



**T.C  
KIRIKKALE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**HİBRİT AC-DC MİKRO ŞEBEKELER İÇİN KONTROLÖR  
TASARIMI**

**NELSON LUÍS MANUEL  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**DANIŞMAN  
Prof. Dr. Nihat İNANÇ**

**KIRIKKALE-2022**

Nelson Luis MANUEL tarafından hazırlanan “HİBRİT AC-DC MİKRO ŞEBEKELER İÇİN KONTROLÖR TASARIMI” adlı tez çalışması, aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ / OY ÇOKLUĞU ile Kırıkkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Nihat İNANÇ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kırıkkale Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Başkan: Prof. Dr. Şerafettin EREL

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Üye: Prof. Dr. Nihat İNANÇ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kırıkkale Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Üye: Prof. Dr. Tolga EREN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kırıkkale Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Tez Savunma Tarihi:     /     /

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin, Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

Prof. Dr. Recep ÇALIN

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

## ETİK BEYANI

Kırıkkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Nelson Luis MANUEL

# ÖZET

## HİBRİT AC-DC MİKRO ŞEBEKELER İÇİN KONTROLÖR TASARIMI

MANUEL, Nelson Luis

Kırıkkale Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Prof. Dr. Nihat İNANÇ

Ağustos 2022, 73 sayfa

Mikro şebeke, sürekli artan sabit yük talebi ve yenilenebilir enerji kaynaklarına dayalı dağıtık jeneratörlerin yüksek oranda geleneksel şebekeye dahil edilmesinin neden olduğu mevcut zorluklara iyi bir cevaptır ve akıllı şebekelerin geliştirilmesine katkıda bulunur. Bu tezde, bir AC-DC hibrit mikro şebekenin kontrolü sunulmaktadır. Uygulanan kontrol yöntemi, mikro şebekenin iki ana çalışma modunu (şebekeye bağlı mod ve ada modu) dikkate almaktadır. Şebekeye bağlı modda, kontrol hedefi; popüler değiştir ve gözle (P&O) maksimum güç noktası izleme algoritması kullanılarak, elde edilen mevcut güneş enerjisinin kullanımını optimize etmektir. Sistemdeki güç akışını kontrol etmek için çift yönlü bir AC-DC dönüştürücü tasarlanmıştır. Kontrolör tasarımı kolaylaştırmak için, çift yönlü AC-DC dönüştürücünün çıkış LCL filtresi, Clarke ve Park dönüşümleri kullanılarak senkron eşdeğer koordinatlarında temsil edilmiştir. Senkron çerçevede görünen  $d$  ve  $q$  eksenleri arasındaki bağımlılığı ortadan kaldırmak için ayrıştırma yöntemi uygulanmıştır. Ada modu durumunda; DC mikro şebeke, şebeke oluşturma modunda ve AC mikro şebeke, şebeke izleyici modunda çalışır. Ada modunda, mikro şebekede enerji kalitesini sağlamak için bir güç yönetim sistemi ve düşüm kontrolü yaklaşımı uygulanmıştır. Simülasyonlar farklı senaryolar için MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Uygulanan kontrol stratejisinin etkinliği simülasyonlarda elde edilen sonuçlarla gösterilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** kontrol sistemleri, mikro şebeke, yerel elektrik santraller, fotovoltaik sistemler.

# ABSTRACT

## CONTROLLER DESIGN FOR A HYBRID AC-DC MICROGRID

MANUEL, Nelson Luis

Kırıkkale University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering, Master's Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Nihat İNANÇ

August 2022, 73 pages

Microgrids are an excellent answer to the current challenges caused by the constant growth of load demand and high penetration of distributed generators based on renewable energy sources, resulting in grid modernization via the Smart-Grids concept. In this thesis, the control of an AC-DC hybrid microgrid is presented. The adopted control method takes into account the microgrid's two major modes of operation: grid-connected and islanded. In grid-connected mode, the control goal is to optimize the utilization of available solar energy, which is accomplished by employing the well known perturb and observe (P&O) maximum power point tracking algorithm. A bidirectional AC-DC converter is designed to control the power flow of the system. To make controller design easier, the output LCL filter of the bidirectional AC-DC converter is represented in its synchronous equivalent coordinates using Clarke and Park transformations. To eliminate the dependence between the d and q axes that appears in the synchronous frame, the decoupling method is implemented. In islanded situation, the DC microgrid is operated in grid forming mode and the AC microgrid operates in grid following mode. To assure energy quality in islanded mode, a power management system and droop control approach are applied. Simulations are performed in the MATLAB/Simulink environment for the different scenarios. The simulation results confirmed the effectiveness of the implemented control techniques.

**Keywords:** control systems, microgrid, distributed generation, photovoltaic systems.

## TEŞEKKÜR

Uluslararası burs programı (Türkiye Bursları) aracılığıyla bana yüksek lisans düzeyinde eğitim alma fırsatı veren Türkiye Cumhuriyeti Hükümeti'ne çok teşekkür ederim.

Tez danışmanım Prof. Dr. Sayın Nihat İNANÇ'a bu çalışmanın hazırlanmasında engin tecrübesini kullanarak bana rehberlik ettiği için teşekkür ederim.

Kırıkkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünün tüm hocalarıma ve tüm akademik camiasına teşekkür ederim.

Eğitim hayatım boyunca destek ve teşviklerini esirgemeyen aileme, arkadaşlarıma ve sınıf arkadaşlarıma teşekkür ederim.

# İÇİNDEKİLER DİZİNİ

<b>ÖZET</b> .....	iii
<b>ABSTRACT</b> .....	iv
<b>TEŞEKKÜR</b> .....	v
<b>ÇİZELGELER DİZİNİ</b> .....	viii
<b>ŞEKİLLER DİZİNİ</b> .....	ix
<b>SİMGELER DİZİNİ</b> .....	xi
<b>KISALTMALAR DİZİNİ</b> .....	xii
<b>1. GİRİŞ</b> .....	1
1.1. Literatür Özetleri.....	2
1.2. Analiz Edilen Mikro Şebekenin Genel Yapısı.....	5
1.3. Tezin Yapısı.....	6
<b>2. ŞEBEKE BİLEŞENLERİNİN MODELLENMESİ</b> .....	7
2.1. Fotovoltaik Hücre.....	7
2.2. Batarya.....	10
2.3. DC-DC Dönüştürücüler.....	12
2.4. AC-DC/DC-AC Dönüştürücüler.....	16
<b>3. KONTROLÖRLER VE ENERJİ YÖNETİM SİSTEMİ</b> .....	19
3.1. Kontrol Stratejileri.....	19
3.1.1. Şebekeye Bağlı Modda Kontrol Stratejisi.....	19
3.1.2. Ada Modunda Kontrol Stratejisi.....	22
3.2. Maksimum Güç Noktası İzleme.....	24
3.3. Faz Kilitleme Döngüsü (PLL) Senkronizasyonu.....	25
3.4. Düşüm ( <i>Droop</i> ) Kontrol Stratejisi.....	27
3.4.1. Sanal Empedans Konsepti.....	30
3.5. Ada Modu Algılama.....	31
3.6. Darbe Genişlik Modülasyonu.....	33

3.7. Enerji Yönetim Sistemi (EMS) .....	35
<b>4. SİMÜLASYONLAR .....</b>	<b>38</b>
4.1. Şebekeye Bağlı Modda Çalışma.....	41
4.2. Ada Modunda Çalışma .....	46
<b>5. SONUÇLAR .....</b>	<b>50</b>
<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>53</b>
<b>EKLER.....</b>	<b>60</b>
EK-1. Mikro şebeke MATLAB/Simulink Modeli.....	61
<b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>73</b>





## ÇİZELGELER DİZİNİ

Tablo 4.1 STC altında 1Soltech 1STH-215-P modülünün özellikleri. ....	38
Tablo 4.2 Li-iyon bataryanın parametreleri. ....	39
Tablo 4.3 Buck dönüştürücü tasarım parametreleri. ....	39
Tablo 4.4 Boost dönüştürücü tasarım parametreleri. ....	40
Tablo 4.5 Buck-Boost dönüştürücü tasarım parametreleri. ....	40
Tablo 4.6 LCL filtresi. ....	40
Tablo 4.7 Kontrolör kazançları. ....	40

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1 AC-DC hibrit mikro şebekelere uygulanan kontrol ve yönetim stratejileri..	4
Şekil 1.2. İncelenen mikro şebekenin yapısı.....	5
Şekil 2.1 Tek diyotlu bir PV hücresinin elektrik devresi.....	9
Şekil 2.2 Batarya eşdeğer devresi.....	11
Şekil 2.3 Boost dönüştürücü eşdeğer devresi.....	12
Şekil 2.4 DC-DC düşürücü dönüştürücü devresi.....	14
Şekil 2.5 Çift yönlü DC-DC Buck-Boost dönüştürücü.....	15
Şekil 2.6 Üç fazlı çift yönlü AC-DC dönüştürücünün topolojisi.....	16
Şekil 3.1 İleri beslemeli kuplaj ayırma kontrolünün diyagramı.....	20
Şekil 3.2 Gerilim dış döngü kontrolörü.....	21
Şekil 3.3 Şebeke oluşturan dönüştürücü için kontrol.....	23
Şekil 3.4 P&O yönteminin akış şeması.....	25
Şekil 3.5 Sabit ( $\alpha\beta$ ) ve eşzamanlı ( $dq$ ) koordinatlarda temsil edilen bir fazör.....	26
Şekil 3.6 SFR-PLL'nin blok şeması.....	26
Şekil 3.7 AC baraya bağlı dağınık jeneratör.....	27
Şekil 3.8 Aktif güç ve frekans düşüm eğrisi.....	28
Şekil 3.9 Reaktif güç ve voltaj düşüm eğrisi.....	29
Şekil 3.10 Geleneksel düşüm kontrol şeması.....	30
Şekil 3.11 Sanal empedans döngüsü ile düşüm kontrolü.....	31
Şekil 3.12 PJD yönteminin prensibi.....	32
Şekil 3.13 Darbe genişliği modülasyon tekniği.....	33
Şekil 3.14 SPWM tekniğinin yapısı.....	34
Şekil 3.15 Ada modunda uygulanan EMS akış şeması.....	35
Şekil 3.16 Boost dönüştürücülerin kontrolü: (a) MPPT modu, (b) Gerilim kontrolü.....	37
Şekil 3.17 Batarya denetleyicisi: (a) Şebekeye bağlı mod, (b) Ada modu.....	37
Şekil 4.1 PV modüllerinin karakteristik eğrileri.....	39
Şekil 4.2 (a) DC mikro şebekeye ve (b) AC mikro şebekeye uygulanan güneş ışınımı.....	41
Şekil 4.3 (a) Mikro şebeke ve (b) Ana şebeke arasında aktif güç paylaşımı.....	42
Şekil 4.4 (a) DC barasına ve (b) AC barasına bağlı yük.....	42
Şekil 4.5 (a) Mikro şebeke ile ana şebeke arasında reaktif güç paylaşımı ve (b) Reaktif güç talebi.....	43
Şekil 4.6 (a) Ortak bağlantı noktasında üç fazlı voltaj, (b) DC ve (c) AC mikro şebekelerinin çıkış akımları.....	44
Şekil 4.7 Şekil 4.6'nın yakınlaştırılmış versiyonu.....	44
Şekil 4.8 (a) Bataryanın şarj durumu ve (b) DC bara gerilimi.....	45
Şekil 4.9 Durum 1: (a) Güç paylaşımı, (b) Bataryanın şarj durumu, (c) Anlık ve RMS voltajı ve (d) Frekans.....	47

Şekil 4.10 Durum 2: (a) Güç paylaşımı, (b) Bataryanın şarj durumu, (c) Anlık ve RMS voltajı ve (d) Frekans. ....	47
Şekil 4.11 Durum 3: (a) Güç paylaşımı, (b) Bataryanın şarj durumu, (c) Anlık ve RMS voltajı ve (d) Frekans. ....	48
Şekil 4.12 Durum 4: (a) Güç paylaşımı, (b) Bataryanın şarj durumu, (c) Anlık ve RMS voltajı ve (d) Frekans. ....	49



## SİMGELER DİZİNİ

$C$	Kapasitans
$f_{SW}$	Anahtarlama frekansı
$I_{SC}$	Kısa devre akımı
$I_{MPP}$	Maksimum güç noktasında akım
$K_P$	Oransal kazanç
$K_I$	İntegral kazanç
$L$	Endüktans
$m_a$	Modülasyon indeksi
$m_f$	Modülasyon frekans indeksi
$P$	Aktif güç
$P_{MPP}$	Maksimum güç noktasında güç
$Q$	Reaktif güç
$V_{OC}$	Açık devre voltajı
$V_{MPP}$	Maksimum güç noktasında voltaj

## KISALTMALAR DİZİNİ

AC	Alternatif Akım
BAT	Batarya
DC	Doğru Akım
EMS	Enerji Yönetim Sistemi
ESR	Eşdeğer Seri Direnç
MPP	Maksimum Güç Noktası
MPPT	Maksimum Güç Noktası İzleme
P&O	Değiştir ve Gözle
PCC	Ortak Bağlantı Nokta
PI	Oransal-İntegral
PLL	Faz Kilitleme Döngüsü
PV	Fotovoltaik
PWM	Darbe Genişliği Modülasyonu
RMS	Kök Ortalama Kare
SoC	Şarj Durumu
SPWM	Sinüsoidal PWM
STC	Standart Test Koşulları

# 1. GİRİŞ

Fosil yakıtların çevre üzerindeki olumsuz etkilerine ilişkin artan endişe ve enerji talebindeki artışla birlikte, enerjinin alternatif kaynaklardan sağlanması elzem hale gelmiştir [1, 2]. Bu soruna çekici bir çözüm olarak; yenilenebilir enerji kaynaklarının dağınık üretim olarak entegrasyonu önerilmiştir [3].

Mikro şebeke kavramı, ilk olarak geleneksel sisteme; dağınık enerji kaynakları, depolama birimleri ve kontrol edilebilir yükler dahil edildiğinde güvenilirliği sağlamak için bir çözüm olarak tanıtılmıştır [4–6]. Mikro şebeke; iki modda (ada modu veya şebekeye bağlı mod) çalışabilen, dağınık enerji kaynakları, yükler ve enerji depolama cihazlarından oluşan yerel bir grup olarak tanımlanır [1, 7]. Yapı açısından mikro şebekeler; AC mikro şebeke, DC mikro şebeke ve hibrit mikro şebeke olarak sınıflandırılabilir [3]. AC mikro şebekeler, ana şebeke ile arayüz kolaylığı nedeniyle kapsamlı bir şekilde incelenmiştir.

AC mikro şebekelere kıyasla DC mikro şebekeler; yenilenebilir enerji kaynaklarıyla daha iyi uyumluluğa, daha yüksek verimliliğe, daha fazla sistem güvenilirliğine ve kontrol kolaylığına sahiptir [8, 9]. Güç elektroniğindeki gelişmeler ve DC mikro şebekelerin AC mikro şebekelere göre sunduğu avantajlar nedeniyle, DC mikro şebekeler üzerine araştırmalara ilgi artmıştır. Hibrit AC-DC mikro şebekeler, AC ve DC mikro şebekelerin faydalarını birleştirmeyi amaçlayan optimal bir yaklaşım olarak görülmektedir [3].

Hibrit AC-DC mikro şebekeler, akıllı mikro şebekelerin gerçekleştirilmesi için iyi bir çözüm olmasına rağmen, hibrit AC-DC sistemler ile ilgili yeterli araştırma mevcut değildir [3, 10]. Mevcut literatürün çoğu genellikle AC ve DC mikro şebekeleri ayrı ayrı analiz etmektedir [3, 10]. Bu nedenle, hibrit AC-DC mikro şebekeler ile ilgili daha ayrıntılı analizlere ihtiyaç vardır. Hibrit AC-DC sistemlerin kontrol stratejileri, çeşitli değişkenleri karşılamalıdır: dağınık jeneratörler ve depolama sistemleri arasında doğru

güç paylaşımı, her iki çalışma modunda voltaj ve frekans kararlılığını garanti etme, ada modu algılama, ana şebeke ve mikro şebeke arasında optimum güç değişimi vb. Genel olarak mikro şebeke kontrol stratejileri üç seviyeye ayrılabilir: birincil (veya yerel) kontrol, ikincil (veya güç yönetimi) kontrol ve üçüncül (veya optimizasyon) kontrol [2, 4]. Mikro şebekelerin geleneksel güç sistemlerine dahil edilmesi, kontrolün karmaşıklığını arttırır [2].

## 1.1. Literatür Özetleri

Eghtedarpour ve Farjah (2014)'ın çalışmalarında, AC-DC hibrit mikro şebeke için güç yönetimi ve kontrolü sunulmaktadır. Dağınık jeneratörler veya mikro şebekeler arasındaki iletişim ihtiyacını ortadan kaldırmak için merkezi olmayan bir güç paylaşım yöntemi önerilmiştir. Bireysel AC ve DC mikro şebekeler için geleneksel düşünüm kontrol yöntemi uygulanmıştır. AC ve DC mikro şebekeler arasındaki güç akışını kontrol etmek için, “*ac-dc düşünüm*” adı verilen değiştirilmiş bir düşünüm kontrol stratejisi önerilmiştir [11].

Loh, Li, Chai ve Blaabjerg (2012) tarafından, AC-DC hibrit mikro şebekenin çalışması sırasında aktif dönüştürücülerin sayısını azaltarak sistem verimliliğini artırmaya yönelik bir kontrol stratejisi sunulmuştur. Söz konusu strateji; alt mikro şebekelerden biri aşırı yüklendiğinde, sistemdeki güç transferine izin verir ve her bir alt mikro şebekedeki yerel talebe göre, bir alt mikro şebekeden diğerine aktarılan güç miktarını kademeli olarak ayarlayabilir. Her bir alt mikro şebeke yerel talebi karşılayabiliyorsa, birbirine bağlayan dönüştürücü, devre dışı bırakılır. Alt mikro şebekelerin aşırı yüklenmesi durumunda, mikro şebekeler arasındaki enerji transferi tamamen kesintiye uğrar ve depolama sistemi deşarj olmak üzere tetiklenir. Depolama sistemi tarafından sağlanan enerji akışı, daha çok aşırı yüklü olan şebekeye yönlendirilecek şekildedir. Böylelikle mikro şebeke, her çalışma durumu için minimum aktif dönüştürücü ile verimli bir şekilde çalıştırılmıştır [12].

Lin, Hong ve Chen (2011) çalışmalarında, ada modunda çalışan bir hibrit mikro şebekeye uygulanan kontrol stratejilerine odaklanmışlardır. PV dizisi, rüzgar jeneratörü, dizel jeneratör ve bataryalardan oluşan bir sistem ele alınmıştır. Dağınık jeneratörlerin, maksimum güç noktasını izlemek için akıllı bir kontrolör önerilmiştir.

Önerilen akıllı kontrolör, bir radyal tabanlı fonksiyon ağından (RBFN) ve Elman sinir ağının (ENN) geliştirilmiş bir versiyonundan oluşmaktadır. RBFN, fotovoltaik sisteme uygulanmıştır. ENN ise rüzgar sisteminin kanat eğim açısının kontrolüne uygulanmıştır. Fotovoltaik ve rüzgar jeneratörleri ana kaynaklar olarak kabul edilirken, batarya ve dizel jeneratör, yenilenebilir jeneratörlerin kesintilerini telafi etmek için kullanılmıştır. Önerilen tekniklerin performansı MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak gösterilmiştir [13].

Hibrit mikro şebekelerde, AC ve DC mikro şebekeler arasındaki ara bağlantı dönüştürücü, DC bara gerilimini, AC bara gerilimini veya iki alt şebeke arasındaki çift yönlü güç akışını kontrol etmek için çalıştırılabilir [14]. Şebekeye bağlı modda, fosil enerji kaynaklarına dayalı jeneratörler göz önüne alındığında, DC bara gerilimini ve üretilen gücü kontrol etmek için iki yöntem kullanılabilir. Birinci yöntemde ara bağlantı dönüştürücü, DC bara gerilimini istenilen değerde tutmak için DC bara gerilim kontrol modunda çalışır. Bu çalışma modunda, hem DC hem de AC taraflarındaki jeneratörler ve enerji depolama cihazları arasındaki koordinasyon, talep edilen gücü üretmek için önemlidir. İkinci çalışma modunda; DC alt mikro şebekedeki jeneratörler ve depolama cihazları, DC bara voltajını kontrol etmek için çalıştırılırken, AC alt mikro şebekedeki ara bağlantı dönüştürücü, jeneratörler ve depolama cihazları istenen gücü sağlamak için kontrol edilir [15–17]. Bu çalışma modunda; ara bağlantı dönüştürücünün, güç kontrol modunda çalıştığı söylenir.

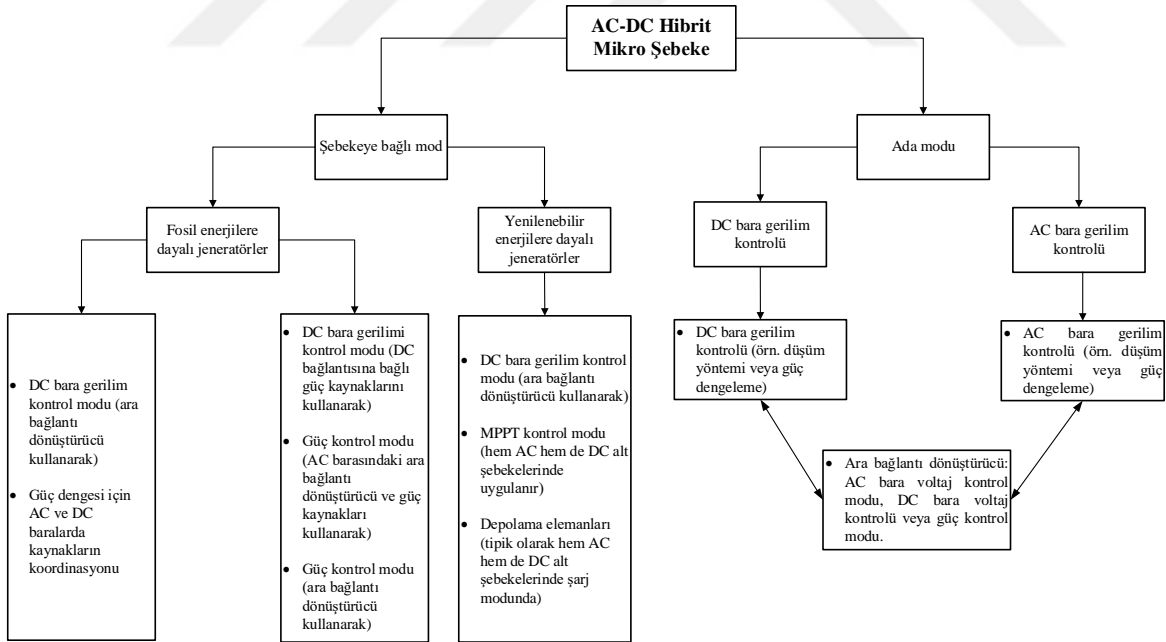
Ana şebekeye bağlı modda ve yenilenebilir enerji kaynaklarına dayalı jeneratörler göz önüne alındığında, DC ve AC alt mikro şebekelerde dağınık jeneratörler maksimum güç modunda çalıştırılır [18, 19]. Diğer yandan, depolama cihazları gerektiğinde şarj modunda veya çıkış gücünü desteklemek için deşarj modunda çalışabilir. Bu modda, ara bağlantı dönüştürücü DC bara voltajını kontrol eder. Ayrıca, jeneratörler ve depolama cihazları tarafından üretilen tüm gücü yüke ve geri kalanı ana şebekeye aktarır. AC alt mikro şebekedeki dağınık jeneratörler, ara bağlantı dönüştürücüsü ile birlikte ana şebeke destekleyici görevleri gerçekleştirmek için de kontrol edilebilir.

Ada modunda, AC ve DC alt mikro şebekelerin jeneratörleri ve depolama cihazları ile ara bağlantı dönüştürücü arasındaki koordinasyon, DC bara voltajının, AC bara voltajının ve frekansının kontrol edilmesi ve toplam üretilen güç ile talep edilen gücün



dengelemesi için büyük önem taşır. AC alt mikro şebekeye; düşüm (*droop*) [20, 21], ana-yardımcı (*master-slave*) [22, 23] vb. gibi farklı kontrol ve güç yönetimi stratejileri uygulanabilir. DC alt mikro şebeke için, DC bara voltaj kontrolü; DC alt sistemindeki jeneratörler ve depolama cihazları aracılığıyla doğrudan (örneğin, düşüm kontrolü kullanılarak) veya dolaylı olarak (örneğin, güç dengesi kontrol stratejisi kullanılarak) yapılabilir [15, 16].

Mikro şebeke ada modundayken, ara bağlantı dönüştürücünün önemli bir rol oynadığına dikkat edilmelidir [15, 16]. Her bir alt mikro şebekeye uygulanan kontrol stratejisine bağlı olarak bu dönüştürücü; DC bara voltaj kontrol modunda, AC bara voltaj kontrol modunda veya güç kontrol modunda çalışabilir. Bu kontrol stratejileri arasındaki koordinasyonun sağlanması, bu çalışma modundaki en önemli amaçtır [14]. Paralel ara bağlantı dönüştürücüler olması durumunda, bazıları DC voltaj kontrol modunda çalıştırılabilirken, diğerleri AC voltaj kontrol modunda veya güç kontrol modunda çalıştırılabilir [14]. AC-DC hibrit mikro şebekelerde uygulanan kontrol ve yönetim stratejilerine genel bir bakış Şekil 1.1’de gösterilmektedir.

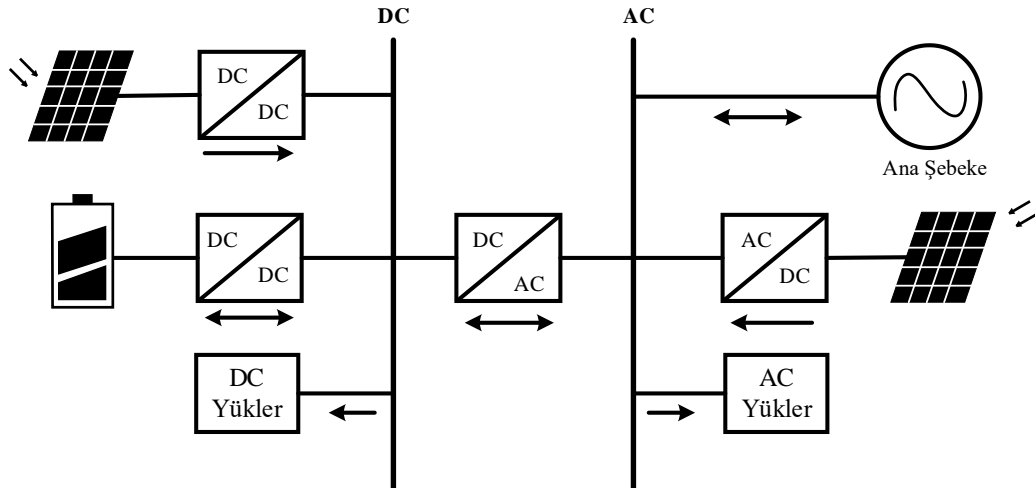


Şekil 1.1 AC-DC hibrit mikro şebekelere uygulanan kontrol ve yönetim stratejileri.

## 1.2. Analiz Edilen Mikro Şebekenin Genel Yapısı

Şekil 1.2, bu tezde ele alınan AC-DC mikro şebekenin yapısını göstermektedir. Analiz edilen mikro şebeke yapısı; Lv, Chai, Yu ve Wei (2018) ve Unamuno, Barrena ve Yang (2017)'in yaptıkları çalışmalara dayanmaktadır [24, 25].

Şekil 1.2'de görüldüğü gibi, AC ve DC baralar, güneş enerjisi santrallerinden beslenmektedir. Ana şebeke, doğrudan mikro şebeke AC barasına bağlıdır. AC ve DC yükler, dönüşüm kayıplarını azaltmak için sırasıyla AC ve DC baralarına bağlanır. Batarya, DC baraya çift yönlü bir Buck-Boost dönüştürücü aracılığıyla bağlanır. İki mikro şebeke barası arasındaki güç aktarımı, çift yönlü bir AC-DC dönüştürücü ile sağlanır. Şebekeye bağlı modda, iki güneş enerjisi santrali maksimum güç noktasında (MPP) çalıştırılır. Bu durumda, güneş enerjisi santralleri, santraller ve ilgili baralar arasında arayüz oluşturan yükseltici dönüştürücülerin kontrolü yoluyla maksimum güç noktası izleme (MPPT) modunda çalıştırılır. Ortak bağlantı noktasındaki voltaj ve frekans, ana şebeke tarafından tanımlanır ve bu nedenle mikro şebekenin, ana şebekenin takipçisi (*grid following mode*) olarak çalıştığı söylenebilir. Mikro şebeke ve ana şebeke arasındaki senkronizasyon, faz kilitleme döngüsü (PLL) aracılığıyla yapılır. Buck-Boost dönüştürücü, batarya şarjı sırasında bir Buck dönüştürücü olarak veya batarya mikro şebeke destek modundayken, bir Boost dönüştürücü olarak işlev görecektir şekilde kontrol edilir.



Şekil 1.2. İncelenen mikro şebekenin yapısı.

Mikro Őebeke ada modunda çalıŐtıĐında, santrallerden biri Őebeke oluŐturucu (*grid forming*) olarak Őeilir, diĐeri ise takipçi (*grid following*) veya destekçi (*grid supporting*) olarak çalıŐtırılır. Bu alıŐma modunda, voltaj ve frekans referansları oluŐturmak için dűŐum kontrolű kullanılır. Mikro Őebeke kararlılıĐını saĐlamak için, sistemdeki gű dengesine ve bataryanın Őarj durumuna dayalı, bir enerji yűnetim sistemi uygulanmaktadır.

### 1.3. Tezin Yapısı

Bu tez çalışması aşağıdaki Şekilde organize edilmiştir:

- **Bűlűm 1:** Mikro Őebeke kavramı ve tezin gerekçesi tanıtılmıŐtır. Hibrit mikro Őebelerde uygulanan kontrol tekniklerinin literatűr incelemesi sunulmuŐtur. Ayrıca, bu tezde kullanılacak olan hibrit mikro Őebekenin genel yapısı açıklanmıŐtır.
- **Bűlűm 2:** Mikro Őebeke bileŐenlerinin tanımı ve matematiksel modellemesi sunulmuŐtur.
- **Bűlűm 3:** Mikro Őebekeye uygulanan kontrol stratejileri tanıtılmıŐtır. Faz kilitleme dűngűsű (PLL) senkronizasyon yűntemi ve darbe geniŐlik modűlasyon (PWM) tekniĐi açıklanmıŐtır. Ada modunda uygulanan mikro Őebeke gű yűnetimi stratejisi de sunulmuŐtur.
- **Bűlűm 4:** Siműlasyonlarla elde edilen sonuçlar sunulmuŐtur. Siműlasyonlar, mikro Őebekenin iki ana çalıŐma modu (Őebekeye baĐlı ve ada modu) için yapılmıŐtır.
- **Bűlűm 5:** Tezin sonuçları sunulmuŐtur.

## 2. ŞEBEKE BİLEŞENLERİNİN MODELLENMESİ

Bu bölümde, Şekil 1.2’de gösterilen hibrit mikro şebekenin ana bileşenlerinin matematiksel modellenmesi sunulmaktadır. İlk olarak, bir fotovoltaiik hücrenin tanımı ve matematiksel modeli sunulmakta, daha sonra batarya modeli için denklemler verilmekte, son olarak uygulanan güç dönüştürücülerinin modelleri gösterilmektedir.

### 2.1. Fotovoltaiik Hücre

Güneş enerjisinin elektrik enerjisine dönüştürülmesi, 1839’da Fransız fizikçi Edmond Becquerel tarafından keşfedilen fotovoltaiik etkiye dayanmaktadır. Fotovoltaiik etki; yarı iletken bir malzemenin, ışığa maruz kaldığında uçlarında potansiyel bir fark oluşması ile karakterize edilir [26]. Bir fotovoltaiik hücre; elektromanyetik radyasyonun elektrik enerjisine dönüştürülmesi için temel unsurdur ve ışığa maruz kaldığında elektrik akımı ileten bir yarı iletken cihaz olarak temsil edilebilir [27, 28]. Yarı iletken olarak sınıflandırılan malzemeler, tamamen elektronlarla dolu bir değerlik bandına ve tamamen boş bir iletim bandına sahip olmaları ile karakterize edilir. Bu iki bant arasındaki ayırım, yasak bant (boşluk) olarak adlandırılır. Bir elektronun, değerlik bandından iletkenlik bandına geçmesi için gereken minimum enerji miktarı vardır. Yarı iletken malzemelerde bant aralığını aşmak için gereken minimum enerji 1 eV mertebesindeyken, yalıtkan malzemelerde birkaç eV mertebesinde [26].

Silikon, yerkabuğundaki bolluğu nedeniyle en çok kullanılan yarı iletkendir [29]. Bir silikon atomu, değerlik kabuğunda dört elektrona sahip olmasıyla karakterize edilir. Kovalent bağlar yoluyla, bir silikon atomunun değerlik elektronları, diğer komşu atomların değerlik elektronlarına bağlanarak bir kristal kafes oluşturur [30]. Beş değerlik elektronlu bir atom, örneğin fosfor, silikon kristal kafesine eklenirse, fosfor elektronlarından biri eşleşmeyecektir. Bu nedenle fosforun bir elektron verici malzeme veya n-tipi safsızlık olduğu söylenir. Öte yandan, bor gibi sadece üç değerlik elektronlu bir atom eklenirse, silikon kafesin atomlarıyla bağ kuracak bir elektron

eksikliği olacaktır. Bu elektron eksikliğine delik denir. Bu nedenle bor, bir elektron alıcısı veya p-tipi safsızlık olarak adlandırılır. Fotovoltaik hücrenin pn birleşimini oluşturmak için n-tipi ve p-tipi kristaller birleştirilir. Bu birleşmenin sonucu olarak; n tarafındaki serbest elektronlar, p tarafındaki delikler tarafından çekilir. Bu şekilde elektronların p tarafında birikmesi, p tarafını negatif yüklü hale getirir ve n tarafında elektronların azalması, n tarafını elektriksel olarak pozitif hale getirir. İki kristal arasındaki bağlantı bölgesinde, pozitif ve negatif yüklerin varlığından dolayı, bir elektrik alanı oluşturulur. Bu elektrik alanı, serbest elektronların n tarafından p tarafına geçmesini engelleyebilecek bir bariyer oluşturduğunda dengesine ulaşır [30]. Bağlantı bölgesi, boşluğun enerjisinden daha büyük enerjiye sahip fotonlara maruz kaldığında, elektrik alanı tarafından zıt yönlerde hızlandırılan elektron-boşluk çiftleri üretilir ve böylece bağlantı boyunca bir elektrik akımı ortaya çıkar. Yüklerin bu hareketi, fotovoltaik etki adı verilen potansiyel bir farka yol açar [31].

Fotovoltaik hücreler için üç kategoriye ayrılacak çeşitli teknolojiler vardır: birinci, ikinci ve üçüncü nesil [32]. Birinci nesil teknolojiler, iki üretim zincirine ayrılmış tek katmanlı (*wafers*) kristal silikona sahip olanlardır: Monokristal Silikon (m-Si) ve Polikristal Silikon (p-Si) [33]. İnce filmler olarak da bilinen ikinci nesil teknolojiler üç üretim zincirine ayrılır: amorf silikon (a-Si), kadmiyum tellür (CdTe) ve bakır indiyum diselenid (CuInSe<sub>2</sub> veya CIS) veya bakır indiyum galyum diselenid (CIGS) [34]. İkinci nesil teknolojilerin temel özelliği; güneş ışınımını yüksek emme kapasitesidir ki bu da yaklaşık 1µm ince kalınlıklara neden olur. Bu nedenle kullanılan yarı iletken miktarı daha küçüktür ve imalat, silikona kıyasla daha ucuzdur. Bu teknolojilerin dezavantajları; üretim sürecinde çevre kirliliği, hammaddelerin düşük mevcudiyeti, düşük verim ve kısa kullanım ömrüdür. Üçüncü nesil fotovoltaik hücreler; organik polimerler, perovskitler, boyaya duyarlı ve organik-inorganik hibritlere dayanmaktadır [35]. Üçüncü nesil teknolojileri uygulamanın amacı; birinci ve ikinci neslin avantajlarını birleştirerek yüksek verimlilik seviyelerine ulaşmaktır. Bunlar, toksik olmayan ve bol miktarda bulunan malzemeleri kullanmayı amaçlayan teknolojilerdir.

Fotovoltaik hücre, bir PV modülünün temel bileşeni olarak kabul edilir [36]. PV hücreleri, modülün tasarlandığı voltaj, akım ve güç seviyelerini elde etmek için seri ve/veya paralel şekilde elektriksel olarak bağlanır [37]. Fotovoltaik jeneratör tarafından sağlanan güç, ortam sıcaklığına ve güneş ışınımına bağlıdır.

Genel olarak, bir fotovoltaik hücrenin davranışını modellemek için bir akım kaynağı ( $I_{ph}$ ), bir diyot ( $D$ ), bir seri direnç ( $R_s$ ) ve bir paralel dirençten ( $R_{sh}$ ) oluşan elektrik devresi kullanılır.  $R_{sh}$  direnci, kaçak akımlardan kaynaklanan kayıpları ve hücrenin doğrusal olmayan davranışını hesaba katmak için ters çevrilmiş bir  $D$  diyotu ile paralel olarak bağlanır ve modül, yüke bağlandığında gerilim düşüşlerini modellemek için  $R_s$  direnci kullanılır [36]. Bir fotovoltaik hücrenin devre şeması Şekil 2.1’de gösterilmiştir. Tek diyotlu fotovoltaik hücre modelinin elektrik devresine Kirchoff’un akım yasası uygulanarak, PV hücrenin çıkış akımının ifadesi Denklem (2.1)’de gösterildiği gibi bulunabilir.

$$I = I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad (2.1)$$

Burada  $I$ ; PV hücrenin çıkış akımı,  $I_{ph}$ ; fotojenlenmiş akım,  $I_D$ ; diyottan geçen akım ve  $I_{sh}$ ;  $R_{sh}$  direncinden geçen akımdır.

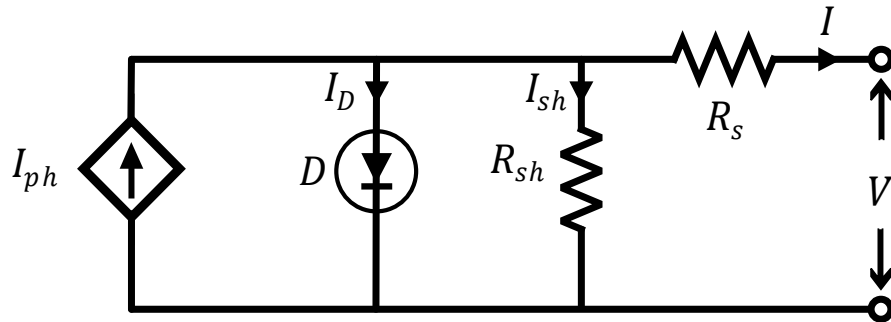
Diyottan geçen akım, Shockley denklemleri olarak da bilinen Denklem (2.2) kullanılarak hesaplanabilir [38].

$$I_D = I_o \left\{ \exp \left[ \frac{q(V + IR_s)}{AkT} \right] - 1 \right\} \quad (2.2)$$

Böylece PV hücre çıkış akımı, Denklem (2.3)’teki gibi yeniden yazılabilir.

$$I = I_{ph} - I_o \left\{ \exp \left[ \frac{q(V + IR_s)}{AkT} \right] - 1 \right\} - \frac{(V + IR_s)}{R_{sh}} \quad (2.3)$$

Burada;  $I_o$  doyma akımı,  $q$  elektron yükü ( $q = 1.60 \times 10^{-19} C$ ),  $k$  Boltzmann sabiti ( $k = 1.38 \times 10^{-23} J/K$ ),  $T$  hücrenin çalışma sıcaklığı ve  $A$  diyot  $D$ ’nin idealleştirme sabitidir.



Şekil 2.1 Tek diyotlu bir PV hücrenin elektrik devresi.

Fotojenlenmiş akım, sıcaklığa ve güneş ışınımına bağlıdır. Denklem (2.4)'te gösterildiği gibi tanımlanır.

$$I_{ph} = \left[ I_{scn} + k_i (T - T_n) \right] \frac{G}{G_n} \quad (2.4)$$

Burada;  $I_{scn}$  standart test koşulları altında ( $T_n = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  ve  $G_n = 1000 \text{ W/m}^2$ ) kısa devre akımını gösterir.  $T$  ortam sıcaklığı,  $T_n$  nominal sıcaklık,  $G$  ve  $G_n$  sırasıyla gerçek ve nominal ışınımlar ve  $k_i$  kısa devre akımının sıcaklık katsayısıdır.

Fotovoltaik hücrenin doyma akımı, Denklem (2.5) ile matematiksel olarak tanımlanır.

$$I_o = I_{rr} \left( \frac{T}{T_n} \right)^3 \exp \left[ \frac{qE_g}{kA} \left( \frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (2.5)$$

Burada;  $I_{rr}$  standart test koşulları altında ters doyma akımı,  $E_g$  ise silikon PV hücrenin bant aralığı enerjisidir ( $E_g = 1.10 \text{ eV}$ ).

Seri bağlı  $N_s$  PV hücrelerinden ve paralel bağlı  $N_p$  PV hücrelerinden oluşan bir fotovoltaik modül için, çıkış akımı Denklem (2.6) kullanılarak hesaplanır [39].

$$I = N_p I_{ph} - N_p I_o \left\{ \exp \left[ \frac{q \left( N_s V + (N_s / N_p) I R_s \right)}{N_s A k T} \right] - 1 \right\} - \frac{N_s V + (N_s / N_p) I R_s}{(N_s / N_p) R_{sh}} \quad (2.6)$$

## 2.2. Batarya

Bataryalar; içlerinde gerçekleşen bir elektrokimyasal oksidasyon ve indirgeme (redoks) süreci aracılığıyla, kimyasal enerjiden elektrik enerjisi depolayabilen elektrokimyasal hücre gruplarıdır. Bataryalar şarj edilebilir veya şarj edilemez (tek kullanımlık) olabilir. Kurşun asitli batarya, en çok kullanılan teknolojidir. Lityum-iyon (Li-iyon), nikel-kadmiyum (NiCd), nikel-metal hidrür (NiMH) gibi başka teknolojiler de vardır.

Depolama sistemleri, mikro şebekenin çalışmasında önemli bir rol oynar. Mikro şebeke ada modundayken, dağıtık jeneratörler güç üretmiyorsa, bataryalar en azından belirli bir süre için temel yüklerle elektrik sağlayabilir. Ayrıca, dağıtık jeneratörler yük talebini karşılayamıyorsa, bataryalar kalan gücü sağlamak için de kullanılabilir. Sistem kararlılığı için bataryaları şebekeye bağlı moda kullanmak mümkündür. Enerji depolama teknolojilerinin başka türleri de vardır. Örneğin; elektriksel potansiyel enerji

(süper kapasitörler), mekanik enerji (basınçlı hava, volanlar, pompalanan su), manyetik alan (süper iletkenli bobinler) ve hidrojen şeklinde depolama.

Bataryalar için üç ana modelleme türü vardır: matematiksel model, elektrokimyasal model, ve eşdeğer devre modeli [40]. Genellikle ideal bataryanın eşdeğer devresi, açık devre voltajı ile bataryanın iç direncini birleştirir [41]. Şekil 2.2 batarya eşdeğer devresini göstermektedir.

Deşarj modu için batarya voltajı, Denklem (2.7)'de gösterildiği gibi hesaplanır [42].

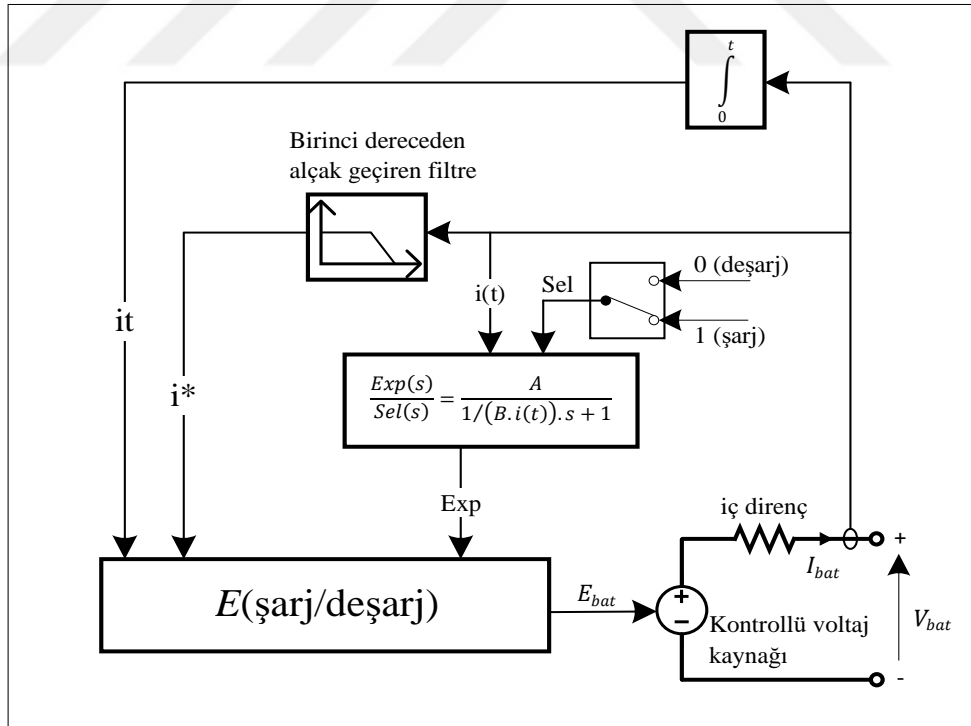
$$V_{batt} = E_0 - K \left( \frac{Q}{Q-it} \right) i^* - K \left( \frac{Q}{Q-it} \right) it + Ae^{-Bit} \quad (i^* > 0) \quad (2.7)$$

Şarj modu için batarya voltajı, Denklem (2.8) kullanılarak hesaplanır.

$$V_{batt} = E_0 - K \left( \frac{Q}{it+0.1Q} \right) i^* - K \left( \frac{Q}{Q-it} \right) it + Ae^{-Bit} \quad (i^* < 0) \quad (2.8)$$

Tam şarjlı durum voltajı aşağıdaki gibi elde edilir:

$$V_{tam} = E_0 - Ri + A \quad (2.9)$$



Şekil 2.2 Batarya eşdeğer devresi.



Üstel voltaj aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$V_{\text{exp}} = E_0 - K \left( \frac{Q}{Q - Q_{\text{exp}}} \right) (Q_{\text{exp}} + i) - Ri + Ae^{\frac{-3}{Q_{\text{exp}}} Q_{\text{exp}}} \quad (2.10)$$

Son olarak, nominal hücre voltajı Denklem (2.11)'deki gibi hesaplanır.

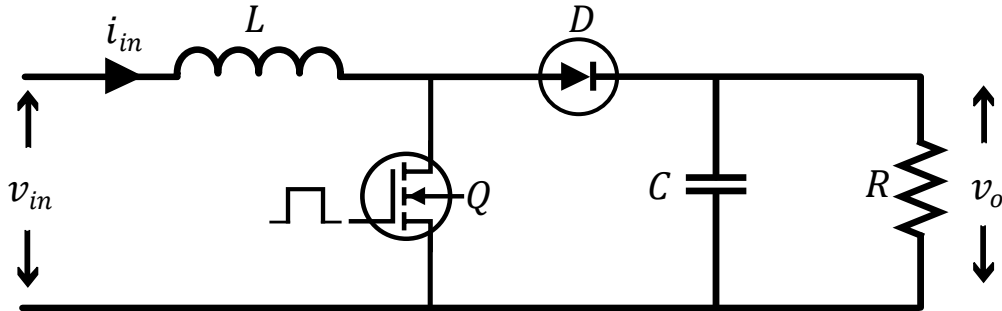
$$V_{\text{nom}} = E_0 - K \left( \frac{Q}{Q - Q_{\text{nom}}} \right) (Q_{\text{nom}} + i) - Ri + Ae^{\frac{-3}{Q_{\text{nom}}} Q_{\text{nom}}} \quad (2.11)$$

Burada  $E_0$ ;  $V$  cinsinden sabit voltaj,  $K$ ;  $Ah^{-1}$  cinsinden polarizasyon sabiti,  $i^*$ ;  $A$  cinsinden düşük frekanslı akım dinamiği,  $i$ ;  $A$  cinsinden batarya akımı,  $it$ ;  $Ah$  cinsinden çıkarılan kapasite,  $Q$ ;  $Ah$  cinsinden maksimum batarya kapasitesi,  $A$ ;  $V$  cinsinden üstel voltaj ve  $B$ ;  $Ah^{-1}$  cinsinden üstel kapasitedir. Bir bataryanın şarj durumu (SOC) aşağıdaki ifade kullanılarak tahmin edilebilir [41]:

$$SOC = SOC_0 - \frac{1}{Q_n} \int_0^t \eta idt \quad (2.12)$$

### 2.3. DC-DC Dönüştürücüler

Boost dönüştürücünün devre şeması Şekil 2.3'te gösterilmektedir.  $Q$  anahtarı kapatıldığında, akım artar ve  $L$  bobininde enerji depolanır.  $Q$  anahtarı açıldığında,  $D$  diyotu ileri yönlüdür ve bobinde depolanan enerji yüke aktarılır. Çıkış gerilimi  $v_o$ , PV dizisi tarafından sağlanan ve bobin tarafından depolanan enerjinin sonucu olacaktır.



Şekil 2.3 Boost dönüştürücü eşdeğer devresi.

Anahtarlama aralığı ( $T_s$ ) aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2.13)$$

Burada,  $f_s$  anahtarlama frekansdır.

$Q$  anahtarı iletim aralığı ( $T_{on}$ ) ile anahtarlama süresi ( $T_s$ ) arasındaki oran, doluluk oranı (*duty cycle*) ile tanımlanır ve şu şekilde verilir:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.14)$$

Doluluk oranı 0 ile 1 arasında değişir. Bir anahtarlama periyodu  $T_s$  için bobin üzerindeki ortalama gerilimin sıfır olması gerektiğinden, aşağıdaki eşitlik sağlanmalıdır:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_i dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} (V_o - V_i) dt \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (2.15)$$

Çıkış voltajı ile giriş voltajı arasındaki ilişki, Denklem (2.15)'te gösterildiği gibi statik kazanç olarak tanımlanır.

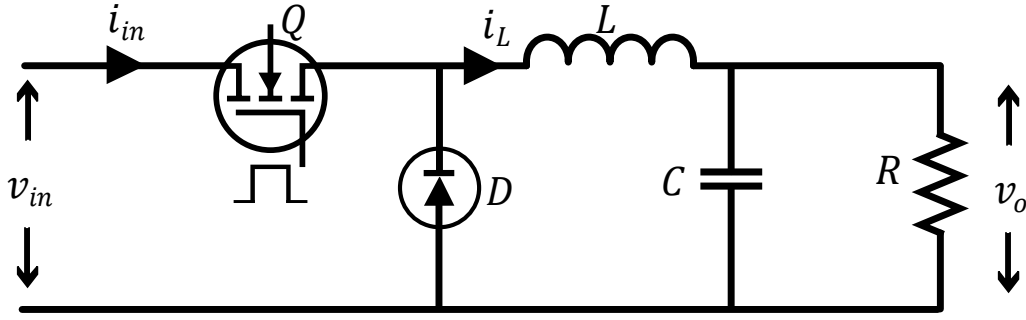
Boost dönüştürücünün sürekli iletim modunda (CCM) çalıştığı ve bobinden geçen akımı ve kondansatör üzerindeki voltajı durum değişkenleri olarak seçtiği göz önüne alındığında, yükseltici dönüştürücünün ortalama modeli Denklem (2.16) ve (2.17) ile tanımlanabilir [39, 43].

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -(1-u) \frac{1}{L} v_C(t) + \frac{1}{L} v_{in} \quad (2.16)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = (1-u) \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{RC} v_C(t) \quad (2.17)$$

Burada;  $i_L$  bobinden geçen akımı ( $i_L = i_{in}$ ),  $v_C$  kondansatör üzerindeki voltajı ( $v_C = v_o$ ),  $u$  ise kontrol sinyalini ( $u \in \{0,1\}$ ) gösterir. Yükseltici dönüştürücü devresinde;  $R$ ,  $L$  ve  $C$  parametreleri sırasıyla yük direncini, devre endüktansını ve çıkış filtresi kapasitansını temsil eder.  $v_{in}$ ; yükseltici dönüştürücünün besleme voltajıdır.

DC bara geriliminden daha düşük DC gerilimli yükleri beslemek için, düşürücü dönüştürücü (Buck) kullanılmıştır. Bu dönüştürücünün elektriksel eşdeğer devresi Şekil 2.4'te gösterilmiştir. Düşürücü DC-DC dönüştürücü devresinin çalışması iki moda ayrılabilir. Mod 1; Q transistörü açıldığında başlar. Giriş akımı büyür ve filtre bobini L, filtre kondansatörü C ve yük direnci R üzerinden akar. Mod 2; Q transistörü



Şekil 2.4 DC-DC düşürücü dönüştürücü devresi.

kapatıldığında başlar. Bu modda, diyot ve bobinde depolanan enerji sayesinde yük beslenmeye devam eder.

DC-DC Buck dönüştürücünün çıkış voltajı ile giriş voltajı arasındaki ilişki Denklem (2.18)'deki gibi bulunur.

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (2.18)$$

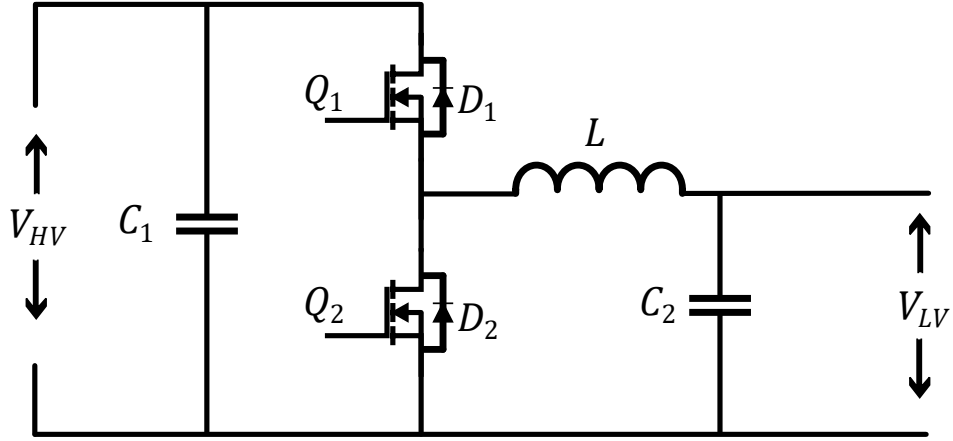
Buck dönüştürücünün de sürekli iletim modunda çalıştığı kabul edilir. Bobinden geçen akım ve kondansatör üzerindeki voltaj, durum değişkenleri olarak seçilir. Buck dönüştürücünün matematiksel modeli Denklem (2.19) ve (2.20) ile tanımlanabilir [44, 45].

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L}v_C(t) + \frac{u}{L}v_{in} \quad (2.19)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{RC}v_C(t) \quad (2.20)$$

Burada;  $i_L$  bobinden geçen akım,  $v_C$  kondansatör üzerindeki voltaj ( $v_C = v_o$ ),  $u$  kontrol sinyalidir ( $u \in \{0,1\}$ ). Buck dönüştürücü devresinde  $R$ ,  $L$  ve  $C$  parametreleri; sırasıyla yük direncini, devre endüktansını ve çıkış filtresi kapasitansını temsil eder.  $v_{in}$ ; düşürücü dönüştürücünün besleme voltajıdır.

Bu tezde uygulanan bir diğer DC-DC dönüştürücü türü ise çift yönlü Buck-Boost dönüştürücüdür. Çift yönlü Buck-Boost dönüştürücü; bir bobin, iki kondansatör, iki diyot ve iki anahtarlama transistöründen oluşur. Transistörlerin diyotları; akımın, DC bara ve depolama sistemi arasında iki yönlü olarak akmasına izin vererek, devre tasarımında önemli bir rol oynar. Şekil 2.5, çift yönlü Buck-Boost dönüştürücü devresini göstermektedir.



Şekil 2.5 Çift yönlü DC-DC Buck-Boost dönüştürücü.

Enerji akışını iki yönlü gerçekleştirmek için bu dönüştürücü, hem Buck hem de Boost modlarında çalışabilir. Buck olarak çalışırken, dönüştürücünün sürekli iletim modunda (CCM) çalıştığı varsayılır. Giriş voltajı ( $V_{HV}$ ) ile çıkış voltajı ( $V_{LV}$ ) arasındaki ilişki  $K_1 = V_{LV}/V_{HV}$ 'dir. Burada  $K_1$  doluluk oranıdır. Bobindeki akım ( $i_L$ ),  $0 \leq t \leq K_1 T_s$  olduğunda,  $Q_1$  açık ve  $Q_2$  kapalıyken soldan sağa akar. Bu aralıkta akım  $i_L$  artar. İkinci senaryoda;  $K_1 T_s \leq T_s$  olduğunda,  $Q_1$  kapalı ve  $Q_2$  açıkken,  $i_L$  azalır. Buck modunda,  $V_{HV}$  kaynağından gelen enerji,  $V_{LV}$  tarafındaki yüke aktarılır [46].

Boost modunda, dönüştürücünün CCM'de de çalıştığı varsayılır. Giriş gerilimi ( $V_{LV}$ ) ile çıkış gerilimi ( $V_{HV}$ ) arasındaki ilişki;  $V_{HV}/V_{LV} = 1/(1 - K_2)$ 'dir. Burada  $K_2$  doluluk oranıdır. Bu durumda bobindeki akım ( $i_L$ ),  $0 \leq t \leq K_2 T_s$  olduğunda,  $Q_1$  kapalı ve  $Q_2$  açıkken, sağdan sola doğru akar. Bu aralıkta akım  $i_L$  artar. Diğer senaryoda;  $K_2 T_s \leq t \leq T_s$  olduğunda,  $Q_1$  açık ve  $Q_2$  kapalıyken,  $i_L$  azalır. İndüktörde depolanan enerji,  $V_{LV}$ 'den gelen gücüyle birlikte  $V_{HV}$  tarafındaki yükü besler [46].

Çift yönlü Buck-Boost dönüştürücünün dinamik denklemleri, Denklem (2.21) ile (2.23)'te gösterilmiştir [47].

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{LV}}{L} - \frac{V_{HV}}{L}(1-u) \quad (2.21)$$

$$\frac{dV_{LV}}{dt} = \frac{i_{LV}}{C_2} - \frac{i_L}{C_2} \quad (2.22)$$

$$\frac{dV_{HV}}{dt} = \frac{i_L}{C_1}(1-u) - \frac{V_{HV}}{C_1 R_1} \quad (2.23)$$

Bu denklemlerde  $u$ ; anahtarın ikili durumu,  $i_L$ ;  $L$  bobininden geçen akım,  $V_{LV}$ ;  $C_2$  batarya kondansatöründeki voltaj ve  $V_{HV}$ ;  $C_1$  kondansatöründeki voltajdır.  $V_{LV}$  ve  $I_{LV}$  sırasıyla batarya voltajı ve akımıdır.  $R_1$ , DC barasındaki eşdeğer dirençtir.

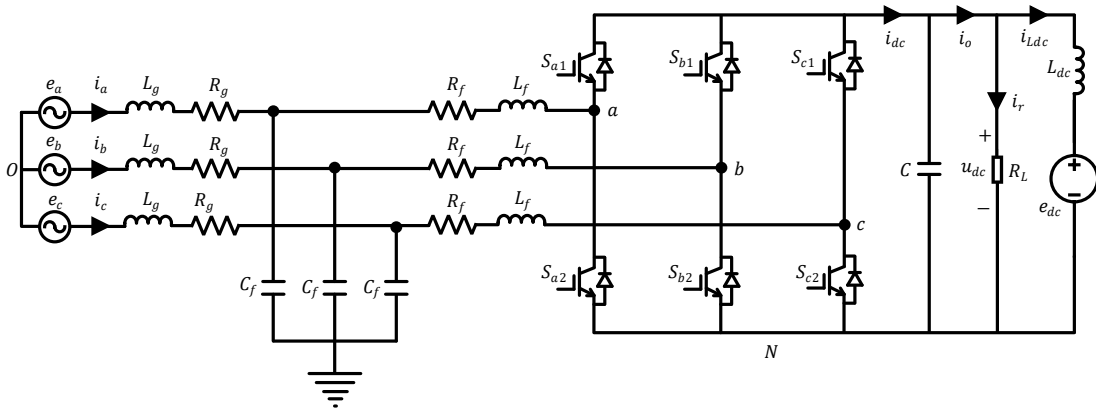
## 2.4. AC-DC/DC-AC Dönüştürücüler

Hibrit AC-DC mikro şebekesinin önemli özelliklerinden biri; AC ve DC baraları arasında gücü, çift yönlü olarak aktarma yeteneğidir. Bunun mümkün olması için çift yönlü güç akışına izin veren bir AC-DC/DC-AC dönüştürücü kullanılır [48]. Şekil 2.6,  $LCL$  filtreli çift yönlü üç fazlı bir AC-DC dönüştürücünün topolojisini göstermektedir. Burada  $u_{dc}$ , DC bara voltajını ve  $e_{dc}$ , çift yönlü çalışma için kullanılan DC bara voltaj kaynağını temsil eder. Ani akımları önlemek için DC voltaj kaynağına seri olarak  $L_{dc}$  bobini eklenir [49].  $C_f$  kondansatörü, dönüştürücü tarafı  $L_f$  bobini ve şebeke tarafı  $L_g$  bobini, dönüştürücünün çıkışını AC bara ile arayüzleyen,  $LCL$  filtresinin bileşenleridir.

Düşük frekans aralıklarında,  $LCL$  filtresi bir  $L$  filtresi gibi davranır. Bu nedenle düşük frekanslarda filtrenin analizi için  $LCL$  filtresinin  $C_f$  kondansatörü ihmal edilir [49, 50]. Bu şekilde  $L$ ,  $L_f + L_g$ 'ye eşittir ve  $R$ ,  $R_f + R_g$ 'ye eşittir.

Çift yönlü dönüştürücü iki modda çalışır: doğrultucu ve evirici. Doğrultucu modunda; AC bara, gücü çift yönlü dönüştürücü aracılığıyla DC baraya aktarır. Kirchhoff'un Voltaj Yasası (KVL) devre döngüsüne uygulanarak, faz başına voltaj ilişkisi Denklem (2.24)'teki gibi bulunabilir.

$$L \frac{di_x}{dt} + Ri_x = e_x - u_x = e_x - (u_{xN} + u_{N0}) \quad (2.24)$$



Şekil 2.6 Üç fazlı çift yönlü AC-DC dönüştürücünün topolojisi.

Denklem (2.25)'te tanımlandığı gibi;  $e_x$  AC kaynak voltajını,  $i_x$  faz akımını temsil eder.

$$\begin{cases} e_x = E_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi k}{3}\right) \\ i_x = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi k}{3}\right) \end{cases} \quad (2.25)$$

Burada, sırasıyla  $k = 0, 1, 2$  ve  $x = a, b, c$ 'dir. AC barasındaki  $rad/s$  cinsinden frekans  $\omega$  ile gösterilir. Dönüştürücü tarafındaki faz-nötr gerilimi  $u_{xN}$  ve nötr-toprak gerilimi  $u_{N0}$  Denklem (2.26) ve (2.27)'deki gibi ifade edilebilir.

$$u_{xN} = u_{dc} S_x \quad (2.26)$$

$$u_{N0} = -\frac{u_{dc}}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x \quad (2.27)$$

Burada  $S_x$ , aşağıdaki gibi tanımlanan anahtarlama fonksiyonudur:

$$S_x = \begin{cases} 1, S_{x1} \text{ açık ve } S_{x2} \text{ kapalı} \\ 0, S_{x2} \text{ açık ve } S_{x1} \text{ kapalı} \end{cases} \quad (2.28)$$

Denklem (2.26) ve (2.27); Denklem (2.24)'de yerine konulursa aşağıdaki ifade elde edilir:

$$L \frac{di_x}{dt} + Ri_x = e_x - u_{dc} \left( S_x - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x \right) \quad (2.29)$$

DC akımı ( $i_{dc}$ ), Denklem (2.30)'da gösterildiği gibi belirlenebilir [49].

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2.30)$$

Doğrultucu olarak çalışan dönüştürücünün modeli, Denklem (2.31)'de gösterildiği gibi matris şeklinde sunulan bir grup diferansiyel denklem ile özetlenebilir.

$$\begin{cases} L \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - u_{dc} \begin{bmatrix} S_a - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x \\ S_b - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x \\ S_c - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x \end{bmatrix} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = [S_a, S_b, S_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{u_{dc}}{R_L} - i_{Ldc} \end{cases} \quad (2.31)$$

Kontrol sisteminin tasarımından önce, Park dönüşümü kullanılarak iki fazlı dinamik koordinat ( $dq$ ) sisteminde, sabit üç fazlı koordinat sistemini tanımlamak daha uygundur [49, 51]. Park dönüşümü uygulandığında, Denklem (2.31) aşağıdaki gibi olur:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} u_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} S_d & S_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{u_{dc}}{R_L} - i_{Ldc} \end{array} \right. \quad (2.32)$$

Evirici modunda, güç akışı, DC barasından AC barasına. Evirici modundaki diferansiyel denklemler, Denklem (2.33)'teki gibi sunulur [49].

$$\left\{ \begin{array}{l} L \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = u_{dc} \begin{bmatrix} S_a - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x \\ S_b - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x \\ S_c - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = - \begin{bmatrix} S_a, S_b, S_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{u_{dc}}{R_L} + i_{Ldc} \end{array} \right. \quad (2.33)$$

Denklem (2.33)'te sunulan modele Park dönüşümü uygulandığında,  $dq$  eksenleri üzerindeki ifadesi Denklem (2.34)'te gösterildiği gibi bulunabilir [49].

$$\left\{ \begin{array}{l} L \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = u_{dc} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = - \frac{3}{2} \begin{bmatrix} S_d & S_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{u_{dc}}{R_L} + i_{Ldc} \end{array} \right. \quad (2.34)$$

### 3. KONTROLÖRLER VE ENERJİ YÖNETİM SİSTEMİ

Bu bölümde, AC-DC mikro şebekesinin, hem şebekeye bağlı modda hem de ada modunda çalışmasına izin vermek için kullanılan teknikler sunulacaktır. İlk olarak; şebekeye bağlı modda, hibrit mikro şebekeye uygulanan stratejiler açıklanacaktır. Daha sonra ada modu analiz edilecektir.

#### 3.1. Kontrol Stratejileri

##### 3.1.1. Şebekeye Bağlı Modda Kontrol Stratejisi

Hibrit mikro şebeke bu modda çalıştığında, hem DC şebekesini hem de AC şebekesini arayüzleyen yükseltici dönüştürücülere uygulanan kontrolün amacı, PV dizilerinin maksimum güç noktalarını (MPP'ler) izlemektir. Hibrit mikro şebeke tarafından üretilen toplam gücün yük talebinden fazla olması durumunda, kalan güç ana şebekeye aktarılır. Ters senaryoda, herhangi bir nedenle mikro şebeke tarafından üretilen toplam güç, talep edilen toplam gücü karşılamıyor ise, ana şebeke, sistemi dengelemek için gereken kalan gücü sağlar. Bu çalışma modunda, ana şebeke, sistemdeki güç dengesini garanti ettiği için, bataryanın rolü daha az önemlidir [18]. Bu durumda bataryanın tek görevi DC ve AC baralar arasında sık sık güç aktarımını ortadan kaldırmaktır [18]. Batarya ile DC bara arasında arayüz oluşturan DC-DC Buck-Boost dönüştürücü, güç tamponu olarak kontrol edilir. AC-DC/DC-AC dönüştürücü kontrolünün amacı, DC bara voltajını kararlı hale getirmektir. Şebekeye bağlı modda, üç fazlı çift yönlü dönüştürücü, hibrit mikro şebeke ile ana şebeke arasında güç aktarımına izin vermek için bir akım kaynağı (CSC) olarak çalıştırılır.

Çift yönlü üç fazlı dönüştürücü için iki döngüye dayalı bir kontrol stratejisi uygulanmıştır. İç döngü olarak da bilinen ilk kontrol döngüsü, akım kontrolü için kullanılır. Dış döngü olarak da bilinen ikinci kontrol döngüsü, voltaj kontrolü için kullanılır. Sistemin kararlılığını artırmak için, şebeke gerilimi ileri beslemeli kuplaj ayırma (dekuplaj) yöntemi göz önünde bulundurulmuştur. Dekuplaj yöntemi,  $d$  eksen ve  $q$  eksen akımlarını bağımsız olarak kontrol etmek için sıklıkla kullanılır. Senkron



koordinatlardaki üç fazlı dönüştürücü modeli,  $u_d = S_d u_{dc}$  ve  $u_q = S_q u_{dc}$  olduğu varsayılarak, Denklem (3.1)'deki gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{cases} u_d = e_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega L i_q - R i_d \\ u_q = e_q - L \frac{di_q}{dt} - \omega L i_d - R i_q \end{cases} \quad (3.1)$$

AC tarafındaki  $u_d$  ve  $u_q$  voltajları,  $i_d$  ve  $i_q$  ayarlanarak elde edilebilir. Denklem (3.2),  $u_d^*$  ve  $u_q^*$  referans olarak tanımlandığında bulunabilir [52].

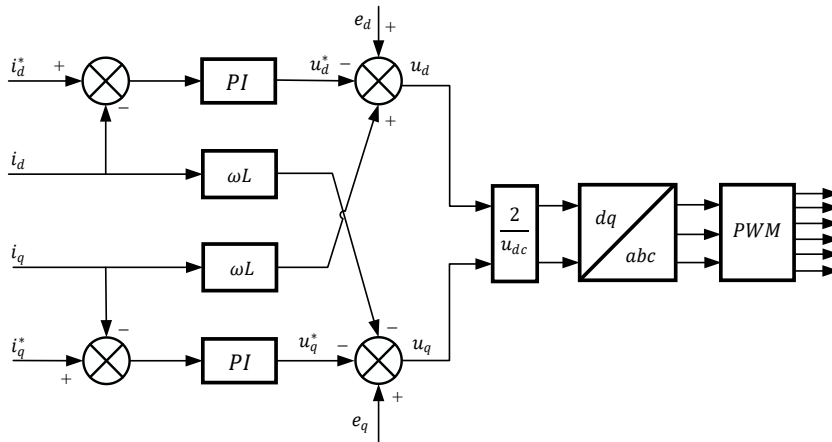
$$\begin{cases} u_d^* = L \frac{di_d}{dt} + R i_d \\ u_q^* = L \frac{di_q}{dt} + R i_q \end{cases} \quad (3.2)$$

Denklem 3.2'den, akım transfer fonksiyonu, Denklem (3.3)'te gösterildiği gibi bulunabilir. PI regülatörü kullanıldığında  $u_d$  ve  $u_q$ , Denklem (3.4)'teki gibi elde edilir [52].

$$\begin{cases} i_d(s) = \frac{1}{sL + R} u_d^*(s) \\ i_q(s) = \frac{1}{sL + R} u_q^*(s) \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} u_d = e_d + \omega L i_q - \left[ k_p (i_d^* - i_d) + k_i \int (i_d^* - i_d) dt \right] \\ u_q = e_q - \omega L i_d - \left[ k_p (i_q^* - i_q) + k_i \int (i_q^* - i_q) dt \right] \end{cases} \quad (3.4)$$

Burada  $i_d^*$  ve  $i_q^*$  sırasıyla  $d$  ve  $q$  ekseninin referans akımıdır. Kontrolörün orantısal ve integral katsayıları sırasıyla  $k_p$  ve  $k_i$  ile gösterilir. Şekil 3.1, bu çalışma modunda uygulanan kontrol stratejisinin şemasını göstermektedir.



Şekil 3.1 İleri beslemeli kuplaj ayırma kontrolünün diyagramı.

Denetleyici dikkate alındığında, akım döngüsü için transfer fonksiyonu, Denklem (3.5) ile verilebilir.

$$\frac{i_d}{i_d^*} = \frac{\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \frac{1}{sL+R}}{1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \frac{1}{sL+R}} \quad (3.5)$$

Kontrolörün sıfırını, sistem kutbu iptal edilecek şekilde seçilir. Böylece kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem (3.6) ile verilir.

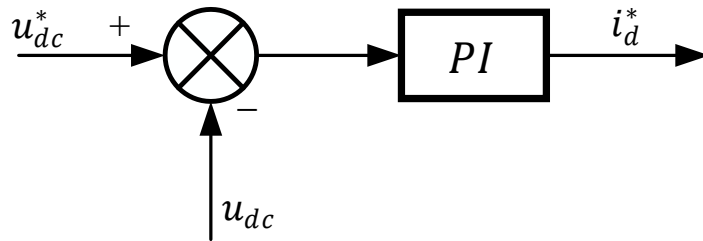
$$\frac{i_{dq}}{i_{dq}^*} = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (3.6)$$

Burada  $\tau_i$ , kapalı döngü zaman sabitidir. Denklem (3.5) ve (3.6)'yı eşitleyerek, kontrolör parametreleri Denklem (3.7)'de gösterildiği gibi bulunabilir [50].

$$k_p = \frac{L}{\tau_i} \quad \text{ve} \quad k_i = \frac{R}{\tau} \quad (3.7)$$

Akım referansları ( $i_d^*$  ve  $i_q^*$ ), kontrol amacına uygun olarak, voltaj dış döngü kontrolörleri aracılığıyla belirlenir.  $i_d^*$  akımı, aktif gücü kontrol etmek için tanımlanırken;  $i_q^*$  akımı, reaktif gücü kontrol etmek için tanımlanır. Dönüştürücüler aracılığıyla yalnızca aktif gücün enjekte edilmesi amaçlandığında,  $q$  eksenini akım referansı sıfıra ayarlanır ( $i_q^* = 0$ ). Bu çalışmada,  $d$  eksenini referans akımı, Şekil 3.2'de gösterildiği gibi DC bara voltajını sabit tutmak için bir voltaj dış döngü kontrolü aracılığıyla tanımlanır [52–54].

Burada;  $u_{dc}^*$  DC bara voltaj referansı,  $u_{dc}$  DC baranın gerçek voltajı ve  $i_d^*$  ise iç akım döngüsü için referans olarak kullanılır.



Şekil 3.2 Gerilim dış döngü kontrolörü.

### 3.1.2. Ada Modunda Kontrol Stratejisi

Mikro şebeke ada modundayken, DC-DC yükseltici dönüştürücüler; sistemin güç dengesine ve enerji kısıtlamalarına bağlı olarak, maksimum güç noktasında çalışabilir veya çalışmayabilir. Üç fazlı çift yönlü dönüştürücü, AC baraya sabit voltaj ve frekans sağlamak için bir voltaj kaynağı (VSC) olarak çalışır ve iki bara arasında düzgün güç aktarımı sağlamak için bir evirici veya doğrultucu olarak çalışabilir. Buck-Boost dönüştürücü, sistemdeki güç dengesine göre bataryayı şarj veya deşarj edecek şekilde kontrol edilir. DC baradaki voltaj, sistemin çalışma koşullarına bağlı olarak Boost veya Buck-Boost dönüştürücüler tarafından tanımlanır.

Ana şebekenin yokluğunda, üç fazlı çift yönlü dönüştürücülerden biri, şebeke oluşturma modunda çalışmak üzere seçilir. Bu modda çalışmak üzere seçilen dönüştürücü, tüm mikro şebekenin voltajını ve frekansını ayarlama rolünü oynayacaktır. Şebekeye bağlı kontrol için uygulanan stratejiden farklı olarak, izole modda dış döngü, AC bara voltajını kontrol etmek için tasarlanır [50]. AC voltajı ile dönüştürücü çıkış akımı arasındaki ilişki Denklem (3.8)'deki gibi bulunabilir [50].

$$\begin{cases} C_f \frac{dV_{g_d}(t)}{dt} = C_f \omega V_{g_q} + i_d - i_{g_d} \\ C_f \frac{dV_{g_q}(t)}{dt} = -C_f \omega V_{g_d} + i_q - i_{g_q} \end{cases} \quad (3.8)$$

Burada  $V_g$ ; yük tarafındaki voltaj,  $i$ ; dönüştürücü çıkış akımı ve  $i_g$ ; yük akımıdır. Alt simgeler  $d$  ve  $q$ , senkron çerçevedeki koordinatları belirtir.  $V_{g_d}$  ve  $V_{g_q}$  terimleri arasındaki bağlantı, ileri beslemeli kompanzasyon yoluyla ortadan kaldırılabilir. AC bara voltajını bir iç akım döngüsü ile kontrol etmek için  $i_{d_{ref}}$  ve  $i_{q_{ref}}$  şu şekilde oluşturulur:

$$i_{d_{ref}} = u_d - C_f (\omega V_{g_q}) \quad (3.9)$$

$$i_{q_{ref}} = u_q + C_f (\omega V_{g_d}) \quad (3.10)$$

Denklem (3.6)'dan, akım döngüsü kontrol yanıtı, aşağıdaki gibi tanımlanan birinci dereceden bir sistemdir:

$$I_d(s) = G_i(s) I_{d_{ref}}(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} I_{d_{ref}}(s) \quad (3.11)$$

$$I_q(s) = G_i(s) I_{q_{ref}}(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} I_{q_{ref}}(s) \quad (3.12)$$

İç döngü kontrol yanıtı, Denklem (3.9) ve (3.10)'da verilen referanslarla yeniden yazılarak aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$I_d(s) = G_i(s)U_d(s) - C_f G_i(s) \mathcal{L}\{\omega V_{gq}\} \quad (3.13)$$

$$I_q(s) = G_i(s)U_q(s) - C_f G_i(s) \mathcal{L}\{\omega V_{gd}\} \quad (3.14)$$

Denklem (3.8), Denklem (3.13) ve Denklem (3.15)'te sunulan sonuçlar kullanılarak, Denklem (3.15) ve (3.16) elde edilir.

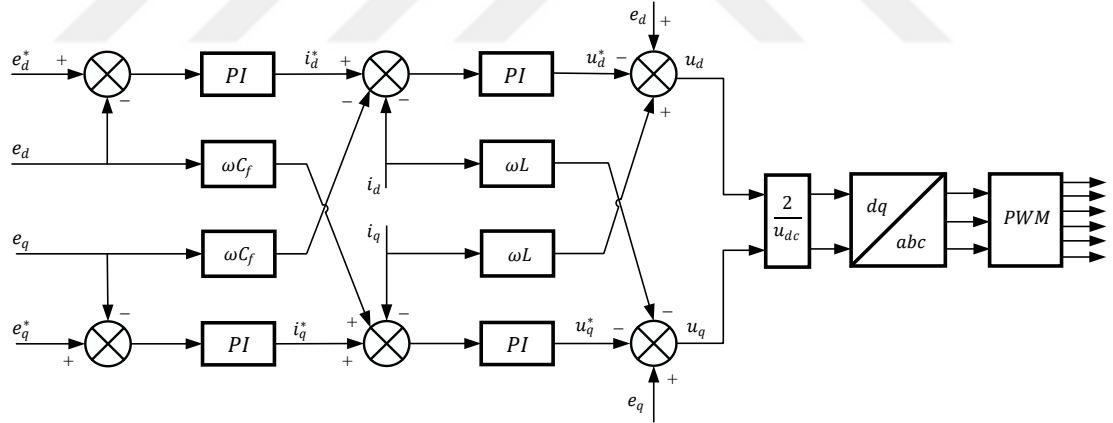
$$C_f s V_{sd}(s) = G_i(s)U_d(s) + C_f (1 - G_i(s)) \mathcal{L}\{\omega V_{gq}\} - I_{Ld}(s) \quad (3.15)$$

$$C_f s V_{sq}(s) = G_i(s)U_q(s) - C_f (1 - G_i(s)) \mathcal{L}\{\omega V_{gd}\} - I_{Lq}(s) \quad (3.16)$$

$I_{Ldq}$  bir bozucu olarak kabul edilerek ve  $(1 - G_i(s))$  sifıra yaklaştırılarak, Denklem (3.17)'de sunulan transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\frac{V_{gdq}(s)}{U_{dq}(s)} = G_i(s) \frac{1}{C_f s} \quad (3.17)$$

Şekil 3.3, ana şebeke oluşturma modunda dönüştürücü için uygulanan kontrol stratejisinin blok şemasını göstermektedir [55].



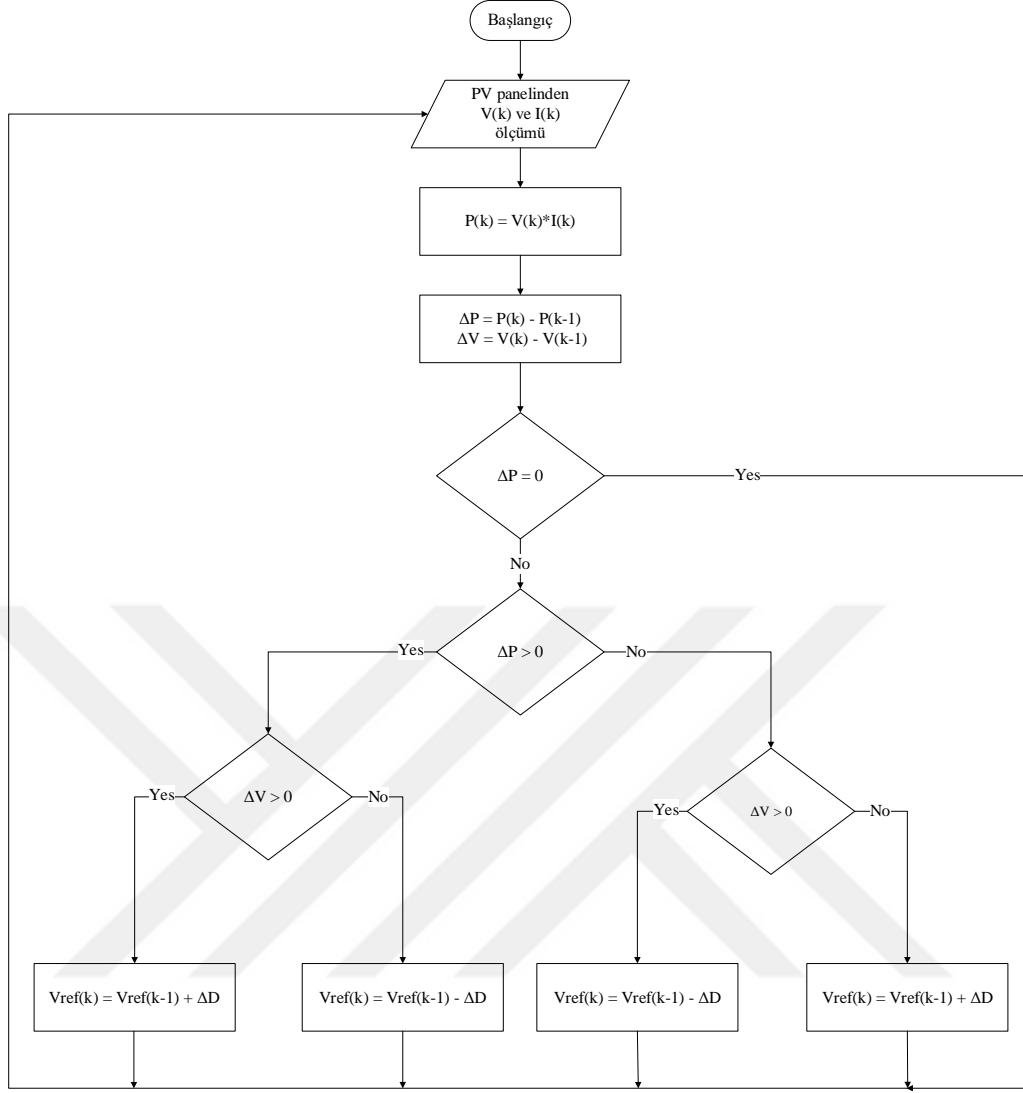
Şekil 3.3 Şebeke oluşturan dönüştürücü için kontrol.

### 3.2. Maksimum Güç Noktası İzleme

Güneş enerjisinden en iyi şekilde yararlanmak için maksimum güç noktasının izlenmesi çok önemlidir. Maksimum güç noktası izleme (MPPT) için birkaç yöntem vardır. MPPT yöntemleri arasında Perturb & Observe (P&O) basitliği nedeniyle en popüler olanlardan biridir [39]. Ayrıca, P&O yönteminde, fotovoltaik modülün özellikleri hakkında önceden bilgi sahibi olmak gerekli değildir [37].

P&O yönteminin çalışması, PV modülünün çıkış voltajını bozmaya ve ortaya çıkan gücü gözlemlemeye dayanır. Ölçülen gücün gerçek değeri  $P(k)$ , önceden elde edilen  $P(k - 1)$  değerinden büyükse, bozulmanın yönü korunur, aksi takdirde bozulmanın hareketi ters yönde yapılır [38].

Şekil 3.4'te P&O algoritmasının işleyişini özetleyen akış şeması gösterilmektedir. Akış şemasında gösterildiği gibi, algoritma, PV sistemi tarafından üretilen gücü  $P(k)$  hesaplamak için voltaj  $V(k)$  ve akım  $I(k)$  değerlerini algılayarak başlar. Ardından, mevcut voltaj değeri ile önceki değeri  $V(k - 1)$  arasındaki fark hesaplanır ve  $\Delta V$  değişkenine kaydedilir. Ölçülen gücün mevcut değeri ile önceki değeri  $P(k - 1)$  arasındaki fark da hesaplanır ve sonucu  $\Delta P$  değişkenine kaydedilir. Daha sonra fotovoltaik sistemin çıkış gerilimi  $V$ ,  $\Delta P$  ve  $\Delta V$  sinyallerine bağlı olarak bozulur (arttırılır veya azaltılır). Çıkış voltajının artma veya azalma miktarı  $\Delta D$  değeri ile tanımlanır.  $\Delta D$  değeri, testler ve simülasyonlara dayalı olarak seçilir [39]. Çok küçük  $\Delta D$  değerleri seçilirse, sistem maksimum güç noktasını bulmakta yavaşlar. Diğer yandan çok büyük  $\Delta D$  değerleri bilgi kaybına neden olabilir ve üretilen güçte yüksek düzeyde dalgalanmalar yaratabilir. Bu nedenle, maksimum güç noktasına yakınsama süresi ve üretilen gücün kararlı durum dalgalanma seviyeleri,  $\Delta D$  değeri tanımlanırken dikkate alınmalıdır.



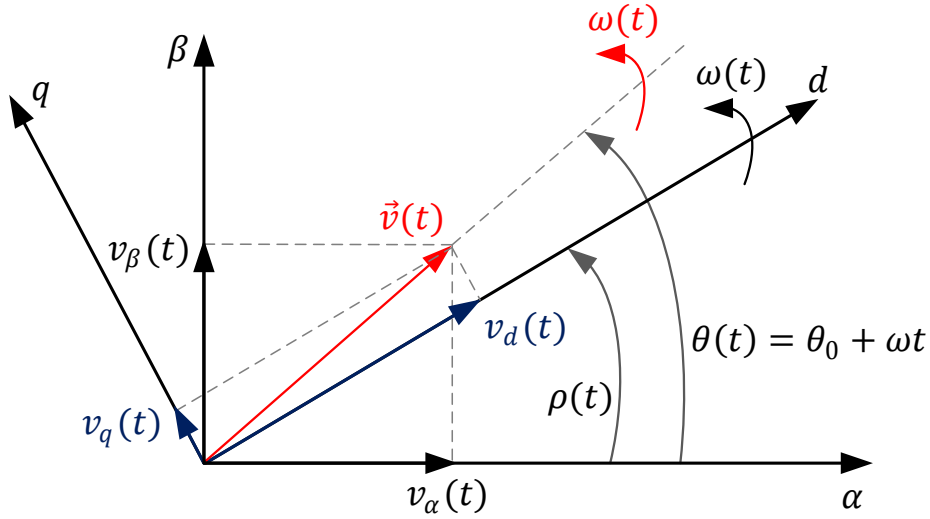
Şekil 3.4 P&O yönteminin akış şeması.

### 3.3. Faz Kilitleme Döngüsü (PLL) Senkronizasyonu

PLL en çok uygulanan senkronizasyon tekniklerinden biridir [56]. Şekil 3.5'te gösterilen fazör  $v$ 'nin, bir dönüştürücünün çıkışındaki üç fazlı sinüsoidal gerilimlerin sonucunu temsil ettiği varsayılırsa; gerilim kaynağı dönüştürücünün (VSC) AC tarafındaki gerilimler, Denklem (3.18)'deki gibi yazılabilir.

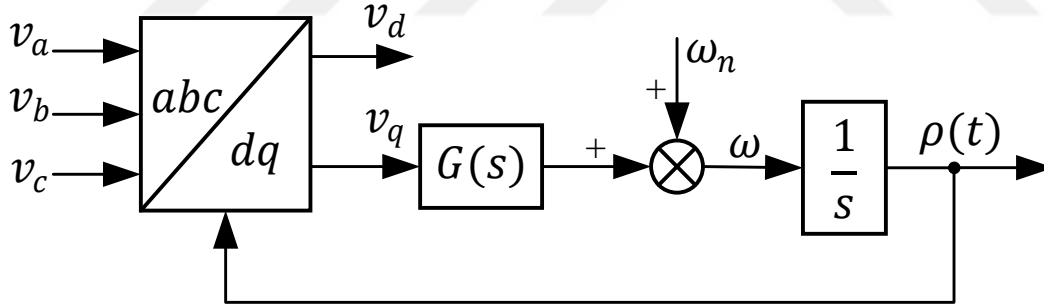
$$\begin{cases} v_d = \hat{v} \cos(\omega t + \theta_0 - \rho(t)) \\ v_q = \hat{v} \sin(\omega t + \theta_0 - \rho(t)) \end{cases} \quad (3.18)$$

Burada  $\hat{v}$  tepe gerilim değeri,  $\omega$  şebeke frekansı,  $\theta_0$  temel bileşenin faz açısı ve  $\rho(t)$  PLL tarafından hesaplanan senkron sistemin açısıdır. Burada uygulanan referans çerçevesi,  $\rho(t) = \omega t + \theta_0$  ise  $v_d = \hat{v}$  ve  $v_q = 0$  olduğunu ima eder.



Şekil 3.5 Sabit ( $\alpha\beta$ ) ve eşzamanlı ( $dq$ ) koordinatlarda temsil edilen bir fazör.

Böylece dönüştürücünün ana şebeke ile senkronize olduğu söylenebilir. Sistem kararlı duruma ulaştığında  $v_q = 0$  olacak şekilde  $\rho(t)$  için bir kontrol stratejisi tasarlanabilir. Senkron referans çerçevesi (SRF) PLL'nin yapısı Şekil 3.6'da gösterilmektedir. Burada  $G(s)$ ,  $\rho(t)$ 'yi ayarlayarak kareleme bileşenini sifıra eşitleyen doğrusal bir denetleyicidir.



Şekil 3.6 SFR-PLL'nin blok şeması.

### 3.4. Düşüm (*Droop*) Kontrol Stratejisi

Ada modunda, dönüştürücüler tarafından arayüzlenen dağıtık jeneratörler için güç paylaşımı esastır. Literatürde farklı güç paylaşım stratejileri önerilmiştir.

Bu stratejiler, bir iletişim bağlantısına dayalı olanlar ve olmayanlar olarak ikiye ayrılabilir. Mikro şebeke dönüştürücüler birbirinden uzaksa, iletişime dayalı tekniklerin uygulanması iyi bir alternatif olmayabilir [50].

Düşüm kontrolü, bir iletişim sistemine ihtiyaç duymadan yük paylaşımına bir alternatiftir. Senkron jeneratörler paralel olarak çalıştırıldığında, yapısal olarak düşüm özelliklerine sahip oldukları için yük paylaşım süreci nispeten basitleşir. Düşüm kontrolü, geleneksel jeneratörlerin bu doğal özelliğini taklit etmek için dönüştürücülere uygulanır [28].

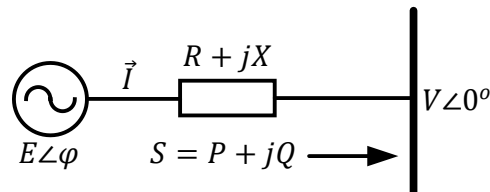
Dağıtık jeneratörün (DG), Şekil 3.7’de gösterildiği gibi bir  $Z = R + jX$  empedansı aracılığıyla ortak bir bağlantı noktasına (PCC) bağlı olduğu varsayılır. Burada, PCC’deki voltaj referanstır. DG tarafından PCC’ye iletilen görünen güç  $S$ , Denklem (3.19) ile ifade edilebilir.

$$S = P + jQ = (E\angle\varphi)I^* \quad (3.19)$$

Burada  $P$  ve  $Q$ , sırasıyla aktif ve reaktif güçleri temsil eder. DG’den PCC’ye akan  $I$  akımı, Denklem (3.20) kullanılarak hesaplanır.

$$I = \frac{E\angle\varphi - V\angle 0}{Z\angle\theta} \quad (3.20)$$

Burada,  $E$ ; evirici çıkış voltajının büyüklüğü,  $V$ ; PCC’deki voltajın büyüklüğü,  $\varphi$ ; evirici voltajının faz açısı,  $\theta$ ; hat empedansının fazı ve  $Z$ ; hat empedansının büyüklüğüdür.



Şekil 3.7 AC baraya bağlı dağıtık jeneratör.



Aktif ve reaktif güçler, Denklem (3.21) ve (3.22) kullanılarak hesaplanabilir [57].

$$P = \frac{EV}{Z} \cos(\theta - \varphi) - \frac{V^2}{Z} \cos(\theta) \quad (3.21)$$

$$Q = \frac{EV}{Z} \sin(\theta - \varphi) - \frac{V^2}{Z} \sin(\theta) \quad (3.22)$$

Evirici çıkış empedansı baskın olarak endüktif ise, yani  $Z = jX$ , aktif ve reaktif güç ifadeleri aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$P = \frac{EV}{X} \sin(\varphi) \quad (3.23)$$

$$Q = \frac{V}{X} [E \cos(\varphi) - V] \quad (3.24)$$

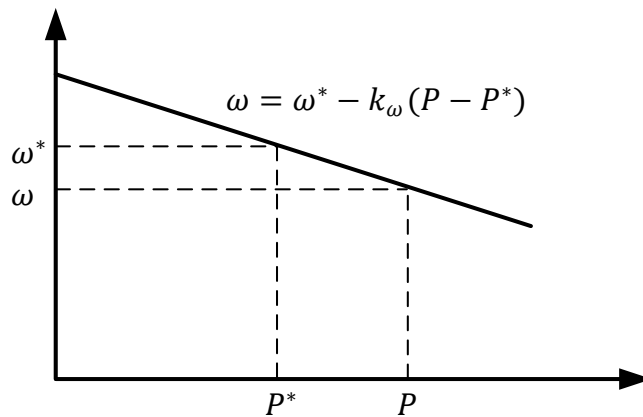
Denklem (3.23) ve (3.24) analiz edildiğinde, küçük bir  $\varphi$  (yani,  $\sin(\varphi) \cong \varphi$ ,  $\cos(\varphi) \cong 1$ ) için aktif gücün faz açısına bağlı olduğu, reaktif gücün ise evirici voltajı ile PCC'deki voltaj arasındaki büyüklük farkından etkilendiği sonucuna varılabilir [57]. Bu nedenle, senkron jeneratörlerde olduğu gibi, aktif güç artarsa DG'nin frekansı düşer ve DG'nin voltajının büyüklüğü düştüğünde reaktif güç artar [58, 59].

Aktif güç ve frekans ile reaktif güç ve voltaj arasındaki ilişki ortaya konularak, düşüm kontrolü Denklem (3.25) ve (3.26)'deki gibi yazılabilir [60].

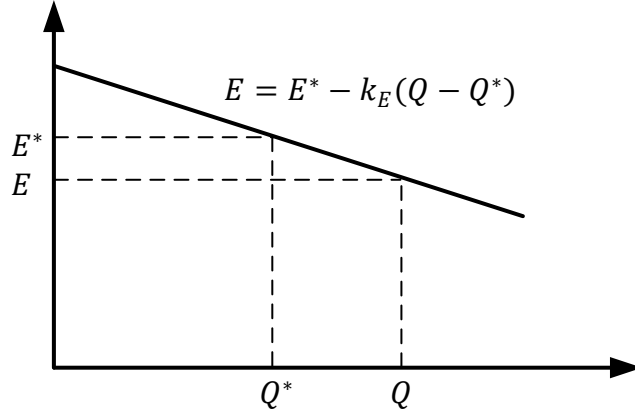
$$\omega = \omega^* - k_\omega (P - P^*) \quad (3.25)$$

$$E = E^* - k_E (Q - Q^*) \quad (3.26)$$

Burada,  $\omega^*$  açısal frekans referansını,  $E^*$  gerilim büyüklük referansını,  $k_\omega$  ve  $k_E$  düşüm katsayılarını ifade etmektedir. Şekil 3.8 ve 3.9 düşüm kontrol denklemlerinin grafiksel gösterimidir.



Şekil 3.8 Aktif güç ve frekans düşüm eğrisi.



Şekil 3.9 Reaktif güç ve voltaj düşüm eğrisi.

Düşüm katsayıları,  $k_\omega$  ve  $k_E$ , sırasıyla Denklem (3.27) ve (3.28) kullanılarak hesaplanır.

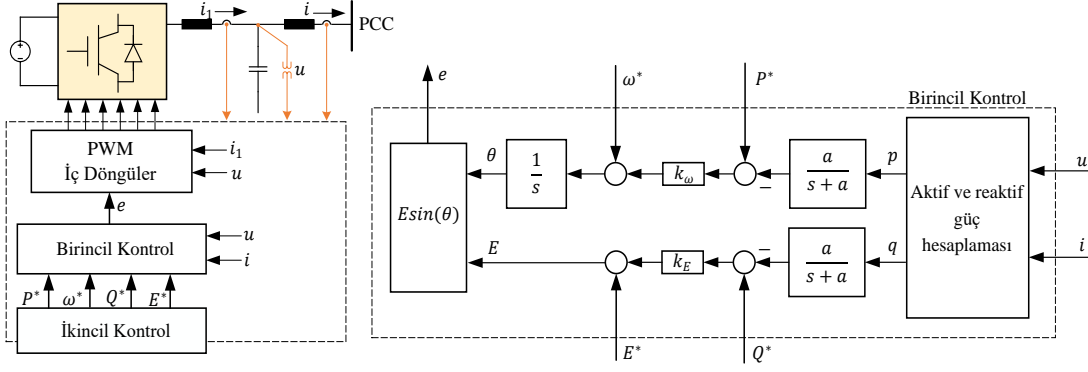
$$k_\omega = \frac{\Delta\omega}{P_{\max}} \quad (3.27)$$

$$k_E = \frac{\Delta E}{Q_{\max}} \quad (3.28)$$

Burada  $\Delta\omega$ , mümkün olan maksimum frekans değişimi ve  $\Delta V$  maksimum voltaj değişimidir. Denklem (3.25) ve (3.26), mikro şebeke ada modundayken bir şebeke oluşturan dönüştürücü için frekans ve voltaj referanslarını tanımlamak için kullanılır [50]. Şebeke takip eden evirici için öncelikle gerilim ve frekans ölçülür ve bu değerlere göre ana eviriciyi desteklemek için verilmesi gereken aktif ve reaktif güçler hesaplanır. İstenen aktif ve reaktif güçler elde edildikten sonra, şebeke destekleyici dönüştürücünün doğrudan ekseni ve karesel ekseninin akım referansları, Denklem (3.29)'da verilen ifade kullanılarak hesaplanabilir.

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{u_d^2 + u_q^2} \begin{bmatrix} u_d & -u_q \\ u_q & u_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Şekil 3.10, ada modunda çalışan bir şebeke oluşturan dönüştürücüye uygulanan geleneksel düşüm kontrolünün diyagramını göstermektedir.



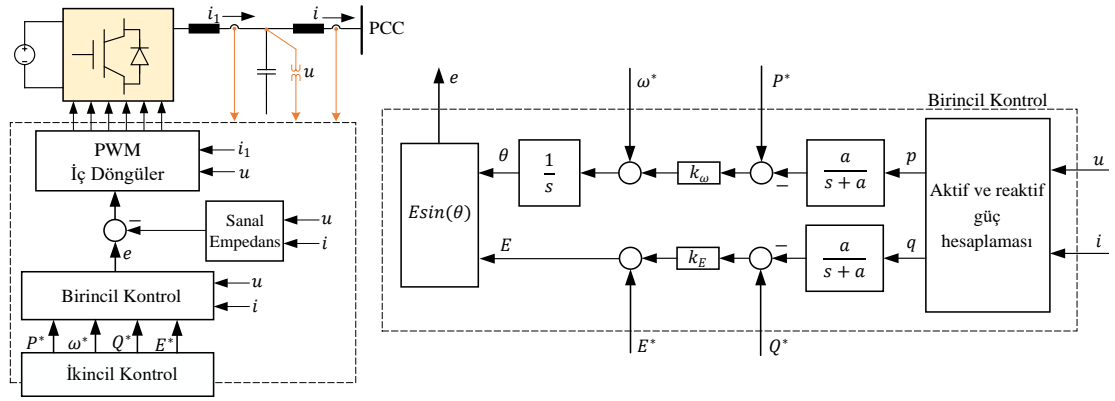
Şekil 3.10 Geleneksel düşüm kontrol şeması.

### 3.4.1. Sanal Empedans Konsepti

Konvansiyonel düşüm kontrolünün, akım paylaşımıyla ilgili bazı sınırlamaları vardır. Çünkü dönüştürücüler tarafından sağlanan akım, mikro şebekenin empedansına bağlıdır [61]. Dönüştürücünün çıkış empedansı özelliği hakkında bilgi, doğru düşüm kontrol yönteminin seçilmesi ve beklenen yük paylaşımının sağlanması için önemlidir. Literatürde farklı sanal empedans uygulama teknikleri bulunabilir: dirençli, dirençli-endüktif, dirençli-kapasitif, endüktif sanal empedans, vb [61]. Çoğu durumda, sistem empedansı, yüklerin ve jeneratörlerin bağlanmasına/bağlantısının kesilmesine veya çalışma modunun şebekeye bağlı moddan ada moduna dönüştürüldüğü zamana göre değişir. Bu senaryolarda sistem empedansını tahmin etmek zorlaşır. Bu çalışmada endüktif sanal empedans uygulanmıştır. Sanal empedans yaklaşımı,  $X$ 'in  $R$ 'den büyük olmasını sağlamak için, güç dönüştürücü ile ortak bağlantı noktası arasında büyük bir sanal endüktif empedans getirerek uygulanabilir. Böylece aktif güç ile frekans ( $P - f$ ) arasındaki ve reaktif güç ile voltaj büyüklüğü ( $Q - V$ ) arasındaki ilişkiler geçerli tutulur. Sanal empedans yaklaşımının referans voltajı Denklem (3.30) ile ifade edilebilir [28].

$$e^* = e - Z_v i \quad (3.30)$$

Burada,  $e$ ; düşüm kontrol denkleminde gelen referans voltajı,  $Z_v$ ; dönüştürücünün nominal gücüne göre seçilen sanal empedans ve  $i$ ; yeni voltaj referansı  $e^*$ 'de voltaj düşüşünü oluşturan mikro şebekedeki çıkış akımıdır. Sanal empedans döngüsü ile birlikte düşüm kontrol tekniğinin şeması Şekil 3.11'de gösterilmektedir.



Şekil 3.11 Sanal empedans döngüsü ile düşüm kontrolü.

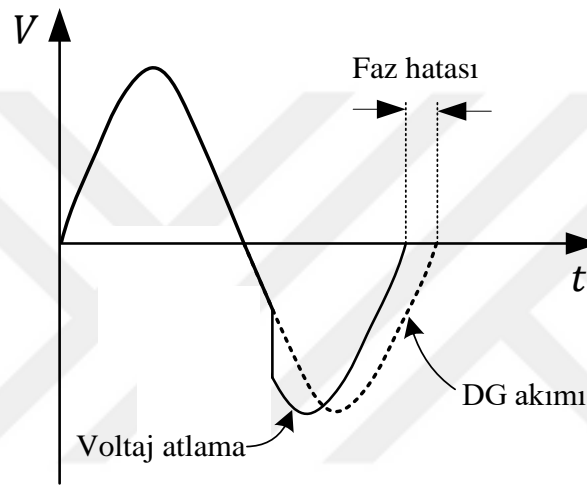
### 3.5. Ada Modu Algılama

Bilindiği gibi mikro şebeke; hem şebekeye bağlı modda hem de ada modunda çalışabilir. Her çalışma modu için uygulanan kontrol stratejileri farklıdır [62]. Bu nedenle, mikro şebekenin çalışma modunu tespit etmek, etkili mikro şebeke kontrolü için esastır. Bir çalışma modundan diğerine en uygun geçişi sağlamak için ada modu algılama yöntemleri gereklidir. Ada modu algılama yöntemleri, yerel ve uzaktan teknikler şeklinde ayrılabilir [63]. Uzaktan teknikler, dağıtık jeneratör ve ana şebeke arasındaki iletişime dayanır. Çoklu dönüştürücülü sistemlerdeki etkinliğine rağmen, uzaktan algılama teknikleri büyük bir yatırım gerektirir [62].

Yerel yöntemler, mikro şebeke tarafında bazı parametrelerin ölçülmesine dayanmaktadır. Yerel yöntemler de üç kısma ayrılır: aktif, pasif ve hibrit [64]. Aktif yöntemler; voltaj, frekans, güç veya empedans gibi yerel değişkenleri etkileyip etkilemediğini tespit etmek için, sisteme bazı bozulmaları kasıtlı olarak enjekte etmeye dayanır [62]. Pasif yöntemler; ada modunu tespit etmek için voltaj, frekans vb. gibi yerel değişkenleri izler ve ölçer [65]. Hibrit yöntemler, hem aktif hem de pasif algılama tekniklerini uygular. Aktif teknik, ancak pasif teknik tarafından ada durumu tespit edildiğinde devreye girer [64].

Faz atlama algılama yöntemi, pasif ada modu algılama tekniklerinden biridir. Bu yöntem, dönüştürücünün voltajı ve akımı arasındaki faz atlamasının izlenmesine dayanmaktadır. Normal çalışma koşullarında, ortak bağlantı noktasındaki gerilim ve akım senkronizedir [62]. Ada çalışma modunda, dönüştürücünün çıkış akımı, voltajın sıfır geçişine dayalı olarak çalışan PLL'ye bağlı olduğu için aniden değişmez. Öte

yandan, dönüştürücünün voltajında ani bir “atlama” olacaktır. Evirici voltajı ve akımı arasındaki faz farkı, kabul edilen limiti aşarsa, ada modu algılanır [66]. Bu çalışmada, mikro şebeke çalışma modunu belirlemek için faz atlama algılama (PJD) yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemin avantajları; uygulama kolaylığı ve yüksek algılama hızıdır [62]. Ayrıca pasif bir yöntem olduğu için sistemin güç kalitesini etkilemez. Bu yöntemin dezavantajı, limit belirlemenin zorluğudur. Bu nedenle, PJD, faz açısının yeterince büyük olduğu ve yük değiştirmenin sık olmadığı mikro şebekelerde uygulanabilir [62]. Şekil 3.12, faz atlama algılama yönteminin grafiksel açıklamasını gösterir.



Şekil 3.12 PJD yönteminin prensibi.

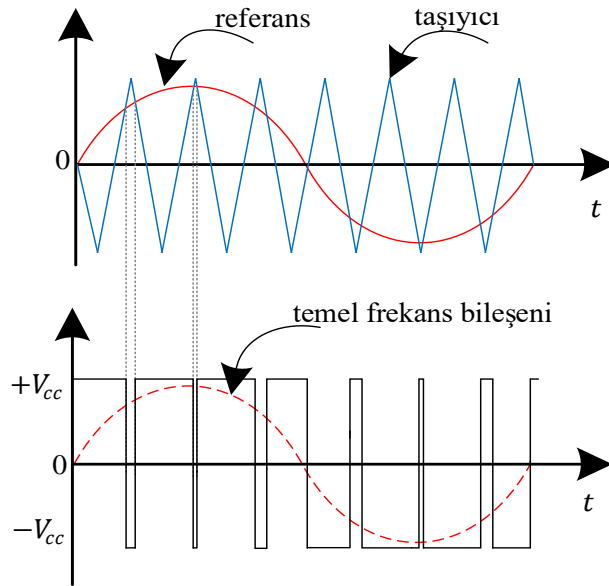
### 3.6. Darbe Genişlik Modülasyonu

Dönüştürücüleri kontrol etmek için kullanılan birçok modülasyon tekniği vardır. Bu tekniklerden biri darbe genişlik modülasyonudur (PWM) [67]. Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM), biri referans sinüsoidal sinyal (modüle edici olarak da bilinir) ve diğeri üçgen sinyal (taşıyıcı olarak da adlandırılır) olmak üzere iki sinyal karşılaştırılarak gerçekleştirilir. Şekil 3.13'te, bir faz için darbe genişlik modülasyon tekniği gösterilmektedir. Referans sinyalinin frekansı ( $f_m$ ), dönüştürücü çıkış voltajının temel frekansına eşittir. Üçgen dalganın frekansı ( $f_p$ ), dönüştürücünün anahtarlama frekansını belirler ve genellikle sabit tutulur. Modülasyon sinyalinin frekansı ile taşıyıcı sinyalin frekansının oranına modülasyon frekans indeksi ( $m_f$ ) denir ve Denklem (3.31) kullanılarak hesaplanır [68].

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (3.31)$$

Modüle edici ve taşıyıcının karşılaştırılmasıyla, referans sinyalinin genliği ( $V_R$ ) ile üçgen dalganın genliği ( $V_T$ ) arasındaki orana bağlı olan, sabit frekanslı ve değişken darbe genişliğine sahip bir sinyal elde edilir. Modülasyon indeksi,  $V_R$  ile  $V_T$  arasındaki orana verilen isimdir [69].

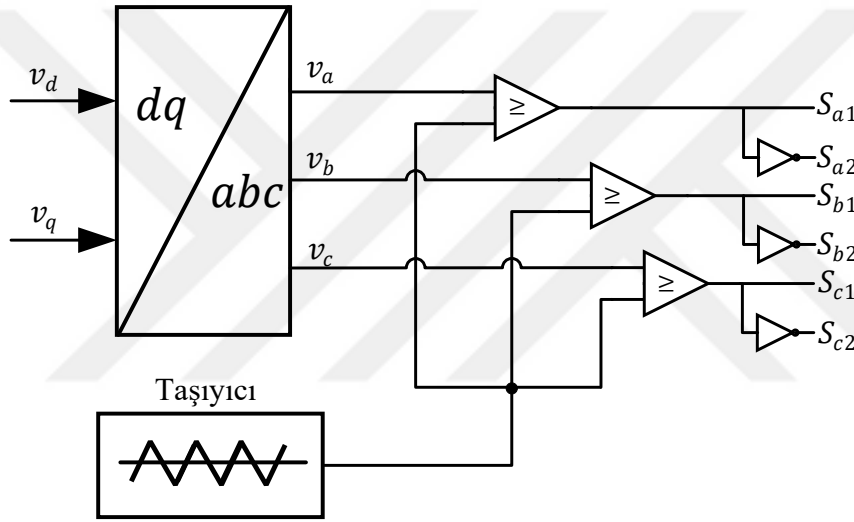
$$m_a = \frac{V_R}{V_T} \quad (3.32)$$



Şekil 3.13 Darbe genişliği modülasyon tekniği.

PWM çıkış sinyalleri, dönüştürücüleri çalıştırmak için kullanılır [70]. Üç fazlı dönüştürücüye sinüsoidal modülasyon uygulamasında, üç kontrolör ayrı ayrı tanımlanır. Kontrolörden biri  $S_{a1}$  ve  $S_{a2}$  anahtarlarına komut vermek için referans  $v_a$ 'yi kullanır. Diğeri ise referans  $v_b$ 'yi kullanır ve  $S_{b1}$  ve  $S_{b2}$  anahtarlarına komut verir. Üçüncüsü,  $S_{c1}$  ve  $S_{c2}$  anahtarlarına komut vermek için referans sinyali  $v_c$ 'yi kullanır [67].

Şekil 3.14'te sinüsoidal PWM tekniğinin yapısı gösterilmektedir. Burada PWM tekniğini açıklamak için kullanılan örnek, üç fazlı dönüştürücüler için olsa da, DC-DC dönüştürücülere uygulanan PWM için de aynı mantık geçerlidir. Dikkate değer fark, sinüsoidal yerine referans sinyalinin genellikle sürekli olmasıdır.

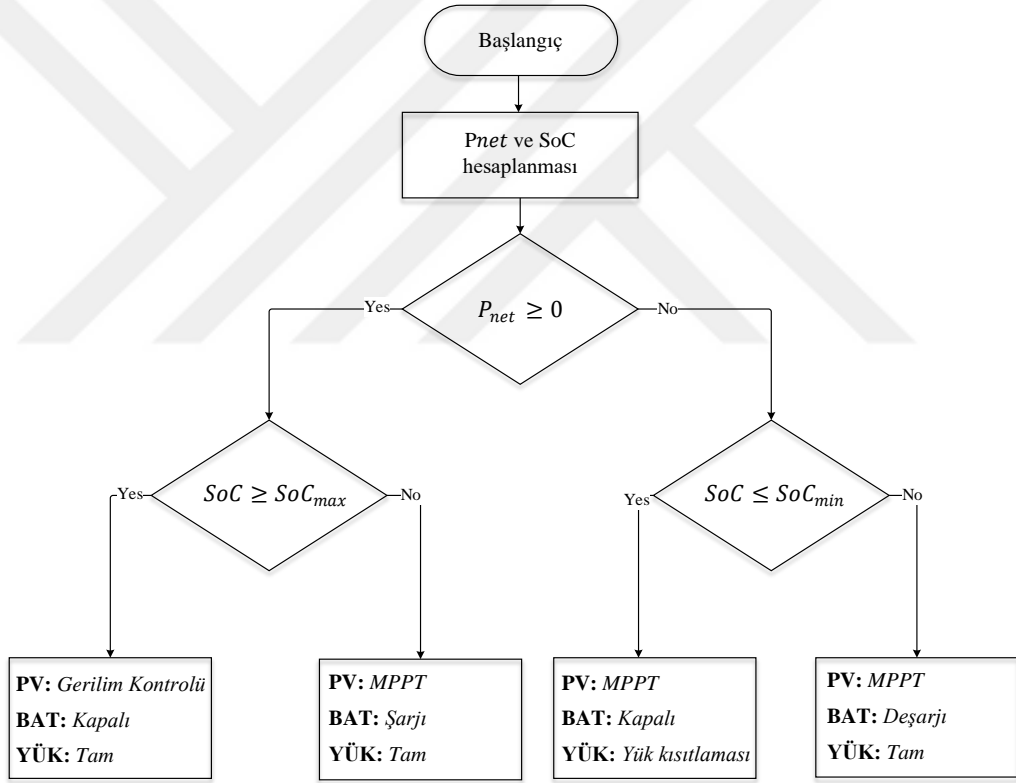


Şekil 3.14 SPWM tekniğinin yapısı.

### 3.7. Enerji Yönetim Sistemi (EMS)

Ada modunda, sistemin voltaj ve frekansının kabul edilebilir seviyelerde tutulması için bir enerji yönetim sistemi (EMS) uygulanmaktadır. Önerilen EMS, girişleri olan iki sistem değişkenine (net güç ve SoC) bağlı olarak bireysel kontrolörlerin çalışma modlarını belirlemek üzere programlanmıştır. EMS'nin çalışma prensibi Şekil 3.15'te gösterilen diyagram ile temsil edilmektedir [71].

Burada  $P_{net}$ ; üretilen toplam güç ile yük (kayıplar dahil) arasındaki farktır.  $P_L$  yük gücünü,  $SoC$  bataryanın şarj durumunu,  $PV$  AC ve DC baralardaki fotovoltaik jeneratörleri,  $BAT$  ise bataryayı temsil eder. Şekil 3.15'te gösterildiği gibi 4 çalışma durumu aşağıda açıklanmıştır.



Şekil 3.15 Ada modunda uygulanan EMS akış şeması.



**Durum I:**  $P_{net} \geq 0$  ve  $SoC \geq SoC_{max}$

Bu durumda üretilen toplam güç, sisteme bağlanan yükten daha fazladır. Bataryanın tamamen şarj edilmiş ( $SoC \geq SoC_{max}$ ) olduğu kabul edilir. EMS, tam yük beslenmeye devam ederken, Boost dönüştürücü kontrolörlerine voltaj kontrol modunda çalışması için komut verir ve batarya kapatılır.

**Durum II:**  $P_{net} \geq 0$  ve  $SoC < SoC_{max}$

Bu modda, bir öncekinde olduğu gibi, üretilen güç, talep edilen güçten daha fazladır. Batarya tam olarak şarj edilmemiştir. Böylece EMS, PV jeneratörlerinin MPPT modunda çalışması için sinyaller gönderir, Buck-Boost dönüştürücüye bataryayı şarj etmesi komutu verilir ve tam yük sağlanmaya devam eder.

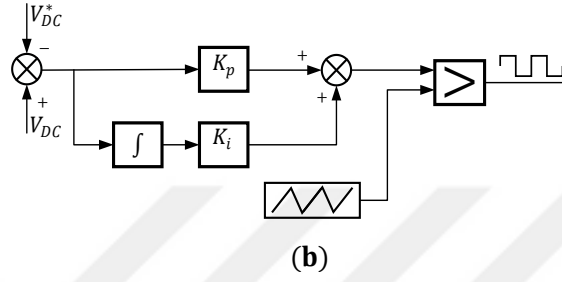
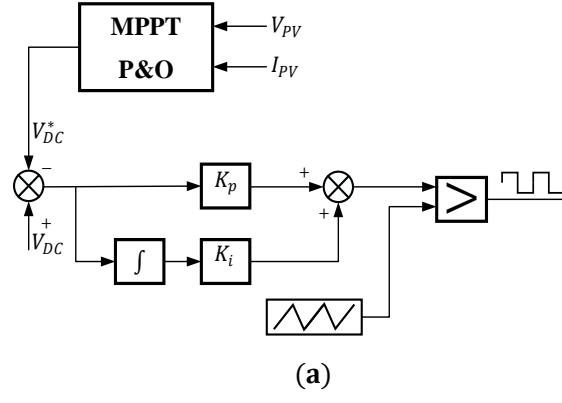
**Durum III:**  $P_{net} < 0$  ve  $SoC \leq SoC_{min}$

Üçüncü durum, talep edilen gücün mikro şebekenin toplam kapasitesini aşması ve buna ek olarak, bataryanın maksimum deşarj limitinden daha az veya buna eşit bir SoC'ye sahip olmasıdır. Bu durumda, yüke verilen enerjinin kalitesini iyileştirmek için EMS, bazı yüklerin kapatılması için komutlar gönderir. Ömrünün kısılmasını önlemek için batarya kapalı tutulur ve Boost kontrolörlerine MPPT modunda çalışması komutu verilir.

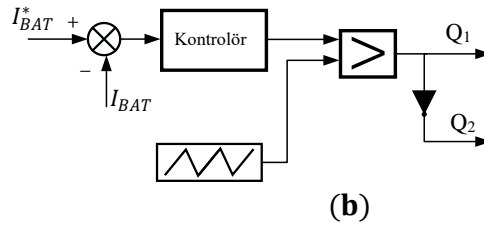
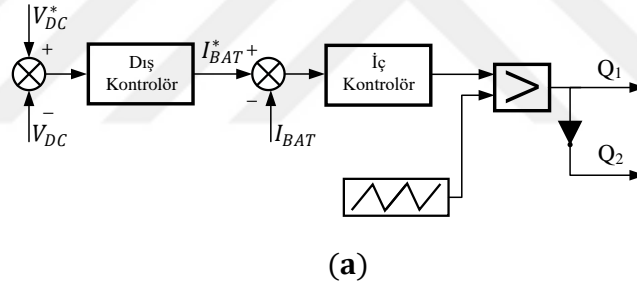
**Durum IV:**  $P_{net} < 0$  ve  $SoC > SoC_{min}$

Dördüncü durumda, üretilen güç, talep edilen güçten daha azdır. Batarya tamamen deşarj edilmemiş ( $SoC > SoC_{min}$ ) olduğu kabul edilir. Bu senaryoda, batarya, güç üretimini desteklemek için deşarj modunda çalıştırılır. Fotovoltaik jeneratörler MPPT modunda çalıştırılır. Minimum SoC'ye ulaşılan kadar tam yük sağlanır.

Daha önce açıklanan farklı operasyonel durumları karşılamak için DC-DC dönüştürücülere uygulanan kontrol stratejileri Şekil 3.16 ve 3.17'de gösterilmektedir.



Şekil 3.16 Boost dönüştürücülerin kontrolü: (a) MPPT modu, (b) Gerilim kontrolü.



Şekil 3.17 Batarya denetleyicisi: (a) Şebekeye bağlı mod, (b) Ada modu.

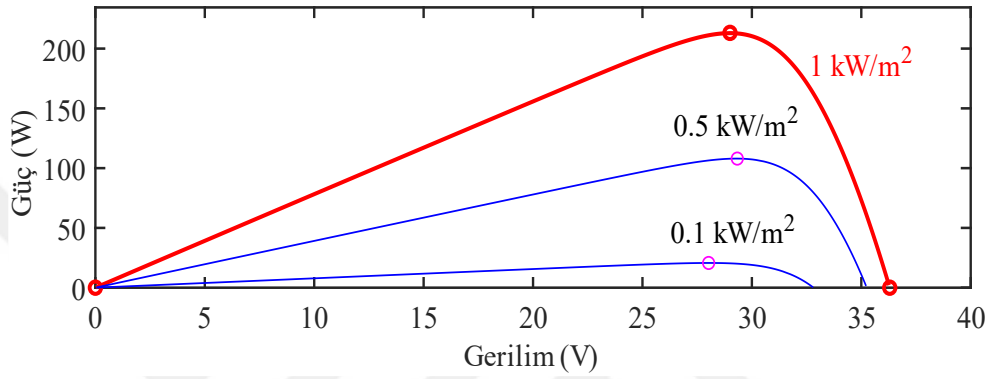
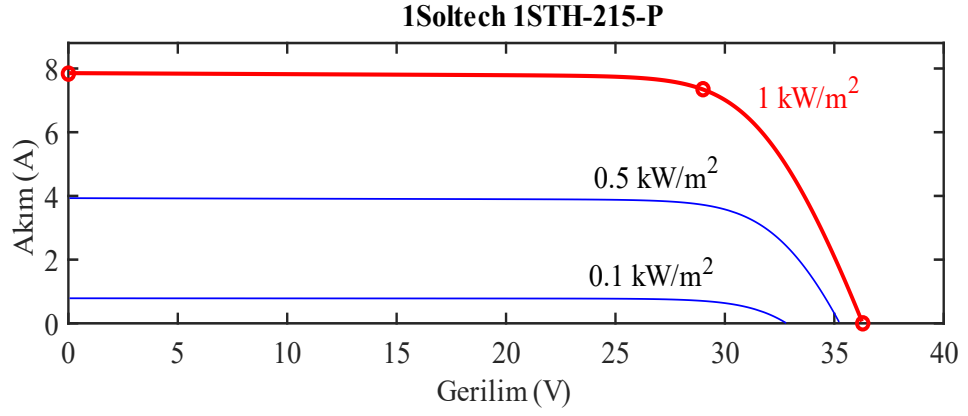
## 4. SİMÜLASYONLAR

Bu bölümde, gerçekleştirilen simülasyonların sonuçları sunulmaktadır. DC ve AC baralarını besleyen iki güneş santralinden oluşan mikro şebekenin yapısı Şekil 1.2’de gösterilmektedir. Ana şebeke, hibrit mikro şebekenin AC barasına doğrudan bağlıdır. Gerekliğinde mikro şebekeyi desteklemek için DC baraya bir batarya bağlanmıştır. Simülasyonlar MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Basit olması için, her iki güneş enerjisi santrali de aynı tip modülleri kullanmıştır. Standart test koşulları (STC) altındaki fotovoltaik modüllerin özellikleri Tablo 4.1’de gösterilmiştir. Her bir PV tesisi, seri olarak 10 modül ve paralel olarak 47 modülden oluşur. Şekil 4.1, kullanılan fotovoltaik modüllerin I-V ve P-V özelliklerini göstermektedir.

Güneş ışınımı  $1000 \text{ W/m}^2$  olduğunda, her bir tesis tarafından sağlanan maksimum güç  $100 \text{ kW}$ ’dır. Tablo 4.2’de, kullanılan bataryanın özellikleri sunulmuştur. Tablo 4.3, 4.4 ile 4.5’te; DC-DC dönüştürücülerin tasarım parametreleri gösterilmektedir. Çift yönlü dönüştürücü çıkışında kullanılan LCL filtresinin parametreleri, Tablo 4.6’da gösterilmiştir. Mikro şebekeye uygulanan her bir kontrolöre tahsis edilen kazançlar Tablo 4.7’de gösterilmektedir.

Tablo 4.1 STC altında 1Soltech 1STH-215-P modülünün özellikleri.

<b>Fotovoltaik Hücre</b>	
Uygulanan teknoloji	Polikristal silikon
Hücre sayısı	60
Boyut	156×156 mm
<b>Yapısal Özellikler</b>	
Boyut L×W×H	1626×964× 46 mm
Ağırlık	20.0 kg
<b>Elektriksel Özellikler</b>	
Maksimum güç ( $P_{MPP}$ )	213.15 W
Açık devre voltajı ( $V_{OC}$ )	36.3 V
Maksimum güç noktası voltajı ( $V_{MPP}$ )	29.0 V
Kısa devre akımı ( $I_{SC}$ )	7.84 A
Maksimum güç noktası akımı ( $I_{MPP}$ )	7.35 A



Şekil 4.1 PV modüllerinin karakteristik eğrileri.

Tablo 4.2 Li-iyon bataryanın parametreleri.

Maksimum kapasite	300 Ah
Nominal voltaj	360 V
İç direnç (ESR)	0.012 $\Omega$
Nominal gerilimde kapasite	271.30 Ah
Üstel bölge	[388.94 V, 14.74 Ah]

Tablo 4.3 Buck dönüştürücü tasarım parametreleri.

Giriş kapasitansı ( $C$ )	1000 $\mu F$
İndüktans ( $L$ )	4.6 mH
Çıkış kapasitansı ( $C$ )	181.85 $\mu F$
Anahtarlama frekansı ( $f_{sw}$ )	5 kHz

Tablo 4.4 Boost dönüştürücü tasarım parametreleri.

Giriş kapasitansı ( $C$ )	1000 $\mu F$
İndüktans ( $L$ )	1.45 $mH$
Çıkış kapasitansı ( $C$ )	3227 $\mu F$
Anahtarlama frekansı ( $f_{sw}$ )	5 $kHz$

Tablo 4.5 Buck-Boost dönüştürücü tasarım parametreleri.

İndüktans ( $L$ )	20 $mH$
Giriş kapasitansı ( $C$ )	5600 $\mu F$
Çıkış kapasitansı ( $C$ )	0.625 $\mu F$
Anahtarlama frekansı ( $f_{sw}$ )	5 $kHz$

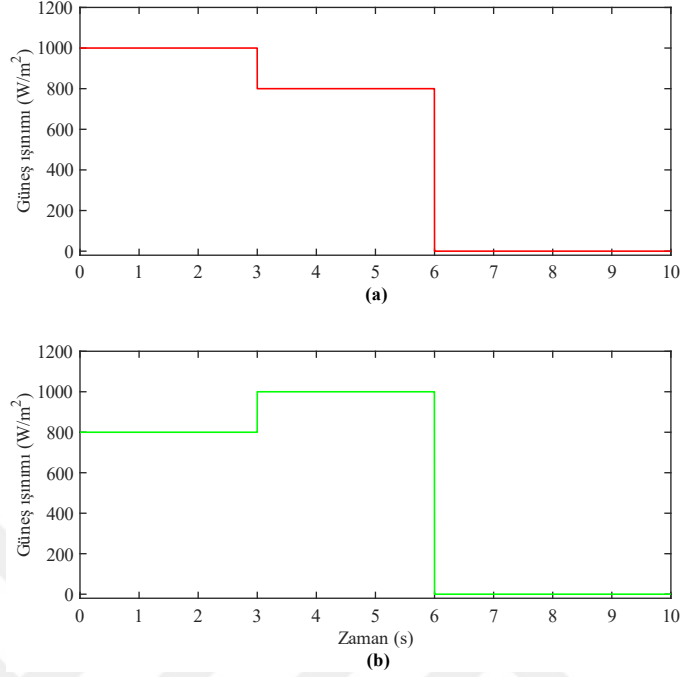
Tablo 4.6 LCL filtresi.

Dönüştürücü tarafı indüktansı ( $L$ )	500 $mH$
Yük tarafı indüktansı ( $L$ )	500 $mH$
Filtre kapasitansı ( $C$ )	100 $\mu F$

Tablo 4.7 Kontrolör kazançları.

Buck Dönüştürücü Kontrolörünün Kazançları		
$[K_p, K_I]$	[0.005, 0.001]	
Boost Dönüştürücü Kontrolörünün Kazançları		
$[K_p, K_I]$	[0.005, 0.001]	
Buck-Boost Dönüştürücü Kontrolörünün Kazançları		
$[K_p, K_I]$	[0.005, 10]	
Üç Fazlı Dönüştürücü Kontrolörünün Kazançları		
İç döngü	$[K_p, K_I]$	[10, 20]
Dış Döngü	$[K_p, K_I]$	[0.25, 300]

## 4.1. Şebekeye Bağlı Modda Çalışma

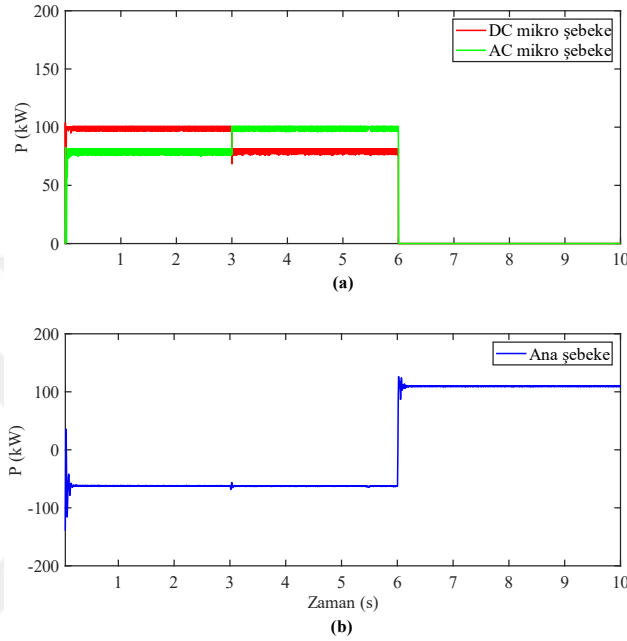


Şekil 4.2 (a) DC mikro şebekeye ve (b) AC mikro şebekeye uygulanan güneş ışınımı.

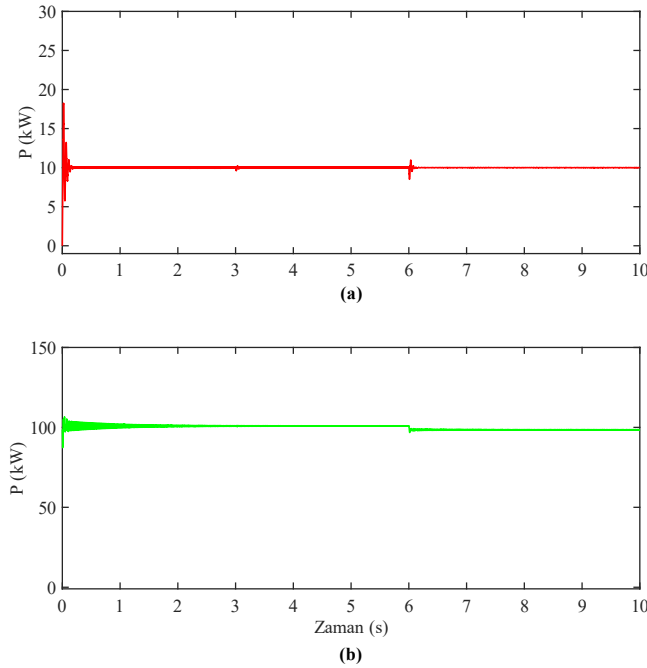
Bu çalışma modu için uygulanan kontrol sistemini analiz etmek için Şekil 4.2’de sunulan güneş ışınımı uygulanmıştır. Mikro şebeke ana şebekeye bağlı modda çalışırken, ortak bağlantı noktasındaki voltaj ve frekans ana şebeke tarafından tanımlanır. Bu durumda mikro şebeke, ana şebekenin takipçisi olarak hareket eder. Fotovoltaik santraller, mevcut güneş enerjisinden en iyi şekilde yararlanmak için MPPT’de çalıştırılır. Batarya, DC bara voltajını sabit tutmak için mikro şebekeyi desteklemek üzere kontrol edilir. Çift yönlü üç fazlı dönüştürücü, DC bara üzerindeki voltajı sabit tutmak ve iki bara arasında düzgün güç akışına ulaşmak için kontrol edilir.

Şekil 4.3’te mikro şebeke ve ana şebeke tarafından üretilen aktif güçler gösterilmektedir. Talep edilen toplam aktif güç, Şekil 4.4’te gösterildiği gibi 110 kW’dır. İlk olarak, 0 ila 3 saniye arasında DC mikro şebeke 1000 W/m<sup>2</sup> güneş ışınımına ve AC mikro şebeke 800 W/m<sup>2</sup> güneş ışınımına tabi tutulur. Bu modda, güneş enerjisi santralleri MPPT’de çalıştırıldığından, DC santrali 100 kW ve AC santrali 80 kW üretir. Üretilen güç talepten fazla olduğu için kalan güç ana şebekeye aktarılır. Şekil 4.3(b)’de görüldüğü gibi, ana şebekenin negatif gücü vardır, bu da mikro şebeke açısından ana şebekenin enerji tükettiği anlamına gelir. Daha sonra (3 ila 6 saniye arasında) aynı davranış gözlemlenir. Çünkü iki tesis, daha önce belirtildiği

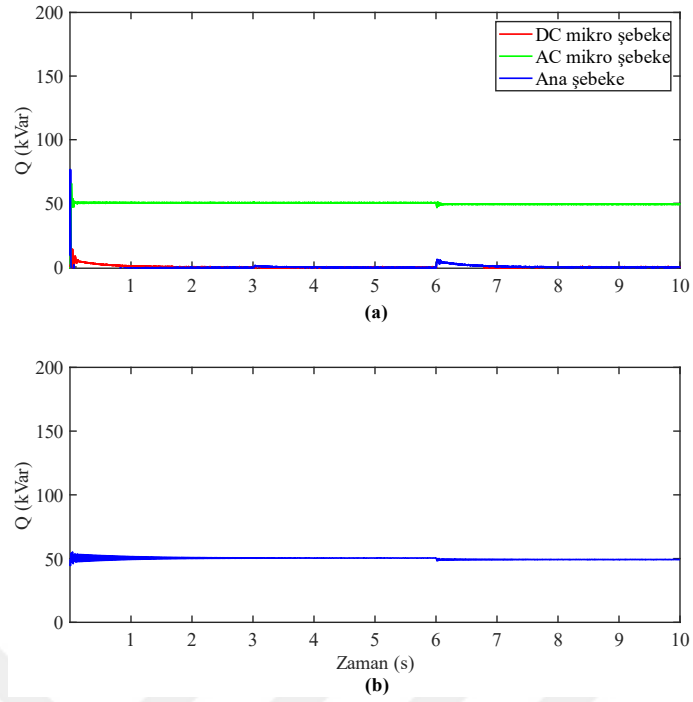
gibi, aynı üretim kapasitelerine sahiptir. Mikro şebekenin yeterli enerji üretmediği kritik bir durumda, ana şebeke mikro şebekeyi besler. Bu durum 6 ile 10 saniye arasında gösterilir. İki mikro şebeke, güneş ışınımını almayacak şekilde simüle edilmiştir. Yükü beslemek için gereken güç ana şebekeden gelir, bu nedenle 6 ila 10 saniye arasında şebeke gücü pozitifdir. Mikro şebeke açısından bu, ana şebekenin güç ürettiği anlamına gelir.



Şekil 4.3 (a) Mikro şebeke ve (b) Ana şebeke arasında aktif güç paylaşımı.



Şekil 4.4 (a) DC barasına ve (b) AC barasına bağlı yük.

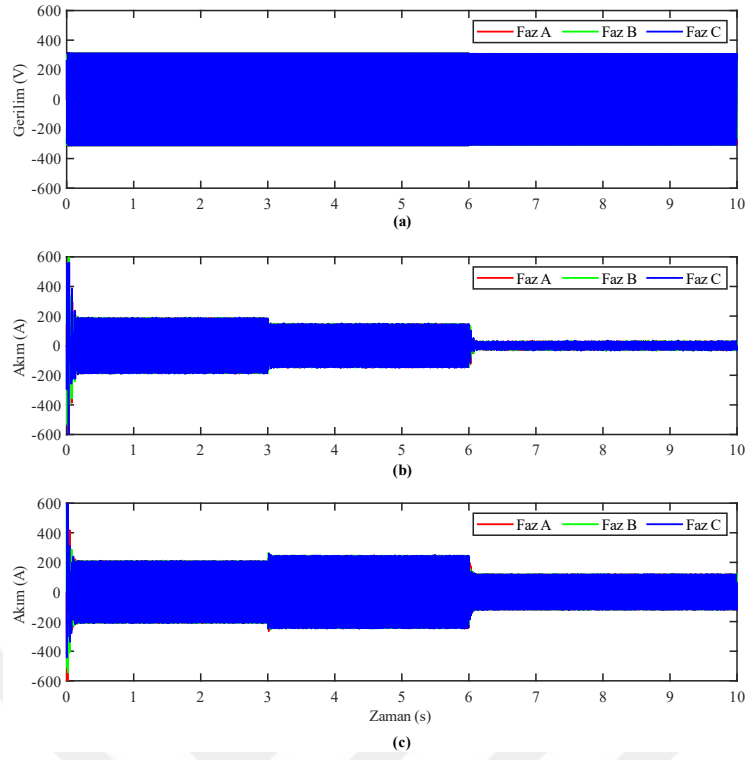


Şekil 4.5 (a) Mikro şebeke ile ana şebeke arasında reaktif güç paylaşımı ve (b) Reaktif güç talebi.

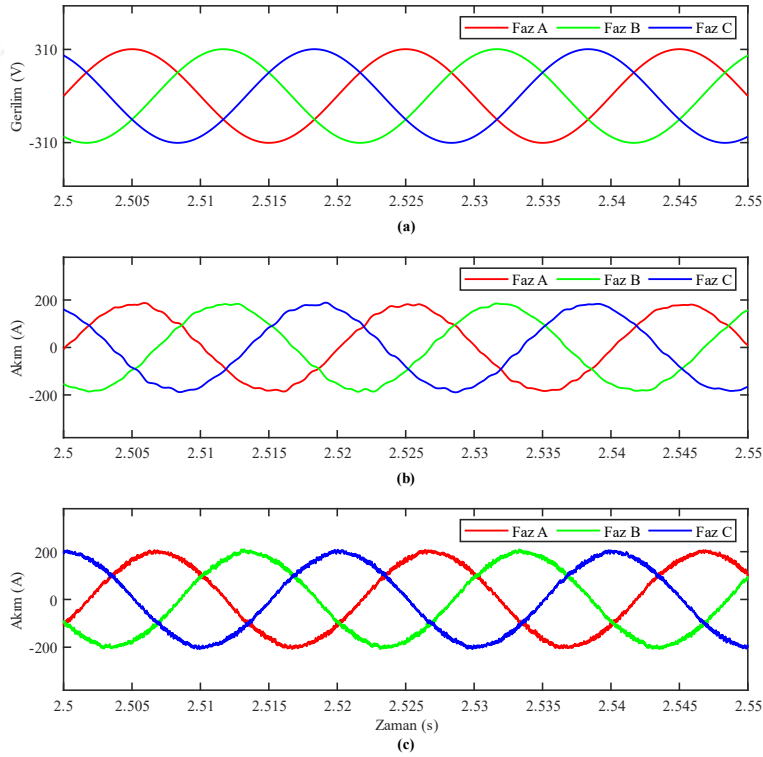
Şekil 4.5'te mikro şebeke ile ana şebeke arasındaki reaktif güç paylaşımı gösterilmektedir. AC baraya bağlanan reaktif güç, Şekil 4.5 (b)'de gösterildiği gibi 50 kVar'dır. DC mikro şebeke eviricisi, yalnızca aktif gücü aktarmak üzere kontrol edilir ve AC mikro şebekesinin, güç faktörünü düşürmemek için, talep edilen reaktif güce eşdeğer reaktif gücü aktarmasına izin verilir.

Şekil 4.6'da ortak bağlantı noktasındaki mikro şebeke akımları ve geriliminin grafikleri gösterilmektedir. Şekil 4.7'de, Şekil 4.6'nın yakınlaştırılmış versiyonu gösterilmektedir. DC mikro şebeke tarafından üretilen akımın voltaj ile aynı fazda olduğu, AC mikro şebeke tarafından üretilen akımın ise ortak bağlantı noktasında voltajın gerisinde olduğu açıkça görülebilir. Bunun nedeni, daha önce açıklandığı gibi, DC mikro şebekesinin aktif güç üretmek için kontrol edilmesi ve AC mikro şebekesinin hem aktif hem de reaktif güç üretmesidir.



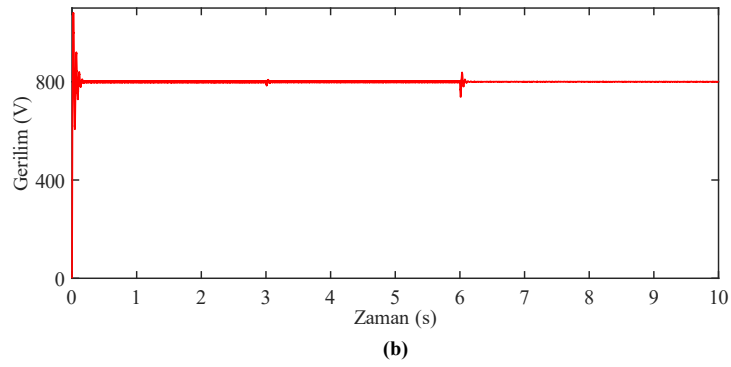
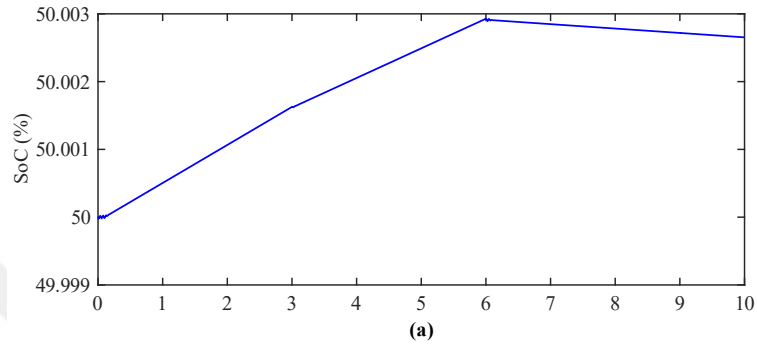


Şekil 4.6 (a) Ortak bağlantı noktasında üç fazlı voltaj, (b) DC ve (c) AC mikro şebekelerinin çıkış akımları.



Şekil 4.7 Şekil 4.6'nın yakınlaştırılmış versiyonu.

Şekil 4.8, DC bara voltajına göre bataryanın davranışını gösterir. Güneş ışınımındaki değişikliklere ve sistemdeki güç akışındaki değişikliklere rağmen, DC baradaki voltajın 800 V'ta kaldığını ve geçici olaylar sırasında yalnızca küçük değişiklikler gösterdiğini fark etmek mümkündür. Şekil 4.8(a)'ya göre, batarya 6 saniyeye kadar şarj modundadır. Bundan sonra batarya, mikro şebeke artık güneş ışınımı almadığından, mikro şebekeyi desteklemek için deşarj moduna girer.



Şekil 4.8 (a) Bataryanın şarj durumu ve (b) DC bara gerilimi.

## 4.2. Ada Modunda Çalışma

Daha önce açıklandığı gibi, mikro şebeke ana şebekeye bağlandığında; voltaj ve frekans, ana şebeke tarafından tanımlanır ve mikro şebekenin sadece önceden tanımlanmış referansları takip etmesi gerekir. Ayrıca üretilen güçte fazlalık olduğunda, kalan güç ana şebekeye aktarılır ve güç eksikliği durumunda mikro şebekeyi beslemek için ihtiyaç duyulan enerji miktarı ana şebekeden alınır. Bu sayede güç dengesi ve enerjinin kalitesi garanti altına alınır.

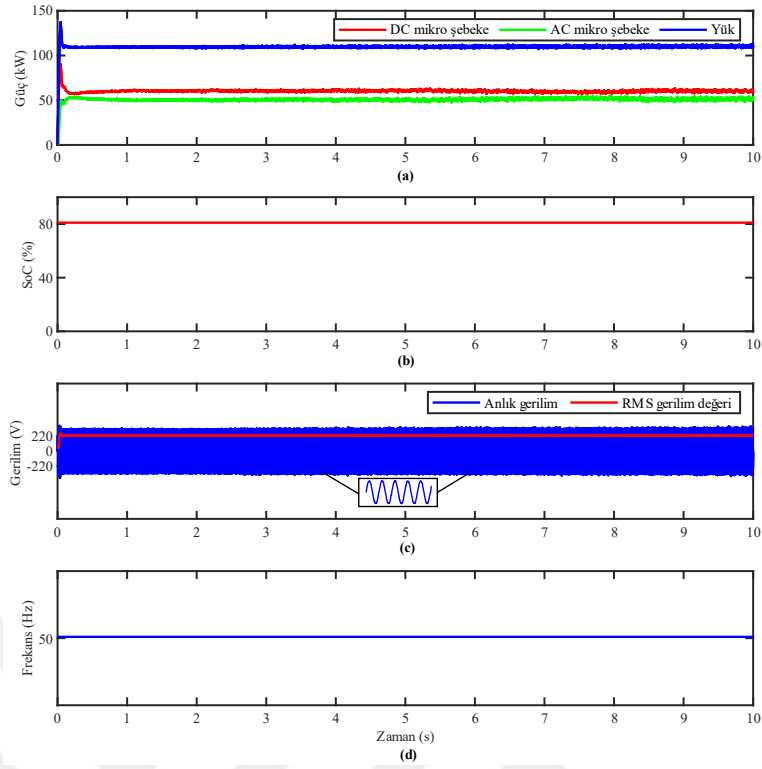
Ada modunda, ana şebeke rolünü oynamak için dağıtık jeneratörlerden biri seçilir. Bu çalışmada; DC baraya bağlı olan dönüştürücü, şebeke oluşturan evirici olarak seçilirken, diğer dönüştürücü takipçi rolü üstlenmektedir. Şebeke oluşturan dönüştürücünün voltaj ve frekans referansları düşüm kontrolü ile elde edilir. Enerji dengesi ise Şekil 3.15'te gösterilen enerji yönetim sistemi uygulanarak sağlanır. Önerilen EMS'nin dört çıktısı için elde edilen sonuçlar aşağıda açıklanmıştır.

**Durum I:**  $P_{net} \geq 0$  ve  $SoC \geq 80\%$

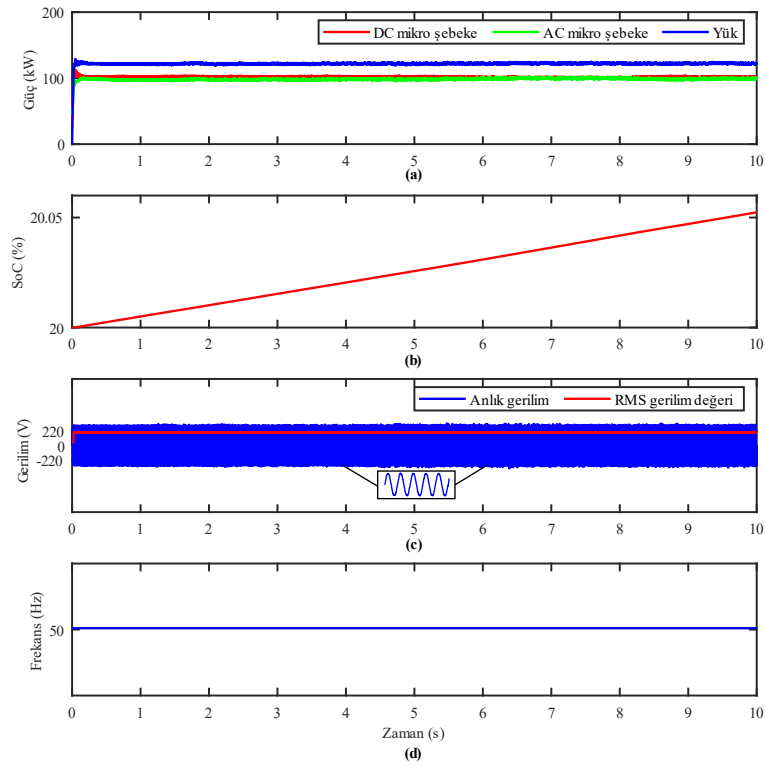
Durum 1'de; üretilen güç, talepten daha fazladır ve batarya şarj durumu %80'e eşit veya daha fazladır. Şekil 4.9'da gösterildiği gibi, mikro şebekenin toplam talebi 110 kW'dır. Mikro şebekenin kararlılığını sağlamak için iki güneş enerjisi santrali voltaj kontrol modunda çalıştırılır. Böylece fotovoltaik modüller  $1000 \text{ W/m}^2$  güneş ışınımına maruz kalmasına rağmen, maksimum güç noktasının dışında çalıştırılır. Maksimum şarj sınırına zaten ulaşıldığından, batarya kapalı kalır. Şekil 4.9 (c)'de, bu durum için ortak bağlantı noktasında üretilen A fazı voltaj sinyali gösterilmektedir. RMS voltajının 220 V civarında olduğu görülebilir. Şekil 4.9 (d)'den frekansın 50 Hz civarında tutulduğu da görülebilir.

**Durum II:**  $P_{net} \geq 0$  ve  $SoC < 80\%$

Bu durumda; durum 1'de olduğu gibi, üretilen güç, yük gücünden daha büyüktür. Batarya tam olarak şarj edilmemiştir ( $SoC < 80\%$ ). Mikro şebeke MPPT modunda çalıştırılır. Batarya şarj modunda çalıştırılır. Yük paylaşımı, bataryanın şarj durumu, ortak bağlantı noktasındaki voltaj ve şebeke frekansı ile ilgili elde edilen sonuçlar Şekil 4.10'da gösterilmektedir.

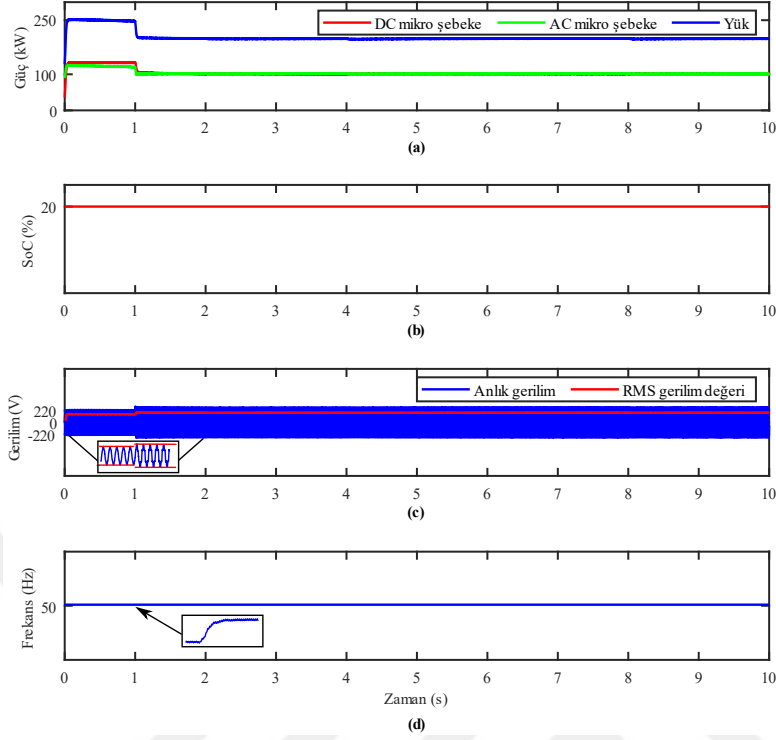


Şekil 4.9 Durum 1: (a) Güç paylaşımı, (b) Bataryanın şarj durumu, (c) Anlık ve RMS voltajı ve (d) Frekans.



Şekil 4.10 Durum 2: (a) Güç paylaşımı, (b) Bataryanın şarj durumu, (c) Anlık ve RMS voltajı ve (d) Frekans.

### Durum III: $P_{net} < 0$ ve $SoC \leq 20\%$

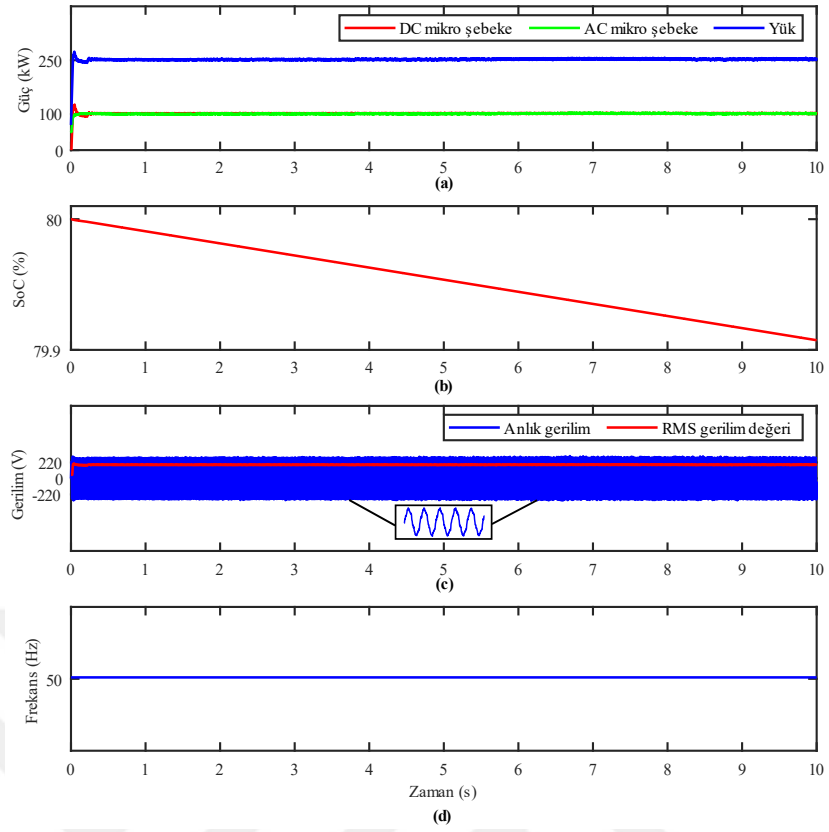


Şekil 4.11 Durum 3: (a) Güç paylaşımı, (b) Bataryanın şarj durumu, (c) Anlık ve RMS voltajı ve (d) Frekans.

Bu; talep edilen gücün mikro şebeke tarafından üretilen güçten daha büyük olduğu ve bataryanın maksimum deşarj sınırında olduğu durumdur. Bu koşullar altında simülasyon, güç dengesizliğinin etkisini göstermek için EMS'nin müdahalesi olmadan 1 saniyeye kadar gerçekleştirilir. Mikro şebeke MPPT'de çalışır. Şekil 4.11'de gösterildiği gibi, sistemin güç dengesizliği nedeniyle 0 ila 1 saniye arasında voltaj ve frekans düşer. Enerji yönetim sistemi 1 saniye sonra devreye girer. Yüke verilen enerjinin kalitesi, mikro şebekeye bağlı yükün bir kısmı kaldırılarak iyileştirilir. Batarya kapalı tutulur ve mikro şebeke MPPT'de çalışmaya devam eder.

### Durum IV: $P_{net} < 0$ ve $SoC > 20\%$

Bu durumda; bir öncekinde olduğu gibi, talep edilen güç, üretilen güçten daha büyüktür. Batarya tam olarak deşarj edilmemiştir ( $SoC > 20\%$ ). Batarya, mikro şebekeyi desteklemek için deşarj modunda çalıştırılır. Mikro şebeke MPPT modunda çalıştırılır. Bu durum için; yük paylaşımı, bataryanın şarj durumu, ortak bağlantı noktasındaki voltaj ve şebeke frekansı ile ilgili elde edilen sonuçlar Şekil 4.12'de gösterilmektedir.



Şekil 4.12 Durum 4: (a) Güç paylaşımı, (b) Bataryanın şarj durumu, (c) Anlık ve RMS voltajı ve (d) Frekans.

## 5. SONUÇLAR

Mikro şebekelerin uygulanması, akıllı mikro şebekelere doğru önemli bir adımdır.

AC-DC hibrit mikro şebekeler; AC olan geleneksel elektrik güç sistemi ile doğası gereği çoğunlukla DC olan yenilenebilir enerjilere dayalı dağıtık üretim sistemleri arasında bir köprü olarak düşünülebilir. Ayrıca, hibrit AC-DC mikro şebekeler, çoklu dönüştürme aşamalarını ortadan kaldırarak sistem verimliliğini artırır. Hibrit AC-DC mikro şebekeler, koruma ve kontrol sistemleri ile ilgili bazı zorlukları da getirir.

Bu tezde bir hibrit AC-DC mikro şebekenin kontrolü sunulmuştur. Mikro şebekenin her bir çalışma modu için tasarlanan kontrol stratejilerinin performansını analiz etmek için MATLAB/Simulink yazılımında simülasyonlar yapılmıştır. Söz konusu hibrit mikro şebeke, iki baradan oluşmaktadır. AC ve DC baralar, 100 kW'lık güneş enerjisi santralleri tarafından beslenmektedir.

Hibrit mikro şebeke, AC bara üzerinden ana şebekeye bağlanmıştır. AC ve DC baralar arasındaki bağlantı, çift yönlü üç fazlı AC-DC dönüştürücü aracılığıyla yapılmıştır.

Maksimum güç noktasının izlenmesine veya güneş enerjisi santrallerinin çıkış voltajının kontrol edilmesine izin vermek için fotovoltaiik dizilerin çıkışına Boost dönüştürücüler bağlanmıştır.

Mikro şebekeyi desteklemek için DC barasına bir batarya bağlanmıştır. Batarya çıkışında, şarj ve deşarj işlemlerinin kontrol edilebilmesi için Buck-Boost dönüştürücü kullanılmıştır.

Mikro şebeke bileşenlerinin matematiksel modelleri ve uygulanan kontrol stratejileri sunulmuştur. Kontrol stratejileri, mikro şebekenin iki ana çalışma modu (şebekeye bağlı mod ve ada modu) için tasarlanmıştır.

Mikro şebeke ana şebekeye bağlı moddayken, ortak bağlantı noktasında ana şebeke tarafından gerilim (380 V) ve frekans (50 Hz) sağlanmıştır. Çift yönlü üç fazlı AC-DC dönüştürücü, DC bara voltajını 800 V'ta sabit tutacak ve AC ve DC baralar arasında

güç talebine göre düzgün güç akışına izin verecek şekilde kontrol edilmiştir. Bu modda, güneş enerjisi santralleri maksimum güç noktasını takip etmek için kontrol edilmiştir. Şekil 4.3 ve 4.4'te görüldüğü gibi, 0 ile 6 saniye aralığında toplam talep gücü 110 kW'dır. Aynı aralıkta, mikro şebeke maksimum güç modunda çalıştığı için üretilen toplam güç 180 kW'dır. Geriye kalan 70 kW'lık güç, üç fazlı çift yönlü dönüştürücünün kontrolü ile ana şebekeye aktarılmıştır. Ardından, mikro şebeke tarafından 6 ila 10 saniye aralığında herhangi bir güç üretilmediği simüle edilmiştir. Bu koşullar altında, ana şebeke mikro şebekeye gerekli enerjiyi sağlamıştır. Genel olarak, Bölüm 4.1'de ayrıntılı olarak açıklandığı gibi, bu çalışma modu için kontrol hedeflerine ulaşılmıştır.

Mikro şebekenin ada modunda çalıştığı durumda; DC mikro şebeke sistemin voltaj ve frekans referanslarını ayarlamak için kontrol edilirken, AC mikro şebeke bir şebeke takipçisi olarak tanımlanmıştır. Mikro şebekedeki enerjinin istikrarını ve kalitesini sağlamak için, sistem güç dengesine ve bataryanın şarj durumuna dayalı bir enerji yönetim sistemi devreye alınmıştır. Tasarlanan enerji yönetim sistemi, Bölüm 3.7'de açıklandığı gibi, girdilerinin kombinasyonuna göre 4 çıktıya sahiptir. Bölüm 4.2'de, bu çalışma modu için simülasyonlarla elde edilen sonuçlar detaylı olarak sunulmuştur. Şekil 4.9 ila 4.12'de elde edilen sonuçlara göre, mikro şebeke, ana şebeke olmadan voltajı 380 V civarında ve frekansı 50 Hz civarında tutabilmiştir. Aynı zamanda, yük talebini karşılamak için iki mikro şebeke arasında güç paylaşımı da sağlanmıştır.

Kontrolörlerin tasarımını kolaylaştırmak için Clarke ve Park dönüşümleri kullanılmıştır. Üç fazlı çift yönlü dönüştürücünün matematiksel modelinde, d ve q eksenleri arasında kuplaj terimlerinin olduğu gözlemlenmiştir. Aktif güç ve reaktif güç kontrolörleri arasındaki bağlantıyı ortadan kaldırmak için, ileri beslemeli veya durum geri beslemeli kuplaj ayırma tekniği uygulanmıştır.

Yük paylaşımı için düşüm kontrol tekniği kullanılmıştır. Ada modunda, gerilim ve frekans referanslarını belirlemek için düşüm kontrolü de kullanılmıştır. Mikro şebekenin iki çalışma modunda faz kilitleme döngüsü senkronizasyon tekniği kullanılmıştır. Maksimum güç noktasını izlemek için P&O algoritması seçilmiştir.

Mikro şebekenin her bir çalışma moduna uygulanan kontrol stratejileri karşılaştırıldığında; ana şebekeye bağlı modda iki güneş santralının akım kaynağı olarak çalıştığı, ada modunda güneş santrallerinden birinin voltaj kaynağı modunda



Çalıştığı anlaşılmaktadır. Şebekeye bağlı modda, iki güneş santrali her zaman maksimum gücü üretecek Şekilde kontrol edilirken, ada modunda ise bu karar, tasarlanan enerji yönetim sistemine bağlıdır. Özetle, ana Şebekeye bağlı modda uygulanan mikro Şebeke kontrol stratejilerinin, mikro Şebeke ada modunda çalışırken kullanılan tekniklerden daha basit olduğu söylenebilir.



## KAYNAKLAR

- [1] Chen, Z., Wang, K., Li, Z., & Zheng, T. (2017). A review on control strategies of AC/DC micro grid. Conference Proceedings - 2017 17th IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 1st IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe, IEEEIC / I and CPS Europe 2017. <https://doi.org/10.1109/IEEEIC.2017.7977807>
- [2] Sabzehgar, R. (2015). A review of AC/DC microgrid-developments, technologies, and challenges. 2015 IEEE Green Energy and Systems Conference (IGESC), 11–17. <https://doi.org/10.1109/IGESC.2015.7359384>
- [3] Unamuno, E., & Barrena, J. A. (2015). Hybrid ac/dc microgrids - Part II: Review and classification of control strategies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 52(October 2018), 1123–1134. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.07.186>
- [4] Olivares, D. E., Mehrizi-Sani, A., Etemadi, A. H., Cañizares, C. A., Iravani, R., Kazerani, M., Hajimiragha, A. H., Gomis-Bellmunt, O., Saadifard, M., Palma-Behnke, R., Jiménez-Estévez, G. A., & Hatziargyriou, N. D. (2014). Trends in microgrid control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(4), 1905–1919. <https://doi.org/10.1109/TSG.2013.2295514>
- [5] Lasseter, R. H. (2002). Microgrids. 2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No. 02CH37309), 1, 305–308.
- [6] Lasseter, B. (2001). Microgrids [distributed power generation]. 2001 IEEE power engineering society winter meeting. Conference proceedings (Cat. No. 01CH37194), 1, 146–149.
- [7] Gupta, A., Doolla, S., & Chatterjee, K. (2018). Hybrid AC-DC Microgrid: Systematic Evaluation of Control Strategies. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9(4), 3830–3843. <https://doi.org/10.1109/TSG.2017.2727344>
- [8] Beheshtaein, S., Cuzner, R. M., Forouzesh, M., Savaghebi, M., & Guerrero, J. M. (2019). DC Microgrid Protection: A Comprehensive Review. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, PP, 1–1. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2019.2904588>
- [9] Dahale, S., Das, A., Pindoriya, N. M., & Rajendran, S. (2017). An overview of DC-DC converter topologies and controls in DC microgrid. 2017 7th International Conference on Power Systems (ICPS), November 2020, 410–415. <https://doi.org/10.1109/ICPES.2017.8387329>
- [10] Sahoo, S. K., Sinha, A. K., & Kishore, N. K. (2018). Control Techniques in AC, DC, and Hybrid AC-DC Microgrid: A Review. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(2), 738–759. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2786588>

- [11] Eghtedarpour, N., & Farjah, E. (2014). Power control and management in a hybrid AC/DC microgrid. *IEEE transactions on smart grid*, 5(3), 1494–1505.
- [12] Loh, P. C., Li, D., Chai, Y. K., & Blaabjerg, F. (2012b). Hybrid AC-DC microgrids with energy storages and progressive energy flow tuning. *IEEE transactions on power electronics*, 28(4), 1533–1543.
- [13] Lin, W.-M., Hong, C.-M., & Chen, C.-H. (2011). Neural-network-based MPPT control of a stand-alone hybrid power generation system. *IEEE transactions on power electronics*, 26(12), 3571–3581.
- [14] Nejabatkhah, F., & Li, Y. W. (2015). Overview of Power Management Strategies of Hybrid AC/DC Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 7072–7089. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2384999>
- [15] Loh, P. C., Li, D., Chai, Y. K., & Blaabjerg, F. (2012a). Autonomous operation of hybrid microgrid with AC and DC subgrids. *IEEE transactions on power electronics*, 28(5), 2214–2223.
- [16] Loh, P. C., Li, D., Chai, Y. K., & Blaabjerg, F. (2013). Autonomous Control of Interlinking Converter With Energy Storage in Hybrid AC–DC Microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(3), 1374–1382. <https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2252319>
- [17] Louie, H., & Strunz, K. (2007). Superconducting Magnetic Energy Storage (SMES) for Energy Cache Control in Modular Distributed Hydrogen-Electric Energy Systems. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 17(2), 2361–2364. <https://doi.org/10.1109/TASC.2007.898490>
- [18] Xiong Liu, Peng Wang, & Poh Chiang Loh. (2011). A Hybrid AC/DC Microgrid and Its Coordination Control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2(2), 278–286. <https://doi.org/10.1109/TSG.2011.2116162>
- [19] Jiang, Z., & Yu, X. (2008). Hybrid DC- and AC-Linked Microgrids: Towards Integration of Distributed Energy Resources. 2008 IEEE Energy 2030 Conference, 1–8. <https://doi.org/10.1109/ENERGY.2008.4781029>
- [20] He, J., & Li, Y. W. (2012). An Enhanced Microgrid Load Demand Sharing Strategy. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(9), 3984–3995. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2190099>
- [21] Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., de Vicuna, L. G., & Castilla, M. (2011). Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1), 158–172. <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2066534>
- [22] Yunqing Pei, Guibin Jiang, Xu Yang, & Zhaoan Wang. (2004). Auto-master-slave control technique of parallel inverters in distributed AC power systems and UPS. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), 3, 2050–2053. <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355433>
- [23] Van Der Broeck, H., & Boeke, U. (1998). A simple method for parallel operation of inverters. *INTELEC - Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat. No.98CH36263)*, 143–

150. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.1998.793490>

- [24] Lv, Z., Xia, Y., Chai, J., Yu, M., & Wei, W. (2018). Distributed Coordination Control Based on State-of-Charge for Bidirectional Power Converters in a Hybrid AC/DC Microgrid. *Energies*, 11(4), 1011. <https://doi.org/10.3390/en11041011>
- [25] Unamuno, E., Barrena, J. A., Cao, W. P., & Yang, J. (2017). Hybrid AC/DC Microgrid Mode-Adaptive Controls. *Içinde Development and Integration of Microgrids*. IntechOpen.
- [26] Fuzato, G. H. F. (2019). Controle e gerenciamento de uma microrrede com célula a combustível, painel fotovoltaico e armazenador de energia [Universidade de São Paulo]. <https://doi.org/10.11606/T.18.2019.tde-10092019-104617>
- [27] Shaw, P., Sahu, P. K., Maity, S., & Kumar, P. (2016). Modeling and control of a battery connected standalone photovoltaic system. 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), May 2015, 1–6. <https://doi.org/10.1109/ICPEICES.2016.7853123>
- [28] Perez, F. (2020). Control of AC/DC Microgrids with Renewables in the Context of Smart Grids Including Ancillary Services and Electric Mobility (Sayı September) [Université Paris-Saclay]. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-03050337>
- [29] Müller, A., Ghosh, M., Sonnenschein, R., & Woditsch, P. (2006). Silicon for photovoltaic applications. *Materials Science and Engineering: B*, 134(2–3), 257–262.
- [30] Barbosa, I. S. B. (2014). Dimensionamento de um sistema solar fotovoltaico isolado. Universidade Federal de Campina Grande.
- [31] Besso, R. (2017). Sistema solar fotovoltaico conectado à rede-Estudo de caso no centro de tecnologia da UFRJ. Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- [32] Singh, B. P., Goyal, S. K., & Kumar, P. (2021). Solar PV cell materials and technologies: Analyzing the recent developments. *Materials Today: Proceedings*, 43, 2843–2849. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.01.003>
- [33] Edalati, S., Ameri, M., & Iranmanesh, M. (2015). Comparative performance investigation of mono- and poly-crystalline silicon photovoltaic modules for use in grid-connected photovoltaic systems in dry climates. *Applied Energy*, 160(December), 255–265. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2015.09.064>
- [34] Mathew, M., & Hossain, J. (2018). Analysis of a grid connected solar photovoltaic system with different PV technologies. *IEEE International Conference on Circuits and Systems, ICCS 2017, 2018-Janua(December)*, 264–269. <https://doi.org/10.1109/ICCS1.2017.8326002>
- [35] Rosa, E. H. dos S., & Barrozo Toledo, L. F. R. (2021). Uma revisão dos princípios de funcionamento de células solares orgânicas. *Revista Brasileira de Ensino de Física*, 43, 1–6. <https://doi.org/10.1590/1806-9126-rbef-2020-0519>
- [36] Mohamed, S. A., & Abd El Sattar, M. (2019). A comparative study of P&O and INC maximum power point tracking techniques for grid-connected PV systems.

- [37] Saidi, A., & Benachaiba, C. (2016). Comparison of IC and P&O algorithms in MPPT for grid connected PV module. 2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), 213–218. <https://doi.org/10.1109/ICMIC.2016.7804300>
- [38] Kordestani, M., Mirzaee, A., Safavi, A. A., & Saif, M. (2018). Maximum Power Point Tracker (MPPT) for Photovoltaic Power Systems-A Systematic Literature Review. 2018 European Control Conference (ECC), 40–45. <https://doi.org/10.23919/ECC.2018.8550117>
- [39] Farhat, M., Barambones, O., & Sbita, L. (2017). A new maximum power point method based on a sliding mode approach for solar energy harvesting. *Applied Energy*, 185, 1185–1198. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.03.055>
- [40] Fotouhi, A., Auger, D. J., Propp, K., Longo, S., & Wild, M. (2016). A review on electric vehicle battery modelling: From Lithium-ion toward Lithium–Sulphur. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 56(April), 1008–1021. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.12.009>
- [41] A. Kamel, A., Rezk, H., Shehata, N., & Thomas, J. (2019). Energy Management of a DC Microgrid Composed of Photovoltaic/Fuel Cell/Battery/Supercapacitor Systems. *Batteries*, 5(3), 63. <https://doi.org/10.3390/batteries5030063>
- [42] Saw, L. H., Somasundaram, K., Ye, Y., & Tay, A. A. O. (2014). Electro-thermal analysis of Lithium Iron Phosphate battery for electric vehicles. *Journal of Power Sources*, 249, 231–238. <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2013.10.052>
- [43] Rahman Habib, H. U., Wang, S., Elmorshedy, M. F., & Waqar, A. (2019). Performance Analysis of Combined Model-Predictive and Slide-Mode Control for Power Converters in Renewable Energy Systems. 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 1–5. <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2019.8921860>
- [44] Utkin, V. (2013). Sliding mode control of DC/DC converters. *Journal of the Franklin Institute*, 350(8), 2146–2165. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2013.02.026>
- [45] Guldemir, H. (2015). Study of Sliding Mode Control of DC-DC Buck Converter. January 2011. <https://doi.org/10.4236/epe.2011.34051>
- [46] Wang, C., Xiong, R., He, H., Ding, X., & Shen, W. (2016). Efficiency analysis of a bidirectional DC/DC converter in a hybrid energy storage system for plug-in hybrid electric vehicles. *Applied Energy*, 183, 612–622. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.08.178>
- [47] Darbali-Zamora, R., Quiroz, J. E., Hernandez-Alvidrez, J., Johnson, J., & Ortiz-Rivera, E. I. (2018). Viability Assessment of a Real-Time Simulation Model for a Residential DC Microgrid Network to Compensate Electricity Disturbances in Puerto Rico. 2018 IEEE ANDESCON, February 2019, 1–6. <https://doi.org/10.1109/ANDESCON.2018.8564640>
- [48] Mohamed, A., Elshaer, M., & Mohammed, O. (2011). Bi-directional AC-DC/DC-AC converter for power sharing of hybrid AC/DC

- systems. 2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting, 1–8. <https://doi.org/10.1109/PES.2011.6039868>
- [49] Zheng, X., Gao, F., Ali, H., & Liu, H. (2017). A Droop Control Based Three Phase Bidirectional AC-DC Converter for More Electric Aircraft Applications. *Energies*, 10(3), 400. <https://doi.org/10.3390/en10030400>
- [50] Da Silva, R. C., Gomes Neves, V., Dos Santos, F. D., Venicio de Sousa, C., & Seleme Júnior, S. I. (2020, Aralık 7). Inversor operando em modo isolado com compartilhamento de carga pelo controle droop. *Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2020*. <https://doi.org/10.48011/asba.v2i1.1640>
- [51] Han, J., Zhou, X., Lu, S., & Zhao, P. (2020). A Three-Phase Bidirectional Grid-Connected AC/DC Converter for V2G Applications. *Journal of Control Science and Engineering*, 2020, 1–12. <https://doi.org/10.1155/2020/8844073>
- [52] Yan, Q., Wu, X., Yuan, X., & Geng, Y. (2016). An Improved Grid-Voltage Feedforward Strategy for High-Power Three-Phase Grid-Connected Inverters Based on the Simplified Repetitive Predictor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(5), 3880–3897. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2461632>
- [53] Wang, C., Deng, C., & Li, G. (2022). Control Strategy of Interlinking Converter in Hybrid Microgrid Based on Line Impedance Estimation. *Energies*, 15(5), 1664. <https://doi.org/10.3390/en15051664>
- [54] Chaitanya, N., Anjaneyulu, K. S. R., & Sekhar, K. C. (2014). Performance analysis of a hybrid power system with three phase interleaved bidirectional converter. 2014 International Conference on Smart Electric Grid (ISEG), 1–8. <https://doi.org/10.1109/ISEG.2014.7005390>
- [55] Meshram, S. (2021). Hydro/PV Hybrid Power System with New Control Strategy to Mitigate the Voltage Disturbances. 2021 International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET), 1–6. <https://doi.org/10.1109/SeFet48154.2021.9375729>
- [56] Golestan, S., Monfared, M., Freijedo, F. D., & Guerrero, J. M. (2014). Performance Improvement of a Prefiltered Synchronous-Reference-Frame PLL by Using a PID-Type Loop Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(7), 3469–3479. <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2282607>
- [57] Ramezani, M., Li, S., & Sun, Y. (2017). Combining droop and direct current vector control for control of parallel inverters in microgrid. *IET Renewable Power Generation*, 11(1), 107–114. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2016.0107>
- [58] Arbolea, P., Diaz, D., Guerrero, J. M., Garcia, P., Briz, F., Gonzalez-Moran, C., & Gomez Aleixandre, J. (2010). An improved control scheme based in droop characteristic for microgrid converters. *Electric Power Systems Research*, 80(10), 1215–1221. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2010.04.003>
- [59] Zheng, L., Zhuang, C., Zhang, J., & Du, X. (2015). An Enhanced Droop Control Scheme for Islanded Microgrids. *International Journal of Control and Automation*, 8(4), 63–74. <https://doi.org/10.14257/ijca.2015.8.4.08>
- [60] Ghiasi, N. S., Hadidi, R., Ghiasi, S. M. S., & Liasi, S. G. (2022). A

- Control Scheme Based on Virtual Impedance and Droop Control to Share Power in an Island Microgrid. 2022 IEEE/IAS 58th Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS), 1–7. <https://doi.org/10.1109/ICPS54075.2022.9773820>
- [61] Micallef, A., Apap, M., Spiteri-Staines, C., & Guerrero, J. M. (2016). Performance comparison for virtual impedance techniques used in droop controlled islanded microgrids. 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 695–700. <https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2016.7526013>
- [62] Li, C., Cao, C., Cao, Y., Kuang, Y., Zeng, L., & Fang, B. (2014). A review of islanding detection methods for microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 35, 211–220. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.04.026>
- [63] Mahat, P., Chen, Z., & Bak-Jensen, B. (2008). Review of islanding detection methods for distributed generation. 2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, October 2015, 2743–2748. <https://doi.org/10.1109/DRPT.2008.4523877>
- [64] Hamdaoui, Y., & Maach, A. (2016). Smart islanding in smart grids. 2016 IEEE Smart Energy Grid Engineering (SEGE), January, 175–180. <https://doi.org/10.1109/SEGE.2016.7589521>
- [65] Fadzil, N. A., Hairi, M. H., Hanaffi, F., Nizam, M., Isira, A. S., Fauzi, M., & Mohamed, P. (2019). A Research of Islanding Detection Method for Distributed Generation: Mechanism, Merits and Demerits. *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering*, 8(12S2), 508–520. <https://doi.org/10.35940/ijitee.L1096.10812S219>
- [66] Kim, M.-S., Haider, R., Cho, G.-J., Kim, C.-H., Won, C.-Y., & Chai, J.-S. (2019). Comprehensive Review of Islanding Detection Methods for Distributed Generation Systems. *Energies*, 12(5), 837. <https://doi.org/10.3390/en12050837>
- [67] Dário, V., Bruno, L., Campanhol, G., & Augusto, S. (2011). Análise Comparativa das Técnicas SPWM e SVM Aplicadas a um Inversor de Tensão Trifásico. 10(1).
- [68] Udakhe, P., Atkar, D., Chiriki, S., & Borghate, V. B. (2016). Comparison of different types of SPWM techniques for three phase seven level cascaded H-Bridge inverter. 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), 1–5. <https://doi.org/10.1109/ICPEICES.2016.7853286>
- [69] Mattos, F. C. (2011). Contribuição Ao Estudo De Um Sistema Solar Fotovoltaico Monofásico De Único Estágio. Universidade Federal de Juiz de Fora.
- [70] Bhattacharjee, T., Jamil, M., & Jana, A. (2018). Design of SPWM based three phase inverter model. 2018 Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSESP), 2018-Janua, 1–6. <https://doi.org/10.1109/ICSESP.2018.8376696>
- [71] Bhattar, C. L., & Chaudhari, M. A. (2021). Energy Management Scheme for

Renewable Energy Source based DC Microgrid with Energy Storage. 2021 5th International Conference on Green Energy and Applications (ICGEA), 97–102. <https://doi.org/10.1109/ICGEA51694.2021.9487610>



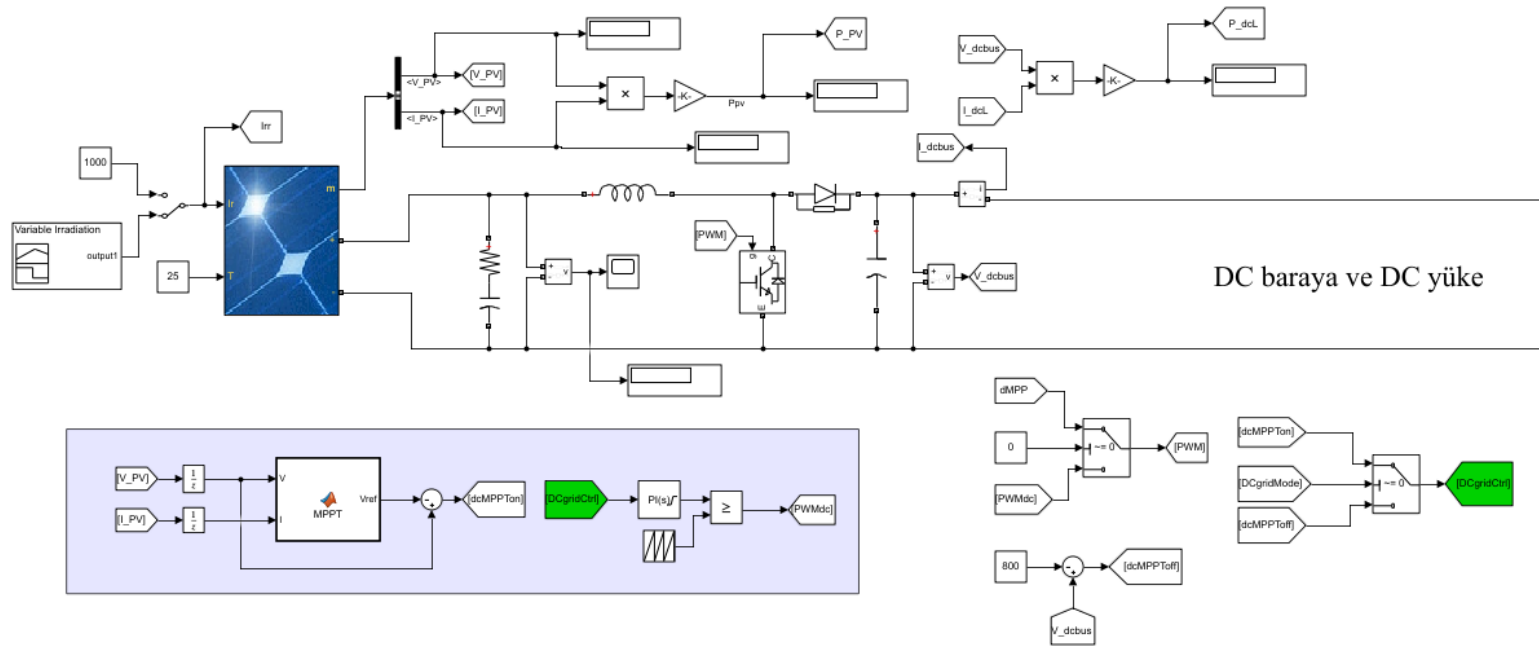




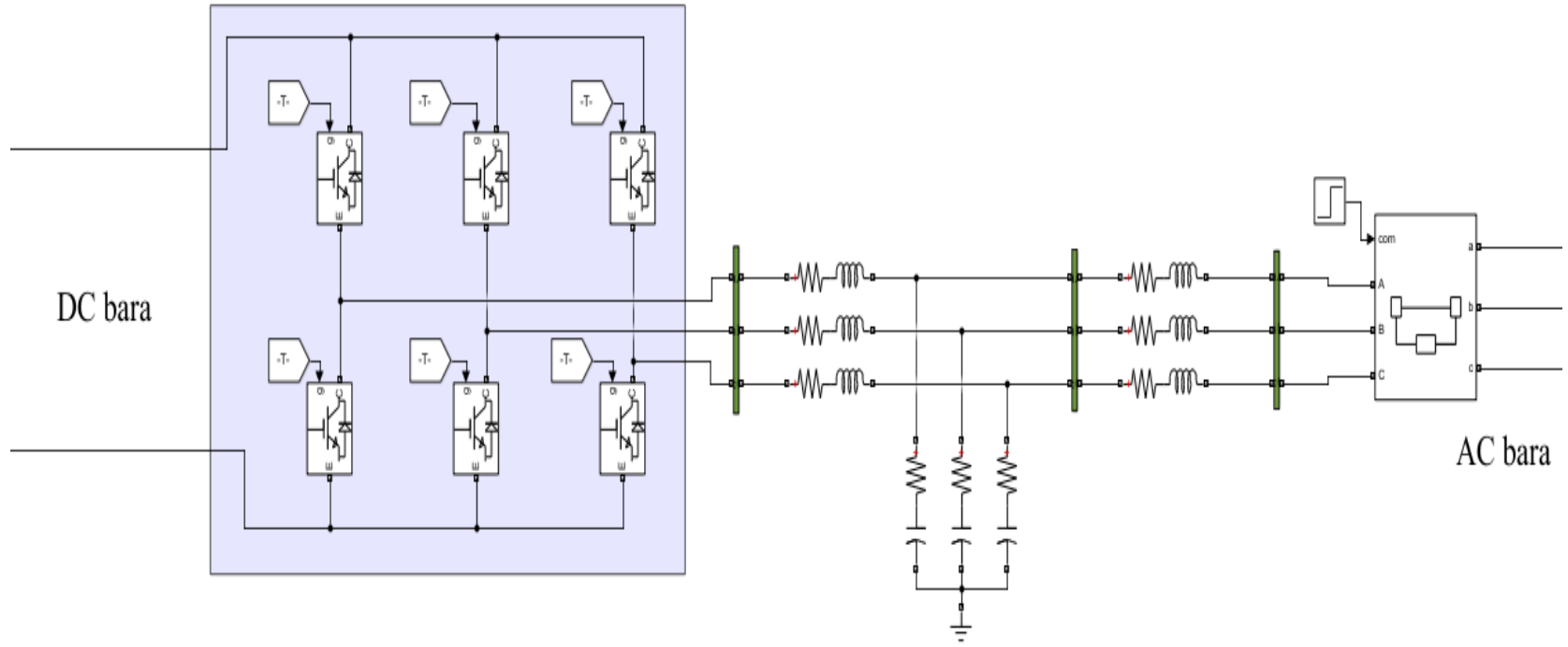
**EKLER**

## EK-1. Mikro şebeke MATLAB/Simulink Modeli

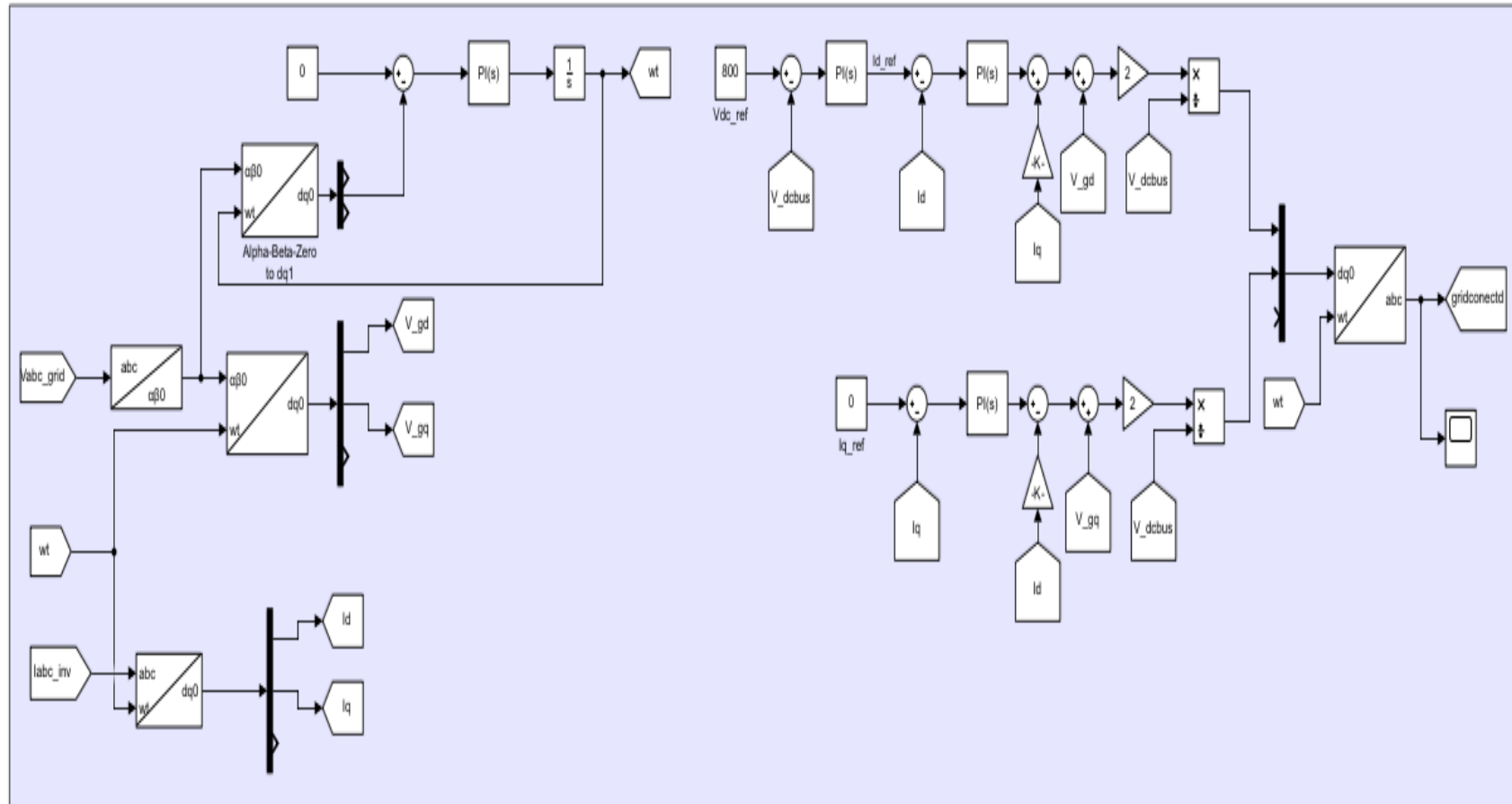
Fotovoltaik sistemin simulink modeli:



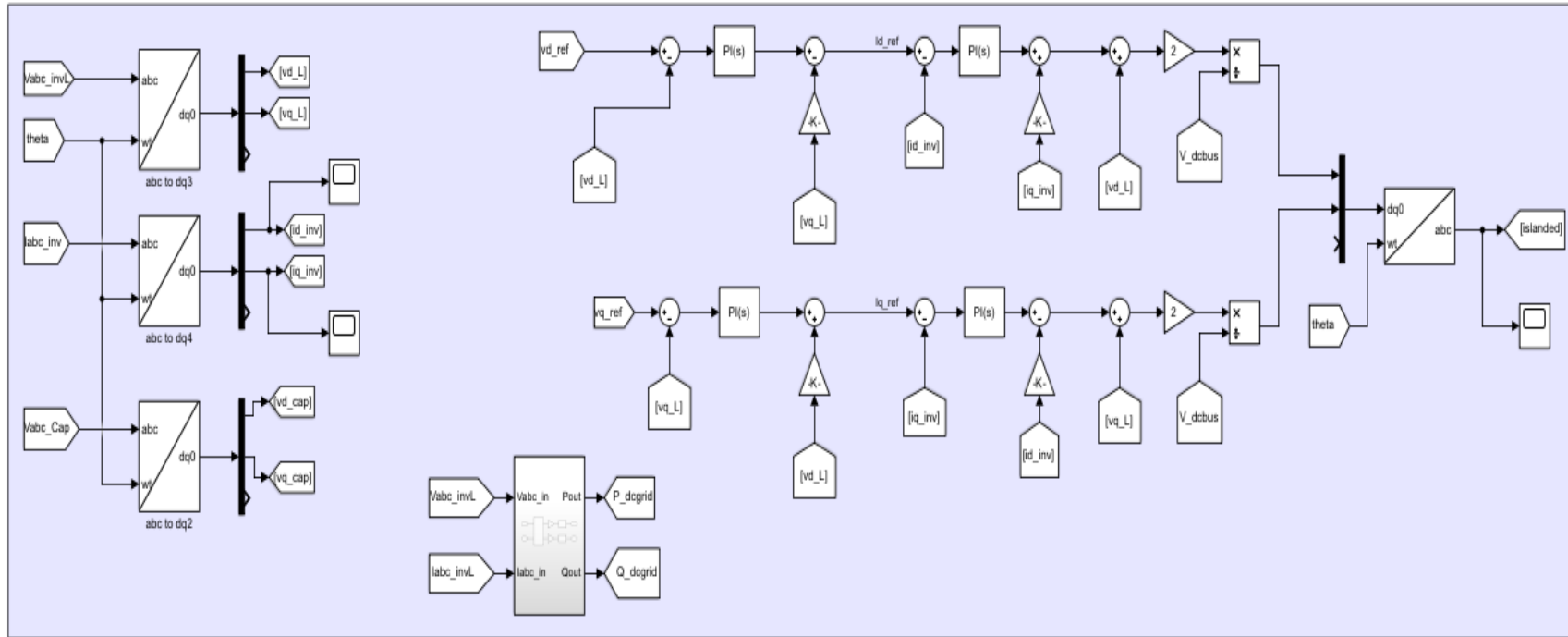
LCL filtresi ile çift yönlü dönüştürücünün ayrıntıları:



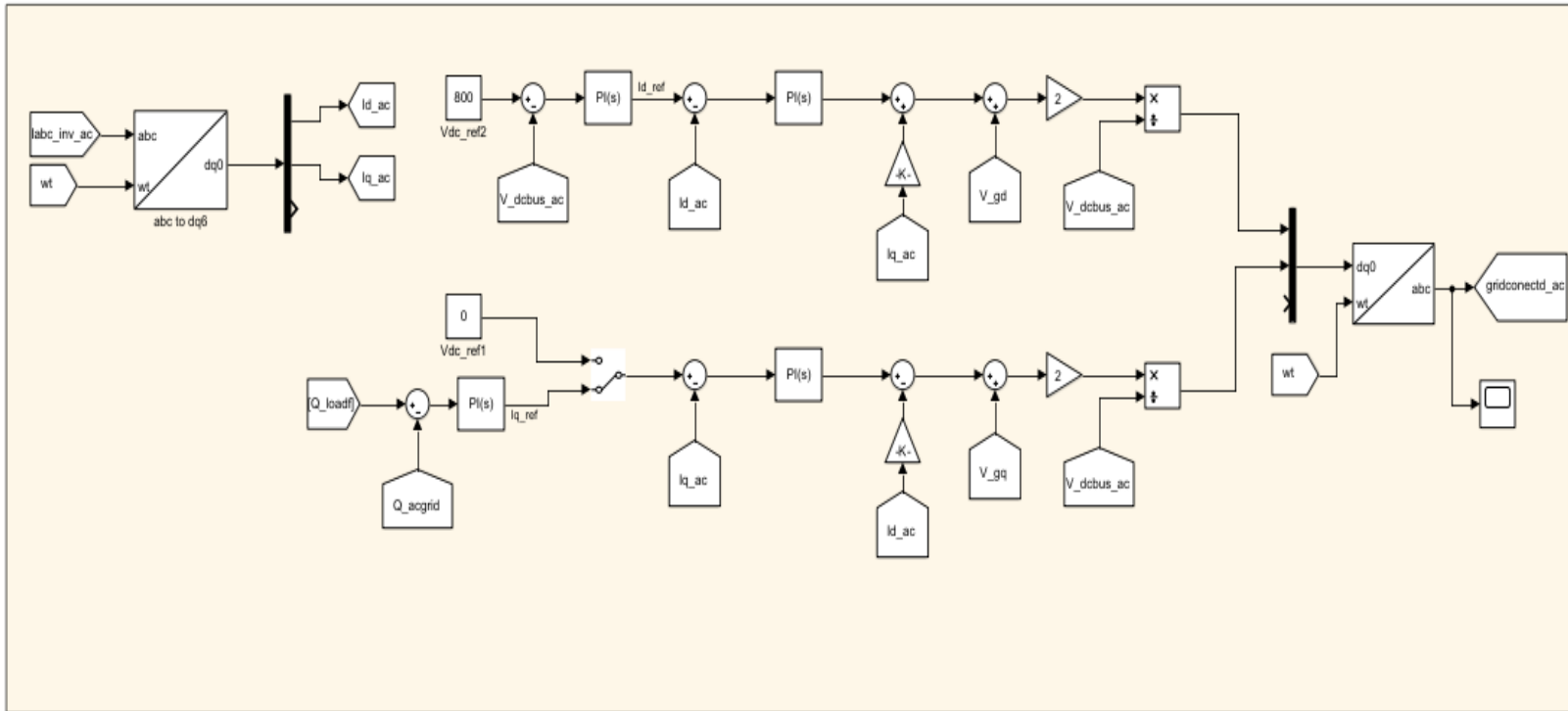
DC mikro şebeke (şebekeye bağlı mod denetleyicisi):



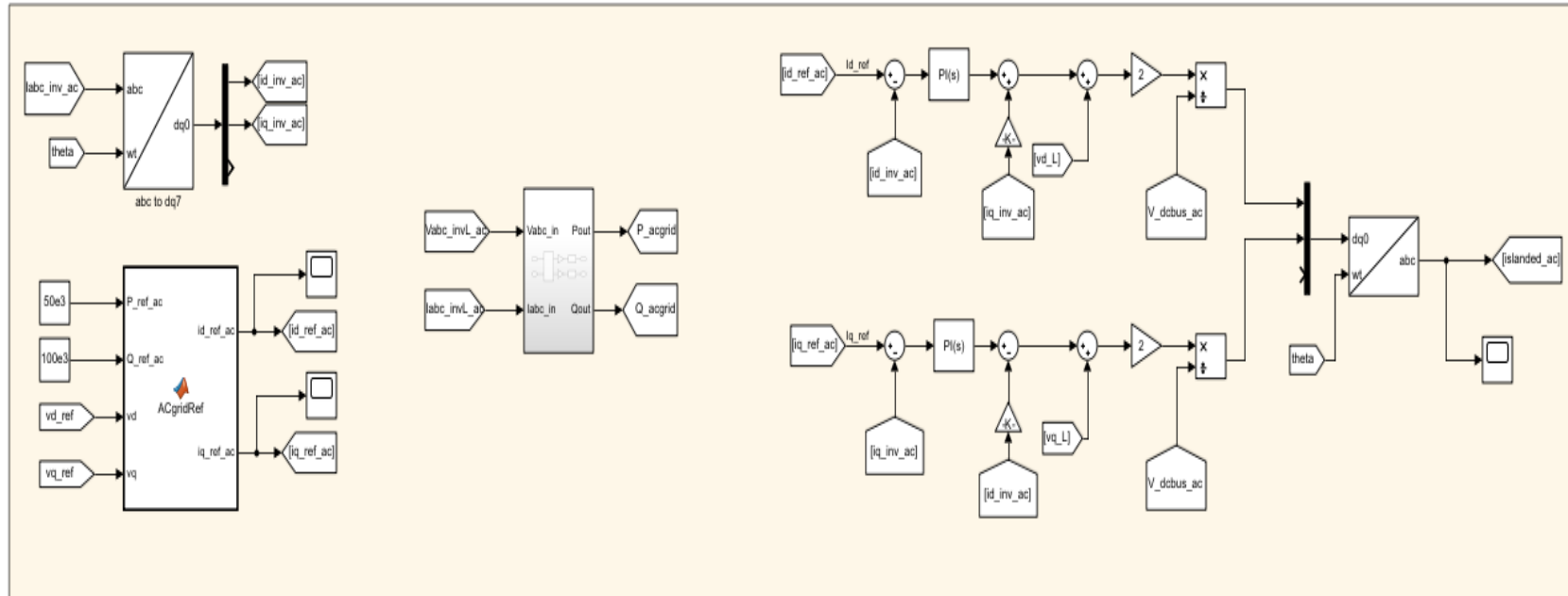
### AC mikro şebeke (şebekeye bağlı mod denetleyicisi):



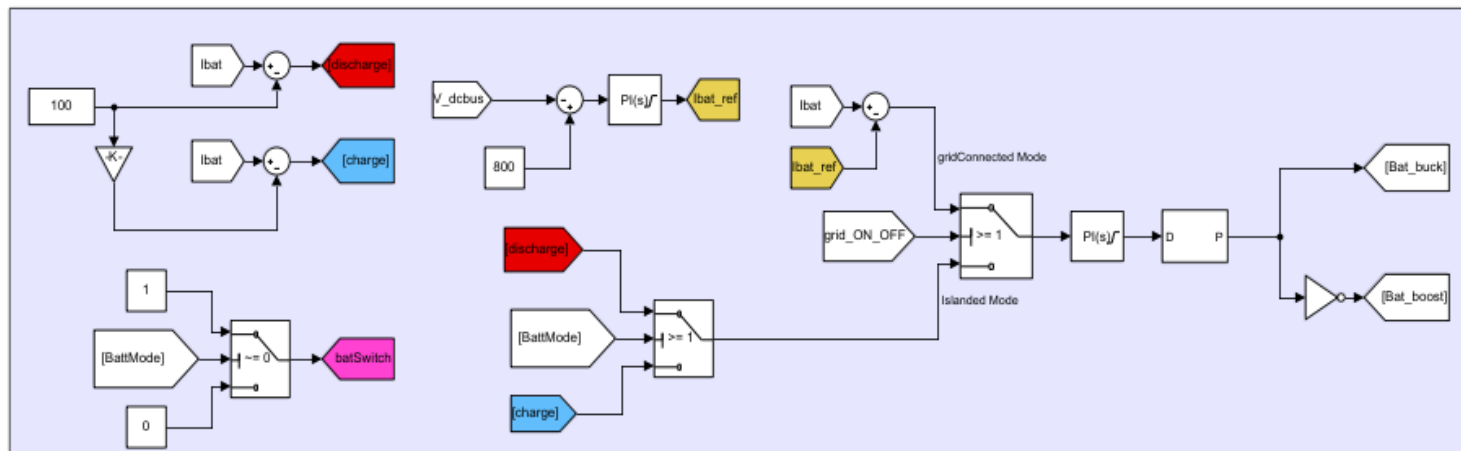
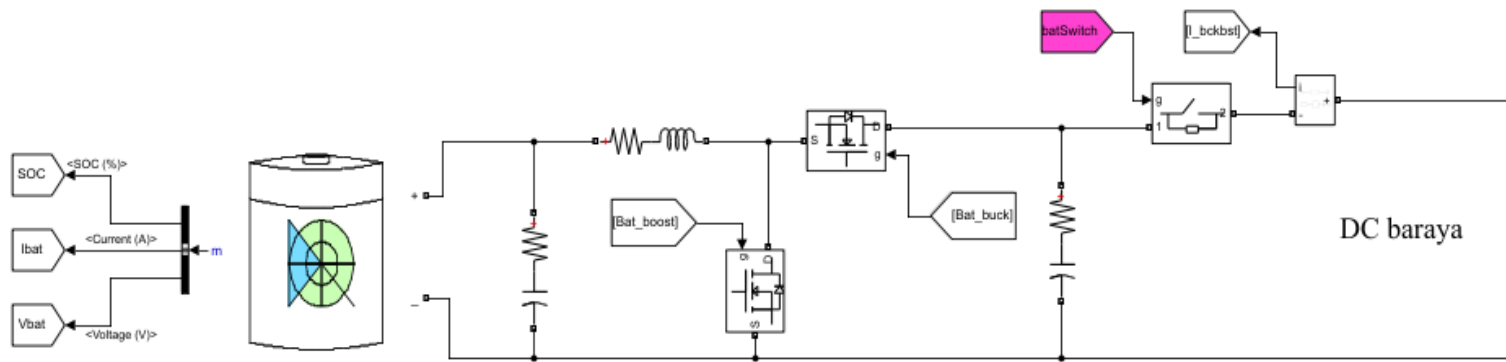
### DC mikro şebekesi (ada modu kontrolörü):



## AC mikro şebekesi (ada modu kontrolörü):

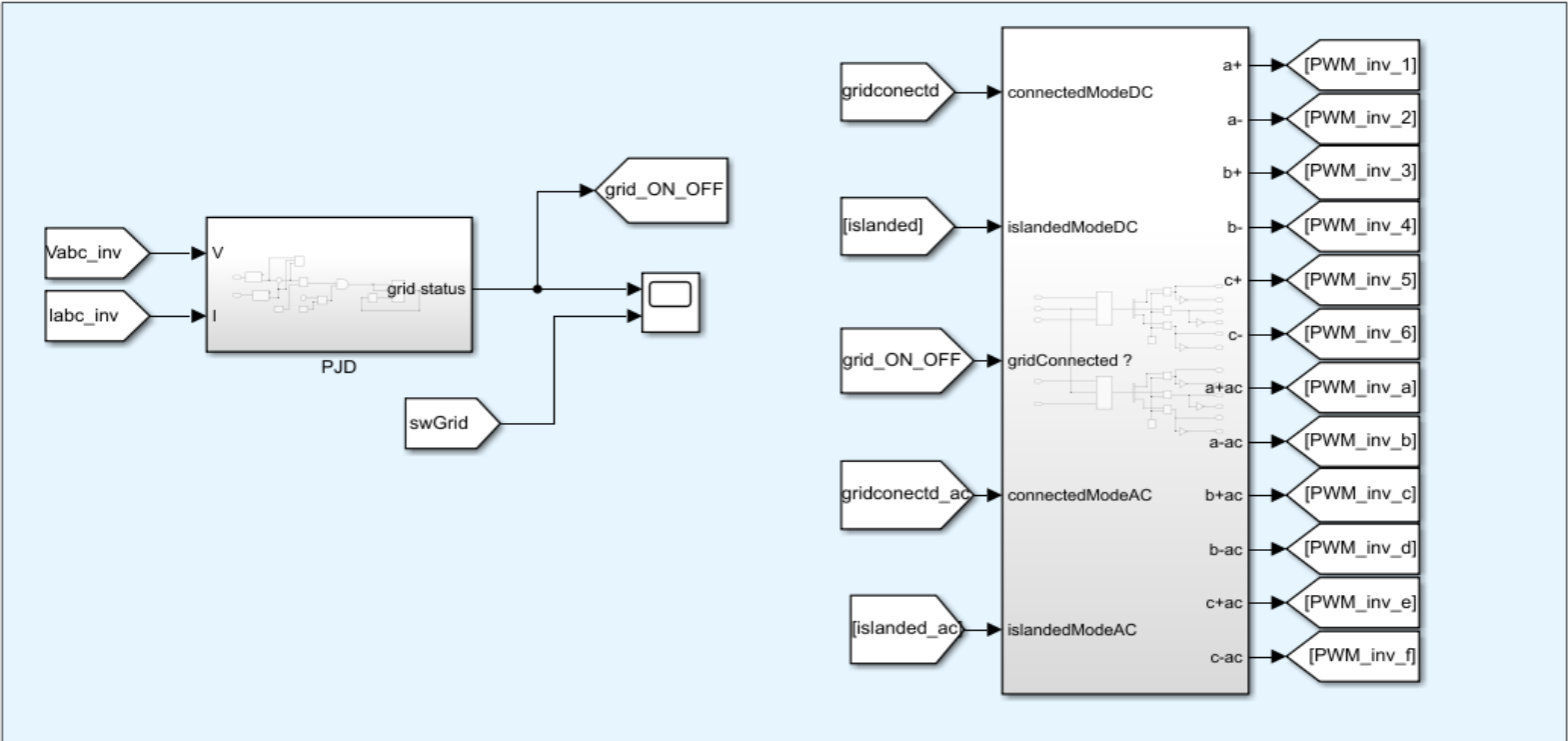


Batarya, Buck-Boost ve batarya kontrol sistemi:

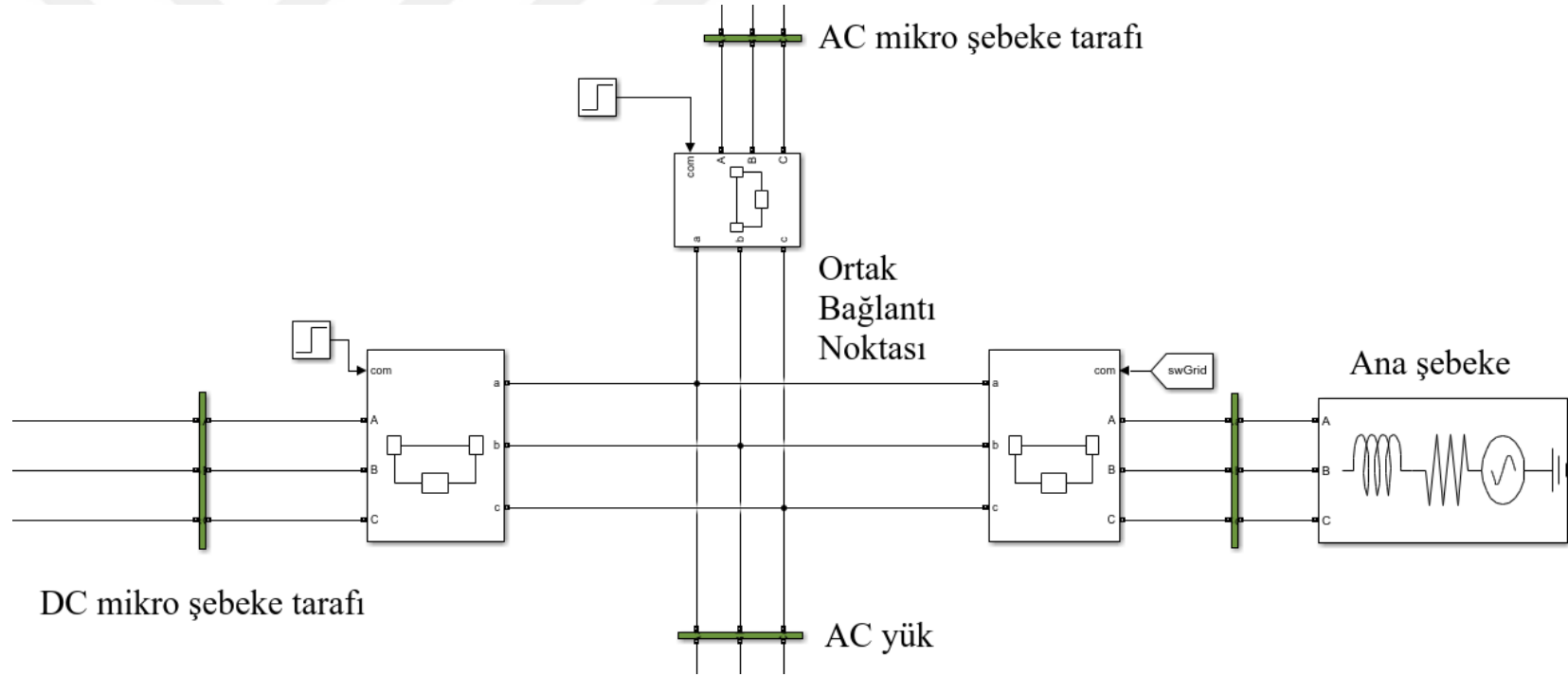




Tetikleme mekanizması modeli:



Mikro şebekenin ortak bağlantı noktasının ayrıntıları:

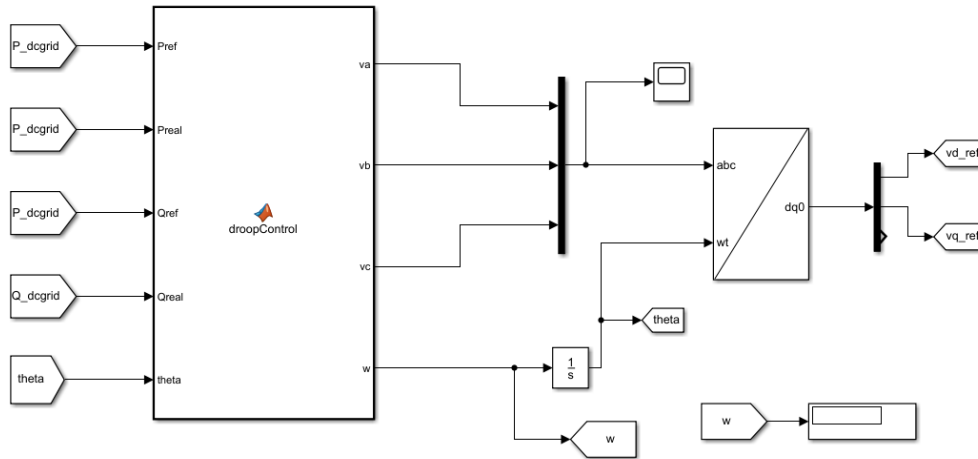


P&O algoritması MATLAB kodu:

```
1 function Vref = MPPT(V,I)
2 Vrefmax = 363;
3 Vrefmin = 0;
4 Vrefinit = 300;
5 deltaVref = 1;
6 persistent Vold Pold Vrefold;
7 if isempty(Vold)
8     Vold = 0;
9     Pold = 0;
10    Vrefold = Vrefinit;
11 end
12 P= V*I;
13 dV = V - Vold;
14 dP = P - Pold;
15 if dP ~= 0
16     if dP < 0
17         if dV < 0
18             Vref = Vrefold + deltaVref
19         else
20             Vref = Vrefold - deltaVref
21         end
22     else
23         if dV < 0
24             Vref = Vrefold - deltaVref
25         else
26             Vref = Vrefold + deltaVref
27         end
28     end
29 else
30     Vref = Vrefold;
31 end
32 if Vref >= Vrefmax || Vref <= Vrefmin
33     Vref = Vrefold;
34 end
35 Vrefold = Vref;
36 Vold = V;
37 Pold = P;
38 end
```

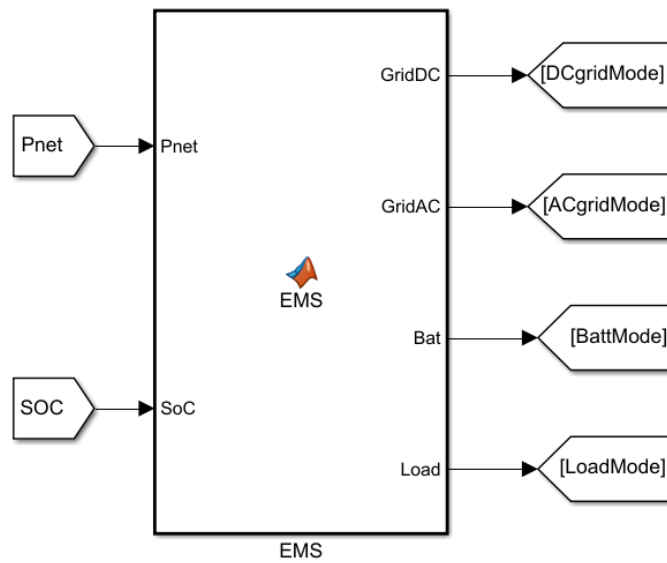
Düşüm kontrolü MATLAB kodu:

```
1 function [va,vb,vc,w]=
2 droopControl(Pref,Preal,Qref,Qreal,theta)
3 wref = 2*pi*50;           % rad/s
4 Vref = 380/sqrt(3);       % voltage (V)
5 deltaw = 0.02*wref;      % 2%
6 deltaV = 0.05*Vref;      % 5%
7 Kw = deltaw/Pref;
8 Kv = deltaV/Qref;
9 w = wref - Kw*(Preal-Pref);
10 E = Vref - Kv*(Qreal-Qref);
11 va = E*sqrt(2)*sin((theta)+ 0);
12 vb = E*sqrt(2)*sin((theta) - 2*pi/3);
13 vc = E*sqrt(2)*sin((theta) + 2*pi/3);
14 end
```



Enerji yönetim sistemi MATLAB kodu:

```
1 function [GridDC,GridAC,Bat,Load] =  
2 EMS(Pnet,SoC)  
3 SoCmin = 20;  
4 SoCmax = 80;  
5 if Pnet >= 0 % Pgenerated >= Pload  
6     if SoC >= SoCmax  
7         GridDC = 0;  
8         GridAC = 0;  
9         Bat = 0;  
10        Load = 1;  
11    else  
12        GridDC = 1;  
13        GridAC = 1;  
14        Bat = -1;  
15        Load = 1;  
16    end  
17 else % Pgenerated < Pload  
18     if SoC > SoCmin  
19         GridDC = 1;  
20         GridAC = 1;  
21         Bat = 1;  
22         Load = 1;  
23     else  
24         GridDC = 1;  
25         GridAC = 1;  
26         Bat = 0;  
27         Load = 0.5;  
28     end  
29 end  
end
```



# ÖZGEÇMİŞ

## Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : MANUEL, Nelson Luis  
Uyruğu :  
Doğum tarihi ve yeri :  
Medeni hali :  
E-posta :

## Eğitim

<u>Derece</u>	<u>Eğitim Kurumu</u>	<u>Mezuniyet Tarihi</u>
Yüksek lisans	Kırıkkale Üniversitesi, Türkiye	2022
Lisans	Instituto Superior Politécnico de Songo, Mozambik	2017

## Yayınlanan Makaleler

1. Manuel, N. L., & İnanç, N. (2022). Sliding Mode Control-Based MPPT and Output Voltage Regulation of a Stand-alone PV System. Power Electronics and Drives, 7(1), 159–173. <https://doi.org/10.2478/pead-2022-0012>
2. Manuel, N. L., İnanç, N., & Erten, M. Y. (2021). Control of mobile robot formations using A-star algorithm and artificial potential fields. Journal of Mechatronics, Electrical Power, and Vehicular Technology, 12(2), 57–67. <https://doi.org/10.14203/j.mev.2021.v12.57-67>

## Diller

1. İngilizce
2. Portekizce
3. Türkçe