

**SABİT GÜÇLÜ YÜKLERE SAHİP DOĞRU AKIM MİKRO
ŞEBEKELERDE ÖĞRENME TABANLI GERİLİM
REGÜLASYONU**

MUSTAFA GÜNGÖR

OCAK 2024

DİYARBAKIR

DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SABİT GÜÇLÜ YÜKLERE SAHİP DOĞRU AKIM MİKRO
ŞEBEKELERDE ÖĞRENME TABANLI GERİLİM
REGÜLASYONU**

MUSTAFA GÜNGÖR

DİCLE ÜNİVERSİTESİ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM-ÖĞRETİM VE SINAV
YÖNETMELİĞİNİN BİR PARÇASI OLARAK
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALINDA
DOKTORA TEZİ
OLARAK HAZIRLANMIŞTIR

OCAK 2024

DİYARBAKIR

SABİT GÜÇLÜ YÜKLERE SAHİP DOĞRU AKIM MİKRO ŞEBEKELERDE ÖĞRENME TABANLI GERİLİM REGÜLASYONU

Mustafa GÜNGÖR tarafından Dicle Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin bir parçası olarak hazırlanan bu çalışma, aşağıda bilgileri yazılı jüri üyeleri tarafından değerlendirilerek **Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı**'nda **Doktora Tezi** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Neslihan DALKILIÇ
Müdür, **Fen Bilimleri Enstitüsü**

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER
Danışman, **Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü,**
Dicle Üniversitesi

Sınav Jürisi:

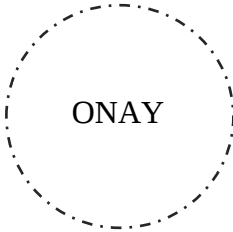
Doç. Dr. Mahmut Temel ÖZDEMİR (*)
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Fırat Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER (**)
Elektrik ve Enerji Bölümü,
Dicle Üniversitesi

Prof. Dr. Muhammed Bahaddin KURT
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Dicle Üniversitesi

Doç. Dr. Ahmet Reşit KAVSAOĞLU
Tıp Mühendisliği Bölümü, Karabük Üniversitesi

Doç. Dr. Mehmet Emin ÖNCÜ
İnşaat Mühendisliği Bölümü,
Dicle Üniversitesi



Savunma Tarihi: 29 / 01 / 2024

(*) Jüri Başkanı.

(**) Tez Danışmanı.



Anneme...

Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırlanan bu tez çalışmasında yer alan tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu beyan ederim. Ayrıca, bahse konu bu kural ve ilkelerin gerektirdiği üzere, bu çalışmada özgün olmayan tüm bilimsel içerikleri kurallara uygun biçimde alıntılıyıp kaynak gösterdiğimi beyan ederim. Beyanımınla çelişen herhangi bir delil bulunduğu takdirde tüm sorumluluğu üstleneceğimi kabul ederim.

Ad, Soyad: Mustafa GÜNGÖR

İmza:

TEŞEKKÜR

Öncelikle danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER'e çalışmanın daha fikir aşamasından, örnekleme, deney benzetimi oluşturma, analizlerin yorumlanması ve tez taslağındaki düzeltmeler konularına kadar gösterdikleri destek ve sabırdan dolayı teşekkür ederim. Jüri üyelerime de bu tezin daha nitelikli bir hale gelmesi için yaptıkları eleştiri ve önerileri için teşekkür ederim.

Analizlerin yorumlanması ve sundukları teknik destek için Dr. Öğr. Üyesi Ömer Ali KARAMAN'a teşekkür ederim.

En önemlisi, kendime bazı zamanlar inanmasam da bana inandıkları için anneme, eşime ve kardeşlerime teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
TABLolar LİSTESİ.....	xii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	xiii
ABSTRACT.....	xviii
1. GİRİŞ	1
1.1 Akıllı Şebekeler	3
1.1.1 Mikro şebekeler.....	4
1.1.2 Alternatif akın ve doğru akım mikro şebekeleri	5
1.2 Dağıtılmış Jeneratörler	7
1.2.1 Enerji depolama sistemleri.....	8
1.3 DA Mikro Şebekelerde Yük.....	9
1.4 DA Mikro Şebekelerde Kontrol Teknikleri.....	9
1.5 Tezin Amacı ve Hedefleri	11
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR.....	13
2.1 Giriş	13
2.2 DA Güç Şebekeleri.....	14
2.3 DA Mikro Şebekelerinin Avantajları ve Dezavantajları	14
2.4 DA Mikro Şebekelerinde Kontrol Hiyerarşileri Üzerine Yapılan Çalışmalar... ..	15
2.5 CPL Yüke Sahip DA Mikro Şebekeleri ile Yapılan Çalışmalar	17
2.5.1 Giriş.....	17
2.5.2 CPL'nin karakteristiği.....	18
2.5.3 Pasif sönümlleme tekniği kullanılarak yapılan çalışmalar	19
2.5.4 Aktif sönümlleme tekniği kullanılarak yapılan çalışmalar	20

2.5.5	Lineer olmayan kontrol yöntemleri ile yapılan çalışmalar	21
2.5.6	Öğrenme tabanlı yapılan çalışmalar.....	23
3.	SABİT GÜÇ YÜKLERİ (CPL)	26
3.1	Sabit Güç Yüğü Tanımı ve Analizi	26
3.1.1	CPL ve kararsızlık.....	27
3.2	CPL Yüğü Sahip Sürekli İletim Modundaki DA/DA Dönüştürücüler	30
3.3	CPL Yüğü Sahip Kararsız Sistemin Transfer Fonksiyonları.....	32
4.	DOĞRU AKIM MİKRO ŞEBEKELER İÇİN LİNEER OLMAYAN KONTROL YÖNTEMLERİ.....	36
4.1	CPL Yüğü Sahip Bir Yükseltici Dönüştürücünün BSC Kontrolör ile Gerilim Regülasyonu.....	36
4.1.1	BSC tasarımı	40
4.1.2	Benzetim sonuçları.....	46
4.2	CPL Yüğü Sahip Bir Yükseltici Dönüştürücünün MPC Kontrolör ile Gerilim Regülasyonu.....	48
4.2.1	Yükseltici dönüştürücünün sürekli iletim modu analizi.....	49
4.2.2	Benzetim sonuçları.....	53
5.	SABİT GÜÇLÜ YÜĞE SAHİP BİR YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ÖĞRENME TABALI GERİLİM REGÜLASYONU VE KONTROLÜ	57
5.1	Güç Dönüştürücüler Alanında Öğrenme Tabanlı Yaklaşımlar	57
5.2	Tasarım	57
5.3	Sistem Modeli.....	58
5.4	Öğrenme Tabanlı Tasarlanan Denetleyici	60
5.5	Benzetim Sonuçları	66
5.5.1	Senaryo 1.....	67
5.5.2	Senaryo 2.....	68
5.5.3	Karşılaştırmalı benzetim sonuçları.....	69

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	75
KAYNAKLAR	79
ÖZGEÇMİŞ	90



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1 Dünya üzerindeki rüzgâr ve güneş enerjisinin GW düzeyinde 2000-2030 arası üretim miktarları [1]	1
Şekil 1.2. Dünya üzerindeki elektrik enerjisi üretiminde 2023 yılında YEK'lerin oranı [1].....	2
Şekil 1.3 YEK'lerden ve MŞ'ler den oluşan örnek bir akıllı şebeke	3
Şekil 1.4 AA mikro şebeke örneği	5
Şekil 1.5 DA mikro şebeke örneği	6
Şekil 1.6 DA mikro şebekelerde merkezi kontrol.....	10
Şekil 1.7 Merkezi olmayan kontrol.....	11
Şekil 2.1 DA MŞ'nin güç dönüştürücü arayüzleri.	17
Şekil 2.2 Yük tarafı dönüştürücülerin (POL), CPL ve omik yük olarak davranışları	18
Şekil 3.1 CPL modeli ve gerilim-akım karakteristiği $v_i = P$	27
Şekil 3.2 Giriş filtreli, ideal olarak düzenlenmiş yüksek verimli bir dönüştürücünün modeli.....	28
Şekil 3.3 CPL karakteristik eğrisi ile yük çizgisinin değişimi	29
Şekil 3.4 CPL yüklü temel düşürücü dönüştürücü.....	31
Şekil 3.5 CPL yüklü temel yükseltici dönüştürücü.....	31
Şekil 3.6 CPL yüklü temel düşürücü-yükseltici dönüştürücü.....	31
Şekil 3.7 Bir CPL'nin doğrusallaştırılması	33
Şekil 3.8 Dirençli yük ve kontrol değişkenlerine sahip bir yükseltici dönüştürücünün küçük sinyal ortalama dinamik modeli.	34
Şekil 3.9 Kontrol değişkenlerine için CPL'li bir yükseltici dönüştürücünün küçük sinyal dinamik davranışının devre modeli.	34
Şekil 4.1 Yerleşik bir DA mikro şebeke	38
Şekil 4.2 Basitleştirilmiş DA mikro şebeke	39
Şekil 4.3 BSC+NDO kontrol blok şeması	45
Şekil 4.4 BSC+NDO kontrolör DA bara geriliminin CPL yük değişimine tepkisi ...	47
Şekil 4.5 BSC+NDO kontrolör ile yükseltici bobin akımının CPL yük değişimine tepkisi	47
Şekil 4.6 BSC+NDO kontrolör ile CPL ve Omik yükün çektikleri gücün değişimi .	48

Şekil 4.7 BSC+NDO kontrolör ile DA kaynaktan çekilen toplam gücün referans gücü takibi.....	48
Şekil 4.8 Dönüştürücünün devre şeması; (a) anahtar aktif ($d = 1$), (b) anahtar pasif ($d = 0$).....	50
Şekil 4.9 MPC kontrolör blok şeması	54
Şekil 4.10 MPC kontrolör altında DA bara geriliminin CPL yük değişimine tepkisi	55
Şekil 4.11 MPC kontrolör altında, DA kaynaktan çekilen toplam gücün değişimi ...	55
Şekil 4.12 MPC kontrol altında CPL yük değişimi esnasında referans bobin akımı ve gerçek bobin akımı durumu	56
Şekil 5.1 Öğrenme tabanlı kontrol tasarımı için DA mikro şebekeye karşılık gelen CPL yüklü devre modeli.....	59
Şekil 5.2 Basit bir YSA yapısı	61
Şekil 5.3 Tasarlanan öğrenme tabanlı kontrol için yapay sinir ağı mimarisinin yapısı	62
Şekil 5.4 YSA eğitiminde kullanılan CPL modeli	63
Şekil 5.5 Tasarlanan kontrolün YSA regresyon grafikleri.....	64
Şekil 5.6 Tasarlanan kontrolün YSA performansı	64
Şekil 5.7 Öğrenme tabanlı tasarlanan lineer olmayan kontrol blok modeli.....	65
Şekil 5.8 Senaryo 1 için CPL yük modeli	67
Şekil 5.9 Senaryo 1 için yükseltici dönüştürücü DA bara gerilimi tepkisi	68
Şekil 5.10 Senaryo 2 için CPL yük modeli	68
Şekil 5.11 Senaryo 1 için yükseltici dönüştürücü DA bara gerilimi tepkisi	69
Şekil 5.12 Öğrenme tabanlı kontrol ve geleneksel PI kontrol karşılaştırılması, DA bara gerilimi tepkisi	70
Şekil 5.13 Öğrenme tabanlı kontrol ve geleneksel PI kontrol karşılaştırılması, yükseltici dönüştürücü bobin akımı tepkisi.....	70
Şekil 5.14 Öğrenme tabanlı kontrol ve MPC kontrol karşılaştırılması, DA bara gerilimi tepkisi	71
Şekil 5.15 Öğrenme tabanlı kontrol ve MPC kontrol karşılaştırılması, yükseltici dönüştürücü bobin akımı tepkisi	71
Şekil 5.16 Öğrenme tabanlı kontrol ve BSC kontrol karşılaştırılması, DA bara gerilimi tepkisi	72

Şekil 5.17 Öğrenme tabanlı kontrol ve BSC kontrol karşılaştırılması, yükseltici dönüştürücü bobin akımı tepkisi	72
Şekil 5.18 Öğrenme tabanlı kontrol, BSC ve MPC kontrollerin karşılaştırılması, DA bara gerilimi tepkisi.....	73
Şekil 5.19 Öğrenme tabanlı kontrol, BSC ve MPC kontrollerin karşılaştırılması, yükseltici dönüştürücü bobin akımı tepkisi.....	73



TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 1.1 Enerji depolama sistemlerinin karşılaştırılması.....	8
Tablo 4.1 Benzetim parametreleri.....	46
Tablo 4.2 MPC ve Yükseltici dönüştürücünün benzetim parametreleri	53
Tablo 5.1 Öğrenme tabanlı kontrol benzetim parametreleri	66
Tablo 5.2 CPL yük değişimlerine karşı, tasarlanan kontrol, BSC ve MPC kontrollerin ayrıntılı analizi	74



SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

Simge	Açıklama
i_L	DA Yükseltici Bobin Akımı
R_s	DA Bara Omik Yük Direnci
v_C	DA Bara Gerilimi
v_{C_r}	DA Bara Referans Gerilimi
V_i	DA Yükseltici Giriş Gerilimi
L_b	DA Yükseltici Bobin Endüktansı
C_b	DA Yükseltici Kondansatör Kapasitansı
v_{CPL}	CPL Gerilimi
i_{CPL}	CPL Akımı
P_{CPL}	CPL Gücü
P_{Lr}	Referans Yük Gücü
μ	Anahtarlama Görev Oranı
u	Ara Kontrol Sinyali
f_s	Anahtarlama Frekansı
x_1, x_2	Durum Değişkenleri
x'_1	Referans Durum Değişkeni
d_1, d_2	Belirsiz Değişkenler
l_1, l_2	NDO Sabitleri
k_1, k_2	BSC Sabitleri
N	Tahmin Ufku
T_s	Örnekleme Zamanı
k	İterasyon Numarası
λ	MPC Ağırlık Faktörü
P	PI Oransal Sabit
I	PI İntegral Sabit
x_i	YSA Girdileri
w_i	YSA Ağırlık Faktörü
b	YSA Ön Yargı

Kısaltma

AA
ANFİS
AMK
BEDS
BSC
CCM
CFK
CPL
DA
DCM
DDPG
DJ
DRL
EDS
EYS
GMK
HOSMO
LCR
MŞ
MPC
MPPT
NDO
OBN
PBC
PI
POL
PWM
SC
SCG
SMC
SMES

Açıklama

Alternatif Akım
Nöro Bulanık Çıkarım Sistemi
Akım Mod Kontrol
Batarya Enerji Depolama Sistemleri
Geri Adım Kontrol
Sürekli İletim Modu
Kübik Kalman Filtresi
Constant Power Loads (Sabit Güçlü Yükler)
Doğru Akım
Süreksiz İletim Modu
Derin Determistik Politika Eğimi
Dağıtılmış Jeneratörler
Derin Takviyeli Öğrenme
Enerji Depolama Sistemleri
Enerji Yönetim Sistemi
Gerilim Mod Kontrol
Yüksek Dereceli Kayan Modlu Gözlemci
Kaynak Tarafı Dönüştürücü
Mikro Şebekeler
Model Öngörülü Kontrol
Maksimum Güç Noktası İzleme
Doğrusal Olmayan Bozulma Gözlemcisi
Ortak Bağlantı Noktası
Pasiflik Tabanlı Kontrol
Oransal İntegral
Yük Tarafı Dönüştürücü
Darbe Genişlik Modülasyonu
Süper Kapasitörler
Ölçekli Eşlenik Gradyan
Kayan Mod Kontrol
Süper İletken Manyetik Enerji Depolama

SSM	Sanal Senkron Makina
THD	Toplam Harmonik Bozulum
YEK	Yenilenebilir Enerji Kaynakları
YH	Yakıt Hücresi
YSA	Yapay Sinir Ağı



ÖZET

SABİT GÜÇLÜ YÜKLERE SAHİP DOĞRU AKIM MİKRO ŞEBEKELERDE ÖĞRENME TABANLI GERİLİM REGÜLASYONU

GÜNGÖR, Mustafa

Doktora, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER

Ocak 2024, 111 sayfa

Güç elektroniği tabanlı doğru akım (DA) dağıtım sistemleri, otomobil, uçak, gemi ve uydu gibi güç sistemlerinde avantajları nedeniyle yaygınlaşmaktadır. Ancak, güç elektroniği dönüştürücü yükleri sıkı bir şekilde kontrol edildiğinde sistemde kararsızlığa neden olabilir. Bu nedenle, DA mikro şebekelerinde (MŞ) sistemin kararlı bir şekilde çalışmasını sağlamak için hızlı ve dinamik yanıt elde etmek büyük önem taşır.

Tez çalışması kapsamında ilk olarak, DA MŞ’de kararsızlığa neden olan, negatif empedans karakteristiğine sahip constant power loads (CPL) yani sabit güçlü yüklerin riski incelenmiştir. İdeal bir düzenlemeye sahip DA/DA dönüştürücünün, bir giriş filtresiyle birleştirildiğinde kararsız davranışa yol açabileceği belirlenmiştir. Çeşitli durumlar incelenmiş ve kararlılık koşulları ortaya konmuştur. Bununla birlikte DA/DA dönüştürücülerin CPL ile ilişkilendirilerek kararsız dinamik davranışlarının transfer fonksiyonları türetilmiştir. Bu transfer fonksiyonları, kontrol değişiklikleri ve dirençli yük durumlarında açık ve kapalı döngüdeki kararsızlıkları analiz etmek için kullanılmıştır. CPL’ler tarafından yüklenen DA/DA güç elektroniği dönüştürücüleri için literatürde çeşitli kontrol yöntemleri önerilmiştir. Pasif sönümleme stratejileri basit ve etkilidir, ancak maliyetlidir ve fiziksel kısıtlamalarla sınırlıdır. Aktif sönümleme yöntemleri, sanal elemanları taklit ederek sistemi stabilize etme yeteneğine sahiptir. Ancak, bu yöntemlerde yük performansından ödün verilme riski vardır. Bu nedenle, doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinin kullanımı, büyük sinyal anlamında kararlılık sağlamak için zorunlu hale gelir. Tez çalışmasında tasarlanan kontrolörün etkinliğini göstermek amacıyla, literatürde yaygın olarak kullanılan sağlam kontrol stratejileriyle benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Bu stratejilerden ilki olan backstepping control (BSC) yani geri adım kontrol, bir DA/DA yükseltecinin gerilim regülasyonu, kararlılığı ve referans güç izleme problemlerini çözmek için etkili bir doğrusal olmayan kontrol yöntemidir. BSC kontrolü ile birlikte çalışan non-linear observation (NDO) yani lineer olmayan bozulma gözlemcisi, belirsiz yük değişimini tahmin etmek için kullanılarak sistem dinamiklerini iyileştirir. Karşılaştırma amacıyla kullandığımız BSC kontrolörü, uyarlamalı geri adımlama algoritması kullanılarak tasarlanmıştır. Koordinat dönüşümü ve NDO kullanılarak, sistem kararlılığını sağlamak ve yük değişimini izlemek için kontrol parametreleri önceden ayarlanmıştır. İkincisi olan model predictive control (MPC) yani model öngörülü kontrol yöntemi, güç dönüştürücüler kontrol alanında performansı geliştirmek için etkili bir yöntem olarak bilinmektedir. MPC yönteminin temelinde, belirli bir zaman dilimi boyunca gelecekteki davranışı içeren bir optimizasyon problemini çözen ve doğrusal olmayan durumları göz önüne alarak kontrol sinyali elde eden bir yöntem vardır. MPC, gerçek zamanlı optimal kontrol kararlarını tahminlere dayanarak hesaplamaktadır. Literatürde, güç dönüştürücülerin büyük bir kısmına MPC algoritması uygulanmış ve geleneksel yöntemlere göre daha iyi sonuçlar verdiği ifade edilmiştir.

Bu tez çalışmasında, yapay sinir ağı (YSA) kullanılarak geliştirilen öğrenme tabanlı lineer olmayan kontrol modeli, CPL problemine çözüm sunacaktır. Tasarlanan kontrolör, merkezi olmayan bir kontrol hiyerarşisiyle yönetilen bağımsız bir DA MŞ'nin, CPL yüklerin olumsuz etkilerine karşı sağlam bir kontrol stratejisi tasarlamayı amaçlamaktadır. Öğrenme tabanlı tasarlanan modelde, DA kaynak tarafındaki gerilim bir DA/DA yükseltici dönüştürücü üzerinden CPL ve omik dirençten oluşan karışık bir yüke iletilmektedir. Öğrenme tabanlı kontrol tasarımı, MATLAB/Simulink'te gerçekleştirilen benzetim çalışmalarında gösterildiği üzere, CPL yük değişimleri sırasında kararlılık, hızlı tepki ve doğru gerilim izleme sağlamak için etkili bir yöntemdir. Bu tasarım, geleneksel kontrol yöntemleri ile yukarıda bahsi geçen BSC ve MPC kontrol yöntemlerine göre daha düşük gerilim salınımları, daha hızlı oturma süresi gibi üstünlükler sunmaktadır. YSA'nın tasarımı, BSC kontrolörden elde ettiğimiz 200000 satırlık veriler kullanılarak bir sinir ağının eğitilmesini içerir. Eğitilen yapay sinir ağı daha sonra gerilim regülasyonu ve kontrolü için tasarlanan model tasarımında kullanılır. Sonuç olarak, tasarlanan kontrol stratejisinin performansını değerlendirmek için kapsamlı benzetim çalışmaları gerçekleştirilir. Elde edilen sonuçlar, geleneksel oransal integral (PI), BSC ve MPC kontrolörleri kullanılarak elde edilen sonuçlarla karşılaştırılır. Benzetim sonuçları, önerilen kontrol stratejisinin PI, BSC ve MPC üzerindeki etkinliğini ve üstünlüğünü açıkça göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: DA Mikro Şebeke, Yapay Sinir Ağı, Sabit Güç Yüğü, Negatif Empedans, Geri Adım Kontrol, Model Öngörülü Kontrol, PI Kontrol

ABSTRACT

LEARNING-BASED VOLTAGE REGULATION IN DIRECT CURRENT MICRO-GRIDS WITH CONSTANT POWER LOADS

GÜNGÖR, Mustafa

PhD, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER

January 2024, 111 pages

Power electronics-based direct current (DC) distribution systems are becoming widespread due to their advantages in power systems such as automobiles, aircraft, ships and satellites. However, power electronics converter loads can cause instability in the system when tightly controlled. Therefore, it is of great importance to achieve fast and dynamic response in DC microgrids (MG) to ensure stable operation of the system.

Within the scope of the thesis study, firstly, the risk of constant power load (CPL) with negative impedance characteristics, which causes instability in DC DC, was examined. It has been determined that a DC/DC converter with an ideal arrangement can lead to unstable behavior when combined with an input filter. Various situations have been examined and stability conditions have been established. In addition, transfer functions of the unstable dynamic behavior of DC/DC converters have been derived by relating them to CPL. These transfer functions have been used to analyze open and closed loop instabilities under control changes and resistive load situations. Various control methods have been proposed in the literature for DC/DC power electronic converters loaded by CPLs. Passive damping strategies are simple and effective, but are costly and limited by physical constraints. Active damping methods have the ability to stabilize the system by mimicking virtual elements. However, these methods run the risk of compromising load performance. Therefore, the use of nonlinear control methods becomes imperative to ensure stability in terms of large signal. In order to demonstrate the effectiveness of the controller designed in the thesis study, simulation results were compared with robust control strategies commonly used in the literature. The first of these strategies, backstepping control (BSC), is an effective nonlinear control method to solve the voltage regulation, stability and reference power tracking problems of a DC/DC amplifier. Working in conjunction with the BSC control, the nonlinear disturbance observer (NDO) is used to predict uncertain load variation, improving system dynamics. The BSC controller we use for comparison purposes is designed using an adaptive backstepping algorithm. Using coordinate transformation and NDO, control parameters are preset to ensure system stability and monitor load variation. The second one, the model predictive control (MPC) method, is known as an effective method to improve performance in the field of power converters control. The basis of the MPC method is a method that solves an optimization problem involving future behavior over a certain period of time and obtains a control signal by considering nonlinear situations. MPC calculates real-time optimal control decisions based on predictions. In the literature, the MPC algorithm has been applied to most of the power converters and it has been stated that it gives better results than traditional methods.

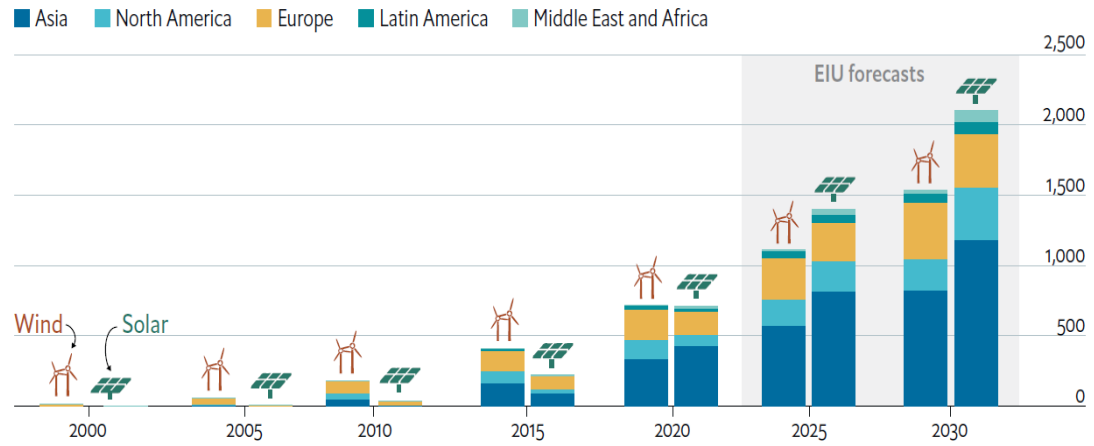
In this thesis study, the learning-based nonlinear control model developed using artificial neural network (ANN) will provide a solution to the CPL problem. The designed controller aims to design a robust control strategy against the negative effects of CPL loads of an

independent DC MS managed with a decentralized control hierarchy. In the learning-based designed model, the voltage on the DC source side is transmitted to a mixed load consisting of CPL and ohmic resistor via a DC/DC boost converter. Learning-based control design is an effective method to ensure stability, fast response and accurate voltage monitoring during CPL load changes, as shown in simulation studies performed in MATLAB/Simulink. This design offers advantages such as lower voltage oscillations and faster settling time compared to traditional control methods and the BSC and MPC control methods mentioned above. The design of the ANN involves training a neural network using 200000 lines of data obtained from the BSC controller. The trained artificial neural network is then used in model design for voltage regulation and control. As a result, extensive simulation studies are performed to evaluate the performance of the designed control strategy. The results obtained are compared with those obtained using conventional PI, BSC and MPC controllers. Simulation results clearly demonstrate the effectiveness and superiority of the proposed control strategy over PI, BSC and MPC.

Keywords: DC Microgrid, Artificial Neural Network, Constant Power Load, Negative Impedance, Backstep Control, Model Predictive Control, PI Control

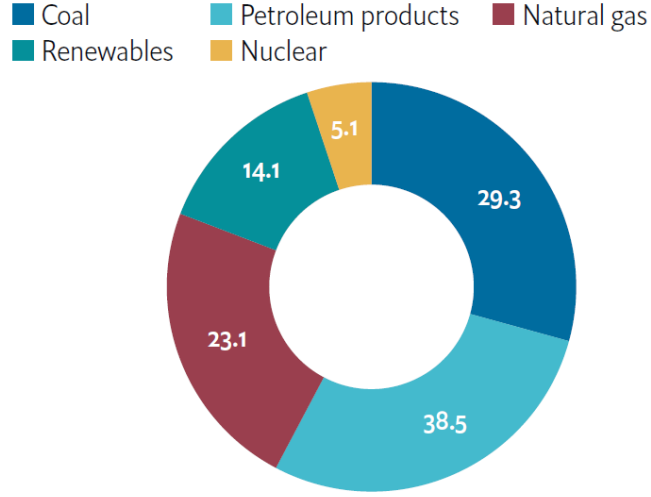
1. GİRİŞ

Küresel elektrik üretimi içerisindeki yenilenebilir elektrik üretimi miktarı giderek artmaktadır. Şekil 1.1’de 2000’den 2030’a kadar uzanan dönemde rüzgâr ve güneş enerjisi kaynaklarından elde edilen küresel net elektrik üretimi gösterilmektedir. Görüldüğü gibi, yenilenebilir elektrik kaynaklarının (YEK) baskın kısmını oluşturan rüzgâr ve güneş enerjisi oranları, 2000 yılından itibaren YEK enerji üretim miktarını hızlı bir şekilde artırmaya başlamıştır. 2015 yılına geldiğimizde, toplamda 500 GW’ı aşarak artmaya devam etmiştir. Üretim hacmi 2030 yılında 3600 GW’a ulaşması beklenmektedir [1]. YEK’lerin enerji üretimindeki hızlı artış, özellikle ekonomik ve çevresel kaygılardan kaynaklanmaktadır. Ayrıca, bu artışın bir diğer nedeni, enerji piyasalarının serbestleştirilmesi ile birlikte, hükümetler tarafından yönetilen enerji işletmelerinin bölünmesi ve özelleştirilmesidir [2].



Şekil 1.1 Dünya üzerindeki rüzgâr ve güneş enerjisinin GW düzeyinde 2000-2030 arası üretim miktarları [1]

Günümüzde dünya genelinde YEK’lerin enerji üretimindeki payı net olarak Şekil 1.2’de verilmiştir. Görüldüğü üzere, elektrik üretiminde YEK’lerin payı %14.1, nükleer enerji %5.1, kömür %29.3, petrol %38.5 ve doğal gaz ise %23.1 civarındadır. Bu veriler, dünya çapında YEK’lerin kullanımına büyük bir ilgi olduğunu ve bu ilginin giderek arttığını göstermektedir [3].



Şekil 1.2. Dünya üzerindeki elektrik enerjisi üretiminde 2023 yılında YEK'lerin oranı [1]

Yenilenebilir enerji kaynaklarını diğer enerji kaynaklarından ayıran önemli özelliklere sahiptir. Dikkate alınması gereken en önemli husus, yenilenebilir enerji kaynaklarının (güneş, rüzgâr vb.) doğası gereği kesintili olması ve bunun sonucunda kontrolün zor olmasıdır. Rüzgâr, güneş enerjisi, gelgit enerjisi ve diğer doğal olaylar, elektrik üretiminin kesilmesi durumunda tüketicilerin taleplerini ciddi şekilde etkileyebilirler. Bu nedenle, aralıklı üretim, yenilenebilir enerji kaynakları için en büyük zorluklardan birini oluşturur. Bu nedenle, YEK'ler her zaman tüketim taleplerine uygun bir üretim seviyesine ulaşmak konusunda bazı zorluklarla karşılaşabilirler [4].

Yenilenebilir enerjilerin başka bir olumsuz özelliği, dağınık bir yapıya sahip olmalarıdır. Bu nedenle, yenilenebilir enerji kaynakları elektrik üretimi ve tüketimi için daha karmaşık bir entegrasyon sürecini gerektirir. Sonuç olarak, yenilenebilir enerji kaynakları genellikle düşük ve orta voltaj seviyelerinde entegre edilirler. Ayrıca güç sistemlerinin tasarım ilkeleri açısından önemli ölçüde farklılık gösterirler [5]. Bu sayılan olumsuzluklara rağmen YEK'ler geleceğin en temiz ve kullanılabilir enerji kaynakları olarak görülmektedir. Bilhassa şebekeden bağımsız mikro şebekeler için vazgeçilmez bir tercihtir. Bu yönüyle serbest piyasa koşullarında bağımsız enerji için en uygun tercihtir.

1.1 Akıllı Şebekeler

Elektrik enerjisi dağıtım şebekeleri, güç talebinin artması ve yenilenebilir enerji kaynaklarının şebekeye dahil olması ile birlikte, güvenilir ve yüksek performanslı bir sisteme duyulan ihtiyacın ortaya çıkardığı zorlukları ele almak amacıyla, elektrik enerjisi sistemi "Akıllı Şebeke" olarak bilinen dönüşüm sürecine geçmektedir. Geleneksel güç sistemleri, büyük ölçüde merkezi ve büyük ölçekli enerji üretim kaynakları olan, özellikle hidroelektrik veya fosil yakıt bazlı enerji üretim sistemlerine dayanır. Bu sistemler, tüketicilere güç dağıtımını kolaylaştıran geniş bir şebeke ağı tarafından ulaştırılır. Ancak, artan elektrik talebi ve YEK'lerin sayısı, sistem güvenilirliği ve performansı açısından yeni zorlukları beraberinde getirmiştir. Bu nedenle, son yıllarda akıllı şebeke ve akıllı enerji sistemlerinin geliştirilmesi, araştırmacıların büyük ilgisini çekmektedir. Geleneksel enerji sistemlerinin karakteristik pasif tek yönlü güç ve iletişim akışının aksine, YEK'lerin akıllı şebeke ortamına uyumu, bu sistemi çift yönlü güç ve bilgi akışına sahip aktif bir şebekeye dönüştürmektedir [6], [7]. Akıllı şebekeler, Şekil 1.3'te görüldüğü gibi MŞ dahil olmak üzere farklı üretici ve tüketici bileşenlerinden oluşurlar.



Şekil 1.3 YEK'lerden ve MŞ'lerden oluşan örnek bir akıllı şebeke

Akıllı şebekeler, elektrik dağıtımını temsil eden bir ağ olarak tanımlanır ve bu ağ, temiz, güvenli, verimli, maliyeti düşük ve sürdürülebilir özelliklere sahiptir. Bu

özelliklere ulaşabilmek için, bilgi, iletişim, gelişmiş kontrol ve hesaplamalı YSA gibi teknolojilerle güvenilir elektrik kaynaklarının etkili ve akıllıca entegre edilmesi gerekmektedir [8]. Akıllı şebekelerin temel bileşenleri olan mikro şebekeler, YEK'lerin daha büyük şebekelere entegrasyonu için umut veren bir çözüm sunar. Bu durum, sistemin genel verimliliğini ve güvenilirliğini artırırken aynı zamanda son tüketicilere de bağımsız hareket etme imkânı sunar [9], [10].

1.1.1 Mikro şebekeler

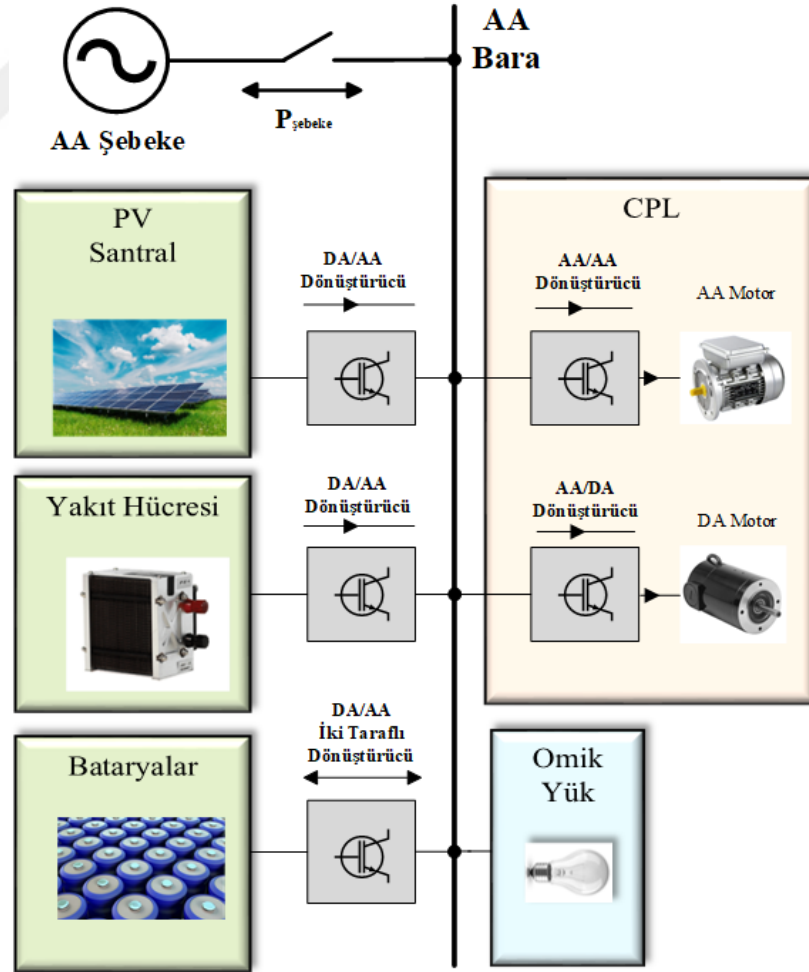
Mikro şebekeler, ana şebekeye bağlı veya bağımsız koşullarında çalışabilen, daha büyük elektrik şebekesine belirli bir seviyede enerji verebilen veya alabilen, kendini koruma yeteneğine sahip ve böylece kararlı bir şekilde çalışabilen küçük güçlü şebekeler olarak tanımlanır [11]–[13]. Bir mikro şebeke, dağıtılmış jeneratörler (DJ), YEK'ler, yakıt hücreleri (YH) ve enerji depolama sistemleri (EDS) gibi üniteleri ve yerel yükleri içeren bir yapıya sahiptir. Bu bileşenler, gerektiğinde ana şebeke ile koordine bir şekilde çalışabilen ve kontrol edilebilen uyumlu sistemler oluşturabilirler. Ancak, artan güç talebi, sistem güvenilirliği ve verimliliği ile birlikte, yenilenebilir enerji kaynaklarının düzensiz güç üretimi önemli zorlukları da beraberinde getirir. Mikro şebekeler, iyi yönetildiğinde, tek bir kontrol noktasından hizmet verebilirler ve birincil elektrik şebekesiyle koordinasyon içinde çalışabilirler [14], [15].

Mikro şebekeler, şebekeye bağlı olduğunda frekans ve gerilim kontrolünü şebeke sağlar. Ancak, bağımsız durumlarda, frekans ve gerilimi dağıtılmış jeneratörler tarafından sağlanmalıdır. Sistemin dinamikleri büyük ölçüde DJ'lerin dönüştürücü arayüzlerinin koordinasyonuna dayanmaktadır [16]. DJ'lerin güç elektroniği arayüzlerinin mevcut olmasına rağmen, bağımsız MŞ'ler, frekans ve gerilim kontrolü ile sistem kararlılığını sağlamakta zorluklarla karşılaşabilirler [17]. Bağımsız MŞ'ler, uzak alanlarda (örneğin, şebekeden bağımsız köy evleri veya endüstriyel alanlar) ve elektrikli ulaşım sistemleri (elektrikli trenler, elektrikli otomobiller, denizcilik uygulamaları vb.) gibi çeşitli alanlarda uygulama bulmuşlardır. Bu tezin ana odak noktası, şebekeden bağımsız çalışabilen DA MŞ'lerdir [18]. Kaynakların ve yüklerin bağlandığı ortak bara göz önüne alındığında, mikro şebeke sistemleri alternatif akım (AA) veya doğru akım (DA) barası olarak sınıflandırılabilir.

1.1.2 Alternatif akım ve doğru akım mikro şebekeleri

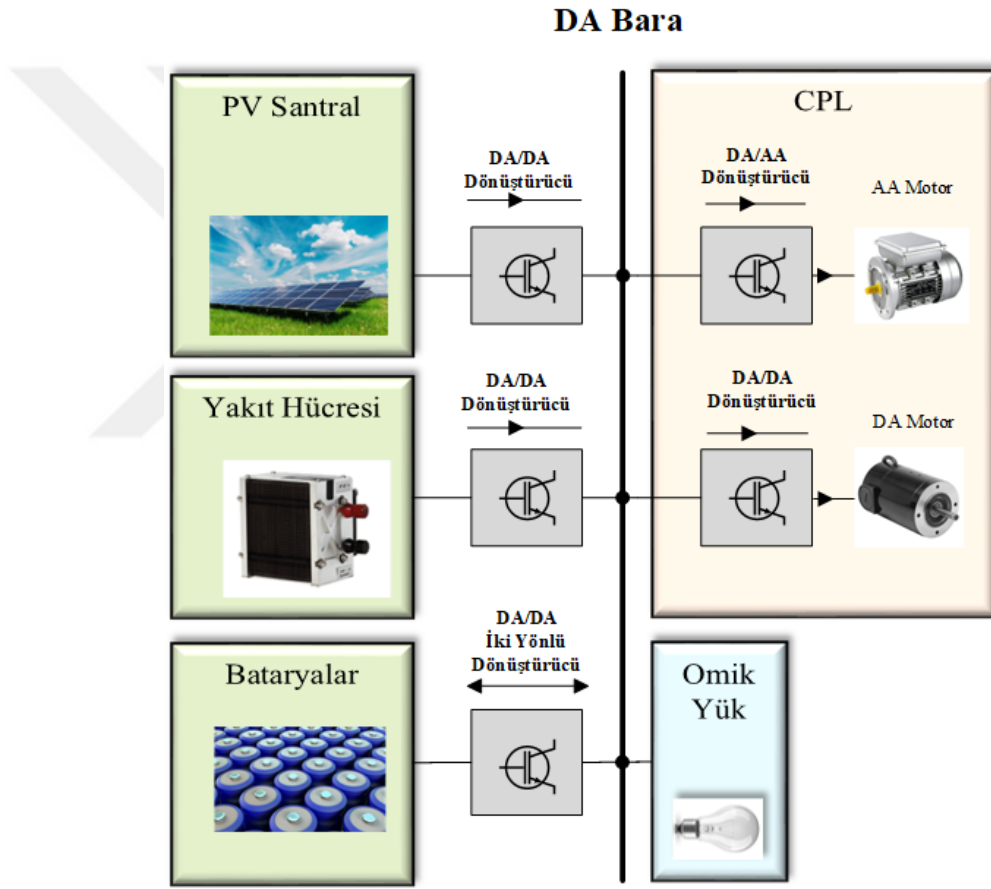
Geleneksel güç sistemleri alternatif akıma dayandığı için, mikro şebekeler genellikle AA ile kurulur. Tipik olarak, üç fazlı bir AA veri yolu, Ortak Bağlantı Noktası (OBN) olarak da bilinen, ana şebeke ile ve mikro şebekeyi birbirine bağlayan tek güç arayüzü olarak hizmet eder [2]. Şebekeye bağlı durumda çalışabilen örnek bir AA mikro şebeke Şekil 1.4’de gösterilmiştir. Yenilenebilir enerji kaynakları ve yükler, dönüştürücüler aracılığıyla ortak baraya bağlanır. Bara gerilim değerine bağlı olarak, AA bara için AA yükler ve DA bara için DA yükler, dönüştürücüye gerek kalmadan OBN bağlanabilir [19], [20].

Geleneksel elektrik şebekesi ile karşılaştırıldığında MŞ’ler, EDS’lerin ortaya çıkışı ile büyük farkı oluşturmuştur [21]. Bir mikro şebeke içinde, yenilenebilir DJ’ler ve EDS’ler, güç elektroniği dönüştürücüleri ile AA veya DA baraya bağlanabilirler.



Şekil 1.4 AA mikro şebeke örneği

Şekil 1.5’te, örnek bir DA mikro şebeke sistemi görülmektedir. DA mikro şebekenin işleyişi, AA mikro şebekesine benzerdir. AA şebeke sistemi tarafından gerçekleştirilen enerji dönüşümlerini minimumda tutmak amacıyla, DA kullanımı maliyet ve verimlilik açısından daha uygun bir seçenektir [22]. Ancak, DA bara mimarisi, enerji dönüşümünü OBN’de gerçekleştirmek için şebeke ile güç dönüşümünü için güç elektroniği ara yüzü gerektirir. Yapılan çalışmalar, verimlilik açısından değerlendirildiğinde, DA mikro şebeke yaklaşımının daha cazip bir seçenek olduğunu göstermektedir [23].



Şekil 1.5 DA mikro şebeke örneği

DA mikro şebeke sistemleri, AA mikro şebekesi sistemlerine karşın bazı dezavantajlara da sahiptir. AA sistemlerde AA gerilim genliği, ekonomik bir şekilde elektromanyetik AA transformatörler yardımıyla kolayca artırılabilir veya azaltılabilirken bir kontrol stratejisi gerektirmezler. Ancak DA bara geriliminin dönüştürülmesi veya yükseltilmesi; ölçümler, karmaşık kontrol ve güç elektroniği

dönüştürücülerini gerektirir [24]. Kullanılmakta olan mevcut kontrol yöntemleri ve stratejileri, DA mikro şebekeler için gerilim regülasyonu ve elektrik devre koruması konusunda henüz tam olarak geliştirilmemiş ve olgunlaşmamıştır [25].

Buna karşılık, DA mikro şebekeleri, AA mikro şebekelerine kıyasla birçok temel faydalarda sunabilir. DA yenilenebilir enerji santralleri (yakıt hücreleri ve PV Santralleri vb.) ve elektrokimyasal depolama sistemleri (piller ve süper kapasitörler vb.), DA mikro şebekeye daha kolay ve verimli bir şekilde bağlanıp uyumlu hale gelebilirler [26]. AA mikro şebekelerinin genellikle AA'den DA'ye ve ardından DA'den AA'ye dönüşümleri temel alan AA/AA dönüştürücülerini kullandığı bilindiğinde, DA mikro şebekeleri çeşitli cihazlara ve uygulamalara bağlı olarak DA/DA dönüşümlerini kullanarak enerji kayıplarında %20'ye kadar tasarruf sağlayabilir [27]. Bunula birlikte DA sistemlerinde AA sistemlerinde gözüken ve iletken kesit verimini düşüren deri etkisi görülmez, bu nedenle daha iyi malzeme verimliliğine ve daha ince kablo kullanımına olanak sağlar [28]. Ayrıca, AA mikro şebekelerinde zor ve karmaşık bir kontrole sahip olan frekans kontrolü DA mikro şebekede sorun olmaktan çıkar.

1.2 Dağıtılmış Jeneratörler

Dağıtılmış Jeneratörler; PV santraller, yakıt hücreleri ve rüzgar santralleri gibi YEK'ler, aynı zamanda dizel jeneratörler gibi mikro kaynakları da içerir, kullanıcı bölgelerine yakın enerji üretimlerini ifade eder [29]. DJ'ler, kirliliği azaltma, artan enerji talebini karşılama, sistem verimliliğini artırma ve güç sistemlerinde iletim ve dağıtım üzerindeki kaygıyı azaltma avantajlarından dolayı son yıllarda hızlı bir büyüme yaşamaktadır.

PV santralleri ve rüzgâr türbinlerini içeren YEK'ler, genellikle DJ üniteleridir. Bu tür YEK'ler, hava koşullarına bağlı olarak enerji üretirler ve kesintili bir yapısı vardır, yani çıkış güçleri kontrol edilemez. PV santralleri, güçlerini optimize etmek için maksimum güç noktası izleme (MPPT) modunda çalıştırılırlar. Bu tür YEK'lerin kesintili üretimi, mikro şebekelerde güç dengelemelerine zorluklar getirebilir. Bu durumu ortadan kaldırmak için enerji depolama sistemlerinin entegrasyonu önemlidir [30].

1.2.1 Enerji depolama sistemleri

Yenilenebilir enerji kaynaklarının kesintili doğası gereği, MŞ'ler deki güç dengesizliğini düzenlemek için enerji depolama sistemleri kullanımı önem arz eder [31]. Çeşitli enerji depolama cihazları Şekil 1.6'da gösterilmiştir. Enerji depolama sistemleri, güç yoğunluğu, enerji yoğunluğu, tepki oranı, yaşam döngüsü, maliyet vb. ile ilgili farklı özelliklere sahiptir. Enerji depolama sistemleri genel olarak iki gruba ayrılabilir: kapasite odaklı enerji depolama cihazları ve erişim odaklı enerji depolama cihazları. Kapasite odaklı enerji depolama cihazları yüksek enerji yoğunluğu sahiptir, ancak düşük güç yoğunluğu ve yavaş tepki süresi sergilerler [32]. YEK'lerin düşük frekanslı dalgalanmalarını telafi etmek için sıklıkla uzun vadeli enerji dengesi için kullanılırlar ve piller örnek olarak gösterilebilir. Erişim odaklı enerji depolama cihazları ise yüksek güç yoğunluğuna, hızlı dinamik tepkiye, fakat düşük enerji yoğunluğuna sahiptir. Erişim odaklı enerji depolama cihazlarının en çok bilinen örnekleri süper kapasitörleri (SC), volan (Flywheel) ve süper iletken manyetik enerji depolamayı (SMES) olarak söylenebilir [33].

Tablo 1.1 Enerji depolama sistemlerinin karşılaştırılması

Enerji Depolama Sistemleri	Pompa Hidrojen Depolama Sistemleri	Lityum İyon Batarya Sistemleri	Kurşun Asit Batarya Sistemleri	Süper Kapasitör	SMES
Güç					
Kapasitesi	50-100	400-2500	50-400	300-2000	500-10000
Maliyeti(\$/Kw)					
Deşarj Anma Kapasitesi (saat)	12+	0.017-2+	0.0027-2+	$2.7 \cdot 10^{-7}-1$	$2.7 \cdot 10^{-7}-0.0022$
Nominal Güç Kapasitesi (MW)	100-5000	0-0.1	0-20	0-0.3	0-100
Yanıt Zamanı	Dakika	Milisaniye	Milisaniye	Milisaniye	Milisaniye
Günlük Parazit Kaybı	Çok Küçük	%0.1-%0.4	%0.1-%0.4	%20-%40	%10-%15
Ömür (Yıl)	30-40	5-10	5-7	8-10	30
Döngü Verimliliği	70-80	90-99	63-90	85-95	97+
Hayat Döngüsü	10000-30000	1000-10000	500-1800	10000+	20000+
Enerji Yoğunluğu (m^3/kWh)	0.02	0.03	0.058	0.04	6-26

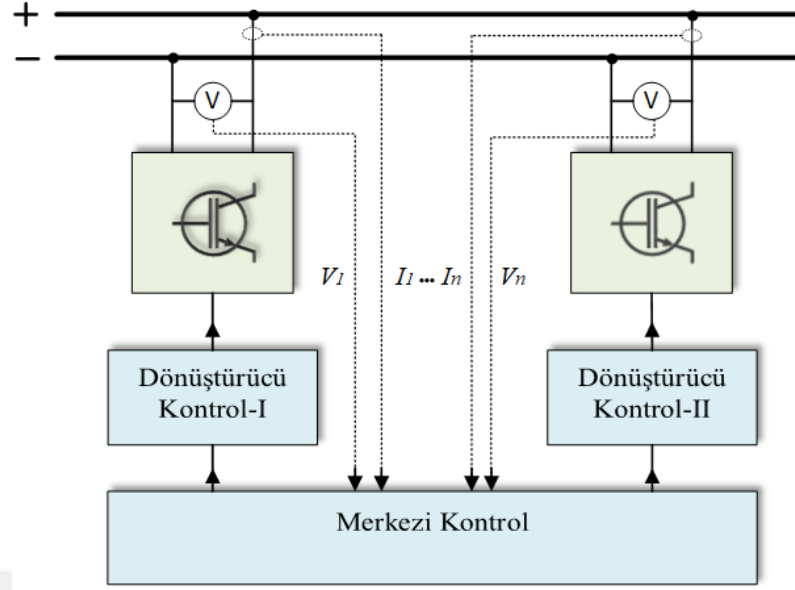
Görüldüğü gibi, kapasite odaklı enerji depolama cihazları ile erişim odaklı enerji depolama cihazları, birbirini tamamlayıcı özelliklere sahiptir. Bu iki tür depolama sisteminin bir arada kullanılması, hızlı dinamik performans, yüksek güçlü kaynaklar ve büyük enerji arzı sağlama kapasitesine sahiptir.

1.3 DA Mikro Şebekelerde Yük

Güç elektroniği dönüştürücüleri (Doğrultucu Devreler, DA/DA Dönüştürücüleri, Motor Sürücüleri Vb.), çeşitli kaynakların ve yüklerin DA baraya uyumlu halde çalışabilmesi için mikro şebekelerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Güç elektroniğinde, sıkı bir şekilde kontrol edilen bu dönüştürücüler, CPL'ye benzer davranış sergiler [34]. Bu yüklere örnek olarak, dirençli yüklere güç sağlayan DA/DA dönüştürücüler ve DA/AA dönüştürücü üzerinden kontrol edilen elektrik motor sürücüleri verilebilir. CPL'ler, sistemi karasızlığa götürebilecek etkilere yol açan negatif empedans özelliğine sahiptir [35]. MŞ'ler de gerilim regülasyonu ve istikrarın sağlanması MŞ'ler de kullanılan CPL yüklerin artmasıyla birlikte gün geçtikçe daha önemli hale gelmektedir. CPL yük ve sebep olduğu bu problemler üçüncü bölümde ayrıntılı bir şekilde ele alınacaktır. Tezin ana motivasyon kaynağı da CPL'nin sebep olduğu bu karasızlık problemini çözmek ve yeni yaklaşımlar sunmaktır.

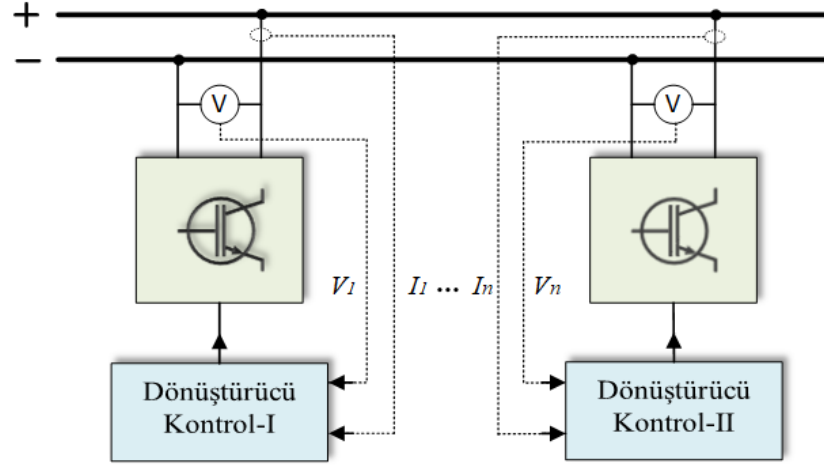
1.4 DA Mikro Şebekelerde Kontrol Teknikleri

DA mikro şebeke kontrol şemasının kavramsallaştırılması, başlangıçta geleneksel güç sistemi kontrolüne dayalı merkezi kontrol üzerine kurulmuştur. Merkezi bir kontrolör kullanılarak, tüm terminallerden gerçek zamanlı veri örnekleri alınır ve kararlar toplanır; ardından, Şekil 1.6'de gösterildiği gibi birleşik bir merkezi denetleyiciye iletilir. Merkezi denetleyici, verilerin toplanması ve yönetim işlevini yerine getirir [36].



Şekil 1.6 DA mikro şebekelerde merkezi kontrol

Merkezi kontrolde, kontrol bilgileri merkezi denetleyici tarafından alınır ve kontrol sinyallerinin her bir terminale etkili bir şekilde iletilmesini sağlar. Ancak, bu yaklaşım, artan sayıda DA terminaline sahip geniş bir DA ağı için uygulanamaz ve güvenilir değildir. Geleneksel büyük ölçekli AA güç sistemlerinin aksine, DA mikro şebekesi önemli bir ataletten yoksundur [37]. Bu nedenle, düzeltici önlemler alınmadığında, sabit bir güç tutarsızlığı devam ederse, DA voltajı birkaç saniye içinde hızla sıfıra veya iki katına çıkabilir. Sonuç olarak, bu özel durumda merkezi kontrolde yüksek bant genişliği sahip güvenilir iletişim kanallarına ihtiyaç vardır [38]. Merkezi kontrol planı, her terminale merkezi denetleyici ile yüksek bant genişliğinde bir kontrol döngüsü aracılığıyla karşılıklı iletişimi gerektirir, bu da maliyetleri artırır. Daha da önemlisi, ek iletişim sistemi güvenilirliğini azaltır; çünkü iletişim arızaları, veri paketlerinin yanlış yerleştirilmesi gibi beklenmedik sonuçlara yol açabilir. Merkezi olarak yönetilen bir DA mikro şebekenin genel güvenilirliğini garanti etmek, merkezi kontrol cihazındaki veya iletişim kanalındaki bir arızadan kaynaklanan bir sistem çökme riski nedeniyle genellikle zordur [39].



Şekil 1.7 Merkezi olmayan kontrol

Merkezi kontrolün bu kadar yüksek iletişim talebini önlemek amacıyla, Şekil 1.7’de gösterildiği gibi, birincil kontrol seviyesinde DA mikro şebeke kontrolü için merkezi olmayan kontrol verilmiştir. Merkezi olmayan kontrol yalnızca yerel tespitlere dayanır ve bu nedenle dönüştürücülerin birincil kontrolleri, iletişime gerek kalmadan güvenli bir şekilde yeni yükler ve kaynaklar bağlanıp çıkartılabilir. Bu yaklaşım, tek nokta arıza olması durumlarında diğer birimlerin sağlıklı bir şekilde çalışmasını garanti eder. Bazı iletişim bağlantılarının arızalanması durumunda bile sistem çalışır durumda kalır [40]. Merkezi olmayan kontrol, merkezi kontrolün dezavantajlar göz önüne alındığında, daha fazla fonksiyonun merkezi olmayan bir şekilde gerçekleştirilebilmesi beklenmektedir; birimler arasında hiçbir iletişime ihtiyaç duyulmaz ve ekonomi, ölçeklenebilirlik ve güvenilirlik açısından genel bir iyileşme sağlanır [41]. Bu tez çalışmamızda DA baranın gerilim kontrolü için şebekeden bağımsız merkezi olmayan bir kontrol stratejisi benimsenmiştir.

1.5 Tezin Amacı ve Hedefleri

Büyük ölçekli güç sistemleri için şebekenin kararlı halde kalmasını sağlayan geleneksel büyük senkron generatörlerin aksine, mikro şebekeler, özellikle güç dönüştürücü arayüzlerine sahip dağıtılmış üreticiler tarafından yönetildiğinde düşük bir kararlılık ve atalet özelliği gösterirler. Bununla birlikte, mikro şebekelerde güç elektroniği dönüştürücülerine sahip yüklerin kapsamlı entegrasyonu, sistem sönümlemesini azaltabilir ve kararsız hale getirebilir. Bu güç elektroniği dönüştürücü üzerinden beslenen yükler, negatif empedans özelliğine sahip CPL gibi davranırlar.

Yani bu dönüştürücüler sıkı bir şekilde kontrol edildiğinde sistemi kararsız hale getirip büyük gerim dalgalanmaları ile birlikte sistemi çalışmaz hale getirebilirler.

Genel olarak literatürde, yukarıda belirtilen zorlukları ele almak için merkezi kontrol yöntemleri kullanılmış ve son yıllarda çeşitli dağıtılmış kontrol yaklaşımları da önerilmiştir. Sistem güvenilirliğini, iyi bir gerilim regülasyonu ve kararlılığı arttırmak amacıyla yola çıktığımız bu tez çalışmasında, güç dengesizliklerinin karşısında bir DA mikro şebekesinin kararlılık endişelerini azaltmayı ve merkezi olmayan bir kontrol stratejilerini benimseyerek bu amacı gerçekleştirmek hedeflenmiştir. Bu amaca yönelik belirlenen hedefler aşağıda verilmiştir.

- DA mikro şebekelerinde, bara gerilimini kararsızlığa götüren CPL yüklerinin modelini oluşturmak hedeflenmiştir. Belirlenen CPL yük modelinin farklı değerlerde güç değişimi sağlanarak önerilen kontrol test edilecektir.
- CPL yükler, lineer bir yük olmadığından dolayı sistem kararlılığı ve sağlam bir gerilim regülasyonu için lineer olmayan bir kontrol tasarımı yapmak hedeflenmiştir. Bu hedef doğrultusunda literatürde çalışılan lineer olmayan kontrol yöntemleri araştırmak ve örnek modeller oluşturmak hedeflenmiştir. Örnek olarak hedeflenen kontrol yöntemleri, BSC ve MPC olarak belirlenmiştir.
- Literatürde öğrenme tabanlı kontrol tekniklerinin DA MŞ'ler için kullanılabilirliği ile ilgili literatür taraması ve araştırmalar yapılacak. Öğrenme tabanlı tekniğin anlık CPL yük değişimlerine karşı DA mikro şebekenin bara gerilim regülasyonunu ve kararlılığını test etmek hedeflenmiştir.
- CPL yükün sebep olduğu kararsızlık problemini çözmek ve DA bara gerilim regülasyonu yapmak amacıyla, tasarladığımız öğrenme tabanlı kontrol yönteminin, önceden belirlediğimiz lineer olmayan kontrol yöntemleri olan BSC ve MPC yöntemleri ile karşılaştırılması hedeflenmiştir. Bu hedefleri gerçekleştirmek için MATLAB/Simulink yazılımı kullanılacaktır.

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Bu bölüm, CPL'nin sebep olduğu kararsızlık problemini çözmeye yönelik yapılan stabilizasyon tekniklerinin bir taslağını sunar. Başlangıçta, CPL kavramı hakkında kısa bir giriş yapılacaktır; ardından kararlılık tanımlarının ve analiz araçlarının özetini içeren küçük sinyal durumu alanı ve empedans kriterleri gibi konular ele alınacaktır. Daha sonra, lineer olmayan kontrol tabanlı kaynak, arayüz ve kaynak tarafı aktif stabilizasyon teknikleri üzerinde bir inceleme yapılacaktır. Bu tez kapsamında DA mikro şebekelerinin kararlı çalışmasıyla birlikte, DA bara geriliminin düzenlenmesi amaçlanmıştır. Bu amaca benzer literatürde yapılan çalışmalar bu bölümde verilmiştir.

2.1 Giriş

Elektrik üretimi, iletimi ve dağıtımı, alternatif akım (AA) veya doğru akım (DA) kullanılarak gerçekleştirilebilir. Geleneksel güç sistemleri genellikle AA olarak üretilir, yüklere AA olarak dağıtılır ve tüketilir. Yenilenebilir enerji kaynakları (PV santraller ve yakıt hücreleri vb.) DA kaynağı olarak, güçlerini AA şebekesine DA/AA dönüştürücüler aracılığıyla iletebilirler. Ancak, bu durum DA kaynaklarını sorunsuz bir şekilde AA güç sistemlerine entegre etme konusunda bazı zorlukları da beraberinde getirir. Birden fazla DA güç kaynağını AA şebekesine bağlamaya çalıştığımızda, gerilim dalgalanmaları ve güç uyumsuzlukları gibi sorunlar ortaya çıkar. Bu durum, tüm sistemi kararsızlaştırma potansiyeline sahip bir sorundur. Ayrıca, yüksek güç ve gerilim değerlerine çıkıldığında, dönüştürücü maliyeti artar ve sistem kontrolü zorlaşır.

Yukarıda bahsedilen olumsuzluklar genel olarak şebekeye bağlı sistemler için geçerlidir. Bu olumsuzlukların yanında, DA mikro şebekeleri, yenilenebilir enerji kaynakları, enerji depolama sistemleri, elektrikli araç teknolojileri ve diğer dağıtılmış jeneratörlerin dahil edildiği uygulamaların kullanımı gün geçtikçe artmaktadır. Bu tarz kullanımın artmasıyla birlikte, DA mikro şebekelerde CPL ve benzeri yüklerin sebep olduğu kararlılık sorunları artar ve kontrolü zorlaştırabilir. Sonuç olarak, bu sorunun sebep olduğu gerilim dalgalanmalarını düzenlemek ve sistemi kararlı hale getirmek için çeşitli kontrol yöntemlerinin tasarlanması ve benimsenmesini zorunlu hale getirir.

Aynı zamanda, DJ ünitelerinin mikro şebekelere entegrasyonu, güç elektroniği dönüştürücülerinin etkili bir şekilde kullanılmasıyla mümkün olabilir. Bu dönüştürücüler, DA MŞ'nin hem kaynak hem de yük tarafında bulunurlar. Kontrol parametreleri arasında gerilim, akım ve güç gibi unsurlar yer alabilir [42]. Sonuç olarak, yük tarafındaki bu güç elektroniği dönüştürücülerin bir arada kullanılması, kararlılık sorunlarını artırabilir [43].

2.2 DA Güç Şebekeleri

DA güç şebekeleri, yenilenebilir enerji kaynakları, dağıtım panelleri, güç dönüştürücü arayüzler ve yükler gibi bileşenlerden oluşur [44]. DA güç üretim istasyonları, özellikle yenilenebilir enerji kaynakları ve ana güç kaynağına entegre edilebilen enerji depolama sistemlerini içermektedir. DA güç şebekelerinde, DA bara geriliminin yük değişimleri karşısında istenen referans gerilim değerinde sabit ve kararlı kalması en önemli konulardan birisidir. Bu konu, artan YEK ve DA şebekeler nedeniyle literatürde yoğun bir şekilde odaklanılan güncel bir konudur. DA bara geriliminin kararlı çalışması ancak DA şebekelerinde kaynak tarafındaki dönüştürücülerin kontrolünün sağlam bir şekilde yapılması ile mümkün olabilmektedir [45].

2.3 DA Mikro Şebekelerinin Avantajları ve Dezavantajları

Son yıllarda Şekil (1.2)'de gösterildiği gibi, YEK'lerin ve enerji depolama sistemlerinin artan kullanımı, DA MŞ'leri AA MŞ'lerden daha popüler hale getirmiştir. DA MŞ'ler, AA MŞ'lerin aksine sınırlı sayıda güç dönüşüm seviyesine sahiptir, bu da dönüşüm sırasında meydana gelen güç kayıplarını azaltır [46]. DA MŞ'ler, AA MŞ'lerin aksine enterkonnekte sistem senkronizasyonu, reaktif güç ve harmonikler gibi sorunlarla da karşılaşmazlar [47]. DA MŞ'lerin sermaye ve işletme maliyetleri de AA MŞ'lere kıyasla daha düşüktür [48]. Yani, DA MŞ'de frekans olmadığı için deri etkisi meydana gelmez ve bu da iletim maliyetini düşürür. DA MŞ'lerin birçok avantajına rağmen, yük paylaşımı esnasında bazı problemleri de barındırırlar. Bunlardan en önemlisi, kapasitif yüklerin varlığıdır. Bu kapasitif yükler, gerilim dalgalanmalarına neden olabilirler. Aynı zamanda, merkezi kontrol sistemine sahip olan DA MŞ'lerin kontrol sistemi, farklı hiyerarşilerden kaynaklanan iletişim kopmaları ve kesilmeleri durumunda ciddi problemlere neden olabilir [49].

2.4 DA Mikro Şebekelerinde Kontrol Hiyerarşileri Üzerine Yapılan Çalışmalar

DA MŞ'ler, literatürde birincil seviye, ikincil seviye ve üçüncül seviye olmak üzere üç farklı seviyeyi kapsayan kontrol yapısına sahip çalışmalar yapılmıştır. Hiyerarşik kontrol üzerine yapılan çalışmalar aşağıda verilmiştir.

Xiaonan vd. çalışmalarında, hibrit bir mikro şebekede AA bara ve DA bara arasındaki paralel güç elektroniği arayüzleri için hiyerarşik bir kontrol sistemi sunmuşlardır. Mikro şebekenin DA tarafındaki hem bağımsız hem de şebekeye bağlı çalışma modları analiz etmişlerdir. Somut olarak üç seviyeli hiyerarşik bir kontrol sistemi uyguladılar. Birincil kontrol seviyesinde merkezi olmayan kontrol gerçekleştirilir. Ortak ikincil kontrol seviyesi, hibrit mikro şebekedeki DA bara geriliminin kabul edilebilir bir aralığa yükseltilmesiyle, düşüş kontrolü tarafından üretilen DA bara gerilim saptamasını ortadan kaldırmak için tasarlanmıştır. Tasarlanan AA/DA dönüştürücü sisteminin deneysel sonuçları, tatmin edici olduğunu yapılan benzetimle göstermişlerdir [50].

Hamid Reza vd. araştırmalarında, birincil ve ikincil kontrol seviyeleriyle sınırlı olan önceki araştırmalardan farklı olarak, sunulan merkezi olmayan düşüş tabanlı kontrol şeması, şebekeye bağlı veya otonom modlar için üç hiyerarşik kontrol seviyesi için ayrıntılı bir model sunmuştur. Hiyerarşik tabanlı kontrol şemasına eklenen yeni bir tamamlayıcı kontrol döngüsü, gücü artırmak için gücün hızlı, özgün ve doğru bir şekilde hesaplanması için radyal temel işlevli sinir ağlarının yeni bir uygulamasıyla kontrolü gerçekleştirir. Küçük ve büyük sinyal bozukluklarıyla karşı karşıya kalındığında, mikro şebekede önerilen yöntem iyi bir performans sergiler. Yazarlar, MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak dört DJ ve yerel yükten oluşan bir mikro şebeke üzerinde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile önerilen kontrol tasarımının etkinliğini göstermişlerdir [51].

Hamid Reza vd. çalışmalarında, tüm hiyerarşik kontrol seviyelerinde (şebekeye bağlı veya bağımsız durumlar için) ayrıntılı modelleme vermişlerdir. Geleneksel sanal empedans yöntemleriyle karşılaştırıldığında, gerilim referansına yalnızca hat akımı ileri besleme terimlerini ekleyen, çalışmalarında ortak nokta bağlantısındaki hat akımı ve gerilimin kontrolü için sanal empedansı düzenler. Önerilen kontrol şemasının etkinliğini göstermek amacıyla, MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak bir test

mikro şebekesi üzerinde çevrimdışı zaman alanı benzetim çalışmaları ve OPAL-RT gerçek zamanlı dijital simülatör kullanılarak gerçekleştirdikleri deneysel çalışmaları doğrulamışlardır [52].

Xia Chen vd. çalışmalarında, hem merkezi hem de dağıtılmış kararlılık modlarını kapsamlı bir şekilde incelenmişlerdir. Araştırmaların odak noktası, çeşitli DJ birimlerini entegre etmek ve DA MŞ'nin genel istikrarını sağlamaktır. Önerilen kontrol şemasının ve küçük sinyal modelinin etkinliği, benzetim ve deneysel çalışmalar yoluyla farklı senaryolar altında adalı bir DA mikro şebekesinde doğrulanmışlardır [53].

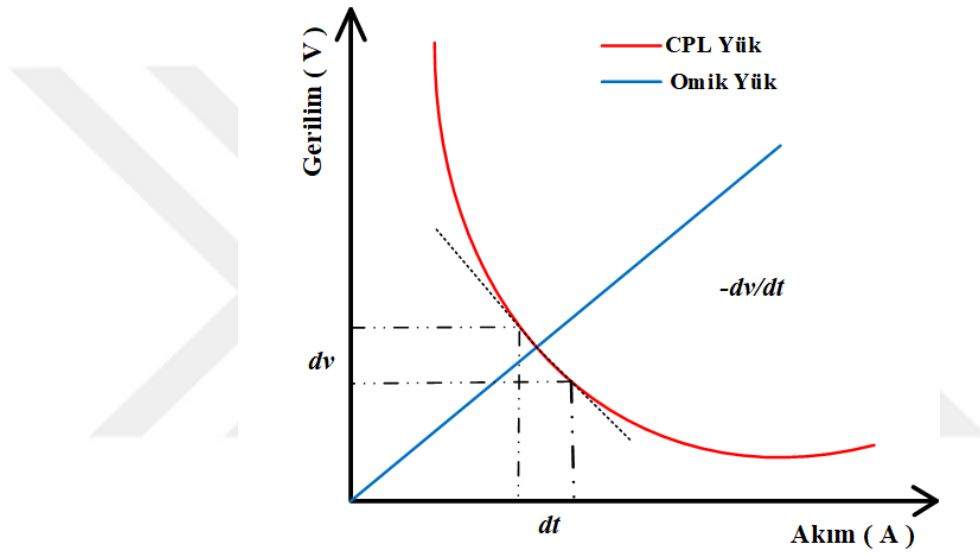
Pulkit vd. çalışmalarında, DJ'lere bağlı merkezi olmayan gerilim regülasyonu için bir birincil kontrol katmanını tasarlamışlardır. MPC tabanlı bir enerji yönetim sistemi (EYS) tarafından yönetilen üçüncül katman, DJ'ler için en uygun güç referanslarını ve karar değişkenlerini üretir. İkincil katman, enerji yönetimini güç referanslarını birincil katmanın ihtiyaç duyduğu uygun voltaj sinyallerine dönüştürür. Yani, bir gerilim çözümü sağlamak için ikincil katman, her zaman çözülebilir olduğu gösterilen güç akışı denklemlerini içeren bir optimizasyon problemini çözer [54].

Pragallapati vd. çalışmalarında, ikincil kontrolün siber-fiziksel uygulamalarla nasıl iyileştirilebileceğini tartışmışlar ve DA bara gerilimini düzenlemek ve birincil düşüş kontrolünün neden olduğu sorunların üstesinden gelmek için bir fikir birliği algoritması geliştirmişlerdir. DA MŞ'nin gerçek zamanlı siber fiziksel sistemi, eFPGASim ve RT-LAB kullanılarak FPGA üzerindeki cihaz katmanı ile birleştirilerek OPAL-RT test platformu üzerinde çalışmalarını doğrulamışlardır [55].

Anuoluwapo vd. çalışmalarında, yeni bir kontrol yöntemi önerdiler. Önerilen kontrolörün tepkisini geliştirmek amacıyla, ikincil kontrol parametrelerini uyarlamalı olarak seçtiler. Bu amaçla tip II bulanık mantık şemasını kullandılar. Önerilen kontrolörün kararlılığını garanti etmek için Lyapunov kararlılık kriterlerini kullandılar. Önerilen kontrol şemasının sağlamlığını göstermek için farklı işletim senaryoları altında kapsamlı testler gerçekleştirilmişlerdir [56].

2.5.2 CPL'nin karakteristiği

CPL, Şekil 2.2'te gösterildiği gibi gerilim ve akımı arasındaki ters ilişki nedeniyle doğrusal olmayan bir yük karakteristiği gösterir. Bir CPL'nin temel özelliği negatif artan empedansdır, buda CPL'nin sabit güç çekerken gerilimin akıma göre ters olarak değiştiği anlamına gelir. CPL'nin bu tür negatif artımlı empedans özelliği, DA dağıtım sisteminde istikrarsızlaştırıcı bir etkiye neden olur [61]. Omik yüklerde ise, empedans negatif artımla sonuçlanmaz. CPL'nin sebep olduğu bu problemi çözmeye yönelik yapılan çalışmalar aşağıda verilmiştir.



Şekil 2.2 Yük tarafı dönüştürücülerin (POL), CPL ve omik yük olarak davranışları

V. Grigore vd. çalışmalarında, CPL yüke sahip bir düşürücü dönüştürücünün dinamik özellikleri incelediler. Baradan çıkışa ve kontrolden çıkışa transfer fonksiyonları, Gerilim Modu Kontrolü (GMK) ve Akım Modu Kontrolü (AMK) için sürekli iletim modunda ve süreksiz iletim modunda türemişlerdir. Çalışmalarında her durumda omik empedans yük ile bir karşılaştırma yapmışlardır [62].

A. Emadi vd. çalışmalarında, CPL'li yüke sahip dönüştürücülerin kullanıldığı kontrolörler tasarım standartlarını incelemişlerdir. Önerdikleri teknik, gelişmiş otomotiv sistemlerinde güç elektroniği dönüştürücülerinin ve motor sürücülerinin uygulanması için yeni ve her şeyi kapsayan bir metodoloji formüle etmeyi içerir. Kayan mod ve geri besleme doğrusallaştırma tekniklerinin yanı sıra büyük sinyal faz

düzlemi analizi gibi yaklaşımlar, otomotivlerde kullanılan dönüştürücüleri, CPL ile analiz etme, düzenleme ve stabilize etme aracı olarak tanıtmışlardır [63].

Amir M. vd. çalışmalarında, CPL yüklü dönüştürücünün süreksiz iletim modunda çalıştığı durumu incelemiştir. Kesintili iletim modunda çalışan açık çevrim DA/DA dönüştürücülerin CPL'ler tarafından yüklendiğinde kararlı olduklarını kanıtlamışlardır. Ayrıca, kesintili iletim modunda çalışan ve bir CPL tarafından yüklenen bir dönüştürücü için geri besleme tasarımı probleminin, dirençli yüke sahip aynı dönüştürücü için geleneksel bir geri besleme tasarımı görevine dönüştürülebileceğini de sunmuşlardır [64].

2.5.3 Pasif sönümleme tekniği kullanılarak yapılan çalışmalar

Kaynak tarafı stabilizasyon teknikleri ve yük tarafı stabilizasyon teknikleri mevcut literatürde kapsamlı bir şekilde incelenmiştir. Her iki yaklaşım içinde, pasif sönümleme tekniklerinin kullanılması, sistem içinde pasif bileşenlerin kullanılması anlamına gelmektedir. Sanal indüktörlerin, kapasitörlerin ve dirençlerin bağlanması yoluyla yapılan çalışmalar aşağıda verilmiştir.

Mingfei Wu vd. çalışmasında CPL ile beraber kaynak tarafındaki dönüştürücülerin stabilitesini artırmak için yeni bir teknik önerdiler. Önerilen teknik, kaynak tarafı dönüştürücü içinde sanal bir direnç oluşturulmasını içerir. Bu sanal direnç, LC giriş filtresinin rezonans frekans aralığında etkili olacak şekilde özel olarak tasarlanmıştır. Sonuç olarak, Middlebrook'un kararlılık kriterini karşılamak için çıkış empedansını dolaylı olarak azaltır. Yazarlar çalışmalarında eşzamanlı olarak, hem benzetim hem de deneysel yollarla, DA mikro şebekelerdeki paralel bağlı CPL'lerin stabilitesini sağlamak için farklı özelliklere sahip LC filtrelerinin rezonans frekanslarının olması gerektiğini belirlemişlerdir [65].

W. Wu vd. çalışmalarında, DA MŞ'nin ataletini arttırmak ve DA bara voltajı dalgalanmasını kısıtlamak için sanal senkron makine (SSM) ile çift yönlü şebekeye bağlı dönüştürücüler aracılığıyla DA MŞ için sanal bir atalet kontrol stratejisi önerilmektedirler. DA bara geriliminin dinamik karakteristiği ayrıntılı olarak analiz edilmişlerdir. DA bara geriliminin dinamik tepkisini düzeltmek için DA çıkış akımı

ileri beslemeli bozulmayı bastırma yöntemi tanıtılmışlardır. Benzetimler ve deneyler ile önerilen kontrol stratejisinin geçerliliğini doğrulamışlardır [66].

S. Liu vd. çalışmalarında, CPL yüklerine sahip DA mikro şebekesi için yeni bir sanal negatif indüktör dengeleme stratejisi önerdiler. Önerilen stabilizasyon stratejisinde, kaynak tarafındaki dönüştürücü üzerine düşüş kontrol yöntemi aracılığıyla sanal bir negatif indüktör inşa ettiler. Stabilizatör için en uygun parametre değerini elde etmek amacıyla kök-yer eğrisi tabanlı bir parametre tasarım yaklaşımı önermişlerdir. İncelenen DA mikro şebeke sistemi için açık bir Nyquist kararlılık kriteri verip, sistem küçük döngü kazancı dikkatlice türetmişlerdir. Önerilen dengeleme stratejisinin etkinliğini doğrulamak için ayrıntılı sayısal benzetimlerle doğrulamışlardır [67].

M. Jami vd. çalışmalarında, AA sistemlerindeki sanal atalet kavramından esinlenerek, DA MŞ'er de dinamik olarak iyileştirilmesi için bir sanal empedans kontrolörü önerdiler. Önerdikleri kontrolör iki bileşenden oluşur: sanal kapasitör ve sanal indüktör. Bu sanal bileşenler, DA bara geriliminin değişim hızını değiştirebilir ve ayrıca geçici yanıtı iyileştirebilir. Önerdikleri kontrol stratejisi etkisini doğrulamak için küçük bir sinyal analizi gerçekleştirdiler. Sayısal benzetim çalışmaları, önerilen çözümün DA MŞ'lerin ataletini arttırmadaki etkinliğini doğrulamışlardır [68].

2.5.4 Aktif sönümlleme tekniği kullanılarak yapılan çalışmalar

Dylan D.C. vd. çalışmalarında, kaynak tarafı dönüştürücü içinde sanal bir direnç oluşturulmasını gerektiren yeni bir aktif sönümlleme tekniği tanıttılar. Bu yöntem, doğru akım mikro şebekelerini sabit güç yüklerini stabilize etmede oldukça etkili olduğunu gösterdiler. Yazarlar bu aktif sönümlleme yaklaşımının birincil avantajı, stabilizasyon etkisinin kaynak tarafındaki dönüştürücülerden türetilmesi gerçeğinde yatmakta olduğunu belirttiler [69].

Tomislav çalışmasında, aktif sönümlleme için yeni bir teknik sunmuştur. Bu teknik, herhangi bir ek aktif veya pasif bileşene ihtiyaç duymadan bir DA MŞ'yi stabilize etmeye hizmet eder, bu da bu bileşenleri kullanan yöntemlere kıyasla gelişmiş enerji verimliliği ve daha iyi maliyet etkinliği ile sonuçlanır. Ayrıca, POL dönüştürücü kontrolü yoluyla DA hat stabilizasyonuna öncelik veren diğer stratejilerin aksine,

önerilen yöntem yük voltajı düzenleme performansı üzerinde önemli ölçüde daha az etki gösterir. Yazar bu sonuçlarla, önerilen stabilizasyon teriminin POL dönüştürücünün giriş empedansı ve yük gerilim izleme performansı üzerindeki etkisini vurgulayan titiz analitik araştırma ile doğrulanmıştır [70].

2.5.5 Lineer olmayan kontrol yöntemleri ile yapılan çalışmalar

Lineer kontrol, DA mikro şebekelerinde ve güç elektroniği sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Geleneksel kontrol yöntemleri, sistemi denge noktası yakınlarında doğrusallaştırma işlemini ve ardından küçük sinyal modelini düzenlemek için doğrusal çift kapalı döngüye sahip olan PI denetleyicinin kullanılmasını gerektirir [71]. PI kontrolörünün, dönüştürücünün açık ve kapalı döngüsünün frekans özelliklerinin çeşitli kontrolör parametrelerinde kapsamlı bir incelemesini gerektirdiği göz önüne alındığında, bu yaklaşımın kullanılması bazı zorluklar doğurmaktadır [72]. Ayrıca, DA MŞ'ler de sistem önemli sinyal bozulmalarına maruz kaldığında PI kontrolör yetersiz kalır ve bara geriliminde anlık yükselmeler ve düşmeler meydana gelerek sistem kararsızlığa gider.

Literatürde, bu zorlukların üstesinden gelmek için çeşitli doğrusal olmayan kontrol teknikleri önerilmiştir. Bu teknikler, BSC [73] kayan mod kontrolü (SMC) [74], MPC [75] ve diğer çeşitli yaklaşımları içerir.

S. Singh vd. çalışmalarında, tipik bir DA MŞ'de CPL'yi besleyen bir DA/DA yükseltici dönüştürücü için sağlam bir darbe genişlik modülasyonu tabanlı kayar modlu denetleyici sundular. Yüke sabit güç iletilmesini sağlayan doğrusal olmayan bir yüzey önermişlerdir. Önerilen kontrolör, DA/DA yükseltici dönüştürücü sisteminin laboratuvar prototipi üzerinde OPAL-RT gerçek zamanlı dijital simülasyon kullanılarak uygulanmışlardır. Önerilen kayan kipli kontrolörün etkinliği, farklı çalışma koşulları altında benzetim ve deneysel sonuçlarla doğrulanmışlardır [74].

Guangliang vd. çalışmalarında, yardımcı enerji kaynağındaki düşürücü dönüştürücünün gerilim kontrolü için bir anahtarlama kontrol stratejisi önermişlerdir. Öncelikle düşürücü dönüştürücünün durum-uzay ortalama modeli oluşturmuşlardır. Daha sonra, tekil olmayan uçbirim kayan kipli kontrol yöntemini sunmuşlardır.

Ayrıca, yazarlar verdikleri yöntemin temel alan anahtarlama kayan yüzeyini, SMC'nin üstel çalışmasını kolaylaştırabilen tek fazlı çıkış elde etmek için geliştirilmişlerdir. Sistemin kararlılığını, Lyapunov kararlılık kriteri ile kanıtlanmışlardır [76].

C. Nadjwa vd. çalışmalarında, hibrit bir mikro şebeke için yenilikçi, çevrimiçi eğitilmiş yapay sinir ağı tabanlı bir kontrol sisteminin tasarımı ve doğrulanmasını sunmuşlardır. Yazarlar uyarlanabilir sinir ağlarını, yenilenebilir enerji jeneratörlerinin maksimum güç noktasını izlemek ve ön uç dönüştürücü ile elektrik şebekesi arasında aktarılan gücü kontrol etmek için kullanmışlardır [77].

Z. Shengrong vd. çalışmalarında, uyarlanabilir bir aktif parazit giderme kontrolü önerilmektedirler. Özellikle, kontrolör parametresi b_0 , dijital filtreler yoluyla çıkış görev çevrimlerine dayalı olarak gerçek zamanlı olarak yaklaşık olarak sistem giriş kontrol kazancı b 'nin elde edilmesiyle uyarlanır. Yazarlar, geleneksel aktif parazit giderme ile karşılaştırıldığında, önerilen kontrolörün performansı, ekstra sensörlere gerek kalmadan önemli ölçüde iyileştirmişlerdir [78].

Qianwen vd. çalışmalarında, sonlu zamanlı bozucu gözlemcilerle yeni bir geri adımlama kontrol stratejisi önermektedirler. Etkinliği, aralıklı çift takviyeli dönüştürücü üzerinde gerçekleştirilen benzetim ve deneylerle doğrulanmıştır. Ancak bu sağlam kontrolörler, hassas izleme için sistem modelinin doğru bilgisine ihtiyaç duyar. Mevcut kontrolörlerde yaygın olan dayanıklılık yedekliliği sorununu ele almak ve CPL'lere güç veren DA/DA dönüştürücüler için büyük sinyal stabilizasyonu elde etmek amacıyla, yeni bir uyarlanabilir kontrol yaklaşımları tanıtılmışlardır [79].

Q. Xu vd. çalışmalarında, dinamik performans ve kararlılık ile sabit güç yüklerini besleyen bir DA/DA düşürücü dönüştürücü için ofsetsiz model tahminli kontrolör önermektedir. Sistemin büyük sinyal kararlılığını sağlamak için sıkı bir kararlılık analizi gerçekleştirdiler. Yazarlar önerilen kontrolör ile, basit uygulamayla optimize edilmiş geçici dinamikler ve doğru izleme sağladılar. Önerilen kontrolörün etkinliği benzetim ve deneysel sonuçlarla doğrulanmışlardır [80].

M. Hassan vd. çalışmalarında, DA mikro şebeke sistemlerinde sabit bir güç yükü ve sabit bir voltaj yükü sağlayan DA/DA yükselten güç dönüştürücüsünün kararsızlık etkisini azaltmak için sağlam bir pasiflik tabanlı kontrol (PBC) stratejisi sunmuşlardır. PBC'nin hem hat hem de yük değişimine karşı kontrol sağlamlığı, NDO eklenmesiyle önemli ölçüde iyileştirilmiştir. Dağılıma özelliğine dayalı olarak, PBC stratejisi sistem kararlılığını sağlarken, NDO, bozulmalar sırasında referans voltajına yönelik küresel yörünge takibini garanti edebildiğini göstermişlerdir [81].

Ila Rai vd. çalışmalarında, zamanla değişen ideal olmayan CPL'lere sahip bir DA mikro şebekesi için Kübik Kalman Filtresine (CKF) bağlı uyarlanabilir bir kontrolör önermişlerdir. Kontrolör, tasarımı uyarlanabilir hale getirmek için nöro-bulanık çıkarım sistemini (ANFIS) kullanmışlardır. CKF, zamanla değişen yük gücünün anlık değerini belirlemek için kullanılır. Yazarlar değerlendirilen güç daha sonra, enjekte edilen akımı uyarlanabilir şekilde değiştirmeyi amaçlayan ANFIS tabanlı bir kontrolöre yönlendirmişlerdir [82].

N. Sarrafan vd. çalışmalarında, zamanla değişen yapıya sahip belirsiz CPL'ler boyunca hareket eden anlık güç akışının bir tahminini sağlamak için sabit zamanlı kayan modlu bir bozucu gözlemci ele almışlardır. Önerilen sabit zamanlı geri adımlama tekniği, tüm güç şebekesinin kararlı hale gelmesini ve DA barasının istenen gerilimde sabit kalmasını sağlar. Yazarlar önerilen tasarımın sabit zamanlı istikrarını garanti etmek için Lyapunov temelli karlılık kriterini kullanmışlardır. Son olarak, önerilen metodolojinin faydalarını ve uygulama fizibilitesini doğrulamak için deneyler ile doğrulamışlardır [83].

2.5.6 Öğrenme tabanlı yapılan çalışmalar

H. Khan vd. çalışmalarında, DA/DA yükseltici dönüştürücü için YSA tabanlı bir gerilim kontrol stratejisi önerilmişlerdir. Önerilen YSA'yı eğitmek için verileri sağlam bir kontrol olan MPC'den almışlardır. Hassas bir şekilde ayarlanan YSA ile, DA/DA yükseltici dönüştürücüyü kontrol etmek için kullandılar. Yazarlar sonuçların, YSA tabanlı kontrol stratejisinin, PI kontrolöre kıyasla farklı yükleme koşullarında daha iyi performansa sahip olduğunu göstermişlerdir [84].

H. Sorouri vd. çalışmalarında, CPL'yi besleyen bir DA/DA dönüştürücünün çıkış gerilimini düzenlemek için doğrusal olmayan bozucu gözlemciye sahip bir BSC önermişlerdir. Yazarlar çalışmalarında, düşürücü dönüştürücünün geri adımlı kontrol parametrelerini tahmin etmek için bir YSA metodolojisi kullanmışlardır [85].

A. Bakeer vd. çalışmalarında, invertörün performansı üzerinde küçük bir olumsuz etkiye sahipken parametre uyumsuzluğunun etkilerini azaltmak için YSA temelinde modelden bağımsız bir kontrol stratejisi sunmaktadır. Bu yöntem birbiriyle ilişkili iki aşamayı içerir. İlk olarak MPC, bir veri seti sağlamak amacıyla incelenen dönüştürücüyü kontrol etmek için uzman olarak kullanılırken, ikinci aşamada elde edilen veri seti önerilen YSA'yı eğitmek için kullanılır. Bu çalışmada, önerilen yöntemin performansını çeşitli çalışma koşullarını dikkate alarak simüle etmek için MATLAB/Simulink kullanılmıştır. Ayrıca önerilen yöntemin deneysel doğrulamasını yazarlar, C2000TM mikrodenetleyici LaunchPadXL TMS320F28379D kiti kullanılarak bir DSP denetleyicisine uygulanan YSA tabanlı kontrol stratejisinin uygulanabilirliğini gösterdiler [86].

B. Huangfu vd. çalışmalarında, sağlam bir stabilizasyon stratejisini derin takviyeli öğrenme (DRL) ile birleştirerek optimal bir çıktı düzenleme stratejisi önermişlerdir. İlk olarak, sistemin belirsizliklerini tahmin etmek için yüksek dereceli kayan modlu gözlemciyi (HOSMO) kullanarak, ileri beslemeli telafi döngüleri aracılığıyla hızlı bir performans iyileştirme yeteneği gerçekleştirdiler. İkinci olarak, derin deterministik politika eğimi (DDPG), kontrol katsayılarını uyarlanabilir bir şekilde ayarlamak için eğitmişlerdir. Yazarlar çalışmalarında son olarak, kontrol sisteminin büyük sinyal kararlılığını garanti etmek için kararlılık analizi vermişlerdir [87].

X. Meng vd. çalışmalarında, CPL'nin sebep olduğu kararsızlık sorunu çözmek için derin takviyeli öğrenmeye dayalı bir geri adım atma kontrol stratejisi önermişlerdir. İlk olarak, büyük sinyaldeki doğrusal olmayan bozulmayı tahmin etmek için doğrusal olmayan bir bozulma gözlemcisi benimsediler. Daha sonra, büyük sinyal bozulması altında voltaj tepkisini stabilize etmek için bir geri adımlı kontrolör kullandılar. Yazarlar son olarak, çıkış gerilim hatasını izlemek, hatayı en aza indirmek ve sistemin

Çalışma verimliliğini artırmak için derin takviyeli öğrenmeye dayalı bir telafi yöntemi geliştirilmişlerdir [88].

Çoğu kararlılık teknikleri, negatif artan empedansın özelliklerini hesaba katmak için öncelikle ideal CPL'ler dayanır. Tartışılan teknikler DA Mş'ler kaynak tarafında veya yük tarafında uygulanır. Bu teknikler literatür taramasında bahsedildiği gibi doğrusal ve doğrusal olmayan yöntemler ikiye ayrılır. Literatürde DA Mş'lerin farklı aşamaları için özel kontrol yaklaşımları da sunulmaktadır. Doğrusal olmayan kontrol stratejilerindeki, son araştırma ve geliştirmeler, merkezi, merkezi olmayan ve dağıtılmış kontrol yöntemleri üzerine yoğunlaşmıştır. Bunula birlikte aktif ve pasif sönümleme yöntemlerinin kullanımı üzerine çalışmalar yoğunlaşmaktadır. Pasif sönümleme yöntemler literatürde genel olarak tercih edilmese de, kararsızlığı telafi etmek için çeşitli kontrol yöntemlerinin tasarımındaki zorluklar nedeniyle pratik olarak çözüm olabilmektedir.

Son araştırmalar ağırlıklı olarak CPL zerine çalışmaya ve kaynak tarafı ve yk tarafı dönüştürücüler arasında karşılıklı bir denge oluştırmaya odaklanmıştır. Hiyerarşik kontrol sistemlerinde CPL'li DA Mş'lerin kararlılık sorununu etkili bir şekilde ele alabilecek, CPL'nin olumsuz etkilerini ortadan kaldıracak ve tüm sistemin kararlılığını sağlayacak gelişmiş yöntemler tasarlamak gelecekteki araştırmaların motivasyonudur.

Pratik uygulamalarda CPL'lere sahip DA Mş'ler üzerine yapılan araştırmalar, uluslararası uzay istasyonları, elektrikli araçlar, gemiler, denizaltılar gibi çeşitli uygulamalarda yaygın kullanımları göz önüne alındığında bu alanda yapılan çalışmalar önem arz etmektedir. Tez alışmamızdaki genel motivasyonumuz, gelecekte elektrikli araçlarının yaygınlaştığı bir dünyada, sabit güç yükü çeken tahrik motorlarının şebekeyi kararsızlaştıran ve gerilim dalgalanmalarına sebep olan bu soruna öğrenme tabanlı bir çözüm üretmektir.

3. SABİT GÜÇ YÜKLERİ (CPL)

Bu tez çalışmasında, merkezi olmayan bir kontrol hiyerarşisiyle yönetilen bir DA MŞ’de, CPL yüklerin olumsuz sonuçlarına pratik ve sağlam kontrol stratejisi tasarlamak amaçlanmıştır. Bu amaçla YSA kullanarak, öğrenme tabanlı bir lineer olmayan kontrol modeli tasarlanmıştır. Oluşturulan DA MŞ modelinde yük tarafında CPL ve omik bir dirençten meydana gelen karışık bir yük modeli kullanılmıştır. Çalışmamızda, oluşturduğumuz modelde DA kaynak tarafındaki gerilim bir DA/DA yükseltici dönüştürücü üzerinden karışık yüke verilmektedir.

Bu bölüm; problem olarak motivasyon kaynağımız olan CPL, DA/DA dönüştürücü topolojileri, lineer olmayan kontrol modelleri üzerinde durulacaktır. Dördüncü bölümde literatürde kullanıla gelen iki tane lineer olmayan kontrol tekniği tanıtılacaktır. Beşinci bölümde ise CPL problemine çözüm bulduğumuz YSA’yı kullanan öğrenme tabanlı lineer olamayan kontrol modelimiz verilecektir.

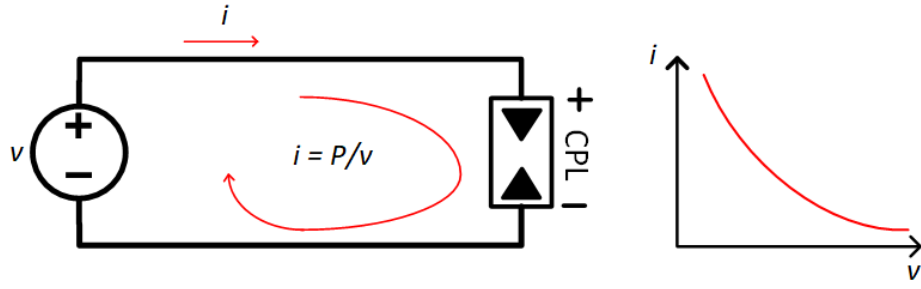
3.1 Sabit Güç Yüğü Tanımı ve Analizi

DA MŞ’ler de CPL, kademeli bağlantının özel bir durumu olan, sabit güç çeken yük tarafı dönüştürücünün çalışmasıyla veya benzer şekilde sabit bir güç yüğü sağlayan kaynak dönüştürücünün çalışmasıyla karakterize edilir [89], [90].

Bir CPL, denklem (3.1)’de verilen gerilim-akım özelliklerine sahip tek girişli bir cihaz olarak tanımlanabilir.

$$vi = P, \quad P \in R^+, v \in R^+, i \in R^+ \quad (3.1)$$

Şekil 3.1’de CPL’nin tanımı ve karşılık gelen gerilim-akım karakteristiği göstermektedir.3 Burada alıcı tarafından çekilen akım, $i = P/v$ şeklinde sabit akım çeken bir akım kaynağı olarak modellenebilir.



Şekil 3.1 CPL modeli ve gerilim-akım karakteristiği $vi = P$

3.1.1 CPL ve kararsızlık

Çıkışında ideal bir düzenlemeye sahip, (yani sıkı bir şekilde denetlenen) bir DA/DA dönüştürücüsünün, bir giriş filtresiyle (LC) birleştirildiğinde kararsız davranışa yol açabileceği iyi bilinmektedir [91]. Bu durum [92]'de ilk kez ideal olarak düzenlenmiş yüksek verimli bir güç dönüştürücünün CPL aracılığıyla modellenmesiyle incelenmiştir. CPL probleminden ortaya çıkan kararsızlık riskini göstermek amacıyla, bu bölümde ayrıntılı bir şekilde tekrardan ele alınmıştır.

Şekil 3.2'de ikinci dereceden LC giriş filtresiyle birleştirilmiş kapalı çevrimdeki yüksek verimli bir dönüştürücünün modelini göstermektedir. Şekil 3.2'deki sistemin durum denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

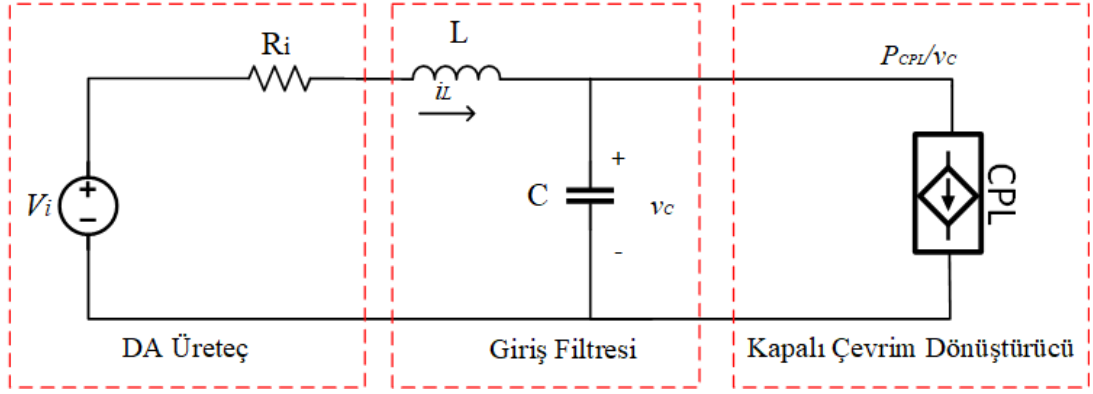
$$\frac{d_{iL}}{d_t} = \frac{1}{L}(V_i - R_i i_L - v_C) \quad (3.2)$$

$$\frac{d_{vC}}{d_t} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{P_{CPL}}{v_C} \right) \quad (3.3)$$

Şekil (3.2)'deki dönüştürücünün kararlı durumda olan denge noktası denklemler (3.2), (3.3)'de verilmektedir. Burada " L, C " bobin ve kondansatör değerlerini, " R_i " giriş direnci, " i_L, v_C " sırasıyla LC filtrenin bobin akımını ve kondansatör gerilimini temsil eder. " V_i " giriş gerilimini ve " P_{CPL} " CPL gücü temsil eder.

$$i_L^* = \frac{P_{CPL}}{v_C^*} \quad (3.4)$$

$$v_C^* = \frac{V_i}{2} \mp \sqrt{\left(\frac{V_i}{2}\right)^2 - R_i P_{CPL}} \quad (3.5)$$



Şekil 3.2 Giriş filtreli, ideal olarak düzenlenmiş yüksek verimli bir dönüştürücünün modeli

Denklem (3.5)'deki formüle baktığımızda üç ihtimal karşımıza çıkar,

Durum 1: Denklem (3.6)'gösterildiği gibi iki adet denge noktası oluşur.

$$\left(\frac{V_i}{2}\right)^2 > R_i P_{CPL} \quad (3.6)$$

Durum 2: Denklem (3.7)'gösterildiği gibi bir adet denge noktası oluşur.

$$\left(\frac{V_i}{2}\right)^2 = R_i P_{CPL} \quad (3.7)$$

Durum 3: Denklem (3.8)'gösterildiği gibi denge noktası oluşamaz.

$$\left(\frac{V_i}{2}\right)^2 < R_i P_{CPL} \quad (3.8)$$

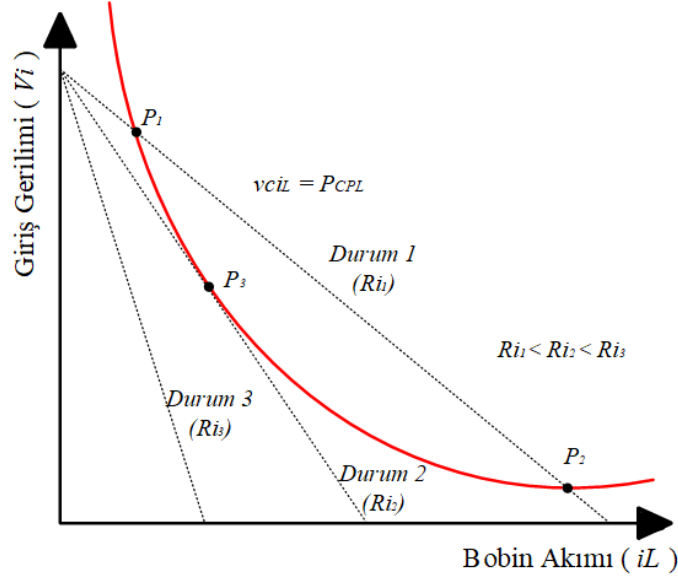
Yukarıda belirtilen üç koşul, Şekil 3.3'te görsel olarak gösterildiği gibi, sistemin dengede olduğunda denklemler (3.2), (3.3) temsil edilen i_L - v_C düzleminde geometrik olarak ifade edilebilir.

Denklemler (3.2) ve (3.3)'e göre denge durumu oluşması için denklem (3.9) ve (3.10)'deki gibi ifade edilebilir.

$$v_C = V_i - R_i i_L \quad (3.9)$$

$$v_C i_L = P_{CPL} \quad (3.10)$$

Denklemler (3.9) ve (3.10), farklı R_i değerleri için denklem (3.6) -(3.8) koşullarını göstermek üzere Şekil 3.3'te çizilmiştir. Denklem (3.6)'daki eşitlik Durum 1'e, denklem (3.7)'deki eşitlik Durum 2'ye ve denklem (3.8)'deki eşitlik Durum 3'e karşılık gelmektedir.



Şekil 3.3 CPL karakteristik eğrisi ile yük çizgisinin değişimi

Ayrıca, denklemler (3.2) ve (3.3)'teki denge noktasının varlığı belirlenirken, kararlılıklarının incelenmesi de dikkate alınmalıdır. DA kaynak gerilimini ve bobin akımı $v_C = V_C^* + \hat{v}_C$ ve $i_L = I_L^* + \hat{i}_L$ şeklinde tanımlanmış olsun. Daha sonra, (3.2), (3.3) denklemlerinin (3.4), (3.5) ile verilen denge noktası etrafında doğrusallaştırılması, aşağıdaki küçük sinyal modeliyle sonuçlanacaktır.

$$\frac{d\hat{i}_L}{dt} = -\frac{R_i}{L}\hat{i}_L - \frac{1}{L}\hat{v}_C - \frac{1}{L}\hat{V}_i \quad (3.11)$$

$$\frac{d\hat{v}_C}{dt} = \frac{1}{C}\hat{i}_L + \frac{P_{CPL}}{CV_C^{*2}}\hat{v}_C \quad (3.12)$$

Denklemler (3.11) ve (3.12)'ye karşılık gelen karakteristik denklem şu şekilde verilir.

$$s^2 + s\left(\frac{R_i}{L} - \frac{P_{CPL}}{CV_C^{*2}}\right) + \frac{1}{LC} = 0 \quad (3.13)$$

Bu nedenle, denklemler (3.11) ve (3.12) küçük sinyal dinamiği, aşağıdaki koşulun sağlanması durumunda kararlı bir sistem haline gelecektir.

$$R_i > \frac{L P_{CPL}}{C V_c^{*2}} \quad (3.14)$$

Öte yandan denklemler (3.6) ve (3.7)'de denge noktasının varlığı denklem (3.15)'deki şekilde sağlanabilir.

$$R_i \leq \frac{V_i^2}{4P_{CPL}} \quad (3.15)$$

Son olarak denklemler (3.14) ve (3.15)'deki koşullar, denklem (3.16)'deki tek ifade ile yazılabilir.

$$\frac{L P_{CPL}}{C V_c^{*2}} < R_i \leq \frac{V_i^2}{4P_{CPL}} \quad (3.16)$$

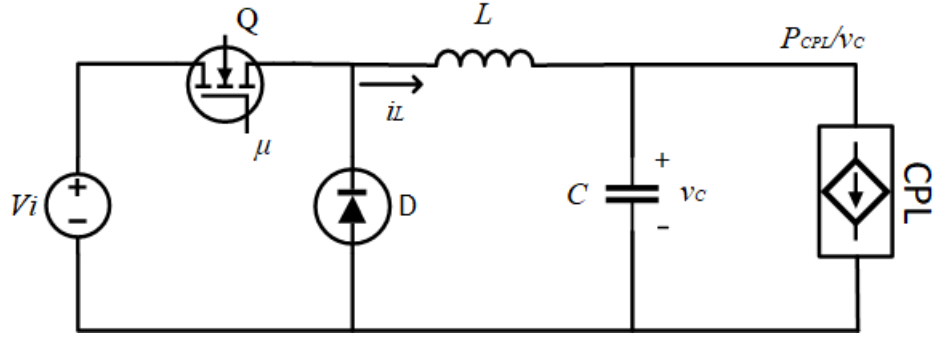
Denklem (3.16)'da belirli bir L değerleri kümesi için izin verilen maksimum güç P_{mak} cinsinden denklem (3.17)'deki gibi ifade edilebilir.

$$P_{mak} = \min \left(\frac{V_c^{*2} R_i}{L/C}, \frac{V_i^2}{4R_i} \right) \quad (3.17)$$

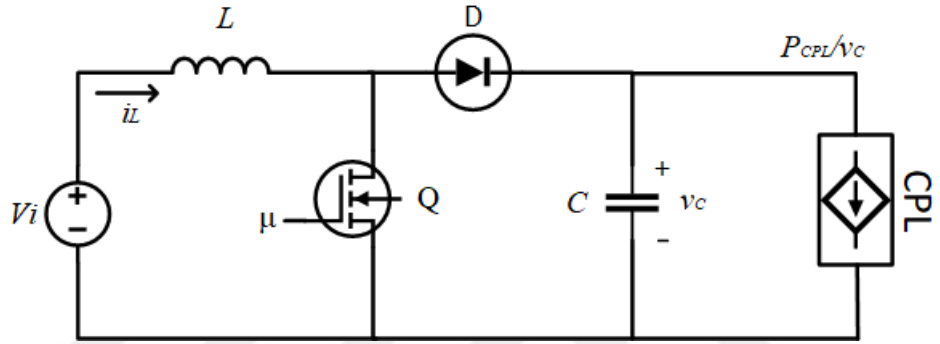
Yukarıdaki analizden, bir giriş filtresinin ve sıkı bir şekilde düzenlenen yüksek verimli bir dönüştürücünün kademeli bağlantısının, belirli bir sınır güç (P_{mak}) daha yüksek güç değerlerinde kararsızlığa eğilimli olduğu sonucuna varılabilir.

3.2 CPL Yüke Sahip Sürekli İletim Modundaki DA/DA Dönüştürücüler

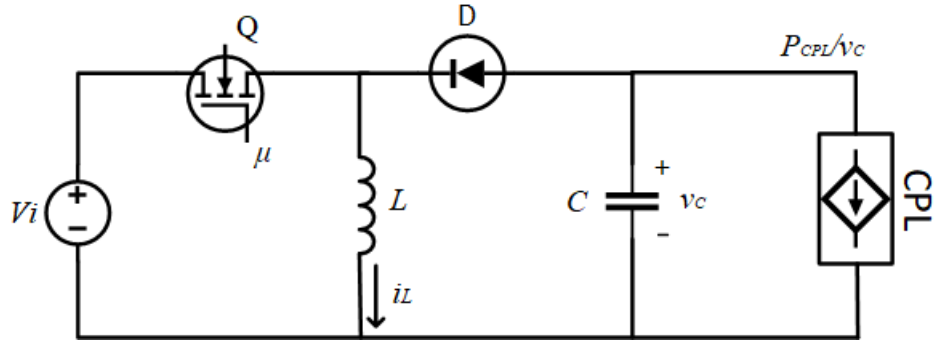
İdeal olarak düzenlenmiş yüksek verimli bir dönüştürücüyü CPL aracılığıyla modellemek yerine, dönüştürücü konfigürasyonlarının davranışını anlamakla daha uygun olacaktır. Başka bir deyişle, sürekli iletim modundaki (CCM) dönüştürücünün açık ve kapalı durumdaki CPL'nin etkisini analiz etmeliyiz. Bu amaçla Şekil 3.4, Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'deki CPL yüklü temel DA/DA dönüştürücüler analiz edilecektir.



Şekil 3.4 CPL yüklü temel düşürücü dönüştürücü



Şekil 3.5 CPL yüklü temel yükseltici dönüştürücü



Şekil 3.6 CPL yüklü temel düşürücü-yükseltici dönüştürücü

Basit analizle, temel bir düşürücü dönüştürücünün çıkış gerilimi denklem (3.18)'deki gibi tanımlanmıştır.

$$\frac{d^2 v_c}{dt^2} - \frac{P}{v_c^2 C} \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c}{CL} = \frac{V_i}{CL} \mu \quad (3.18)$$

Burada “ μ ” bir ikili sinyaldir; yani, Q anahtarının iletim süresi boyunca (T_{on}) $\mu = 1$ ve aynı anahtarın iletsizlik süresi (T_{off}) sırasında $\mu = 0$ olur. Denklem (3.18)’in doğrusal olmayan bir diferansiyel denklem olduğu açıktır. Bu durum negatif doğrusal olmayan sönümler terimi $-P/v_C^2 C$ nedeniyle v_C gerilimi sınırsız artmaya çalışmasıyla sonuçlanır.

Benzer şekilde, yükseltici dönüştürücüdeki çıkış gerilim dinamiği şu şekilde ifade edilebilir:

$$\frac{d^2 v_C}{dt^2} - \frac{P}{v_C^2 C} \frac{dv_C}{dt} + \frac{(1-\mu)^2 v_C}{CL} = \frac{(1-\mu)V_i}{CL} \quad (3.19)$$

Son olarak, düşürücü/yükseltici dönüştürücüdeki çıkış gerilimi davranışını tanımlayan diferansiyel denklem şu şekilde verilir:

$$\frac{d^2 v_C}{dt^2} - \frac{P}{v_C^2 C} \frac{dv_C}{dt} + \frac{(1-\mu)^2 v_C}{CL} = \frac{-(1-\mu)\mu V_i}{CL} \quad (3.20)$$

Denklem (3.18), (3.19), (3.20)’den görüldüğü üzere, genelliği kaybetmeden DA/DA anahtarlama dönüştürücülerin hem açık hem de kapalı durumdaki davranışının kararsız olduğu sonucuna varılabilir.

3.3 CPL Yüke Sahip Kararsız Sistemin Transfer Fonksiyonları

Durum-uzay ortalaması yöntemi gibi matris tabanlı analiz tekniklerinin kullanımı, öncelikle CPL ile ilişkisi nedeniyle kondansatör gerilim dinamiklerinin doğrusal olmayan özelliklerinden dolayı kullanılmamaktadır [93]. Bu teknik, dirençli yüke sahip DA/DA anahtarlama dönüştürücülerin parçalı bir sistem olarak tanımlanmasına dayanmaktadır. Aşağıdaki gibi ifade edilebilirler.

$$\dot{x} = A_t x + B_t V_i, \quad t = 1, 2 \quad (3.21)$$

burada “ x ” durum vektörüdür ve açık durum için $t = 1$ ve kapalı durum için $t = 2$ ’dir.

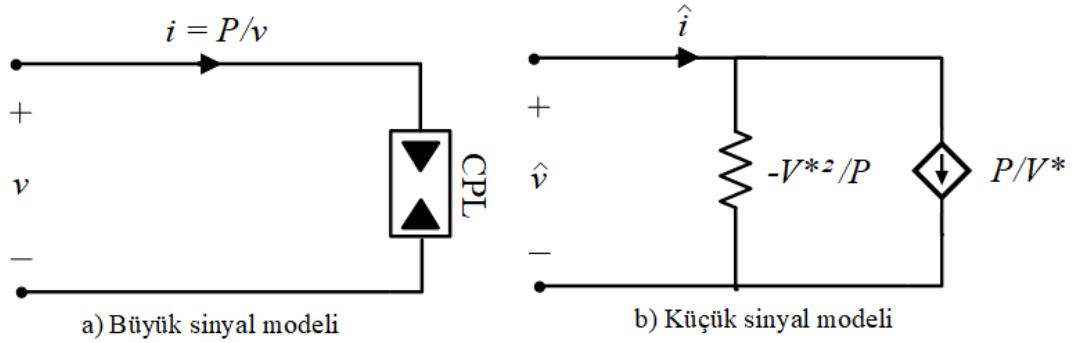
Bununla birlikte, CPL, V^* gerilimi ve P gücünün çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılabilir. Dolayısıyla denklem (3.1)’den aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\Delta_i = \frac{d\left(\frac{P}{v}\right)}{dv} \Delta v + \frac{d\left(\frac{P}{v}\right)}{dP} \Delta P \quad (3.22)$$

Yukarıdaki denklemin çözülmesiyle, bir CPL'nin doğrusallaştırma modeli şu şekilde verilir:

$$\hat{i} = -\frac{P}{V^{*2}} \hat{v} + \frac{\hat{p}}{V^*} \quad (3.23)$$

CPL'nin eşdeğer modeli Şekil 3.7'de gösterilmektedir. Daha sonra ortaya çıkan negatif artımlı direnç denklem (3.21)'e benzer bir matematiksel açıklamada kullanılabilirken, akım kaynağı bir dış pertürbasyon olarak kabul edilebilir. Sonuç olarak bu yaklaşım, DA/DA anahtarlama dönüştürücülerin negatif direnç yüküyle modellenmesine yol açmaktadır [94]. Temel fikir, dönüştürücü uygun şekilde düzenlendiğinde, çıkış geriliminin ve bobin akımının sabit bir değeri takip ettiği, yani doğru bir şekilde kapalı döngüde çalıştığında anlamlı olduğunu varsayarak durum-uzay ortalama tahminlerinden yararlanmaktır.

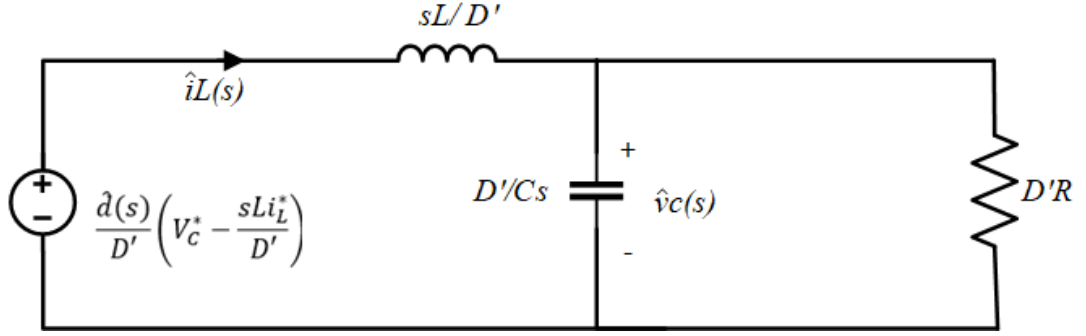


Şekil 3.7 Bir CPL'nin doğrusallaştırılması

Bu nedenle, uygun bir kontrol döngüsünün eklenmesiyle, belirtilen kararlı durum değerleri etrafında, açık döngüde küçük sinyalli kararsız dinamik davranışını temsil eden transfer fonksiyonlarını üretebiliriz.

Prosedürü açıklamak için, Şekil 3.8'de, görev döngüsü değişimleri ($\hat{d} \neq 0$) ve sabit giriş voltajı ($\hat{v}_i = 0$) durumunda dirençli yük R 'ye sahip bir yükseltici

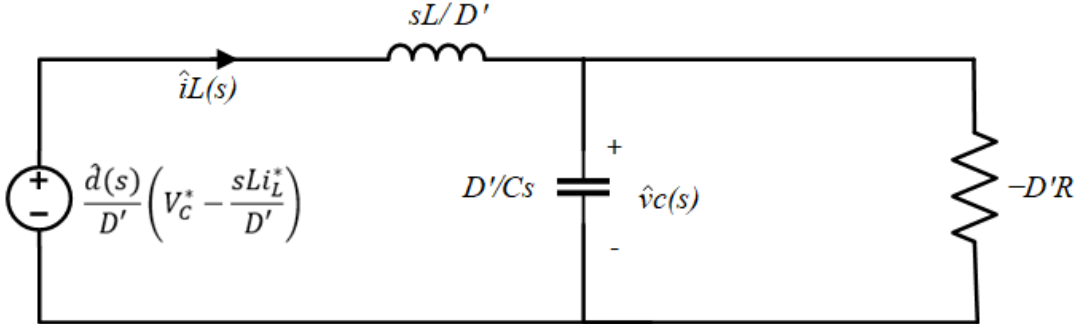
dönüştürücünün ortalama dinamik modeli olan başlangıç noktasını gösterir [95]. I_L^* ve V_C^* parametreleri sırasıyla i_L ve v_C 'nin kararlı durum değerleridir.



Şekil 3.8 Dirençli yük ve kontrol değişkenlerine sahip bir yükseltici dönüştürücünün küçük sinyal ortalama dinamik modeli.

CPL durumu için model, Şekil 3.8'deki R 'nin, Şekil 3.9'da gösterildiği gibi $-R$ ile değiştirilmesiyle elde edilecektir; burada R 'nin değeri, Şekil 3.7 (b)'de gösterildiği gibi v_C^{*2}/P ile verilir. I_L^* ise şu şekilde ifade edilir:

$$I_L^* = \frac{P}{V_i} = \frac{P}{v_C^{*2} D'} \quad (3.24)$$



Şekil 3.9 Kontrol değişkenlerine için CPL'li bir yükseltici dönüştürücünün küçük sinyal dinamik davranışının devre modeli.

Şekil 3.9'daki devrenin basit analiziyle, çıkış gerilimi transfer fonksiyonu $G_{vd}(s)$ ve indüktör akım transfer fonksiyonuna $G_{id}(s)$ denklem (3.25) ve (3.26)'deki şekilde ifade edilebilir.

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_C^*}{D'} \frac{1 - sL \frac{P}{V_C^{*2} D'^2}}{1 - \frac{LP}{D'^2 V_C^{*2}} s + \frac{LC}{D'^2} s^2} \quad (3.25)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_C^*}{D'} \frac{Cs}{1 - \frac{LP}{D'^2 V_C^{*2}} s + \frac{LC}{D'^2} s^2} \quad (3.26)$$

Her iki transfer fonksiyonunun da sağ yarı düzlemde kutuplara sahip olduğunu, sağ yarı düzlemde sıfırlarının varlığında veya yokluğunda pozitif direnç yükü durumunda farklılık gösterdiğini belirtmekte fayda var. Dolayısıyla, denklem (3.25)'de beklendiği gibi minimum olmayan bir faz transfer fonksiyonu iken denklem (3.26)'da minimum olan bir faz transfer fonksiyonudur.

4. DOĞRU AKIM MİKRO ŞEBEKELER İÇİN LİNEER OLMAYAN KONTROL YÖNTEMLERİ

Güç elektroniği tabanlı DA dağıtım sistemleri, ağırlık, hacim, verimlilik, esneklik, kontrol edilebilirlik vb. açılardan avantajları nedeniyle otomobil, uçak, gemi ve uydu gibi güç sistemlerinde giderek yaygınlaşmaktadır [96]. Bununla birlikte, bölüm 3'te tanıtıldığı gibi, güç elektroniği dönüştürücü yükleri, sıkı bir şekilde kontrol edildiğinde, CPL gibi davranır ve sistemi karsız duruma getirecek etkilere sahiptir. Bu nedenle, DA mikro şebekelerinde sistemi kararlı bir şekilde çalışmasını sağlayacak hızlı ve dinamik yanıt elde edebilecek yöntemleri bulmak büyük önem taşımaktadır.

CPL'ler tarafından yüklenen DA/DA güç elektroniği dönüştürücüleri için çok sayıda yöntem önerilmiştir. Gerekli kapasitör veya direncin eklenmesi veya LC filtrelerinin tasarlanması gibi pasif sönümleme stratejileri basit ve etkilidir, ancak bunlar maliyetlidir ve fiziksel kısıtlamalarla sınırlıdır. Aktif sönümleme yöntemleri, sanal kapasitör, sanal direnç ve sanal empedans gibi pasif elemanları taklit etmek için kontrol döngülerini değiştirerek sistemi stabilize etme yeteneğine sahiptir [97]. Bu aktif sönümleme yöntemleri, sönümlemeyi artırmak için CPL'ye dengeleyici güç enjekte etmeye eşdeğerdir ve bu da yük performansından ödün verilmesine neden olabilir. Yük performansından ödün verilmesini önlemek için, kaynak dönüştürücünün kontrol döngüsünü sanal bir direnci taklit edecek şekilde değiştirerek bir dengeleme yöntemi önerilir [98]. Tüm bu aktif sönümleme yöntemleri küçük sinyal modellerine dayanmaktadır, yalnızca çalışma noktası yakınında küçük sinyal kararlılığı sağlayabilmektedirler. Bu nedenle sonuçlar yalnızca lokaldır ve büyük bir bozulma meydana geldiğinde bu doğrusal kontrol yöntemleri etkisiz hale gelip sistem kararsız hale gelebilir [99]. Dönüştürücülerin doğrusal olmaması ve CPL'lerin negatif empedans özellikleri dikkate alınarak, sistemi büyük sinyal anlamında kararlı hale getirmek için doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinin kullanımı zorunlu hale gelir.

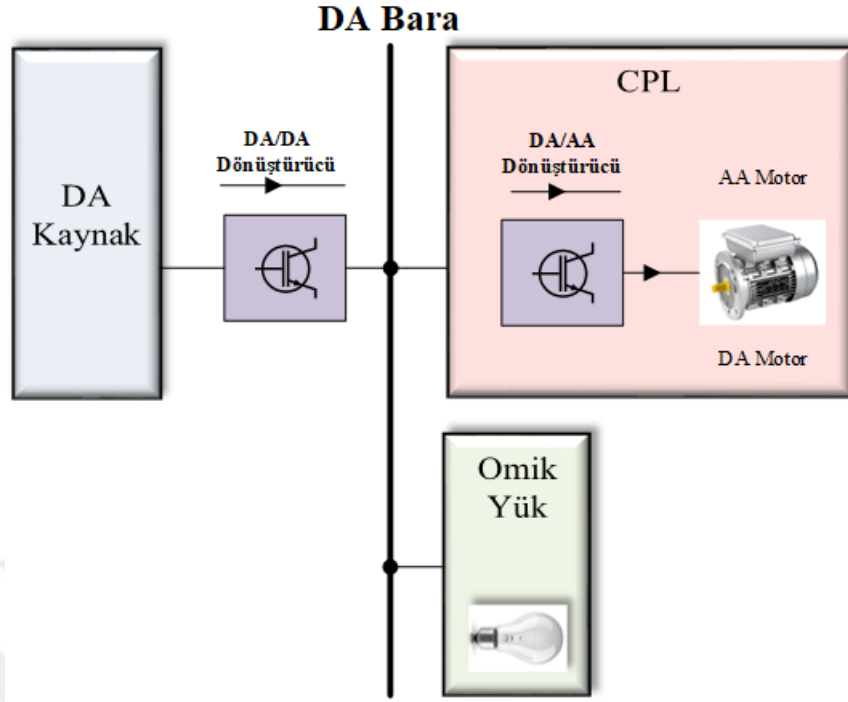
4.1 CPL Yüke Sahip Bir Yükseltici Dönüştürücünün BSC Kontrolör ile Gerilim Regülasyonu

BSC tekniği, stabilizasyon ve izleme problemlerini çözmek için en etkili doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinden biridir. Günümüzde güç elektroniği dönüştürücü sistemlerine uygulanmaktadır. Yükseltici dönüştürücülerin yapısından dolayı, BSC

çıkış voltajı regülasyonunun nominal direnç etrafındaki belirsiz yük değişimi nedeniyle doğrudan gerçekleştiremez ve bundan dolayı güç takibinin iyi yapılması gereklidir. NDO, minimum sistem dinamiği bilgisi ile doğrusal olmayan sistemler için belirsizlikleri veya bozulmaları çevrimiçi olarak tahmin etmek için etkili bir yöntemdir. Kontrolör tasarımı sırasında önemli bir amaç olan bozulma takibi ve belirsizliklerin belirlenmesi için umut verici bir çözüm sağladığından dolayı literatürde büyük ilgi görmektedir [100].

BSC ve NDO tekniklerine dayanarak, bu bölümde CPL'leri besleyen bir DA/DA yükseltme dönüştürücü sisteminin kararlılığı için doğrusal olmayan bir kontrolörün çalışması verilmiştir. Yükseltici dönüştürücünün dinamik modeli ilk olarak standart geri adımlama tasarımı için Brunovsky'nin kanonik formuna dönüştürülür. NDO, hızlı ve dinamik bir şekilde belirsiz yük güç değişimini tahmin etmek için kullanılır; bu, referans güç için ileri beslemeli takip görevi görür ve sonuç olarak büyük yük değişimleri altında DA bara voltajının hızlı ve doğru şekilde izlenmesini sağlar. Kontrol kanunu sadece geniş bir sinyal kararlılığı sağlamakla kalmaz, aynı zamanda geniş bir çalışma aralığında hızlı dinamikler ve doğru izleme özelliğine de sahiptir.

Tipik bir DA yerleşik MŞ, Şekil 4.1'de verilmiştir. Ana DA barası, DA/DA kaynak dönüştürücüsü aracılığıyla bir DA kaynağı tarafından beslenir. Görüldüğü üzere sistemde çok sayıda DA/DA dönüştürücü yük ve invertör beslemeli motor sürücü yükleri bağlanmıştır. Dirençli yükü besleyen bir DA/DA dönüştürücü için, dönüştürücü çıkış gerilimi sıkı bir şekilde düzenlendiği sürece dönüştürücünün çıkış gücü sabittir ve dolayısıyla giriş gücü de neredeyse sabittir. Bir invertör-motor tahrik sistemi için, motor hızı sıkı bir şekilde kontrol edildiğinde, tork belirli bir çalışma süresi boyunca sabit kaldığından, invertörün çıkış gücü sabittir ve invertörün giriş gücü de sabittir. Bu nedenle, bu yükler toplamda bir CPL ile temsil edilebilirler [101].



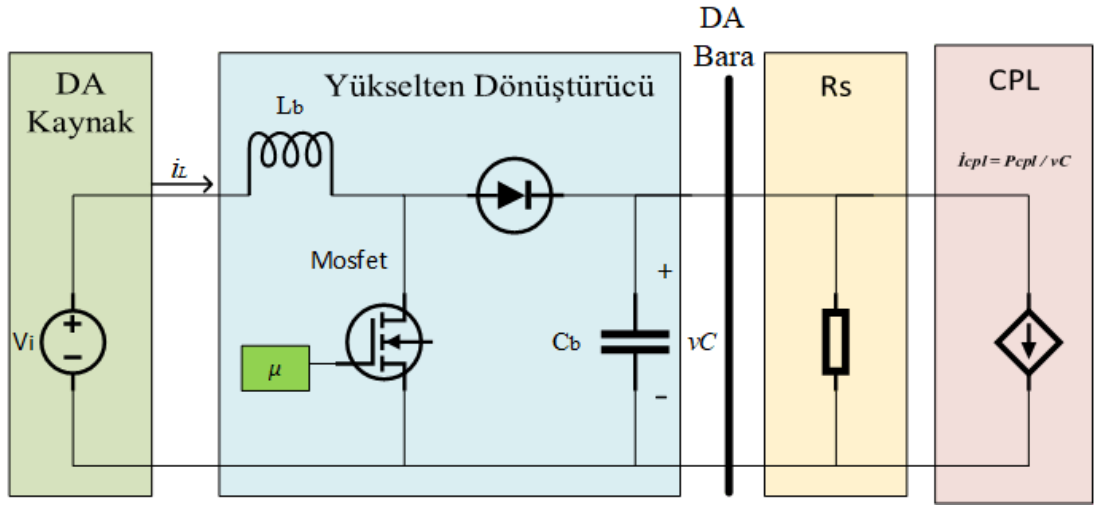
Şekil 4.1 Yerleşik bir DA mikro şebeke

Toplu CPL'nin modeli denklem (4.1) verildiği gibi kontrollü bir akım kaynağı olarak temsil edilir,

$$i_{CPL} = \frac{P_{CPL}}{v_{CPL}} \quad (4.1)$$

burada " P_{CPL} " CPL'nin gücüdür; " i_{CPL} " ve " v_{CPL} ", CPL'nin giriş akımı ve geriliminin anlık değerleridir.

CPL negatif empedans özelliklerine sahiptir ve bu durum sistem performansı üzerinde olumsuz etki oluşturacaktır, özellikle CPL bir kaynak dönüştürücü ile kademeli olarak bağlandığında sistem sönümlemesini azaltacak ve hatta kararsızlığa neden olacaktır. Şekil 4.2'de, basitleştirilmiş bir DA yerleşik MŞ'yi göstermektedir, yani bir enerji kaynağı, bir DA/DA yükselten dönüştürücüsü aracılığıyla CPL ve omik yükü besleyen DA gücü sağlar.



Şekil 4.2 Basitleştirilmiş DA mikro şebeke

Toplam yük, omik bir direnç yükü R_s ve CPL yükten oluşan karışık bir modeldir. Denklem (4.1)'e göre CPL, P_{CPL} 'nin gücüne ve bara voltajına dayalı olarak kontrollü bir akım kaynağı olarak tanımlanır. Yükseltici dönüştürücü ve yükün dinamik model şu şekilde temsil edilebilir:

$$L_b \frac{di_L}{dt} = V_i - v_C(1 - \mu) \quad (4.2)$$

$$C_b \frac{dv_C}{dt} = i_L(1 - \mu) - \frac{v_C}{R_s} - \frac{P_{CPL}}{v_C} \quad (4.3)$$

Denklem (4.2) ve denklem (4.3)'de verilen " L_b " ve " C_b " yükseltici dönüştürücünün sırasıyla endüktans ve kapasitansını temsil etmektedir. " i_L " ve " v_C ", sırasıyla yükseltici dönüştürücünün anlık bobin akımı ve kapasitör gerilimidir. V_i , DA kaynak gerilimidir. " μ " ise kontrol giriş sinyalini temsil eden anahtarın görev oranıdır.

Kontrolün amacı, DA hat kapasitör gerilimi olan v_C 'nin büyük bozulmalar altında bile referans gerilimi olan v_{Cr} 'i izlemesidir. Dirençli yükün sönümleme etkisi olduğundan ve CPL sönümü azaltacağından sistem kararlılığı açısından en kötü durum yükün saf CPL olması olasılığıdır [102]. CPL yük doğrusallığı bozduğu için, geleneksel doğrusal kontrolörler büyük sinyal bozuklukları altında sistem kararlılığını garanti etmek için yeterli değildir [93]. Bu, beşinci bölümde verilecek olan CPL'lerin sebep olduğu bozulmaları stabilize etmek için öğrenmeye dayalı yeni bir doğrusal olmayan kontrolcünün tasarlanmasında bizim motivasyon kaynağımız olacaktır.

4.1.1 BSC tasarımı

BSC kontrolörün tasarım prosedürü bu bölümde verilmiştir. İlk olarak denklem (4.2) ve (4.3)'deki durum-uzay modeli, standart BSC tasarımı için kanonik forma dönüştürülür. Kontrolör tasarımında NDO, izleme doğruluğunu ve sistem dinamiklerini iyileştirmek amacıyla yük değişimini tahmin etmek için kullanılır. Son olarak BSC kontrolör, global asimptotik kararlılığı garanti etmek için geri adımlama algoritmasıyla verilmiştir [103].

4.1.1.1 Koordinat dönüşümü

BSC kontrolörün tasarımı için öncelikle denklem (4.2) ve (4.3)'deki sistem modelinin standart forma dönüştürülmesi gerekmektedir. DA/DA dönüştürücülerin tam geri besleme doğrusallaştırmasının sonucuna dayanarak, yeni koordinatın sırasıyla toplam depolanan enerji ve depolanan enerjinin değişim hızı anlamına geldiği bir koordinat dönüşümü benimsenir [104].

Dinamik sistemde depolanan toplam enerji şu şekilde ifade edilir,

$$x_1 = 0.5(L_b i_L^2 + C_b v_C^2) \quad (4.4)$$

Denklem (4.4)'ün türevini aldığımızda,

$$\dot{x}_1 = L_b i_L \dot{i}_L + C_b v_C \dot{v}_C = V_i i_L - \frac{v_C^2}{R_s} - P_{CPL} \quad (4.5)$$

Denklem (4.5)'e dayanarak, yeni bir “ x_2 ” durumu ve belirsiz bir “ d_1 ” terimi aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$x_2 = V_i i_L - \frac{v_C^2}{R_b} \quad (4.6)$$

$$d_1 = -P_{CPL} + \frac{v_C^2}{R_b} - \frac{v_C^2}{R_s} \quad (4.7)$$

Burada “ R_b ” dirençli yükün nominal direncini temsil eder.

Aynı şekilde denklem (4.6)'nın her iki tarafın türevini aldığımızda,

$$\dot{x}_2 = \frac{V_i^2}{L_b} + \frac{2v_C^2}{R_b^2 C_b} - \left(\frac{V_i v_C}{L_b} + \frac{2i_L v_C}{R_b C_b} \right) (1 - \mu) + \frac{2}{R_b C_b} \left(P_{CPL} - \frac{v_C^2}{R_b} + \frac{v_C^2}{R_s} \right) \quad (4.8)$$

Denklem (4.8)'den ara kontrol yasasını “ u ” ve ikinci belirsiz terim olan “ d_2 ” elde edebiliriz.

$$u = \frac{V_i^2}{L_b} + \frac{2v_C^2}{R_b^2 C_b} - \left(\frac{V_i v_C}{L_b} + \frac{2i_L v_C}{R_b C_b} \right) (1 - \mu) \quad (4.9)$$

$$d_2 = \frac{2}{R_b C_b} \left(P_{CPL} - \frac{v_C^2}{R_b} + \frac{v_C^2}{R_s} \right) \quad (4.10)$$

Daha sonra denklem (4.2) ve (4.3)'deki sistem şu şekilde kanonik forma dönüştürülebilir,

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + d_1 \\ \dot{x}_2 = u + d_2 \end{cases} \quad (4.11)$$

Denklem (4.11) ile ifade edilen sistemde x_1 ve x_2 durum değişkenleridir, d_1 ve d_2 belirsiz öğelerdir ve u ara kontrol sinyalıdır. Görüldüğü gibi sistem modeli, geri adım atma algoritmasının kullanımına uygun olan Brunovsky kanonik formuyla ifade edilmiştir.

DA/DA yükseltici dönüştürücüyü etkili bir şekilde kontrol etmek için temel amaç, DA bara voltajının v_C referans değerinin “ v_{Cr} ” asimptotik olarak izlemesini sağlayan bir kontrol parametresi “ μ ” tasarlamaktır. Koordinat dönüşümünü uyguladıktan sonra gerilim takibinin amacıyla, bir ara kontrol mekanizması u hesaplanır. Bu kontrol mekanizması, denklemde ifade edildiği gibi, x_1 durumunun, denklem (4.12) verilen “ x'_1 ” referans değerini izleyerek sistemin asimptotik olarak kararlı çalışması amaçlamaktadır.

$$x'_1 = \frac{1}{2} L_b i_{Lr}^2 + \frac{1}{2} C_b v_{Cr}^2 = \frac{1}{2} L_b \left(\frac{P_{Lr}}{V_i} \right)^2 + \frac{1}{2} C_b v_{Cr}^2 \quad (4.12)$$

Burada “ P_{Lr} ” ifadesi elde edilen toplam yük gücünün değeridir.

$$P_{Lr} = P_{CPL} + \frac{v_{Cr}^2}{R_s} \quad (4.13)$$

Denklem (4.11)'deki ara kontrol sinyali u tasarlandıktan sonra, denklem (4.2) ve (4.3) son kontrol yasası μ denklem (4.9)'e göre şu şekilde elde edilir,

$$\mu = 1 - \left(\frac{V_i^2}{L_b} + \frac{2v_C^2}{R_b^2 C_b} - u \right) / \left(\frac{V_i v_C}{L_b} + \frac{2i_L v_C}{R_b C_b} \right) \quad (4.14)$$

4.1.1.2 Yük gücü tahmini için NDO tasarımı

Denklem (4.12) ve (4.13)'den referans değeri x_1' 'in belirsiz bir değer olan yük gücüne göre değiştiği ve bu durumun izleme hatalarına neden olabileceği görülmektedir. NDO belirsizlikleri tahmin etmek için etkili bir teknik olduğundan[105], doğru izleme ve hızlı dinamik yanıt elde etmek için d_1 ve d_2 belirsiz öğelerini ve denklem (4.13)'deki toplam yük gücünü tahmin etmek için kullanılır.

d_i ($i= 1$ ve 2 için) ile temsil edilen belirsizliklerin, sırasıyla denklemler (4.7) ve (4.10)'da açıklandığı gibi yük gücüyle yakından ilişkili olduğuna dikkat etmek önemlidir. Bu nedenle, pratik açıdan bakıldığında, değerlerinin ve türevlerinin uygun sınırlar içinde tutulmasını sağlamak çok önemlidir. Ayrıca yük gücünün denge durumunda sabit bir değer olduğu kabul edilir. Ayrıca, denklem (4.11)'de açıklanan sistemin belirsiz doğasına katkıda bulunan, ($i=1, 2$) ile indekslenen d_i ve $\dot{d}_i$ değişkenlerinin iki farklı koşulu karşıladığı varsayılabilir:

$$d_i(t) \in L_\infty, \quad \dot{d}_i(t) \in L_\infty \quad (4.15)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d}_i = 0 \quad (4.16)$$

[103]'deki NDO' ya göre, belirsiz öge d_1 şu şekilde tahmin edilir,

$$\begin{cases} \dot{d}_1 = l_1(x_1 - p_1) \\ \dot{p}_1 = x_2 + \hat{d}_1 \end{cases} \quad (4.17)$$

Burada “ p_1 ”, NDO'nun yardımcı durumudur ve “ l_1 “ NDO kazancı olarak gösterilen pozitif bir sabittir.

Benzer şekilde, belirsiz öge d_2 şu şekilde tahmin edilir,

$$\begin{cases} \hat{d}_2 = l_2(x_2 - p_2) \\ \dot{p}_2 = u + \hat{d}_2 \end{cases} \quad (4.18)$$

Burada “ p_2 ”, NDO’nun yardımcı durumudur ve “ l_2 ”, pozitif bir sabittir.

Denklemler (4.17) ve (4.18)’e göre d_i ($i=1, 2$) ve türevinin tahmin hatası şu şekilde ifade edilir,

$$\tilde{d}_i = d_i - \hat{d}_i \quad (4.19)$$

$$\dot{\tilde{d}}_i = \dot{d}_i - \dot{\hat{d}}_i = \dot{d}_i - l_i \tilde{d}_i \quad (4.20)$$

Denklemeler (4.7), (4.13) ve (4.17)’ya dayanarak, (4.13)’deki toplam yük gücü “ P_{Lr} ” şu şekilde tahmin edilebilir,

$$P_{Lr} = \frac{v_{Cr}^2}{R_b} - \hat{d}_1 \quad (4.21)$$

Daha sonra denklem (4.12)’deki x'_1 durumunun referans değeri şu şekilde yeniden formüle edilir,

$$x'_1 = \frac{1}{2} \frac{L_b}{V_i^2} \left(\frac{v_{Cr}^2}{R_b} - \hat{d}_1 \right)^2 + \frac{1}{2} C_b v_{Cr}^2 \quad (4.22)$$

4.1.1.3 Uyarlamalı BSC

Denklem (4.11)’deki durum ve NDO tarafından tahmin edilen toplam güce dayalı olarak önerilen kontrolör, uyarlamalı geri adımlama algoritması izlenerek tasarlanabilir. Tasarımın amacı x_1 ve x_2 durum değişkenlerini istenen x'_1 ve x'_2 değerlerini asimptotik olarak takip etmeye zorlamak olduğundan, yeni bir koordinat seti şu şekilde tasarlanmıştır [103],

$$\begin{cases} z_1 = x_1 - x'_1 \\ z_2 = x_2 - x'_2 \end{cases} \quad (4.23)$$

İlk olarak: z_1 'in türevini denklemin her iki tarafı içinde alırsak,

$$\dot{z}_1 = z_2 + x_2' + d_1 - \dot{x}_1' \quad (4.24)$$

Daha sonra, sistemin toplam enerjisini ifade eden bir Lyapunov fonksiyonunu denklem (4.25)'deki gibi seçilebilir,

$$V_1 = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}\tilde{d}_1^2 \quad (4.25)$$

Denklem (4.25)'ün her iki tarafının türevi alınırsa,

$$\dot{V}_1 = z_1(x_2' + z_2 + \hat{d}_1 - \dot{x}_1') + z_1\tilde{d}_1 - l_1\tilde{d}_1^2 + \tilde{d}_1\dot{d}_1 \quad (4.26)$$

elde edilir. Denklem (4.24)'ü Lyapunov fonksiyonu (4.24) ile stabilize etmek için sanal kontrol yasası denklem (4.27)'deki “ x_2' ” şu şekilde tasarlanmıştır,

$$x_2' = -k_1z_1 - \hat{d}_1 + \dot{x}_1' \quad (4.27)$$

Daha sonra elde denklem (4.26)'deki $\dot{V}_1$ ifadesi şu şekilde tekrar elde edilir,

$$\dot{V}_1 = -k_1z_1^2 + z_1z_2 + z_1\tilde{d}_1 - l_1\tilde{d}_1^2 + \tilde{d}_1\dot{d}_1 \quad (4.28)$$

Denklem (4.28)'den görüldüğü gibi, $\dot{V}_1$ 'in negatif tanımlı olduğunun garantisi yoktur. Bir sonraki adımda ara kontrol sinyali u bu koşulu sağlayacak şekilde seçilir.

İkincil olarak: Yine z_2 'nin türevini yörünge boyunca alınır

$$\dot{z}_2 = u + d_2 + k_1\dot{z}_1 + \dot{d}_1 - \ddot{x}_1' \quad (4.29)$$

Daha sonra denklem (4.30)'deki Lyapunov fonksiyonu seçilir

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2}\tilde{d}_2^2 \quad (4.30)$$

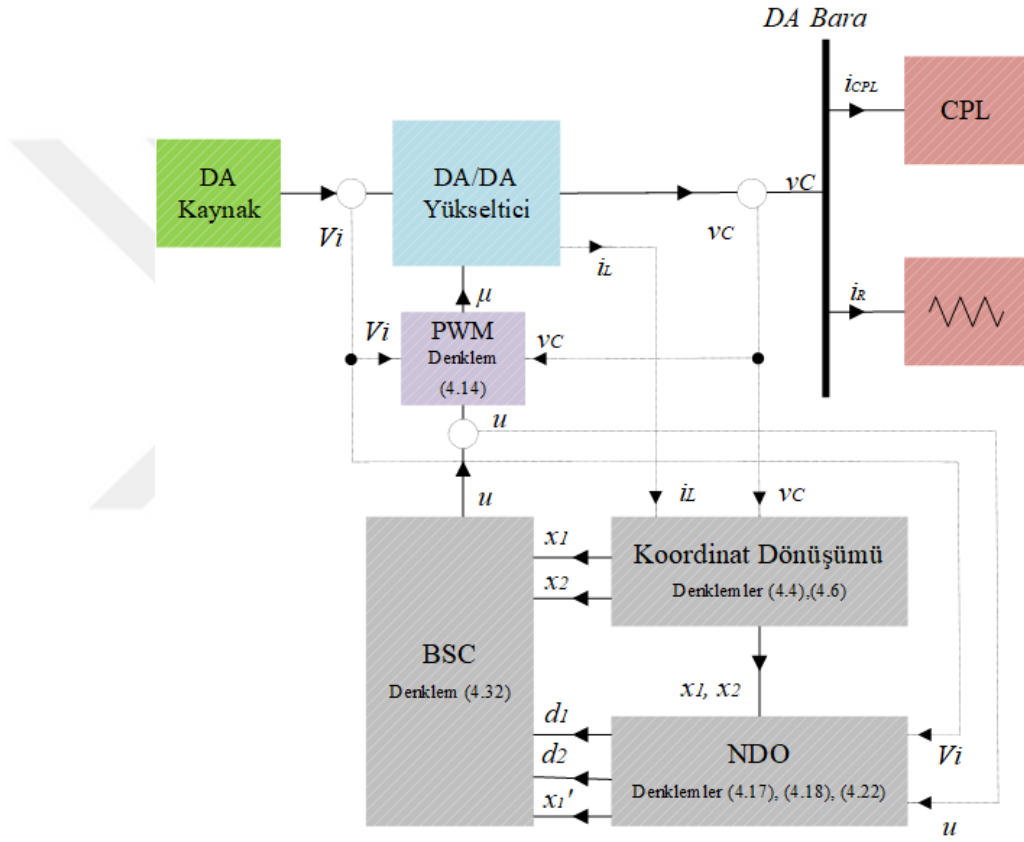
Denklem (4.30)'un türevi şu şekilde ifade edilir.

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1z_1^2 + z_1z_2 + z_1\tilde{d}_1 - l_1\tilde{d}_1^2 + \tilde{d}_1\dot{d}_1 + \\ & z_2[u + d_2 + k_1(z_2 - k_1z_1 + \tilde{d}_1) + l_1\tilde{d}_1 - \ddot{x}_1'] - l_2\tilde{d}_2^2 + \tilde{d}_2\dot{d}_2 \end{aligned} \quad (4.31)$$

Denklem (4.29)'u Lyapunov fonksiyonu denklem (4.30) ile stabilize etmek için ara kontrol yasası u şu şekilde tasarlanmıştır.

$$u = -k_2 z_2 - \hat{d}_2 + \ddot{x}_1' \quad (4.32)$$

Yukarıda verilen prosedüre dayanarak BSC kontrolörün kontrol mimarisi Şekil 4.3'te gösterilmektedir.



Şekil 4.3 BSC+NDO kontrol blok şeması

BSC kontrolörün tasarım prosedürünün aynı zamanda DA düşürücü ve DA düşürücü-yükseltici gibi diğer DA/DA dönüştürücü topolojileri içinde uygulanabilmektedir. Sistem modeli ilk olarak tam geri beslemeli doğrusallaştırma tekniğine dayalı olarak (4.11)'da kanonik forma dönüştürülür. Daha sonra söz konusu sistem için doğrusal olmayan kontrolör, (4.15)- (4.22)'deki NDO tahmin prosedürü ve (4.23)- (4.32)'deki geri adımlama prosedürü izlenerek tasarlanmıştır. NDO ve geri adım atma algoritması ile tasarlanan birleştirilmiş denetleyici, garantili büyük sinyal kararlılığıyla beraber, hızlı dinamik yanıt ve doğru bara gerilim takibini sağlayabilir [103].

Tablo 4.1 Benzetim parametreleri

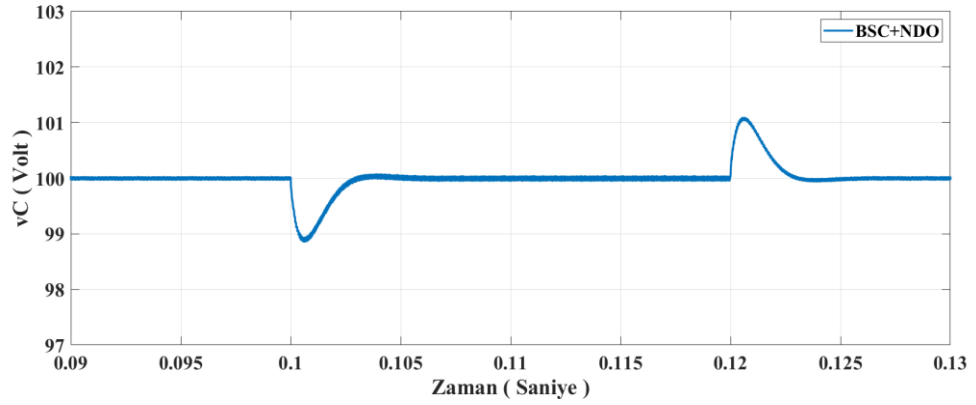
Sembol	Parametre Adı	Değer
v_{Cr}	Referans Bara Gerilimi	100V
V_i	Dönüştürücü Giriş Gerilimi	50V
f_s	Anahtarlama Frekansı	20kHz
R_s	Yük Tarafı Omik Direnç	50Ω
L_b	Dönüştürücü Endüktansı	648μH
C_b	Dönüştürücü Kapasitansı	241μF
l_1, l_2	NDO Sabitleri	5000, 2000
k_1, k_2	BSC Sabitleri	2000, 2500

4.1.2 Benzetim sonuçları

Şekil 4.2’de verilen sistem modeli ve Şekil 4.3’te verilen kontrolörün blok şeması, BSC+NDO kontrolörün etkinliğini doğrulamak için Matlab/Simulink’te benzetim yapılmıştır. Sistem parametreleri Tablo 4.1’de listelenmiştir. Kararlılık açısından en kötü durum, dirençli yük olmadığı, saf CPL yükün olduğu durumdur. Yükün MŞ’ler de kullanılan yüke benzemesi ve taklit etmesi açısından omik ve CPL karışık yük modeli kullanılmıştır. Tasarımda kullanılan sanal R_b direnci sonsuz olarak kabul edilir, bundan dolayı benzetimde 100000Ω gibi büyük bir değer tanımlanmıştır. Benzetimde farklı çalışma koşulları altında, yani farklı güç değerlerine geçiş anındaki BSC tepkisini ölçmek amacıyla CPL güç değeri belli zaman aralıklarında artırılıp düşürülerek benzetim sonuçları alınmıştır.

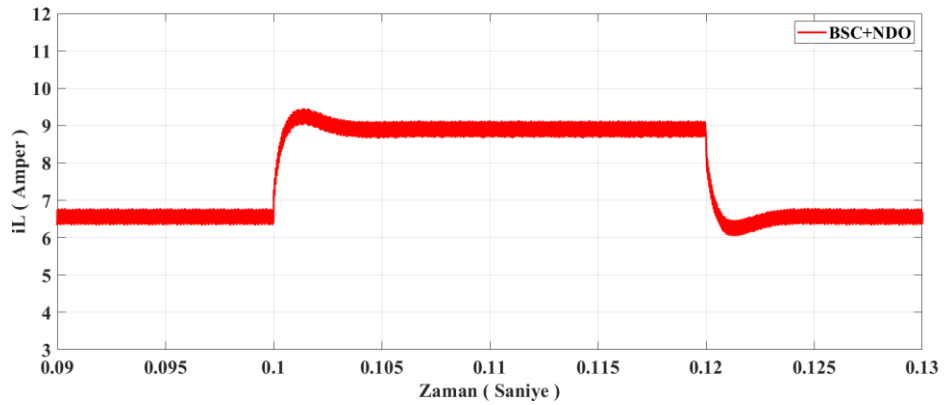
4.1.2.1 Tasarım parametrelerinin ayarlanması

BSC+NDO doğrusal olmayan kontrolör, yük tahmini için iki NDO kullanan ve DA bara gerilim regülasyonu için bir geri adımlı kontrolörden oluşur. NDO geri adımlı kontrolör için referans güç değeri sağladığından, NDO sabitleri en iyi güç tahmin sonuçlarını verecek şekilde deneme yanılma yöntemi ile l_1, l_2 parametreleri Tablo 4.1’de verildiği gibi sırasıyla 5000, 2000 olacak şekilde seçilmiştir. BSC kontrol parametreleri k_1, k_2 ’de en iyi sonuçları verecek şekilde deneme yanılma yöntemi ile ayarlanarak sırasıyla 2000 ve 2500 olarak seçilmiştir.



Şekil 4.4 BSC+NDO kontrolör DA bara geriliminin CPL yük değişimine tepkisi

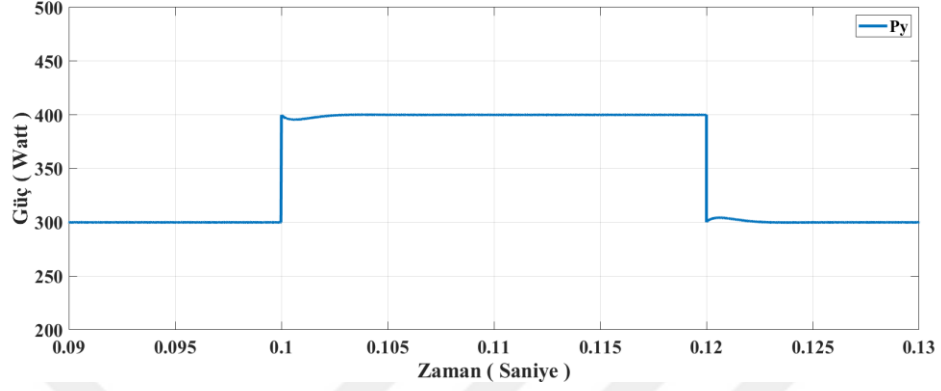
BSC+NDO kontrolörün tepkisini tam olarak ölçebilmek amacıyla ilk olarak, dirençli yükün ve CPL'nin paralel bağlanarak, beraber kullanıldığı durumun benzetim sonuçları Şekil 4.4, 4.5, 4.6'da gösterilmiştir. Başlangıçta DA barasında 200W omik yük ve 100W CPL yük karışık olarak bulunmaktadır. Daha sonra 100W CPL gücü 0,1'nci saniyede 200W çıkartılmış, 0,12'nci saniyede ise tekrardan 100W geri çekilmiştir. Görüldüğü gibi her yük değişim periyodunda bara gerilimi istenen referans değer olan 100V'a 5ms içerisinde tekrardan dönmekte ve kararlı bir şekilde çalışmasına devam etmektedir.



Şekil 4.5 BSC+NDO kontrolör ile yükseltici bobin akımının CPL yük değişimine tepkisi

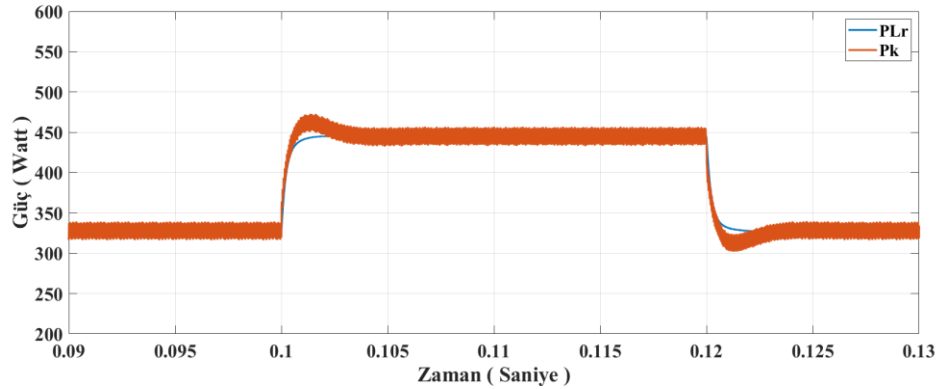
Ayrıca yükler tarafından çekilen toplam yük gücü P_y 300W civarındadır. Bu gücün 200W'ı omik yüke, 100W ise CPL yüke aittir. Daha sonrasında CPL 100W'tan 200W çıkartıldığında yüklerin çektiği toplam güç 400W olmaktadır. CPL gücü 0,12'nci saniyede tekrardan 100W düşürülmesi ile tekrardan yüklerin çektiği güç 300W

düştüğü durum Şekil 4.6’de gösterilmektedir. Her adım değişiminden sonra güç değişiminin gerçek değerinin 5ms içerisinde gerçek değerine oturabildiği benzetim sonuçlarında görülmektedir.



Şekil 4.6 BSC+NDO kontrolör ile CPL ve Omik yükün çektikleri gücün değişimi

Kaynaktan çekilen toplam güç P_k , denklem (4.21)’de NDO tarafından üretilen P_{Lr} ile tahmin edilmektedir. NDO tahmincisinin etkin bir şekilde çalıştığını gösteren benzetim sonuçları Şekil 4.7’deki verilmiştir. Her güç değişimi esnasında referans güç olan P_{Lr} ’nin P_k tarafından adım adım takip edildiği ve etkin bir şekilde çalıştığı benzetimden alınan sonuçlarda açık bir şekilde gözükmemektedir.



Şekil 4.7 BSC+NDO kontrolör ile DA kaynaktan çekilen toplam gücün referans gücü takibi

4.2 CPL Yüke Sahip Bir Yükseltici Dönüştürücünün MPC Kontrolör ile Gerilim Regülasyonu

MPC, performans izlemeyi geliştirmek için etkili bir yöntem olarak güç dönüştürücüler ve elektrikli sürücüler alanlarında önemli ilgi görmektedir [106].

Günümüzde güç dönüştürücülerin (DA/DA, DA/AA vb.) çoğuna MPC algoritması uygulanmış ve gerilim kontrol çalışmaları için yükseltici dönüştürücülerdeki dinamik tepkiler tartışılmıştır. MPC çalışmasının temelinde, sistemdeki doğrusal olmayan durumları göz önüne alarak belirli bir zaman dilimi boyunca gelecekteki davranışı içeren bir optimizasyon problemini çözer ve bu sayede kontrol sinyali elde eder. Model öngörülü kontrol, gerçek zamanlı optimal kontrol kararlarını hesaplamak için tahminleri kullanır, ancak doğruluğu, sistem belirsizlikleri ve dış faktörler tarafından engellenir [107]. Literatürdeki karşılaştırma çalışmalarına bakıldığında MPC tekniği geleneksel yöntemlere (PI, PID vb.) göre daha iyi sonuçlar vermektedir.

4.2.1 Yükseltici dönüştürücünün sürekli iletim modu analizi

DA/DA yükseltici dönüştürücüler, giriş voltajını yükseltmek için yaygın olarak kullanılan güç elektroniği devreleridir. Özellikle PV modüller ve yakıt hücresi gibi düşük gerilimli güç kaynaklarında tercih edilirler. DA/DA dönüştürücüler, potansiyel anahtarlama durumları, CCM ve süreksiz iletim modu (DCM) dahil olmak üzere temel çalışma koşullarına göre durum analizi yapıp denetlenirler. Her iki çalışma modunda, dönüştürücünün anahtarlama frekansı, giriş gerilimi ve pasif bileşenleri tarafından belirlenir.

DA/DA dönüştürücü, anahtarın oluşabilecek iki koşulu dikkate alınarak incelenirler. Bu koşullar, Şekil 4.7 (a) ve (b)'de ayrı ayrı gösterilmiştir. Anahtarın **aktif** olduğu durumu sırasında indüktör akımının “ i_L ” değeri denklem (4.33) kullanılarak belirlenebilir. Anahtarın **pasif** durumu için devre konfigürasyonu Şekil 4.7 (b)'de gösterilmektedir. Anahtarın pasif olduğu durumda, yük hem bobin hem de giriş kaynağı tarafından beslenir. Sonuç olarak, giriş akımı aşağıdaki denklemler ile temsil edilebilir.

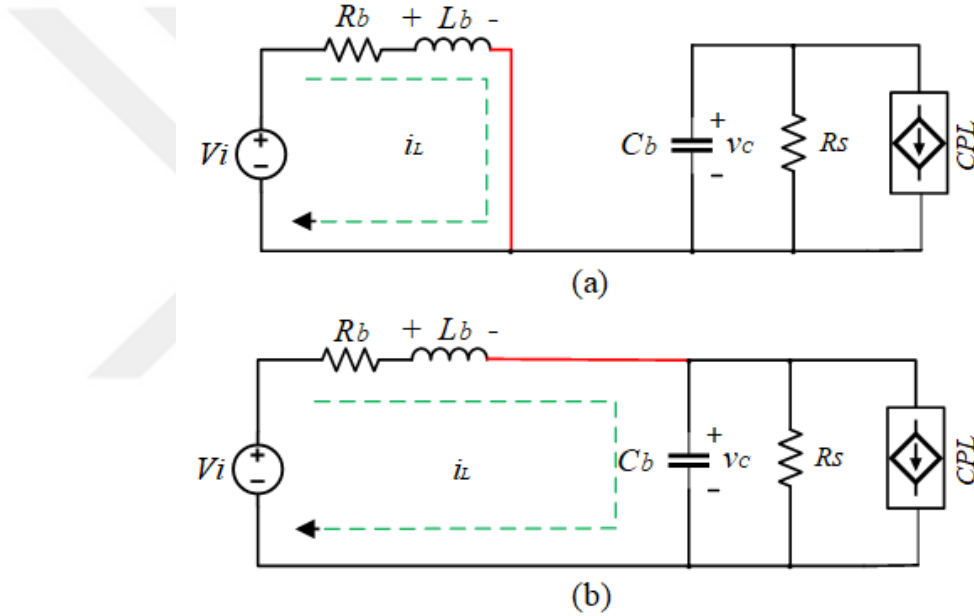
$$\frac{d_{iL}}{d_t} = \left(\frac{1}{L_b}\right)(V_i - R_b i_L) \quad (4.33)$$

$$\frac{d_{iL}}{d_t} = \left(\frac{1}{L_b}\right)(V_i - R_b i_L - v_C) \quad (4.34)$$

Burada;” L_b, R_b ” sırasıyla bobin endüktansı ve bobin direncini temsil etmektedir.” V_i, v_c ” sırasıyla giriş ve çıkış gerimleridir. “ i_L ” ise bobin akımını temsil etmektedir. Denklemler (4.33) ve (4.34)’de bir anahtarlama periyodu sırasında giriş akımını denklem (4.35)’teki gibi birleştirilebilir.

$$\frac{d i_L}{d t} = \left(\frac{1}{L_b} \right) (V_i - R_b i_L - v_c (1 - d)) \quad (4.35)$$

Burada; $d = \begin{cases} 0 & \text{anahtarın pasif olduğu durumu temsil eder} \\ 1 & \text{anahtarın aktif olduğu durumu temsil eder} \end{cases}$



Şekil 4.8 Dönüştürücünün devre şeması; (a) anahtar aktif ($d = 1$), (b) anahtar pasif ($d = 0$).

MPC, olası kontrol durumlarına göre sistem davranışını tahmin eden güçlü bir kontrol tekniğidir. MPC kontrolde, maliyet fonksiyonunu en aza indirmek amacıyla, tahmin edilen gelecekteki sistem durumlarına dayalı olarak en uygun sonraki kontrol parametreleri seçilir. Her örnekleme zamanı için maliyet fonksiyonu değerlendirilmesi, sistem tipine ve performans gereksinimine bağlı olarak seçilebilen tahmin ufku (N) ile belirlenir. Tahmin ufku birden büyük seçildiğinde tahminler bir adım kaydırılır ve bir sonraki optimizasyon gerçekleştirilir [108]. Anahtarlama durumunu belirlemek için tahmin ufku bir ($N = 1$) olarak seçilmiştir. Böylece gelecekteki durumları, referansları ve gelecekteki eylemleri içeren bir maliyet fonksiyonu şu şekilde tanımlanabilir [109]:

$$g = f(x(k), u(k), \dots, u(k + N - 1)) \quad (4.36)$$

MPC yöntemi, aşağıda açıklandığı gibi kapsamlı maliyet fonksiyonunu türetmek için üç aşamalı bir süreçte kullanılabilir. [110]:

- Dönüştürücünün tüm olası anahtarlama durumları için modellenmesi.
- Örneklemenin her örneğinde yaklaşımlar için ayrık zamansal modelin edinilmesi.
- Maliyet fonksiyonlarının tanımlanması.

Ayrık zaman modelini elde etmek için literatürde çeşitli ayrıklaştırma yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemler arasında, birinci dereceden sistemlerde yaygın olarak kullanılan yöntem, denklem (4.37)'de sunulduğu gibi gelişmiş fark Euler yaklaşım yöntemidir [110]. Denklem (4.35) ve (4.37) birleştirilerek, indüktör akımının sonraki değerini hesaplamak için denklem (4.38) üretilir.

$$\frac{di_L}{dt} \approx \frac{i_L(k + 1) - i_L(k)}{T_s} \quad (4.37)$$

$$i_L(k + 1) = \left(\frac{T_s}{L_b}\right) (V_i(k) - R_b i_L(k) - v_c(k)(1 - d)) + i_L(k) \quad (4.38)$$

Burada; “ T_s ” örnekleme zamanı, “ k ” iterasyon numarası, “ $i_L(k + 1)$ ” tahmini olan değerdir. Her örnekleme zamanında, denklem (4.38)'de verilen optimizasyon problemi, anahtarın yeni durumunu belirlemek için yeni bir ölçülen veri seti kullanılarak tekrar çözülür.

MPC yöntemi yalnızca tahminlere dayanarak en uygun anahtar durumunu belirleyemez. Yukarıda üçüncü adım olarak belirtilen maliyet fonksiyonu kullanılarak gerçekleştirilen referans ile tahmin edilen değer arasındaki hatanın minimizasyonu da gerekmektedir. Bundan dolayı maliyet fonksiyonunun MPC tabanlı uygulamalarındaki önemi fazladır.

Denklem (4.39)'da verilen maliyet fonksiyonunu kullanırken, MPC yöntemi, denklemde gösterildiği gibi bu işlevi tespit etmek için tahmini değer ile referans değer arasındaki hatanın hesaplanmasını gerektirir.

$$g_i(k+1) = [i_r - i_L(k+1)]^2 \quad (4.39)$$

Burada; i_r , referans akımı temsil eder.

Her örnekleme döneminde bir sonraki değeri tahmin eden sabit adımlı kontrol yöntemi, anahtarlama sıklığını azaltmak için ikinci bir maliyet fonksiyonuna ihtiyaç duyar [111]. Dijital kontrol yöntemleri, karşılaştırmacılar kullanmadan anahtarlama sinyali ürettiğinden, değişken anahtarlama frekanslarına sahip olabilirler. Eğer anahtarlama frekansı örnekleme frekansına yaklaşık olarak eşitse, kontrol hatası artacaktır. Maliyet fonksiyonu, anahtarlama sıklığını azaltmak için denklem (4.40)'deki gibi tüm maliyet fonksiyonu üzerindeki etkilerini sınırlamak için bir ağırlıklandırma faktörü " λ " kullanılır. Bu çalışmada [110] tarafından önerilen sınıflandırma yöntemi kullanılarak ağırlıklandırma faktörü 0,3 olarak belirlenmiştir.

$$g_{sw}(k+1) = \lambda^*[d(k) - d(k-1)]^2 \quad (4.40)$$

Hem akımı hem de anahtarlama frekansını aynı anda kontrol etmek için yukarıda belirtildiği gibi iki maliyet fonksiyonuna ihtiyaç vardır. MPC yönteminin önemli avantajlarından biri, tek bir fonksiyonda birden fazla parametreyi kontrol edebilme yeteneğidir. Böylece denklemler (4.39) ve (4.40)'un birleşimi olan denklem (4.41)'de verildiği gibi tam bir maliyet fonksiyonu oluşturulur. [110]'de belirtildiği gibi çok terimli maliyet fonksiyonlarında kare hata tekniğinin kullanılması daha iyi sonuçlar verdiğinden aynı yaklaşım tercih edilerek daha doğru sonuçlar elde edilmesi sağlanmıştır.

$$g(k+1) = g_i(k+1) + g_{sw}(k+1) \quad (4.41)$$

Toplam maliyet fonksiyonu, her örnekleme zamanında tüm olası anahtarlama durumları için hesaplanır. Denklem (4.42)'de görüldüğü gibi minimize edilir. Denklem (4.43) kullanılarak maliyet fonksiyonunun en küçük değerini veren " $d(k)$ " değeri hesaplanır ve anahtarlama durumu bu işleme göre seçilir.

$$d(k) = [1 \ 0] \arg \min_d g \quad (4.42)$$

$$\min_{d(k)} g(k+1) = \min(g_i(k+1) + g_{sw}(k+1)) \quad (4.43)$$

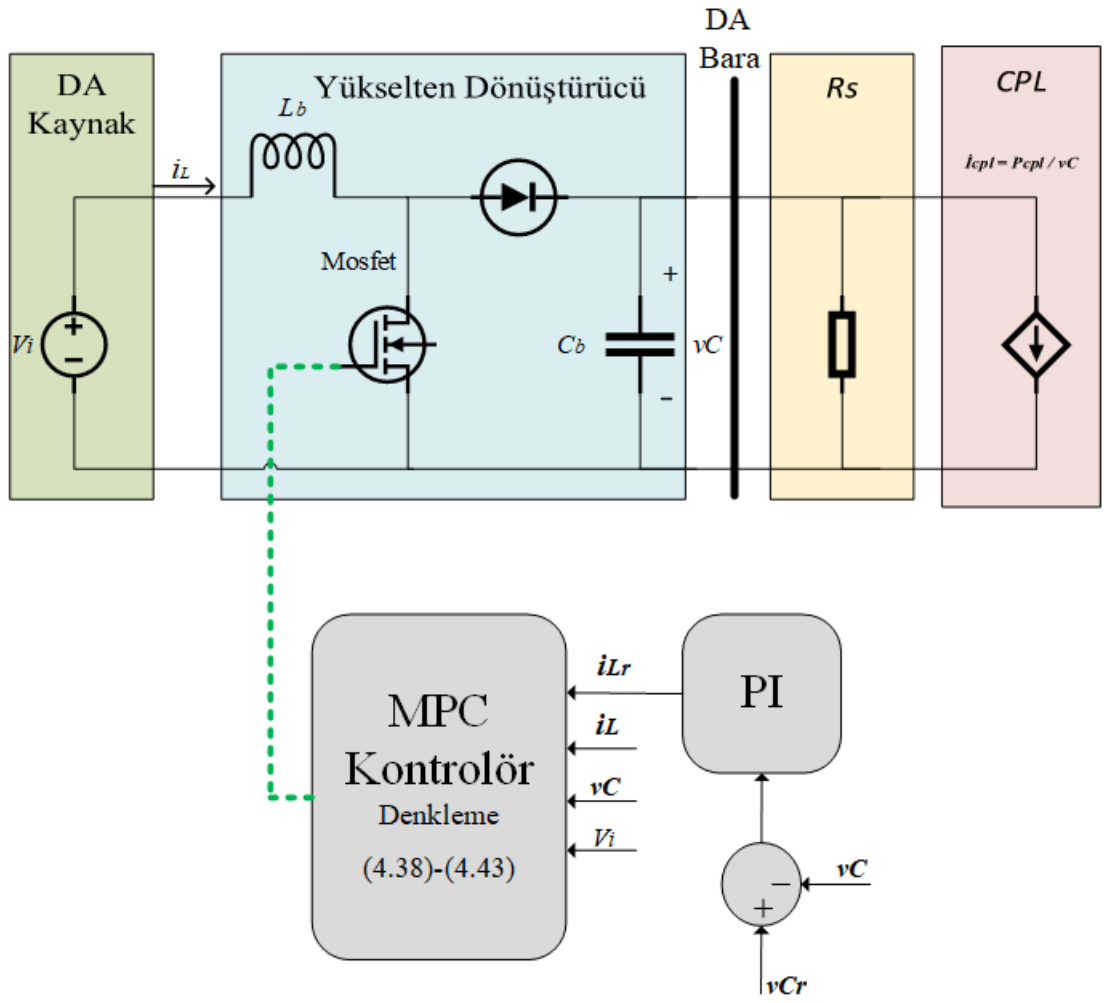
MPC kontrol yöntemi, anahtar konumuna, daha küçük maliyet fonksiyonunu dikkate alarak karar vermektedir. Örneğin, anahtarın **aktif** konumu için hesaplanan maliyet fonksiyonu **pasif** konumu değerinden küçükse, kontrol yöntemi anahtarın **aktif** durumunu seçer. Ayrıca verilen kontrol yapısı, maliyet fonksiyonunun tüm sistem parametrelerini içermesi nedeniyle herhangi bir ortalama hesaplama yöntemine ihtiyaç duymamaktadır [108].

4.2.2 Benzetim sonuçları

MPC ve yükseltici dönüştürücünün çıkış gerim kontrolüne ait blok şeması Şekil 4.9'da verilmiştir, MPC kontrolörün etkinliğini doğrulamak için Matlab/Simulink'te benzetim yapılmıştır. Sistem parametreleri Tablo 4.2'de listelenmiştir. Kararlılık açısından en kötü durum, dirençli yük olmadığı, saf CPL yükün olduğu durumdur. Benzetimde farklı çalışma koşulları altında, yani farklı güç değerlerine geçiş anındaki MPC'nin tepkisini ölçmek için benzetim sonuçları verilecektir.

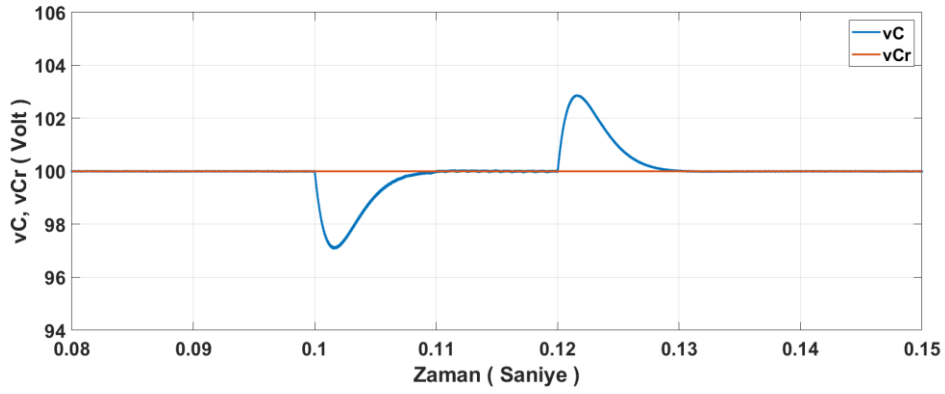
Tablo 4.2 MPC ve Yükseltici dönüştürücünün benzetim parametreleri

Sembol	Parametre Adı	Değer
v_{Cr}	Referans Bara Gerilimi	100V
V_i	Dönüştürücü Giriş Gerilimi	50V
f_s	Anahtarlama Frekansı	20kHz
T_s	Örnekleme Zamanı	1e-06
R_s	Yük Tarafı Omik Direnç	50Ω
R_b	Dönüştürücü Direnci	0.4Ω
L_b	Dönüştürücü Endüktansı	648μH
C_b	Dönüştürücü Kapasitansı	241μF
P	PI Oransal Sabit	0.5
I	PI İntegral Sabit	200
λ	Ağırlık Faktörü	0.3



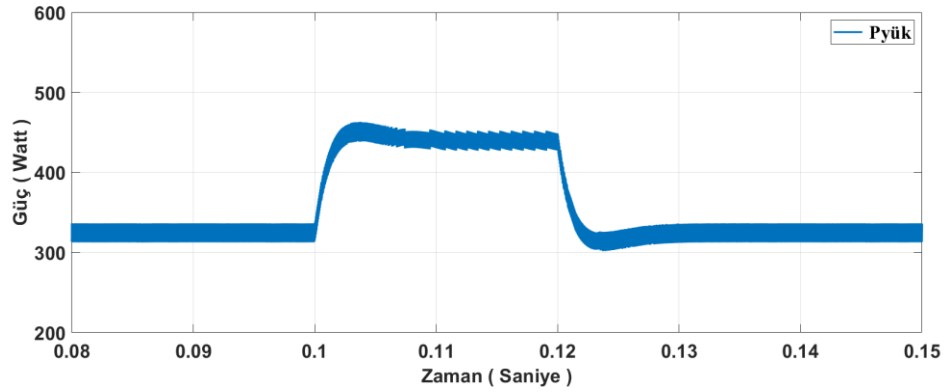
Şekil 4.9 MPC kontrolör blok şeması

MPC kontrolörün tepkisini tam olarak ölçebilmek amacıyla, dirençli yük ve CPL'nin paralel bağlanmasında oluşan karışık yük modeli ile benzetim sonuçları alınmıştır. Alınan benzetim sonuçları Şekil 4.10, 4.11, 4.12'de verilmiştir. Başlangıçta DA barasında 200W omik yük ve 100W CPL yük karışık olarak bulunmaktadır. Daha sonra 100W CPL gücü 0,1'nci saniyede 200W çıkartılmış, 0,12'nci saniyede ise tekrardan 100W geri çekilmiştir. Şekil 4.10'da görüldüğü gibi her yük değişim periyodunda bara gerilimi istenen referans değer olan 100V'a 10ms içerisinde tekrardan dönmekte ve kararlı bir şekilde çalışmasına devam etmektedir. Burada CPL güç değişiminin etkisiyle DA bara gerilimin tepkisi BSC kontrole göre daha kötüdür.



Şekil 4.10 MPC kontrolör altında DA bara geriliminin CPL yük değişimine tepkisi

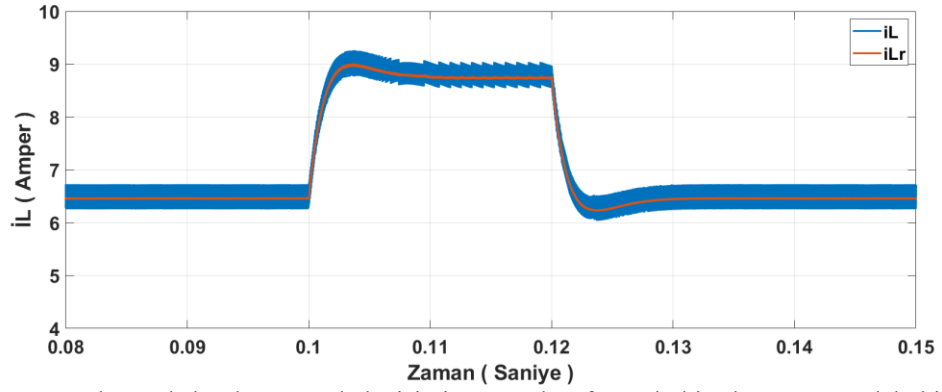
CPL güç değişimi ile DA kaynaktan çekilen toplam gücün durumu Şekil (4.11)'de verilmiştir. Şekilde görüleceği gibi 0,1'nci saniyede CPL güç değeri 100W arttırıldığı anada kaynaktan çekilen toplam güç 320W değerinden 450W değerlerine yükselmiştir. Burada çekilen toplam güce yükseltici dönüştürücü üzerinde harcanan güçte dahildir. Daha sonra 0,12'nci saniyede CPL gücü tekrardan 100W çekildiğinde DA kaynaktan çekilen güç değeri 320W civarına düşüp ve kararlı bir şekilde çalışmasına devam etmektedir.



Şekil 4.11 MPC kontrolör altında, DA kaynaktan çekilen toplam gücün değişimi

Aynı zamanda MPC kontrolör için geleneksel PI kontrolör ile ürettiğimiz referans bobin akımıyla, gerçek bobin akımın tepkisi Şekil (4.12)'de verilmiştir. Şekilde görüleceği gibi gerçek akım değeri CPL güç değişimleri esnasında aktif bir şekilde referans akımı takip edebilmektedir. Bununla birlikte 0,11- 0,12'nci saniyeler arasında

hem gerilim hem akım tepkisine baktığımızda yüksek güç değerinde kontrolün zorlaştığı ve dalgalanmalar meydana geldiği açık bir şekilde gözükmektedir.



Şekil 4.12 MPC kontrol altında CPL yük değişimi esnasında referans bobin akımı ve gerçek bobin akımı durumu

5. SABİT GÜÇLÜ YÜKE SAHİP BİR YÜKSELTİCİ DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ÖĞRENME TABALI GERİLİM REGÜLASYONU VE KONTROLÜ

5.1 Güç Dönüştürücülerinde Öğrenme Tabanlı Yaklaşımlar

Veriye dayalı veya modelden bağımsız kontrol metodolojilerinin, özellikle de YSA dayalı olanların benimsenmesi, güç dönüştürücüler alanında giderek ivme kazanıyor [112]. Dikkate değer bir çalışmada, çıkış LC filtresiyle donatılmış üç fazlı bir invertörün doğrudan kontrolü için YSA tabanlı bir kontrol şeması tanıtıldı. Yapılan çalışmada yazarlar toplam harmonik bozulmanın (THD) azalmasına ve dinamik olduğu kadar kararlı durumun da artmasına sağladılar [113]. Ayrıntıları [114]'te verilen diğer bir çalışmada yazarlar, üç fazlı flying kapasitörle çok seviyeli invertör için YSA tabanlı bir kontrol stratejisi tanıttılar. Aynı bir çalışmada [115], yapay sinir ağı tahmini yoluyla bir DA/DA düşürücü dönüştürücüdeki gerilimi düzenlemek için YSA kullanan kontrol tekniği sunmuşlardır. Yazarlar çalışmalarında YSA'yı, DA/DA yükselten dönüştürücüsünün gerilim regülasyonu için kullanan MPC verileri kullanılarak eğitilmiştir.

5.2 Tasarım

Yukarıda bahsedildiği gibi YSA tabanlı çalışmalar güç elektroniğinde, yani güç elektroniğinin arayüzlerinin kontrol tasarımında kullanımı, artan bir ilgiye sahiptir. Bu tez kapsamında yaptığımız kontrol tasarımında; öğrenme tabanlı kontrolün anahtarlama sinyallerini üretecek olan YSA'nın eğitiminde kullanılmak üzere, dördüncü bölümde verilen uyarlamalı BSC kontrolörden elde ettiğimiz yaklaşık 160000 satırlık bir veriyi öncelikle kaydettik. Daha sonra toplanan bu veriler, YSA'yı eğitmek için kullanıldı. Test aşamasında, eğitilen YSA, dönüştürücünün çıkış gerilimini düzenlemek amacıyla çevrimiçi olarak kullanıldı. Dönüştürücünün çıkış gücünü tahmin etmek için literatürde sıklıkla kullanılan NDO kullanıldı. Tasarlanan öğrenme tabanlı kontrolcünün etkinliği, yapılan benzetim çalışmalarıyla doğrulandı. Daha sonra, kontrol tasarımı bölümünde dörtte verilen literatürde çok yaygın olarak kullanılan geleneksel PI, BSC ve MPC kontrolörlerinden elde edilen benzetim sonuçları ile karşılaştırmalar gerçekleştirildi.

Özetle, öğrenme tabanlı tasarladığımız bu yaklaşım hem BSC algoritmasının hem de YSA tabanlı kontrol tekniklerinin avantajlarını kullanmaktadır. Benzetim sonuçları,

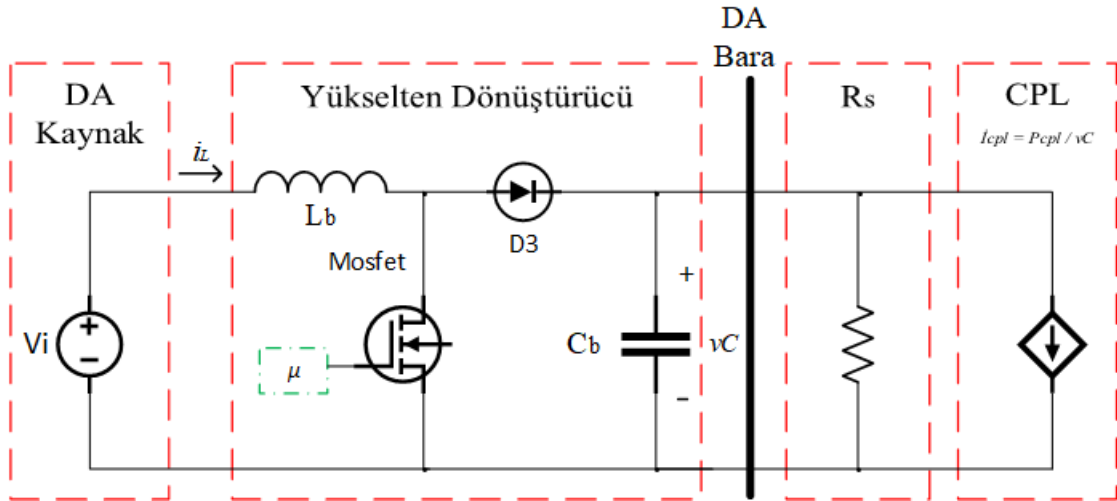
kontrol tasarımının hem BSC hem de MPC kontrolörler ile karşılaştırıldığında etkinliğini ve üstünlüğünü göstermektedir.

Mevcut literatürle karşılaştırıldığında bu çalışmanın temel katkısı şu şekilde özetlenebilir:

- İlk olarak, ağırlıklı olarak öğrenme tekniklerine dayanan yeni bir bileşik gerilim düzenleme yöntemi verilmiştir. Bu tasarımın temel amacı, CPL'lere güç vermekten sorumlu dönüştürücü arayüzünün sağlam bir kararlılıkla çalışmasını sağlamaktır.
- İkinci olarak yaklaşımımız YSA algoritmasının çevrimdışı eğitimini içermektedir. Bu çevrimdışı eğitim metodolojisi, kapsamlı çevrimiçi hesaplamalar ve zahmetli karışık parametre ayarlamaları ihtiyacını ortadan kaldırarak uygulamanın pratikliğini ve verimliliğini artırır.
- Son olarak önerilen yöntem, hızlı tepki, azaltılmış salınım ve yüksek güvenilirlik toleransı dahil olmak üzere çeşitli faydalar sunar. Bu faydalar, gerçek zamanlı olarak yüksek doğruluk sergileyen, iyi eğitilmiş YSA'ların kullanılmasıyla elde edilir. Bu tür olumlu etkiler sistemin genel olarak iyileştirilmesine önemli ölçüde katkıda bulunur.

5.3 Sistem Modeli

MATLAB/Simülink'te benzetim modeli oluşturulan basitleştirilmiş bir DA mikro şebekeye karşılık gelen eşdeğer devre modeli Şekil 5.1'de göstermektedir. Şekil hem negatif empedans özellikli CPL'lere hem de dirençli yüklere güç sağlamaktan sorumlu olan bir DA/DA yükseltici dönüştürücüyü göstermektedir. Sistemin dinamik modelini elde etmek için Kirchhoff yasalarının etkin bir şekilde kullanılması gerekmektedir. Kirchhoff yasalarının etkin kullanımı, DA/DA yükseltici dönüştürücü sisteminin dinamik denkleminin tasarlanmasında önemlidir.



Şekil 5.1 Öğrenme tabanlı kontrol tasarımı için DA mikro şebekeye karşılık gelen CPL yüklü devre modeli

$$\frac{d_{iL}}{dt} = \frac{V_i}{L_b} - \frac{v_C(1-\mu)}{L_b} \quad (5.1)$$

$$\frac{d_{vC}}{dt} = \frac{i_L(1-\mu)}{C_b} - \frac{v_C}{RC_b} - \frac{P_{CPL}}{C_b v_C} \quad (5.2)$$

Denklem (5.1) ve denklem (5.2)'de verilen “ L_b ” ve “ C_b ” yükseltici dönüştürücünün sırasıyla endüktans ve kapasitansını temsil etmektedir. “ i_L ” ve “ v_C ”, sırasıyla yükseltici dönüştürücünün anlık bobin akımı ve kapasitör gerilimidir. “ V_i ”, DA kaynak gerilimidir. “ μ ” ise, kontrol giriş sinyalini temsil eden anahtarın görev oranıdır.

Kapasitif yüklü devrelerden CPL’den geçen akım, bara gerilimi ile ters bir ilişki gösterir. Gerilimde bir azalma olduğunda, akımda buna karşılık gelen bir artış meydana gelir. Bu durum bölüm üçte ayrıntılı bir şekilde bahsedildiği gibi negatif artan bir empedansa yol açar. Bu olay sistemin sönümlenmesinde bir azalmaya yol açarak kararsızlığa neden olur. Kararsızlık özellikle sistem saf CPL’lere maruz kaldığında belirgindir. CPL’lerin doğrusal olmayan özelliklerinden dolayı sistem kararlılığını sağlamak ancak uygun metodolojilerin tanımlanmasıyla mümkündür. Bundan yola çıkarak amaçlanan hedef, başlangıç durumlarından bağımsız olarak sabit zamanlı yakınsamayı sağlayan μ ile gösterilen bir kontrol sinyali tasarlamaktır.

Bu kontrol sinyali, bara gerilimi v_C istenen referans gerilim değerine v_{Cr} takip etmesini sağlamaktır. Bu amaç doğrultusunda, darbe genişliği modülasyonu

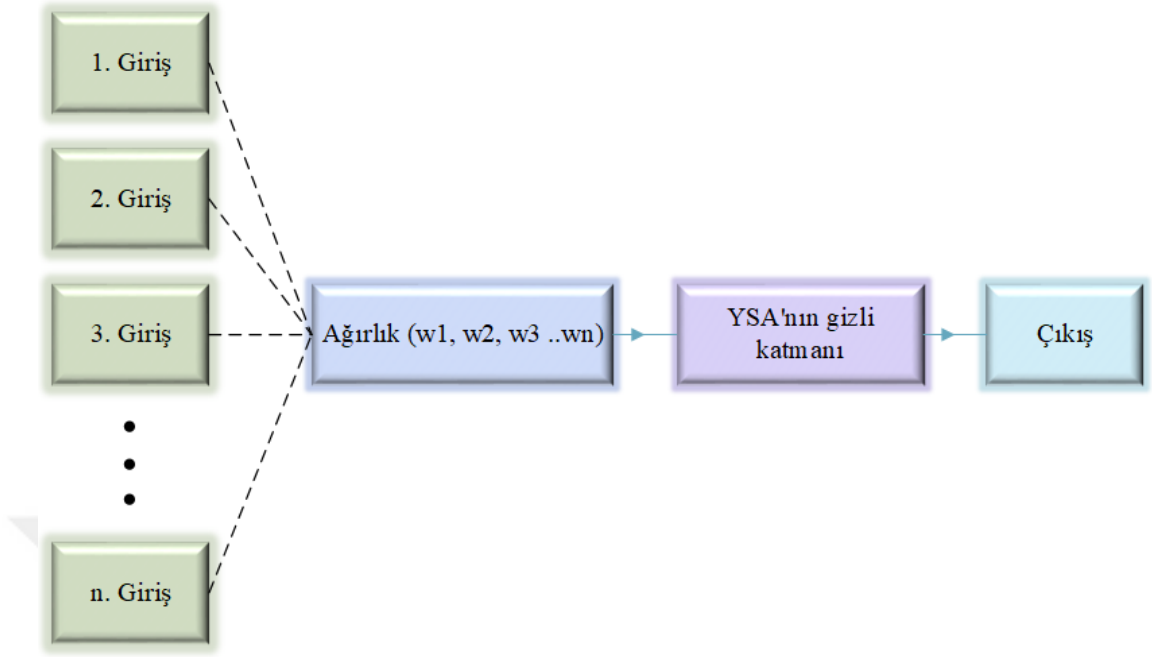
(PWM) yoluyla yükseltici dönüştürücü kontrolü için kullanılan görev döngüsü, kontrol cihazından çıkan sinyalinin kullanılmasıyla belirlenebilir. Böyle bir kontrol sisteminin tasarımı, kararlılığı korumak ve yükseltici dönüştürücüden istenen performansını elde etmek için çok önemlidir.

5.4 Öğrenme Tabanlı Tasarlanan Denetleyici

Günümüzde yapay zekâ alanı, makinelerde insan benzeri yeteneklerin ortaya çıkmasını kolaylaştıran metodolojilerin araştırılmasına ve geliştirilmesine odaklanmıştır. Bu yetenekler muhakeme, dili anlama ve problem çözme gibi yönleri kapsar. Yapay zekâ alanında öne çıkan tekniklerden biri, insan beyninin yapısal özelliklerini taklit eden YSA'dır. YSA yapısında bulunan nöronların sayısı, insan beyninde bulunan yaklaşık 15 milyar nöronun aksine, belirli bir problemin özel gereksinimlerine göre belirlenir [116]. YSA'lar verilerden öğrenme ve edinilen bilgiyi uygulama yeteneğine sahiptir, böylece tahmin, sınıflandırma, tanımlama ve kontrol dahil olmak üzere, bunlarla sınırlı olmayan birçok alanda yaygın olarak uygulanabilir hale gelmiş durumdadır.

Bu çalışmada, dönüştürücünün çıkış gerilimini kontrol etmek amacıyla ileri beslemeli bir sinir ağı oluşturulmuştur. Şekil (5.2)'de gösterildiği gibi YSA üç bileşenden oluşur: giriş katmanı, gizli katman ve çıkış katmanı. Ağırlıklar tüm katmanlar arasında bağlantı kurmak için kullanılır. Giriş katmanından alınan deneysel veriler, giriş katmanı ile gizli katmanı birbirine bağlayan ağırlıklar ile çarpılmaya tabi tutulur. Bunu takiben ortaya çıkan ürün gizli katmana iletilir. Gizli katmanda yer alan nöronlar, gizli katman ile çıktı katmanı arasında bağlantı görevi gören ağırlıkların yer aldığı bir çarpma işlemi ile alınan girdileri toplayıp çıktı katmanına iletme görevini üstlenirler. Çıkış katmanında bulunan nöronlar aynı zamanda bu girdilerin alınmasında ve işlenmesinde de rol oynarlar. Daha doğru çıktılar üretmek için bu girişlere aktivasyon fonksiyonları uygulanır. Bağlantılar için ağırlık değerlerinin belirlenmesi, öğrenme sürecinin ayrılmaz bir parçasıdır.

Öğrenmenin ilk aşaması, bir nörona giren sinyallerin toplamının hücreyi aktive etmek için yeterli olup olmadığını belirleyen aktivasyon olarak tanımlanabilir. Toplam sinyal eşik değerini aşarsa hücre aktif hale gelir ($y = 1$); aksi takdirde pasif kalır ($y = 0$).



Şekil 5.2 Basit bir YSA yapısı

YSA'lar çeşitli aktivasyon fonksiyonlarını kullanır, bunlar arasında "çok katmanlı algılayıcı" modeli en çok kullanılanlardan biridir. Çağdaş uygulamalarda yaygın olarak kullanılan aktivasyon fonksiyonu, giriş değerlerini 0'dan 1'e kadar olan bir aralığa eşleyen sürekli ve türevlenebilir bir fonksiyon olan sigmoid fonksiyonudur. Denklem (5.3)'teki şekilde tanımlanabilir:

$$F(Net) = \frac{1}{1 + e^{-Net}} \quad (5.3)$$

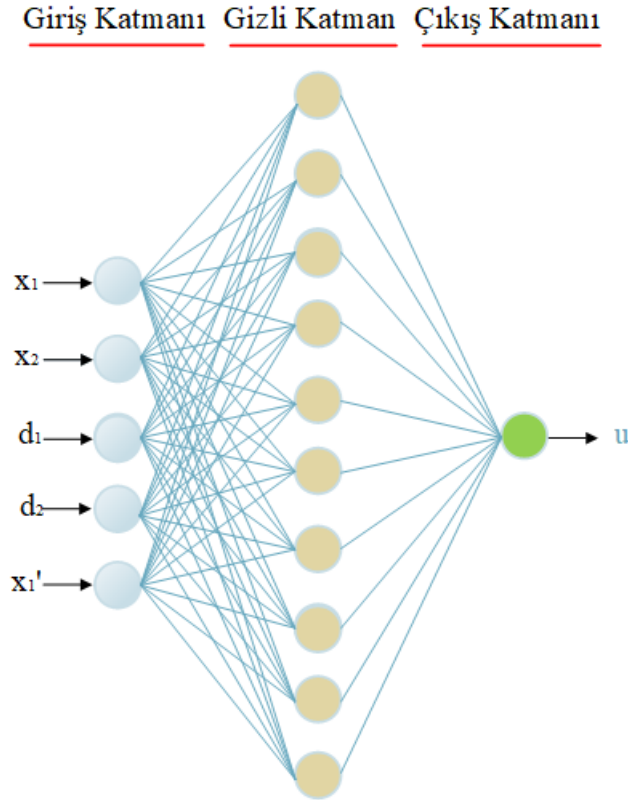
Giriş ve çıkış verilerini kullanan eğitim algoritması, istenen yakınsama düzeyi elde edilene kadar sinaps ağırlıklarının yinelenmeli ayarlamalarını gerçekleştirir. Tatmin edici sonuçların elde edilmesinde eğitim algoritmasının seçimi çok önemli bir rol oynamaktadır. Literatürde çok sayıda eğitim algoritması kullanılmaktadır. Eğitim için seçilen algorithmada, ağın çıkışı ile beklenen çıktı arasındaki fark, en aza indirilene kadar ağın ağırlığını ayarlamak için geriye dönük olarak yayılır. Bir nöron matematiksel olarak denklem (5.4)'teki şekilde tanımlanabilir:

$$o = f(wx + b) \quad (5.4)$$

Denklemdaki “w” ve “x” sırasıyla ağırlıkları ve girdileri temsil ederken “b” önyargıyı belirtir. Önyargı girişlerini birleştirmenin amacı, aktivasyon fonksiyonunun kökenini değiştirmek, böylece öğrenme sürecini geliştirmektir. Transfer fonksiyonu şu şekilde tanımlanabilir:

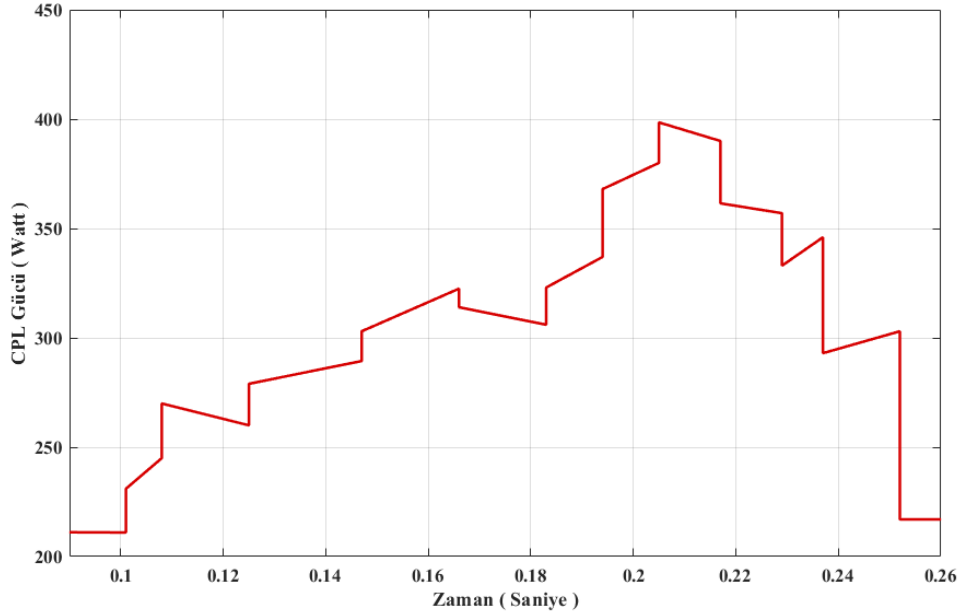
$$net = \sum_{i=1}^n w_i \cdot x_i + b \quad (5.5)$$

Öğrenme tabanlı tasarlanan kontrolcüde YSA mimarisi 5 nöronlu giriş katmanı, 10 nöronlu gizli katman ve tek nöronlu çıkış katmanından oluşmaktadır. 160.000 veri satırı içeren toplam veri setinin %70’i eğitime, %15’i doğrulamaya ve geri kalan %15’i teste ayrıldı. Eğitim aşamasında kullanılan yapay sinir ağı mimarisi Şekil 5.3’de verilmiştir. YSA tasarımı yapılırken gizli katman sayısı 10,20,30 şeklinde seçilerek sonuçlar elde edildi. En iyi sonuçları 10 nöronlu gizli katman sayısı ile gerçekleştiği için gizli katman sayısını 10 olarak belirlendi.



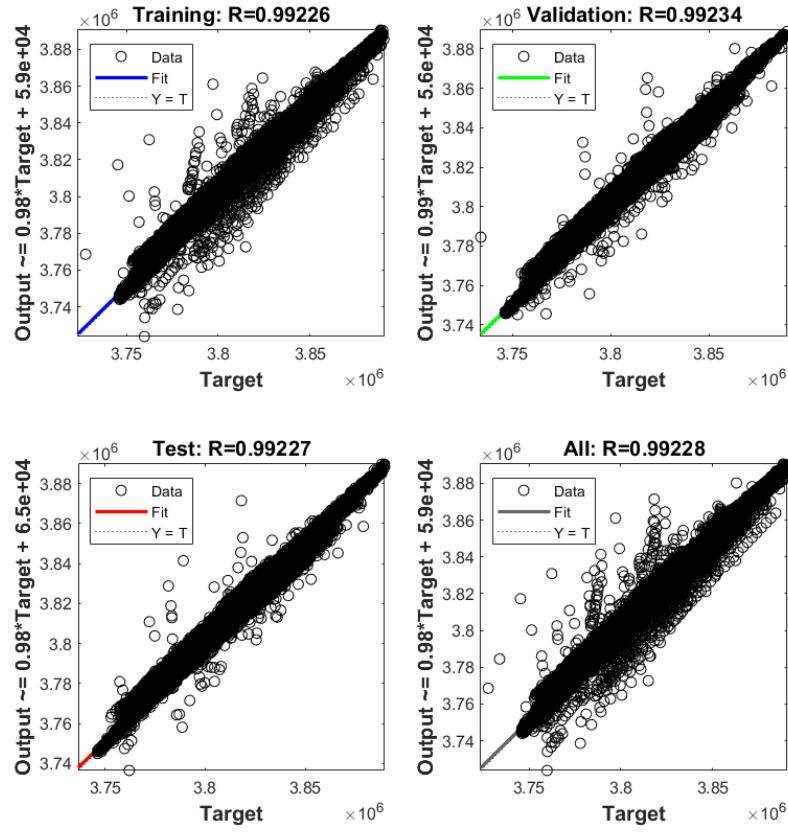
Şekil 5.3 Tasarlanan öğrenme tabanlı kontrol için yapay sinir ağı mimarisinin yapısı

YSA yapısı, Matlab – Neural Network Toolbox kullanılarak oluşturulmuştur. Bu YSA yapısı, ileri beslemeli bir yapıya sahiptir ve çeşitli katmanlar ve nöronlar içermektedir. Özellikle çok katmanlı algılayıcı sinir ağları için uygundur. Bu yapıdaki nöronlar, giriş katmanı aracılığıyla sistem dışından gelen bilgileri toplamakta, çıkış katmanı ise giriş verilerine dayanarak değerleri hesaplamaktadır. Bu düzen, YSA'nın etkili bir şekilde öğrenme ve tahmin yeteneklerini kullanmasına olanak tanımaktadır. Öğrenme esnasında kullandığımız 160000 satırlık veri Şekil 5.4'de verilen CPL yük modeli kullanarak elde edildi. Şekilde görüleceği gibi CPL modeli çok değişken bir yapıda modelleyerek YSA'nın her olası durumda öğrenmesine zemin hazırlandı.



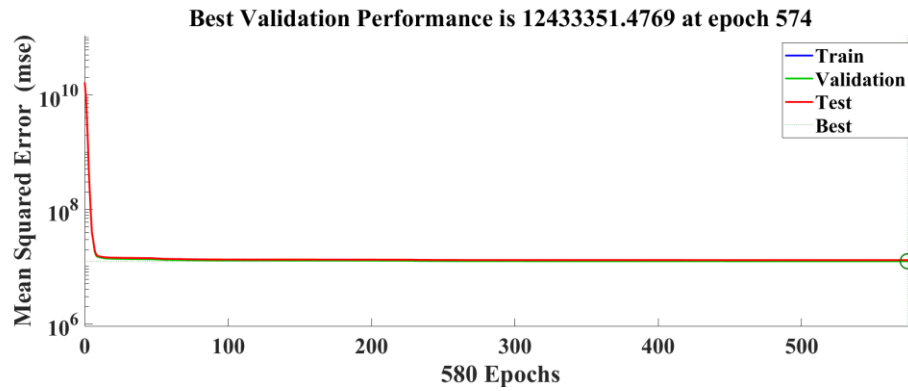
Şekil 5.4 YSA eğitiminde kullanılan CPL modeli

Sinir ağı modelinin eğitimi, Ölçekli Eşlenik Gradyan (SCG) algoritması ile geri yayılımın spesifik bir çeşidi olan Levenberg-Marquardt algoritması kullanılarak gerçekleştirildi. Levenberg-Marquardt, özellikle doğrusal olmayan en küçük kareler problemlerinde kullanılan bir optimizasyon algoritmasıdır. Bu algoritma, genellikle ağırlık ayarlaması gerektiren lineer olmayan regresyon ve yapay sinir ağı eğitimi gibi problemlerde kullanılır. Algoritmanın temel amacı, bir hata fonksiyonunu minimize etmek için en uygun parametre setini bulmaktır. Şekil 5.5'de eğitilen YSA'nın regresyon grafikleri gösterilmektedir.



Şekil 5.5 Tasarlanan kontrolün YSA regresyon grafikleri

YSA'nın performans eğrisi Şekil 5.6'da verilmiştir. Çıkış verilerimizin hedeflenen eğitim, doğrulama ve tahmin değerleri 0.99'un üzerinde hesaplanmıştır. En iyi doğrulama performansı, 574 çevrim için 12,433,351.4769 olarak elde edilmiştir.



Şekil 5.6 Tasarlanan kontrolün YSA performansı

entegrasyonu sayesinde kompozit kontrolör, sistem kararlılığını korurken hızlı dinamik yanıt ve hassas referans gerilim takibi sağlamaktadır.

5.5 Benzetim Sonuçları

Şekil 5.7’te gösterilen önerilen kontrolörün performansını ve Şekil 5.1’de gösterilen sistem modeliyle entegrasyonunu doğrulamak için MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak kapsamlı benzetim sonuçları alındı. Öğrenme tabanlı kontrol tasarımıyla amacımız, belirsizliklerin olduğu durumlarda bile büyük sinyaller altında kararlı bir şekilde sistemin çalışması ve hassas izleme ile istenilen referans gerilim değerini bara gerilimin takip etmesini sağlamaktır. Gerçekleştirilen benzetim testlerinde kullanılan sistem parametreleri Tablo 5.1’de gösterilmiştir.

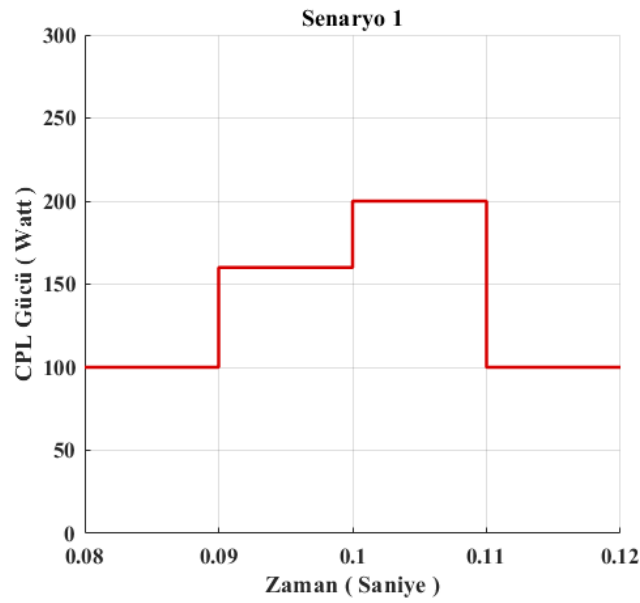
Tablo 5.1 Öğrenme tabanlı kontrol benzetim parametreleri

Sembol	Parametre Adı	Değer
v_{Cr}	Referans Bara Gerilimi	100V
V_i	DA Kaynak Gerilimi	50V
f_s	Anahtarlama Frekansı	20kHz
R_s	Yük Tarafı Omik Direnç	50Ω
L_b	Dönüştürücü Bobini	648μH
C_b	Dönüştürücü Kondansatörü	241μF
l_1, l_2	NDO Sabitleri	5000,2000
T_s	Örnekleme Zamanı	1e-06

Tasarlanan öğrenme tabanlı kontrolörün sonuçlarının elde edilmesinde iki senaryo üzerinden sonuçlar elde edildi. Bu senaryolarda amacımız tasarlanan kontrolcünün farklı CPL güç değişimleri karşısında performansını analiz ederek, her durumda tasarlanan kontrolörün gerim regülasyonunu değerlendirmektir. Senaryolarda CPL güç değerleri önceden belirlenen güç aralıklarında seçilmiştir. NDO sabitleri ise en iyi sonuçları verecek şekilde deneme yanılma yöntemi ile ayarlanmıştır. Bununla birlikte yükseltici dönüştürücü bobin ve kondansatör değerleri hem senaryolar esnasında hem karşılaştırmalı benzetim çalışmaları esnasında Tablo 5.1’de değerler referans alınarak kullanılmıştır.

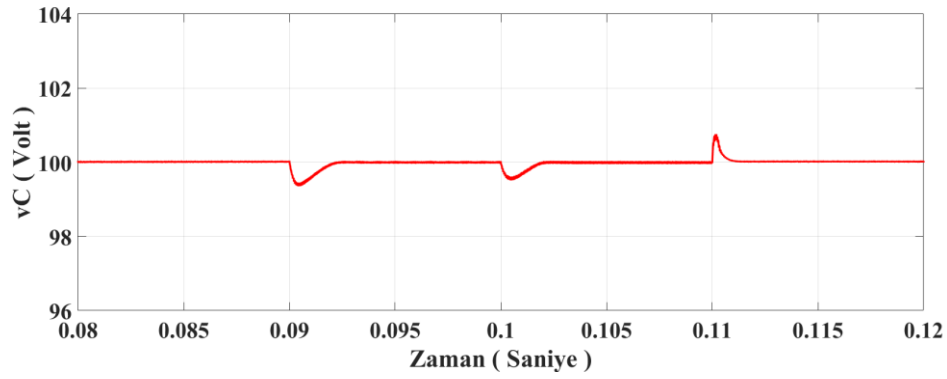
5.5.1 Senaryo 1

İlk senaryoda, CPL yük değişimi ve CPL yük değişimi ile birlikte tasarlanan kontrolcünün DA bara gerilim tepkisinden elde edilen benzetim sonuçları Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'de gösterilmektedir. Başlangıçta CPL DA baraya 100W'lık bir yük gücü değeri ile, omik yük ise 200W'lık bir güç değeri ile bağlanmıştır. Daha sonra CPL yük gücü 0,09'nci saniyede 100W'tan 160W'a çıkartılmıştır. Ardından 0,1'nci saniyede CPL yük gücü 160W'tan 200W'a yükselmiştir. 0,11'nci saniyede ise CPL yük gücü başlangıç değeri olan 100W'a geri çekilmiştir.



Şekil 5.8 Senaryo 1 için CPL yük modeli

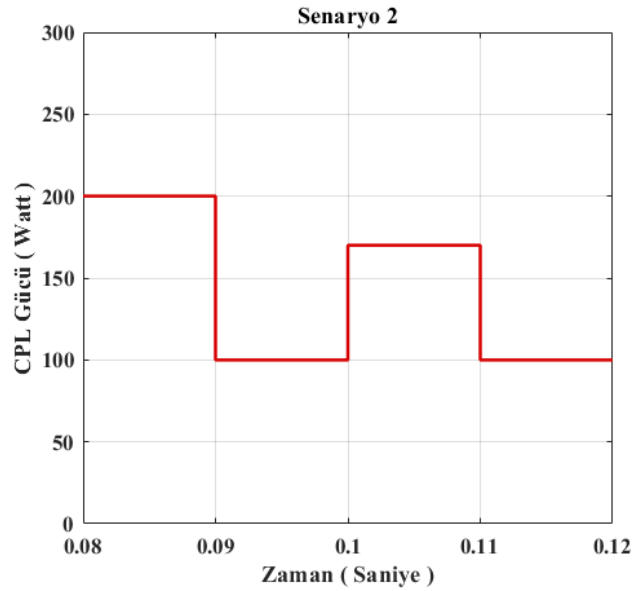
Üç kez gerçekleştirilen yük değişimleri anında DA bara gerilimi yaklaşık 2ms'lik bir yerleşme süresi ve %1'den daha az geçici gerilim sapması ile belirlediğimiz referans gerilim değeri olan 100V'a oturduğu ve kararlı bir şekilde çalıştığı Şekil 5.9'de açıkça gözükmektedir. Bununla birlikte CPL güç arttırımından farklı olarak güç çekilmesi esnasında gerilimin oturma hızı çok daha iyi olduğu şekilden gözükmektedir.



Şekil 5.9 Senaryo 1 için yükseltici dönüştürücü DA bara gerilimi tepkisi

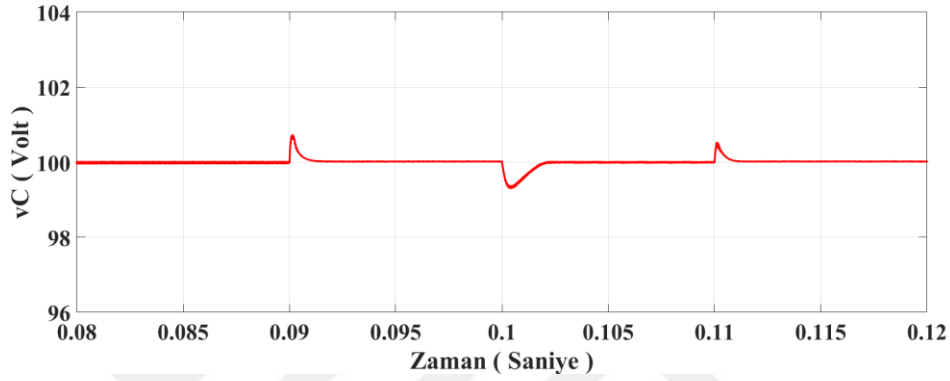
5.5.2 Senaryo 2

İkinci senaryoda, CPL yük değişimi ile birlikte tasarlanan kontrolcünün DA bara gerilim tepkisinden elde edilen benzetim sonuçları Şekil 5.10 ve Şekil 5.11'de verilmiştir. Başlangıçta CPL DA baraya 200W'lık bir yük değeri ile, eşit değerde omik yük 200W'lık bir güç değeri ile bağlanmıştır. Daha sonrasında ise CPL yük gücü 0,09'nci saniyede 200W'tan 100W'a düşürülmüştür. Ardından 0,1'nci saniyede CPL yük gücü 100W'tan 160W'a yükselmiştir. Ardından 0,11'nci saniyede CPL yük gücü başlangıç değeri olan 100W'a geri çekilmiştir.



Şekil 5.10 Senaryo 2 için CPL yük modeli

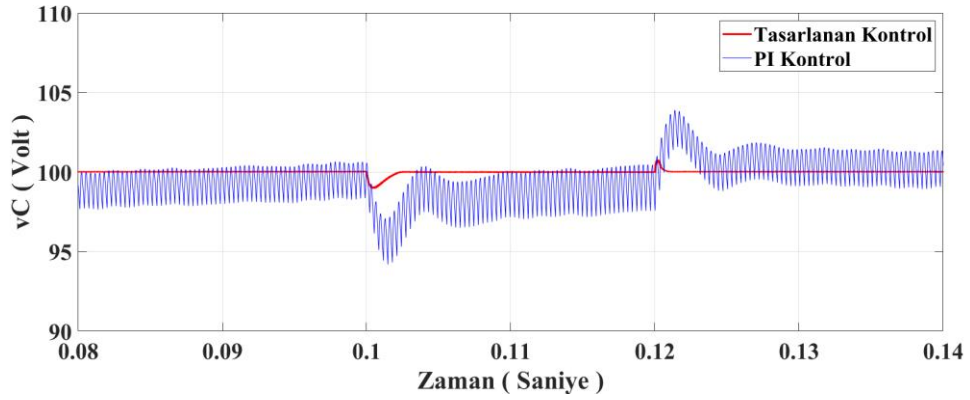
Şekil 5.10’ da gösterilen CPL yük gücü değişiklikleri anında DA bara gerilimi Senaryo 1’dekine benzer şekilde 2ms’lik bir yerleşme süresi ve %1’den daha az geçici gerilim sapması ile referans gerim değeri olan 100V’a oturduğu ve kararlı bir şekilde çalıştığı Şekil 5.11’de açıkça gözükmemektedir. Bu gözlem, önerilen kontrolörün CPL ’nin yük geçişleri sırasında yumuşak geçişler ve hassas gerilim takip sağladığını kanıtlamaktadır.



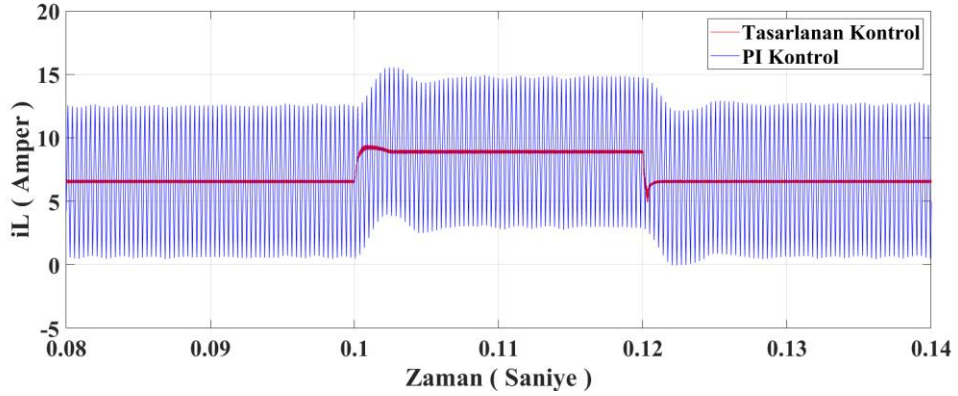
Şekil 5.11 Senaryo 1 için yükseltici dönüştürücü DA bara gerilimi tepkisi

5.5.3 Karşılaştırmalı benzetim sonuçları

Önerilen kontrolörün çeşitli CPL yükleri altındaki kararlılığını geleneksel PI kontrolörle karşılaştırmalı olarak değerlendirmek için bir analizde gerçekleştirildi. Şekil 5.12 ve Şekil 5.13’de bu analizin sonuçlarını göstermektedir. CPL her iki kontrol cihazı için de 0,1’nci saniye içinde 100 W’tan 200 W’a güç artışı gerçekleştirildi. Sonuçlar görüleceği gibi her iki sistemin de kararlı olduğunu, önerilen kontrolörün geçiş sırasında daha düşük bir gerilim salınımı sergilediğini ve PI kontrolörle karşılaştırıldığında önemli ölçüde daha iyi bir oturma süresi sergilediğini göstermekte. Ayrıca, CPL 0,12’nci saniyede 200 W’tan 100 W’a tekrar düşürüldüğünde PI kontrolör altındaki sistem çok yüksek salımlarla çalışmaya devam ederken, önerilen kontrolör altındaki sistem düzgün dinamiklerle stabil kalmıştır. Sonuç olarak, önerilen kontrolör, CPL yük değişiklikleri altında kararlı çalışma ile düzgün ve doğru gerilim izleme sağlarken, geleneksel PI kontrolör çok yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle, önerilen kontrolör üstün sinyal kararlılığı avantajına sahiptir.



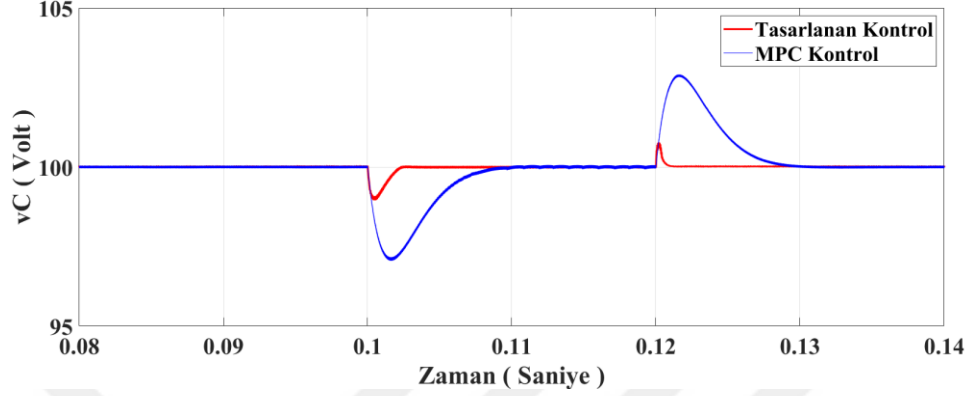
Şekil 5.12 Öğrenme tabanlı kontrol ve geleneksel PI kontrol karşılaştırılması, DA bara gerilimi tepkisi



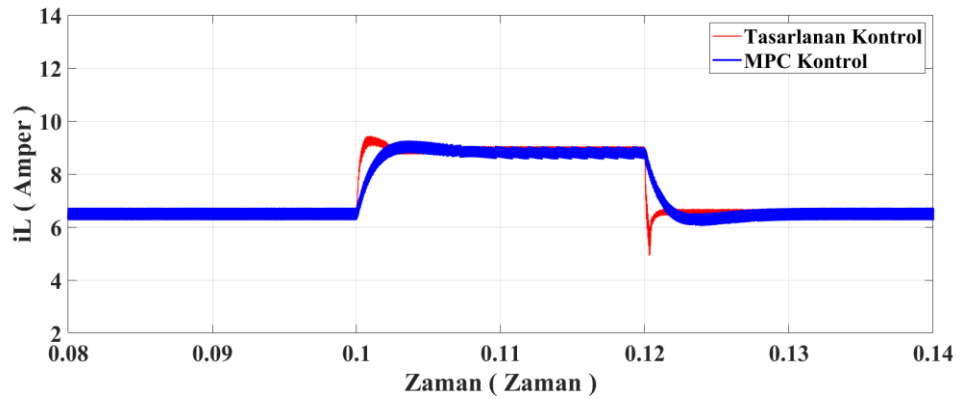
Şekil 5.13 Öğrenme tabanlı kontrol ve geleneksel PI kontrol karşılaştırılması, yükseltici dönüştürücü bobin akımı tepkisi

Önerilen kontrolörün performansını nominal bir MPC kontrol cihazıyla karşılaştırmak için benzetimler gerçekleştirilip, sonuçlar Şekil 5.14 ve Şekil 5.15’de ayrıntılı bir şekilde verilmiştir. Benzetimlerin karşılaştırma analizlerinde 50V nominal giriş gerilimi ile gerçekleştirildiğine dikkat etmek önemlidir. Şekil 5.9 ve 5.10’da görüleceği üzere CPL’nin gücü bir önceki karşılaştırılmalı analiz ile aynı şekilde 100W’tan 200W’a çıkarılmasına rağmen sistemin kararlı kalabildiğini açık bir şekilde göstermektedir. Bununla birlikte, geçiş sırasında önerilen kontrolör yaklaşık 1V’luk bir gerilim düşüşü sergilerken, buna karşılık MPC kontrolör 2.5V’luk yani %150 daha fazla bir gerilim salınımı sergiledi. Aynı şekilde, CPL gücü 0,12’nci saniyede 200W’tan tekrardan 100W’a düştüğünde MPC kontrolör, CPL artışı sırasında gözlemlenene benzer bir yanıt sergiledi. Bunun aksine, önerilen kontrolör düzgün dinamiklerle daha hızlı referans gerilime oturarak kararlı kaldı. Sonuç olarak, nominal

MPC denetleyicisi, öğrenme tabanlı tasarlanan denetleyiciye karşılaştırıldığında önemli ölçüde daha düşük performans sergilediği açık bir şekilde gözükmemektedir.



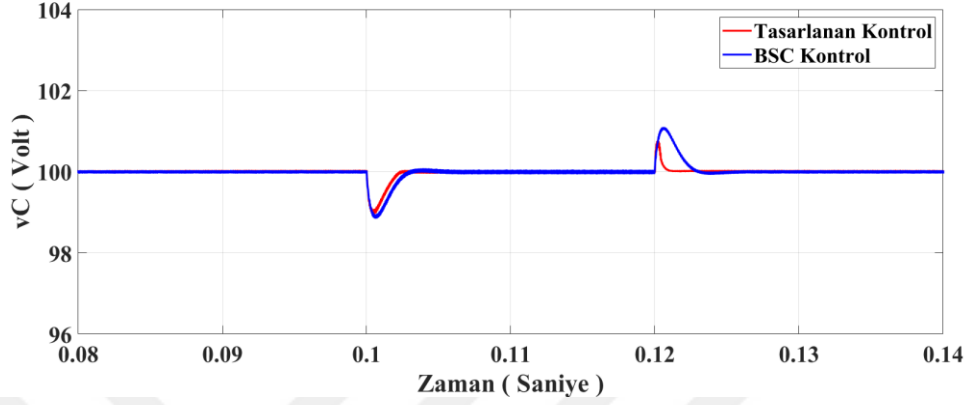
Şekil 5.14 Öğrenme tabanlı kontrol ve MPC kontrol karşılaştırılması, DA bara gerilimi tepkisi



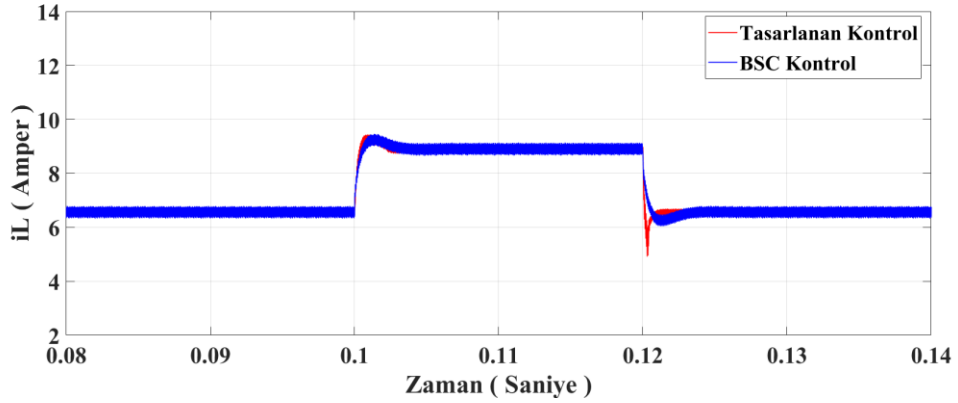
Şekil 5.15 Öğrenme tabanlı kontrol ve MPC kontrol karşılaştırılması, yükseltici dönüştürücü bobin akımı tepkisi

Minimum salınım ve hızlı oturma süresi ile tanımlayacağımız, tasarlanan öğrenme tabanlı kontrolörü performansını karşılaştırmak amacıyla, doğrusal olmayan BSC kontrolör ile de bir karşılaştırma gerçekleştirildi. Bu benzetim karşılaştırmasının sonuçları Şekil 5.16 ve Şekil 5.17'de gösterilmektedir. BSC kontrolör literatürde, CPL yük karşısında, hızlı dinamikler ve hassas izleme ile stabilize etme yeteneğiyle sahip olmasıyla bilinmektedir. Benzetimde CPL gücü bir önceki karşılaştırmada olduğu gibi 0,1'nci saniyede 100 W'tan 200 W'a hızla bir şekilde yükseldi ve daha sonra 0,12'nci saniyede CPL gücü 100 W'a geri çekildi. Sonuçlardan, her iki kontrolörün de CPL karşısında hızlı dinamikler ve doğru izleme ile DA bara gerilimini takip edebildiği açıkça görülmektedir. Ancak önerilen öğrenme tabanlı kontrolör, daha düşük bir

gerilim salınımı ve geçişler sırasında akım aşımını en aza indirme yeteneği nedeniyle BSC kontrolden daha iyi bir performans sergilemiştir. Bu özellikler, CPL yük geçişleri esnasında önerilen kontrolü öne geçirmektedir.



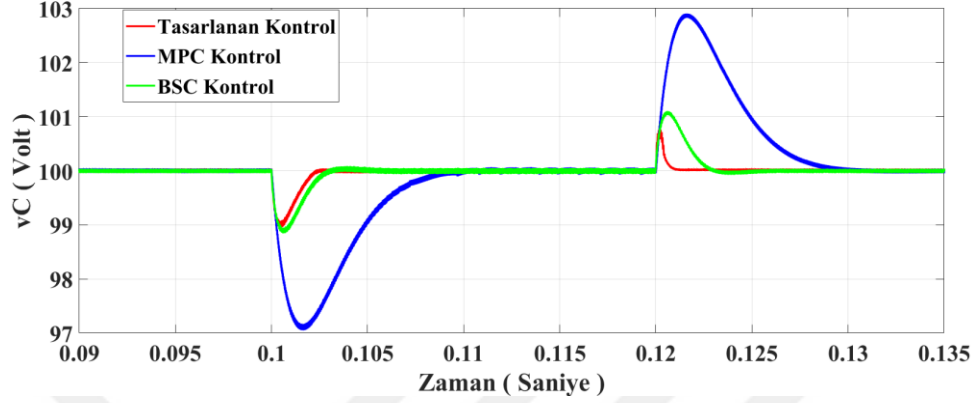
Şekil 5.16 Öğrenme tabanlı kontrol ve BSC kontrol karşılaştırılması, DA bara gerilimi tepkisi



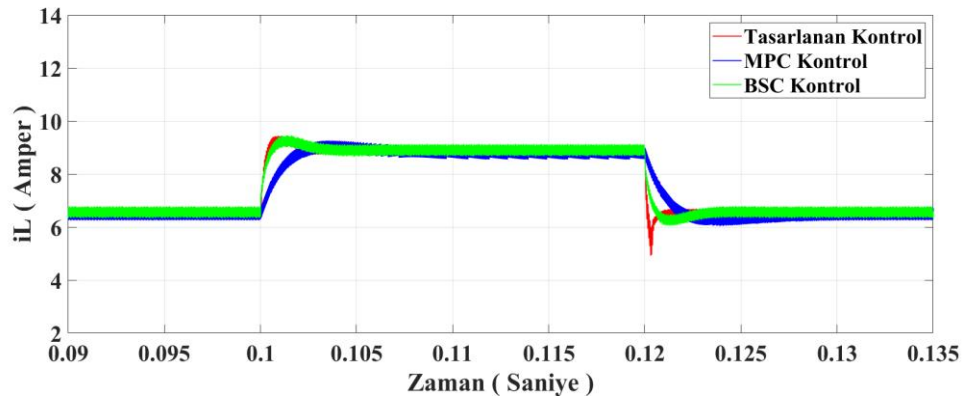
Şekil 5.17 Öğrenme tabanlı kontrol ve BSC kontrol karşılaştırılması, yükseltici dönüştürücü bobin akımı tepkisi

Tasarlanan öğrenme tabanlı kontrolör ile doğrusal olmayan kontrol yöntemleri olan MPC ve BSC kontrollerin üçünün beraber olarak performans karşılaştırma sonuçları Şekil 5.18 ve Şekil 5.19’de sunulmaktadır. Ancak geleneksel PI kontrolörün sonuçlarından alınan değerler önerilen kontrole göre çok kötü olmasından dolayı bu karşılaştırmada yer verilmemiştir. DA bara gerilimi ve bobin akımını gösteren Şekil 5.18 ve Şekil 5.19’ e bakıldığında, tasarlanan öğrenme tabanlı kontrolörün BSC ve MPC kontrollere göre hem oturma süresi hem geçici durum gerilim salınımının çok daha iyi olduğu açıkça gözükmemektedir. Öğrenme tabanlı kontrol tasarımında

kullandığımız verileri elde ettiğimiz BSC kontrolörün, CPL yük değişimi esnasında MPC kontrolöre göre daha iyi sonuçlar verdiği şekillerden anlaşılmaktadır.



Şekil 5.18 Öğrenme tabanlı kontrol, BSC ve MPC kontrollerin karşılaştırılması, DA bara gerilimi tepkisi



Şekil 5.19 Öğrenme tabanlı kontrol, BSC ve MPC kontrollerin karşılaştırılması, yükseltici dönüştürücü bobin akımı tepkisi

Öğrenme tabanlı tasarlanan kontrolörün aşma ve yerleşme süresi açısından hem MPC hem de BSC kontrolörlerinden daha iyi performans gösterdiğini Tablo 5.2’de ayrıntılı bir şekilde gösterilmektedir. Tabloda görüleceği gibi tasarlanan kontrolcünün ilk olarak CPL güç yükseltimi esnasında verdiği tepki 2,4 ms oturma süresi ve 0,99V bir aşma gerilimine karşılık bu değerler MPC ve BSC için sırasıyla 10ms, 5ms oturma süresi ve 2,48V, 1,15V aşma gerilimi olarak gerçekleşmiştir. Daha sonrasında CPL güç düşürüldüğü andaki tepkileri incelendiğinde ise, tasarlanan kontrol 1,1ms oturma süresi ve 0,76V’luk bir düşüş gerilime karşılık MPC ve BSC kontrolde CPL güç düşüşü esnasında bu kritik değerler sırasıyla 10ms, 5,23ms oturma süreleriyle 2,85V,

1,06V'luk düşüş gerilimi sergilemişlerdir. Bu bulgular, tasarlanan öğrenme tabanlı kontrolörün sunduğu gerilim regülasyonu üstünlüğüne dair daha fazla bilgi ve kanıt vermektedir.

Tablo 5.2 CPL yük değişimlerine karşı, tasarlanan kontrol, BSC ve MPC kontrollerin ayrıntılı analizi

Kontrolörler	Oturma Zamanı (0.1ms)	Oturma Zamanı (0.12ms)	Aşma Gerilimi (0.1ms)	Aşma Gerilimi (0.12ms)
Tasarlanan Kontrol	2,4ms	1,1ms	0,99V (%0.99)	0,76V (%0.76)
MPC Kontrol	10ms	10ms	2,48V (%2,48)	2,85V (%2,85)
BSC Kontrol	5ms	5.23ms	1,15V (%1,15)	1,06V (%1,06)

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tezin amacı, ana şebekeye bağımlı olmaksızın otonom olarak işlev görebilen DA mikro şebekelerde DA bara geriliminin düzenlenmesi ve kontrolüdür. Bu bölümde, çalışmaya ilişkin önemli sonuçlar ve öneriler verilmiştir.

Yaptığımız tez çalışması ile, negatif empedans özellikli CPL yüke sahip DA/DA yükselten dönüştürücülerin çıkış gerilimlerini kontrol etmeye yönelik yeni bir yaklaşım sunan öğrenme tabanlı doğrusal olmayan kontrolör kullanılmıştır. Bu amaç doğrultusunda, başlangıçta sistem modeli uyarlanabilir BSC kontrolün tasarımına yönelik sistemin matematiksel modeli kontrol edilebilir kanonik forma dönüştürülür. Hassas gerilim takibi sağlamak amacıyla yük gücünün takibi ve değerlendirilmesi için NDO metodolojisi ile hassas güç izlemesi yapılır. Bu sayede CPL güç değişiminin takibi dinamik bir şekilde gerçekleştirilir. Daha sonrasında YSA, uyarlanabilir BSC kontrolünden elde edilen veriler kullanılarak eğitilir.

Yaklaşımımız YSA algoritmasının çevrimdışı eğitimini içermektedir. Bu çevrimdışı eğitim metodolojisi, kapsamlı çevrimiçi hesaplamalar ve zahmetli karışık parametre ayarlamaları ihtiyacını ortadan kaldırarak uygulamanın pratikliğini ve verimliliğini artırır. YSA mimarisi 5 nöronlu giriş katmanı, 10 nöronlu gizli katman ve tek nöronlu çıkış katmanından oluşmaktadır. 160.000 veri satırı içeren toplam veri setinin %70'i eğitime, %15'i doğrulamaya ve geri kalan %15'i ise teste ayrılır. Sinir ağı modelinin eğitimi, Ölçekli Eşlenik Gradyan (SCG) algoritması ile geri yayılımın spesifik bir çeşidi olan Levenberg-Marquardt algoritması kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tasarlanan yöntem, hızlı tepki, azaltılmış salınım ve yüksek güvenilirlik toleransı dahil olmak üzere çeşitli faydalar sunar. Bu faydalar, gerçek zamanlı olarak yüksek doğruluk sergileyen, iyi eğitilmiş YSA kullanılmasıyla elde edilir. Bu tür olumlu etkiler sistemin genel olarak iyileştirilmesine önemli ölçüde katkıda bulunur.

Tasarımını gerçekleştirdiğimiz bu kompozit kontrolör, optimum hassasiyete sahip parametreleri içeren bir tasarımıdır. Önerilen yaklaşım, CPL güç değişimlerine ve sistem belirsizliklerine karşı güçlü bir dayanıklılık sergilerken, doğru gerilim izleme kararlılığı sunar. Ayrıca, bu kontrolör tasarım prosedürü diğer (düşüren, düşüren-

yükselten) DA/DA dönüştürücüleri stabilize etmek için de uygulanabilir. Önerilen kontrolörün etkinliğini doğrulamak için kapsamlı bir benzetim ve karşılaştırma çalışması gerçekleştirilmiştir.

Mevcut tez çalışmasında, bağımsız DA mikro şebekeleri için öğrenme tabanlı DA bara gerilim regülasyonu ve geleneksel PI kontrolü arasında yapılan karşılaştırmalı benzetim çalışmalarının sonuçları aşağıda belirtilmiştir.

- Her iki sistemin de kararlı olduğu ancak önerilen kontrolörün CPL güç değişimleri sırasında düşük bir gerilim salınımı sergilediği ve PI kontrolörle karşılaştırıldığında önemli ölçüde daha iyi bir oturma süresi sergilediği sonuçlarından görünmektedir.
- Bununla birlikte, CPL güç değişimlerinde PI kontrolör altındaki sistem çok yüksek salımlarla çalışmaya devam ederken, önerilen kontrolör altındaki sistem çok daha küçük salınımlarla kararlı kalmaktadır.

Sonuç olarak, önerilen kontrolör, PI kontrolüne göre üstün sinyal kararlılığı avantajına sahiptir.

Mevcut tez çalışmasında, bağımsız DA mikro şebekeleri için öğrenme tabanlı DA bara gerilim regülasyonu kontrolü ve literatürde sıklıkla kullanılan MPC kontrol arasında yapılan karşılaştırmalı benzetim çalışmalarında elde edilen sonuçlar aşağıda belirtildiği gibidir.

- CPL'nin gücü bir önceki karşılaştırmalı analiz ile aynı şekilde 100W'tan 200W'a çıkarılması anında, önerilen kontrolör yaklaşık 1V'luk bir gerilim düşüşü sergilerken; buna karşılık MPC kontrolörü 2,5V'luk, yani %150 daha fazla bir gerilim salınımı sergiledi.
- Ayrıca, CPL gücü 0,12'nci saniyede 200W'tan tekrar 100W'a düştüğünde, önerilen kontrolör, MPC kontrolörü karşısında CPL güç artışındakine benzer bir sonuç sergiledi.

Sonuç olarak, nominal MPC denetleyicisi, öğrenme tabanlı tasarlanan denetleyiciye karşılaştırıldığında önemli ölçüde daha düşük performans sergilediği açık bir şekilde görülmektedir.

Mevcut tez çalışmasında, bağımsız DA mikro şebekeleri için öğrenme tabanlı DA bara gerilim regülasyonu ve kontrolü ile uyarlamalı BSC kontrol arasında yapılan karşılaştırmalı benzetim çalışmalarında elde edilen sonuçlar aşağıda belirtildiği gibidir.

- Karşılaştırmalı yapılan benzetim çalışmasında, CPL gücü bir önceki karşılaştırmada olduğu gibi 0,1'nci saniyede 100 W'tan 200 W'a hızla bir şekilde yükseldi ve daha sonra 0,12'nci saniyede CPL gücü 100 W'a geri çekildi. Sonuçlardan, her iki kontrolörün de CPL karşısında hızlı dinamikler ve doğru izleme ile DA bara gerilimini takip edebildiği açıkça görülmektedir. Ancak, önerilen öğrenme tabanlı kontrolör, daha düşük bir gerilim salınımı ve geçişler sırasında akım aşımını en aza indirme yeteneği nedeniyle BSC kontrolünden daha iyi bir performans sergilemiştir.

Sonuç olarak, bu özellikler tasarlanan kontrolcünün CPL yük geçişleri esnasında hem dinamik cevap hem de akım ve gerilim aşımaları durumunda uyarmalı BSC kontrolcünün önüne geçirmektedir.

Özetle, tasarlanan kontrolör; gerilim izleme, sinyal kararlılığı ve belirsizliklere karşı güçlü sağlamlık gibi çeşitli avantajlar sunmaktadır. Doğrusal PI denetleyiciyle karşılaştırıldığında, önerilen denetleyici açıkça güç değişimleri esnasında sağlam bir sinyal kararlılığı gösterir. Ayrıca, önerilen kontrolör, nominal bir MPC denetleyiciyle karşılaştırıldığında, hem gerilim aşımı hem dinamik cevap açısından çok daha iyi cevaplar verebilmektedir. Son olarak, NDO ile beraber çalışan uyarlamalı BSC kontrol karşısında, öğrenme tabanlı kontrolör; yumuşak geçişlerle optimize edilmiş performans sergiler. Bu da daha azaltılmış aşma, salınım ve daha iyi bir yerleşme süresini beraberinde getirmektedir.

Tasarlanan kontrolcünün bazı sınırlamaları olabilir. İlk olarak, diğer doğrusal olmayan tekniklere benzer şekilde, önerilen yaklaşımın kalibrasyonu, istenen dinamik davranışı elde etmek için deneme yanılma yoluyla kazanılan pratik deneyime dayanır. NDO ile ilgili l_1 ve l_2 parametrelerine ince ayar yapıldıktan sonra d_1 ve d_1 kontrol kazançları, optimum performansı elde etmek için optimum şekilde elde edilir.

Gelecekteki çalışmalarımızda, bu metodolojinin kapsamını ek dönüştürücü topolojileri içerecek şekilde genişletmeyi ve tasarımı daha kapsamlı bir strateji haline getirmeyi amaçlıyoruz. Bununla birlikte öğrenme tabanlı kontrolcünün tasarımında kullanılan NDO güç tahmincisi kazanç parametrelerinin deneme yanılma yöntemi yerine, meta sezgisel algoritmalar aracılığı ile optimize edip daha iyi sonuçlar alınabileceği planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] “International Energy Outlook 2024”, [Online]. Available: <https://www.eiu.com/n/solutions/viewpoint/country-analysis/>
- [2] O. Candra, A. Chammam, J. R. N. Alvarez, I. Muda, and H. Ş. Aybar, “The Impact of Renewable Energy Sources on the Sustainable Development of the Economy and Greenhouse Gas Emissions,” *Sustainability*, vol. 15, no. 3, p. 2104, Jan. 2023, doi: 10.3390/su15032104.
- [3] E. I. Ogunwale and S. Krishnamurthy, “An Economic Feasibility Study for Off-Grid Hybrid Renewable Energy Resources,” in *2023 31st Southern African Universities Power Engineering Conference (SAUPEC)*, IEEE, Jan. 2023, pp. 1–7. doi: 10.1109/SAUPEC57889.2023.10057767.
- [4] P. Moriarty and D. Honnery, “Can renewable energy power the future?,” *Energy Policy*, vol. 93, pp. 3–7, 2016, doi: 10.1016/j.enpol.2016.02.051.
- [5] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.833453.
- [6] M. S. Ibrahim, W. Dong, and Q. Yang, “Machine learning driven smart electric power systems: Current trends and new perspectives,” *Appl. Energy*, vol. 272, no. February, p. 115237, 2020, doi: 10.1016/j.apenergy.2020.115237.
- [7] N. Shaukat *et al.*, “A survey on consumers empowerment, communication technologies, and renewable generation penetration within Smart Grid,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, no. April 2017. Elsevier Ltd, pp. 1453–1475, 2018. doi: 10.1016/j.rser.2017.05.208.
- [8] O. Majeed Butt, M. Zulqarnain, and T. Majeed Butt, “Recent advancement in smart grid technology: Future prospects in the electrical power network,” *Ain Shams Eng. J.*, vol. 12, no. 1, pp. 687–695, 2021, doi: 10.1016/j.asej.2020.05.004.
- [9] S. Aslam, H. Herodotou, S. M. Mohsin, N. Javaid, N. Ashraf, and S. Aslam, “A survey on deep learning methods for power load and renewable energy forecasting in smart microgrids,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 144, no. August 2020. Elsevier Ltd, p. 110992, 2021. doi: 10.1016/j.rser.2021.110992.
- [10] N. Nikmehr, S. Najafi-Ravadanegh, and A. Khodaei, “Probabilistic optimal scheduling of networked microgrids considering time-based demand response programs under uncertainty,” *Appl. Energy*, vol. 198, pp. 267–279, 2017, doi: 10.1016/j.apenergy.2017.04.071.
- [11] A. Cagnano, E. De Tuglie, and P. Mancarella, “Microgrids: Overview and guidelines for practical implementations and operation,” *Appl. Energy*, vol. 258, no. October 2019, p. 114039, 2020, doi: 10.1016/j.apenergy.2019.114039.
- [12] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in AC microgrids,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2199334.

- [13] H. Han, X. Hou, J. Yang, J. Wu, M. Su, and J. M. Guerrero, "Review of power sharing control strategies for islanding operation of AC microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 7, no. 1, pp. 200–215, 2016, doi: 10.1109/TSG.2015.2434849.
- [14] M. A. Mahmud, M. J. Hossain, H. R. Pota, and A. M. T. Oo, "Robust nonlinear distributed controller design for active and reactive power sharing in islanded microgrids," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 4, pp. 893–903, 2014, doi: 10.1109/TEC.2014.2362763.
- [15] Y. Zhang, N. Gatsis, and G. B. Giannakis, "Robust energy management for microgrids with high-penetration renewables," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 4, pp. 944–953, 2013, doi: 10.1109/TSTE.2013.2255135.
- [16] T. L. Vandoorn, J. C. Vasquez, J. De Kooning, J. M. Guerrero, and L. Vandevelde, "Microgrids: Hierarchical control and an overview of the control and reserve management strategies," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 7, no. 4, pp. 42–55, 2013, doi: 10.1109/MIE.2013.2279306.
- [17] V. N. Sewdien *et al.*, "Effects of Increasing Power Electronics on System Stability: Results from MIGRATE Questionnaire," *Proc. Conf. Ind. Commer. Use Energy, ICUE*, vol. 2018-Octob, no. October, pp. 1–9, 2019, doi: 10.23919/ICUE-GESD.2018.8635602.
- [18] W. C. Yeh, "Multistate network reliability evaluation under the maintenance cost constraint," *Int. J. Prod. Econ.*, vol. 88, no. 1, pp. 73–83, 2004, doi: 10.1016/S0925-5273(03)00180-4.
- [19] T. Kamal, S. Z. Hassan, H. Li, S. Mumtaz, and L. Khan, "Energy management and control of grid-connected wind/fuel cell/battery Hybrid Renewable Energy System," *2016 Int. Conf. Intell. Syst. Eng. ICISE 2016*, pp. 161–166, 2016, doi: 10.1109/INTELSE.2016.7475114.
- [20] T. Ma, M. H. Cintuglu, and O. Mohammed, "Control of hybrid AC/DC microgrid involving energy storage, renewable energy and pulsed loads," *IEEE Ind. Appl. Soc. - 51st Annu. Meet. IAS 2015, Conf. Rec.*, pp. 1–8, 2015, doi: 10.1109/IAS.2015.7356857.
- [21] M. Castillo-Cagigal, A. Gutiérrez, F. Monasterio-Huelin, E. Caamaño-Martín, D. Masa, and J. Jiménez-Leube, "A semi-distributed electric demand-side management system with PV generation for self-consumption enhancement," *Energy Convers. Manag.*, vol. 52, no. 7, pp. 2659–2666, 2011, doi: 10.1016/j.enconman.2011.01.017.
- [22] H. Lotfi and A. Khodaei, "AC versus DC microgrid planning," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, no. 1, pp. 296–304, 2017, doi: 10.1109/TSG.2015.2457910.
- [23] A. Frances, R. Asensi, O. Garcia, R. Prieto, and J. Uceda, "Modeling electronic power converters in smart dc microgrids - An overview," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 6274–6287, 2018, doi: 10.1109/TSG.2017.2707345.
- [24] B. Liang *et al.*, "Coordination control of hybrid AC/DC microgrid," *J. Eng.*, vol. 2019, no. 16, pp. 3264–3269, 2019, doi: 10.1049/joe.2018.8505.

- [25] H. Cai, J. Xiang, and W. Wei, "Decentralized Coordination Control of Multiple Photovoltaic Sources for DC Bus Voltage Regulating and Power Sharing," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 7, pp. 5601–5610, 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2779412.
- [26] U. Manandhar *et al.*, "Energy management and control for grid connected hybrid energy storage system under different operating modes," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 10, no. 2, pp. 1626–1636, 2019, doi: 10.1109/TSG.2017.2773643.
- [27] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, J. Van Roy, and J. Driesen, "Basic sensitivity analysis of conversion losses in a DC microgrid," *2012 Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. ICRERA 2012*, pp. 1–6, 2012, doi: 10.1109/ICRERA.2012.6477368.
- [28] H. J. Kim, J. W. Cho, W. J. Kim, Y. S. Choi, and S. H. Kim, "The basic dielectric characteristics of insulating materials for HTS DC cable system," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 26, no. 3, pp. 1–4, 2016, doi: 10.1109/TASC.2016.2528990.
- [29] M. Kermani, E. Shirdare, A. Najafi, B. Adelmanesh, D. L. Carni, and L. Martirano, "Optimal Operation of a real Power Hub based on PV/FC/GenSet/BESS and Demand Response under Uncertainty," *2020 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet. IAS 2020*, vol. 2020-Janua, 2020, doi: 10.1109/IAS44978.2020.9391570.
- [30] P. G. Arul and V. K. Ramachandaramurthy, "Mitigating techniques for the operational challenges of a standalone hybrid system integrating renewable energy sources," *Sustain. Energy Technol. Assessments*, vol. 22, pp. 18–24, 2017, doi: 10.1016/j.seta.2017.05.004.
- [31] S. O. Showers and A. K. Raji, "Benefits and Challenges of Energy Storage Technologies in High Penetration Renewable Energy Power Systems," *IEEE PES/IAS PowerAfrica Conf. Power Econ. Energy Innov. Africa, PowerAfrica 2019*, pp. 209–214, 2019, doi: 10.1109/PowerAfrica.2019.8928644.
- [32] M. Farhadi and O. Mohammed, "Energy Storage Technologies for High-Power Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 3, pp. 1953–1962, 2016, doi: 10.1109/TIA.2015.2511096.
- [33] J. Zhang, G. Zhang, T. Zhou, and S. Sun, "Recent Developments of Planar Micro-Supercapacitors: Fabrication, Properties, and Applications," *Adv. Funct. Mater.*, vol. 30, no. 19, pp. 1–21, 2020, doi: 10.1002/adfm.201910000.
- [34] A. Kwasinski and C. N. Onwuchekwa, "Dynamic behavior and stabilization of DC microgrids with instantaneous constant-power loads," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 822–834, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2091285.
- [35] Z. Liu, M. Su, Y. Sun, H. Han, X. Hou, and J. M. Guerrero, "Stability analysis of DC microgrids with constant power load under distributed control methods," *Automatica*, vol. 90, pp. 62–72, 2018, doi: 10.1016/j.automatica.2017.12.051.
- [36] R. A. Salas-Puente, S. Marzal, R. González-Medina, E. Figueres, and G. Garcera, "Power management of the DC bus connected converters in a hybrid

- AC/DC microgrid tied to the main grid,” *Energies*, vol. 11, no. 4, 2018, doi: 10.3390/en11040794.
- [37] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. De Vicuña, and M. Castilla, “Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids - A general approach toward standardization,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2066534.
 - [38] S. Agarwal, A. Swetapadma, C. Panigrahi, and A. Dasgupta, “Fault detection in direct current transmission lines using discrete fourier transform from single terminal current signals,” *2017 1st Int. Conf. Electron. Mater. Eng. Nano-Technology, IEMENTech 2017*, pp. 1–4, 2017, doi: 10.1109/IEMENTECH.2017.8076975.
 - [39] S. Agarwal, S. Islam, and S. Anand, “Dynamic droop gain adjustment for proportional power sharing in low voltage DC microgrid,” *IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. PEDES 2016*, vol. 2016-Janua, pp. 1–6, 2017, doi: 10.1109/PEDES.2016.7914314.
 - [40] S. Anand, B. G. Fernandes, and J. M. Guerrero, “Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low-voltage DC microgrids,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1900–1913, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2215055.
 - [41] A. Werth *et al.*, “Peer-to-Peer Control System for DC Microgrids,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 4, pp. 3667–3675, 2018, doi: 10.1109/TSG.2016.2638462.
 - [42] J. T. de Carvalho Neto, A. O. Salazar, and A. S. Lock, “An analog based control scheme applied in stand-alone photovoltaic systems for DC power distribution,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 110, no. May 2018, pp. 236–246, 2019, doi: 10.1016/j.rser.2019.04.067.
 - [43] A. Khaligh, “Realization of parasitics in stability of dc-dc converters loaded by constant power loads in advanced multiconverter automotive systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2295–2305, 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918395.
 - [44] D. Dong, F. Luo, X. Zhang, D. Boroyevich, and P. Mattavelli, “Grid-interface bidirectional converter for residential DC distribution systems - Part 2: AC and DC interface design with passive components minimization,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1667–1679, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2213614.
 - [45] D. Rabie, T. Senjyu, S. Alkhalaf, Y. S. Mohamed, and E. G. Shehata, “Study and analysis of voltage source converter control stability for HVDC system using different control techniques,” *Ain Shams Eng. J.*, vol. 12, no. 3, pp. 2763–2779, 2021, doi: 10.1016/j.asej.2020.12.013.
 - [46] N. Hou, Y. W. Li, and L. Ding, “The Simple Power-Based Modulation Methods for DAB-Based AC-DC Converter with Unfolder Concept,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2020-March, pp. 1878–1883, 2020, doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124084.

- [47] W. Rohouma, R. S. Balog, A. A. Peerzada, and M. M. Begovic, "D-STATCOM for harmonic mitigation in low voltage distribution network with high penetration of nonlinear loads," *Renew. Energy*, vol. 145, pp. 1449–1464, 2020, doi: 10.1016/j.renene.2019.05.134.
- [48] A. Zakariazadeh, O. Homaei, S. Jadid, and P. Siano, "A new approach for real time voltage control using demand response in an automated distribution system," *Appl. Energy*, vol. 117, pp. 157–166, 2014, doi: 10.1016/j.apenergy.2013.12.004.
- [49] O. Andres-Martinez, A. Flores-Tlacuahuac, O. F. Ruiz-Martinez, and J. C. Mayo-Maldonado, "Nonlinear Model Predictive Stabilization of DC-DC Boost Converters with Constant Power Loads," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 9, no. 1, pp. 822–830, 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.2964674.
- [50] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, J. C. Vasquez, R. Teodorescu, and L. Huang, "Hierarchical control of parallel AC-DC converter interfaces for hybrid microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 683–692, 2014, doi: 10.1109/TSG.2013.2272327.
- [51] H. R. Baghaee, M. Mirsalim, and G. B. Gharehpetian, "Power Calculation Using RBF Neural Networks to Improve Power Sharing of Hierarchical Control Scheme in Multi-DER Microgrids," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 4, pp. 1217–1225, 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2581762.
- [52] H. R. Baghaee, M. Mirsalim, G. B. Gharehpetan, and H. A. Talebi, "Nonlinear load sharing and voltage compensation of microgrids based on harmonic power-flow calculations using radial basis function neural networks," *IEEE Syst. J.*, vol. 12, no. 3, pp. 2749–2759, 2018, doi: 10.1109/JSYST.2016.2645165.
- [53] X. Chen, M. Shi, H. Sun, Y. Li, and H. He, "Distributed Cooperative Control and Stability Analysis of Multiple DC Electric Springs in a DC Microgrid," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 7, pp. 5611–5622, 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2779414.
- [54] P. Nahata, A. La Bella, R. Scattolini, and G. Ferrari-Trecate, "Hierarchical Control in Islanded DC Microgrids with Flexible Structures," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 29, no. 6, pp. 2379–2392, 2021, doi: 10.1109/TCST.2020.3038495.
- [55] N. Pragallapati, S. J. Ranade, and O. Lavrova, "Cyber Physical Implementation of Improved Distributed Secondary Control of DC Microgrid," *ICPEE 2021 - 2021 1st Int. Conf. Power Electron. Energy*, no. 3, 2021, doi: 10.1109/ICPEE50452.2021.9358705.
- [56] A. Aluko, E. Buraimoh, O. E. Oni, and I. E. Davidson, "Advanced Distributed Cooperative Secondary Control of Islanded DC Microgrids," *Energies*, vol. 15, no. 11, 2022, doi: 10.3390/en15113988.
- [57] J. Zhang, J. T. Csank, and J. F. Soeder, "Hierarchical control of distributed battery energy storage system in a DC microgrid," *2021 IEEE 4th Int. Conf. DC Microgrids, ICDCM 2021*, pp. 1–8, 2021, doi:

10.1109/ICDCM50975.2021.9504618.

- [58] M. A. Bianchi, I. G. Zurbriggen, F. Paz, and M. Ordóñez, "Improving DC Microgrid Dynamic Performance Using a Fast State-Plane-Based Source-End Controller," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 8, pp. 8062–8078, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2878383.
- [59] I. V. Bessa, R. L. P. Medeiros, I. V. Bessa, F. A. C. Ayres Junior, and K. E. Lucas, "Stabilization of DC Microgrids with Point-of-Load Converters as Constant Power Loads," *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electron. Conf. 5th IEEE South. Power Electron. Conf. COBEP/SPEC 2019*, pp. 1–6, 2019, doi: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065544.
- [60] D. J. Thrimawithana and U. K. Madawala, "Analysis of split-capacitor push-pull parallel-resonant converter in boost mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 359–368, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.911860.
- [61] X. Liu, Y. Zhou, W. Zhang, and S. Ma, "Stability criteria for constant power loads with multistage LC filters," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 5, pp. 2042–2049, 2011, doi: 10.1109/TVT.2011.2148133.
- [62] V. Grigore, J. Hatonen, J. Kyyra, and T. Suntio, "Dynamics of a buck converter with a constant power load," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, pp. 72–78, 1998, doi: 10.1109/PESC.1998.701881.
- [63] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, and G. A. Williamson, "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 4, pp. 1112–1125, 2006, doi: 10.1109/TVT.2006.877483.
- [64] A. M. Rahimi and A. Emadi, "Discontinuous-conduction mode DC/DC converters feeding constant-power loads," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 4, pp. 1318–1329, 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2029514.
- [65] M. Wu and D. D. C. Lu, "A Novel Stabilization Method of LC Input Filter with Constant Power Loads Without Load Performance Compromise in DC Microgrids," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4552–4562, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2367005.
- [66] W. Wu *et al.*, "A Virtual Inertia Control Strategy for DC Microgrids Analogized with Virtual Synchronous Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 7, pp. 6005–6016, 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2645898.
- [67] S. Liu, P. Su, and L. Zhang, "A virtual negative inductor stabilizing strategy for DC microgrid with constant power loads," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 59728–59741, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2874201.
- [68] M. Jami, Q. Shafiee, and H. Bevrani, "Dynamic Improvement of DC Microgrids Using a Dual Approach Based on Virtual Inertia," *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, vol. 10, no. 3, pp. 667–677, 2022, doi: 10.35833/MPCE.2020.000343.
- [69] M. Wu and D. D. C. Lu, "Adding virtual resistance in source side converters for stabilization of cascaded connected two stage converter systems with constant

- power loads in DC microgrids,” *2014 Int. Power Electron. Conf. IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014*, pp. 3553–3556, 2014, doi: 10.1109/IPEC.2014.6870007.
- [70] T. Dragičević, “Dynamic Stabilization of DC Microgrids with Predictive Control of Point-of-Load Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 12, pp. 10872–10884, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2801886.
 - [71] K. F. Krommydas and A. T. Alexandridis, “Design and passivity-based stability analysis of a PI current-mode controller for dc/dc boost converters,” *Proc. Am. Control Conf.*, pp. 5067–5072, 2014, doi: 10.1109/ACC.2014.6859156.
 - [72] J. A. Morales-Saldaña, R. Loera-Palomo, and E. Palacios-Hernández, “Parameters selection criteria of proportional-integral controller for a quadratic buck converter,” *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 6, pp. 1527–1535, 2014, doi: 10.1049/iet-pel.2013.0343.
 - [73] H. El Fadil and F. Giri, “Backstepping based control of PWM DC-DC boost power converters,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 395–400, 2007, doi: 10.1109/ISIE.2007.4374630.
 - [74] S. Singh, D. Fulwani, and V. Kumar, “Robust sliding-mode control of dc/dc boost converter feeding a constant power load,” *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 7, pp. 1230–1237, 2015, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0534.
 - [75] Y. Li, S. Member, S. Sahoo, and T. Dragičević, “Stability Oriented Design of Model Predictive Control for DC / DC Boost Converter,” 2023.
 - [76] G. Ma, B. Wang, D. Xu, and L. Zhang, “Switching control strategy based on non-singular terminal sliding mode for buck converter in auxiliary energy source,” *Energy Procedia*, vol. 145, pp. 139–144, 2018, doi: 10.1016/j.egypro.2018.04.023.
 - [77] N. Chettibi, A. Mellit, G. Sulligoi, and A. Massi Pavan, “Adaptive Neural Network-Based Control of a Hybrid AC/DC Microgrid,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 3, pp. 1667–1679, 2018, doi: 10.1109/TSG.2016.2597006.
 - [78] S. Zhuo, A. Gaillard, L. Guo, L. Xu, D. Paire, and F. Gao, “Active Disturbance Rejection Voltage Control of a Floating Interleaved DC-DC Boost Converter with Switch Fault Consideration,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 12, pp. 12396–12406, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2905897.
 - [79] Q. Xu, W. Jiang, F. Blaabjerg, C. Zhang, X. Zhang, and T. Fernando, “Backstepping Control for Large Signal Stability of High Boost Ratio Interleaved Converter Interfaced DC Microgrids with Constant Power Loads,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 5, pp. 5397–5407, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2943889.
 - [80] Q. Xu, Y. Yan, C. Zhang, T. Dragicevic, and F. Blaabjerg, “An Offset-Free Composite Model Predictive Control Strategy for DC/DC Buck Converter Feeding Constant Power Loads,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 5, pp. 5331–5342, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2941714.
 - [81] M. Hassan, C. L. Su, F. Z. Chen, and K. Y. Lo, “Adaptive Passivity-Based

Control of a DC-DC Boost Power Converter Supplying Constant Power and Constant Voltage Loads,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 6, pp. 6204–6214, 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3086723.

- [82] I. Rai, A. Rajendran, A. Lashab, and J. M. Guerrero, “Nonlinear adaptive controller design to stabilize constant power loads connected-DC microgrid using disturbance accommodation technique,” *Electr. Eng.*, pp. 0–16, 2023, doi: 10.1007/s00202-023-01982-5.
- [83] N. Sarrafan *et al.*, “A Novel Fast Fixed-Time Backstepping Control of DC Microgrids Feeding Constant Power Loads,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 6, pp. 5917–5926, 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3192669.
- [84] H. S. Khan, I. S. Mohamed, K. Kauhaniemi, and L. Liu, “Artificial Neural Network-Based Voltage Control of DC/DC Converter for DC Microgrid Applications,” *2021 6th IEEE Work. Electron. Grid, eGRID 2021*, pp. 1–6, 2021, doi: 10.1109/eGRID52793.2021.9662132.
- [85] H. Sorouri, M. Sedighzadeh, A. Oshnoei, and R. Khezri, “An intelligent adaptive control of DC–DC power buck converters,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 141, no. July 2021, 2022, doi: 10.1016/j.ijepes.2022.108099.
- [86] A. Bakeer, I. S. Mohamed, P. B. Malidarreh, I. Hattabi, and L. Liu, “An Artificial Neural Network-Based Model Predictive Control for Three-Phase Flying Capacitor Multilevel Inverter,” *IEEE Access*, vol. 10, no. July, pp. 70305–70316, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3187996.
- [87] B. Huangfu, C. Cui, C. Zhang, and L. Xu, “Learning-Based Optimal Large-Signal Stabilization for DC/DC Boost Converters feeding CPLs via Deep Reinforcement Learning,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. PP, p. 1, 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3189078.
- [88] X. Meng, Y. Jia, Q. Xu, C. Ren, X. Han, and P. Wang, “A Novel Intelligent Nonlinear Controller for Dual Active Bridge Converter With Constant Power Loads,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 3, pp. 2887–2896, 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3170608.
- [89] R. D. G. Zlwk, H. Lq, H. M. Tehrani, A. Frances, R. Asensi, and J. Uceda, “\$ & Rpsdulvrq Ri 6Wdelolw \ \$ Qdo \ Vlv Ri & Rqvwdqw,” *2018 7th Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl.*, vol. 5, pp. 487–493.
- [90] J. Pereda and J. Dixon, “Cascaded multilevel converters: Optimal asymmetries and floating capacitor control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 11, pp. 4784–4793, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2219834.
- [91] M. U. Iftikhar, D. Sadarnac, and C. Karimi, “Input filter damping design for control loop stability of DC-DC converters,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 353–358, 2007, doi: 10.1109/ISIE.2007.4374623.
- [92] M. Belkhatay, R. Cooley, and A. Witulski, “Large signal stability criteria for distributed systems with constant power loads,” *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2, pp. 1333–1338, 1995, doi: 10.1109/pesc.1995.474987.

- [93] H. Wu, V. Pickert, M. Ma, B. Ji, and C. Zhang, "Stability Study and Nonlinear Analysis of DC-DC Power Converters with Constant Power Loads at the Fast Timescale," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 3225–3236, 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2020.2966375.
- [94] B. Bao, X. Zhang, H. Bao, P. Wu, Z. Wu, and M. Chen, "Dynamical effects of memristive load on peak current mode buck-boost switching converter," *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 122, pp. 69–79, 2019, doi: 10.1016/j.chaos.2019.03.003.
- [95] X. Chang, Y. Li, X. Li, and X. Chen, "An Active Damping Method Based on a Supercapacitor Energy Storage System to Overcome the Destabilizing Effect of Instantaneous Constant Power Loads in DC Microgrids," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 32, no. 1, pp. 36–47, 2017, doi: 10.1109/TEC.2016.2605764.
- [96] V. Staudt, R. Bartelt, and C. Heising, "Short-circuit protection issues in DC ship grids," *2013 IEEE Electr. Sh. Technol. Symp. ESTS 2013*, pp. 475–479, 2013, doi: 10.1109/ESTS.2013.6523779.
- [97] J. Wang and J. D. Yan, "Using virtual impedance to analyze the stability of LCL-filtered grid-connected inverters," *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, vol. 2015-June, no. June, pp. 1220–1225, 2015, doi: 10.1109/ICIT.2015.7125264.
- [98] M. Wu and D. D. C. Lu, "An active damping method for stabilization of cascaded connected two stage converter systems with constant power loads in DC microgrids," *Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 2664–2667, 2014, doi: 10.1109/ISCAS.2014.6865721.
- [99] M. Koteich and V. Converters, "Stability Analysis of a DC-link with Nonlinear Load – An Overview Keywords The dc-link model and dynamics," *2021 23rd Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE'21 ECCE Eur.)*, pp. 1–11.
- [100] M. Chen, G. Tao, and B. Jiang, "Dynamic Surface Control Using Neural Networks for a Class of Uncertain Nonlinear Systems with Input Saturation," *IEEE Trans. Neural Networks Learn. Syst.*, vol. 26, no. 9, pp. 2086–2097, 2015, doi: 10.1109/TNNLS.2014.2360933.
- [101] E. Bauer, K. A. Potty, H. Li, and J. Wang, "Smart resistor: Trajectory control of constant power loads in DC microgrids," *2017 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2017*, vol. 2017-Janua, pp. 4832–4838, 2017, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096821.
- [102] Z. Qu, S. Ebrahimi, N. Amiri, J. Jatskevich, and A. Pizniur, "Adaptive Control Method for Stabilizing DC Distribution Systems with Constant-Power Loads Based on Tunable Active Damping," *2018 IEEE 19th Work. Control Model. Power Electron. COMPEL 2018*, pp. 1–6, 2018, doi: 10.1109/COMPEL.2018.8460074.
- [103] Q. Xu, C. Zhang, C. Wen, and P. Wang, "A Novel Composite Nonlinear Controller for Stabilization of Constant Power Load in DC Microgrid," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 10, no. 1, pp. 752–761, 2019, doi: 10.1109/TSG.2017.2751755.

- [104] M. A. Illec Spong, "Exact linearization in switched-mode dc-to-dc power converters," *Int. J. Control*, vol. 50, no. 2, pp. 511–524, 1989, doi: 10.1080/00207178908953380.
- [105] D. Lee, "Nonlinear disturbance observer-based robust control for spacecraft formation flying," *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 76, pp. 82–90, 2018, doi: 10.1016/j.ast.2018.01.027.
- [106] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2625238.
- [107] J. Yang, W. X. Zheng, S. Li, B. Wu, and M. Cheng, "Design of a prediction-accuracy-enhanced continuous-time MPC for disturbed systems via a disturbance observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 9, pp. 5807–5816, 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2450736.
- [108] E. Irmak and N. Güler, "A model predictive control-based hybrid MPPT method for boost converters," *Int. J. Electron.*, vol. 107, no. 1, pp. 1–16, 2020, doi: 10.1080/00207217.2019.1582715.
- [109] M. Metry, S. Bayhan, R. S. Balog, and H. A. Rub, "Model predictive control for PV maximum power point tracking of single-phase subMultilevel Inverter," *2016 IEEE Power Energy Conf. Illinois, Peci 2016*, pp. 1–8, 2016, doi: 10.1109/PECI.2016.7459220.
- [110] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. 2012. doi: 10.1002/9781119941446.
- [111] J. D. Bastidas-Rodriguez, E. Franco, G. Petrone, C. A. Ramos-Paja, and G. Spagnuolo, "Maximum power point tracking architectures for photovoltaic systems in mismatching conditions: A review," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 6, pp. 1396–1413, 2014, doi: 10.1049/iet-pel.2013.0406.
- [112] M. Güngör and M. E. Asker, "Learning-Based Approaches for Voltage Regulation and Control in DC Microgrids with CPL," *Sustainability*, vol. 15, no. 21, p. 15501, 2023, doi: 10.3390/su152115501.
- [113] I. S. Mohamed, S. Rovetta, T. D. Do, T. Dragicevic, and A. A. Z. Diab, "A neural-network-based model predictive control of three-phase inverter with an output LC Filter," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 124737–124749, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2938220.
- [114] H. S. Khan, I. S. Mohamed, K. Kauhaniemi, and L. Liu, "Artificial Neural Network-Based Voltage Control of DC/DC Converter for DC Microgrid Applications," *2021 6th IEEE Work. Electron. Grid, eGRID 2021*, no. November, 2021, doi: 10.1109/eGRID52793.2021.9662132.
- [115] S. Saadatmand, P. Shamsi, and M. Ferdowsi, "The voltage regulation of a buck converter using a neural network predictive controller," *2020 IEEE Texas Power Energy Conf. TPEC 2020*, pp. 1–6, 2020, doi: 10.1109/TPEC48276.2020.9042588.

- [116] Ö. A. Karaman, “Performance evaluation of seasonal solar irradiation models—case study: Karapınar town, Turkey,” *Case Stud. Therm. Eng.*, vol. 49, no. March, pp. 0–11, 2023, doi: 10.1016/j.csite.2023.103228.



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyad, Ad

GÜNGÖR, Mustafa

Web sayfası
(Research Gate, Academia, vs.)

<https://www.researchgate.net/profile/Mustafa-Guengoer-11>

Eğitim Bilgileri

Derece	Kurum	Mezuniyet Yılı
Lisans	Siirt Üniversitesi	2019
Yüksek Lisans	Fırat Üniversitesi	2015
Lisans	Gazi Üniversitesi	2006
Lise	Osmaniye E.M. L	1999

İş Deneyimi

Dönem (Yıl)	Şirket, Kurum	Görev
2008-2011	Sinop Üniversitesi	Öğretim Görevlisi
2011- Halen	Mardin Artuklu Üniversitesi	Öğretim Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

1. Güngör, M., & Asker, M. E. (2023). Learning-Based Approaches for Voltage Regulation and Control in DC Microgrids with CPL. Sustainability, 15(21), 15501, doi.org/10.3390/su152115501
2. Güngör, M., Asker, M. E., & Kurt, M. B. (2022). Paralel Aktif Güç Filtresi Kullanarak Asenkron Motorun Reaktif Güç Kompanzasyonunun PSCAD ile Modellenmesi. Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Dergisi, 13(2), 191-198. doi.org/10.24012/dumf.1077581
3. Güngör, M., Asker, M. E., “ DC Mikro Şebekelerde Sabit Güç Altında Çalışan DC/DC Yükselticinin Gerilim Regülasyonu Ve Kararlılığı “ 2022 2ND International Rahva Technical And Social Researches Congress, Bitlis, Türkiye, 2023, pp 197-198.
4. Güngör, M., Asker, M. E., Midyat Meslek Yüksekokulu 11kw GES Santralinin PVSYST Yazılımı ile Simülasyonu ve Performans Analizi “2022 2ND International Rahva Technical And Social Researches Congress , Bitlis, Türkiye, 2023, pp 195-196.
5. Güngör, M., Asker, M. E., DC Mikro Şebekelerde Sabit Güç Yüklü Karşısında PI ve Geri Adım Kontrol Yöntemlerinin Gerilim Kontrol Performansı ve Karşılaştırması “2023

5 th International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences, Konya, Türkiye, 2023, pp 296.

6. Güngör, M., & Asker, M. E. (2023). Yakıt Hücresi ile Beslenen DC/DC Yükselticinin Lineer Olmayan Yük Altında DC Bara Gerilim Kontrolü. International Journal of Advanced Natural Sciences and Engineering Researches, 7(6), 363–370.
doi.org/10.59287/ijanser.1174

7. Güngör, M., Asker, M. E., DC Mikro Şebekelerde Sabit Güç Altında Çalışan Boost Dönüştürücünün Model Öngörülmesi ile Gerilim Regülasyonu “2023 1st International Symposium on Graduate Researches in Science, Diyarbakır, Türkiye, 2023, pp 92-94.

Özel İlgiler

Kitap okumak, sosyal etkinlikler, doğa yürüyüşü

DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
TEZ BENZERLİK BİLDİRİMİ FORMU

Öğrencinin Adı, Soyadı	Mustafa GÜNGÖR		
Öğrenci No	19805603		
Ana Bilim Dalı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü		
Program Türü	Proje ☐	Yüksek Lisans ☐	Doktora ☒
Tez Danışmanı (Ünvanı, Adı, Soyadı)	Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER		
(Varsa) II. Tez Danışmanı (Ünvanı, Adı, Soyadı)			
Tez Başlığı	Sabit Güçlü Yüklere Sahip Doğru Akım Mikro Şebekelerde Öğrenme Tabanlı Gerilim Regülasyonu		
RAPOR BİLGİLERİ			
Raporlama Aşaması	Tez Savunma Sınavı Sonrası		
Sayfa Sayısı	111		
Raporlama Tarihi	14.02.2024		
Benzerlik Oranı (%)	%4		

Yukarıda bilgileri verilen tez çalışmamın toplam 111 sayfalık kısmına ilişkin, 14/02/2024 tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından ithenticate isimli intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan intihal raporuna göre, tezimin benzerlik oranı %4 olarak tespit edilmiştir.

Uygulanan filtrelemeler:

- ☐Başlangıç Bölümleri (Kabul ve Onay sayfası, Teşekkür sayfası, Özet/Abstract) hariç
☒Kaynaklar hariç
☐Alıntılar hariç/dâhil
☐Diğer (Açıklayınız)

Tezimin benzerlik oranı, Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü İntihal Raporu Uygulama Esaslarında belirtilen üst sınır benzerlik oranını aşmamaktadır. Tez benzerlik oranı üst sınır benzerlik oranının altında olsa dahi aksinin tespit edilmesi durumunda her türlü yasal sorumluluğu kabul ettiğimi ve hukuki sonuçlarına razı olduğumu bildirir, Gereğini arz ederim.

Öğrencinin Adı, Soyadı: Mustafa GÜNGÖR

Tarih: 16/02/2024

İmza:

Danışman Adı, Soyadı: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Emin ASKER İmza:

Tarih: 16.02.2024

Ana Bilim Dalı Başkanı Adı, Soyadı: Doç. Dr. Cafer BUDAK İmza:

Tarih: 16.02.2024
