



T.C.  
KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÜÇ FAZLI VIENNA DOĞRULTUCUNUN BULANIK  
MANTIK TABANLI DENETİMİ

MUSTAFA AKBAŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

KAHRAMANMARAŞ 2022

**T.C.**  
**KAHRAMANMARAŞ SÜTÇÜ İMAM ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÜÇ FAZLI VIENNA DOĞRULTUCUNUN BULANIK  
MANTIK TABANLI DENETİMİ**

**MUSTAFA AKBAŞ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**KAHRAMANMARAŞ 2022**

## TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

MUSTAFA AKBAŞ



Bu çalışma KSÜ Bilimsel Araştırma Birimi (BAP Proje No: 2020/6-7 YLS) tarafından desteklenmiştir.

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaktan yapılan bilgilerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak gösterilmeden kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

**ÜÇ FAZLI VIENNA DOĞRULTUCUNUN  
BULANIK MANTIK TABANLI DENETİMİ  
(YÜKSEK LİSANS TEZİ)**

**MUSTAFA AKBAŞ**

**ÖZET**

Günümüzde kullanımı giderek artan elektrikli araçlar, petrol türevi yakıt tüketimini azaltan alternatif ulaşım araçlarıdır. Bu araçlar için en önemli konulardan birisi günümüz güç elektroniğinde kullanılan güç dönüştürücüleridir. Bu dönüştürücüler şarj istasyonları, yerleşik şarj birimleri ve elektrikli motor sürücülerini olmak üzere elektrikli araç sistemlerinde kullanılmaktadır. Elektrikli araç hızlı şarj istasyonlarının AA/DA dönüştürücü katmanında Vienna doğrultucu yapısı tercih edilmektedir. Vienna doğrultucular, güç faktörü düzeltme devreleri gibi çalışan ve yüksek verimli dönüştürücü yapılardan biridir.

Bu tez çalışmasında, elektrikli araç hızlı şarj istasyonları için üç fazlı bir Vienna doğrultucu tasarımı yapılmış ve bulanık mantık tabanlı bir denetleyici yapısı önerilmiştir. Vienna doğrultucu ve önerilen bulanık mantık denetleyici MATLAB/Simulink ortamı kullanılarak modellenmiştir. Yapılan denetimin başarımını incelemek için sabit referans gerilim, değişen referans gerilim, yük değişimi, gerilim düşmesi ve yükselmesi, harmonikli giriş gerilimi gibi çeşitli benzetim senaryoları oluşturulmuştur. Önerilen denetleyicinin başarımını tüm benzetim senaryolarında yükselme zamanı, yerleşme zamanı ve aşım gibi başarım kriterleri kullanılarak klasik PI denetleyici ile karşılaştırılmıştır.

Yapılan benzetim çalışmalarından tasarlanan Vienna doğrultucunun şebeke tarafında birim güç faktörünü sağladığı görülmüştür. Elde edilen sonuçlar başarım kriterleri açısından incelendiğinde önerilen bulanık mantık denetleyicinin klasik PI denetleyiciye göre daha başarılı olduğu tespit edilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Elektrikli Araçlar, Vienna Doğrultucu, Bulanık Mantık Denetleyici, Hızlı Şarj İstasyonu.

Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi

Fen Bilimler Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı, Ekim/2022

Danışman: Doç. Dr. Ökkeş Fatih KEÇECİOĞLU

İkinci Danışman: Dr. Öğretim Üyesi Hakan AÇIKGÖZ

Sayfa Sayısı: 92

**FUZZY LOGIC BASED CONTROL  
OF A THREE-PHASE VIENNA RECTIFIER  
(M.Sc. THESIS)**

**MUSTAFA AKBAŞ**

**ABSTRACT**

Nowadays, electric vehicles which are becoming more popular are alternative transportation vehicles that reduce oil-derived fuel consumption. Power converters used in the power electronics area are one of the most critical issues for these vehicles. These converters play an important role in electric vehicle systems such as charging stations, on-board charging units, and electric motor drives. The Vienna rectifier topology is preferred in the AC/DC converter section of electric vehicle fast charging stations. Vienna rectifiers are high-efficiency converter topologies that operate in the same behavior as power factor correction circuits.

In this thesis, a three-phase Vienna rectifier is designed for electric vehicle fast charging stations and a fuzzy logic based controller structure is proposed for this system. The Vienna rectifier and the proposed fuzzy logic controller are modeled using MATLAB/Simulink environment. To examine the performance of the proposed controller, several simulation scenarios such as constant reference voltage, variable reference voltage, load variation, voltage sag and swell, and input voltage that contains harmonic components are used. The performance of the proposed controller has been evaluated using performance criteria such as rise time, settling time, and overshoot in whole simulation scenarios against the classical PI controller.

According to the simulation results, it is observed that the designed Vienna rectifier provides unity power factor operation on the grid side. When the obtained results are analyzed in terms of performance criteria, it is determined that the proposed fuzzy logic controller outperforms the classical PI controller.

**Keywords:** Electric Vehicles, Vienna rectifier, Fuzzy Logic Controller, Fast Charging Station.

Kahramanmaraş Sütçü Imam University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering, October/2022

Supervisor: Doç. Dr. Ökkeş Fatih KEÇECİOĞLU

Co-supervisor: Dr. Öğretim Üyesi Hakan AÇIKGÖZ

Page number: 92

## TEŞEKKÜR

Tez alıŐması sűresince değerli bilgilerinden faydalandığım, yardım ve yűnlendirmelerini esirgemeyen, yardımlarının yanı sıra sabır ve anlayıŐıyla bana destek olan danıŐman hocam Doç. Dr. ŐkkeŐ Fatih KEECECİOğLU'na, araŐtırma sűresince çalıŐmamın baŐarıyla sonuçlanmasına katkı sağlayan, çalıŐmamın tűm aŐamasında bilgi ve deneyimlerini benden esirgemeyen ikinci danıŐman hocam; Dr. Őęr. Ŭyesi Hakan AIKGŐZ'e ve yardımına ihtiyaç duyduğumda desteğini hiçbir zaman esirgemeyen değerli hocam Dr. Őęr. Ŭyesi Erdal KILIÇ'a, saygı ve teŐekkűrlerimi sunarım.

Yűksek lisans eęitimim boyunca mesleki tecrűbe ve bilgilerinden yaralandıęım, maddi ve manevi desteęini esirgemeyen babama, evde bana en iyi çalıŐma ortamı sunan, desteęini ve ūfkatini esirgemeyen anneme teŐekkűr ederim.

Bu alıŐma için maddi destek saęlayan KahramanmaraŐ SűtŬ İmam Ŭniversitesi Bilimsel AraŐtırma Projeleri Birimi BaŐkanlıęı'na (Proje No: 2020/6-7 YLS) teŐekkűrlerimi sunarım.

**Mustafa AKBAŞ**

# İÇİNDEKİLER

	Sayfa No
ÖZET .....	I
ABSTRACT.....	II
TEŞEKKÜR.....	III
İÇİNDEKİLER.....	IV
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VII
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	X
1. GİRİŞ.....	11
1.1. Amaç.....	12
1.2. Kapsam .....	12
1.3. Literatür Taraması .....	12
1.4. Tezin Organizasyonu .....	15
2. ELEKTRİKLİ ARAÇLAR.....	16
2.1. Elektrikli Araç Batarya Teknolojileri .....	17
2.2. Elektrikli Araçların Şarj Topolojisi .....	20
2.2.1. Batarya Şarj Cihazlarında DA/DA Dönüştürücü Topolojileri.....	24
2.2.2. Batarya Şarj Cihazlarında AA/DA Dönüştürücü Topolojileri.....	29
3. VIENNA DOĞRULTUCU.....	33
3.1. Vienna Doğrultucunun Çalışma Analizi.....	39
3.2. Vienna Doğrultucunun Matematiksel Modeli .....	46
4. DENETLEYİCİ YAPILARININ TASARIMLARI VE ÖZELLİKLERİ .....	51
4.1. PI Denetleyiciler .....	51
4.1.1. Oransal Mod.....	52
4.1.2. İntegral Mod.....	52
4.2. Bulanık Mantık Denetleyiciler .....	53
4.2.1. Klasik ve Bulanık Kümelerin Karşılaştırılması .....	55

4.2.2. Bulanık Mantık Denetleyiciler.....	56
4.2.3. Bulanıklaştırıcı.....	59
4.2.4. Bilgi Tabanı .....	59
5. BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	63
5.1. Sabit Referans Gerilimi .....	68
5.2. Değişen Referans Gerilimi .....	70
5.3. Ani Yük Değişimi.....	74
5.4. Giriş Geriliminin Düşmesi.....	78
5.5. Giriş Geriliminin Yükselmesi.....	80
5.6. Harmonikli Giriş Gerilimi .....	81
6. SONUÇLAR.....	85
KAYNAKLAR.....	87
ÖZGEÇMİŞ.....	92

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

<b>EA</b>	: Elektrikli araçlar
<b>AA</b>	: Alternatif akım
<b>DA</b>	: Doğru akım
<b>DGM</b>	: Darbe genişlik modülasyonu
<b>PI</b>	: Oransal+İntegral
<b>PID</b>	: Oransal+İntegral+Türev
<b>BMD</b>	: Bulanık mantık denetleyici
<b>GF</b>	: Güç faktörü
<b>UVDGM</b>	: Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu
<b>İYM</b>	: İçten yanmalı motorlar
<b>Li-ion</b>	: Lityum iyon pil
<b>EDS</b>	: Enerji depolama sistemleri
<b>KON</b>	: Kapasitör orta noktası
<b>ÜF</b>	: Üyelik fonksiyonu
<b>AAŞS</b>	: Alternatif akım şarj sistemi
<b>DAŞS</b>	: Doğru akım şarj sistemi
<b>GFD</b>	: Güç faktörü düzeltme
<b>BPD</b>	: Batarya pil durumu
<b>C<sub>1</sub></b>	: DA-bara üst kapasitör
<b>C<sub>2</sub></b>	: DA-bara alt kapasitör
<b>V<sub>a</sub></b>	: Şebeke A faz gerilimi
<b>i<sub>a</sub></b>	: Şebeke A faz akımı
<b>i<sub>da</sub></b>	: DA-bara akımı
<b>i<sub>o</sub></b>	: Yük akımı
<b>V<sub>da</sub></b>	: Yük gerilimi
<b>RL</b>	: Yük

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Elektrikli aracın yapısı .....	16
Şekil 2.2. Temel elektrikli araç pil şarj cihazı yapısı.....	22
Şekil 2.3. EA batarya şarj cihazında GFD yapısı .....	23
Şekil 2.4. GFD'siz (a) ve GFD'li (b) simüle edilmiş şebeke akım değişimi.....	23
Şekil 2.5. Forward dönüştürücü devre topolojisi.....	25
Şekil 2.6. Flyback dönüştürücü devre topolojisi .....	25
Şekil 2.7. Flyback devresi S yarı iletken anahtarı iletim durumu .....	26
Şekil 2.8. Flyback devresi S yarı iletken anahtarı kesim durumu .....	26
Şekil 2.9. İki aşamalı batarya şarj cihazının basitleştirilmiş sistem blok şeması .....	28
Şekil 2.10. Yarım köprü DA/DA dönüştürücü devre topolojisi .....	28
Şekil 2.11. Tam köprü DA/DA dönüştürücü devre topolojisi.....	29
Şekil 2.12. Yükselten Dönüştürücü .....	31
Şekil 2.13. SWISS Doğrultucu.....	31
Şekil 2.14. Matrix Doğrultucu.....	32
Şekil 3.1. Üç fazlı Vienna doğrultucu basit devre şeması.....	35
Şekil 3.2. Çift yönlü bipolar anahtar yapısı.....	36
Şekil 3.3. Akım pozitif olduğunda ve mosfet KESİMDE iken anahtardaki akım akışı.....	37
Şekil 3.4. Akım pozitif olduğunda ve mosfet İLETİMDE iken anahtardaki akım akışı.....	37
Şekil 3.5. Akım negatif olduğunda ve mosfet KESİMDE iken anahtardaki akım akışı .....	38
Şekil 3.6. Akım negatif olduğunda ve mosfet İLETİMDE iken anahtardaki akım akışı ....	38
Şekil 3.7. Çift yönlü bipolar anahtarın Vienna doğrultucu devresine entegre edilmesi.....	39
Şekil 3.8. Bölge 1 için "000" durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı .....	41
Şekil 3.9. Bölge 1 için "100" durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı .....	42
Şekil 3.10. Bölge 1 için "001" durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı .....	42
Şekil 3.11. Bölge 1 için "101" durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı .....	43
Şekil 3.12. Bölge 1 için "010" durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı .....	43

Şekil 3.13. Bölge 1 için “110” durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı .....	44
Şekil 3.14. Bölge 1 için “011” durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı .....	44
Şekil 3.15. Bölge 1 için “111” durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı .....	45
Şekil 3.16. Bölge 5 için “001” durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı .....	45
Şekil 3.17. Bölge 3 için “001” durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı .....	46
Şekil 3.18. Üç fazlı Vienna doğrultucu devre şeması.....	47
Şekil 4.1. Açık çevrim (a) ve kapalı çevrim (b) blok şeması .....	51
Şekil 4.2. Klasik PI denetleyici yapısı.....	53
Şekil 4.3. Basit küme (a) ve bulanık küme (b) .....	55
Şekil 4.4. Üyelik Fonksiyonlarına ait Örnekler .....	56
Şekil 4.5 BMD blok şeması.....	59
Şekil 5.1. Vienna doğrultucu yapısı ve denetimi MATLAB/Simulink devre modeli .....	64
Şekil 5.2. DA-Bara gerilimi PI denetim modeli .....	65
Şekil 5.3. KON gerilimi PI denetim modeli .....	65
Şekil 5.4. Akım denetimi bloğu.....	66
Şekil 5.5. DA-Bara gerilimi BMD denetim modeli.....	66
Şekil 5.6. KON gerilimi BMD denetim modeli .....	66
Şekil 5.7. BMD için MATLAB/Simulink’te belirlenen üyelik fonksiyonları.....	67
Şekil 5.8. Sabit referans hız altındaki cevaplar .....	69
Şekil 5.9. Sabit referans gerilim altında kapasitör gerilimlerinin karşılaştırılması .....	70
Şekil 5.10. Değişen referans hız altındaki cevaplar.....	71
Şekil 5.11. Değişen referans gerilim altında PI ve BMD şebeke akımlarının karşılaştırılması .....	73
Şekil 5.12. Yük değişimi altındaki cevaplar.....	75
Şekil 5.13. Yük değişimi altında kapasitör gerilimlerinin karşılaştırılması .....	76
Şekil 5.14. Yük değişimi altında şebeke gerilim ve akımının karşılaştırılması .....	77
Şekil 5.15. Giriş geriliminin düşmesi altındaki cevaplar.....	79
Şekil 5.16. Giriş geriliminin yükselmesi altındaki cevaplar.....	80

Şekil 5.17. Harmonikli giriş gerilimi altındaki cevaplar .....	82
Şekil 5.18. Harmonikli giriş gerilimi altında şebeke akımlarının karşılaştırılması .....	83
Şekil 5.19. Harmonikli giriş gerilimi altında kapasitör gerilimlerinin karşılaştırılması.....	84



## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1. Bazı bataryaların özellikleri .....	18
Çizelge 2.2. EA Şarj Güç Seviyeleri .....	21
Çizelge 2.3. Şarj Sistemlerinde AA/DA Dönüştürücü Topolojileri .....	30
Çizelge 3.1. Anahtarlama durumları ve anahtarlar arasındaki ilişki. ....	40
Çizelge 3.2. Bölge 1 için her bir anahtarlama durumunda Vienna doğrultucuda üretilen voltaj seviyeleri.....	48
Çizelge 3.3. Her bir anahtarlama durumu için O noktasından akan akım ( $i_o$ ).....	49
Çizelge 4.1. 5x5'lik bir kural tablosu .....	61
Çizelge 5.1. Vienna doğrultucuya ait parametreler .....	63
Çizelge 5.2. BMD denetiminde kullanılan kural tablosu .....	67
Çizelge 5.3. Sabit referans hız altındaki sonuçlar .....	69
Çizelge 5.4. Değişen referans hız altındaki sonuçlar.....	72
Çizelge 5.5. Yük değişimi altındaki sonuçlar.....	75
Çizelge 5.6. Giriş geriliminin düşmesi altındaki sonuçlar.....	79
Çizelge 5.7. Giriş geriliminin yükselmesi altındaki sonuçlar.....	81

## 1. GİRİŞ

Elektrikli Araçlar (EA), fosil yakıt tüketimini azaltmak dolayısıyla hava kirliliğini azaltmak için birçok firma ve araştırmacı tarafından üretilmekte ve geliştirilmektedir. Günümüzde güç elektroniği dönüşüm sistemleri olarak sınıflandırılan dönüştürücüler, şarj istasyonları ve elektrikli motor sürücüler elektrikli araçlar için önemlidir. EA'larda kullanılan yüksek enerjili batarya paketlerini şarj etmek için doğru akım (DA) sağlayan batarya şarj cihazlarına ihtiyaç vardır (Solero, 2001). EA'ların sürdürülebilir bir teknoloji olması yüksek verimli ve güvenli şarj istasyonlarının varlığıyla mümkündür. Ayrıca teknolojinin çok hızlı geliştiği göz önünde bulundurulduğunda EA'lar sadece ulaşım aracı değil bir yaşam alanı haline gelmiştir. Akıllı cihazlar geliştikçe fabrikalar, iş yerleri, konutlar gibi birçok alanlar akıllı teknolojiler ile donatılabilmektedir. Arabaların yakıtları elektrik enerjisi olduğunda EA'ların akıllı teknoloji ile donatılması bir ihtiyaç olarak karşımıza çıkmaktadır.

Güç elektroniği dönüştürücülerini, şarj istasyonlarından elektrikli motor sürücülerinin harekete geçirme gücüne kadar EA'larda önemli bir rol oynamaktadır. EA sistemlerinde AA/DA ve DA/DA gibi farklı tipte dönüştürücüler kullanılmaktadır (Williamson ve ark., 2015). 2020 yılı itibariyle EA'lara çok fazla talep vardır ve bu alanda birçok çalışma yapılmaktadır. Vienna doğrultucu, bu talepleri yerine getirmeyi ümit eden yüksek verimli dönüştürücü yapılarından biridir. Vienna doğrultucu, üç fazlı, üç anahtarlı ve üç seviyeli darbe genişlik modülasyonu (DGM) yöntemiyle yapılan bir doğrultucudur. (Radomski ve ark., 2005). Vienna yapısı Johann W. Kolar tarafından 1993 yılında literatüre önerilmiştir. Son yıllarda, Vienna doğrultucu yapıları benzersiz özellikleri nedeniyle giderek daha fazla dikkat çekmiş ve birçok uygulamada kullanılmıştır. Ayrıca, Vienna doğrultucu için çeşitli kontrol stratejileri de önerilmiştir. (Li ve ark., 2020).

Piyasada çok çeşitli denetleyici yapıları bulunmaktadır. Denetleyicileri klasik ve akıllı yapılar olarak sınıflandırabiliriz. Oransal+İntegral (PI) ve Oransal+İntegral+Türev (PID) denetleyiciler klasik denetleyiciler olarak bilinirler ve basit yapılarından dolayı tercih edilirler. Fakat aşım, salınım ve düşük hız cevabı gibi birtakım istenmeyen özelliklere sahiptirler. Ayrıca, bu denetleyicilerin kazanç parametrelerinin belirlenebilmesi için denetlenen sistemin tam ve doğru şekilde matematiksel modelinin elde edilmesi son derece önemlidir. Denetlenecek sistemin indirgenmiş matematiksel modeline dayanan transfer fonksiyonları çıkarılmaktadır. Bu yol ile PI ve PID denetleyicilerin kazanç parametrelerinin değerleri bulunmaktadır. Diğer bir yol ise deneme-yanılma yöntemidir. Bu yöntemden

uygun kazanç değerlerinin elde edilmesi uzman kişiye bağlıdır (Pennycott ve ark., 2013; Chau ve ark., 2008; Kim, 2017).

Mevcut teknolojik gelişmelerin getirdiği yenilikler mikroilemci ve g elektroniki alanında da kullanılmaktadır. Bu ilerlemeler klasik denetleyicilerin yerine akıllı denetim yapılarının kullanılmasının yolunu açmıştır. Akıllı denetleyici yapılarında en yaygın olarak kullanılan denetleyici yapısı Bulanık Mantık Denetleyici (BMD)'lerdir. BMD'ler, Zadeh tarafından ortaya atılan bulanık küme kavramından sonra tasarlanmıştır ve birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. BMD'lerin en önemli üstünlüklerinden birisi, uzman kişinin bilgi birikimi ve deneyimi ile sistemin herhangi bir matematiksel modeline gereksinim olmadan denetlenebilmesidir.

### **1.1. Amaç**

Bu tezin amacı, AA/DA dönüştürücü olan Vienna yapısının bulanık mantık tabanlı denetimini Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirmektir. Ayrıca klasik PI denetleyici ile BMD yapısının başarım kriterlerini karşılaştırarak BMD yapısının üstünlüğünü ortaya koymaktır.

### **1.2. Kapsam**

Bu tez alışması, EA teknolojisini, batarya teknolojisini, Vienna doğrultucu yapısını, PI ve BMD denetleyici tasarımlarını kapsamaktadır. Vienna doğrultucu yapısı ve bu doğrultucunun denetim yöntemleri için literatür taraması yapılmıştır. Literatür taraması sonucunda Vienna doğrultucuya bulanık mantık tabanlı denetim yapılmasına karar verilmiştir. Vienna doğrultucu yapısı ve denetim tasarımı MATLAB/Simulink ortamında modellenmiştir. Benzetim çalışmasında harmonikli giriş gerilimi, giriş geriliminin anlık düşmesi veya yükselmesi, çıkışta anlık yük değişimi gibi farklı senaryolar hazırlanarak hem PI denetleyici hem de BMD için başarım kriterleri değerlendirilmiştir.

### **1.3. Literatür Taraması**

Qiao vd. (2003)  fazlı yıldız bağlı bir Vienna doğrultucu için birleşik sabit frekans denetleyici yapısını önermişlerdir. Önerilen denetleyici yapısına sahip olan üç fazlı Vienna doğrultucu için deneysel bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Böylece nerilen denetim yöntemi doğrulanmıştır.

Rajaei ve ark. (2012) sürekli mıknatıslı senkron generatörlü rüzgar enerji dönüşüm sistemi için Vienna doğrultucu ve nötr kenetlemeli bir evirici yapısı kullanmışlardır. Bu çalışmada, Vienna doğrultucu sürekli mıknatıslı senkron generatörün akı denetimi, rüzgar türbininin maksimum güç noktası takibi, PMSG verimlilik optimizasyonu ve doğrultulmuş DA gerilimlerin dengelenmesi için kullanılmıştır. Vienna doğrultucu devresinde PI denetleyiciler tercih edilmiştir. Çıkıştaki DA gerilimleri dengelemek için sürekli mıknatıslı senkron motorun referans akımlarına bir DA bileşen eklenmiştir. Önerilen Vienna doğrultucu yapısı için benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

Keçecioğlu ve Açıköz çalışmalarında ateş böceği algoritması (ABA) tabanlı bir PI denetleyici yapısı önerilmiştir. Önerilen denetleyicinin performansını incelemek için MATLAB/Simulink ortamında benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Daha sonra PI denetleyici ve ABA-PI ile karşılaştırma çalışmaları yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre önerilen denetleyici klasik denetleyiciden daha üstün performansa sahiptir.

Rajandran ve ark. (2021), çalışmalarında EA şarj istasyonları için gerilim yönlendirmeli bir denetleyiciye sahip olan Vienna doğrultucu yapısını önermişlerdir. Yazarlar gerilim yönlendirmeli denetleyici yapısında PI denetleyicileri DA-bara ve DQ akımlarının denetimine uygulamışlardır. Bu yapı ile DA çıkış geriliminin dalgalanmasını azaltmayı, giriş akımlarındaki harmonik bozulmaları azaltmayı ve girişteki güç faktörünü (GF) yükseltmeyi hedeflemişlerdir. Yazarlar önerilen denetleyici yapısının doğruluğunu araştırmak ve analiz etmek için simülasyon çalışmaları gerçekleştirmişlerdir. Daha sonra deneysel çalışmalar ile önerilen yöntemin üstünlüğü belirtilmiştir.

Dang ve ark. (2017), çalışmalarında üç fazlı Vienna doğrultucu için nötr nokta potansiyelli ve akım modelli bir öngörülü denetim yöntemi önermişlerdir. İlk olarak şebeke gerilimi şebeke akımı ve DA-bara gerilimi ölçülmüştür. Vienna doğrultucunun ayrık zamanlı matematiksel modeli akım değerlerini belirlemek için kullanılmıştır ve böylece akım değerleri elde edilmiştir. Vienna doğrultucunun gerilimleri farklı anahtarlama durumları sayesinde hesaplanmıştır. Üç fazlı akım polaritesi ve gerilim değerlendirmesine göre belirlenen gerilimler bir maliyet fonksiyonu kullanılarak elde edilmiştir. Maliyet fonksiyonu en uygun gerilimi doğrultucu gerilimi olarak seçmiştir ve seçilen anahtarlama durumu değerlendirme fonksiyonunu azaltmak için kullanılmıştır. Önerilen denetleyicinin dinamik cevabını analiz etmek için klasik PI denetleyiciye sahip bir yöntem ile karşılaştırma çalışmaları yapılmıştır. Ayrıca önerilen denetim yönteminin geçerliliği deneysel çalışmalarla sağlanmıştır.

Feng ve ark. (2019), çalışmalarında Vienna doğrultucu yapısı kullanarak değişken modlu ve öngörölü akım kontrol sistemi geliştirmişlerdir. Vienna doğrultucunun birim GF'nin kontrolü ve harmoniklerin azaltılması için uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) yöntemi kullanarak öngörölü akım kontrolü sağlanmıştır. Önerilen bu çalışmada MATLAB/Simulink ortamında simülasyonu gerçekleştirmişlerdir.

Aissa ve ark. (2017), çalışmalarında akıllı kontrolör tabanlı, üç fazlı, üç anahtarlı, üç seviyeli Vienna doğrultucunun gerçek zamanlı olarak tasarımını gerçekleştirmişlerdir. Üç seviyeli doğrultucunun kontrolü bulanık mantık yöntemiyle gerçekleştirilmiştir. Önerilen akıllı kontrol sisteminde akım harmoniklerinin azaltılması, geliştirilmiş bir GF'nin elde edilmesi ve çıkış voltajındaki dalgalanmanın azaltılması amaçlanmıştır. Bulanık mantık yöntemini PI tekniğinde karşılaşılan aşağıdaki sorunları aşmak için kullanmışlardır;

- Vienna doğrultucusunun iki kısmi çıkış gerilimi arasındaki dengesizlik
- Doğrultulmuş çıkış gerilimleri etrafında gözlenen dalgalanmalar.

Önerilen Vienna doğrultucu yapısı deneysel çalışmalar ile gerçekleştirilmiştir.

Ramasamy ve ark. (2018), çalışmalarında rüzgar enerji dönüşümü için Radyal tabanlı fonksiyon ağı ve bulanık mantık tabanlı UVDGM denetlemeli yükseltici tip Vienna doğrultucunun karşılaştırmalı analizini gerçekleştirmişlerdir. Gerçekleştirilen bu sistem Radyal tabanlı fonksiyon ağı devre topolojisinin performans analizi, bulanık mantık tabanlı UVDGM denetleyicisi ile karşılaştırılmıştır. Çalışma MATLAB/Simulink'te tasarlanmış ve sonuçlar doğrulanmıştır.

Zhu ve ark. (2018), çalışmalarında Vienna doğrultucu için taşıyıcı tabanlı süreksiz PWM yöntemini önermişlerdir. Önerilen bu çalışmada taşıyıcı tabanlı süreksiz uzay-vektör modülasyon yöntemi ile taşıyıcı tabanlı UVDGM yöntemi karşılaştırılmıştır. Taşıyıcı tabanlı süreksiz UVDGM yönteminin daha iyi giriş akımı performansına sahip olduğu ve karşılaştırmalı nötr nokta voltaj dengeleme özelliğine sahip olduğu gözlemlenmiştir. Deneysel ve simülasyon ortamında önerilen yöntemin üstünlüğü ve kolay uygulanabilirliği çözüm olarak sunulmuştur.

Brindha ve ark. (2020), çalışmalarında parçacık sürü optimizasyon algoritması tabanlı değiştirilmiş indüktör ve kontrol modelleri ile üç fazlı Vienna doğrultucu topolojisini önermişlerdir. Kapasitör voltajı ve anahtarlanmış endüktör akımı kullanılarak hafif yük ve tam yük koşullarında kazanç ayarı sağlanmıştır. Böylece önerilen topoloji, indüktör akımında mevcut olan harmonik bozulmayı azaltmış ve hem sürekli hem de süreksiz iletim

modunda GF'yi artırmıştır. Çalışma hem Matlab simülasyon programı kullanılarak simüle edilmiş hem de FPGA kullanılarak deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

Park ve ark. (2020), çalışmalarında LCL filtreli Vienna doğrultucu için sinüzoidal harmonik gerilim enjeksiyonlu PWM yöntemini önermişlerdir. Mevcut PWM yöntemleri ile Vienna doğrultucu uygulamalarındaki rezonans problemini çözmek için sinüzoidal referans voltajına sinüzoidal bir harmonik voltaj enjekte etmişlerdir. Enjeksiyon voltajının büyüklüğü ve fazı, doğrultucu tarafındaki GF tarafından belirlenmiştir. Çalışma simülasyon ve deneysel olarak doğrulanmıştır.

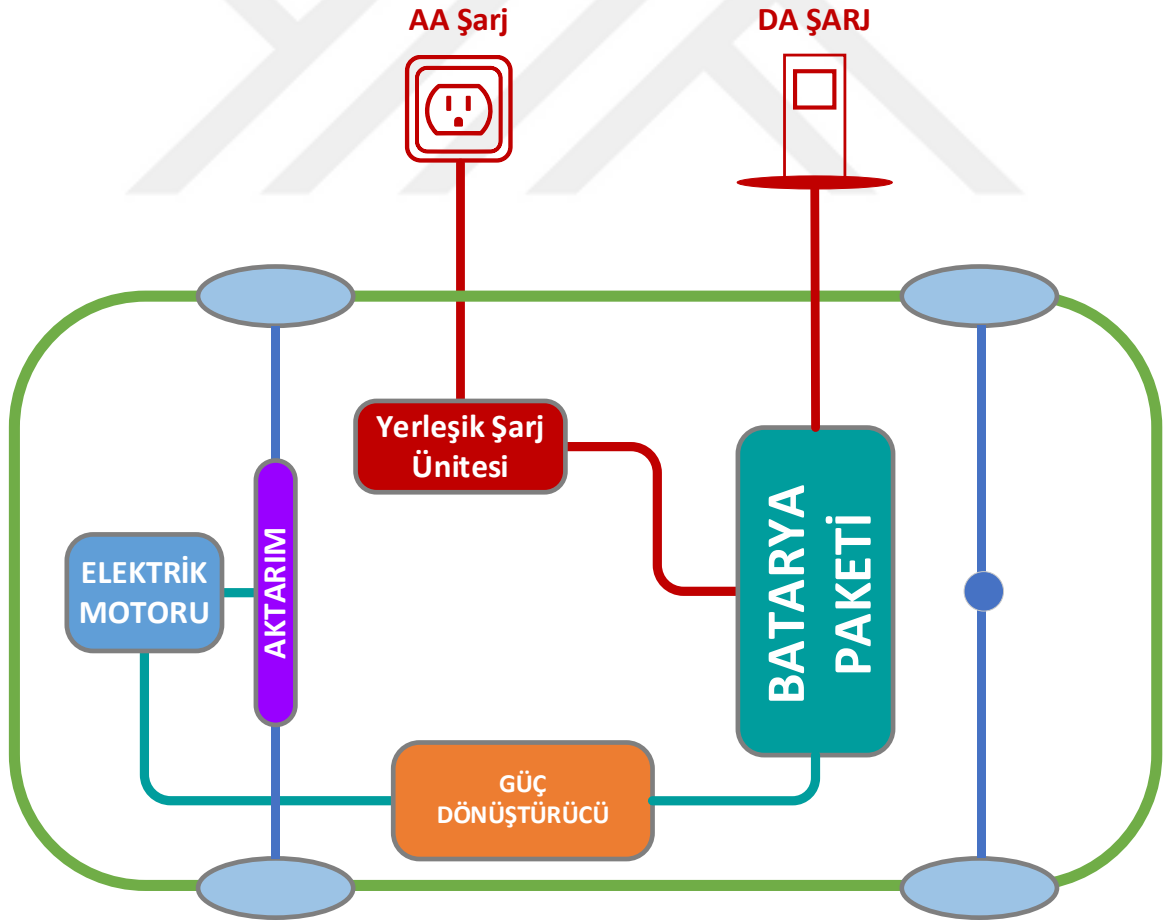
#### **1.4. Tezin Organizasyonu**

Tez, yedi ana bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde; tez konusu hakkında genel bilgiler sunulurken EA'ların önemi vurgulanmıştır. Ayrıca literatür taraması yapılmış, tezin amacı ve kapsamı belirtilmiştir. İkinci bölümde; EA'ların tarihsel gelişimi, iç yapısı hakkında daha detaylı konular ele alınmıştır. Batarya teknolojileri incelenerek bataryaların karakteristik özellikleri karşılaştırılmış ve değerlendirilmiştir. Ayrıca elektrikli araç şarj topolojileri hakkında bilgi verilerek bu alanda kullanılan DA/DA ve AA/DA dönüştürücü tiplerinden bahsedilmiştir. Üçüncü bölümde; Vienna doğrultucu yapısı detaylı olarak ele alınmış ve devre yapısı ile matematiksel modeli anlatılmıştır. Devrenin çalışma analizi ayrıntılı olarak işlenmiştir. Dördüncü bölümde; PI ve bulanık mantık denetleyici yapıları incelenmiştir. Beşinci bölümde; PI ve BMD yapılarının sisteme verdiği cevaplar farklı senaryolarla ortaya konmuştur. Son bölümde ise bu denetleyici yapılarının başarımları karşılaştırılmış ve yorumlanmıştır.

## 2. ELEKTRİKLİ ARAÇLAR

EA'lar, içten yanmalı motorlar (İYM) yerine bir veya daha fazla elektrik motoru kullanan araçlardır. EA'lar son zamanlarda daha fazla ilgi görse de ilk kez 1830'lu yıllarda M. Faraday ve arkadaşı Henry'nin uğraşları sonucunda elektrik motoru ile bir araç çalıştırılmıştır. 1990'lı yıllardan bugüne kadar geçen sürede birçok EA modeli geliştirmiştir. Günümüzde EA kullanımı hem çevresel hem de ekonomik nedenlerden dolayı gittikçe yaygınlaşmaktadır.

EA'ların en önemli özelliği anlık hızlanması ve güçlü olmasıdır. Motor, hareketini sağlayabilmek için bataryalarda depolanan elektrik enerjisini kullanır. Motorun çekeceği akımın değeri kontrolör vasıtasıyla sağlanır. Elektrik motorunun çıkışındaki mekanik enerji diferansiyel kutusuna aktarılarak tekerleklerin hareketi sağlanır. Dolayısıyla elektrikli araçların çalışma prensibi İYM'ye sahip araçlara göre daha basittir (Çetin ve ark., 2021). Şekil 2.1'de Elektrikli araç yapısı görülmektedir (URL1).



Şekil 2.1. Elektrikli aracın yapısı

Hava kirliliğinin bir kısmını fosil yakıt tüketen araçlar oluşturur. EA'lar temiz enerjiye geçiş sürecinde, İYM'li araçlara göre umut verici bir alternatif olmuştur (Mo ve ark., 2022). Gün geçtikçe artan enerji krizi ve çevre koruma bilinci, geleneksel fosil yakıtların sürdürülebilir ve yenilenebilir enerji kaynaklarıyla değiştirilmesini teşvik etmektedir (Wu ve ark. 2021).

Ulaşım için kullanılan enerji, tüm enerji kullanımının üçte birini oluşturmaktadır. Fosil yakıtta olan bağımlılığı ve hava/çevre kirliliğini azaltmak için EA'lar gereklidir. Kullanılan tüm araçların EA olduğu düşünülürse,  $CO_2$  salınımı yarı yarıya azalacaktır. EA'lar enerji ve gürültü tasarrufu sağlar. Ancak batarya boyutu ve kapasitesinin seçilmesi, şarj istasyonlarının yerleri, bataryaların daha hızlı şarj edilmesi, aracın hızı, maksimum gidebileceği mesafesi ve verimliliği gibi EA'larda karşılaşılan bazı zorluklar vardır. EA'ların çeşitli bileşenleri arasında elektronik kontrolörler, enerji depolama sistemleri, güç elektroniği dönüştürücüleri ve elektrik motorları bulunur (Salkuti, 2021). EA'larda motorlara gereken enerjiyi karşılayabilmek için yüksek kapasiteli batarya paketleri kullanılır. Bu gücü sağlayacak bataryaların verimli ve hızlı şarjını sağlamak için yüksek verimliliğe sahip ve elektrik şebekesi ile uyumlu EA şarj ünitelerinin geliştirilmesi gerekmektedir.

## 2.1. Elektrikli Araç Batarya Teknolojileri

Elektrikli araçlara güç kaynağı sağlamak için enerji depolama sistemlerine ihtiyaç vardır. Bu sistemler bataryalar veya süper kapasitörler olabilir. EA'larda kullanılan bataryalar genellikle elektrik şebekesi tarafından şarj edilir. Temel olarak piller hücrelerden oluşur. Birkaç hücrenin bir araya gelmesi bir pil modülünü oluşturur. Birkaç modülün seri ve paralel bağlanmasıyla ise batarya paketi oluşur (Mi ve ark., 2017). Elektrik motoruna gerekli enerji bataryalar vasıtasıyla karşılandığı için EA'lar sıfır emisyona sahip araçlardır.

Pil kapasitesi, pildeki elektrokimyasal reaksiyonlar sonucu üretilen toplam elektrik miktarı olarak tanımlanır. Pil kapasitesi birimi, amper-saat (Ah) olan coulomb (C)'dir. 1 Coulomb, 1 Amper şiddetindeki elektrik akımının bir iletkenin 1 saniye süre ile akması durumunda taşıdığı elektrik yükü büyüklüğüdür.

$$C = A \cdot sn \quad (2.1)$$

$$A \cdot h = 3600 \cdot C \quad (2.2)$$

Ah birimi 3600 C'ye eşittir. C değeri, pil şarjı veya deşarj işlemi ile ilgili bir terimdir. C değeri şarj işlemi sırasında tamamen boşalmış bir pilin nominal Ah değerine şarj edilmesi veya tamamen şarj edilmiş bir pilin deşarj sırasında tamamen boşaltılması olarak tanımlanabilir.

Günümüzde en yaygın kullanılan bataryalar nikel ve lityum içeren yeni nesil bataryalardır. EA'larda kullanılan bataryalar nikel metal hibrit (Ni-MH), lityum iyon (Li-ion), kurşun asit (PB-Ac) ve Li-polimer (Li-Po) olup bu bataryaların bazı özellikleri çizelge 2.1.'de verilmiştir (Clement-Nyns ve ark., 2009).

Çizelge 2.1. Bazı bataryaların özellikleri

	<b>Ni-MH</b>	<b>Li-Ion</b>	<b>PB-Ac</b>	<b>Li-Po</b>
<b>Hücre Voltajı (V)</b>	1.2 V	3.8 V	2 V	3.7 V
<b>Enerji Yoğunluğu (wh/kg)</b>	60-120	110-160	30-50	110-130
<b>Güç Yoğunluğu (W/kg)</b>	1500-200	2000-650	300-80	>250
<b>Kullanım Süresi (%80 DOD)</b>	300-500	500-1000	200-300	300-500
<b>Hızlı Şarj Süresi</b>	2-4 saat	2-4 saat	8-16 saat	2-4 saat
<b>Aşırı Yük Toleransı</b>	Low	Very Low	High	Low
<b>Kendi Kendine Deşarj / Ay</b>	30%	10%	5%	10%

Li-ion bataryaların ticarileşmesinden sonra, enerji yoğunluğunu artırmak, maliyeti azaltmak ve bataryaların performansını iyileştirmek için çok fazla ilerleme kaydedilmiştir. Batarya teknolojisindeki gelişmeler, EA'ların gelişimini de tetiklemektedir. EA'lar otomotivlerin sebep olduğu emisyonları ortadan kaldırmaya ve petrole olan bağımlılığı azaltmaya yardımcı olabileceğinden, neredeyse tüm otomobil üreticileri EA üretimine başladı ve birçok ülke önümüzdeki 10 ila 30 yıl içinde İYM'li araçları yasaklama planlarını açıklamıştır. Bununla birlikte, elektrikli araçların benimsenmesi ve büyümesi kısmen hükümetlerin politikası ve düzenlemelerinden kaynaklanmaktadır. İYM'li araçlar ile rekabet edebilmek için EA'ların özellikle batarya teknolojisinde bazı engellerin aşılması gerekmektedir (Deng ve ark., 2020).

Li-ion bataryalar, diğer bataryalara göre yüksek enerji/güç yoğunluğu, uzun çevrim ömrü ve çevre dostu olma özellikleri nedeniyle EA'larda tercih edilen en popüler enerji depolama sistemleri (EDS)'dir. Li-ion bataryaların geliştirilmesi, EA'ların başarımını büyük

ölçüde iyileştirmiştir. 2016’da Nissan Leaf’in belirtilen menzili 170 km idi ve şimdi Tesla Model S ve Opel Ampera-E, 500 km’nin üzerindeki menzilleriyle geliyor. Ancak, kullanım sırasında mevcut kapasite ve güç kabiliyeti gibi batarya başarımları düşecek ve bu da sürüş menzilin azalmasına neden olacaktır. Pil tabanlı elektrikli araçların dezavantajları, pillerin düşük enerji yoğunluğuna sahip olması, şarj sürelerinin uzun olması, pillerin maliyetinin yüksek olması ve tipik sürüş menzilin kısa olmasıdır (Hua ve ark., 2021). Sürüş menzili, kullanıcıların EA’larla ilgili en büyük endişelerinden biridir. Li-ion bataryalar, mevcut batarya teknolojisinin en yüksek enerji yoğunluklarından birine (100–265 Wh/kg) sahiptir. Ama yine de 320-480 km sürüş menziline ulaşmak için büyük miktarda batarya gerekmektedir. Dolayısıyla, sürüş menzilin daha etkili bir şekilde artırmak için Li-ion bataryalardan daha yüksek enerji yoğunluğuna sahip yeni nesil bataryalara (enerji yoğunlukları >350 Wh/kg) ihtiyaç duyulmaktadır. Li-Sulfur, Li-Air veya Mg-ion bataryalar gibi yeni tasarımlar keşfedilmiştir. Yeni tasarım bataryalar teorik olarak Li-ion bataryalardan daha yüksek enerji yoğunluklarına sahip olmalarına rağmen, güvenlik veya zayıf döngüsellik gibi EA’larda uygulamalarını engelleyen sorunlara sahiptirler. Ayrıca, EA’lardaki batarya paketleri yalnızca hücreler değil, aynı zamanda baralar, termal bileşenler ve batarya yönetim sistemleri gibi diğer bileşenleri de içerir. Her eklenen donanımın hesaba katılması, batarya paketindeki enerji yoğunluğunu daha da azaltır. Bu nedenle hem hücre tasarımının hem de paket verimliliğinin iyileştirilmesi, EA pillerinin enerji yoğunluğunun artırılması için kritik öneme sahiptir (Deng ve ark., 2020).

Yerli otomobil TOGG’un bataryasında yeni model batarya hücresi “süper pouch solution” (SPS) içermesi bekleniyor. 15dk şarjla %10’dan %80’e kadar şarj olabilen batarya ile 10 dk’lık şarjla 400 km menzil gidilebilmektedir (URL3). 800 V sistem voltajına sahip yüksek kapasiteli yeni hücre tasarımı sayesinde batarya enerji yoğunluğu 330Wh/kg seviyesine ulaşmıştır (URL4).

Her ne kadar son yıllarda batarya başarımını artırmak için önemli ilerlemeler yapılmış olsa da, ana sorun bataryadan çekilen akımın pik yapmasından kaynaklanmaktadır. Cep telefonları ve dizüstü bilgisayarlar gibi küçük elektronik cihazlarda bile bataryadan sağlanan akımın anlık pik yapması bataryada hasara neden olur. Bu durum EA’larda da sürüş tarzı, yol vb. gibi farklı faktörler ele alındığında güç tüketiminde hızlı değişikliklere neden olur. Bir batarya monoton olarak boşaltıldığında iyi bir başarımlar gösterir. EA hızlanırken ani güç tüketeceği için, batarya paketi bu gereksinimi karşılayacak kadar hızlı akım sağlayamayabilir. Aynı şey, EA’nın frenlenmesi sırasında üretilen akımın bataryalara ani ve

yoğun olarak depolanırken de geçerlidir. Yüksek bir elektrik akımının bataryaya depolanması veya bataryadan çekilmesi bataryaya zarar verebilir. EA'larda ani hızlanma veya fren tekrarlandığında (örneğin şehir sürüşü), bataryaların ömrü kısalabilir (Kouchachvili ve ark., 2018).

Küresel olarak, EA uygulamalarında batarya teknolojisi üzerine yapılan araştırmalar, hızlı bir şekilde ilerlemektedir. Bununla birlikte, batarya depolama sistemlerinde akımın kötü kontrol edilmesi, bataryanın aşırı şarj edilmesi, aşırı deşarjı, aşırı ısınması, hücre dengesizliği, termal kaçak ve yangın tehlikeleri gibi kritik sorunlara yol açabilir. Bu olumsuzlukları gidermek için etkin bir batarya yönetim sistemi, şarj-deşarj kontrolü, ısı yönetimi, batarya güvenliği ve koruma dahil olmak üzere batarya başarımının artırılması çok önemlidir (Lipu ve ark., 2021).

## **2.2. Elektrikli Araçların Şarj Topolojisi**

Hibrit elektrikli araçlar ve pilli elektrikli araçlar, otomotiv sektöründe kullanıcıların ilgisinin hızla arttığı araçlardır. Hibrit elektrikli araçların ve pilli elektrikli araçların geliştirilmesiyle birlikte otomotiv uygulamaları için batarya şarj cihazları ulaşım elektrifikasyonunun önemli bir parçası haline gelmektedir. Ayrıca, bu araç teknolojilerinin sürdürülebilir olması için şarj cihazı verimliliğinin ve maliyetinin iyileştirilmesi son derece önemlidir. Şarj verimliliği arttıkça şarj süresi ve kullanım maliyeti azalmaktadır (Khaligh ve ark., 2010). EA'ların bataryaları da şarj sistemleri de en az EA'lar kadar önemlidir. EA bataryalarını şarj etmek için şarj sistemlerine ihtiyaç vardır. Batarya şarj sistemi, AA elektrik enerjisini, bataryayı şarj etmek amacıyla uygun bir voltaj seviyesi ile DA'ya dönüştürerek kullanan, birkaç güç elektroniği devresinden oluşan bir sistemdir (Abad, 2016). Bu şarj sistemleri Alternatif Akım Şarj Sistemi (AAŞS) ve Doğru Akım Şarj Sistemi (DAŞS) olmak üzere iki ana istasyon tipi olarak kullanılmaktadır. EA'larda bulunan bataryalar, teknik sebeplerden dolayı enerjilerini DA olarak depolar. Fakat şebeke akımı her zaman AA'dır. Dolayısıyla bataryalarda enerji depolamak için AA/DA güç dönüşümü kullanılması zorunludur. AAŞS'ler, aracın içine monte edilen ve şebekeye bağlanan yerleşik bir şarj cihazıdır. Buna "araç üstü şarj cihazı" (on-board charger) denilmektedir. Bu şarj cihazı, aracın içerisinde bulunan bir dönüştürücü sistemdir. AA/DA dönüşümü aracın içerisinde bulunan bu dönüştürücü sistem vasıtasıyla gerçekleşir ve dönüşen DA gücü bataryalara aktarılır. DA şarj sistemlerinde ise güç dönüştürme işlemi dışarıda bulunan bir şarj istasyonunda gerçekleştirilir. AA şarj sistemlerindeki gibi araç içerisinde bir dönüştürücü

yoktur. İstasyonda bulunan dönüştürücü vasıtasıyla AA'dan DA'ya dönüştürülen güç doğrudan aracın bataryasına aktarılır. DAŞŞ'ler AAŞŞ'lere göre daha büyük yapıya sahiptir ve yüksek güç dönüşümü sağladığı için daha hızlı şarj sistemleridir.

Bir batarya şarj cihazının, küçük boyutlu ve hafif olmasıyla birlikte yüksek güç yoğunluğu sağlayacak kadar verimli ve güvenilir olması beklenir. Bir şarj cihazının çalışması, kullanılan dönüştürücü topolojisi, üzerindeki bileşenler, anahtarlama ve kontrol algoritması ile ilgilidir. AAŞŞ'ler, GFD devreli yerleşik bir AA/DA şarj cihazına ihtiyaç duyarlar (Brenna ve ark., 2020).

Güç değerlerine bağlı olarak, şarj cihazları Seviye 1, Seviye 2 ve Seviye 3 olarak sınıflandırılır. AA Seviye 1 ve Seviye 2 şarj cihazları tipik olarak 120/230 V standart voltajla 2 kW'tan daha az güç ile evde şarj için ve 20 kW gücünde halka açık şarj istasyonları olarak tasarlanmaktadır. Çizelge 2.2'de dünya çapındaki üreticilerin bazı EA türleri ve teknolojilerinin karşılaştırmasını göstermektedir. EA'ların tipine, batarya boyutuna, elektrik motoruna, sürüş menziline ve şarj cihazının şarj hızına göre tanımlama yapılır (Kongjeen ve ark., 2018)

Çizelge 2.2. EA Şarj Güç Seviyeleri

Güç Seviyesi	Şebeke Bağlantısı	Gerilim	Akım	Şarj Tipi
AA Seviye 1	1 faz	120 V	12–16 A	Yavaş
AA Seviye 2	1 faz	240 V	<80 A	Yavaş
AA Seviye 3	3 faz	240 V	>80 A	Yavaş
DA Seviye 1	-	200–450 V	80 A	Yavaş
DA Seviye 2	-	200–450 V	200 A	Orta
DA Seviye 3	-	200–600 V	400 A	Hızlı

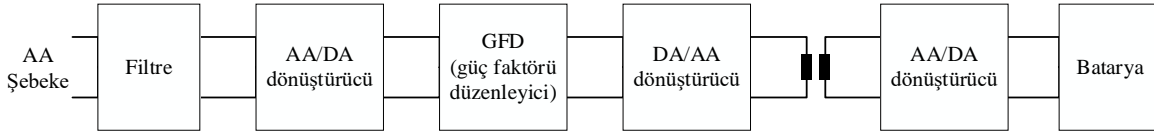
Bir şarj cihazı, ortalama bir elektrikli araç batarya paketinin doluluk oranını %80'e kadar 20-60 dakikada şarj edebiliyorsa, hızlı şarj cihazı olarak kabul edilmektedir. Ultra hızlı şarj cihazlarında ise 20-25 dakika gibi kısa bir sürede tam şarj sağlanabilmektedir (URL5). Tüm güç seviyelerinde tek yönlü/çift yönlü güç akışı elde edilebilir. Bununla birlikte, gerektiğinde gücü şebekeye geri aktarmanın büyük faydasını sağlayabileceğinden, çift yönlü güç akışı genellikle Seviye 3 şarj cihazları için tasarlanmıştır. Ayrıca, Elektrikli araç akü şarj cihazının iki ana çalışma modu vardır. Bunlar; şebekeden araca (Grid-to-Vehicle) (G2V) ve Araçtan Şebekeye (Vehicle-to-Grid) (V2G) modlardır. Enerji akışı, şebekeden araca doğru

olduğu zaman, G2V (şarj), araçta depolanmış enerjinin şebekeye akması ise V2G (deşarj) olarak adlandırılır. Mevcut birçok olası batarya şarj cihazı topolojisi vardır. Güvenlik gereksinimleri ve standartları genellikle şarj cihazının şebekeden izolasyonu neticesinde karşılanır. Bu izolasyon genellikle doğrudan AA güç girişi tarafında veya varsa DA/DA dönüştürücü kısmında sistemin içerisinde bulunan bir transformatör kullanılarak yapılır.

Şarj cihazlarının verimliliği, şarj hızı ve maliyeti, ticari araçlar tasarlanırken dikkat edilmesi gereken en önemli konulardır. Bununla birlikte, piller için dört olası şarj algoritması olduğunu söylemek mümkündür. Bunlar; sabit voltaj, sabit akım, sabit voltaj ve akım ve darbeli şarj'dır (Abad, 2016).

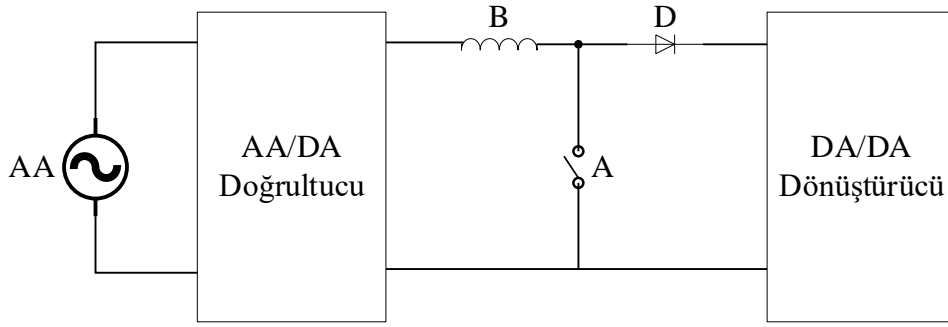
Bataryayı şebeke elektriği kullanarak şarj etmek için temel olarak gereken iki güç dönüştürme aşaması vardır. Bunlardan biri AA/DA güç dönüşümü ve diğeri DA/DA güç dönüşümüdür. Bu güç dönüşümü tasarımları, birçok farklı pasif ve aktif devre elemanlarının kombinasyonu (indüktanslar, kapasitörler ve yarı iletken anahtarlar) ile oluşturulabilir.

Şekil 2.2, EA'lar için tek yönlü bir batarya şarj cihazının genel yapısını göstermektedir. AA şebekeye bağlı bir filtre, AA/DA doğrultucu, şebeke akımının kalitesini iyileştirmek için bir güç faktörü düzeltme (GFD) devresi ve son olarak izolasyonlu bir DA/DA dönüştürücüden oluşur. İzolasyon, DA/DA dönüştürme aşaması yerine giriş aşamasına da yerleştirilebilir.

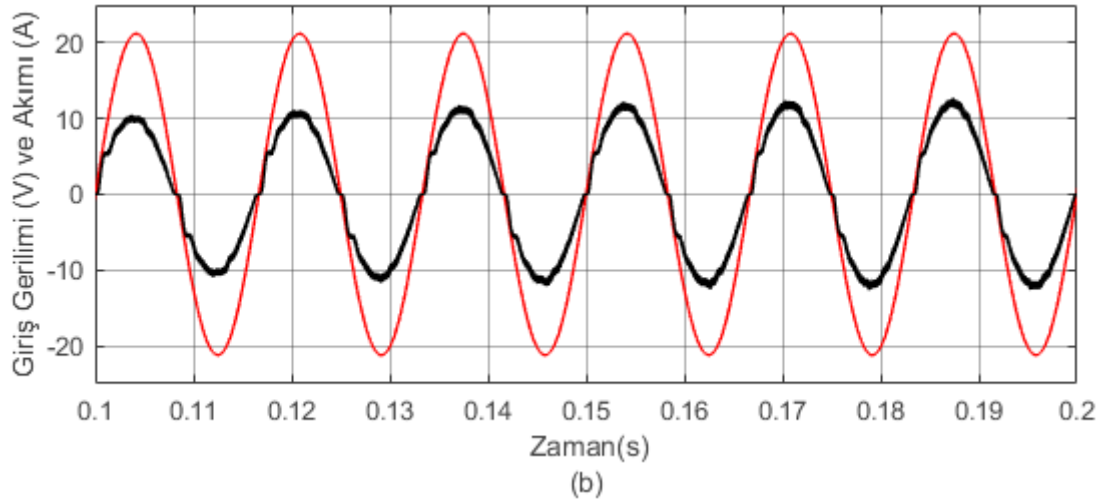
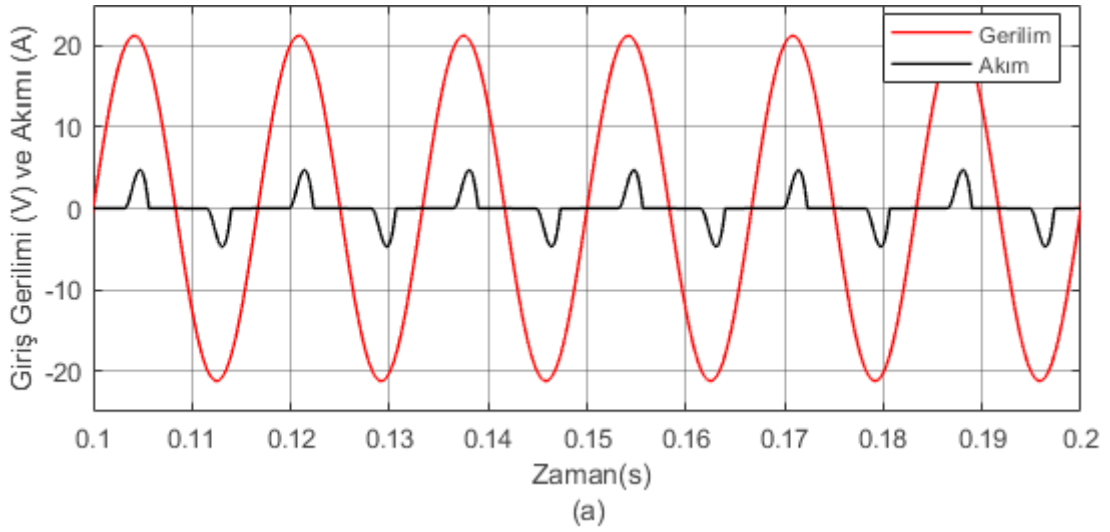


Şekil 2.2. Temel elektrikli araç pil şarj cihazı yapısı

Tek yönlü bir batarya şarj cihazının girişindeki AA/DA doğrultucu normalde bir diyot doğrultucudur. Çift yönlü bir batarya şarj cihazında AA/DA doğrultucu, şebekeye enerji aktarımını sağlamak için yarı iletken anahtarlar ve diyotlar dahil olmak üzere, daha karmaşık bir yapıya sahiptir. Çift yönlü batarya şarj cihazında girişteki doğrultucu zaten GFD olarak çalıştığı için GFD'ye ihtiyaç duyulmaz. Giriş filtresi, istenilen doğrultucu tipine bağlı olarak farklı yapılarla sahip olabilmektedir. Şebekeye harmonik kirliliğini önlemek ve DA bara voltajını stabilize etmek için genellikle AA/DA doğrultucu ile DA/DA dönüştürme aşaması arasına bir GFD filtresi yerleştirilir. Şekil 2.3'de gösterilen tipik bir GFD devresi, bir bobin "B", bir aktif anahtar "A" ve bir diyottan "D" oluşur. Batarya şarj cihazlarında köprüsüz GFD devreleri de kullanılmaktadır.



Şekil 2.3. EA batarya şarj cihazında GFD yapısı



Şekil 2.4. GFD'siz (a) ve GFD'li (b) simüle edilmiş şebeke akım değişimi

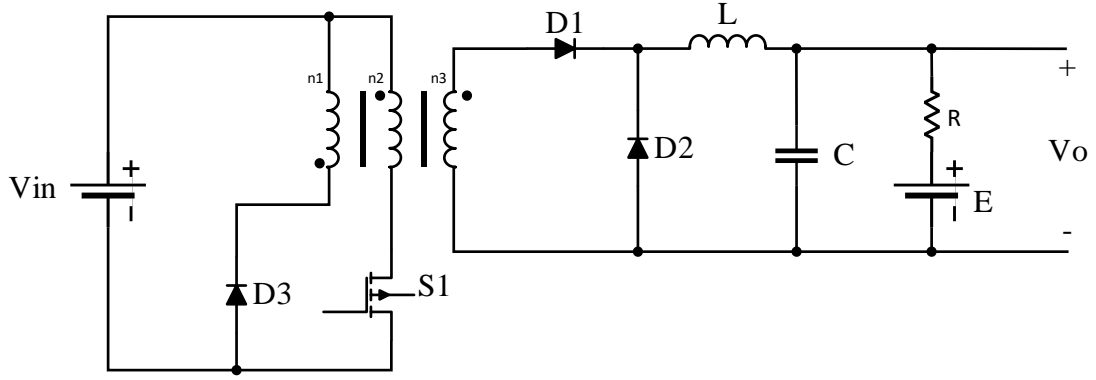
Şekil 2.4'de, şebekeden çekilen akımın zamana göre değişim grafiği verilmiştir. Bilindiği üzere Şebeke akımı sinüzoidal olarak saniyede 50 kez yön değiştirmektedir. Şebekeye bir yük bağlandığında bu yük genliğin en fazla olduğu yerde en yüksek akım çekecektir. Bağlı olan yük bobin ve kapasitör gibi devre elemanlarını içeren karmaşık bir

yapıya sahipse bu yapı çekilen akımda ani yükselmelere veya düşmelere ve harmonik adını verdiğimiz bozulmalara neden olmaktadır. Bu durumda GFD şebekeden çekilen akımın iyileştirilmesini sağlamaktadır. Yani akımın daha sinüzoidal hale gelmesini, akımın ani yükselmesini ve dolayısıyla yarı iletken elemanların stresini azaltmaktadır. Bu aşama ayrıca DC baranın voltaj seviyesinin artmasına da yardımcı olmaktadır.

İzolasyon, güvenlik için tüm batarya şarj cihazlarının temel gereksinimlerinden biridir. Şarj akımı genellikle akü voltajı, batarya pil durumu (BPD) ve sıcaklık gibi kritik batarya parametrelerinin sürekli geri bildirimini ile kontrol edilir. Tek yönlü şarj sistemi söz konusu olduğunda, Flyback (geri dönüşlü) ve Forward (ileri yönlü) dönüştürücülere dayalı şarj cihazları, düşük güçlü, tek fazlı uygulamalar için tipik örneklerdir. Her iki topoloji de yalnızca bir aktif anahtara ihtiyaç duyar. Bununla birlikte, Flyback ve Forward dönüştürücüler, izolasyon transformatörünün kaçak endüktansında depolanan aşırı enerji, kapatma anında tükendiğinde yüksek voltaja maruz kalır. Bu nedenle, daha yüksek güçlü işlemlerde yardımcı bir bastırma devresine ihtiyaç vardır.

### **2.2.1. Batarya Şarj Cihazlarında DA/DA Dönüştürücü Topolojileri**

Tek fazlı hibrit elektrik araçların batarya şarj cihazlarında en çok kullanılan DA/DA dönüştürücü topolojilerinden iki tanesi Flyback ve Forward dönüştürücü topolojileridir. Bu tür dönüştürücülerde, kontrollü yarı iletken anahtarlar PWM modunda değiştirilir. Forward dönüştürücü, çıkış voltajını (trafo oranına bağlı olarak) artırmak veya azaltmak için bir transformatör kullanan ve yük için galvanik izolasyon sağlayan bir DA/DA dönüştürücüdür. Çoklu çıkış sargıları ile aynı anda hem daha yüksek hem de daha düşük voltaj çıkışları sağlamak mümkündür. Şekil 2.5 ve 3.6, sırasıyla bir Forward dönüştürücü ve Flyback dönüştürücünün devre topolojisini göstermektedir; burada  $R$ , akünün iç direncidir,  $E$ , akünün iç voltajıdır ve  $V_o$ , akünün çıkış voltajıdır (akünün iç voltajı ve iç direnç voltaj düşüşü dahil).

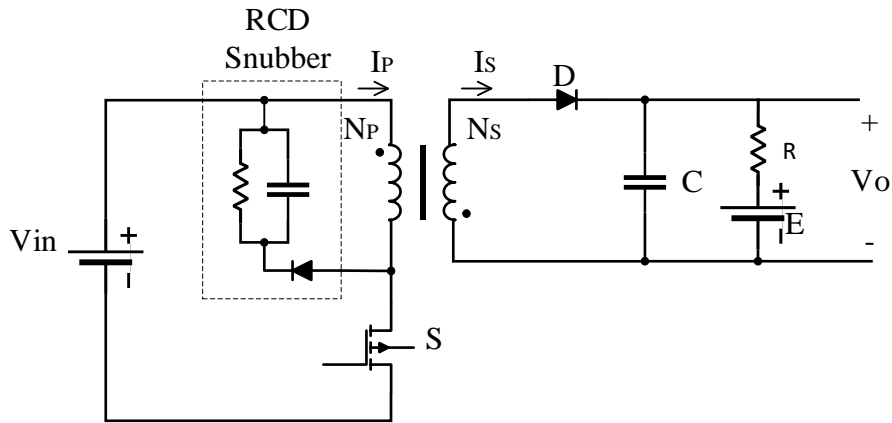


Şekil 2.5. Forward dönüştürücü devre topolojisi

Bir Forward dönüştürücünün maksimum çıkış voltajı, trafo oranı tarafından sınırlanır. Denklem 2.3'te gösterilen "D" Darbe genişlik modülasyonu görev döngüsünü ifade etmektedir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n_3}{n_1} D \quad (2.3)$$

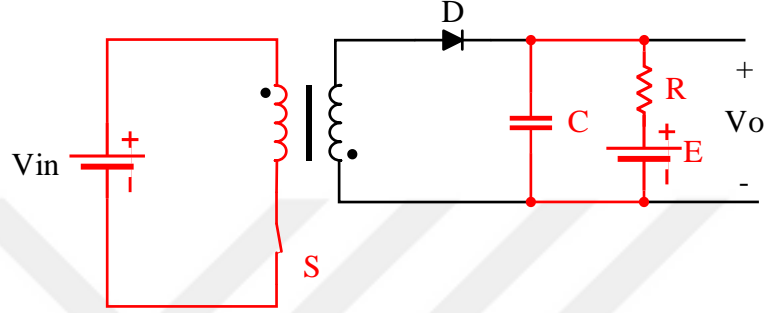
Flyback dönüştürücü, girişler ve çıkışlar arasında galvanik izolasyonu sağlayan dönüştürücülerdir. Akım aktığında enerjiyi depolamak ve güç kesildiğinde enerjiyi serbest bırakmak için karşılıklı olarak bağlı indüktör kullanan bir güç kaynağı topolojisidir. Flyback dönüştürücülerde transformatörün primer ile sekonder polaritesi birbirine terstir. Şekil 2.6.'da gösterilen devre, S yarıiletken anahtarının iletim ve kesim durumlarına göre iki durumda incelenir.



Şekil 2.6. Flyback dönüştürücü devre topolojisi

Şekil 2.7'de gösterilen birinci durumda, S yarı iletken anahtarı iletimdedir. Doğrusal olarak artan transformatörün primer akımı eşitlik 2.4'te verilmiştir. Artan akımın etkisi ile transformatörün primer sargısı üzerinde enerji depolanır. Sekonder sargısı primer sargısına

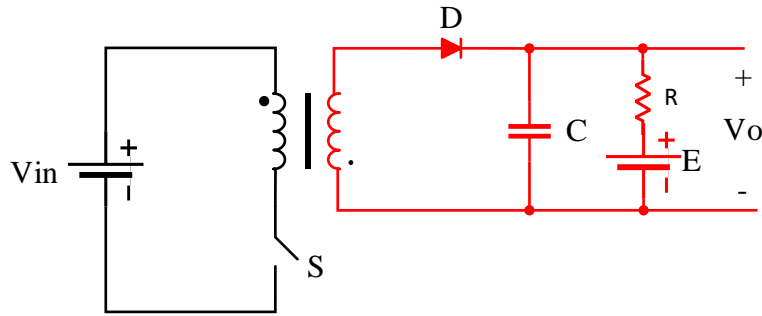
göre ters polaritededir. Dolayısıyla çıkış diyotu ters kutuplanır ve transformatörün sekonder kısmından akım akmaz. Bu durumda bataryaya aktarılan enerji C kapasitörü tarafından sağlanır. Şekil 2.8’de gösterilen ikinci durumda ise S yarı iletken anahtarı kesimdedir. S yarı iletken anahtarı kesime gittiği zaman transformatörün primer sargısından akım akmaz ve transformatörün nüvesindeki manyetik akı azalmaya başlar. Dolayısıyla sekonder polaritesi yön değiştirir ve diyot iletme geçer. Birinci durumda primer endüktansında depolanan enerji bu zaman aralığında bataryaya aktarılır. Ayrıca bu sürede C kapasitörü de şarj olur.



Şekil 2.7. Flyback devresi S yarı iletken anahtarı iletim durumu

$$I_p(t) = I_b + \frac{(V_{in} - V_{DS(on)})t_{on}}{L_m} \quad (2.4)$$

Burada  $I_p(t)$ , primer akımının ani değerini;  $I_b$ , transformatörün primerinden geçen akımın başlangıç değerini;  $V_{in}$ , flyback dönüştürücünün giriş gerilimini;  $V_{DS(on)}$ , S yarı iletken anahtarın iletim gerilim düşümünü ve  $L_m$ , transformatörün primer endüktansını ifade etmektedir.



Şekil 2.8. Flyback devresi S yarı iletken anahtarı kesim durumu

Diyot iletme girdiğinde sekonder akımının başlangıç değeri  $I_{p,tp} \cdot N_p/N_s$  olur. Burada  $I_{p,tp}$ , S yarı iletken anahtar iletimdeyken primerden geçen akımın tepe değeri;  $N_p$ , transformatörün primer sargı sayısı;  $N_s$  ise sekonder sargı sayısıdır. Eşitlik 2.5’te verilen

$I_S(t)$ , sekonder akımının ani değerini;  $V_o$ , batarya üzerine düşen çıkış gerilimini;  $V_D$ , diyot iletimdeyken üzerine düşen gerilimi;  $t_{off}$ , S yarı iletken anahtarın kesime girme süresini gösterir. Eşitlik 2.5'ten anlaşılacağı üzere sekonder sargısından akan akım doğrusal olarak azalmaktadır (Mi ve ark., 2017).

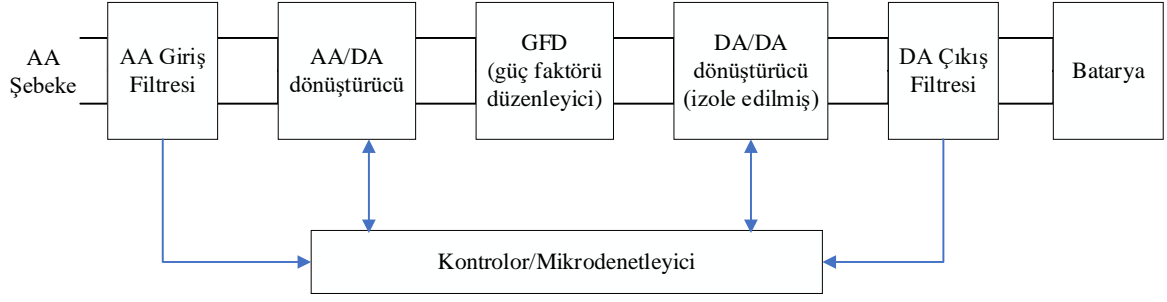
$$I_S(t) = I_{p\_tp} \frac{N_P}{N_S} - \frac{(V_o + V_D)t_{off}N_P^2}{L_m N_S^2} \quad (2.5)$$

Batarya şarj cihazları için G2V aktarma organlarının verimliliği son derece önemlidir. EA'lar için G2V verimliliği %45-50'ye yakın olmalıdır. G2V enerji verimliliğini artırmak için yüksek verimlilik, yüksek güvenilirlik, yüksek güç yoğunluğu ve uygun maliyetli şarj cihazı tasarımı zorunludur. Batarya şarj cihazları, elektrik dağıtım sistemleri üzerinde zararlı harmonik etkiler ortaya çıkarabilmektedir. Harmoniklerin giriş bara akımına dahil olması, hızlı şarj istasyonlarında düşük GF'ye neden olarak, şebekeden daha fazla akım çekilmesine, hat kayıplarının artmasına ve dağıtım trafolarının ömrünün kısılmasına neden olmaktadır (Rajendran ve ark., 2020).

Tam köprü tipi bir GFD dönüştürücü çoğunlukla GFD tabanlı EA şarj cihazlarında kullanılır, yüksek güç yoğunluğu ve yüksek verimlilik gibi avantajlara sahiptir ancak bu dönüştürücülerin kontrolü 4 anahtara sahip olduğu için karmaşıktır. LLC (İndüktör–İndüktör–Kapasitör) rezonans dönüştürücü de yüksek verimlilik, düşük EMI (Elektromanyetik Girişim) gürültüsü ve geniş giriş aralığında yüksek güç yoğunluğu gibi avantajlarla daha iyi bir alternatiftir. Ancak, LLC dönüştürücülerin tasarımı ve analizi oldukça karmaşıktır.

EA şarj sistemlerinde düşünülmesi gereken bir konu ise bataryaların şarj süresi ile ilgilidir. Tipik bir EA'ın şarj olması 4 ila 7 saat sürer. Elektrikli araç şarj istasyonlarının gelecekte büyük ölçüde yaygınlaşması, şebeke üzerindeki yükün artmasıyla sonuçlanacaktır. Bu da ele alınması gereken önemli bir konudur.

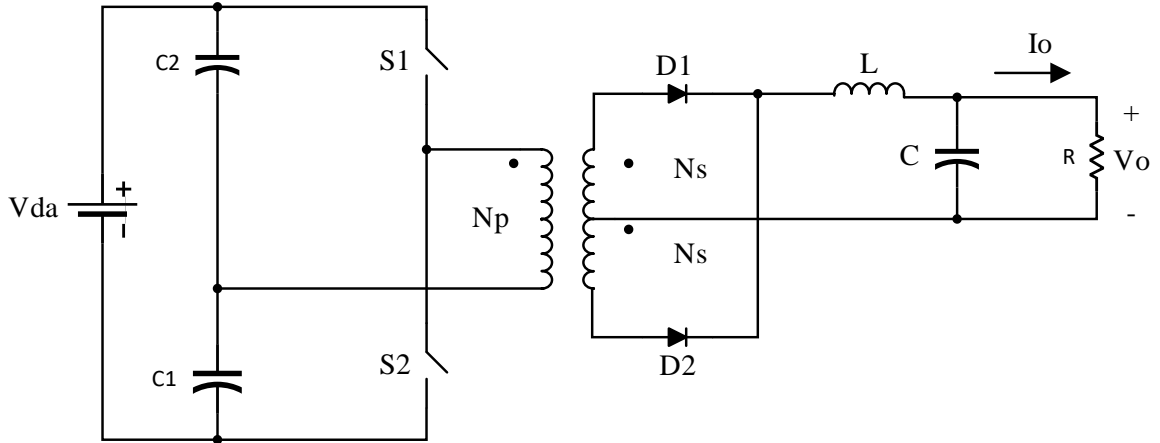
Tek yönlü topolojiler, düşük güçlü uygulamalar için uygundur. Ek olarak, çıkış akımındaki frekans dalgalanması nedeniyle, yalnızca kurşun asitli piller şarj edilebilir. Ayrıca, EA kullanıcılarının güvenliği için yerleşik batarya şarj cihazlarında galvanik izolasyon gereklidir. Bu nedenle, iki yönlü topolojiler, güç oranının nispeten yüksek olduğu ve enerji depolama sistemi olarak lityum iyon pillerin kullanıldığı EA batarya şarj cihazları için daha uygundur. Şekil 2.9, EA'lar için kullanılan iki aşamalı batarya şarj cihazının basitleştirilmiş bir blok şemasını göstermektedir.



Şekil 2.9. İki aşamalı batarya şarj cihazının basitleştirilmiş sistem blok şeması

Tek yönlü DA/DA dönüştürüclere dayalı yarım köprü doğrultucu ve tam köprü doğrultucu şarj cihazları, Flyback ve Forward dönüştürüclere dayalı şarj cihazlarına uygun alternatiflerdir. Yarım köprü ve tam köprü dönüştürücülerde yarı iletkenlerin üzerine düşen elektriksel gerilim önemli ölçüde düşüktür. Ayrıca bu tip dönüştürücülerde yumuşak anahtarlanmanın uygulanması kolaydır.

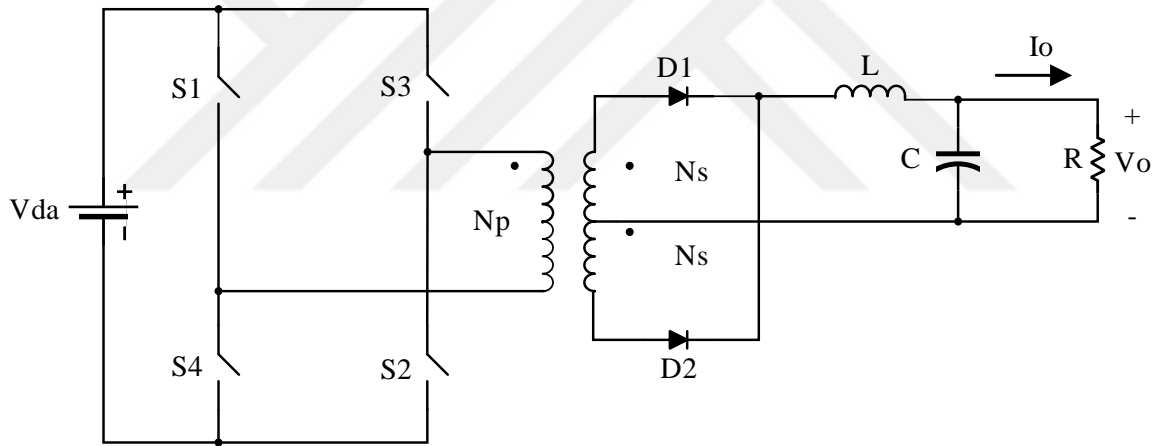
Şekil 2.10'da gösterilen yarım köprü DA/DA dönüştürücü, düşüren dönüştürücüler gibi çalışır. Eşit değerdeki kapasitörler (C1 ve C2), yüksek frekans transformatörünün primer sargı terminaline yarım bir  $V_{da}$  noktası oluşturarak giriş voltaj kaynağına seri olarak yerleştirilir. Bu nedenle,  $-V_{da}/2$  veya  $V_{da}/2$  DA voltaj seviyeleri, S1 veya S2 anahtarı aynı görev döngüsü ile iletimdeyken transformatör primerine uygulanır. Yarım köprü dönüştürücünün dönüşüm oranı eşitlik 2.6'da verilmiştir, burada  $d$  maksimum 0,5 değerine sahip olabilir.



Şekil 2.10. Yarım köprü DA/DA dönüştürücü devre topolojisi

$$\frac{V_o}{V_{da}} = \frac{N_s}{N_p} d \quad (2.6)$$

Şekil 2.11’de gösterilen tam köprü DA/DA dönüştürücü de düşürücü dönüştürücüden türetilmiştir. Yarım köprü DA/DA dönüştürücüdeki C1 ve C2 kapasitörlerinin kontrol edilebilen yarı iletken devre elemanları ile değiştirilmesi sonucu elde edilir. Bu dönüştürücünün çalışması, anahtar çiftlerinin (S1 ve S2, S3 ve S4) dönüşümlü olarak aynı görev döngüsü ile iletme geçmesi ile gerçekleşir. Bu da transformatörün primer sargısına uygulanan  $-V_{da}$  veya  $V_{da}$  voltaj seviyeleri ile sonuçlanır. Anahtar çiftlerinden biri (S1 ve S2 veya S3 ve S4)  $d \cdot T_S$  süresi boyunca açık olduğunda, filtre indüktörü üzerindeki voltaj, sekonder tarafa yönlendirilen giriş voltajı ile çıkış voltajı arasındaki farktır.  $(1-d) \cdot T_S$  zaman aralığı için tüm anahtarlar kapalı olduğunda, filtre indüktörü üzerindeki voltaj, çıkış voltajının tersidir. Bu işlem yarım anahtarlama periyodu aralığında tamamlanır. Diğer aralıkta, diğer anahtar çiftinin anahtarları tekrar  $d \cdot T_S$  süresince açıktır. Böylece, güç aktarımının toplam süresi  $2 \cdot d \cdot T_S$ ’dir. Filtre indüktörü eşitlik 2.7’de verilmiştir. Burada  $d$  en fazla 0,5 olabilir. Tam köprü DA/DA dönüştürücü için DA voltaj dönüşüm oranı eşitlik 2.8’deki gibi elde edilir (Uslu, 2006).



Şekil 2.11. Tam köprü DA/DA dönüştürücü devre topolojisi

$$\left( \frac{N_s}{N_p} V_{da} - V_o \right) \cdot 2 \cdot d \cdot T_s = V_o (1 - 2 \cdot d) \cdot T_s \quad (2.7)$$

$$\frac{V_o}{V_{da}} = 2 \cdot \frac{N_s}{N_p} d \quad (2.8)$$

### 2.2.2. Batarya Şarj Cihazlarında AA/DA Dönüştürücü Topolojileri

Elektrik dağıtım şirketlerinin, güç kalitesinin belirlenmesinde şebeke kaynağından çekilen giriş akımının harmonikleri ve GF hakkında ortaya koyduğu düzenlemelere ilişkin artan farkındalık, ön düzenleyicilerin kullanımının artmasına neden olmuştur. Bu ön düzenleyiciler, şebeke kaynağında bir direnç, yük oluşturur. Ön düzenleyiciler, temel olarak,

anahtarlamaları GF birimli doğrusal bir yük gibi davranacak şekilde kontrol edilen, doğrusal olmayan özelliklere sahip dönüştürücülerdir. Bir ön dönüştürücünün kullanılması, devre karmaşıklığını, sistemin maliyetini artırır ve ek güç kaybına sebep olur. Bu sorun, yüksek giriş GF ve düşük akım harmonikleri sağlaması gereken basit, düşük maliyetli, yüksek verimli bir ön dönüştürücü devre topolojisi seçilerek telafi edilebilir. Yukarıdaki faktörler dikkate alındığında, Vienna doğrultucu basit yapısı, az sayıda aktif anahtarı ve yüksek verimliliği nedeniyle üç fazlı ve yüksek güçlü uygulamalar için bir ön dönüştürücü olarak doğal seçim haline gelmiştir.

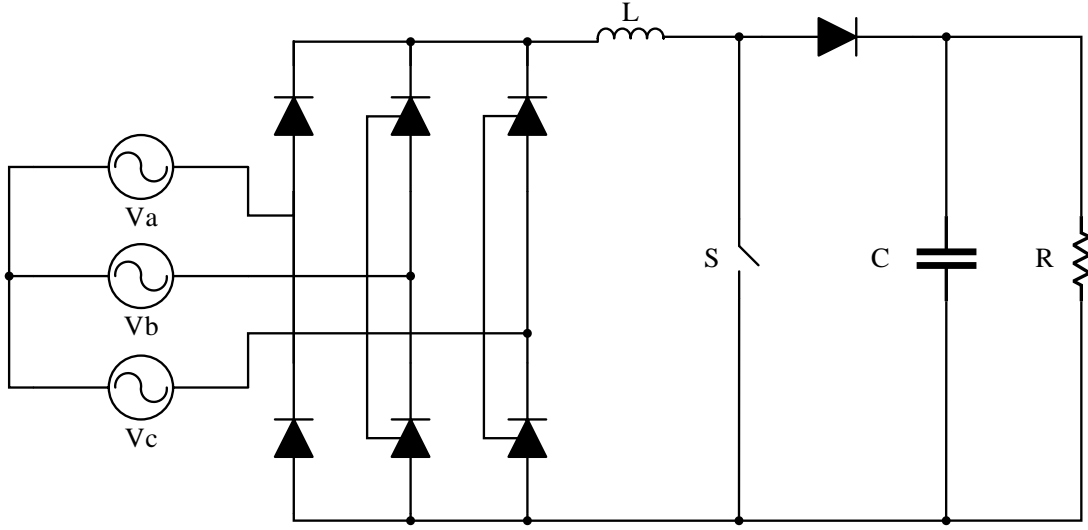
Çizelge 2.3’de gösterildiği gibi birkaç AA/DA dönüştürücü karşılaştırılmıştır (Channegowda ve ark., 2015).

Çizelge 2.3. Şarj Sistemlerinde AA/DA Dönüştürücü Topolojileri

<b>Doğrultucu Topolojileri</b>	<b>THB%</b>	<b>Verim (%)</b>	<b>Güç Yoğunluğu</b>
Yükselten Dönüştürücü	30	63.5	2.6 kW/dm
SWISS Doğrultucu	<5	99.3	4 kW/dm
Matrix Dönüştürücü	20	98	4 kW/dm
Vienna Doğrultucu	<5	99	12 kW/dm

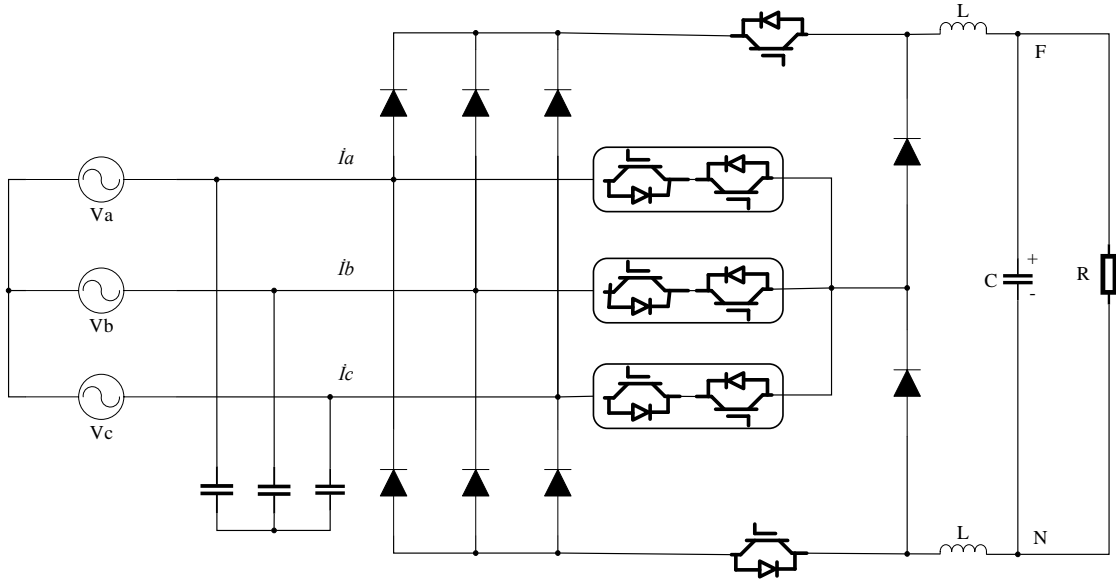
Yükselten dönüştürücü Şekil 2.12’de gösterilmektedir ve bu dönüştürücüler, daha yüksek voltaj gerektiren yükler için çıkış voltajının artırılması gereken yerlerde kullanılır.

Konvansiyonel diyot köprü doğrultucu yerine yükselten dönüştürücü kullanmanın birincil amacı, güç faktörünü iyileştirmek, uçtaki harmonikleri azaltmak ve AA ucunda istenmeyen bozulmalar meydana gelirse çıkışta kontrollü bir DA voltajına sahip olmaktır (Singh ve ark., 2004).



Şekil 2.12. Yükselten Dönüştürücü

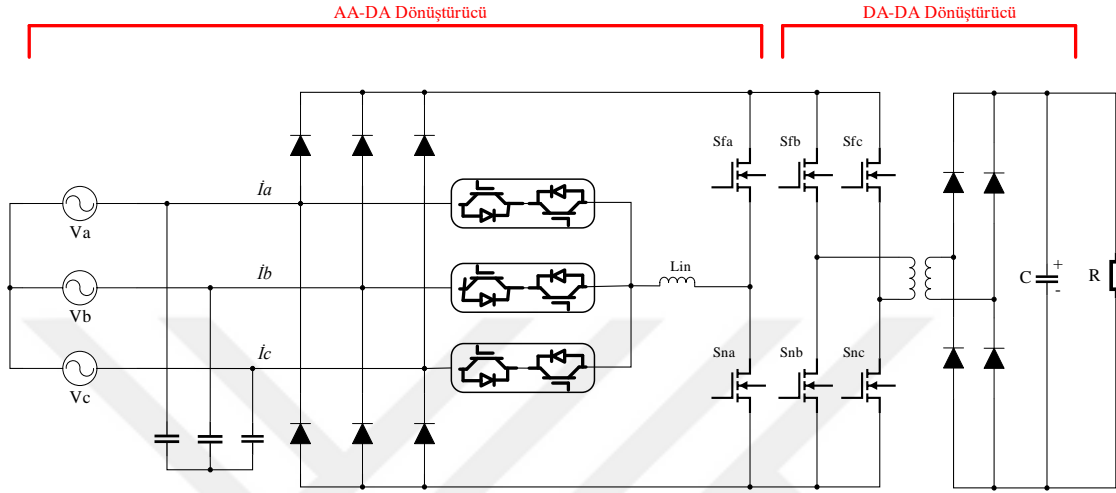
SWISS doğrultucu Şekil 2.13’de gösterilmiştir. Bu doğrultucular, uygulama gereksinimine göre verimliliğin artırılması gereken yerlerde kullanılır. SWISS doğrultucunun en büyük avantajı, geleneksel doğrultuculara kıyasla daha iyi verim sağlamasıdır. Yükseltici tip dönüştürücü ile karşılaştırıldığında, düşürücü tip sistem geniş bir çıkış voltajı kontrol aralığı sağlarken girişte GFD kabiliyetini korur, doğrudan başlatmayı mümkün kılar ve çıkışta dinamik akım sınırlamalarına izin verir (Soeiro ve ark., 2012).



Şekil 2.13. SWISS Doğrultucu

Matrix dönüştürücü Şekil 2.14’de gösterilmektedir ve bu redresörler, yüksek verimlilikle araçtan şebekeye uygulamalar için kullanılması gereken şarj istasyonlarının

rejeneratif çalışması için kullanılır. Matrix dönüştürücü, yüksek frekanslı işlemlere izin veren bir dizi kontrollü çift yönlü anahtar kullanan zorlamalı bir komütasyonlu dönüştürücüdür. Bu tip dönüştürücüler DA bağlantı devresi ve herhangi bir büyük enerji depolama elemanı gerektirmez. Güç faktörünü iyileştirebilir ve sonunda hat akımındaki harmonikleri azaltabilir (Bak ve ark., 2015).



Şekil 2.14. Matrix Doğrultucu

Karşılaştırılan dönüştürücü topolojilerinin bazı özellikleri Çizelge 2.3'de belirtilmiştir. Dört dönüştürücü topolojisinin incelemesinden sonra, şarj yapısının tasarımı için Vienna doğrultucu tercih edilmiştir. Vienna doğrultucu altta belirtilen avantajlara sahiptir (Azharudeen ve ark., 2022).

- Faz başına daha az sayıda anahtar bulunması
- Tek yönlü yükselten dönüştürücü ve azaltılmış anahtarlı Yükselten-Düşüren Dönüştürücü ile karşılaştırıldığında iyi verimlilik
- Harmonik için daha iyi kompanzasyon
- Tek yönlü yükselten dönüştürücü ve azaltılmış anahtarlı Buck-Boost Dönüştürücü ile karşılaştırıldığında 0,99 civarında daha yüksek güç faktörü.

### 3. VIENNA DOĞRULTUCU

Güç elektroniği dönüştürücüleri, kontrollü veya kontrolsüz çeşitli anahtarlar aracılığıyla oluşturulmaktadır. Bu tür devre elemanları, DA'dan AA'ya veya AA'dan DA'ya güç dönüşümü yapabilirler. Güç anahtarları olarak IGBT, GTO, IGCT gibi kontrol edebileceğimiz anahtarlar kullanılır.

Günümüzde kullanılan dört tür güç dönüşüm türü vardır. Bunlar DA/DA, DA/AA, AA/DA ve AA/AA dönüştürücülerdir. Bu dört dönüştürücünden AA/DA ve DA/DA dönüştürücüler yaygın olarak kullanılırlar.

AA/DA dönüştürücüler endüstride birçok alanda yaygın olarak kullanılır. Tek fazlı doğrultucular ve üç fazlı doğrultucular olmak üzere iki çeşidi vardır. Elektrikli araç şarj sistemlerinde tek fazlı ve üç fazlı doğrultucu sistemleri kullanılmaktadır. Vienna doğrultucu AA/DA dönüştürücüdür.

Vienna doğrultucu, 1994 yılında Johann W. Kolar tarafından icat edilen üç fazlı, üç seviyeli ve üç anahtarlı darbe genişlik modülasyonu yöntemiyle yapılan bir doğrultucudur. Vienna doğrultucular, basit devre yapısına sahip, kompakt boyutlu ve voltaj stresi düşük verimi yüksek bir doğrultucudur. Ayrıca çıkış voltajının sadece yarısı kadar bir anahtarlama voltajına sahiptir (Çelik, 2022).

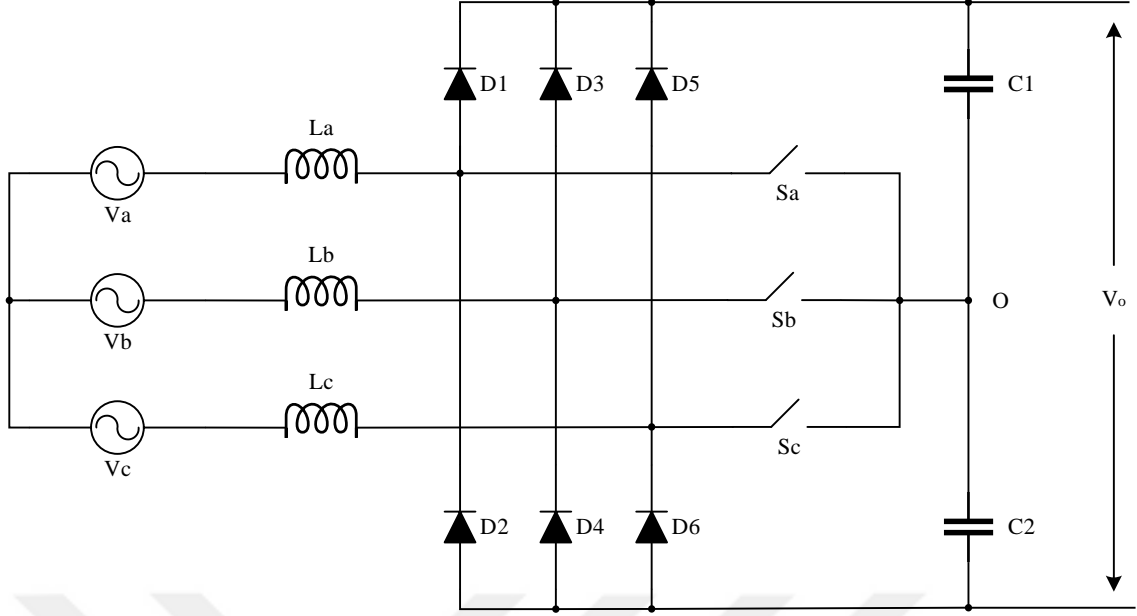
Genel olarak kullanılan iki seviyeli altı anahtarlı yükseltici doğrultucular birçok uygulamada yaygın olarak kullanılsa da bu tip doğrultucuların harmonikli sinüzoidal giriş akımı ve düşük GF gibi dezavantajları vardır ve bu da şebekede güç kalitesi sorunlarına neden olmaktadır. Doğrultuculardaki bu zorluğu aşmak için araştırmacılar, GF düzeltmeli, darbe genişlik modülasyonlu ve çok seviyeli doğrultucular gibi farklı doğrultucu devre yapıları geliştirmişlerdir. Düşük anahtarlama gerilimi ve stresi, yüksek verimlilik gibi avantajları nedeniyle çok seviyeli doğrultucular uygulamalarda tercih edilir hale gelmiştir. Çok seviyeli bir doğrultucu olan Vienna doğrultucu yapısı, telekomünikasyon sistemlerinin güç kaynaklarında kullanılmak üzere geliştirilmiştir (Keçecioglu ve ark., 2020).

Genelde doğrultucularda karşılaşılan en büyük zorluklar düzgün bir GF elde etmek ve harmoniksiz, kaliteli sinüzoidal giriş akımı sağlamaktır. Vienna doğrultucular, şebekeden minimum harmonikli sinüzoidal giriş akımı kullanarak ve düzgün GF sağlayarak bu zorlukların üstesinden gelmektedir (Sunbul, 2019).

Üç fazlı Vienna doğrultucular, toplam harmonik bozulma, yüksek güç yoğunluğu, yüksek verimlilik ve yüksek güvenilirlik avantajları nedeniyle telekomünikasyon güç sistemlerinde, elektrikli araç şarj istasyonlarında, GF sistemlerinde ve ilgili diğer alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Üç seviyeli nötr nokta kenetlemeli ve üç seviyeli T tipi dönüştürücüler gibi, Vienna doğrultucu yapısında DA-baraya bağlı iki kapasitör vardır. Dolayısıyla Vienna doğrultucu için kontrol stratejileri hem şebeke akımı kalitesini hem de nötr nokta voltaj dengesini hesaba katmalıdır (Xu ve ark., 2022).

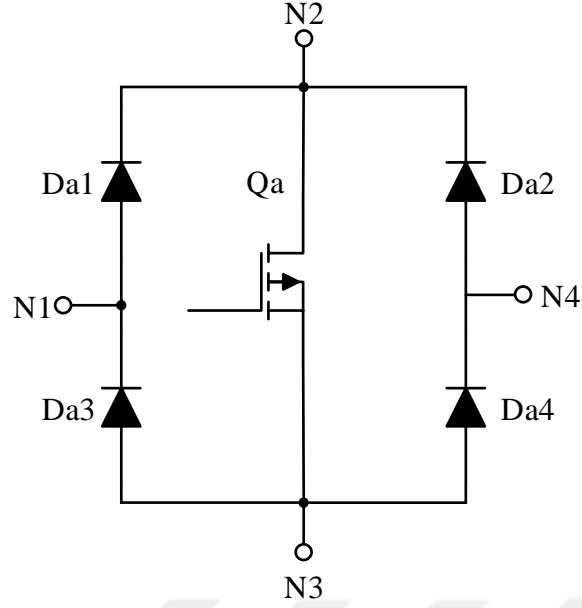
Vienna doğrultucu, üç fazlı kontrol edilebilir anahtarların sayısını geleneksel altı anahtarlı doğrultucuların aksine, üç anahtara indiren bir doğrultucudur. Vienna doğrultucuların sahip olduğu bu üç anahtarlı yapı anahtarlama kayıplarını da en aza indirmektedir. Bu sayede yüksek verimlilik, yüksek güç yoğunluğu ve düşük harmonik bozulma gibi avantajlar sağlamaktadır (Sunbul, 2019). Bu özellikler, elektrikli araçların hızlı şarj edilmesi gibi yüksek güçlü durumlar için daha uygundur. Diğer üç seviyeli doğrultucular ile karşılaştırıldığında, Vienna doğrultucudaki en önemli özelliklerden birisi anahtarlama elemanlarının sayısının azalmasıdır. Dolayısıyla anahtarlama elemanlarının üzerine düşen gerilim önemli ölçüde azalacaktır. Bu da şarj cihazının maliyetini düşürmektedir (Yan ve ark., 2020). Ayrıca Vienna doğrultucu omik bir şebeke gibi davrandığı için şebeke arızası durumunda daha güvenilirdir.

Vienna yapısında temel olarak, anahtar KESİMDE iken indüktör tarafından depolanan enerji, anahtar her İLETİME geçirildiğinde diyotlar aracılığıyla yüke iletilir. Bu topolojide bir nötr nokta bağlantısı ve yardımcı komütasyon devreleri olmadığı için ölü zaman problemleri de yoktur. Üç fazlı Vienna doğrultucunun basit devre şeması Şekil 3.1'de verilmiştir.



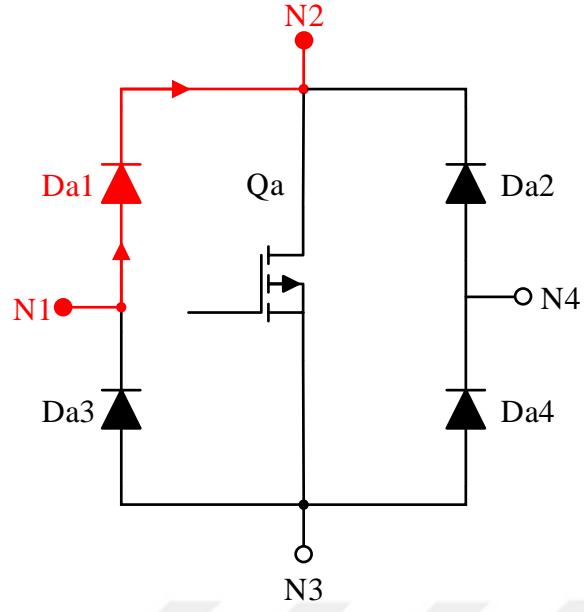
Şekil 3.1. Üç fazlı Vienna doğrultucu basit devre şeması

Vienna doğrultucu, her fazın girişine indüktans bağlı olan geleneksel üç fazlı köprü diyot doğrultucuya benzer. Ancak çıkış, “kapasitör orta noktası (KON)” olarak adlandırılan bir noktaya iki kapasitör ile bağlanmıştır. İndüktans filtreleri bir akım kaynağı oluştururken kapasitif filtreler bir voltaj kaynağı oluşturur. İndüktörler tarafından üretilen akımlar, çift yönlü üç aktif anahtarlar (Sa, Sb ve Sc) aracılığıyla KON’a iletilir. Ayrıca bu akım, kapasitörleri orta noktada şarj veya deşarj edebilmektedir. Topolojinin yapısı ve çalışma şekli göz önüne alındığında çift yönlü ve bipolar anahtarlar kullanılması gerekmektedir. Şekil 3.2.’de gösterildiği gibi bu yapı, çift yönlü bir anahtar oluşturmak için dört diyot ve bir mosfetten oluşmaktadır. Topolojinin nasıl çalıştığını anlamak için bu çift yönlü anahtarların durumlarını incelememiz gerekmektedir. Çift yönlü anahtarda dört bağlantı noktası (N1, N2, N3, N4) vardır. N1 ve N4 noktaları sırasıyla giriş endüktansına ve KON’a bağlanırken, N2 ve N3 noktaları doğrultucu sisteminin diyotlarına bağlanır.

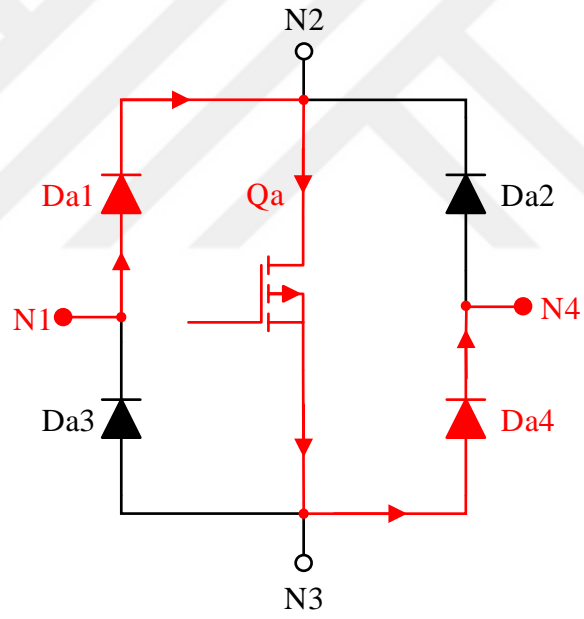


Şekil 3.2. Çift yönlü bipolar anahtar yapısı

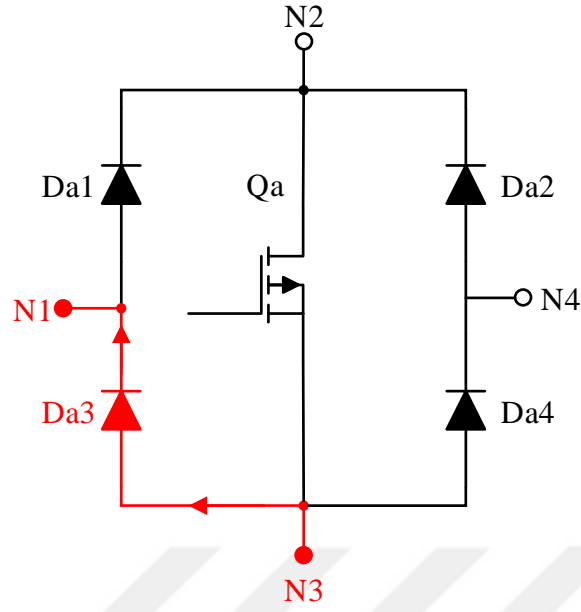
Şekil 3.3 – 3.6, akımın çift yönlü anahtardan nasıl aktığını göstermektedir. Akımların izleyebileceği dört farklı yol vardır. Şekil 3.3’de gösterildiği gibi, mosfet KESİMDE ve faz akımı pozitif olduğunda, akım Da1 diyotu üzerinden geçerek N1 noktasından N2 noktasına doğru akar. Ancak, mosfet İLETİM konumuna getirildiğine Şekil 3.4’de gösterildiği üzere, akım Da1, Qa ve Da4 yolunu kullanılarak N1 noktasından N4 noktasına doğru akar. Öte yandan Şekil 3.5’de görüldüğü üzere, faz akımı negatif ve mosfet KESİMDE olduğunda, akım N3 noktasından N1 noktasına Da3 diyotu üzerinden akar. Son olarak faz akımı negatif ve mosfet İLETİMDE olduğunda akım Da2, Qa ve Da3 yolunu kullanarak N4 noktasından N1 noktasına doğru akar (Şekil 3.6).



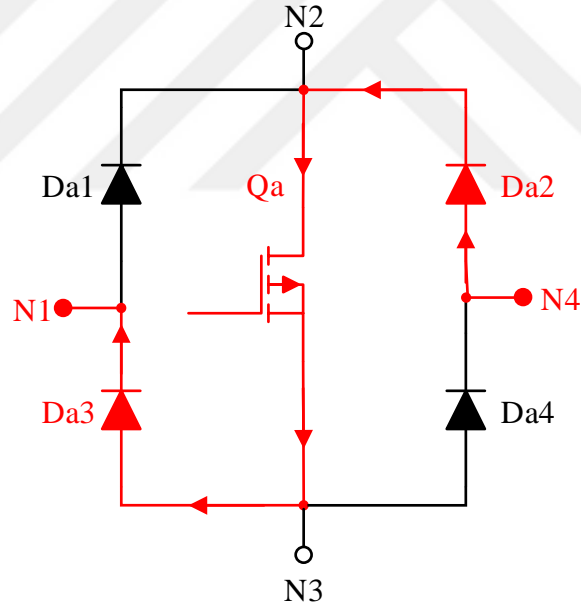
Şekil 3.3. Akım pozitif olduğunda ve mosfet KESİMDE iken anahtardaki akım akışı



Şekil 3.4. Akım pozitif olduğunda ve mosfet İLETİMDE iken anahtardaki akım akışı

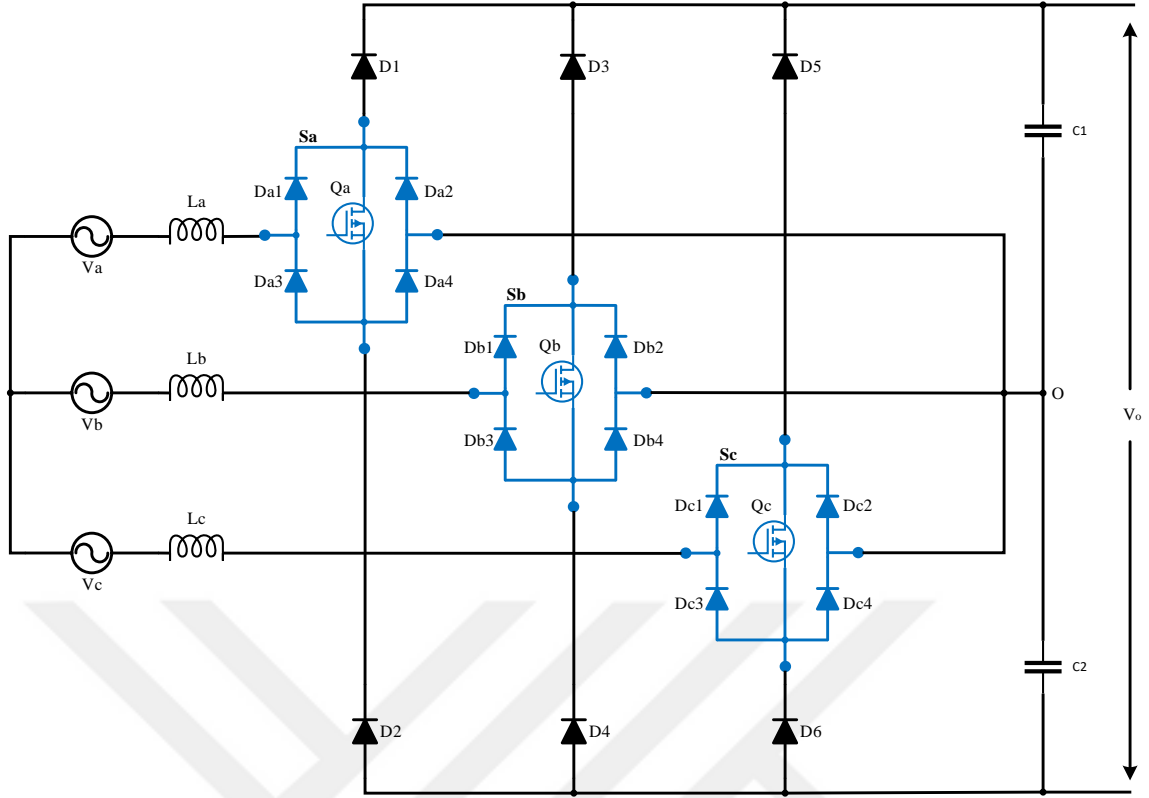


Şekil 3.5. Akım negatif olduğunda ve mosfet KESİMDE iken anahtardaki akım akışı



Şekil 3.6. Akım negatif olduğunda ve mosfet İLETİMDE iken anahtardaki akım akışı

Sa, Sb ve Sc anahtarları (Şekil 3.1'de gösterilmiştir), Şekil 3.2'de gösterilen çift yönlü iki kutuplu anahtar ile değiştirilmiştir. Bu üç tane çift yönlü bipolar anahtarlar, doğrultucu sisteminin diyot köprüsüne entegre edilmiştir. Şekil 3.7'de gösterildiği gibi, Vienna doğrultucuda her faz, altı diyot ve bir mosfetten oluşur.



Şekil 3.7. Çift yönlü bipolar anahtarın Vienna doğrultucu devresine entegre edilmesi

Geleneksel üç fazlı, 2 seviyeli diyot köprü doğrultuculardan farklı olarak, Vienna doğrultucu, her faz ayağında kontrol edilebilir anahtarlara sahip olmadığı için sınırlı bir serbestlik derecesine sahiptir. Bunun yerine, doğrultucunun girişini KON'a bağlayan üç tane çift yönlü anahtar vardır. Ayrıca, faz akımlarının yönü doğrultucuya hangi gerilim seviyesinin uygulanacağını (pozitif veya negatif) belirlediğinden, anahtarların İLETİME ve KESİME sokulması bu doğrultucudaki tek kontrol faktörü değildir. Başka bir deyişle, anahtarların durumu ve akım yönleri, Vienna doğrultucuda iki kontrol faktörü olduğu anlamına gelir.

### 3.1. Vienna Doğrultucunun Çalışma Analizi

Vienna doğrultucu 3 anahtarlı bir doğrultucu olduğu için toplamda sekiz olası anahtarlama durumu ( $2^3 = 8$ ) vardır. Bununla birlikte, üç fazlı bir sistemde şebekenin polaritesine göre aşağıdaki gibi altı olası çalışma bölgesi vardır:

Bölge 1: A fazındaki akım pozitif, B ve C fazlarında ise negatiftir (+,-,-).

Bölge 2: A ve B fazlarındaki akımlar pozitif, C fazındaki akımlar ise negatiftir (+, +, -).

Bölge 3: A ve C fazlarındaki akımlar negatif, B fazında ise pozitiftir (-, +, -).

Bölge 4: A fazındaki akım negatif, B ve C fazlarında ise pozitiftir (-,+,+).

Bölge 5: A ve B fazlarındaki akımlar negatif, C fazında ise pozitifdir (-, -, +).

Bölge 6: A ve C fazlarındaki akımlar pozitif, B fazında ise negatif (+, -, +).

Altı çalışma bölgesini sekiz anahtarlama durumuyla birleştirdiğimizde, toplam 48 farklı çalışma modu oluşmaktadır. Ancak bazı durumlar iki farklı bölgede tekrarlandığından çalışma modları 25'e düşmektedir. Bu topolojinin çalışması şu şekilde açıklanabilir: A Fazındaki aktif Sa anahtarı KESİMDE olduğunda, faz akımı polaritesine bağlı olarak D1 veya D2 diyotlarının birinden geçer ve çıkıştaki iki kapasitif filtreyi şarj eder. Başka bir deyişle, doğrultucunun giriş akımının, akım yönüne ve aktif anahtar durumuna bağlı olarak geçmesi gereken üç yolu vardır. Birinci yolda, akım yalnızca faz akımı pozitif olduğunda üstteki diyotlardan (D1, D3 ve D5) geçer. İkinci yol giriş faz akımının hem pozitif hem de negatif olduğu durumdur ve bu durumda akım aktif anahtarlar aracılığıyla doğrultucunun girişleri ile KON arasından geçer. Üçüncü yol ise giriş faz akımı negatif olduğunda akımın geçtiği yoldur ve burada akım alt kapasitör C2 ve alt diyotlardan (D2, D4 ve D6) geçerek girişteki indüktöre doğru hareket eder. Her iki kapasitör (C1 ve C2), üst kapasitörün pozitif voltajı, alt kapasitörün negatif voltajı artırdığı iki farklı yükseltme devresi olarak çalışır. Ayrıca doğrultucu girişi, çift yönlü aktif anahtarlardan biri aracılığıyla KON'a bağlandığında girişteki indüktörler şarj edilir.

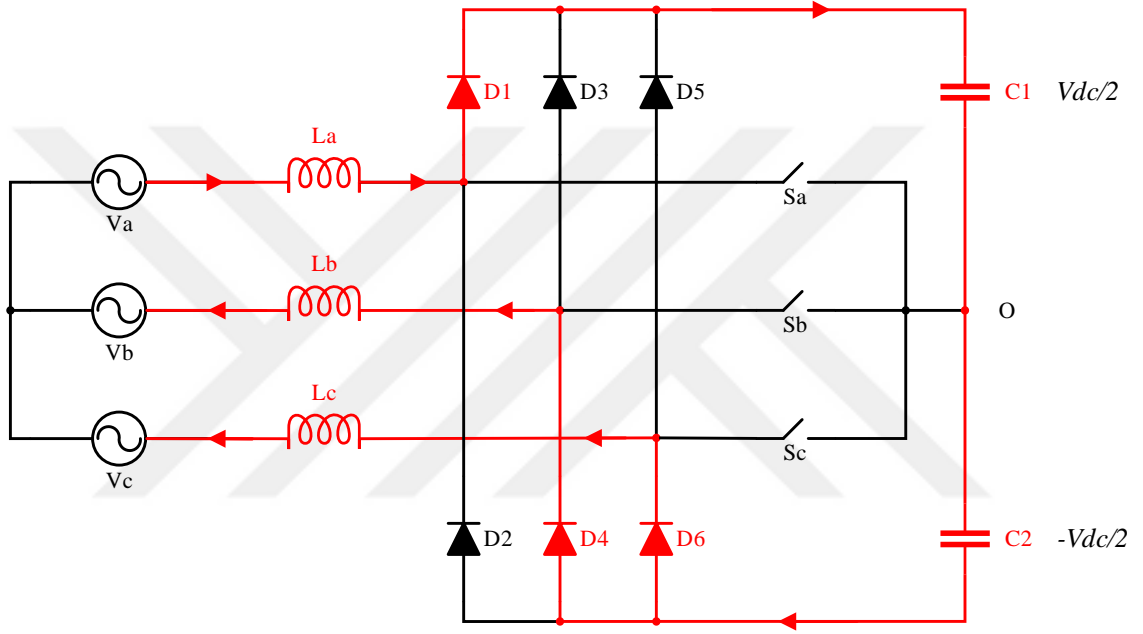
Daha önce belirtildiği gibi, akımın her fazda geçebileceği üç olası yol vardır. Ancak, her fazın çalışma bölgesindeki mevcut yönler dikkate alındığında, şu anda sadece iki yolun mümkün olduğu açıktır. Örneğin, Bölge 1'deki (+, -, -) akım, D1 üst diyotundan veya aktif anahtardan kapasitörün orta noktasına doğru gidebilir, ancak D2 alt diyotundan geçemez. Dolayısıyla kontrol edilebilir bu üç anahtar, akımların hangi yolu izleyeceğine karar verir. Vienna doğrultucu üç adet kontrol edilebilir anahtara sahip olduğundan, bu doğrultucunun toplam sekiz anahtarlama durumu vardır. Çizelge 3.1'de sekiz anahtarlama durumu gösterilmiştir.

Çizelge 3.1. Anahtarlama durumları ve anahtarlar arasındaki ilişki.

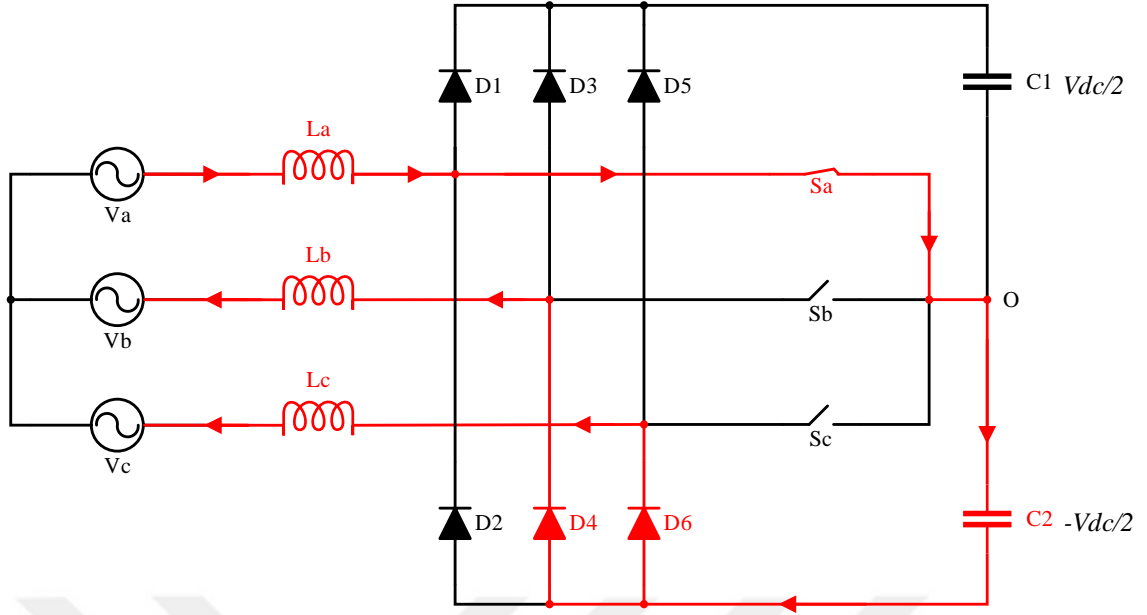
Anahtar Durumu	A Anahtarı	B Anahtarı	C Anahtarı
0 0 0	KESİM	KESİM	KESİM
1 0 0	İLETİM	KESİM	KESİM
0 0 1	KESİM	KESİM	İLETİM
1 0 1	İLETİM	KESİM	İLETİM
0 1 0	KESİM	İLETİM	KESİM

1 1 0	İLETİM	İLETİM	KESİM
0 1 1	KESİM	İLETİM	İLETİM
1 1 1	İLETİM	İLETİM	İLETİM

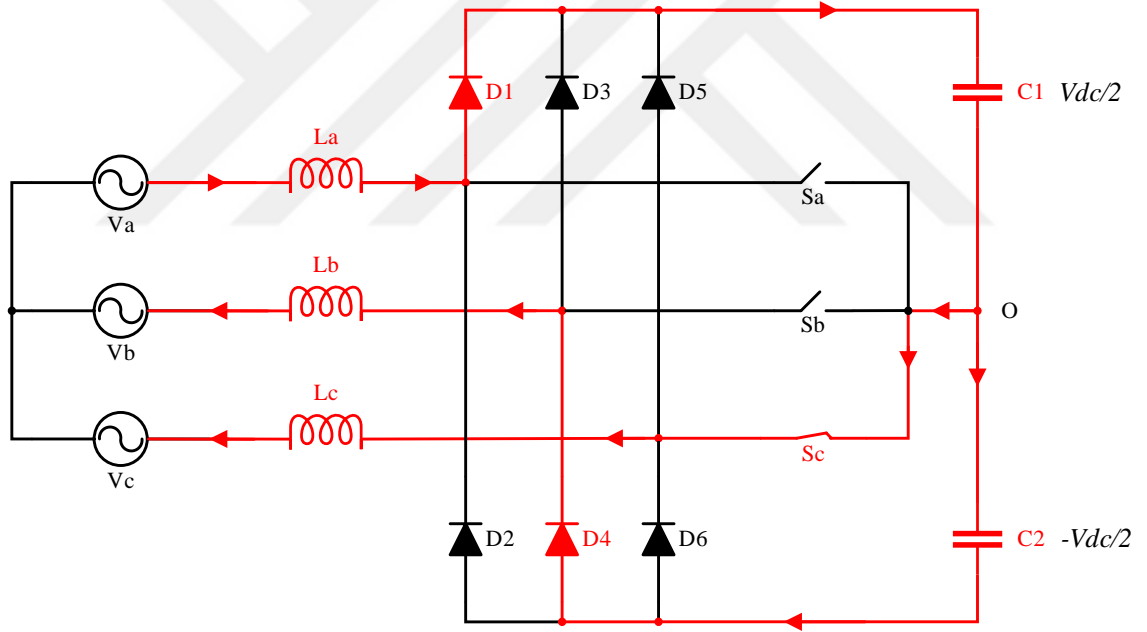
Şekil 3.8 – 3.15, Bölge 1'e sekiz anahtarlama durumu uygulandığında mevcut yolları göstermektedir ve anahtarın İLETİMDE olduğu her zaman akımın anahtardan geçtiğini gösterir. Aksi takdirde, her fazın akım yönüne bağlı olarak akım üst veya alt diyotlardan geçer. Ayrıca A fazındaki alt diyotun (D2) ve B ile C fazlarındaki üst diyotların (D3 ve D5) Bölge 1'de çalışmadığını görebiliriz, çünkü A fazı pozitif, B ve C fazları ise negatiftir.



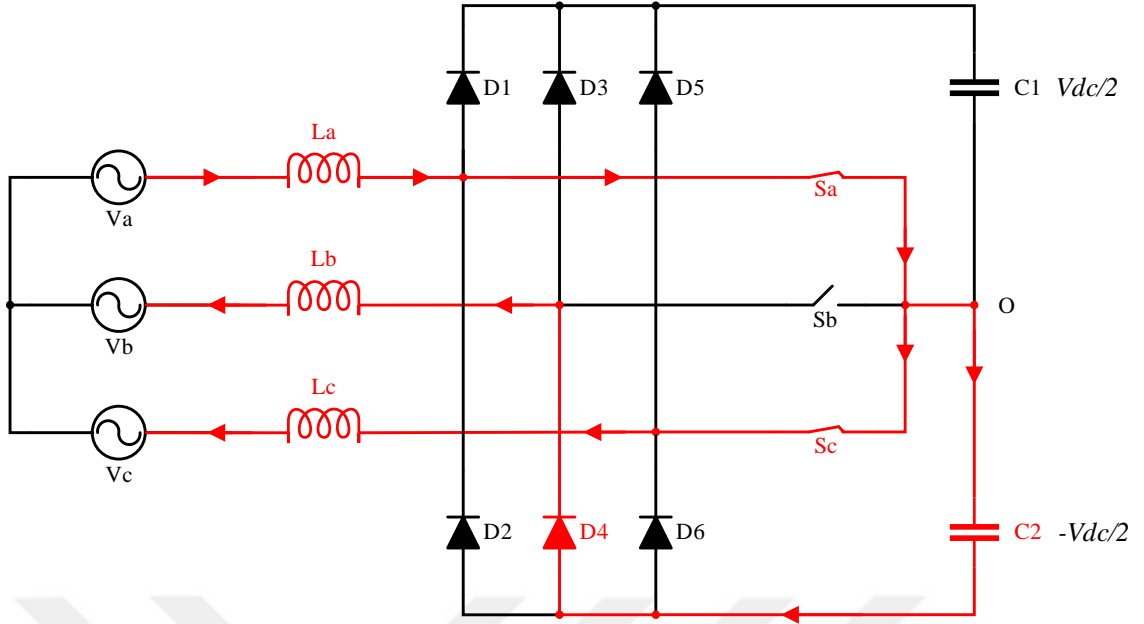
Şekil 3.8. Bölge 1 için "000" durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı



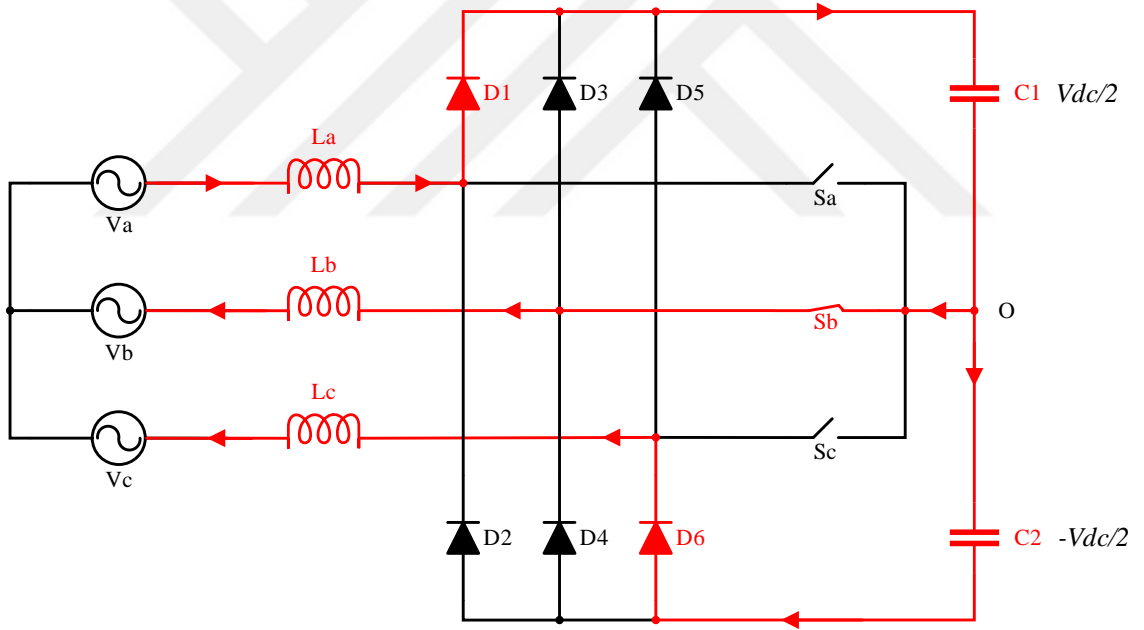
Şekil 3.9. Bölge 1 için “100” durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı



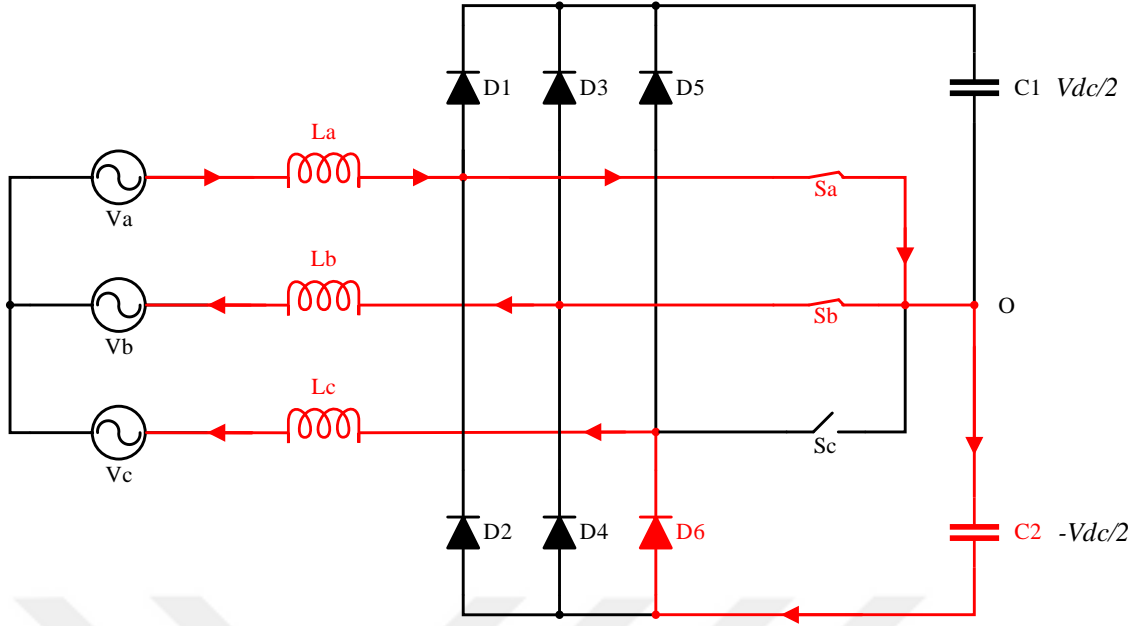
Şekil 3.10. Bölge 1 için “001” durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı



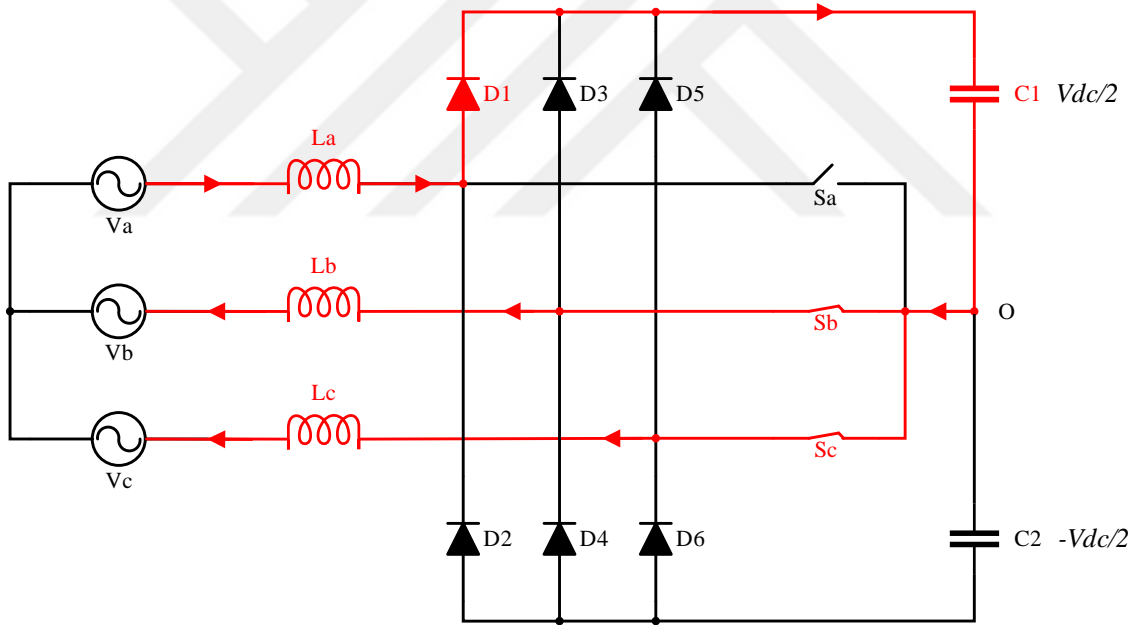
Şekil 3.11. Bölge 1 için "101" durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı



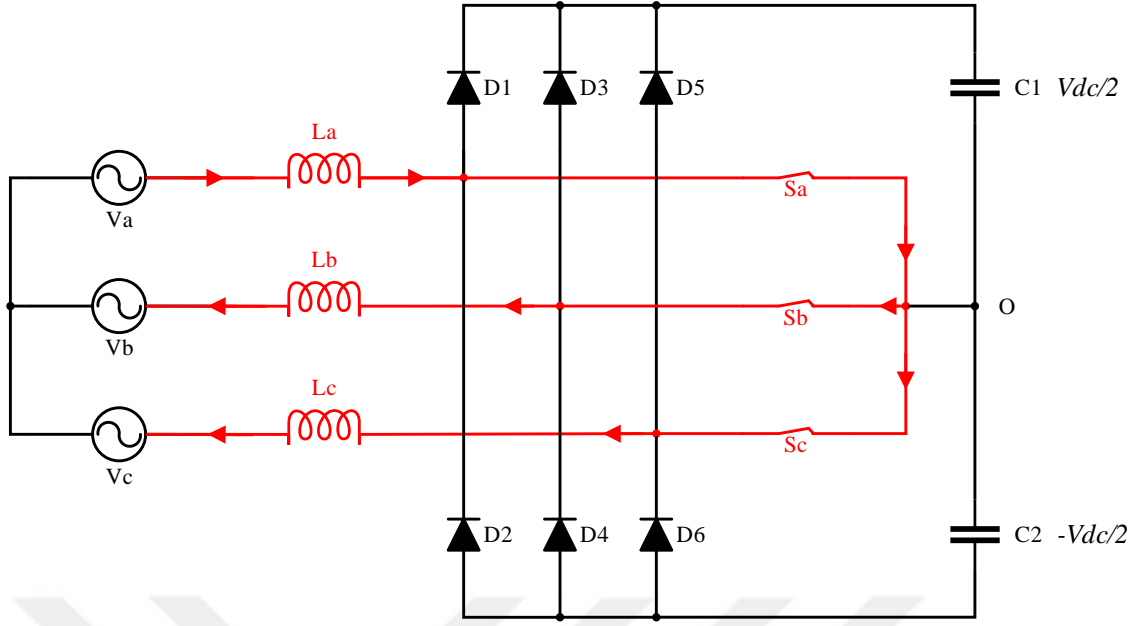
Şekil 3.12. Bölge 1 için "010" durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı



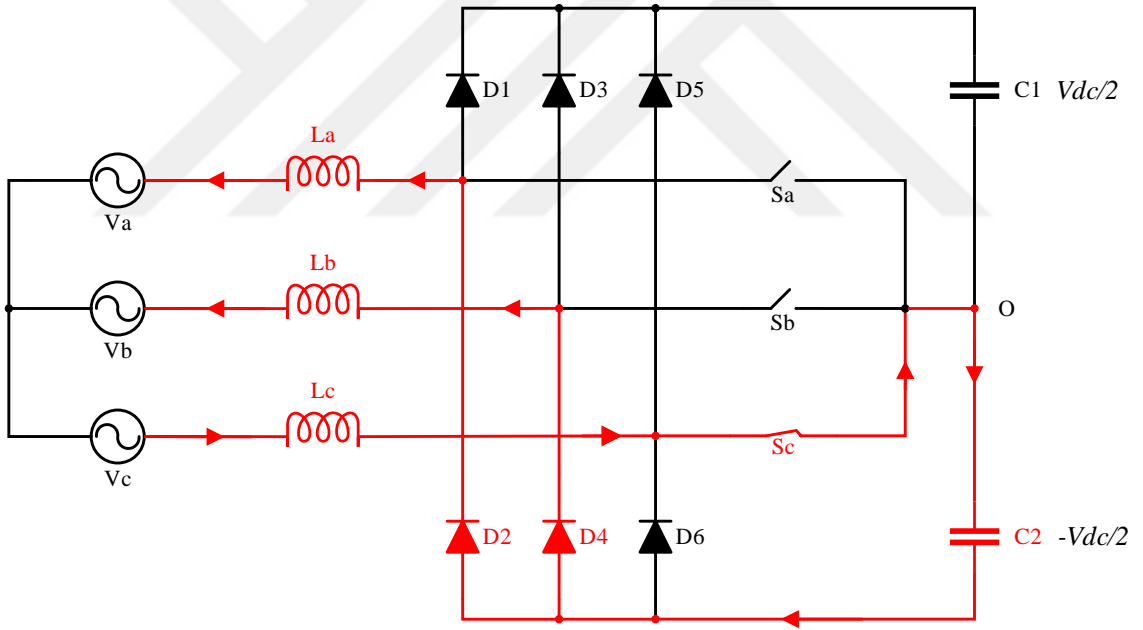
Şekil 3.13. Bölge 1 için "110" durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı



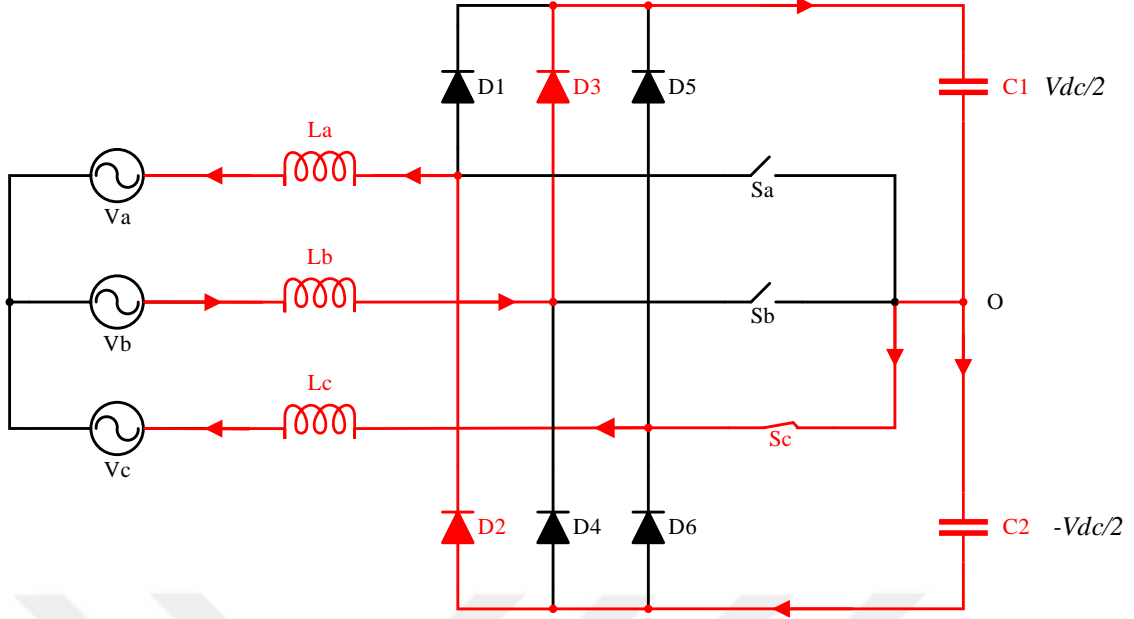
Şekil 3.14. Bölge 1 için "011" durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı



Şekil 3.15. Bölge 1 için “111” durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı



Şekil 3.16. Bölge 5 için “001” durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı



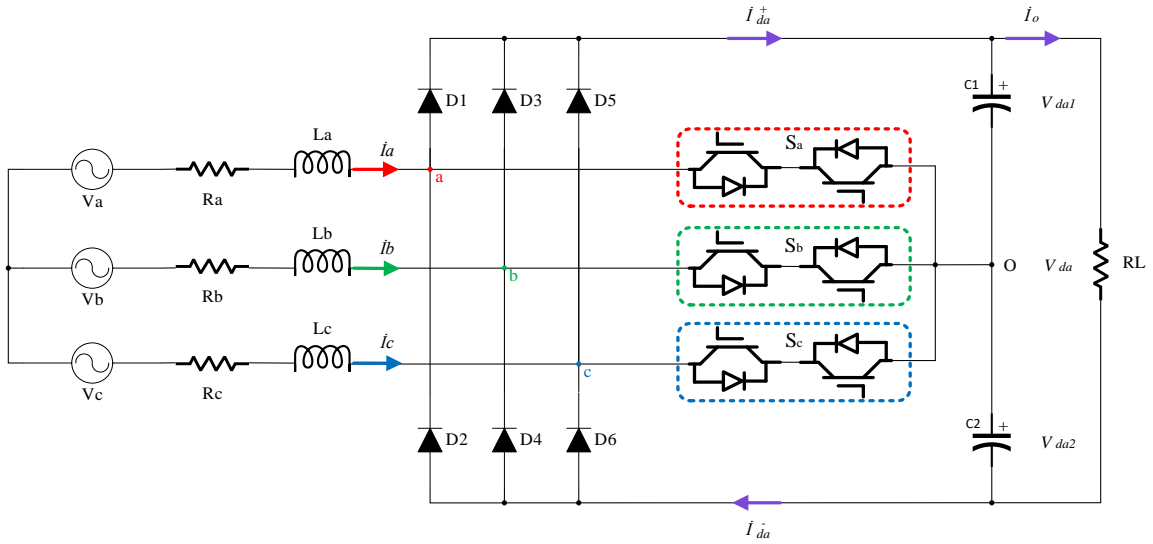
Şekil 3.17. Bölge 3 için “001” durumunda Vienna doğrultucudaki akım akışı

Şekil 3.16 ve Şekil 3.17, aynı anahtarlama durumunun iki farklı bölgede uygulandığındaki etkiyi göstermektedir. Her iki devre için anahtarlama durumu veya anahtarların konumu aynı olmasına rağmen, faz akımlarının yönündeki farklılık nedeniyle akımın geçtiği diyotlar farklıdır. Yani her iki devrede de Bölge 3 (-, -, +) ve Bölge 5 (-, +, -) için “001” anahtarlama durumu uygulanır. Anahtarlama durumu “001”, Sc anahtarı İLETİMDE iken Sa ve Sb anahtarlarının KESİMDE olduğu anlamına gelir. Bu iki şekil, bir anahtarlama durumunda devrenin nasıl farklı yapılar evrilebileceğini ve farklı voltaj seviyeleri üretebileceğini göstermektedir.

Sonuç olarak, Vienna doğrultucu topolojisi ve çeşitli çalışma modları bu bölümde incelenmiş ve açıklanmıştır. Vienna doğrultucunun çalışması diğer doğrultuculardan farklıdır. Dolayısıyla kontrolü için özel bir gereksinime ihtiyacı vardır.

### 3.2. Vienna Doğrultucunun Matematiksel Modeli

Şekil 3.18’de verilen Vienna doğrultucu yapısı; L tipi filtre, altı tane diyot, çift yönlü IGBT anahtarlar ve DA-bara kapasitörlerinden oluşmaktadır. Şekil 3.18’de kullanılan IGBT’lerin kontrol edilmesi ile giriş akımının sinüzoidal olması ve sabit çıkış geriliminin elde edilmesi amaçlanır. Üç fazlı Vienna doğrultucuya uygulanan gerilimler IGBT anahtarların iletimde ya da kesimde kalma durumlarına ve şebeke akımının polaritesine bağlıdır (Keçecioglu ve ark., 2020).



Şekil 3.18. Üç fazlı Vienna doğrultucu devre şeması

Şekildeki devreye göre Vienna doğrultucunun girişindeki gerilimleri aşağıdaki gibi yazılabiliriz.

$$\begin{aligned}
 V_a &= V \sin(\omega t) \\
 V_b &= V \sin(\omega t - 120^\circ) \\
 V_c &= V \sin(\omega t + 120^\circ)
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Burada  $V$  gerilimin genliği,  $\omega$  açısal frekansıdır.

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_a}{dt} &= V_a - R_{i_a} - u_{aO} \\
 L \frac{di_b}{dt} &= V_b - R_{i_b} - u_{bO} \\
 L \frac{di_c}{dt} &= V_c - R_{i_c} - u_{cO}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Burada,  $L$  devrenin girişinde kullanılan filtre elemanını,  $V_a, V_b, V_c$  ve  $i_a, i_b, i_c$  ise sırasıyla şebeke gerilimlerini ve faz akımlarını simgelemektedir.

Daha önce bahsedildiği gibi Vienna doğrultucu üç seviyeli bir doğrultucudur. Bu,  $O$  noktasına göre  $a, b$  ve  $c$  noktalarına üç seviyeli voltaj uygulanabileceği anlamına gelmektedir.

$$\begin{aligned}
 u_{aO} &= K_a \frac{V_{da}}{2} \\
 u_{bO} &= K_b \frac{V_{da}}{2}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

$$u_{co} = K_c \frac{V_{da}}{2}$$

Burada,  $V_{da}$  çıkış kısmındaki DA-bara gerilimini ifade etmektedir.  $K_a, K_b$  ve  $K_c$  akım yönü ile ilgilidir ve aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\begin{aligned} K_a &= (1 - S_a) \text{sgn}(i_a) \\ K_b &= (1 - S_b) \text{sgn}(i_b) \\ K_c &= (1 - S_c) \text{sgn}(i_c) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Yukarıda verilen eşitlikleri kullanarak modellemeyi daha basite indirmek için anahtarlama durumları ile bu yapıyı daha açık ifade edilebiliriz. Bölge 1'deki (+, -, -) her bir anahtarlama durumuna karşılık gelen voltaj seviyeleri çizelge 3.2'de gösterilmektedir.

Çizelge 3.2. Bölge 1 için her bir anahtarlama durumunda Vienna doğrultucuda üretilen voltaj seviyeleri

Bölge	Sa	Sb	Sc	$U_{ao}$	$U_{bo}$	$U_{co}$
<b>Bölge 1</b>	0	0	0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
	1	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
	0	0	1	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0
	1	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0
	0	1	0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$
	1	1	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$
	0	1	1	$+\frac{V_{dc}}{2}$	0	0
	1	1	1	0	0	0

Park dönüşümü yardımıyla üç fazlı değişkenlerin dq-eksenlerinde değerlerine dönüşümünü yapabiliriz. Bu dönüşümlerdeki kenetlenme etkisi nedeniyle denetleyici tasarımı zorlaşmaktadır. Denklem 3.2'de verilen eşitlik, dq-eksenlerine Park dönüşümü yardımıyla aşağıdaki gibi dönüştürülebilir:

$$L \frac{di_d}{dt} = V_d - R_{i_d} + \omega L i_q - u_d \quad (3.5)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = V_q - R_{i_q} - \omega L i_d - u_q$$

Farklı anahtarlama durumları için, KON'a farklı akım ( $i_o$ ) akışı olmaktadır. Bu akım, iki kapasitör (C1 ve C2) arasında voltaj dengesizliğine neden olmaktadır. Bu nedenle  $i_o$  akımını biraz daha detaylı incelemek gerekir. Çizelge 3.3, Bölge 1'deki (+, -, -) her bir anahtarlama durumu için mevcut  $i_o$ 'yu gösterir.

Çizelge 3.3. Her bir anahtarlama durumu için O noktasından akan akım ( $i_o$ )

Anahtar Durumu	O noktasındaki akım ( $i_o$ )
<b>0 0 0</b>	0
<b>1 0 0</b>	$i_a$
<b>0 0 1</b>	$i_c$
<b>1 0 1</b>	$-i_b$
<b>0 1 0</b>	$i_b$
<b>1 1 0</b>	$-i_c$
<b>0 1 1</b>	$-i_a$
<b>1 1 1</b>	0

Üç fazlı Vienna doğrultucunun DA-bara çıkışında bulunan kapasitörler (C1 ve C2) için eşitlikler de denklem 3.6'de verilmiştir.

$$C_1 \frac{dV_{da1}}{dt} = i_{dc}^+ - i_o$$

$$C_2 \frac{dV_{da2}}{dt} = i_{dc}^- - i_o$$
(3.6)

Bu ifadede belirtilen  $i_{dc}^+$  ve  $i_{dc}^-$ ; DA-baradan akan akımları,  $i_o$  ise yük akımını ifade eder. Bu akımları aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz:

$$i_{dc}^+ = \sum_{m \in \{a,b,c\}} (1 - S_m) \left[ \frac{\text{sgn}(i_m + 1)}{2} \right] i_m$$

$$i_{dc}^- = \sum_{m \in \{a,b,c\}} (1 - S_m) \left[ \frac{\text{sgn}(i_m + 1)}{2} \right] i_m$$
(3.7)

Vienna doğrultucu devresinin aktif güç ( $P$ ) ve Reaktif güç ( $Q$ ) eşitlikleri aşağıdaki denklemlerle elde edilebilir. Ek olarak, birim güç faktöründe çalışma için, q-ekseni akımını sıfıra eşit seçmek gerekir ve bunun da kontrol edilmesi çok önemlidir.

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q) \\ Q &= \frac{3}{2}(V_q i_d + V_d i_q) \end{aligned} \tag{3.8}$$

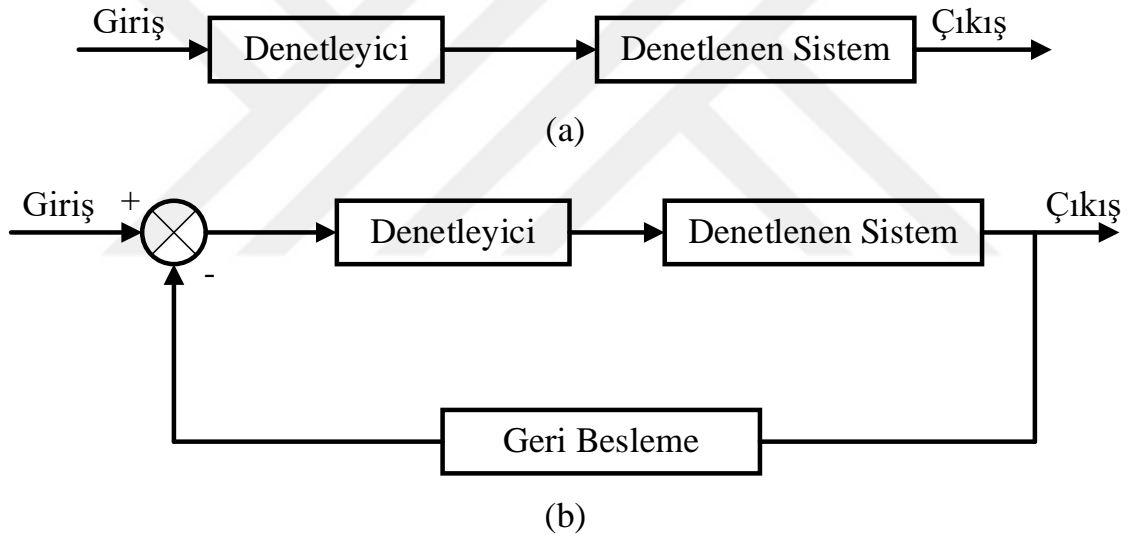


#### 4. DENETLEYİCİ YAPILARININ TASARIMLARI VE ÖZELLİKLERİ

Kontrol sistemleri, diğer cihazların veya sistemlerin davranışını yönetebilen, komuta edebilen, yönlendirebilen veya düzenleyebilen bir cihaz veya cihaz kümesine dayanan bir kavramdır (URL2). Kontrol sistemleri, süreçleri otomatik hale getirdikleri için endüstride bir çok alanda kullanılmaktadır. Doğrultma devrelerinin daha hassas ve optimum verimde çalışması için bu sistemlerde denetimin sağlanması önemli rol oynamaktadır. Çok çeşitli denetim türleri vardır.

##### 4.1. PI Denetleyiciler

Denetim türlerinden en sık kullanılanlardan birisi klasik PI denetleyicilerdir. PI denetleyicilerin tasarımı ve kullanımı basit olduğu için bu tür denetleyiciler uzun süre boyunca endüstrilerde kullanılmış ve popüler hale gelmiştir.



Şekil 4.1. Açık çevrim (a) ve kapalı çevrim (b) blok şeması

Bir kontrol sisteminde en önemli husus, çıktının istenen parametreye sahip olmasıdır. İstenilen sonucu elde etmek için sistemin doğru girişe ihtiyacı vardır. Şekil 4.1’de açık ve kapalı çevrim denetim mekanizması yer almaktadır. Açık çevrim denetim mekanizmasında, denetlenen sistemin geri beslemesi yapılmaz. Dolayısıyla açık çevrim kontrol sistemlerinde çıkışın verimini olumsuz yönde etkileyen parazitler kompanze edilemez ve sistemin çıkışını istenen sabit değere ulaşmasını engeller. Bu sorundan dolayı açık çevrim denetim sistemi yerine kapalı çevrim denetim sistemi tercih edilmektedir. Çünkü kapalı çevrim sistemlerinde çıkıştan alınan parametre bilgisi denetleyiciye iletilerek parazitler giderilir ve daha sabit bir çıkış elde edilir. Kapalı çevrimdeki amaç denetlenen sistemde geri besleme yapılarak

dışarıdan gelen olumsuz etkilerin en aza indirgenmesidir. Geri beslemeli kontrol sisteminde, bir önceki çıkış değeri ile referans giriş sinyali karşılaştırılır ve farkı alınır. Bu fark sonucu elde edilen değer hata değeridir. Hata değeri denetleyiciye uygulanır ve denetleyici bu hataya göre bir sinyal üretip denetlenen sisteme iletir. Geri besleme kontrolünün istenen şekilde çalışması için referans sinyali net olmalıdır. Sistemin düzgün çalışması için davranışı kontrol edilmelidir.

Klasik PI denetleyici, denetlenen parametrelerin değerlerini belirlemek için matematik denklemlerini kullanır. Adından da anlaşılacağı gibi, Oransal (Proportional) ve integral (Integral) modlarının birleştirilmesiyle oluşturulan bir kontrolör türüdür. P mevcut hataya, I geçmiş hataların birikimine bağlıdır. PI denetleyicinin bu kombinasyonu, her biri ile ilişkili dezavantajları ortadan kaldıran daha verimli bir denetleyici üretir. Bu durumda, kontrol sinyali hem hata sinyaliyle hem de hata sinyalinin integrali ile orantılıdır.

#### 4.1.1. Oransal Mod

PI kontrolündeki en basit mod oransal moddur. Daha önce de belirtildiği gibi, kontrol teorisindeki amaç, hata sinyalini sıfıra indirmektir.

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (4.1)$$

Burada  $e(t)$ , hata sinyali;  $r(t)$ , daha önce referans sinyali olarak adlandırılan ayar noktası;  $y(t)$  ise kontrol edilen değişkenin ölçülen değeridir.

Oransal kontrolde, kontrolör çıkışı hata sinyaliyle orantılıdır. İdeal bir oransal kontrolör için aşağıdaki denklem yazılabilir:

$$u_1(t) = K_p \cdot e(t) \quad (4.2)$$

Burada  $u_1(t)$ , kontrolör çıkışı;  $K_p$  ise oransal kazançtır. Bu denkleme dayalı olarak, oransal kazanç, kontrolör çıkış değişikliklerini ayar noktası ve kontrol edilen değişken arasındaki sapmalara istendiği kadar duyarlı hale getirmek için ayarlanabilir.

#### 4.1.2. İntegral Mod

İntegral kontrol, oransal kontrolden biraz daha karmaşıktır ve kontrolör çıkışı, hata sinyalinin zaman içindeki integraline bağlıdır.

$$u_2(t) = K_i \cdot \int_0^t e(\tau) \cdot d(\tau) \quad (4.3)$$

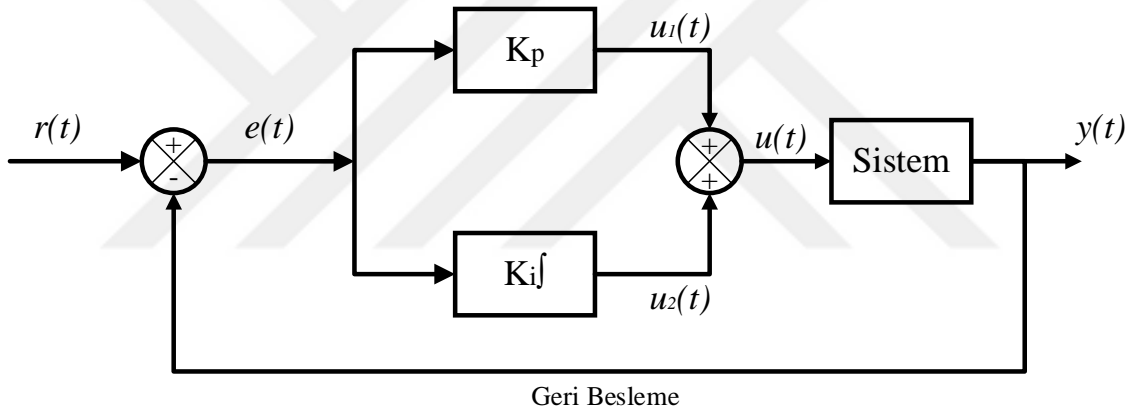
Burada  $K_i$ , integral kazançtır;  $t$ , şimdiki zamana atı bir zamandır ve  $\tau$  ise ayarlanabilir zaman sabitidir.

İntegral kontrol, oransal kontrol modundan ayrı olarak kullanılabilir. Ancak genel olarak, integral kontrolörlerin dezavantajının üstesinden gelen orantılı artı integral kontrolörler yani PI kontrolörler kullanılır. PI denetleyicinin matematiksel gösterimi şu şekilde ifade edilir:

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (4.4)$$

$$y(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(\tau) \cdot d(\tau)$$

Aşağıdaki şekil, PI denetleyicili sistemin blok diyagramını temsil etmektedir:



Şekil 4.2. Klasik PI denetleyici yapısı

Ayrıca oransal kontrolörle ilgili en büyük avantaj, bunların kararlı durum hatasının önemli ölçüde azaltılacağı ve böylece sistemi daha kararlı hale getirecek şekilde tasarlanmasıdır. Böylece ikisi birlikte son derece kararlı sonuçlar sağlar ve bu nedenle PI denetleyiciler sıklıkla kullanılmaktadır.

## 4.2. Bulanık Mantık Denetleyiciler

Hangi dile bakılırsa bakılsın eşanlamli kelimeler her dilde olduğu gibi Türkçe’de de bulunmaktadır. Tarihsel olarak baktığımızda dilde her şey mükemmel ve doğal olmaktadır. Herhangi bir olayın derecelendirilmiş durumlarını ifade etmek için özdeş kelimelere ihtiyaç duyulmuştur. Örneğin muhkem – kuvvetli; berk – sert – güçlü veya rüzgar - poyraz – yel - lodos – kasırga - meltem gibi ifadeler aynı olayı işaret etse de anlam derecelerine göre

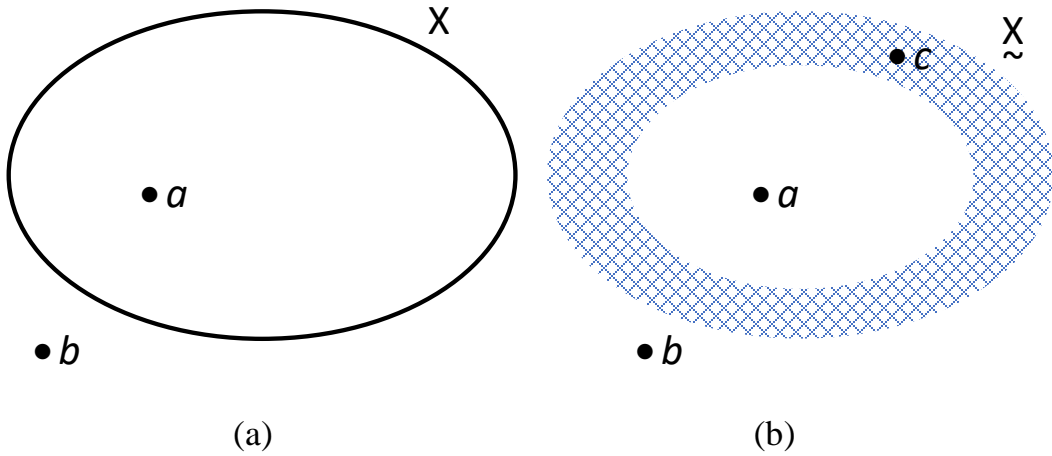
dilbilimsel olarak bakıldığında birbirinden farklıdır. Benzer şekilde bu farklılık Azerice’de de mevcuttur. Örnek verecek olursak; uzun, yüksek ve hündür gibi kelimeler kullanımlarına göre farklılıklar göstermektedir. Örneğin, yüksek tepe, fakat hündür direk gibi. Böylelikle kullanılan kelimelere göre hangi nesnenin veya eşyanın daha uzun olduğu anlaşılabilir. Bu nedenle, her dilde dereceli ifadelerle temsil edilen bir bulanıklık vardır. Niteliği tam olarak anlaşılmayan, iyi seçilemeyen, net görünmeyen şekilde tanımlanan Bulanıklık, dereceli üyelik kavramı yardımıyla teknik bilim dünyasına da taşınmıştır (Nabiyev, 2012).

Bulanık Mantık kuramı ilk kez 1965 yılında Kaliforniya Üniversitesinden Azeri kökenli Prof. Dr. Lütü A. Zade (Lotfi Zadeh) tarafından ortaya atılmıştır. Bulanık mantık kontrol sistemlerinin amacı, insan deneyimi yoluyla karmaşık süreçleri kontrol etmektir. Bilindiği üzere kümeler teorisinde bir eleman ya bir kümeye aittir ya da ait değildir. Bulanık kümelerde ise bir eleman birden fazla kümeye ait olabilmektedir. Bulanık kümelerde kesinlik kavramı yoktur (Dağdelen, 1996). Klasik mantıkta bir önerme “doğru” veya “yanlış” tır. Fakat gerçek hayatta olayların ne derecede doğru veya yanlış olmasının tanımlanması gerekir. Örneğin 4 C suyun sıcaklığı soğuk olarak ifade edilirken 10 C, 15 C’lerdeki suyun sıcaklığı “soğuk değildir” ifadesi bu anlamda doğru olmadığı gibi yanlış da değildir. Klasik mantık 0 veya 1 olarak iki değere sahipken bulanık mantık 0 ile 1 aralığında ikiden fazla değerlere sahip olabilmektedir. Bulanık mantık yaklaşımı ile insanlara ait veriler ve deneyimler işlenerek programlara yani makinelere çalışabilme yeteneği kazandırılır. Genel olarak sözel ifadeler bilgisayar ortamında matematiksel bir dille ifade edilmektedir (Keskenler, 2017). Bulanık mantık sözel ifadelerin bir uzman kişi tarafından belirtilen kesin olmayan sınırlar içindeki davranışını matematiksel olarak modellemeye yarar. Keskin sınırlar bulanık kümelerde yoktur. Keskin kümeye göre değerlendirecek olursak bir insan ya kiloludur ya da zayıftır ya boyu kısadır ya da boyu uzundur veya başka örnek verecek olursak hava ya sıcaktır ya soğuktur. Fakat hayatımızda karşılaştığımız bir insan çok kısa olabilir, hava çok soğuk olabilir veya bir insan orta kilolu olabilir. Bulanık kümelerde bu gündelik dil kullanılabilir (Mendel, 2017; Gacto ve ark., 2011). Bulanık kümede bir insanın orta boylu, çok uzun, çok zayıf veya aşırı kilolu olduğu durumlar mevcuttur. Dolayısıyla tanımlama yapılırken bulanık kümeleri gerçek hayatta kullanmak daha uygundur. Ayrıca bulanık mantık, olayların modellenmesinde gerçek değerlerle aynı sayılabilecek sonuçların elde edilmesi ve daha gerçekçi doğala yakın modeller sağlar.

#### 4.2.1. Klasik ve Bulanık Kümelerin Karşılaştırılması

Doğal dilde tanımlamalar yaparken sayısal değerler yerine bulanık tanımlamaları tercih ederiz. Örneğin, “Araba yakınımızdan geçti” veya “Araba çok yakınımızdan geçti” Burada “yakının” ve “çok yakının” kaç cm veya metre olduğu bilinmemektedir. Doğal dildeki bu bulanık tanımlamalar kesin kavramlarda bir anlam kaybına yol açmamaktadır. Klasik küme ile bulanık küme arasında önemli farklılıklar vardır. Klasik kümenin anlamlı olabilmesi için bir elemanın kümeye “kesinlikle ait” (üye) veya “kesinlikle ait değil” (üye değil) biçiminde iki grubun oluşması gerekmektedir. Klasik kümede üye olanlarla olmayanlar arasında kesin bir fark vardır ve her bireye evrensel kümede 1 veya 0 değerleri verilmektedir. Fakat genelde kullanılan, "açık renk", "kısa saçlı", "yağmurlu gün" gibi doğal dilde kullanılan bazı tanımlamalar bu karakteristiğe uymaz. Bu ve benzeri tanımlamaların sınırları belirli değildir ve üye olandan, üye olmayana geçiş kesin biçimde değildir. Bulanık küme, belirsizlik kavramının tanımını kesin geçişleri ortadan kaldırarak verir ve evrendeki tüm bireylere üyelik derecesinin değerini atayarak matematiksel olarak tanımlar. Bu üyelik dereceleri [0-1] aralığında gerçel değerler ile ifade edilir. Klasik kümenin karakteristik fonksiyonu, evrensel kümede her bireye ya 1 ya da 0 değerini atar. Bunun anlamı üye olma veya olmama şeklindedir (Nabiyev, 2012).

Kümelerde bulunan bütün nesnelere bu kümenin elemanıdır. Kümeler büyük harflerle, elemanlar ise küçük harflerle gösterilir.  $X$  evrensel kümesinin her elemanı için üye olduğunun ya da olmadığına saptanması, bu kümenin karakteristiği olan özel bir fonksiyonla gerçekleştirilir.

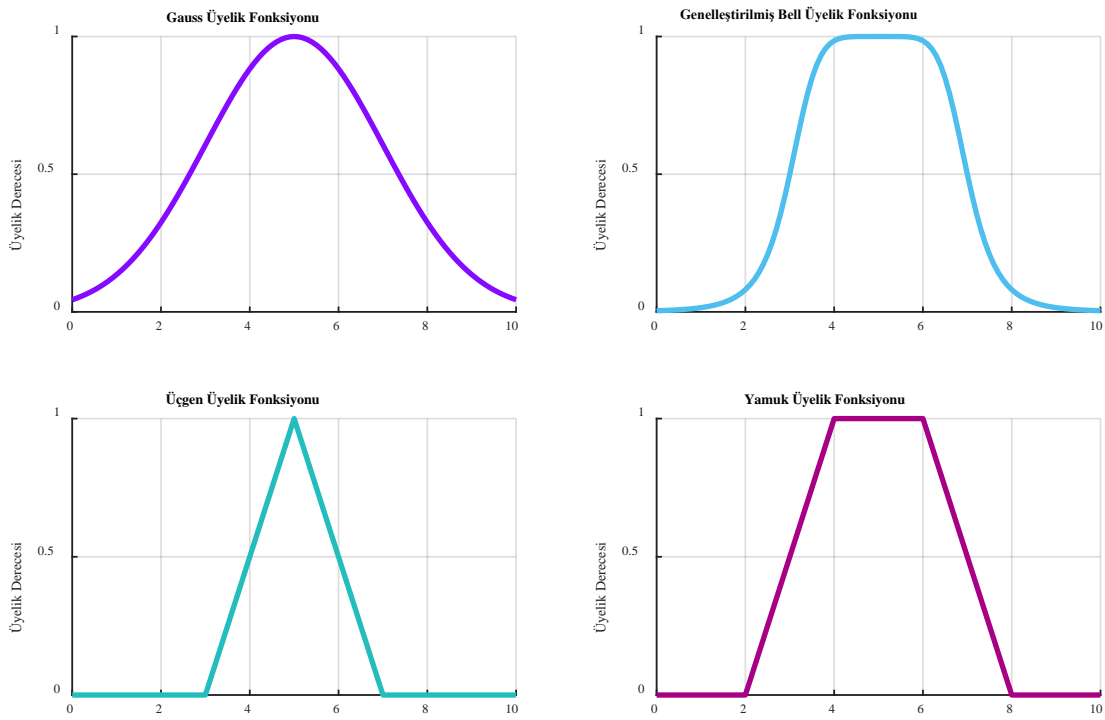


Şekil 4.3. Basit küme (a) ve bulanık küme (b)

Şekil 4.3’de  $a$ ;  $X$  kümesinin bir üyesi iken,  $b$  üyesi değildir,  $\tilde{X}$  bulanık kümesinin  $a$  üyesi iken,  $b$  üyesi değil,  $c$  ise belli bir dereceye kadar üyedir. Bu üyelik derecesi bulanıklığın ana nedenidir.  $c$ ’nin üyeliği,  $a$  ve  $b$  öğelerinin durumu kadar açık değildir.  $c$ ’nin belli bir dereceye kadar üye olma durumuna Üyelik Fonksiyonu (ÜF) denir. (MURATOĞLU, 2020)

#### 4.2.2. Bulanık Mantık Denetleyiciler

ÜF’leri oluşturmada birçok yöntem bulunmaktadır. En gelişmiş yöntemler uzman tecrübelerinden faydalanarak küme değerlerini noktalı olarak belirlemek ve analitik fonksiyon biçiminde ifade etmektir. ÜF’lerin birçok çeşidi vardır ve en çok kullanılan dört çeşidi bulunmaktadır (Acikgoz, 2018; Mendel, 2017).



Şekil 4.4. Üyelik Fonksiyonlarına ait Örnekler

Şekil 4.4’de en çok kullanılan üyelik fonksiyonları verilmiştir. Üçgen üyelik fonksiyonu aşağıdaki gibi üç parametre ( $m < n < k$ ) ile tanımlanabilir.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, x < m \\ \frac{x - m}{n - m}, m \leq x \leq n \\ \frac{k - x}{k - n}, n \leq x \leq k \\ 0, k \leq x \end{cases} \quad (4.5)$$

Yukarıda belirtilen üçgen biçimli üyelik fonksiyonu minimum ve maksimumlar kullanılarak aşağıdaki gibi de hesaplanabilmektedir.

$$\mu_A(x; m, n, k) = \max \left( \min \left( \frac{x - m}{n - m}, \frac{k - x}{k - n} \right), 0 \right) \quad (4.6)$$

Yamuk biçimli üyelik fonksiyonunu tanımlayabilmek için dört parametreye (m, n, k, u) ihtiyaç duyulmaktadır.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, x < m \\ \frac{x - m}{n - m}, m \leq x \leq n \\ 1, n \leq x \leq k \\ \frac{u - x}{u - k}, k \leq x \leq u \\ 0, u \leq x \end{cases} \quad (4.7)$$

Ayrıca minimum ve maksimumlar kullanarak yamuk biçimli üyelik fonksiyonu için alternatif bir ifade elde edilebilir.

$$\mu_A(x; m, n, k, u) = \max \left( \min \left( \frac{x - m}{n - m}, 1, \frac{u - x}{u - k} \right), 0 \right) \quad (4.8)$$

(m<n<k<u) parametreleri, yamuk şeklindeki üyelik fonksiyonunun dört köşesinin x koordinatlarını belirtir. Gauss üyelik fonksiyonu, merkez noktası k ve fonksiyon genişliğini simgeleyen  $\sigma$  (k,  $\sigma$ ) olarak iki parametreye ihtiyaç duyulmaktadır ve aşağıdaki gibi bir tanımlama yapılabilir.

$$\mu_A(x; k, \sigma) = e^{\left( \frac{-(x-k)^2}{2\sigma^2} \right)} \quad (4.9)$$

Son olarak Genelleştirilmiş Çan Eğrisi üyelik fonksiyonu aşağıdaki gibi bir denklem ile ifade edilebilir.

$$\mu_A(x; m, n, k) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x-k}{m} \right|^{2n}} \quad (4.10)$$

Burada,  $n$  parametresi genellikle sıfırdan büyüktür ve fonksiyonunun şekli baş yukarı yönlü olur. Burada üyelik fonksiyonunun merkezini ve genişliğini değiştirmek için  $m$  ve  $k$  parametreleri ayarlanabilir (Acikgoz, 2018).

Bulanık kümelerde de klasik kümeler gibi temel işlemler olan kesişim, birleşim ve ters işlemler yapılabilmektedir.  $A$  ve  $B$ 'nin  $X$ 'in iki alt kümesi olduğu düşünülürse  $A \cup B$  ile gösterilen  $A$  ve  $B$  kümelerinin birleşiminin üyelik fonksiyonu eşitlik 4.11'de verilmiştir (Mendel, 2017).

$$\mu_{A \cup B}(x) = \begin{cases} x \in A \text{ veya } x \in B \text{ ise } 1 \\ x \notin A \text{ ve } x \notin B \text{ ise } 0 \end{cases} \quad (4.11)$$

$A$  ve  $B$  kümelerinin kesişimi,  $A \cap B$  şeklinde gösterilir, üyelik fonksiyonuna ait eşitlik 4.12'de verilmiştir (Mendel, 2017).

$$\mu_{A \cap B}(x) = \begin{cases} x \in A \text{ ve } x \in B \text{ ise } 1 \\ x \notin A \text{ veya } x \notin B \text{ ise } 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

Klasik küme olan  $A$  kümesinin tersi  $\bar{A}$  şeklinde gösterilir, eşitlik 4.13'de verilmiştir (Mendel, 2017).

$$\mu_{\bar{A}}(x) = \begin{cases} x \in A \text{ ise } 0 \\ x \notin A \text{ ise } 1 \end{cases} \quad (4.13)$$

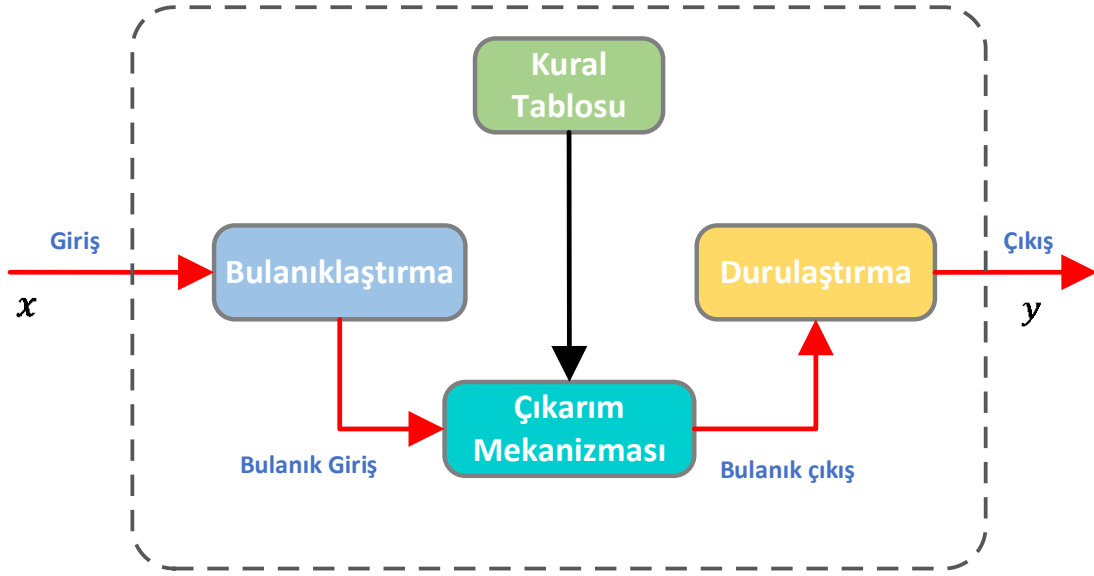
Bulanık kümelerde bu işlemleri,  $A$  ve  $B$  kümelerinin üyelik fonksiyonları değerlerine göre ayrı ayrı maksimum veya minimumları olarak gerçekleştirmek mümkündür. (Mendel, 2017).

$$A \cup B \Rightarrow \mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (4.14)$$

$$A \cap B \Rightarrow \mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (4.15)$$

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (4.16)$$

BMD'ler keskin değerleri sistem içerisinde bulanık hale getirip gerekli işlemler sonucunda yine keskin değerler olarak çıkış veren bir mekanizmaya sahiptir.



Şekil 4.5 BMD blok şeması

Bulanık çıkarım, belirli bir girdi değişkenleri kümesinden bir dizi bulanık kuralla dayanan bir çıktı elde etme işlemidir. Buradaki modellemenin özü, bu kuralları oluşturmaktır. Bulanık modellemenin uygulanması için aşağıdaki adımlar gereklidir (Toprak ve ark., 2009; Ojha ve ark., 2019).

- **Bulanıklaştırıcı birimi**, giriş verilerini bulanıklaştırır;
- **Bilgi tabanı**, EĞER - ÖYLEYSE biçimindeki bulanık kuralları içerir;
  - ★ EĞER, bir dizi koşul (öncül) karşılanırsa.
  - ★ ÖYLEYSE, bir dizi koşul (sonuç) çıkarılabilir
- **Çıkarım mekanizması**, bilgi tabanından elde edilen her bir kuralın çıkış fonksiyonun şeklini belirler;
- **Durulaştırıcı birim**, çıkarılan bilgiyi bir kural eylemine (net çıktı) çevirir.

#### 4.2.3. Bulanıklaştırıcı

Dışarıdan alınan net sayısal değere sahip olan giriş verisi, bilgi tabanındaki üyelik fonksiyonları tarafından dilsel ifade (bulanık değer)'ye dönüştürülür. Bu aşamaya bulanıklaştırıcı denir.

Girdi ve çıktı değişkenlerinin bulanıklaştırılması, yüksek, orta, düşük, ağır, hafif, sıcak, ılık, büyük, küçük vb. gibi uygun dilsel alt kümelerin tanımlanmasına dayanır.

#### 4.2.4. Bilgi Tabanı

Bilgi tabanının oluşturulurken uzman bilgisine ve / veya mevcut literatüre başvurulur. Bulanık kuralların bulunduğu kısımdır. Kurallar, bilgi tabanında bulunması

gereken en önemli verilerdir. Bilgi tabanı, “EĞER ... ÖYLEYSE ...” gibi iki bölümden oluşan dilsel ifadeleri içerir. Bu taban girişler ve çıkışlar arasındaki ilişkiyi açıklar. Uzman kişi tarafından oluşturulan bilgi tabanı, bu kişinin deneyimlerinden faydalanılarak oluşturulduğu için öznel yaklaşımdır. Nesnel yaklaşımda ise sistem modellenmesinde kural tabanı oluşturulurken gerçek bir sistemden elde edilen veriler kullanılır (Acikgoz, 2018).

Bilgi tabanındaki kurallar, biri Zadeh’e (1973), diğeri Takagi ve Sugeno (1985) ile Sugeno ve Kang’a (1988) atfedilen iki tür yapıya sahiptir. Bu iki tür kuralın öncülleri aynı olsa da sonuçları birbirinden farklı olan yapılardır. Sistem p girişe ( $x_1 \in X_1, \dots, x_p \in X_p$ ) ve bir adet çıkışa ( $y \in Y$ ) sahip olduğunu varsayalım. Zadeh kuralı eşitlik 4.17 gibi oluşturulur. ( $I = 1, \dots, M$ ):

Burada  $x_1$  değişkeni,  $Q_1$  dilsel terimi ( $T_{x_1} = \{X_{1j}\}_{j=1}^{Q_1}$ ) ile tanımlanır;  $x_2$  değişkeni,  $Q_2$  dilsel terimi ( $T_{x_2} = \{X_{2j}\}_{j=1}^{Q_2}$ ) ile tanımlanır;  $x_p$  değişkeni  $Q_p$  dilsel terimi ( $T_{x_p} = \{X_{pj}\}_{j=1}^{Q_p}$ ) ile tanımlanır ve T1BMD sistemin çıkışı olan  $y$  değişkeni,  $Q_y$  dilsel terimi ( $T_y = \{Y_j\}_{j=1}^{Q_y}$ ) veya bir  $g$  fonksiyonu  $g(x_1, \dots, x_p)$  ile tanımlanabilir.

$$K_Z^I : EĞER  $x_1 F_1^I$  ve ... ve  $x_p F_p^I$  ise ÖYLEYSE  $y = G^I$  \quad (4.17)$$

T1BMD için Takagi, Sugeno ve Kang (TSK) kuralının yapısı 4.18’de gösterilmiştir. ( $I = 1, \dots, M$ )

$$K_{TSK}^I : EĞER  $x_1 F_1^I$  ve ... ve  $x_p F_p^I$  ise ÖYLEYSE  $y = g^I(x_1, \dots, x_p)$  \quad (4.18)$$

Burada  $x_1$  değişkeni,  $Q_1$  dilsel terimi ( $T_{x_1} = \{X_{1j}\}_{j=1}^{Q_1}$ ) ile tanımlanır;  $x_2$  değişkeni,  $Q_2$  dilsel terimi ( $T_{x_2} = \{X_{2j}\}_{j=1}^{Q_2}$ ) ile tanımlanır;  $x_p$  değişkeni  $Q_p$  dilsel terimi ( $T_{x_p} = \{X_{pj}\}_{j=1}^{Q_p}$ ) ile tanımlanır ve T1BMD sistemin çıkışı olan  $y$  değişkeni,  $Q_y$  dilsel terimi ( $T_y = \{Y_j\}_{j=1}^{Q_y}$ ) veya bir  $g$  fonksiyonu  $g(x_1, \dots, x_p)$  ile tanımlanabilir.

Eşitlik 4.17 ve 4.18’de yer alan  $F_1^I \in T_{x_1}, F_2^I \in T_2, \dots$  ve  $F_p^I \in T_{x_p}$  şeklinde ifade edilir. Zadeh kuralına göre çıkış olan  $G^I$  bulanık küme elamanı olduğundan ÜF  $\mu_{G^I}(y)$  olarak tanımlanır. TSK kuralına göre çıkış bir bulanık küme gibi görünmese de Zadeh kuralına

benzer bulanık değer verecek şekilde modellenebilmektedir. Eşitlik 4.19’da bu modele ait tanımlama verilmiştir.

$$\mu_{G^l}(y) \equiv \begin{cases} y = g^l(x), & 1 \\ \text{diğer}, & 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

Bu eşitlikte belirtilen  $x = (x_1, x_2, \dots, x_p)$ ’dir. Hem Zadeh hem TSK kuralında öncüller tek veya çoklu olabilmektedir. Öncüller birden fazla olduğu taktirde “ve” ya da “veya” bağlaçları ile birleştirilirler. Çizelge 4.1’de nesnel bir sisteme ait olan verilerden alınan bilgilere göre kurallardan oluşan bir kural tablosu verilmiştir. Bu bulanık kontrol sistemi iki giriş, bir çıkış ve 25 kural ile ifade edilir. Dilsel değişkenler kullanılarak önerilen kurala dayalı bulanık sistem tasarlanır (Mendel, 2017).

Çizelge 4.1. 5x5’lik bir kural tablosu

e/Δe	NB	NK	S	PK	PB
NB	NB	NB	NB	NK	S
NK	NB	NB	NK	S	PK
S	NB	NK	S	PK	PB
PK	NK	S	PK	PB	PB
PB	S	PK	PB	PB	PB

Çizelge 4.1’de hata (e) ile hatadaki değişim (Δe), giriş parametreleri ve çıkış parametresi (u), dil değişkenleri: NB, NK, S, PK ve PB sırasıyla negatif büyük, negatif küçük, sıfır, pozitif küçük ve pozitif büyük olarak tanımlanmıştır. Bilgi tabanında oluşturulan kurallar ‘EĞER öncül ise ÖYLEYSE çıkış’ şeklindedir. Çizelgede belirtilen kurallardan birkaç tanesi aşağıdaki gibi yazılabilmektedir (Acikgoz, 2018).

**EĞER** [e PB ve Δe PK ise] **ÖYLEYSE** çıkış PB olur.

**EĞER** [e PK ve Δe S ise] **ÖYLEYSE** çıkış PK olur.

#### 4.2.4.1. Çıkarım Mekanizması

Çıkarım mekanizması, bulanık mantık denetleyicisinin ana bloğudur. Burada kontrol algoritması yürütülür ve karar verme aşaması gerçekleştirilir. Bulanık mantığın karar verme yetkisi yoktur. Ancak bilgi tabanında bulunan kurallar doğrultusunda çıkarım yapabilir. Bu

aşamayı insan karar verme sürecine benzetebiliriz. Çünkü insanlar daha önceki tecrübe ve deneyimlerinden yola çıkarak herhangi bir konuda karar verirler. Çıkarım mekanizmasının girişi, bulanıklaştırıcı birimin çıkışıdır. Çıkarım mekanizması ünitesinde bilgi tabandaki bulanık kurallar ile bulanıklaştırıcı ünitesinden çıkan dilsel değişkenler işlenir. Bu işlem sonucunda kontrol eylemine karar verir. Kural tabanındaki kurallar, denetleyici tarafından dilsel değişkenlere uygulanır ve seçilen mantıksal çıkarım mekanizması ile kontrol eylemi oluşturulur. Çıkarım mekanizmalarında genellikle iki ana yaklaşım kullanılır.

- Birleşim Tabanlı Çıkarım Metodu: Bu metotta sadece bir tane bulanık bağlantı elde etmek için tüm kurallar birleştirilmektedir.
- Bireysel Kural Tabanlı Çıkarım Metodu: Bu metotta ise bilgi tabanındaki her kural tek bir bulanık çıkış kümesi belirler yani bilgi tabanındaki bütün kurallar ayrı ayrı değerlendirilir (Çobanoğlu, 2000; Acikgoz, 2018).

#### 4.2.4.2. Durulaştırıcı

Bilgi tabanında bulunan bulanık kurallara göre çıkarım mekanizmasından elde edilen bulanık çıkarımları işlenebilir bir değere dönüştürmek için durulaştırmak gerekir. Durulaştırıcının görevi, bulanık çıkarımları net değerlere dönüştürmektir. Öncelikle her bir kural için üyelik derecelerinden oluşan değer ve kural belirlenir. Ardından en uygun yöntem seçilir ve durulaştırma işlemi gerçekleştirilir. Farklı yöntemler olmakla birlikte genellikle kullanılan iki yöntem vardır. Bu yöntemleri geliştiren Mamdani ve Sugeno'dur. Mamdani yönteminde çıkışta üyelik fonksiyonları oluşturulur. Sugeno yöntemi incelediğimizde çıkışta doğrusal bir fonksiyon oluşur. En yaygın kullanılan Sugeno tarafından geliştirilen Ağırlık Merkezi yöntemidir. Bu yöntemde ağırlık merkezi eşitlik 4.20'de verilen formülü ile bulunur (Mendel, 2017; Acikgoz, 2018).

$$y(x') = \frac{\sum_{i=1}^N y_i \mu_B(y_i | x')}{\sum_{i=1}^N \mu_B(y_i | x')} \quad (4.20)$$

Bulanık kontrolün başlıca avantajları şunlardır:

- ★ Sistemin matematiksel formülasyonuna gerek yoktur.
- ★ Dilsel değişkenler ve yaklaşık akıl yürütme sayesinde kesin olmayan nesnelere tanımlamak ve çok amaçlı kontrolü sağlamak mümkündür.

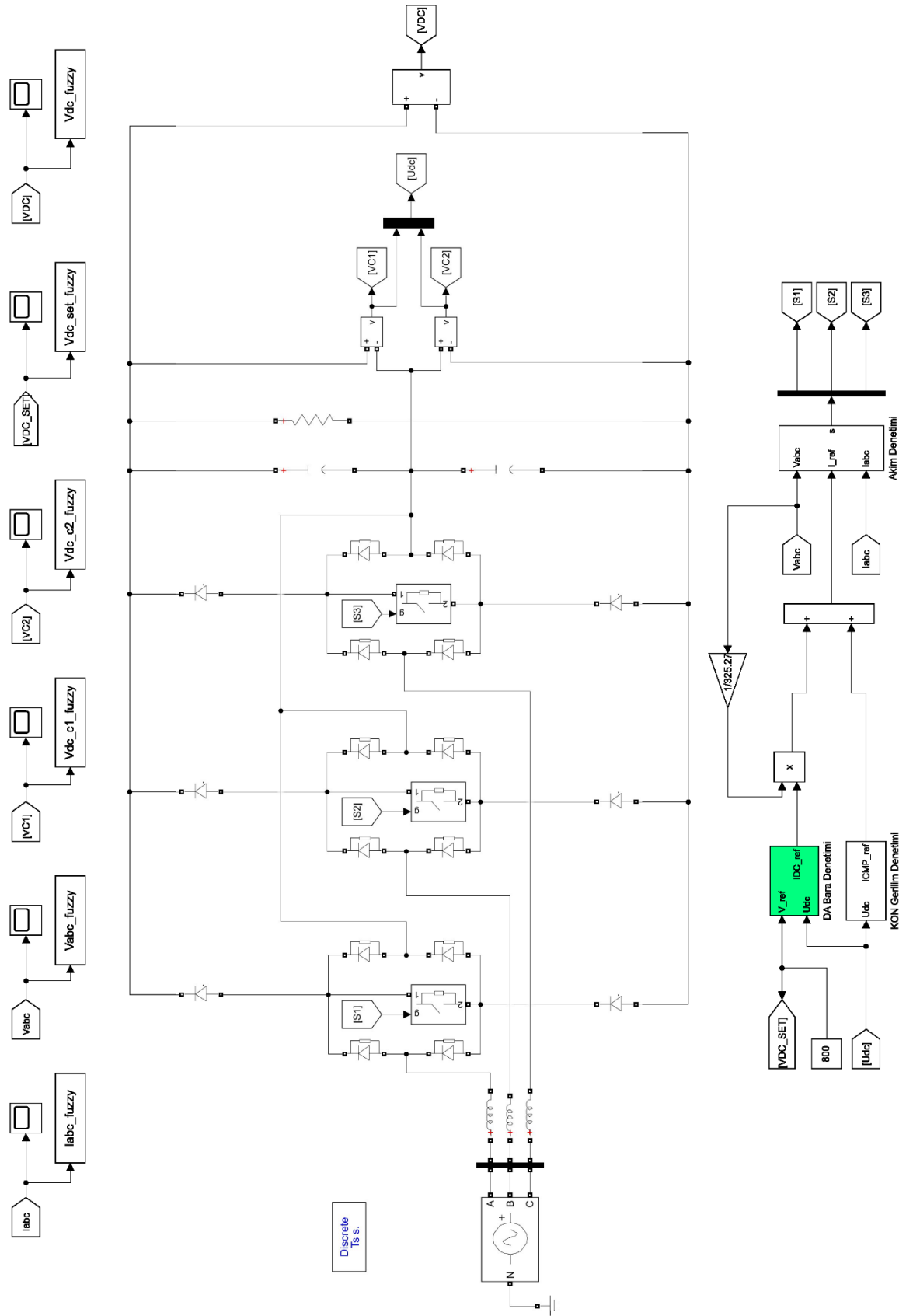
## 5. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Vienna Doğrultucunun denetiminde önerilen BMD'nin yük değişimine karşı performansını incelemek için bu benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında yapılmış ve doğrultucunun benzetim modeli bu programda tasarlanmıştır (Şekil 5.1).

Vienna Doğrultucu Denetim tasarımı, 3 fazlı şebekeye bağlı Vienna Doğrultucudan ve DA-Bara Denetimi; KON Gerilim Denetimi ve Akım Denetimi bloklarından oluşmaktadır. DA-Bara Denetim bloğuna referans gerilim değeri ile DA-Bara çıkışından ölçülen gerilim değeri uygulanmış ve hata değeri bulunmuştur. KON Denetim bloğunda çıkış kapasitörleri arasındaki fark alınarak hata değeri bulunmuştur. DA-Bara Gerilim Denetim bloğu ve KON Denetim bloğunun içerisinde PI ve BMD denetleyici yapıları bulunmaktadır. Elde edilen hata değerleri bu denetleyicilere uygulanarak Referans Akım sinyali oluşturulmuştur. Bu referans akım sinyali ve şebeke akımı Akım Denetim bloğuna uygulanarak anahtar tetikleme sinyali oluşturulmuş ve anahtarlar tetiklenmiştir. Böylece Vienna Doğrultucu Denetimi sağlanmıştır.

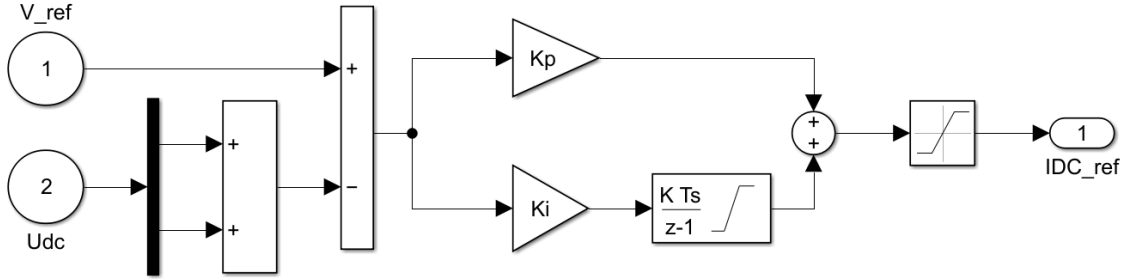
Çizelge 5.1. Vienna doğrultucuya ait parametreler

<b>Tasarım Parametreleri</b>	
<b>Giriş Gerilimi</b>	400V AA (faz-faz)
<b>Giriş Frekansı</b>	50Hz
<b>Giriş İndüktans Değeri</b>	1.8 uH
<b>Çıkış Kapasitör Değeri</b>	2000 uF
<b>Çıkış Yük Değeri</b>	29 $\Omega$
<b>Çıkış Gerilimi</b>	800V DA
<b>Çıkış Gücü</b>	22kW



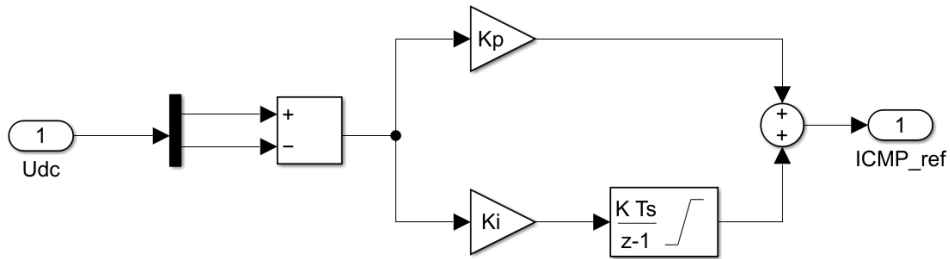
Şekil 5.1. Vienna doğrultucu yapısı ve denetimi MATLAB/Simulink devre modeli

Vienna Doğrultucunun DA-Bara gerilim ve KON gerilim denetiminde ilk olarak PI denetleyici kullanılmıştır. PI denetleyicilerin Matlab/Simulink modeli Şekil 5.2 ve Şekil 5.3'te gösterilmiştir. DA-Bara gerilim denetiminde PI denetleyicinin kazanç katsayıları  $K_p=2.7$  ve  $K_i=2000$  olarak seçilmiştir. KON gerilim denetiminde ise  $K_p=0.05$  ve  $K_i=1$  olarak seçilmiştir.



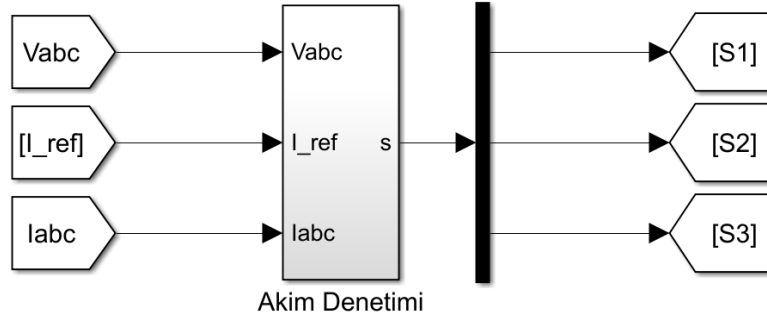
Şekil 5.2. DA-Bara gerilimi PI denetim modeli

DA-Bara gerilim denetimi modelinde referans gerilimi ( $V_{ref}$ ) ile DA-Bara gerilimi ( $U_{dc}$ ) arasındaki fark alınmıştır. KON gerilim denetimi modelinde ise çıkıştaki her iki kapasitörün gerilimleri farklı alınmıştır. Bu farklar hata sinyali olarak PI denetleyicilere giriş olarak uygulanmıştır. PI denetimi sonucunda denetim sinyalleri  $IDC_{ref}$  ve  $ICMP_{ref}$  elde edilmiştir.  $IDC_{ref}$  şebekeden çekilmesi gereken akımı ifade etmektedir.  $ICMP_{ref}$  ise KON'dan akan akımı ifade etmektedir. Bloklardan elde edilen bu denetim sinyalleri toplanarak referans akım ( $I_{ref}$ ) değeri elde edilmiş ve akım denetimi bloğuna giriş olarak uygulanmıştır.



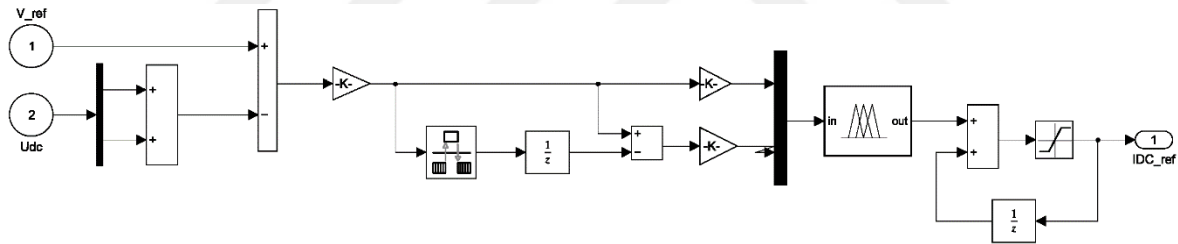
Şekil 5.3. KON gerilimi PI denetim modeli

Akım denetimi bloğuna (Şekil 5.4) şebeke gerilimi, şebeke akımı ve referans akımı giriş olarak uygulanmıştır. Akım denetimi bloğu, Vienna Doğrultucu yapısındaki anahtarları tetikleyen PWM sinyali üretmek için devrenin denetimini sağlamaktadır.



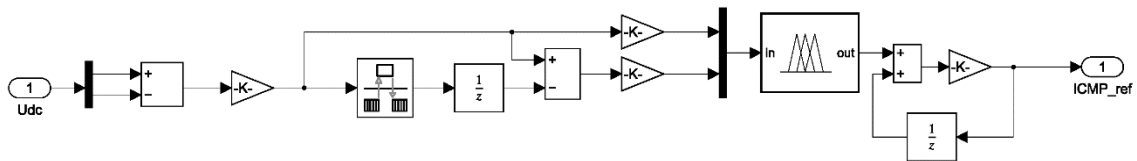
Şekil 5.4. Akım denetimi bloğu

Şekil 5.5'te DA-Bara gerilimi BMD denetim modeli, Şekil 5.6'da ise KON gerilimi BMD denetim modeli verilmiştir. Her iki denetimde de çizelge 6.2'de verilen 7x7'lik kural tablosu MATLAB/Simulink Toolbox'da bulunan Fuzzy Logic Controller bloğuna kural olarak uygulanmıştır. Ayrıca Şekil 5.7'deki 7 adet üçgen üyelik fonksiyonları hata, hata değişimi ve çıkış için yine Fuzzy Logic Controller bloğuna uygulanmıştır.



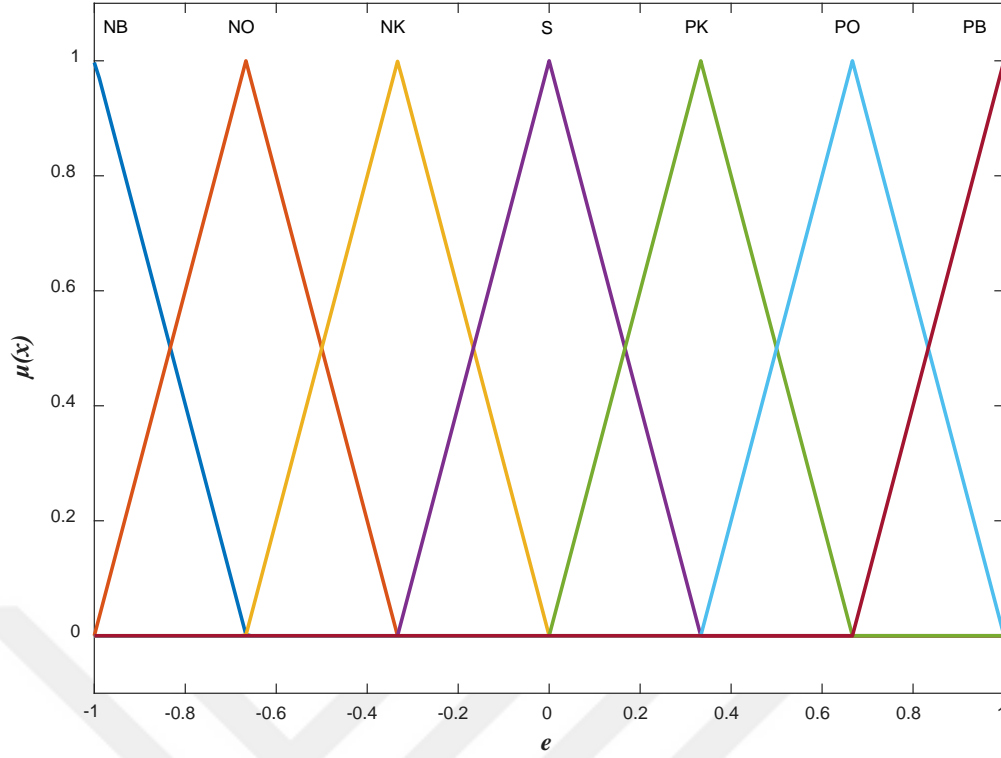
Şekil 5.5. DA-Bara gerilimi BMD denetim modeli

BMD denetleyicilerin giriş ve çıkışları için ölçeklendirme kazançları eklenmiştir.



Şekil 5.6. KON gerilimi BMD denetim modeli

PI denetleyicide uygulanan bütün giriş çıkış işlemleri ve adımlar BMD'de de uygulanmıştır.



Şekil 5.7. BMD için MATLAB/Simulink'te belirlenen üyelik fonksiyonları

Şekil 5.7'de verilen yedi üyelik fonksiyonu; Negatif Büyük (NB), Negatif Orta (NO), Negatif Küçük (NK), Sıfır (S), Pozitif Küçük (PK), Pozitif Orta (PO) ve Pozitif Büyük (PB) olarak belirlenmiştir. Üyelik fonksiyonları (-1,+1) arasında olacak şekilde tasarlanmıştır. Çizelge 6.2'de tasarlanan üyelik fonksiyonları için oluşturulan kurallar gösterilmiştir.

Çizelge 5.2. BMD denetiminde kullanılan kural tablosu

$e/\Delta e$	<b>NB</b>	<b>NO</b>	<b>NK</b>	<b>S</b>	<b>PK</b>	<b>PO</b>	<b>PB</b>
<b>NB</b>	NB	NB	NB	NB	NO	NK	S
<b>NO</b>	NB	NB	NO	NO	NK	S	S
<b>NK</b>	NB	NO	NO	NK	S	S	PK
<b>S</b>	NO	NK	NK	S	PK	PK	PO
<b>PK</b>	NK	S	S	PK	PO	PO	PB
<b>PO</b>	S	S	PK	PO	PO	PB	PB
<b>PB</b>	S	PK	PO	PB	PB	PB	PB

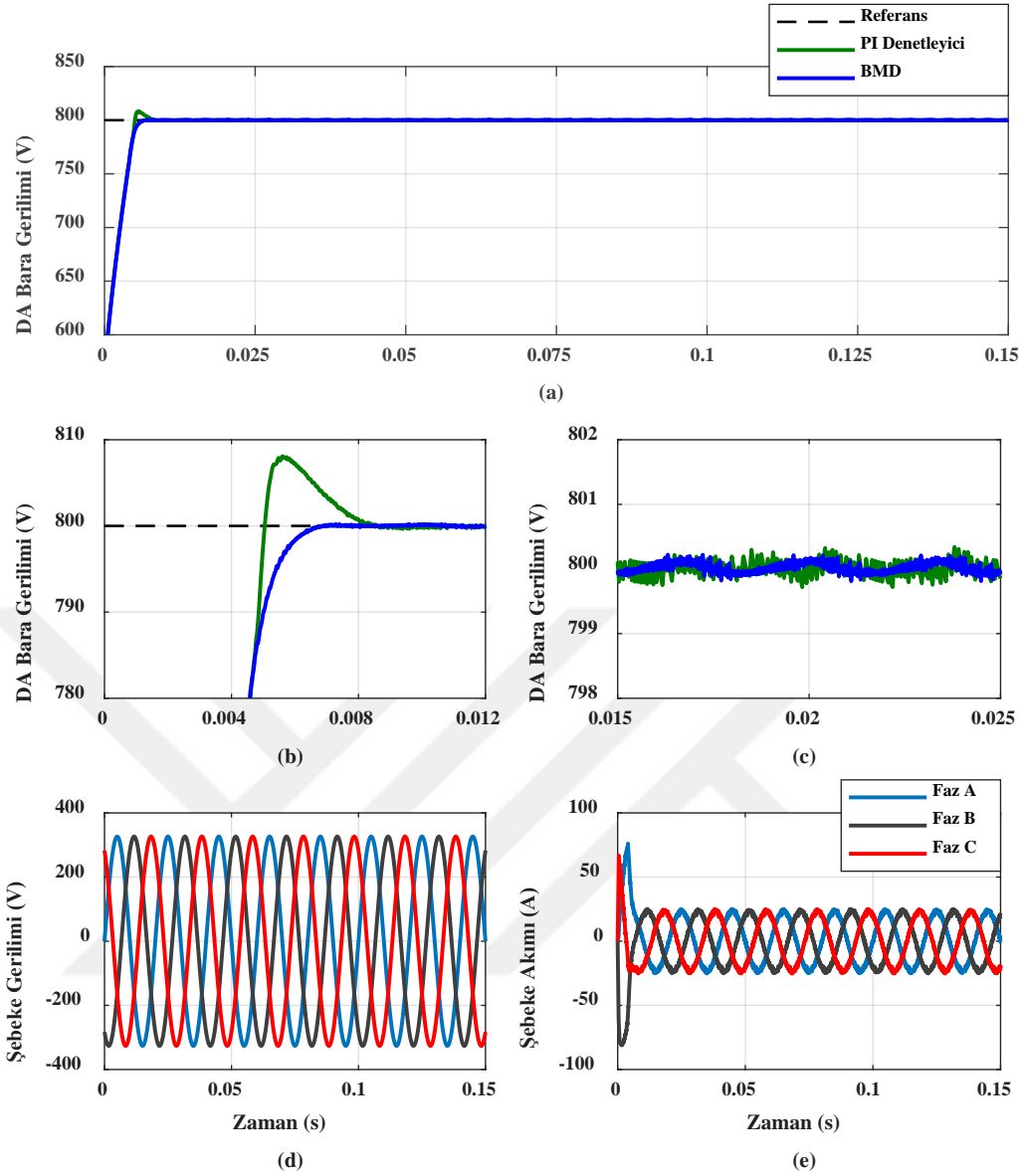
Vienna Doğrultucunun denetimi için gerekli olan Matlab/Simulink modelleri tasarlanmış ve çıkış gerilimi denetimi gerçekleştirilmiştir. Daha sonra Vienna doğrultucunun

çıkış gerilimi denetiminde kullanılan denetleyicilerin performanslarını karşılaştırabilmek için sabit referans gerilim, değişen referans gerilim, ani yük değişimi, şebeke geriliminin düşmesi, şebeke geriliminin yükselmesi ve harmonikli giriş gerilimi olmak üzere altı farklı senaryo oluşturulmuştur. PI denetleyici ve BMD'nin yükselme zamanı, yerleşme zamanı ve aşım gibi cevapları karşılaştırılmıştır.

Denetleyici çıkışının referans değerinin %10'dan %90 değerine ulaşana kadar geçen süre yükselme zamanı, başlangıç anından itibaren çıkış değerinin nihai değere %2 veya %5 tolerans bandında ulaştığı ve yerleştiği zamandır, sistemde ulaşılması istenen referans değerini aşım yapmadan takip etmesi durumuna kadar geçen süre yerleşme zamanı, sistem cevabının referans değerinin daha üst değerlerine çıkılması sonucunda meydana gelen yüzde değer ise aşım olarak tanımlanmaktadır.

### **5.1. Sabit Referans Gerilimi**

Bu senaryoda Vienna Doğrultucunun referans gerilimi 800V olarak ayarlanmıştır. Bu senaryo ile PI Denetleyici ve BMD yapılarının yükselme zamanı, yerleşme zamanı ve aşım ait değerlerin incelenmesi amaçlanmıştır. Denetleyici yapılarının sonucunda elde edilen çıkış cevapları ve giriş değerleri Şekil 5.8'de verilmiştir. Da-bara cevaplarının daha iyi görülebilmesi için belirli aralıklar daha yakından grafiğe eklenmiştir (Şekil 5.8(b) ve Şekil 5.8(c)). Böylece daha iyi performans incelemesi yapılmıştır.

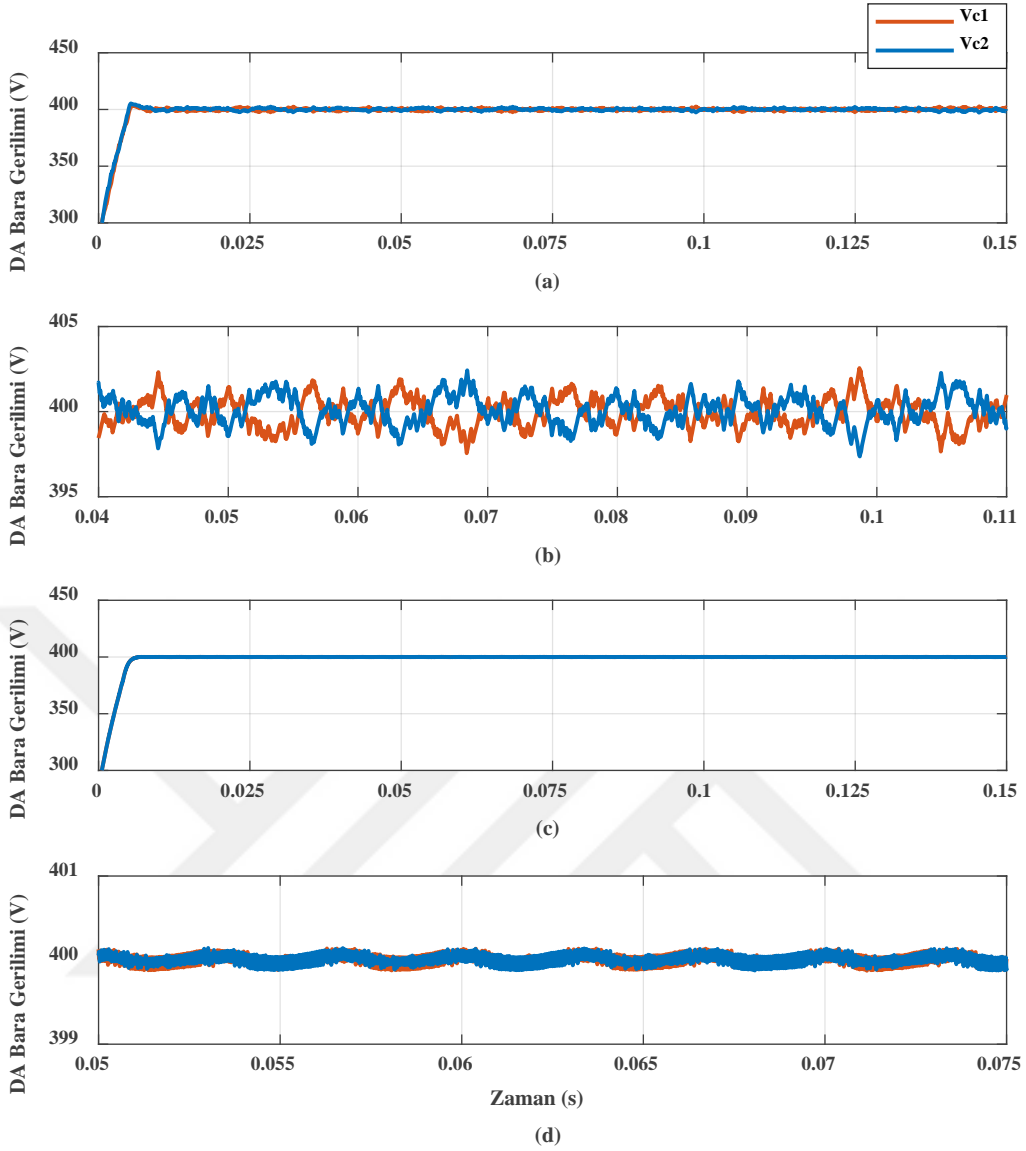


Şekil 5.8. Sabit referans hız altındaki cevaplar

Sabit referans gerilimi altında Şekil 5.8'deki cevaplar incelendiğinde PI denetleyicide yükselme zamanı 3.69 ms, yerleşme zamanı 10.63 ms iken BMD'nin yükselme zamanı 3.66 ms, yerleşme zamanı 7.03 ms'dir. Aşım incelendiğinde ise BMD'de aşım yokken PI denetleyici %1 aşım yaparak kalıcı durum hatası olmaksızın referans değere ulaşmıştır.

Çizelge 5.3. Sabit referans hız altındaki sonuçlar

Denetleyici	Yükselme Zamanı	Yerleşme Zamanı	Aşım
PI Denetleyici	3.69 ms	10.63 ms	%3.88
BMD	3.66 ms	7.03 ms	0



Şekil 5.9. Sabit referans gerilim altında kapasitör gerilimlerinin karşılaştırılması

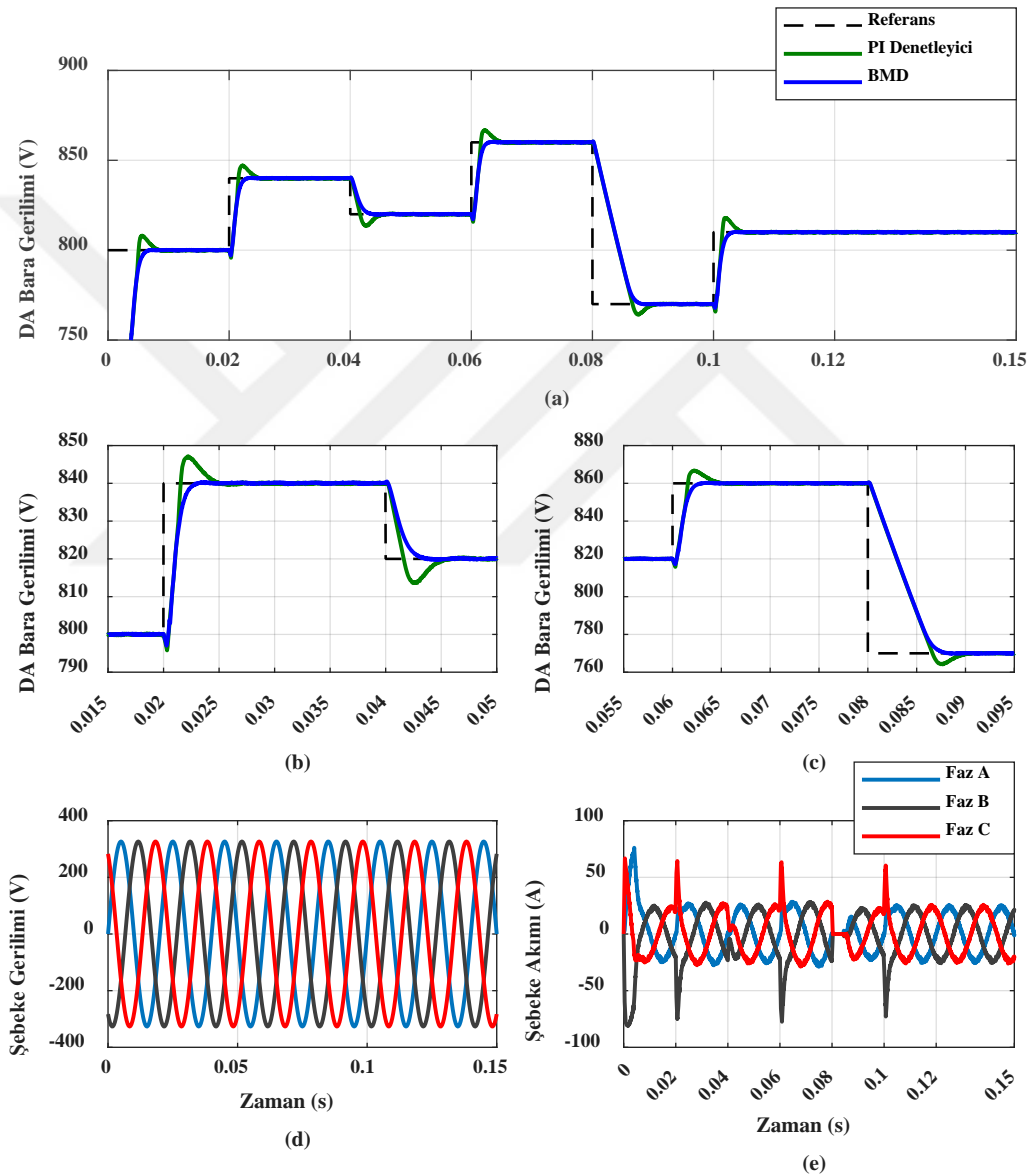
Şekil 5.9’da çıkıştaki kapasitör gerilimlerinin denetimine ait sonuçlar verilmiştir. Bazı bölgeler daha iyi inceleme yapmak amacıyla yakınlştırılarak grafiğe eklenmiştir (Şekil 5.9(b) ve Şekil 5.9(d)). Şekil 5.9(a)’da görüldüğü üzere PI denetleyici ile KON Denetimi yapıldığında Kapasitör gerilimlerinin daha fazla dalgalanma yaptığı gözlemlenmiştir. Şekil 5.9(c) incelendiğinde BMD ile yapılan denetimde kapasitör gerilimleri neredeyse birbirine eşit ve kararlı bir şekilde olduğu görülmektedir.

## 5.2. Değişen Referans Gerilimi

Vienna Doğrultucuya değişen referans gerilim değerleri uygulanarak denetleyicinin cevap süreleri incelenmiştir. İlk olarak referans değeri 800V olarak ayarlanmıştır.  $t=0.02$  sn’de gerilim değeri 840V’ye çıkarılmıştır.  $t=0.04$  sn’de referans değeri 820V’ye

düşürülmüş,  $t=0.06$  sn'de referans değeri 860V'ye çıkarılmış,  $t=0.08$  sn'de referans değeri 770V'ye düşürülmüş ve son olarak 0.1 sn'de 810V'ye çıkarılarak 0.15 sn'ye kadar çıkış cevapları incelenmiştir (Şekil 5.10). Bazı bölgeler daha yakından gözükecek şekilde belirli aralıklar alınmış ve grafiğe eklenmiştir (Şekil 5.10(b) ve Şekil 5.10(c)).

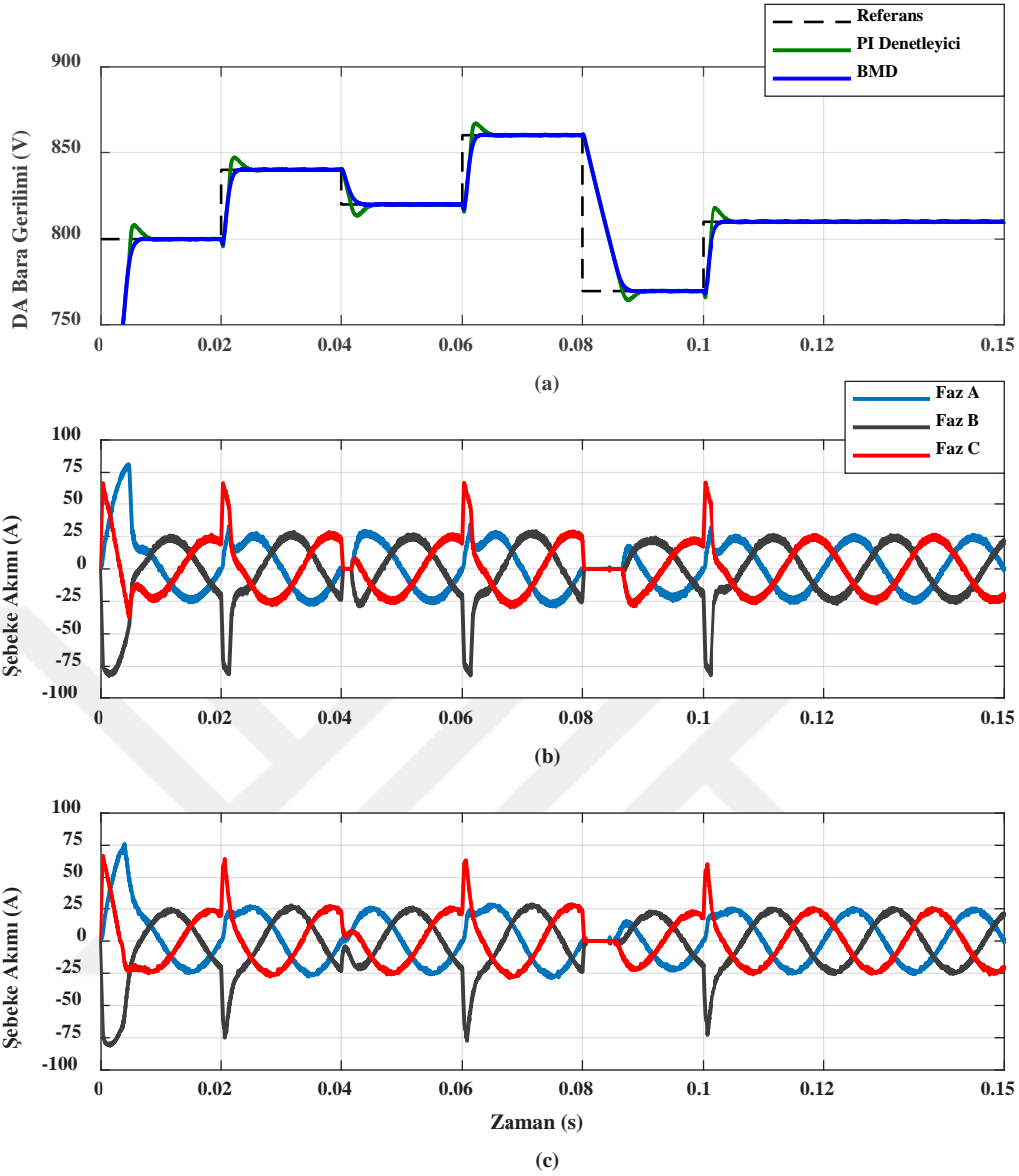
Referans gerilim değeri 800V'den 840 V'ye yükseltildiğinde PI denetleyicinin yükselme zamanı 1.44 ms iken BMD'nin yükselme zamanı 1.9 ms'dir. Ayrıca BMD'de aşım yokken PI denetleyici %0.84'lük aşım yapmıştır.



Şekil 5.10. Değişen referans hız altındaki cevaplar

Çizelge 5.4. Değişen referans hız altındaki sonuçlar

<b>Referans Gerilim Aralığı</b>	<b>Denetleyici</b>	<b>Yükselme Zamanı</b>	<b>Yerleşme Zamanı</b>	<b>Aşma</b>
<b>800-840 V</b>	PI	0.88 ms	6.9 ms	(%15.15)
	BMD	1.28 ms	3.75 ms	0
<b>840-820 V</b>	PI	1.11 ms	4.57 ms	%24.24
	BMD	1.94 ms	3.69 ms	0
<b>820-860 V</b>	PI	0.92 ms	5.59 ms	%14.56
	BMD	1.32 ms	4.61 ms	0
<b>860-770 V</b>	PI	5.13 ms	12.63 ms	%6.12
	BMD	5.18 ms	8.28 ms	0
<b>770-810 V</b>	PI	0.82 ms	7.37 ms	%16.59
	BMD	1.42 ms	4.42 ms	0

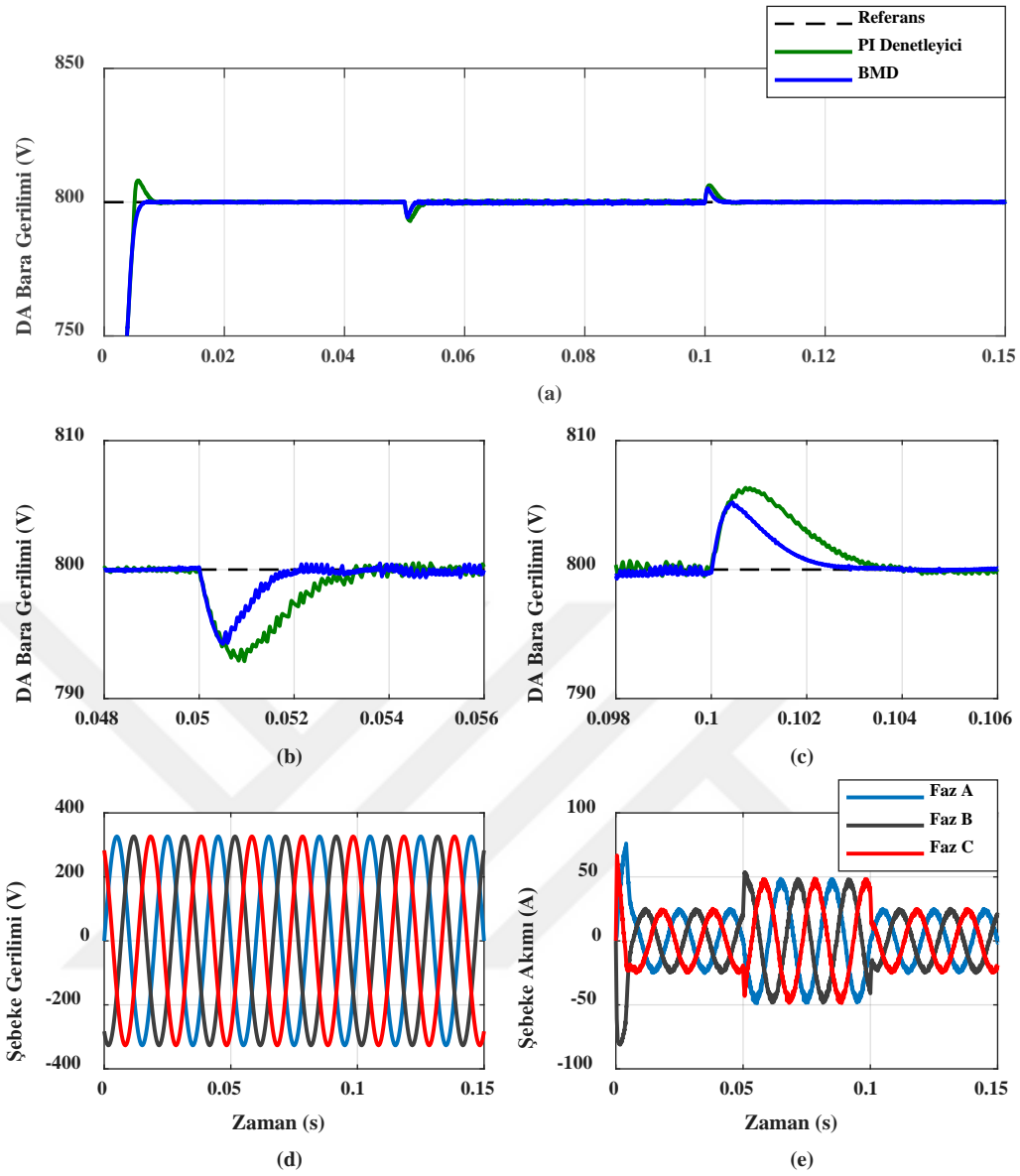


Şekil 5.11. Değişen referans gerilim altında PI ve BMD şebeke akımlarının karşılaştırılması

Ayrıca değişen referans gerilim altında PI denetleyici ve BMD yapıları için şebekeden çekilen akımlar karşılaştırılmıştır. Şekil 5.11(b), Vienna doğrultucu denetimine PI denetleyici uygulandığında şebekeden çekilen akımı göstermektedir. Şekil 5.11(c)'de ise BMD ile yapılan denetim sonucu şebekeden çekilen akım gözükmemektedir. Referans gerilim değeri arttığı anlarda ( $t=0.02$  sn,  $t=0.60$  sn,  $t=0.1$  sn) Şebekede anlık bir akım artışı olduğu gözlemlenmiştir.  $t=0.1$  sn'de PI denetleyicide A Fazı pik akımının değeri 67.28A ve B Fazı pik akımının değeri -81.83A'dır. Yine  $t=0.1$  sn'de BMD ile yapılan denetim sonucunda şebekeden çekilen A Fazı akımının pik değeri 60.43A ve B Fazı akımının pik değeri ise -72.80A'dır.

### 5.3. Ani Yük Değişimi

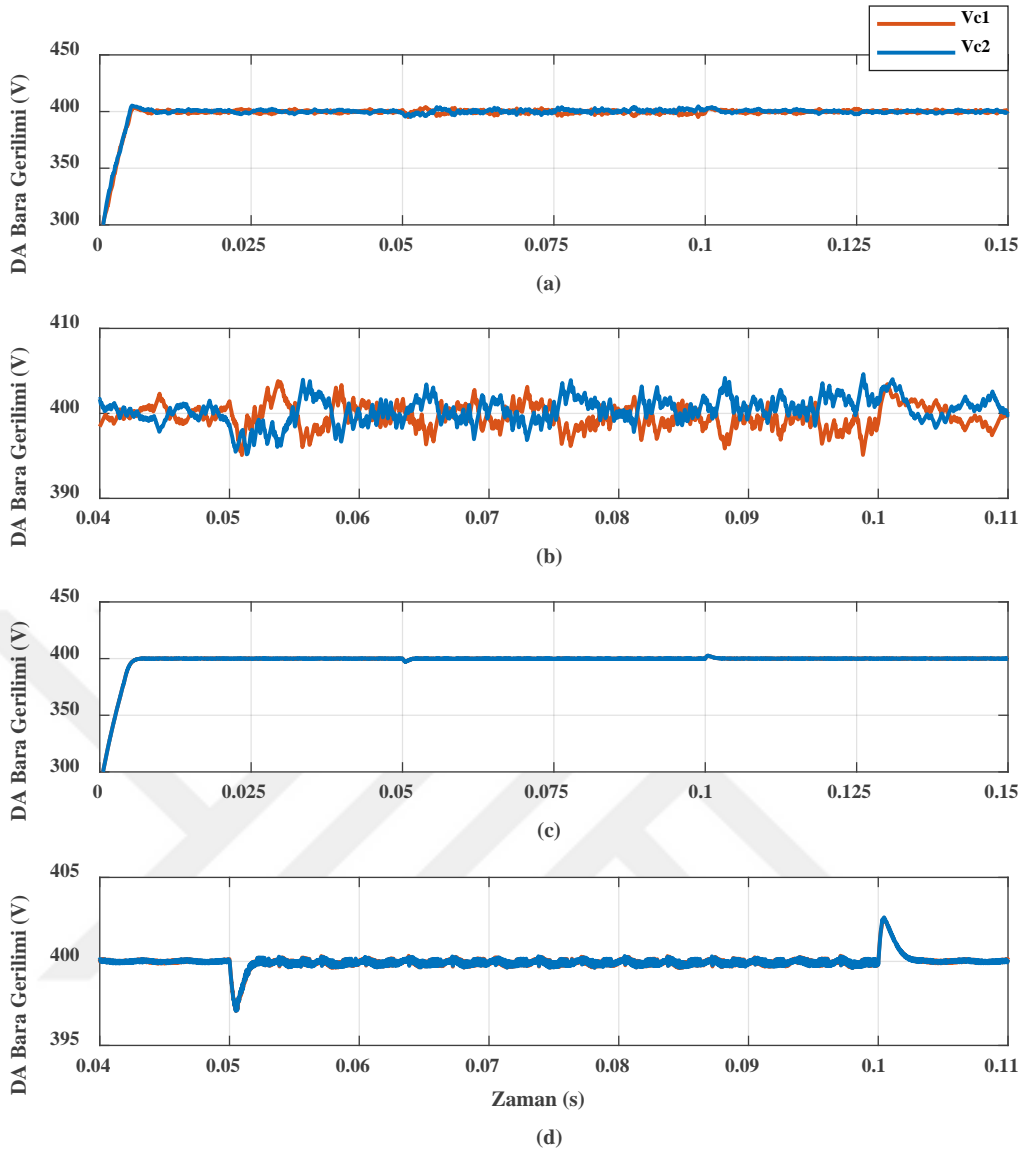
Bu senaryoda, çıkış yüküne paralel bir yük 0.5 sn'de bu yük devreye alınmış 0.1 sn'de yk devreden çıkarılmıştır. 58  $\Omega$  olan çıkış yüküne paralel 58  $\Omega$  direnç eklenerek toplam yük 29  $\Omega$  değerine düşürülmüş ve sistemin yük kapasitesi %50'den %100'e çıkarılarak çıkış cevapları incelenmiştir. Bu durumda  $t=0.5$  ile  $t=0.1$  sn arasında sistem maksimum gte (22kW) alışmaktadır. Yük uygulandığı anda PI denetleyici DA-bara gerilimi 792.89V'ye düşmüş ve  $t=5.52$  ms'de referans değere yerleşmiştir. BMD'de ise DA-bara gerilimi 794.24V'ye düşüp  $t=2.12$  ms'de referans değere yerleşmiştir. Yük ortadan kaldırıldığında ise anlık olarak PI denetleyicinin DA-bara değeri 806.34V'ye yükselirken BMD'de bu değer 805.20V'ye yaklaşmıştır. Ayrıca Şebekeden çekilen akımın tepe değeri 23.32A'dan 46.62A'ya çıkmıştır.



Şekil 5.12. Yük değişimi altındaki cevaplar

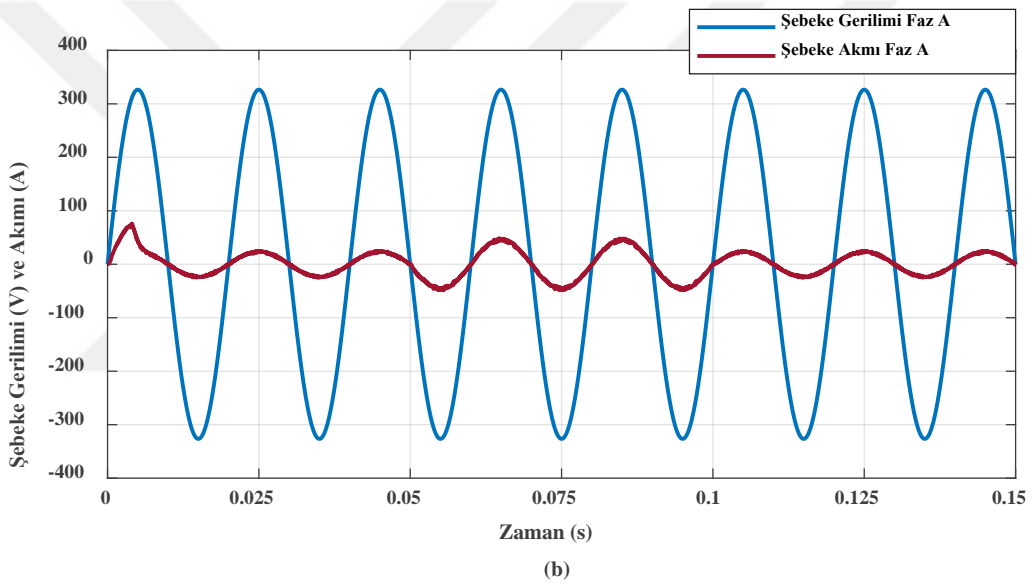
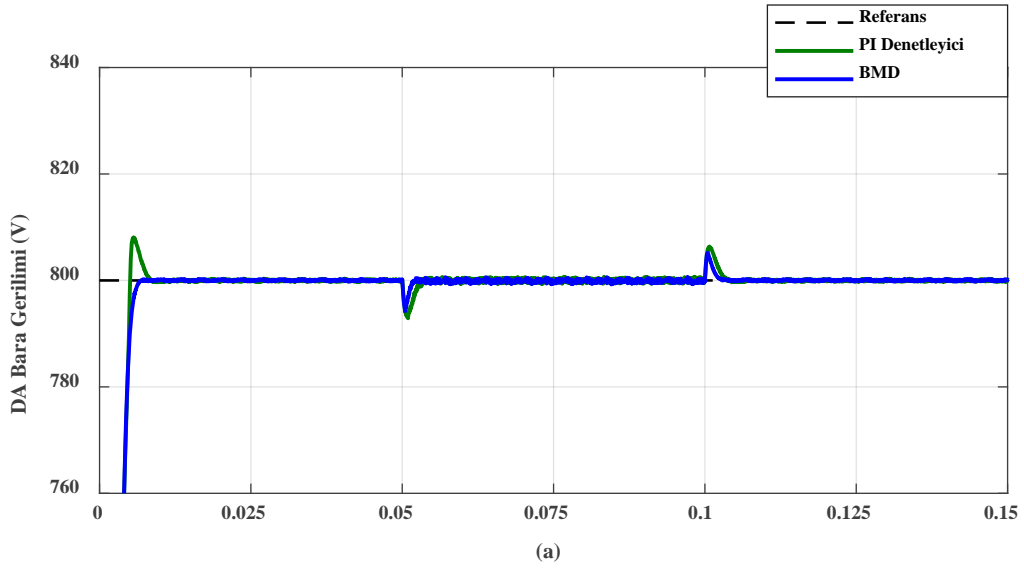
Çizelge 5.5. Yük değişimi altındaki sonuçlar

Yük Durumu	Denetleyici	Yerleşme Zamanı	Aşma
t=0.05 sn'de yük devreye alındığında	PI	5.52 ms	%0.88
	BMD	2.12 ms	%0.72
t=0.1 sn'de yük devreden kaldırıldığında	PI	6.95 ms	%0.79
	BMD	3.87 ms	%0.65



Şekil 5.13. Yük değişimi altında kapasitör gerilimlerinin karşılaştırılması

Şekil 5.13'de yük senaryosu altında çıkıştaki kapasitör gerilimlerinin denetimine ait sonuçlar verilmiştir. Bazı bölgeler daha iyi inceleme yapmak amacıyla yakınlaştırılarak grafiğe eklenmiştir (Şekil 5.13(b) ve Şekil 5.13(d)). Şekil 5.13(a)'da görüldüğü gibi PI denetleyici ile yük altında KON gerilim denetimi yapıldığında kapasitör gerilimlerinin sabit referans gerilim senaryosuna göre daha fazla salınım yaptığı gözlemlenmiştir. Şekil 5.13(c)'de incelendiğinde BMD ile yapılan KON gerilim denetiminde kapasitör gerilimleri neredeyse birbirine eşit ve kararlı bir şekilde olduğu görülmektedir.



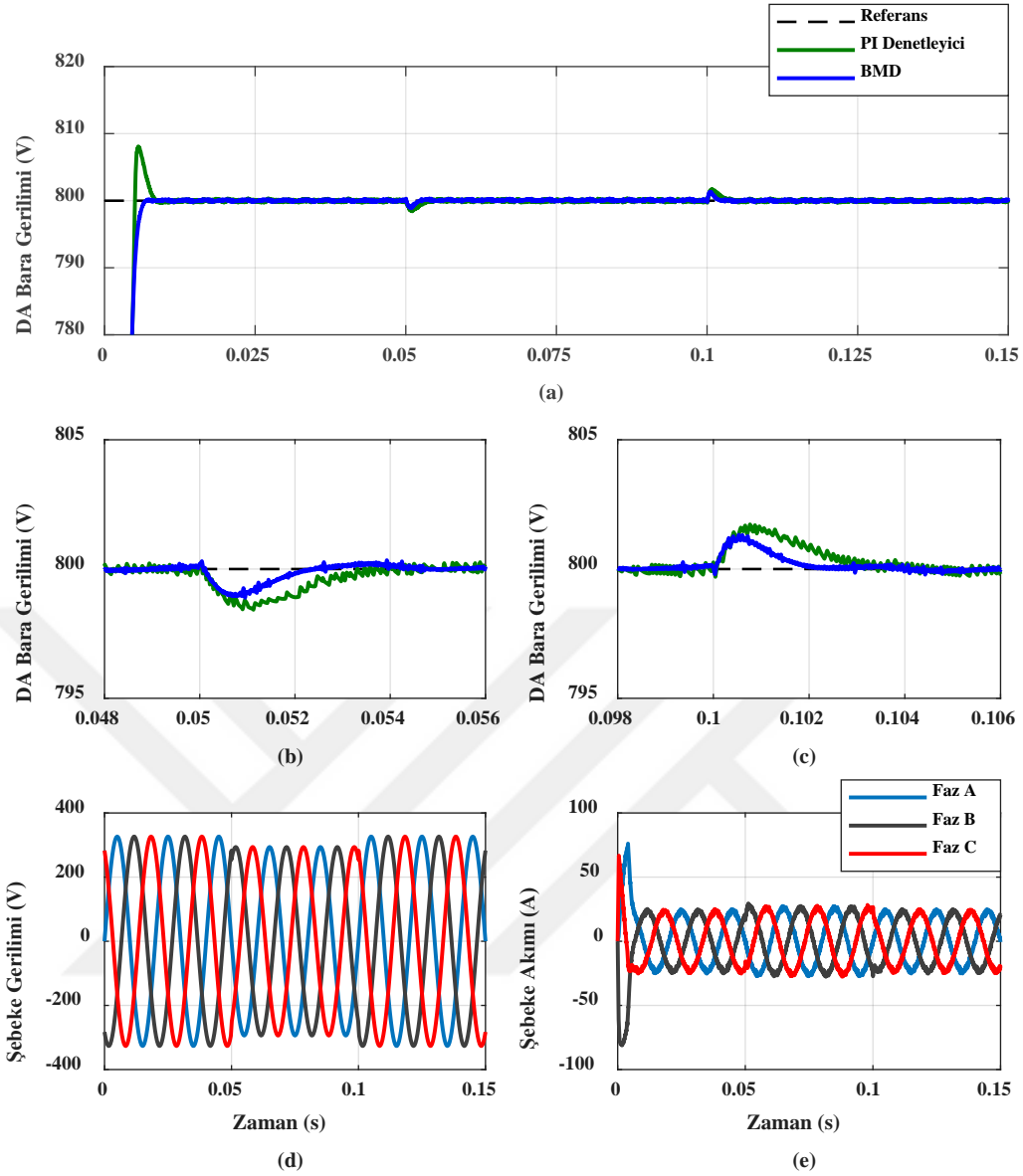
Şekil 5.14. Yük değişimi altında şebeke gerilim ve akımının karşılaştırılması

Şekil 5.14'te yük değişimi altında şebeke gerilimi ve şebekeden çekilen akım arasında faz kayması olup olmadı incelenmiştir. Şebeke geriliminin A fazı ile şebekeden çekilen akımın A fazı aynı grafikte gösterilmiştir (Şekil 5.14(b)). Bu sonuçlar incelendiğinde Vienna doğrultucunun, yapısı gereği GFD devreleri gibi çalıştığı ve akım-gerilim arasında faz kayması olmadığı gözlemlenmiştir.

#### 5.4. Giriş Geriliminin Düşmesi

Bu senaryoda Vienna Doğrultucunun giriş gerilimi  $t=0.05$  sn'de 10% düşürülerek  $t=0.1$  sn'de tekrar eski haline getirilmiş ve denetleyicinin vermiş olduğu cevaplar gözlemlenmiştir. Gerilim düştüğünde PI Denetleyici ile denetim yapıldığında çıkış gerilimi  $t=0.05112$  sn'de 798.42V'ye düşmüş ve 3.96 ms sonra referans değerine yerleşmiştir. BMD ile yapılan denetimde ise  $t=0.05094$  sn'de gerilim 798.88V'ye düşmüş ve 2.58 ms sonra referans değerine yerleşmiştir. Gerilim tekrar eski durumuna geldiğinde ( $t=0.1$  sn) PI Denetleyici  $t=0.1007$  sn'de 801.72V'ye çıkmış ve 3.4 ms sonra referans değerine yerleşmiştir. BMD ile yapılan denetimde ise  $t=0.1005$  sn'de gerilim 801.3V'ye çıkmış ve 2.2 ms sonra yerleşmiştir. Şebekeden çekilen akımın tepe değeri ise 23.76A'dan 26.42A'ya çıkmıştır.





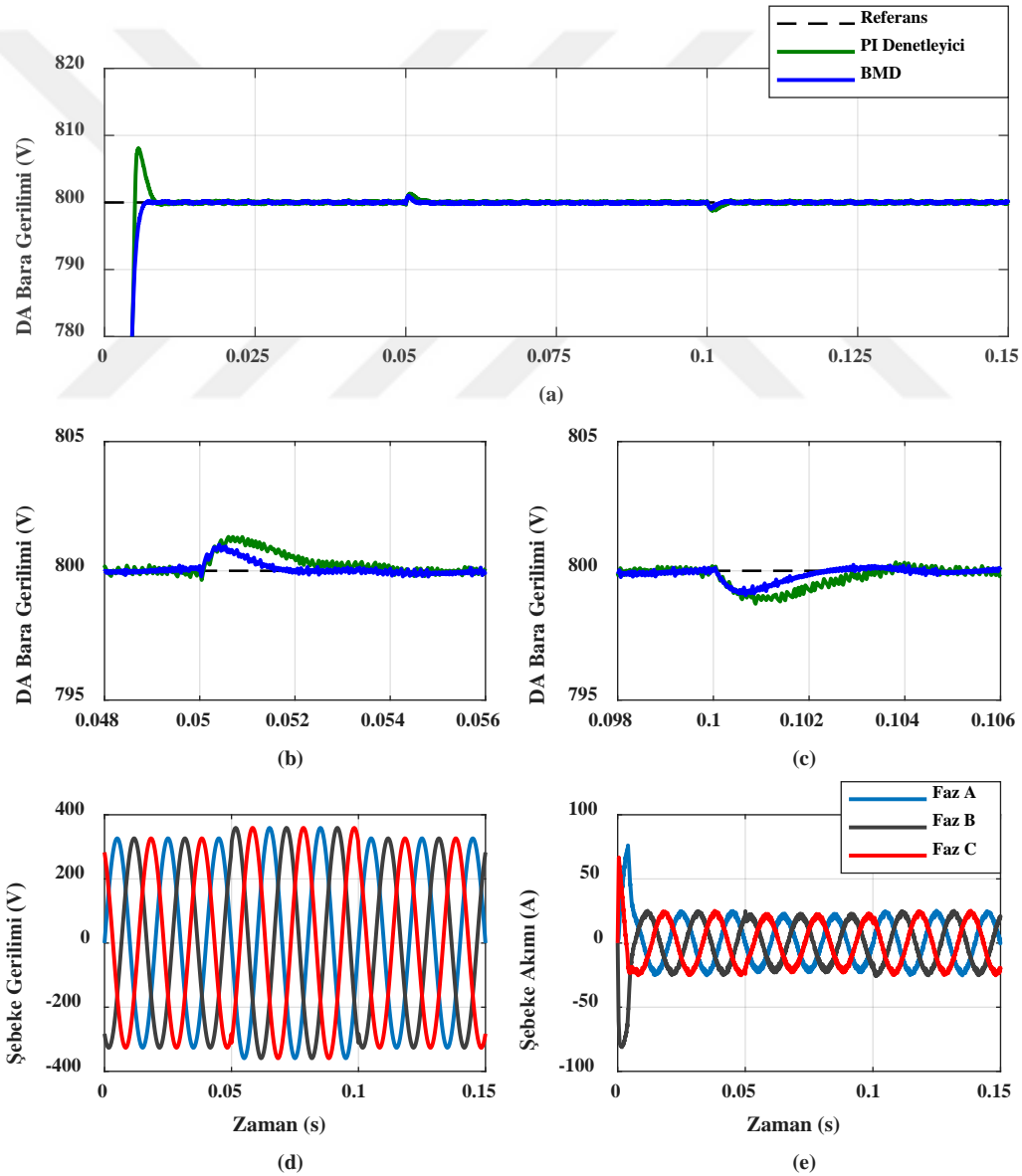
Şekil 5.15. Giriş geriliminin düşmesi altındaki cevaplar

Çizelge 5.6. Giriş geriliminin düşmesi altındaki sonuçlar

Şebeke Gerilimindeki Değişim	Denetleyici	Yerleşme Zamanı	Aşma
t=0.05 sn'de şebeke gerilimi %10 düştüğünde	PI	5.52 ms	%0.88
	BMD	2.12 ms	%0.72
t=0.1 sn'de şebeke gerilimi normal değerine geldiğinde	PI	6.95 ms	%0.79
	BMD	3.87 ms	%0.65

## 5.5. Giriş Geriliminin Yükselmesi

Vienna Doğrultucunun giriş gerilimi  $t=0.05$  sn'de 10% artırılarak  $t=0.1$  sn'de tekrar eski haline getirilmiş ve denetleyicinin vermiş olduğu cevaplar gözlemlenmiştir. Gerilim düştüğünde PI Denetleyici ile denetim yapıldığında çıkış gerilimi  $t=0.05060$  sn'de 801.31V'ye çıkmış ve 4.07 ms sonra referans değerine yerleşmiştir. BMD ile yapılan denetimde ise  $t=0.0504$  sn'de gerilim 801.01V'ye çıkmış ve 1.74 ms sonra referans değerine yerleşmiştir. Gerilim tekrar eski durumuna geldiğinde ( $t=0.1$  sn) PI Denetleyici  $t=0.1008$  sn'de 798.72V'ye düşmüş ve 3.52 ms sonra referans değerine yerleşmiştir. BMD ile yapılan denetimde ise  $t=0.1006$  sn'de gerilim 799.05V'ye düşmüş ve 2.37 ms sonra yerleşmiştir. Şebekeden çekilen akımın tepe değeri ise 23.84A'dan 21.58A'ya düşmüştür.



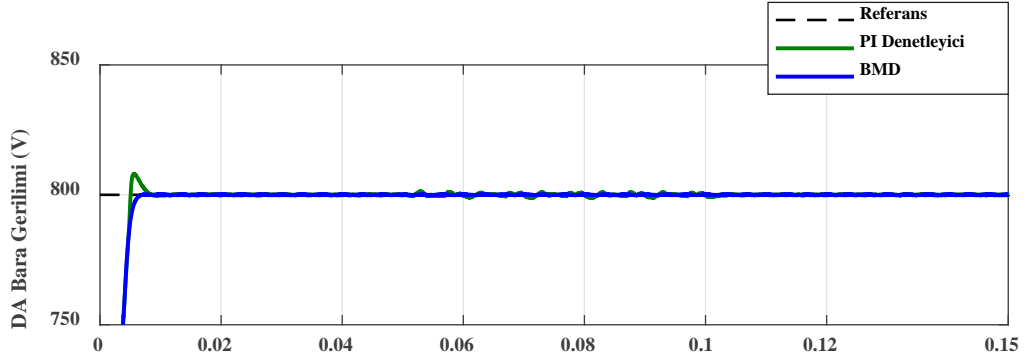
Şekil 5.16. Giriş geriliminin yükselmesi altındaki cevaplar

Çizelge 5.7. Giriş geriliminin yükselmesi altındaki sonuçlar

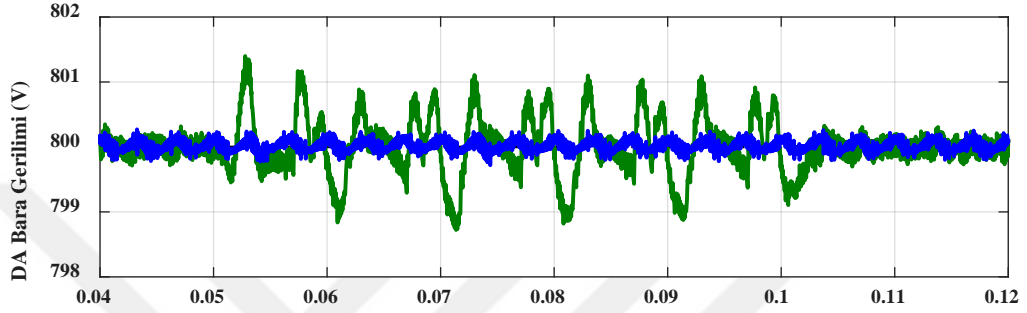
Şebeke Gerilimindeki Değişim	Denetleyici	Yerleşme Zamanı	Aşma
t=0.05 sn'de şebeke gerilimi %10 yükseldiğinde	PI	4.07 ms	%0.16
	BMD	1.74 ms	%0.12
t=0.1 sn'de şebeke gerilimi normal değerine geldiğinde	PI	3.52 ms	%0.16
	BMD	2.37 ms	%0.11

### 5.6. Harmonikli Giriş Gerilimi

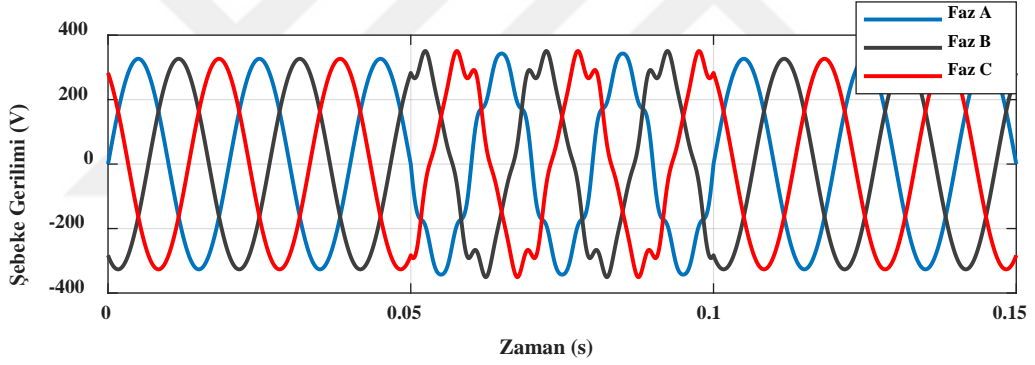
Bu senaryoda girişe harmonikli bir gerilim uygulanmış ve BMD ile yapılan denetimde PI denetleyiciye göre daha az dalgalanma olduğu görülmüştür. PI denetleyicide dalgalanma bant aralığı 801.34V – 798.72V'dir. BMD'de dalgalanma bant aralığı ise 800.23V – 799.72V'dir. Harmoniklerin az olması çıkış kapasitörlerinin ömrünü olumlu yönde etkilediği gibi daha kaliteli DA çıkış gerilimi de sağlayacaktır.



(a)

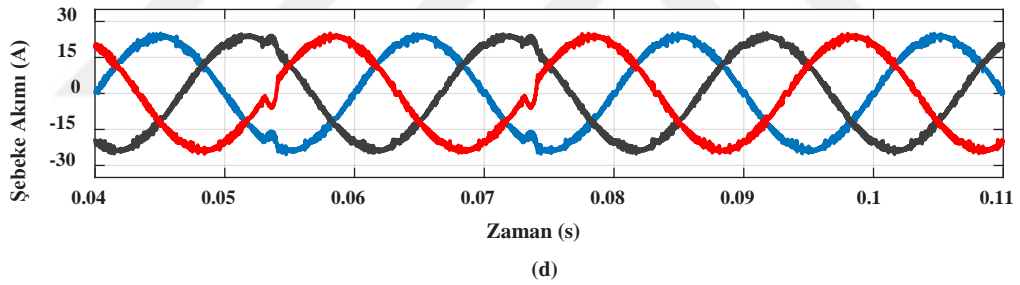
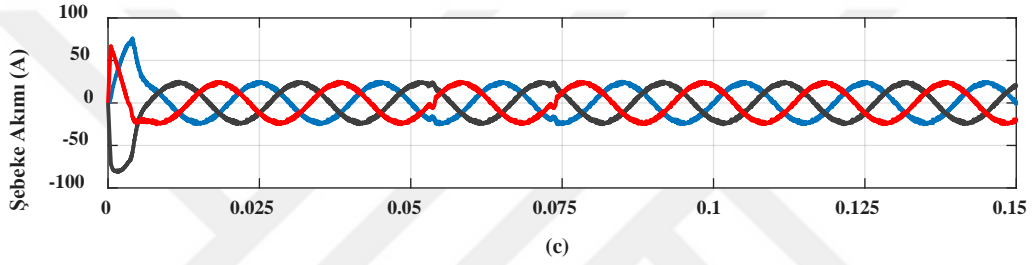
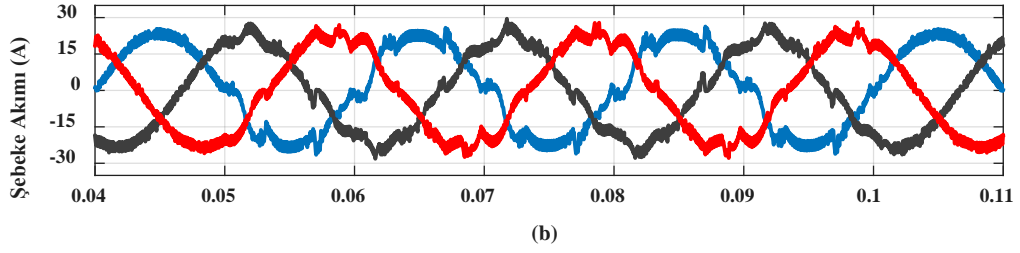
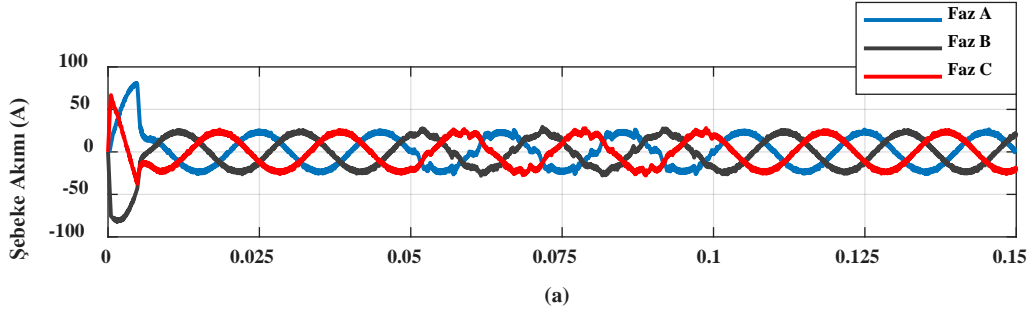


(b)



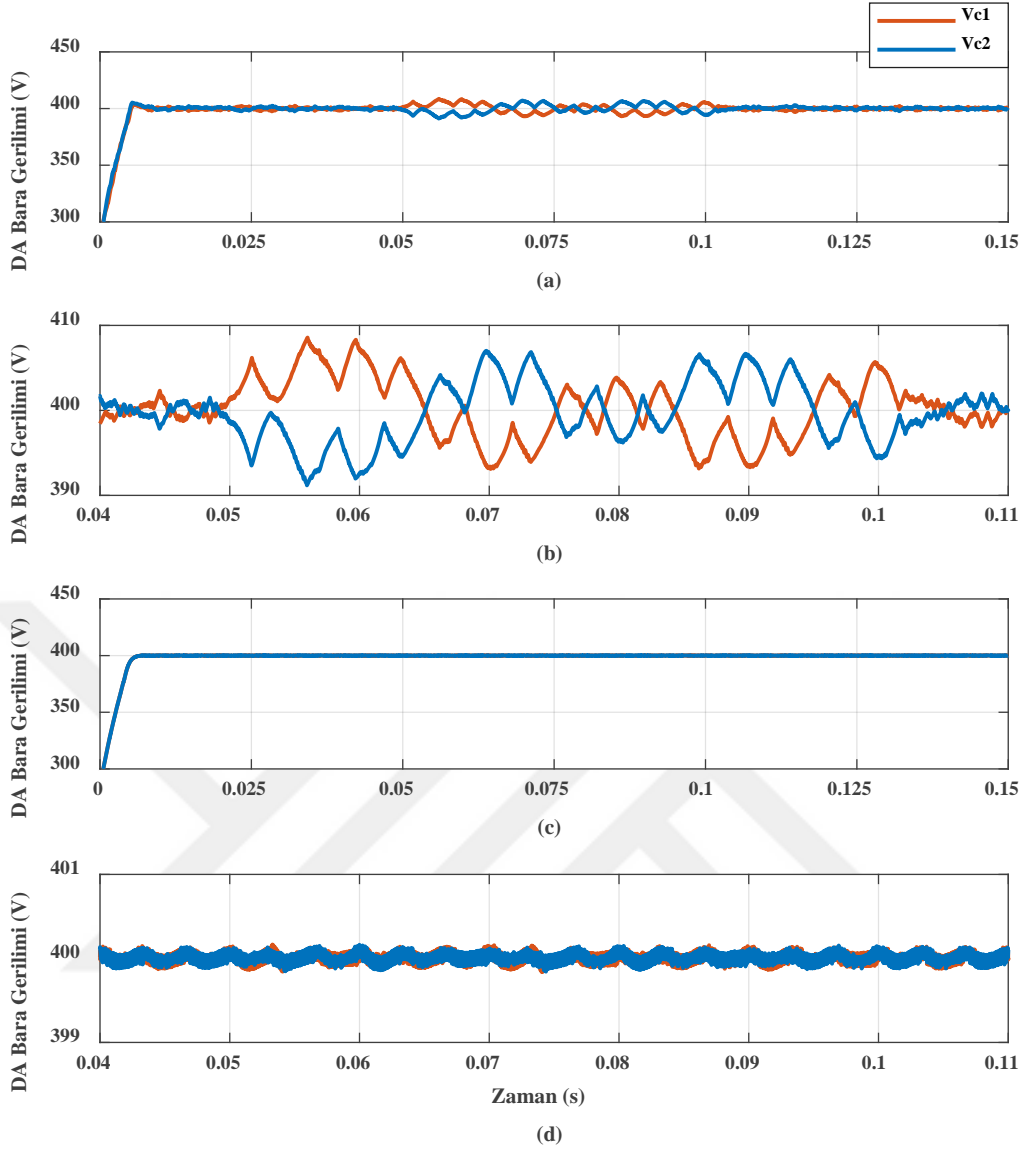
(c)

Şekil 5.17. Harmonikli giriş gerilimi altındaki cevaplar



Şekil 5.18. Harmonikli giriş gerilimi altında şebeke akımlarının karşılaştırılması

BMD ile yapılan denetimde çıkış cevapları daha kaliteli ve kararlı olduğu için yük üzerine düşen gerilim daha kaliteli ve kararlıdır. Bu durumda şebekeden çekilen akım PI denetleyiciye göre düzgündür.



Şekil 5.19. Harmonikli giriş gerilimi altında kapasitör gerilimlerinin karşılaştırılması

Şekil 5.13’de harmonikli giriş gerilimi altında çıkıştaki kapasitör gerilimlerinin denetimine ait sonuçlar görülmektedir. Bazı aralıklar yakınlştırılarak daha iyi inceleme yapmak amacıyla grafiğe eklenmiştir (Şekil 5.19(b) ve Şekil 5.19(d)). Şekil 5.19(a)’da görüldüğü gibi PI denetleyici ile harmonikli giriş gerilimi altında KON denetimi yapıldığında kapasitör gerilimlerinin sabit referans gerilim senaryosuna göre daha fazla salınım yaptığı gözlemlenmiştir. PI denetleyicide dalgalanma bant aralığı 408.57V – 393.11V’dir. Şekil 5.19(d)’de incelendiğinde BMD ile yapılan denetimde kapasitör gerilimleri neredeyse birbirine eşit ve kararlı bir şekilde birbirini takip ettiği görülmektedir.

## 6. SONUÇLAR

Tasarımı MATLAB/Simulink ortamında modellenen Vienna doğrultucunun, üç anahtarla harmonik bozulmayı azalttığı gözlemlenmiştir. Ayrıca GFD devreleri gibi çalıştığı sonuçlarla ortaya konulmuştur. Vienna doğrultucudaki GF, ani bir yük artışında bile başarılı bir şekilde korunmuştur.

Vienna doğrultucudaki DA-barayı ve KON'u denetlemek için PI denetleyici ve BMD kullanılmıştır. Vienna doğrultucu denetiminde BMD'nin başarımları kriterleri klasik PI denetleyici ile karşılaştırılmış ve elde edilen sonuçlar incelenmiştir. Farklı senaryolarla yerleşme zamanı ve aşım değerleri incelendiğinde BMD'nin PI denetleyiciye göre daha başarılı çıkış cevabı verdiği gözlemlenmiştir. Sabit referans gerilim, değişen referans gerilim, ani yük değişimi, giriş geriliminin düşmesi, giriş geriliminin yükselmesi ve harmonikli giriş gerilimi olmak üzere toplam altı benzetim çalışması yapılmıştır.

Sabit referans gerilim altında denetleyicilerin başarımları kriterlerini incelediğimizde BMD'nin PI denetleyiciye göre 3,60 ms daha erken referans değere yerleştiği görülmüştür. Ayrıca PI denetleyici %3.8 aşımaya sahipken BMD hiç aşım yapmamıştır. Yükselme zamanları karşılaştırıldığında ise PI denetleyici, BMD'ye göre 0.03 ms daha hızlı yükselme zamanına sahiptir. Bu senaryoda başarımları kriterleri incelendiğinde, BMD'nin PI denetleyiciye göre neredeyse aynı yükselme hızına sahip ve daha etkili bir çıkış cevabı sağladığı görülmüştür.

Değişen referans gerilim değerleri Vienna doğrultucuya uygulandığında, değişen referans gerilim değerini takip eden sistem cevapları her bir durum için ayrı ayrı incelenmiştir. Referans gerilim değeri  $t=0.02$  sn'de 840V'ye çıkartılmış ve ardından  $t=0.04$  sn'de 820V'ye düşürülmüştür. Referans gerilim değeri 840V'ye çıkartıldığında BMD ile yapılan denetimde Da-bara gerilimi, PI denetleyiciye göre 3.15 ms daha hızlı referans değere yerleşmiştir. Ayrıca PI denetleyici %15.15 aşımaya sahipken BMD hiç aşım yapmamıştır. Referans gerilim değerinin değiştiği her durum için çıkış cevapları incelendiğinde BMD yapısı PI denetleyici yapısına göre daha başarılı çıkış cevabı vermiştir.

Vienna doğrultucunun çıkışında bulunan yük artırıldığı durumda PI denetleyici ve BMD yapılarının vermiş olduğu sistem cevapları grafik ve sayısal değerlerle sunulmuştur. Yük  $t=0.05$  sn'de 58  $\Omega$ 'dan 29  $\Omega$ 'a düşürüp  $t=0.1$  sn'de tekrar 58  $\Omega$  değerine getirilmiştir. Yük kapasitesi %50'den %100'e çıkarıldığında BMD'de PI denetleyiciye göre daha kararlı bir DA-bara gerilimi elde edildiği görülmüştür. Ayrıca önerilen BMD yapısında daha düşük

gerilim bant dalgalanması gözlemlenmiştir. KON gerilim denetimine uygulanan PI denetleyici ve BMD yapısı karşılaştırılmıştır. Yük devreye girdiğinde PI denetleyici ve BMD'nin çıkış kapasitörleri  $C_1$  ve  $C_2$ 'nin gerilimleri üzerindeki etkileri Şekil 5.13'de incelenmiştir. BMD'de her iki kapasitör gerilimi de neredeyse birbirine eşit olacak şekilde denetlenmiştir. KON denetiminde BMD'nin PI denetleyiciye göre daha başarılı olduğu görülmüştür. Ayrıca şebeke gerilimi ile şebekeden çekilen akım arasında faz kayması olup olmadığı incelenmiştir. Şekil 5.14'deki grafik incelendiğinde Vienna doğrultucunun, GFD devreleri gibi çalıştığı ve akım-gerilim arasında faz kayması olmadığı görülmüştür.

Şebeke geriliminin anlık olarak düşmesi ve yükselmesi durumlarında denetleyicilerin başarımları karşılaştırılmıştır. Gerilimin tepe değeri  $t=0.05$  sn'de 326.6V'den 293.94V'ye %10 düşürülmüş ve  $t=0.1$  sn'de tekrar eski haline getirilmiştir. Bir sonraki senaryoda ise gerilimin tepe değeri  $t=0.05$  sn'de 326.6V'den 359.26V'ye %10 yükseltilmiş ve  $t=0.1$  sn'de eski haline getirilmiştir. BMD, her iki durumda da PI denetleyiciye göre referans gerilim değerine daha hızlı yerleşmiştir.

Harmonikli giriş gerilimi  $t=0.5$  sn'de uygulanmış ve  $t=0.1$  sn'de kaldırılmıştır. Harmonik uygulandığı durumda BMD'de PI denetleyiciye göre daha az gerilim dalgalanması olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca BMD ile yapılan denetimde PI ile yapılan denetime göre şebekeden çekilen akımın şeklinin daha düzgün olduğu görülmüştür.

Elde edilen benzetim çalışması sonuçlarında BMD'nin tüm senaryolarda başarılı cevaplar sağladığı gözlemlenmiştir. Vienna doğrultucu denetiminde BMD kullanılması yüksek güçlü birçok alanda kullanılabilir. Özellikle de EA'ların şarj istasyonlarında AA/DA doğrultma devresi için yüksek verimli bir alternatiftir.

## KAYNAKLAR

- Abad, G. (Ed.). (2016). *Power electronics and electric drives for traction applications*. John Wiley & Sons.
- Acikgoz, H., 2018. Endüstriyel Uygulamalar için Yeni Bir Elektronik Güç Transformatorünün Tasarımı ve Optimal Denetim. Doktora Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, 162s.
- Aissa, O., Moulahoum, S., Babes, B., & Kabache, N. (2017). Design and real time implementation of three-phase three switches three levels Vienna rectifier based on intelligent controllers. *Applied Soft Computing*, 56, 158-172.
- Azharudeen, M. A., & Cherian, E. (2022, January). A Power Factor Correcting Electric Vehicle Fast Charger with Wide Voltage Range. In *2022 4th International Conference on Smart Systems and Inventive Technology (ICSSIT)* (pp. 569-576). IEEE.
- Bak, Y., Lee, E., & Lee, K. B. (2015). Indirect matrix converter for hybrid electric vehicle application with three-phase and single-phase outputs. *Energies*, 8(5), 3849-3866.
- Brenna, M., Foiadelli, F., Leone, C., & Longo, M. (2020). Electric vehicles charging technology review and optimal size estimation. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 15(6), 2539-2552.
- Brindha, R., Christy, A. A., Elanthirayan, R., & Krishnamoorthy, R. (2021). A modified inductor and control models of three phase Vienna rectifier topology using particle swarm optimization algorithm. *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, 12(6), 6107-6116.
- Channegowda, J., Pathipati, V. K., & Williamson, S. S. (2015, June). Comprehensive review and comparison of DC fast charging converter topologies: Improving electric vehicle plug-to-wheels efficiency. In *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)* (pp. 263-268). IEEE.
- Chau, K. T., Chan, C. C., & Liu, C. (2008). Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 55(6), 2246-2257.
- Clement-Nyns, K., Haesen, E., & Driesen, J. (2009). The impact of charging plug-in hybrid electric vehicles on a residential distribution grid. *IEEE Transactions on power systems*, 25(1), 371-380.
- Çelik, D. Performance Analysis of Three Levels Three Switches Vienna-Type Rectifier Based on Direct Power Control. *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, 10(2), 170-177. <https://dergipark.org.tr/en/pub/bajece/issue/69521/1072287>
- ÇETİN, M. S., KARAKAYA, B., & GENÇOĞLU, M. (2021). Elektrikli araçlar için lityum iyon bataryaların modellenmesi. *Firat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 33(2), 755-763. <https://dergipark.org.tr/en/pub/fumbd/article/953296>

- Çobanoğlu, B. (2000). Bulanık mantık ve bulanık küme teorisi. *Erişim Tarihi*, 15, 2017.
- Dağdelen, U. (1996). Bulanık mantık ile adım motor kontrolü. *Yayınlanmamış Yüksek Lisans Tezi*. Erciye Üniversitesi, Kayseri.
- Dang, C., Tong, X., Yin, J., Huang, J., & Xu, Y. (2017). The neutral point-potential and current model predictive control method for Vienna rectifier. *Journal of the Franklin Institute*, 354(17), 7605-7623.
- Deng, J., Bae, C., Denlinger, A., & Miller, T. (2020). Electric vehicles batteries: requirements and challenges. *Joule*, 4(3), 511-515.
- Feng, X., Tao, Y., Cui, X., Shao, K., & Wang, Y. (2020). Sliding mode and predictive current control strategy of the three-phase Vienna rectifier. *Journal of Power Electronics*, 20(3), 743-753.
- Gacto, M. J., Alcalá, R., & Herrera, F. (2011). Interpretability of linguistic fuzzy rule-based systems: An overview of interpretability measures. *Information Sciences*, 181(20), 4340-4360.
- Hua, Y., Zhou, S., Cui, H., Liu, X., Zhang, C., Xu, X., ... & Yang, S. (2020). A comprehensive review on inconsistency and equalization technology of lithium-ion battery for electric vehicles. *International Journal of Energy Research*, 44(14), 11059-11087.
- Keçecioglu, Ö. F., & AÇIKGÖZ, H. (2020). Ateş böceği algoritması tabanlı PI denetleyici kullanarak üç fazlı vienna doğrultucunun dinamik performansının incelenmesi. *Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Dergisi*, 11(3), 933-944.
- Keskenler, M. F., & Keskenler, E. F. (2017). Bulanık mantığın tarihi gelişimi. *Takvim-i Vekayi*, 5(1), 1-10.
- Khaligh, A., & Onar, O. C. (Eds.). (2010). *Energy, Power Electronics, and Machines Series*. Taylor & Francis Group.
- Kim, S. H., 2017. Electric Motor Control. Elsevier Science Kitapevi, Birinci Baskı.
- Kongjeen, Y., & Bhumkittipich, K. (2018). Impact of plug-in electric vehicles integrated into power distribution system based on voltage-dependent power flow analysis. *Energies*, 11(6), 1571.
- Kouchachvili, L., Yaïci, W., & Entchev, E. (2018). Hybrid battery/supercapacitor energy storage system for the electric vehicles. *Journal of Power Sources*, 374, 237-248.
- Li, Y., & Zhao, H. (2020). A space vector switching pattern hysteresis control strategy in VIENNA rectifier. *IEEE Access*, 8, 60142-60151.
- Lipu, M. H., Hannan, M. A., Karim, T. F., Hussain, A., Saad, M. H. M., Ayob, A., ... & Mahlia, T. I. (2021). Intelligent algorithms and control strategies for battery management system in electric vehicles: Progress, challenges and future outlook. *Journal of Cleaner Production*, 292, 126044.

- Mendel, J. M., 2017. Uncertain Rule-Based Fuzzy Systems. Springer Kitapevi, İkinci Baskı
- Mi, C., & Masrur, M. A. (2017). *Hybrid electric vehicles: principles and applications with practical perspectives*. John Wiley & Sons.
- Mo, T., Lau, K. T., Li, Y., Poon, C. K., Wu, Y., Chu, P. K., & Luo, Y. (2022). Commercialization of Electric Vehicles in Hong Kong. *Energies*, 15(3), 942.
- Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P., Tuncay, N., Gökaşan, M., & Boğosyan, S. (2007). *Güç elektroniği: çeviriciler, uygulamalar ve tasarım*. Literatür Yayıncılık.
- Muratoğlu, O. (2020). Akıllı araçlar için bulanık mantık temelli siber güvenlik risk modeli.
- Murphy, J. M., & Turnbull, F. G. (1988). *Power electronic control of AC motors*. CRC Press Reprints.
- Nabiyev, V. V. (2012). *Yapay zeka: insan-bilgisayar etkileşimi*. Seçkin Yayıncılık.
- Park, J. H., Lee, J. S., & Lee, K. B. (2020). Sinusoidal harmonic voltage injection PWM method for Vienna rectifier with an LCL filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(3), 2875-2888.
- Pennycott, A., De Novellis, L., Gruber, P., Sorniotti, A., & Goggia, T. (2013, October). Enhancing the energy efficiency of fully electric vehicles via the minimization of motor power losses. In *2013 IEEE international conference on systems, man, and cybernetics* (pp. 4167-4172). IEEE.
- Qiao, C., & Smedley, K. M. (2003). Three-phase unity-power-factor star-connected switch (VIENNA) rectifier with unified constant-frequency integration control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(4), 952-957.
- Radomski, C. (2005). Analysis of vienna rectifier. *Electrical Power Quality and Utilisation. Journal*, 11(1), 49-56.
- Rajaei, A., Mohamadian, M., & Varjani, A. Y. (2012). Vienna-rectifier-based direct torque control of PMSG for wind energy application. *IEEE transactions on industrial electronics*, 60(7), 2919-2929.
- Rajendran, G., Vaithilingam, C. A., Mison, N., Naidu, K., & Ahmed, M. R. (2021). Voltage oriented controller based vienna rectifier for electric vehicle charging stations. *IEEE Access*, 9, 50798-50809.
- Ramasamy, S., Reddy, D., & Saravanan, S. (2018). Comparative Analysis of RBFN and Fuzzy-SVPWM Controller Based Boost Type Vienna Rectifier for 1kW Wind Energy Conversion System. *Journal of Green Engineering*, 8(2), 177-200.
- Salkuti, S. R. (2021). Energy storage and electric vehicles: technology, operation, challenges, and cost-benefit analysis. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, 12(4).

- Singh, B., Singh, B. N., Chandra, A., Al-Haddad, K., Pandey, A., & Kothari, D. P. (2004). A review of three-phase improved power quality AC-DC converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 51(3), 641-660.
- Soeiro, T. B., Friedli, T., & Kolar, J. W. (2012, February). Swiss rectifier—A novel three-phase buck-type PFC topology for Electric Vehicle battery charging. In *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (pp. 2617-2624). IEEE.
- Solero, L. (2001). Nonconventional on-board charger for electric vehicle propulsion batteries. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 50(1), 144-149.
- Sunbul, A. (2019). *Controlling the Vienna rectifier using a simplified space vector pulse width modulation technique* (Doctoral dissertation, University of Ontario Institute of Technology (Canada)).
- Toprak, Z. F., Eris, E., Agiralioglu, N., Cigizoglu, H. K., Yilmaz, L., Aksoy, H., ... & Alganci, U. (2009). Modeling monthly mean flow in a poorly gauged basin by fuzzy logic. *Clean–Soil, Air, Water*, 37(7), 555-564.
- URL1 <https://evreporter.com/ev-powertrain-components/> (Erişim Tarihi: 16.10.2022)
- URL2 [http://en.wikipedia.org/wiki/Control\\_system](http://en.wikipedia.org/wiki/Control_system) (Erişim Tarihi: 10.06.2022)
- URL3 <https://www.dolubatarya.com/haber/togg-farasis-10-dakika-sarj-400-km-menzil> (Erişim Tarihi: 15.10.2022)
- URL4 <https://shiftdelete.net/toggun-batarya-ortagina-cinden-kritik-odul> (Erişim Tarihi: 15.10.2022)
- URL5 <https://www.rac.co.uk/drive/electric-cars/charging/electric-car-charging-speeds/> (Erişim Tarihi: 16.10.2022)
- Uslu, M. (2006). *Analysis, design, and implementation of a 5 kw zero voltage switching phase-shifted full-bridge dc/dc converter based power supply for arc welding machines* (Master's thesis, Middle East Technical University).
- Williamson, S. S., Rathore, A. K., & Musavi, F. (2015). Industrial electronics for electric transportation: Current state-of-the-art and future challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(5), 3021-3032.
- Wu, Y., Qu, J., Chu, P. K., Shin, D. M., Luo, Y., & Feng, S. P. (2021). Hybrid photovoltaic-triboelectric nanogenerators for simultaneously harvesting solar and mechanical energies. *Nano Energy*, 89, 106376.
- Xu, B., Liu, K., Ran, X., & Huai, Q. (2022). Model predictive duty cycle control for three-phase Vienna rectifiers. *IET Power Electronics*, 15(5), 447-461.
- Yan, X., Qin, F., Jia, J., Zhang, Z., Li, X., & Sun, Y. (2020). Virtual synchronous motor based-control of Vienna rectifier. *Energy Reports*, 6, 953-963.

Zhu, W., Chen, C., Duan, S., Wang, T., & Liu, P. (2018). A carrier-based discontinuous PWM method with varying clamped area for Vienna rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(9), 7177-7188.

