



**DA-DA AZALTICI (BUCK) DÖNÜŞTÜRÜCÜ İÇİN
DOĞRUSAL OLMAYAN GERİ ADIMLAMALI
KONTROLCÜ TASARIMI VE
GERÇEK ZAMANLI UYGULAMASI**

Tuğrulhan AKGÜL

**Yüksek Lisans Tezi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Hacı Mehmet GÜZEY**

**2020
Her hakkı saklıdır.**



**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**DA-DA AZALTICI (BUCK) DÖNÜŞTÜRÜCÜ İÇİN DOĞRUSAL OLMAYAN
GERİ ADIMLAMALI KONTROL CÜ TASARIMI VE GERÇEK ZAMANLI
UYGULAMASI**

Tuğrulhan AKGÜL

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Hacı Mehmet GÜZEY

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Erzurum

2020

Her hakkı saklıdır

T.C.
ERZURUM TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
TEZ ONAY FORMU

**DA-DA AZALTICI (BUCK) DÖNÜŞTÜRÜCÜ İÇİN DOĞRUSAL OLMAYAN
GERİ ADIMLAMALI KONTROL CÜ TASARIMI VE GERÇEK ZAMANLI
UYGULAMASI**

Dr. Öğr. Üyesi Hacı Mehmet GÜZEY danışmanlığında, Tuğrulhan AKGÜL tarafından hazırlanan bu çalışma 02 / 01 / 2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda Yüksek Lisans tezi olarak **Oy birliği ile (3/3)** ile kabul edilmiştir.

Başkan	: Doç. Dr. Ahmet DURLU	İmza	:
Üye	: Dr. Öğr. Üyesi Hacı Mehmet GÜZEY	İmza	:
Üye	: Dr. Öğr. Üyesi Muhammed Fatih ÇORAPSIZ	İmza	:

Yukarıdaki sonucu onaylıyorum

Prof. Dr. Arzu GÖRMEZ
Enstitü Müdürü

Bu tez çalışması TÜBİTAK tarafından 217E138 nolu proje ile desteklenmiştir.

ETİK KURALLARA UYGUNLUK BEYANI

Erzurum Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez içindeki tüm bilgilerin doğru ve tam olduğunu, bilgilerin üretilmesi aşamasında bilimsel etiğe uygun davrandığımı, yararlandığım bütün kaynakları atıf yaparak belirttiğimi beyan ederim.

02 / 01 / 2020

Tuğrulhan AKGÜL

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

DA-DA AZALTICI (BUCK) DÖNÜŞTÜRÜCÜ İÇİN DOĞRUSAL OLMAYAN GERİ ADIMLAMALI KONTROLCÜ TASARIMI VE GERÇEK ZAMANLI UYGULAMASI

Tuğrulhan AKGÜL

Erzurum Teknik Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Hacı Mehmet GÜZEY

DA-DA (Doğru Akım-Doğru Akım) dönüştürücüler, DA motor kontrolü ve anahtarlama güç kaynakları gibi farklı amaçlarla yaygın olarak kullanılır. Dönüştürücünün girişindeki ayarsız gerilimin kontrollü bir gerilim olarak istenilen gerilim kademesine dönüştürülmesi üzerine yapılan çalışmalar son yıllarda artmıştır. Bu tez çalışmasında, DA-DA azaltıcı (Buck) dönüştürücü için geri adımlamalı doğrusal olmayan denetleyici tasarlanmış ve gerçek zamanlı olarak test edilmiştir. Tasarlanan sisteme bazı bozucu etkiler uygulanmış ve etkileri MATLAB / Simulink araç kutusu kullanılarak gözlemlenmiştir. Büyük güçlü dönüştürücü uygulamalarında, dönüştürücünün parazitik etkilerinin rolü baskın olduğundan durum uzay ortalama modeli geliştirilmesinde parazitik elemanlar göz önünde bulundurulmalıdır. Tasarlanan denetleyici, geniş bir aralıkta değişebilen çıkış geriliminin denetimini sağlamıştır. Tasarlanan denetleyicinin doğruluk sonuçlarını değerlendirmek için hem MATLAB / Simulink araç kutusu kullanılmış hem de gerçek zamanlı deney düzeneği üzerinde gözlem yapılmıştır. Ayrıca, tasarlanan denetleyicinin nasıl tepki verdiğini değerlendirmek için elde edilen sonuçlar aynı koşullar altında standart bir PID denetleyici ile karşılaştırılmıştır. Sunulan benzetim sonuçları ve gerçek zamanlı sonuç, geliştirilen denetleyici ile standart bir PID denetleyici kıyaslandığında daha iyi tepkiler (geçici ve kalıcı durum tepkileri) elde edilmiştir.

2020, 73 sayfa

Anahtar Kelimeler: Lyapunov Metodu, DA-DA Dönüştürücü, Doğrusal Olmayan Kontrol, Parazitik Elemanlar, Bozucu Etki

ABSTRACT

MS. Thesis

NONLINEAR BACK-STEPPING CONTROLLER DESIGN OF DC-DC BUCK CONVERTER AND REAL TIME APPLICATION

Tuğrulhan AKGÜL

Erzurum Technical University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical Electronic Engineering

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Hacı Mehmet GÜZEY

DC-DC (Direct Current-Direct Current) converters are widely used for different purposes such as DC motor control and switched power supplies. In recent years, studies on converting uncontrolled voltage at the input of the converter to a desired voltage stage as a controlled voltage have increased. In this thesis, a non-linear back-stepping controller for the DC-DC Buck converter is designed and tested in real time. Some disturbing effects were applied to the designed system and their effects were observed by using MATLAB / Simulink toolbox. In large power transducer applications, parasitic elements should be considered in the development of the state space average model, since the role of the parasitic effects of the transducer is dominant. The designed controller provides control over a wide range of output voltages. The MATLAB / Simulink toolbox was used to evaluate the accuracy of the designed controller and real-time experimental setup was observed. Furthermore, the results obtained were compared with a standard PID controller under the same conditions to evaluate how the intended controller reacts. Simulation results and real-time result of non-linear back-stepping controller provided better responses (transient and steady state responses) compared to the standard PID controller.

2020, 73 page

Keywords: Lyapunov Method, DC-DC Converters, Nonlinear Control, Parasitic Elements, Disturbance

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca çalışmalarında bilgi ve deneyimi ile bana yol gösteren değerli danışmanım Sayın Dr. Öğr. Üyesi Hacı Mehmet GÜZEY'e saygılarımı ve teşekkürlerimi sunarım.

Eğitim hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerini benden esirgemeyen çok sevdiğim aileme teşekkür ederim.

Tuğrulhan AKGÜL
Ocak / 2020



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xii
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı	3
1.2. Tezin İçeriği	4
2. KAYNAK ÖZETLERİ	5
3. MATERYAL ve YÖNTEM.....	20
3.1. DA-DA Dönüştürücü ve Temel Kavramlar	20
3.1.1. Azaltıcı dönüştürücüler (Buck Converter)	22
3.1.2. Yükseltici dönüştürücü (Boost Converter)	24
3.1.3. Azaltıcı-yükseltici dönüştürücüler (Buck-Boost Converter).....	25
3.2. Parazitik Elemanların Dönüştürücüler Üzerindeki Etkisi	28
3.3. Durum Uzay Ortalama Modeli Yöntemi.....	28
3.4. DA-DA Azaltıcı Dönüştürücünün Modellenmesi ve Denetleyici Tasarımı	30
3.4.1. Azaltıcı dönüştürücünün parazitik elemanları ile ortalama durum-uzay modeli ..	31
3.4.2. Azaltıcı dönüştürücü için geri adımlamalı denetleyici yaklaşımı	35
3.4.3. Azaltıcı dönüştürücü için PID denetleyici yaklaşımı.....	40
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA.....	42
4.1. Azaltıcı Dönüştürücünün Gerçek Zamanlı Uygulaması	42
4.2. Azaltıcı Dönüştürücü için Yapılan Gerçek Zamanlı Uygulama Deneyi ve Benzetimleri	44
4.2.1 Azaltıcı dönüştürücünün gerçek zamanlı olarak referans gerilimi takip etmesi	44
4.2.2. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimi deneyi	45
4.2.3. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimi deneyi	51

4.2.4. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi, referans gerilimi ve çıkış yükü değişimi etkilerine karşı performans incelemesi deneyi	57
5. SONUÇ ve ÖNERİLER.....	64
KAYNAKLAR	66
EKLER.....	70
Ek – 1	70
ÖZGEÇMİŞ.....	73



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
t	Zaman değeri
τ	Zaman sabiti
f	Anahtarlama frekansı
kHz	Kilo Hertz
ms	Mili saniye
t_{on}	Anahtarın periyot boyunca açık kaldığı zaman
t_{off}	Anahtarın periyot boyunca kapalı kaldığı zaman
T_s	Toplam periyot
μ	Denetleyici sinyaline bağlı anahtarlama fonksiyonu
D	Görev çevrim oranı
V_d, E	Kaynak gerilimi
V_o	Çıkış gerilimi
V_{ref}	Referans gerilim
V_L	İndüktans gerilimi
V_C	Kapasitör gerilimi
v_d	Diyodun ileri gerilimi
i_o	Çıkış akımı
i_L	İndüktans akımı
i_C	Kapasitör akımı
W	Güç değeri (Watt)
H	Henry
F	Farad
Ω	Ohm
L	İndüktans değeri
C	Kapasitör değeri
R	Yük direnci
r_L	İndüktansın eşdeğer seri direnci
r_C	Kapasitörün eşdeğer seri direnci

r_s	Anahtarın eşdeğer seri direnci
r_D	Diyodun eşdeğer seri direnci
D	Diyot
S	Anahtar
k_1	Geri adımlamalı denetleyicinin ilk kontrol katsayısı
k_2	Geri adımlamalı denetleyicinin ikinci kontrol katsayısı
k_p	Oransal kazanç katsayısı
k_i	İntegral kazanç katsayısı
k_d	Türevsel kazanç katsayısı



Kısaltmalar

DA	Doğru Akım
AA	Alternatif Akım
CCM	Sürekli Çalışma Modu (Continuous Conduction Mode)
DCM	Süreksiz Çalışma Modu (Discontinuous Conduction Mode)
DUOM	Durum Uzay Ortalama Modeli (State Space Average Model)
PD	Oransal-Türevsel Denetleyici (Proportional Derivative)
PI	Oransal-İntegral Denetleyici (Proportional Integral)
PID	Oransal-İntegral-Türevsel (Proportional Integral Derivative)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
MPPT	Maksimum Güç Noktası Takibi (Maximum Power Point Tracking)
VLSI	Çok Geniş Ölçekli Tümlleşik Devre (Very Large Scale Integration)
UPS	Kesintisiz Güç Kaynağı (Uninterruptible Power Supply)
PFC	Pasiflik Esaslı Denetleyici (Passivity Based Control)
SMC	Kayan Kipli Kontrol (Sliding Mode Control)
ESR	Eşdeğer Seri Direnç
FPGA	Alan Etkili Programlanabilir Kapı Dizisi (Field-programmable Gate Array)
TI	Tapped İndükleyici (Tapped Inductor)
PV	Fotovoltaik (Photovoltaic)
MOSFET	Metal Oksit Yarı-iletken Alan Etkili Tansistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 3.1. a) Basit bir anahtarlama DA-DA dönüştürücü b) PWM sinyalinin gösterimi (Mohan et al. 2003).....	21
Şekil 3.2. Sürekli akımın olduğu varsayılarak azaltıcı dönüştürücüsünün gösterimleri (Mohan et al. 2003) a) Anahtar kapalı durum b) Anahtar açık durum	23
Şekil 3.3. Yükseltici dönüştürücü (Mohan et al. 2003)	24
Şekil 3.4. Sürekli akımın olduğu varsayılarak yükseltici dönüştürücüsünün gösterimleri (Mohan et al. 2003) a) Anahtar kapalı durum b) Anahtar açık durum	25
Şekil 3.5. Azaltıcı-yükseltici dönüştürücü (Mohan et al. 2003)	26
Şekil 3.6. Azaltıcı-yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi ve akımı (Mohan et al. 2003)	26
Şekil 3.7. Sürekli akımın olduğu varsayılarak azaltıcı-yükseltici dönüştürücüsünün gösterimleri (Mohan et al. 2003) a) Anahtar kapalı durum b) Anahtar açık durum	27
Şekil 3.8. Parazitik elemanların dönüştürücülerin gerilim aktarım katsayısı üzerindeki etkisi (Salimi and Eghlim 2015)	28
Şekil 3.9. Azaltıcı dönüştürücünün parazitik elemanlarla birlikte temel devresi	31
Şekil 3.10. Azaltıcı dönüştürücünün anahtarlama elemanın kapalı olduğu, diyodun ise açık olduğu durum	34
Şekil 3.11. Azaltıcı dönüştürücünün anahtarlama elemanın açık olduğu, diyodun ise kapalı olduğu durum	35
Şekil 3.12. PID denetleyici blok şeması gösterimi	40
Şekil 3.12. Azaltıcı dönüştürücünün PID ile denetimi için tasarlanan benzetim devresi...	41
Şekil 4.1. Azaltıcı dönüştürücünün uygulama devresi	43
Şekil 4.2. Azaltıcı dönüştürücü uygulama devresinin detaylı görünümü	43
Şekil 4.3. Azaltıcı dönüştürücünün osiloskop ile çıkış geriliminin gözlemlenmesi.....	44
Şekil 4.4. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimine eklenen $1.2\sin(40\pi t)$ V sinüzoidal gerilim	46
Şekil 4.5. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimi deneyi için tasarlanan benzetim devresi	46
Şekil 4.6. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu çıkış gerilimi değişimi.....	47

Şekil 4.7. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu indüktans akımı değişimi	47
Şekil 4.8. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu çıkış gerilimi hatasının değişimi	48
Şekil 4.9. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu denetleyici sinyali değişimi.....	48
Şekil 4.10. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi değişimi	49
Şekil 4.11. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen indüktans akımı değişimi.....	50
Şekil 4.12. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi hatasının değişimi	50
Şekil 4.13. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi	51
Şekil 4.14. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimi deneyi için tasarlanan benzetim devresi	52
Şekil 4.15. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu çıkış gerilimi değişimi.....	53
Şekil 4.16. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu indüktans akımı değişimi	53
Şekil 4.17. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu çıkış gerilimi hatasının değişimi	54
Şekil 4.18. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu denetleyici sinyali değişimi.....	54
Şekil 4.19. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi değişimi ..	55
Şekil 4.20. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen indüktans akımı değişimi	56
Şekil 4.21. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi hatasının değişimi.....	56

Şekil 4.22. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi.....	57
Şekil 4.23. Azaltıcı dönüştürücünün uygulanan tüm bozucu etkilere karşı performans incelenmesi deneyi için tasarlanan benzetim devresi	58
Şekil 4.24. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı oluşturduğu çıkış gerilimi değişimi.....	59
Şekil 4.25. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı oluşturduğu indüktans akımı değişimi.....	59
Şekil 4.26. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı oluşturduğu çıkış gerilimi hatasının değişimi	60
Şekil 4.27. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı oluşturduğu denetleyici sinyali değişimi	60
Şekil 4.28. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı PID denetleyici kullanılarak oluşturduğu çıkış gerilimi değişimi	61
Şekil 4.29. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı PID denetleyici kullanılarak oluşturduğu indüktans akımı değişimi	62
Şekil 4.30. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı PID denetleyici kullanılarak oluşturduğu çıkış gerilimi hatasının değişimi	62
Şekil 4.31. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi	63

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. PID bir denetleyicinin kapalı sistem üzerindeki etkisi	41
Çizelge 4.1. DA-DA azaltıcı dönüştürücünün özellikleri.....	42



1. GİRİŞ

DA-DA (Doğru Akım-Doğru Akım) dönüştürücüleri; arabalar, gemiler, uçaklar ve bilgisayarlar dâhil olmak üzere çeşitli elektrikli sistemlerde kullanılan oldukça önemli güç elektroniği devreleridir. Güneş enerjisi santralleri ve rüzgâr enerjisi santralleri gibi yenilenebilir enerji üretim tesislerinde, maksimum güç noktası takibi (MPPT) ve türbin yönetimi gibi DA otonom güç kaynağı sistemlerinin bir parçası olmuşturlar (Ramash Kumar and Jeevananthan 2010). Tasarlanan DA-DA güç dönüştürücüleri, güneş pili depolama sistemleri ve 48 V DA'nın sabitlenmesi gereken yakıt hücresiyle çalışan elektrikli araçlar gibi kritik uygulamalar için düşük maliyeti ve yüksek verimi ile oldukça kullanışlıdır (Kivrak et al. 2016).

DA-DA dönüştürücüler, reaktif bileşenlerin filtrelendiği, çıkış yüküne giriş kaynağından farklı bir seviyede DA gerilimi veya akımı ileten DA transformatörleri olarak tanımlanabilmektedirler. Ancak bu DA dönüşümü, geleneksel transformatörlerde olduğu gibi elektromanyetik araçlarla değil, elektronik anahtarlama araçlarıyla gerçekleştirirler. Yapılan elektronik anahtarlama işlemlerinden dolayı bu tip dönüştürücüler periyodik zamana göre değişen sistemlerdir.

DA-DA dönüştürücülerin ortalama çıkış gerilimi, anahtar görev oranının doğrusal bir fonksiyonu olarak tanımlanabilmektedir ve bu çıkış gerilimi özel VLSI' lar (çok geniş ölçekli tümleşik devreler) için 1 volt ile X-ray lambalarındaki onlarca kilovolt arasında değişir. En yaygın çıkış gerilimleri; modern mikroişlemciler için 3.3 V, mantık devreleri için 5 ve 12 V, telekomünikasyon donanımları için 48 V ve uçaklardaki ana DA baralar için 270 V olarak örneklendirilebilir. Tipik giriş gerilimleri arasında; 48 V, 170 V (120 V_{rms} hattının yaklaşık tepe değeri) ve 270 V değerleri bulunur.

DA-DA dönüştürücülerin topolojisinin seçilmesi için yalnızca ayarlanabilen çıkış gerilimleri ile değil; aynı zamanda güç seviyeleri, yarı iletken anahtarların gerilim-akım stresleri ve manyetik bileşenlerin kullanımı da göz önünde bulundurulur. DA-DA dönüştürücüler, ortak bir DA bara gerilimini belirli yüklerin gereksinimlerine göre uygun gerilimlere dönüştürür. Dağıtılmış güç kaynağı sistemlerinin yapı taşları olan DA dönüştürücü sistemleri; uzay istasyonları, gemiler ve uçakların yanı sıra bilgisayar ve

telekomünikasyon donanımlarında oldukça yaygındır. Örneğin, yükseltici dönüştürücü özellikle radar ve ateşleme sistemlerinde kullanılır. Taşınabilir kablosuz iletişim ve sinyal işleme araçlarının güç tüketimini en aza indirmek ve pil ömrünü uzatmak için değişken besleme gerilimleri kullanılması önemli bir yere sahiptir. Bu tür uygulamalarda düşük çıkış gerilimi azaltıcı dönüştürücüler aracılığı ile eşzamanlı bir şekilde düzenlenir.

DA-DA dönüştürücü uygulamalarının bir diğer önemli alanı AA şebekeler ile ilgilidir. Kritik yükler için şebeke hizmeti arızalanırsa, bir batarya takımı gibi yedek bir enerji kaynağına ihtiyaç duyulur. Bu durumlarda enerji sürekliliğini sağlamak amacıyla, çeşitli kesintisiz güç kaynakları (UPS) tasarlanmıştır. Böylece DA-DA dönüştürücüler, şebeke gerilimini yedekleme kaynağının seviyesine ayarlamak için kullanılan UPS' lerde kullanılırlar. Normal çalışma sırasında enerji şebekeden yedekleme kaynağına aktığından ve acil durumlarda yedekleme kaynağının yükü beslemesi gerektiğinden, bu tür uygulamalarda çift yönlü DA-DA dönüştürücüler kullanılır.

AA şebekelerin güç faktörünü düzeltmek, harmonikleri azaltmak ve giriş AA'yı şekillendirmek için, doğrultucu ile yük beslemesi ara aşamalarında DA-DA dönüştürücüler sıklıkla kullanılırlar. Yükseltici dönüştürücü özellikle güç faktörü düzeltme (PFC) uygulamalarında oldukça kullanışlıdır. DA-DA dönüştürücülerin elektrik şebeke sistemleri ile ilgili bir diğer uygulaması ise AA ağları ile fotovoltaik diziler gibi DA yenilenebilir enerji kaynakları arasındaki arabirimler olmasıdır. Özellikle çok çıkışlı bir DA-DA dönüştürücü, bir veya daha fazla çıkış gerilimi seviyesine ihtiyaç duyulan bu tür endüstriyel uygulamalarda uygun bir çözüm olarak tercih edilmektedir (Rashid 2001).

DA-DA azaltıcı dönüştürücü; elektrikli çekiş sistemlerini kullanan makineler, elektrikli araçlar, imalat tezgâhları, DA motor hız kontrolü ve DA güç kaynakları gibi farklı amaçlarla yaygın olarak kullanılmaktadır. Anahtarlama elemanı olarak kullanılan transistör ve diyot nedeniyle, dönüştürücü doğrusal olmayan ve zamanla değişen dinamik sistemler olarak tanıtılmıştır (Salimi et al. 2013b). Doğrusallaştırma modeli göz önünde bulundurularak, bu devre için doğrusal denetleyici kullanmak mümkündür (Ramash Kumar and Jeevananthan 2010). Doğrusal denetleyicinin uygulanması basittir ve

sistemde kararsızlığa neden olabilir. Dönüştürücünün çıkış gerilimini düzenlemek için doğrusal olmayan denetleme tekniğini kullanmak daha uygundur.

Yapılan çalışmalarda, geri adımlamalı denetleyiciler (Salimi et al. 2011), geri besleme doğrusallaştırma denetleyicileri (Hwu and Tau 2005), uyarlanabilir geri adımlamalı denetleyiciler (McIntyre et al. 2013), kayan kipli denetleyiciler (Chen 2012), pasifliğe dayalı denetleyiciler ve benzeri gibi çeşitli doğrusal olmayan denetleyici tasarımları mevcuttur. Kayan kipli denetleyici sistem dinamiğindeki belirsizlikler için gürbüz (robust) olmakla birlikte, anahtarlama sıklığı, çatırtı (chattering) ve sürekli durum hatasının değişimi bu denetleyicinin dezavantajları olarak verilebilir (Salimi et al. 2013). Geri besleme doğrusallaştırma tekniğinde, giriş gerilimi ve referans gerilimindeki değişikliklerle, sistemde dinamik olarak aşırı salınım (overshoot-undershoot) olacaktır. Diğer doğrusal olmayan denetleyici türü uyarlamalı geri adımlama kontrolüdür. Lyapunov metodu kullanılarak, belirsiz parametrelerdeki tahminlerin dinamiği ve kontrol sinyali hesaplanır (Salimi et al. 2013a). Pasiflik esaslı denetimde (PBC), uygun sistem modelini kullanıp en iyi katsayılı denetleyiciyi bulma araştırmasıyla DA-DA dönüştürücüsünün verimli bir şekilde geliştirilmesi öngörülmüştür. Giriş gerilimi, referans gerilimi ve yük dirençlerindeki çeşitli değişiklikler için uygun dinamik tepkiye sahiptir (Salimi and Eghlim 2015).

1.1. Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında, DA-DA azaltıcı dönüştürücünün denetimi için, geri adımlama kontrolü yaklaşımına dayanan bir yöntem önerilmiştir. Doğrusal olmayan denetleyici, dönüştürücünün gerçek modeli kullanılarak tasarlanmıştır ve kararlılığı Lyapunov teoremi dikkate alınarak garanti edilmiştir. Parazitik elemanın etkisi (indüktörün eşdeğer seri direnci (ESR), güç anahtarının ESR'si vb. gibi) dönüştürücünün DUOM (durum uzay ortalama modeli) geliştirmesinde göz önünde bulundurulmuştur. Yapılan tez çalışmasında elde edilen veriler için benzetim sonuçlarının yanı sıra gerçek zamanlı deney yapılmış ve sonuçlar sunulmuştur. Önerilen denetim yönteminin kabul edilebilir sıfır kararlı durum hatası ile etkili geçici tepkiye sahip olduğu ve bu dönüştürücü türlerinin kullanıldığı çeşitli işlemler için uygun olduğu görülmüştür.

1.2. Tezin İçeriği

Tez çalışmasının organizasyonu beş ana bölüm başlığı altında şekillendirilmiştir. Birinci bölümde, DA-DA dönüştürücülerin yapıları ve kullanım alanları hakkında genel bilgiler verilmiştir. Ayrıca yapılan tez çalışmasının amacı ve düzeni hakkında kısa bilgiler verilmiştir.

İkinci bölümde, tez konusu ile ilgili yapılan çalışmaların literatür araştırmalarına yer verilmiştir.

Üçüncü bölümde, DA-DA dönüştürücülerin temel devre yapılarından bahsedilmiştir. Azaltıcı dönüştürücü için parazitik elemanları ile DUOM gösterimi sunulmuştur. Daha sonra kullanılan geri adımlamalı ve PID denetleyiciler hakkında kısa teorik bilgiler verilerek önerilen denetleyici modeli tasarlanmıştır.

Dördüncü bölümde, DA-DA azaltıcı dönüştürücü için tasarlanan denetleyicilerin MATLAB / Simulink ortamında yapılan benzetim sonuçları ve uygulama devresi sonucu verilmiştir. Tasarlanan geri adımlamalı denetleyicinin sistem tepkileri, doğrusal bir PID denetleyicisiyle karşılaştırılmıştır.

Beşinci bölümde ise, yapılan tez çalışması kapsamında elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar hakkında öneriler sunulmuştur.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

DA-DA dönüştürücüler için denetleyici tasarımı ve sistem modelleme çalışmaları özellikle son on yıldır araştırmacıların ilgisini oldukça çekmiştir. Bu bölümde, literatürde bulunan DA-DA dönüştürücülerin denetleyici tasarımları ve modellemeleriyle alakalı yapılmış akademik çalışmalardan örnekler verilmiştir.

Wang vd (1997) tarafından yapılan çalışmada, aküden enerji temin edilen sistemler için DA-DA dönüştürücünün çok geniş yük aralığında yüksek verime ihtiyacı vardır. Bu çalışmada, yükü 10 mW'den 1 W'a değiştiren bir 0.9 V çıkışlı dönüştürücü, süreksiz çalışma modu (DCM) algılama yöntemi ile yeni denetim stratejileri kullanarak verimliliği optimize etmek amacıyla tasarlanmıştır. Tüm devreyi bütünleştirilebilir yapan akım algılama ortadan kaldırıldığından yüksek yoğunluk elde edileceği görülmüştür. Deneyisel sonuçlar ile verilen aralıktaki değişik yük değerleri için yüksek verimliliği doğrulamışlardır.

Angulo-Nunez ve Sira-Ramirez (1998) tarafından yapılan çalışmada, yükseltici tipi DA-DA güç dönüştürücülerinin geri beslemesi için avantajlı bir diferansiyel düzlük (differential flatness) ve pasiflik esaslı denetim birleşimi önerilmiştir. Endojen geri besleme ile tam olarak doğrusallaştırılabilen bir DA-DA güç dönüştürücü sınıfının izlenmesi ve stabilizasyonu önerilen kombine denetleyici ile hedeflenmiştir. İzlenen yolda, tasarlanan pasiflik esaslı geri besleme denetleyicisi tarafından talep edilen yörüngeye karşılık gelen uygun bir yörünge planlamak için diferansiyel düzlükten yararlanılmıştır. Diferansiyel düzlük, düz çıkışı ve minimum faz kontrollü çıkışları birbiriyle olan bağlantılarının sadece minimum faz çıkışları arasındaki bir ilişki olmadığını göstermiştir. Bu nedenle minimum faz düzenlemeli çıkışının doğrudan düzenlenmesiyle ilişkili kararsızlık problemlerini büyük ölçüde önlemiştir. Yapılan çalışma, pasifliğe dayalı geri bildirim denetleyicilerinin tasarımında diferansiyel düzlükten yararlanmayı amaçlayan sistematik bir prosedürün geliştirilmesinde ilk adım olarak düşünülmüştür. Ayrıca, pasiflik esaslı denetleyicilerin tasarımında temel olan sistem değişkenlerinin tüm temel özellikleri, sistematik olarak diferansiyel parametreleştirme karakterizasyonundan belirlenebilmiştir. Belirli değişkenlerin minimum veya minimum olmayan faz karakteristikleri, sıfır durum tespit edilebilirliği ve

düzenlenmiş çıktılar ile minimum faz çıktıları arasındaki tüm önemli statik parametrelili ilişkilerin bu diferansiyel düzlük parametrelerinden belirlenebilir olduğu görülmüştür. Sonuçlar, bilgisayar benzetimler verileri ile gösterilmiştir.

El Fadil vd (2003) tarafından yapılan çalışmada, azaltıcı tip DA-DA anahtarlama güç dönüştürücülerinin kontrol edilmesi sorununa odaklanmıştır. Sistemin doğrusal olmayan özelliğinden yararlanılarak geri adımlama denetim yaklaşımı kullanılmıştır. Hem uyarlamalı hem de uyarlamalı olmayan denetleyici sistemleri, oldukça sağlam takip etme performansları sağlayacak şekilde tasarlanmış ve gösterilmiştir. Bu karşılaştırma çalışmasıyla, geri adımlama denetleyicinin de pasiflik esaslı denetleyici kadar performans gösterdiği görülmüştür. Tasarım parametreleri seçiminin, yük direnci değişimlerinde gürbüzlük kriterleri için çok önemli olduğu kanıtlanmıştır. Bu açıdan, uyarlamalı geri adımlama denetleyicilerin, tasarım parametrelerine karşı daha az hassas oldukları ön görülmüştür. Bu çalışma, denetleyici tasarımı ortalama darbe genişlik modülasyonu (PWM) modeline dayanmaktadır. Denetleyici yöntemi, tam olarak bilinen dönüştürücü modeli için doğrusal olmayan geri adımlama değildir. Bu denetleyici yönteminin, pasiflik esaslı denetleyici ile oldukça karşılaştırılabilir olduğu kanıtlanmıştır. Bilinmeyen bir yük direnci durumunda, kontrol hedefine ulaşmak için geri adımlama denetleyicinin uyarlanabilir bir versiyonu geliştirilmiştir.

Yang ve Wu (2004) tarafından yapılan çalışmada, PWM ayarlamalı DA-DA dönüştürücü ortalama modelleri, Euler-Lagrange sistem denklemleri kullanılarak elde edilmiştir. DA-DA azaltıcı tip dönüştürücü için Euler-Lagrange ortalama modeli, fiziksel potansiyel enerji fonksiyonlarına dayanarak kurulmuştur. Dönüştürücü için pasiflik esaslı denetleyici daha sonra geliştirilmiştir. Denetleyici yöntemi, uygun bir dengeleyici sönümlenme enjeksiyon şemasını tanıtarak, yakın döngü sisteminin potansiyel enerji fonksiyonunu ve gerekli kayıp dağıtma fonksiyonunu değiştirmek için tasarlanmıştır. DA-DA dönüştürücünün pasiflik esaslı denetleme tekniği, enerji bakış açısına dayalı bir kontrol stratejisidir; teoremin temeli aslında Lyapunov yöntemidir. Yapılan çalışmalar sonucunda; pasiflik esaslı tekniğin, geleneksel iki döngülü (gerilim döngüsü ve akım döngüsü) PI yöntemiyle birlikte, sadece ölçüm devresini korumak ve daha iyi durum değişkeni incelemek için gerekli olduğu görülmüştür. Pasiflik esaslı teknik, geleneksel yöntemlerle ve diğer doğrusal olmayan yöntemlerle karşılaştırıldığında, DA-DA

dönüştürücülerde uygulanması daha kolay olabileceği gösterilmiştir. Azaltıcı dönüştürücünün benzetim sonuçlarından; pasiflik esaslı denetleyicilerin kararlılık, gürbüzlük ve daha iyi dinamik tepkiye sahip oldukları gözlemlenmiştir.

Hwu ve Tau (2005) tarafından yapılan çalışmada, PID (oransal-integral-türevsel) denetleyicisi tasarlanmıştır ve tüm çalışma aralığı boyunca iyi bir performans elde edilmiştir. Ayrıca birimlerden gelen sinyalleri işlemek için alan programlanabilir bir kapı dizisi (FPGA) tekniğine dayalı bir forward dönüştürücü sunulmuştur. Denetleyici parametrelerinin çevrimiçi olarak ayarlanması, giriş gerilimi değişimlerinin geçici yük tepkisi üzerindeki etkisini azaltmak için kullanılmıştır. Ayrıca, geçici yük yanıtındaki iyileşme, özellikle maksimum gerilim girişi için daha fazla dikkate alınmıştır. Önerilen denetim topolojisinin geçerliliği deneylerle gösterilmiştir. Yaptıkları çalışmalar sonucunda; genel sistem gecikme süresinin kısaltılması, geçici yük tepkisinin yükseltilmesinde kilit bir nokta olmuştur. Bu nedenle, FPGA tabanlı bir PID denetleyici tasarlanmış ve bir forward dönüştürücüye uygulanmıştır. Geçici yük tepkisindeki iyileşme, özellikle maksimum giriş gerilimi için ayrıca değerlendirmişler ve önerilen topolojinin etkinliğini göstermişlerdir.

Yao vd (2005) tarafından yapılan çalışmada, azaltıcı dönüştürücüdeki sınırlı görev çevriminin, yüksek kademeli DA-DA dönüştürücü için uygulamasını sınırladığı görülmüştür. Basit bir yapı TI (tapped indükleyici) azaltıcı dönüştürücüsü, görev döngüsünün uzatılması için kesinlik sağlamıştır. Bununla yanında, kaçak indüktans, üst anahtar boyunca büyük bir kapatma gerilimi yükselmesine neden olmuştur. Ayrıca, anahtarın sürücüsü, değişken kaynak bağlantısı sebebiyle basit değildir. Yapılan bu çalışmada oluşan sorunlar, TI yapısı değiştirilerek çözülmüştür. Basit bir kayıpsız azaltıcı dönüştürücü devresi anahtar kapatma geriliminin yükselişini etkili bir şekilde sıkıştırabilir ve kaçak enerjisini tamamen geri kazanabilir. 12 V ila 1.5 V ve 48 V ila 6 V DA-DA dönüşümleri için yapılan deneysel sonuçlar, denetimin verimliliğinde önemli gelişmeler olduğunu göstermiştir. Sonuçlar açısında değerlendirildiğinde, TI azaltıcı dönüştürücüsündeki TI bağlantısını değiştirerek basit bir özyükleyici kapı sürücüsü kullanabilmesini sağlanmıştır. Ek olarak, gerilim yükselmesini sınırlamak ve indüktör kaçak enerjisini geri kazanmak için basit bir kayıpsız kenetleme devresi önerilmiştir. Önerilen devre, TI azaltıcı dönüştürücünün görev çevrimini büyütürken verimliliğini

önemli ölçüde artırmıştır. Aynı zamanda yapı, basitliğini ve düşük maliyet avantajını korumuştur. Deneysel sonuçlar, önerilen TI azaltıcı çeviricisinin DA-DA dönüşümü için mükemmel bir aday olduğunu kanıtlamıştır.

Kwasinski ve Krein (2007) tarafından yapılan çalışmada, pasiflik esaslı bir teknik kullanarak sabit güç yüklerine maruz kalan azaltıcı dönüştürücülerin denetimi incelenmiştir. Bu teknik, geniş çaplı analize izin vermiştir ve küçük sinyal tabanlı tekniklerde mevcut sınırlamaları önlemiştir. Yapılan çalışmadaki pasiflik esaslı denetim, PID denetleyicisinin de etkisiyle sistematik bir türevlenmeye yol açmıştır. Denge noktasının, daha büyük görev oranı değerlerinin olanaksızlığı nedeniyle ancak bölgesel olarak kararlı olduğu da kanıtlanmıştır. Sonuç olarak, bu kararlı bölgeyi elde etmek için bir yöntem sunmuş ve bu bölgenin denetleyici kazanımlarından etkilenmediğini göstermiştir. Analizi doğrulamak için deneysel çalışmalar dâhil edilmiştir. Yapılan çalışmada, sabit yüke sahip bir dönüştürücü için PBC (pasiflik esaslı denetleyici) tekniklerini kullanılmıştır. PBC, uygulanması doğrusal bir PD (oransal-türevsel) denetleyici ile birlikte uygulanmıştır. Ayrıca denetleyici, sistem verimliliğini etkilemeden sanal sönümleme sağlamıştır. Analizde doğrusallaştırılmış modeller kullanılmamıştır. Denetleyicinin dezavantajı olarak, gürültüye duyarlılığı görülmüştür. Ancak bu dezavantajın uygun filtrelerle azaltılacağı öngörülmüştür. Analiz ayrıca, teoriyi DCM operasyonunun etkileri gibi pratik bir uygulamaya genişletme konusunda mevcut olan bazı hususları da dikkate almıştır. Görev döngüsü doygunluğu etkisinin, sistemin kararlılık özelliklerini etkilediği için özel bir öneme sahip olduğu görülmüştür. Yapılan analiz sonucunda, sistemin sadece kısmi olarak kararlı olduğu görülmüştür. Sonuçlar, kapalı döngü davranışının çoğunlukla sistem yapısından etkilendiğini ve kazanç katsayısı seçiminden etkilenmediğini göstermiştir. PBC, denetleyici kazancının nasıl seçileceği konusunda bir serbestlik sağladığı anlaşılmıştır. Yükseltici ve azaltıcı-yükseltici dönüştürücüler için, maksimum görev çevrimi altında, bir PD denetleyicinin bu dönüştürücüler için kararlı çalışma sağladığı ortaya çıkarılmıştır.

El Fadil ve Giri (2007) tarafından yapılan çalışmada, yükseltici tipinde DA-DA anahtarlama güç dönüştürücüsünün denetlenmesi sorununa odaklanılmıştır. Sistemin doğrusal olmayan özelliği geri adımlamalı denetleme yaklaşımına başvurularak giderilmiştir. Hem uyarlamalı hem de uyarlamalı olmayan denetleyici versiyonları,

oldukça sağlam takip etme performansları sağlayacak şekilde tasarlanmış ve gösterilmiştir. Bu karşılaştırma çalışması, doğrusal olmayan denetleyicilerin geri adımlamasının, pasifliğe dayalı denetleyiciler kadar iyi performans gösterdiğini de göstermiştir. Her iki tasarım parametresi için gürbüzlüğün, yük direnci değişimi durumlarında oldukça önemli olduğu kanıtlanmıştır. Bu açıdan bakıldığında, uyarlamalı geri adımlamalı denetleyicilerinin, tasarım parametrelerine karşı daha az hassas olduklarını kanıtladıkları için daha çok tercih edildiği görülmüştür. Ayrıca yapılan çalışmada, denetleyici tasarımı ortalama PWM yükseltici dönüştürücü (the average PWM Boost model) modeline dayandırılmıştır. Dönüştürücü modelin denetimi, geri adımlamalı doğrusal olmayan denetleyici kullanılarak sağlanmıştır. Bu durumun PBC denetleyicilerle oldukça karşılaştırılabilir olduğu kanıtlanmıştır. Bilinmeyen yük direnci durumunda, arzu edilen denetimin sağlanması için geri adımlamalı denetleyici cihazının uyarlamalı bir versiyonu geliştirilmiştir.

Kurokawa vd (2010) tarafından yapılan çalışmada, dijital olarak kontrol edilen DA-DA dönüştürücünün dinamik özellikleri ve örnekleme frekansı arasındaki ilişkiyi yeni bir denetleyici yöntemi ile sunulmuştur. Önerilen yöntemde, P (oransal) ve I-D (integral-türevsel) denetleyicilerinin eşzamanlı olarak kullanıldığı kabul edilmiştir. I-D kontrolü için örnekleme aralığı ve noktaları geleneksel yöntemle aynı, P denetleyici için örnekleme noktası daha hızlı olarak görülmüştür. AD (analog-dijital) dönüştürücü kısa zaman aralıkları boyunca çıkış gerilimini örnekleyebilmiştir. PWM darbesinin kapanma zamanlamasına yakın örnek veriler kullanılmıştır. Çıkış geriliminde, yükün kademeli değişimine ve P denetim örnekleme frekansını değiştirmeye karşı benzetim ve deney sonuçları karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak, geçici durum yanıtının kabul edilebilir olduğu deneysel olarak gözlemlenmiştir. Bu makalede dijital olarak kontrol edilen DA-DA dönüştürücünün ve dinamik karakteristiklerinin tasarım aşamaları sunulmuştur. Dijital yöntemin üstün bir geçici cevabı olduğu ortaya çıkmıştır. Çıkış kapasitansı küçük olduğunda ve aşırı örnekleme frekansı anahtarlama süresine göre 3 kat olduğunda çıkış geriliminin yakınsama süresi klasik olanın 1/3'ünden daha azdır.

Ramash Kumar ve Jeevananthan (2010) tarafından yapılan çalışmada, sürekli çalışma modunda (CCM) çalışan, Negative Output Elementary Super Lift Luo Dönüştürücüsü (NOESLLC) için kayan kipli denetleyici (SMC) tasarımı incelenmiştir.

NOESLLC pozitif DA kaynak geriliminden negatif DA yük gerilimine dönüşümünü gerçekleştirir. Hem statik hem de dinamik özellikler için NOESLLC 'nin dinamik performanslarını iyileştirmek için bir kayan kipli denetleyici önerilmiştir. Denetleyicinin kazançları tasarım prosedürüne göre ayarlanmıştır. SMC, NOESLLC 'nin durum uzayı ortalama modellemesi kullanılarak tasarlanmıştır. NOESLLC 'in denetim modeli ile benzetimi MATLAB / Simulink ile uygulanmıştır. Sistemin statik ve dinamik performansları çeşitli bölgelerde test edilmiştir. Benzetim sonuçları, SMC'nin denetleyici kullanılan DA-DA dönüştürücülerde; bilgisayar güç kaynakları, iletişim donanımları ve özellikle yüksek gerilimde kullanılan tıbbi cihazlar için geçerli olan NOESLLC'nin statik ve dinamik performansları üzerindeki etkisini doğrulamıştır. Yapılan çalışmada, kayan kipli denetleyicinin gerçek zamanlı bir gerilim değişimini izlemede uygulanması, genel olarak güç dönüştürücülerinde ve kayma kipinin doğal gürbüzlük özelliklerinde geleneksel olarak kullanılan bir anahtarlama stratejisidir. CCM'de çalıştırılan NOESLLC için SMC'nin çıkış gerilimini düzenlemesi bu çalışmada başarıyla gösterilmiştir. Denetim parametrelerinin sistemin performansına etkisi incelenmiştir. CCM'de çalıştırılan NOESLLC 'nin kayan kipli denetleyici için uygun seçilmiş denetleyici parametrelerinin etkisi hızlı dinamik-statik ve geçici tepkilerle sonuçlandığı görülmüştür. Bu nedenle, DA-DA dönüştürücü, bilgisayar güç kaynakları ve tıbbi donanımlar vb. için uygun olduğu kabul edilmiştir.

Wang ve Ma (2010) tarafından yapılan çalışmada, DA-DA dönüştürücülerin, fotovoltaiik (PV) üretimi ve rüzgâr enerjisi üretimi gibi yenilenebilir enerji alanında geniş çapta uygulandığı sunulmuştur. Rüzgârın hızından etkilenen bir dönüştürücünün Front End güç kaynağı genellikle geniş bir aralıkta değiştiği belirtilmiştir. DA-DA dönüştürücüler tipik doğrusal olmayan dinamik sistemler olarak tanıtılmıştır. Yapılan bu çalışmada, dinamik durum ve sabit durum özellikleri gözlemlemek için, geniş bir aralığa sahip güç kaynağı tasarlanmıştır. Azaltıcı-yükseltici dönüştürücü için doğrusal olmayan bir denetim yaklaşımı olan PBC kontrolcü şeması olarak geliştirilmiştir. Sistemin kararlılığı incelenmiştir ve dönüştürücü durum uzay ortalama modeli temelinde bir PBC denetleyicisi sunulmuştur. Dönüştürücülerin PBC denetleyici kullanarak giriş güç kaynağı bozulmalarına karşı gürbüzlüğe sahip olduğu görülmüştür. Ayrıca PI denetleyici içeren bir PBC şeması sunulmuştur. Simülasyon sonuçları, PI denetleyici içeren PBC'nin Front End güç kaynağının neden olduğu bozucu etkisine karşı güçlü bir gürbüzlüğe sahip

olduğunu göstermiştir. PI kontrol stratejisi ile birlikte PBC'nin uygulanmasının basit ve kolay olduğu, sistemin daha iyi dinamik durum ve sabit durum karakteristiklerinin olduğu gözlemlenmiştir. Yapılan çalışmada, DUOM dayanarak tasarlanan azaltıcı-yükseltici dönüştürücü için PI denetleyicisine sahip PBC çalışmaları sunulmuştur. Benzetimlerin sonuçları, PI denetleyicili PBC'nin, dönüştürücünün değişik gerilim kademelerinin neden olduğu bozucu etkilere karşı çok güçlü bir gürbüzlüğe sahip olduğunu ve aynı zamanda sistemin kabul edilebilir dinamik ve statik durum özelliklerine sahip olduğunu göstermiştir.

Mahdi Salimi vd (2011) çalışmasında, DA-DA azaltıcı dönüştürücü için uyarlamalı geri adımlamaya dayalı denetleyici tasarlanması üzerine yeni bir yöntem sunulmuştur. Bu yöntem, devre parazitik elemanlarının etkisini göz önünde bulundurarak dönüştürücünün doğru şekilde modellenmesine dayanır. Ayrıca, denetleyici tasarımı sürecinde modelde bulunan tüm parametrelerin belirsiz olduğu varsayılmış ve bu parametrelerin tahmini uygun bir Lyapunov fonksiyonu seçilerek yapılmıştır. Tüm tasarım denklemlerinde, dönüştürücünün giriş geriliminin zamana göre değişken olduğu varsayılmıştır. Benzetim sonuçları, tasarlanmış denetleyicinin sıfır kararlı durum hatası ve hızlı dinamik tepkisi olduğunu açıkça göstermiştir. Ayrıca, indüktans doygunluğu boyunca yük direnci ve giriş geriliminin çok çeşitli varyasyonlarında dönüştürücünün denetlenebildiği görülmüştür. Yapılan çalışmada, DA-DA dönüştürücünün çıkış gerilimini ayarlamak için DUOM'a dayanan yeni bir uyarlamalı geri adımlamalı denetleyici önerilmiştir. Tasarım prosedüründe, dönüştürücünün çıkış gerilimindeki dalgalanmanın varlığı göz önünde bulundurulmuş ve tüm modellenen parametrelerin belirsiz olduğu varsayılmıştır. Son olarak, önerilen denetleyicinin doğruluğunu kanıtlamak için, MATLAB / Simulink üzerinden benzetim çalışmaları yapılmıştır. Sonuçlar, yükün büyük değişimlerine ve yüksek giriş gerilimi dalgalanmasının varlığına rağmen, kontrol ünitesinin iyi durumda ve dinamik tepkiye sahip olduğunu açıkça göstermiştir. Ayrıca denetleyicinin indüktans değişikliklerine karşı tamamen gürbüz olduğu görülmüştür.

Zakipour (2011) tarafından yapılan çalışmada, azaltıcı-yükseltici dönüştürücüde geri adımlama denetleyici tasarlamak için yeni bir yöntem sunulmuştur. Bu yöntem, tasarlanan denklemleri ve sistemin pratik uygulamasını kolaylaştıracak dönüştürücünün

durum değişkeni seçimine dayandırılmıştır. Yapılan çalışmada, DA-DA dönüştürücü için indüktans akımını düzenlemek üzere DUOM'a dayalı yeni bir uyarlamalı geri adımlamalı denetleyici tasarlanarak yük direnci ve tüm parazitik elemanların belirsiz olduğu varsayılmıştır. Önerilen denetleyicinin doğruluğunu kanıtlamak için, azaltıcı-yükseltici dönüştürücü, MATLAB / Simulink üzerinden benzetim sonuçları ile incelenmiştir. Benzetim sonuçları, tasarlanmış denetleyicinin sıfır karalı hal durumu hatası ve hızlı dinamik tepkiye sahip olduğunu ve ayrıca yük direncinde veya dönüştürücü giriş geriliminde geniş değişiklikler olması durumunda, önerilen denetleyicinin kararlılığını koruyabileceğini açıkça göstermiştir.

M. Salimi vd (2011) tarafından yapılan çalışmada, azaltıcı-yükseltici DA-DA dönüştürücünün akım denetleyicisini tasarlamak için uyarlamalı geri adımlamaya dayalı yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Bu yöntem, devre parazitik elemanlarının etkisini göz önüne alarak dönüştürücünün daha doğru modellenmesi için, anahtarların ve indüktansın eşdeğer seri direncinin hesaba katılmasına dayanır. Ayrıca, denetleyici tasarımı sürecinde, yük direncinin belirsiz olduğu varsayılmış ve uygun bir Lyapunov fonksiyonu seçilerek bu parametrenin uygun bir tahmini yapılmıştır. Benzetim sonuçları, tasarlanan denetleyicinin hızlı dinamik tepkiye sahip olduğunu ve karalı hal durumu hatası sorunu olmadığını açıkça göstermektedir. Önerilen yöntemin, dönüştürücüyü yük direncinin geniş aralık değerlerinde dengeleyebileceği gösterilmiştir. Yapılan çalışmada, DA-DA dönüştürücüleri indüktans akımını düzenlemek için DUOM'a dayanan yeni bir uyarlamalı geri adımlamalı denetleyici önerilerek tasarım prosedüründe yük direnci ve tüm parazitik elemanların belirsiz olduğu varsayılmıştır. Son olarak, önerilen denetleyicinin doğruluğunu kanıtlamak için, azaltıcı-yükseltici dönüştürücü MATLAB / Simulink ile tasarlanan denetleyiciye göre benzetim çalışmaları yapılmıştır. Sonuçlar, yükün büyük değişimlerine rağmen, denetleyicinin dinamik ve statik tepkiye sahip olduğunu açıkça göstermektedir.

Son ve Kim (2012) tarafından yapılan çalışmada, DA-DA yükseltici dönüştürücüsü, doğrusal olmayan ve non-minimum faz özellikleri gösterdiğinden, yük bozulmalarına karşı dayanıklı bir denetleyici tasarlamamanın kolay olmadığını öne sürmüşlerdir. İndüktans ve seri dirence sahip olan bir DA-DA yükseltici dönüştürücü için dinamik bir geri besleme denetleyicisi sunmuşlardır. Çıkış gerilimi düzenlemesini

sağlamak için önerilen denetleyici olarak, basitleştirilmiş paralel sönümlü pasiflik esaslı denetleyici (PD-PBC) kullanılmıştır. PD-PBC'ye yönelik bir tamamlayıcı PID denetleyici, karalı hal durum hatasını ortadan kaldırmak için tasarlanmıştır. Sistemin asimptotik kararlılığı için ilave bir denetleyici sistemle yeterli koşullar sunulmuştur. Yapılan bu çalışmada, DA-DA yükseltici dönüştürücünün denetleme problemi, yükteki farklılıklar ile birlikte incelenmiştir. PD-PBC, ideal bir indüktansa sahip dönüştürücünün kontrol hedefine başarılı bir şekilde ulaştığı için, yük altında pratik bir indüktans kullanarak sağlam performans gösterip göstermediğini kontrolü amacıyla önceki denetleyicinin bir modifikasyonunu test etmiştir. Önerilen yaklaşımın, çıkış gerilimi ölçümü için bir çıkış geri besleme denetleyicisi ile desteklenmesi istenmiştir. Sistemin gürbüz asimptotik kararlılığı, pozitif kazanç koşulları altında kanıtlanmıştır. Karşılaştırmalı bilgisayar benzetimleri ve deneysel testler ile önerilen denetleyicinin gelişmiş bir performansa ve gürbüz bir denetime sahip olduğu gösterilmiştir.

Gavini ve Izadian (2012) tarafından yapılan çalışmada, azaltıcı-yükseltici dönüştürücüler, çıkış gerilimine göre minimum olmayan faz sistemleri olarak tanımlanmıştır. Geleneksel denetleyiciler, gerilim ve akım dengeleri arasında bire bir benzerlik kullanır. Kapasitör gerilimini dolaylı olarak düzenlemek için indüktans akımının dinamikleri incelenmiştir. Dolaylı gerilim regülasyonu devre parametresine ve yük varyasyonuna duyarlıdır. Bu çalışmada, ileri beslemeli kompensatör kullanılarak pasiflik esaslı denetleyicili yükseltici dönüştürücünün gerilim kontrolü sağlanmıştır. Minimum olmayan faz çıkış geriliminin dolaylı olarak düzenlenmesi, sistem parametrelerine ve yük değişikliklerine bağlıdır. Önerilen yaklaşım, sistemdeki gecikmenin üstesinden gelmek ve dolaylı akım kontrolü ihtiyacını ortadan kaldırmak için sistem çıkış gerilimindeki pasiflik eksikliğini telafi etmek için aşırı pasiflik özelliğini kullanır. Kompanzasyon sistemi, ek uyarlayıcı kontrolcüler kullanılmadan komut referansları ve yük varyasyonları altında yüksek profilli çıkış gerilimi elde edebilmiştir. Benzetim sonuçları, sistem bozulmaları ve yük değişimlerinde kararlı bir gerilim davranışı göstermiştir.

Dhali vd (2012) tarafından yapılan çalışmada, CCM'de çalışan DA-DA güç dönüştürücüsü için PWM esaslı SMC tasarımı ve benzetimi sunulmuştur. SMC ünitesinin performansları ve genel özellikleri, PID ve PI denetleyici ile karşılaştırılmıştır.

Tasarlanan denetleyici-dönüştürücü sisteminin yükseltici DA-DA dönüştürücü için uygunluğu anlaşılmıştır. Ayrıca, hat gerilimindeki değişiklikler ve girişteki parametrelerin sabit kalması nedeniyle bu sistemi nominal koşullardan uzak tutabilecek önemli değişikliklere maruz kaldığı görülmüştür. Yapılan çalışmada, PWM tabanlı SMC denetleyicinin, PID ve PI denetleyicileri arasındaki karşılaştırması gösterilmiştir. DA-DA yükseltme dönüştürücüsünün denetimi için performans analizi, dâhili kayıplar ve giriş gerilimi değişimi altında elde edilen benzetim sonuçları değerlendirilmiştir. SMC ve PI denetleyici aynı aşırı gerilim değerine sahiptir. Ancak gerilim düşüşünün, PI denetleyici kullanıldığında daha fazla olduğu görülmüştür. PID denetleyicisi, SMC ve PI denetleyicilerine kıyasla maksimum oturma süresine sahiptir. SMC denetleyicisinin gürbüzlüğü test etmek için giriş gerilimi 24 V'den 20 V'ye değiştirilmiştir. Bu değişiklik 2,3 sn'de, sistem istenen gerilim değerine zaten stabilize edilmişken gerçekleştirilmiştir. İç kayıplara bağlı olarak değişiklik 0,05 sn'de gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları, PWM tabanlı kayan kip denetleyicisinin, iç kayıplar ve giriş gerilimleri değişiklikleri altında referans gerilimi için kabul edilebilir bir performans gösterdiğini sunmuştur. SMC denetleyicisinin, güç dönüştürücülerinin doğrusal olmaması özelliklerinden dolayı birçok mühendislik uygulamasında uygulanabilir olduğu öngörülmüştür.

Wang ve Feng (2012) tarafından yapılan çalışmada, iyi dinamik ve sabit durum performansları elde etmek için azaltıcı-yükseltici dönüştürücüsünün DUOM'a dayanan bir pasiflik esaslı denetleyici geliştirilmiştir. PBC denetleyicinin azaltıcı-yükseltici dönüştürücüsünün hızlı tepkiye ve küçük çıkış dalgalanmalarına sahip olduğu, ancak geniş aralıkta gerilim girişi durumunda, istenen gerilim seviyesinde çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamada zorluk çektiği gözlemlenmiştir. Sorunu çözmeyi amaçlayan, PBC uyarlamalı bir denetim stratejisi sunulmuştur. PBC uyarlamalı denetim stratejisini benimseyen azaltıcı-yükseltici dönüştürücünün benzetim sonuçları elde edilmiştir ve gerçek zamanlı deneyi havaalanı aydınlatma gücü sisteminde gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmada, bir DA-DA dönüştürücü, güçlü bir doğrusal olmayan, zamana göre değişen ve ayırık bir sistem olarak nitelendirilmiştir. DA-DA dönüştürücü üzerindeki doğrusal olmayan kontrol yasalarının incelenmesi gerekliliği vurgulanmıştır. Sonuçlar, dönüştürücünün yalnızca dinamik ve kararlı durum performansını karşılamasının yanı sıra, geniş giriş geriliminin bozulmasına karşı da güçlü bir gürbüzlüğe sahip olduğunu

göstermiştir. Geleneksel analog denetleyici ile karşılaştırıldığında, dijital denetleyicinin daha yüksek güvenilirliğe ve esnekliğe sahip olduğu görülmüştür. Ayrıca, dijital denetimli DA-DA dönüştürücünün performanslarının, geçici tepki hariç analog denetimin performanslarından daha iyi olduğu da gözlemlenmiştir. PBC tabanlı uyarlanabilir kontrol stratejisinin, rüzgâr enerjisinden elektrik üretimi, güneş enerjisi ile elektrik üretimi, havacılık ikincil güç kaynağı ve elektrikli araçların takviye gücü vb. gibi geniş bir kullanım aralığında endüstriyel uygulama beklentisi olduğu belirtilmiştir.

Chen (2012) tarafından yapılan çalışmada, PI ve SMC denetleyicileri, CCM'de dördüncü dereceden Cuk dönüştürücüyü denetlemek için birleştirilmiştir. Eşdeğer denetim yöntemi yardımıyla kapalı devre bir sistem elde edilmiştir. Routh-Hurwitz stabilite kriterine ve kök yer eğrisine dayanarak, uygun PI kazanımları elde edilmiştir. Ayrıca büyük sinyal varyasyonları için stabil ve gürbüz bir sistem elde edilmiştir. Kapalı devre sisteminin minimum ve minimum olmayan faz davranışları, devre parametrelerinin adım değişimleri altındaki kapalı döngü sisteminin geçici durumları analiz edilmiştir. Çeşitli çalışma aralığı noktaları altında, önerilen denetleyici altındaki Cuk dönüştürücünün $\pm 0.05V$ içinde bir yük gerilimi izleme hassasiyeti vardır ve maksimum anahtarlama frekansı 100 kHz'den fazla değildir. Yapılan çalışmada, PI ve SMC altındaki Cuk dönüştürücüye analitik bir çözüm sunulmuştur. Doğrulama devresi ile benzetim sonuçları, bir referans gerilimini izlemek için, güçlü sistem gürbüzlüğü ve hızlı geçici yanıtları ile denetleyicinin yüksek hassasiyetini göstermektedir.

Salimi vd (2013a) tarafından yapılan çalışmada, geniş çaplı yük taleplerinde ve giriş gerilimi değişikliklerinde kararlı ve gürbüz olan DA-DA azaltıcı dönüştürücülerin çıkış gerilimini düzenlemek için uyarlamalı doğrusal olmayan bir denetleyici tasarlanmıştır. Önerilen denetleyici uyarlamalı geri adımlama yaklaşımına dayanarak geliştirilmiştir. CCM ve DCM çalışma modları için uygulanabilir. Texas Instruments firmasının bağımsız bir TMS320F2810 dijital sinyal işlemcisi kullanılarak, önerilen kontrol yaklaşımını doğrulamak için bazı benzetimler ve deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Bu sonuçlar hem CCM hem de DCM çalışmalar için denetleyicinin etkinliğini kanıtlar. Sonuç olarak yapılan çalışmada, önerilen denetleyicinin, DA-DA dönüştürücünün belirsiz parametrelerine, yük bozulmalarına ve giriş gerilimi değişikliklerine göre kararlı ve gürbüz olduğu doğrulanmıştır.

Salimi vd (2013b) tarafından yapılan çalışmada, dönüştürücü yük değişikliklerine, giriş gerilimi değişimleri, parametre belirsizliklerine karşı gürbüz ve kararlı olan DA-DA azaltıcı-yükseltici dönüştürücü için uyarlamalı doğrusal olmayan bir denetleyici tasarlanmıştır. Önerilen denetleyici, uyarlamalı bir geri adımlama yaklaşımı kullanılıp giriş-çıkış doğrusallaştırmasına dayanarak geliştirilmiştir. Denetleyici hem CCM hem de DCM çalışmada uygulanabilir olarak sunulmuştur. Azaltıcı-yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi, indüktans referans akımını izleyerek dolaylı olarak denetlenmiştir. İndüktans referans akımı, geleneksel bir PI denetleyici tarafından denetlenerek üretilmesi sonucunda sağlanmıştır. MATLAB / Simulink benzetim platformu ve Texas Instruments' in TMS320F2810 dijital sinyal işlemcisi kullanılarak, önerilen denetim yaklaşımının etkinliğini doğrulamak için bazı benzetimler ve pratik sonuçlar sunulmuştur. Bu sonuçlar, dönüştürücünün CCM ve DCM modlarında çalıştırılabildiğini ve önerilen denetleyicinin dönüştürücü belirsizlik parametrelerine ve bozucu etkilere karşı gürbüz olduğunu onaylamıştır. Ayrıca bu denetim yaklaşımında dönüştürücünün çalışma modunun bilinmesi gerekmediği sunulmuştur.

McIntyre vd (2013) tarafından yapılan çalışmada, azaltıcı DA-DA dönüştürücü topolojisi için bir geri adımlamalı denetleyici geliştirilmiştir. Bu denetleyici sayesinde dönüştürücünün, bilinmeyen sürekli bozulma ile birlikte bilinmeyen bir yükün etkisi altında çalışan çıkış gerilimi izleme hedefine ulaştırmayı amaçlamıştır. Yapılan çalışmada, bilinmeyen parametrelerin tanımlanabilmesi için ek terimler içeren yeni bir denetleyici kullanılarak denetleyici şemasının basitleştirmesi öngörülmüştür. Bu çözümün gerçek zamanlı sistemlerde daha kolay uygulanabileceği, sistem kararlılığında sadece küçük bir bozulma olabileceği düşünülmüştür. Lyapunov kararlılık analizi, gerilim izleme denetim hedefini yerine getirirken sistem kararlılığını göstermek için kullanılmıştır. Benzetim sonuçları ve deneysel sonuçlar, analitik formülasyonu doğrulamıştır. Elde edilen sonuçlar, literatürdeki diğer sonuçlarla karşılaştırıldığında daha kolay uygulanabilen, basitleştirilmiş bir denetleyici tasarımını destekler. Kararlılık analizi, benzetim çalışmaları ve pratik deneylerinin tümü elde edilen sonuçları doğrulamıştır.

Salimi vd (2013) tarafından yapılan çalışmada, izole flyback dönüştürücünün çıkış gerilimini kontrol etmek için, doğrusal olmayan bir denetleyici yaklaşımı

öngörülmektedir. Dönüştürücünün asgari faz niteliği ve gerilim transfer fonksiyonunda yer alan sağ yarı düzlemi sıfırı varlığı nedeniyle, çıkış geriliminin dolaylı olarak düzenlenmesi uygulanmıştır. Yapılan çalışmada, DA-DA flyback dönüştürücüsünün çıkış gerilimini sabit frekansla ayarlamak için eşdeğer kontrol yöntemine dayanan yeni bir SMC denetleyici sunulduğu açıklanmıştır. Sistemin minimum olmayan faz yapısı nedeniyle, iki döngü denetimine göre çıkış geriliminin dolaylı denetimi uygulanmıştır. Dıştaki döngüde referans akım oluşumu ve içteki döngüdeki kayma yüzeyinin seçimi dikkatlice değerlendirilmiştir. Geliştirilen denetim yöntemi ile denetlenen dönüştürücü için MATLAB / Simulink kullanılarak benzetim sonuçları elde edilmiştir. Benzetim sonuçları; giriş geriliminde, yük direnci ve çıkış gerilimi referansındaki büyük değişikliklere rağmen, önerilen yöntemin dönüştürücünün çıkış gerilimini sıfır kararlı durum hatasıyla kararlı bir şekilde denetleyebileceği açıkça göstermiştir.

Salimi vd Eghlim (2015) tarafından yapılan çalışmada, yüksek güç ve düşük gerilimli uygulamalarda DA-DA azaltıcı dönüştürücünün denetimi için yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Dönüştürücü için, geniş bir çalışma aralığında çıkış gerilimini stabilize edebilen PBC denetleyici tasarlanmıştır. Yüksek güçlü uygulamalarda, dönüştürücünün parazitik elemanlarının etkin olabileceği ve dolayısıyla bu parazitik elemanların denetleyicinin geliştirilmesi sırasında modellendiği gösterilmiştir. Önerilen yöntemin doğruluğunu ve etkinliğini değerlendirmek için MATLAB / Simulink kullanılarak benzetim sonuçları elde edilmiştir. Sunulan benzetim sonuçları, geliştirilen denetleyicinin, yüksek güçlü uygulamalarda standart bir PI denetleyiciyle karşılaştırıldığında kabul edilebilir dinamik ve kararlı durum yanıtlarına sahip olduğunu kanıtlanmıştır.

Nizami ve Mahanta (2015) tarafından yapılan çalışmada, uyarlamalı geri adımlama denetimi ve Chebyshev sinir ağını kullanan azaltıcı DA-DA dönüştürücüler için yeni bir denetim yöntemi geliştirilmiştir. Nominal koşullar için, giriş gerilimi dalgalanmaları ve yük değişimleri altında hem kapasitör geriliminin hem de indüktör akımının geçici performansını artırmak amacıyla bu denetim algoritması önerilmiştir. Geri adımlama denetim ünitesinin sistematik tasarımı, bilinmeyen yük direnci parametresinin tek bir katman Chebyshev sinir ağı ile yaklaşık değerinin oluşturulması yaklaşımı ile yapılmıştır. Sonuçlar son zamanlarda geliştirilen bir uyarlamalı kayma kipli

denetleyici yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Önerilen yöntem, gerilim ve akım geçici performanslarını önemli ölçüde geliştirmiştir. Yapılan bu çalışma ile Chebyshev bazlı polinom fonksiyonuna dayalı önerilen uyarlamalı nöral geri adımlama denetleyicisinin, bilinmeyen sistem parametrelerinin yakınsanmasında başarılı olduğunu ve literatürde bildirilen mevcut metotlara kıyasla mükemmel bir dinamik tepki verdiği ortaya koyulmuştur.

Roy vd (2016) tarafından yapılan çalışmada, modern güç elektroniği sistemlerinde DA-DA dönüştürücülerin, DA sistemlerini çalıştırmak için temel güç devrelerinden biri olduğu belirtilmiştir. Ancak dönüştürücülerin doğrusal olmayan ve zamanla değişen özellikleri genellikle kontrol konusu ile ilgili bazı zorluklarla sonuçlanır. Yapılan bu çalışmada, bir DA-DA dönüştürücüyü denetlemek için PWM tekniğine dayanan uyarlamalı bir doğrusal olmayan denetleyici tasarımı sunulmuştur. Önerilen denetleyici, dönüştürücünün dinamik modelindeki tüm parametrelerin bilinmeyen olarak kabul edildiği varsayımına dayanarak tasarlanmıştır. Bu bilinmeyen parametreler adaptasyon yasaları ile tahmin edilmiştir ve farklı aşamalarda uygun kontrol Lyapunov fonksiyonları (CLF'ler) formüle edilerek bu yasaların kararlılığı sağlanmıştır. Ayrıca önerilen denetim şemasında, bu bozucu etkilerin modelde değerlendirildiği için dış bozucu etkilere karşı gürbüzlük sağladığı görülmüştür. Tasarlanan denetleyicinin bilinmeyen parametrelere adapte olduğu ve sınırlanmış dış rahatsızlıklara karşı dayanıklı olduğu bulunmuştur. Son olarak, önerilen denetim şemasının etkinliğini gözlemlemek amacıyla benzetim sonuçları elde edilmiştir ve mevcut bir uyarlamalı geri adımlamalı denetleyici ile karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları, daha hızlı bir çıkış gerilimi izleme tepkisi açısından performans iyileştirmesini açıkça göstermiştir.

Kivrak vd (2016) tarafından yapılan çalışmada ise, DA-DA yükseltici dönüştürücü devresi tasarlanmıştır. Dönüştürücü giriş gerilimi aralığı 9 V- 30 V DA olarak belirlenmiştir ve yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi 48V DA olarak oluşturulmuştur. Devre tasarımı, bir PWM DA-DA güç dönüştürücü uygulaması için geleneksel bir PWM güç dönüştürücüsü ve bir denetim devresi olmak üzere iki alt sistem içermektedir. Geçiş sinyallerini Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistörleri (MOSFET) ile çalıştıran bir sürücüye göndermek için PIC (Peripheral Interface Controller) mikro kontrolcüsü kullanılmıştır ve bu sayede dönüştürücünün çıkışının

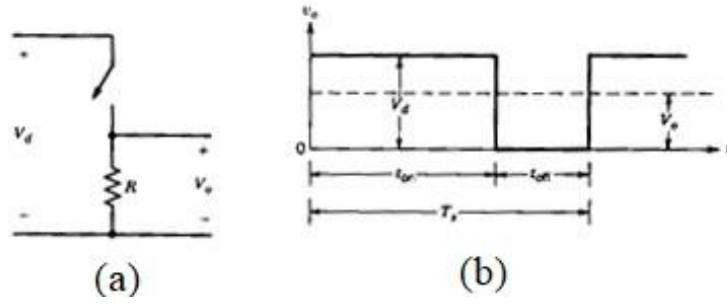
dalgalanma durumunda bile darbe genişlik modülasyonu sırasında 48 V ve 220 W'de sabit kalmasını sağlar. 100 kHz 'lık bir anahtarlama frekansı ile anahtarlama için PWM kontrol sinyali üretilmiştir. Böylece PWM güçlendirme dönüştürücüsünün kullanılması, değişken bir giriş ve sabit çıkış sağlamıştır. Çıkış, geçit darbesinin görev döngüsünü ayarlayan kontrol devresi tarafından düzenlenmiştir. Yapılan bu çalışmada, her alt sistem bileşen seçimi için teorik hesaplamalar yapılmıştır ve kullanılmıştır. Önce her alt sistem ayrı ayrı test edilmiştir, sonra alt sistemler birlikte uygulanmış ve test edilmiştir. Devre direnç yüküyle test edilmiştir ve devrenin minimum 50 W ve maksimum 220 W'da işlevsel olduğu doğrulanmıştır. PWM DA-DA yükseltici dönüştürücüsünün genel verimliliği, laboratuvar da yapılan ölçümlerle % 91,6 olduğu hesaplanmıştır. Bu yüksek verim ve 111 TL birim başına göreceli düşük maliyetle, tasarlanan PWM DA-DA güç dönüştürücüsü, güneş pili depolama sistemleri veya 48 V DA 'nın sabitlenmesi gereken yakıt hücresiyle çalışan elektrikli araçlar gibi uygulamalar için uygun olduğu önerilmiştir.

3. MATERYAL ve YÖNTEM

DA-DA azaltıcı dönüştürücü devresindeki güç anahtarı nedeniyle, anahtarların durumu (anahtar açık veya kapalı) göz önünde bulundurularak iki farklı devre oluşturulur. Durum uzay modeli elde edilerek ve ortalamaları alınarak, nihai denetim tepkisini elde edebilecek daha kesin bir model elde etmek için indüktans, diyot ve anahtarların parazit elemanları azaltıcı dönüştürücünün son modeline göz önünde bulundurulur. Ayrıca, Lyapunov fonksiyonunu, azaltıcı dönüştürücünün geri adımlamalı denetleyicisini tasarlamak için kullanılır ve sistem kararlılığını garanti eder.

3.1. DA-DA Dönüştürücü ve Temel Kavramlar

DA-DA dönüştürücüler; fotovoltaik sistemlerin maksimum güç noktası takibi (MPPT), DA motor hız kontrolü ve güç kaynağı gibi farklı amaçlarla yaygın olarak kullanılır. Dönüştürücüler girişindeki ayarsız DA gerilimin istenilen gerilim kademesinde, kontrollü bir gerilim olarak çıkışa aktarılmasını sağlarlar. DA-DA dönüştürücülerde, giriş gerilimi ve çıkış yükü üzerindeki değişimlerden dolayı çıkış geriliminin bozulabileceği göz önüne alınarak, ortalama çıkış geriliminin istenilen seviyede tutulması amacıyla kontrol edilmesi gerekir. DA-DA dönüştürücülerde, gerilimi istenen bir seviyeden başka bir seviyeye değiştirmek için bir veya daha fazla anahtar kullanılır. İstenen referans gerilime ulaşmak için, anahtarın açma-kapama sürelerinin (t_{on} , t_{off}) kontrolü kullanılır. Dönüştürücünün genel kavramını açıklamak için, Şekil 3.1’de gösterilen DA-DA temel dönüştürücü incelenirse çıkış gerilimi V_o ’nın ortalama değeri t_{on} ve t_{off} zamanlarına bağlıdır. Bu nedenle açma zamanını ayarlama yöntemlerinden biri olan darbe genişliğini modülasyonu (PWM), DA-DA dönüştürücülerde anahtarlamanın denetimi için kullanılmaktadır.



Şekil 3.1. a) Basit bir anahtarlamalı DA-DA dönüştürücü b) PWM sinyalinin gösterimi (Mohan et al. 2003)

Daha yaygın bir başka denetim yöntemi de anahtarlama frekansının (dolayısıyla periyodikliğinin) ve anahtarlama zamanının her ikisinin de değişken olmasıdır. Bu yöntem genellikle Zorlamalı Komütasyonlu Tristörler kullanan DA-DA dönüştürücülerde kullanılır. Anahtarlama frekansındaki değişiklik, dönüştürücünün dalgalanan çıkış dalga biçimini filtrelemeyi zorlaştırır.

Anahtarın açık / kapalı durumunu kontrol eden sabit bir anahtarlama frekansında, bir kontrol gerilimi seviyesi ile değişen bir testere dişi dalga formu karşılaştırılarak bir kontrol sinyali üretilir. Kontrol sinyali genellikle, gerçek çıkış gerilimini ve istenen değeri karşılaştırarak elde edilir. PWM görev çevrim oranının kontrolü için sabit tutulan bir tepe değeri ile değişen dalganın frekansı, yaklaşık 1 kHz ila 100 kHz arasında seçilir. Anahtarın görev katsayısı;

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.1)$$

olarak tanımlanır. DA-DA dönüştürücüler iki ayrı çalışma modu ile kullanılmaktadırlar. Sürekli Çalışma Modu (CCM), Süreksiz Çalışma Modu (DCM) olarak tanımlanan çalışma modları uygulamada, dönüştürücü için farklı fonksiyonlar gerektiren durumlarda her iki modda da çalıştırılabilir.

DA-DA dönüştürücüler temelde 3 grupta incelenir:

1- Azaltıcı Dönüştürücü (Buck Converter)

2- Yükseltici Dönüştürücü (Boost Converter)

3- Azaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü (Buck–Boost Converter)

3.1.1. Azaltıcı dönüştürücüler (Buck Converter)

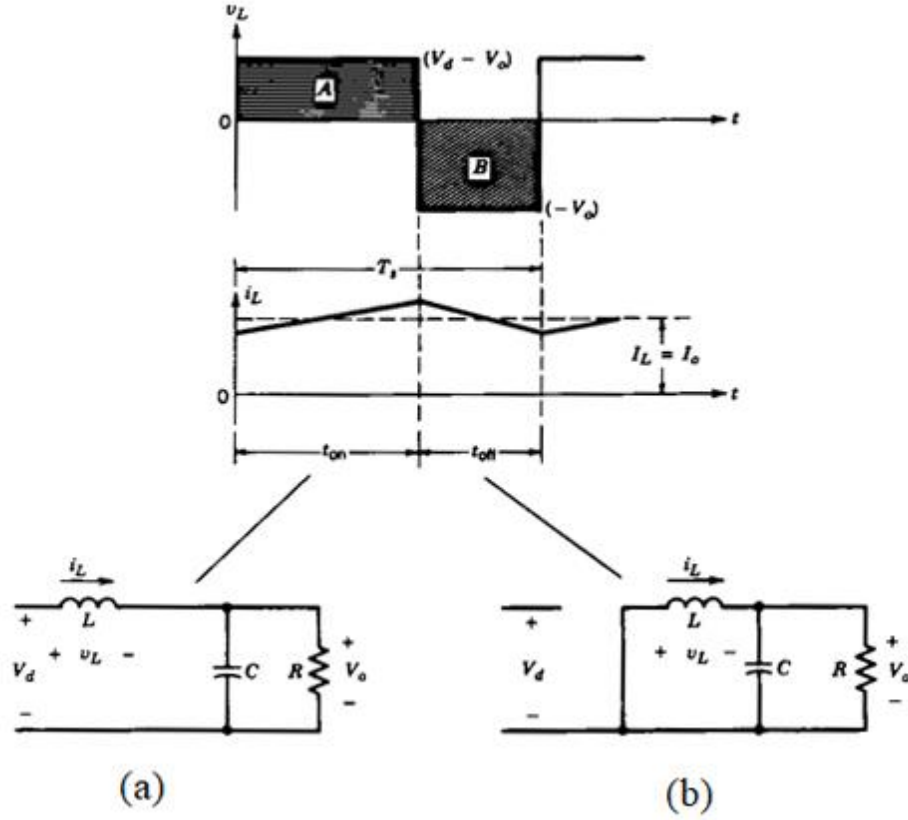
Adından da anlaşılacağı gibi, ayarsız bir DA giriş geriliminden daha düşük bir ortalama çıkış gerilimi üretir. En önemli uygulamaları, DA güç kaynaklarının çıkış gerilimlerini düzenlemek ve DA motorların hızını kontrol etmektir.

Genel olarak, Şekil 3.1.a'daki temel devrede, saf dirençli yük bağlı bir dönüştürücü gösterilmektedir. Anahtarın ideal olduğu, sabit giriş gerilimi ve saf direnç yükü varsayıldığında, çıkış gerilimi dalga biçimi anahtar durumuna bağlı olarak Şekil 3.1.b'de gösterilmiştir. Ortalama çıkış gerilimi görev çevrimi süresiyle;

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = k V_d \quad (3.2)$$

olarak hesaplanabilir (Mohan et al. 2003). Yukarıdaki ilişki göz önüne alındığında, çıkış gerilimi görev çevrimi oranı değiştirilerek kontrol edilebilir. Çıkış gerilimi dalgalanması, bir kondansatör ve bir indüktör içeren alçak geçiren filtre ile çözülür. Bu dalga biçimi, DA bileşen ve anahtarlama frekansındaki harmonikleri içerir. Alçak geçiren filtrenin köşe frekansı f_c , anahtarlama frekansından çok daha düşüktür ve esas olarak çıkıştaki dalgalı gerilimi düzenlemek için düşük seçilir. Bazı uygulamalarında, düzgün ve sabit bir çıkış gerilimi gerekliliği oldukça önemlidir.

Anahtar kapalı durumda olduğunda, bir süre boyunca kaynak akımı indüktansa yönlendirir ve diyot açık durumdadır. Böylece indüktans üzerinde gerilim oluşmaktadır. Bu gerilim indüktans akımında doğrusal bir artışa neden olur. Anahtar açıldığında, indüktans tarafından depolanan enerji nedeniyle akım diyot üzerinden akmaya devam eder.



Şekil 3.2. Sürekli akımın olduğu varsayılarak azaltıcı dönüştürücüsünün gösterimleri (Mohan et al. 2003) a) Anahtar kapalı durum b) Anahtar açık durum

Kararlı durum çalışmasında, dalga formu bir sonraki periyoda kadar tekrarlanmalıdır, v_L indüktansın gerilim integrali bir periyotda sıfıra eşit olmalıdır.

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0 \quad (3.3)$$

(3.3) eşitliğinden A ve B alanlarının eşit olması gereken yeni bir eşitlik çıkarımı sağlamaktadır:

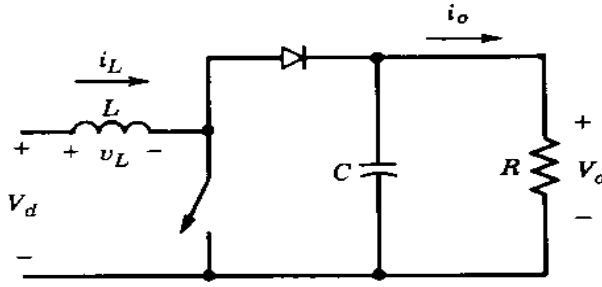
$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on}) \quad (3.4)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (3.5)$$

Bu durumda, çıkış gerilimi, giriş işletme gerilimi için görev çevrimi katsayısı ile doğrusal olarak değişir ve diğer devre parametrelerinin hiçbirine bağlı değildir. Bu nedenle, sürekli çalışmada, azaltıcı dönüştürücü, DA transformatöre benzer. Bu transformatör, görev çevrimi ile izlenerek sürekli kontrol edilebilir.

3.1.2. Yükseltici dönüştürücü (Boost Converter)

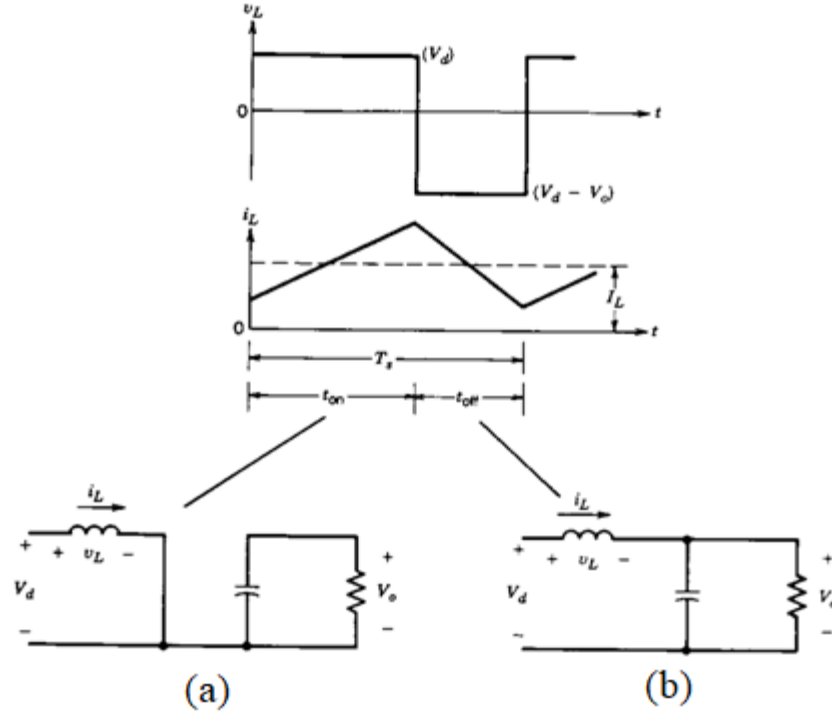
Şekil 3.3, yükseltici dönüştürücüyü göstermektedir. Başlıca kullanımı DA güç kaynaklarıdır. Adından da anlaşılacağı gibi, çıkış gerilimi her zaman giriş geriliminden büyüktür. Anahtar kapandığında, diyot ters kutuplanır ve çıkış devresi giriş devresinden ayrılır. Böylece enerji girişi indüktansa iletilir. Anahtarın açık olduğu durumda ise, çıkış gerilimi indüktans ve kaynak tarafından karşılanır. Burada sürekli durum analizinde, çıkış kapasitör geriliminin çok büyük bir değer olduğu varsayılarak çıkış gerilimi sabit bir gerilime sahip olur.



Şekil 3.3. Yükseltici dönüştürücü (Mohan et al. 2003)

Şekil 3.4, sürekli çalışma modunda, bobin akımının $i_L(t) > 0$ durumu için dalga formlarını göstermektedir. İndüktans akımının sürekli olarak aktığı durumdaki bir periyotta indüktans geriliminin integrali sıfır olmalıdır:

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0 \quad (3.6)$$



Şekil 3.4. Sürekli akımın olduğu varsayılarak yükseltici dönüştürücüsünün gösterimleri (Mohan et al. 2003) a) Anahtar kapalı durum b) Anahtar açık durum

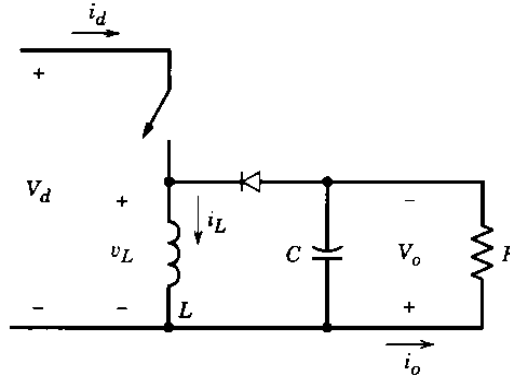
Yukardaki denklemin iki tarafı T_s 'e bölünerek sadeleştirilirse;

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.7)$$

elde edilir.

3.1.3. Azaltıcı-yükseltici dönüştürücüler (Buck-Boost Converter)

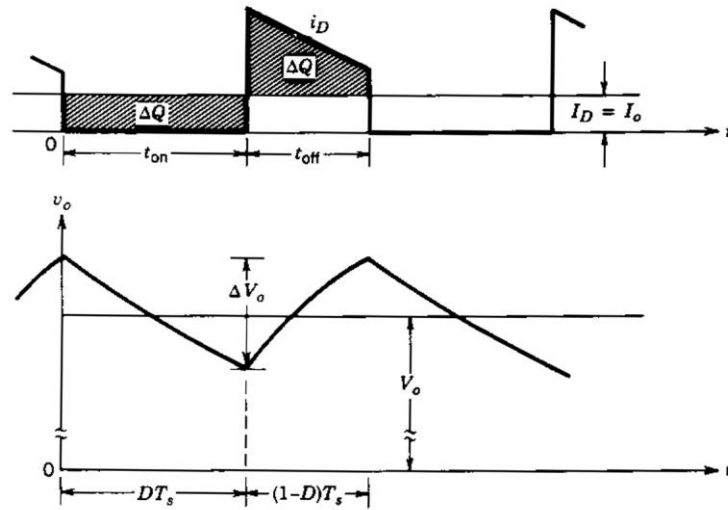
Azaltıcı-yükseltici dönüştürücülerin DA güç kaynakları için en önemli kullanım avantajı, çıkış geriliminin giriş geriliminde az veya çok olabilecek seviyelerde ayarlanabilmesine olanak sağlamasıdır.



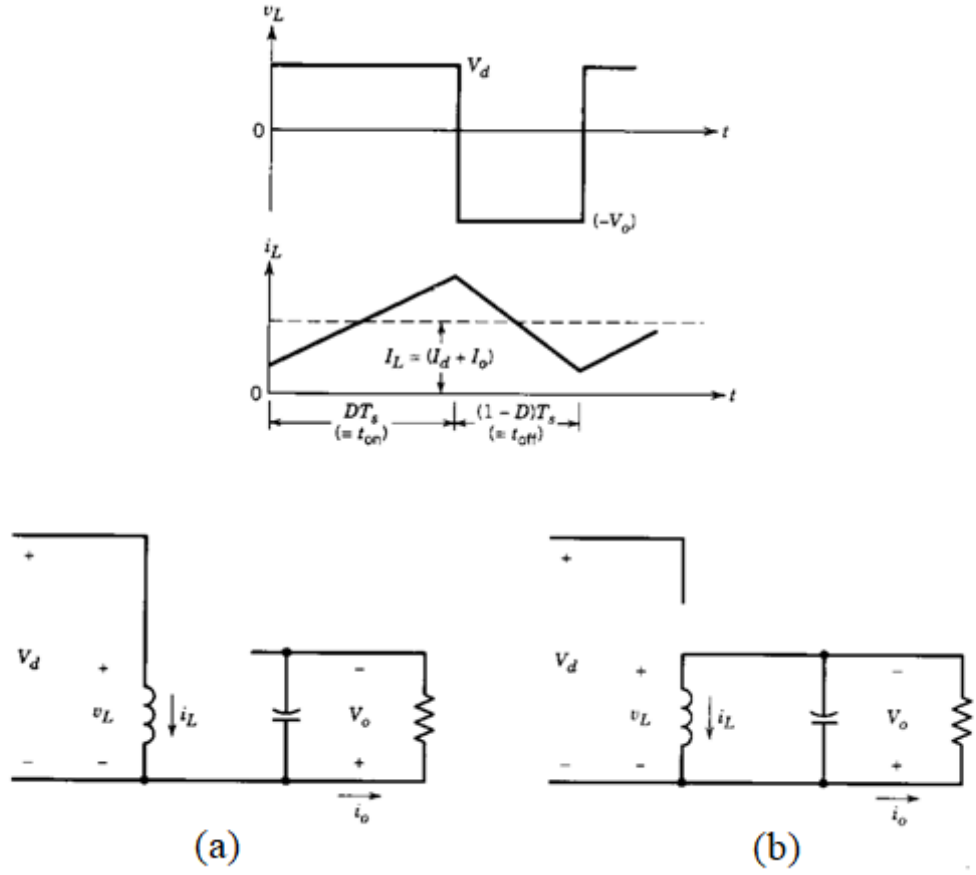
Şekil 3.5. Azaltıcı-yükseltici dönüştürücü (Mohan et al. 2003)

Azaltıcı-Yükseltici dönüştürücüler, azaltıcı dönüştürücü ve yükseltici dönüştürücünün artarda (kaskad) olarak bağlanması ile elde edilir. Kararlı durumda, çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı kullanılan iki seri dönüştürücünün transfer oranının çarpımına eşittir. (Her iki dönüştürücüde de aynı görev çevrimi süresi oranına sahip olduğunu varsayılmıştır.)

Çıkış gerilimi, görev çevrim oranı değerine bağlı olarak giriş geriliminden az veya çok olabilir. Anahtar kapatıldığında, indüktans için gerekli enerji girişi sağlanır ve diyot ters kutuplanır. Anahtar açıldığında, indüktans depolanan enerji çıkışa aktarılır ve kaynaktan enerji alınmaz. Burada sunulan kararlı durum analizinde, sabit bir çıkış gerilimi için çok büyük bir çıkış kapasitörünün olduğu varsayılmaktadır.



Şekil 3.6. Azaltıcı-yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi ve akımı (Mohan et al. 2003)



Şekil 3.7. Sürekli akımın olduğu varsayılarak azaltıcı-yükseltici dönüştürücüsünün gösterimleri (Mohan et al. 2003) a) Anahtar kapalı durum b) Anahtar açık durum

Şekil 4.6'da sürekli çalışma modundaki indüktans akımının sürekli olduğu gösterilmiştir. İndüktansın bir periyotdaki gerilimi integrali sıfıra eşittir.

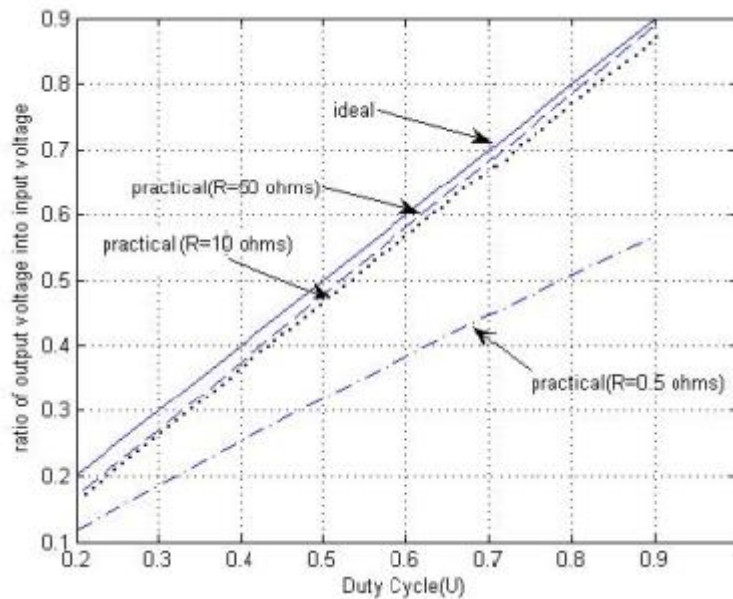
$$V_o DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0 \quad (3.8)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (3.9)$$

Yukarıdaki denklem, çıkış geriliminin, görev çevrimi oranının değerine bağlı olarak giriş geriliminden daha fazla veya daha az olabileceğini göstermektedir.

3.2. Parazitik Elemanların Dönüştürücüler Üzerindeki Etkisi

Parazitik elemanlar, DA-DA dönüştürücülerin çıkış geriliminin giriş gerilimine oran katsayısı ve dönüştürücülerin kararlılığı gibi bazı performans parametreleri üzerinde önemli bir etkiye sahiptir (Rashid 2001). Örneğin, Şekil 3.8’de, DA-DA dönüştürücü modellemeye parazitik elemanların etkisi grafiksel olarak gösterilmiştir. Pratik ölçüme dayanarak çizilen eğride dönüştürücü giriş geriliminin değeri sabit ve 20 V olduğu varsayılmıştır. İndüktör için $0,2\Omega$ ’luk iç direnç, 1 mH devre indüktans değeri, çıkış kondansatörü 40 μF ve anahtarlama frekansı 25 kHz kabul edilmiştir (Salimi and Eghlim 2015). Grafikte gösterilen noktalı eğri, düşük anahtarlama performansı nedeniyle pratik değildir. Parazitik elemanların etkisi, bu tür dönüştürücülerin benzetim uygulamalarında da modellenebilmektedir.



Şekil 3.8. Parazitik elemanların dönüştürücülerin gerilim aktarım katsayısı üzerindeki etkisi (Salimi and Eghlim 2015)

3.3. Durum Uzay Ortalama Modeli Yöntemi

DA-DA anahtarlamalı dönüştürücüler, periyodik olarak değişen anahtarlama sinyalleri ile kontrol edilmektedir. Böylece yüksek anahtarlama frekansları kullanılabilmekte ve ortalama dönüştürücü modelleri sağlanabilmektedir. Ortalama modeller daha sonra küçük sinyal-transfer fonksiyonlarını elde etmek için bir çalışma

noktasında doğrusallaştırılır. Devre tabanlı ortalama alma yöntemi, PWM sinyali oluşturan yarı iletken anahtarların kullanılması ile gerçekleştirilmektedir. (Mohan et al. 2003)

Sürekli çalışma modunda çalışan bir güç dönüştürücüsünün ortalama modeli bulunurken anahtarların ideal (sıfır açık durum gerilim düşmeleri, sıfır kapalı durum akımları, açık ve kapalı durumlar arasındaki anlık geçişler) olduğu farz edildiğinde, devrenin periyot süresi boyunca (T_s) davranışı gösterilebilir. Durum-uzay modelinin genel formu:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{3.10}$$

olarak tanımlanır. Burada x durum vektörü, $\dot{x} = dx/dt$ durum değişimi vektörü, u giriş kontrol vektörü ve A,B,C,D sistem dinamiği parametreleri olup, sırasıyla giriş, çıkış ve doğrudan iletim matrisleridir (Rashid 2001).

Anahtar iletimde ya da kesimde olacağından, zamana bağlı anahtarlama fonksiyonu μ , anahtar durumlarını tanımlamak için kullanılabilir (örneğin, açık durum için $\mu = 1$ ve kapalı durum için $\mu = 0$). Bir periyot boyunca anahtarın açık veya kapalı durumları göz önüne alındığında durum denklemleri aşağıda gösterildiği gibi yazılır.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_1x + B_1u \\ y &= C_1x + D_1u\end{aligned}\tag{3.11}$$

İfade (3.11)'deki model, anahtarlama fonksiyonunun, $0 \leq t \leq \mu T_s$ süresindeki durum için yazılabilir.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_2x + B_2u \\ y &= C_2x + D_2u\end{aligned}\tag{3.12}$$

İfade (3.12)'deki model ise, anahtarlama fonksiyonunun, $\mu T_s \leq t \leq T_s$ süresindeki durum için yazılabilir.

Anahtarlama durumlarına göre verilen iki ayrı durum-uzay modeli, doğrusal olmayan ve zamana bağlı anahtarlama durum-uzay modeli olarak yazılabilir.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= [A_1\mu(t) + A_2(1-\mu(t))] + [B_1\mu(t) + B_2(1-\mu(t))]u \\ y &= [C_1\mu(t) + C_2(1-\mu(t))] + [D_1\mu(t) + D_2(1-\mu(t))]u\end{aligned}\quad (3.13)$$

İfade (3.13)'te sunulan ortalama model sadeleştirilirse;

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_s x + B_s u \\ y &= C_s x + D_s u\end{aligned}\quad (3.14)$$

olarak tanımlanabilir (Rashid 2001). Burada A_s, B_s, C_s, D_s matrisleri;

$$\begin{aligned}A_s &= [A_1\mu(t) + A_2(1-\mu(t))] \\ B_s &= [B_1\mu(t) + B_2(1-\mu(t))] \\ C_s &= [C_1\mu(t) + C_2(1-\mu(t))] \\ D_s &= [D_1\mu(t) + D_2(1-\mu(t))]\end{aligned}\quad (3.15)$$

olarak açıkça yazılmıştır.

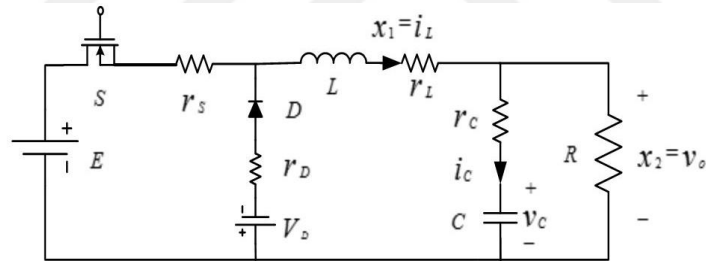
3.4. DA-DA Azaltıcı Dönüştürücünün Modellenmesi ve Denetleyici Tasarımı

DA-DA dönüştürücüler, değişen yük ve giriş gerilimi koşulları altında ayarlı olarak düzenlenmiş DA çıkış gerilimi sağlamaktadırlar. Dönüştürücü bileşen değerleri zaman, sıcaklık ve basınç gibi etkiler sonucunda değişmektedir. Bu nedenle denetleyiciler için tasarlanan denetim blokları, geri besleme prensipleri kullanılarak kapalı bir döngüde gerçekleştirilir (Rashid 2001).

Durum-uzay modeli yöntemi, güç dönüştürücüleri de dâhil olmak üzere çeşitli sistemleri dinamik olarak modellemek için sıkça kullanılan güçlü bir yöntemdir. Bu yöntem, sistem kontrol döngülerinin tasarlanması için uygundur ve güç dönüştürücülerinin kararlı halini ve dinamik davranışı benzetimini elde etmek için de kullanılabilir. Ek olarak, kayan kipli kontrolcü, geri adımlamalı kontrolcüler, pasiflik tabanlı kontrol yöntemi vb. gibi doğrusal olmayan kontrol yöntemleri için durum uzay modeli uygulanabilir. Ayrıca, ortalama alma ve doğrusallaştırma yöntemleride çoğu güç dönüştürücülerine uygulamak için iyi bir çözümdür.

3.4.1. Azaltıcı dönüştürücünün parazitik elemanları ile ortalama durum-uzay modeli

Endüstriyel uygulamalarda birçok amaçla kullanılan azaltıcı dönüştürücünün, parazitik elemanların varlığında, ortalama durum-uzay modeli tasarımı aşağıda aşağıdaki gibi açıklanmıştır.



Şekil 3.9. Azaltıcı dönüştürücünün parazitik elemanlarla birlikte temel devresi

Yüksek güç-düşük voltaj uygulamalarında, parazitik elemanların etkisi eşdeğer bir seri direnç (ESR) olarak modellenenebilir. Yapılan modellemelerde r_L, r_s, r_D, r_C sırasıyla indükansın, anahtarlama elemanının, diyodun ve kapasitörün eşdeğer seri dirençleri olarak tanımlanmıştır. Ayrıca yüksek güç uygulamalarında kullanılan azaltıcı dönüştürücünün özelliklerini etkileyen başka bir parazitik eleman daha vardır. V_D olarak modellenen bu parazitik eleman diyodun ileri gerilimi olarak tanımlanmıştır. Kapasitörün akım denklemi (3.16)'da tanımlanmıştır.

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (3.16)$$

Kapasitörün ESR'si göz önüne alınarak çizilen Şekil 3.9'daki devre için aşağıdaki gerilim denklemi yazılabilir:

$$v_C = v_O - r_C i_C \quad (3.17)$$

Bu denklemde i_C, r_C, v_O ve v_C sırasıyla kapasitör akımı, kapasitör eşdeğer seri direnci, çıkış gerilimi ve kapasitör gerilimidir. Ayrıca kondansatör akımının diferansiyel eşitliği (3.16), (3.17) denkleminde yerine yazılırsa;

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} = C \frac{dv_O}{dt} - Cr_C \frac{di_C}{dt} \quad (3.18)$$

veya

$$Cr_C \frac{di_C}{dt} = C \frac{dv_O}{dt} - i_C \quad (3.19)$$

eşitliği elde edilir. Cr_C kapasitörün zaman sabiti (τ) olmak üzere, i_C diferansiyel denklemi çıkarılabilir:

$$i_C = e^{-\frac{t}{\tau}} i_C + \int_0^t e^{-\frac{(t-\hat{t})}{\tau}} \frac{C}{\tau} \frac{dv_O}{d\hat{t}} d\hat{t}, \quad \hat{t} > 0, (t = 0) \quad (3.20)$$

Kapasitörün zaman sabitinden büyük zamanlarda ($\hat{t} > 5\tau$), kapasitör akımının ilişkisi şu şekilde tanımlanabilir:

$$i_C \approx \int_0^t e^{-\frac{(t-\hat{t})}{\tau}} \frac{C}{\tau} \frac{dv_O}{d\hat{t}} d\hat{t} = \frac{C}{\tau} \frac{\int_0^t e^{-\frac{(t-\hat{t})}{\tau}} \frac{dv_O}{d\hat{t}} d\hat{t}}{e^{-\frac{t}{\tau}}}, \quad \hat{t} > 0 \quad (3.21)$$

İfade (3,21)'de sunulan eşitlikteki, zaman değeri $\hat{t} > 5\tau$ olduğunda, pay ve payda değerleri sonsuza gider. Bu nedenle L'Hospital kuralı kullanılarak kondansatör akımı aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$i_c \approx \frac{C}{\tau} \frac{\frac{d}{dt} \int_0^t e^{\frac{\hat{t}}{\tau}} \frac{dv_o}{d\hat{t}} d\hat{t}}{\frac{d}{dt} e^{\frac{t}{\tau}}} = C \frac{dv_o}{dt} \quad (3.22)$$

Eşitlik (3.22), kapasitörün $\hat{t} > 5\tau$ zamanlarındaki yaklaşık davranışını açıklar. Bu denklem, kapasitör eşdeğer seri direncinin etkisinin ihmal edilebileceğini göstermektedir (Salimi and Eghlim 2015).

$$i_c = \frac{dv_c}{dt} \approx C \frac{dv_o}{dt} \quad (3.23)$$

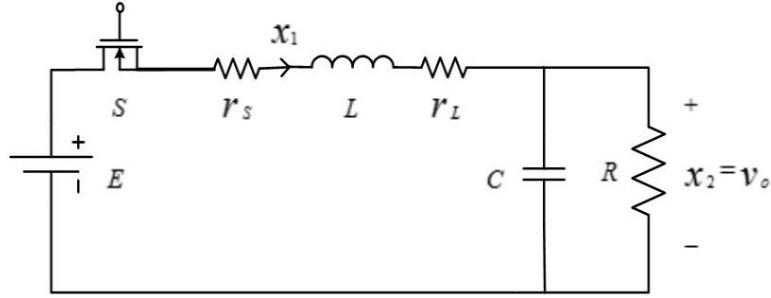
Kapasitör eşdeğer seri direncinin etkisini $\hat{t} > 5\tau$ zaman koşuluyla eşitlik (3.23)'te elimine edilmiştir.

Şekil 3,9'da görüldüğü üzere dönüştürücünü iki durum değişkeni vardır ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Durum değişkenleri; x_1 indüktans akımını, x_2 kapasitör gerilimini (dönüştürücü çıkış gerilimini) ifade etmektedir. Azaltıcı dönüştürücü, durum uzayı ortalama alma tekniği kullanılarak sürekli çalışma modu (CCM) ile modellenenabilir. Devre, darbe genişliği modülasyonu tekniği (PWM) kullanılarak çalıştırılmaktadır. Bu tekniğe göre, anahtarın μ (anahtarlama fonksiyonuna bağlı kontrolcü sinyali) ($0 \leq \mu < 1$) olduğu herhangi bir süre içerisinde anahtarlama süresi olarak T ($T = \frac{1}{f}$, f anahtarlama frekansı

olmak üzere) kullanılır. Şekil 3.10'da gösterilen devre ve sürekli çalışma modu dikkate alınarak, anahtarlama elemanın açık olduğu, diyodun ise kapalı olduğu durum sırasında; dönüştürücünün eşdeğer devresi Şekil 3.10'da gösterildiği gibi çizilebilir.



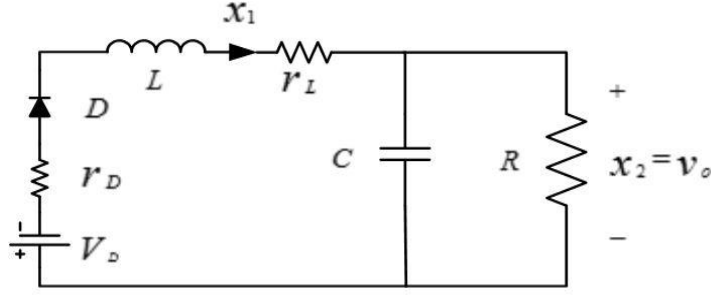
Şekil 3.10. Azaltıcı dönüştürücünün anahtarlama elemanın kapalı olduğu, diyodun ise açık olduğu durum

Azaltıcı dönüştürücünün Şekil 3.10'daki devre gösterimine bağlı olarak durum uzay modeli aşağıdaki gibi:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{L}(r_L + r_s)x_1 - \frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}E \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \end{cases} \quad (3.25)$$

tanımlanabilir. İndüktans üzerindeki akım, lineer olarak artar ve diyot üzerinden akarken indüktans üzerinde manyetik alan oluşturup depolanmasını sağlar (Mohan et al. 2003).

Benzer şekilde, T_s anahtarlama periyodunu ifade edecek şekilde, $(\mu T_s \leq t \leq T_s)$ durumu dışında, anahtar kapalı ve diyot açıktır. Geriye kalan tetiklenme süresi boyunca $(1 - \mu)$ zamanı kadar; Şekil 3.11'de gösterildiği üzere indüktans üzerinde depolanan enerji sayesinde oluşan akım diyot üzerinden devreye aktarılmaktadır.



Şekil 3.11. Azaltıcı dönüştürücünün anahtarlama elemanın açık olduğu, diyotun ise kapalı olduğu durum

Bu durumda dönüştürücü durum-uzay modeli:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{L}(r_L + r_D)x_1 - \frac{1}{L}x_2 - \frac{1}{L}V_D \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \end{cases} \quad (3.26)$$

olarak tanımlanabilir. Yukarıdaki ilişkiler göz önüne alındığında, DUOM tekniğine göre DA-DA azaltıcı dönüştürücü için parazit unsurlar göz önüne alındığında (Şekil 3.9), model aşağıda olduğu gibi elde edilir.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{L}(r_L + \mu r_s + \bar{\mu} r_D)x_1 - \frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}(\mu E + \bar{\mu} V_D) \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \end{cases} \quad (3.27)$$

3.4.2. Azaltıcı dönüştürücü için geri adımlamalı denetleyici yaklaşımı

Geri adımlama denetleyici yaklaşımı, geribildirim kontrol yasası ve Lyapunov fonksiyonunun sistematik yapılarını içerir. DA-DA azaltıcı dönüştürücünün devresinde bulunan anahtarlama elemanları doğrusal olmayan özellik gösterirler. Bu nedenle sistem doğrusal olmayan modelleme yaklaşımına uygundur. Tercih edilen denetleyici yapısı, doğrusal olmayan sistemler için kullanılabilir. Geri adımlamalı denetleyici; sistemin hata dinamikleri üzerine kurulmuş olup, tanımlanan hata değişimi eşitliğini sıfıra

götürmek için tasarlanmıştır. Bu çalışmada, denetim tasarım derecesi sistemin derecesinden yüksek değildir.

Denetleyicinin amacı, çıkış gerilimini (kapasitör gerilimini) izlemektir. Azaltıcı dönüştürücünün denetimi için kullanılan yöntem iki adımda tanımlanmıştır.

İlk Adım: İstenen çıkış gerilimini elde etmek için gerekli indüktans akımının hesaplanması

Kapasitör üzerindeki gerilim ile x_2 , istenen çıkış geriliminin x_2^d farkı olarak aşağıdaki hata değişkeni aşağıda tanımlanmıştır.

$$e_2 = x_2 - x_2^d \quad (3.28)$$

(3.28)'de tanımlanan çıkış gerilimi hatası eşitliğinin türevi aşağıda verilmiştir.

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_2^d \quad (3.29)$$

$$\dot{e}_2 = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 - \dot{x}_2^d \quad (3.30)$$

Geri adımlamalı kontrolün ilk adımı olarak, (3.30) denkleminde bobin akımı, x_1 , hayali denetleyici olarak tasarlanacaktır. Bu bağlamda e_2 için Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$L_2 = \frac{1}{2} e_2^2 \quad (3.31)$$

İfade (3.31)'in türevi alınarak,

$$\dot{L}_2 = e_2 \dot{e}_2 \quad (3.32)$$

$$\dot{L}_2 = e_2 \left[\frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 - \dot{x}_2^d \right] \quad (3.33)$$

eşitlikleri elde edilmektedir. Bu denklemde x_1 sanal kontrolcü girişi gibi davranır ve beklenen indüktans akımı

$$x_1^d = C \left[\frac{1}{RC} x_2 + \dot{x}_2^d - k_2 e_2 \right] \quad (3.34)$$

olarak seçilir. İfade (3.33)'de x_1 yerine (3.34)'te elde edilen ifade yazılırsa, (3.33) aşağıdaki şekli alır.

$$\dot{L}_2 = -k_2 e_2^2 \quad (3.35)$$

İfade (3.35)'de, k_2 katsayısı Lyapunov kararlılık kriteri için pozitif sabit olarak seçildiğinde ve zaman sonsuza gittiğinde; $e_2 \rightarrow 0$ olur ve azaltıcı dönüştürücünün çıkış gerilimi istenen değere ulaşır $x_2 \rightarrow x_2^d$.

İkinci Adım: Gerekli İndüktans Akımını Elde Etmek için Kontrolcü Tasarımı

Devredeki indüktans akımı x_1 ile yukarda hesaplanan beklenen değeri (3.34) arasındaki fark e_1 hatası olarak aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$e_1 = x_1 - x_1^d \quad (3.36)$$

İndüktans akımını kontrol etmek için, aşağıdaki Lyapunov fonksiyonunu göz önünde bulunduralım.

$$L_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (3.37)$$

Lyapunov fonksiyonunun zamana bağlı türevi:

$$\dot{L}_1 = e_1 \dot{e}_1 \quad (3.38)$$

olarak elde edilir. İfade (3.38)'deki $\dot{e}_1$ 'i, ifade (3.36)'nın türevi alınarak aşağıdaki gibi bulunur.

$$\dot{L}_1 = e_1 [\dot{x}_1 - \dot{x}_1^d] \quad (3.39)$$

$\dot{x}_1^d$ (3.32)'in türevi alınarak hesaplanırsa;

$$\dot{x}_1^d = C \left[\frac{1}{RC} \dot{x}_2 + \ddot{x}_2^d - k_2 \dot{e}_2 \right] \quad (3.40)$$

olarak bulunur. (3.39) daki $\dot{x}_1$ (3.27)'den alınır, ifade (3.39) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{L}_1 = e_1 \left[-\frac{1}{L}(r_L + \mu r_s + \bar{\mu} r_D)x_1 - \frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}(\mu E + \bar{\mu} V_D) - C \left(\frac{1}{RC} \dot{x}_2 + \ddot{x}_2^d - k_2 \dot{e}_2 \right) \right] \quad (3.41)$$

Anahtarlama fonksiyonuna bağlı olarak türetilen denetleyici sinyali μ , anahtarlama periyodu boyunca güç anahtarın için uygun PWM sinyali üretilmesini sağlar. Azaltıcı dönüştürücü için, anahtarın kapalı olduğu konumda (Şekil 3.10) μ , anahtarın açık olduğu konumda ise (Şekil 3.11), $(1-\mu)$ denetleyici sinyali etkindir. Eşitlik (3.41)'de görüldüğü üzere $\bar{\mu}$ denetleyici sinyali yerine $(1-\mu)$ yazıldığında eşitlik (3.42) elde edilmektedir.

$$\dot{L}_1 = e_1 \left[-\frac{1}{L}(r_L + \mu r_s + (1-\mu)r_D)x_1 - \frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}(\mu E + (1-\mu)V_D) - C \left(\frac{1}{RC}\dot{x}_2 + \ddot{x}_2^d - k_2\dot{e}_2 \right) \right] \quad (3.42)$$

Eşitlik (3.42) 'deki köşeli parantez içerisinde bulunan ifade için, μ içeren ifadeler bir araya toplanarak

$$\dot{L}_1 = e_1 \left[\left(-\frac{1}{L}(r_s - r_D)x_1 + \frac{1}{L}(E - V_D) \right) \mu - \frac{1}{L}(r_L + r_D)x_1 - \frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}V_D - C \left(\frac{1}{RC}\dot{x}_2 + \ddot{x}_2^d - k_2\dot{e}_2 \right) \right] \quad (3.43)$$

elde edilir. (3.43)'daki ifadeden, aşağıdaki tanımlamalar yapılır.

$$\begin{aligned} f &= \left[-\frac{1}{L}(r_L + r_D)x_1 - \frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}V_D - \frac{1}{R}\dot{x}_2 - C\ddot{x}_2^d + Ck_2\dot{e}_2 \right] \\ g &= \left[-\frac{1}{L}(r_s - r_D)x_1 + \frac{1}{L}(E - V_D) \right] \end{aligned} \quad (3.44)$$

Lyapunov fonksiyonunun türev (3.43) ifadesi, $\dot{L}_1 = e_1[g\mu + f]$ halini alır. Ayrıca $\mu = \frac{1}{g}(-f - k_1 e_1)$ seçilirse, Lyapunov ifadesinin türevi (3.43) ifadesi aşağıdaki şekli alır.

$$\dot{L}_1 = -k_1 e_1^2 \quad (3.45)$$

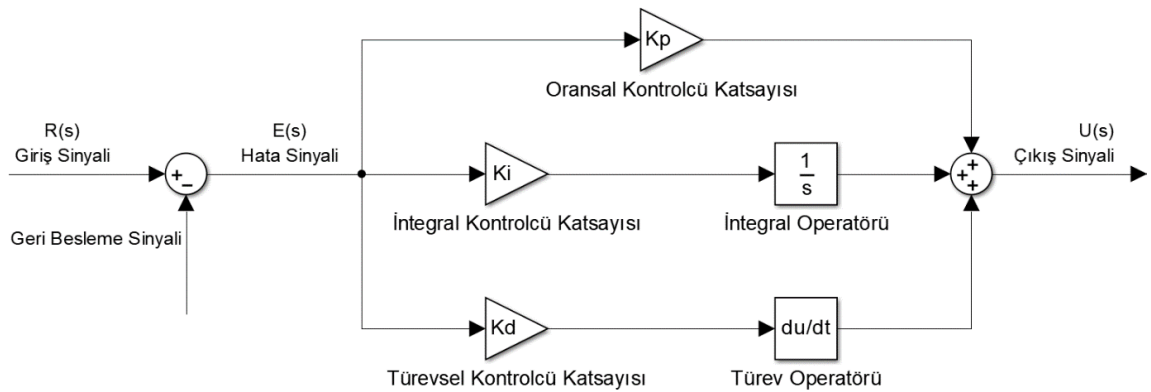
İfade (3.45)'te k_1 katsayısı Lyapunov kararlılık kriteri için pozitif sabit olarak seçildiğinde ve zaman sonsuza gittiğinde; $e_1 \rightarrow 0$ olur ve azaltıcı dönüştürücünün indüktans akımı x_1 istenen değere ulaşır $x_1 \rightarrow x_1^d$. Dolayısıyla, çıkış gerilimi x_2 'de istenen çıkış gerilimine x_2^d 'ye ulaşır. Eşitlik (3.43)'deki denetleyici sinyali, açık şekilde aşağıda verilmiştir.

$$\mu = \frac{1}{-\frac{1}{L}(r_s - r_D)x_1 + \frac{1}{L}(E - V_D)} \times \left[\frac{1}{L}(r_L + r_D)x_1 + \frac{1}{L}x_2 - \frac{1}{L}V_D + \frac{1}{R}\dot{x}_2 + C\ddot{x}_2^d - Ck_2\dot{e}_2 - k_1e_1 \right] \quad (3.46)$$

3.4.3. Azaltıcı dönüştürücü için PID denetleyici yaklaşımı

Günümüzde kullanılan endüstriyel denetleyicilerin yarısından fazlasının PID denetleyici veya modifiye PID denetleyicileri olduğunu bilinmektedir. PID denetleyicilerin literatürde birçok farklı ayarlama kuralları önerilmiştir. Bu ayarlama kurallarını kullanarak, PID denetleyicilerin hassas ayarları yapılabilir. Proses kontrol sistemleri alanında, temel ve modifiye PID kontrol şemalarının denetim sağlamada faydalı olduklarını bilinmektedir, ancak birçok durumda optimal kontrol sağlayamayabilirler (Ogata 2009).

Doğrusal bir kontrol yöntemi olan PID denetleyici, gerçekleştirilmesinin ve yapısının basit olması nedenleriyle oldukça sık tercih edilmektedir. Temel olarak çalışma mantığı, çıkışından alınan bir geri besleme sinyal değerinin giriş sinyali değeriyle karşılaştırılması sonucu elde edilen hatanın sıfırlanması isteğidir. Giriş ve çıkış sinyal değerlerinin farkı olarak hata sinyali sürekli en aza indirgenir ve geri besleme vasıtasıyla girişe gönderilir. Böylece hata sinyali ile sistem denetlenmeye çalışılır.



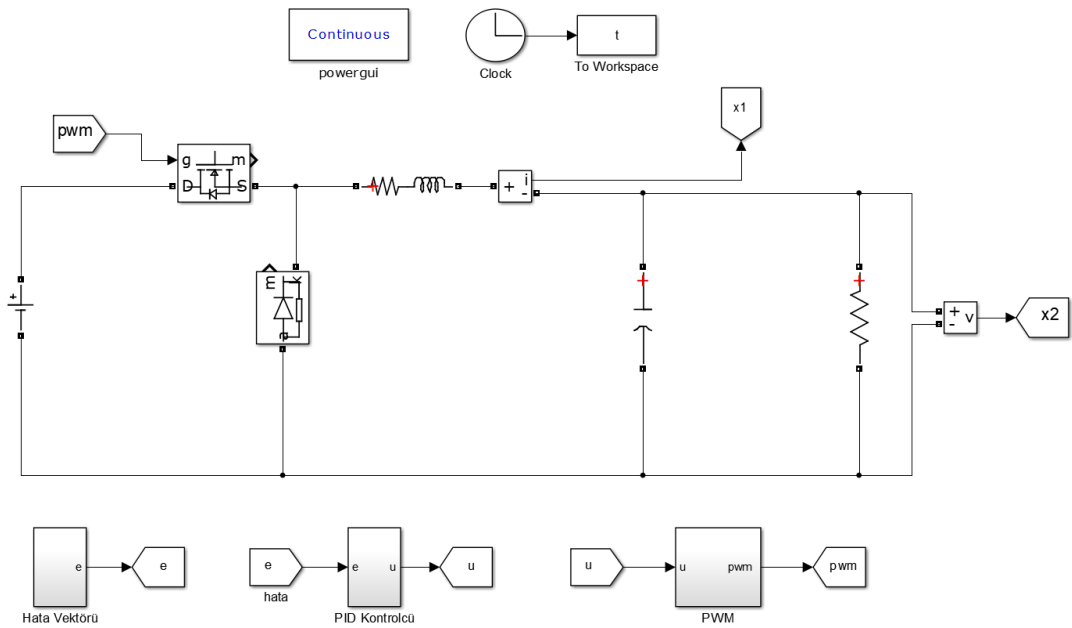
Şekil 3.12. PID denetleyici blok şeması gösterimi

Şekil 3.12’de gösterilen PID denetleyici blok şeması bir PID denetleyicinin çalışma sistematığını göstermektedir. Blok şemada gösterilen k_p , k_i ve k_d katsayıları kontrolcünü karakteristiğini doğrudan etkilemektedir. Oransal denetleyici katsayısı olan k_p , denetleyicinin yükselme zamanını düzenlemede rol oynar. Ancak kararlı hal hatasını tamamen sıfırlayamaz. İntegral denetleyici katsayısı k_i , kararlı hal hatasını düzenler. Ancak geçici tepkini bozulmasına sebebiyet verebilmektedir. Türevsel denetleyici katsayısı k_d ise geçici tepkiyi önemli ölçüde düzenler ve aşmayı (overshoot-undershoot) azaltır. Böylece sistem kararlılığına doğrudan etki eder (Çorapsız 2009).

Çizelge 3.1. PID bir denetleyicinin kapalı sistem üzerindeki etkisi

SİSTEM TEPKİSİ	YÜKSELME ZAMANI	AŞMA	YERLEŞME ZAMANI	KARARLI HAL HATASI
k_p	Azalır	Artar	Az Değişir	Azalır
k_i	Azalır	Artar	Artar	Oldukça Azalır
k_d	Az Değişir	Azalır	Azalır	Az Değişir

Şekil 3.12’deki PID denetleyici ile tasarlanan azaltıcı dönüştürücünün benzetim devresi gösterilmiştir. Bir sonraki bölümde bu benzetim devresi kullanılarak tasarlanan PID devreleri ve geri adımlamalı denetleyiciye ait benzetim devreleri kullanılarak bazı deneyler yapılmıştır.



Şekil 3.12. Azaltıcı dönüştürücünün PID ile denetimi için tasarlanan benzetim devresi

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

Bu bölümde, tasarlanan geri adımlamalı denetleyici için pratik bir devre oluşturularak referans gerilimi takip etmesi yönünde gerçek zamanlı deney yapılmıştır. Ayrıca ortalama durum-uzay modeli bulunan dönüştürücü için farklı bozucu etkiler sunulmuştur ve bu etkilerin sonucu hem geri adımlamalı denetleyici için hem de PID denetleyici için MATLAB / Simulink araç kutusu kullanılarak benzetim sonuçları elde edilmiştir. Denetleyicilerin ve güç devresi elemanlarının nominal değerleri Çizelge 4.1’de sunulmuştur.

Çizelge 4.1. DA-DA azaltıcı dönüştürücünün özellikleri

1	Giriş Güç Kaynağı	12 V
2	Endüktans Değeri	150 μ H
3	Çıkış Kapasitans Değeri	330 μ F
4	Anahtarlama Frekansı	7.8 kHz
5	Bobinin ESR Değeri	0.1 Ω
6	Anahtarın Statik Direnci	0.1 Ω
7	Diyotun Dinamik Direnci	0.001 Ω
8	Diyotun İleri Gerilimi	0.7 V
9	k_1	19.1
10	k_2	3.9
11	k_p	0.74
12	k_i	205
13	k_d	0.00012574

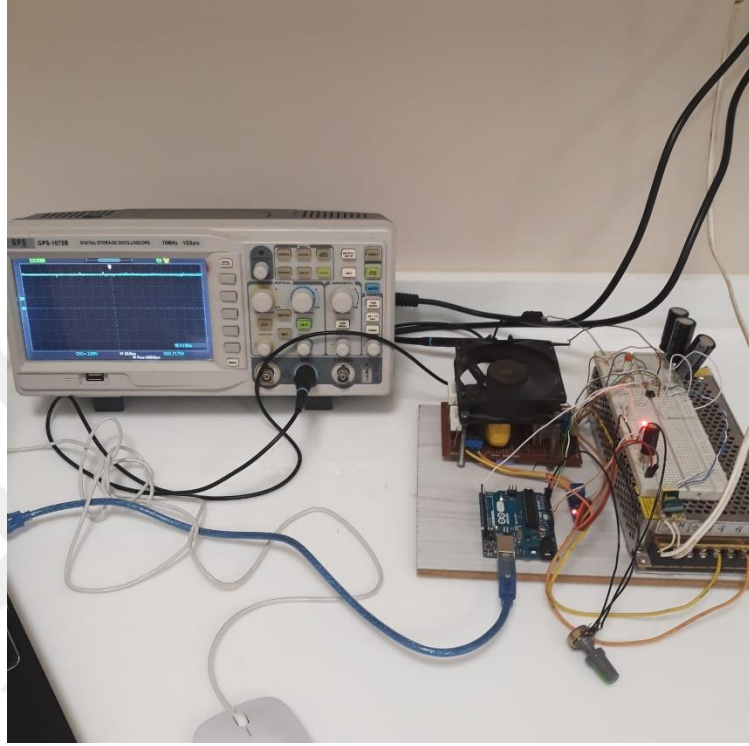
4.1. Azaltıcı Dönüştürücünün Gerçek Zamanlı Uygulaması

Uygulama devresinde (Şekil 4.1), azaltıcı dönüştürücünün devresi, Arduino-UNO (tasarlanan denetleyicinin programlandığı platform), anahtarlama elemanının sürme devresi ve güç kaynağı kullanılmıştır.

Azaltıcı dönüştürücü devresinde kullanılan elemanlardan; güç anahtarı olarak MOSFET-IRF 460, güç diyodu olarak 6A10ATC kullanılmıştır. Anahtar sürme devresinde optokuplör entegresi olarak FL817 ve 12V-1W DA güç kaynağı kullanılmıştır. İndüktans akımını ölçmek için ise akım sensörü tercih edilmiştir. Azaltıcı dönüştürücünün giriş güç kaynağı olarak 12V-10A DA güç kaynağı kullanılmıştır.

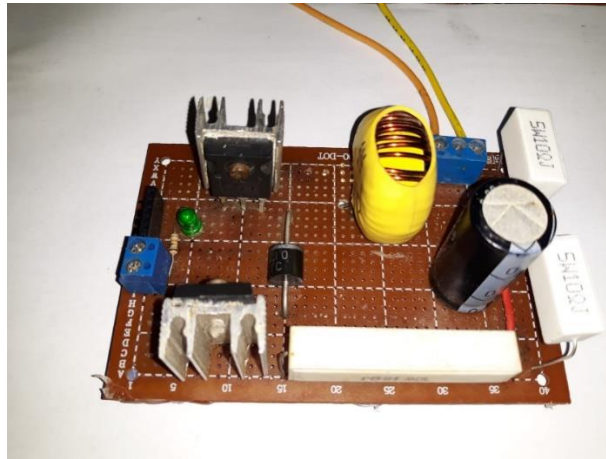
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

Tasarlanan denetleyicinin programlandığı kart olan Arduino-UNO'nun analog dijital dönüştürücüsünün en yüksek ölçüm gerilimi 5V'tur. Bu nedenle azaltıcı dönüştürücünün giriş ve çıkış geriliminin ölçümü için 0-12V gerilim bölücü devre kullanılarak gerilim 0-5V aralığında ölçeklendirilmiştir.



Şekil 4.1. Azaltıcı dönüştürücünün uygulama devresi

Şekil 4.2'de ise azaltıcı dönüştürücü devresinin için tasarlanmış olan devre daha detaylı olarak sunulmuştur.



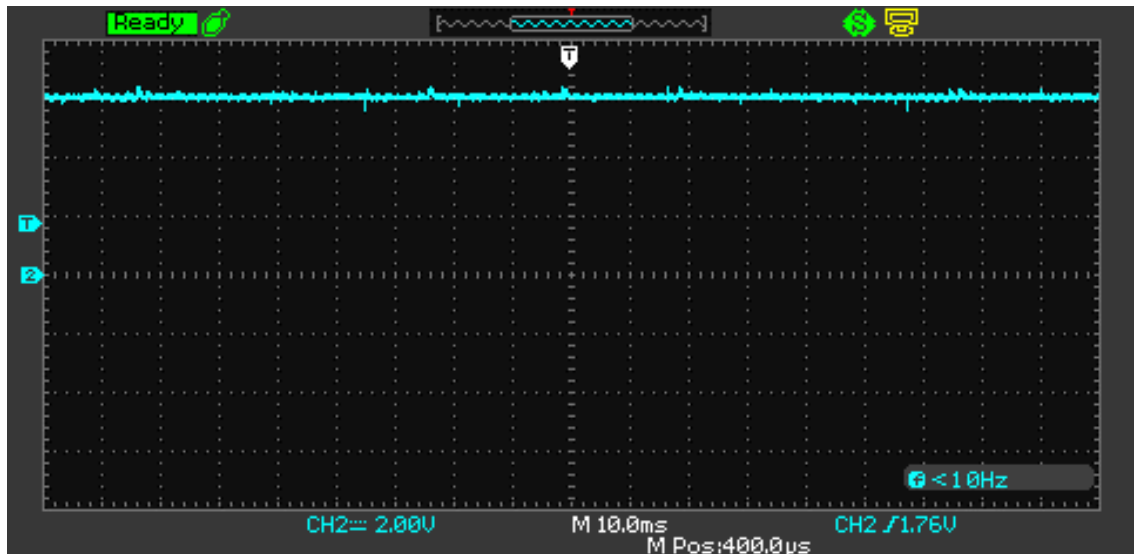
Şekil 4.2. Azaltıcı dönüştürücü uygulama devresinin detaylı görünümü

4.2. Azaltıcı Dönüştürücü için Yapılan Gerçek Zamanlı Uygulama Deneyi ve Benzetimleri

Azaltıcı dönüştürücü için bir gerçek zamanlı deney, farklı bozucu etkiler altında üç adet benzetim deneyi yapılmıştır. Gerçek zamanlı deneyin osiloskop görüntüsü ve diğer benzetim deneylerinin gerilim, akım ve hata değişimi grafikleri bu bölümde sunulmuştur.

4.2.1 Azaltıcı dönüştürücünün gerçek zamanlı olarak referans gerilimi takip etmesi

Nominal değerler dikkate alınarak tasarlanan uygulama devresi Şekil 4.1’de olduğu gibi test edilmiştir. $V_{ref}=6V$ seçilmiştir. Çıkış yükü direnç değeri 20Ω ’dur. DA-DA azaltıcı dönüştürücü için parazit unsurlar göz önüne alınarak tasarlanan geri adımlama denetleyicinin gerçek zamanlı deneyi sonucunda elde edilen sonuç Şekil 4.2’de gösterilmiştir. Şekil 4.2’de görüldüğü gibi denetleyici, DA-DA azaltıcı dönüştürücü çıkışında uygun bir denetleyici sinyali (μ) üretilmiş ve hatayı değeri sıfıra götürülerek referans gerilim takip etmiştir.



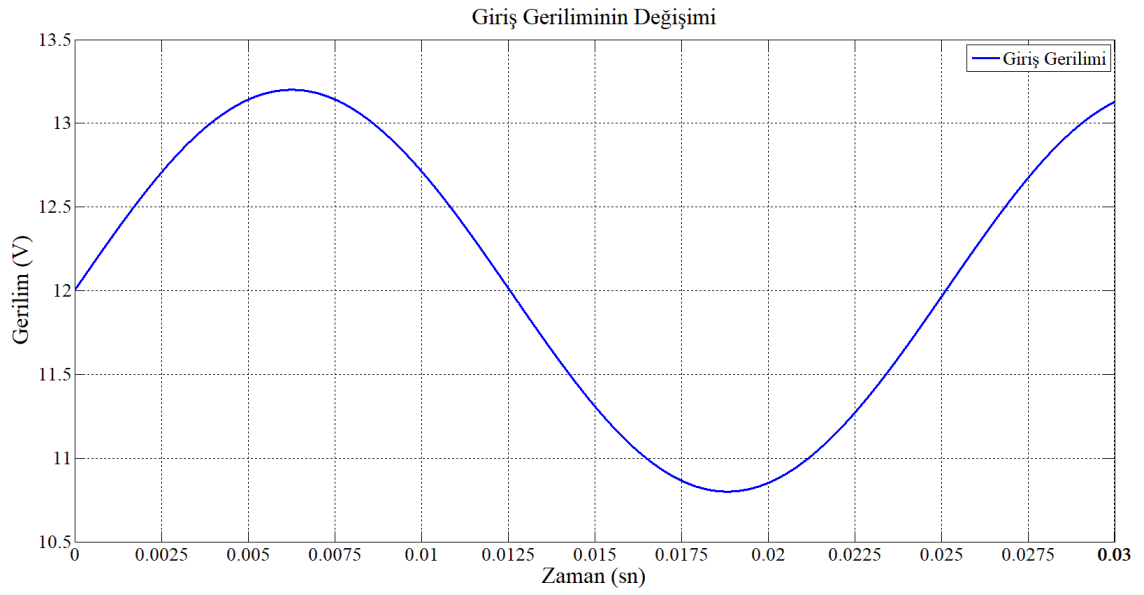
Şekil 4.3. Azaltıcı dönüştürücünün osiloskop ile çıkış geriliminin gözlemlenmesi

4.2.2. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimi deneyi

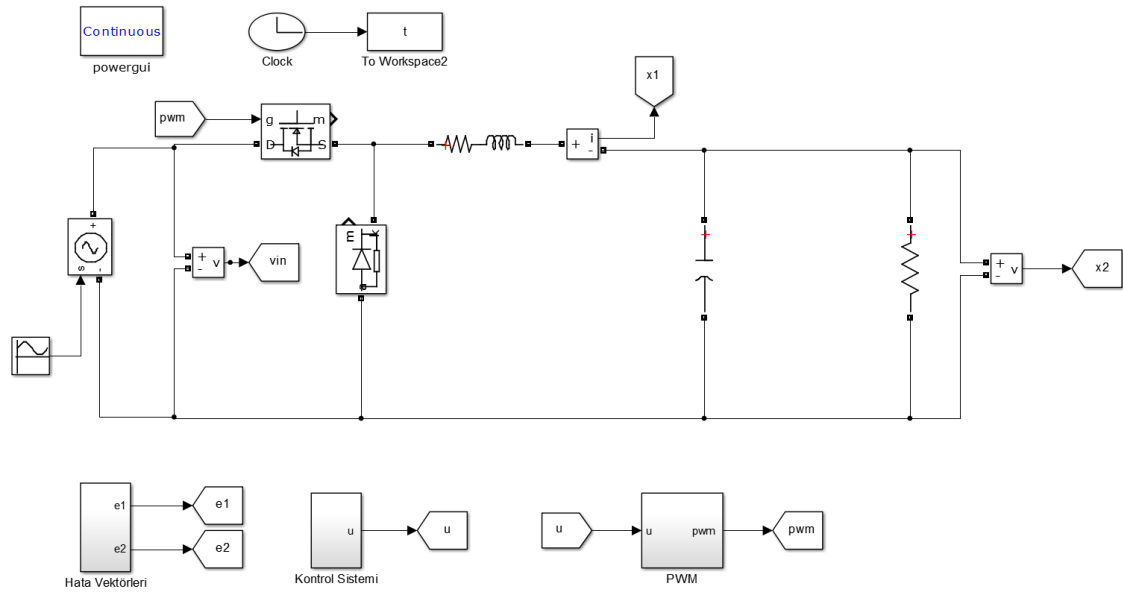
Bu benzetim deneyinde, giriş gerilimi olarak $E=12\text{ V}$ 'tur. Sisteme bozucu etki olarak sinüzoidal bir gerilim, $1.2\sin(40\pi t)\text{ V}$ (Şekil 4.4) giriş gerilimine eklenmiştir. Geri adımlamalı denetleyici için tasarlanan benzetim devresi Şekil 4.5'de gösterildiği gibidir. Çıkış yükü direnç değeri $8\ \Omega$ 'dur. Azaltıcı dönüştürücünün çıkış gerilimi, indüktans akımı, hata değişim ve denetleyici sinyali değişimi grafikleri MATLAB / Simulink ortamında benzetim sonucu olarak elde edilmiştir.

Şekil 4.6'da geri adımlamalı denetleyici ile denetlenen azaltıcı dönüştürücünün çıkış gerilimi değişiminin grafiği gösterilmektedir. Çıkış geriliminin referans gerilime oturma süresi yaklaşık 1 ms civarındadır. Şekil 4.6'da görüldüğü üzere çıkış geriliminde yüzde toplam aşım olmamıştır ve giriş gerilimi değişimine bağlı olarak ihmal edilebilecek kadar az bir dalgalanma görülmüştür. Başlangıçta indüktans yaklaşık olarak 10 A değerinde akım çekmiştir ve indüktans akımının değişimi grafiği Şekil 4.7'de sunulmuştur.

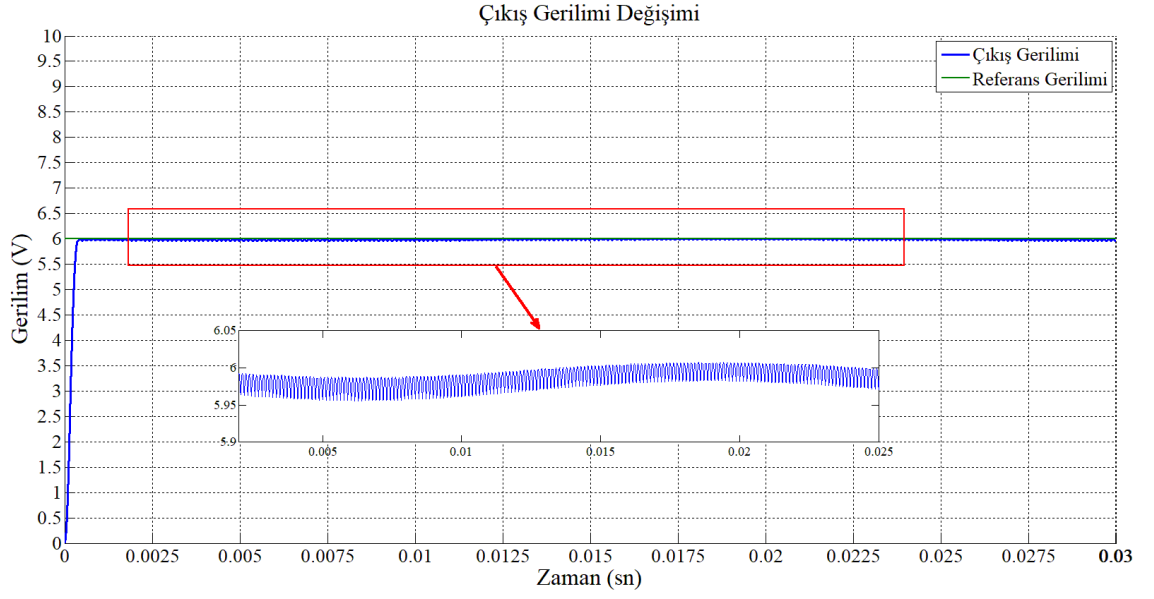
Kararlı hal hatasını incelemek amacıyla, dönüştürücünün çıkış geriliminin hatasının değişimi grafiği Şekil 4.8'de gösterilmiştir. Kararlı hal hatası, kararlı hal için sıfırdır. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu denetleyici sinyali değişimi, benzetim devresinin PWM bloğundan alınmıştır. Benzetim devresinin çalıştırılma süresi boyunca üretilen anahtarlama değişimi Şekil 4.9'da sunulmuştur.



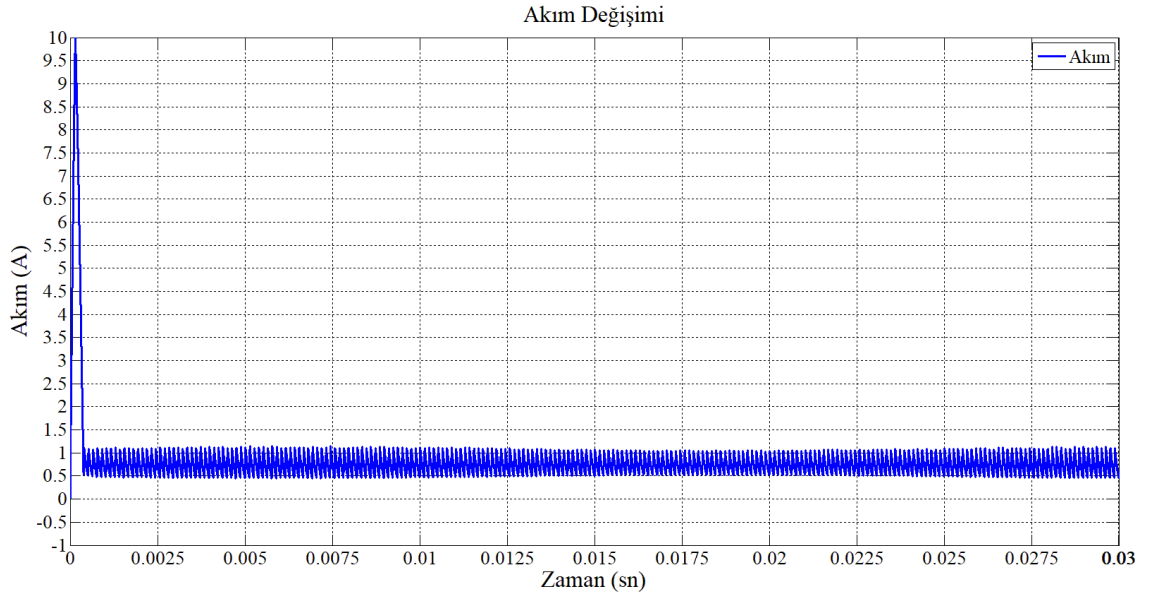
Şekil 4.4. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimine eklenen $1.2\sin(40\pi t)$ V sinüzoidal gerilim



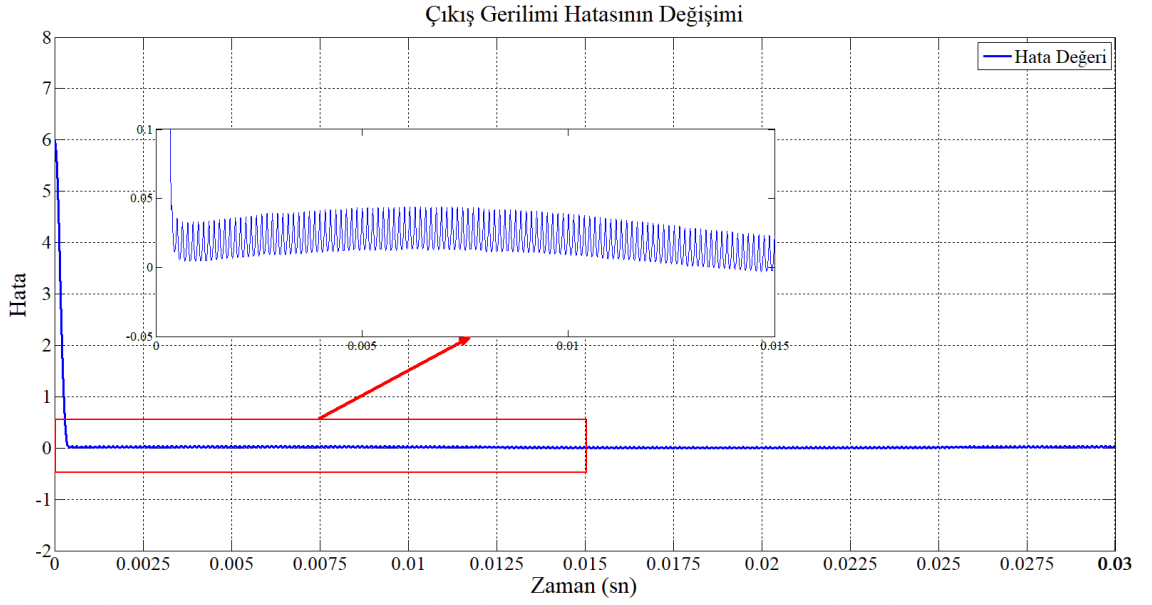
Şekil 4.5. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimi deneyi için tasarlanan benzetim devresi



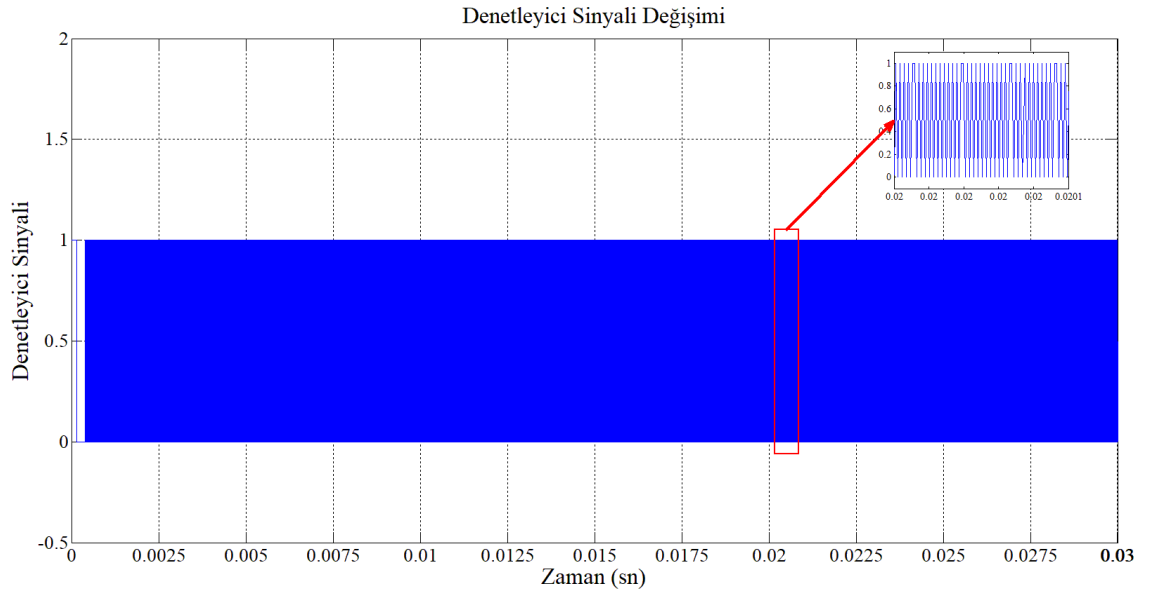
Şekil 4.6. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu çıkış gerilimi değişimi



Şekil 4.7. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu indüktans akımı değişimi



Şekil 4.8. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu çıkış gerilimi hatasının değişimi



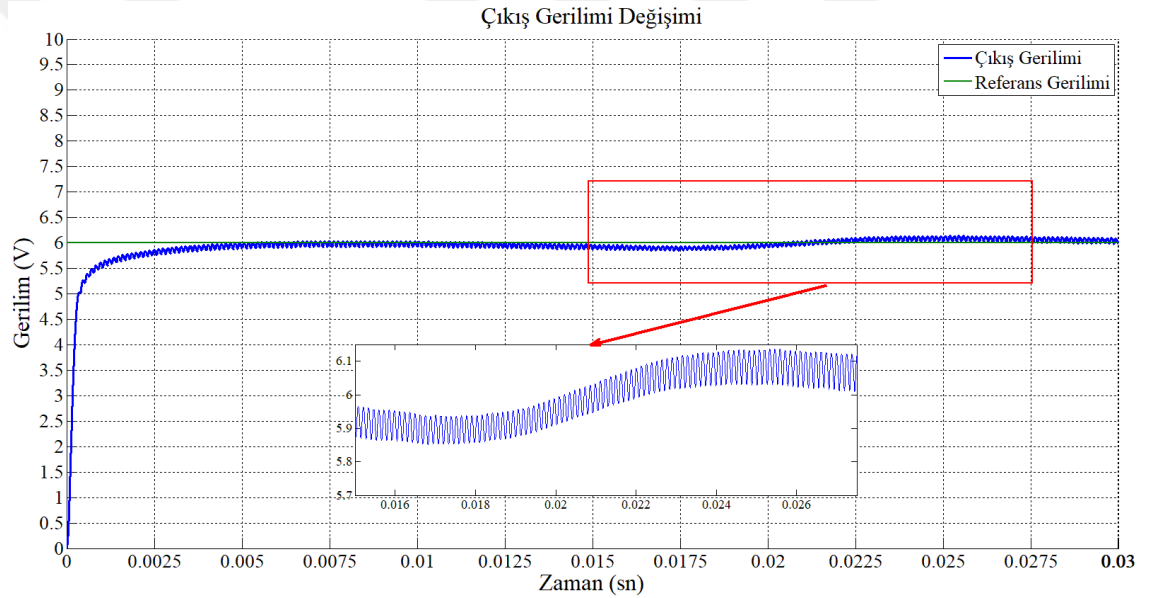
Şekil 4.9. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu denetleyici sinyali değişimi

Çizelge 4.1'de sunulan nominal değerler kullanılarak tasarlanan standart bir PID denetleyicisinin giriş gerilimi değişimi deneyi geri adımlamalı denetleyiciyle karşılaştırılma üzere uygulanmıştır.

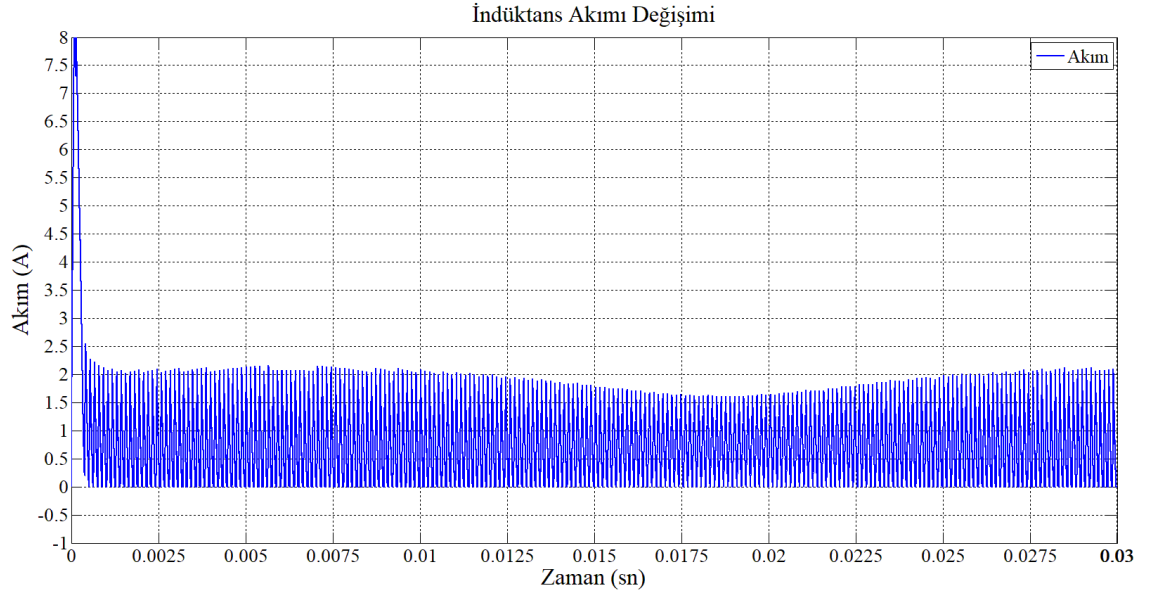
Şekil 4.10'da PID denetleyici ile denetlenen azaltıcı dönüştürücünün çıkış geriliminin değişimi grafiği gösterilmektedir. Çıkış geriliminin referans gerilime oturma

süresi yaklaşık 5 ms civarındadır. Başlangıçta indüktans yaklaşık olarak 8 A değerinde akım çekmiştir ve indüktans akımının değişimi grafiği Şekil 4.11’de sunulmuştur. Giriş gerilimine bağlı olarak indüktans akımında bariz bir dalgalanma gözlemlenmiştir.

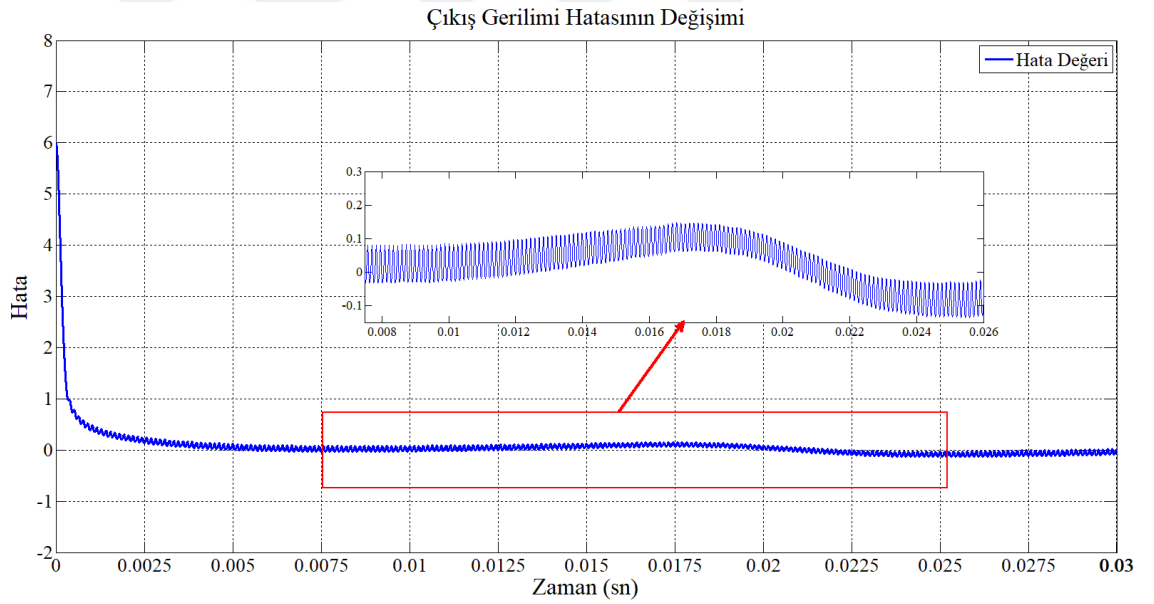
Kararlı hal hatasını incelemek amacıyla, dönüştürücünün çıkış geriliminin hatasının değişimi grafiği Şekil 4.12’de sunulmuştur. Çıkış gerilimindeki dalgalanmaya bağlı olarak karalı hal hatası oluşmuştur. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyicinin oluşturduğu denetleyici sinyali değişimi, benzetim devresinin PWM bloğundan alınmıştır. Benzetim devresinin çalıştırılma süresi boyunca üretilen anahtarlama değişimi Şekil 4.13’de sunulmuştur.



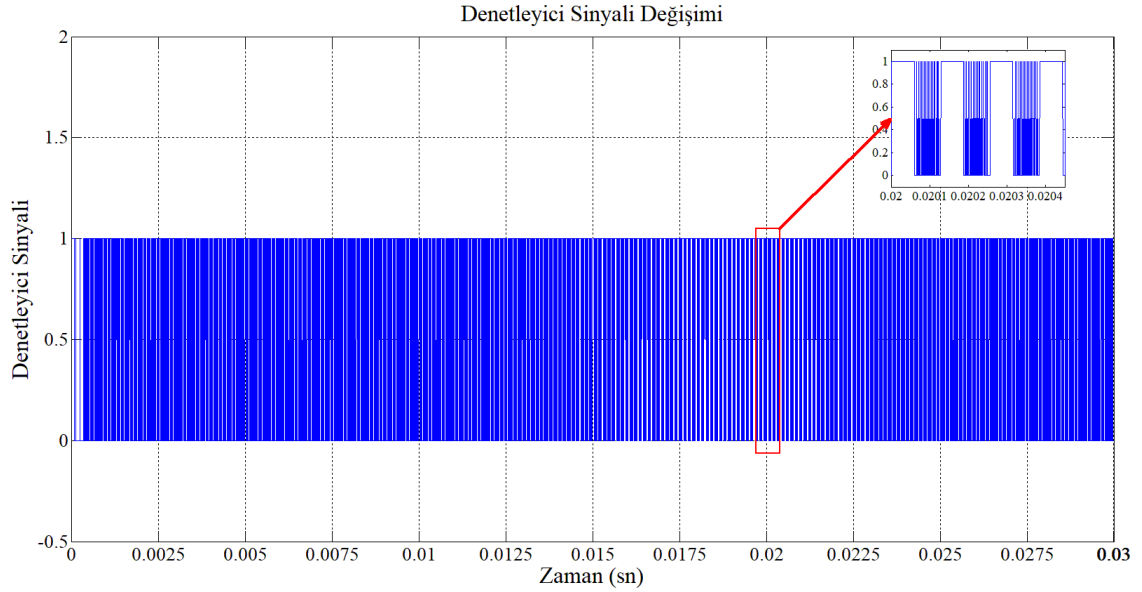
Şekil 4.10. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi değişimi



Şekil 4.11. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen indüktans akımı değişimi



Şekil 4.12. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi hatasının değişimi



Şekil 4.13. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi

4.2.3. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimi deneyi

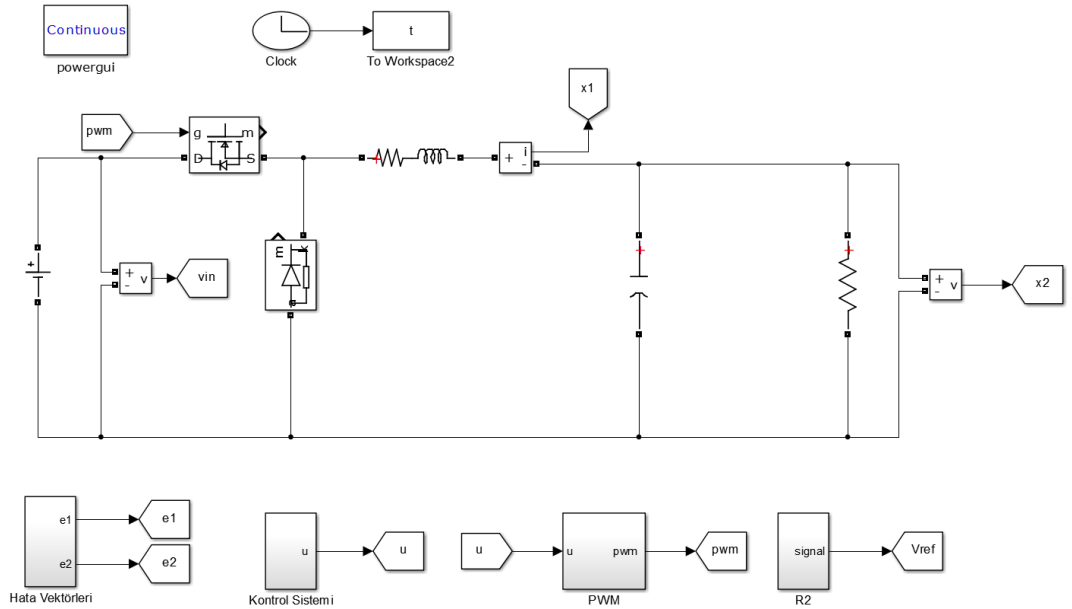
Tasarlanan benzetim devresi (Şekil 4.14) ve Çizelge 4.1'deki nominal değerler göz önünde bulundurulduğunda yapılan deneyde sistemin denetleyicisine bozucu etki olarak; referans gerilimi 10. ms'de $V_{ref}=7,5$ V seviyesine, ardından referans gerilim 20. ms'de 7.5 V'den 6 V seviyesine düşürülmüştür. Dönüştürücünün ilk referans gerilimi $V_{ref}=5$ V olarak kabul edilmiştir. Çıkış yükü direnci 8Ω 'dur. Azaltıcı dönüştürücünün çıkış gerilimi, indüktans akımı, hata değişim ve denetleyici sinyali değişimi grafikleri MATLAB / Simulink ortamında benzetim sonucu olarak elde edilmiştir.

Şekil 4.15'de geri adımlamalı denetleyici ile denetlenen azaltıcı dönüştürücünün çıkış gerilimi değişimi grafiği gösterilmektedir. Başlangıçta çıkış geriliminin referans gerilime oturma süresi yaklaşık 1 ms civarındadır. Referans gerilimin 7,5 V'ye yükseltilmesi durumunda, oturma süresi yine yaklaşık 1 ms civarındadır ve referans gerilimin 6 V'ye düşürülmesi sonucu son durumda ise oturma süresi yaklaşık olarak 1,2 ms olarak gözlemlenmiştir. Çıkış gerilimi değişimi grafiğine göre yüzde toplam aşım görülmemiştir.

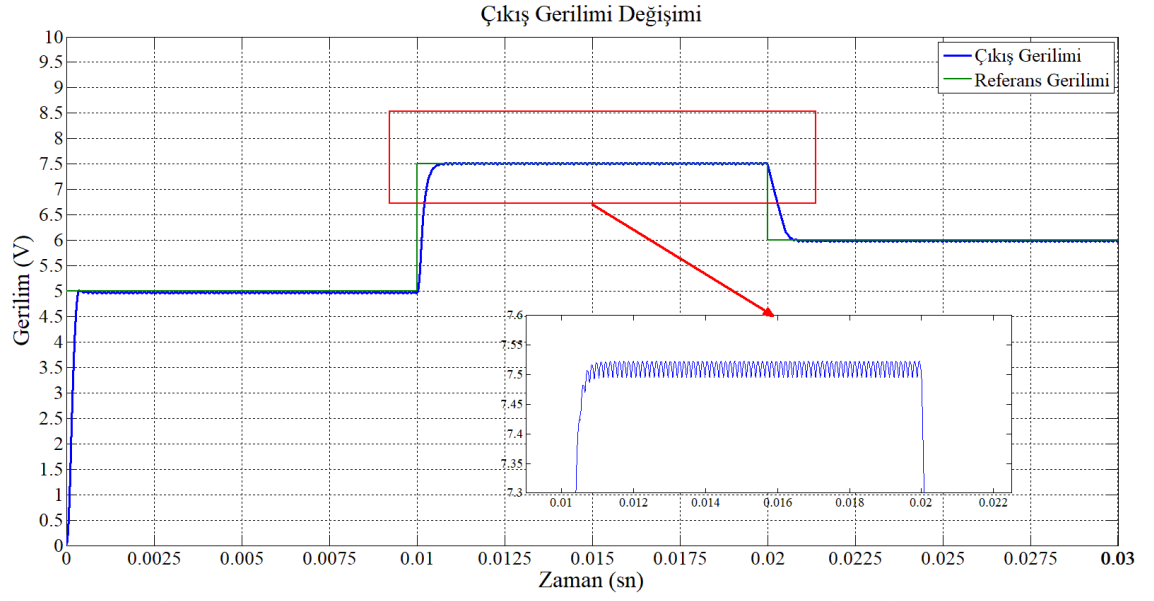
Başlangıçta indüktans yaklaşık olarak 8,5 A değerinde akım çekmiştir ve indüktans akımının değişimi grafiği Şekil 4.16'da sunulmuştur. Daha sonra referans

geriliminin yükseltilmesi sonucu indüktans yaklaşık olarak 5 A değerinde akım çekmiştir. Referans gerilimin azaltılması sonucu oluşan durumda ise indüktans kaynaktan akım çekmemiştir. Bu durumda indüktansın akımının olmamasının asıl sebebi, çıkış geriliminin kapasitör üzerinden denetlenmesidir. Çıkış geriliminin kendinden daha düşük bir referans gerilimi takip edebilmesi için kapasitör üzerinden belirli bir süre akım akmamalıdır ve böylece şarj olması engellenir. Kapasitör için gerekli akım indüktans aracılığıyla sağlanmaktadır. İndüktans akımı ise oluşturulan denetleyici sinyali ile üretilmektedir. Denetleyici sinyalinin oluşmaması durumunda indüktans üzerinden akım akmaz ve çıkış için bir akım değişimi gözlemlenemez. Bu durum, Şekil 4.18’de gösterilen denetleyici sinyalinin değişimi grafiğinde açıkça görülmektedir.

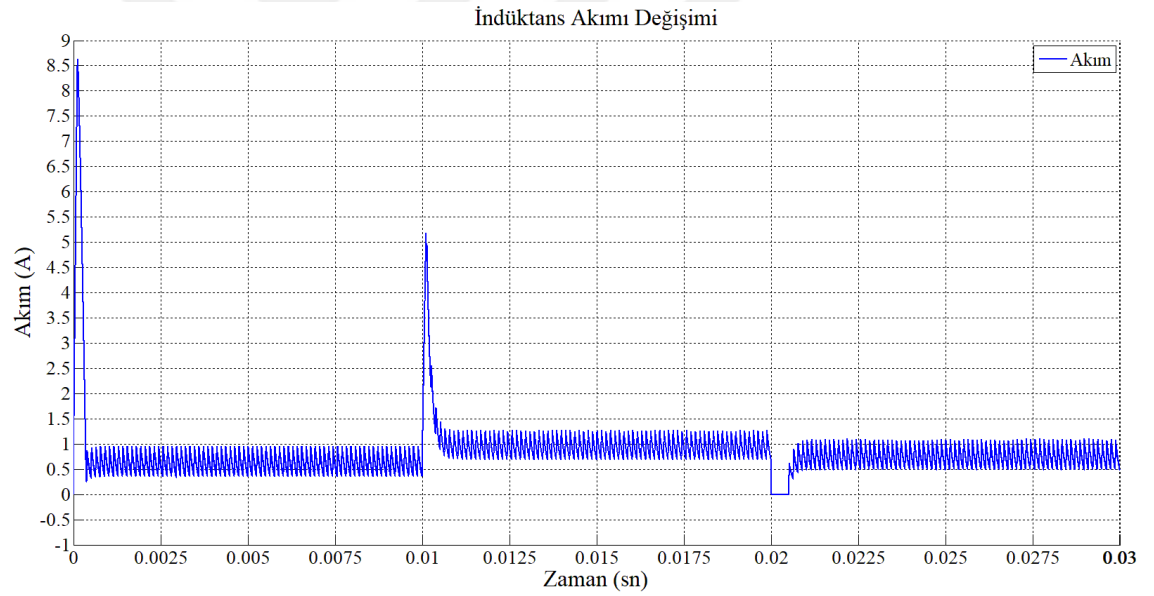
Kararlı hal hatasını incelemek amacıyla, dönüştürücünün istenilen referans gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farkın zamana göre değişimi Şekil 4.17’de gösterilmiştir. Kararlı hal hatası, referans geriliminin değişimine bağlı olarak 10 ve 20. ms zamanlarında bariz bir değişkenlik göstermiştir ve kararlı hal için sıfırdır. Benzetim devresinin çalıştırılma süresi boyunca üretilen anahtarlama değişimi Şekil 4.18’de sunulmuştur.



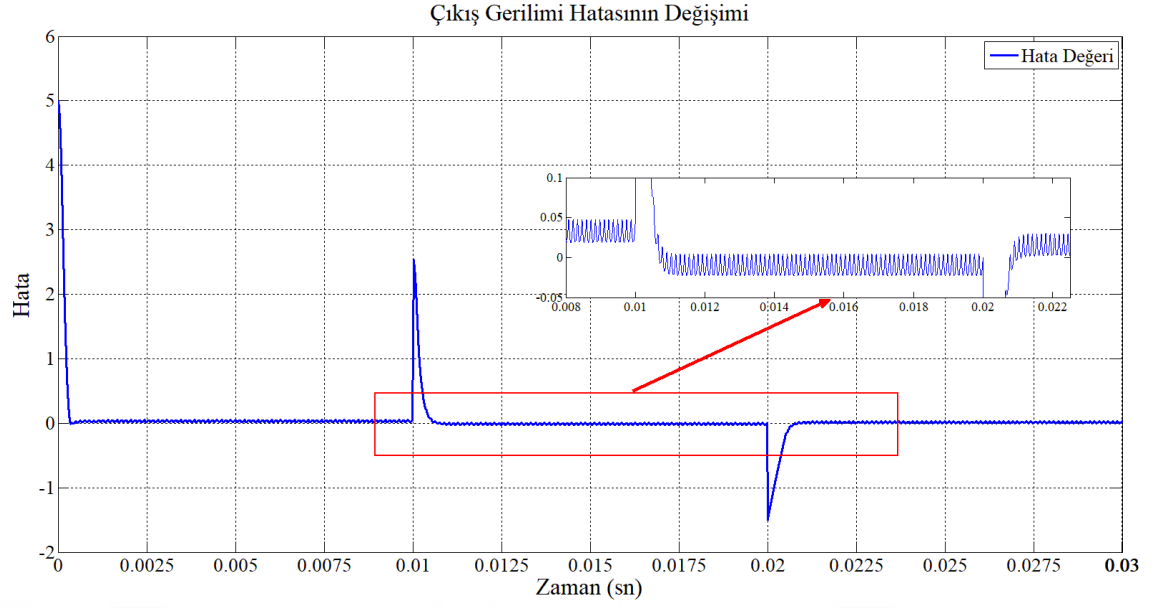
Şekil 4.14. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimi deneyi için tasarlanan benzetim devresi



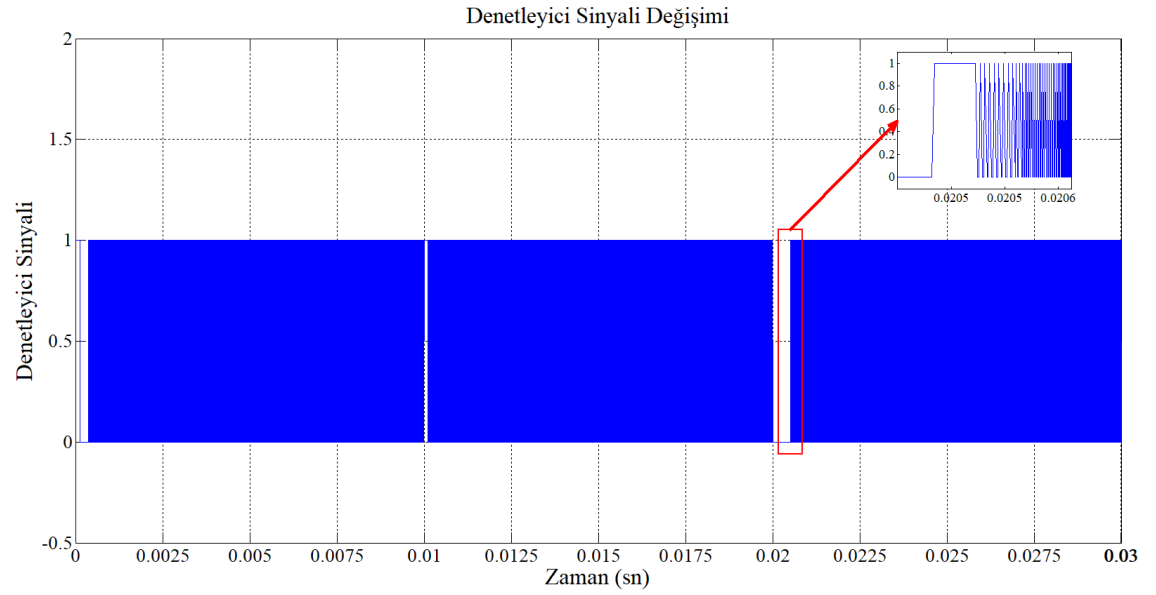
Şekil 4.15. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu çıkış gerilimi değişimi



Şekil 4.16. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu indüktans akımı değişimi



Şekil 4.17. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu çıkış gerilimi hatasının değişimi



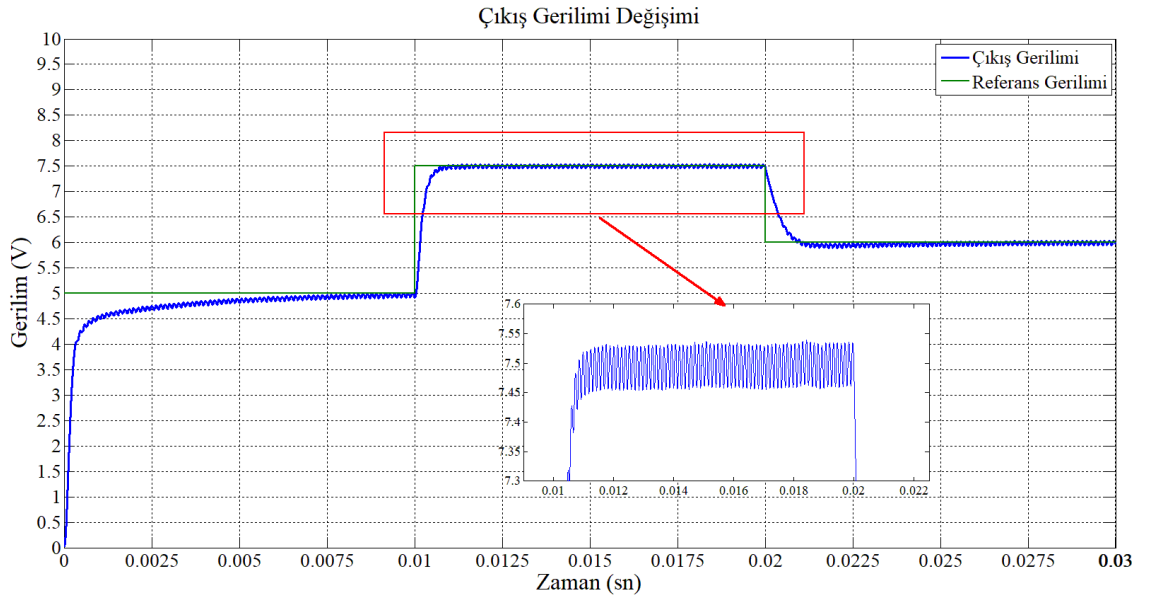
Şekil 4.18. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı oluşturduğu denetleyici sinyali değişimi

Çizelge 4.1'de sunulan nominal değerler kullanılarak tasarlanan standart bir PID denetleyicisinin referans gerilimi değişimi deneyi geri adımlamalı denetleyiciyle karşılaştırılma üzere uygulanmıştır.

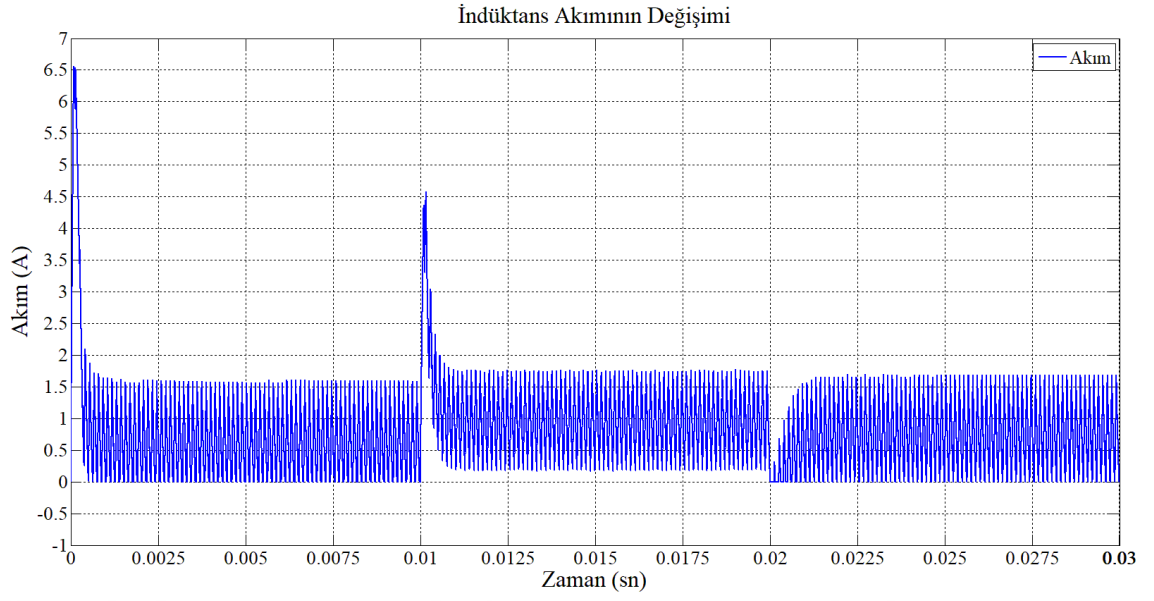
Şekil 4.19'da PID denetleyici ile denetlenen azaltıcı dönüştürücünün çıkış gerilimi değişimi grafiği gösterilmektedir. Başlangıçta çıkış geriliminin referans gerilime

oturma süresi yaklaşık 7,6 ms civarındadır. Referans gerilimin 7,5 V'ye yükseltilmesi durumunda, oturma süresi yaklaşık 1,3 ms civarındadır ve referans gerilimin 6 V'ye düşürülmesi sonucu son durumda ise oturma süresi yaklaşık olarak 2,6 ms olarak gözlemlenmiştir. Çıkış gerilimi değişimi grafiğine göre, referans gerilimin 6 V'ye düşürülmesi sonucuna az miktarda yüzde toplam aşım görülmüştür. Başlangıçta indüktans yaklaşık olarak 6,5 A değerinde akım çekmiştir ve indüktans akımının değişimi grafiği Şekil 4.20'de sunulmuştur. Referans gerilimin yükseltilmesi sonucunda indüktans yaklaşık olarak 4,5 A değerinde akım çekmiştir. Referans gerilimin azaltılması sonucunda ise indüktans, denetleyici sinyalinin sistem denetimi için oluşturulmaması nedeniyle kaynaktan bir süreliğine akım çekmemiştir. Bu durum, Şekil 4.22'de gösterilen denetleyici sinyalinin değişimi grafiğinde açıkça görülmektedir.

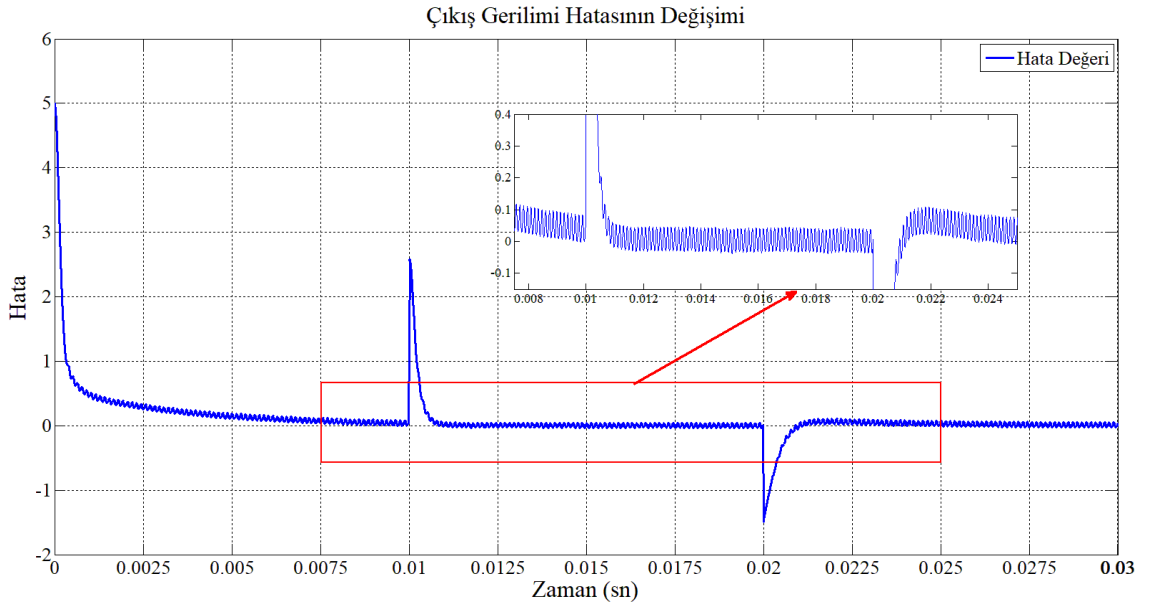
Kararlı hal hatasını incelemek amacıyla, dönüştürücünün istenilen referans gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farkın zamana göre değişimi Şekil 4.21'de sunulmuştur. Kararlı hal hatası, referans geriliminin değişimi durumlarından sonra bir miktar oluşmuş ve daha sonra kararlı hal için yaklaşık olarak sıfırlanmıştır. Benzetim devresinin çalıştırılma süresi boyunca üretilen anahtarlama değişimi Şekil 4.22'de sunulmuştur.



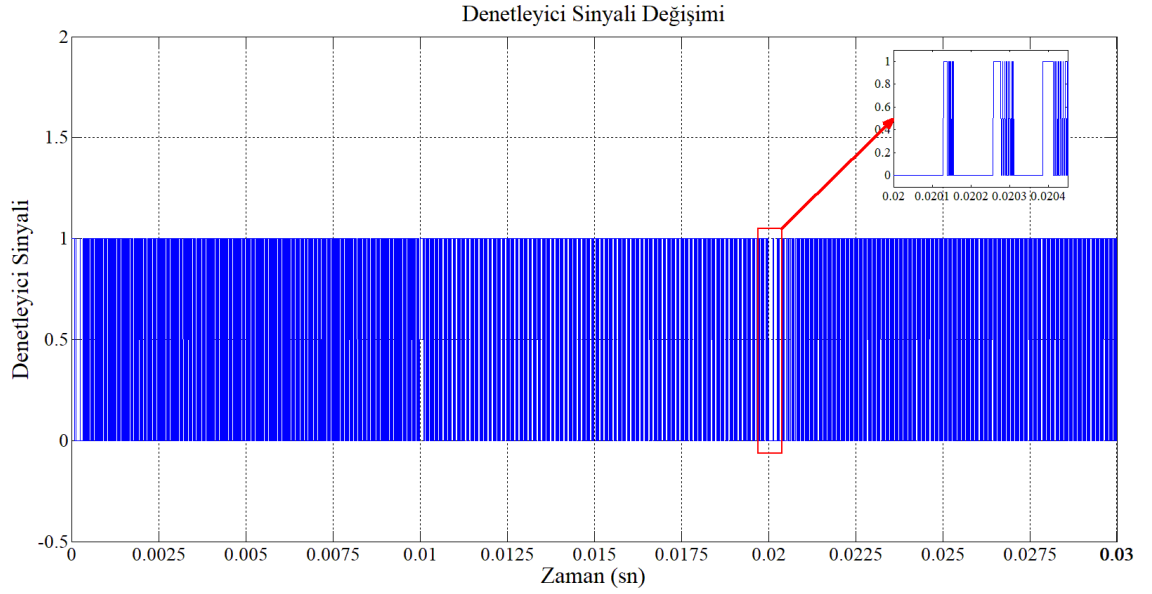
Şekil 4.19. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi değişimi



Şekil 4.20. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen indüktans akımı değişimi



Şekil 4.21. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen çıkış gerilimi hatasının değişimi



Şekil 4.22. Azaltıcı dönüştürücünün referans gerilimi değişimiyle oluşturulan bozucu etkiye karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi

4.2.4. Azaltıcı dönüştürücünün giriş gerilimi, referans gerilimi ve çıkış yükü değişimi etkilerine karşı performans incelemesi deneyi

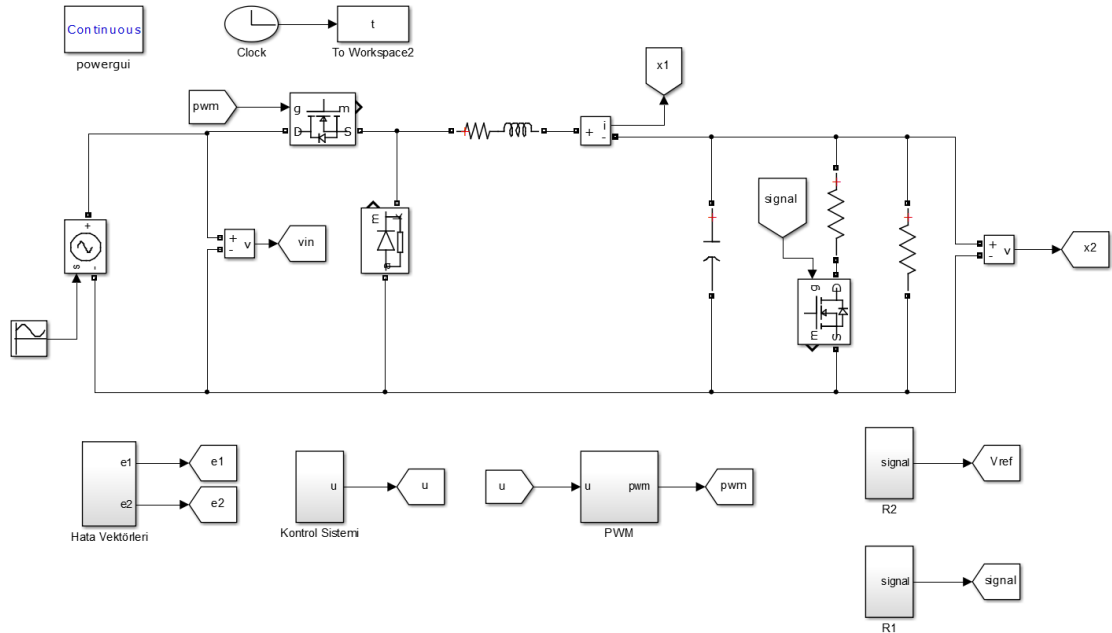
Çizelge 4.1'deki nominal değerler dikkate alındığında, bir önceki benzetim deneylerinde aktarılan giriş ve referans gerilimi değişimi etkilerine ek olarak çıkış yükünün değişimi etkisi benzetim devresine eklenmiştir. Şekil 4.23'deki devrede yük direnci 8Ω 'dur ve 10. ms 'de DA-DA azaltıcı dönüştürücü çıkışına 80Ω paralel direnç eklenmiştir. 20. ms 'de 80Ω paralel direnç çıkıştan ayrılarak başlangıç değerine geri getirilmiştir. Tasarlanan benzetim devresi üzerinde (Şekil 4.23) tüm bozucu etkiler aynı anda uygulanmıştır. Azaltıcı dönüştürücünün çıkış gerilimi, indüktans akımı, hata değişim ve denetleyici sinyali değişimi grafikleri MATLAB / Simulink ortamında benzetim sonucu olarak elde edilmiştir.

Şekil 4.24'te geri adım lamalı denetleyici ile denetlenen azaltıcı dönüştürücünün çıkış gerilimi değişimi grafiği gösterilmektedir Başlangıçta çıkış geriliminin referans gerilime oturma süresi yaklaşık 1 ms civarındadır. Referans gerilimin 7,5 V'ye yükseltilmesi durumunda, oturma süresi yine yaklaşık 1 ms civarındadır ve referans gerilimin 6 V'ye düşürülmesi sonucu son durumda ise oturma süresi yaklaşık olarak 1,25 ms olarak gözlemlenmiştir. Çıkış gerilimi değişimi grafiğine göre yüzde toplam aşım görülmemiştir. Çıkış gerilimi değişimi grafiğinde, giriş geriliminin değişimi ve 10 ms

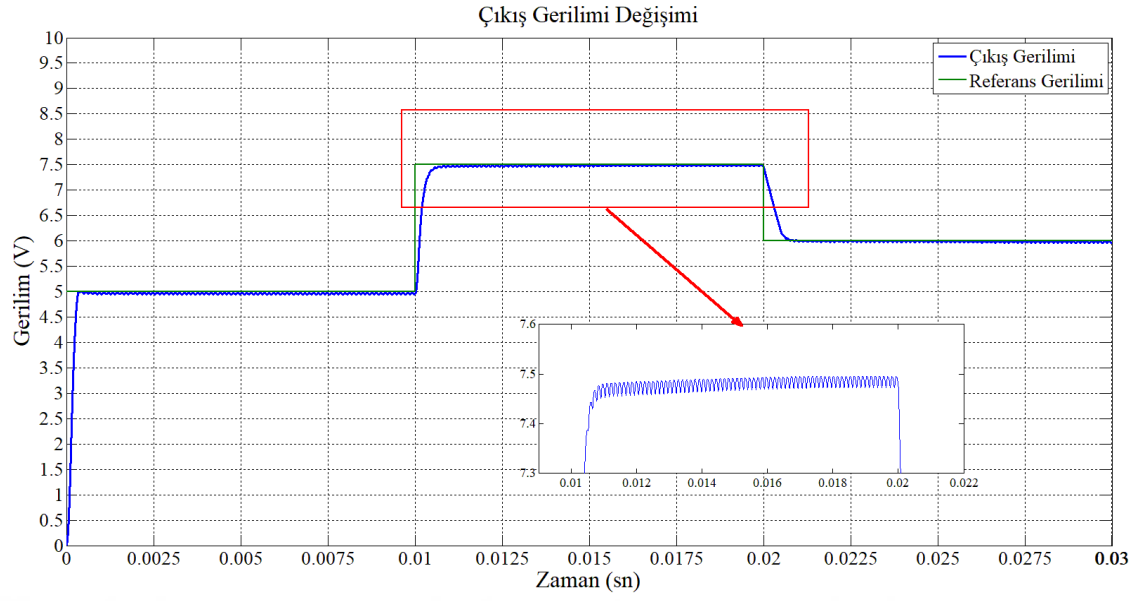
sürekli yük değişimi nedenleriyle ihmal edilecek miktarda gerilim dalgalanma gözlemlenmiştir.

Başlangıçta indüktans yaklaşık olarak 8,5 A değerinde akım çekmiştir ve indüktans akımının değişimi grafiği Şekil 4.25'de sunulmuştur. Daha sonra referans geriliminin yükseltilmesi sonucu indüktans yaklaşık olarak 5,4 A değerinde akım çekmiştir. Referans gerilimin azaltılması sonucu oluşan durumda ise Bölüm 4.2.3'de anlatıldığı gibi denetleyici sinyali üretilmemesi nedeniyle indüktans kaynaktan akım çekmemiştir. Giriş geriliminin değişimi nedeniyle indüktans akımı üzerinde ihmal edilebilecek kadar düşük dalgalanma gözlemlenmiştir.

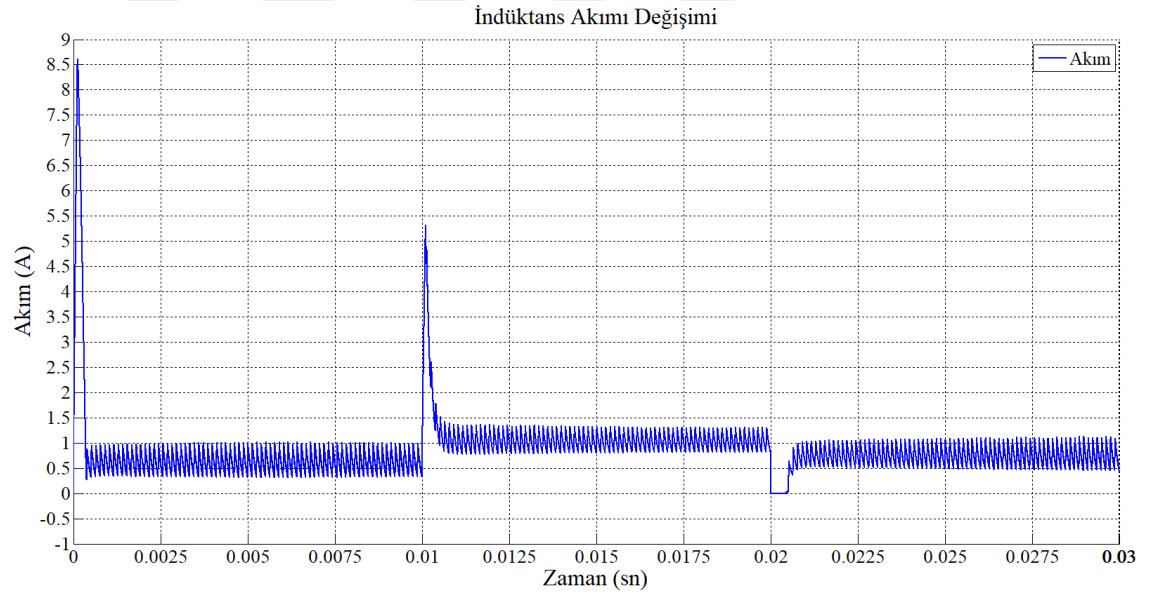
Kararlı hal hatasını incelemek amacıyla Şekil 4.26'da çıkış gerilimi hatasının değişimi gösterilmiştir. Kararlı hal hatası, referans geriliminin değişimine bağlı olarak özellikle 10 ve 20. ms zamanlarından sonraki kısa sürelerde bir miktar değişkenlik göstermiştir. Ancak daha sonra kararlı hal hatası kararlı hal için sıfırlanmıştır. Benzetim devresinin çalıştırılma süresi boyunca üretilen anahtarlama değişimi Şekil 4.27'de sunulmuştur.



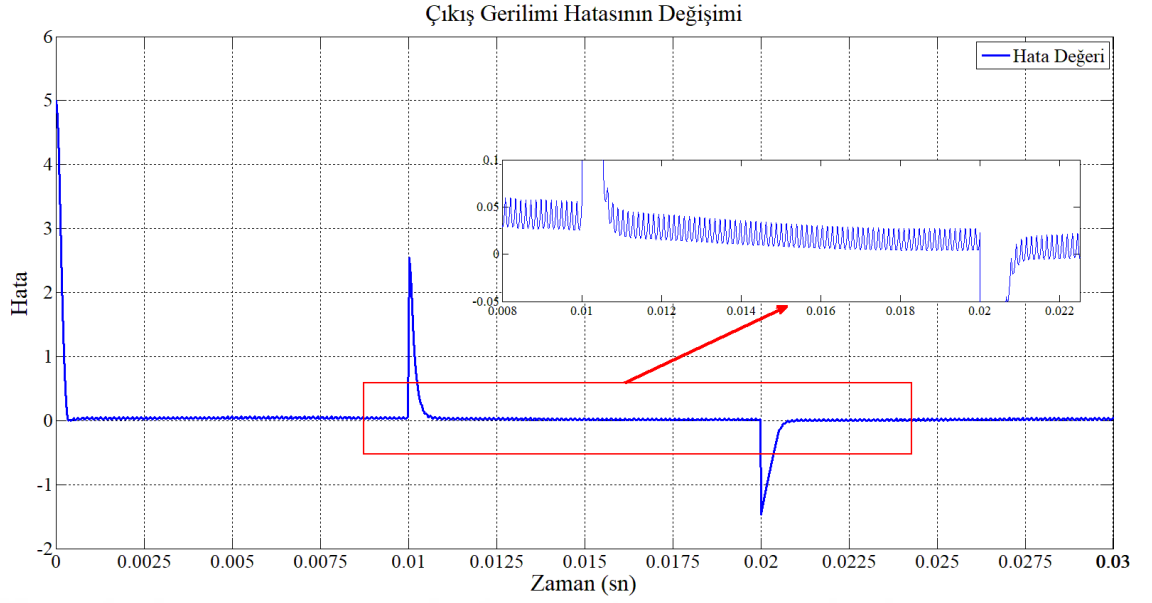
Şekil 4.23. Azaltıcı dönüştürücünün uygulanan tüm bozucu etkilere karşı performans incelenmesi deneyi için tasarlanan benzetim devresi



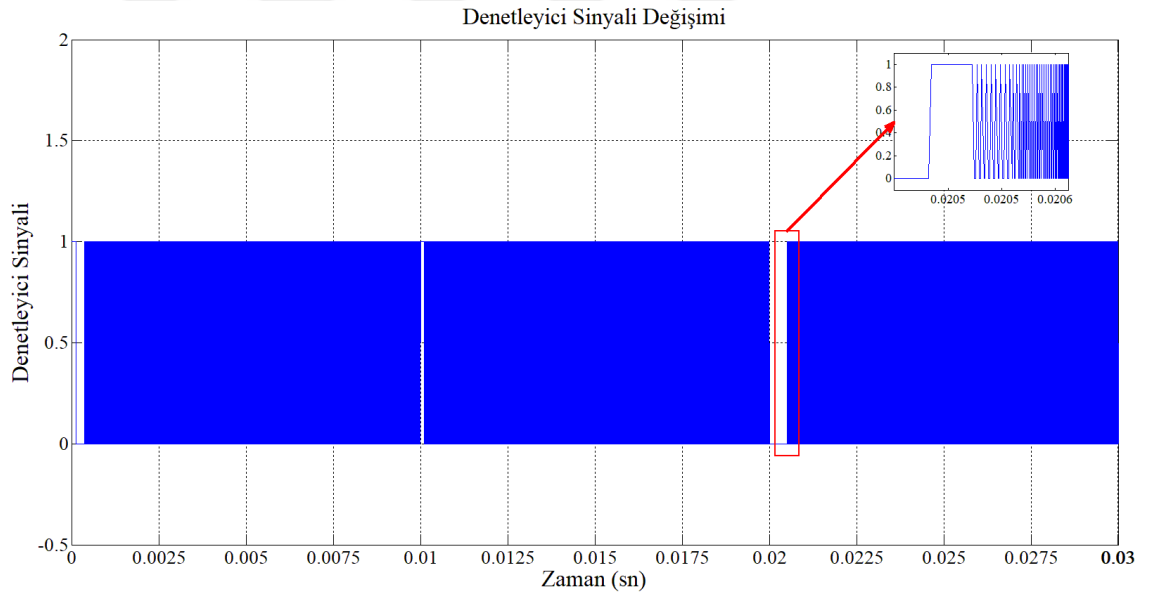
Şekil 4.24. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı oluşturduğu çıkış gerilimi değişimi



Şekil 4.25. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı oluşturduğu indüktans akımı değişimi



Şekil 4.26. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı oluşturduğu çıkış gerilimi hatasının değişimi



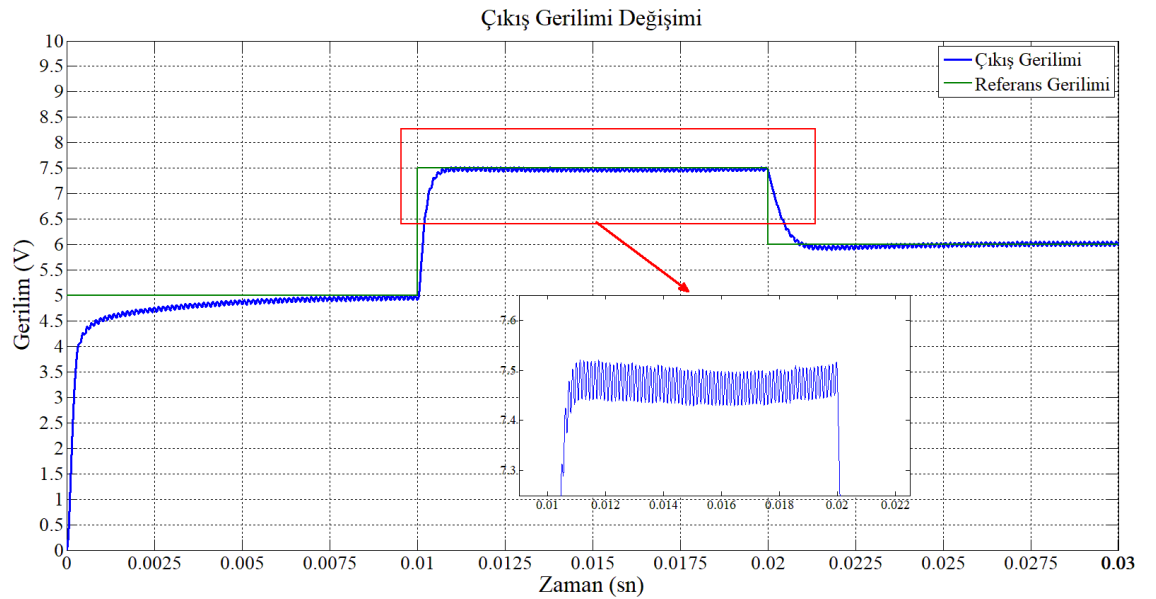
Şekil 4.27. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı oluşturduğu denetleyici sinyali değişimi

Çizelge 4.1'de sunulan nominal değerler kullanılarak tasarlanan standart bir PID denetleyicisinin uygulanan tüm bozucu etkilere karşı performans incelemesi deneyi geri adımlamalı denetleyiciyle karşılaştırılmak üzere uygulanmıştır.

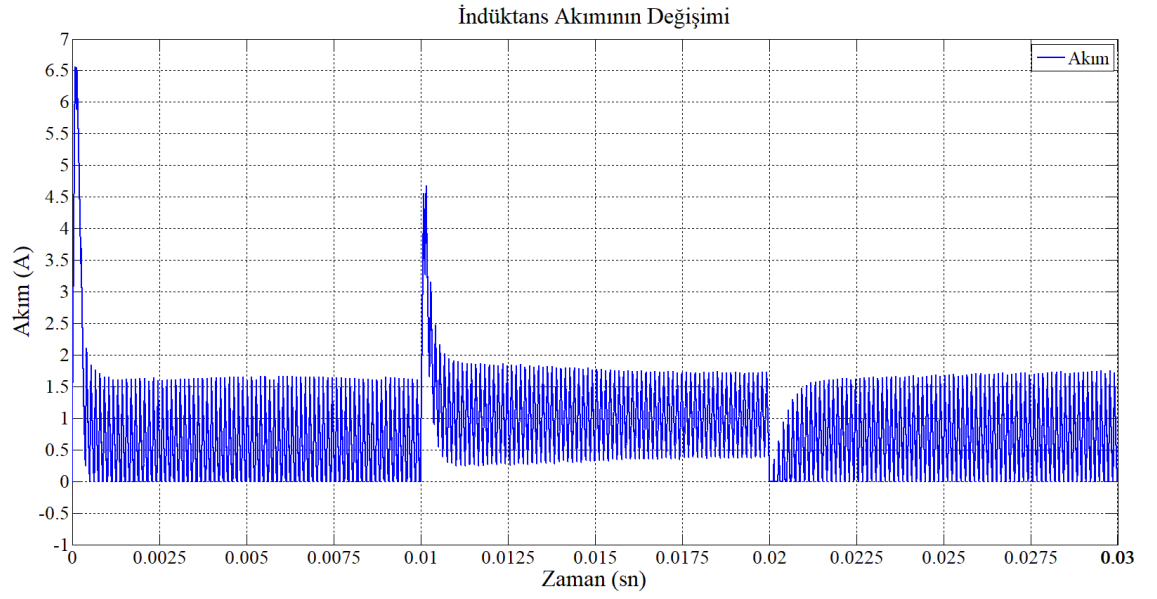
Şekil 4.28'de PID denetleyici ile denetlenen azaltıcı dönüştürücünün çıkış gerilimi değişimi grafiği gösterilmektedir. Başlangıçta çıkış geriliminin referans gerilime

oturma süresi yaklaşık 7,7 ms civarındadır. Referans gerilimin 7,5 V'ye yükseltilmesi durumunda, oturma süresi yaklaşık 1,3 ms civarındadır ve referans gerilimin 6 V'ye düşürülmesi sonucu son durumda ise oturma süresi yaklaşık olarak 2,7 ms olarak gözlemlenmiştir. Çıkış gerilimi değişimi grafiğine göre, referans gerilimin 6 V'ye düşürülmesi sonucuna az miktarda yüzde toplam aşım görülmüştür. Başlangıçta indüktans yaklaşık olarak 6,5 A değerinde akım çekmiştir ve indüktans akımının değişimi grafiği Şekil 4.30'da sunulmuştur. Referans gerilimin yükseltilmesi sonucunda indüktans yaklaşık olarak 4,5 A değerinde akım çekmiştir. Referans gerilimin azaltılması sonucunda ise indüktans, denetleyici sinyalinin sistem denetimi için oluşturulmaması nedeniyle kaynaktan bir süreliğine akım çekmemiştir. Giriş gerilimindeki değişim indüktans akımı üzerinde dalgalanmaya neden olmuştur.

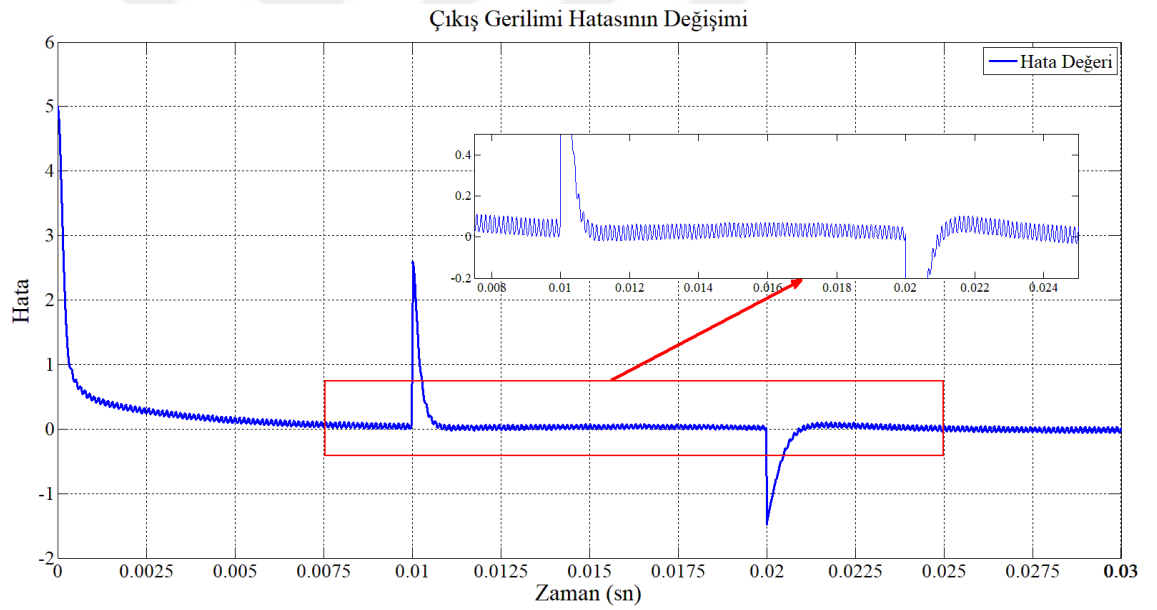
Kararlı hal hatasını incelemek amacıyla, dönüştürücünün istenilen referans gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farkın zamana göre değişimi Şekil 4.30'da sunulmuştur. Başlangıçta hata değeri, yaklaşık olarak 7,7 ms'de sıfıra oldukça yaklaşmıştır. Ancak, referans geriliminin değişimine bağlı olarak özellikle 10 ve 20. ms zamanlarından sonraki sürelerde hata oluştuğu gözlemlenmiştir. Daha sonra ise kararlı hal hatası kararlı hal için yaklaşık olarak sıfırlanmaya çalışılmıştır. Benzetim devresinin çalıştırılma süresi boyunca üretilen anahtarlama değişimi Şekil 4.31'de sunulmuştur.



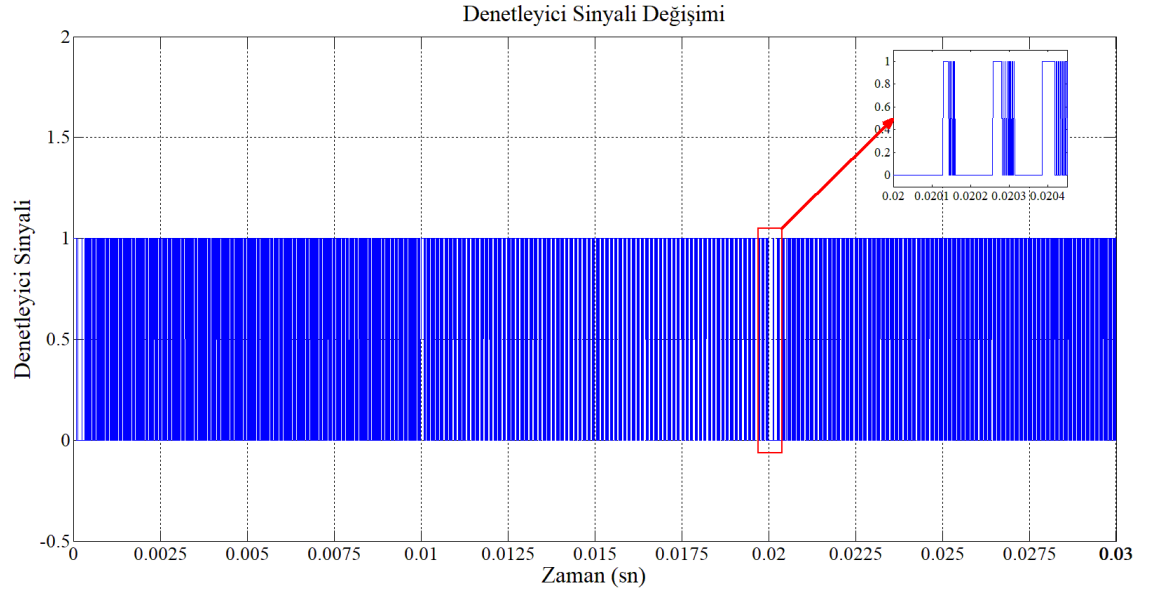
Şekil 4.28. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı PID denetleyici kullanılarak oluşturduğu çıkış gerilimi değişimi



Şekil 4.29. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı PID denetleyici kullanılarak oluşturduğu indüktans akımı değişimi



Şekil 4.30. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı PID denetleyici kullanılarak oluşturduğu çıkış gerilimi hatasının değişimi



Şekil 4.31. Azaltıcı dönüştürücünün tüm bozucu etkilere karşı PID denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi

5. SONUÇ ve ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında DA-DA azaltıcı dönüştürücünün modelindeki parazitik unsurlar göz önünde bulundurularak dönüştürücü için geri adımlama denetleyicisi önerilmiştir. Geri adımlamalı denetleyicinin doğrusal olmayan sistemlerde çalışabilme özelliğinden yararlanılarak, durum uzay ortalama modellemesi yapılmıştır. Parazitik elemanlar oluşturulan modellemede göz önünde bulundurulmuştur. Azaltıcı dönüştürücünün, tasarlanan denetleyici ile yüksek güçte ve hatta düşük gerilimlerde çalışabileceği görülmüştür.

Öncelikle pratik bir devre olarak tasarlanan DA-DA azaltıcı dönüştürücü gerçek zamanlı olarak test edilmiştir. Kurulan devre düzeneği Arduino-UNO kartı aracılığıyla kontrol edilmiştir. Tasarlanan geri adımlamalı denetleyici programlayıcı ara yüzü ile karta aktarılmıştır. Gerçek zamanlı olarak gözlem yapılması amaçlanan bu devre düzeneğinde, azaltıcı dönüştürücünün 12 V DA giriş gerilimini kontrol ederek 6 V ayarlı DA çıkış gerilimine dönüştürmesi beklenmiştir.

DA-DA azaltıcı dönüştürücü için tasarlanan geri adımlamalı denetleyicinin kontrol etkinliği MATLAB / Simulink araç kutusunda tasarlanan benzetim devreleri ile test edilmiştir. Azaltıcı dönüştürücü için tasarlanan; referans gerilimi değişimi ve giriş gerilimi osilasyonu testleri, öncelikle geri adımlamalı denetleyici için daha sonra ise tasarlanan testler bir PID denetleyici için ayrı ayrı uygulanmıştır. En son benzetim test aşamasında ise, önerilen testlere ek olarak çıkış yükünün değişimi etkisinin de göz önünde bulundurulduğu bir benzetim devresi tasarlanmıştır. Tüm bozucu etkilerin bir arada bulunduğu benzetim testi, hem geri adımlamalı denetleyici için hem de PID denetleyici için uygulanmıştır.

Elde edilen sonuçlar doğrultusunda, tasarlanan geri adımlamalı denetleyicinin PID denetleyiciyle karşılaştırıldığında referans işarete oturma süresinin daha kısa olduğu görülmüştür. Geri adımlamalı denetleyicinin kararlı hal hatasının tüm deneylerde kararlı hal durumları için sıfır olduğu gözlemlenmiştir. Ancak PID denetleyicisinin kararlı hal hatasını sıfırlama isteği, özellikle oluşturulan bozucu etkilere karşı belirli süreler boyunca etkisiz kalması nedeniyle, geri adımlamalı denetleyiciye karşın zayıf olduğu görülmüştür.

Önerilen geri adımlamalı denetleyicinin, daha iyi dinamik ve kararlı durum tepkilerine sahip olduğu gözlemlenmiştir.

Bu tez çalışması, matematiksel modeli elde edildikten sonra denetleyici çalışması yapılan DA-DA azaltıcı dönüştürücü için yapılması planlanan sonraki çalışmalarda tüm deney düzeneklerinin gerçek zamanlı olarak tasarlanması ve uygulanması adına bir ön çalışma olmuştur. Ayrıca tasarlanan durum uzay ortalama modelinin tüm yüksek güç düşük gerilim dönüştürücü uygulamaları için kullanılabilir olduğu görülmüştür.



KAYNAKLAR

- Rashid, M. H. Editor in chief. 2001. Power Electronics Handbook. Converters. Academic Press, 895, USA.
- Mohan, N., Undeland, T. M. and Robbins, W. P. 2003. Power Electronics: Converters, Applications, and Desing. John Wiley & Sons, 802, New York.
- Ogata, K. 2009. Modern Control Engineering. Pearson, 912, USA.
- Angulo-Nunez, M. I. and Hebertt S. 1998. Flatness in the Passivity Based Control of DC-to-DC Power Converters. Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control , 4, 4115–20.
- Chen, Z. 2012. PI and Sliding Mode Control of a Cuk Converter. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(8),3695–3703.
- Dhali, S., Rao, P., Mande, P. and Rao, K. V. 2012. PWM-Based Sliding Mode Controller for DC-DC Boost Converter. IJERA International Journal of of Engineering Research and Applications, 2(1),618–23.
- El Fadil, H. and Giri, F. 2007. Backstepping Based Control of PWM DC-DC Boost Power Converters. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 395–400.
- El Fadil, H., Giri, F., Haloua, F. and Ouadi, H. 2003. Nonlinear and Adaptive Control of Buck Power Converters. Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control, 5,4475–80.
- Gavini, L. and Afshin I. 2012. Feed-Forward Excess Passivity-Based Control of Buck-Boost Converters. IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference), 2289–94.
- Hwu, K. I. and Tau, Y. T. 2005. A Forward Converter Having an FPGA-Based PID Controller with Parameters on-Line Tuned. Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2,1239–43.
- Kivrak, S. 2016. Pwm Controlled Dc-Dc Boost Converter Design and Pwm Controlled Dc - Dc Boost Converter Design And Implementation. The International Journal

of Energy & Engineering Sciences,4–13.

- Kurokawa, F., Maeda, Y., Shibata, Y., Maruta, H., Takahashi, T., Bansho, K., Tanaka, T. and Hirose, K. 2010. A Novel Digital PID Controlled DC-DC Converter.SPEEDAM 2010 - International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 50–53.
- Kwasinski, A. and Krein, P. T. 2007. Passivity-Based Control of Buck Converters with Constant-Power Loads, PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 259–65.
- McIntyre, M. L., Schoen, M. and Latham, J. 2013. Simplified Adaptive Backstepping Control of Buck DC:DC Converter with Unknown Load, 2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, 1–7.
- Nizami, T. K. and Mahanta, C. 2015. Adaptive Backstepping Control for DC-DC Buck Converters Using Chebyshev Neural Network. 11th IEEE India Conference: Emerging Trends and Innovation in Technology (INDICON 2014), 1–5.
- Ramash Kumar, K. and Jeevananthan, S. 2010. Design of Sliding Mode Control for Negative Output Elementary Super Lift Luo Converter Operated in Continuous Conduction Mode, 2010 IEEE International Conference on Communication Control and Computing Technologies, (ICCCCT 2010), 138–48.
- Roy, T. K., Mahmud, M. A., Shen, W., Haque, M. E. and A, M. T. Oo. 2016. Robust Adaptive Backstepping Controller Design for DC-DC Buck Converters with External Disturbances, Proceedings of the 2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2016), 1218–23.
- Salimi, M., Soltani, J. and Zakipour, A. 2011. Adaptive Nonlinear Control of DC-DC Buck/Boost Converters with Parasitic Elements Consideration. Proceedings - 2011 2nd International Conference on Control, Instrumentation and Automation, (ICCIA 2011), 304–9.
- Salimi, M. and Eghlim, A.L. 2015. Passivity-Based Control of the DC-DC Buck Converters in High-Power Applications, IEEE Region 10 Annual International Conference, Proceedings(TENCON 2015), Janua, 1–6.

- Salimi, M., Soltani, J. and Markadeh, G. A. 2011. A Novel Method on Adaptive Backstepping Control of Buck Choppers, 2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2011), 562–67.
- Salimi, M., Soltani, J., Markadeh, A. G. and Abjadi, N. R. 2013a. Adaptive Nonlinear Control of the DC-DC Buck Converters Operating in CCM and DCM. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 23(8),1536–47.
- Salimi, M., Soltani, J., Markadeh, A. G. and Abjadi, N. R. 2013b. Indirect Output Voltage Regulation of DC-DC Buck/Boost Converter Operating in Continuous and Discontinuous Conduction Modes Using Adaptive Backstepping Approach. *IET Power Electronics*, 6(4),732–41.
- Salimi, M., Soltani, J., Zakipour, A. and Hajbani, V. 2013. Sliding Mode Control of the DC-DC Flyback Converter with Zero Steady-State Error, 4th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference,(PEDSTC 2013), 158–63.
- Son, Y. I. and Kim, I. H. 2012. Complementary PID Controller to Passivity-Based Nonlinear Control of Boost Converters with Inductor Resistance. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 20(3),826–34.
- Wang, B. and Feng, H. 2012. The Buck-Boost Converter Adopting Passivity-Based Adaptive Control Strategy and Its Application ,Conference Proceedings - 2012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference – ECCE (IPEMC 2012), Asia,3(1),1877–82.
- Wang, B. and Ma, Y. 2010. Research on the Passivity-Based Control Strategy of Buck-Boost Converters with a Wide Input Power Supply Range, 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG 2010), (4),304–8.
- Wang, T. G., Zhou, X. and Lee, C. L. 1997. A Low Voltage High Efficiency and High Power Density DC/DC Converter. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1,240–45.
- Yang, Z. and Wu, L. 2004. A New Passivity-Based Control Method and Simulation for

DC/DC Converter. Proceedings of the World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), 6, 5582–85.

Yao, K., Ye, M., Xu, M. and Lee, F. C. 2005. Tapped-Inductor Buck Converter for High-Step-Down. 20(4),775–80.

Zakipour, A. 2011. On Backstepping Controller Design in Buck/Boost DC-DC Converter. International Conference on Electrical, Electronics and Civil Engineering (ICEECE'2011).

Çorapsız, M. F. 2009. DC-DC Dönüştürücülerin Gerçek Zamanlı Denetiminde Akıllı Sistem Uygulamaları. Yüksek Lisans Tezi, Atatürk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Makineleri Anabilim Dalı, 107, Erzurum.

EKLER

Ek – 1

```
void setPwmFrequency(int pin, int divisor);  
void show();
```

```
float k1=19.1;  
float k2=3.9;  
float rs=0.1;  
float rl=0.1;  
float rd=0.001;  
float vd=0.7;  
float l=150e-6;  
float c=330e-6;  
float r=20;  
float vin;  
float x1_1;  
float x1_2;  
float x2_1;  
float x2_2;  
float x1d;  
float x2d;  
float e1;  
float e2_1;  
float e2_2;  
float u;  
float xx;  
int count;
```

```
void setup()  
{  
  Serial.begin(2000000);  
  pinMode(5, OUTPUT);  
  setPwmFrequency(5, 8);  
  delay(10);  
  analogWrite(5,0);  
  delay(10);  
}
```

```

void loop()
{
  x1_2=((analogRead(0)*0.00488758)-2.5)/0.066;
  x2_2=(analogRead(1)*0.0156403)*1.07;
  vin=analogRead(2)*0.0156403;
  x2d=analogRead(3)*0.009775171;

  e2_2= x2_2 - x2d;
  x1d= (x1_2/r) - (k2*c*e2_2);
  e1= x1_2 - x1d;

  float f1=(-(r1+rd)/l)*x1_2 - x2_2/l +vd/l;
  float g=-(rs/l)*x1_2 +(rd/l)*x1_2 +vin/l - vd/l;

  u=(-f1 +((-1/r)*(x1_2/c -(x2_2/(r*c)))) + k2*c*(e2_2-e2_1) - k1*e1 )/g;

  xx=u;
  if(u<0) u=0;
  u=(1-u)*255;
  analogWrite(5,u);

  count++;
  if(count == 1300)
  {
    show();
    count=0;
  }

  x1_1=x1_2;
  x2_1=x2_2;
  e2_1=e2_2;
}

void show()
{
  Serial.print(" Vin : ");
  Serial.println(vin,1);
  Serial.print(" Vref: ");
  Serial.println(x2d,1);
  Serial.print(" x1  : ");
  Serial.println(x1_2,1);
  Serial.print(" x2  : ");
  Serial.println(x2_2,2);
  Serial.print(" u   : ");
  Serial.println(xx,2);
  Serial.println(" ");
}

```

```

Serial.println(" ");
Serial.println(" ");
}

```

```

void setPwmFrequency(int pin, int divisor) {
    byte mode;
    if(pin == 5 || pin == 6 || pin == 9 || pin == 10) {
        switch(divisor) {
            case 1: mode = 0x01; break;
            case 8: mode = 0x02; break;
            case 64: mode = 0x03; break;
            case 256: mode = 0x04; break;
            case 1024: mode = 0x05; break;
            default: return;
        }
        if(pin == 5 || pin == 6) {
            TCCR0B = TCCR0B & 0b11111000 | mode;
        } else {
            TCCR1B = TCCR1B & 0b11111000 | mode;
        }
    } else if(pin == 3 || pin == 11) {
        switch(divisor) {
            case 1: mode = 0x01; break;
            case 8: mode = 0x02; break;
            case 32: mode = 0x03; break;
            case 64: mode = 0x04; break;
            case 128: mode = 0x05; break;
            case 256: mode = 0x06; break;
            case 1024: mode = 0x07; break;
            default: return;
        }
        TCCR2B = TCCR2B & 0b11111000 | mode;
    }
}

```

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Adı-Soyadı : TUĞRULHAN AKGÜL
Uyruğu : T.C.
Doğum Tarihi ve Yeri : 01.05.1995 / ERZURUM
Medeni Hali : Bekâr
Telefon : +90 532 336 5778
e-mail : akgultugrul13@gmail.com

Eğitim

Derece	Üniversite	Mezuniyet Yılı
Yüksek Lisans	Erzurum Teknik Üniversitesi	-
Lisans	Atatürk Üniversitesi	2017
Lise	Erzurum Anadolu Lisesi	2013

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl

ERANET+ RUS – TÜBİTAK 1001 (217E138) Projesi - Yüksek Lisans Bursiyeri
Erzurum Teknik Üniversitesi, 2018-2020

Ulusal Kongre Sunum

Akgül, T., Eghlim, A.L., Güzey H.M. 2019. DA-DA Azaltıcı (Buck) Dönüştürücü için Doğrusal Olmayan Geri Adımlamalı Kontrolcü Tasarımı ve Gerçek Zamanlı Uygulaması, Elektrik Elektronik Mühendisliği Kongresi (EEMKON 2019), 14-16 Kasım, Harbiye Askeri Müze ve Kültür Sitesi, Bildiriler Kitapçığı, 40-46, İstanbul.