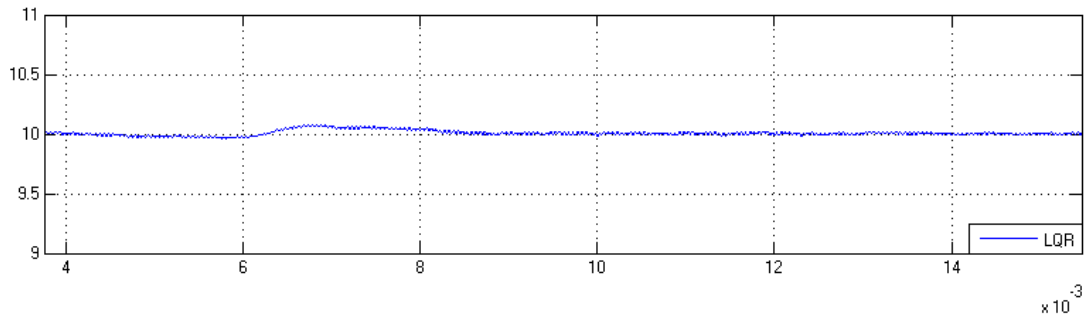
Rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilimi $t=4\text{ms}$ anında 1ms 'de 2V azalacak şekilde 20V 'tan 16V 'a 2ms sürede düşürülmüştür. Ardından $t=6\text{ms}$ anında 1ms 'de 4V artacak şekilde 16V 'tan 24V 'a 2ms sürede artırılmıştır. Daha sonra $t=8\text{ms}$ anında 2ms 'de $1,23\text{V}$ azalacak şekilde 24V 'tan 20V 'a $6,5\text{ms}$ sürede düşürülmüş ve KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansı incelenmiştir. Aşağıda Şekil 4.8. ile rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi verilmiştir. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü üzerinde rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi ile ilgili KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemler için elde edilen cevap eğrileri sırasıyla Şekil 4.9., Şekil 4.10. ve Şekil 4.11. ile verilmiştir.



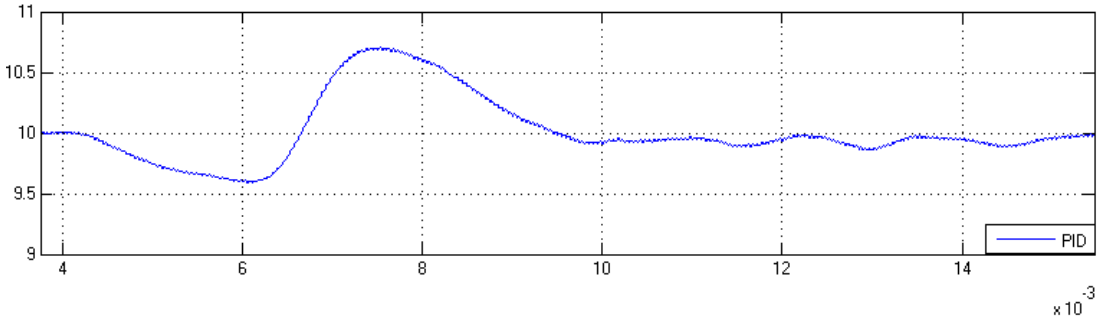
Şekil 4.8. Rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi.



Şekil 4.9. Rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen KKK kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.



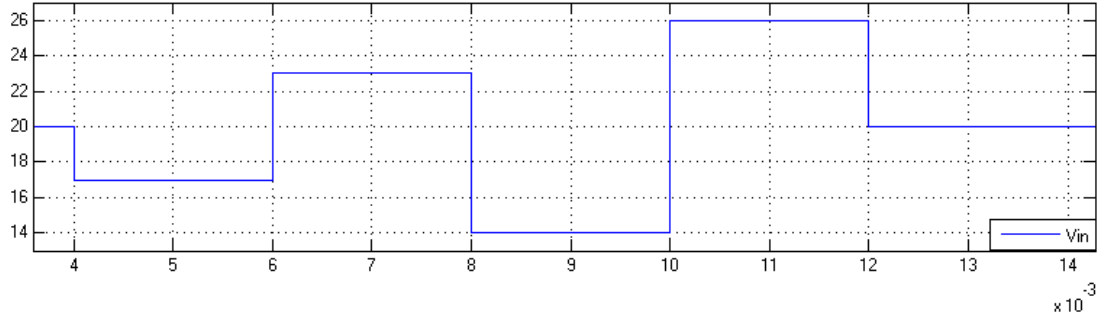
Şekil 4.10. Rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen LQR kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.



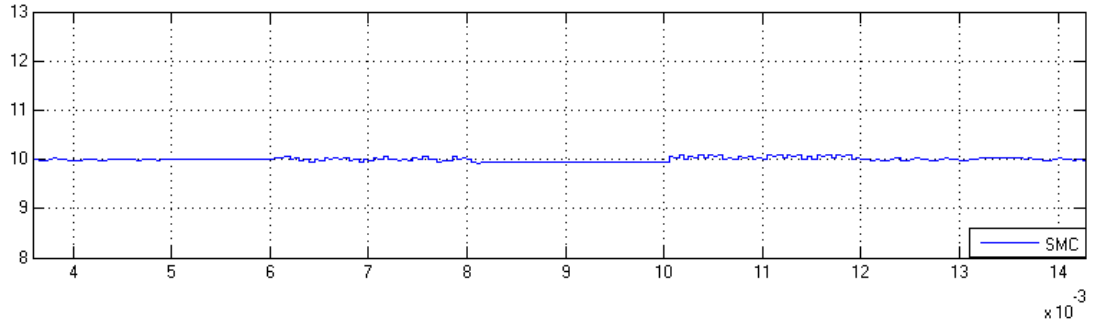
Şekil 4.11. Rampa fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen PID kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.

Yukarıda Şekil 4.9., Şekil 4.10. ve Şekil 4.11.'u inceleyecek olursak PID kontrolörlü sistemin giriş geriliminden en fazla etkilenen sistem olduğunu görmekteyiz. KKK'lı ve LQR kontrolörlü sistemlerin rampa şeklinde verilen giriş geriliminden çok fazla etkilenmediği gözlemlenmektedir.

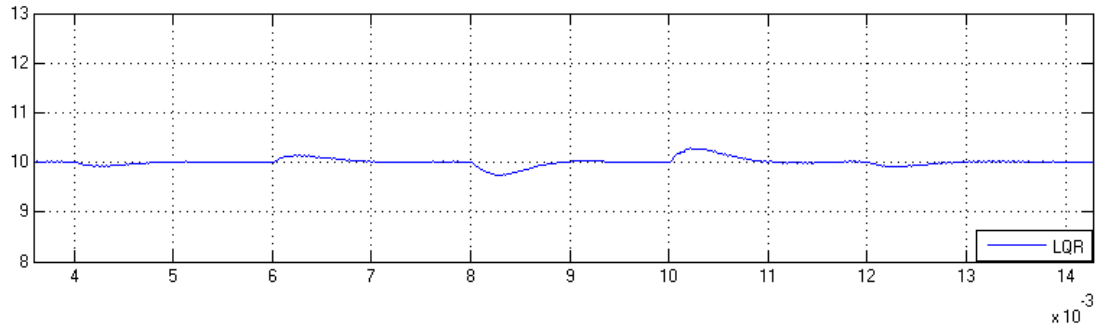
Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilimi $t=4\text{ms}$ anında 20V 'tan 17V 'a düşürülmüş, $t=6\text{ms}$ anında 17V 'tan 23V 'a artırılmış, $t=8\text{ms}$ anında 23V 'tan 14V 'a düşürülmüş ardından $t=10\text{ms}$ anında 14V 'tan 26V 'a artırılmıştır. Daha sonra tekrar $t=12\text{ms}$ anında 26V 'tan 20V 'a düşürülmüş ve KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansı incelenmiştir. Aşağıda Şekil 4.12. ile basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi verilmiştir. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü üzerinde basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi ile ilgili KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemler için elde edilen cevap eğrileri sırasıyla Şekil 4.13., Şekil 4.14. ve Şekil 4.15. ile verilmiştir.



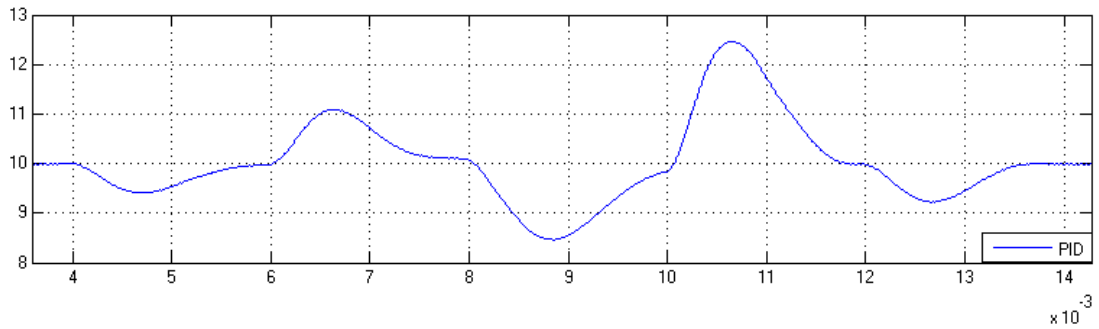
Şekil 4.12. Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi.



Şekil 4.13. Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen KKK kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.



Şekil 4.14. Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen LQR kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.



Şekil 4.15. Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilim değişimi için incelenen PID kontrolörlü sistemin cevap eğrisi.

Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş geriliminin her bir değişim anı için aşağıda Tablo 4.2. ile KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlere ait aşım değerleri verilmiştir.

Tablo 4.2. Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş gerilimi değişimi için incelenen sistemlerin performansları.

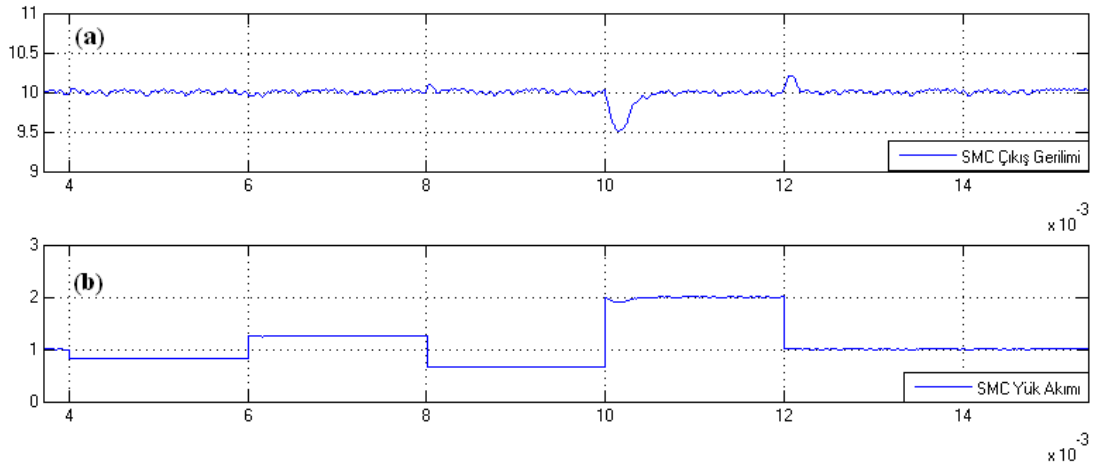
% Aşım	20V→17V	17V→23V	23V→14V	14V→26V	26V→20V
KKK	0,2	0,6	0,8	0,9	0,4
LQR	0,8	1,5	2,5	2,8	1
PID	5,9	11	15,3	24,6	7,8

Yukarıdaki Şekil 4.13., Şekil 4.14., Şekil 4.15. ve Tablo 4.2.'den açık bir şekilde görülmektedir ki; KKK'lı sistem tüm değişim anlarında minimum yüzde aşım değerine sahip olan sistem olduğunu gözlemlemekteyiz. Aşım kriterine göre PID kontrolörlü sistem ise diğer kontrolörlere göre daha kötü performans sergilemiştir. Bu sonuçlar rampa fonksiyonu şeklinde verilen giriş gerilimi sonuçlarını da tasdiklemektedir.

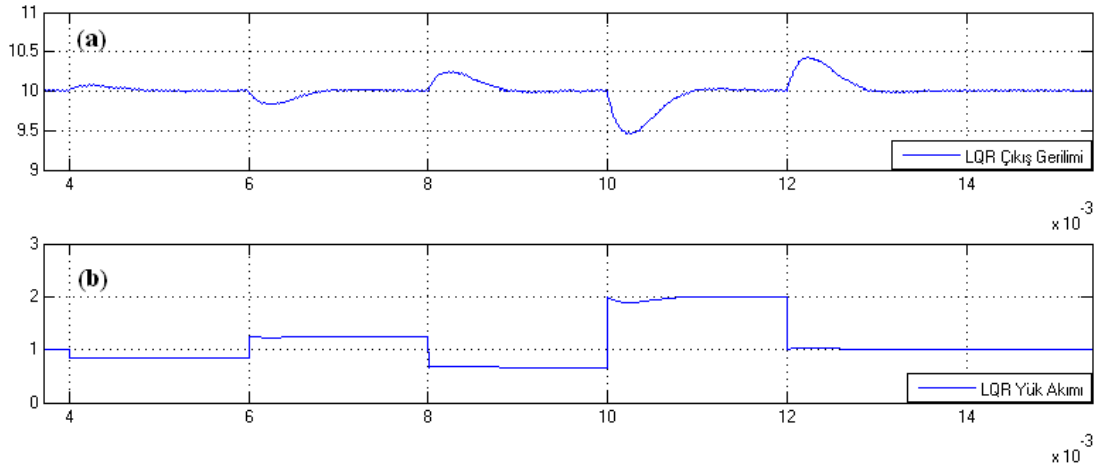
4.3. Yük Değişimi

Son olarak sabit giriş gerilimi ve çıkış geriliminde çalışan ayrık-zamanda alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün değişken yük değerleri için KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansları incelenmiştir.

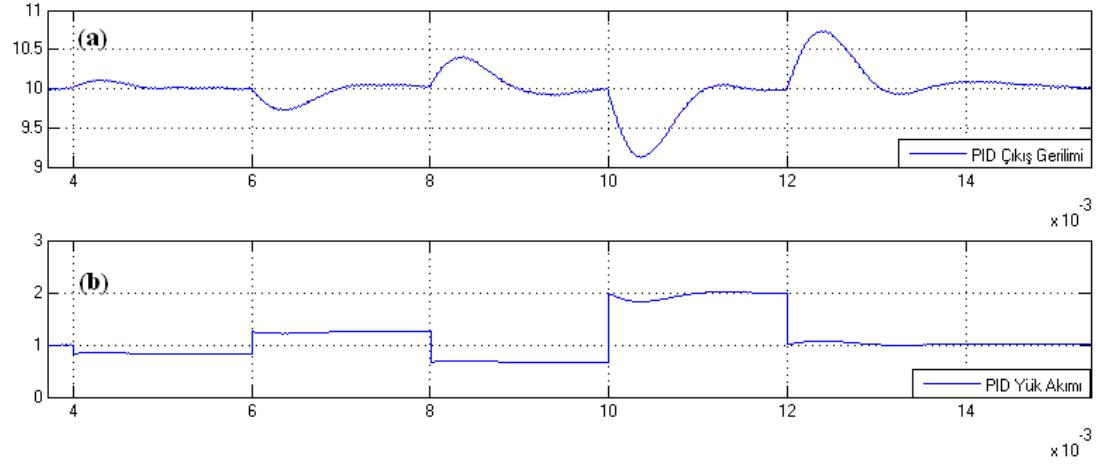
Basamak fonksiyonu şeklindeki yük değeri $t=4\text{ms}$ anında 10Ω 'dan 12Ω 'a artırılmış, ardından $t=6\text{ms}$ anında 12Ω 'dan 8Ω 'a düşürülmüş $t=8\text{ms}$ anında 8Ω 'dan 15Ω 'a artırılmış ardından $t=10\text{ms}$ anında 15Ω 'dan 5Ω 'a düşürülmüştür. Daha sonra tekrar $t=12\text{ms}$ anında 5Ω 'tan 10Ω 'a artırılmış ve KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansları incelenmiştir. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü üzerinde basamak fonksiyonu şeklindeki yük değişimi ile ilgili KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemler için elde edilen cevap eğrileri sırasıyla Şekil 4.16., Şekil 4.17. ve Şekil 4.18. ile verilmiştir.



Şekil 4.16. Basamak fonksiyonu şeklindeki yük değişimi için incelenen KKK kontrolörlü sistemin cevap eğrisi. (a) KKK kontrolörlü sisteme ait çıkış gerilimi. (b) KKK kontrolörlü sisteme ait yük akımı.



Şekil 4.17. Basamak fonksiyonu şeklindeki yük değişimi için incelenen LQR kontrolörlü sistemin cevap eğrisi. (a) LQR kontrolörlü sisteme ait çıkış gerilimi. (b) LQR kontrolörlü sisteme ait yük akımı.



Şekil 4.18. Basamak fonksiyonu şeklindeki yük değişimi için incelenen PID kontrolörlü sistemin cevap eğrisi. (a) PID kontrolörlü sisteme ait çıkış gerilimi. (b) PID kontrolörlü sisteme ait yük akımı.

Basamak fonksiyonu şeklindeki yük değerinin her bir değişim anı için Tablo 4.3. ile KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlere ait aşım değerleri verilmiştir.

Tablo 4.3. Basamak fonksiyonu şeklindeki yükün değişimi için incelenen sistemlerin performansları.

% Aşım	10Ω→12Ω	12Ω→8Ω	8Ω→15Ω	15Ω→5Ω	5Ω→10Ω
KKK	0,4	0,5	0,8	4,9	2,2
LQR	0,8	1,7	2,5	5,5	4,3
PID	1,1	2,5	4,0	8,8	7,4

Şekil 4.16., Şekil 4.17., Şekil 4.18. ve Tablo 4.3.'ü inceleyecek olursak, yük değerinin tüm değişim anları için KKK'lı sistemin minimum yüzde aşım değerine sahip olan sistem olduğunu gözlemlemekteyiz. PID kontrolörlü sistem ise aşım kriteri için, diğer kontrolörlere göre daha kötü performans sergilemiştir.

Benzetim programından elde ettiğimiz sonuçlara bakıldığında, KKK'lı sistemin referans gerilim takibi ve bozucu girişlere (giriş gerilimi ve yük değişimi gibi) karşı LQR ve PID kontrolörlü sistemlere göre daha iyi bir cevaba sahip olduğu gözlemlenmiştir. KKK'lı sistemin PID ve LQR kontrolörlü sistemlere göre çok daha hızlı olduğu görülmüştür. Ayrıca aşım kriterine göre yine KKK'lı sistemin PID ve LQR kontrolörlü sistemlere göre minimum aşımına sahip olduğu gözlemlenmiştir.

Genel olarak bakacak olursak benzetim çalışmaları sonuçlarına göre, KKK'lı sistemin diğer kontrolörlere göre daha iyi performans sergilediği ayrık-zamanda çalışan alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücüye başarılı bir şekilde uygulanabildiğini görmekteyiz.

BÖLÜM 5. GERÇEK-ZAMAN ÇALIŞMALARI VE SONUÇLAR

Bu bölümde, incelenen alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresinin prototip tasarımı yapılarak referans gerilim değişimi, giriş gerilim değişimi ve yük değişimi altında KKK, LQR ve PID kontrolörleri ile kontrol edilen alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresine ait gerçek-zaman çalışma sonuçları ile birlikte benzetim çalışması sonuçları karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresinin sürekli akım modunda çalışması için, endüktansın olabileceği minimum değer (Denklem 2.16)'dan yararlanılarak;

$$L_K = \frac{R(1-d)}{2f_s} = \frac{15(1-0,2)}{2 \cdot 10 \cdot 10^3} = 600 \mu H \quad (5.1)$$

olarak hesaplanmıştır. Yük üzerindeki gerilim dalgalanmasının düşük olması için, kapasitenin minimum değeri (Denklem 2.23)'den yararlanılarak;

$$C_K = \frac{(1-d)}{16Lf_s^2} = \frac{(1-0,2)}{16 \cdot 0,88 \cdot 10^{-3} (10 \cdot 10^3)^2} = 568 nF \quad (5.2)$$

olarak hesaplanmıştır. Deneysel çalışmalarda çıkış akımının, sürekli olmasını garanti etmek için 880 μH değerinde bir endüktans kullanılmıştır. Yük üzerindeki gerilim dalgalanmasının düşük olması için, 390 μF değerinde kondansatör kullanılmıştır.

Deneysel çalışmalarda kullanılan devre elemanları ve değerleri Tablo 5.1. ile verilmiştir.

Tablo5.1. Gerçek-zaman alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devre elemanları ve değerleri.

Parametre	Açıklama	Değer
R	Yük Değeri	15 Ω
V_{in}	Giriş Gerilimi	10.4 V
L	Endüktans	880 μ H , 1.7 Ω
C	Kapasite	390 μ F , 14 m Ω
f_s	Anahtarlama Frekansı	10 kHz

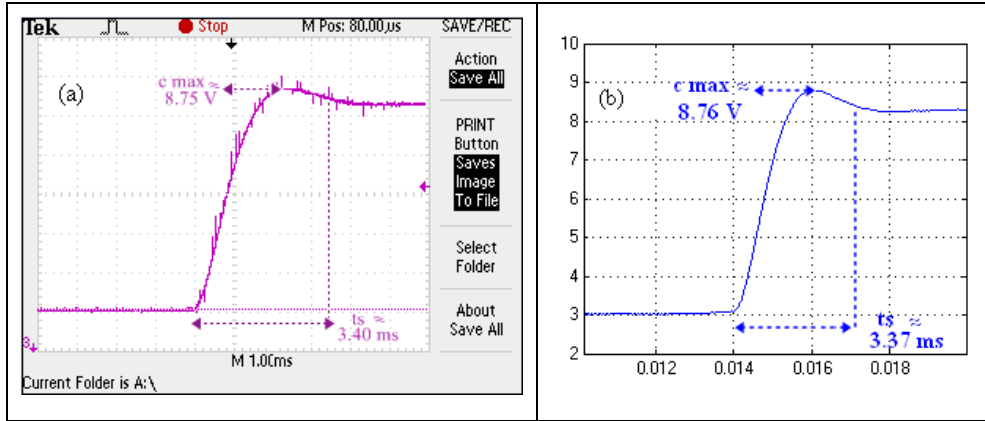
Sürekli akım modunda çalışan alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresi gerçek-zaman çalışmaları için ARM tabanlı Texas Instrument LM4F120 işlemcisi kullanılmıştır. Şekil 5.1. ile alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresinin prototipi verilmiştir.



Şekil 5.1. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresinin prototipi.

5.1. Gerçek-Zaman ve Benzetim Sonuçları Açık Çevrim Karşılaştırılması

Gerçek-zaman ve benzetim sonuçlarını karşılaştırmak için, alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü devresi üzerinde doluluk oranı 0.37'den 0.90'a yükseltilecek şekilde devrenin çıkış gerilimine ait açık çevrim cevabı incelenmiştir. Bahsedilen koşullar altında, elde edilen gerçek-zaman ve benzetim çalışmaları sonuçlarına ait çıkış gerilim grafikleri Şekil 5.2. ile verilmiştir.

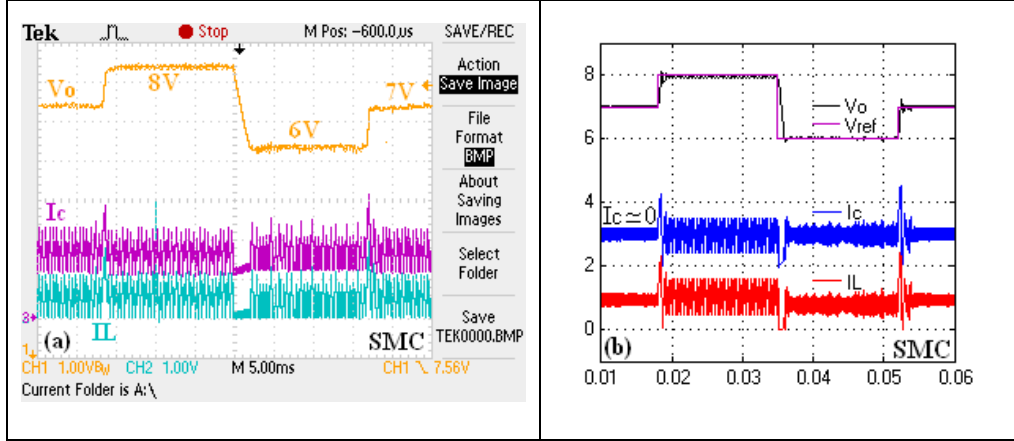


Şekil 5.2. Açık çevrim çıkış gerilimi. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.

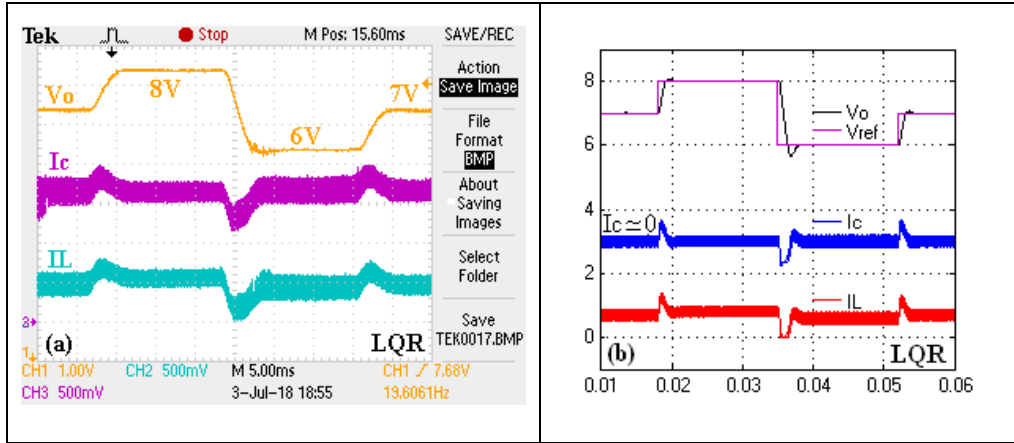
5.2. Referans Gerilim Değişimi İçin Gerçek-Zaman Çalışmaları

Bu kısımda, sabit yük ve sabit giriş geriliminde çalışan alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün, basamak fonksiyonu şeklindeki referans gerilimi takip edebilme performansları incelenmiştir.

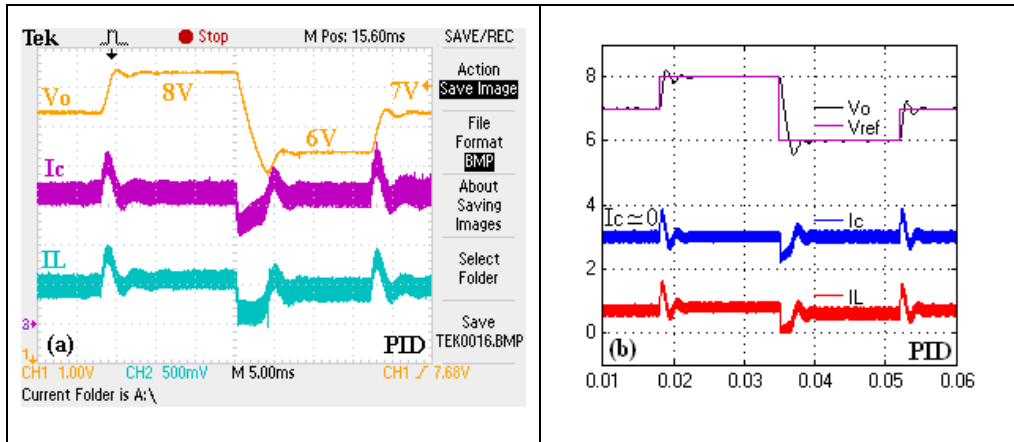
Bu amaçla referans gerilim değeri 7.0 V'tan 8.0 V'a artırılmış ardından 6.0 V'a düşürülmüş ve daha sonra tekrar 7.0 V'a getirilerek KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansları incelenmiştir. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü üzerinde basamak fonksiyonu şeklindeki referans gerilim değişimi ile ilgili KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemler için elde edilen cevap eğrileri sırasıyla Şekil 5.3., Şekil 5.4. ve Şekil 5.5. ile verilmiştir.



Şekil 5.3. KKK kontrolörlü sistemin referans gerilim değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.



Şekil 5.4. LQR kontrolörlü sistemin referans gerilim değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.



Şekil 5.5. PID kontrolörlü sistemin referans gerilim değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.

Basamak fonksiyonu şeklindeki referans giriş geriliminin her bir değişim anı ve gerçek-zaman çalışma sonuçları için aşım ve yerleşme zamanı değerleri aşağıda Tablo 5.2. ile verilmiştir.

Tablo5.2. Gerçek-zamanda referans gerilim değişimi için incelenen sistemlerin performansları.

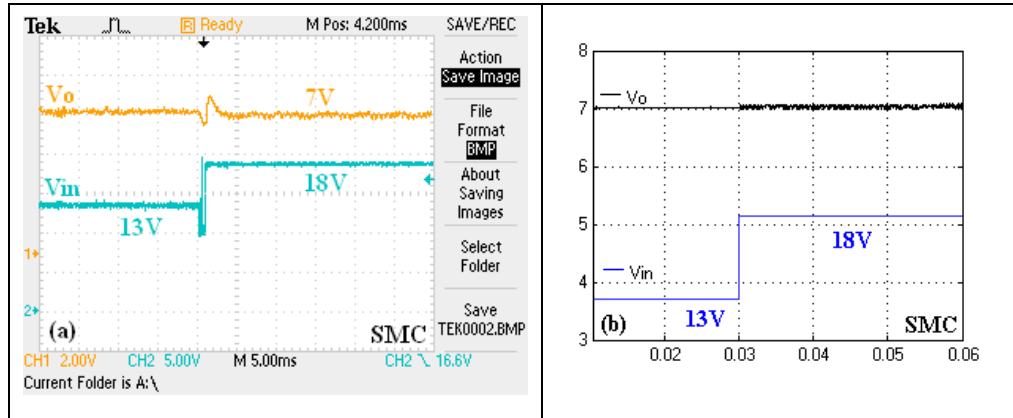
	7,0V→8,0V			8,0V→6,0V			6,0V→7,0V		
	KKK	LQR	PID	KKK	LQR	PID	KKK	LQR	PID
Yerleşme Zam. (ms)	0,8	2,9	3,3	1,9	3,7	5,6	0,4	2,9	3,6
% Aşım	0	0	0,9	0	0	5,6	0	0	1,1

Şekil 5.3., Şekil 5.4., Şekil 5.5. ve Tablo 5.2.'den görüldüğü gibi KKK'lı sistem tüm değişim anlarında en hızlı takibi gerçekleştirmiş ve ayrıca aşım kriteri göz önüne alındığında yine KKK'lı ve LQR'li sistemin minimum aşımaya sahip olduğu görülmektedir ve her üç kontrolöre ait cevaplarda, sürekli hal hatası gözlemlenmemiştir.

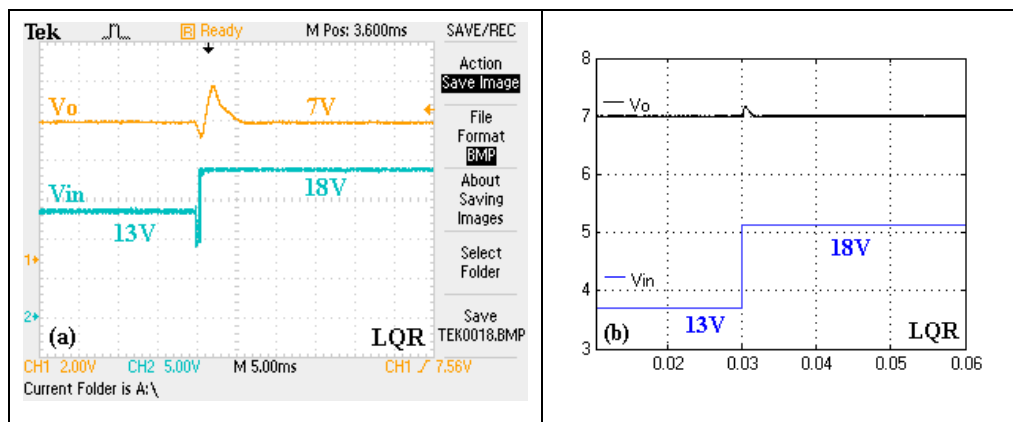
5.3. Giriş Gerilim Değişimi İçin Gerçek-Zaman Çalışmaları

Sabit yük ve sabit referans geriliminde çalışan alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün giriş gerilimindeki basamak fonksiyonu şeklinde oluşan değişimlere karşı KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansları incelenmiştir.

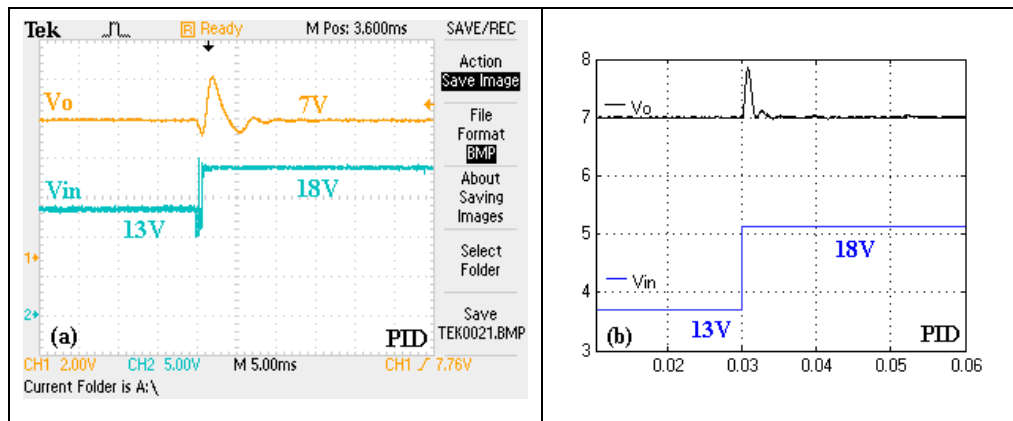
İlk olarak giriş gerilimi 13.0 V'tan 18.0V'a artırılarak KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansları incelenmiştir. KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemler için elde edilen cevap eğrileri sırasıyla Şekil 5.6., Şekil 5.7. ve Şekil 5.8. ile verilmiştir.



Şekil 5.6. KKK kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.

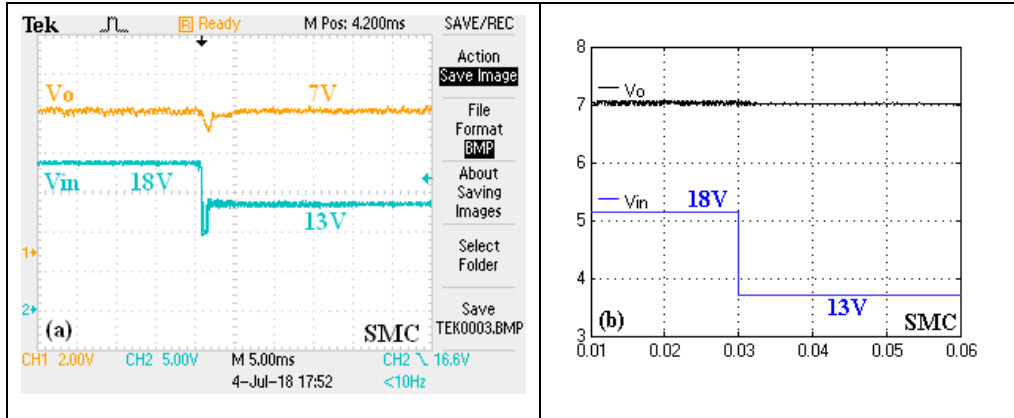


Şekil 5.7. LQR kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.

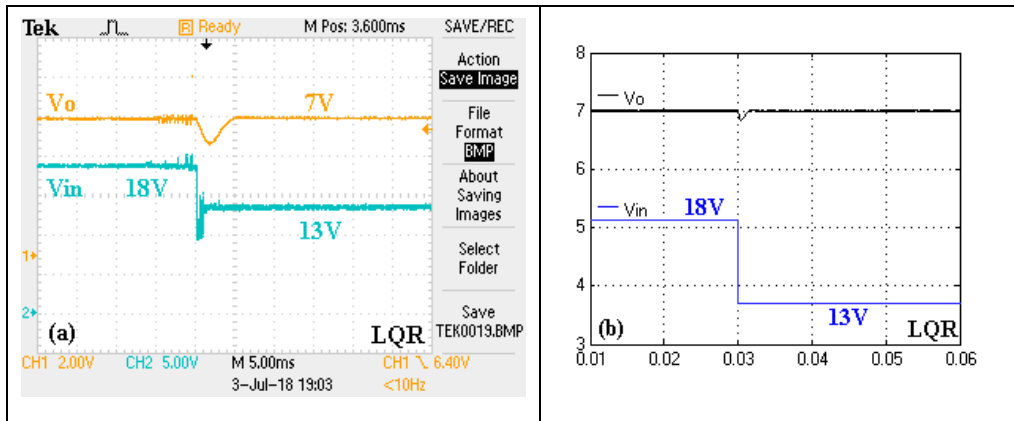


Şekil 5.8. PID kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.

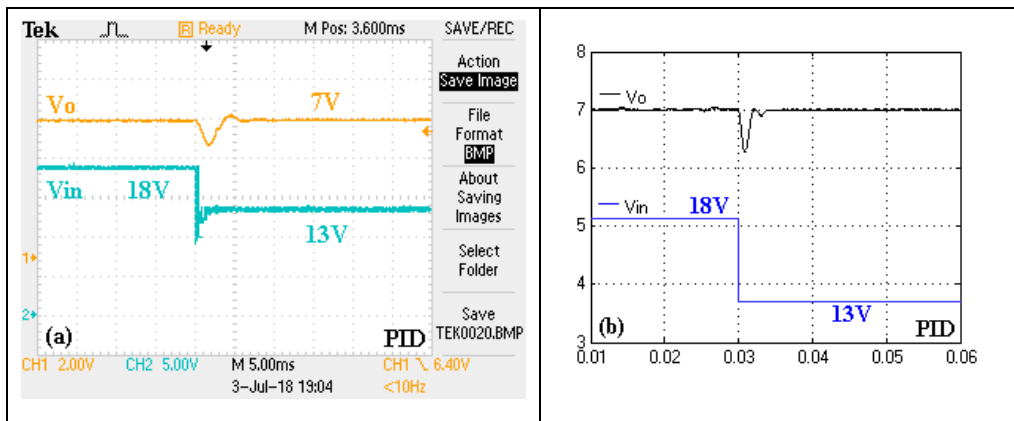
İlkinci olarak giriş gerilimi 18.0 V'tan 13.0V'a düşürülerek KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansları incelenmiştir. KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemler için elde edilen cevap eğrileri sırasıyla Şekil 5.9., Şekil 5.10. ve Şekil 5.11. ile verilmiştir.



Şekil 5.9. KKK kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.



Şekil 5.10. LQR kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.



Şekil 5.11. PID kontrolörlü sistemin giriş gerilim değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.

Basamak fonksiyonu şeklindeki giriş geriliminin her bir değişim anında, gerçek-zaman çalışma sonuçları için aşağıda Tablo 5.3. ile KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlere ait aşım ve yerleşme zamanı değerleri verilmiştir.

Tablo5.3. Gerçek-zamanda giriş gerilim değişimi için incelenen sistemlerin performansları.

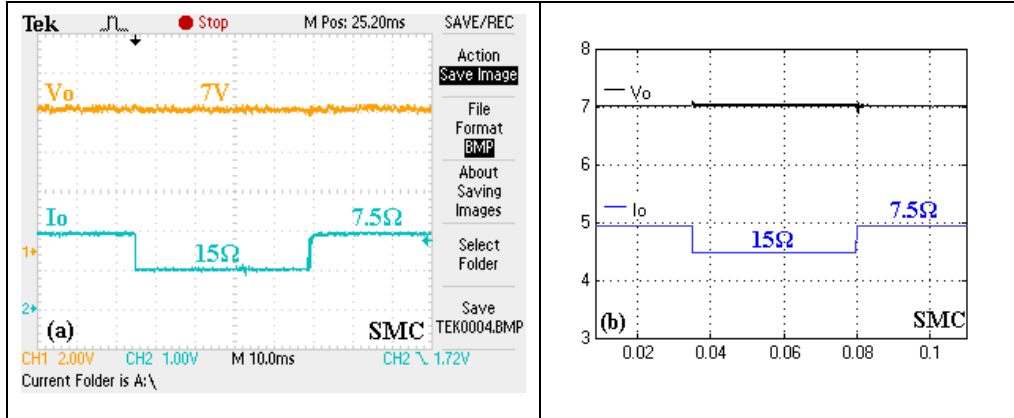
	13,0V→18,0V			18,0V→13,0V		
	KKK	LQR	PID	KKK	LQR	PID
Yerleşme Zam. (ms)	2,6	4,7	6,8	1,1	3,8	3,8
% Aşım	11,2	24,5	28,7	7,8	16,6	16,8

Şekil 5.6., Şekil 5.7., Şekil 5.8., Şekil 5.9., Şekil 5.10., Şekil 5.11. ve Tablo 5.3.'den görüldüğü gibi KKK'lı sistem tüm değişim anlarında en hızlı takibi gerçekleştirmiş ve benzer şekilde aşım kriteri göz önüne alındığı zaman yine KKK'lı sistemin en az aşımaya sahip olan sistem olduğunu gözlemlemekteyiz.

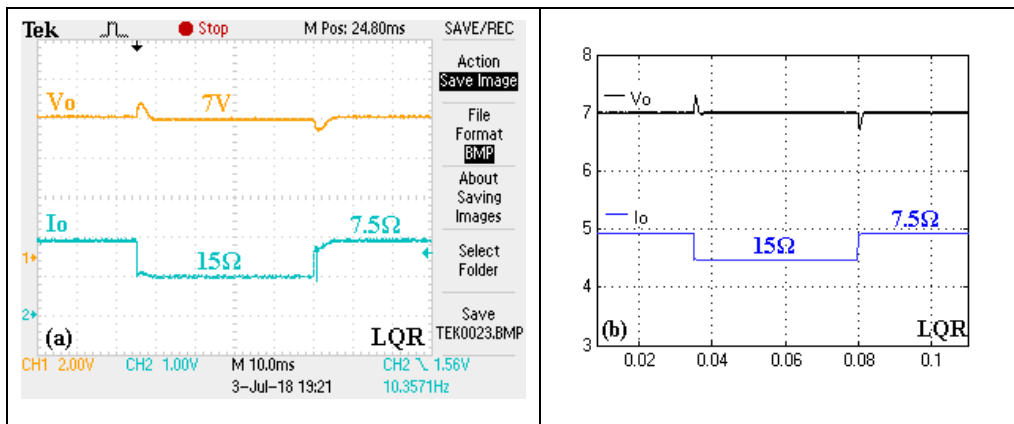
5.4. Yük Değişimi İçin Gerçek-Zaman Çalışmaları

Sabit giriş gerilimi ve sabit referans geriliminde çalışan alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücünün basamak fonksiyonu şeklinde değişen yük değerleri için KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansları incelenmiştir.

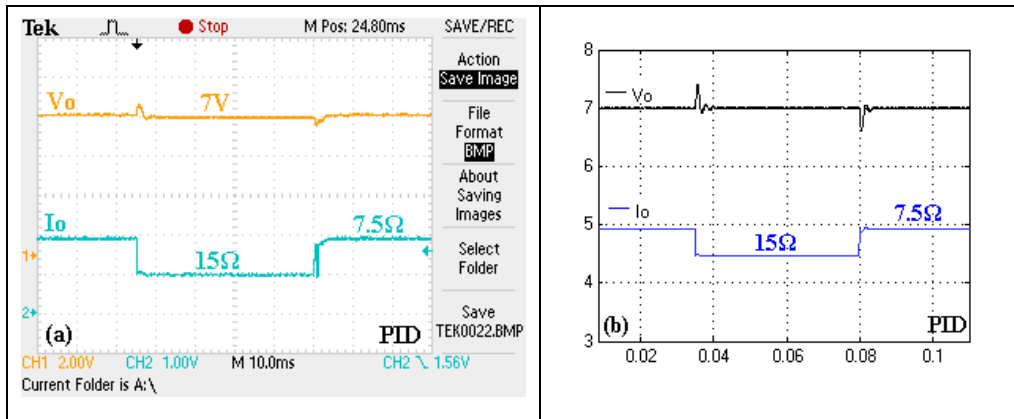
Basamak fonksiyonu şeklindeki yük değeri 7.5 Ω 'dan 15.0 Ω 'a artırılmış ardından tekrar 7.5 Ω 'a düşürülerek KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlerin performansları incelenmiştir. Alçaltıcı tip DA-DA dönüştürücü üzerinde basamak fonksiyonu şeklindeki yük değişimi ile ilgili KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemler için elde edilen cevap eğrileri sırasıyla Şekil 5.12., Şekil 5.13. ve Şekil 5.14. ile verilmiştir.



Şekil 5.12. KKK kontrolörlü sistemin yük değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.



Şekil 5.13. LQR kontrolörlü sistemin yük değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.



Şekil 5.14. PID kontrolörlü sistemin yük değişimi cevabı. (a) Gerçek-zaman. (b) Benzetim çalışması.

Basamak fonksiyonu şeklindeki yük değerinin her bir değişim anında, gerçek-zaman çalışma sonuçları için aşağıda Tablo 5.4. ile KKK, LQR ve PID kontrolörlü sistemlere ait aşım ve yerleşme zamanı değerleri verilmiştir.

Tablo5.4. Gerçek-zamanda yük değişimi için incelenen sistemlerin performansları.

	7,5Ω→15,0Ω			15,0Ω→7,5Ω		
	KKK	LQR	PID	KKK	LQR	PID
Yerleşme Zam. (ms)	0	2,7	2,4	0	3,1	2,1
% Aşım	0	9,6	9,1	0	9,1	5,7

Yukarıdaki Şekil 5.12., Şekil 5.13., Şekil 5.14. ve Tablo 5.4.'den görüldüğü gibi; referans gerilimi KKK'lı sistem tüm değişim anlarında en hızlı takibi gerçekleştirmiştir. Aşım kriteri göz önüne alındığı zaman yine KKK'lı sistemin en az aşımına sahip olan sistem olduğu görülmektedir ve ayrıca her üç kontrolöre ait cevaplarda, sürekli hal hatası gözlemlenmemiştir.

Gerçek-zaman sonuçlarından elde ettiğimiz sonuçları genel olarak değerlendirecek olursak, KKK'lı sistemin basamak fonksiyonu şeklinde değişen referans gerilimi takip etmede ve bozucu girişlere (giriş gerilimi ve yük değişimi gibi) karşı LQR ve PID kontrolörlü sistemlerine göre daha hızlı ve düşük aşımlı cevaba sahip olduğu gözlemlenmiştir. Diğer kontrolörlerden daha az etkilenmesine rağmen Şekil 5.3 'teki endüktans ve kapasite akımından görüldüğü gibi çatırdama problemi söz konusu olmuştur. Çatırdama probleminin giderilmesine yönelik literatürde mevcut yöntemler mevcuttur. Ayrıca KKK tasarımındaki katsayıların elde edilişi tecrübeye dayalı olması ve deneme yanılma yöntemi ile katsayıların belirlenmesi KKK 'ya ait dezavantajları oluşturmaktadır.

KAYNAKLAR

- Agrawal, J. P. 2001. "Power Electronics Systems: Theory and Design", Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ.
- Akınal Ş., 2005. "Sliding Mode Control and Its Applications", Gaziantep Üniversitesi, Ph.D Thesis in Electrical and Electronic Engineering.
- Alkrunz, M., Yazıcı, I., 2016. "Design of discrete time controllers for the DC-DC boost converter". Sakarya University Journal of Science 20 (2016): 75-82.
- Arifoğlu, U., 2018. "Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları Ders Notu". Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya
- Aydın S., 2008. "Kayma Kipli Kontrolörlerde Kayma Yüzeyi Tasarımı Yöntemlerinin İncelenmesi ve Sınıflandırılması", Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı.
- Baştürk H. 1996. "Anahtarlama Güç Kaynaklarının İncelenmesi ve Bir Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi",Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, 1996, İstanbul.
- Bayraktar Ö. 2015. "Voltaj ve Akım Kontrolü Nedir?", <http://www.omerbayraktar.com/2015/01/07/voltaj-ve-akim-kontrolu-nedir/>
- Bodur, H. 2004. "Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları 1" Yıldız Teknik Üniversitesi Ders Notları, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- Bodur, H. 2010. "Güç Elektroniği", BİRSEN Yayınevi.
- Brown, Marty. 1990. "Practical Switch-Mode Power Supply Design", Academic Press, San Diego, U.S.A.
- Burns RS., 2001. "Advanced Control Engineering", Butterworth-Heinemann, Oxford-UK
- Canpolat Tosun D., 2015. "Dört Motorlu Bir İnsansız Hava Aracı için Adaptif Kontrol Sistemi Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, Anadolu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Havacılık Elektrik ve Elektroniği Anabilim Dalı.

- Deng, H. 2005. "Modeling and design of a monolithic high frequency synchronous buck with fast transient response", Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 178 p.
- Edwards, C., Spurgeon, S.K. 1998. "Sliding mode control, theory and applications", Taylor & Francis, pp.1-65.
- Emelyanov, S.V. 1967. "Variable structure control systems" , Moscow, Nauka.
- Erdoğan, E. 2010. "Dijital Kontrollü Çok Fazlı Senkronize DC-DC Alçaltıcı Çevirici Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik Bilim Dalı, Eskişehir.
- Fossen, T.I., ve Foss, B.A. 1991. "Sliding control of MIMO nonlinear systems", Proceedings of the European Control Conference, Grenoble, France, s. 1855-1860.
- Fraser, C. and Milne, J., 1994. "Electro-Mechanical Engineering: An Integrated Approach", IEEE Press, New Jersey.
- Gao, W., Wang, Y., Homafia, A. 1995. "Discrete time variable structure control systems", IEEE Trans. On Ind.Elect., 42, 2, pp. 117-122.
- Gezgin C, Bonnie S. Heck, Richard M. Bass,. 1997. "Control Structure Optimization of a Boost Converter: An LQR Approach", IEEE PESC'97 Rec., pp. 901-907.
- Giaouris D., Banerjee S., Zahawi B., and Pickert V. 2008. "Stability analysis of the continuous-conduction-mode buck converter via filippov's method", IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, vol. 55, pp. 1084–1096.
- Goodwin, G. C., Graebe, S. F. and Salgado, M.E. 2001. "Control System Design", Prentice Hall Inc., New Jersey.
- Hitit Üniversitesi, 2014. http://web.hitit.edu.tr/dersnotlari/mehmetfatih_21.03.2014_4I1U.pdf.
- Hung, J.Y., Gao, W., Hung, J.C. 1993 "Variable structure control a survey", IEEE Trans. Ind. Elect., 40, 1, pp. 2-18.
- İşbilir H. 2005. "Yüksek Güçlü Yumuşak Anahtarlmalı Tam Körü Bir Anahtarlmalı Güç Kaynağı Uygulaması",Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- İtkıs, Y. 1976 "Control systems of variable structure", New York, Wiley.
- Kandemir K., 2006. "Matlab ve Simulink Kullanılarak LQR ve Kutup Yerleşimi Metodları ile Tepe Vinci Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı.

- Kuo BC., 1992, "Digital control systems. 2nd ed. Florida: Sounders College Publishing".
- Kuo Benjamin C., 1995. "Otomatik Kontrol Sistemleri" Yedinci Baskı Prentice Hall
- Lewis, F.L., 2008. "Linear quadratic regulator (LQR) state feedback design".
- Li, H., Song, L., 2007. "Discrete variable structure control design and its application to a power system".
- Liping G., John Y. Hung, and R. M. Nelms, 2009. "Evaluation of DSP-Based PID and Fuzzy Controllers for DC-DC Converters", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 56, no 6, pp 182 – 190.
- Mammano B. 1994. "Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode", Unitrode Design Note.
- Mamur A. 2012. "FPGA Denetimli Düşürücü DA-DA Dönüştürücünün Tasarımı ve Gerçeklemesi" Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Elektrik ve Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı, Eskisehir.
- Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins W.P. 2007. "Güç Elektroniği, Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım", Literatür Yayıncılık.
- Monsees, G., 2002. "Discrete-Time Sliding Mode Control", Ph.D. dissertation, Delft University of Technology, pp.1-130.
- Mu, L., Gao, C., Chen, W., 2007. "Research for discrete variable structure control systems", IEEE Intern. Conf. on Control and Automation, pp. 2644-2647.
- Naidu, D.S., 2003. "Optimal control systems", CRC Press, pp.1-120.
- Ogata K., 1994. "Discrete-Time Control System".
- Ogata K., 1995 "Discrete Time Control Systems" PrenticeHall, pp.1-580.
- Ogata K., 2002. "Modern Control Engineering. New Jersey: Prentice Hall".
- Özdaş Nimet, A.Talha Dinibütün, Ahmet Kuzucu, 1998 "Otomatik Kontrol Temelleri", İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- Özdemir, S. 2010. "Tam Köprülü bir DC-DC Çeviricinin Geliştirilmesi ve Gerçeklenmesi" Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bil. Enstitüsü, İstanbul.
- Özkan, G. 2007. "Yakıt Pilleri Uygulamaları için Dijital Kontrollü D.A.-D.A. Dönüştürücü Devre Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, Eskisehir Osmangazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Eskisehir.

- Patella, B. J., Prodic, A., Zirger, A. and Maksimovic, D. 2003. "High-Frequency Digital PWM Controller IC for DC–DC Converters", IEEE Transactions On Power Electronics, 18, No. 1, 438-446.
- Perruquetti, W., Barbot, J.P. 2002. "Sliding mode control in engineering", Marcel Dekker, pp. 1-35.
- Rashid, M. H. 2001. "Power Electronics Handbook", University of West Florida, Pensacola, Florida, 895 p.
- Rashid, M. H. 2014. "Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications", Front Cover, 4th Edition.
- Şahin, M. E. 2006. "Senkron Buck Dönüştürücü ile Elektroliz Olayının Gerçekleştirilmesi", Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bil. Enstitüsü, Ankara, 1-30.
- SamehBdran, Ma Shuyuan, Samo Saifullah and Dr.Huang Jie, "Comparison of PID, PolePlacement And LQR Controllers For SpeedRatio Control Of Continuously VariableTransmission (CVT)", Mechatronic Center,Mechanical Engineering , Beijing Institute ofTechnology (BIT) , Beijing, China.
- SARIOGLU, K. M., 1998. "Dijital Kontrol Sistemleri" Birsen Yayınevi, İstanbul.
- Sattar Jaber Al-Isawi and Ehsan A. Abd Al-Nabi. 2009. "Design of The Feedback Controller (PIDController) for The Buck Boost Converter",Department of Electromechanical Engineering,The High Institute for Industry-Libya-Misrata.
- Texas Instruments Incorporated 2013. "AN-1197 Selecting Inductors for Buck Converters" SNVA038B.
- Tokat S. 2003. "Koordinat dönüşümüne dayalı zamanla değişen kayma yüzeyi tasarım yöntemleri", Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 163s.
- Utkin, V. I. 1977. "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Trans. Automat. Contr., AC-22, pp. 212–222.
- Utkin, V., Guldener J., Shi, J. 1999. "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems" , Taylor&Francis, pp. 1-151.
- Uysal, A. 2009. "Elektroliz Yapmak İçin Bulanık Mantık Denetimli Senkron Alçaltıcı Tip Dönüştürücü Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi", Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Bilişim Enstitüsü, Ankara.
- Wang, Q. Zhang, D. 2008. "All Digital DC/DC Converters on FPGA", International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA), 11-15.

- Yanuarsyah Haroen, Pekik Argo Dahonon ve Jasmin Sutanto. 2001. "A new type DC-DC converter for rolling stock auxiliary power supply", Electrical Energy Conversion Laboratory, Bandung Institute of Technology, Bandung, Indonesia.
- Yaylacı E. K., 2011. "Asenkron motorlarda kayan kip yöntemi ile hız kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya.
- Yazıcı İ. 2008. "Model Referans Kayan Kipli Kontrolör Tabanlı Güç Sistem Kararlayıcı Tasarımı", Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya.
- Yılankıran, N. 2004. "Türkiye'nin Alternatif Enerji Kaynakları ve Kullanım Potansiyeli", Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bil. Enstitüsü, Ankara.
- Yıldız M.N. 2009. Güç Elektroniği Ders Notları, Ege Üniversitesi.
- Young, D.K., and Özgüner, Ü. 1993. "Frequency Shaping Compensator Design for Sliding Mode", International Journal of Control, 57: (5) 1005-1019.
- Zinober, A.S.I., 1994. "Variable Structure and Lyapunov Control", Springer-Verlag, London, 401s.

ÖZGEÇMİŞ

Ömer ÖZDEMİR, 22.12.1989'da Sakarya'da doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Sakarya'da tamamladı. 2007 yılında Yenikent Anadolu Lisesi'nden mezun oldu. 2008 yılında başladığı Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü 2013 yılında bitirdi. 2013 yılında Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Elektrik anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı. 2015 yılında Türk Standartları Enstitüsünde dış uzmanı olarak çalışmaya başladı akabinde 2016 yılında Türkiye Elektrik İletim A.Ş.'de Test Mühendisi olarak başlamış olup halen aynı kurum ve birimde çalışmaya devam etmektedir.