T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ-CERRAHPAŞA
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

DOKTORA TEZİ

YAKIT HÜCRE SİSTEMLERİ İÇİN ÇİFT KATLI YÜKSELTEN DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KONTROLÜ

Sude KART

DANIŞMAN
Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN

II. DANIŞMAN
Prof. Dr. Naci GENÇ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

İSTANBUL-2021

Bu çalışma, 11.06.2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN(Danışman)
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Mühendislik Fakültesi

Prof. Dr. Galip CANSEVER
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi

Prof. Dr. Nilgün KARATEPE YAVUZ
İstanbul Teknik Üniversitesi
Enerji Enstitüsü

Doç. Dr. Yasin ÖZCELEP
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Mühendislik Fakültesi

Dr. Öğr. Üyesi Rana ORTAÇ KABAOĞLU
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa Üniversite
Mühendislik Fakültesi

20.04.2016 tarihli Resmi Gazete'de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince; Bu Lisansüstü teze, İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa'nın abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün belirlemiş olduğu ölçütlere uygun rapor alınmıştır.

Bu tez, 115E419 numaralı 1001 TÜBİTAK projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Dünyada artan enerji ihtiyacını karşılamak, gittikçe kalabalıklaşan insan nüfusu göz önünde bulundurulduğunda, daha zor bir hal almaya başlamıştır. Bu sebeple bilim insanları çalışmalarını yenilenebilir enerji sistemleri üzerinde yoğunlaştırmışlardır. Ancak yenilenebilir enerji sistemlerinin de bir dezavantajı bulunmaktadır. Elde edilen elektrik enerjisi, düşük gerilim değerlerinde kalmaktadır. Bu nedenle bu çalışmada, doğal ve temiz enerji kaynaklarından biri olan yakıt hücresinden elde edilen elektrik gerilimini yükseltmek amaçlanmıştır. Bu amaçla çift katlı yükselten dönüştürücü kullanılarak farklı kontrol yöntemleri vasıtasıyla sistemin optimum verimlilikte çalışması için benzetim sonuçları ve deneysel sonuçları bu çalışmada sunulmuştur.

Çalışmalarım boyunca bana eşsiz bilgi ve tecrübeleriyle rehberlik eden birinci danışmanım Prof. Dr. İlhan Kocaarslan'a, aynı şekilde elindeki bütün imkanlarla, büyük bir sabır ve özveri ile bana her konuda destek olan ikinci danışmanım Prof. Dr. Naci Genç'e teşekkürlerimi bir borç bilirim. Ayrıca tez izleme komitemde yer alan saygı değer hocam Prof. Dr. Galip Cansever'e katkılarından dolayı teşekkür ederim. Ek olarak tez izleme komitemde yer alan değerli hocam Doç. Dr. Yasin Özcelep'e bana verdiği destekten dolayı ayrıca teşekkürlerimi bir borç bilirim. Sevgili hocam Dr. Öğr. Üyesi Rana Ortaç Kabaoğlu'na da benimle paylaştığı kıymetli tecrübelerinden dolayı teşekkür ederim. Son olarak beni her konuda destekleyen aileme ve özellikle de sevgili eşime ve canım çocuklarıma bana karşı göstermiş oldukları sabırdan ötürü teşekkür ederim.

Haziran 2021 Sude KART

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ ..... **iv**
İÇİNDEKİLER ..... **v**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **vii**
TABLO LİSTESİ ..... **xi**
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ ..... **xii**
ÖZET ..... **xvi**
SUMMARY ..... **xviii**
1. GİRİŞ **20**
2. GENEL KISIMLAR **29**
2.1. YAKIT HÜCRESİ 29
2.2. YAKIT HÜCRE MODELİ 30
2.3. DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRELER 31
2.3.1. DA-DA Yükseltici Tip Dönüştürücü Devre 32
2.3.2. Çift katlı DA-DA Yükseltici Tip Dönüştürücü Devre 32
2.4. KONTROLÖR TASARIMI 37
2.4.1. Açık Çevrim Kontrol 38
2.4.2. Kapalı Çevrim Kontrol 38
2.5. PID KONTROLÖR 39
2.5.1. Nichols -Ziegler Frekans Yanıtı Yöntemi 39
2.6. PD KONTROLÖR 40
2.7. PI KONTROLÖR 41
2.8. KAYAN KİPLİ KONTROLÖR 42
2.8.1. Erişme Evresi 44
2.8.2. Kayma Evresi 44
2.9. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEME KONTROLÖRÜ 45
2.9.1. Pertürbasyon ve Gözlem Algoritması 45
2.9.2. Uç Noktası Arama Kontrolörü (UNAK) 46
3. MALZEME VE YÖNTEM **48**
3.1. PEM MODELİ 48
3.2. ÇİFT KATLI YÜKSELTEN DEVRENİN TRANSFER FONKSİYONU 52

3.2.1. Devrenin Durum-Uzay Ortalama Modeli 52
3.2.2. Devrenin Küçük Sinyal Analizi 54
3.2.3. Devrenin Transfer Fonksiyonu 56
3.2.4. Kontrol Edilebilirlik ve Gözlemlenebilirlik 59
3.2.5. Bode Diyagramları 61
3.3. ORTALAMA KAYAN KİPLİ KONTROLÖR 65
3.4. LYAPUNOV TABANLI PI KONTROLÖR TASARIMI 65
3.5. DENEYSEL PLATFORMDA DSP AYARLAMALARI YAPILARAK KONTROL ALGORİTMASININ GELİŞTİRİLMESİ VE TEST EDİLMESİ 69
4. BULGULAR 76
4.1. BENZETİM SONUÇLARI 76
4.1.1. Yakıt Hücresi Karakteristiği 76
4.1.2. Sabit Gerilim Altında PI Kontrolör Uygulanan Sistemin Benzetim Sonuçları 77
4.1.3. Sabit Gerilim Altında Kayan Kipli Kontrolör Uygulanan Sistemin Sonuçları 79
4.1.4. Sabit Gerilim Altında Seri PI-Ortalama Kayan Kipli Kontrolör Uygulanan Sistemin Sonuçları 80
4.1.5. Çift Katlı Yükselten DA-DA Dönüştürücü Devresi ve PEM Yakıt Hücresinin Birleştirlerek PI ve PI-OKK Kontrolörlü Benzetim Sonuçları 84
4.1.3. UNA MGNİ Kontrolü Yapılan Sistemin Benzetim Sonuçları 87
4.1.4. Lyapunov Tabanlı PI Kontrolör Uygulanan PEM YH tarafından beslenen yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin Benzetim Sonuçları 93
4.1.5. Lyapunov Tabanlı PI Kontrolör Uygulanan PEM YH Tarafından Beslenen Çift Katlı Yükselten DA-DA Dönüştürücü Sisteminin Benzetim Sonuçları 97
4.2. YAZILIM SONUÇLARI 101
5. TARTIŞMA VE SONUÇ 105
KAYNAKLAR 108
ÖZGEÇMİŞ ..... Hata! Yer işareti tanımlanmamış.

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1: PEM YH yapısı..... 21

Şekil 1.2: DA-DA dönüştürücü blok diyagramı..... 22

Şekil 1.3: PI kontrolör blok diyagramı. 23

Şekil 1.4: Kayan kipli kontrolde erişme ve kayma evreleri. 23

Şekil 2.1: DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi (a) anahtar iletimde (b) anahtar kesimde..... 32

Şekil 2.2: Çift anahtarlı ve çift katlı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi 33

Şekil 2.3: Tek anahtarlı ve çift katlı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi. 34

Şekil 2.4: Sürekli iletim modunda çalışan çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin akım- gerilim dalga şekilleri [60]. 36

Şekil 2.5: (a) Çift katlı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresinin iletimde olma durumu (b) Çift katlı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresinin kesimde olma durumu 35

Şekil 2.6: (a) V'nin Vg, d, ve $i_{yük}$.bağımsız niceliklere bağımlılığını gösteren fonksiyonel diyagramı (b) Geri beslemeli sistemin fonksiyonel blok diyagramı..... 37

Şekil 2.7: Açık çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı gösterimi 38

Şekil 2.8: Kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı gösterimi..... 38

Şekil 2.9: PID kontrol blok şeması..... 39

Şekil 2.10: PD kontrol blok şeması. 41

Şekil 2.11: PI kontrol blok şeması..... 42

Şekil 2.12: Kayma yüzeyi..... 43

Şekil 2.13: P&G algoritması 46

Şekil 2.14: UNA algoritması..... 47

Şekil 3.1: PEM YH matematiksel Modeli 48

şekil 3.2: V_{nernst} geriliminin blok diyagramı..... 48

Şekil 3.3: Aktivasyon kayıplarının blok diyagramı..... 49

Şekil 3.4: Omik kayıplar blok diyagramı..... 49

Şekil 3.5: r_M blok diyagramı..... 50

Şekil 3.6: R^{proton} blok diyagramı..... 50

Şekil 3.7: Konsantrasyon kayıplarının blok diyagramı 51

Şekil 3.8: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin durum-uzay ortalama model devresi..... 54

Şekil 3.9: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin küçük sinyal devresi. 56

Şekil 3.10: $\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{v}_{C1}(s)}$ transfer fonksiyonunun bode diyagramı..... 63

Şekil 3.11: $\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{v}_G(s)}$ transfer fonksiyonunun bode diyagramı..... 63

Şekil 3.12: $\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun bode diyagramı. 64

Şekil 3.13: $\frac{\tilde{v}_{C1}(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun bode diyagramı. 64

Şekil 3.14: PI kontrolör blok gösterimi 66

Şekil 3.15: Güç devresine ait baskı devre şeması 69

Şekil 3.16: Güç devresine ait baskı devre şemasının ARES görünümü..... 70

Şekil 3.17: Sürücü Devresine ait baskı devre şeması..... 70

Şekil 3.18: Sürücü Devresine ait baskı devre şemasının ARES görünümü 71

Şekil 3.19: Besleme Devresine ait baskı devre şeması..... 71

Şekil 3.20: Besleme Devresine ait baskı devre şemasının ARES görünüm 72

Şekil 3.21: Güç Devresine ait PCB kartı 72

Şekil 3.22: Sürücü Devresine PCB kartı..... 73

Şekil 3.23: Besleme Devresine ait PCB kartı 73

Şekil 3.24: Tüm deney setine ait resimler..... 75

Şekil 4.1: a)PEM Yakıt Hücresi Gerilim-Akım Yoğunluğu, Güç-Akım Yoğunluğu grafiği b) PEM Yakıt Hücresi Verimlilik-Akım Yoğunluğu, Güç-Akım Yoğunluğu grafiği..... 76

Şekil 4.2: PI kontrollü çift katlı yükselten dönüştürücü devresi..... 77

Şekil 4.3: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün PI kontrollü blok şeması 78

Şekil 4.4: PI kontrollü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün benzetim sonucu .(R_0 yük direnci 80 ohm ve 40 ohm için) 78

Şekil 4.5: Tüm sistemin giriş ve çıkış gerilimlerinin PI kontrolörlü benzetim sonucu. 79

Şekil 4.6: Sabit 40 V gerilim ile beslenen Kayan Kipli kontrolü yapılan DA-DA çift katlı yükselten dönüştürücünün devre şeması 80

Şekil 4.7: Sabit 40 V gerilim ile beslenen Kayan Kip kontrollü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün benzetim sonucu 80

Şekil 4.9: Seri PI-Ortalama Kayan Kipli kontrolü yapılan DA-DA çift-katlı yükselten dönüştürücünün devre şeması. 81

Şekil 4.10: Seri PI-Ortalama Kayan Kipli kontrolü yapılan DA-DA çift-katlı yükselten dönüştürücünün kontrol blok diyagramı 82

Şekil 4.11: PI-ortalama kayan kipli kontrolü ve sadece PI kontrolü yapılan DA-DA çift-katlı yükselten dönüştürücünün benzetim karşılaştırması 83

Şekil 4.12: Yakıt hücresine bağlanan devrenin PI kontrolü 85

Şekil 4.13: PEM YH'ne bağlanan PI kontrolörlü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin matlab görünümü 85

Şekil 4.14: PEM YH'ne bağlanan PI kontrolörlü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimlerinin değişimi 85

Şekil 4.15: PEM YH'ne bağlanan PI-OKK kontrolörlü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin matlab görünümü 86

Şekil 4.16: PEM yakıt hücresine bağlanan çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün seri PI-OKK kontrollü giriş ve çıkış geriliminin benzetim sonucu 86

Şekil 4.17: YH tarafından beslenen çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü sistemine seri uygulanan UNA kontrolü ve OKK kontrolünün devre gösterimi 87

Şekil 4.18: UNA kontrolü yapılan PEM YH bağlanan tüm sistemin matlab görüntüsü 87

Şekil 4.19: Yakıt hücresi için MGNİ akım-gerilim benzetim sonucu 89

Şekil 4.20: Yakıt hücresi için MGNİ akım-güç benzetim sonucu 89

Şekil 4.21: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü çıkışının UNA kontrolörlü P-t benzetim sonucu 90

Şekil 4.22: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü çıkışının UNA MGNİ kontrolüne seri bağlı PI kontrolörlü P-t benzetim sonucu 90

Şekil 4.23: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü çıkışının UNA MGNİ kontrolüne seri bağlı PD kontrolörlü P-t benzetim sonucu. 91

Şekil 4.24: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü çıkışının UNA MGNİ kontrolüne seri bağlı PID kontrolörlü P-t benzetim sonucu 91

Şekil 4.25: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü çıkışının UNA kontrolüne seri bağlı OKK kontrolörlü P-t benzetim sonucu 92

Şekil 4.26: Lyapunov tabanlı PI kontrolör uygulanan ve PEM YH tarafından beslenen yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin devre gösterimi 94

Şekil 4.27: Önerilen kontrolörün yükselten dönüştürücüdeki blok gösterimi 94

Şekil 4.28: PEM YH ile beslenen yükselten dönüştürücü devresinin çıkış geriliminin zamana göre değişimi (mavi çizgi: PI, kırmızı çizgi: PI tabanlı lyapunov, sarı çizgi: YH'nin çıkış gerilimi) 95

Şekil 4.29: Faklı referans gerilimleri için PI ve PI tabanlı lyapunov kontrolör için giriş ve çıkış geriliminin zamana göre değişimi (V_{ref}:100V-150V-200V) (mavi çizgi: PI, kırmızı çizgi: PI tabanlı lyapunov , sarı çizgi: yakıt hücresinin gerilimi) 96

Şekil 4.30: Farklı yükler altında tüm sistemin PI ve PI tabanlı lyapunov kontrolör için giriş ve çıkış gerilimlerinin zamanla değişimi ($R_{yük}$: 40ohm-80ohm) 97

Şekil 4.31: Lyapunov tabanlı PI kontrolör uygulanan ve PEM YH tarafından beslenen çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin devre gösterimi 98

Şekil 4.32: Önerilen kontrolörün blok gösterimi 98

Şekil 4.33: Klasik PI kontrolör ve lyapunov tabanlı PI kontrolörün uygulandığı sistemin çıkışının gerilim-zaman grafiklerinin karşılaştırması (DA-DA çift katlı yükselten dönüştürücü için) 99

Şekil 4.34: Klasik PI kontrolör ve lyapunov tabanlı PI kontrolörün uygulandığı sistemin çıkışının değişen referans gerilimine göre gerilim-zaman grafiklerinin karşılaştırması 100

Şekil 4.35: Klasik PI kontrolör ve lyapunov tabanlı PI kontrolörün uygulandığı sistemin çıkışının değişen yüke göre gerilim-zaman grafiklerinin karşılaştırması 101

Şekil 4.36: DSP'den üretilen ve sürücüden geçirilen PWM sinyali 103

Şekil 4.37: Yakıt hücresi için devrenin giriş bobin akımı 103

Şekil 4.38: Farklı giriş gerilimleri altında PI kontrolörlü deneysel sonuç; önerilen devrenin giriş ve çıkış gerilimleri (V_{ref}=300V) 104

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 2.1: Nichols-Ziegler frekans yanıtı yöntemine ilişkin kontrolör parametreleri 40

Tablo 3.1: YH matematiksel modelin parametre değerleri. 51

Tablo 3.2: Dönüştürücü elemanlarının değerleri. 61

Tablo 4.1: PI-OKK kontrolörü karşılaştırma 83

Tablo 4.2: UNA MGNİ Karşılaştırma Tablosu 93

Tablo 4.3: Yükselten dönüştürücünün parametreleri 93

Tablo 4.4: Yükselten dönüştürücü için PI ve PI tabanlı lyapunov kontrolörlerin karşılaştırılması 95

Tablo 4.5: PI ve lyapunov tabanlı PI kontrolörlerin karşılaştırması 99

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler	Açıklama
K_p	: Oransal kazanç
K_i	: İntegral kazancı
V_G	: Sistemin giriş gerilimi
V_0	: Sistemin çıkış gerilimi
I_G	: Giriş akımı
H_2	: Hidrojen
O_2	: Oksijen
H_2O	: Su
e(t)	: Sistemin hatası
k(t)	: PI kontrolör çıkışı
P	: Güç
V	: Gerilim
T_i	: İntegral zaman sabiti
$V_{hücre}$	: Hücre gerilimi
V_{nernst}	: Nernst potansiyel enerjisi
$V_{akt.}$	:Aktivasyon kayıpları
V_{omik}	: Omik kayıplar
$V_{kons.}$	: Konsantrayon kayıpları
T	: Yakıt hücresi sıcaklığı
P_{H_2}	: Hidrojen kısmi basıncı
P_{O_2}	: Oksijen kısmi basıncı
ε	: Yakıt hücre sabiti
C_{O_2}	: Oksijen konsantrasyonu
$R^{elektronik}$	: Yakıt hücre sabit direnci
$\dot{I}$	: Yakıt hücre akımı
R^{proton}	: Hidrojen pozitif iyonunun yakıt hücresi membranından geçerken oluşturduğu direnç
r_M	: Akım ve sıcaklığa bağlı olarak değişen membran direnci
l	: Polimer membran kalınlığı

A : Hücre aktif alanı

λ : Membran su içeriğini gösteren ifade

R **:** İdeal gaz sabiti

F : Faraday sabiti

i : Akım yoğunluğu

i_1 : Konsantrasyon kayıplarına bağlı sınırlı akım yoğunluğu

V_C : Kondansatör gerilimi

V_L : İndüktör gerilimi

S : Anahtar

R : Direnç

R_0 : Yük direnci

C : Kondansatör

D : Diyot

t : Zaman

i_{L1} : 1. İndüktörün akımı

i_{L2} : 2. İndüktörün akımı

d : Görev çarpanı

u(t) : Sistemin giriş işareti

y(t) :Sistemin çıkış işareti

G(s) : Sistemin transfer fonksiyonu

g(t) : Sistemin impuls yanıtı

$i_{yük}$: Yük akımı

T_c : Salınım periyodu

ʎ : Yakınsama faktörü

s(x) : Kayma yüzeyi fonksiyonu

w_{gc} : Kazanç geçiş frekansı

w_{pc} : Faz geçiş frekansı

K_c : Oransal kazanç

V_{ref} : Referans gerilimi

w : Pertürbasyon frekansı

w_h : Yüksek geçiren filtre kesim frekansı

b : Adaptif kazanç

k : PI kpntrolör çıkış işareti

F_s : Anahtarlama frekansı

θ_C : Gözlemlenebilirlik matrisi

θ_O : Kontrol edilebilirlik matrisi

T : Anahtarın açılıp kapanma peryodu

Kısaltmalar **Açıklama**

YEK : Yenilenebilir Enerji Kaynakları
YH : Yakıt Hücresi
PEM : Proton Exchange Membran
PEMYH : Proton Exchange Membran Yakıt Hücresi
DA-DA : Doğru Akım
PI : Proportional-Integrator Controller
PD : Proportional-Derivative Controller
PID : Proportional-Integrator-Derivative Controller
MGN : Maksimum Güç Noktası
MGNİ : Maksimum Güç Noktası İzleme Kontrolörü
PSO : Parçacık Sürü Optimizasyonu
P&G : Pertürbasyon ve Gözlem Algoritması
PV : Fotovoltaik pil
GKO : Gri Kurt Optimizasyonu
GP : Global (Küresel) Pik
UNA : Uç Noktası Arama
UNAK : Uç Noktası Arama Kontrolörü
OKK : Ortalama Kayan Kipli
ABS : Kilitlenme Sistemi Önleyici Sistemi
LF : Lyapunov Fonksiyonları
MOSFET : Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor
PM : Faz Marjini
GM : Kazanç Marjini
PWM : Sinyal Genişlik Modülasyonu
DSP : Dijital Sinyal İşleme
PCB : Printed Card Board
I/O : Input/ Output
ADC : Analog Digital Converter

ÖZET

DOKTORA TEZİ

YAKIT HÜCRE SİSTEMLERİ İÇİN ÇİFT KATLI YÜKSELTEN DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KONTROLÜ

Sude KART

İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN

II. Danışman : Prof. Dr. Naci GENÇ

Günümüzde kullanılan yenilenebilir enerji kaynaklarındaki dezavantajlardan biri, üretilen elektrik geriliminin düşük seviyelerde olmasıdır. Bu çalışmada, doğal ve temiz enerji kaynaklarından biri olan PEM yakıt hücresinin çıkış gerilimini yükseltmek için, çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü kullanılmıştır. Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün en büyük avantajı, görev çarpanını çok büyük tutmadan, çıkış gerilimini yükseltme işlemini yapabilmesidir. Bu sistemin optimum verimlilikte çalışabilmesi için, sistemi kontrol etmek önemlidir. Bu sebeple sistemi maksimum verimlilikte çalıştırabilmek için, ilk önce sisteme Maksimum Güç Noktası İzleme (MGNİ) algoritmalarından biri olan uç noktası arama (UNA) kontrolörü uygulanmıştır. Ancak UNA kontrolörün de bir dezavatajı bulunmaktadır. Bu dezavantaj, maksimum güç noktası etrafındaki salınımlardan dolayı sistemin çıkış geriliminde dalgalanmaların oluşmasıdır. Bu dalgalanmaların, sistemin üzerinde olumsuz etkileri olacağından dolayı bu dalgalanmaları azaltmaya yönelik farklı kontrolörler, UNA kontrolörüne seri olarak eklenmiştir. Bu amaçla, UNA kontrolörüne seri olarak ayrı ayrı PI, PD, PID ve Ortalama Kayan Kipli Kontrolör (OKK) eklenerek benzetim sonuçları elde edilmiştir. PI, PD ve PID kontrolörler kendi aralarında karşılaştırması yapılmıştır. Bu karşılaştırma sonucunda üstün çıkan PI kontrolör, OKK kontrolör ile karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçlarına göre sistemin çıkış geriliminin oturma ve aşma süresinin uzun olduğu görülmüştür. Bu durum bizi, yeni bir lyapunov tabanlı kontrolör tasarlamaya götürdü. Bu yeni kontrolör literatüre getirilen bir yeniliktir. PI kontrol sinyalinin sıfıra eşit olması gerektiği ilkesinden yola çıkıldığı için

lyapunov tabanlı PI kontrolör olarak adlandırılmıştır. Bu yeni kontrolörün sisteme uygulandığı benzetim sonuçları Matlap/SİMULİNK ortamında başarı ile test edilmiştir. Tüm sistemin deneysel sonuçları PI kontrolör için elde edilmiştir.

Haziran 2021, 118 sayfa.

Anahtar kelimeler: Yenilenebilir enerji kaynakları, yakıt hücresi, çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü, maksimum güç noktası izleme kontrolörü, uç noktası arama kontrolörü, PI, PD, PID, ortalama kayan kipli kontrolör, Lyapunov tabanlı PI kontrolör

SUMMARY

Ph.D. THESIS

CONTROL OF DC-DC CASCADE BOOST CONVERTER BASED FUEL CELL SYSTEMS

Sude KART

Istanbul University-Cerrahpasa

Institute of Graduate Studies

Department of Electrical and Electronic Engineering

Supervisor : Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN

Co-Supervisor : Prof. Dr. Naci GENÇ

One of the disadvantages of renewable energy sources used today is that the generated electrical voltage is low. In this study, in order to increase the output voltage of the PEM fuel cell, one of the natural and clean energy sources, cascade boost DA-DA converter is used. The biggest advantage of the cascade boost DA-DA converter is that it can increase the output voltage without keeping the duty cycle too large. It is important to control the system so that it can operate at optimum efficiency. For this reason, in order to operate the system with maximum efficiency, firstly, the extremum seeking (UNA) controller, one of the Maximum Power Point Tracking (MGNI) algorithms, was applied to the system. However, the UNA controller has one disadvantage. This disadvantage is ripples in the output voltage of the system due to oscillations around the maximum power point. Since these ripples will have negative effects on the system, different controllers to reduce these ripples have been added to the UNA controller serially. For this purpose, simulation results were obtained by adding PI, PD, PID and Average Sliding Mode Controller (OKK) to the UNA controller separately in series. Comparison of PI, PD and PID controllers has been made. As a result of this comparison, the superior PI controller was compared with the OKK controller. According to the simulation results, it has been observed that the output voltage of the system has a long settling and exceeding time. This situation led us to design a new lyapunov based controller. This new controller is an innovation brought to

the literature. It is named as a lyapunov based PI controller because it is based on the principle that the PI control signal must equal zero. Simulation results of this new controller applied to the system were successfully obtained in Matlap / SIMULINK environment. Experimental results of the whole system are obtained for the PI controller.

June 2021, 118 pages.

Keywords: Renewable energy sources, fuel cell, cascade boost DA-DA converter, maximum power point tracking controller, extremum seeking controller, PI, PD, PID, average sliding mode controller, Lyapunov based PI controller.

1. GİRİŞ

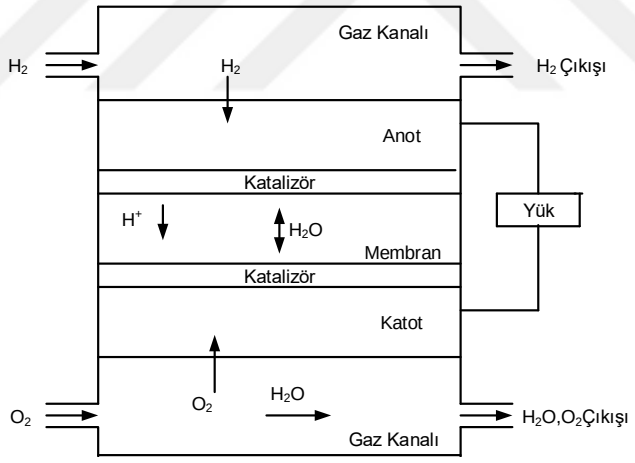
Dünyadaki temiz ve verimli enerjiye artan ihtiyaca karşılık yenilenebilir enerji kaynakları (YEK) üzerine yapılan çalışmalar hız kazanmıştır. Başlıca YEK'ler için bazı örnekler verilirse; biyokütle, jeotermal, hidrojen , güneş ve rüzgar enerjileridir. Bunlardan hidrojen enerjisi son yıllarda oldukça önem kazanmıştır. Hidrojen, en basit ve en yaygın olarak evrende bulunan bir elementtir. Birim ağırlık başına en yüksek enerji içeriğine sahip olması bakımından bilinen tüm yakıtlardan ayrılır. Sıvı haline dönüştürüldüğü zaman gaz halindeki hacminin 700'de birine denk gelmektedir. Hidrojen, normal koşullar altında serbest haldeyken renksiz, kokusuz ve tatsız bir gazdır. Hidrojen evrende en çok bulunan elementtir. Bununla birlikte, hidrojenin atmosferdeki yoğunluğu milyonda birden de azdır. Hidrojen çoğu zaman, bileşik olarak bulunur. Bu nedenle, hidrojen doğal bir yakıt değildir. Eğer kullanım miktarı yüksek ise su, kömür veya doğal gaz gibi birincil enerji kaynaklarından elde edilir. Yoksa elektrik gibi ikincil enerji kaynaklarından yararlanılarak elde edilmektedir [1]. Hidrojende, diğer yakıtlardan farklı olarak güvenlik prosedürü gerekir. Fakat diğer yakıtlardan da daha az tehlikelidir. Dünyanın her yerinde hidrojen, farklı bir çok alanda güvenle kullanılmaktadır. Hidrojen, güvenlik konusunda doğal gazın önünde bulunmaktadır. Yanma ürünü açısından bakıldığında zehirli özellik barındırmamaktadır. [2]

Birçok uygulamada, hidrojen bir enerji taşıyıcısı olarak işlev görmektedir. Fosil yakıtların kullanıldığı her yerde hidrojen de kullanılabilmektedir. Genel olarak hidrojen; diğer enerji türlerine dönüştürülebilirliği, kullanım verimi yüksekliği, çevre ile uyumluluğu ile emniyetli bir yakıttır. Hidrojenden, motor veya gaz türbiniyle bir jeneratörü tetikleyerek ya da yakıt hücresi şeklinde kullanılarak yüksek verimli elektrik üretilebilir. Yakıt hücreleri (YH), yanma olayı olmadan hidrojeni elektrik enerjisine dönüştürebilen elektrokimyasal araçlardır [3]. YH, taşınabilir sistemlerdeki enerji üretiminin en umut verenlerinden biridir [4]. Bir çok YH çeşidi bulunmaktadır. Bunlar; Fosforik Asitli Yakıt Hücresi, Katı Oksitli Yakıt Hücresi, Eriyik Karbonatlı Yakıt Hücresi, Doğrudan Metanol Yakıt Hücresi, Alkali Yakıt Hücresi ve Proton Değişim Zarlı Yakıt Hücresi'dir.

YH teknolojileri içerisinde Proton değişim Membran (PEM) YH (Şekil 1.1), düşük çalışma sıcaklığı ve yüksek verimlilikte enerji üretebilmesi yönüyle, ev ve ofis uygulamalarında en iyi bir seçim gibi gözükmektedir. PEM YH sisteminin çalışması termodinamik, elektrokimya,

hidrodinamik ve kütle devretme teorilerine, dayandırılmaktadır. 1959 yılında William T.Grubbs tarafından proton değişim zarının yakıt hücrelerindeki ilk kullanımı gerçekleştirilmiştir. Buradaki proton değişim zarı, iyon iletimini sağlayarak yakıt olan gaz ve oksitleyici gaz arasında bir bariyer oluşturmaktadır. Diğer türdeki yakıt hücrelerinde, ayrık olan katalitik yüzeyler arasında iletimi ve bariyeri sağlamak için asit içerikli sıvı elektrolit kullanılmaktadır. PEM YH 60-80°C arası düşük sıcaklıklarda, %40-50 verimle çalışmaktadır. Yakıt hücresinin düşük sıcaklıklarda çalışmasının asıl sebebi, YH'den yüksek performans alınabilmesi için ortamdaki suyun kontrol edilmesi gereksinimidir [5].

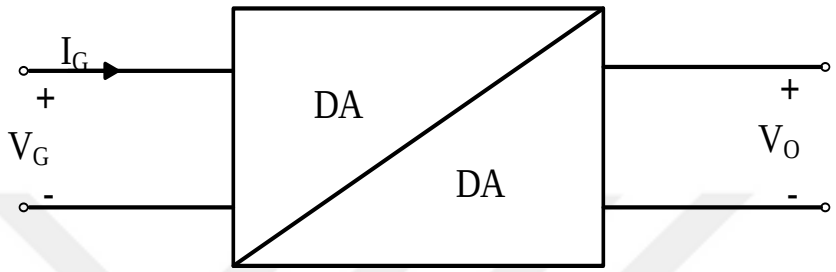
PEM YH'nin performansı, YH'sinin akım-gerilim karakteristiği ile açıklanabilmektedir. PEMYH aracılığıyla üretilen akım, hidrojenin tüketimiyle orantılı bir durumdur. YH'nin gerilimi azalırken , hidrojendeki birim miktarı başına üretilen elektrik gücüde azalır. Bu vasıtayla, YH gerilimi, YH'nin verimliliğindeki bir ölçü olarak kabul edilebilir [6]. Ek olarak, YH düşük çıkış gerilim değeri üretmektedir. Bunun için, endüstrideki uygulamalarda YH'nin çıkış gerilimi, yükselten (boost) tip doğru akım-doğru akım (DA-DA) devresi aracılığıyla arttırılabilir.



Şekil 1.1: PEM YH yapısı.

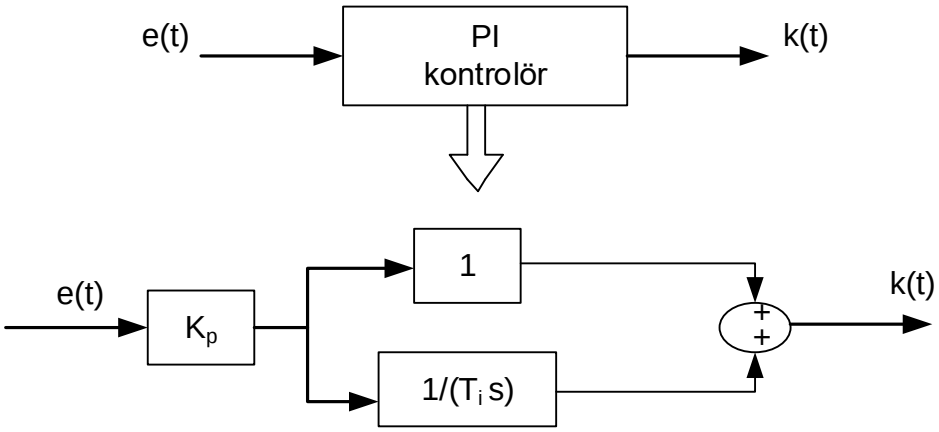
YH ile birlikte kullanılan dönüştürücü tiplerinin, sistemin verimi üzerinde önemli etkileri bulunmaktadır. Bir çok DA-DA dönüştürücü çeşiti vardır. Bunlar; flyback dönüştürücü, tam köprü dönüştürücü, yarım köprü dönüştürücü , LLC rezonant dönüştürücü, faz geçişli tam köprü dönüştürücü, İzole edilmiş çift aktif köprü DA-DA dönüştürücü, alçaltan dönüştürücü ve yükselten dönüştürücü gibi çeşitleri mevcuttur [7]. Hepsinin de avantaj ve dezavantajları mevcuttur. Ancak burada amaç YH'nin çıkış gerilimini arttırmak olduğu için yükselten tip dönüştürücü kullanmak en uygun olanıdır. Klasik DA-DA yükselten dönüştürücüden yüksek

çıkışlı gerilim alınabilmesi için, görev çarpanının yüksek seçilmesi gereklidir. Ancak, yüksek gerilim kazancı elde edebilmek için görev çarpanının yüksek tutulması dönüştürücünün çalışmasını olumsuz olarak etkileyebilir. Görev çarpanını fazla yükseltmeden gerilim oranını yüksek tutabilmek için çift katlı DA-DA dönüştürücü (Şekil 1.2) kullanılabilir [8]. Böylece, klasik yükselten dönüştürücü yerine yüksek gerilim kazancına sahip çift-katlı yükselten DA-DA dönüştürücü kullanmak, YH gibi yüksek gerilim kazancına ihtiyaç duyulan sistemlerde, klasik yükselten dönüştürücünün dezavantajı giderilmiş olmaktadır.



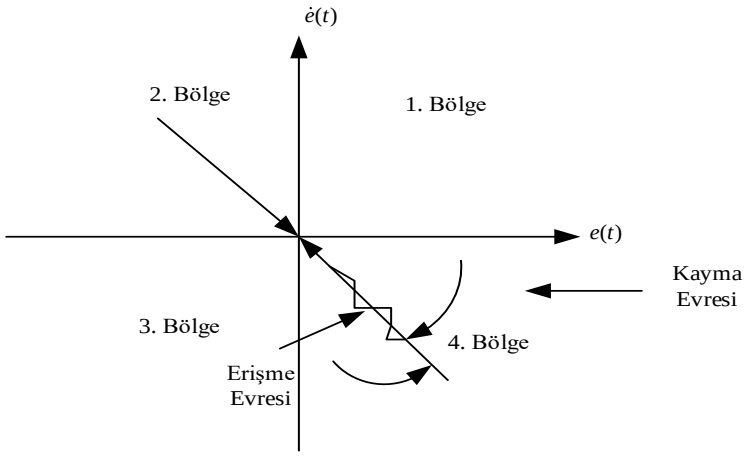
Şekil 1.2: DA-DA dönüştürücü blok diyagramı.

DA-DA dönüştürücüler doğrusal olmayan sistemlerdir. Bu yüzden kontrolör tasarlamak çok önemlidir. Genellikle tercih edilenlerden olan PI kontrolör, oransal ve integral kontrolün birleşmiş şeklidir (Şekil 1.3). Oransal kontrol, kontrolör çıkışını hata miktarına ve K_p katsayısına dayanarak ayarlar. Sisteme ait dinamik doğruluğu ve dinamik cevabı yükseltir. Hataya ve oransal kontrol katsayısına direkt olarak bağlıdır. İntegral kontrol, K_i kontrol katsayısına ve hata miktarına göre kontrolörün çıkışını ayarlar. Dinamik cevaptan çok, statik doğruluğunu yükseltir. İntegral kontrol katsayısının bir fonksiyonudur.



Şekil 1.3: PI kontrolör blok diyagramı.

Klasik kontrol yöntemleri nominal çalışma koşullarına göre tasarlandıklarından dolayı farklı çalışma koşullarında kararlılık gösteremezler [9]. Doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü klasik denetleyicilerle zor olmaktadır. Bu tür sistemlerin kontrolünde kayan-kip metodunu kullanmak doğru bir tercih olarak görülmektedir. Kayan-kip kontrol metodu kapalı çevrimli kontrol sistemlerinde hatayı anahtarlama yüzeyine doğru iterek, hatayı bu yüzeyde tutmaya çalışmaktadır. Kayan kipli kontrolün diğer kontrol yöntemlerinden iki tane üstün özelliği mevcuttur. İlki , kayma fonksiyonunun değiştirilebilir olması sayesinde sistemin tepkisi de değiştirilebilmektedir. İkincisi ise sistemin kapalı çevrimdeki tepkisinin bozuculara karşı duyarsız olmasıdır [10].



Şekil 1.4: Kayan kipli kontrolde erişme ve kayma evreleri.

Kayan kipli kontroldeki erişme ve kayma evreleri Şekil 1.4'de verilmiştir. Eğer sistem, 1. bölgede ise 4. bölgeye ve 3. bölgede ise 2. bölgeye erişir ve bundan sonra kayma evresi gerçekleşir. Sonuç olarak hata sıfır olacaktır [10].

Abdulhalem ve arkadaşları DA-DA yükselten tip bir dönüştürücü için kayan kipli gerilim kontrolörü modellemişlerdir ve matlap/simulink ortamında gerçekleştirmişlerdir [11]. Woonki, yakıt hücresi uygulamaları için tam köprülü DA-DA dönüştürücünün akım beslemesi için kayan kipli kontrol tasarlamıştır. Benzetim sonuçları Matlap/SİMULİNK ortamında gerçekleşmiştir. Sonuç olarak, yakıt hücresindeki gerilimin değişimini, yükün değişmesini baz alarak kayan kipli kontrolün dış bozuculara karşı dayanıklı olduğunu göstermiştir. [12]. More ve arkadaşları, denetleyici stratejisinin geliştirilmesi ve hibrid üretim sistemlerinin performansını arttırmak için kayan kipli bir kontrol önermişlerdir. Topoloji, alternatif bir enerji kaynağı modülü ve bir elektrolizör ile birlikte, bir yakıt hücresi modülü ve bir süper kapasitör modülü içeren çekirdek ile uyum göstermektedir. Bu çalışmayı deneysel olarak da gerçekleştirmişlerdir [13]. Asma ve arkadaşları, fotovoltaik sistemler için hızlı terminal kayan kipli kontrolüne dayalı bir maksimum güç noktası izleme yöntemi önermişlerdir. Buradaki kontrol şeması iki döngü içermektedir. Sonuçları da benzetimlerle gerçekleştirmişlerdir [14].

Kayan-kip kontrolünün en büyük sorunlarından bir tanesi anahtarlama frekansının değişken olmasıdır [15]. Bu da frekansın çok yüksek değerlere çıkmasına neden olmaktadır. Bu soruna, çatırdama problemi denmektedir. Çatırdama probleminden kurtulmak için literatürde bir çok yöntem denenmiştir. Furuta, çatırdama problemine karşın örnekleme aralığına duyarsız ve karışıklık yaratmayan kararlı bir ayrık kayan kipli kontrol önermiştir. Kontrol sistemi, ayrı bir Lyapunov fonksiyonu temel alınarak tasarlanmış ve sistemin kararlı hale getirilmesi için yeterli bir kontrol kazancı önermiştir. Bu yöntemin etkinliği benzetimler aracılığıyla gösterilmiştir [16]. Chakrabarty ve arkadaşı, ayrık zamanlı kayan kip kontrol sistemlerinin durumunda kayma değişkeninin erişimi ve sınırlandırılması için genelleştirilmiş bir algoritma sunmuşlardır [17]. Du ve arkadaşları, eşit kontrol tabanlı ayrık zamanlı kayan kip kontroldeki çatırtı probleminin üstesinden gelmek için yeni bir ayrık zamanlı kayan kipli kontrol önermişlerdir. Önerilen yaklaşımın etkinliğini göstermek için bazı benzetim örnekleri sunmuşlardır [18]. Çatırdama probleminin üstesinden gelmek için başka bir yöntem olarak anahtarlama frekansı sabitlenebilir. Anahtarlama frekansını sabitlemek için ortalama kayan-kip kontrol metodu kullanılabilir [19]. Ortalama kayan-kip-kontrol metodunu kullanmanın avantajı, rampa sinyalinin frekansını ve farklı kontrol sinyaline sahip görev çarpanının nasıl değiştiğini göz ardı ederek, anahtarlama sinyal çıkış frekansını sabit tutmaktır [20].

Bir yakıt hücresinin elektriksel güç üretme kabiliyeti sınırlıdır ve uygulanan akım veya gerilim doğrusal olmayan bir biçimde değişmektedir. Yakıt hücresinde tek bir maksimum güç noktası (MGN) oluşur. Bu yüzden yakıt hücresini MGN'de çalışmaya zorlamak önemlidir. Bir MGN

izleme (MGNİ) kontrolörü bu görevin üstesinden gelebilir [21]. Yakıt hücresinin MGNİ için farklı algoritmalar önerilmiştir. Zhong [22] bir uç noktası arama (UNA) algoritması aracılığıyla MGN izlemek için ilk çabasını rapor etmiştir. Bizon [23] UNA kontrolünü kullanarak yakıt hücresini MGN'de çalıştırarak araç uygulamalarında hibrid güç kaynağı için bir tasarım önermiştir. Dargahi [24] pertürbasyon ve gözlemleme (P&G) algoritmasını kullanarak hibrid güç sistemlerinde yakıt hücresi için MGN izleme önermiştir.

P&O algoritması uygulaması rahat ve basitliği açısından güneş enerjisi güç uygulamalarında MGNİ için kullanılan en yaygın metodtur. Genellikle güneş enerjisi uygulamalarında kullanımı yaygındır. Fotovoltaik (PV) sistemin güç-gerilim (P-V) karakteristik eğrisi, kısmi gölgeleme koşullarında doğrusal olmayan ve çoklu pik özelliklerine sahiptir. Bu yüzden Yang ve arkadaşları [25], geliştirilmiş parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) algoritması ve değişken adım pertürbasyon ve gözlem (P & G) yöntemine dayanan PV sistemi için yeni bir maksimum güç noktası izleme (MGNİ) kontrol yöntemi önermişlerdir. Sundareswaran ve arkadaşları [26], pertürbasyon ve gözlem (P & G) algoritması ile simüle edilmiş sertleştirmeye uygun bir şekilde entegre ederek, bir fotovoltaik (PV) sistemde düzensiz güneş koşulları altında MGNİ performansının önemli ölçüde iyileştirilebileceğini göstermişlerdir. Singh ve arkadaşları [27], pertürbasyon ve gözlem algoritmasının bulanık mantık esaslı uyarlamalı bir versiyonunu önermiş ve uygulamışlardır. Bulanık mantık temelli teknik, hızlı tepki süresi, daha fazla kararlılık ve daha az aşım sağlar. Deneysel olarak, Texas Instruments dijital sinyal işlemci modeli 28335 ile gerçekleştirmişlerdir. Bir DA-DA yükselten dönüştürücüsünün bir parçası ve bir güneş fotovoltaik emülatörü üzerinde test etmişler ve olası saha kullanımı için umut vadeden sonuçlar elde etmişlerdir. Mohanty ve arkadaşları [28], güneş ışınımının ve kısmi gölgeleme koşullarının hızlı bir şekilde değişimine maruz bırakılan bir fotovoltaik sistemden maksimum gücü etkin bir şekilde çıkarmak için, gri kurt optimizasyonunu (GKO) ve pertürbasyon & gözlem (P & G) tekniğini birleştiren yeni bir hibrid maksimum güç noktası izleme (MGNİ) algoritması önermişlerdir . GKO, MGNİ'nin ilk aşamalarını ve ardından küresel pik (GP) 'e daha hızlı bir yakınsama sağlamak için son aşamada P & G algoritmasının uygulanmasını izlemişlerdir. Nardin ve arkadaşları [29], yer altında depolanan güneş enerjisi ile tek bir klimalı odadaki ortam arasındaki ısı değişimini ısı pompası olmaksızın arttırmayı amaçlayan bir (P & G) kontrolünü açıklamışlardır. Bu P & G kontrolü, bir yer altı hortum borusu ısı eşanjörü aracılığıyla su akış oranını arttırmakta veya azaltmaktadır. Bu amaçla, odağı bir referans sıcaklık aralığı (18 ° C ve 24 ° C arasında) sınırları dahilinde tutmak için, sırasıyla, düşük güçlü su pompası ve fan bobini etkinleştirmek için iki güç dönüştürücü kullanmışlardır. Bu limitlerin

dışında, P & G kontrolü, ortam odası ile yeraltı zemini arasındaki en iyi ısı değişimini araştırmıştır. Bu limitlerin içerisindeyken ise su pompası ve fan halkası kapalı olur. Deney sonuçları, P & G kontrolörünü kullanırken ısı değişiminde belirgin bir iyileşme ve güç talebinde önemli bir azalma olduğunu göstermektedir. Sonuç olarak, bir yaz gününde yaklaşık % 45, bir kış gününde ise yaklaşık % 22'lik bir enerji tasarrufu sağlanmıştır. Burada kesinlikle, tek bir odada yeraltında depolanan güneş enerjisi ısı değişimini içeren ısı değişim sistemleri için bir P & G kontrolünü kullanmak önemlidir.

Ancak, bu metot değişen ortamlarda kararsız davranışlar sergilediği için, yakıt hücresi güç sistemleri gibi sık sık hareket eden MGN'nin izlemesi için uygun değildir [23]. Diğer yandan UNA adaptif lineer olmayan bir kontrol yöntemidir. Adaptif kontrol kanununa göre, kontrol yakınsadığı zaman MGNİ o zaman başarılı olabilir. Diğer bir başarısı ise, UNA kontrolörünün yakıt hücresi için uygulandığı zaman, yakıt hücresinin önceki herhangi bir bilgisine ihtiyacı yoktur. UNA kontrolörünün kararlılığı ve performansı için teorik analizi, Krstic ve Wang tarafından yapılmıştır [30]. Bizon [31] MGN izleme tekniğini, klasik UNA kontrol şemalarının performanslarını hafifçe geliştiren, değiştirilmiş UNA kontrolüne dayanan yakıt hücresi yığınları için önermiştir. Kristic [32], ortalamaya bağlı uç noktası arama sisteminin detaylı analizini yapmıştır. Bu analiz, 2 lineer model sağlar; biri, izleme için referans değişiklikleri, diğeri ise gürültü hassasiyetidir. Guay ve arkadaşları [33], bilinmeyen parametreli, bir çeşit lineer olmayan sistemler için uç noktası arama problemi ortaya atmışlar ve çözmüşlerdir. Dochain ve arkadaşları [34], uç noktası arama kontrol yöntemleri ve bunların işleme ve cevap sistemlerine uygulanması üzerine bir çalışma sunmuşlardır. Wang ve arkadaşları [35], Uç noktası arama kontrol (UNAK) şemasının dinamik ve statik performansını arttırmak için, klasik UNAK şemasının yapısı, sinüs sinyali genliğini yerel olarak üstel hale getirmek üzere sabit durum salınımı olmayan sıfıra yakınsak yeni bir hızlı UNA şeması önermişlerdir. Geliştirilmiş UNAK şeması, uç noktasını arama süresini önemli ölçüde kısaltmak için yakınlaşmayı hızlandırmış ve yerel uç noktaya etkili bir şekilde düşmeyi önlemek için arama alanını büyütmüştür. Sonunda, kararlı durum salınımının olumsuz etkilerini ortadan kaldırmak için sinüs uyarılma sinyali genliğini de azaltmıştır. Geliştirilmiş UNAK şemasının titizlikle kararlılık analizini ve ispatını ayrıntılı olarak vermişlerdir. Benzetim sonuçları, etkinliğini ve üstünlüğünü göstermiştir. Son olarak geliştirilmiş UNAK şemasının kilitlenme önleyici frenleme sistemlerine (ABS) uygulamışlar ve geliştirilmiş şemanın uygulanabilirliğini göstermek için klasik pertürbasyon tabanlı UNAK şeması ve kayan kip temelli UNAK şeması ile karşılaştırmışlardır. Kebir ve arkadaşları [36], UNAK tekniğini, harici bozuklukların

etkisine maruz kalacak şekilde dinamik bir sistemin optimum çalışma noktasına doğru yakınsama zamanını ve doğruluğu açısından iyileştirmişlerdir. Bu fikir, kapalı döngü sisteminin performansı üzerindeki UNAK'daki zaman ölçeği ayrımının istenmeyen etkisini azaltmak için oluşmuştur. Yöntem, harici arızaların ölçümüne dayalı olarak, optimal çalışma noktasının gerçek zamanlı bir tahminini veren bir sinir ağı modeli kullanarak, uyarılma sinyali genliğinin uyarlanabilir şekilde kontrol edilmesinden ibarettir. Toloue ve arkadaşları [37], alternatöre dayalı bir enerji dönüşüm sisteminde MGNİ için yeni bir çok değişkenli kayan kipli uç noktası arama denetleyicisi önermiş ve kullanmışlardır. Tasarım, çok parametreli kontrol için bir kayar-manifold vektörü getirerek skaler tabanlı kayma modu UNA denetleyiciyi çok değişkenli duruma genişletir. Kontrolörün yakınsaklık özellikleri açısından davranışı bir Lyapunov benzeri kararlılık analizini kullanarak incelemişlerdir . Li ve arkadaşları [38], uç noktası arama kontrol (UNAK) tabanlı MGNİ'de mevcut olan sinyalleri kullanarak PV iç direncinin değişimini saptamak için, uygun maliyetli bir plan önermektedirler.

Doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde kararlılığı garanti altına almak önemlidir. Bunun için lyapunov fonksiyonları kullanılabilir. lyapunov fonksiyonları sadece sistemlerin kararlılık analizlerini vermez, aynı zamanda da kararlı sistemleri performansı hususunda da tahminler sağlayabilirler [39]. Lyapunov fonksiyonları (LF), temelde bir adi diferansiyel denklemin denge noktasının kararlılığını sağlamak için kullanılan skaler fonksiyonlardır [40]. Genellikle bir sistemde kullanılan LF uygulanmış oldukları bir sistemin kararlılığını arttırırlar. Ayrıca sistemin en üst performansta çalışmasını sağlar. Literatürde kararlılığı sağlamak için LF'nı kullanan bir çok çalışma mevcuttur [41,42,43] Ancak Salimi [44] bu LF'nı MGNİ algoritmasına uygulayarak yeni bir kontrolör tasarlamıştır. Böylelikle uygulanan LF sistemin performansını ve kararlılığını arttırmıştır. Saliminin bu çalışmasından yola çıkılarak lyapunv tabanlı PI ile kontrol edilen ve yakıt hücresi tarafından beslenen çift katlı DA-DA yükselten dönüştürücüye uygulanmıştır.

Bu tez çalışmasında öncelikle yakıt hücresi Matlab/SİMULİNK ortamında tasarlanarak, benzetim sonuçları elde edilmiştir. PEM yakıt hücresinin, akım-gerilim ve akım-güç karakteristikleri incelenmiştir. Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü için ortalama-durum-uzay modeli bulunmuş ve küçük sinyal analizi yapılarak devrenin transfer fonksiyonları elde edilmiştir. Çift katlı DA-DA dönüştürücünün, sabit gerilim altındaki davranışları incelenmiştir. Daha sonra tasarlanan yakıt hücresi tek anahtarlı çift katlı yükselten bir DA-DA dönüştürücüye bağlanarak önce uç noktası arama algoritması uygulanmıştır. Daha sonra ise sırasıyla PI, PD, PID ve ortalama kayan-kip kontrolörleri seri bir şekilde tek tek uygulanarak karşılaştırması

Matlab/SİMULİNK ortamında yapılmıştır. Benzetimleri yapılan bu sistem, deneysel olarak da gerçekleştirilmiş ve sonuçlar birbiriyle karşılaştırılmıştır. Buraya kadar sistemin giriş gerilimi kontrol edilmiştir. Daha sonra sistemin çıkış gerilimini kontrol etmek için PI kontrolör kullanılmıştır. Bu PI kontrolörün çıkış sinyalinin sabit olması gerektiği düşüncesinden yola çıkılarak bu kontroöre lyapunov fonksiyonları uygulanarak yeni bir kontrolör tasarlanmıştır. Lyapunov tabanlı bir PI kontrolör tasarlamaktaki amaç sistemin kararlılığını ve çalışma performansını arttırmaktır. Ayrıca klasik PI kontrolde K_P ve $K_İ$ değerleri sabitken Lyapunov tabanlı PI kontrolde bu değerler devre parametrelerine göre değişim göstermektedir. Önerilen kontrolörün sisteme ait gerçeklemesi Matlab/SİMULİNK ortamında gerçekleştirilmiş ve kontrolörün başarı ile çalıştığı gözlenmiştir.

2. GENEL KISIMLAR

2.1. YAKIT HÜCRESİ

Yakıt hücreleri (YH); temiz, çevreye zarar vermeyen ve yüksek verime sahip dönüşüm teknolojileridir. Hidrojen ve oksijen arasındaki elektrokimyasal reaksiyon ile elde edilen ve yüksek verimlere ulaşabilen yakıt hücreleri, elektrokimyasal piller olarak da bilinirler. YH, yakıtın kimyasal enerjisini elektrolit sistemde devamlı olarak elektrik enerjisine çevirirler. Bir buhar kazanı veya türbin kullanılmadan, sadece kimyasal madde kullanılarak elektrik enerjisi üretilir. Atık olarak su ve ısı elde edilmesi ve özellikle minimum seviyedeki emisyonları YH'lerini avantajlı kılar [45]. Prensip olarak bir YH batarya işlevi görür. Bir bataryadan farkı ise, gücünde zayıflama olmaması, şarj gerektirmemesi, sessiz ve verimli çalışmasıdır. Yakıt sağlandığı müddetçe YH elektrik formunda enerji ve ısı, su/su buharı (yakıt olarak saf hidrojen kullanıldığı sürece) üretir. Tipik bir YH, basitçe elektrot olarak görev yapan, iki parça arasına sıkıştırılmış iki karbon plakadan oluşmuştur. Bu iki uç, elektrot tabaka içerisinde oksijen ve hidrojeni dağıtmak için kanallara sahiptirler. Protonlar, anottan katoda elektrolitten geçerek gider ve oksijenle birleşerek su oluşturur. Elektronlar ise anottan katoda geçerken elektrik üretirler. Bu sırada elektrik enerjisinin yanı sıra ısı ve su üretilir. Bu nedenle yakıt pilleri sıfır emisyonlu motorlar olarak da adlandırılırlar.

PEM YH yapısı, Şekil 1.1'de gösterilmektedir. PEM YH, anot, katot, elektrolit tabaka ve gaz kanallı akım kollektörlerinden meydana gelmektedir. H_2 ve O_2 yakıtları, gaz kanallarından geçerek sırasıyla, anot ve katota ulaşmaktadır. Reaktif gazlar, difüzyon tabakasından geçtikten sonra proton geçirgen membrana ulaşmaktadır. Anot bölümünde, H_2 yakıtı kataliz edilerek proton ve elektronlarına ayrılır. Hidrojen protonları polimer elektrolit membrandan geçer ve katot bölümünde oksijen ile reaksiyona girerek su elde edilir [46]. Anottan katota geçen hidrojen elektronları, elektrik enerjisi üretmektedir. Anot ve katot reaksiyonları Denklem (2.1) ve Denklem (2.2)'de gösterilmektedir.

$$anot:\ 2H_2 \Rightarrow 4H^+ + 4e^- \tag{2.1}$$

$$katot:\ O_2 + 4H^+ + 4e^- \Rightarrow 2H_2O \tag{2.2}$$

2.2. YAKIT HÜCRE MODELİ

Yakıt hücresi sistemlerinin işleyişi, yakıt hücresi elemanları ve reaksiyonlarına göre daha karmaşıktır. Bu nedenle, performansının daha iyi olabilmesi için modelleme ve optimizasyon yapmak önemlidir [47].

Hücre gerilimi (2.3) denkleminde verilmiştir.

$$V_{hücre} = V_{Nernst} - V_{akt.} - V_{omik} - V_{kons.} \quad (2.3)$$

Burada; V_{Nernst}; termodinamik potansiyeldir. V_{akt}; anot ve katotta meydana gelen kayıplar, $V_{\text{omik;}}$ hücre iç direnci üzerinden geçen akımın oluşturduğu kayıplar, V_{kons} ise konsantrasyon kayıplarıdır. Kayıp gerilim ifadeleri negatif değerdedir.

PEM YH'nde hücre açık devre gerilim değeri, Nernst Termodinamik Potansiyel ifadesi ile belirlenir. Bu ifadede omik, aktivasyon ve konsantrasyon kayıpları ihmal edilmiştir. Nernst denklemi bize, sıcaklık, sistem basıncı, hidrojen ve oksijenin kısmi basınçlarındaki performansı incelememize olanak sağlar. Nernst denklemi, Denklem (2.4)' de gösterildiği gibidir;

$$V_{nernst} = 1{,}229 - 8{,}5.10^{-4}(T - 298{,}25) + 4{,}3085.10^{-5}.T[ln(P_{H_2}) + \frac{1}{2}ln(P_{O_2})] \quad (2.4)$$

Aktivasyon kaybı anot ve katot bölümlerindeki hidrojen ve oksijenin reaksiyon hızına bağlı olarak oluşan kayıplardır. Aktivasyon kaybı Tafel denklemi tarafından analiz edilebilir.

YH anot ve katodundaki toplam aktivasyon kaybı (2.5) denklemdeki gibi ifade edilebilir [47].

$$V_{akt} = \varepsilon_1 + \varepsilon_2\ T + \varepsilon_3\ T[ln(C_{O_2})] + \varepsilon_4\ T[ln(\dot{I})] \quad (2.5)$$

Burada;C_{O_2}, membran yüzeyindeki oksijen konsantrasyonu ve İ, YH akımıdır.ε, YH teknolojilerine göre elde edilen sabit değerlerdir. Bu çalışmada kullanılan ε değerleri Balard güç sistemleri şirketinin üretmekte olduğu PEM YH standartına uygun olarak seçilmiştir [48].

Omik kayıplar, elektronların anottan katoda transferleri sırasında membranda ve bağlantılardaki dirençler nedeniyle oluşan kayıp olarak ifade edilebilir.

$$V_{omik} = V_{omik}^{elektronik} + V_{omik}^{proton} = -\dot{I}\left(R^{elektronik} + R^{proton}\right)$$
$$= -\dot{I}\ R^{iç} \quad (2.6)$$

Burada $R^{elektronik}$, PEM YH sabit direnç değeridir. R^{proton}, hidrojen pozitif iyonunun yakıt hücresinin membranından geçerken oluşturduğu dirençtir.

$$R^{proton} = \frac{r_M\ l}{A} \tag{2.7}$$

Burada r_M; akım ve sıcaklığa bağlı olarak değişen membran direnci, l; polimer membran kalınlığıdır. A; hücre aktif alanıdır. PEM YH'de Nafion tipi membran kullanılmıştır ve Buchi ve Scherer [49] tarafından elde edilen Nafion membran direnci ifadesi, 8. denklemde gösterildiği gibidir.

$$r_M = \frac{181.6\left[1+0.03\left(\frac{i}{A}\right)+0.062\left(\frac{T}{303}\right)^2\left(\frac{i}{A}\right)^{2.5}\right]}{\left[\lambda-0.634-3\left(\frac{i}{A}\right)\right]exp\left(4.18\left[\frac{T-303}{T}\right]\right)} \tag{2.8}$$

(2.8) denklemdeki λ ifadesi, membran su içeriğini gösteren parametre değeridir.

Konsantrasyon kayıpları, elektrot yüzeyindeki gaz konsantrasyon değişimlerinden meydana gelmektedir ve kayıp ifadesi, (2.9) denklemindeki gibi gösterilmektedir

$$V_{kons} = \varepsilon_5 * \left(\frac{R\ T}{4F}\right)\ log\left(1-\left(\frac{i}{i_1}\right)\right) \tag{2.9}$$

Burada R; ideal gaz sabiti, F; faraday sabiti, i; akım yoğunluğu ve i_1; konsantrasyon kayıplarına bağlı sınırlı akım yoğunluğudur [50].

2.3. DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRELER

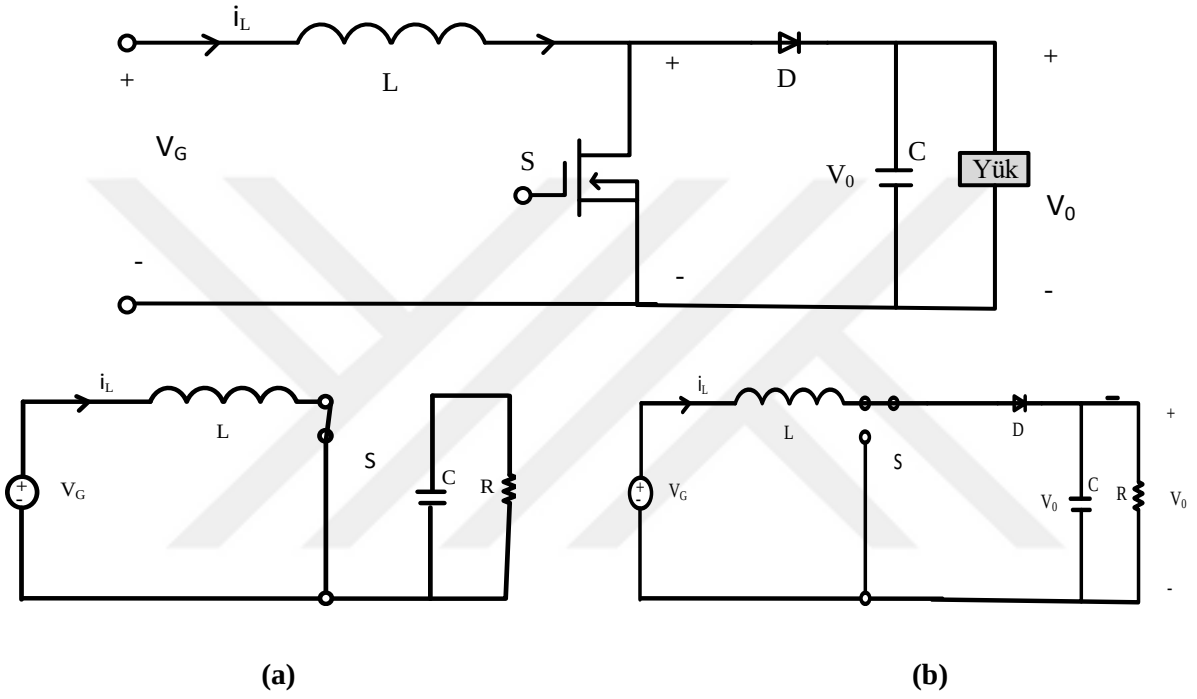
DA-DA dönüştürücü anahtarlama yolu ile belli bir seviyedeki elektrik gerilimini daha düşük ya da daha yüksek bir seviyeye dönüştüren güç elektroniği sistemleridir [51]. Anahtarlamalı dönüştürücülerin birçok elektronik sistemde kullanılması, bu dönüştürücülerin tasarımı ve kontrolü konusundaki çalışmaları arttırmıştır [52]. DA-DA dönüştürücüler doğrusal olmayan, zamanla değişen sistemler olduklarından dolayı verimlilikleri, DA-DA dönüştürücü devrelerinin tasarımı ve kontrolünde kullanılan denetleyiciye bağlı olarak değişmektedir [53].

DA-DA dönüştürücüler güç katı ve kontrol katından oluşmaktadırlar. Giriş gerilimine bağlı olarak istenilen büyüklükte çıkış gerilimi elde etmek için güç katı kullanılır ve yarı iletken

elektronik elemanlar ve filtreden oluşmaktadır. Kontrol katı ise yarı iletken elektronik malzeme vasıtasıyla anahtarlama işlemini yapmak için sinyal üretir [54].

2.3.1. DA-DA Yükseltici Tip Dönüştürücü Devre

Yükselten bir dönüştürücüde [55,56] ortalama çıkış gerilimi V_0 , kaynak gerilimi V_G'den yüksektir. Bu nedenle "yükselten" dönüştürücü olarak adlandırılır [57]. Güç MOSFET'i kullanan yükselten bir dönüştürücü devresi Şekil 2.1.'de gösterilmiştir.



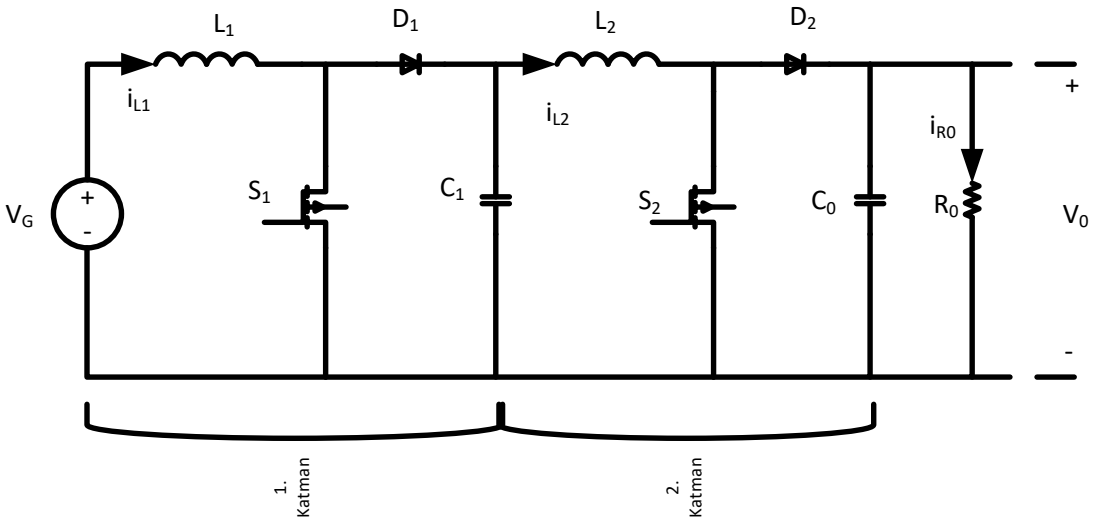
(a) **(b)**

Şekil 2.1: DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi **(a)** anahtar iletimde **(b)** anahtar kesimde

Burada S transistörü kontrollü bir anahtar olarak çalışır. D diyotu ise kontrolsüz bir anahtardır. Şekil 2.1'deki devre, iletim modunda ve kesim modunda Şekil 2.1 (a) ve Şekil 2.1 (b)'deki gibi bir anahtarla temsil edilir. Devrenin çalışması anahtarın iletim ve kesim modu olmak üzere iki modda gerçekleşir. Birinci modda t=0 anında S transistörü iletime geçince başlar. Giriş akımı, L bobini ve S anahtarı üzerinden artarak akar. 2. Modda anahtar $t=t_1$'de kesime gidince başlar. Daha önce anahtardan geçen akım , L, C, yük ve D üzerinden akmaya başlar. S transistörü bir sonraki çevrimde tekrar iletime geçene kadar bobin akımı azalır ve L bobininde depolanan enerji yüke aktarılır.

2.3.2. Çift katlı DA-DA Yükseltici Tip Dönüştürücü Devre

DA-DA yükselten tip dönüştürücüye kıyasla daha iyi bir topoloji, seri bağlanmış iki tane DA-DA yükselten tip dönüştürücüdür. Çift anahtarlıdır ve Şekil 2.2'de bu devre gösterilmiştir.



Şekil 2.2: Çift anahtarlı ve çift katlı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi

Çift anahtarlı ve çift katlı DA-DA yükselten tip dönüştürücünün 1. katmanı için gerilim dönüştürme oranı Denklem (2.9)'da verilmiştir.

$$V_{C_1} = \frac{V_G}{1-d} \tag{2.9}$$

Devrenin 2. katmanı için gerilim dönüşüm oranı Denklem (2.10)'daki gibidir.

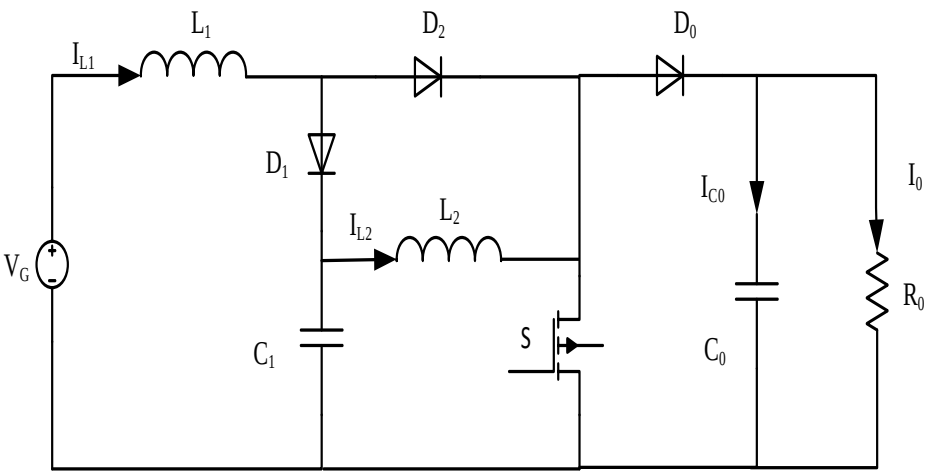
$$V_0 = \frac{V_{C_1}}{1-d} \tag{2.10}$$

(2.9) ve (2.10) denklemlerinde gerekli işlemler yapıldıktan sonra çıkış gerilimi ve çıkış gerilimi arasındaki dönüşüm oranı Denklem (2.11)'deki gibi olur.

$$V_0 = \frac{V_G}{(1-d)^2} \tag{2.11}$$

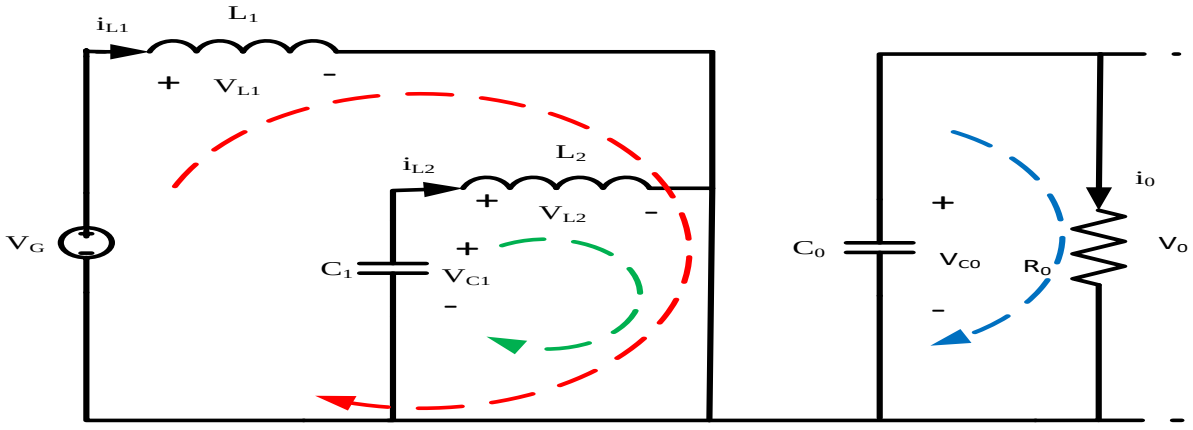
Ancak bu dönüştürücüler güç kayıplarını arttırırlar [58,59]. Bu durumun üstesinden gelebilmek için daha az devre elemanı kullanarak tek anahtarlı DA-DA çift-katlı yükselten tip dönüştürücü kullanılabilir. Çıkış ve giriş gerilimleri arasındaki gerilim dönüşüm oranları her iki devrede de aynı şekilde hesaplanmaktadır (Denklem (2.11)).

DA-DA çift-katlı yükselten dönüştürücüde tek anahtar kullanılarak, daha az devre elemanı kullanılması sebebiyle, maliyet düşürülmüştür. Dönüştürücünün birinci katmanındaki yükselten dönüştürücü L_1, D_1, D_2, C_1 ve S devre elemanlarından oluşmaktadır. Dönüştürücünün ikinci katmanındaki yükselten dönüştürücü C_1, L_2, S, D_O ve C_O elemanlarından meydana gelmektedir. Eşitliklerde kullanılan d, S anahtarının görev çarpanıdır.

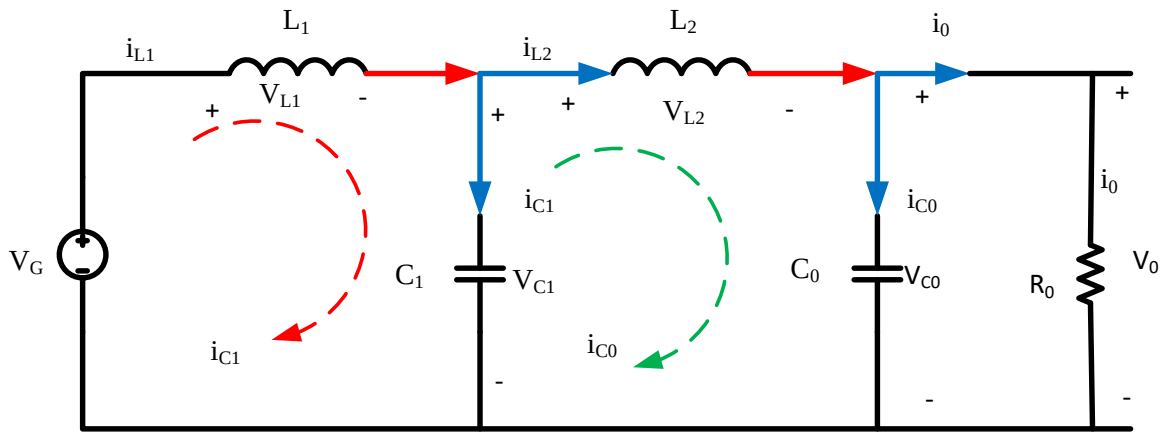


Şekil 2.3: Tek anahtarlı ve çift katlı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi.

Bu devrede de çift anahtarlı devredekine benzer bir şekilde giriş ve çıkış arasındaki dönüşüm oranı Denklem (2.11)'deki gibidir. Şekil 2.3'deki devrenin S anahtarına göre iletimde ve kesimde olduğu durumları Şekil 2.4'de verilmiştir. Buna göre, S anahtarı iletim modunda olduğu hali Şekil 2.4 (a)'da verilmiştir. Burada D_2 diyodu doğru yönde kutuplanırken, D_1 ve D_0 diyotları ters yönde kutuplanmıştır. S anahtarı iletimde olduğu süre boyunca, giriş (V_G) geriliminden dolayı L_1 bobininde meydana gelen akım I_{L1}'dir. V_{C1} geriliminden dolayı L_2 bobininde meydana gelen akım I_{L2}'dir. I_{L1} ve I_{L2} akımları sırasıyla V_G, L_1, D_2, S, V_G ve V_{C1}, L_2, S, V_{C1} yollarını takip ederek artar. S anahtarı kesim modunda olduğunda ise Şekil 2.4b'deki gibidir. Burada ise D_2 diyodu ters yönde kutuplanırken D_1 ve D_0 diyotları bir önceki durumun aksine, doğru yönde kutuplanır. S anahtarı kesimde olduğu süre boyunca, bobinlerde depolanan enerji RC devresine doğru akar ve böylece $V_G < V_{C1} < V_0$ gerilimler arasında bir ilişki ortaya çıktığı için, bobin akımları bu süre boyunca giderek azalmaktadır [60].



(a)



(b)

Şekil 2.4: (a) Çift katlı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresinin anahtarın iletimde olma durumu
(b) Çift katlı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresinin anahtarın kesimde olma durumu

Şekil 2.5' de gösterilen sürekli iletim modunda çalışan devredeki elemanların ideal olduğu düşünülecek olursa, M anahtarının açık ve kapalı olma durumuna göre bazı denklemler yazılabilir. Bu denklemler çift katlı DA-DA yükselten dönüştürücü elemanlarının değerlerini belirlemekte kullanılmaktadır. Kapasite sınır değerleri, (2.12) ve (2.13) denklemleriyle hesaplanabilir.

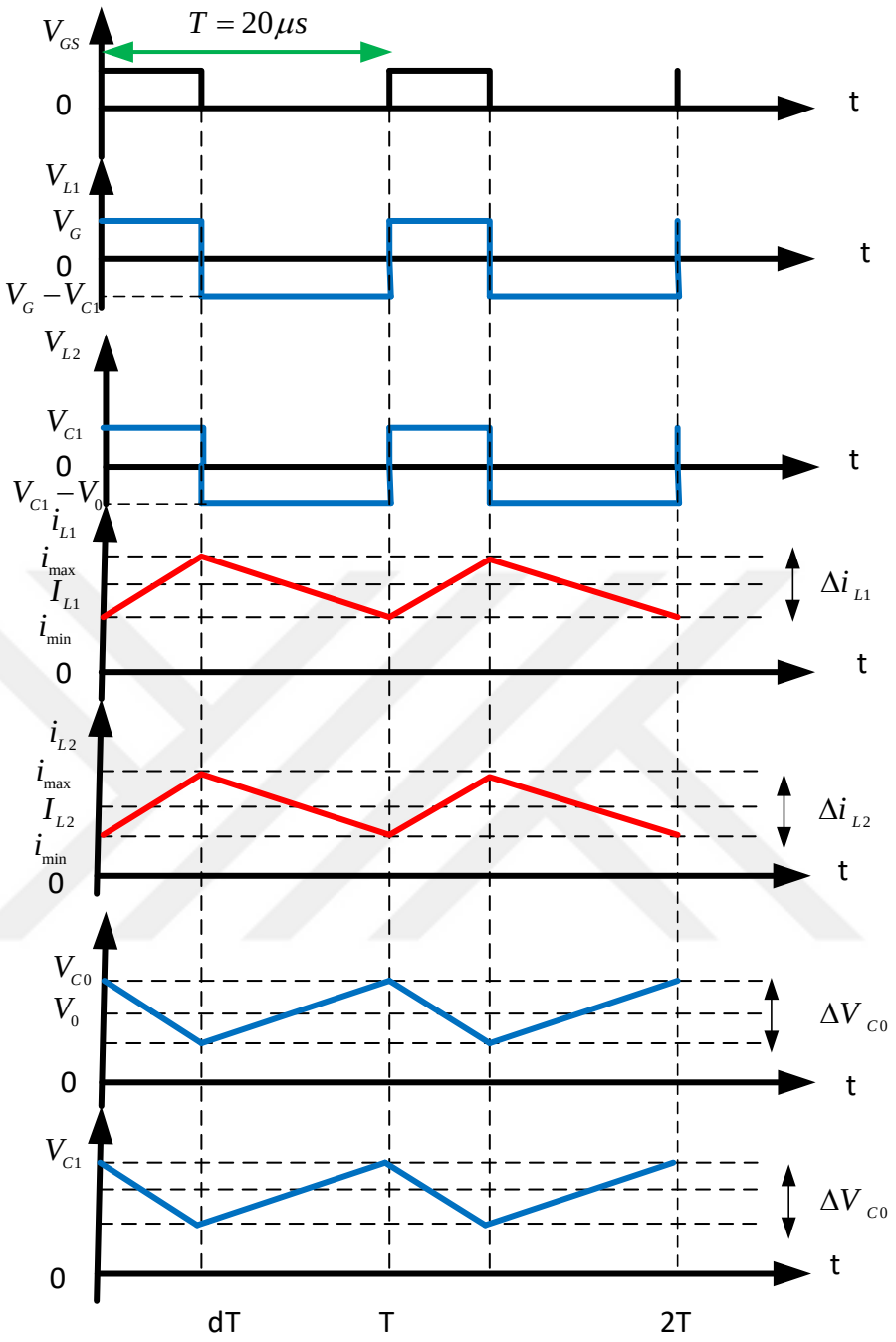
$$C_{1s} = \frac{d}{2(1-d)^2.f.R_0} \tag{2.12}$$

$$C_{0s} = \frac{d}{2f.R_0} \tag{2.13}$$

Bobin sınır değerleri ise (2.14) ve (2.15) denklemleriyle hesaplanabilir.

$$L_{1s} = \frac{d(1-d)^4.R_0}{2f} \tag{2.14}$$

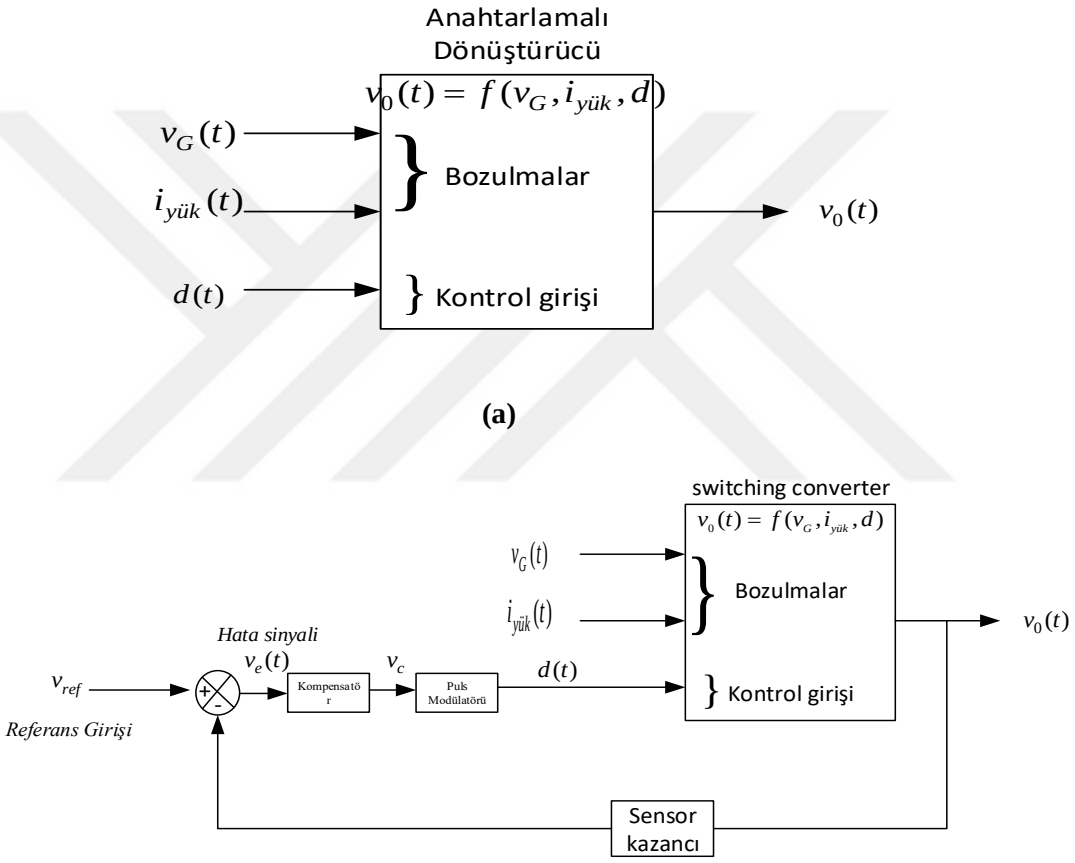
$$L_{2s} = \frac{d(1-d)^2.R_0}{2f} \tag{2.15}$$



Şekil 2.5: Sürekli iletim modunda çalışan çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin akım-gerilim dalga şekilleri [60].

2.4.KONTROLÖR TASARIMI

DA-DA dönüştürücüler doğrusal olmayan sistemlerdir. Bu nedenle kontrolör tasarımları çok önemlidir. Anahtarlamalı tüm dönüştürücüler, çıkış gerilimi $V_0(t)$, $V_G(t)$ giriş gerilimi, görev çarpanı d ve yük akımı $i_{yük}$ (t)'nın bir fonksiyonudur. DA-DA dönüştürücü uygulamalarında, $V_G(t)$ giriş gerilimini, dönüştürücü değeri ve $i_{yük}$ akımındaki değişikliklere rağmen çıkış gerilimini, sabit tutmak arzu edilir. Bu bozulmaların nedenleri değişmektedir [61]. Bu tipik durumlar Şekil 2.6 (a) 'da gösterilmektedir. Bu problemler, sisteme uygulanan çeşitli kontrolör tasarımları ile çözülebilir ve Şekil 2.6 (b) 'de gösterildiği gibi olabilir.



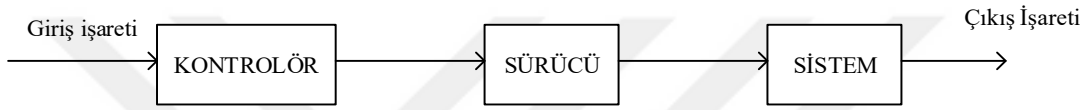
Şekil 2.4: (a) V'nin Vg, d, ve $i_{yük}$.bağımsız niceliklere bağımlılığını gösteren fonksiyonel diyagramı **(b)** Geri beslemeli sistemin fonksiyonel blok diyagramı**.**

Bir kontrol sisteminde, referans girişleri değiştikçe çıkış büyüklüklerinin de belirlenen referans değerlerini yakalaması ve sistemin bozucu büyüklüklerden minimum düzeyde etkilenmesi arzu edilir [62]. Eğer bu özellikler sağlanmıyorsa, sisteme kontrol düzeneği ilave edilerek arzu edilen koşulların gerçeklenmesine çalışılır [63].

Matematiksel modeli mevcut olan bir sistemin kontrolüne ilişkin yöntemler açık çevrim kontrol ve kapalı çevrim kontrol olmak üzere iki ana grupta incelenebilir [64,65].

2.4.1. Açık Çevrim Kontrol

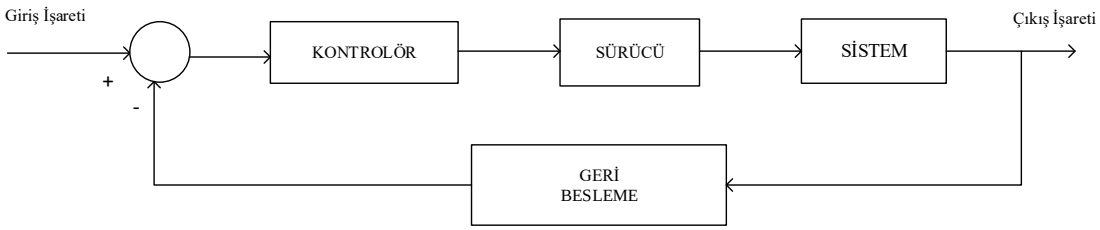
Bu kontrol yönteminde sisteme uygulanan kontrol işareti, sistemin durumuyla ilgili işaretlerden ya da çıkış işaretlerinden etkilenmez. Sistem parametrelerindeki değişimlerden ya da sisteme etkiyen bozucu büyüklerden etkilenmeyen açık çevrimli kontrol yöntemi, sistemi istenilen referans düzeyinde tutma eğiliminde değildir. Bu yüzden açık çevrimli kontrol yöntemi basit uygulamalarda kullanılır. Şekil 2.7'da açık çevrimli kontrol sistemine ilişkin genel blok gösterimi verilmiştir.



Şekil 2.5: Açık çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı gösterimi

2.4.2. Kapalı Çevrim Kontrol

Geri beslemeli kontrol olarak da adlandırılan kapalı çevrim kontrolde, sistemin giriş işareti, çıkış işaretinden etkilenir. Bu tür kontrol sistemlerinde, sistemin çıkısından alınan geri besleme bilgisi ile referans giriş değeri arasındaki fark olan hata değeri, kontrolör girişine uygulanır. Kontrolör çıkışından sürücü girişine uygulanan kontrol işaretine bağlı olarak sistem için gerekli olan enerji ayarlanır [66].



Şekil 2.6: Kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı gösterimi

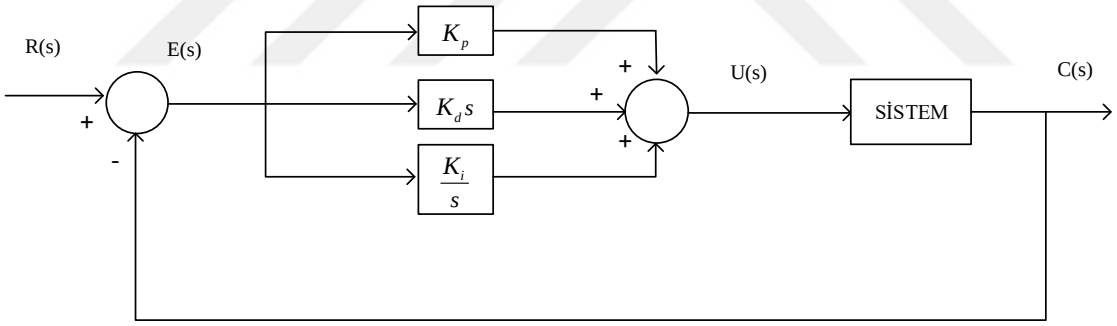
Kontrol yöntemlerinin birçoğu kapalı çevrim kontrol sınıfına girer. Endüstride yaygın olarak kullanılan kontrol türleri on/off kontrol ve PID kontroldür [67]. Şekil 2.8'de kapalı çevrimli kontrol sistemine ilişkin genel blok gösterimi verilmiştir.

2.5. PID KONTROLÖR

PID kontrol, geleneksel kontrol yöntemlerindendir. Burada P oransal, I integral ve D ise türevsel kontrol bileşenidir. Sistemler, bunların her biriyle veya farklı bileşimleri kullanılarak kontrol edilebilir. Oransal kontrol, sürekli hal hatası dışındaki diğer amaç ölçütlerini etkiler. İntegral kontrol, sistemin sürekli durum hatasının ortadan kaldırılmasını sağlar. Türev kontrol ise sistemin kararlılığını etkiler, aşımı azaltır ve geçici durum cevabını iyileştirir [67]. PID kontrol, endüstride kullanılan süreçlerde en çok tercih edilen kontrol türüdür. Yapılan araştırmalar, kullanılan kontrol algoritmalarının % 95'inin PID tipi olduğu ve genelde tek giriş tek çıkış (SISO) sistemlerde kullanıldığını ortaya koymuştur. Kısa süreli zaman gecikmelerine sahip birinci mertebeden veya ikinci mertebeden sistemlerin kontrolü, katsayıları uygun olarak seçilmiş olan PI veya PID kontrolörler ile başarılı bir şekilde gerçekleştirilebilmektedir [68,69].

PID kontrolör oransal, integral ve türevsel kontrolün birlikte kullanılması sonucu oluşur. Şekil 2.9'de kullanılan PID kontrolörün transfer fonksiyonu aşağıdaki eşitlik ile verilebilir.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \tag{2.16}$$



Şekil 2.7: PID kontrol blok şeması

Şekil 2.9'de Gp(s) sistemine PID kontrolörden uygulanan u(t) kontrol işareti aşağıdaki eşitlik ile verilebilir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)dt + K_d e(t) \tag{2.17}$$

2.5.1. Nichols -Ziegler Frekans Yanıtı Yöntemi

Nichols-Ziegler tasarım yöntemi PID kontrolörlerin parametrelerinin belirlenmesinde, sıklıkla kullanılan yöntemlerden birisidir. Uygulanışının basit olması ve bu yöntem ile tasarlanan kontrolörlerin bozuculara karşı dayanıklı olması, sıklıkla kullanılma nedenlerinin başında

gelmektedir. Bu yöntemde kontrolör oransal kontrole alınarak, oransal kazanç sistemde salınım yapıncaya kadar ayarlanır. Sistem salınım yaptığı andaki oransal kazanç K_c ve salınımın periyodu da T_c ise, kontrolörün parametreleri Tablo 2.2'de verildiği gibi seçilebilir [70].

Tablo 2.1: Nichols-Ziegler frekans yanıtı yöntemine ilişkin kontrolör parametreleri

Kontrolör	**Parametreler**		
	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_c$	---	---
PI	$0.45K_c$	$\left(\frac{1}{1.2}\right)T_c$	---
PID	$0.6K_c$	$0.5T_c$	$\left(\frac{1}{8}\right)T_c$

2.6. PD KONTROLÖR

Standart PD kontrolör, orantı etkiye türev etki ilavesiyle oluşturulabilir [71]. Denklem 2.18'de gösterilen PD kontrolörün sağladığı kumanda çıkışının matematiksel ifadesi;

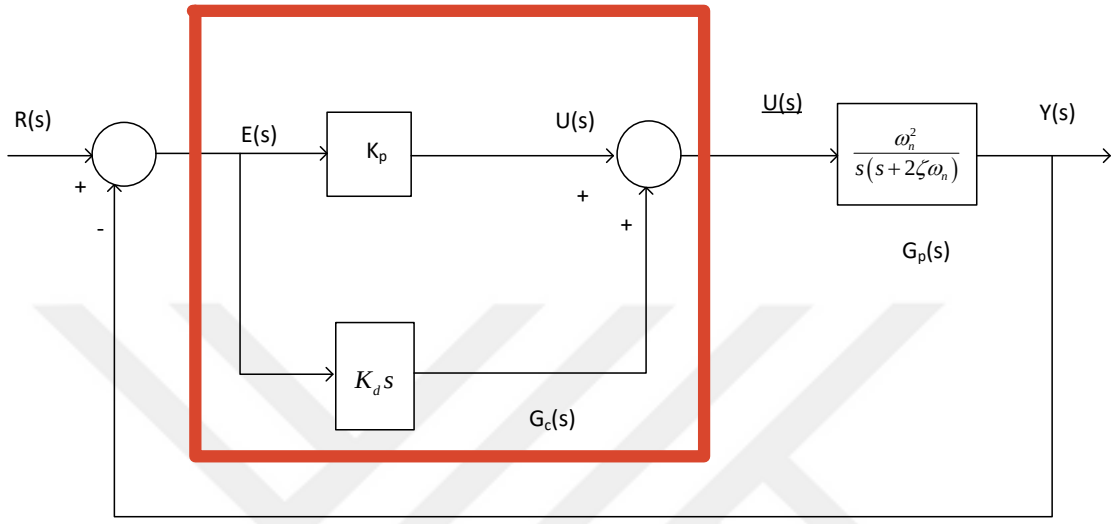
$$G_c(s) = K_p + K_d s \tag{2.18}$$

olarak verilebilir. PD kontrolöre uygulanan u(t) girişiyle birlikte Denklem (2.19) gibi olur.

$$u(t) = K_p e(t) + K_d e(t) \tag{2.19}$$

Türev etki hatanın kendisi yerine hatanın değişimi üzerinde etkili olduğundan dolayı, hatanın değişimini önceden kestirerek hatanın büyümesine meydan vermeden hatayı çok hızlı bir şekilde düzeltme özelliğine sahiptir. Türev etki, daha hata değişmeye başlar başlamaz harekete geçmesi"önceden seziş veya öngörü" etkisi olarak da bilinir. Türev etki aynı zamanda geri beslemeli sisteme sönüm katar. Bu da sistemin cevap hızı değişmeksizin kararlılığını arttırır. Diğer bir deyişle türev etki, açık döngü transfer fonksiyonu payına "s" çarpanı getirerek sisteme s-düzlemi orjininde bir sıfır ilave eder. Bu ise sistemin kararlılığı üzerinde iyileştirici bir etki yapar. Paydaki "s" çarpanı aynı zamanda sisteme 90^o lik bir faz önceliği getirir.

Bir sabitin türevi sıfır olduğundan türev etkinin zamanla değişmeyen, sabit kalan hata üzerinde etkisi yoktur. e(t)=sbt olması durumunda,$de/dt = 0$ ve dolayısıyla $G_p(t)=0$ olacağından sabit kalan hatalar üzerinde türev etkinin sağlayacağı kontrol etkisi sıfırdır. Türev etki yalnızca hatanın zamana göre değişimi karşısında etkili olduğunda denetleyici yordamı olarak tek başına kullanılmaz.



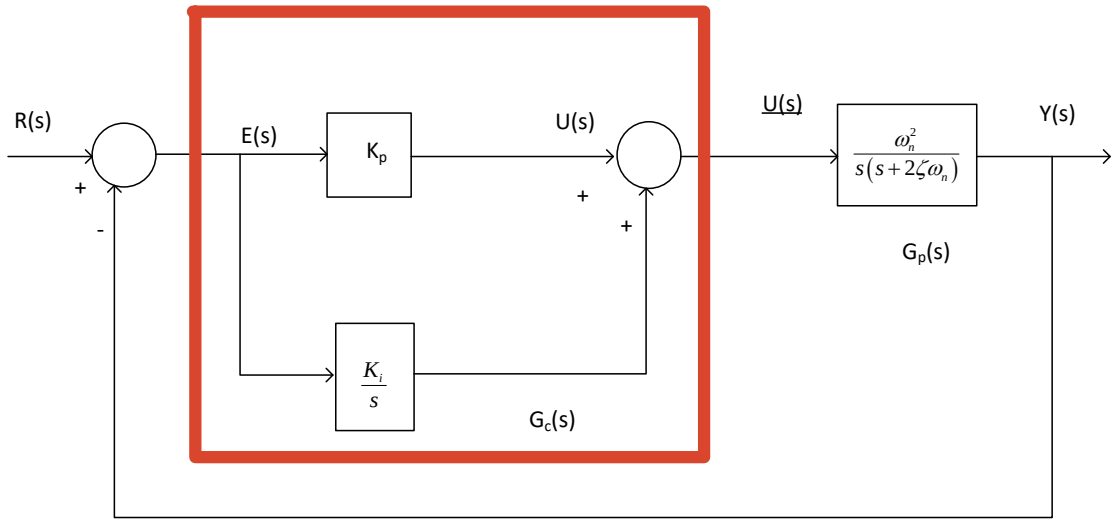
Şekil 2.8: PD kontrol blok şeması**.**

2.7. PI KONTROLÖR

PID kontrolörünün integral kısmı kontrolör giriş işaretinin zaman integrali ile orantılı bir işaret üretir [72]. Şekil 2.11'de seri PI kontrolörlü ikinci dereceden örnek bir kontrol sistemi görülmektedir. PI kontrolörün transfer fonksiyonu ve u(t) girişiyle birlikte hali sırasıyla (2.20) ve (2.21) denklemlerindeki gibidir;

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{2.20}$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)dt \tag{2.21}$$



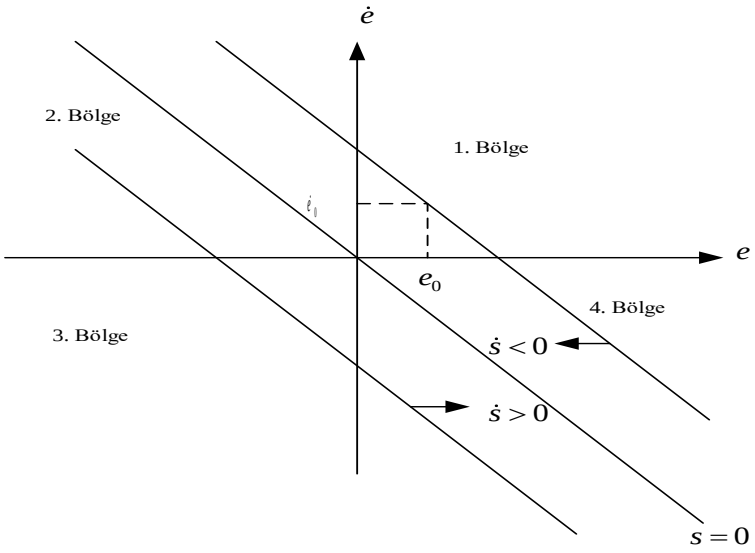
Şekil 2.9: PI kontrol blok şeması**.**

Uygun şekilde tasarlanmış bir PI denetleyicisi, sistemin davranışını aşağıdaki gibi etkiler:

- Sönümü düzeltir ve aşımı azaltır.
- Yükselme zamanını arttırır.
- Band genişliğini azaltır.
- Kazanç payı faz payı ve rezonans tepe noktasını iyileştirir.
- Yüksek frakans gürültülerini süzer.
- Kontrolör devresindeki kapasite değerlerinin çok büyük olmaması için seçilmesi gereken K_i ve K_p değerleri PD kontrolöründen daha sınırlıdır.

2.8. KAYAN KİPLİ KONTROLÖR

Gerçek dinamik sistemlerde modelleme hataları, istenmeyen sıcaklık, basınç veya gerilim değişiklikleri gibi çeşitli çevresel faktörlerden kaynaklanan belirsizliklerden kaçınmak zordur. Sektörde kullanılan klasik lineer kontrolörler genellikle parametre değişikliklerine ve bozucu girdilere tam olarak cevap vermezler. Bu nedenle, kararsızlığın ve sistem belirsizlik tepkilerinin ortadan kaldırıldığı bir kayan kipli kontrol tekniği tercih edilir [73]. Kayan kipli kontrol sistemindeki değişken yapılı kontrol sisteminin durumları, kayma yüzeyi adı verilen bir yüzey üzerinde tutulacak şekilde tasarlanmıştır. Tasarlanan sistemin davranışı, sistemin durumlarının bu yüzeye çıkması ve bu yüzeyde kalmasıdır. Kayma yüzeyi Şekil 2.12'de gösterilmektedir.



Şekil 2.10: Kayma yüzeyi

Kararlı bir sistemin dinamik davranışı hatayı sıfıra götürecek şekilde olmalıdır. Bu ancak,

$$\dot{e} = -\lambda e \tag{2.22}$$

fonksiyonu boyunca olmaktadır. Eğer sistem; 1.Bölge de ise 4. bölgeye, 3.bölge de ise 2. bölgeye hızlı bir şekilde kaydırılmalıdır. Etkili bir kontrol için bu gereklidir [74]. Kayan kipli kontrol yönteminde bu bölge geçişleri erişme ve ok yönlerindeki hareketler ise kayan evreleri olarak tanımlanmıştır. Sistemin kararlı sayılabilmesi için,

$$s.\dot{s} \leq 0 \tag{2.23}$$

koşulunun sağlanması gerekir. Burada ṡ seçilecek erişme kuralı ve s ise kayma yüzeyidir. Sabit-oransal değişimli erişme kuralı için,

$$\dot{s} = -\rho sign(s) - K.s \tag{2.24}$$

ifadesi, kayma yüzeyi için ise,

$$s = \dot{e} + \lambda e \tag{2.25}$$

ifadesi seçilirse aşağıdaki kararlılık koşulu sağlanır.

$$(-\rho sign(s) - K.s).(\dot{e} + \lambda e) \leq 0 \tag{2.26}$$

Kayan kipli kontrolde erişme ve kayma evreleri olmak üzere iki temel evre vardır [62].

2.8.1. Erişme Evresi

Kayan kipli kontrol için sistem durumları kayma yüzeyine uygun kontrol sinyalleriyle götürülmeye çalışılır. Bu evrenin sağlanabilmesi için, kayma yüzeyini tanımlayan s(x) fonksiyonunun;

$$s(x)\dot{s}(x) \leq 0 \tag{2.27}$$

eşitliğini sağlaması gerekir. Bu evre, kayma yüzeyi değerinin sıfıra ulaştığı evredir. Bunu sağlamak için ise, yüzeyin sahip olduğu farklı değerler için farklı kontrol sinyalleri üretilmelidir. Kontrol sinyali ile kayma yüzeyi arasındaki ilişki,

$$u\begin{cases} u^{+}s(x) > 0 \\ u^{-}s(x) < 0 \end{cases} \tag{2.28}$$

şeklinde olmalıdır [59,60].

2.8.2. Kayma Evresi

Erişme evresinin tamamlanmasıyla, kayma evresi başlar. Sistem durumları kayma evresine gelmiştir ve bundan sonra kayma yüzeyi fonksiyonu s(x)' in,

$$\left.\begin{matrix} s(x) = 0 \\ \dot{s}(x) = 0 \end{matrix}\right\} \tag{2.29}$$

olarak verilen koşulları sağladığı evredir. Bu evrede; sistem çıkış sinyali, sistemin kendi özelliklerinden tamamen bağımsız hale gelir ve s(x) in işlevi, sistemin çıkış sinyali üzerinde etkili olur [75,76].

Geleneksel kayan kipli kontrolde kayma yüzeyi, e(t) hata sinyali ve hata sinyalinin türevi alınarak aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$s(t) = \left(\lambda + \frac{d}{dt}\right)^{n-1} e(t) \tag{2.30}$$

Burada n kontrolsüz sistemin derecesi ve λ reel sayılar kümesinde pozitif bir sabittir.

Kayan kipli kontrol doğası gereği süreksizdir [52]. Kontrolde, sistem durumları kayma yüzeyine ulaştıktan sonra, sistem durumlarının kayma yüzeyinin dışına çıkma durumu gerçekleşirse, ani bir kontrol işareti üretilerek durumlar tekrar yüzey üzerine getirilmeye

çalışılır. Böyle bir kontrolde sistem çok kısa zamanda çok fazla yön değiştirir. Sistem durumlarını kayan yüzey üzerinde tutmak için ani yön değiştiren sınırsız frekanslı bu işarete çatırtı (chattering) denir. Bu durum, uygulamada bazı problemlere sebep olur. Çatırtı, hızlı hareket eden mekanik sistemlere uygulandığında, sistemi oluşturan hızlı hareket eden parçalara zarar verebilir. Bu yüzden hızlı değişen sistemlerde, kayan kipli kontrol önerilmez. Çatırtı sorunu; filtreleme, süreksiz yaklaşım, doyma fonksiyonu, bulanık kontrol gibi çeşitli fonksiyon ve yöntemler kullanılarak azaltılabilir. Ancak bu durumda kayan kipli kontrol gürbüzlük özelliğini kaybeder [76,77,78]. Bu oluşan sorun kayan kipli kontrolle aynı özelliklere sahip ortalama kayan kipli kontrol kullanılarak aşılabilir.

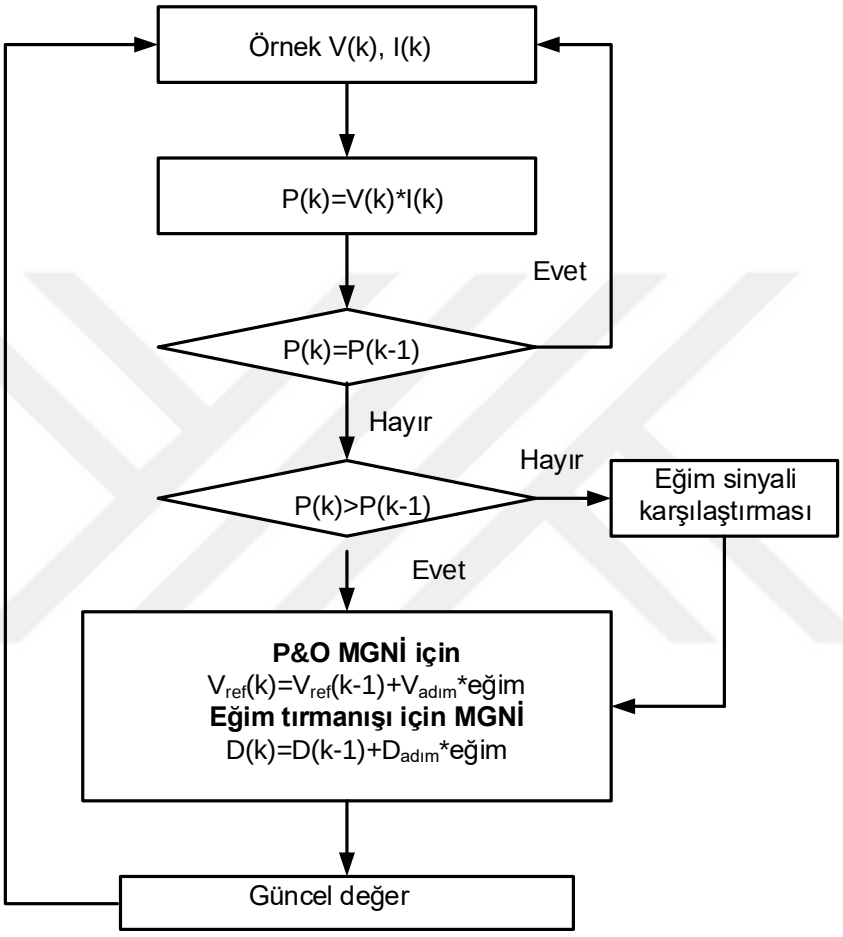
2.9. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEME KONTROLÖRÜ

Bir YH'nin çıkış gücü, uygulanan akım ve gerilime doğrusal olmayan bir şekilde bağlıdır [22]. Bu nedenle YH'nde benzersiz bir MGN vardır. MGN, YH'nin çalışma koşullarındaki ön görülemeyen değişikliklerle doğrusal olmayan bir şekilde değişir. Bu nedenle, çalışma koşullarında değişiklikler meydana geldiğinde, yüke mümkün olan en yüksek gücü sürekli olarak sağlamak için bir MGNİ kontrolü gereklidir. YH'nin MGNİ kontrolü üzerine sınırlı araştırma yapılmıştır. Ancak fotovoltaik güç uygulamalarında P&G yöntemi, artan iletkenlik yöntemi, parazit kapasitans gibi bir dizi yöntem kullanılmıştır [79]. Bunlar arasında P&G algoritması, uygulama kolaylığı nedeniyle pratikte en yaygın kullanılan yöntemdir [80].

2.9.1. Pertürbasyon ve Gözlem Algoritması

P&G yöntemi, temelde güneş panelinin akım ve geriliminin ölçülerek, panelin çıkış gücündeki değişimin hesaplanmasıdır. P&G algoritması, güneş panelinin giriş gerilimini periyodik olarak arttırarak ya da azaltarak karşılaştırma temeline dayanmaktadır. Bu yöntemin çalışma prensibi, kontrol değişkenindeki değişime göre panelin giriş gücünde artış meydana geliyorsa değiştirme işlemine aynı yönde devam edilir. Eğer azalma meydana geliyorsa değiştirme işlemi ters yönde uygulanmaktadır. Bu uygulama sırası MGN'ye ulaşana kadar tekrarlanmaktadır. Teoride MGN'ye ulaşan sistem pratikte MGN'ye tam olarak ulaşamamaktadır. Bu nokta etrafında salınım hareketi yapmaktadır. P&G metodunun çalışma prensibi Şekil 2.13'de verilmektedir. Güneş panellerinde P&G metodu yaygın olarak uygulanmaktadır. Yöntem, güç takibi için birkaç ölçüm gerektirdiği için oldukça basittir. Ayrıca en önemli avantajlarından birisi, güneş panelinin karakteristiğine bağımlı değildir. Bu sebeple herhangi bir panele kolaylıkla uygulanabilmektedir. Bu yöntemin en büyük dezavantajlarından birisi, kararlı bir şekilde

çalışırken bile MGN etrafındaki salınımın bir miktar güç kaybına sebep olmasıdır. Diğer bir dezavantajı ise hızlı değişen ortam şartlarına karşı tepki süresinin uzun olmasıdır [81]. Bu sebeple, YH'ni her an MGN'de çalıştırmak için bu yöntem uygun değildir. Uç noktası arama (UNA) algoritması, YH'lerinin MGN'sini izlemek için kullanılabilir.



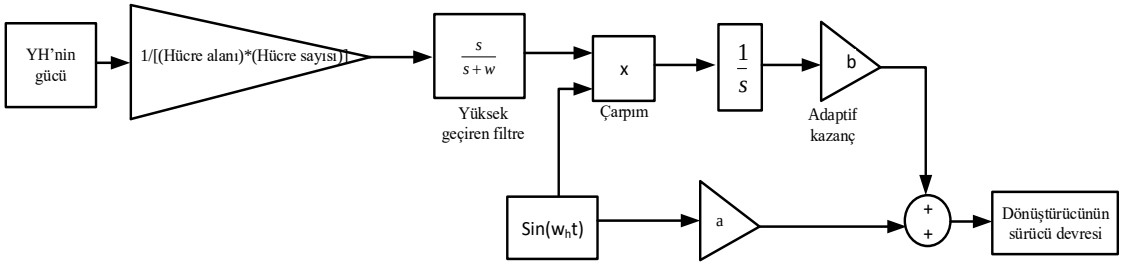
Şekil 2.11: P&G algoritması

2.9.2. Uç Noktası Arama Kontrolörü (UNAK)

UNA algoritması Şekil 2.14'deki gibi verilebilir. Bu algoritmanın amacı, YH'nin akımını tekrar tekrar ayarlamaktır. Böylece çalışma noktasını, maksimum çıkış gücüne karşılık gelen I-P düzleminin maksimumuna yönlendirir. Bu algoritmadaki işlem, UNA kontrol şemasını kullanarak, izlenebilir işletim veya çevresel koşullara sahip, hareketli bir MGN'ye sahip olan bir doğrusal olmayan giriş-çıkış karakteristiği ile tanımlanabilir. Kontrol sistem parametrelerinin seçimi, sistem performansı üzerinde etkilidir. Dolayısıyla periyodik sinüzoidal

perturbasyon sinyal frekansı (w) ve yüksek geçiren filtre kesim frekansı (w_h) aşağıdaki gibi seçilir:

$$w \gg w_h \gg kontrolörlüyakıthücrenindinamikhızı \tag{2.31}$$

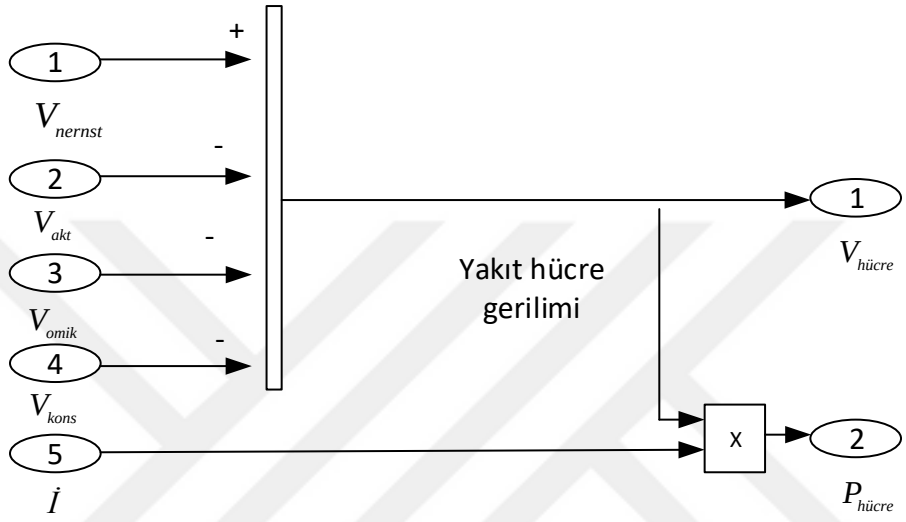


Şekil 2.12: UNA algoritması

3. MALZEME VE YÖNTEM

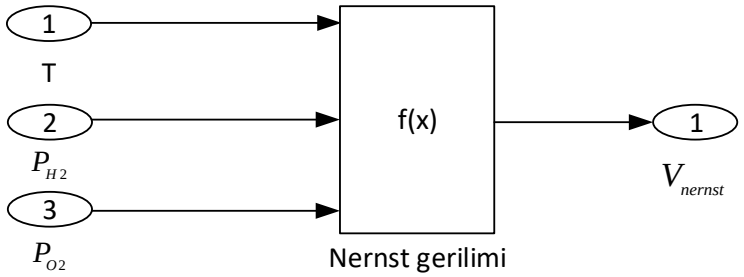
3.1. PEM MODELİ

Şekil 3.1'de PEM yakıt hücresinin simülink/matlab modeli gösterilmektedir. Kullanılan yakıt hücresi 35 hücreden oluşan 1.2 kW'lık güce sahiptir. Çıkıştaki ürettiği gerilim ise 30-40 V arasındadır. YH'sini karakteristik özelliği Şekil 3.1'deki modele göre oluşturulmuştur.



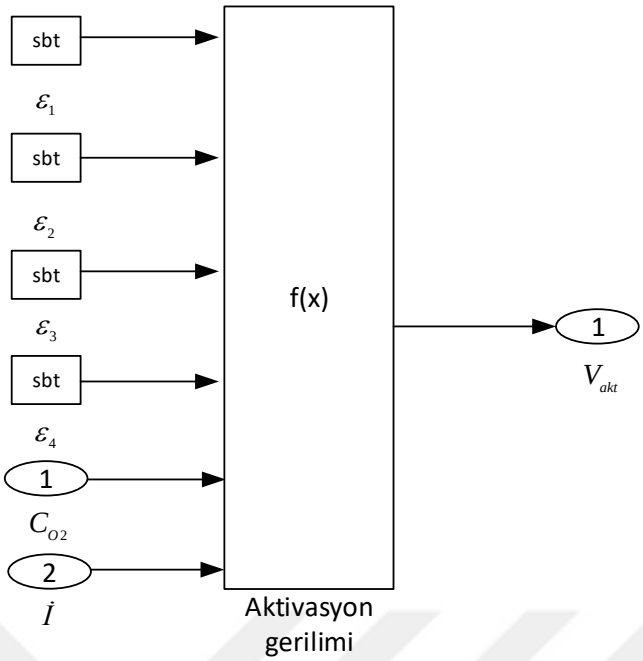
Şekil 3.1: PEM YH matematiksel Modeli

Şekil 3.1'deki matematik modeli Bölüm (2.2)'deki matematiksel ifadelere göre oluşturulmuştur. (2.3) denklemindeki V_{nernst} termodinamik potansiyeli (2.3) denkleminde verilmiş olup blok diyagramı Şekil (3.2)'deki gibidir.



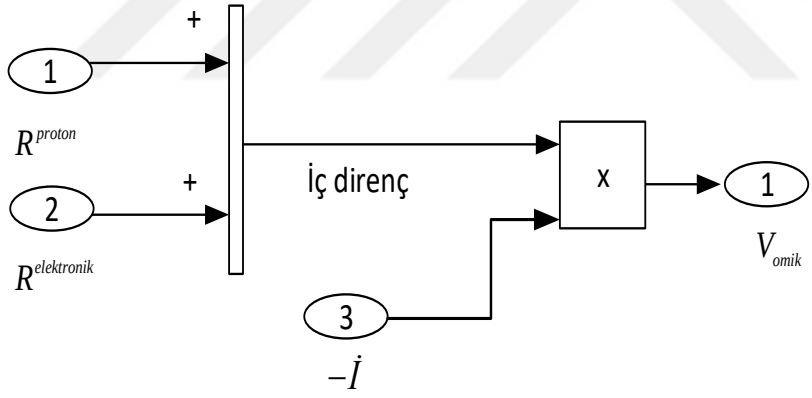
Şekil 3.2: V_{nernst} geriliminin blok diyagramı

Aktivasyon kayıpları ise Denklem (2.5)'de verilmiş olup blok diyagramı da Şekil (3.3)'de gösterilmiştir.



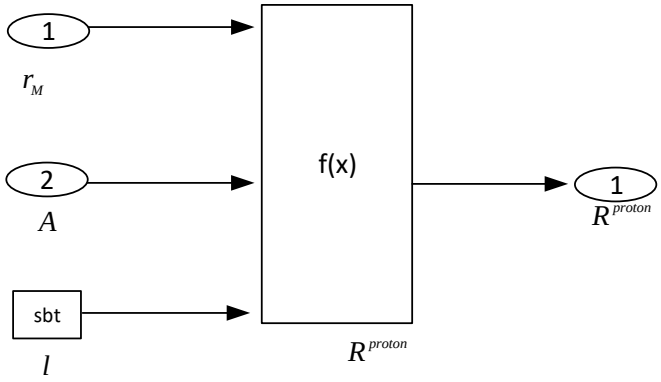
Şekil 3.3: Aktivasyon kayıplarının blok diyagramı

Omik kayıplar (2.6) denkleminde verildiği gibi matematiksel model oluşturulmuştur ve blok diyagramı ise Şekil (3.4)'deki gibidir.

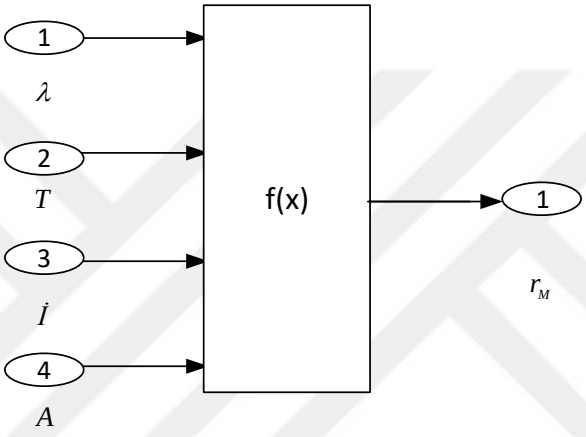


Şekil 3.4: Omik kayıpların blok diyagramı

Şekil (3.4)'deki $R^{membran}$ ve r_M sırasıyla (2.7) ve (2.8) denklemlerinde verilmiş olup, blok diyagramları sırasıyla, Şekil (3.5) ve Şekil (3.6)'da verilmiştir.

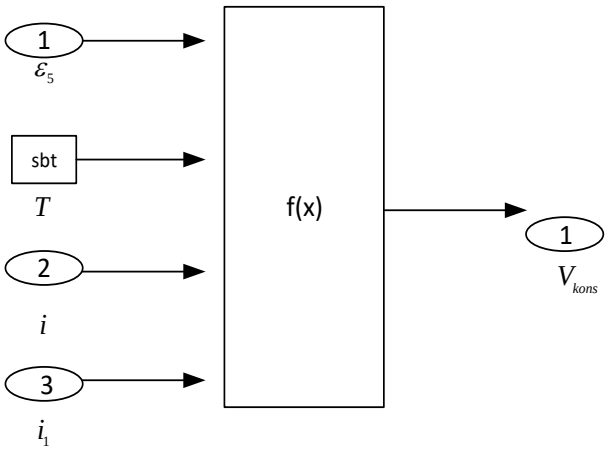


Şekil 3.5: R^{proton} blok diyagramı



Şekil 3.6: r_M blok diyagramı

Son olarak Şekil (3.1)'deki konsantrasyon kayıpları (2.9) denkleminde verilmiş olup blok diyagramı ise Şekil (3.7)'de gösterilmiştir.



Şekil 3.7: Konsantrasyon kayıplarının blok diyagramı

Böylece (2.2) denklemindeki bütün ifadelerin matematiksel ifadeleri Matlab/SİMULİNK ortamında modellenerek hücre gerilimi elde edilmiş oldu. Tablo 3.1'de YH'nin matematiksel modelinde kullanılan parametrelerin değerleri verilmiştir.

Tablo 3.1: YH matematiksel modelin parametre değerleri.

Sembol	**Parametre**	**Değer**	**Birim**
ε_1	YH sabiti	-0.9475	-
ε_2	YH sabiti	0.0043255	-
ε_3	YH sabiti	$6.8575.10^{-5}$	-
ε_4	YH sabiti	-0.00020273	-
ε_5	YH sabiti	1	-
T	Yığın Sıcaklığı	353	K
R	İdeal gaz sabiti	8,314	$\frac{J}{mol.K}$
F	Faraday sabiti	96485	$\frac{C}{mol}$
l	Membran kalınlığı	0.0051	cm
A	Hücre aktif alanı	375	cm^2

3.2. ÇİFT KATLI YÜKSELTEN DEVRENİN TRANSFER FONKSİYONU

3.2.1. Devrenin Durum-Uzay Ortalama Modeli

Durum-uzay ortalama modeli, zamanla değişmeyen bir model oluşturmak için kullanılan bir tekniktir [82]. Sistemin aktarım işlevini bulmak için, durum-uzay ortalama modeli ve küçük sinyal analizi gerçekleştirmek önemlidir. Çift katlı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi, Şekil 2.3'de gösterildiği gibidir. Bu devrede anahtarın durumuna göre açık veya kapalı olmak üzere 2 mod bulunmaktadır. Bu yüzden öncelikle devrenin durum denklemleri her iki mod için de belirlenmelidir.

Mod 1 için (Şekil 2.4 (a)) devrenin durum denklemleri aşağıdaki gibidir;

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_G}{L_1} \tag{3.1}$$

$$\cdot\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_2} \tag{3.2}$$

$$\frac{dV_0}{dt} = -\frac{V_0}{C_0 R_0} \tag{3.3}$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} \tag{3.4}$$

Bu denklemlerin matris formatında gösterimi Denklem (3.5)'de gösterildiği gibidir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix}}_{A_1} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_0 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} \cdot [v_G] \tag{3.5}$$

Mod 2 için (Şekil 2.4 (b)) devrenin durum denklemleri aşağıdaki gibidir

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_G}{L_1} - \frac{V_{C1}}{L_1} \tag{3.6}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_2} - \frac{V_0}{L_2} \tag{3.7}$$

$$\frac{dV_0}{dt} = \frac{i_{L2}}{C_0} - \frac{V_0}{C_0 R_0} \tag{3.8}$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_1} - \frac{i_{L2}}{C_1} \tag{3.9}$$

Bu denklemlerin matris formatında gösterimi ise Denklem (3.10)'da gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_G \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Dönüştürücü dinamiklerini doğru bir şekilde temsil etmek için, durum-uzay ortalama modeli Denklem (3.11) 'deki gibi önerilmiştir [83]. Burada verilen d anahtarın iletimde veya kesimde olma durumlarının belirleyen değerdir. Verilen d=1 ise anahtar iletimde, d=0 ise anahtar kesimdedir. d görev çarpanıdır.

$$\dot{x} = \bar{A}x + \bar{B}u \Longrightarrow \bar{A} = dA_1 + (1-d)A_2 \tag{3.11}$$

$$\bar{B} = dB_1 + (1-d)B_2$$

Denklem (3.11)'deki durum-uzay ortalama modeli, (3.5) ve (3.10) denklemlerine uygulanırsa sistemin durum-uzay ortalama modeli Denklem (3.12)'deki gibi olur;

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-d)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-d)}{L_2} \\ \frac{(1-d)}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-d)}{C_0} & 0 & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [v_G] \tag{3.12}$$

Burada;

d : Görev çarpanı

v_G : Giriş gerilimi

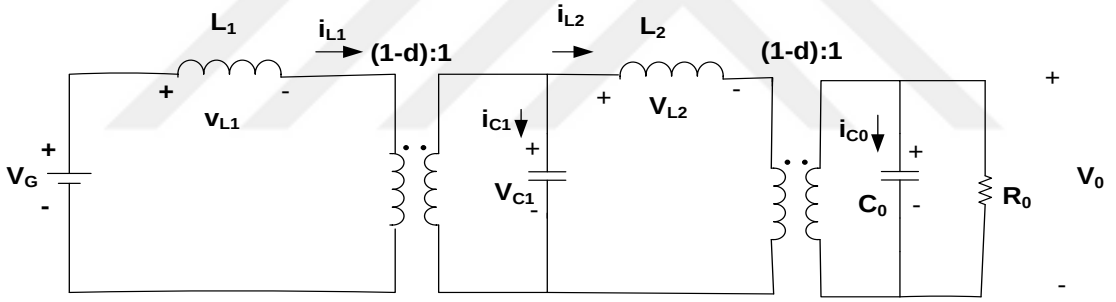
v_{C1} : C_1 kapasitörünün gerilimi

R : Yük direnci

v_0 : DC çıkış gerilimi

i_{L1} :L_1 bobinindeki akım

i_{L2} :L_2 bobinindeki akım



Şekil 3.8: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin durum-uzay ortalama model devresi

3.2.2. Devrenin Küçük Sinyal Analizi

Küçük sinyal analizi, giriş akımının ölçekli giriş gerilimini izlemek için uygun şekilde kontrol edildiğini varsayarak, giriş sinüs dalga geriliminin tam bir yarım döngüsü boyunca ortalama bir tabanda gerçekleştirilir [84]. Bu analiz, DA-DA dönüştürücüleri için eşdeğer PWM (Pulse Width Modulation) anahtar modelini türeten Vorperian [85] ile benzer teknikler kullanmaktadır.

Sistemin transfer fonksiyonunu bulabilmek için (3.12) denklemine küçük sinyal analizi uygulanması gerekmektedir. Küçük sinyal analizinde, AA ve DA bileşenler olmak üzere aşağıdaki gibi pertürbasyonlar yazılır.

$$i_{L1} = I_{L1} + \tilde{i}_{L1} \qquad i_{L2} = I_{L2} + \tilde{i}_{L2} \qquad v_0 = V_0 + \tilde{v}_0$$

$$v_{C1} = V_{C1} + \tilde{v}_{C1} \qquad v_G = V_G + \tilde{v}_G \qquad d = D + \tilde{d}$$

Bu ifadeler Denklem (3.12)'de yerine yazılarak denklem formatında yazılırsa, sonuç aşağıdaki gibi olur:

$$\frac{d(I_{L1} + \tilde{i}_{L1})}{dt} = \frac{(V_G + \tilde{v}_G)}{L_1} - \frac{(1 - D - \tilde{d})(V_{C1} + \tilde{v}_{C1})}{L_1} \tag{3.13}$$

$$\frac{d(I_{L2} + \tilde{i}_{L2})}{dt} = \frac{(V_{C1} + \tilde{v}_{C1})}{L_2} - \frac{(1 - D - \tilde{d})(V_0 + \tilde{v}_0)}{L_2} \tag{3.14}$$

$$\frac{d(V_{C1} + \tilde{v}_{C1})}{dt} = \frac{(1 - D - \tilde{d})(I_{L1} + \tilde{i}_{L1})}{C_1} - \frac{(I_{L2} + \tilde{i}_{L2})}{C_1} \tag{3.15}$$

$$\frac{d(V_0 + \tilde{v}_0)}{dt} = \frac{(1 - D - \tilde{d})(I_{L2} + \tilde{i}_{L2})}{C_0} - \frac{(V_0 + \tilde{v}_0)}{C_0 R_0} \tag{3.16}$$

Bu denklemlerde DC bileşenler ihmal edilip, AC bileşenler alınır. Daha sonra ise laplace dönüşümü yapılarak çıkan son denklem, aşağıdaki gibi elde edilir:

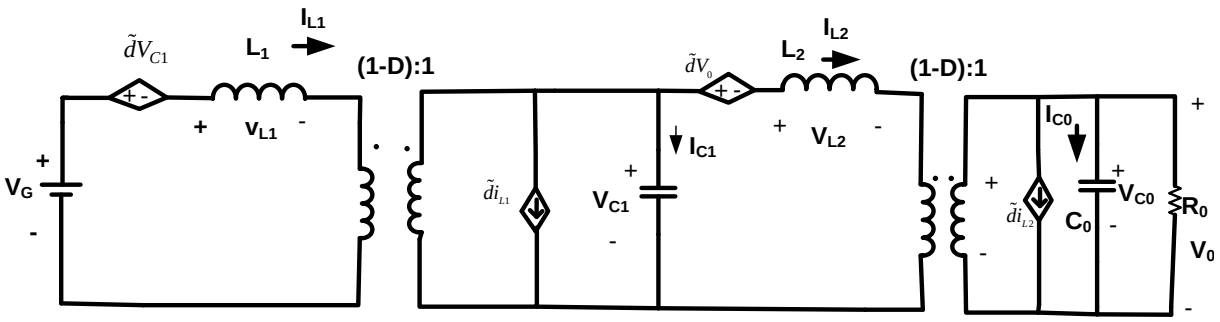
$$L_1 s\tilde{\imath}_{L1}(s) = \tilde{v}_G(s) - (1 - D)\tilde{v}_{C1}(s) + \tilde{d}(s)V_{C1} \tag{3.17}$$

$$L_2 s\tilde{\imath}_{L2}(s) = \tilde{v}_{C1}(s) - (1 - D)\tilde{v}_0(s) + \tilde{d}(s)V_0 \tag{3.18}$$

$$C_0 s\tilde{v}_0(s) = (1 - D)\tilde{\imath}_{L2}(s) - \tilde{d}(s)I_{L2} - \frac{\tilde{v}_0(s)}{R_0} \tag{3.19}$$

$$C_1 s\tilde{v}_{C1}(s) = (1 - D)\tilde{\imath}_{L1}(s) - \tilde{d}(s)I_{L1} - \tilde{\imath}_{L2}(s) \tag{3.20}$$

(3.17), (3.18), (3.19) ve (3.20) denklemleri vasıtasıyla devrenin küçük sinyal devresi Şekil 3.9'daki gibi çizilebilir.



Şekil 3.9: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin küçük sinyal devresi.

3.2.3. Devrenin Transfer Fonksiyonu

Doğrusal zamanla değişmeyen bir sistemin transfer fonksiyonu, başlangıç koşullarının sıfır olması halinde, sisteme uygulanan impuls yanıtının Laplace dönüşümü olarak tanımlanır. Tek girişli ve çıkışlı bir sistemde u(t) giriş, y(t) çıkış ve g(t) impuls yanıtı olmak üzere , G(s) sistemin transfer fonksiyonunu ifade etsin. Bu durumda G(s);

$$G(s) = L[g(t)] \tag{3.21}$$

olarak tanımlanır. G(s) transfer fonksiyonu, u(t) giriş ve y(t) çıkış işaretinin Laplace dönüşümü sırasıyla, U(s) veY(s)'dir. Tüm başlangıç koşulları sıfır kabul edilmek üzere;

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \tag{3.22}$$

ilişkisini sağlar.

Bu bilgiler ışığında (3.17), (3.18), (3.19) ve (3.20) denklemlerinden yola çıkılarak transfer fonksiyonları aşağıdaki denklemler gibi yazılabilir.

$$\frac{\tilde{v}_G(s)}{\tilde{v}_{C1}(s)}\Big|_{\tilde{d}(s)=0} = \frac{R_0(1-D)}{s^2 R_0 C_0 L_2 + L_2 s + R_0(1-D)^2} \tag{3.23}$$

$$\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{v}_G(s)} = \frac{a_0}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0} \tag{3.24}$$

$$a_0 = R_0(1-D)^2$$

$$b_4 = C_1 C_0 L_2 L_1 R_0$$

$$b_3 = C_1 L_2 L_1$$

$$b_2 = C_1 L_1 R_0 (1-D)^2 + (1-D)^2 C_0 L_2 R_0$$

$$b_1 = (1-D)^2 L_2 + C_0 L_1 R_0$$

$$b_0 = (1-D)^4 R_0 + L_1$$

$$\frac{\tilde{v}_{C1}(s)}{\tilde{d}(s)}\Big|_{v_g(s)=0} = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0} \quad (3.25)$$

$$a_3 = -I_{L1} L_1 L_2 R_0 C_0$$

$$a_2 = L_2 R_0 C_0 V_{C1} (1-D) - I_{L1} L_1 L_2$$

$$a_1 = L_2 V_{C1} (1-D) - I_1 L_1 R_0 (1-D)^2$$

$$b_4 = L_1 L_2 C_1 R_0 C_0 \text{ , } b_3 = L_1 L_2 C_1 \text{ , } b_2 = (1-D)^2 [L_2 R_0 C_0 + L_1 C_1 R_0]$$

$$b_1 = L_2 (1-D) + R_0 C_0] + [1 + R_0 (1-D)^4 \text{ , } b_0 = 0$$

$$\frac{\tilde{\imath}_{L1}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0}{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0} \quad (3.26)$$

$$a_4 = -V_{C1} L_1 L_2 C_0 R_0 C_1$$

$$a_3 = L_1 L_2 C_0 R_0 I_{L1} (1-D) - V_{C1} L_1 L_2 C_1$$

$$a_2 = L_1 L_2 I_{L1} (1-D) - L_2 C_0 R_0 - V_{C1} L_1 R_0 C_1 (1-D)^2 - V_{C1} L_2 R_0 C_0 (1-D)^2 - V_{C1} L_1 R_0 C_0$$

$$a_1 = L_1 R_0 I_{L1} (1-D)^3 - 2 L_2 V_{C1} (1-D)^2 - V_{C1} L_1$$

$$a_0 = -2 V_{C1} R_0 (1-D)^4$$

$$b_5 = L_1^2 L_2 C_0 R_0 C_1$$

$$b_4 = L_1^2 L_2 C_1$$

$$b_3 = L_1^2 R_0 C_1 (1-D)^2 + L_2 L_1 R_0 C_0 (1-D)^2 + L_1^2 R_0 C_0$$

$$b_2 = L_1 L_2 (1-D)^2 + L_1^2$$

$$b_1 = L_1 R_0 (1-D)^4$$

$$\frac{\tilde{\imath}_{L2}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0}{b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0} \tag{3.27}$$

$$a_4 = -L_1 L_2 C_0^2 R_0^2 I_{L1}$$

$$a_3 = L_2 C_0^2 R_0^2 V_{C1}(1-D) - 2L_1 L_2 C_0 R_0 I_{L1}$$

$$a_2 = 2L_2 C_0 R_0 V_{C1}(1-D) - L_1 C_0 R_0^2 I_{L1}(1-D)^2 - L_{L1} L_2 I_{L1}$$

$$a_1 = C_0 R V_{C1}(1-D)^3 + L_2 V_{C1}(1-D) - L_1 I_{L1}(1-D)^2$$

$$a_0 = R_0^2 V_{C1}(1-D)^3,\ b_6 = L_1 L_2^2 C_0^2 C_1 R_0^2 I_{L1},$$

$$b_5 = 2L_1 L_2^2 C_0 C_1 R_0$$

$$b_4 = 2L_1 L_2 C_0 C_1 R_0^2 (1-D)^2 + L_2^2 C_0^2 R_0^2 (1-D)^2 + L_1 L_2 C_0^2 R_0^2 + L_1 L_2^2 C_1$$

$$b_3 = 2L_2^2 C_0 R_0 (1-D)^2 + 2L_1 L_2 C_0 R_0 + 2L_1 L_2 C_1 R_0 (1-D)^2$$

$$b_2 = 2L_2 C_0 R_0^2 (1-D)^4 + L_2^2 (1-D)^4 + L_1 L_2 + L_1 C_1 R_0 (1-D)^4 + L_2 C_0 R_0^2 (1-D)^4 + L_1 C_0 R_0^2 (1-D)^2$$

$$b_1 = 2L_2 R_0 (1-D)^4 + L_1 R_0 (1-D)^2,\ b_0 = R_0^2 (1-D)^6$$

$$\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0}{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0} + \frac{c_1 s + c_0}{d_2 s^2 + d_1 s^1 + d_0} \tag{3.28}$$

$$a_4 = -L_1 L_2 C_0^2 R_0^3 (1-D)$$

$$a_3 = L_2 C_0^2 R_0^3 V_{C1}(1-D)^2 - 2L_1 L_2 C_0 R_0^2 I_{L1}(1-D)$$

$$a_2 = 2L_2 C_0 R_0^2 V_{C1}(1-D)^2 - L_1 C_0 R_0^3 I_{L1}(1-D)^3 - L_1 L_2 R_0 I_{L1}(1-D)$$

$$a_1 = C_0 R_0^3 V_{C1}(1-D)^4 + L_2 R_0 V_{C1}(1-D)^2 - L_1 R_0 I_{L1}(1-D)^3$$

$$a_0 = R_0^2 V_{C1}(1-D)^4$$

$$b_5 = L_1 L_2 C_0^2 C_1 R_0^2$$

$$b_4 = 2L_1 L_2 C_0 R_0 C_1,$$

$$b_3 = L_1L_2C_1 + L_2C_0^2R_0^2(1-D)^2 + L_1C_0C_1R_0^2(1-D)^2 + L_1C_0^2R_0^2$$

$$b_2 = 2L_2C_0R_0(1-D)^2 + 2L_1C_0R_0 + L_1C_1R_0(1-D)^2$$

$$b_1 = L_1 + L_2(1-D)^2 + C_0R_0^2(1-D)^4$$

$$b_0 = R_0(1-D)^2$$

$$c_1 = -R_0L_2I_{L2}$$

$$c_0 = R_0V_0$$

$$d_2 = L_2C_0R_0$$

$$d_1 = L_2$$

$$d_0 = 0$$

3.2.4. Kontrol Edilebilirlik ve Gözlemlenebilirlik

Kontrol edilebilirlik ve gözlemlenebilirlikten, kontrol sistemlerinin analizi ve tasarımında sıkça bahsedilmektedir [86]. Sistemin sahip olduğu tüm durumlar sistemin girişi ile değiştirilebiliyorsa, sistemin kontrol edilebilirliğinden söz edilebilir.

Eğer durum denklemleri aşağıdaki gibi ise;

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

$$y(t) = Cx(t) \tag{3.29}$$

Kontrol edilebilirlik matrisi aşağıdaki denklemdeki gibi yazılabilir.

$$\Theta_C = [BABA^2B \ldots A^{n-1}B] \tag{3.30}$$

Eğer sistem kontrol edilebilir ise bu matrisin rankı durum sayısına (n) eşit olmalıdır.

$$rank(\Theta_C) = n \tag{3.31}$$

Gözlemlenebilirlik, sistemin durum değişkenlerinin çıkışta gözlemlenebilmesidir. Durum uzay modeli göz önüne alındığında gözlemlenebilirliğin, çıkış denklemiyle bağlantılı olduğu dikkat çekmektedir.

$$\Theta_O = [CCACA^2 \dots CA^{n-1}] \tag{3.32}$$

Eğer bir sistem gözlemlenebilir ise bu matrisin rankı durum sayısına (n) eşit olmalıdır.

$$rank(\Theta_O) = n \tag{3.33}$$

Yukarıdaki bilgiler ışığında Şekil 2.3'de verilen çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin kontrol edilebilirliğini ve gözlemlenebililiğini incelememiz mümkündür. Bu amaçla Denklem (2.23)'de verilen durum ortalama uzay modeli (3.30) denklemine uygulanırsa aşağıdaki (3.34) denklemi elde edilir.

$$\Theta_C = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & -\frac{(1-d)^2}{L_1^2 C_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(1-d)}{C_1 L_1 L_2} & 0 \\ 0 & \frac{(1-d)}{C_1 L_1} & 0 & -\frac{(1-d)^3}{L_1 C_1^2} - \frac{(1-d)}{C_1^2 L_2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{(1-d)^2}{C_1 L_2 C_0} \end{bmatrix} \tag{3.34}$$

Denklem (2.45)' de verilen kontrol edilebilirlik matrisinin determinantı sıfıra eşit olmadığı için ($det|\Theta_C| = -2{,}5054.10^{-4}$), $rank(\Theta_C) = 4$'e eşit olacaktır. $Rank(\Theta_C) \neq 0$ olduğu için bu sistem kontrol edilebilirdir.

Aynı şekilde (3.32) denklemine göre sistemin gözlemlenebilirliğini incelemek mümkündür. Denklem (2.23), (3.32) denklemine uygulanırsa aşağıdaki (3.35) denklemi elde edilir.

$$\Theta_O = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{(1-d)^2}{L_1 L_2 C_1} \\ 0 & -\frac{(1-d)}{L_1} & 0 & \frac{(1-d)}{L_1 L_2 C_1} - \frac{(1-d)^3}{L_1 L_2 C_0} \\ 0 & 0 & -\frac{(1-d)}{L_1 L_2} & 0 \\ 1 & 0 & -\frac{(1-d)^2}{L_1 L_2} & \frac{(1-d)^2}{L_1 L_2 C_0 R_0} \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

Denklem (3.35)' de verilen gözlemlenebilirlik matrisinin determinantı sıfıra eşit olmadığı için ($det|\Theta_O| = 5{,}7781.10^{18}$), $rank(\Theta_O) = 4$'e eşit olacaktır. $Rank(\Theta_O) \neq 0$ olduğu için bu sistem gözlemlenebilirdir.

3.2.5. Bode Diyagramları

Bode diyagramları transfer fonksiyonlarını bir eksen setinde göstermek için geniş frekans ve genlik yelpazesine izin veren grafiksel bir araçtır. Bode diyagramları, minimum faz sistemlerinin mutlak ve göreceli kararlılığını göstermektedir [87]. Göreceli kararlılık, kapalı bir sistemin ne kadar kararlı olduğunu gösterir. Aksi düşünülürse kararsızlığın ne kadar yakın olduğunu gösterir. Bu göreceli kararlılık, kar ve kazanç marjini yardımıyla bulunur. Kazanç marjini, kapalı sistemin kararlılığını bozmadan açık döngü sisteminin kazanımını ne kadar yükselteceğimizi göstermektedir. Faz marjini ise, kapalı sistemin kararlılığını bozmadan açık devre sisteminin fazına ne kadar faz ekleyebileceğimizi gösterir.

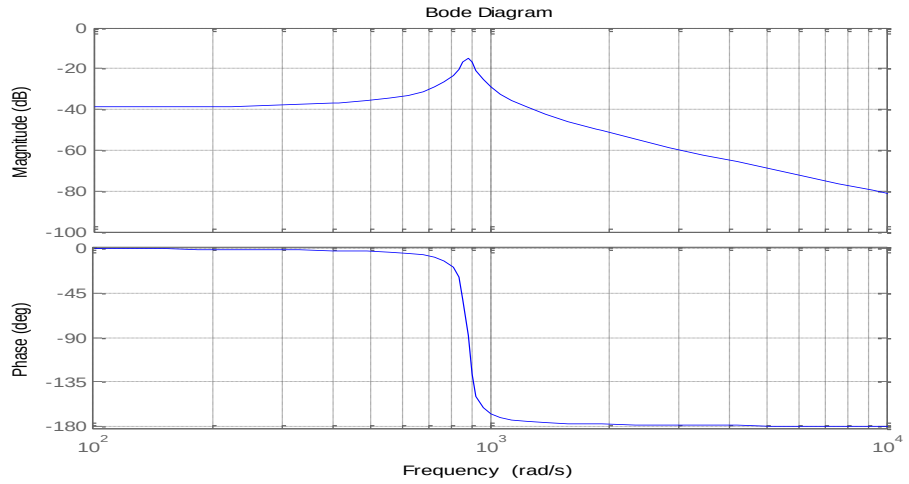
Burada çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin yukarıda bulduğumuz transfer fonksiyonlarının bode diyagramları çizilmiştir. Bu diyagramlar bulunurken Tablo 3.2'deki değerler kullanılmıştır.

Tablo 3.2: Dönüştürücü elemanlarının değerleri.

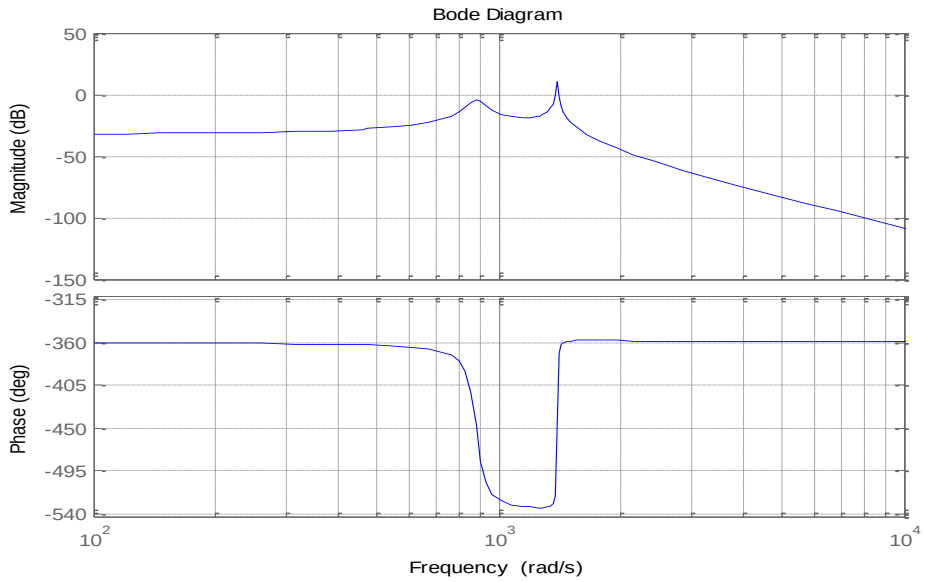
L_1	$470\ \mu H$
L_2	$550\ \mu H$
C_0	$470\ \mu F$
C_1	$220\ \mu F$
R_0	40Ω

K_p	*1*
K_i	*100*
F	*50 kHz*

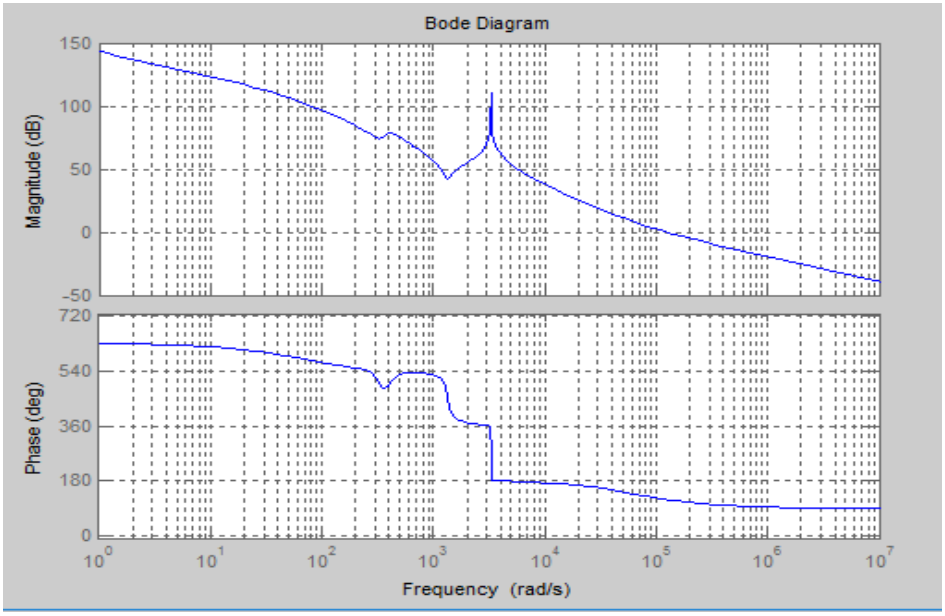
(3.23), (3.24), (3.25), (3.26), (3.27), (3.28) denklemlerinde bulduğumuz transfer fonksiyonlarının bode diyagramları sırasıyla aşağıdaki şekillerde verilmiştir.



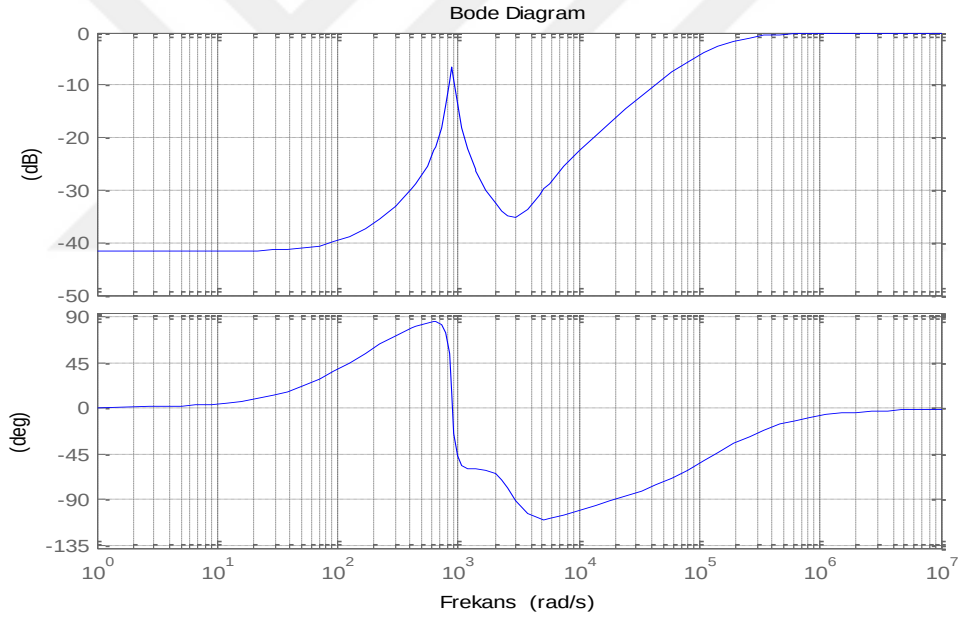
Şekil 3.10: $\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{v}_{C1}(s)}$ transfer fonksiyonunun bode diyagramı.



Şekil 3.11: $\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{v}_G(s)}$ transfer fonksiyonunun bode diyagramı.



Şekil 3.12: $\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun bode diyagramı.



Şekil 3.13: $\frac{\tilde{v}_{C1}(s)}{\tilde{d}(s)}$ transfer fonksiyonunun bode diyagramı.

Bode diyagramlarında Kazanç Marjini (GM) hesabı, faz grafiği üzerindeki eğrinin -180°'yi kestiği noktadaki frekans değeri okunur. Bu değer faz geçiş frekansı (ω_{pc})'dır. Ardından genlik grafiğine giderek ω_{pc} frekansındaki genlik değerinin 0 dB'e olan uzaklığı ölçülür. Bu değer GM'dir.

Genlik grafiği üzerinden eğrinin 0dB'i kestiği noktadaki frekans değeri okunur. Bu değer kazanç geçiş frekansı (ω_{gc})'dır Ardından faz grafiğine giderek ω_{gc} frekansındaki faz değerinin -180°ye olan uzaklığı ölçülür. Bu değer PM'dir.

GM ve PM arasında kalan alan kararlılık bölgesidir. Şekil 3.10, Şekil 3.11, Şekil 3.12, Şekil 3.13'ün bu bilgiler ışında kararlılık bölgesine sahip oldukları görülmektedir.

3.3. ORTALAMA KAYAN KİPLİ KONTROLÖR

Ortalama kayan kipli kontrol metodunda anahtarlama sinyalinin çıkış frekansı rampa anahtarlama sinyaline sabitlenerek kontrol için ek devreler kullanma ihtiyacı ortadan kaldırılmış olur [19]. Bu yeni kontrolör ile tüm sistemin akım kontrolü gerçekleştirilmiş olur. Referans akımı (3.36) denkleminde verildiği gibidir.

$$I_{ref} = \left[\left(V_{ref} - V_0\right)\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)\right] V_G \tag{3.36}$$

Anahtar üzerindeki akım kontrolü için gerekli olan denklem, (2.23) eşitliği yardımıyla aşağıdaki gibidir:

$$\frac{dI_{L_2}}{dt} = -\frac{(d-1)}{L_1} V_0 + \frac{1}{L_2} V_{C_1} \tag{3.37}$$

Kontrolün gerçekleşebilmesi için aşağıdaki şartlar sağlanmalıdır.

$$\frac{dV_0}{dt} < 0 \Rightarrow V_0 > V_{ref}, \frac{dV_0}{dt} > 0 \Rightarrow V_0 < V_{ref}$$

$$L_1 \cong L_2 = L, \dot{I}_{ref} L = 0, \left(\dot{I}_{ref} - \frac{dI_{L2}}{dt}\right) = -\lambda\left(I_{ref} - I_{L2}\right) \tag{3.38}$$

Gerekli şartlar sağlandıktan sonra ve Denklem (3.37)'daki gerekli işlemler yapıldıktan sonra görev çarpanı (d) aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$d = 1 - \frac{\left[V_{C_1} + \lambda L\left(I_{L_2} - I_{ref}\right)\right]}{V_0} \tag{3.39}$$

3.4. LYAPUNOV TABANLI PI KONTROLÖR TASARIMI

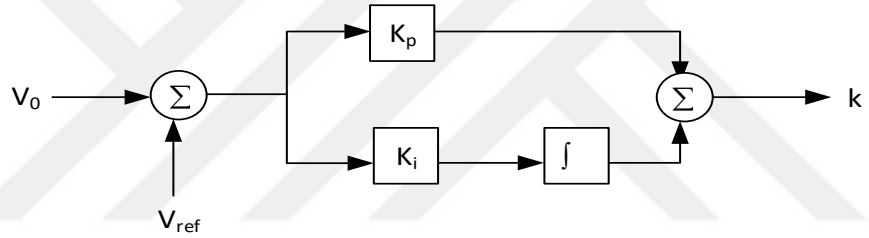
Doğrusal olmayan sistemler için genel bir lyapunov önerme kuralı bulunmamaktadır. Ancak aşağıdaki metodlar önerilen sisteme uygunsa kullanılabilir.

- Doğrusal sistemlerde kuadratik form
- Sistemin enerji fonksiyonlarından yararlanma
- Krasouskii metodu
- Sistemin fiziksel yapısı ve işleyişinden yararlanma

Lyapunov fonksiyonları (LF) çoğu bağlamda dinamik çıkış geri beslemeli sistemlerde, uyarlamalı kontrol sistemlerinde ve diğer bir çok sistemde, kararlılığı sağlayabilmek amacı ile kullanılır [40]. Geleneksel kontrol teorisinde sistemin giriş-çıkış ilişkileri ile tanımlanması, sisteme ait başlangıç bilgilerinden yararlanma imkanını ortadan kaldırır. Buna karşın modern kontrol yöntemlerinde sistemin başlangıç bilgileri kullanılabilmektedir.

Lyapunov tabanlı bir PI kontrolör tasarlayabilmek için PI kontrolörün çıkış kontrol işareti (k) sabit kabul edilir. Bu sebeple kontrol işareti olan k'nin türevi aşağıdaki gibi sıfıra eşit olmalıdır.

$$\frac{dk}{dt} = 0\,. \tag{3.40}$$



Şekil 3.14: PI kontrolör blok gösterimi

Çift katlı yükselten dönüştürücünün durum uzay modeli (2.23) denkleminde verilmişti. Denklem (2.23) aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\\ \dot{x}_4\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-d)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-d)}{L_2} \\ \frac{(1-d)}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-d)}{C_0} & 0 & -\frac{1}{C_0 R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\\ x_4\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{1}{L_1}\\ 0\\ 0\\ 0\end{bmatrix}.[v_G] \tag{3.41}$$

Kontrolörü tasarlamak için sistem hatası z aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$z = \left(\frac{dk}{dt}ref\right) - \frac{dk}{dt} = 0 - \frac{dk}{dt} = -\frac{dk}{dt} = -\frac{d}{dt}\left[(V_0^* - x_4)K_P + K_{\dot{I}}\int (V_0^* - x_4)dt\right]$$
$$= K_P\dot{x}_4 - K_{\dot{I}}(V_0^* - x_4) \tag{3.42}$$

Denklem (3.41), (3.42) denkleminde yerine konursa Denklem (3.43) elde edilir.

$$z = K_P \frac{(1-d)}{C_0} x_2 - K_P \frac{1}{C_0 R_0} x_4 - K_I (V_0^* - x_4) \quad (3.43)$$

Sistemin hata değişkeninin dinamikleri aşağıdaki gibi basitçe verilebilir.

$$\dot{z} = K_P \frac{(1-d)}{C_0} \dot{x}_2 - K_P \frac{\dot{d}}{C_0} x_2 - K_P \frac{1}{C_0 R_0} \dot{x}_4 + K_I \dot{x}_4 \quad (3.44)$$

(3.41) ve (3.44) denklemleri kullanılarak Denklem (3.45) elde edilir.

$$\dot{z} = K_P \frac{(1-d)}{C_0} \left(\frac{1}{L_2} x_3 - \frac{(1-d)}{L_2} x_4 \right) - K_P \frac{\dot{d}}{C_0} x_2 + \left(K_I - K_P \frac{1}{C_0 R_0} \right) \left(\frac{(1-d)}{C_0} x_2 - \frac{1}{C_0 R_0} x_4 \right) \quad (3.45)$$

Kontrolörü tasarlamak için , sistemin lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$V = \frac{1}{2} z^2 \quad (3.46)$$

$$z = K_P \frac{(1-d)}{C_0} x_2 - K_P \frac{1}{C_0 R_0} x_4 - K_I (V_0^* - x_4) \quad (3.47)$$

Bunun için lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi aşağıdaki gibidir.

$$\dot{V} = z\dot{z} \quad (3.48)$$

Denklem (3.48)'de, eğer $\dot{z} = -\lambda z$'nin lyapunov fonksiyonunun türevinin $\dot{V} = -\lambda z^2$ olacağı kabul edilirse skaler parametreλ'nın pozitif dizayn sabiti olduğu varsayımıyla, Lyapunov fonksiyonunun türevi, negatif yarı tanımlı bir fonksiyon olacaktır. ve sistemin asimptotik kararlılığı garanti edilecektir.

Bu yüzden sistemin hata değişkeni olan (z) sınırlanmıştır. Kısacası, (3.44),(3.45) denklemleri ve $\dot{z} = -\lambda z$'ye göre önerilen Lyapunov tabanlı kontrolör elde edilir.

$$\dot{z} + \lambda z = \frac{(1-d)}{C_0} \left[K_P \frac{1}{L_2} x_3 - K_P \frac{(1-d)}{L_2} x_4 + \left(\lambda K_P + K_I - K_P \frac{1}{C_0 R_0} \right) x_2 \right]$$

$$- \frac{1}{C_0 R_0} \left(K_I + K_P - K_P \frac{1}{C_0 R_0} \right) x_4 - \lambda K_I (V_0^* - x_4) - K_P \frac{\dot{d}}{C_0} x_2 = 0 \quad (3.49)$$

$\dot{V} = -\lambda z^2$ lyapunov fonksiyonunun ikinci türevi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\ddot{V} = -2\lambda z \dot{z} \quad (3.50)$$

Barbalat'ın ön kuramı dikkate alınarak aşağıdaki şartlar sağlanırsa, hata farklı çalışma koşullarında sıfıra yakınsar.

a- V alçak sınırlanmış bir fonksiyon olmalıdır.

b- $\dot{V}$ negative yarı belirli bir fonksiyon olmalıdır.

c- $\dot{V}$ düzgün sürekli bir fonksiyon olmalıdır.

z'nin sınırlı bir değişken olduğu ve $\dot{V} = -\lambda z^2$'ye göre (a) ve (b) 'yi sağladığı açıktır. Diğer yandan $\dot{V}$ 'nin zamana göre türevi Denklem (3.50)'deki gibi hesaplanabilir. Denklem (3.45)'e göre aynı zamanda model parametreleri ve hata değişkeninin sınırlı olduğu göz önünde bulundurulmalıdır. Buradan $\ddot{V}$'nin sınırlı olduğu sonucu elde edilebilir. Sonuç olarak, $\dot{V}$'nin düzgün sürekli bir fonksiyon olduğu ve (c) şartını sağladığı açıktır. Bu durum da, sistemin asimptotik olarak kararlı davranışını kanıtlar. Ayrıca sistemin çıkış hatasının dönüştürücünün sürekli durum çalışması esnasında sıfır olacağını gösterir [87].

Çift katlı yükselten dönüştürücünün kapalı çevrim kontrolü için anahtarlama sinyalinin görev çarpanı Denklem (3.49) kullanılarak hesaplanabilir. Hesaplama yaklaşımını daha açık bir şekilde tanımlamak için, Denklem (3.49) aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

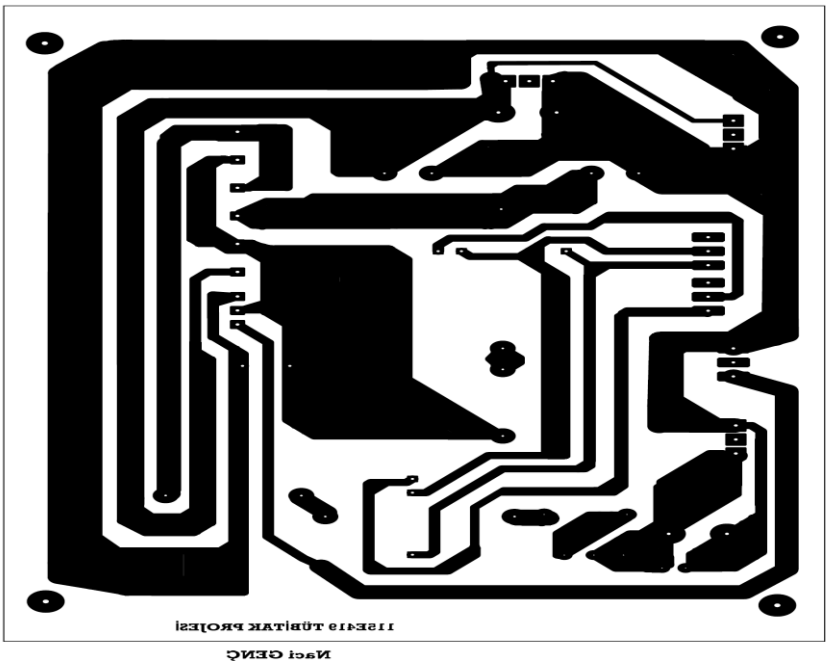
$$\dot{d} = \left[\frac{x_2 K_P}{C_0}\right]^{-1} \begin{Bmatrix} \frac{(1-d)}{C_0}\left[K_P \frac{1}{L_2} x_3 - K_P \frac{(1-d)}{L_2} x_4 + \left(\lambda K_P + K_{\dot{I}} - K_P \frac{x_1}{C_0 x_4 (1-d)^2}\right) x_2\right] \\ -\frac{x_1}{C_0 x_4 (1-d)^2}\left(K_{\dot{I}} + K_p - K_p \frac{x_1}{C_0 x_4 (1-d)^2}\right) x_4 - \lambda K_i (V_0^* - x_4) \end{Bmatrix} \quad (3.51)$$

Denklem (3.51)'de PI tabanlı lyapunov kontrolör için bulunan görev çarpanı çift katlı yükselten dönüştürücü için geçerlidir. Ancak benzetim sonuçları öncelikle yükselten dönüştürücüye uygulanıp daha sonra çift katlı dönüştürücüye uygulanmıştır. Bu sebeple aynı işlemler yükselten dönüştürücüye uygulandığı zaman elde edilen görev çarpanı Denklem (3.52)'de verilmiştir.

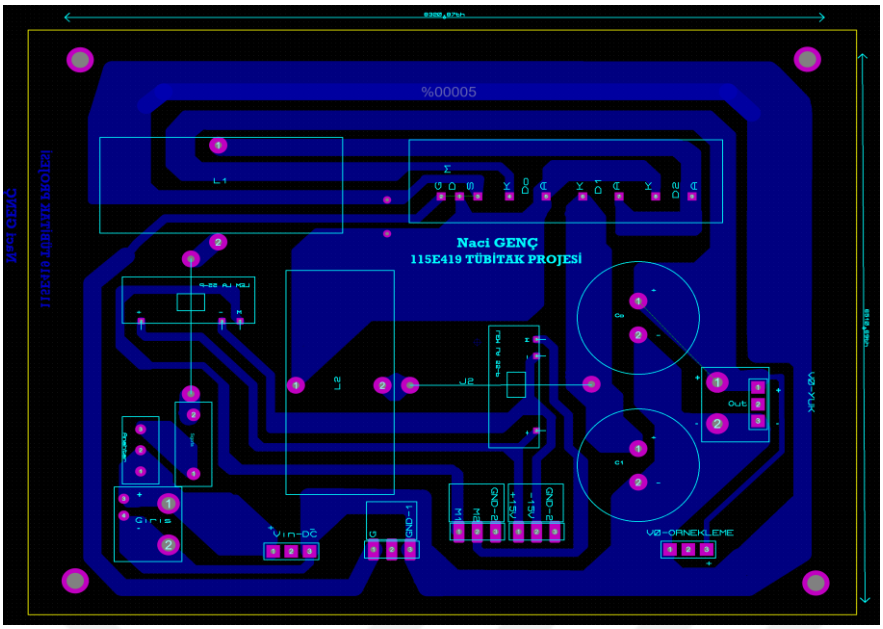
$$\dot{d} = \left[\frac{x_1 K_P}{C}\right]^{-1} \begin{Bmatrix} \frac{(1-d)}{C}\left[-\frac{(1-d)}{L} x_2 + \frac{V_G}{L} - x_1\left(\frac{1}{R_L C} K_P - K_I\right) + \lambda K_P x_1\right] \\ +\frac{1}{R_L C} x_2 \left[\left(\frac{1}{R_L C} K_P - K_I\right) - \lambda K_P\right] - \lambda K_I (V_o^* - x_2) \end{Bmatrix} \quad (3.52)$$

3.5. DENEYSEL PLATFORMDA DSP AYARLAMALARI YAPILARAK KONTROL ALGORİTMASININ GELİŞTİRİLMESİ VE TEST EDİLMESİ

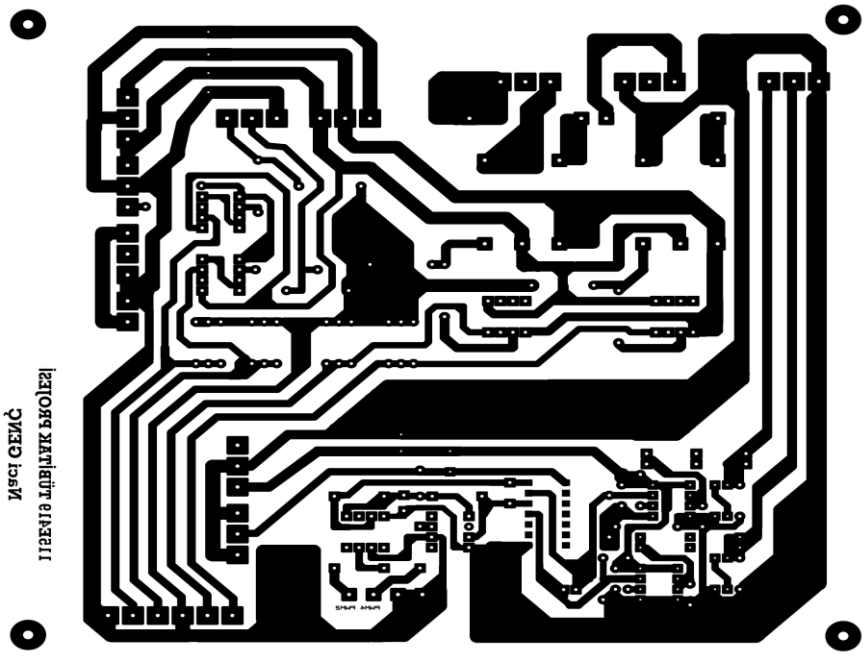
Bu tez çalışmasında deneysel çalışmalar için TÜBİTAK 1001 projesi yapılmıştır. 115E419 nolu projede öncelikle dijital kontrolör olarak kullanılan DSPF2812 için gerekli çalışmalar yapılarak, kullanılacak kontrol algoritması geliştirilmiştir. DSP çalışmaları tamamlandıktan sonra önerilen devrenin prototipi öncelikle klasik PI kontrol yöntemi kullanılarak test edilmiştir. Deneysel platformunda kullanılan Güç devresi, Sürücü devresi ve Besleme devresi için ayrı bir PCB (Printed Card Board) kart tasarımları tamamlanmış ve üretilmiştir. ARES programı vasıtasıyla yapılan PCB baskı devre çizimleri Şekil 3.15, Şekil 3.16, Şekil 3.17, Şekil 3.18, Şekil 3.19 ve Şekil 3.20'de aktarılmıştır. PCB baskı devre çizimlerine ait çalışmalar tamamlandıktan sonra, PCB baskı devre kartlarının üretilmesi yapılmış ve tüm deney ortamı oluşturulmuştur. Proje ekibi tarafından amatörce üretilmiş PCB baskı devre kartlarına ait tüm deney ortamı Şekil 3.21, Şekil 3.22, Şekil 3.23, Şekil 3.24'de aktarılmıştır. Resimlerde görüldüğü üzere, akım ölçerler güç devresine eklenmiştir. Güç devresinde mevcut akım ölçerden alınan akım bilgisi sürücü devresinde düzenlenerek DSP'ye aktarılmaktadır. Akım ölçerler hariç diğer gerilim ölçümleri sürücü devresi üzerinden yapılmaktadır.



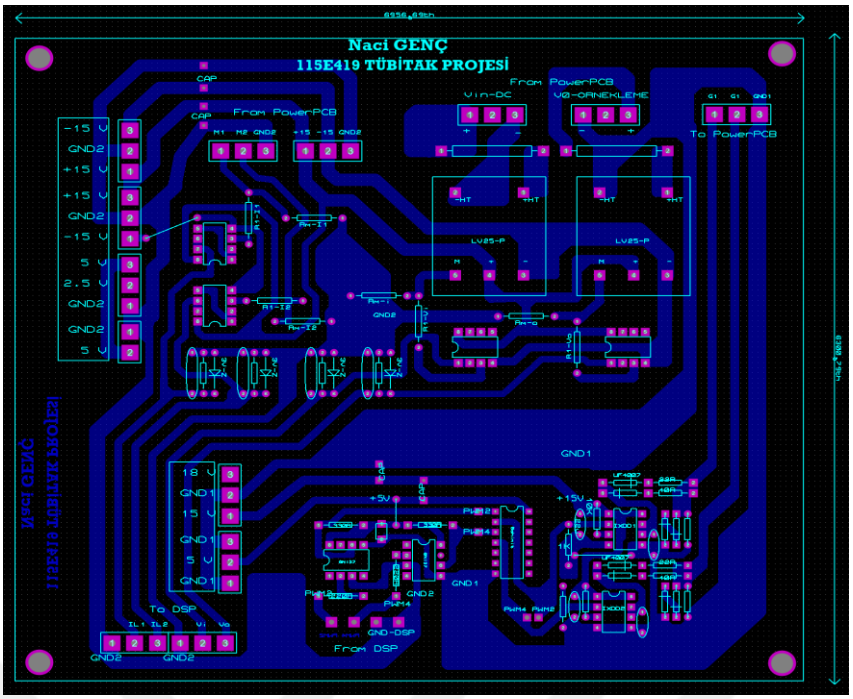
Şekil 3.15: Güç devresine ait baskı devre şeması



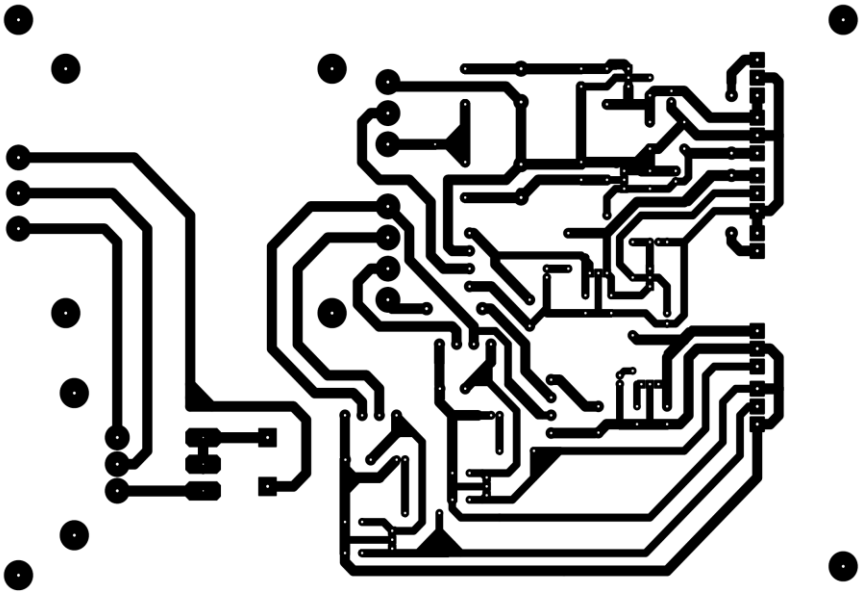
Şekil 3.16: Güç devresine ait baskı devre şemasının ARES görünümü



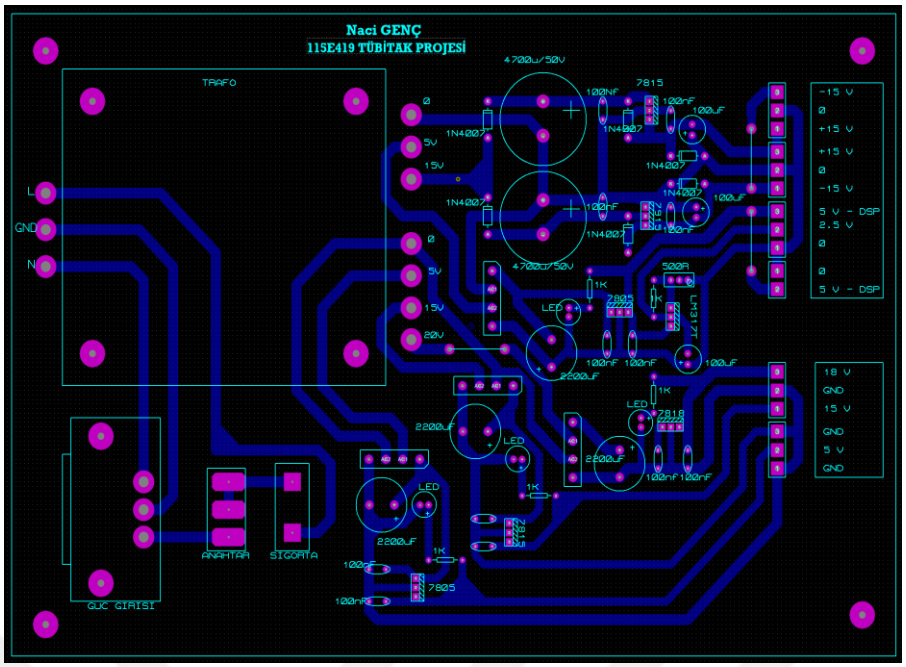
Şekil 3.17: Sürücü Devresine ait baskı devre şeması



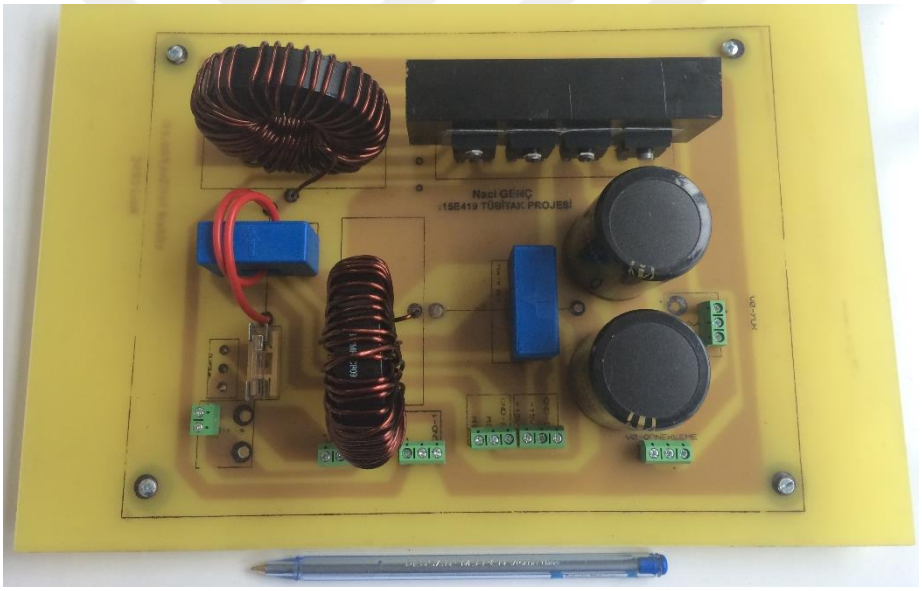
Şekil 3.18: Sürücü Devresine ait baskı devre şemasının ARES görünümü



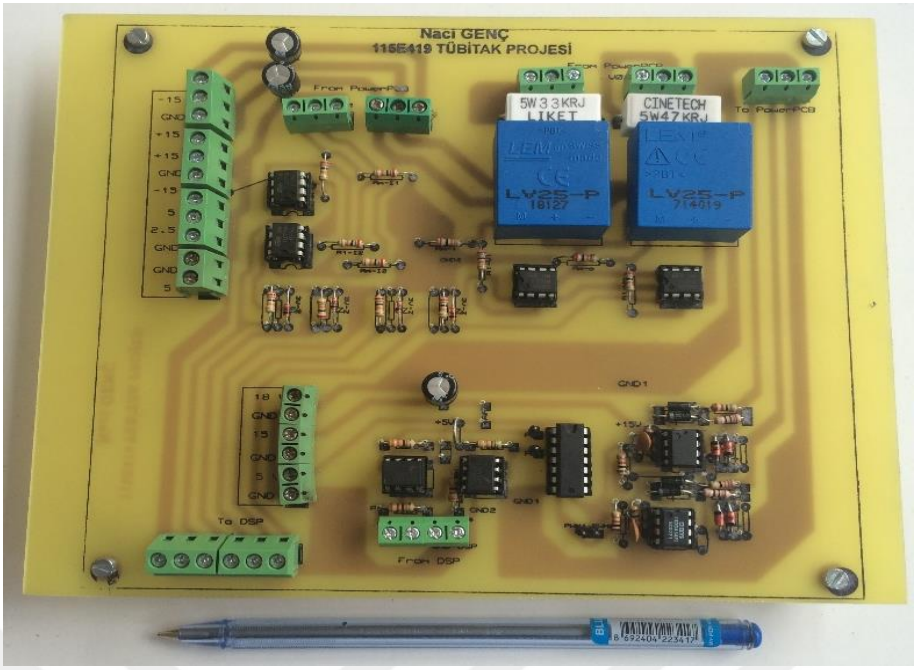
Şekil 3.19: Besleme Devresine ait baskı devre şeması



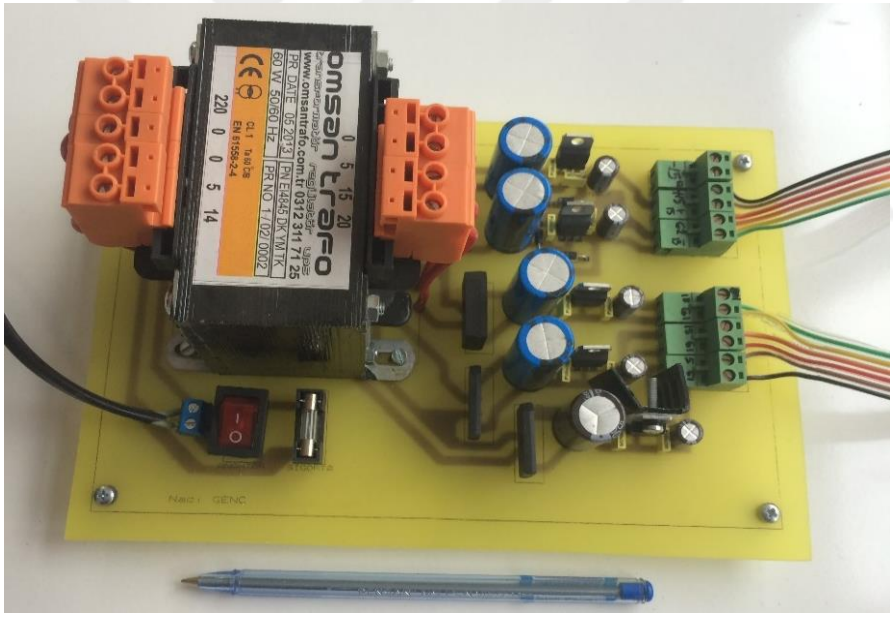
Şekil 3.20: Besleme Devresine ait baskı devre şemasının ARES görünüm



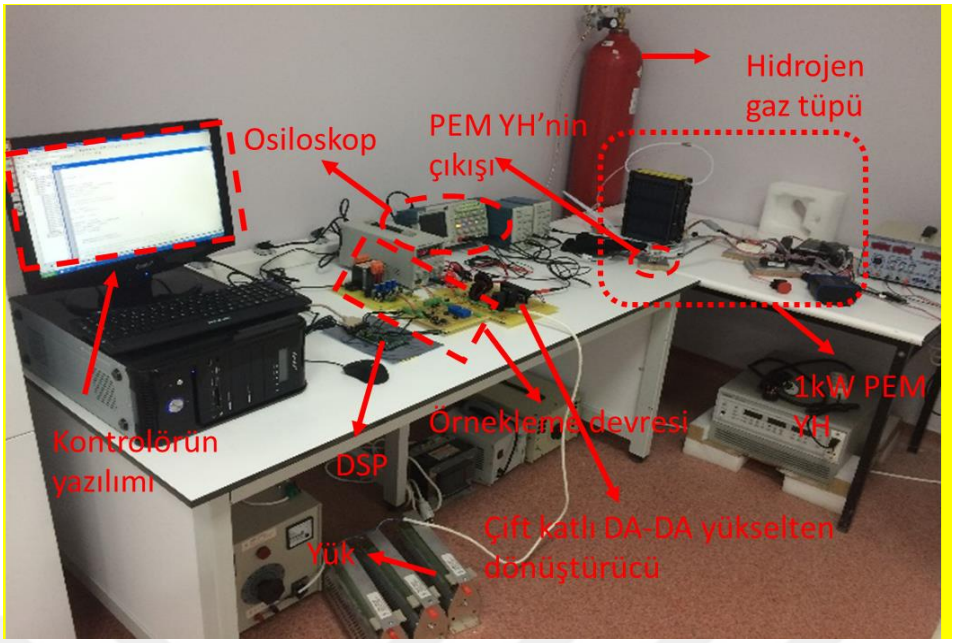
Şekil 3.21: Güç Devresine ait PCB kartı

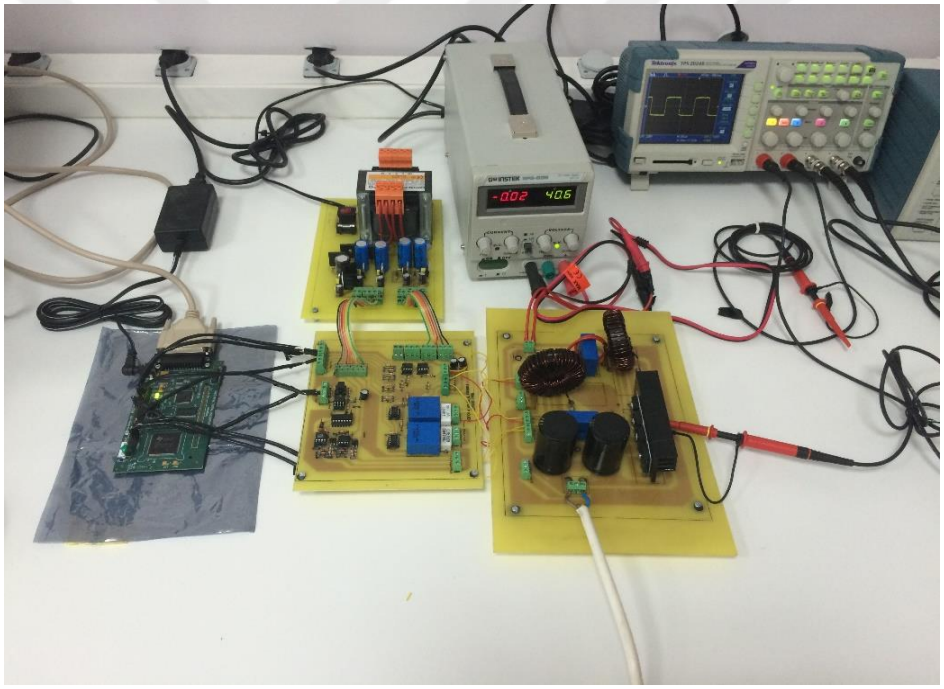


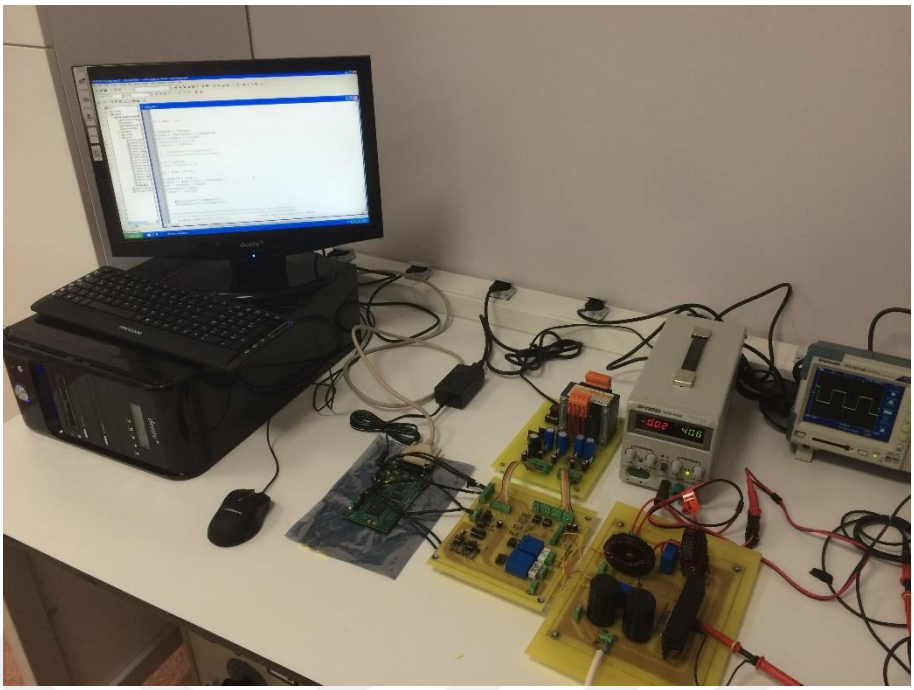
Şekil 3.22: Sürücü Devresine PCB kartı



Şekil 3.23: Besleme Devresine ait PCB kartı


Hidrojen
gaz tüpü
Osiloskop
PEM YH'nin
çıkışı
1kW PEM
YH
Örnekleme devresi
Kontrolörün
yazılımı
DSP
Çift katlı DA-DA yükselten
dönüştürücü
Yük





Şekil 3.24: Tüm deney setine ait resimler

Deneysel platformda yapılanlar aşağıdaki sırada gerçekleştirilmiştir.

1. Proje kapsamında alınan TMS320F2812 DSP kartlarından biri tüm sisteme entegrasyonu yapılacak şekilde ayarlanıp, PWM ve Analog I/O birimlerinin bağlantı noktaları erkek konnektörler ile ulaşılabilir hale getirilmiştir. PWM ve Analog I/O birimlerinin lehimleri proje ekibi tarafından gerçekleştirilmiştir.
2. TMS320F2812 DSP kartını programlayabilmek için gerekli yazılım programı CCS (Code Composer Studio, v-3.3) programı bilgisayara yüklenmiştir.
3. TMS320F2812 DSP kartının Analog I/O biriminin tüm girişlerine 1.5V'luk pil gerilimi uygulanarak Analog girişleri test edilmiştir.
4. TMS320F2812 DSP kartının PWM modülünde sabit bir PWM üretecek şekilde programlama yapılmış olup, PWM biriminin ilgili çıkışları osiloskop ile gözlenmiştir.
5. TMS320F2812 DSP kartının sürücü devresine bağlanması için gerekli kablolama ve bağlantıları yapılmıştır.
6. Klasik PI kontrol yöntemi CCS (Code Composer Studio, v-3.3) programı vasıtasıyla geliştirilmiştir.

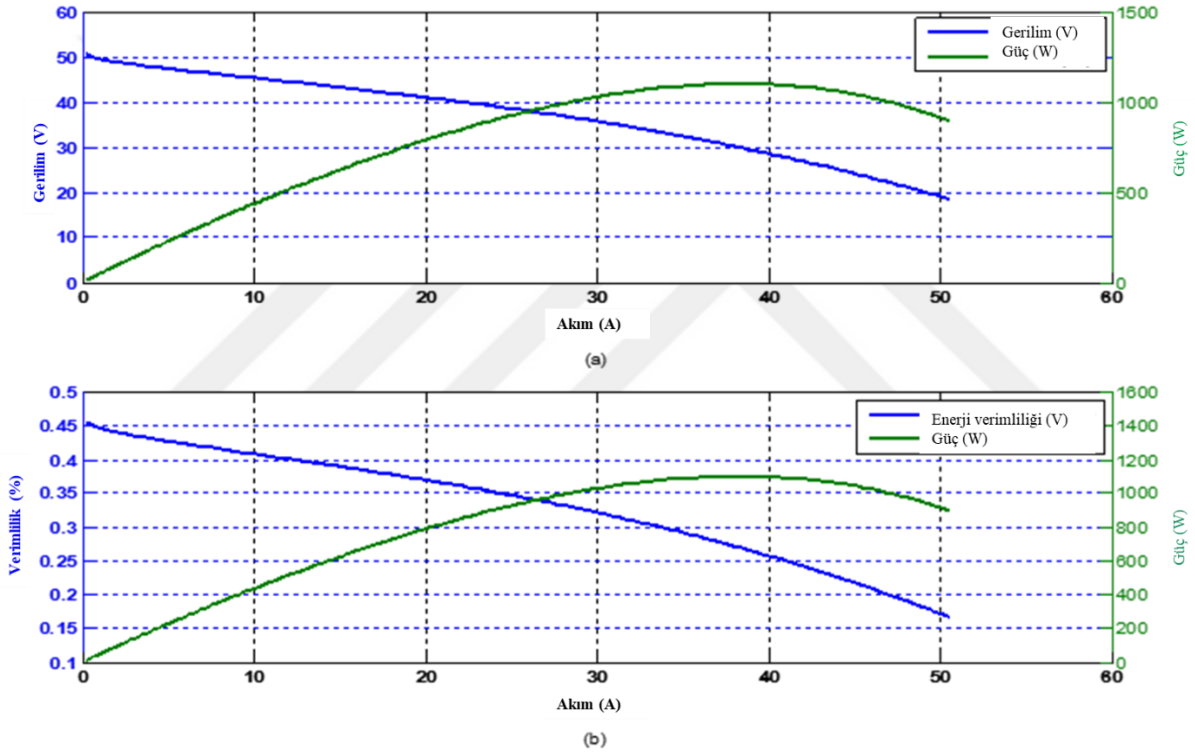
4. BULGULAR

Yapılan bu tez çalışmasında elde edilen bulgular, Matlab/SİMULİNK ortamındaki benzetim sonuçları ve yazılım sonuçları olmak üzere ikiye ayrılabilir.

4.1. BENZETİM SONUÇLARI

4.1.1. Yakıt Hücresi Karakteristiği

Yakıt hücresine ait V-I, güç ve verim grafiği elde edilerek yakıt hücresinin optimum çalışma koşulları belirlenmiştir. Şekil 4.1'de YH'sinin karakteristik eğrisi yer almaktadır.

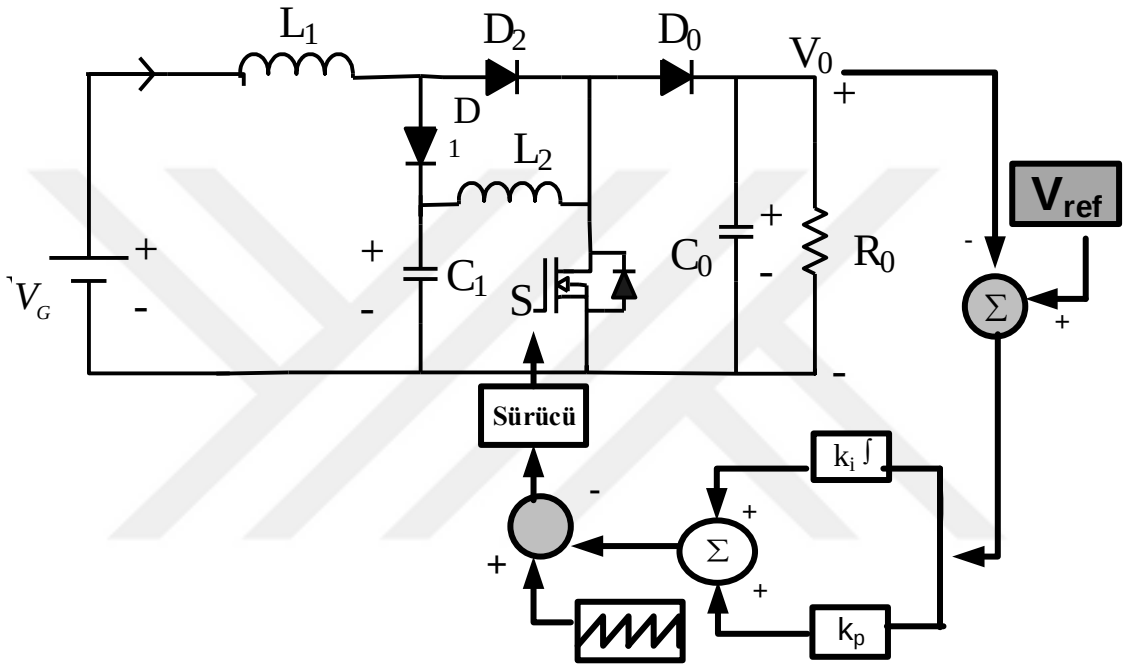


Şekil 4.1: a)PEM Yakıt Hücresi Gerilim-Akım Yoğunluğu, Güç-Akım Yoğunluğu grafiği **b)** PEM Yakıt Hücresi Verimlilik-Akım Yoğunluğu, Güç-Akım Yoğunluğu grafiği

Yüksek enerji verimi elde etmek için PEM YH, düşük güç yoğunluğunda düşük akım yoğunluğu elde edecek şekilde çalıştırılmalıdır. Çünkü, yüksek enerji verimi ve yüksek güç yoğunluğunu her ikisini de aynı anda elde etmek zordur. Fakat iyi bir su ve ısı tahliyesi ile yüksek enerji verimi ve yüksek güç yoğunluğunu elde etmek mümkündür [88].

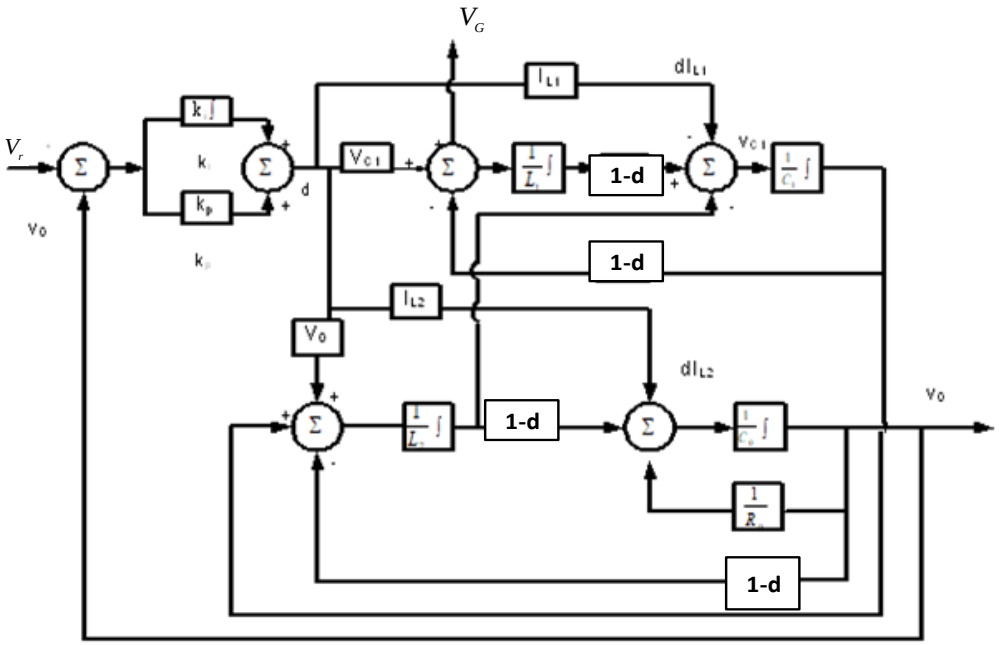
4.1.2. Sabit Gerilim Altında PI Kontrolör Uygulanan Sistemin Benzetim Sonuçları

Şekil 4.2'de sabit 40 V gerilim ile beslenen PI kontrollü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün devre gösterimi verilmiştir. Bu kapsamda ilk benzetim çalışması olarak sabit gerilim altında devrenin çıkışının PI kontrolü yapılmıştır. Burada çıkış gerilimi, bir referans gerilim ile karşılaştırılarak PI kontrolöre girmiş ve PWM sinyaline dönüştürülerek anahtara (MOSFET'e) tetikleme verilmiştir. Referans gerilimi 200-500 V arasında seçilmektedir.

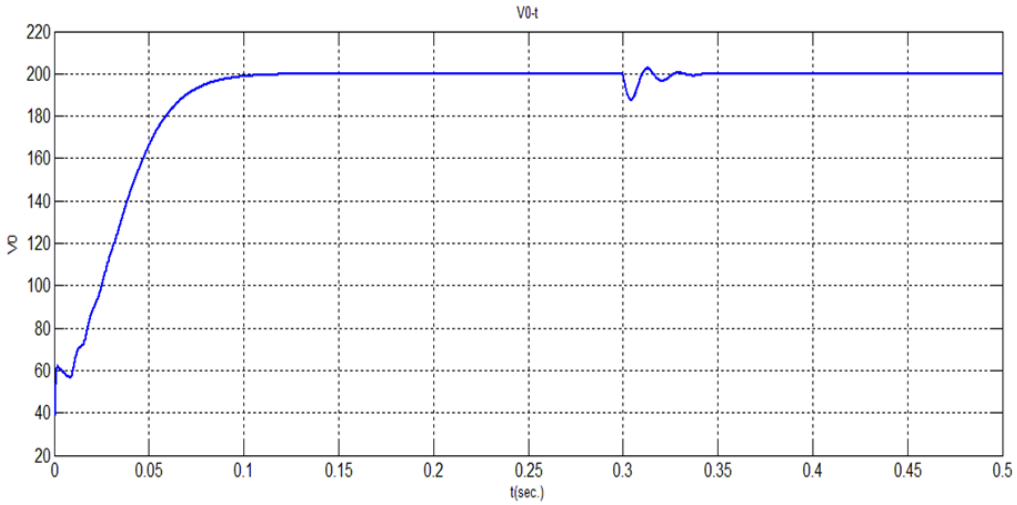


Şekil 4.2: PI kontrollü çift katlı yükselten dönüştürücü devresi

Şekil 4.3'de Sabit gerilim ile beslenen çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin PI kontrolörlü blok diyagramı gösterilmektedir. Bu devredeki giriş gerilim 40 V'tur. Buradaki referans gerilimi 200 V olarak seçilmiştir. Bu sebeple tüm sistemin çıkış geriliminin 200 V olması beklenmektedir. PI kontrolün amacı, giriş gerilimi ne olursa olsun çıkış gerilimini referans gerilimine sabitlemektir. PI kontrolör katsayıları olan K_p ve K_i değerleri Ziegler-Nichols yöntemine göre belirlenmiştir. Bu devrenin benzetim sonucu Şekil 4.4'de verilmiştir.



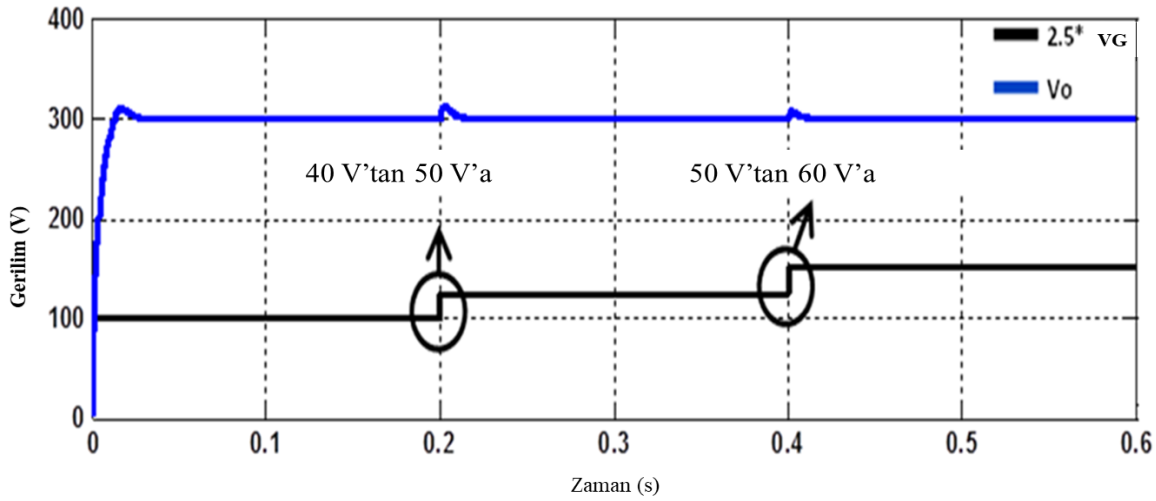
Şekil 4.3: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün PI kontrollü blok şeması



Şekil 4.4: PI kontrollü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün benzetim sonucu .(R_0 yük direnci 80 ohm ve 40 ohm için)

Şekil 4.4'de göre iki farklı yük altında devrenin kontrolü test edilmiş, çıkış gerilimi V_0 , 200 V'a 0.1 sn civarında sabitlenmiştir. Yük direnci 80 V'tan 40 V'a düşürülünce girişten daha fazla güç çekilmiştir. Bu durum, çıkış geriliminin bozulmasına neden olmuştur. Bu bozulma 0.3sn-0.35sn aralığında dikkat çekmektedir. PI kontrolör hemen devreye girerek 0.35 sn'den sonra çıkışı tekrardan 200 V'a sabitlemiştir. Şekil 4.5'te ise sabit giriş gerilimi 40V'tan 50 V'a, sonrasında ise 60 V'a yükseltilerek ve referans gerilimi de 300 V ayarlanarak tüm sistemin benzetim sonucu elde edilmiştir. Şekil 4.5'teki benzetim sonucuna göre PI kontrolör, giriş gerilimi değişikliklerini başarılı bir şekilde takip etmektedir. Her giriş gerilimi değişiminde çok

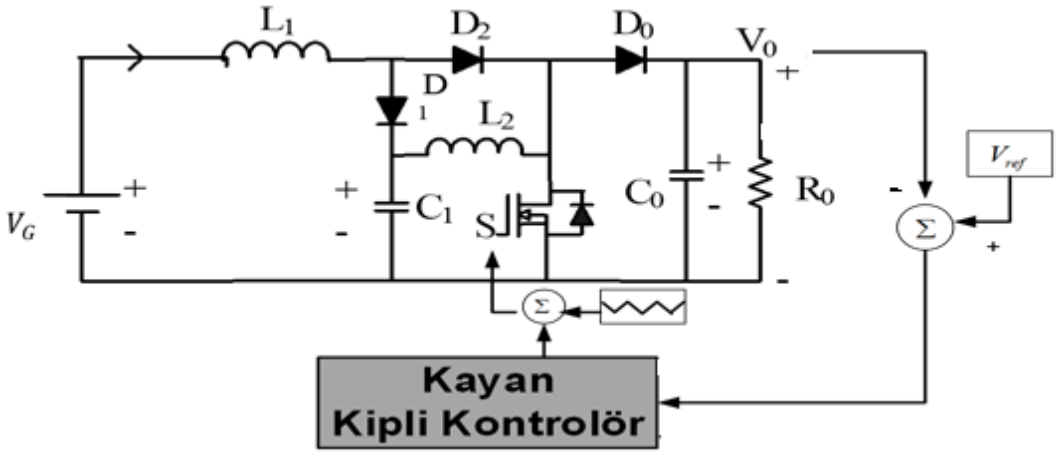
kısa süreli bir bozulma olsa da, sonrasında PI kontrolörün çıkış gerilimini hızlı bir şekilde referans gerilime sabitlediği görülmektedir. Grafikte giriş ve çıkış gerilimini daha iyi gözlemleyebilmek için, giriş geriliminin 2,5 katı grafiğe aktarılmıştır.



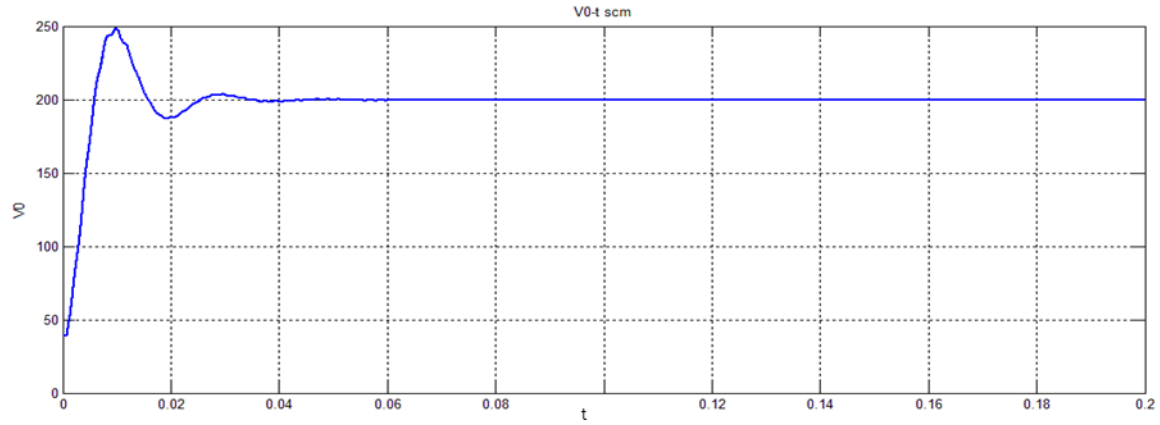
Şekil 4.5: Tüm sistemin giriş ve çıkış gerilimlerinin PI kontrolörlü benzetim sonucu.

4.1.3. Sabit Gerilim Altında Kayan Kipli Kontrolör Uygulanan Sistemin Sonuçları

Sabit gerilim ile beslenen çift katlı yükselten DA-DA yükselten dönüştürücünün PI ile kontrol edilmesinden sonra tüm sisteme kayan kipli kontrolör eklenmiş ve benzetim sonuçları elde edilmiştir. Kayan kipli kontrolör sisteme uygulandığı zaman çatırtı problemi ile karşılaşılmış ve bu çatırtı problemini azaltabilmek için sign fonksiyonu yerine tanh fonksiyonu kullanılmıştır. 40V sabit bir giriş gerilimi altında kayan kipli kontrolör ile kontrol edilen tüm sistemin devre gösterimi Şekil 4.6'da verilmiştir.



Şekil 4.6: Sabit 40 V gerilim ile beslenen Kayan Kipli kontrolü yapılan DA-DA çift katlı yükselten dönüştürücünün devre şeması

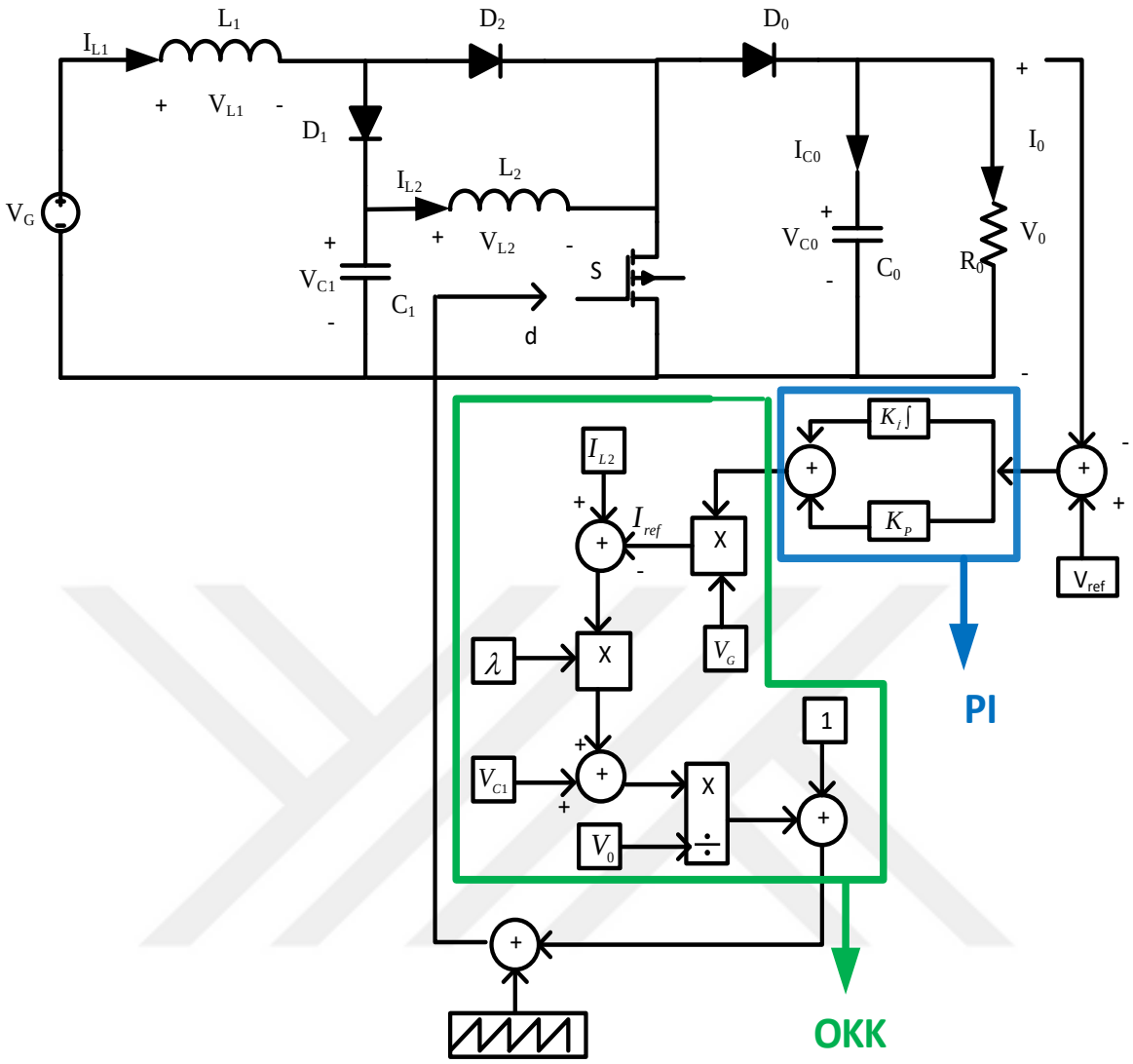


Şekil 4.7: Sabit 40 V gerilim ile beslenen Kayan Kip kontrollü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün benzetim sonucu

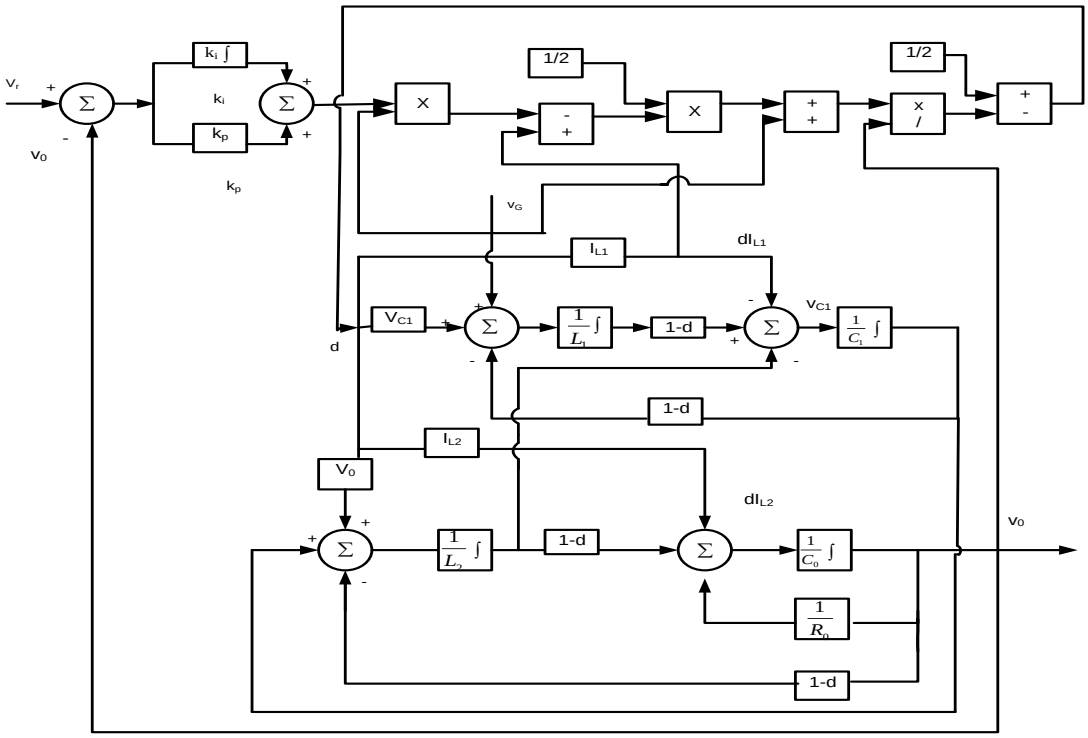
Şekil 4.7 'de Sabit 40 V gerilim ile beslenen Kayan Kip kontrollü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün benzetim sonucu verilmiştir. Şekil 4.7'ye göre benzetim sonucu gayet iyi gibi görünse de kontrolörde bazı aksaklıklar meydana gelmektedir. Doğrusal olmayan sistemde kayan kip kontrolör uyguladığımızda referans değişikliklerine cevap verememekte ve giriş gerilimi değiştiği zaman bu değişimden kontrolör etkilenmektedir. Bu dezavantaj yüzünden sistem olumsuz etkilenmektedir. Bu sebeple ortalama kayan kipli kontrolör sabit gerilim altında tüm sisteme uygulanmıştır.

4.1.4. Sabit Gerilim Altında Seri PI-Ortalama Kayan Kipli Kontrolör Uygulanan Sistemin Sonuçları

Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin seri PI-ortalama kayan kipli devre şeması Şekil.4.8'de, blok diyagramı ise Şekil 4.10'da verilmiştir. Şekil 4.11'de ise tüm sistemin çıkış geriliminin benzetim sonucu gösterilmiştir. PI kontrolör, OKK kontrolöre L_2 bobinin akımı ile karşılaştırılarak giriş yapmış ve çıkışta PWM üretilerek anahtara (MOSFET'e) tetikleme olarak uygulanmıştır.

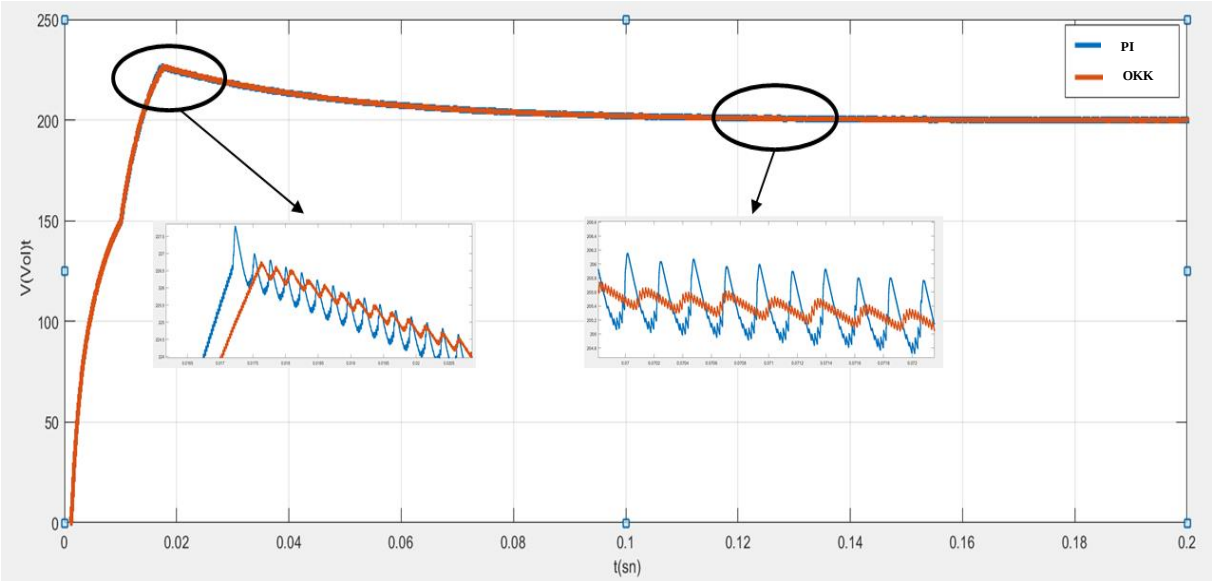


Şekil 4.8: Seri PI-Ortalama Kayan Kipli kontrolü yapılan DA-DA çift-katlı yükselten dönüştürücünün devre şeması.



Şekil 4.9: Seri PI-Ortalama Kayan Kipli kontrolü yapılan DA-DA çift-katlı yükselten dönüştürücünün kontrol blok diyagramı

Şekil 4.11'da PI-Ortala Kayan Kip kontrolü ve sadece PI kontrolü yapılan DA-DA çift-katlı yükselten dönüştürücünün benzetim karşılaştırma grafiği verilmiştir. Grafiğin karşılaştırmalı değerleri ise Tablo 4.1'de verilmiştir.



Şekil 4.10: Seri PI-OKK kontrolü ve sadece PI kontrolü yapılan DA-DA çift-katlı yükselten dönüştürücünün benzetim karşılaştırması

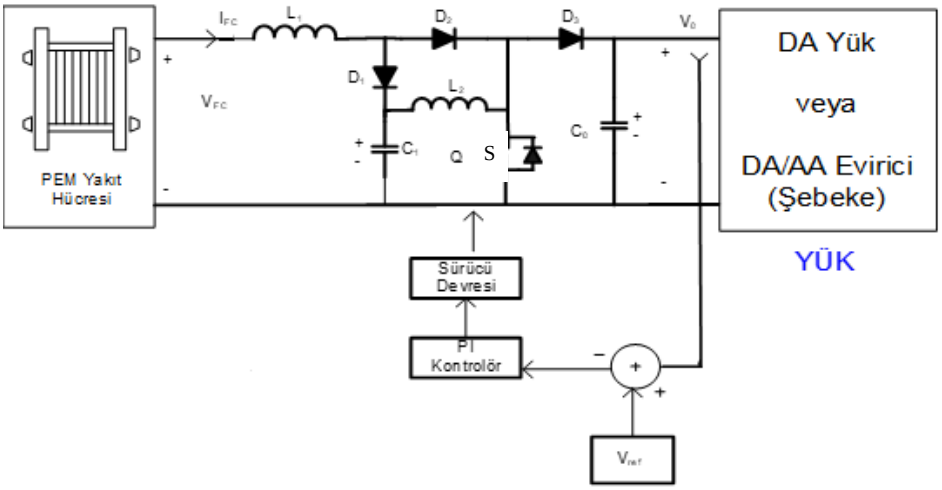
Tablo 4.1: PI ve Seri-OKK kontrolörü karşılaştırma

	PI	Seri PI-OKK
Yükselme Zamanı	0.0172 sn	0.0176 sn
Oturma zamanı	0.13 sn	0.13 sn
Aşım	27.7 V	27 V
Dalgalanma	1 V	0.2 V

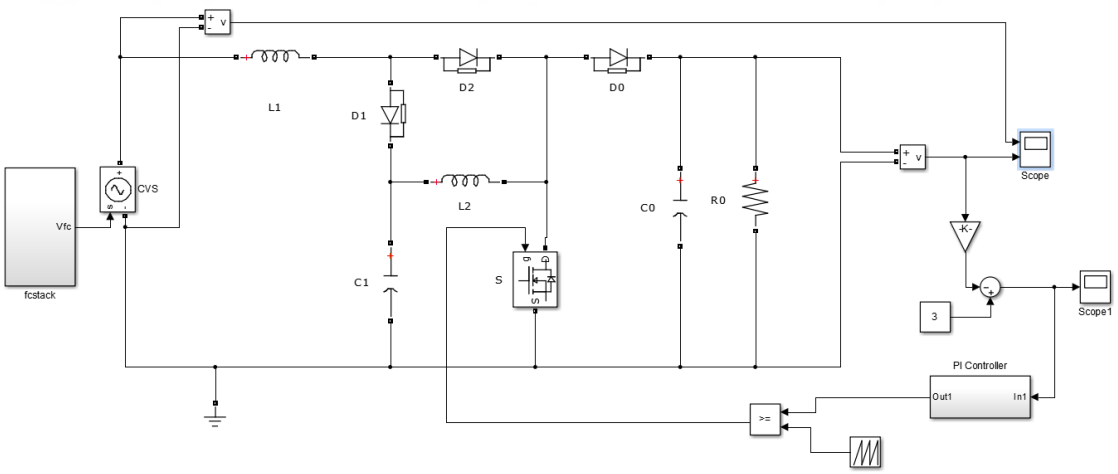
Şekil 4.7'de verilen Kayan kipli kontrolöre göre Şekil 4.10'da referans gerilimi aşımın azaldığı ve referans gerilimi takibinde de bir sıkıntı yaşanmadığı görülmektedir. Tablo 4.1'e göre seri PI-OKK kontrolörlü sistem ve PI kontrolörlü sistemin çıkış gerilimlerinin yükselme zamanları,oturma zamanları, aşımları ve dalgalanmaları karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma sonucunda seri PI-OKK kontrolörlü sistemin PI kontrolörlü sisteme göre çıkış gerilimindeki en fazla düzelme dalgalanma miktarında meydana gelmiştir. OKK kontrolör PI kontrolöre eklenince dalgalanmayı önemli ölçüde azaltma etkisi göstermiştir. Güç devrelerinde özellikle dalgalanmayı azaltmak, devre elemanlarının zarar görmemesi hususunda önem taşımaktadır. Özellikle de anahtarlama elemanı olarak kullanılan MOSFET yüksek frekanslarda kullanıma uygundur. Bu sebeple devrede tercih nedeni olmuştur. Ancak yüksek gerilimlere karşı fazla dayanıklı değildir ve çıkış gerilimindeki dalgalanmalardan etkilenmektedir. Bu sebeple dalgalanmayı ve aşımı azaltmak hedeflenmiştir. Tablo 4.1'e göre aşımda da bir miktar azalma sağlandığı görülmektedir. 27.7 V'dan 27 V'a düşmüştür.

4.1.5. Çift Katlı Yükselten DA-DA Dönüştürücü Devresi ve PEM Yakıt Hücresinin Birleştirilerek PI ve Seri PI-OKK Kontrolörlü Benzetim Sonuçları

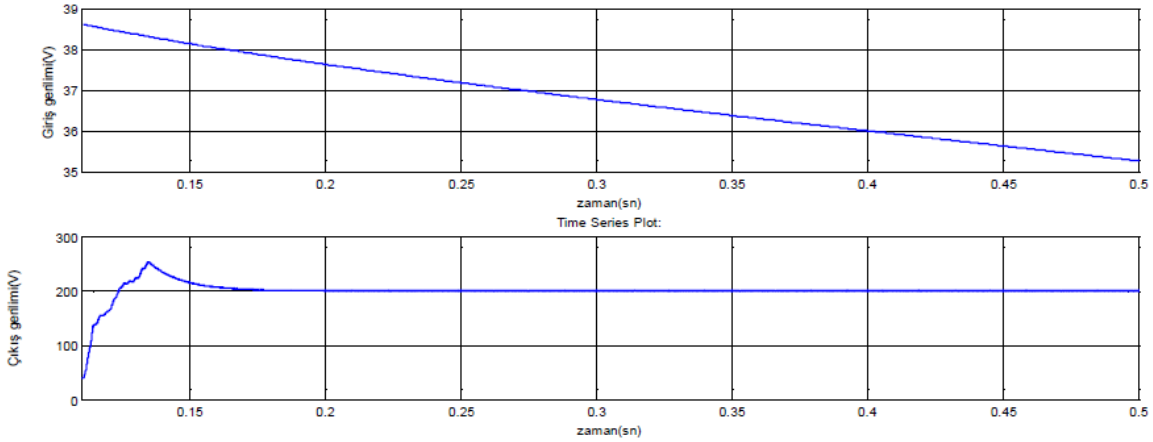
Ayrı ayrı benzetim çalışmaları tamamlanan YH ve çift katlı yükselten DA-DA devresi birleştirilerek sonuçlar incelenmiştir. Şekil 4.12'de, PEM YH'e bağlanan PI kontrolörlü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin blok gösterimi verilmiştir. Şekil 4.13'de ise bu devrenin matlab görünümü verilmiştir. Şekil 4.13'de kullanılan yakıt hücresi olarak, oluşturulan matlab modeli kullanılmıştır. Şekil 4.14'de ise PEM YH'ne bağlanan PI kontrolörlü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimlerinin değişimi gösterilmiştir. Benzetim sonucuna göre çıkış gerilimi, 200 V olan referans gerilimine sabitlenmiştir. Şekil 4.14'e göre YH'nin çalışma gerilimi aralığı yaklaşık olarak 35-40 V arasında değişmektedir. Sabit DA gerilim kaynağı kullanılan devrede (Şekil 4.5), PI kontrolör referans gerilime başarılı bir şekilde yükseltilmişti ve giriş gerilimi değişikliklerine başarılı bir şekilde uyum sağlamıştı. Ancak PEM YH'e bağlanan devrede giriş gerilimi sürekli olarak 35-45 V aralığında değişim göstermektedir. Bu sebeple kullanılan kontrolörün, giriş gerilimi değişikliklerine hızlı bir şekilde uyum sağlanması beklenmektedir. Şekil 4.14'de giriş gerilimindeki değişikliklere PI kontrolörün başarı ile uyum sağladığı görülmektedir.



Şekil 4.11: Yakıt hücresine bağlanan devrenin PI kontrolü



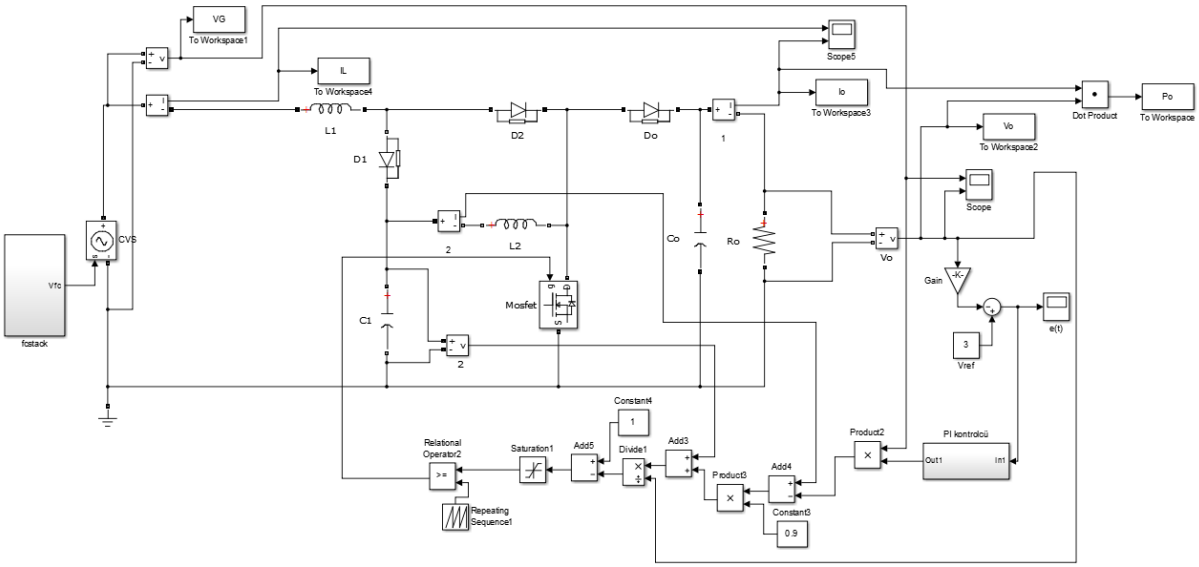
Şekil 4.12: PEM YH'ne bağlanan PI kontrolörlü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin matlab görünümü



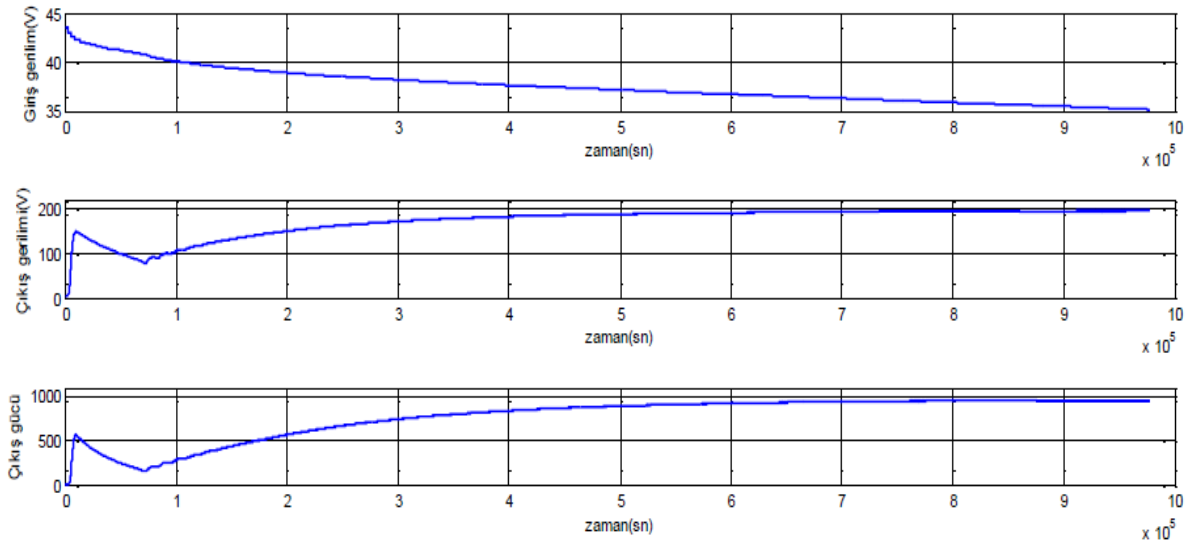
Şekil 4.13: PEM YH'ne bağlanan PI kontrolörlü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimlerinin değişimi

Şekil 4.15 ve Şekil 4.16'de ise sırasıyla PEM YH'ne bağlanan seri PI-OKK kontrolörlü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin matlab görünümü ve giriş ve çıkış geriliminin

benzetim sonucu verilmiştir. Sabit gerilimde olduğu gibi devreye PEM YH bağlanmış olan tüm sistemin çıkış geriliminde aşım ve dalgalanmada PI kontrolör kullanılan tüm sisteme göre iyileşmeler olmuştur.



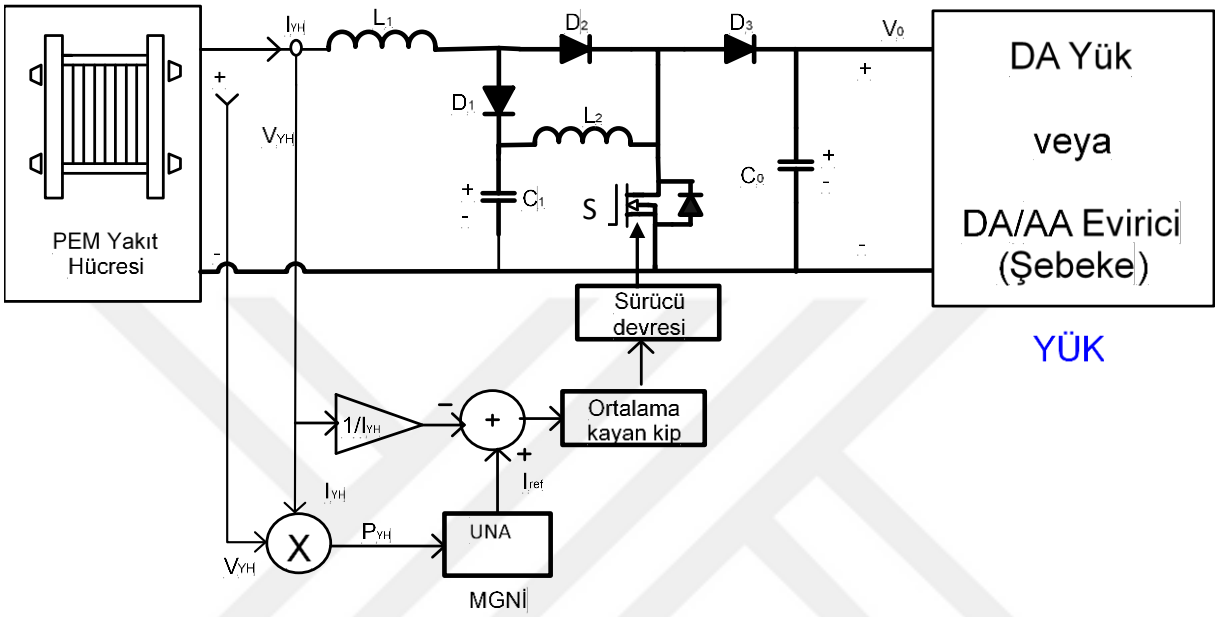
Şekil 4.14: PEM YH'ne bağlanan PI-OKK kontrolörlü çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü devresinin matlab görünümü



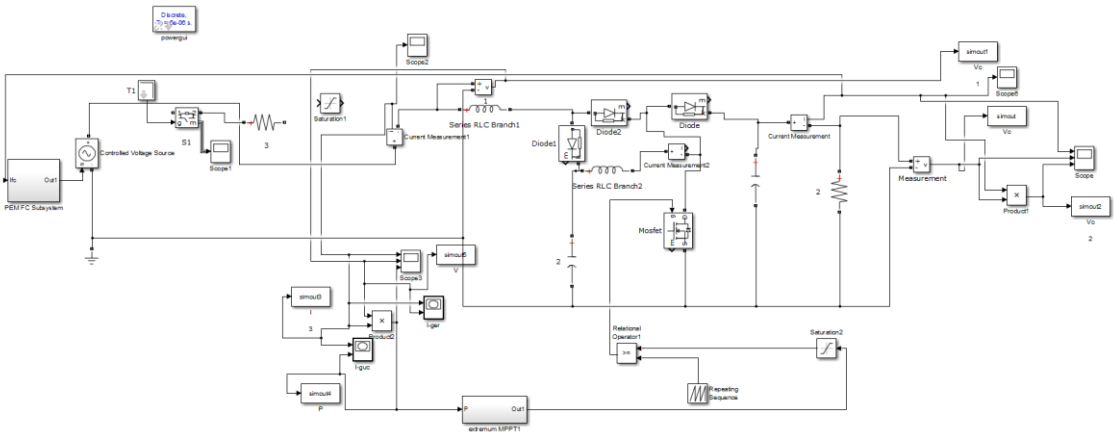
Şekil 4.15: PEM yakıt hücresine bağlanan çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücünün seri PI-OKK kontrollü giriş ve çıkış geriliminin benzetim sonucu

4.1.6. UNA MGNİ Kontrolü Yapılan Sistemin Benzetim Sonuçları

Şekil 4.16'da bir YH tarafından beslenen çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü sistemine seri uygulanan UNA kontrolörü ve OKK kontrolörünün devre gösterimi verilmiştir.

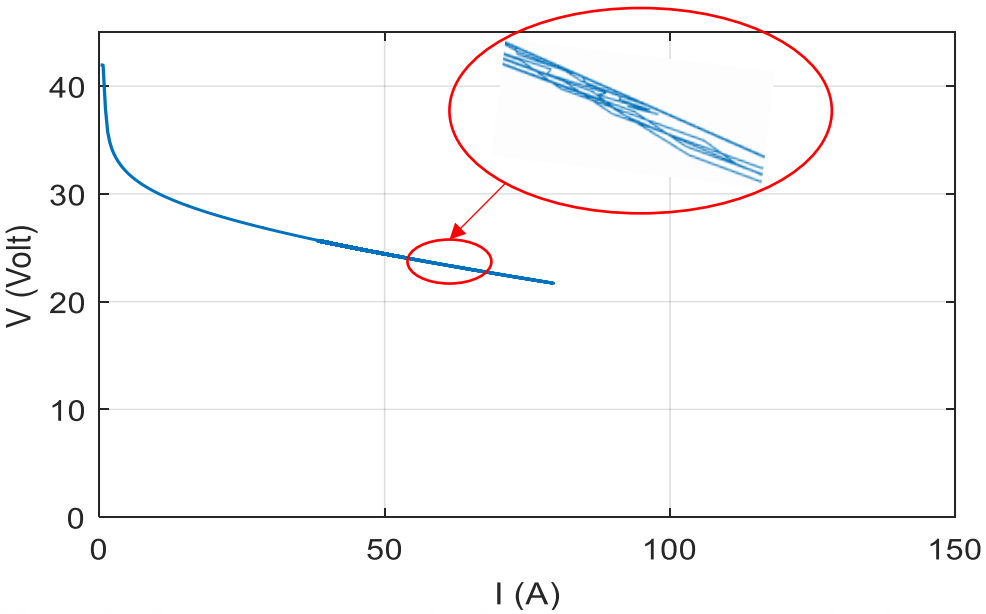


Şekil 4.16: YH tarafından beslenen çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü sistemine seri uygulanan UNA kontrolü ve OKK kontrolünün devre gösterimi

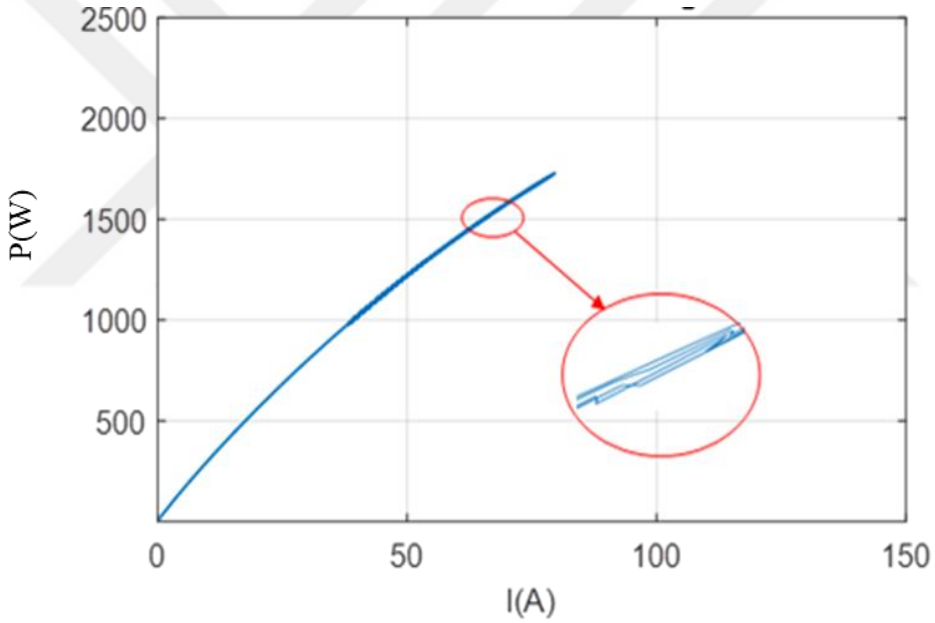


Şekil 4.17: UNA kontrolü yapılan PEM YH bağlanan tüm sistemin matlab görüntüsü

Şekil 4.17'deki gösterim öncelikle UNA kontrolü olarak tek benzetim sonuçları alınmıştır. Daha sonra ise sırasıyla PI ve OKK, UNA MGNİ kontrolöre seri olarak uygulanmıştır. UNA MGNİ kontrolü yapılan PEM YH bağlanan tüm sistemin matlab görüntüsü ise Şekil 18'de gösterilmiştir. Şekil 4.19 ve 4.20'de UNA MGNİ kontrolü uygulanmış YH'nin sırasıyla akım-gerilim ve akım- güç grafiği verilmiştir. MGNİ kontrolü yapılan sistemlerde akım-gerilim ve akım- güç grafiklerinin maksimum nokta tespiti yapması ve bu nokta etrafında salınım yapması beklenmektedir. Şekil 19 ve Şekil 20 grafiklerinden görüldüğü üzere MGNİ kontrol başarılı bir şekilde maksimum güç noktası etrafında salınım yapmaktadır**.** YH'nin çıkış gücünün zamana göre değişimi Şekil 4.21'de verilmiştir. Bu şekilden de görüleceği üzere güç zaman grafiğinde dalgalanmalar gözlenmektedir. Bu dalgalanmalar Şekil 4.20'de görülen maksimum güç noktası etrafındaki salınımların güç-zaman grafiğindeki yansımasıdır. Maksimum güç 1200W etrafında salınım yapmaktadır. Salınımın menzili 1340W-1160W aralığındadır. 180 W'lık bir dalgalanma oluşturmaktadır. Bu salınım menzili oldukça fazladır. Bu sebeple bu menzili azaltmak amacı ile UNA kontrolörüne seri olarak öncelikle PI, PD, PID kontrolörler, daha sonra ise OKK kontrolör eklenmiştir. Sırasıyla Şekil 4.21, Şekil 4.22, Şekil 4.23 ve Şekil 4.24'da güç-zaman grafikleri gösterilmiştir. Şekil 4.21, Şekil 4.22, Şekil 4.23 ve Şekil 4.24'de verilen güç zaman grafiklerinde oluşan dalgalanmalar incelendiğinde, dalgalanmayı PI ve OKK kontrolörlerin azalttığı açıkça görülmektedir. PD ve PID kontrolörlerde azalma olmamış hatta aksine PID kontrolör uygulanan sistemin (Şekil 4.24) çıkış gücündeki dalgalanmada artış gözlenmiştir. Bunun sebebi ise türev etkinin anahtara uygulanan PWM (Sinyal Genişlik Modulasyonu)'de oluşturulan darbe sinyalinin türevini almasıdır. Sabitin türevi de sıfır olduğu için düzgün bir sonuç alınamamaktadır. Bu yüzdendir ki Tablo 4.2'de sadece sisteme uygulanan PI kontrolör ve OKK kontrolörlerin karşılaştırması yapılmıştır.

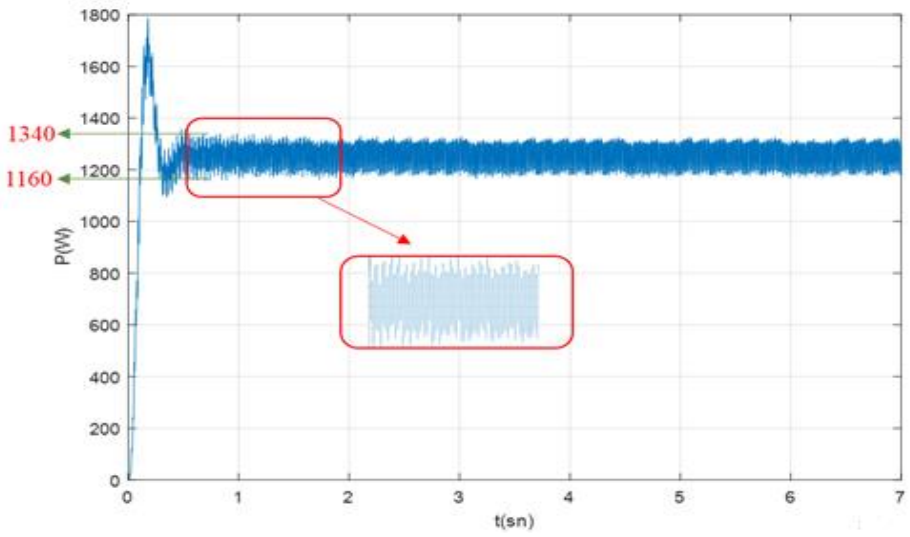


Şekil 4.18: Yakıt hücresi için MGNİ akım-gerilim benzetim sonucu

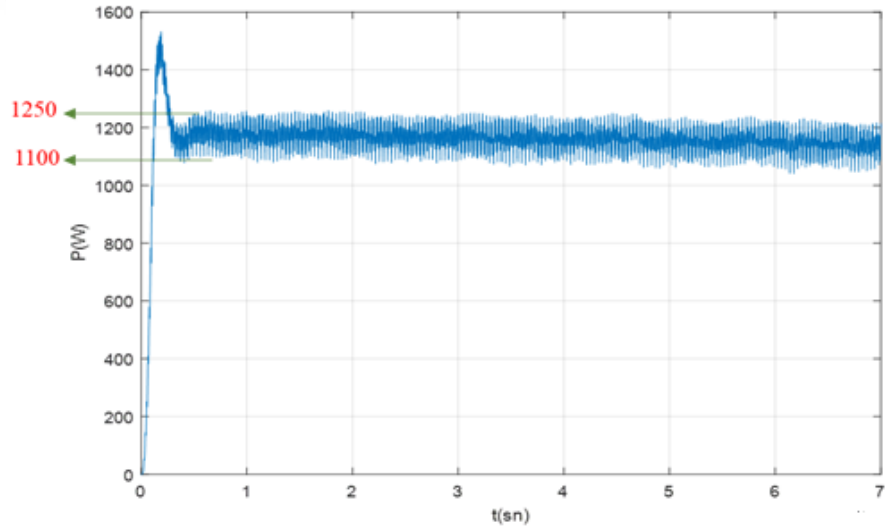


.

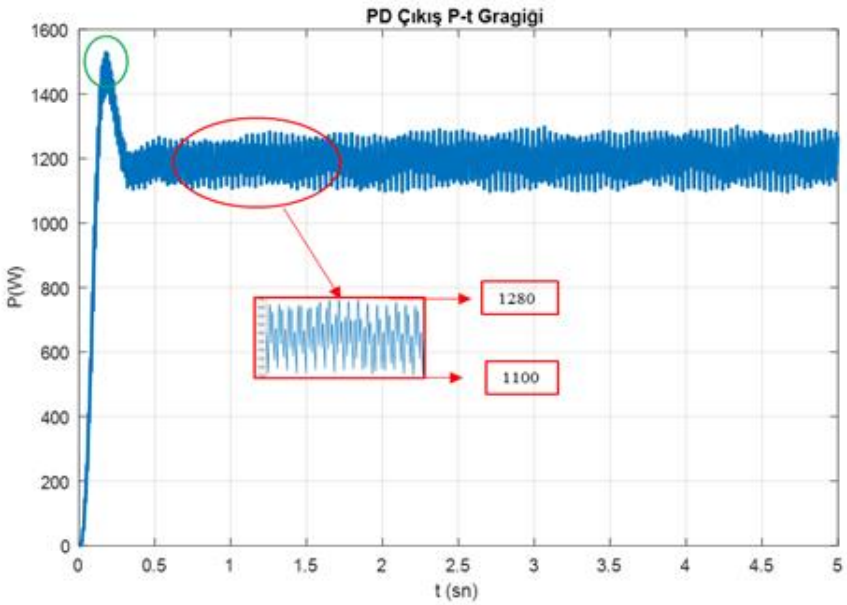
Şekil 4.19: Yakıt hücresi için MGNİ akım-güç benzetim sonucu



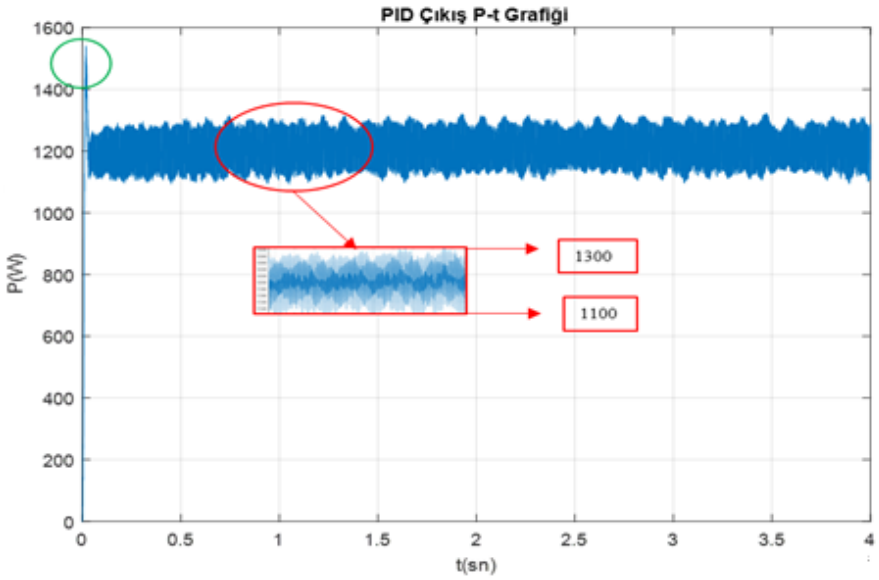
Şekil 4.20: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü çıkışının UNA kontrolörlü P-t benzetim sonucu



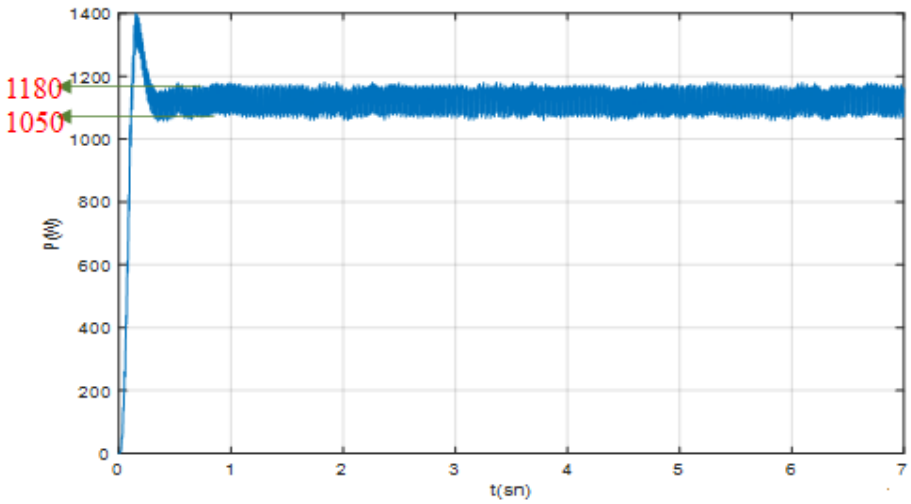
Şekil 4.21: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü çıkışının UNA MGNİ kontrolüne seri bağlı PI kontrolörlü P-t benzetim sonucu



Şekil 4.22: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü çıkışının UNA MGNİ kontrolüne seri bağlı PD kontrolörlü P-t benzetim sonucu.



Şekil 4.23: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü çıkışının UNA MGNİ kontrolüne seri bağlı PID kontrolörlü P-t benzetim sonucu.



Şekil 4.24: Çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü çıkışının UNA kontrolüne seri bağlı OKK kontrolörlü P-t benzetim sonucu

Şekil 4.21, Şekil 4.22 ve Şekil 4.25 için karşılaştırma tablosu Tablo 4.2'de verilmiştir. Tablo 4.2'de sistemin çıkış gücünün zamana göre benzetim grafiğindeki yükselme zamanı, oturma zamanı, dalgalanma ve aşım özellikleri sayısal olarak incelenmiştir. Bu tabloya göre UNA MGNİ kontrolörüne seri olarak bağlanan OKK kontrolör etkisi, PI kontrolör etkisine göre aşım ve dalgalanmanın azaltılmasında ciddi rol oynamıştır. Sadece UNA MGNİ kontrolörle kontrol edilen sistem incelendiğinde PI kontrolör etkisi yükselme zamanı, aşım ve dalgalanmada çok fazla iyileştirmeler meydana getirmiştir. Ancak oturma zamanında her iki kontrolör etkisi için de ciddi bir değişiklik gözlenmemiştir. Sonuç olarak sabit gerilim altındaki sistemde de PEM YH ile beslenen tüm sistemde de OKK kontrolör etkisi PI kontrolör etkisine göre daha iyi sonuç vermektedir. Ama her durumda OKK kontrolör etkisi aşım sorununu tam olarak ortadan kaldıramamaktadır. Bu sebepledir ki aşımı ortadan kaldırabilmek için yeni bir kontrolör ihtiyacı duyulmuştur. Lypunov tabanlı PI kontrolör referans gerilimi anlık aşma (aşım) sorununu ortadan kaldırmak ya da minimuma indirmek amacı ile tasarlanmıştır.

Tablo 4.2: UNA MGNİ Karşılaştırma Tablosu

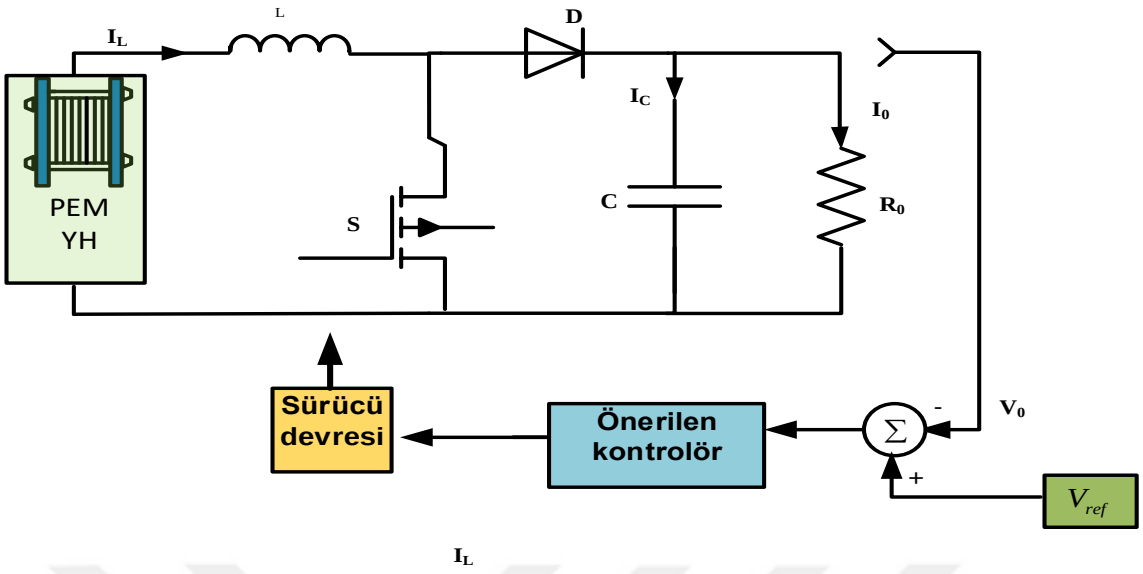
	UNA	UNA+PI	UNA+OKK
Yükselme Zamanı	0.01 sn	0.009 sn	0.0075 sn
Oturma zamanı	0.025 sn	0.025 sn	0.02 sn
Aşım	420 W	340 W	300 W
Dalgalanma	180 W	150 W	130 W

4.1.7. Lyapunov Tabanlı PI Kontrolör Uygulanan PEM YH Tarafından Beslenen Yükselten DA-DA Dönüştürücü Sisteminin Benzetim Sonuçları

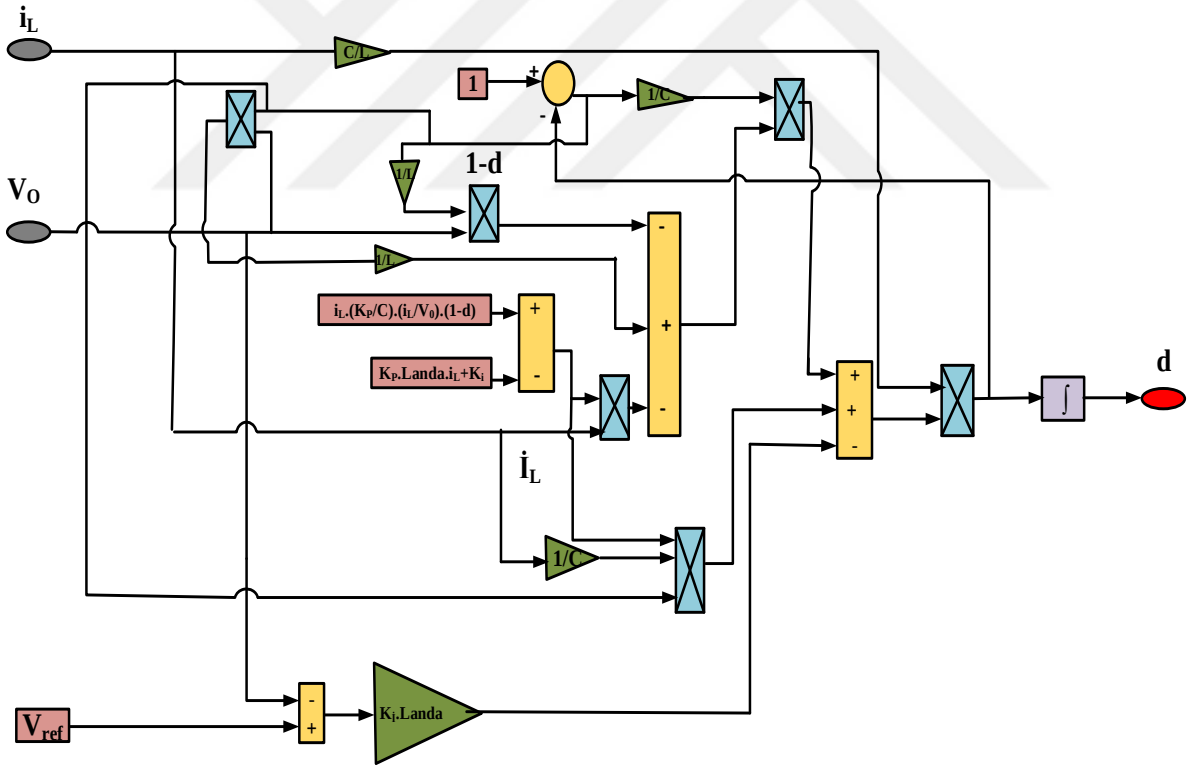
Lyapunov tabanlı PI kontrolör uygulanan ve PEM YH tarafından beslenen yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin devre gösterimi ve önerilen kontrolörün blok gösterimi sırasıyla Şekil 4.26 ve Şekil 4.27'de gösterilmiştir. Tablo 4.3'de ise yükselten dönüştürücünün parametreleri verilmiştir.

Tablo 4.3: Yükselten dönüştürücünün parametreleri

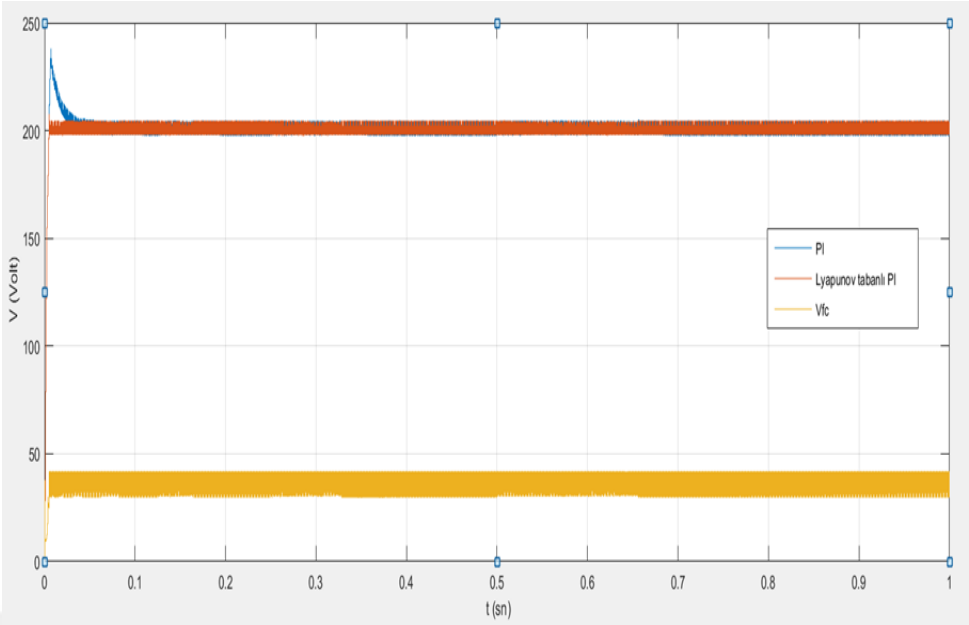
Giriş Gerilimi	30-60 V
Çıkış gerilimi	200 V
Çıkış gücü	1,26 kW
Bobin	100 µH
Kapasite	266 µF



Şekil 4.25: Lyapunov tabanlı PI kontrolör uygulanan ve PEM YH tarafından beslenen yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin devre gösterimi



Şekil 4.26: Önerilen kontrolörün yükselten dönüştürücüdeki blok gösterimi



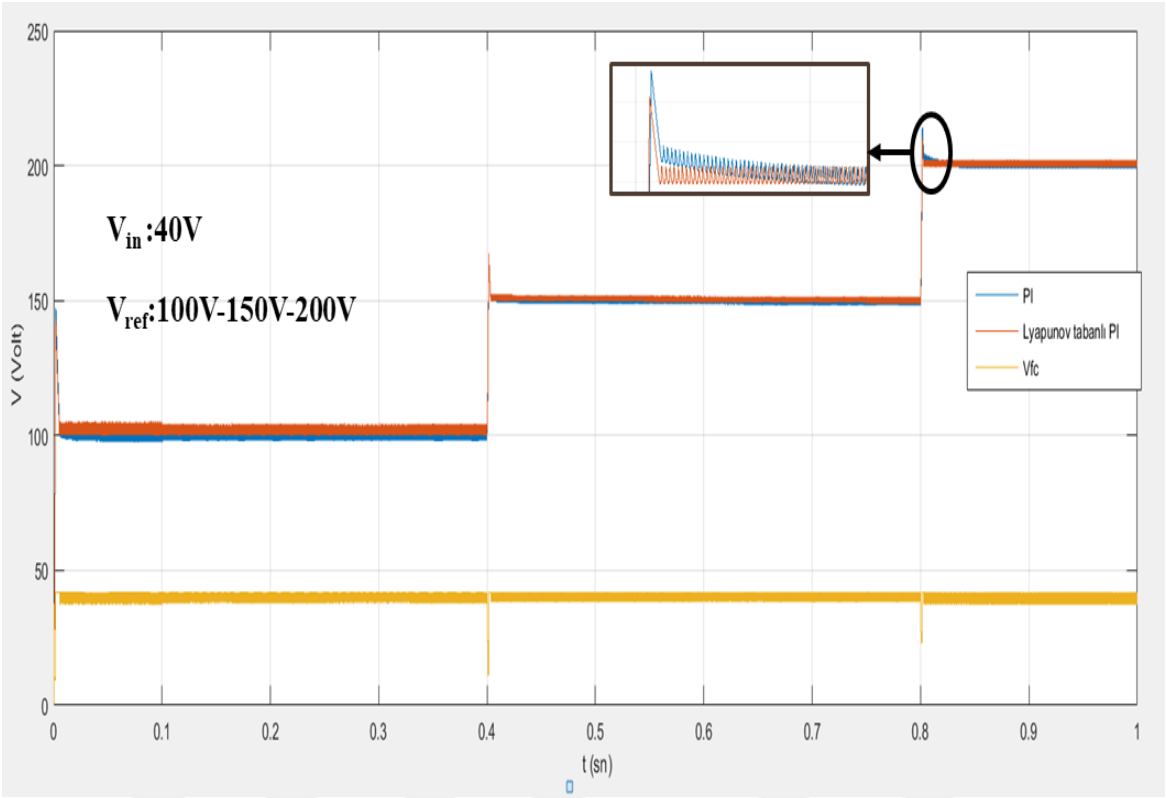
Şekil 4.27: PEM YH ile beslenen yükselten dönüştürücü devresinin çıkış geriliminin zamana göre değişimi (mavi çizgi: PI, kırmızı çizgi: PI tabanlı lyapunov, sarı çizgi: YH'nin çıkış gerilimi)

Tablo 4.4: Yükselten dönüştürücü için PI ve PI tabanlı lyapunov kontrolörlerin karşılaştırılması

	PI	**Lyapunov based PI**
Yükselme Zamanı	0.0068 s	0.005 s
Oturma zamanı	0.06 s	0.005 s
Aşım	38 V	8 V
Dalgalanma	6 V	6 V

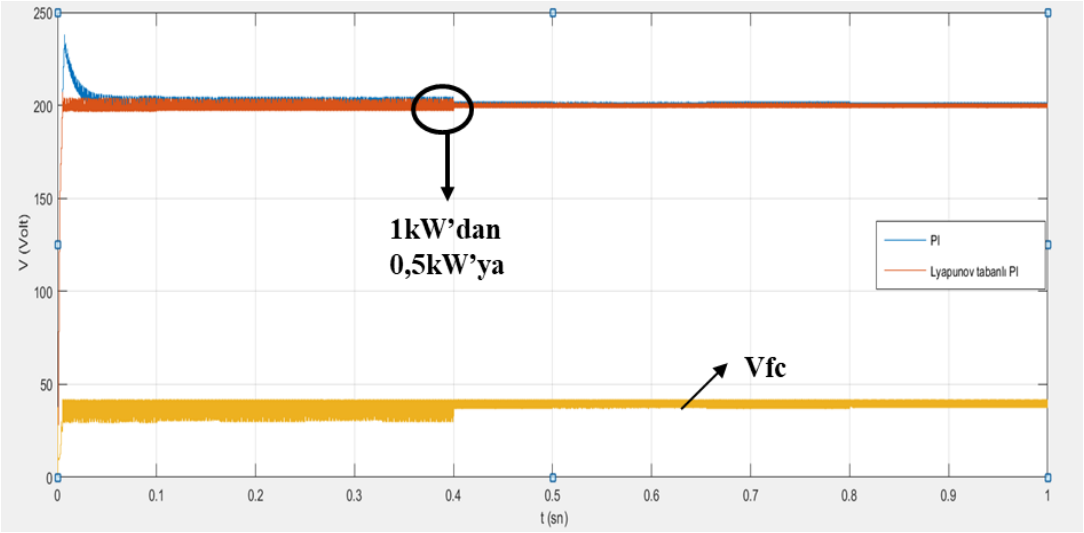
Tablo 4.4'de Şekil 4.28'deki grafik sonucu için PI ve PI tabanlı lyapunov kontrolörlerin karşılaştırılması verilmiştir. Tablo 4.4'e göre PI tabanlı lyapunov kontrolörün çıkış geriliminin yükselme zamanı klasik PI kontrolöre göre ciddi miktarda azalma meydana gelmiştir. PI tabanlı lyapunov kontrolörün çıkış geriliminin oturma zamanı, PI kontrolöre göre daha hızlı olmuştur. Sinyalin referans gerilimi aşımı, PI kontrolörden yaklaşık olarak 4,5 katı daha azdır. Dalgalanmayı azaltma hususunda bir etki göstermemiştir. Lyapunov tabanlı PI kontrolör kullanılan tüm sistemin yükselme zamanı, oturma zamanı ve özellikle de referans gerilimi aşma

hususunda PI kontrolör kullanılan tüm sisteme göre önemli miktarda iyileştirmeler meydana gelmiştir.



Şekil 4.28: Faklı referans gerilimleri için PI ve PI tabanlı lyapunov kontrolör için giriş ve çıkış geriliminin zamana göre değişimi (V_{ref}:100V-150V-200V) (mavi çizgi: PI, kırmızı çizgi: PI tabanlı lyapunov , sarı çizgi: yakıt hücresinin gerilimi)

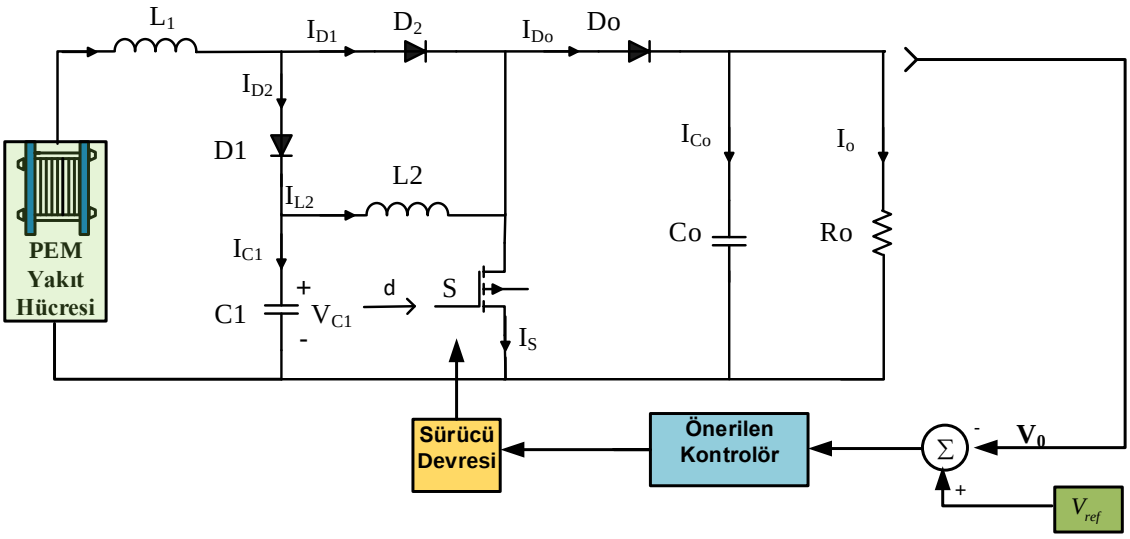
Şekil 4.29'de farklı referanslara göre çıkış geriliminin zamana göre değişimi verilmiştir. Görüldüğü üzere PI tabanlı lyapunov kontrolör referans takibini hızlı bir şekilde yerine getirmiştir. Farklı yükler altında tüm sistemin PI ve PI tabanlı lyapunov kontrolör için giriş ve çıkış gerilimlerinin zamanla değişimi Şekil 4.30'da verilmiştir. Burada önerilen kontrolör sitemdeki yük değişine başarı ile ayak uydurmuş ve çıkış geriliminde bir değişim gözlenmemiştir.



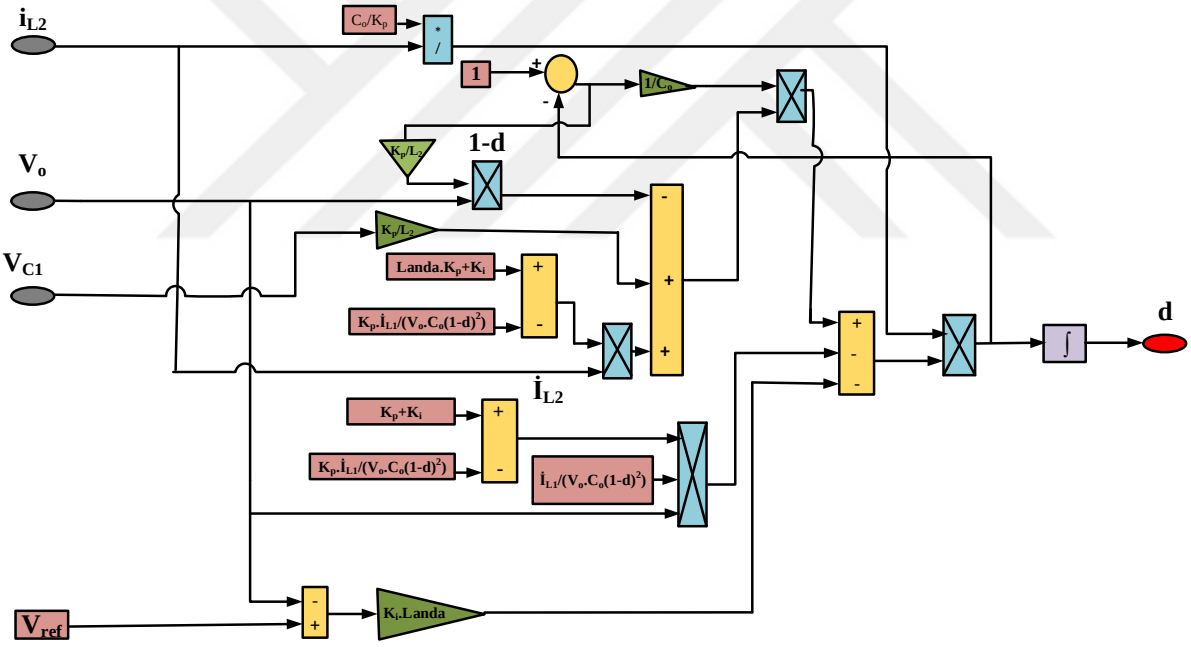
Şekil 4.29: Farklı yükler altında tüm sistemin PI ve PI tabanlı lyapunov kontrolör için giriş ve çıkış gerilimlerinin zamanla değişimi ($R_{yük}$: 40ohm-80ohm)

4.1.5. Lyapunov Tabanlı PI Kontrolör Uygulanan PEM YH Tarafından Beslenen Çift Katlı Yükselten DA-DA Dönüştürücü Sisteminin Benzetim Sonuçları

Lyapunov tabanlı PI kontrolör uygulanan ve PEM YH tarafından beslenen çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin devre gösterimi ve önerilen kontrolörün blok gösterimi sırasıyla Şekil 4.31 ve Şekil 4.32'de gösterilmiştir.

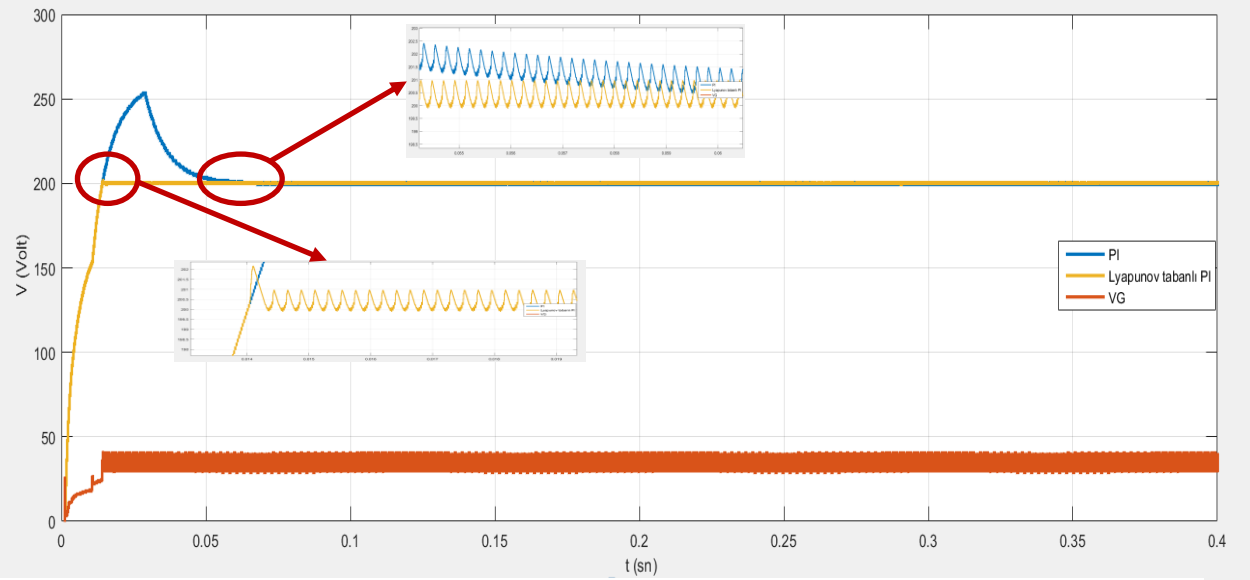


Şekil 4.30: Lyapunov tabanlı PI kontrolör uygulanan ve PEM YH tarafından beslenen çift katlı yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin devre gösterimi



Şekil 4.31: Önerilen kontrolörün blok gösterimi

Şekil 4.33'de ise klasik PI kontrolör ve lyapunov tabanlı PI kontrolörün uygulandığı sistemin çıkışının güç zaman grafiklerinin karşılaştırması verilmiştir.



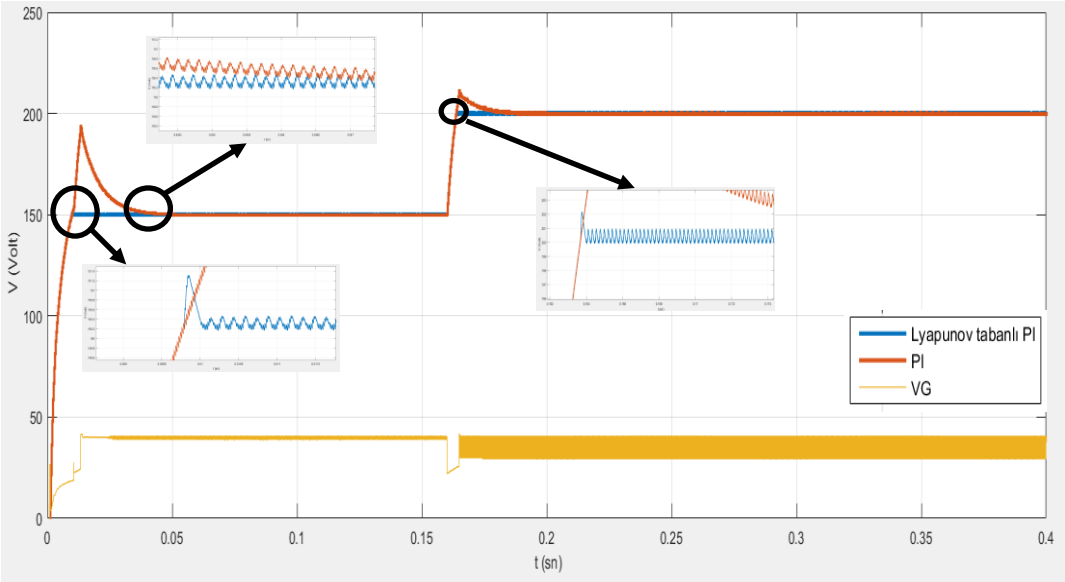
Şekil 4.32: Klasik PI kontrolör ve lyapunov tabanlı PI kontrolörün uygulandığı sistemin çıkışının gerilim-zaman grafiklerinin karşılaştırması (DA-DA çift katlı yükselten dönüştürücü için)

Şekil 4.33'de mavi ile gösterilen çizgi PI kontrolör uygulanan sistemin çıkış güç-zaman grafiği, sarı ile gösterilen çizgi ise lyapunov tabanlı PI kontrolör uygulanan sistemin güç-zaman grafiğidir. Kırmızı çizgi ise sistemin girişi, yani PEM YH'nin çıkışının güç-zaman grafiğidir. Kontrolörün başarı ile çalıştığı Şekil 4.33'de açıkça gözükmektedir. Tablo 4.5'te sistemin çıkış gücünün zamana göre benzetim grafiğindeki (Şekil 4.33) yükselme zamanı, oturma zamanı, dalgalanma ve aşım özellikleri sayısal olarak incelenmiştir.

Tablo 4.5: PI ve lyapunov tabanlı PI kontrolörlerin karşılaştırması

	PI	Lyapunov tabanlı PI
Yükselme Zamanı	0.029 sn	0.0014 sn
Oturma zamanı	0.066 sn	0.00145 sn
Aşım	55 V	2 V
Dalgalanma	1 V	1V

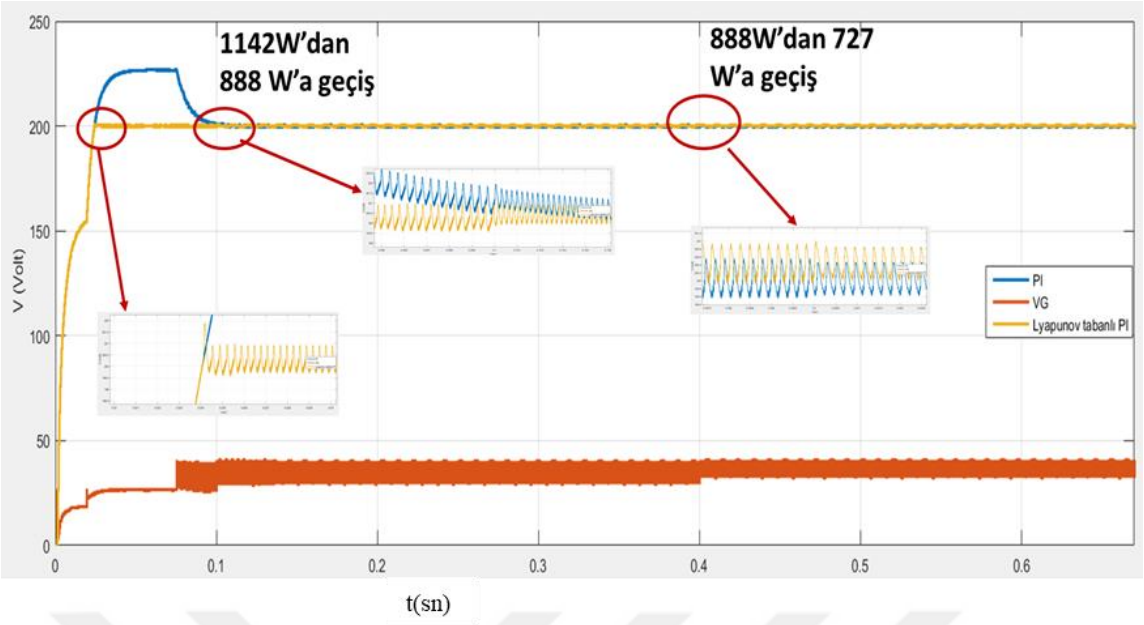
Tablo 4.5'e göre lyapunov tabanlı PI kontrolör, klasik PI kontrolöre kıyasla referans değerine göre yükselme zamanı, oturma zamanı ve aşım miktarları açısından iyileşmeler olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 4.33: Klasik PI kontrolör ve lyapunov tabanlı PI kontrolörün uygulandığı sistemin çıkışının değişen referans gerilimine göre gerilim-zaman grafiklerinin karşılaştırması

Şekil 4.34'de Klasik PI kontrolör ve lyapunov tabanlı PI kontrolörün uygulandığı sistemin çıkışının değişen referans gerilimine göre gerilim-zaman grafiklerinin karşılaştırması verilmiştir. Kırmızı çizgi PI, sarı çizgi YH'nin çıkış gerilimi ve mavi çizgi ise önerilen kontrolördür. Bu grafikten görüldüğü üzere ilk önce referans gerilim 150V, daha sonra ise 200 V verilmiştir. Her iki referans gerilimini de başarı ile takip ettiği Şekil 4.34'deki grafikte açıkça görülmektedir.

Tüm sistem yük değişimine göre akım çekecektir. Kullanılan kontrolörün bu değişimin hızına ayak uydurması önemlidir. Bu sebeple Şekil 4.35'de yük direnci, 35 ohm'dan 45 ohm'a geçişindeki tüm sistemin çıkış gerilim eğrisini her iki kontrolör için de verilmiştir. Mavi çizgi ile gösterilen eğri PI kontrolörü uygulanmış sistemin çıkış gerilimini, sarı çizgi ile gösterilen eğri önerilen kontrolör uygulanmış sistemin çıkış gerilimini ve kırmızı çizgi ile gösterilen eğri ise YH'nin çıkış gerilimini göstermektedir. Şekil 4.35'e göre yük direnci arttıkça sistemin çıkış gücü azalmıştır.



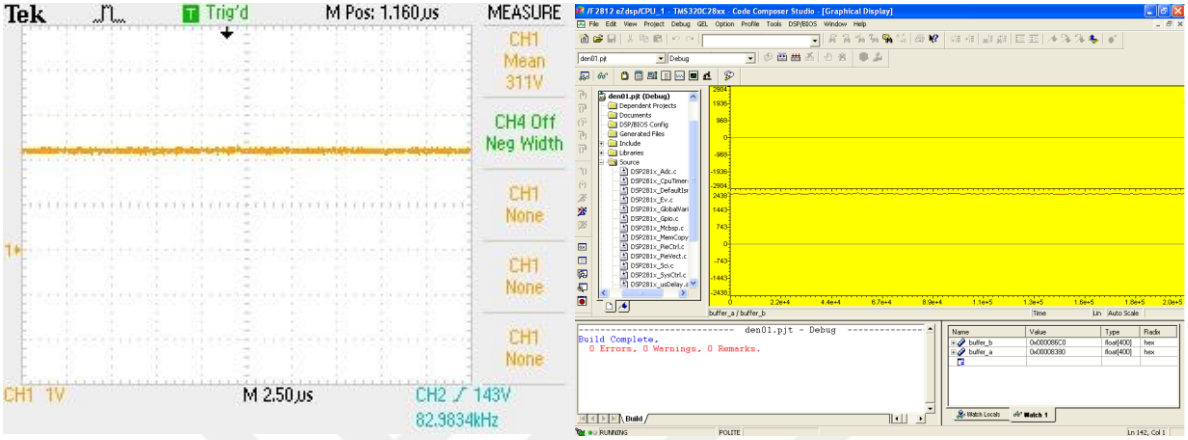
Şekil 4.34: Klasik PI kontrolör ve lyapunov tabanlı PI kontrolörün uygulandığı sistemin çıkışının değişen yüke göre gerilim-zaman grafiklerinin karşılaştırması

4.2. YAZILIM SONUÇLARI

Güç uygulamalarında DSP kullanıldığı zaman, DSP ADC (Analog dijital converter) girişine uygun seviyede analog sinyal örneklemesi gerekmektedir. DSP, PWM çıkış sinyalleri 3V seviyesinde olduğundan, güç devrelerine ait anahtarları sürmek için DSP çıkışındaki PWM sinyalleri anahtar sürücü devreleri vasıtasıyla yükseltilir. Gerek DSP ADC'sine sinyal verilirken, gerekse DSP'den PWM sinyalleri alınırken izolasyon devrelerinin kullanılması gerekir (Güç devresinde oluşacak kısa devre arızalarından DSP'nin etkilenmemesi için). Sinyal jeneratörü ile sürücü devresine sinyal uygulanarak (DSP'den gelen sinyaller yerine) sürücü devresi test edilerek, tasarımda kullanılan tüm entegrelerin uygun bir şekilde çalıştığı gözlenmiştir. Sinyal jeneratörü ile uygulanan sinyaller dikkate alındığında, sürücü entegresinin sinyal aktarma kalitesinin uygun olduğu gözlenmiştir. Sürücü ve izolasyon devresi ile ilgili çalışmalar tamamlandıktan sonra tüm devrenin kontrollü bir şekilde çalıştırılması için yazılım çalışmaları yapılmıştır.

Önerilen devreye DSP vasıtasıyla klasik PI kontrolü için yazılım çalışmaları yapılmıştır. Güç devresinden alınan sinyaller DSP'nin ADC'si ile okunduktan sonra kontrol yazılımı ile gerekli işlemler yapılarak, DSP'den güç devresi için PWM sinyalleri üretilmiştir. DSP başlangıç ayarları ve gerekli dosyalar oluşturulduktan sonra, ADC ayarları yapılarak analog sinyal okunmuştur. ADC'den sinyal okuma işlemi tamamlandıktan sonra, basit ve DSP hızını fazla

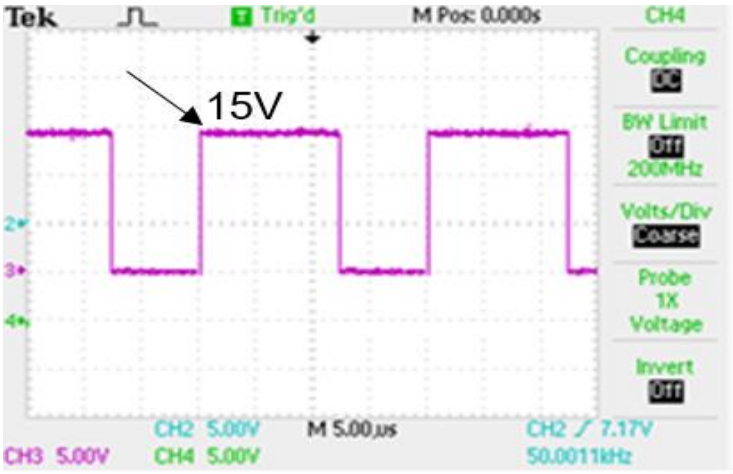
etkilemeyecek şekilde filtre yapılmıştır. Güç devresinin giriş DA gerilim ve akım sinyalleri izolasyon devresi ve Op-Amp'lar vasıtasıyla örneklenerek DSP ADC'sinden okunmuştur. Ayrıca, devrenin çıkış gerilimi de (doğru gerilim) izolasyon devresi ile örneklenerek DSP ADC'sinden okunmuştur. Hem örneklenen sinyaller osiloskop vasıtasıyla gözlenmiş hem de ADC'den okunan sinyaller CCS programının real-time modunda gözlenmiştir (Şekil 4.35).



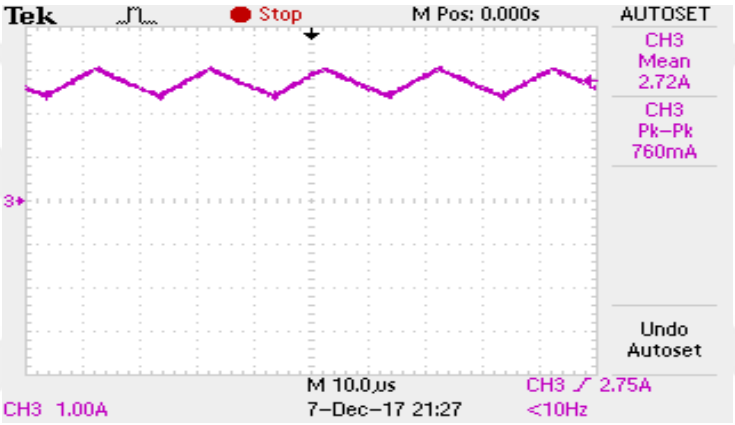
Şekil 4.35: Örneklenen sinyal ve DSP'den okunması

Ayrıca, örneklenen giriş gerilim sinyali filtreden geçirilerek gözlenmiştir. Sinyal filtrelenirken, önce Texas firmasının üretmiş olduğu FIR filtre kullanılmıştır. Daha sonra, sinyalin belli sayıdaki değerleri toplanarak ortalaması alınmak kaydıyla tasarlanan basit bir filtre kullanılmıştır. Her iki filtrelenmiş sinyalin de eşdeğerliğinin aynı olduğu gözlenmiştir. FIR filtre DSP'nin çalışma hızını düşürdüğünden tasarlanan bu basit filtre daha kullanışlı olmaktadır.

DSP PWM çıkışları için gerekli ayarlamalar yapıldıktan sonra, 50 kHz'lik PWM sinyali üretilmiştir. DSP'nin zaman sayacı Timer1 kullanılarak önerilen devre için gerekli PWM sinyali üretilmiştir (Şekil 4.36).

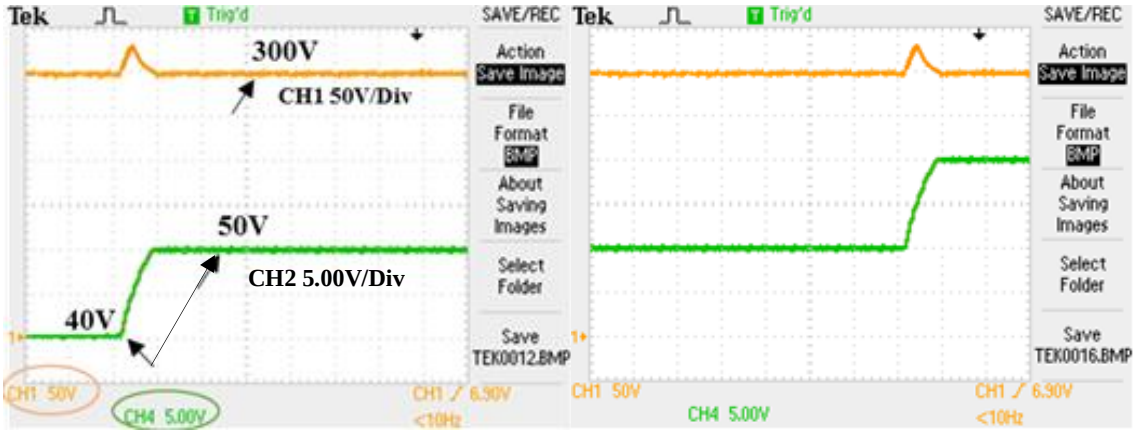


Şekil 4.35: DSP'den üretilen ve sürücüden geçirilen PWM sinyali



Şekil 4.36: Yakıt hücresi için devrenin giriş bobin akımı

DSP çalışmaları tamamlandıktan sonra önerilen devrenin prototipinin klasik PI kontrol yöntemi kullanılarak test edilmiştir. Bu kapsamda, daha önce tamamlanan PCB devre kartları ve DSP için gerekli bağlantılar yapılarak deney platformu oluşturulmuştur. Deney platformu oluşturulduktan sonra hazırlanan klasik PI kontrol yöntemi önerilen devrenin prototipi'ne uygulanmıştır. Bu aşamada yapılan deneysel çalışmalarda PEM YH yerine DA güç kaynağı kullanılmıştır. Devrenin farklı giriş gerilimlerine karşın çıkış gerilimi benzetim ve deneysel olarak gözlenmiştir. Bu yöntemle DSP ortamında hazırlanan PI kontrolörünün çalışıp çalışmadığı test edilmiştir. Şekil 4.37'de devrenin giriş bobininin akımı verilmiştir. Şekil 4.38'de ise PI kontrolörlü devrenin deneysel sonucu verilmiştir.



Şekil 4.37: Farklı giriş gerilimleri altında PI kontrolörlü deneysel sonuç; önerilen devrenin giriş ve çıkış gerilimleri (V_{ref}=300V)

Şekil 4.38'deki deneysel sonuçlarda referans gerilimi 300 V olarak seçilmiştir. Tüm sistem farklı giriş gerilimlerinde çalıştırılmış ve ufak bir aşımdan sonra kontrolör hızlıca devreye girmiştir. Şekil 4.5'deki benzetim sonucu ile uyumlu sonuçlar elde edilmiştir.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu tez çalışmasında literatür açısından bir çok yenilik getirilmiştir. Bunlardan ilki yapılan bütün kontrol algoritmaları çift katlı yükselten dönüştürücü içeren sisteme uygulanmıştır. Bu dönüştürücünün en önemli özelliği görev çarpanını çok fazla yükseltmeden çıkış gerilimini istediğimiz kadar yükseltebilmesidir. Görev çarpanının yüksek olması çıkış geriliminin sonsuza yakınsamasına sebep olacağı için dönüştürücünün performansını olumsuz etkiler. Kullanılan YH sisteminde giriş 30-40V arasında değişmektedir. Çıkışta elde edilmek istenen gerilim ise 200-500 V arasındadır. Bunun nedeni çalışmanın daha ileriki bölümlerinde yenilenebilir enerji ile çalışan araç uygulamalarında kullanılabilir olmasıdır. Öncelikle bu çalışmada sabit gerilim altında DA-DA çift katlı yükselten dönüştürücü sistemi tek tek PI kontolör ve OKK kontrolör ile kontrol edilmiştir. Şekil 4.11'de her iki kontrolörle ayrı ayrı çalıştırılan tüm sistemin çıkış gerilimlerinin karşılaştırmalı grafiği verilmiştir. Tablo 4.1'de ise yükselme zamanı, oturma zamanı, aşım ve dalgalanma karşılaştırmaları yapılmıştır. Bu tabloya göre OKK kontrolör kullanılan sistemin çıkış geriliminin yükselme zamanında PI kontrolör kullanılan tüm sistemin çıkış geriliminin yükselme zamanına göre %2.32'lik bir yükselme meydana gelirken oturma zamanında bir değişiklik meydana gelmemiştir. Ayrıca, OKK kontrolör kullanılan tüm sistemin çıkış geriliminde meydana gelen aşım PI kontrolöre göre %2.52 oranında azalırken OKK kontrolör kullanılan tüm sistemin çıkış gerilimindeki dalgalanma PI kontrolör kullanılan sistemin çıkış gerilimindeki dalgalanmaya kıyasla %80 daha azalmıştır. Bu aşamada dalglanmayı azaltma hususunda OKK kontrolör PI kontrolöre göre üstünlük göstermektedir. Sonrasında aynı işlemler DA-DA çift katlı yükselten dönüştürücüye modellenen PEM YH'nin bağlanmasıyla tekrar edilmiş ve sabit gerilim altında elde edilen sonuçlara yakın sonuçlar elde edilmiştir. Bu sonuçlar da Şekil 4.14 ve Şekil 4.16'da verilmiştir.

Daha sonra bu çalışmada çift katlı yükselten dönüştürücüyü besleyen PEM YH'nin maksimum güçte çalışması hedef alınmıştır. Bu amaçla sisteme MGNİ kontrol algoritmalarından olan P&G algoritması uygulanmış ancak bu algoritma, hızlı değişen ortam şartlarına ayak uyduramadığı için PEM YH sisteminde çalışmamıştır. Bu sebeple yeni bir MGNİ algoritması arayışına gidilmiş ve PEM YH sistemlerinde uyumlu çalışması sebebiyle sisteme UNA kontrolü uygulanmıştır ve başarılı bir şekilde sonuç verdiği Şekil 4.21'deki güç-zaman benzetim sonucundan görülmektedir. Bu grafikte, güç noktası etrafındaki salınımlardan kaynaklı olarak dalgalanmalar oluşmaktadır. Ancak bu dalgalanmalar fazla olduğu zaman sistem performansı olumsuz etkilenmektedir. Bu sebepledir ki sisteme uygulanan UNA kontrolüne seri olarak farklı

kontrolörler de eklenmiştir. Amaç maksimum güç noktası etrafındaki dalgalanmayı en aza çekebilmektir. Bu amaçla UNA kontrolörüne öncelikle seri olarak PI, PD, PID daha sonra ise OKK kontrolörler eklenerek çıkış güçlerinin zamanla değişimleri sırasıyla Şekil 4.22, Şekil 4.23, Şekil 4.24 ve Şekil 4.25'de verilmiştir. Bu 4 kontrolörün birbiriyle karşılaştırılması sonucunda PI, PD ve PID kontrolörler arasındaki en iyi sonuç PI kontrolörlü olan seri bağlamada gerçekleşmiştir. Bunun sebebi PWM karşılaştırmasında oluşan eğri sabit olduğu için türevi alınırsa 0 olacağından dolayı düzgün sonuç vermemektedir. Bu sebeple içinde türev barındırmayan PI kontrolör ve OKK kontrolör tercih edilmiştir. Şekil 4.22 ve Şekil 4.25'den görüldüğü üzere UNA kontrolüne önce PI kontrolör daha sonra ise OKK kontrolör eklenerek karşılaştırma yapılmıştır. Bu karşılaştırma sonucunda UNA kontrolörüne eklenen OKK kontrolör PI kontrolöre göre daha iyi sonuç vermiştir. Maksimum güç noktası etrafındaki dalgalanma sadece UNA kontrolörüne OKK eklenmiş hali PI eklenmiş haline nazaran % 38,98 daha azalmıştır. Ayrıca yükselme zamanı, seri OKK kontrolör eklenmiş halinde %14,28, aşım ise %12,5 daha azalma göstermiştir. Daha sonra deneysel düzenek TÜBİTAK 1001, 115E419 nolu proje vasıtasıyla kurulmuştur. Bu kurulan deneysel platform sayesinde sadece PI kontrolör sonucu gözlemlenmiş olup UNA kontrolü gözlemlenememiştir. Bunun sebebi, deneyde kullanılan osiloskop UNA kontrolünü gözlemlemek için gerekli olan akım-güç grafiğini elde etmemize müsaade etmemektedir. Onun dışında deneysel platform çalışmış ve başarılı bir şekilde sisteme uygulanan PI kontrolör sonucu elde edilmiştir.

UNA kontrolörüne bağlanan OKK kontrolörde diğer bağlanan kontrolörlere nazaran daha iyi sonuç elde etmiş olmamıza rağmen yine de yüksek bir aşımla karşı karşıya kalmış olmamız bizi lyapunov tabanlı yeni bir kontrolör tasarlamaya itmiştir. Bu kontrolör UNA kontrolüne uygulanamadı, çünkü literatürde uygulanmış bir örneği mevcuttu. Bu sebeple PI kontrolörüne uygulayarak literatürde olmayan yeni bir lyapunov tabanlı PI kontrolör tasarlamış olduk. Tasarlanan bu yeni kontrolör öncelikle yükselten dönüştürücüde uygulanmış olup başarılı sonuç elde edildikten sonra DA-DA çift katlı yükselten dönüştürücüde uygulanmış ve başarılı sonuçla elde edilmiştir. Klasik PI kontrolör ve lyapunov tabanlı PI kontrolörün uygulandığı yükselten dönüştürücüye bağlanan YH sisteminin çıkışının değişen referans gerilimine göre gerilim-zaman grafiklerinin karşılaştırması Şekil 4.28'de verilmiştir. Bu grafiğe göre yeni kontrolörün en belirgin üstünlüğü yükselme zamanı ve oturma zamanında büyük fark yaratmasıdır. Daha sonrasında ise bu sistem farklı yükler altında da çalıştırılmış ve yine başarılı sonuçlar alınmıştır. Sonrasında bu yeni kontrolör PEM YH'e bağlanmış DA-DA çift katlı yükselten dönüştürücü siteminde uygulanmıştır. Şekil 4.33'de klasik PI ile kontrol edilen sistemin çıkış gerilimi ile lyapunov tabanlı PI ile kontrol edilen tüm sistemin karşılaştırmalı

benzetim sonucu verilmiştir. Tablo 4.5'de bu karşılaştırma detaylı olarak incelenmiştir. Tablo 4.5'e göre, lyapunov tabanlı yeni kontrolör kullanılan tüm sistemin çıkış geriliminin yükselme zamanında klasik PI kontrolöre göre %26,4 oranında bir azalma olmuştur. Oturma zamanı ve aşım miktarında ise sırasıyla %91,6 ve %79,9 oranında azalmalar gerçekleşmiştir. Şekil 4.34'de farklı referans gerilimlerinde çalıştırılmış ve başarılı olmuştur. Şekil 4.35'de klasik PI kontrolör ve lyapunov tabanlı PI kontrolörün uygulandığı sistemin çıkışının değişen yüke göre gerilim-zaman grafiklerinin karşılaştırması verilmiştir. Geçişlerin sorunsuz olması Şekil 4.35'de açıkça görülmektedir. Bu tez çalışmasının teorik çalışmasının son bölümünde Lyapunov tabanlı kontrolörün klasik PI kontrolöre göre üstünlükleri gösterilmiştir. Literatürde bulunmayan bu yeni kontrolörün daha ileriki çalışmalarda farklı versiyonlarında çalışılabilir.

KAYNAKLAR

[1] Kellegöz, M., 2005, *Farklı özelliklerdeki proton değişim zarlı yakıt hücresi tasarımı ve ölçümleri*, Doktora tezi, Osmangazi Üniversitesi.

[2] Dincer, I., 2002, *Technical, Environmental and Exergetic Aspects of Hydrogen Energy Systems*, International Journal of Hydrogen Energy, 27, 265-285.

[3] Romdlony, M.Z., Trilaksono, B.R., Ortega, R., 2012, *Experimental study of extremum seeking control for maximum power point tracking of PEM fuel cell,* 2012 international conferance on system engineering and technology, *12, 1-6.*

[4] JIAO, J., 2014, *Maksimum power point tracking of fuel cell power system using fuzzy logic control,* Electrotehnica-electronica-automatica, 2, 62.

[5] Güney, S. Y., 2019, *PEM yakıt hücreleri için membran- elektrot-yığınlarının hazırlanması ve karakterizasyonu*, Doktora tezi, İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa.

[6] O'Hayre, R., Cha, S.W., Colella, W.ve Prinz, F.B., *Fuel cell fundamentals*, 2006, John Wiley& Sons, New Jersey, ISBN:0471741485.

[7] Yılmaz, Ü., 2020, *Investıgatıon of high efficient DA-DA converters for on-board battery charging system in electric vehicles,* PhD thesis, Çukurova University.

[8] van Rensburg, J.F.J, Case, M.J., Nicolae, D.V., 2008, *Double-Boost DC to DC converter,* IEEE, 08, 707-711.

[9] Venkataramanan, R., 1986, *Sliding mode control of power converters,* Thesis of doctor.

[10] Köse, E., Abacı, K., Aksoy, S., 2011, *Kayma kipli kontrolde farklı erişim alt yaklaşımlarının analizleri*. 6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11)**,** Elazığ, Turkey.

[11] Dhali, S., Rao, P.N., Mande, P., Rao, K.V., 2012, *PWM-based sliding mode controller for DA-DA boost converter,* International journal of engineering research and applications (IJERA), 2, 618-623.

[12] Karık, F., 2012, *Ortalama kayan kip metodu ile denetlenen iki fazlı sarmaşık yapılı yükseltici tip dönüştürücünün performans analizi,* EMO bilimsel dergi, 4,69-75.

[13] More, J.J., Puleston, P.F., Kunusch, C., 2015, Fantova, M.A.K., Development and implementation of supervisor strategy and sliding mode control setup for fuel-cell-based hybrid generation systems, IEEE, 30, 218-225.

[14] Asma, Z., Karim, D., Tarak, D., 2016, Maximum power point tracking of fotovoltaic systems based on fast terminal sliding mode controller, IJRER, 6, (4)

[15] Wagnerova, R., 2008. Using sliding modes in control theory. Acta Montanistica Slovaca, 13 (1): 170-173.

[16] Furuta, K., 1990, Sliding mode control of a discrete system, Elsevier, 14, (2), 145-152.

[17] Chakrabarty, S., Bandyopadhyay, B., 2015, A generalized reaching law for discrete time sliding mode control, Elsevier, 52, 83-86.

[18] Du, H., Yu, X., Chen, M.Z.Q., Li, S., 2016 Chattering-free discrete-time sliding mode control, Science Direct, 68, 87-91.

[19] Karaarslan, A., Iskender, I., 2012, Average sliding control metod applied on power factor correction converter for decreasing input current total harmonic distortion using digital signal prosessor, IET Power Electron, 5, 617-626.

[20] Siew-Chong, T., Lai, Y.M., Chi, K.T., Luis, M., Cji-Kin, W., 2007 A fast response sliding mode controller fot boost-type converters with a wisw range of operating conditions, IEEE trans. Ind. Electron, 54, (6), 3276-3276.

[21] Jiao, J., 2013 Extremum seeking control for power output maximization of proton Exchange membrane fuel cell using sliding mode, TELKOMNIKA, 11, (11), 6321-6328.

[22] Zhong, Z., 2007 Adaptive maximum power point tracking control of fuel cell power plant, journal of power sources, 176, 259-269.

[23] Bizon, N., 2009, Some aspects on control of fuel cell hybrid source atthe fuel cell maximum power point under dynamic load, IJTPE Journal, 2, 63-68.

[24] Dargahi, M., 2010 Maximum power point tracking for fuel cell in fuel cell/battery hybrid power systems, European Journal of Scientific Research, 25, 538-548.

[25] Yang, Z., Duan, Q., Zhong, J., Mao, M., Xun, Z., 2017 Analysis of improved PSO and Perturb&Observe global MPPT algorithm for PV array under partial shading condition, Control and Decision Conference.

[26] Sunderaswaran, K.,Kumar, V.V., Simon, S.P., Nayak, P.S.R., 2016 Cascaded simulated annealing/Perturb&Observe metod for MPPT in PV systems, IEEE.

[27] Singh, G., Siwasia, M., Wyas, S., Kumar, R., 2016 Implementation of a fuzzy logic based Perturb&Observe approach for maximum power point tracking of solar PV modules, IEEE.

[28] Mohanty, S., Subudhi, B., Ray, P.K., 2017 A rey wolf-assisted Perturb&Observe MPPT algorithm for a PV system, IIEEE, 32, 340-437.

[29] Nardin, C.R., Fernandes, F.T., Longo, A.J., Lima, L.P., Farret, F.A., Cruz, D.R., 2016, Increasing efficiency in the extraction of solar heat stored underground with Perturb&Observe Control, Journal of Solar Energy Engineering, 139.

[30] M. Krstic, & H. H. Wang, 2000, Stability of Extremum Seeking Feedback for General Nonlinear Dynamic Systems Automatica, 36, 595-601.

[31] Bizon, N., 2013 Energy harvesting from the FC stack that operates using the MPP tracking based on modified extremum seeking control, Elsevier, 104, 326-336.

[32] Kristic, M., 2000, Performance improvement and limitations in extremum seeking control", Elsevier, 39, (5), 313-326.

[33] Guay, M., Zhang, T., 2003, Adaptive extremum seeking control of nonlinear dynamic systems with parametric un certainties, Automatica, 39, (7), 1283-1293.

[34] Dochain, D., Perrier, M., Guay, M., 2011, Extremum seeking control and its application to process and reaction system: A survey, Elsevier, 82, (3), 369-380.

[35] Wang, L., Chen, S., Ma, K., 2016, On stability and application of extremum seeking control without steady-state oscillation, ELSEVIER, 68, 98-26.

[36] Kebir, A., Woodward, L., Akhrif, O., 2017, Extremum-seeking controlwith adaptive excitation application to a photovoltaic system, IEEE, 1-1.

[37] Tolue, S.F., Moallem, M., 2017, Multivariable sliding-mode extremum seeking control with application to MPPT of an alternatör -based energy convension system, IEEE, 64, 6383-6391.

[38] Li, X., Li, Y., Seem, J.E., Lei, P., 2016 Detection of internal resistance change for fotovoltaic arrays using extremum-seeking control MPPT signals, IEEE, Transactions on Control Systems Technology, 24, 325-333.

[39] Bayır, İ., Belirsizlik içeren dinamik sistemlerin Lyapunov metodu ile kontrolü, Fırat Üniversitesi

[40] Demirkıran, F., 2015, Bariyer lyapunov fonksiyon tabanlı kısıtlı geri adımlama kontrol, Pamukkale Ü.

[41] Liu, C., Dong, C., Zhou,Z., Wang, Z., 2020, Bariyer lyapunov function based reinforcement learning control fora ir breathing hypersonic vehicle with variable geometry inlet, Aerospace Science and Technology, 96.

[42] Csanadi, B., Tar, J.K., 2019. Novel model referance adaptive control designed by a lyapunov function that is kept at low value by fixed point iteration, Recent Advences in Intelligent Engineering (book), 129-137.

[43] Wang, X., Schirmer, S.G., 2010, Analyasis of lyapunov method for control of quantum states, IEEE, 55, (10), 2259-2270,

[44] Salimi, M., 2018, Practical implementation of the lyapunov based nonlinear controller in DA-DA boost converter for MPPT of the PV systems, Solar Energy, 173, 246-255.

[45] Ural, Z., 2006, Hidrojenin Elde Edilmesi ve Yakıt Pili Sistemlerinde Kullanımı, Yüksek Lisans Semineri, Fırat Üniversitesi, Elaz.

[46] Berning, T., Lu, D.M., Djilali, N., 2002, Three-dimensional computational analysis of transport phenomena in a PEM fuel cell, Journal of Power Sources, 106, 284-294.

[47] Kurtuluş, G., Tabakolu, F.Ö., Türe, .E., 2007, Türkiye'de Hidrojen Enerjisi Çalışmaları ve UNIDO-ICHET, 3E Electrotech-Enerji, Elektrik, Elektronik Teknolojileri Dergisi.

[48] Amphlett, J.C., Baumert,R.M., Mann,R.F., Peppley, B.A., Roberge, R.R., Harris, T. J., 1995, Performance modelling of the Ballard IV solid polymer electrolyte fuel cell, Journal of Electrochemical Society, 142, 9-15.

[49] Felix N.B., Günther G.S.,2001, Investigation of the Transversal Water Profile in Nafion Membranes in Polymer Electrolyte Fuel Cells, Journal of The Electrochemical Society, 148, (3).

[50] Ahmadi, P., Dincer, I., 2010, Exergoenvironmental analysis and optimization of a cogeneration plant system using multi model genetic algorithm (MGA), Energy, 35, 5161-5172.

[51] Öztürk, A., Alkan, S., 2013, Parçacık sürü optimizasyonu ile fotovoltaik sistemlerde kullanılan DA-DA dönüştürücünün kontrolü, Journal of Advanced Technology Sciences, 2, (3), 110-120.

[52] Aslan, M., Güldemir, H., 2005, Yükseltici Tip Da-Da Dönüştürücünün Kayma Mod Kontrolü, SAÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 9, (2), 18-25.

[53] Atacak, İ., Bay, Ö. F., 2009, Tuning Gain Parameters Of A PI Controller Using Genetic Algorithm For Boost DA-DA Converter, 5. Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu (IATS'09),

[54] Ürgün, S., Erfidan, T., Çoruh, N., Design and Implementation of DA-DA Buck Converter , www.roboturk.googlecode.com.

[55] Thottuvelil, V.J., Verghese, G.C., 1998, Analysis and control design of paralleled DC/DC converters with current sharing, IEEE Transactions on Power Electronics, 13, (4), 635-644.

[56] Berkowich, Y., Ioinovici, A., 1999, Dynamic model of PWM zero-voltage-transition DA-DA boost converter, Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Orlando, FL, 5, V-254-V-25.

[57] Rashid, M.H., 2015, DA-DA dönüştürücüler, Güç elektroniği, In: Erkaya, H.H. (ed.), Bölüm 5, Nobel Yayınevi, Ankara, ISBN: 978-605-320-059-8, syf:237.

[58] Matsuo, H. and Harada, K., 1976, The cascade connection of switching regulators, IEEE Trans. on Ind. Appl., 12, (2), 192-198,

[59] Morales-Saldaña, J. A., E. Carbajal-Gutiérrez, E. and Leyva-Ramos, J., 2002, Modeling of Switch-Mode DA-DA Cascade Converters," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 38, (1), 295-299.

[60] Koç, Y., 2015, Yumuşak Anahtarlamalı Çift Katlı Yükselten DA-DA Dönüştürücü Tasarımı, Analizi ve Uygulaması. Yüksek lisans tezi, Yüzüncü Yıl Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Van.

[61] Agrawal J.P., 2001, Power Electronic Systems Theory and Design., Prentice Hall.

[62] Köse, E., 2012, Gerilim kararlılığı iyileştiricilerinin akıllı algoritma tabanlı kayan kipli kontrolü, Doktora tezi, Sakarya Üniversitesi.

[63] Hurma, H.N., 1998, PID Kontrolör ve PLC Uygulaması, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ FBE, İstanbul, Haziran

[64] Küçüker, A., 2007, Asılı Sarkaç Sisteminde Konum Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 1-11.

[65] Kuo, Y.L., Wu, T.L., 7 April 2012, Open-Loop and Closed-Loop Attitude Dynamics and Controls of Miniature Spacecraft Using Pseudowheels, Computers &Mathematics with Applications.

[66] Aksoy, S., 2004, Programlanabilir Lojik Denetleyiciler", Değişim Yayınları, 133-150, Sakarya.

[67] Wang, J., Song, A., Zhu, Q., 2011, Adaptive PID Temperature Controller Based on Fuzzy Logic, Applied Mechanics and Materials, 8, 1455-1458.

[68] Bingül, Z., 2005, Matlab ve Simulink'le Modelleme/Kontrol-I, Birsen Yayınevi.

[69] Uçar, C., 2007, Endüstriyel Sistemlerde İleri Kontrol Algoritmalarının Uygulanması, İTÜ FBE, İstanbul.

[70] Burns, R.S., 2001, Advanced Control Engineering, Butterworth-Heinemann, London

[71] Yüksel, İ., 2006, Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri, Nobel yanınevi.

[72] Kuo, B.C., Otomatik Kontrol Sistemleri, 714.

[73] Nguyen, D., 1998, Sliding mode control:Advanced design techniques, Doctoral Thesis, University of Techology, Sydney.

[74] Özdal, O., 2008, Model Dayanaklı Kayan Kipli Denetim, Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi FBE, Ankara.

[75] Utkin, V.I., April 1977, Variable Structure Systems With Sliding Modes, IEEE Transactions On Automatic Control, AC-22, 2, 212-222.

[76] Gökalan, R., 2011, Rüzgar türbin Uygulamasında Sürekli Mıknatıslı Senkron Jeneratörün Hız Sensörsüz Alan Yönlendirme Kontrolü ve Şebeke Bağlantısı, Yüksek Lisans Tezi, Ege Üniversitesi FBE, İzmir.

[77] Kayışlı, K., 2011, Birim Güç Faktörlü Dayanıklı Dönüştürücü Devresinin Tasarlanması ve Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi,Fırat Üniversitesi FBE, Elazığ.

[78] Eker, İ., 2006, Sliding Mode Control with PID Sliding Surface and Experimental Application to An Alectromechanical Plant, ISA Transactions, 45, 109-118,Number 1, January.

[79] Salas, V., Olias, E., Barrado, A., Lazaro, A., 2006, Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaik systems, Solar Energy Materials and Solar Cells, 90, 11, 1555-1578.

[80] Hohm, D.P., Ropp, H.E., 2003, Comparative study of maximum power point tracking algorithms, Progress in Photovoltaics, 11, 1, 47-62.

[81] Kawamura, T., Harada, K., Ishihara, Y., Todako, T., Oshiro, T., Nokamura, H., Imataki, M., 1997, Analysis of MPPT charactaristicsin photovoltaic power system, Solar Energy materials and Solar Cells, 47, 1-4, 155-165.

[82] Sanders, S. R. and Verghese, G. C., 1991, Synthesis of averaged circuit models for switched power converters, IEEE Trans. on Circuits and Systems, 38, 905-915.

[83] Sun, J., Mitchell, D.M., Greuel, M.F., Krein, P.T., Bass, R.M., 1998, Modeling of PWM converters in discontinuous conduction mode-A reexamination, in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1, 615–622.

[84] Ridley, R.B., 1989, Average Small Signal Analysis of the Boost Converter Power Factor Correction Circuit, VPEC Seminar Proceedings, 108-120.

[85] Vorperian, V., 1988, Simplify Your PWM Converter Analysis Using the Model of the PWM switch, VPEC Current, a Publication of the Virginia Power Electronics Center.

[86] Li, X., Zhang, Z., 2017, Study on the output controllability of buck-boost converter, Proceedings of IEEE Int. Conf. On Mechatronics and Automation, Japan.

[87] Kuo, B.C., Otomatik Kontrol Sistemleri, böl……

[88] Güney, S. Y., 2019, PEM yakıt hücreleri için membran-elektrot-yığınlarının hazırlanması ve karakterizasyonu, Doktora Tezi, İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa.