



**KAYAN KİPLİ KONTROL YÖNTEMİYLE
ŞEBEKE BAĞLANTILI TEK FAZLI BEŞ SEVİYELİ
NÖTR NOKTA KENETLEMELİ EVİRİCİNİN
MODELLENMESİ**

Muhammet CENGİZ

**Yüksek Lisans Tezi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Turgay DUMAN**

**2023
Her hakkı saklıdır.**



**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**KAYAN KIPLI KONTOL YÖNTEMİYLE ŞEBEKE BAĞLANTILI TEK FAZLI
BEŞ SEVİYELİ NÖTR NOKTA KENETLEMELİ EVİRİCİNİN
MODELLENMESİ**

Muhammet CENGİZ

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Turgay DUMAN

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Erzurum

2023

Her hakkı saklıdır.

ETİK KURALLARA UYGUNLUK BEYANI

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

24 / 11 / 2023

Muhammet CENGİZ

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KAYAN KIPLİ KONTROL YÖNTEMİYLE ŞEBEKE BAĞLANTILI TEK FAZLI BEŞ SEVİYELİ NÖTR NOKTA KENETLEMELİ EVİRİCİNİN MODELLENMESİ

Muhammet CENGİZ

Erzurum Teknik Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Turgay DUMAN

Temiz ve sürdürülebilir enerji sağlayan yenilenebilir enerji sistemlerinin önemi her geçen gün artmaktadır. Yenilenebilir enerji sistemleri içerisinde fotovoltaik sistemler, gelecekteki enerji ihtiyacının önemli bir kısmını karşılayacağı öngörüsüyle öne çıkmaktadır. Fotovoltaik panelden elde edilen doğru akımın (DA) alternatif akıma (AA) dönüştürülerek elektrik şebekesine aktarılmasında eviriciler oldukça önemli görev üstlenmektedir. Şebeke bağlantılı eviricilerin tasarımı hem gerekli şebeke standartlarının sağlanması hem de istenen kontrol hedeflerinin karşılanması bakımından zorlu bir iştir. Bu nedenle, hızlı dinamik tepki, mükemmel referans takibi, parametre değişimlerine karşı sağlamlık, kolay uygulanabilirlik, düşük maliyet gibi kontrol hedefleri ve düşük toplam harmonik bozulma, şebekeye düşük DA aktarımı, düşük sızıntı akımı gibi şebeke standartlarının karşılanması amacıyla, bu tezde, tek faz şebeke bağlantılı H-köprü nötr nokta kenetlemeli eviricinin kayan kipli kontrol yöntemiyle modellenmesi ve analizi sunulmuştur. Kayan kipli kontrol yönteminin ana problemi olan çatırtı etkisi, sınır tabaka yöntemi kullanılarak azaltılmıştır. Çatırtı uygun bir şekilde azaltılırken oransal rezonans kontrolör kullanılarak kayan kipli kontrol yönteminin parametre değişimlerine karşı sağlamlık özelliği korunmuştur. Ayrıca, filtre parametrelerinin sistem üzerindeki etkisini incelemek için ölçülen şebeke akımı ile referans şebeke akımı arasında bir transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Dahası, önerilen kontrol yöntemi LCL filtrede oluşan rezonans problemini doğal olarak sönmölmektedir. Son olarak, sızıntı akımını azaltmak için simetrik LCL filtre ve özel bir modülasyon tekniği kullanılmıştır. Şebeke bağlantılı H-köprü nötr nokta kenetlemeli evirici önerilen kontrol yöntemiyle birlikte MATLAB/Simulink® programında modellenmiş olup kararlı durum, geçici durum, parametre değişimlerine karşı sağlamlık ve sızıntı akımı analizleri incelenmiştir. Benzetim sonuçları, kontrol hedeflerinin ve şebeke standartlarının sağlandığını doğrulamaktadır.

2023, 76 Sayfa

Anahtar Kelimeler: Şebeke bağlantılı evirici, kayan kipli kontrol, çok seviyeli eviriciler, oransal rezonans kontrol, sızıntı akımı, LCL filtre

ABSTRACT

MS. Thesis

MODELLING OF GRID-CONNECTED SINGLE-PHASE FIVE LEVEL NEUTRAL POINT CLAMPED INVERTER WITH SLIDING MODE CONTROL METHOD

Muhammet CENGİZ

Erzurum Technical University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical Electronic Engineering

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Turgay DUMAN

The importance of renewable energy systems that provide clean and sustainable energy is increasing day by day. Photovoltaic systems stand out among renewable energy systems since it is predicted that they will meet a considerable amount of future energy needs. Inverters play an important role in converting the direct current (DC) obtained from the photovoltaic panel into alternating current (AC) and transferring it to the electricity grid. The design of grid-connected inverters is a challenging task both in terms of meeting the required grid standards and the desired control objectives. Therefore, in order to meet control objectives such as fast dynamic response, excellent reference tracking, robustness against parameter variations, easy applicability, low cost, and grid standards such as low total harmonic distortion, low DC transfer to the grid, and low leakage current, this thesis presents the modeling and analysis of a single-phase grid-connected H-bridge neutral point clamped inverter using sliding mode control. The chattering effect, which is the main problem of the sliding mode control method, is reduced by using the boundary layer method. The robustness of the sliding mode control approach against parameter variations is maintained by utilizing a proportional resonant controller while chattering is appropriately controlled. In addition, a transfer function between the measured grid current and the reference grid current was obtained to analyze the effect of the filter parameters on the system. Moreover, the proposed control method naturally dampens the resonance problem in the LCL filter. Finally, a symmetrical LCL filter and a special modulation technique are used to reduce the leakage current. The grid-connected H-bridge neutral point clamped inverter is modeled in MATLAB/Simulink® with the proposed control method, and steady state, transient, robustness to parameter variations, and leakage current analyses are investigated. The results of the simulation demonstrate that the control objectives and grid standards are achieved.

2023, 76 pages

Keywords: Grid-connected inverter, sliding mode control, multilevel inverters, proportional resonance control, leakage current, LCL filter

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca bilgi ve deneyimi ile kariyer hedeflerimi gerçekleştirmeme katkı sağlayan, her türlü problemimde sabır ve hoşgörüyle yanımda olan değerli danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Turgay DUMAN’a teşekkürlerimi sunarım.

Bugünlere gelmemdeki en büyük destekçim olan kıymetli aileme teşekkür eder, sevgi ve minnetimi sunarım.

Muhammet CENGİZ
Kasım 2023

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ÖZETLERİ	5
3. MATERYAL ve YÖNTEM	12
3.1. Çok Seviyeli Evirici Topolojileri	12
3.1.1. Nötr nokta kenetlemeli ÇSE topolojisi	13
3.1.2. Kondansatör kenetlemeli ÇSE topolojisi	16
3.1.3. Kaskat H-köprü ÇSE topolojisi.....	18
3.2. Çok Seviyeli Eviricilerin Modülasyon Teknikleri	19
3.2.1. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu	21
3.2.2. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu	24
3.2.3. Seçmeli harmonik eleme darbe genişlik modülasyonu	26
3.3. Şebeke Bağlantılı Fotovoltaik Eviriciler	27
3.3.1. Fotovoltaik evirici mimarisi	27
3.3.2. Güç işleme aşamalarının sayısı	29
3.3.3. Transformatörlü ve transformatörsüz eviriciler	30
3.4. Sistem Modeli ve Kayan Kipli Kontrol Yöntemi	31
3.4.1. Sistem modeli.....	31
3.4.2. Kayan kipli kontrol yöntemi	33
3.5. Kayan Kipli Kontrol Varlık Koşulu ve Kararlılık Analizi.....	37
3.6. Sınır Tabaka Yöntemi	42
3.6.1. Sınır tabaka kalınlığının belirlenmesi	44
3.7. Kondansatör Gerilim Referansının Üretilmesi.....	47
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA	52

4.1. Tek Faz Şebeke Bağlantılı HNNK Eviricinin MATLAB/Simulink® Ortamında Modellenmesi.....	52
4.1.1. Şebeke bağlantılı HNNK eviricinin kararlı durum analizi.....	54
4.1.2. Şebeke bağlantılı HNNK eviricinin geçici durum analizi	59
4.2. Parametre Değişimlerine Karşı Sağlamlık Analizi	61
4.3. Kayan Kipli Kontrol Yönteminin Çatırtı Analizi	64
4.4. Şebeke Akımının Toplam Harmonik Bozulmuş Analizi.....	64
4.5. Şebeke Bağlantılı HNNK Eviricinin Sızıntı Akımı Analizi	65
5. SONUÇ ve ÖNERİLER.....	69
KAYNAKLAR	71



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
ω	Rezonans frekansı
$B(t)$	Sınır tabaka
ω_c	Kesim frekansı
C_f	Filtre kondansatörü
C_{fv}	Parazitik kondansatör
D	Görev döngüsü
$d(t)$	Bozucu terim
f_{sw}	Anahtarlama frekansı
f_s	Şebeke frekansı
i_e	Evirici akımı
i_s	Şebeke akımı
i_s^*	Şebeke akım referansı
K	Anahtarlama kontrol kazancı
K_p	Oransal kazanç
K_r	Rezonans kazancı
L_e	Evirici tarafı endüktans
L_s	Şebeke tarafı endüktans
m	Modülasyon faktörü
$S(x)$	Kayan yüzey fonksiyonu
T	Periyot
T_s	Örnekleme zamanı
u_{eq}	Eşdeğer kontrol sinyali
u_{sw}	Anahtarlama kontrol sinyali
v_c	Kondansatör gerilimi
v_c^*	Kondansatör gerilim referansı
V_{cm}	Ortak mod gerilimi
V_{da}	Doğru akım kaynağı
V_p	Taşıyıcı sinyal genliği
v_s	Şebeke gerilimi

x_1	Kondansatör gerilim hatası
ε	Sınır tabaka genişliği
λ	Kayma katsayısı
π	Pi sayısı
ϕ	Sınır tabaka kalınlığı

Kısaltmalar

AA	Alternatif akım
APOD	Alternatif karşılıklı faz yerleştirme
ÇSE	Çok seviyeli evirici
DA	Doğru akım
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
FFT	Hızlı Fourier dönüşümü
FK-SDGM	Faz kaydırmalı sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu
FV	Fotovoltaik
HNNK	H-köprü nötr nokta kenetlemeli
IEA	Uluslararası enerji ajansı
IGBT	İzole kapılı bipolar transistör
IRENA	Uluslararası yenilenebilir enerji ajansı
KHK	Kaskat H-köprü
KK	Kondansatör kenetlemeli
KKK	Kayan kipli kontrol
LTK	Lyapunov tabanlı kontrol
MGNT	Maksimum güç noktası takibi
MOSFET	Metal oksit yarı-iletken alan etkili transistör
MÖK	Model öngörülü kontrol
NNK	Nötr nokta kenetlemeli
PD	Faz yerleştirme
POD	Karşılıklı faz yerleştirme
PR	Oransal rezonans
SDGM	Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu
SHE-DGM	Seçmeli harmonik eleme darbe genişlik modülasyonu

SK-SDGM	Seviye kaydırmalı sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu
THB	Toplam harmonik bozulum
UV-DGM	Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu
YE	Yenilenebilir enerji



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Küresel toplam enerji üretiminin kaynak bazında dağılımı.....	1
Şekil 1.2. Toplam elektrik enerji üretiminin kaynak bazında dağılımı.....	2
Şekil 1.3. Türkiye'nin yıllara göre güneş enerjisi kurulu güç değişimi.....	3
Şekil 1.4. Şebeke bağlantılı bir FV sistemin genel yapısı.....	3
Şekil 3.1. NNK çok seviyeli evirici, (a) 3-seviye, (b) 5-seviye	14
Şekil 3.2. H-köprü nötr nokta kenetlemeli evirici.....	15
Şekil 3.3. KK çok seviyeli evirici, (a) 3-seviye, (b) 5-seviye	17
Şekil 3.4. KHK evirici yapısı, (a) H-köprü, (b) 5-seviye KHK evirici.....	18
Şekil 3.5. Darbe genişlik modülasyon tekniği	20
Şekil 3.6. DGM tekniklerinin sınıflandırılması	20
Şekil 3.7. FK-SDGM tekniği, (a) Blok diyagram, (b) Referans sinyal ile taşıyıcı sinyaller	22
Şekil 3.8. SK-SDGM teknikleri, (a) PD, (b) APOD, (c) POD	23
Şekil 3.9. Modifiye PD tekniği için referans ve taşıyıcı sinyaller	24
Şekil 3.10. UV-SDGM tekniğine ait vektör diyagramı	25
Şekil 3.11. 5-seviye evirici çıkış dalga şekli.....	26
Şekil 3.12. FV evirici mimarisi (a) AA modül evirici, (b) DA modül konvertör, (c) Dizi evirici, (d) Çoklu dizi evirici, (e) Merkezi evirici.....	27
Şekil 3.13. Güç işleme aşamaları, (a) Tek aşamalı güç işleme, (b) İki aşamalı güç işleme	29
Şekil 3.14. Transformatörlü eviriciler, (a) Hat frekanslı transformatörlü (HFT) evirici, (b) Evirici içine gömülü yüksek frekanslı transformatörlü (YFT) evirici, (c) DA-DA dönüştürücü içine gömülü YFT evirici.	30
Şekil 3.15. Şebekeye bağlı tez faz HNNK evirici.....	32
Şekil 3.16. Kayan kipli kontrolün grafiksel açıklaması.....	34
Şekil 3.17. Sınır tabaka yöntemi içinde kontrol sinyali	37
Şekil 3.18. Sınır tabaka yöntemi	43
Şekil 3.19. DGM ile anahtarlama sinyallerinin oluşturulması.....	44
Şekil 3.20. İdeal ve ideal olmayan PR kontrolörlerin genlik ve faz tepkileri.....	488
Şekil 3.21. Şebeke akım hatasının genlik tepkisi.....	511

Şekil 4.1. Önerilen kontrol yöntemiyle birlikte tek faz şebeke bağlantılı HNNK eviricinin MATLAB/Simulink® modeli.....	52
Şekil 4.2. PR kontrol ve KKK yöntemlerine ait blok şema	53
Şekil 4.3. Evirici çıkış gerilimi	54
Şekil 4.4. Evirici modülasyon sinyali	55
Şekil 4.5. V_{da} , V_{c1} ve V_{c2} gerilimlerinin kararlı durum sonuçları	55
Şekil 4.6. Kararlı durumda şebeke gerilimi ve akımı	56
Şekil 4.7. Kondansatör gerilimi ile şebeke akımının referans ve ölçülen değerleri, (a) v_c ve v_c^* , (b) i_s ve i_s^*	57
Şekil 4.8. Şebeke akımına ait hata sinyali.....	58
Şekil 4.9. Evirici anahtarlama frekansı	58
Şekil 4.10. Şebeke akım referansında 15 A'den 30 A'e bir değişiklik için şebeke akımının dinamik tepkisi	59
Şekil 4.11. Şebeke akım referansında 15 A'den 30 A'e bir değişiklik için şebeke gerilimi ve akımı	59
Şekil 4.12. $\lambda=30.000$ değeri için şebeke akım referansının 15 A'den 30 A'e yükseltildiği durumda, şebeke akımının dinamik tepkisi.....	60
Şekil 4.13. Evirici giriş geriliminde 400 V'dan 500 V' a bir değişim için DA ve AA taraftaki değişkenlere ait sonuçlar	60
Şekil 4.14. Evirici tarafındaki farklı endüktans değerleri ile $H(s)$ 'nin genlik tepkisi.....	62
Şekil 4.15. Şebeke tarafındaki farklı endüktans değerleri ile $H(s)$ 'nin genlik tepkisi	63
Şekil 4.16. Filtre bileşenlerinin değerlerinde %15 ve %25'lik bir değişim ile $H(s)$ 'nin genlik tepkisi	63
Şekil 4.17. Çatırtı azaltma.....	64
Şekil 4.18. Şebeke akımının THB sonucu	65
Şekil 4.19. Modülasyon teknikleri, (a) Modifiye SKDGM, (b) Özel SKDGM.....	66
Şekil 4.20. Modifiye SKDGM için V_{aN} , V_{bN} , V_{cm} , V_{Cfv} ve $i_{sızıntı}$ sonuçları.....	67
Şekil 4.21. Özel SKDGM için V_{aN} , V_{bN} , V_{cm} , V_{Cfv} ve $i_{sızıntı}$ sonuçları	68

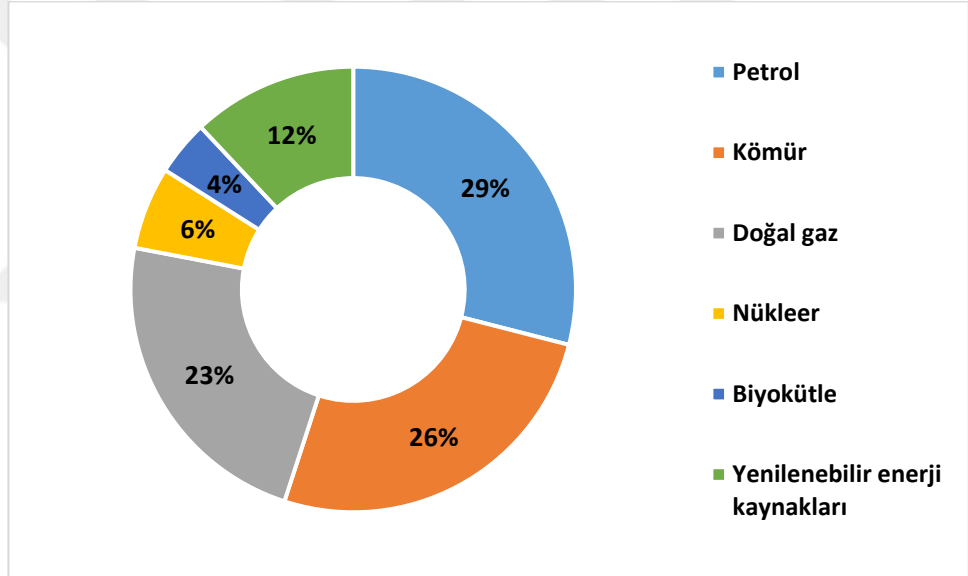
ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. HNNK eviricinin anahtar durumları.....	15
Çizelge 4.1. Sistem ve kontrol parametreleri.....	53



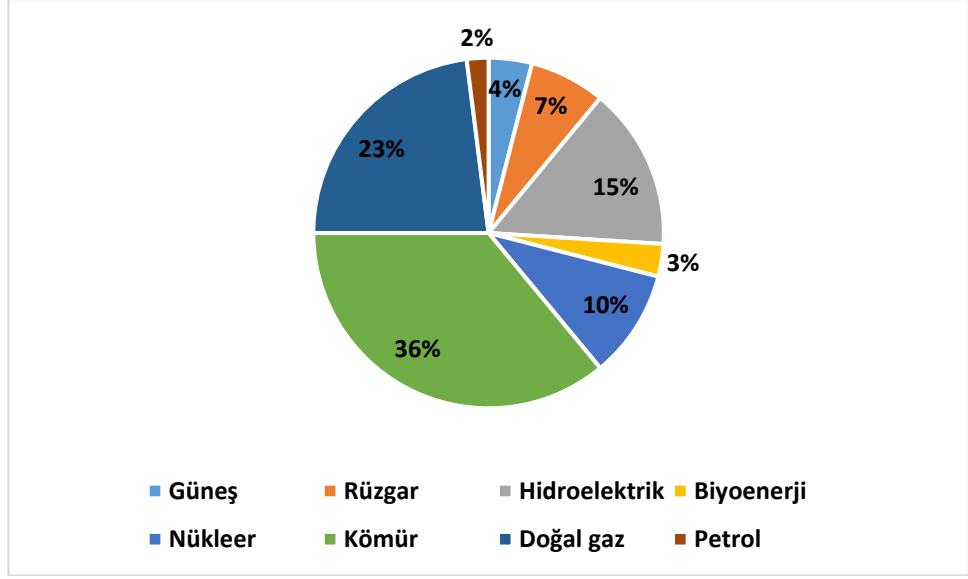
1. GİRİŞ

Dünyadaki artan nüfus, bilimsel ve teknolojik gelişmelerin paralelinde insanlık tarafından elde edilen daha yüksek yaşam standardı ile birleşerek küresel enerji talebinin her geçen gün artmasına yol açmaktadır. Bu artan talep, fosil yakıt kaynaklarına (petrol, kömür vb.) dayalı enerji üretimine olan bağıllığı da beraberinde getirmektedir. 2021 yılı verilerine göre, Şekil 1.1’de gösterildiği üzere küresel toplam enerji üretiminin yaklaşık %78’i petrol, kömür ve doğal gaz gibi fosil yakıtlardan; yaklaşık %6’sı nükleer kaynaklardan; yaklaşık %4’ü biyokütle (odun, gübre vb.) kaynaklarının geleneksel kullanımından ve geri kalan kısmı ise güneş, rüzgâr ve su gibi yenilenebilir kaynaklardan elde edilmektedir (Anonymous 2022).



Şekil 1.1. Küresel toplam enerji üretiminin kaynak bazında dağılımı

Diğer taraftan, elektrik enerjisi toplam küresel enerji tüketiminin yaklaşık %20’sini oluşturur ve verimliliği nedeniyle enerji sektöründe önemli bir yere sahiptir. Ancak, elektrik enerjisinin büyük çoğunluğu da fosil kaynaklardan sağlanmaktadır. 2021 yılı verilerine göre, Şekil 1.2’de gösterildiği üzere toplam elektrik enerjisi üretiminin yaklaşık %61’i fosil yakıtlardan, yaklaşık %29’u yenilenebilir kaynaklardan ve geri kalan kısmı ise nükleer kaynaklardan elde edilmektedir (Anonymous 2022).

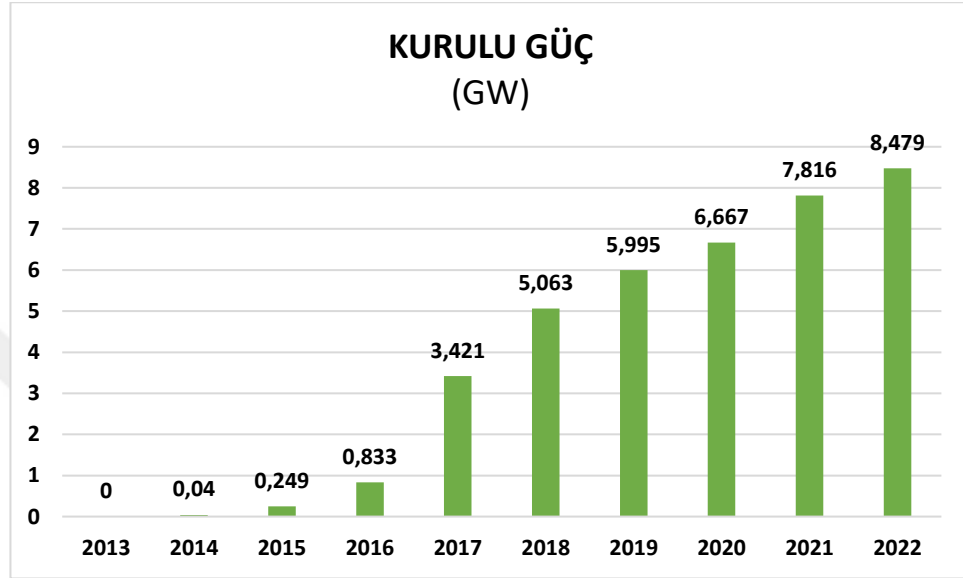


Şekil 1.2. Toplam elektrik enerji üretiminin kaynak bazında dağılımı

İstatistiksel verilerden de açıkça görüldüğü üzere, enerji üretiminin büyük çoğunluğu fosil yakıtlardan sağlanmaktadır. Ancak, fosil yakıtlar sınırlı rezerve sahip olup yeniden oluşması oldukça uzun zaman almaktadır. Enerji Enstitüsü'nün 2023 Dünya Enerji İstatistikleri çalışmasına göre, mevcut üretim oranlarına dayanarak kömür rezervlerinin 139 yıl, doğal gaz rezervlerinin yaklaşık 49 yıl ve petrol rezervlerinin ise yaklaşık 54 yıl sonra tükeneceği öngörülmektedir (Anonymous 2023a). Fosil yakıt kaynaklarının sınırlı olmasının yanı sıra çevreye verdikleri zararlar da göz önünde bulundurulduğunda, enerji arz güvenliğini günümüz toplumunun önemli bir endişe kaynağı olmaktadır. Bu yüzden, güneş ve rüzgâr gibi doğal enerji kaynaklarının kullanımıyla temiz ve sürdürülebilir elektrik enerji üreten yenilenebilir enerji (YE) sistemleri gelecekte önemli bir çözüm ve teknoloji sağlayıcısı olarak görülmektedir (Blaabjerg et al. 2017). YE sistemleri içerisinde, güneş enerjisini elektrik enerjisine dönüştüren fotovoltaik (FV) sistemler, geniş yeryüzü alanında güneş ışığının bol olması nedeniyle gelecekteki elektrik enerjisi üretimi için oldukça umut vadeden bir kaynak olarak kabul edilmektedir (Mohamed Hariri et al. 2020). Uluslararası Yenilenebilir Enerji Ajansının (IRENA) verilerine göre, dünyadaki toplam FV sistem gücü 2013 yılında yaklaşık 137 GW seviyesinden 2022 yılında 1.055 GW seviyesine yükselerek önemli bir büyüme kaydetmiştir (Anonymous 2023b). Türkiye'nin FV sistem gücü, bu büyüme süreci içerisinde Şekil 1.3'te görüldüğü gibi yaklaşık 9 GW seviyesine yükselerek toplam kurulu gücü içerisinde %8,35'lik bir paya sahip olmuştur (Anonim 2022). Ayrıca, Uluslararası Enerji Ajansının (IEA) 2022 Dünya Enerji Görünümü raporuna göre,

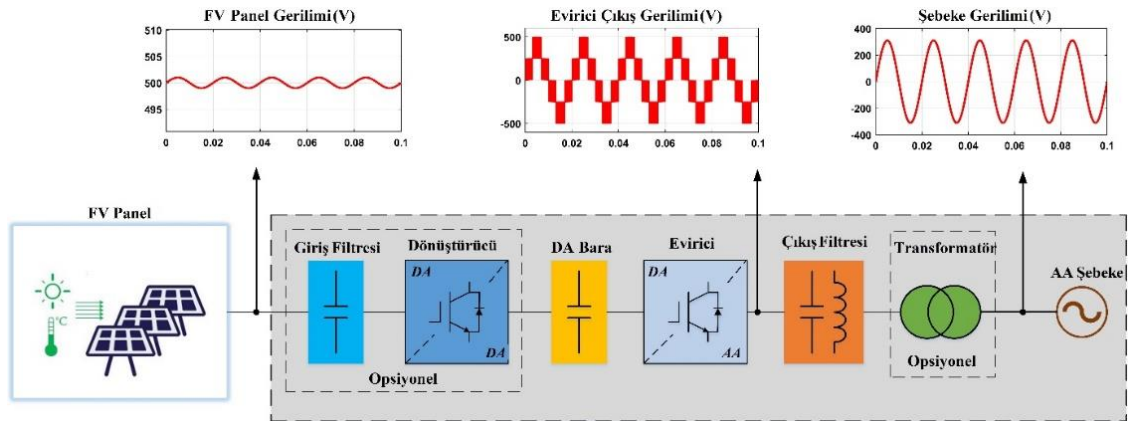
1. GİRİŞ

dünyadaki toplam FV sistem kapasitesinin 2050 yılına kadar yaklaşık 11.065 GW seviyesine ulaşması ve böylece YE sistemleri içinde en büyük paya sahip olması öngörülmektedir (Anonymous 2022). Bu büyüme ve öngörünün arka planında FV panel üretim maliyetlerinin düşmesi, temiz ve sürdürülebilir enerjiye duyulan ihtiyaç ve hükümet politikaları gibi faktörler sıralanabilir (Kouro et al. 2015).



Şekil 1.3. Türkiye'nin yıllara göre güneş enerjisi kurulu güç değişimi

FV panellerden elde edilen elektrik enerjisi, depolanarak kullanılabilir; ancak, elektrik dağıtım ağının bir parçası olarak FV sistemlerin şebekeye bağlanması daha yaygın ve verimli bir yöntemdir. Şebeke bağlantılı bir FV sistemin genel yapısı Şekil 1.4'te gösterilmiştir.



Şekil 1.4. Şebeke bağlantılı bir FV sistemin genel yapısı

Şekil 1.4'ten açıkça görüldüğü üzere, bir FV paneli şebekeye bağlayabilmek için dönüştürücü, evirici, transformatör ve filtre gibi bileşenler kullanılmaktadır. Burada, transformatörün kullanılıp kullanılmaması, sistemde tercih edilen evirici topolojisi ve anahtarlama tekniğine bağlı olarak değişebilmektedir (Kouro et al. 2015). Kullanımı isteğe bağlı olan diğer bir bileşen ise DA-DA dönüştürücüdür. Diğer taraftan, FV paneller DA üretir. Üretilen bu gücün AA'ya dönüştürülerek şebekeye aktarılması eviriciler sayesinde gerçekleştirilmektedir. Bu nedenle, eviriciler şebeke bağlantılı FV sistemlerin en önemli bileşenlerinden biridir. Önemli olan diğer bir bileşen ise çıkış filtresidir. Darbe genişlik modülasyonu (DGM) teknikleri ile modüle edilen eviricilerin çıkış dalga formları, anahtarlama harmonik bileşenleri içerir (Ruan et al. 2018). Bu nedenle, şebekeye harmonik bozulum olmadan sinüzoidal bir akım sağlamak için, eviricilerin bir filtre aracılığıyla şebekeye bağlanması gerekmektedir.

Eviriciler, iki seviyeli ve çok seviyeli olmak üzere iki ana başlık altında değerlendirilebilir. Geleneksel 2 seviye eviriciler, uygun maliyetli ve basit bir yapıya sahip olmalarına rağmen, çıkış dalga formlarında yüksek toplam harmonik bozulum (THB) oluşması ve dolayısıyla büyük boyutlu çıkış filtresi gerektirmesi gibi bazı dezavantajlar ortaya çıkmaktadır. Geleneksel 2 seviyeli eviricilere kıyasla, çok seviyeli eviriciler (ÇSE) ilerleyen bölümlerde bahsedilen birçok avantajı sayesinde FV sistem uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir.

Bu tezin geri kalanı şu şekilde yapılandırılmıştır: Bölüm 2, şebeke bağlantılı ve şebekeden bağımsız eviricilerin kontrolüne ilişkin literatürde rapor edilen çalışmalara özel bir bakış sunar. Bölüm 3, çok seviyeli evirici topolojileri, modülasyon teknikleri, fotovoltaiik evirici mimarisi ve önerilen kontrol yönteminin tasarımıyla ilgi ayrıntılı bilgiler içermektedir. Bölüm 4'te önerilen kontrol yönteminin performansını doğrulamak için benzetim sonuçları sunulmakta ve analiz edilmektedir. Son olarak, Bölüm 5'te bu tezin genel bir değerlendirmesi öneriler eşliğinde sunulmaktadır.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

FV sistemler genel olarak şebeke bağlantılı ve şebekeden bağımsız olmak üzere iki grupta sınıflandırılabilir. Şebekeden bağımsız FV sistemler, üretilen elektrik enerjisinin depolanarak kullanımını gerektiren güç sistemleridir. Şebeke bağlantılı FV sistemler ise elektrik iletim ve dağıtım şebekesiyle paralel çalışabilen merkezi olmayan (dağıtık) güç sistemleridir (Mohamed Hariri et al. 2020). Şebeke bağlantılı FV sistemler, şebekeyle paralel çalışma durumlarından dolayı akü grupları gibi ilave depolama birimlerine ihtiyaç duymazlar ki bu da sistemin maliyeti, bakımı ve yeniden kurulumu üzerinde olumlu yönde katkı sağlamaktadır (Sefa and Altin 2009). Ayrıca, kurulu FV sistem kapasitesinin yaklaşık %99'u şebeke bağlantılı sistemler tarafından oluşmaktadır (Kouro et al. 2015). Şebeke bağlantılı FV sistemlerinin yaygın kullanılması, elektrik şebekesinin güç kalitesini sağlamak için belirli standart ve gereksinimleri de beraberinde getirmektedir. Güç kalitesi tek tek harmonik seviyeleri, toplam harmonik bozulum seviyesi ve güç faktörü gibi konularla ilgilidir (Sefa and Altin 2009). Bu nedenle, elektrik şebekesine şebeke gerilimiyle aynı fazda sinüzoidal bir akım aktarılması ve bu akımın THB değerinin %5'i geçmemesi gerekmektedir (Kouro et al. 2015; Obi and Bass 2016). Belirli standartlar ve gereksinimler doğrultusunda FV sistemlerin elektrik şebekesine bağlanabilmesi için güç elektroniği önemli bir teknoloji sağlayıcısı olarak öne çıkmaktadır (Blaabjerg et al. 2017). Güç elektroniği aygıtları içerisinde DA gücü belirli bir frekans ve genlikte AA güce dönüştüren eviriciler, şebeke bağlantılı FV sistemlerde önemli bir rol üstlenmektedir (Rashid 2017). Ancak, düşük maliyet, yüksek verimlilik, güvenilirlik, modüler yapı, hataya dayanıklı çalışma ve küçük boyut gibi bazı ölçütlerin hepsini veya bir kaçını karşılaması gereken şebeke bağlantılı evirici sistemlerinin tasarımı zorlu bir konudur (Kjaer et al. 2005). Son yıllarda, çok seviyeli eviriciler, geleneksel iki seviye eviricilere kıyasla pek çok avantajı nedeniyle FV sistemlerde sıklıkla kullanılmaktadır (Nyamathulla et al. 2023).

Çok seviyeli eviriciler genel olarak, nötr nokta kenetlemeli Nabae et al. (1981), kondansatör kenetlemeli Meynard and Foch (1992) ve kaskat H-köprü (Peng et al. 1996) olmak üzere 3 ana başlıkta değerlendirilebilir. Bu topolojiler arasında nötr nokta kenetlemeli evirici, şebeke bağlantılı sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadır (Sebaaly et al. 2016a; Ozdemir et al. 2018). Diğer taraftan, sistem maliyetini azaltmak,

evirici verimini yükseltmek, güç kalitesini iyileştirmek, filtre boyutunu küçültmek ve zorlu şebeke standartlarını yerine getirebilmek için geleneksel çok seviyeli evirici topolojileri referans alınarak yeni evirici topolojileri geliştirilmiştir. Bu topolojiler arasında H5, H6, HERIC ve H-köprü nötr nokta kenetlemeli (HNNK) gibi bazı çok seviyeli eviriciler bulunmaktadır (Kouro et al. 2015; Kabalcı 2020). ABB tarafından tanıtılan HNNK çok seviyeli evirici, tek faz bağlantılı 8 kW anma gücünde PSV 300-TL adı altında ticari kabul görmüş bir topolojidir (Karraker et al. 2011). Bu topoloji, düşük THB, DA bara tarafında düşük gerilim gereksinimi, gerilim artırma kabiliyeti ve transformatörsüz çalışma gibi bazı avantajları sayesinde çatı üstü FV sistemler için verimli bir topoloji olarak kabul edilmektedir (Kouro et al. 2015; Kabalcı 2020).

Şebeke bağlantılı sistemlerde evirici topolojisi önemli bir rol oynasa da, hızlı dinamik tepki, oldukça düşük kararlı durum hatası, şebeke akımında düşük harmonik bozulma, parametre değişimlerine dayanıklılık ve kolay uygulanabilirlik gibi bazı kontrol hedeflerinin karşılanması için uygun bir kontrol yöntemine ihtiyaç duyulmaktadır (Ozdemir et al. 2022). Bu kontrol hedeflerini karşılamak için literatürde doğrusal ve doğrusal olmayan çeşitli kontrol yöntemleri sunulmuştur (Zeb et al. 2018). Doğrusal kontrol yöntemleri, teori ve pratikte basit olmalarına rağmen, parametre değişimleri, belirsizlikler ve güç dönüştürücülerinin doğası gereği doğrusal olmama durumları altında tatmin edici bir performans sergileyemezler (Komurcugil et al. 2023). Doğrusal olmayan kontrol yöntemleri, doğrusal kontrol yöntemlerinin eksiklikleri ile başa çıkabilmeleri ve dinamik tepkilerinin oldukça hızlı olması nedeniyle güç dönüştürücüler için etkili bir çözüm sunmaktadır. Son 10 yılda, şebeke bağlantılı eviriciler üzerinde kayan kipli kontrol (Hao et al. 2012; Komurcugil et al. 2015; Sebaaly et al. 2016b; Bayhan and Komurcugil 2019; Ozdemir et al. 2018, 2022), model öngörülü kontrol (MÖK) (Rojas et al. 2017; Sebaaly et al. 2020) ve Lyapunov tabanlı kontrol (LTK) (Sefa et al. 2017) gibi doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinin performansı geniş çapta incelenmiştir. Bu doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinin, teorik ve pratik kontrol karmaşıklığı, parametre değişimlerine karşı dayanıklılık, anahtarlama frekansı, sabit durum hatası, dinamik tepki, anahtarlama yöntemi ve kontrol kararlılığı ile ilgili kendi avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. MÖK ve LTK yöntemlerinin her ikisinin de güç dönüştürücüsünün matematiksel modeline ihtiyaç duymaları ve büyük çoğunlukla sistem parametre değişimlerine karşı duyarlı olmaları bir dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır.

(Komurcugil et al. 2023). Diğer taraftan, KKK yöntemi dönüştürücü matematiksel modeline dayanmaması, kolay uygulanabilirlik, parametre değişimlerine karşı dayanıklılık ve hızlı dinamik tepki gibi avantajları nedeniyle güç dönüştürücüleri için uygun ve etkili bir aday olarak öne çıkmaktadır (Abrishamifar et al. 2011; Komurcugil et al. 2015). Ancak, KKK yönteminin ana dezavantajı değişken ve yüksek anahtarlama frekansı ve ilave güç kayıpları ile sonuçlan bir çatırtı (chattering) problemine sahip olmasıdır (Slotine et al. 1991; Utkin et al. 2017). Çatırtı, KKK yönteminin uygulanmasının önündeki en önemli sorunlardan biridir ve bu sorunu azaltmak için literatürde çeşitli yöntemler sunulmuştur (Komurcugil et al. 2021). Aşağıda, güç eviricileri üzerinde uygulanmış KKK yöntemi ve bu yöntemin performansı ile alakalı çeşitli literatür çalışmaları özetlenmiştir.

Kim (2006), yaptığı çalışmada, tek faz şebeke bağlantılı 2-seviye evirici akım kontrolü için kayan kipli kontrol yöntemi önermiştir. Eşdeğer kontrol sinyali ve anahtarlar kontrol sinyalinden oluşturulan kontrol girişi, darbe genişlik modülatörüne uygulanarak eviricinin sabit anahtarlama frekansında çalışmasına olanak sağlanmıştır. Bu çalışmada, şebeke tarafındaki endüktans değeri 2,5 mH'den 5 mH'ye değiştirilerek PI öngörülmesi kontrol ile önerilen KKK yöntemlerinin şebeke akımındaki takip performansları karşılaştırılmıştır. Önerilen kontrol yönteminin, parametre değişimlerine karşı daha dayanıklı olduğu ve şebeke akım referansının iyi bir şekilde takip edildiği gözlemlenmiştir. Ancak, kontrol girişinde eşdeğer kontrol sinyalinin kullanılması, önerilen kontrol yöntemini de sistem parametrelerine karşı duyarlı hale getirmektedir. Ayrıca, KKK yönteminin ana problemi olan çatırtıyı azaltmak için herhangi bir yöntemin bu çalışmada rapor edilmediğini belirtmekte fayda var.

Abrishamifar et al. (2011), tek faz tek kutuplu (unipolar) bir eviricinin çıkış gerilimini KKK yöntemi kullanarak kontrol etmişlerdir. Doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında çıkış gerilimindeki toplam harmonik bozulma değerleri sırasıyla % 0,78 ve % 1,6 olarak ölçülmüştür. Her iki yük altında da, uluslararası standartlara uygun düşük THB değerine sahip sinüzoidal çıkış gerilimi elde edilmiştir. Bu çalışmada, çatırtıyı azaltmak için sınır tabaka yöntemi kullanılmıştır. Süreksiz anahtarlama kontrol sinyali dar bir sınır tabaka içinde yumuşatılarak çatırtı azaltılmıştır. Daha sonra elde edilen yumuşatılmış sinyal, darbe genişlik modülatörüne uygulanarak eviricinin sabit bir

anahtarlama frekansında çalışması sağlanır. Ancak, sınır tabaka kalınlığının değeri filtre parametrelerine bağlı olduğundan, çıkış geriliminde kararlı durum hatası oluşmakta ve ayrıca kontrolün, parametre değişimlerine karşı dayanıklılığı azalmaktadır.

Hao et al. (2012), yaptıkları çalışmada, tek faz şebeke bağlantılı 2-seviye evirici akım kontrolü için çoklu rezonans kayan yüzeyli KKK yöntemi önermişlerdir. Şebeke akımındaki kararlı durum hatasını sıfırlamak ve THB değerini etkili bir şekilde azaltmak için kayan yüzey fonksiyonuna çoklu rezonans terimleri eklenmiştir. Eklenen rezonans terimlerinin şebeke akımındaki kararlı durum hatasını başarılı bir şekilde ortadan kaldırdığı deneysel sonuçlarla desteklenmiştir. Ayrıca, şebeke akımında % 0,76'lık THB değeri elde edilerek, iyi bir harmonik zayıflama performansı sağlanmıştır. Bu çalışmada, kontrol girişi üç farklı bölümden oluşacak şekilde tasarlanmıştır: doğrusal, doğrusal olmayan ve eşdeğer. Ancak, eşdeğer kısmın, filtre parametrelerine bağlı olması nedeniyle sistemin parametre değişimlerine karşı dayanıklılığı azalmaktadır. Ayrıca, yazarlar, çatırtıyı azaltmak için Gao'nun ulaşma yasasını kullanmışlardır. Ancak, bu uygulamanın performansı ile ilgili herhangi bir sonuç rapor edilmemiştir.

Komurcuğil et al. (2015), tek faz şebeke bağlantılı 2-seviye evirici için çift bant histerezis tabanlı KKK yöntemi önermişleridir. Önerilen yöntemde, kayan yüzey fonksiyonu kondansatör gerilimi ve şebeke akımına göre oluşturulmuştur. Böylece, kondansatör ve şebeke gerilimleri ve şebeke akımını ölçmek için 3 adet sensör kullanılarak pratik uygulama basitleştirilmiştir. Çift bant histerezis, çatırtıyı azaltmak ve anahtarlama frekansını sabitlemek için kullanılmıştır. Ancak, anahtarlama frekansı halen değişkendir ve çatırtı kısmen azaltılabilmektedir. Ayrıca, kondansatör gerilim referansının endüktans değerine bağlı olarak üretilmesi, parametre değişimlerine karşı dayanıklılığı azaltmakta ve kararlı durum hatasına neden olmaktadır. Şebeke akımındaki THB değeri, benzetim ve deneysel ortamda sırasıyla %1,08 ve %1,4 olarak ölçülmüştür. Son olarak, önerilen kontrol yönteminin hızlı dinamik tepki, şebeke akımında düşük THB ve referans takibi gibi konularda mükemmel performans sergilediği deneysel sonuçlarla desteklenmiştir.

Sebaaly et al. (2016b), üç faz şebeke bağlantılı 3-seviye nötr nokta kenetlemeli bir eviricinin şebeke akımını KKK yöntemi kullanarak kontrol etmişlerdir. Yazarlar, önerilen

kontrol yönteminin performansını daha iyi incelemek için çeşitli testler uygulayarak geleneksel PI kontrol ile karşılaştırma yapmışlardır. DA bara gerilimi, şebeke gerilimi ve şebeke akımına ani değişimler uygulandığında, KKK yönteminin bozucu etkilere karşı daha iyi performans sergilediği deneysel sonuçlarla kanıtlanmıştır. Ayrıca, şebeke akımındaki THB değeri, uluslararası standartlarda belirtilen sınırları karşılayacak şekilde %2,6 olarak ölçülmüştür. Bu çalışmada, çatırtıyı azaltmak için Gao'nun ulaşma yasasını kullanılmıştır. Ancak, çatırtının azaltılma performansı ile alakalı herhangi bir sonuç rapor edilmemiştir. Dahası, tasarımda kullanılan kontrol girişinin filtre değerine bağlı olması, sistemin parametre değişimlerine karşı dayanıklılığı azaltmaktadır.

Pichan and Rastegar (2017), üç faz şebekeden bağımsız 4 bacaklı bir eviricinin çıkış gerilimini kontrol etmek için sabit frekanslı bir KKK yöntemi önermişlerdir. Doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında çıkış gerilimindeki toplam harmonik bozulma değerleri sırasıyla % 0,4 ve % 1,2 olarak ölçülmüştür. Eşdeğer ve süreksiz anahtarlama sinyalinin birleşiminden oluşturulan kontrol girişi, SDGM modülatörüne uygulanarak anahtarların sürülmesi için kullanılan sabit frekanslı anahtarlama sinyalleri elde edilmiştir. Filtre parametrelerine bağlı olan eşdeğer kontrol sinyalinin kullanılması, kontrolün parametre değişimlerine karşı dayanıklılığını azaltmaktadır. Ancak, uygun bir kazançta sahip süreksiz anahtarlama sinyalinin eşdeğer kontrol sinyaliyle birlikte kullanılması, parametre değişimlerin etkisini ortadan kaldırabilir. Bu nedenle, yazarlar, filtre parametrelerinde (endüktans, kondansatör ve direnç) değişiklikler uygulayarak kontrol sisteminin sağlamlık performansını başarılı bir şekilde elde etmişlerdir. Bu çalışmada, çatırtı, anahtarlama kontrol sinyalinin kazancı mümkün olduğunca küçük seçilerek azaltılmıştır.

Ozdemir et al. (2018), üç faz şebeke bağlantılı 2 bacaklı nötr nokta kenetlemeli eviricinin şebeke akımını çift bant histerezis tabanlı KKK ve PR kontrol yöntemlerini kullanarak kontrol etmişlerdir. Bu çalışmada, kayan yüzey fonksiyonu evirici akım hatası ve kondansatör gerilim hatası kullanılarak oluşturulmuştur. Evirici akımı ve kondansatör gerilimi referans değerleri birbirine kaskat bağlı 2 adet PR kontrolör vasıtasıyla filtre parametreleri ve türev işleminden yararlanılmadan elde edilmiştir. Birinci PR kontrolör girişine şebeke akım hatası uygulanarak evirici akım referansı, ikinci PR kontrolör girişine de evirici akım hatası uygulanarak kondansatör gerilim referansı üretilmiştir.

Böylece, evirici akımı, kondansatör gerilimi ve sıfır kararlı durum hatasıyla şebeke akımının kontrolü sağlanmıştır. Ayrıca, önerilen kontrol yönteminin hızlı bir geçici cevaba sahip olduğu benzetim sonuçlarıyla kanıtlanmıştır. Dahası, şebeke akımındaki THB değeri 10A ve 20A referans değerleri için sırasıyla %1,01 ve %0,51 olarak ölçülmüştür. Son olarak, çift bant histerezis yöntemi kullanıldığı için sabit bir anahtarlama frekansı elde edilememiş ve çatırtı kısmen azaltılmıştır.

Altin et al. (2018), üç faz şebeke bağlantılı 2-seviye bir eviricinin şebeke akım kontrolü için doğal çerçevede (abc) gerçekleştirilen KKK yöntemi önermişlerdir. Bu çalışmada, kayan yüzey fonksiyonu şebeke akım hatası ve kondansatör gerilim hatasına bağlı olarak oluşturulmuştur. Yazarlar, sistemde kullanılan sensör sayısını azaltmak için, a ve b fazlarını ölçerek, c fazını bu iki fazın değerlerinden belirlemişlerdir. Bu durum, c fazı için kondansatör gerilimi ve şebeke akımı ölçülmesi ihtiyacını ortadan kaldırmıştır. Böylece, 3 faz için toplam 4 adet sensör kullanılmıştır. Ayrıca, kondansatör gerilim referansı, şebeke akımında sıfır kararlı durum hatasını garanti eden PR kontrolör kullanılarak üretilmiştir. Böylece, filtre parametrelerine karşı dayanıklılık da artırılmıştır. Ancak, çatırtı ve zamanla değişen anahtarlama frekansının oluşması önlenememiştir.

Bayhan and Komurcugil (2019), tek faz yarı empedans kaynaklı bir evirici için sabit frekanslı KKK yöntemi önermişlerdir. Bu çalışmada, kayan yüzey fonksiyonu, kondansatör gerilim hatası ve türevinden oluşturulmuştur. Kondansatör gerilim referansı, PR kontrolör kullanılarak üretildiği için şebeke akımında sıfır kararlı durum hatası elde edilmiştir. Ayrıca, PR kontrolörün kullanılması, şebeke gerilimi ölçülmesi ihtiyacını ortadan kaldırdığı için toplam 2 adet sensör kullanılmıştır. Önerilen kontrol yöntemin hızlı bir dinamik tepkiye sahip olduğu deneysel sonuçlarla desteklenmiştir. Şebeke akımındaki THB bozulma değeri uluslararası standartlara uygun olarak %2,1 ölçülmüştür. Yazarlar, çatırtı problemini azaltmak için sınır tabaka yöntemini kullanmışlardır. Bu nedenle, çatırtı ve zamanla değişen anahtarlama frekansı başarılı bir şekilde önlenmiştir. Son olarak, parametre değişimlerine karşı herhangi bir sağlamlık analizi bu çalışmada rapor edilmemiştir.

Ozdemir et al. (2022), üç faz şebeke bağlantılı 3-seviye nötr nokta kenetlemeli bir evirici için üstün burulma algoritması tabanlı kayan kipli kontrol yöntemi önermişlerdir.

Kontrol girişi, kayan yüzeyin sürekli zaman fonksiyonu ve kayan yüzeyin integralinden oluşturulmuştur. Kontrol girişlerinin filtre parametrelerine bağımlı olmaması önerilen kontrol yönteminin parametre değişimlerine karşı sağlamlığını artırmıştır. Ayrıca, çatırtı problemi uygun bir şekilde azaltılmış ve sabit anahtarlama frekansı elde edilmiştir. Yazarlar, kontrol girişindeki alfa (α) katsayısını ayarlayarak çatırtının azaltıldığını modülasyon sinyali üzerinden kanıtlamışlardır. Dahası, çatırtı azaltılırken kayan kipli kontrol yönteminin sağlamlık özelliği korunmuştur. Şebeke akımındaki toplam harmonik bozulma değeri deneysel ortamda %2 olarak ölçülmüştür. Son olarak, önerilen kontrol yönteminin hızlı dinamik tepkiye sahip olduğu ve düşük THB ile şebeke akımının kontrolünü sağladığı deneysel sonuçlarla desteklenmiştir.

Rayane et al. (2023), tek faz şebeke bağlantılı bir evirici için faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyon tabanlı kayan kipli kontrol yöntemi önermişlerdir. Eviricinin ortalama modeline dayalı faz kaydırmalı DGM tekniği, yüksek kararlı durum performansı ve düşük harmonik akım elde etmek için kullanılmıştır. Ayrıca, yüksek dinamik tepki ve bozucu etkilere karşı sağlamlık elde etmek için kontrol sinyali kayan kipli kontrolör ile oluşturulmuştur. Bu çalışmada takip hatasını azaltmak için kayan yüzey fonksiyonuna hatanın integrali eklenmiştir. Ancak, takip hatası tamamen ortadan kaldırılamamıştır. Diğer taraftan, kontrol girişine eşdeğer kontrol sinyalinin dahil edilmesi ve ortalama çıkış geriliminin filtre endüktans değerine bağlı olarak üretilmesi parametre değişimlerine karşı dayanıklılığı azaltmaktadır. Ayrıca, kontrol girişlerin ve referans değerinin üretilmesinde türev operatörü kullanılmıştır. Şebeke akımındaki THB değeri benzetim ve deneysel ortamlarda sırasıyla %2,03 ve %2,4 olarak ölçülmüştür. Yazarlar, önerilen kontrol yönteminin hızlı dinamik tepki ve iyi bir kararlı durum performansı sergilediğini benzetim ve deneysel sonuçlarla desteklemiştir.

Yazarın bildiği kadarıyla, literatürde şebeke bağlantılı H-köprü nötr nokta kenetlemeli evirici için böyle kapsamlı bir çalışma rapor edilmemiştir. Ayrıca, sınır tabaka tabanlı kayan kipli kontrol yöntemi ilk kez bu çalışmada tek faz şebeke bağlantılı HNNK eviriciye uygulanmıştır. Bu nedenle, bu tez çalışmasının literatüre önemli katkılar sunacağı düşünülmektedir.

3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1. Çok Seviyeli Evirici Topolojileri

Günümüzde yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler ve yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımındaki artan talep doğrultusunda çok seviyeli eviriciler, güç endüstrisinde ilgi odağı olmaktadır. Çok seviyeli eviriciler; enerji depolama sistemleri, yüksek güçlü uygulamalar, elektrikli araç sistemleri ve özellikle yenilenebilir enerji sistemleri gibi çeşitli alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır (Barros et al. 2022). ÇSE'lerin ana amacı, IGBT, MOSFET, diyot gibi güç yarı iletkenleri kullanarak DA kaynaktan, belirli bir frekans ve genliğe sahip AA voltajı üretmektir. Seviye sayısına bağlı olarak 3 veya daha fazla seviyeye sahip eviriciler, çok seviyeli evirici topolojisinde değerlendirilebilir. Geleneksel 2-seviye eviriciler, yüksek frekanslarda yüksek anahtarlama kayıplarına sebep olması, yüksek toplam harmonik bozulum ve yüksek dv/dt oranı gibi çeşitli dezavantajlara sahiptir (Kavya Santhoshi et al. 2019). Geleneksel 2-seviye eviricilerin aksine çok seviyeli eviricilerin yaygın kullanımını sağlayan çeşitli avantajları bulunmaktadır (Rodríguez et al. 2002; Barros et al. 2022):

- Çok seviyeli eviriciler, artan seviye sayısına bağlı olarak çıkış dalga formunda daha düşük toplam harmonik bozuluma sahiptirler. Bu durum, çıkış dalga formunu elde etmede daha az hacimli filtre elemanlarının kullanımını gerektirir. Dolayısıyla, sistemin maliyeti ve kayıpları azaltılabilir.
- Çok seviyeli eviricilerde yarı iletken anahtarlar üzerindeki gerilim stresi (dv/dt) daha düşüktür. Bu durum, daha düşük voltaj değerli dolayısıyla daha az maliyetli yarı iletken kullanımına olanak sağlamaktadır.
- Çok seviyeli eviriciler, düşük anahtarlama frekanslarında çalışabilmektedir. Bu yüzden, daha düşük anahtarlama frekansı daha düşük anahtarlama kayıplarıyla sonuçlanmaktadır.
- Çok seviyeli eviriciler modüler yapılarından dolayı kolaylıkla genişletilebilir. Bu özellikleri sayesinde arıza durumlarında daha fazla toleransa sahiptirler.

Çeşitli avantajların yanı sıra çok seviyeli eviriciler, geleneksel eviricilere göre daha fazla anahtar içermektedir, bu da her bir anahtar için kapı sürüş devresi

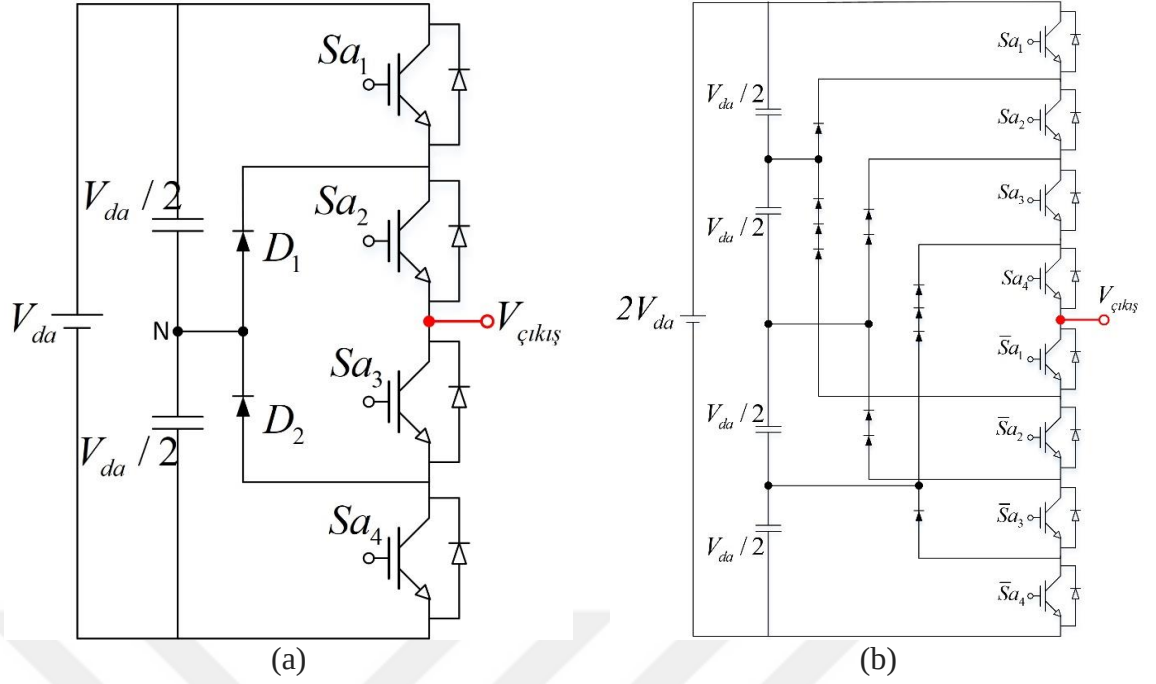
gerektirdiğinden sistemin daha karmaşık ve pahalı olmasına neden olmaktadır (Rashid 2017). Ayrıca, artan seviye sayısı ve anahtar durumlarından dolayı sistemin kontrol edilebilirliği zorlaşmaktadır.

Çok seviyeli eviricilerin avantaj ve dezavantajları bir bütün olarak değerlendirildiğinde, gelişime açık ve daha etkin bir topoloji olduğu görülmektedir.

Birkaç H-köprü devresinin seri bağlanmasıyla elde edilen çok seviyeli evirici yapısı ilk kez 1975 yılında tanıtılmıştır (Baker and Bannister 1974). Bu tarihten günümüze kadar birçok ÇSE topolojisi geliştirilmiştir. Ancak literatürde yaygın olarak kullanılan olgunlaşmış çok seviyeli evirici topolojileri, nötr nokta kenetlemeli (NNK), kondansatör kenetlemeli (KK) ve kaskat H-köprü (KHK) olarak 3 ana sınıfta değerlendirilebilir.

3.1.1. Nötr nokta kenetlemeli ÇSE topolojisi

Nabae ve arkadaşları tarafından 3-seviyeli olarak önerilen nötr nokta kenetlemeli ÇSE (NNK-ÇSE) Nabae et al. (1981) literatürde diyot kenetlemeli olarak da bilinmektedir. Çok seviyeli NNK eviriciler çıkışta üretilen dalga formunun seviye sayısına göre 3-seviyeli NNK ve 5-seviyeli NNK olmak üzere iki gruba ayrılabilir. 3-seviye NNK evirici, 2 adet klasik 2-seviye eviricinin seri bağlanmış konfigürasyonudur. 3-seviye NNK evirici 4 adet aktif anahtar, DA bara voltajını eşit paylaşarak nötr nokta oluşturan 2 adet seri kondansatör ve kenetleme diyotu olarak isimlendirilen nötr noktaya bağlı $D1$ ve $D2$ diyotlarından oluşmaktadır. 3-seviye NNK eviriciye ilave güç anahtarları, kenetleme diyotları ve DA bara kondansatörleri eklenerek 5-seviye NNK evirici yapısı elde edilebilir. Bu durum hem eviricinin seviye sayısını artırmakta hem de yüksek voltaj değerlerinde çalışmasına olanak sağlamaktadır. Ancak, artan devre karmaşıklığı ve DA bara kondansatör dengesizliğini kontrol etmenin zorluğuyla birlikte 5-seviye NNK evirici yerine 3-seviye NNK eviriciler endüstride daha fazla ilgi görmektedir (Rodríguez et al. 2009). 3-seviye NNK ve 5-seviye NNK çok seviyeli eviricilerin devre diyagramları Şekil 3.1'de gösterilmiştir.

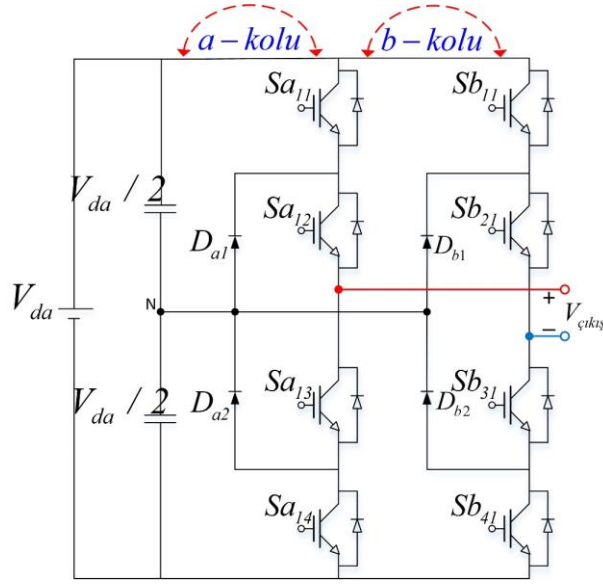


Şekil 3.1. NNK çok seviyeli evirici, (a) 3-seviye, (b) 5-seviye

Genel olarak M seviyeli nötr nokta kenetlemeli çok seviyeli eviricinin bileşen sayıları aşağıdaki gibi hesaplanabilir (Colak et al. 2011; Duman 2019):

- Anahtarlama elemanı sayısı: $2 \times (M - 1)$
- DA bara kondansatör sayısı: $(M - 1)$
- Kenetleme diyotu sayısı: $(M - 1) \times (M - 2)$

Yukarıdaki eşitliklerden görüleceği gibi eviricinin seviye sayısı artırılmak istendiğinde bileşen sayısı da artmaktadır. Bu durumda eviricinin uygulanması pratik olmayacaktır. Bu dezavantajı ortadan kaldırmak için 2 adet 3-seviye NNK kolunun paralel bağlantısından oluşan H-köprü nötr nokta kenetlemeli ÇSE (HNNK-ÇSE) kullanılabilir (Du et al. 2018). Şekil 3.2’de devre diyagramı gösterilen HNNK-ÇSE literatürde 5-seviye NNK evirici olarak da bilinmektedir.



Şekil 3.2. H-köprü nötr nokta kenetlemeli evirici

Çok seviye NNK eviricilerde DA bara voltajı, nötr noktada yarıya bölünür. Bu nedenle her bir güç anahtarının maruz kaldığı gerilim stresi kenetleme diyotları vasıtasıyla DA bara voltajının yarısına eşit olmaktadır. Bu durum, daha düşük güç oranına sahip yarı iletkenler ile daha yüksek giriş gerilimlerinde çalışma olanağı sağlayabilir. Ayrıca, nötr noktasıyla kondansatörler arasında oluşan ekstra gerilim seviyelerinde eviricinin anahtarlama çıkış dalga formundaki seviye sayısını artırmaktadır. 3-seviye NNK, çıkışta $-V_{da}/2$ ve $+V_{da}/2$ birlikte sıfır voltaj seviyesi üretirken, 5-seviye NNK evirici, 5 farklı çıkış voltaj seviyesi (V_{da} ; $V_{da}/2$; 0; $-V_{da}/2$; $-V_{da}$) sağlamaktadır. Bu nedenle, daha çok seviye sayısı ile çıkış dalga formunda daha düşük harmonik bozulma ve dv/dt oranı elde edilmektedir. 5-seviye HNNK çok seviyeli eviricinin anahtar durumları ve voltaj seviyeleri Çizelge 3.1’de gösterilmiştir.

Çizelge 3.1. HNNK eviricinin anahtar durumları

	Sa_{11}	Sa_{12}	Sa_{13}	Sa_{14}	Sb_{11}	Sb_{21}	Sb_{31}	Sb_{41}
V_{da}	1	1	0	0	0	0	1	1
$\frac{V_{da}}{2}$	1	1	0	0	0	1	1	0
	0	1	1	0	0	0	1	1
0	1	1	0	0	1	1	0	0
	0	1	1	0	0	1	1	0
	0	0	1	1	0	0	1	1
$-\frac{V_{da}}{2}$	0	1	1	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	0	1	1	0
$-V_{da}$	0	0	1	1	1	1	0	0

Sonuç olarak NNK-ÇSE topolojisinin avantaj ve dezavantajları aşağıdaki gibi özetlenebilir (Lai and Peng 1996; Rashid 2017).

Avantajlar:

- Eviricinin tüm kolları ortak bir DA bara kullandığından sırt sırta bağlantı için pratiktir. Bu da eviricinin yüksek voltajlarda kullanımına olanak sağlamaktadır.
- Tüm güç anahtarları temel frekansta çalıştığı için verimlilik yüksektir.
- Artan seviye sayısına bağlı olarak harmonik bozuluma da azalacağından filtre gereksinimi daha azdır.
- Reaktif güç akışı kontrol edilebilir.

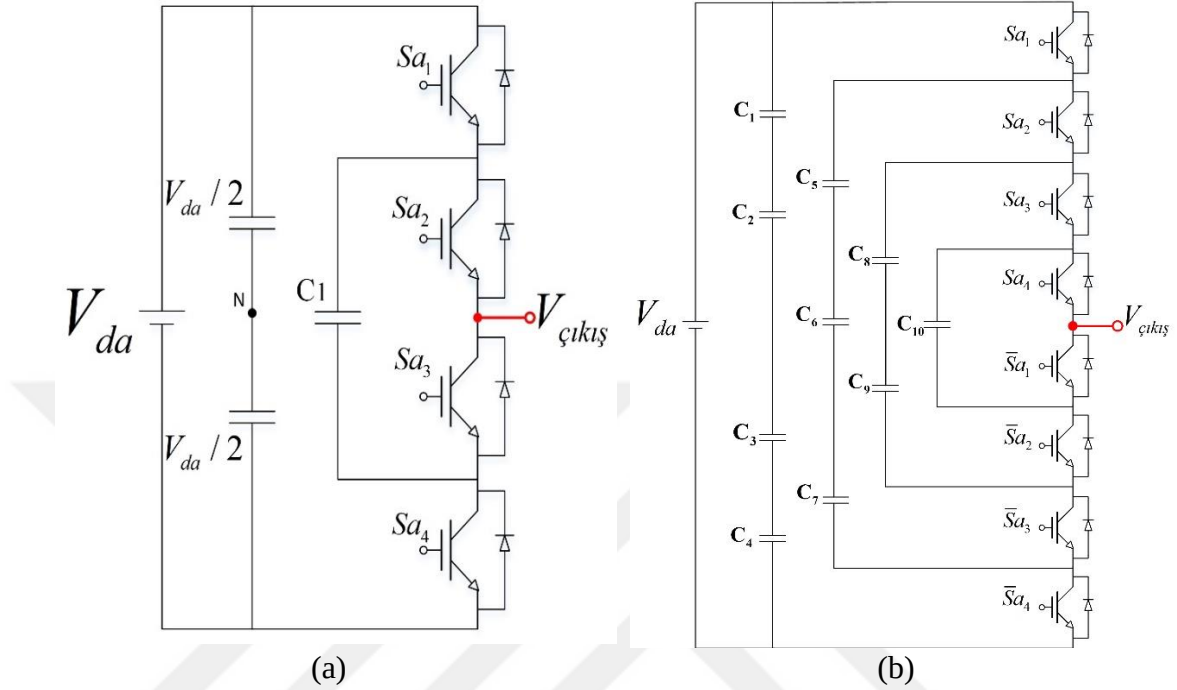
Dezavantajlar:

- Artan seviye sayısına bağlı olarak kenetleme diyotlarının sayısı artmaktadır. Bu da sistemi karmaşık ve maliyetli yapmaktadır.
- Ara voltaj seviyeleri aşırı şarj ve deşarj eğiliminde olduğundan aktif güç akışının kontrolü zor olmaktadır.

3.1.2. Kondansatör kenetlemeli ÇSE topolojisi

Kondansatör kenetlemeli ÇSE (KK-ÇSE) topolojisi, NNK- ÇSE' ye alternatif olarak 1992 yılında Meynard ve Foch tarafından önerilmiştir (Meynard and Foch 1992). Bu topoloji, kenetleme diyotlarının yerini kenetleme kondansatörlerinin alması dışında büyük oranda NNK-ÇSE yapısına benzemektedir. Belki de Nötr nokta kenetleme topolojisinden temel farkı, KK-ÇSE'nin modüler yapıya sahip olması ve daha fazla voltaj seviyesi elde etmek için kolay genişletilebilmesidir (Rodríguez et al. 2009). Ancak, genişletilme sonucu artan kondansatör sayısı beraberinde voltaj dalgalanması problemine sebep olmaktadır. Kondansatör voltaj dalgalanmasını istenilen sınırdan tutmak için ya büyük boyutlu kondansatörler ya da yüksek anahtarlama frekansı gerekmektedir (Du et al. 2018). Fakat kondansatör boyutunu artırmak evirici boyutunun ve maliyetinin artmasına neden olmaktadır. Ayrıca, yüksek anahtarlama frekansı, anahtarlama kayıpları ve düşük verimle sonuçlanmaktadır. 3-seviye KK ve 5-seviye KK çok seviyeli eviricilerin

devre diyagramları Şekil 3.3'te verilmiştir. Genelleme yapılacak olursa M seviyeli KK-ÇSE yapısı; $2 \times (M-1)$ adet anahtar, $[(M-1) \times (M-2)]/2$ adet kenetleme kondansatörü ve $(M-1)$ adet DA bara kondansatörü gerektirmektedir (Colak et al. 2011; Duman 2019).



Şekil 3.3. KK çok seviyeli evirici, (a) 3-seviye, (b) 5-seviye

Özetle KK-ÇSE' nin avantaj ve dezavantajları aşağıda verilmiştir (Lai and Peng 1996; Rashid 2017).

Avantajlar:

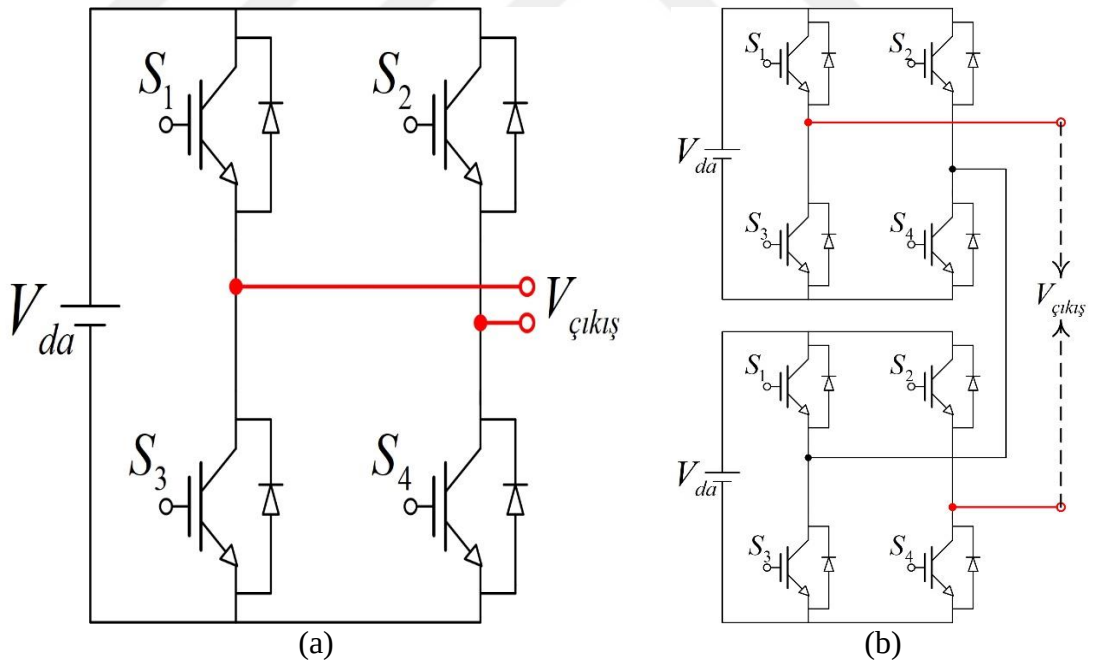
- Bazı gerilim seviyeleri farklı anahtar kombinasyonları ile sağlanmaktadır. Anahtar fazlalığı kapasite voltajını dengelemek için kullanılabilir.
- Aktif ve reaktif güç akışı kontrol edilebilir.
- Çok sayıda kapasite sayesinde kısa süreli kesinti ve ani voltaj düşüşlerinde çalışma sağlamaktadır.

Dezavantajlar:

- Seviye sayısı artıkça kondansatör sayısı artmaktadır. Çok sayıda kondansatör, çok seviye NNK eviricilerdeki kenetleme diyotlarından hem daha pahalı hem de daha büyük boyutlu olmaktadır.
- Aktif güç aktarımı için anahtarlama frekansı yüksek olduğundan anahtarlama kayıpları da artmaktadır.
- Eviricinin kontrolü zordur.

3.1.3. Kaskat H-köprü ÇSE topolojisi

Kaskat H-köprü ÇSE (KHK-ÇSE), tek faz H-köprü eviricilerin seri bağlanmasıyla oluşturulur. Daha önce bahsedilen topolojilerle karşılaştırıldığında kenetleme diyotu ve kenetleme kondansatörü gereksinimi yoktur. KHK ÇSE'nin bir diğer farkı, yapısındaki her bir H-köprü eviricinin ayrı DA kaynağına ihtiyaç duymasıdır. Bu özelliği nedeniyle, fotovoltaik sistemler gibi yenilenebilir enerji sistemlerinde kullanıma uygun yapıya sahiptir (Colak et al. 2011). H-köprü ve 5-seviye KHK yapıları Şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.4. KHK evirici yapısı, (a) H-köprü, (b) 5-seviye KHK evirici

H-köprü evirici çıkışta $-V_{da}/2$, $+V_{da}/2$ ve sıfır olmak üzere üç voltaj seviyesi üretir. H-köprü eviriciler seri bağlanarak voltaj seviyesi artırılabilir. Genel olarak k tane

H-köprü evirici seri bağlanarak çıkışta $(2k+1)$ voltaj seviyesi elde edilmektedir (Rodríguez et al. 2009).

Kaskat H-köprü ÇSE' nin avantaj ve dezavantajları aşağıda özetlenmiştir (Lai and Peng 1996; Rashid 2017):

Avantajlar:

- Kenetleme diyotları ve kenetleme kondansatörlerinin olmadığı göz önüne alınırsa diğer topolojilere oranla daha az bileşen içerir.
- Seri bağlı H-köprü eviriciler, modüler devre düzeni ve paketleme olanağı sağlar. Böylece eviricinin üretim süreci daha hızlı ve ucuza yapılabilir.

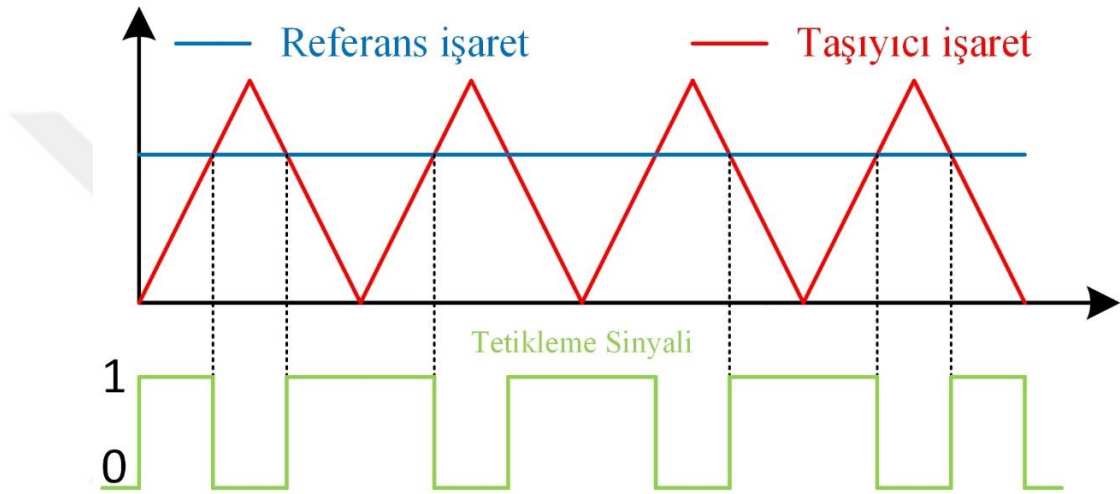
Dezavantajlar:

- H-köprü yapılarının her biri için ayrı DA kaynak gereklidir. Bu durum eviricinin uygulama alanını kısıtlamaktadır.

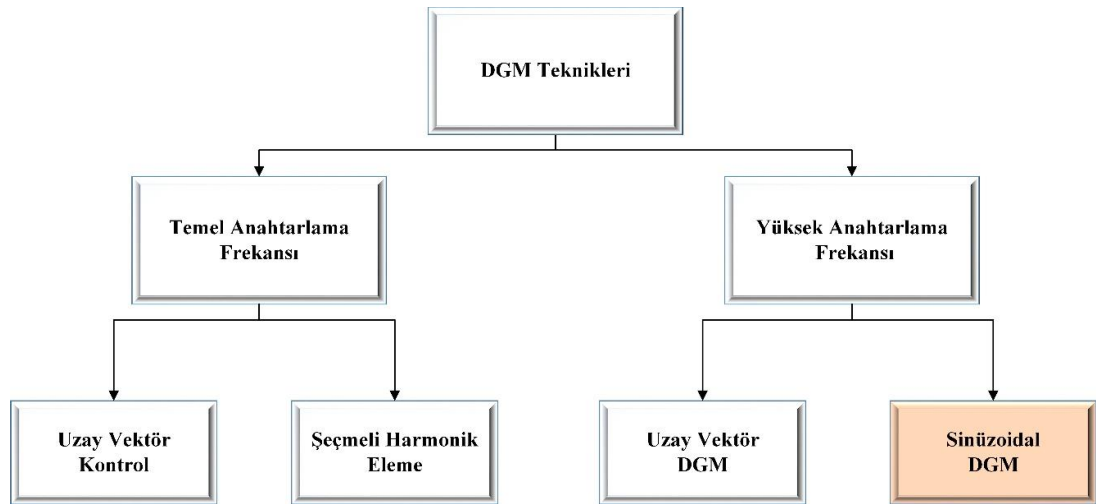
3.2. Çok Seviyeli Eviricilerin Modülasyon Teknikleri

Eviricilerin anahtar sinyallerini belirleme tekniği, çıkış dalga formunun kalitesini ve güç kayıplarını büyük oranda etkilediği için Leon et al. (2017) çok seviyeli eviricilerin modülasyon teknikleri önemli bir odak noktası olmaktadır. Darbe genişlik modülasyonu (DGM), çok seviyeli eviricilerin anahtar sinyallerini üretmede yaygın olarak kullanılan tekniklerden biridir (Du et al. 2018). Genel olarak DGM tekniğinde referans ve taşıyıcı olmak üzere iki adet işaret karşılaştırılarak belirli bir genlik, periyot ve görev döngüsüne sahip tetikleme sinyali elde edilir. Şekil 3.5'te görüldüğü gibi elde edilen tetikleme sinyali, güç anahtarlarının kapı girişlerine uygulanarak eviricinin çıkışında merdiven (seviyeli) dalga formu sağlanmaktadır. ÇSE'lerin çıkış dalga formundaki bozulma, anahtar kayıpları ve verimliliği üzerinde doğrudan etkili olan DGM teknikleri Şekil 3.6'da gösterildiği gibi anahtarlama frekansına göre sınıflandırılabilir. Sinüzoidal DGM (SDGM), uzay vektör DGM (UV-DGM) ve seçmeli harmonik eleme DGM (SHE-DGM) teknikleri, yaygın kullanılan modülasyon çeşitleridir. Temel frekansta çalışan DGM

teknikleri, genellikle çıkış voltajının bir döngüsü boyunca güç yarı iletkenleri üzerinde 1 ya da 2 komütasyon gerçekleştirerek seviyeli çıkış voltajı üretirken yüksek frekansta çalışan DGM teknikleri, güç yarı iletkenleri üzerinde birçok komütasyona sahiptir (Rodríguez et al. 2002). Yüksek frekansta çalışan uzay vektör DGM tekniğinde ise artan seviye sayısına bağlı olarak karmaşıklık artmaktadır. Bu yüzden, bu çalışmada uygulanabilme kolaylığı, düşük harmonikli çıkış gibi özellikler içeren sinüzoidal DGM tekniği kullanılmıştır. Aşağıdaki bölümlerde ÇSE modülasyon tekniklerinden bazıları kısaca açıklanacaktır.



Şekil 3.5. Darbe genişlik modülasyon tekniği



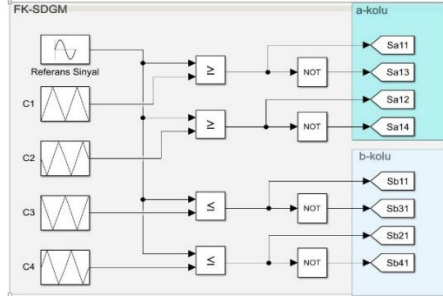
Şekil 3.6. DGM tekniklerinin sınıflandırılması

3.2.1. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

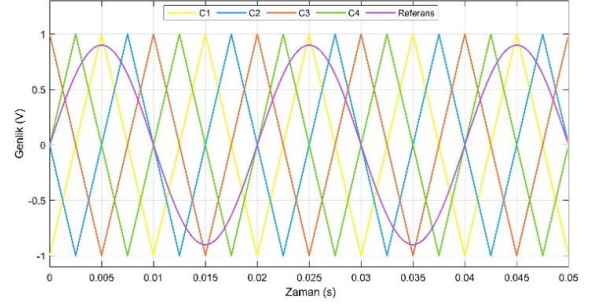
SDGM; uygulanabilme kolaylığı, düşük harmonikli çıkış, düşük anahtarlama kayıpları gibi özelliklerinden dolayı çok seviyeli eviricilerin kontrolünde yaygın olarak kullanılan modülasyon tekniğidir (Colak et al. 2011). SDGM tekniğinde, eviricideki güç anahtarlarının kapı sinyallerini üretmek için düşük frekanslı sinüzoidal referans sinyal ile yüksek frekanslı üçgen taşıyıcı sinyal karşılaştırılır. Genel olarak, M seviyeli bir evirici ($M-1$) adet taşıyıcı sinyale ihtiyaç duymaktadır. Taşıyıcı sinyallerin dizilimine göre, SDGM tekniği iki kategoriye ayrılabilir: Faz kaydırmalı SDGM (FK-SDGM) ve seviye kaydırmalı SDGM (SK-SDGM) (McGrath and Holmes 2002).

3.2.1.1. Faz kaydırmalı sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

Faz kaydırmalı SDGM tekniğinde, tüm taşıyıcı sinyaller aynı frekans ve aynı tepeden tepeye genliğe sahiptir, ayrıca bitişik taşıyıcı sinyaller $\theta=360/(M-1)$ açısıyla faz kaydırılmıştır, burada M eviricinin seviye sayısıdır (Leon et al. 2017). Örneğin 5-seviye NNK eviricide aralarında 90° faz farkı bulunan 4 adet taşıyıcı dalga kullanılır. Faz kaydırmalı SDGM, kaskat H-köprü ve kondansatör kenetlemeli evirici topolojileri için daha etkin bir modülasyon tekniğidir (McGrath and Holmes 2002; Leon et al. 2017; Barros et al. 2022). Ancak 5-seviye HNNK-ÇSE, 2 adet 3-seviye NNK evirici kolunun H-köprü bağlantısından oluştuğundan, faz kaydırmalı SDGM tekniği bu topolojide de kullanılabilir. 5-seviye HNNK eviricinin a kolundaki anahtarların kapı sinyalleri üretmek için sinüzoidal referans sinyal ile 2 adet taşıyıcı dalga ($C1, C2$) karşılaştırılır. Bunun yanı sıra, diğer iki adet taşıyıcı dalga ($C3, C4$) aynı referans sinyal ile karşılaştırılarak b kolundaki anahtar sinyalleri üretilir. Faz kaydırmalı SDGM tekniğinin blok diyagramı ve referans sinyal ile taşıyıcı sinyaller sırasıyla Şekil 3.7’de gösterilmektedir.



(a)

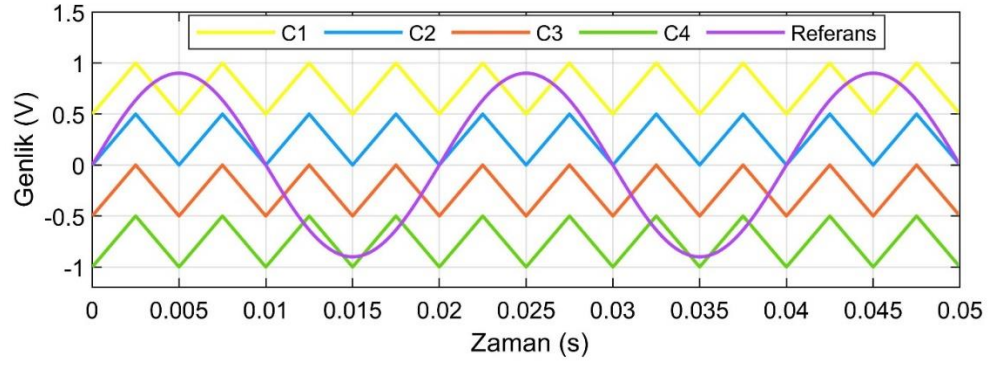


(b)

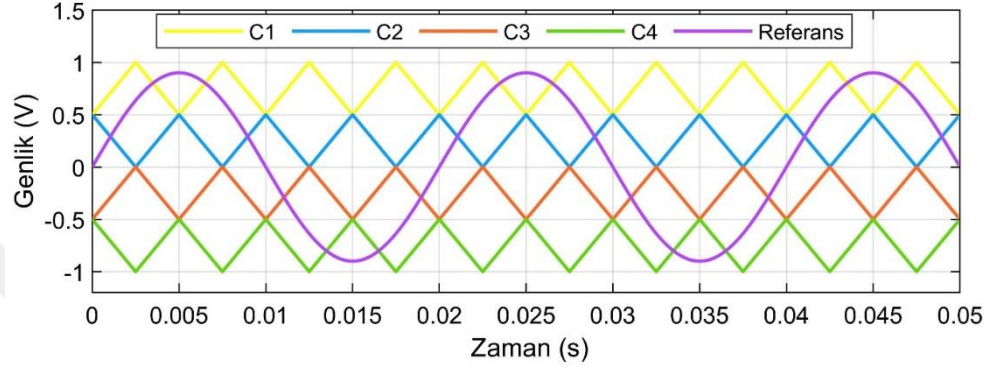
Şekil 3.7. FK-SDGM tekniği, (a) Blok diyagram, (b) Referans sinyal ile taşıyıcı sinyaller

3.2.1.2. Seviye kaydırmalı sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

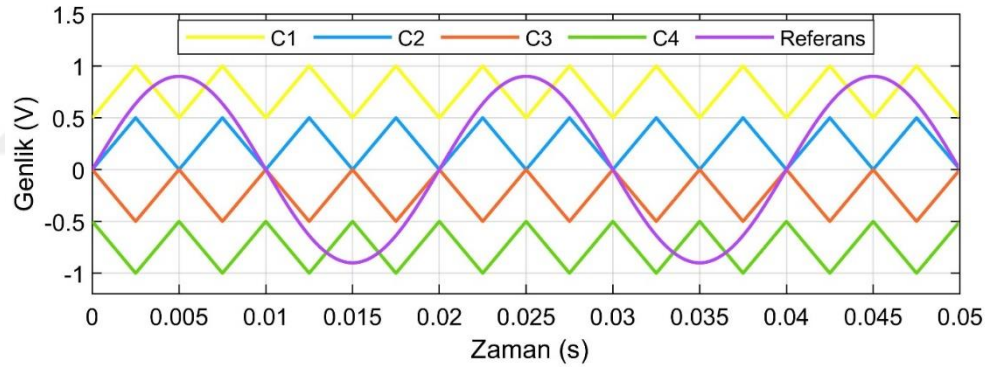
Seviye kaydırmalı SDGM tekniği, NNK eviriciler için yaygın kullanılan bir modülasyon tekniğidir. SK-SDGM tekniğinde; taşıyıcı dalgalar, FK-SDGM tekniğine benzer şekilde aynı frekans ve aynı tepeden tepeye genliğe sahiptir, fakat bu taşıyıcılar modülasyon bölgesinde dikey olarak yerleştirilir. Bitişik taşıyıcılar arasındaki faz ilişkisine bağlı olarak farklı SK-SDGM türleri vardır. Bu türler: (a) faz yerleştirme (PD), Şekil 3.8 (a)'da görüldüğü gibi tüm taşıyıcı işaretler aynı fazdadır; (b) alternatif karşılıklı faz yerleştirme (APOD), Şekil 3.8 (b)'de görüldüğü gibi tüm taşıyıcı işaretler birbirine zıttır; (c) karşılıklı faz yerleştirme (POD), Şekil 3.8 (c)'de görüldüğü gibi Sıfır referans değerinin üstündeki tüm taşıyıcı işaretler aynı fazda ve referans değerinin altındaki taşıyıcı işaretler ters fazdadır, olarak tanımlanabilir (Wu and Narimani 2017). Bahsedilen teknikler arasından PD tekniği, çoğunlukla çıkış dalga formundaki toplam harmonik bozulum açısından daha iyi sonuç vermektedir (Carrara et al. 1992).



(a)



(b)

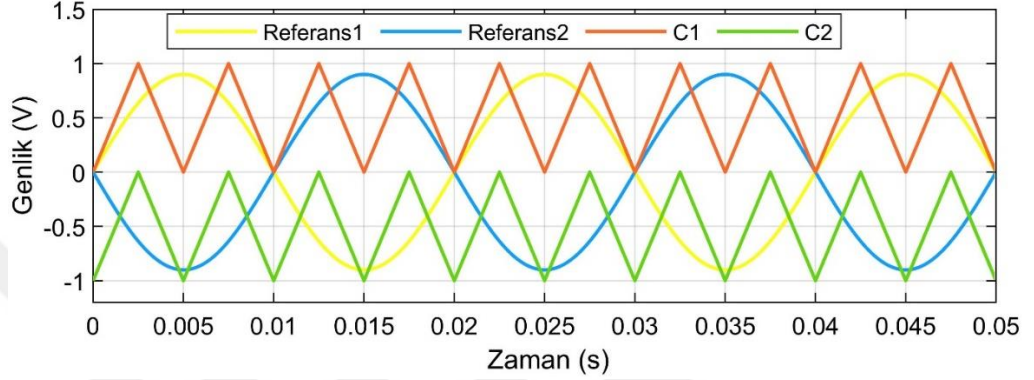


(c)

Şekil 3.8. SK-SDGM teknikleri, (a) PD, (b) APOD, (c) POD

Genellikle çok seviyeli eviriciler için kullanılan modülasyon tekniklerinin çoğu deneyimseldir (McGrath and Holmes 2002). Bu duruma binaen var olan teknikler üzerinde çeşitli değişiklikler yapılarak yeni teknikler türetilebilir. Toplam harmonik bozulum açısından etkili olan PD tekniğindeki sıfır referansın altındaki ve üstündeki 2 adet taşıyıcı dalga yerine farklı bir sinüs referans sinyali kullanılarak PD tekniği modifiye edilebilir (Wu and Narimani 2017). Modifiye edilmiş PD tekniğinde, seviye kaydırılmış iki adet taşıyıcı dalga ve aralarında 180° faz farkı bulunan iki adet sinüzoidal referans sinyali kullanılır. 5-seviye HNNK eviricinin her bir kolunda birbirini tamamlayıcı olarak çalışan 4 adet anahtar bulunmaktadır. Örneğin, Sb_{11} - Sb_{31} ve Sb_{21} - Sb_{41} b kolu için birbirini

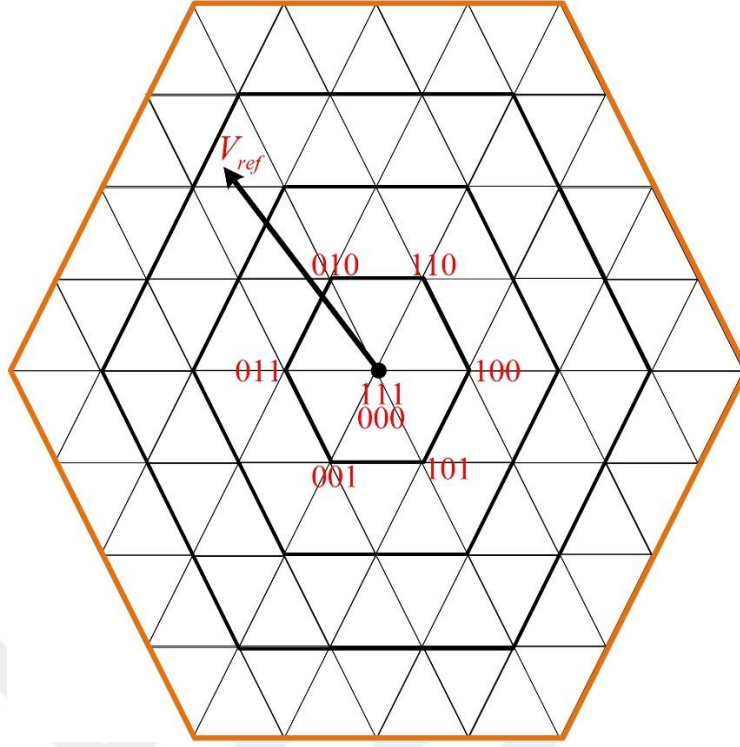
tamamlayıcı anahtarlardır, aynı kural a kolu içinde geçerlidir. A kolundaki anahtarların kapı sinyalleri üretmek için 0° fazlı sinüzoidal referans sinyal ile 2 adet taşıyıcı dalga karşılaştırılır. Bunun yanı sıra, aynı iki adet taşıyıcı dalga 180° faz kaymasına sahip sinüzoidal referans sinyal ile karşılaştırılarak b kolundaki anahtar sinyalleri üretilir. Modifiyeli PD tekniğine ait referans sinyaller ile taşıyıcı sinyaller Şekil 3.9’da gösterilmektedir.



Şekil 3.9. Modifiye PD tekniği için referans ve taşıyıcı sinyaller

3.2.2. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu

Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu SDGM tekniğine alternatif olarak kullanılan diğer bir yüksek frekanslı modülasyon tekniğidir. Bu teknik, çok seviyeli eviricilerde özellikle üç faz yapılarında yaygın olarak kullanılmaktadır (Sebaaly et al. 2016a; Wu and Narimani 2017). UV-DGM tekniğinde 3 faz gerilimi Şekil 3.10’da görüldüğü gibi uzak vektör diyagramı içine yerleştirilen tek bir referans uzak vektöre (V_{ref}) dönüştürülür. Üç faz geriliminin büyüklüğüne göre V_{ref} vektörü diyagram üçgenlerinin herhangi birinde konumlanacaktır. Vektör diyagramı üzerindeki her bir kesişim noktası 3 fazlı eviricinin anahtar durumlarını temsil etmektedir. Referans uzak vektörü, en uygun anahtarlama düzeni için kendini çevreleyen üç durum vektörü değiştirilerek gerçekleştirilir. Böylece elde edilen anahtarlama sinyalleri eviriciye uygulanır.



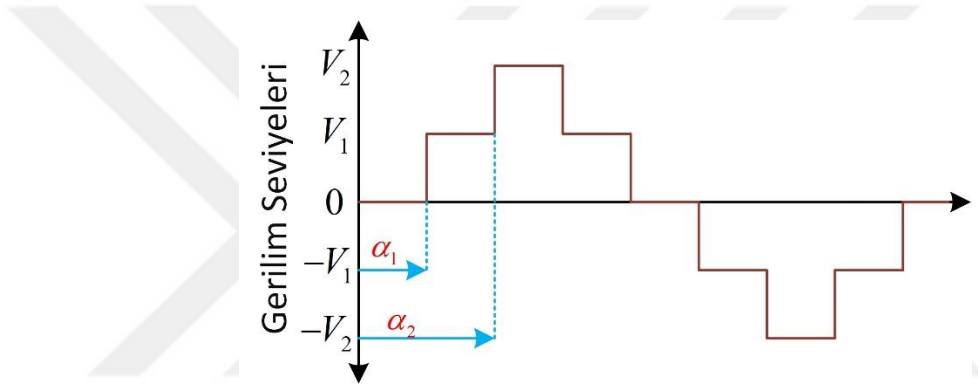
Şekil 3.10. UV-SDGM tekniğine ait vektör diyagramı

UV-DGM tekniği, toplam harmonik bozulum ve temel voltaj oranı (çıkış voltajının tepe değeri %15 daha fazladır.) bakımından SDGM tekniğine göre daha avantajlıdır (Colak et al. 2011). Ancak artan seviye sayısı ile birlikte anahtar durum çokluğu ve vektör tanımlanması karmaşıklık oluşturmaktadır (Rodríguez et al. 2002). Genel olarak üç fazlı M seviyeli bir eviricinin uzay vektör diyagramında M^3 adet anahtarlama durumu ve $6 \times (M-1)^2$ adet üçgen bulunmaktadır (Wu and Narimani 2017). Örneğin üç faz 5 seviyeli eviricinin anahtar durumlarına karşılık gelen 125 adet vektör tanımlanır. Bu durum, sistem karmaşıklığını artırmakla birlikte yüksek hafızalı mikroişlemci gerektirmektedir. Bu yüzden, UV-DGM tekniğinin 3'ten fazla seviyeye sahip eviricilerde kullanımı maliyetli ve kısıtlıdır.

Genellikle üç fazlı sistemler için kullanılan UV-DGM tez faz sistemler içinde tasarlanabilmektedir. Literatürde UV-DGM tekniğinin, tek faz çok seviyeli eviricilere uygulandığı çeşitli çalışmalar bulmak mümkündür (Diao et al. 2016; Leon et al. 2008; Zhang et al. 2009). Fakat tek faz UV-DGM tekniğinin, literatüre katkısında hala bir boşluk bulunmaktadır.

3.2.3. Seçmeli harmonik eleme darbe genişlik modülasyonu

Seçmeli harmonik eleme DGM, eviricinin çıkış dalga formundaki belirli harmonikleri ortadan kaldırmak için anahtarlama açılarını kullanan düşük frekanslı bir tekniktir. SHE-DGM tekniğindeki temel mantık, çıkış dalga şeklinin fourier serisi belirlenerek anahtarlama açılarının tanımlanmasıdır. Genellikle anahtarlama açıları, temel bileşenin genliğini ayarlayacak ve diğer bileşenlerin genliğini sıfırlayacak şekilde seçilir. Şekil 3.11'deki 5-seviye evirici çıkış dalga şekline de görülebileceği gibi pozitif seviye sayısı kadar anahtarlama açısı oluşmaktadır. Genelleme yapacak olursak M seviyeli bir eviricide $(M-1)/2$ anahtarlama açısı oluşur.



Şekil 3.11. 5-seviye evirici çıkış dalga şekli

5-seviyeli evirici çıkış dalga formunun fourier serisi aşağıdaki gibi tanımlanabilir (Colak et al. 2011; Khan et al. 2022).

$$V(t) = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{4V_{da}}{h\pi} \times (\cos(h\alpha_1) + \cos(h\alpha_2)) \right) \sin(h\omega t). \quad (3.1)$$

Burada, h evirici çıkış dalga şeklinde yer alan harmonik derecesini ifade etmektedir. Harmoniklerin elimine edilmesi için gerekli olan anahtarlama açıları aşağıdaki eşitliklerle hesaplanmaktadır.

$$V_1 = \frac{4V_{da}}{\pi} (\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)) \quad (3.2)$$

$$0 = \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2). \quad (3.3)$$

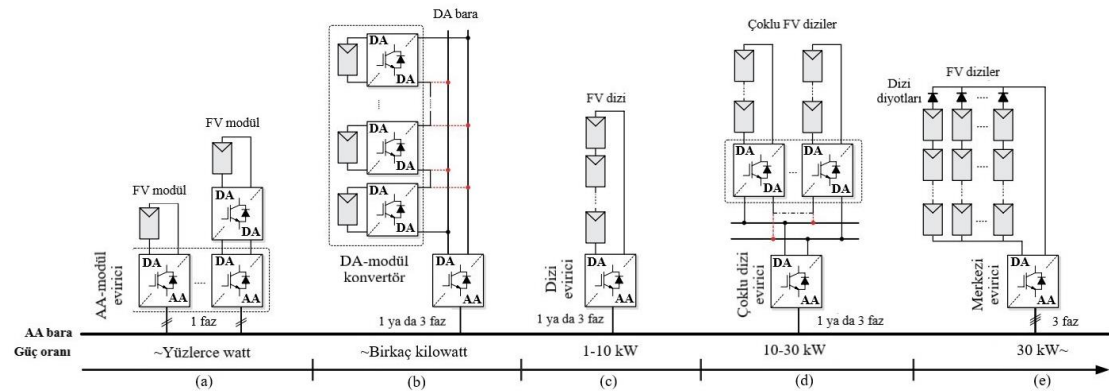
Denklem (3.2) ve (3.3)'te yer alan, α_1 açısı temel bileşenin genliğini ayarlarken α_2 açısı 3. harmoniğin genliğini sıfırlamaktadır. Sonuç olarak, anahtar açısı sayısının bir eksiği kadar harmonik elemesi yapılabilmektedir (Rodríguez et al. 2002). Eviricinin seviye sayısı artırılarak daha fazla harmonik elimine edilebilir. Ancak seviye sayısına bağlı olarak artan anahtar açıları doğrusal olmayan denklemlerin çözümünü zorlaştırmaktadır. Yukarıda verilen denklem takımları çeşitli yöntemler kullanılarak çözümlenebilir (Memon et al. 2018).

3.3. Şebeke Bağlantılı Fotovoltaik Eviriciler

Bu bölüm; fotovoltaik evirici mimarilerine, güç işleme aşamalarına, transformatörlü ve transformatörsüz eviricilere genel bir bakış sunmaktadır.

3.3.1. Fotovoltaik evirici mimarisi

En son teknolojik gelişmeler neticesinde şekil 3.12'de görüldüğü üzere panel gücünü düzenlemek ve şebekeye aktarmak için temel olarak 5 FV evirici mimarisi mevcuttur (Yang and Blaabjerg 2017).



Şekil 3.12. FV evirici mimarisi (a) AA modül evirici, (b) DA modül konvertör, (c) Dizi evirici, (d) Çoklu dizi evirici, (e) Merkezi evirici.

Şekil 3.12(e)'de görüldüğü gibi merkezi eviriciler, yüksek güçlere ulaşmak amacıyla çok sayıda FV paneli şebekeye bağlamak için kullanılır. Merkezi evirici

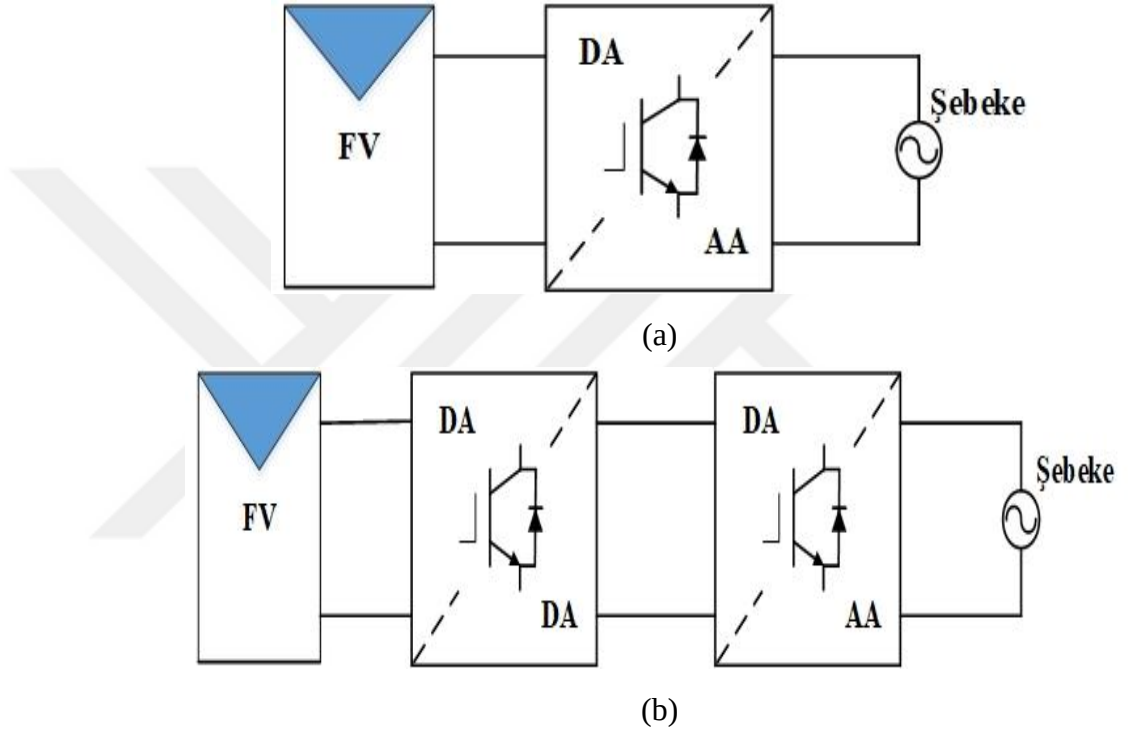
mimarisinde FV paneller, ilave gerilim yükseltme işlemlerinden kaçınmak için dizi olarak adlandırılan kollar üzerinde seri olarak bağlanmaktadır (Sefa and Altin 2009). Daha sonra, bu diziler yüksek güç seviyelerine ulaşmak için dizi diyotlarıyla birlikte paralel olarak birleştirilmektedir. Bu mimaride daha düşük maliyetle yüksek verim elde edilmesine rağmen FV panel ve evirici arasındaki yüksek voltajlı DA kabloları, merkezi maksimum güç noktası takibi (MGNT), dizi diyotları nedeniyle oluşan güç kayıpları gibi çeşitli dezavantajlar ortaya çıkmaktadır (Kjaer et al. 2005). Ayrıca düşük güçlere gereksinim duyan uygulamalarda kullanımı kısıtlıdır.

Şekil 3.12(c)'de görülen dizi evirici, merkezi eviricideki birden çok FV dizinin tek bir diziye indirgenmesiyle elde edilen bir mimaridir. Dizi eviricinin güç oranı artırılmak istenirse ilave güç dönüştürücüler ve FV diziler eklenerek şekil 3.12(d)'de görüldüğü üzere çoklu dizi evirici yapısı elde edilebilmektedir. Bu mimarilerin en önemli avantajı, her dizi için ayrı MGNT yapılabilmesi ve dizi diyotlarından kaynaklanan kayıpların önlenmiş olmasıdır (Kjaer et al. 2005; Sefa and Altin 2009). Böylece, bu mimarilerin verimi merkezi eviricilere göre daha yüksek olmaktadır. Bunun yanı sıra her bir dizide bulunan FV paneller arasında uyumsuzlukların olması ve çoklu dizi evirici yapısının daha fazla güç dönüştürücüsü gerektirmesi gibi dezavantajları olduğu bilinmektedir (Yang and Blaabjerg 2017).

Yukarıda bahsedilen dezavantajlar dikkate alınarak Şekil 3.12(b) ve Şekil 3.12(a)'da verilen modül mimarileri (DA modül konvertör ve AA modül evirici) geliştirilmiştir. Bu mimariler modüler bir yapıya sahip olduğundan istenilen gereksinimlere göre daha uyarlanabilir bir yapıya sahiptirler. Bununla birlikte ayrı ayrı MGNT özelliğine sahip her bir FV panel kendi eviricisine bağlıdır. Böylece, FV paneller arasındaki uyumsuzluk problemi engellenmiş ve tüm sistem için MGNT geliştirilmiştir. Öte yandan, modüler mimarilerin yüksek güç uygulamalarında kullanımı DA-DA dönüştürücü sayısını artırmaktadır. Bu durum, güç kayıplarının artmasına ve devre yapısının karmaşıklaşmasına sebep olmaktadır. Sonuç olarak, sistemin toplam verimi azalmakla birlikte watt başına maliyet de artmaktadır (Sefa and Altin 2009).

3.3.2. Güç işleme aşamalarının sayısı

Son yıllarda FV eviricilerin genel verimini artırmak amacıyla güç işleme aşamalarının sayısını azaltmak için daha fazla çaba harcanmıştır (Yang and Blaabjerg 2017). FV eviricilerin güç işleme aşamalarının sayısına göre sınıflandırılması Şekil 3.13'te verilmiştir.

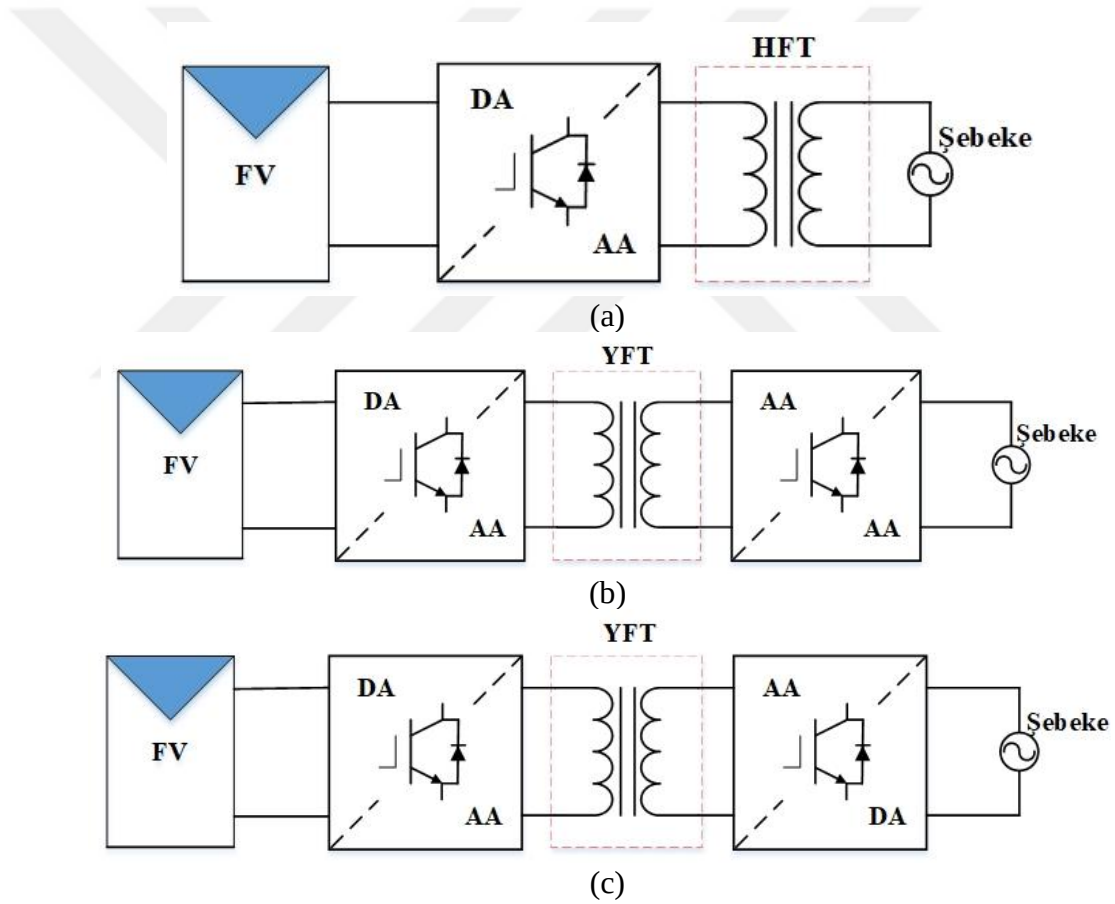


Şekil 3.13. Güç işleme aşamaları, (a) Tek aşamalı güç işleme, (b) İki aşamalı güç işleme

Şekil 3.13(a)'da gösterilen evirici; MGNT, şebeke akım kontrolü ve gerilim yükseltmesi gibi görevleri kendi içinde gerçekleştiren tek aşamalı bir FV eviricidir (Kjaer et al. 2005; Sefa and Altin 2009). Güç dönüşüm aşaması tek kademeye indirgenen bu eviricide devre karmaşıklığı azaltılmış dolayısıyla sistem güvenilirliği artırılmıştır ve buna ek olarak sistem maliyeti de düşürülmüştür. İki aşamalı eviricinin görüldüğü Şekil 3.13(b)'de, tek aşamalı eviriciden farklı olarak MGNT'i DA-DA dönüştürücü tarafından gerçekleştirilir. İki aşamalı eviricide artan dönüştürücü sayısına bağlı olarak güç kayıpları da artmaktadır. Bu durum, sistemin genel veriminin düşmesine neden olmaktadır.

3.3.3. Transformatörlü ve transformatörsüz eviriciler

FV panel ile şebeke arasındaki enerji transferinin sağlanabilmesi için evirici tarafındaki gerilim, şebeke geriliminden yüksek olmalıdır. Bu nedenle evirici çıkış gerilimi bir transformatör kullanılarak yükseltilebilmektedir (Sefa and Altin 2009). Şekil 3.14'te görüldüğü üzere şebeke bağlantılı sistemlerde, DA-DA dönüştürücü veya evirici içine gömülü yüksek frekanslı transformatör ya da şebeke tarafında hat frekanslı (50 Hz-60 Hz) transformatör kullanılarak gerilim seviyesi istenilen şebeke gerilim seviyesine yükseltilir. Giriş gerilimi yeterince yüksek olan sistemlerde transformatör kullanılmasına gerek kalmaz.



Şekil 3.14. Transformatörlü eviriciler, (a) Hat frekanslı transformatörlü (HFT) evirici, (b) Evirici içine gömülü yüksek frekanslı transformatörlü (YFT) evirici, (c) DA-DA dönüştürücü içine gömülü YFT evirici.

Hat frekanslı transformatörler, FV panel ile şebeke arasında galvanik (elektrik) izolasyon sağlamak amacıyla kullanılır. Böylece, FV panelden şebekeye DA akım aktarım problemi engellenmiş olur (Zeb et al. 2018). Fakat hat frekanslı

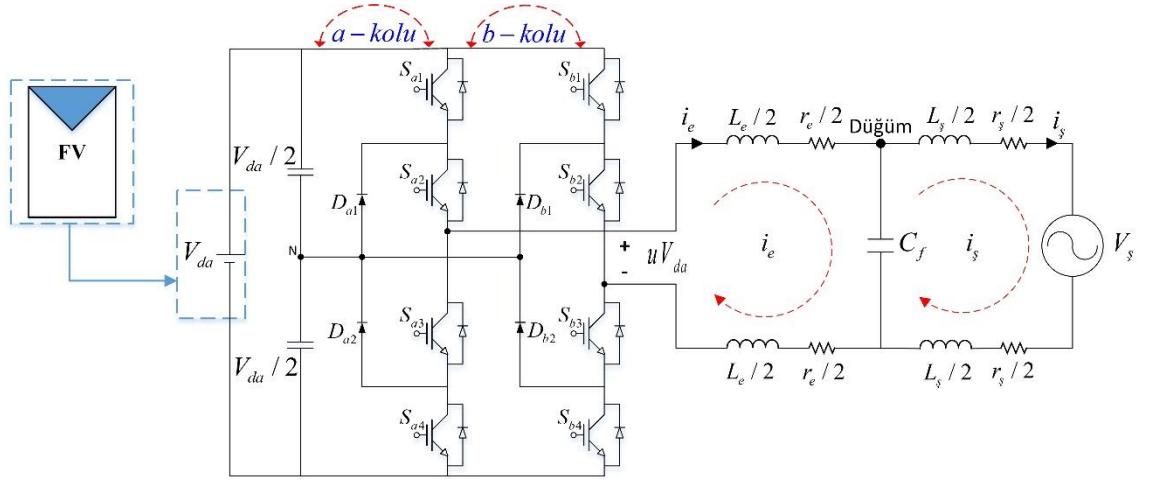
transformatörlerin kullanımı; artan boyut, hacim ve maliyet gibi nedenlerden dolayı fazla kabul görmemektedir. Bu sebeple güç elektroniği uygulamalarında daha düşük boyutlardaki yüksek frekanslı transformatörler tercih edilir (Kjaer et al. 2005; Zeb et al. 2018).

Yukarıda bahsedildiği üzere transformatörlü yapılar; büyük boyutlu, maliyetli ve transformatör sargılarındaki güç kayıpları gibi nedenlerden dolayı sistem verimini düşürmektedir. Bu nedenle, transformatörsüz eviriciler transformatörlü yapılara kıyasla hem daha ucuz hem de daha verimli çözüm sunmaktadır. Öte yandan, transformatörsüz eviricilerde galvanik izolasyon olmaması ve buna bağlı olarak da FV panel parazitik kondansatörü ile şebeke toprak bağlantısı arasında akım enjeksiyonu önemli bir odak noktası oluşturmaktadır (Zeb et al. 2018). Sızıntı akımı olarak tanımlanan bu akım transferi, güvenlik sorunlarına ve şebeke akımında bozulmalara neden olabilmektedir (Estévez-Bén et al. 2020). Galvanik izolasyon, eviricilerin DA veya AA tarafına ilave güç anahtarları ekleyerek sağlanabilmektedir ve böylece sızıntı akımı azaltılmaktadır (Yang and Blaabjerg 2017). Ayrıca, HNNK eviricideki sızıntı akımı problemi simetrik filtre ve özel bir modülasyon tekniği kullanılarak elimine edilebilmektedir (Rojas et al. 2017).

3.4. Sistem Modeli ve Kayan Kipli Kontrol Yöntemi

3.4.1. Sistem modeli

Şekil 3.15'te simetrik LCL filtre ile şebekeye bağlı tek fazlı HNNK eviricinin devre şeması gösterilmiştir. Bu sistem şebeke bağlantılı bir evirici sistemidir ve bir adet DA kaynağı (V_{da}), bir adet evirici, LCL filtre ve şebeke bileşenlerinden oluşmaktadır. FV panel, sistemi basitleştirmek amacıyla sabit bir DA kaynağı olarak ele alınmıştır. LCL filtresi, evirici ile şebeke arasındaki bağlantıyı sağlamaktadır. Bu filtre, evirici tarafında yer alan endüktans (L_e), filtre kondansatörü (C_f) ve şebeke tarafındaki endüktans (L_s) olmak üzere üç ana bileşenden oluşmaktadır.



Şekil 3.15. Şebekeye bağlı tez faz HNNK evirici

Şekil 3.15'teki devrenin çalışmasını tanımlayan diferansiyel eşitlikler, Kirchhoff yasalarının uygulanmasıyla aşağıdaki gibi elde edilmektedir. Denklem (3.4) evirici tarafındaki akım döngüsünü tanımlarken, Denklem (3.5) şebeke tarafındaki akım döngüsünü ifade eder. Ayrıca, Denklem (3.6) düğüm noktasında Kirchhoff'un akım yasasının uygulanmasıyla belirlenmektedir.

$$L_e \frac{di_e}{dt} + r_e i_e = u V_{da} - v_c \quad (3.4)$$

$$L_s \frac{di_s}{dt} + r_s i_s = v_c - v_s \quad (3.5)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_e - i_s. \quad (3.6)$$

Burada, v_s şebeke gerilimi, u ise eviricinin anahtar durumlarını belirleyen kontrol girişini ifade etmektedir. Şebeke bağlantılı eviricilerin temel görevlerinden biri, şebekeye sinüzoidal ve şebeke gerilimiyle aynı fazda olan bir akım enjekte etmektir. Bu nedenle, şebeke geriliminin $v_s = V_s \sin(\omega t)$ olduğu varsayıldığında, şebeke akımı Denklem (3.7)'deki gibi kabul edilmelidir.

$$i_s^* = I_s \sin(\omega t). \quad (3.7)$$

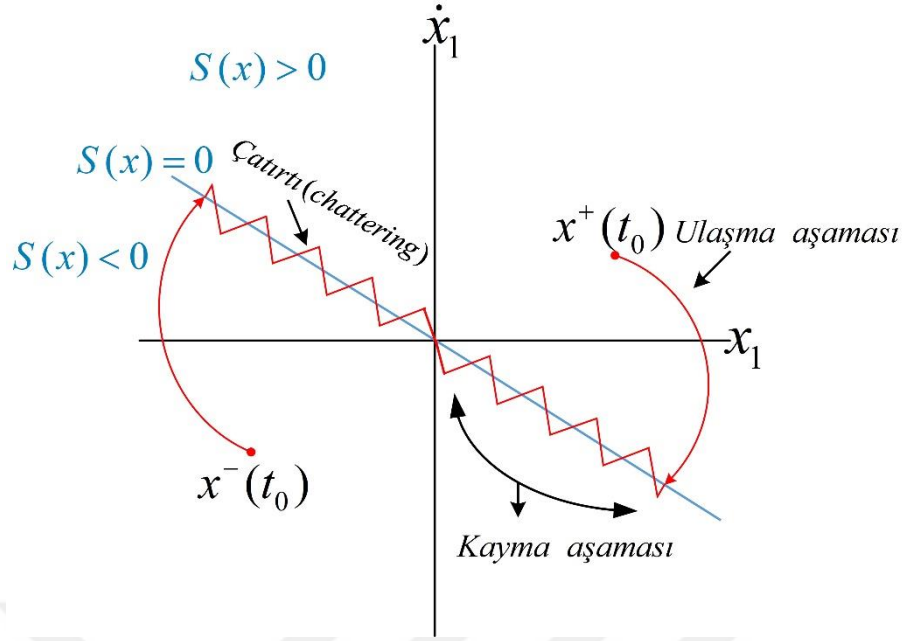
Burada, i_s^* şebeke akımının referans değerini ifade etmektedir. Sonuç olarak, durum değişkenleri ve kontrol girişleri dikkate alındığında, Denklem (3.4)-(3.6)'da belirtilen sistemin çalışmasını tanımlayan durum uzayı denklemlerinin matris formatı aşağıdaki gibidir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_e \\ i_s \\ v_c \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -r_e & 0 & -1 \\ 0 & -r_s & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} i_e \\ i_s \\ v_c \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} V_{dc} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}^B [u] + \begin{bmatrix} 0 \\ -v_s \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Bu gösterimde, A durum değişim matrisini, B kontrol giriş matrisini ve en sağdaki ifade ise sınırlı olan bir bozucu terimi temsil etmektedir.

3.4.2. Kayan kipli kontrol yöntemi

KKK'nın temel fikri, sistem durum değişkenlerini önceden belirlenmiş bir kayan yüzey üzerine yönlendirerek hareket etmelerini sağlamak ve Şekil 3.16'da gösterildiği gibi orijin noktasına yakınsayacak şekilde kontrol etmektir (Ozdemir et al. 2022). Bu amaca ulaşmak için KKK, iki aşamalı bir yaklaşım benimsemektedir. İlk aşama, uygun bir kayma yüzeyi fonksiyonunun belirlenmesini içermektedir. Bu yüzey, istenen kontrol hedeflerinin (takip performansı, sağlamlık, kararlılık vb.) sağlanması amacıyla dikkatlice tasarlanır. İkinci aşama ise, kayan yüzey fonksiyonunu kullanarak kontrol sinyalini üretmeyi içermektedir. Bu kontrol sinyali, sistemin durum değişkenlerini kayan yüzeye yönlendirmek ve orijin noktasına yakınsamasını sağlamak amacıyla seçilir. Bu iki aşama, KKK'nın hedeflenen kontrol performansını gerçekleştirmek için birbirini tamamlayan temel bileşenleri oluşturmaktadır.



Şekil 3.16. Kayan kipli kontrolün grafiksel açıklaması

Sistemin derecesi ve karmaşıklığına bağlı olarak, kayan yüzey fonksiyonu, Denklem (3.9)'daki gibi tasarlanabilir (Abrishamifar et al. 2011).

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} x_1. \quad (3.9)$$

Burada, λ kayma katsayısıdır ve sistemin kararlılığı için her zaman pozitif bir değer almalıdır. n ise sistem derecesini temsil etmektedir. Sistem derecesi, kontrol girişinin çıkış sinyalinde açıkça görülebilmesi için durum değişkenlerinin kaç kez türevlenmesi gerektiğiyle ilişkilidir. Dolayısıyla, 2'nci dereceden bir sistem için durum değişkeni hatalarının doğrusal birleşiminden oluşan bir kayma yüzeyi fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir.

$$S(x) = \lambda x_1 + x_2 = \lambda x_1 + \dot{x}_1. \quad (3.10)$$

Burada, x_1 ve dx_1/dt sırasıyla durum değişkeni hatasını ve türevini ifade etmektedir. Şebeke bağlantılı evirici sistemlerinde, temel amaç şebeke akımının kontrol edilmesidir. Bu nedenle, x_1 şebeke akım hatası ($i_s^* - i_s$) olarak seçilebilmektedir. Ancak, LCL filtreler, kondansatörün reaktif güç gereksiniminden kaynaklanan ve sistem

kararlılığını sağlamak için sönümlenmesi gereken rezonanslardan dolayı sıkıntı çekmektedirler (Komurcugil et al. 2015; Ozdemir et al. 2018). LCL filtrede meydana gelen rezonans probleminin zayıflatılabilmesi için kayma yüzeyi, kondansatör gerilim hatasıyla birlikte oluşturulabilmektedir. Dolayısıyla, kondansatör gerilimi kontrol edilerek şebeke akımının kontrolü sağlanmaktadır. Kondansatör gerilim hatası ve türevi, aşağıda ifade edilen durum değişkenleri olarak tanımlanmaktadır.

$$x_1 = v_c - v_c^* \quad (3.11)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = \frac{d}{dt}(v_c - v_c^*). \quad (3.12)$$

Burada, v_c^* kondansatör geriliminin referans değerini ifade etmektedir. Yukarıdaki eşitlikler dikkate alındığında, Denklem (3.10)'un yeniden düzenlenmesiyle kayan yüzey fonksiyonu aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$S(x) = \lambda(v_c - v_c^*) + \frac{d}{dt}(v_c - v_c^*). \quad (3.13)$$

Kayan yüzey fonksiyonunun belirlenmesinin ardından, durum değişkenlerini kayan yüzey üzerinde harekete zorlayan kontrol sinyalinin belirlenmesi gerekmektedir. Kontrol sinyalinin yapısı Denklem (3.14)'teki gibi ifade edilebilir (Kim 2006; Utkin et al. 2017).

$$u_{smc} = u_{eq} + u_{sw}. \quad (3.14)$$

Burada, u_{eq} kayma yüzeyi üzerinde sistem davranışını belirleyen eşdeğer kontrol sinyalini, u_{sw} ise durum değişkenlerini kayma yüzeyine süren ve parametre değişimleri ile bozulmalar varlığında durum değişkenlerini kayma yüzeyi üzerinde harekete zorlayan süreksiz anahtarlama kontrol girişini ifade etmektedir. Durum değişkenlerini kayan yüzeyde tutmayı sağlayan eşdeğer kontrol sinyali (u_{eq}), kayan yüzey fonksiyonunun türevinin sifıra eşitlenmesiyle ($dS(x)/dt=0$) elde edilmektedir (Komurcugil 2012). Ancak,

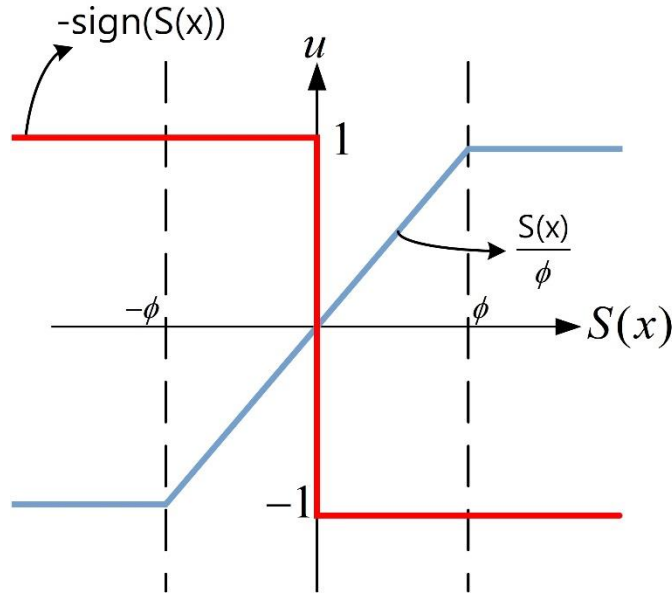
eşdeğer kontrol sinyali durum değişkenlerini ulaşma aşamasından kayma yüzeyine veya denge noktasına (orijin) taşımayı garanti edemeyebilir (Balta et al. 2023). Bu nedenle, Denklem (3.15)'te gösterildiği gibi, kontrol yapısına ilave bir kontrol eylemi olan anahtarlama kontrol girişi eklenir.

$$u_{smc} = u_{eq} - K \text{sign}(S(x)). \quad (3.15)$$

Burada, K anahtarlama kontrol kazancıdır ve pozitif bir değer olarak seçilir. Böylece, son kontrol girişi oluşturulmuştur. Ancak, u_{eq} kısmının kontrol sinyaline dâhil edilmesi, genel hesaplama süresini ve kontrol karmaşıklığını artırmaktadır (Bagheri et al. 2019). Ayrıca, literatürde çatırtı (chattering) azaltma ile ilgili pek fazla kaynak bulunmamaktadır. Bu nedenle, daha basit bir yapıya sahip olan süreksiz anahtarlama kontrol sinyalinin kullanımı, yaygın olarak tercih edilmektedir (Komurcugil et al. 2021). Genel olarak, kayma yüzeyine bağlı ve kontrol kazancı 1 olan süreksiz anahtarlama kontrol sinyali, Denklem (3.16)'daki gibi ifade edilebilir (Komurcugil et al. 2015; Altin et al. 2018).

$$u_{smc} = u_{sw} = -\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} +1 & \text{if } S(x) < 0 \\ -1 & \text{if } S(x) > 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

Burada, $\text{sign}()$ işaret fonksiyonunu temsil etmektedir. Denklem (3.16)'dan açıkça görüleceği üzere, kayma yüzeyi pozitif olduğunda kontrol girişi negatif, kayma yüzeyi negatif olduğunda ise kontrol girişi pozitif olmaktadır. Bu durumda kontrol sinyali, durum değişkenlerinin yörüngesi kayma yüzeyini geçtiğinde değerini değiştiren bir anahtarlama fonksiyonu olarak düşünülebilir. Anahtarlama kontrol sinyali, kayma yüzeyinin işaretine bağlı olarak 1 ve -1 değerleri arasında geçiş yapan süreksiz bir yapıya sahip olması nedeniyle pratik uygulamalarda istenmeyen bir çatırtı problemine yol açmaktadır. Çatırtı problemi, sınır tabaka yöntemi kullanılarak azaltılmıştır (Slotine et al. 1991). Çatırtıyı azaltmak amacıyla uygulanan kontrol sinyali, kayan yüzey fonksiyonunun yakınında yer alan bir sınır tabakası içerisinde kontrol süreksizliğine uygulanan yumuşatma işlemi sonucunda elde edilmektedir (Komurcugil and Biricik 2016).



Şekil 3.17. Sınır tabaka yöntemi içinde kontrol sinyali

Şekil 3.17'den açıkça görüleceği üzere, ϕ kalınlığına sahip bir sınır tabakası içindeki süreksiz anahtarlama kontrol sinyali, $S(x)/\phi$ sinyaliyle değiştirilerek sınır tabakası içindeki süreksiz kontrol girişi sürekli hale getirilmekte ve bu sayede çatırtı azaltılmaktadır (Bagheri et al. 2019; Bayhan and Komurcugil 2019). Sonuç olarak, $S(x)/\phi$ sinyali üçgen taşıyıcılarla karşılaştırılarak evirici için uygun anahtarlama sinyalleri elde edilmektedir.

3.5. Kayan Kipli Kontrol Varlık Koşulu ve Kararlılık Analizi

Kontrol sistemleriyle ilgili olarak, temel ve en önemli sorulardan biri, sistemin kararlı olup olmadığının değerlendirilmesidir, çünkü kararsız bir kontrol sistemi genellikle etkin çalışamaz ve potansiyel olarak tehlikeli sonuçlara yol açabilir. Bu nedenle, kontrol sisteminin kararlılık analizi, sistemin performansı ve güvenilirliği açısından önemli bir faktördür. 19. yüzyılın sonlarında ortaya atılan Lyapunov teorisi, doğrusal olmayan kontrol sistemlerinin kararlılığını incelemek için kullanılan etkili ve genel bir yöntemdir (Slotine et al. 1991). Lyapunov teorisi, kararlılık analizi için iki ayrı yaklaşım sunmaktadır. Birincisi, dolaylı veya doğrusallaştırma yöntemi olarak adlandırılan yaklaşımdır. Bu yöntem, bir sistemin denge noktası etrafındaki yerel kararlılığını, sistemin doğrusal bir yaklaşımıyla incelemektedir. İkinci yöntem ise, doğrusal olmayan sistemlerin analizi için güçlü bir araç olarak kabul gören ve genellikle

Lyapunov teoremini temsil eden doğrudan yöntem olarak bilinir. Doğrudan yöntem, denge noktası etrafındaki yerel kararlılık analiziyle sınırlı olmayan bir yaklaşımdır. Bu yöntemde, sistem için aşağıda örneği gösterilen enerji benzeri bir skaler fonksiyon tanımlanarak ve bu fonksiyonun zamanla değişimi incelenerek kararlılık analizi yapılır (Slotine et al. 1991; Utkin et al. 2017). Lyapunov'un doğrudan yöntemi, bir sistemin toplam enerjisinin sürekli azalması durumunda, sistemin doğrusal olup olmaması fark etmeksizin sonunda bir denge noktasına ulaşacağını ifade etmektedir.

$$V = \frac{1}{2} S^2. \quad (3.17)$$

Daha önce de belirtildiği gibi, sistem kayma aşamasındayken ($S(x)=0$) durum değişkenleri kayan yüzey boyunca orijine ($x_1=0$ ve $x_2=0$) doğru hareket etmeye zorlanır. Varlık koşulları sağlanarak kayma aşamasının oluşması garanti edilebilir. Genellikle varlık koşulları, kayan yüzey etrafında zıt işaretlere sahip olan kayma yüzeyi fonksiyonu ve bu fonksiyonun türevinden türetilmektedir (Bayhan and Komurcugil 2019). Durum değişkenlerinin hareketinin kayma yüzeyi üzerinde sürdürülebilmesi için, Denklem (3.17)'nin türevi olan aşağıdaki varlık koşulunun sağlanması gerekmektedir (Komurcugil et al. 2015).

$$\dot{S} < 0. \quad (3.18)$$

Burada, dS/dt kayan yüzey fonksiyonunun türevidir ve Denklem (3.19) ile ifade edilebilir.

$$\dot{S} = \lambda \dot{x}_1 + \dot{x}_2. \quad (3.19)$$

Denklem (3.10)'dan, x_1 'in türevi aşağıdaki gibi kolayca yazılabilir:

$$\dot{x}_1 = x_2. \quad (3.20)$$

Denklem (3.6)'ya göre, v_c 'in türevi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}(i_e - i_s). \quad (3.21)$$

Denklem (3.21)'deki ifade, Denklem (3.12)'de yerine yazılırsa;

$$x_2 = \frac{1}{C}(i_e - i_s) - \frac{dv_c^*}{dt} \quad (3.22)$$

eşitliği elde edilir. (3.22)'deki ifadenin türevi aşağıdaki gibidir.

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C} \left(\frac{di_e}{dt} - \frac{di_s}{dt} \right) - \frac{d^2 v_c^*}{dt^2}. \quad (3.23)$$

Denklem (3.4) ve (3.5)'e göre i_e ve i_s 'in türevleri aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{1}{L_e}(uV_{da} - v_c - r_e i_e) \quad (3.24)$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_s}(v_c - v_s - r_s i_s). \quad (3.25)$$

Denklem (3.24) ve (3.25)'teki türevsel ifadeler, Denklem (3.23)'te yerine yazılırsa;

$$\dot{x}_2 = \frac{uV_{da}}{L_e C} - \frac{v_c}{L_e C} - \frac{r_e}{L_e C} i_e - \frac{v_c}{L_s C} + \frac{v_s}{L_s C} + \frac{r_s}{L_s C} i_s - \frac{d^2 v_c^*}{dt^2}. \quad (3.26)$$

Denklem (3.26)'nın sağ tarafına $\frac{v_c^*}{L_e C} - \frac{v_c^*}{L_e C}$ ve $\frac{v_c^*}{L_s C} - \frac{v_c^*}{L_s C}$ terimleri eklenip

düzenlendiğinde, aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$\dot{x}_2 = -x_1 \omega_r^2 + uV_{da} \omega_1^2 + d(t). \quad (3.27)$$

Burada, $\omega_1^2 = 1/L_e C$, $\omega_2^2 = 1/L_s C$ ve $\omega_r^2 = (L_e + L_s)/L_e L_s C$ olarak tanımlanmıştır. $d(t)$ ise bozucu terimini temsil eden zamana bağlı bir fonksiyondur ve aşağıdaki şekilde verilmiştir:

$$d(t) = -v_c^* \omega_r^2 - \frac{d^2 v_c^*}{dt^2} + \omega_2^2 (v_s + r_s i_s) - \omega_1^2 r_e i_e. \quad (3.28)$$

Sonuç olarak, Denklem (3.20) ve (3.27)'nin Denklem (3.19)'a yerleştirilmesiyle, kayan yüzey fonksiyonunun türevi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\dot{S} = \lambda x_2 - x_1 \omega_r^2 + u V_{da} \omega_1^2 + d(t). \quad (3.29)$$

Varlık koşullarını türetmek ve sistemin kararlılığını kanıtlamak için, kayma yüzeyi fonksiyonunu sıfıra götüren süreksiz anahtarlama sinyali aşağıdaki şekilde seçilmiştir:

$$u = -\text{sign}(S). \quad (3.30)$$

Denklem (3.29) ve (3.30)'daki ifadeler, Denklem (3.18)'de yerine yazılırsa;

$$S\dot{S} = S(\lambda x_2 - x_1 \omega_r^2 - \text{sign}(S) V_{da} \omega_1^2 + d(t)) < 0 \quad (3.31)$$

eşitliği elde edilir. Daha sonra varlık koşulları aşağıdaki gibi türetilmektedir:

$$1) \quad S < 0 \Rightarrow u = 1 \rightarrow \dot{S} = \lambda x_2 - x_1 \omega_r^2 + u V_{da} \omega_1^2 + d(t) > 0 \quad (3.32)$$

$$2) \quad S > 0 \Rightarrow u = -1 \rightarrow \dot{S} = \lambda x_2 - x_1 \omega_r^2 + u V_{da} \omega_1^2 + d(t) < 0. \quad (3.33)$$

Denklem (3.32) ve (3.33), varlık bölgesinin sınırlarını belirlemektedir ve bu ifadeler birleştirildiğinde Denklem (3.34) elde edilir.

$$-V_{da}\omega_1^2 < \lambda x_2 - x_1\omega_r^2 + d(t) < +V_{da}\omega_1^2. \quad (3.34)$$

Yukarıdaki eşitsizlik, kayma aşamasında durum değişkenlerinin yüzey boyunca sürekliliğini sağlamaktadır (Bagheri et al. 2018). Sistem kayma aşamasındayken ($S(x)=0$), bozucu etkilerden bağımsız olarak kayan yüzeyin davranışını ifade eden fonksiyon aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$S = \lambda x_1 + \dot{x}_1 = 0. \quad (3.35)$$

Denklem (3.35)'teki birinci dereceden sistem çözümlendiğinde, kondansatör gerilim hatası:

$$x_1(t) = x_1(0)e^{-\lambda t} \quad (3.36)$$

olarak elde edilir. Denklem (3.36)'daki ifadeye göre, sistemin kapalı çevrim kutubu $-\lambda$ noktasındadır. λ pozitif olduğu için, sistem kutubu sol yarı düzlemde bulunmaktadır ve bu durum sistemin kararlı olduğunu garanti etmektedir. Kondansatör gerilim hatası, zaman sonsuza giderken üstel olarak sifıra yakınsadığından dolayı sistem asimptotik olarak kararlıdır. Denklem (3.36)'dan açıkça görüleceği üzere, yakınsama periyodu boyunca sistemin ne bozucu etkiye ne de sistem parametrelerine bağlı olmadığı, yalnızca kayma katsayısına (λ) bağlı olduğu görülmektedir. Yüksek λ değeri, daha hızlı bir yakınsama sürecine neden olmaktadır.

Ayrıca, anahtarlama kontrol sinyalinin ($-Ksign(S(x))$) bozucu etkilere ve belirsizliklere karşı sağlamlığını incelemek amacıyla Denklem (3.18) yeniden düzenlenebilir. Denklem (3.15)'teki kontrol girişi ve Denklem (3.29), Denklem (3.18)'de yerine konulursa, Denklem (3.37) elde edilmektedir.

$$S\dot{S} = S(\lambda x_2 - x_1\omega_r^2 + (u_{eq} - Ksign(S(x)))V_{da}\omega_1^2 + d(t)) < 0. \quad (3.37)$$

Denklem (3.29)'daki kayan yüzey fonksiyonu türevinin sıfıra eşitlenmesiyle elde edilen u_{eq} sinyalinin eşitliği Denklem (3.38)'de verilmiştir.

$$u_{eq} = \frac{-\lambda x_2 + x_1 \omega_r^2 - d(t)}{V_{da} \omega_1^2}. \quad (3.38)$$

Denklem (3.38), Denklem (3.37)'de yerine konulursa, Denklem (3.39) elde edilir.

$$\begin{aligned} S(x)\dot{S}(x) &= S(x)(d_b(t) - K \text{sign}(S(x))V_{da}\omega_1^2) < 0 \\ &= S(x)d_b(t) - K|S(x)|V_{da}\omega_1^2 < 0 \end{aligned} \quad (3.39)$$

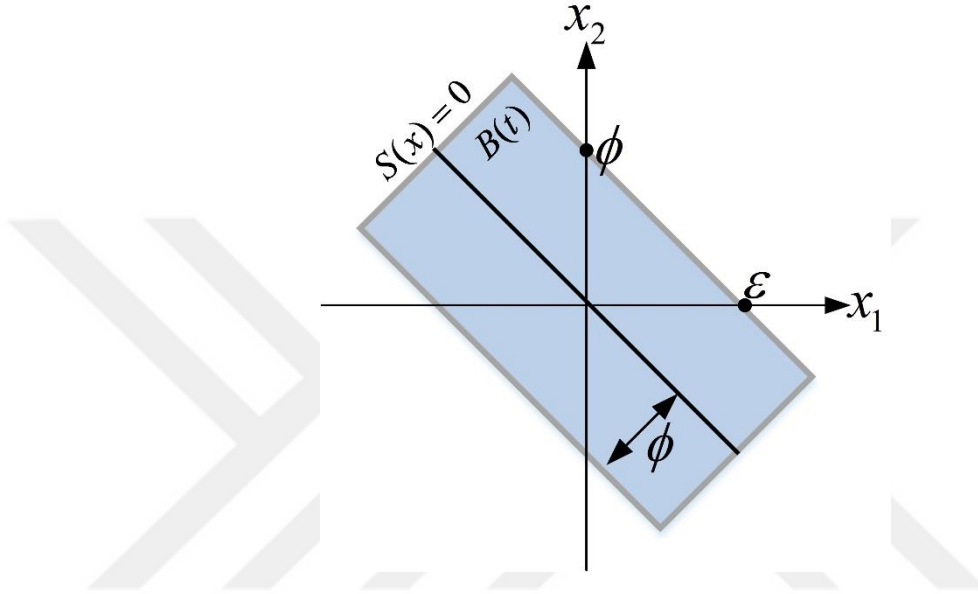
Burada, $d(t)$ bozucu terimin, $|d(t)| \leq d_b(t)$ olarak sınırlandırıldığı varsayılmaktadır (Komurcugil 2010). Denklem (3.39)'a göre, $K > |d_b(t)|/V_{da}\omega_1^2$ olacak şekilde uygun bir anahtarlama kontrol kazancı seçildiğinde, bozucu etkilerin ve belirsizliklerin etkisinin ortadan kaldırılabileceği sonucu çıkarılabilir. Yapılan çalışmada kontrol kazancı (K) ve eşdeğer kontrol sinyalinin (u_{eq}) kullanılmadığına dikkat edilmelidir. Bu kısım, daha önce yukarıda bahsedilen kayma yüzeyinin bozucu etki ve belirsizliklere bağlı olmadığı, anahtarlama kontrol sinyalinin bozucu etki ve belirsizliklere karşı sağlamlığının ve eşdeğer kontrol sinyalinin durum değişkenlerini kayan yüzey üzerinde koruduğunun Lyapunov'un ikinci yöntemine göre kanıtıdır. Aynı zamanda, K pozitif bir sabit olduğundan, sistemin küresel ölçekte asimptotik kararlı olduğunu garanti eden Lyapunov koşulu sağlanmıştır (Slotine et al. 1991; Cortajarena et al. 2017).

3.6. Sınır Tabaka Yöntemi

Kontrolörün etkin bir şekilde çalışabilmesi için, çatırtının en aza indirgenmesi büyük önem taşımaktadır. Çatırtının genliği, kontrol kazancının büyüklüğüne bağlı olup, kontrol kazancının azaltılması çatırtıyı azaltmak için bir strateji olarak kullanılabilir. Literatürde tanıtılan sınır tabaka yöntemi, kontrol kazancının büyüklüğünü azaltmaya dayalı bir şekilde düzenlenmiştir (Slotine et al. 1991). Çatırtı, $B(t)$ olarak ifade edilen kayan yüzeye komşu bir sınır tabaka içinde azaltılmaktadır:

$$B(t) = \{x, |S(x, t)| \leq \phi\}, \quad \phi > 0. \quad (3.40)$$

Burada, $B(t)$ sınır tabakasını, ϕ sınır tabakası kalınlığını, $\varepsilon = \phi/\lambda^{n-1}$ ise $n=2$ için Şekil 3.18’de görüldüğü gibi sınır tabakası genişliğini ifade etmektedir. Burada, n kayan yüzeydeki değişken sayısıdır (Bagheri et al. 2019).



Şekil 3.18. Sınır tabaka yöntemi

Ancak sınır tabaka yönteminde, çatırtı azaltmasına rağmen şebeke akımında mükemmel bir takip sağlanamayabilir (Slotine et al. 1991). Mükemmel takip yerine, sınır tabakasının genişliğiyle garantili bir takip hatası ortaya çıkmaktadır:

$$|x_i| \leq \varepsilon = \phi / \lambda^{n-1} \Rightarrow i = 1, 2. \quad (3.41)$$

Burada, x_i durum değişkenlerinin takip hatasını temsil etmektedir. Denklem (3.36) ile kıyaslandığında, Denklem (3.41)'deki durum değişkeni hatasının sınır tabaka kalınlığıyla ilişkili olduğu görülmektedir. Bu nedenle, sınır tabaka kalınlığının seçimi, takip hatası ve sağlamlık arasındaki dengeyi sağlamak için önemlidir (Komurcugil and Biricik 2016). Ayrıca, sınır tabaka yönteminde, kayma aşamasının oluşmasını sağlamak için varlık koşulları Lyapunov teorisine göre sağlanabilir. Varlık koşullarının sağlanması için aşağıdaki denklemler geçerli olmaktadır (Slotine et al. 1991; Bagheri et al. 2019).

$$S(x) > \phi \rightarrow \frac{d(S(x) - \phi)}{dt} < 0 \quad (3.42)$$

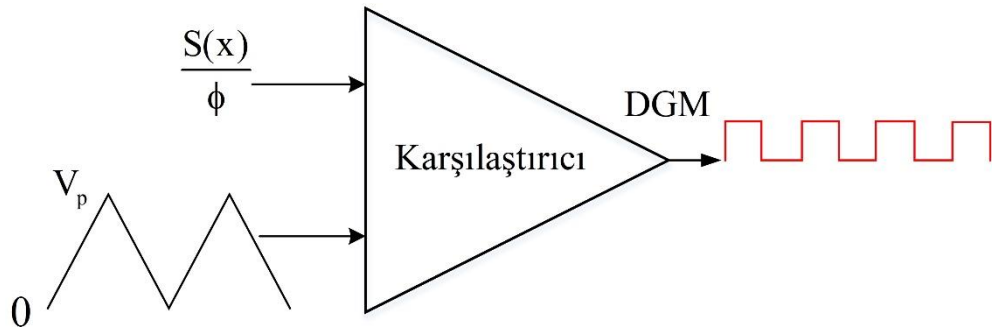
$$S(x) < -\phi \rightarrow \frac{d(S(x) - (-\phi))}{dt} > 0. \quad (3.43)$$

Sınır tabaka kalınlığı zamandan bağımsız bir parametre olduğu için, denklem (3.42) ve (3.43)'teki ifadeler aşağıdaki şekilde yeniden düzenlenebilir:

$$S(x) > \phi \rightarrow \frac{dS(x)}{dt} < 0, \quad S(x) < -\phi \rightarrow \frac{dS(x)}{dt} > 0 \quad (3.44)$$

3.6.1. Sınır tabaka kalınlığının belirlenmesi

Daha önce bahsedildiği üzere, çatırtıyı azaltmak için $u = -\text{sign}(S(x))$ kontrol sinyali, sınır tabaka içinde $-S(x)/\phi$ sinyaliyle değiştirilerek kontrol girişi yumuşatılmaktadır. Daha sonra Şekil 3.19'da görüldüğü üzere, $S(x)/\phi$ sinyali karşılaştırıcının girişine uygulanarak anahtarlama sinyalleri üretilmektedir.



Şekil 3.19. DGM ile anahtarlama sinyallerinin oluşturulması

Eviricinin kontrolünü sağlamak amacıyla uygun anahtarlama sinyalleri üretmek için, giriş sinyali ile taşıyıcı sinyal arasında sürekli geçişten kaçınılması gerekmektedir (Zargari et al. 1995). Bu, taşıyıcı sinyalin eğiminin giriş sinyalinin eğiminden daha yüksek olmasıyla sağlanmaktadır.

$$\text{eğim}(\text{taşıyıcı}) > \text{eğim}(S(x) / \phi). \quad (3.45)$$

Taşıyıcı sinyalin eğimi aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$eğim(taşıyıcı) = \frac{V_p - (0)}{T / 2} = \frac{V_p}{1 / 2 f_{sw}} = 2V_p f_{sw}. \quad (3.46)$$

Burada, V_p taşıyıcı sinyalinin genliğini ve f_{sw} ise taşıyıcı sinyalin frekansını ifade etmektedir.

Denklem (3.13) kullanılarak, $-S(x)/\phi$ sinyali aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} \frac{-S(x)}{\phi} &= \frac{\lambda x_1 + x_2}{\phi} = \frac{\lambda}{\phi} (v_c - v_c^*) + \frac{1}{\phi} \frac{d}{dt} (v_c - v_c^*) \\ &= \frac{\lambda}{\phi} (v_c - v_c^*) + \frac{(i_c - i_c^*)}{C_f \phi}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

Kararlı durumda, kondansatör voltaj hatası yaklaşık olarak sıfır olduğundan dolayı Denklem (3.47)deki birinci terim ihmal edilebilir. Bu nedenle, Denklem (3.47) sadeleştirilirse:

$$\frac{S(x)}{\phi} = \frac{(i_c^* - i_c)}{C_f \phi}. \quad (3.48)$$

Düğüm noktasında Kirchhoff'un akım yasasından yararlanarak $i_c^* - i_c = \Delta i_e - \Delta i_s$ olarak ifade edilir ve Denklem 45 yeniden düzenlenirse Denklem (3.49)'daki gibi elde edilebilir.

$$\frac{S(x)}{\phi} = \frac{\Delta i_e - \Delta i_s}{C_f \phi}. \quad (3.49)$$

Burada, $\Delta i_e = i_e^* - i_e$ ve $\Delta i_s = i_s^* - i_s$ sırasıyla Denklem (3.50) ve (3.51)'deki gibi belirlenebilmektedir (Abrishamifar et al. 2011; Bagheri et al. 2018).

$$\Delta i_e = \frac{V_{da} - v_c}{L_e} DT \quad (3.50)$$

$$\Delta i_s = \frac{V_c - v_s}{L_s} DT . \quad (3.51)$$

Burada, D görev döngüsünü ve T ise taşıyıcı sinyalin periyodunu temsil etmektedir. Şebeke akımındaki dalgalanma çok küçük olduğundan ihmal edilebilir. Şimdi $\Delta I = \Delta i_e$ ifadesi Denklem (3.52)'deki gibi yazılabilmektedir.

$$\Delta I = \frac{V_{da} - v_c}{L_e} DT . \quad (3.52)$$

Burada, D ve v_c aşağıdaki denklemlerle tanımlanmaktadır.

$$D = m \sin(\omega t) \quad (3.53)$$

$$v_c = m V_{da} \sin(\omega t) . \quad (3.54)$$

Burada, m modülasyon faktörünü ifade etmektedir. $m = 1$ olarak varsayıldığında, $\omega t = \pi/6$ ve $5\pi/6$ noktalarında oluşan maksimum akım dalgalanması Denklem (3.55)'te ifade edilmiştir.

$$\Delta I = \frac{V_{da}}{4L_e} T . \quad (3.55)$$

Son olarak, Denklem (3.55)'teki ifadenin, Denklem (3.48)'de yerine konulması ve ardından T 'ye göre türev alınmasıyla giriş sinyalinin eğimi, Denklem (3.56)'daki gibi elde edilir. Denklem (3.56)'dan uygun bir ϕ değeri seçerek DGM giriş sinyali eğiminin düşürüleceği açıkça görülebilmektedir.

$$eğim(S(x) / \phi) = \frac{V_{da}}{4L_e C_f \phi}. \quad (3.56)$$

Şimdi, uygun bir DGM işlemi için Denklem (3.45)'te belirtilen sınırlama dikkate alınarak Denklem (3.57) elde edilir.

$$\frac{V_{da}}{4L_e C_f \phi} < 2V_p f_{sw}. \quad (3.57)$$

Sonuç olarak, sınır tabaka kalınlığı (ϕ) Denklem (3.58)'e göre belirlenmektedir.

$$\frac{V_{da}}{8L_e C_f V_p f_{sw}} < \phi \quad (3.58)$$

3.7. Kondansatör Gerilim Referansının Üretilmesi

Kondansatör gerilim referansı aşağıdaki denklem yardımıyla üretilebilmektedir.

$$v_c^* = L_\varsigma \frac{di_\varsigma^*}{dt} + r_\varsigma i_\varsigma^* + v_\varsigma. \quad (3.59)$$

Denklem (3.59), Denklem (3.5)'teki i_ς yerine i_ς^* yerleştirilerek elde edilmektedir. Denklem (3.59)'dan açıkça görüleceği üzere, kondansatör gerilim referansını üretebilmek için türev operatörü ile birlikte L_ς ve r_ς parametrelerinin değerine ihtiyaç vardır. Ancak, kontrol uygulamalarında türev operatörünün, önemli sorunlara yol açabilecek bir büyütme özelliğine sahip olması nedeniyle istenmeyen bir işlem olduğu bilinmektedir (Komurcugil et al. 2016). Ayrıca, çalışma şartları (sıcaklık, nem vb.), eskime ve diğer faktörler nedeniyle L_ς ve r_ς parametre değerlerinin hatasız ve tam olarak tahmin edilmesi pratikte mümkün olmamaktadır. Parametre değerlerindeki bir sapma, v_c^* referans değerinde de bir hataya neden olacak ve dolayısıyla şebeke akımında kararlı durum hatası meydana gelecektir. Bu nedenle, yukarıda bahsedilen problemlere çözüm olarak ve aynı zamanda sınır tabaka yönteminin kullanımından dolayı şebeke akımındaki kararlı durum

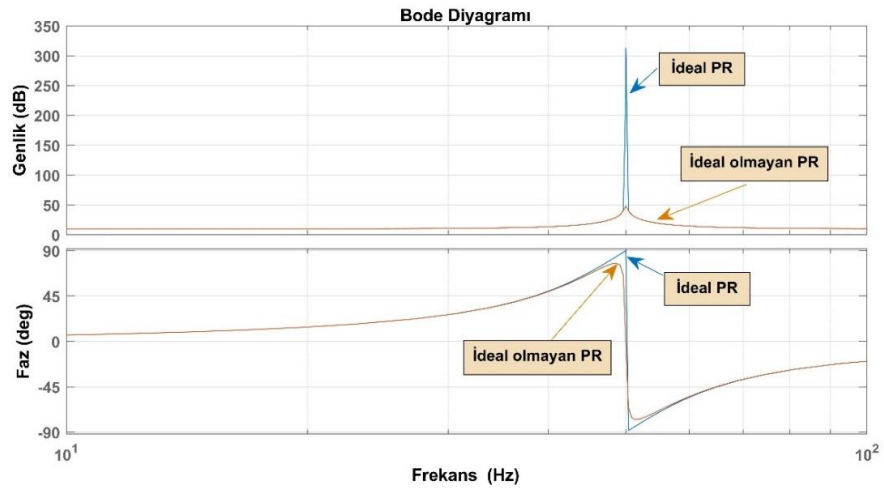
hatasını minimize edebilmek için, v_c^* referans değeri oransal rezonans (PR) kontrol kullanılarak elde edilmiştir.

PR kontrolünün, sıfır kararlı durum hatasıyla AA sinyal düzenlemede iyi bir performans sergilediği yaygın olarak bilinmektedir (Altin et al. 2018; Ozdemir et al. 2018). İdeal ve ideal olmayan PR kontrolörlere ait transfer fonksiyonları Denklem (3.60) ve (3.61)'de sırasıyla verilmiştir (Teodorescu et al. 2006).

$$H_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r s}{s^2 + \omega^2} \quad (3.60)$$

$$H_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (3.61)$$

Burada, K_p oransal kazancı, K_r rezonans kazancı, ω_c kesim frekansını ve ω ise rezonans frekansını ifade etmektedir. $K_p = 3$, $K_r = 250$, $\omega = 314$ rad/s ve $\omega_c = 1$ rad/s değerleriyle elde edilen ideal ve ideal olmayan PR kontrolörlere ait genlik ve faz tepkileri, Şekil 3.20'de gösterilmektedir.



Şekil 3.20. İdeal ve ideal olmayan PR kontrolörlerin genlik ve faz tepkileri

Şekil 3.20'den açıkça görüldüğü üzere, ideal PR kontrolör, rezonans frekansında sonsuz kazançla sahiptir ve diğer frekanslarda hiç kazanç yoktur. Böylece, şebeke frekansını

rezonans frekansına ayarlandığında, şebeke akımında sıfır kararlı durum hatası oluşmaktadır. Ancak, sonsuz bir kazanç, kararlılık problemlerine sebep olabilmektedir (Teodorescu et al. 2006). Ayrıca, sonsuz bir kazançta sahip ideal PR kontrolörün, analog ve dijital yöntemler yardımıyla pratikte gerçekleştirilmesi mümkün olmayabilir. Bu nedenle, pratik uygulamalarda Denklem (3.61)'deki ideal olmayan PR kontrolör tercih edilmektedir (Altin et al. 2018).

Bu çalışmada, ideal olmayan PR kontrolörün girişine şebeke akım hatası ($i_s^* - i_s$) uygulanarak kondansatör gerilim referansı (v_c^*) elde edilmiştir. Laplace alanında, kondansatör gerilim referansına karşılık gelen PR kontrolör çıkışı Denklem (3.62)'de ifade edilmiştir.

$$v_c^*(s) = (i_s^*(s) - i_s(s)) \frac{K_p s^2 + 2\omega_c (K_p + K_r)s + K_p \omega_c^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2}. \quad (3.62)$$

PR kontrolörün dinamik ve kararlı durum yanıtı, K_p ve K_r parametre değerleri ayarlanarak belirlenmektedir. K_p parametresi, dinamik yanıtı; K_r parametresi ise kararlı durum hatasını belirlemektedir (Teodorescu et al. 2006).

Şimdi, ideal olmayan PR kontrolörün mükemmel sinüzoidal sinyal takip özelliğini kanıtlamak için ölçülen şebeke akımı ile referans şebeke akımı arasında bir transfer fonksiyonu elde edilebilir. Denklem (3.47)'deki $S(x)/\phi$ kontrol girişi, Denklem (3.4)'te yerine yazılırsa;

$$L_e \frac{di_e}{dt} = \left(\frac{\lambda}{\phi} (v_c^* - v_c) + \frac{1}{\phi} \frac{d}{dt} (v_c^* - v_c) \right) V_{da} - v_c \quad (3.63)$$

eşitliği elde edilir. Transfer fonksiyonunu basitleştirmek için bobinlerin seri dirençleri ihmal edilmiştir. Denklem (3.63)'ün i_s ve v_c^* cinsinden ifade edilebilmesi için, Denklem (3.6)'dan i_e ve Denklem (3.5)'ten v_c ifadeleri yukarıdaki eşitlikte yerine konulmalıdır. Daha sonra elde edilen eşitliğin Laplace dönüşümü alınarak ve Denklem (3.62)'yi kullanarak, ölçülen şebeke akımı ile referans şebeke akımı arasındaki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$H(s) = \frac{i_{\dot{s}}(s)}{i_{\dot{s}}^*(s)} = \frac{z_3 s^3 + z_2 s^2 + z_1 s + z_0}{p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0}. \quad (3.64)$$

Burada;

$$z_3 = \frac{V_{da}}{\phi} K_p$$

$$z_2 = \frac{V_{da}}{\phi} (\lambda K_p + 2\omega_c (K_p + K_r))$$

$$z_1 = \frac{V_{da}}{\phi} (\lambda 2\omega_c (K_p + K_r) + K_p \omega^2)$$

$$z_0 = \frac{V_{da}}{\phi} \lambda K_p \omega^2$$

$$p_5 = L_e C_f L_{\dot{s}}$$

$$p_4 = \frac{V_{da}}{\phi} L_{\dot{s}} + L_e C_f L_{\dot{s}} 2\omega_c$$

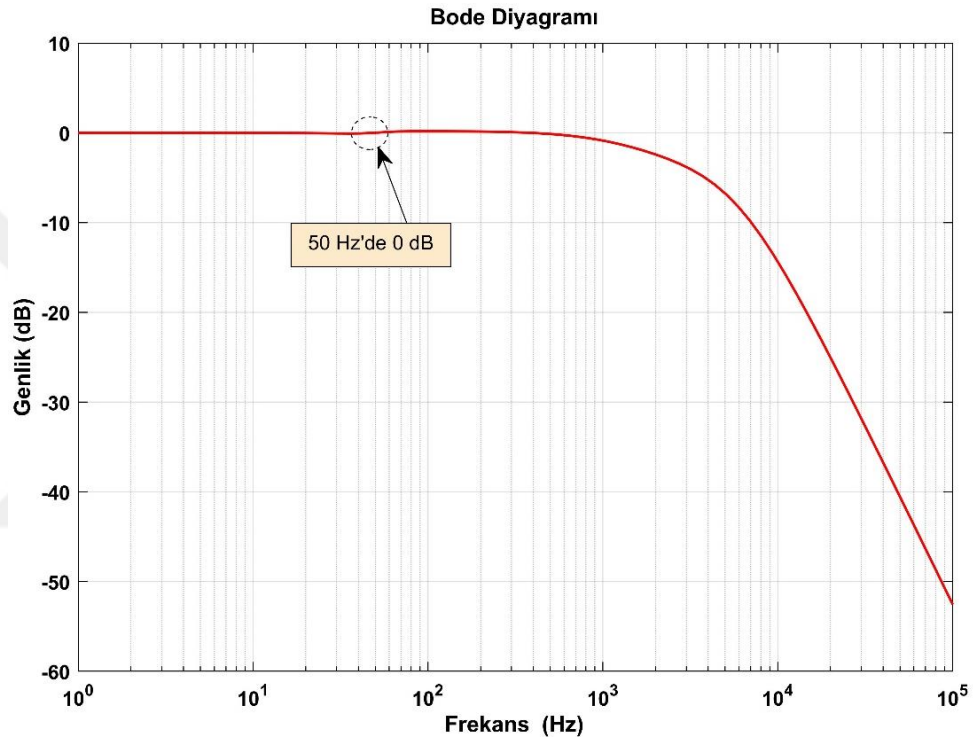
$$p_3 = L_e + L_{\dot{s}} + \frac{V_{da}}{\phi} (\lambda L_{\dot{s}} + 2\omega_c L_{\dot{s}} + K_p) + \omega^2 L_e C_f L_{\dot{s}}$$

$$p_2 = \frac{V_{da}}{\phi} (\lambda L_{\dot{s}} 2\omega_c + \omega^2 L_{\dot{s}} + \lambda K_p + 2\omega_c (K_p + K_r)) + 2\omega_c (L_e + L_{\dot{s}})$$

$$p_1 = \frac{V_{da}}{\phi} (\lambda L_{\dot{s}} \omega^2 + 2\omega_c \lambda (K_p + K_r) + K_p \omega^2)$$

$$p_0 = \frac{V_{da}}{\phi} \lambda K_p \omega^2$$

olarak ifade edilmiştir. Denklem (3.64) kullanılarak elde edilen genlik tepkisi, Şekil 3.21’de gösterilmektedir. Şekil 3.21’den açıkça görüleceği üzere, i_s/i_s^* ifadesinin genliği 50 Hz’de sıfır (0) dB’dir. Bu, şebeke akımında sıfır kararlı durum hatası olduğu anlamına gelmektedir.



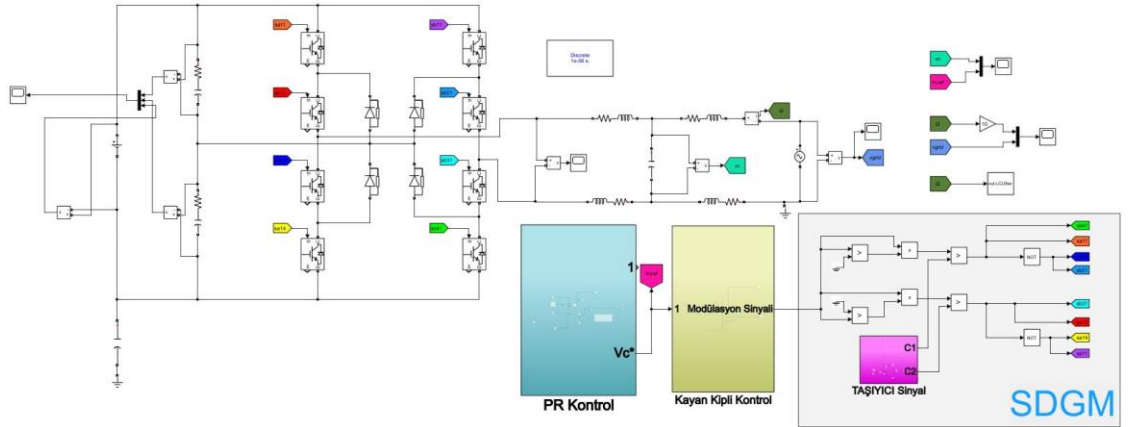
Şekil 3.21. Şebeke akım hatasının genlik tepkisi

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

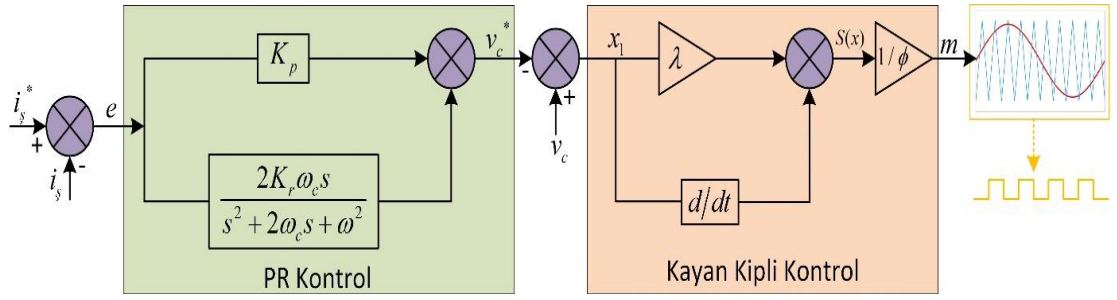
Bir kontrolcü ile birlikte tasarlanan şebeke bağlantılı evirici, gerekli standartların yanı sıra istenen kontrol hedeflerinin de karşılanıp karşılanmadığını değerlendirmek için test edilmelidir. Genel olarak test aşaması, benzetim tabanlı veya deneysel olarak yapılmaktadır. Benzetim tabanlı test yöntemi, deneysel ortamdaki süreci önceden analiz etmek ve yorumlamak için düşük maliyetli ve etkili bir araçtır. Bu tez çalışmasında tek faz şebeke bağlantılı HNNK eviricinin MATLAB/Simulink® ortamında bir benzetim modeli oluşturulmuş ve analiz edilmiştir.

4.1. Tek Faz Şebeke Bağlantılı HNNK Eviricinin MATLAB/Simulink® Ortamında Modellenmesi

Önerilen kontrol yöntemiyle birlikte tek faz şebeke bağlantılı HNNK eviricinin MATLAB/Simulink® tabanlı modellenmesi Şekil 4.1’de, kontrol yöntemlerine ait blok şeması ise Şekil 4.2’de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Önerilen kontrol yöntemiyle birlikte tek faz şebeke bağlantılı HNNK eviricinin MATLAB/Simulink® modeli.



Şekil 4.2. PR kontrol ve KKK yöntemlerine ait blok şema

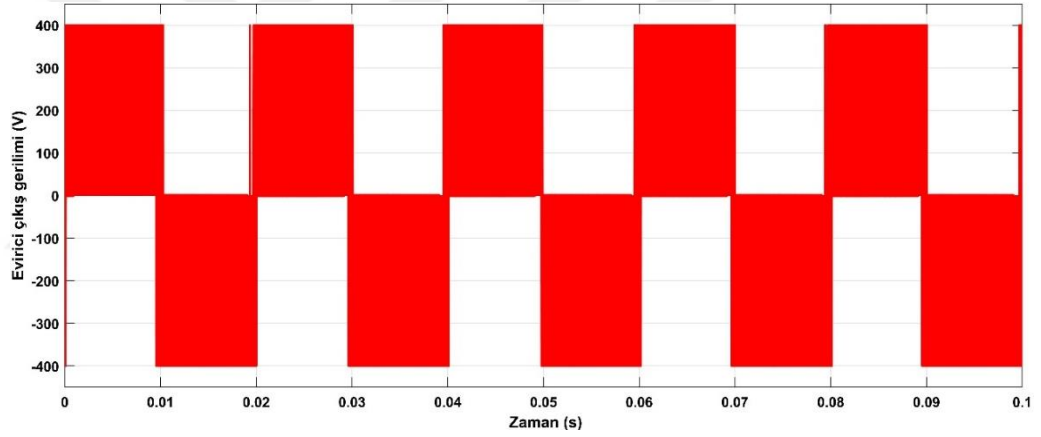
Şekil 4.2’den görüleceği üzere, şebeke akım hatası, PR kontrolör girişine uygulanarak kondansatör gerilim referansı elde edilmiştir. Daha sonra, kondansatör gerilim hatası ve türeviyle oluşturulan kayan yüzey fonksiyonu sınır tabaka kalınlığına bölünerek, evirici anahtar sinyallerini elde etmede kullanılan modülasyon işareti üretilmiştir. Benzetim çalışmasında kullanılan sistem ve kontrol parametreleri Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1. Sistem ve kontrol parametreleri

Parametreler	Değerleri
DA bara gerilimi (V_{da})	400 V
DA bara kondansatörleri (C_1, C_2)	3,3 mF
Evirici tarafı endüktans (L_e)	1,7 mH
Filtre kondansatörü (C_f)	45 μ F
Şebeke tarafı endüktans (L_s)	0,6 mH
Bobin dirençleri (r_e, r_s)	0,15, 0,08
Şebeke gerilimi (v_s)	$230\sqrt{2}$ V
Şebeke akım referansının genliği (i_s^*)	15 A
Şebeke frekansı (f_s)	50 Hz
Anahtarlama frekansı (f_{sw})	20 kHz
Oransal ve rezonans kazançları (K_p, K_r)	7,5, 2.500
Kesim frekansı (ω_c)	0,4 rad/s
Kayma katsayısı (λ)	12.000
Sınır tabaka kalınlığı (ϕ)	70.000
Örnekleme zamanı (T_s)	1 μ s
Parazitik kondansatör (C_{fv})	200 nF

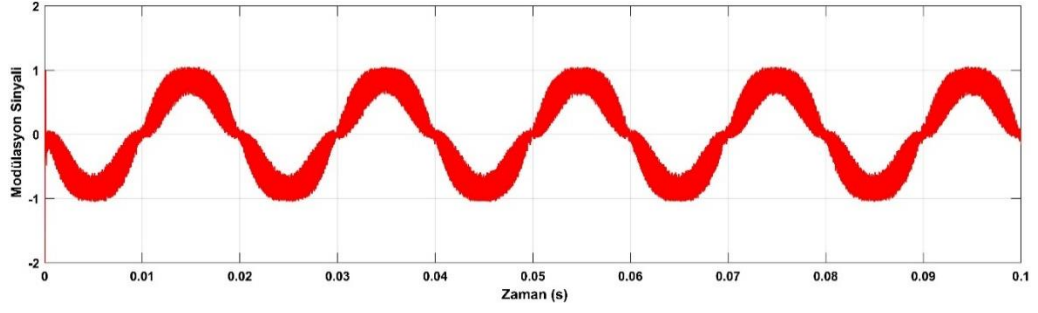
4.1.1. Şebeke bağlantılı HNNK eviricinin kararlı durum analizi

Şekil 4.3, HNNK eviricin faz-faz çıkış gerilimini göstermektedir. Açıkça görüldüğü üzere, eviricinin çıkış dalga formu +400, -400 ve sıfır olmak üzere 3 seviyeye sahiptir. HNNK evirici 5-seviye çıkış gerilimine sahip olmasına rağmen, sızıntı akımını azaltmak için kullanılan özel bir modülasyon tekniğine bağlı olarak 3-seviyeli çıkış gerilimi elde edilmiştir. Kullanılan modülasyon tekniği seviye sayısını düşürdüğü için evirici çıkış gerilimindeki THB değeri artmaktadır. Bu durumda HNNK evirici, geleneksel 3-seviye NNK eviriciye benzemektedir. Ancak, maksimum çıkış gerilimi (400 V) korunmuştur. Bu, geleneksel NNK eviriciye kıyasla aynı çıkış gerilimini elde etmek için daha düşük giriş gerilimine ihtiyaç olduğu anlamına gelir. Dolayısıyla, HNNK evirici girişte daha az FV panele ihtiyaç duyacaktır.



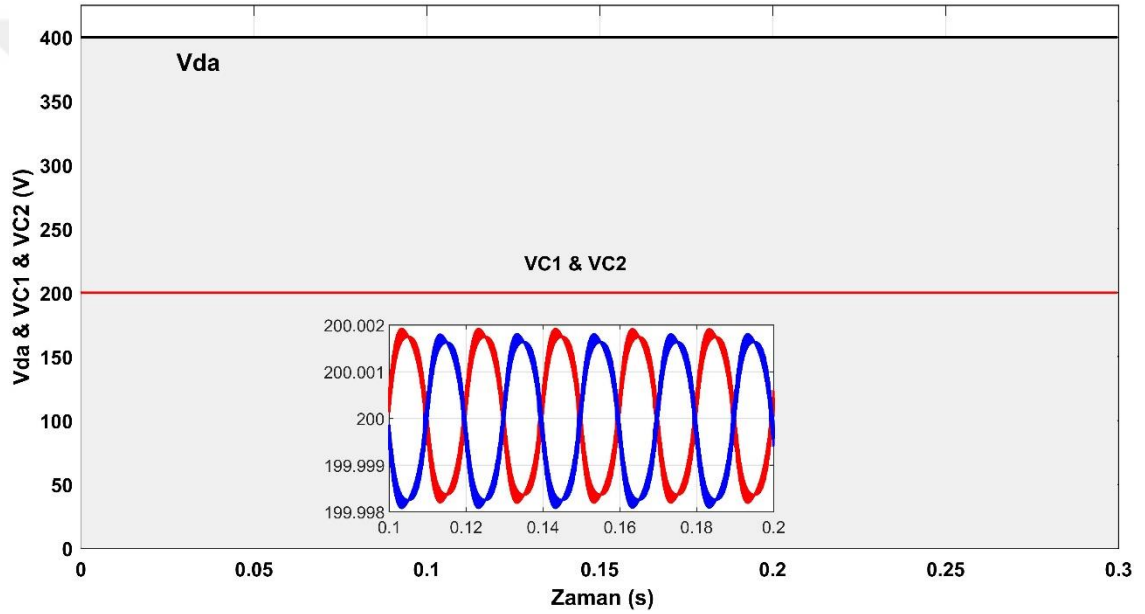
Şekil 4.3. Evirici çıkış gerilimi

Şekil 4.4'te DGM sürecinde kullanılan modülasyon sinyali verilmiştir. Şebeke akımı sinüzoidal bir dalga olduğundan kullanılan modülasyon sinyali de sinüzoidal olmalıdır. Modülasyon sinyalinin yaklaşık sinüzoidal bir dalga olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 4.4. Evirici modülasyon sinyali

Şekil 4.5'te eviricinin DA tarafındaki giriş ve kondansatör gerilimleri gösterilmiştir.

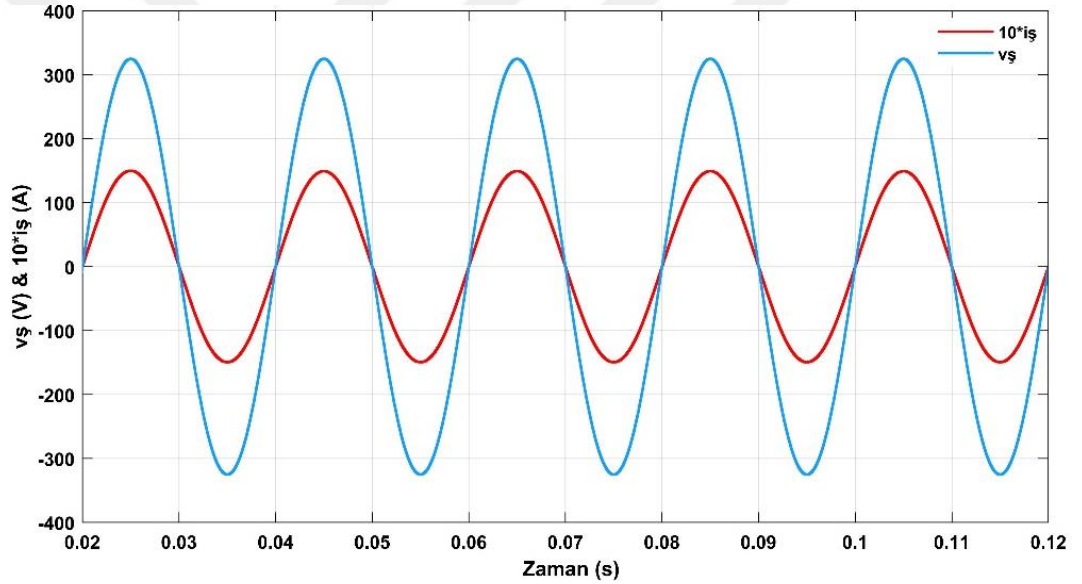


Şekil 4.5. Vda, Vc1 ve Vc2 gerilimlerinin kararlı durum sonuçları

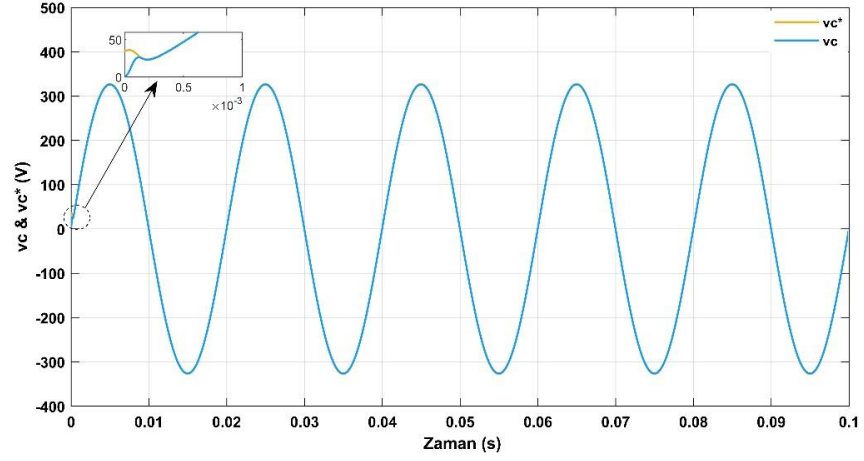
NNK kenetlemeli eviricilerde kondansatör gerilim dengesizliği önemli bir problemdir. Çalışma şartları, eskime, parazitik elemanlar ve anahtarlama işleminden dolayı doğrusal olmama durumları gibi etkiler kondansatör gerilimlerinde dengesizliğe neden olabilmektedir. Kondansatör gerilim dengesizliği, eviricinin güç kalitesi ve kontrol performansını etkilediği gibi, anahtarlar üzerindeki gerilim stresini de artırarak eviricinin bozulmasına neden olabilir. Bu nedenle, DA taraftaki kondansatörlerin dengeli olması gerekmektedir. Şekil 4.5'ten açıkça görüldüğü gibi, kondansatör gerilimleri DA bara gerilimini eşit paylaşarak yaklaşık 200 V civarında dengelenmiştir. PR kontrolör şebeke akımında yaklaşık sıfır kararlı durum hatası sağladığından dolayı, bu çalışmada DA

kondansatörlerini dengelemek için oransal-integral (PI) gibi ilave bir kontrolcü kullanılmamıştır.

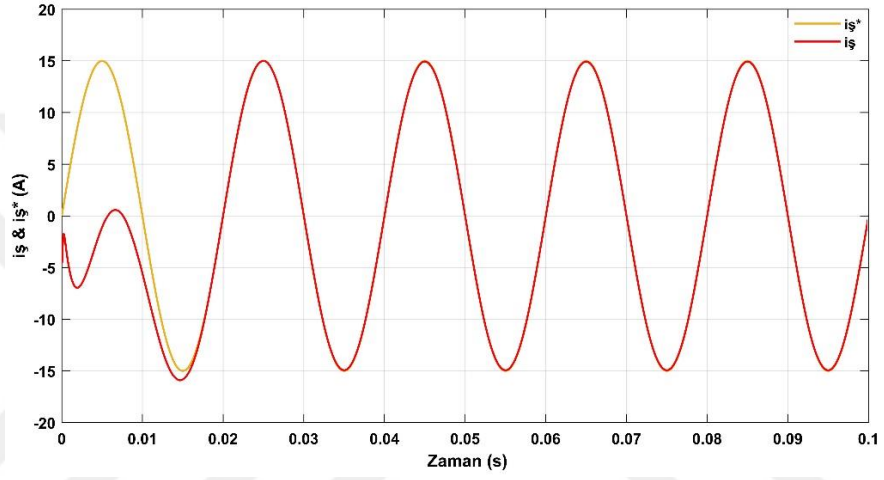
Şekil 4.6’da şebeke gerilimi ve akımı gösterilmiştir. Şebeke akımının sinüzoidal ve şebeke gerilimiyle aynı fazda olduğu açıkça görülmektedir. Şebeke gerilim ve akımının aynı fazda olması güç faktörünün 1 veya 1’e yakın bir değer olduğunun kanıtıdır. Böylece, reaktif güç tüketimi azalacaktır. Şekil 4.7, kondansatör gerilimi ve şebeke akımını referanslarıyla birlikte göstermektedir. Evirici çıkış gerilimi ile şebeke geriliminin senkronize olmasından sonra, ölçülen gerilim ve akım dalga şekillerinin referanslarıyla örtüştüğü kolaylıkla görülebilir. Bu, ölçülen akım ve gerilim dalga şekillerinin, yaklaşık sıfır kararlı durum hatasına sahip olduğunun göstergesidir.



Şekil 4.6. Kararlı durumda şebeke gerilimi ve akımı



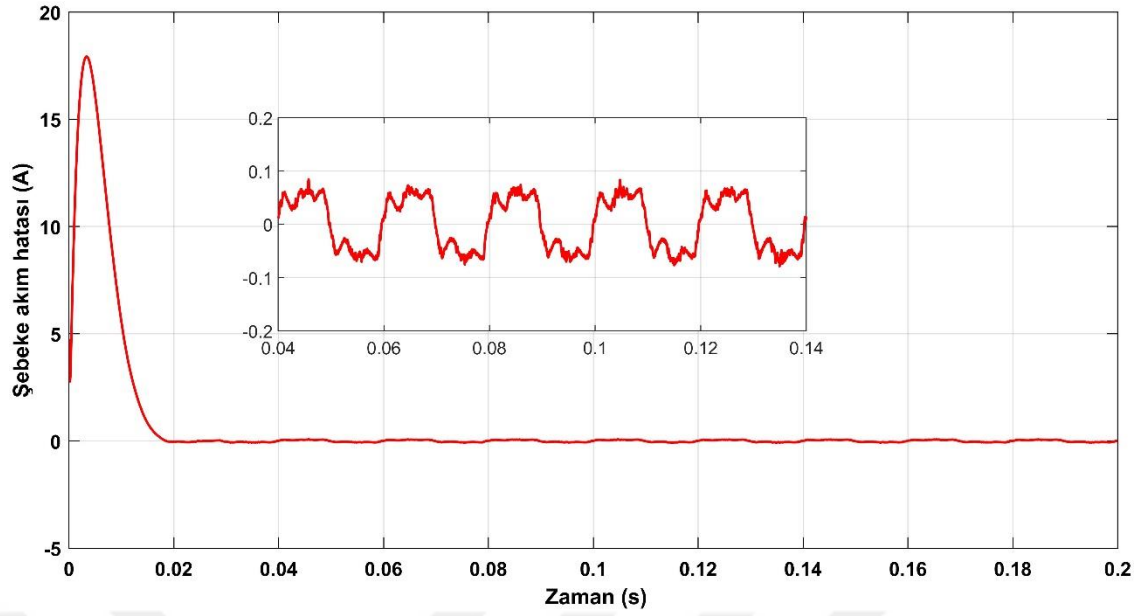
(a)



(b)

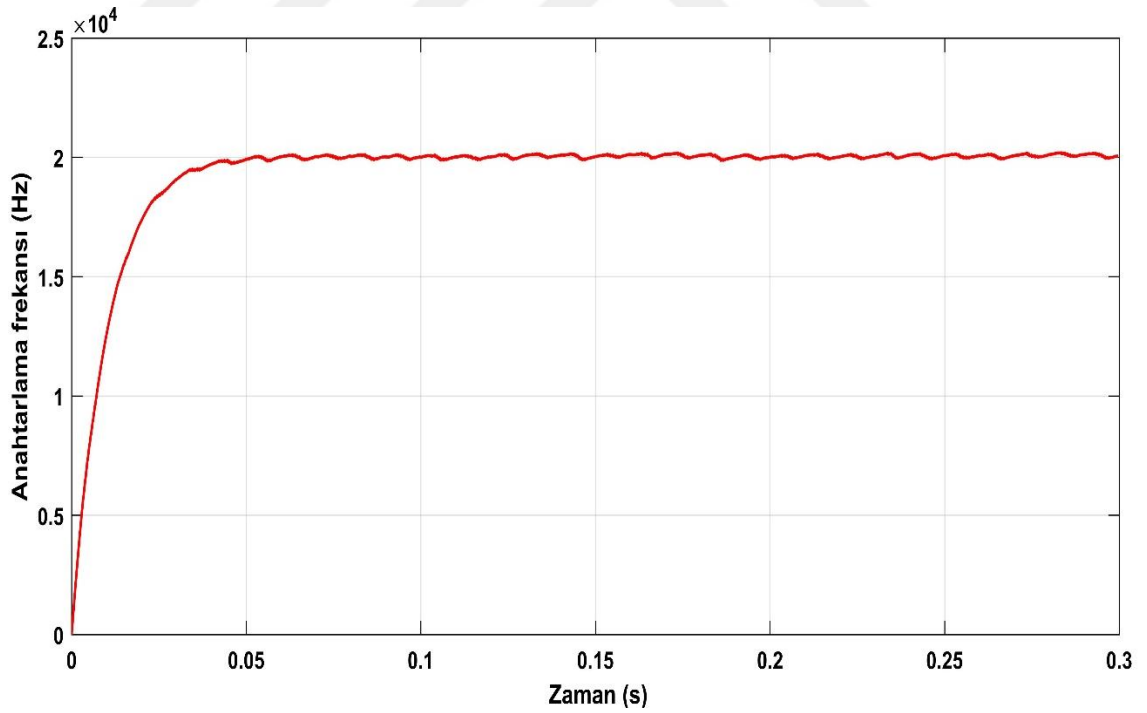
Şekil 4.7. Kondansatör gerilimi ile şebeke akımının referans ve ölçülen değerleri, (a) v_c ve v_c^* , (b) i_s ve i_s^* .

Şekil 4.8’de şebeke akımına ait hata sinyali gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere, şebeke akım hatası yaklaşık 18 ms gibi kısa bir süre içinde sifıra yakınsamaktadır.



Şekil 4.8. Şebeke akımına ait hata sinyali

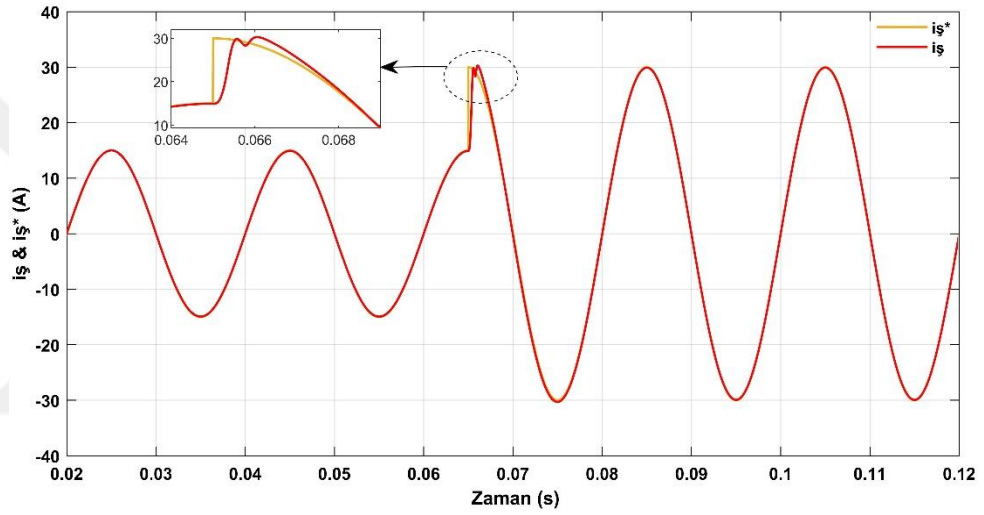
Şekil 4.9, evirici anahtarlama frekansının başlangıç zamanı dışında 20 kHz’de sabit olduğunu göstermektedir.



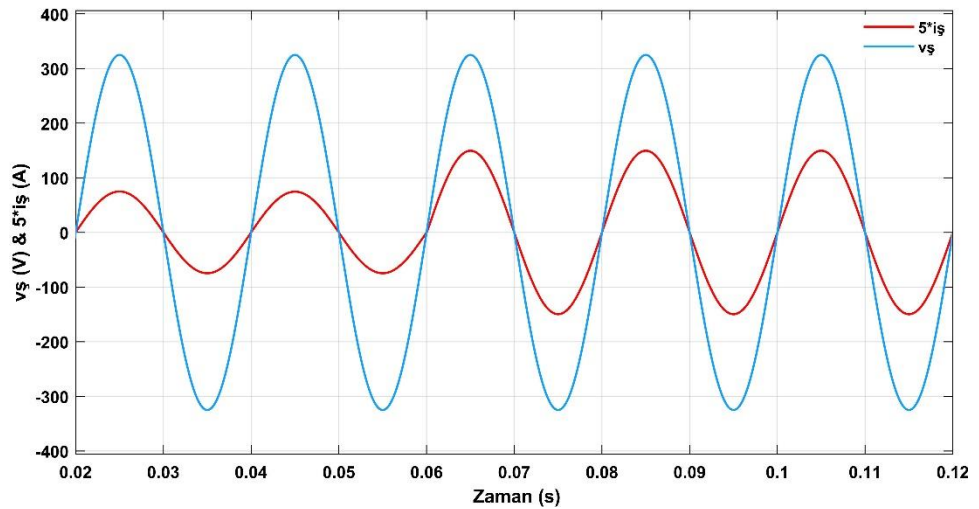
Şekil 4.9. Evirici anahtarlama frekansı

4.1.2. Şebeke bağlantılı HNNK eviricinin geçici durum analizi

Şekil 4.10, 0,65 s’de şebeke akım referansında 15 A’den 30 A’e bir değişiklik için şebeke akımının dinamik tepkisini göstermektedir. Önerilen kontrol yönteminin bozucu etkiyi yaklaşık birkaç ms içinde giderdiği ve şebeke akımının referansını takip ettiği açıkça görülmektedir. Şekil 4.11, 0,6 s’de şebeke akım referansında 15 A’den 30 A’e bir değişiklik için şebeke gerilimi ve akımını göstermektedir. Şebeke akımının şebeke gerilimiyle aynı fazda olduğu ve referansını iyi bir şekilde takip ettiği Şekil 4.11’den kolaylıkla görülmektedir.

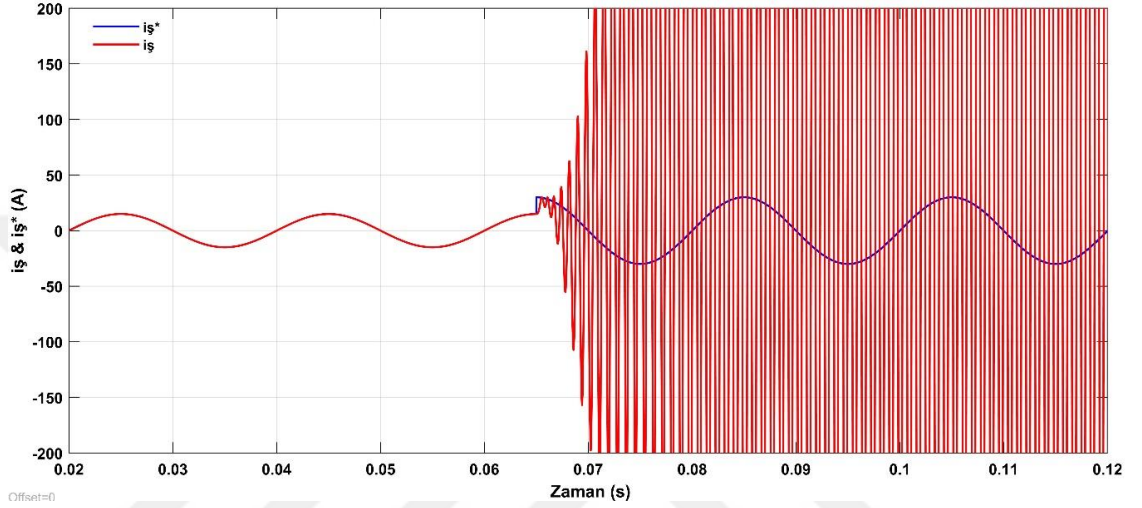


Şekil 4.10. Şebeke akım referansında 15 A’den 30 A’e bir değişiklik için şebeke akımının dinamik tepkisi.



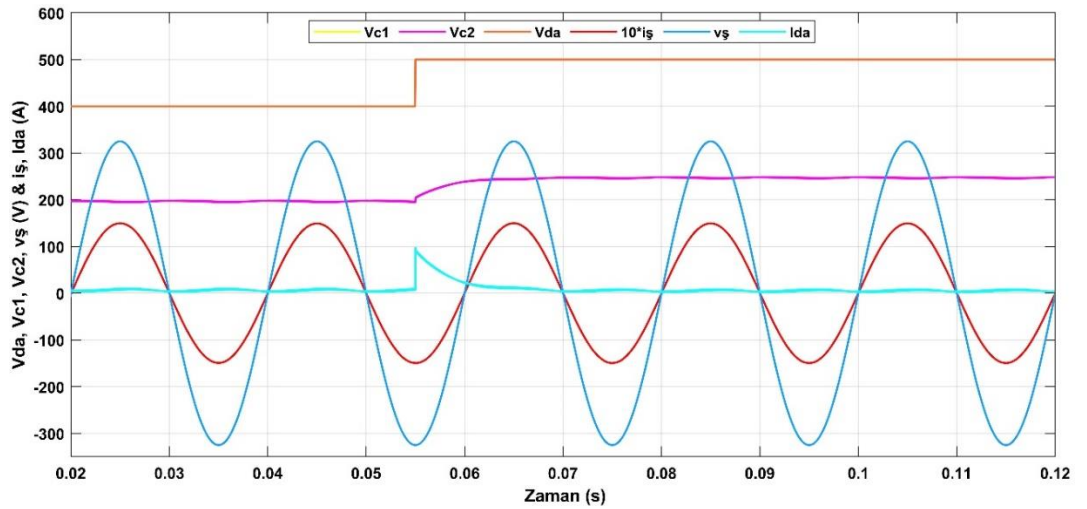
Şekil 4.11. Şebeke akım referansında 15 A’den 30 A’e bir değişiklik için şebeke gerilimi ve akımı.

Şekil 4.12, $\lambda=30.000$ değeri için şebeke akım referansının 15 A'den 30 A'e yükseltildiği durumda, şebeke akımının dinamik tepkisini göstermektedir. Evirici anahtarlama frekansından yüksek seçilen bir λ değerinin bozucu etki altında sistemi kararsızlığa götürebileceği Şekil 4.12'den açıkça görülmektedir. Ayrıca, çok büyük bir λ değeri kayma kipinin varlık bölgesini daraltacağı için bozucu etki dışında da sistemin kararlılığını etkileyecektir.



Şekil 4.12. $\lambda=30.000$ değeri için şebeke akım referansının 15 A'den 30 A'e yükseltildiği durumda, şebeke akımının dinamik tepkisi.

Şekil 4.13, evirici giriş geriliminde 400 V'dan 500 V' a bir değişim için DA ve AA taraftaki değişkenlere ait sonuçları göstermektedir.



Şekil 4.13. Evirici giriş geriliminde 400 V'dan 500 V' a bir değişim için DA ve AA taraftaki değişkenlere ait sonuçlar.

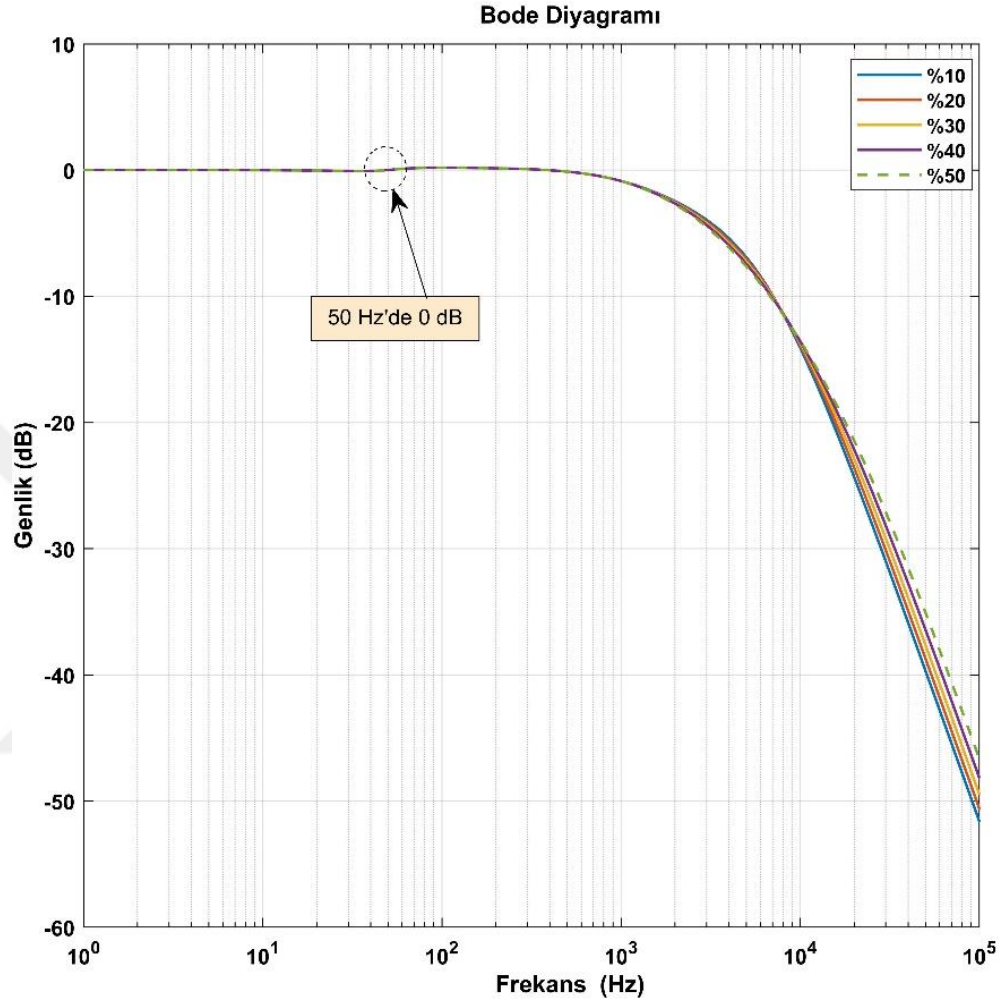
Daha öncede bahsedildiği gibi NNK eviricide DA taraftaki kondansatör gerilimleri arasındaki dengesizlik önemli bir problemdir. Şekil 4.13'te görüldüğü üzere, evirici giriş gerilimine 100 V'luk bir değişim uygulanmıştır. Kondansatör gerilimleri değişimden sonra kısa bir süre içinde 250 V seviyesinde dengelendiği açıkça görülmektedir. Bu durum KKK+PR yönteminin DA taraftaki kondansatör gerilimlerini dengelemede iyi bir performans sergilediğinin kanıtıdır. Ayrıca, giriş gerilimindeki değişim sonucunda AA taraftaki şebeke gerilimi ve akımında herhangi bir değişim olmamıştır. Dolayısıyla, çıkış gücünde de bir değişim olmadığı anlamına gelmektedir. Bu durum evirici giriş akımının kısa bir süre sonra aynı değerine geldiğinden de anlaşılmaktadır. Şekil 4.13'te verilen sonuçlar, KKK+PR yönteminin bozucu etkilere karşı sağlamlığının kanıtıdır.

4.2. Parametre Değişimlerine Karşı Sağlamlık Analizi

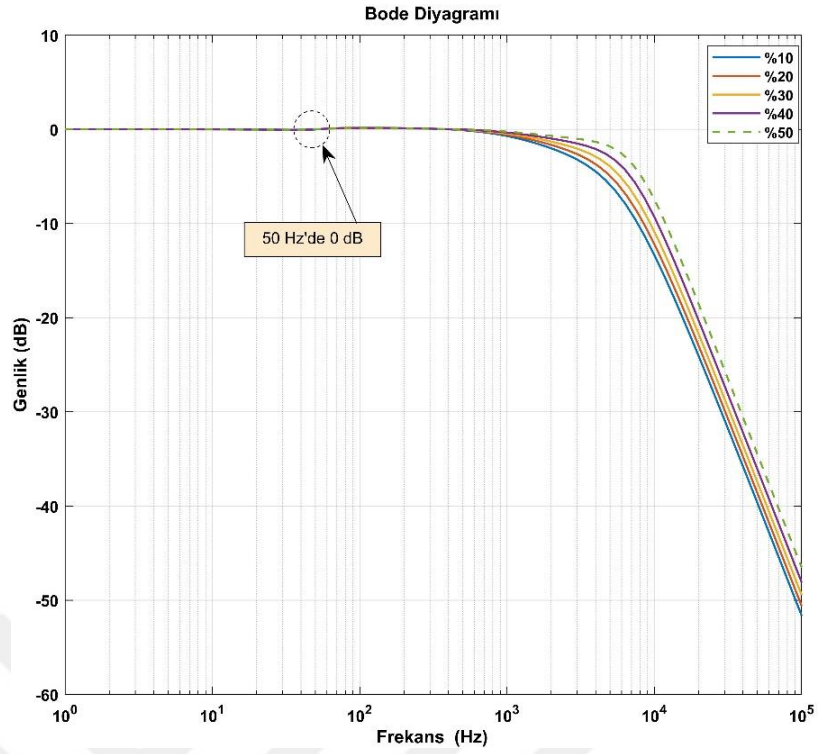
Parametre değişimleri, sistemin kararlılığını ve istenen kontrol hedeflerini olumsuz yönde etkileyebilir. Bu nedenle, sistemin parametre değişimlere karşı sağlamlığını analiz etmek oldukça önemlidir. Daha öncede bahsedildiği gibi LCL filtre bileşenleri çalışma şartları ve eskimeye bağlı olarak değişkenlik göstermektedir. Bu çalışmada filtre bileşen değerlerinde değişiklik yapılarak ölçülen şebeke akımı ile referans şebeke akımı arasındaki bir transfer fonksiyonu üzerinden analiz gerçekleştirilmiştir. Denklem 61'deki transfer fonksiyonunun genlik tepkisi çizdirilerek parametre değişimleri altında şebeke akım hatası incelenmiştir.

Şekil 4.14'te evirici tarafındaki farklı endüktans değerleri ($L_e=1,53$ mH, 1,36 mH, 1,19 mH, 1,02 mH, 0,85 mH) için $H(s)$ 'nin genlik tepkisi, Şekil 4.15'te ise şebeke tarafındaki farklı endüktans değerleri ($L_s=0,54$ mH, 0,48 mH, 0,42 mH, 0,36 mH, 0,30 mH) için $H(s)$ 'nin genlik tepkisi verilmiştir. Şekil 4.16, tüm filtre bileşenlerinin değerlerinde (L_e , L_s ve C_f) aynı anda %15 ve %25'lik bir değişiklik yapıldığında $H(s)$ transfer fonksiyonuna ait genlik tepkisini göstermektedir. Genlik tepkilerine ait sonuçlardan da açıkça görüleceği üzere, ölçülen şebeke akımı ile referansı arasındaki kararlı durum hatasının 50 Hz'deki genlik tepkisi tüm durumlarda 0 dB'dir. Bu durum, önerilen kontrol yönteminin parametre değişimlerine karşı oldukça sağlam olduğu anlamına gelmektedir. Ayrıca, şebeke akımında herhangi bir rezonans probleminin

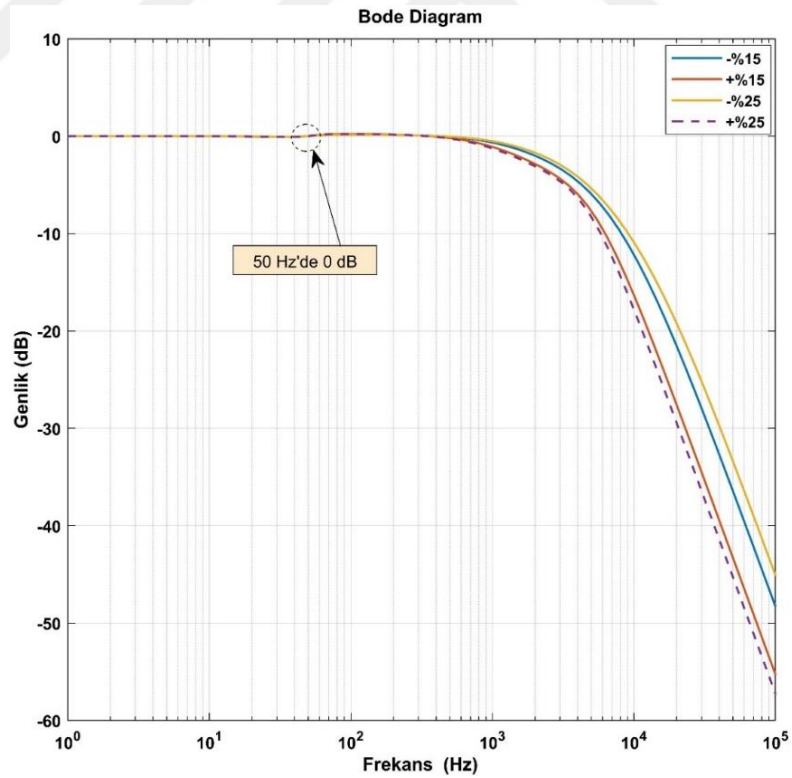
olmadığı ve rezonansın başarılı bir şekilde sönümlendiği sonuçlardan görülmektedir. Transfer fonksiyonuna ilave pasif sönümleme etkisi yapan bobin seri dirençlerinin eklenmediğini belirtmekte fayda var.



Şekil 4.14. Evirici tarafındaki farklı endüktans değerleri ile $H(s)$ 'nin genlik tepkisi



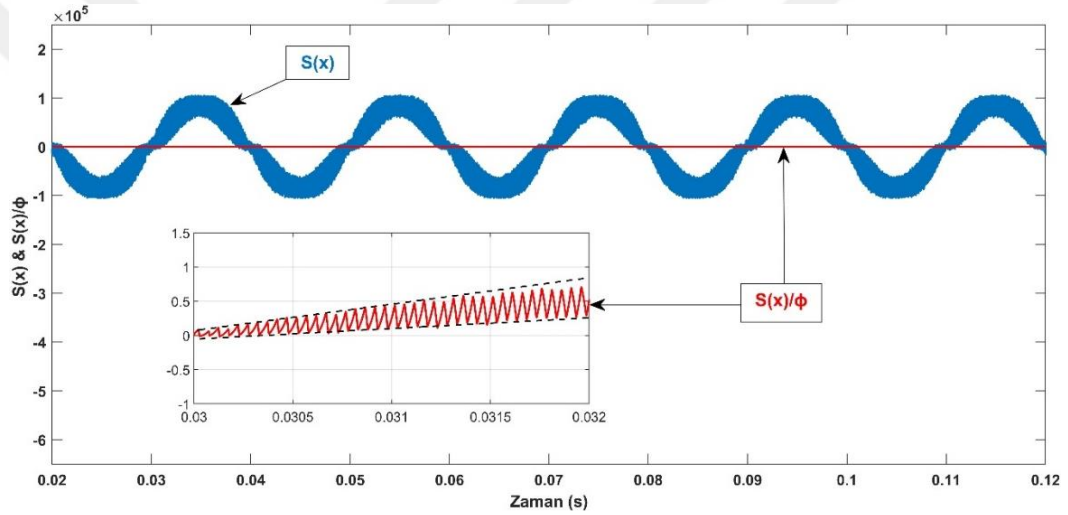
Şekil 4.15. Şebeke tarafındaki farklı endüktans değerleri ile $H(s)$ 'nin genlik tepkisi



Şekil 4.16. Filtre bileşenlerinin değerlerinde %15 ve %25'lik bir değişim ile $H(s)$ 'nin genlik tepkisi.

4.3. Kayan Kipli Kontrol Yönteminin Çatırtı Analizi

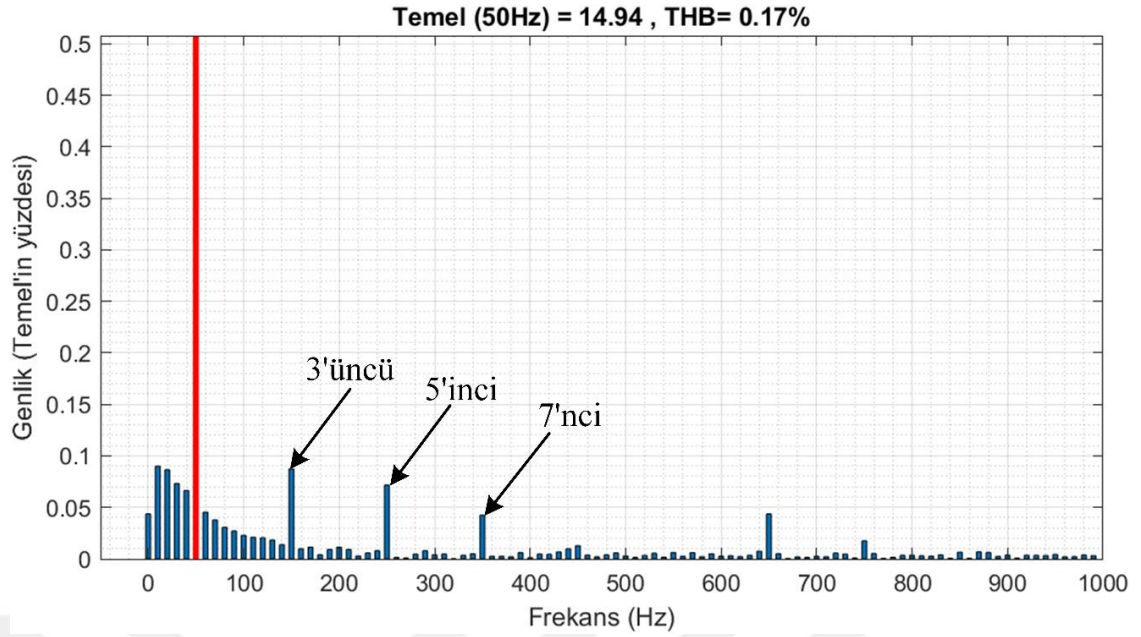
Çatırtı problemi, kayan yüzey üzerindeki sonlu frekans ve genliğe sahip zikzak hareketleri olarak ifade edilebilir. Bu nedenle, çatırtı kayan yüzey üzerinde görüntülenebilir. Kayan yüzey fonksiyonu ve sınır tabaka kalınlığına bölünmüş kayan yüzey fonksiyonu Şekil 4.17’de gösterilmiştir. Şekilden çatırtının uygun bir şekilde azaltıldığı görülmektedir. Sınır tabaka kalınlığı artırılarak çatırtı daha fazla azaltılabilir. Ancak, bu durumda şebeke akımındaki kararlı durum hatası artacak ve hatayı azaltmak için yüksek PR kontrolör kazançlarına ihtiyaç duyulacaktır. Ayrıca, sınır taba kalınlığının artması, sistemin bozucu etkilere karşı sağlamlığını da etkileyecektir.



Şekil 4.17. Çatırtı azaltma

4.4. Şebeke Akımının Toplam Harmonik Bozulum Analizi

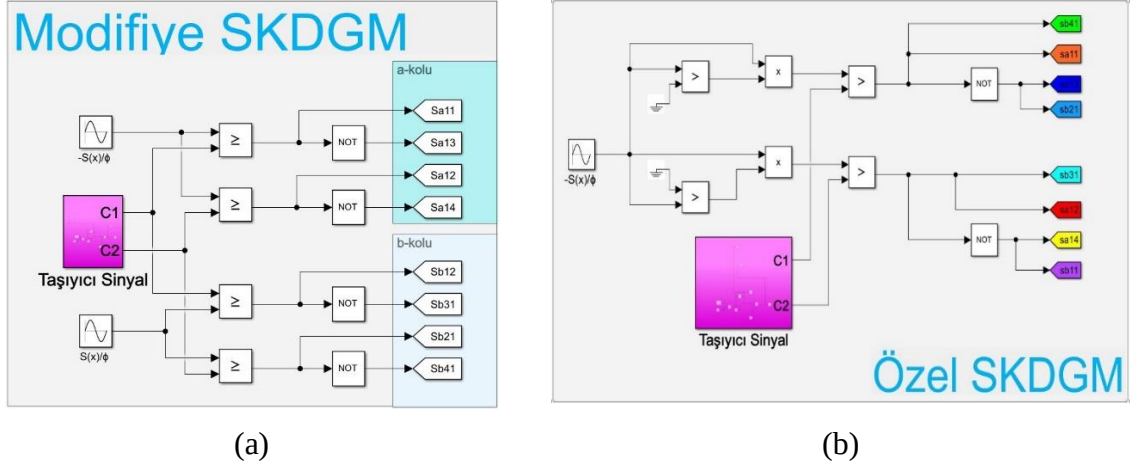
Şebeke akımının THB analizi powergui FFT analiz aracı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şebeke akımının 5 döngü boyunca THB sonucu Şekil 4.18’de gösterilmiştir. Şekil 4.18’den görüldüğü üzere, şebeke akımı, temel frekans bileşeninin genliğine göre oldukça düşük genlikli tek harmonik bileşenler içermektedir. THB değeri, uluslararası standartlarda %5 olarak kabul edilen sınırın altında %0,17 olarak ölçülmüştür. Ayrıca, şebekeye aktarılan DA akım bileşeninin genliği, temel bileşenin genliğinin IEEE1547 standardına göre %0,5’inden veya IEC61727 standardına göre %1’inden az olması gerekmektedir. Sıfır Hz’deki DA bileşeninin genliğinden uluslararası standartlarda belirtilen sınırların karşılandığı açıkça görülmektedir.



Şekil 4.18. Şebeke akımının THB sonucu

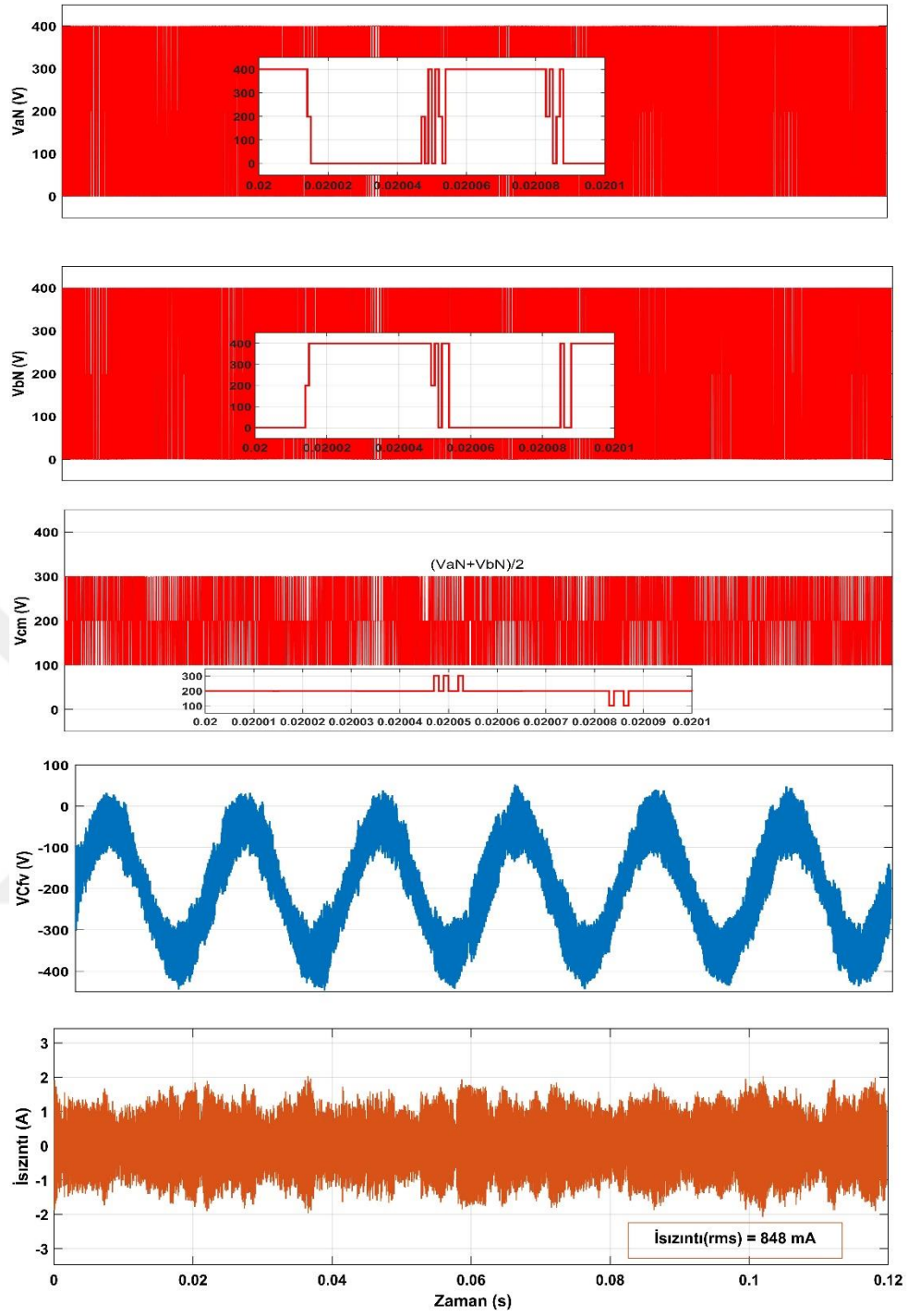
4.5. Şebeke Bağlantılı HNNK Eviricinin Sızıntı Akımı Analizi

Transformatörsüz şebeke bağlantılı eviricilerde izolasyon probleminden dolayı şebeke, evirici ve FV panel parazitik kondansatörü tarafından oluşan yeni bir yol üzerinden toprağa sızıntı akımı akmaktadır. Sızıntı akımı, şebeke akımındaki kalitenin bozulması, devre üzerindeki aygıtların arızalanması ve güvenlik sorunları gibi ciddi problemlere neden olabilmektedir. Bu nedenle, tasarlanan eviricinin gerçek dünyada uygulanabilir olması için tasarım sürecinde sızıntı akımının analiz edilerek uluslararası standartlar tarafından belirtilen sınırlar altında tutulması gerekmektedir. HNNK eviricinin şebeke bağlantılı çalıştırılabilmesi için simetrik filtre ve özel modülasyon tekniğine ihtiyaç vardır. Bu çalışmada, simetrik LCL filtre ile şebekeye bağlı HNNK evirici iki farklı modülasyon tekniğiyle modüle edilerek sızıntı akımı analiz edilmiştir. Modülasyon tekniklerine ait blok diyagramlar Şekil 4.19’da verilmiştir. Şekil 4.20, modifiye SKDGM tekniği için faz gerilimleri, ortak mod gerilimi (V_{cm}), parazitik kondansatör gerilimi ($V_{C_{fv}}$) ve sızıntı akımı sonuçlarını, Şekil 4.21 ise özel SKDGM tekniği için faz gerilimleri, ortak mod gerilimi (V_{cm}), parazitik kondansatör gerilimi ($V_{C_{fv}}$) ve sızıntı akımı sonuçlarını göstermektedir.

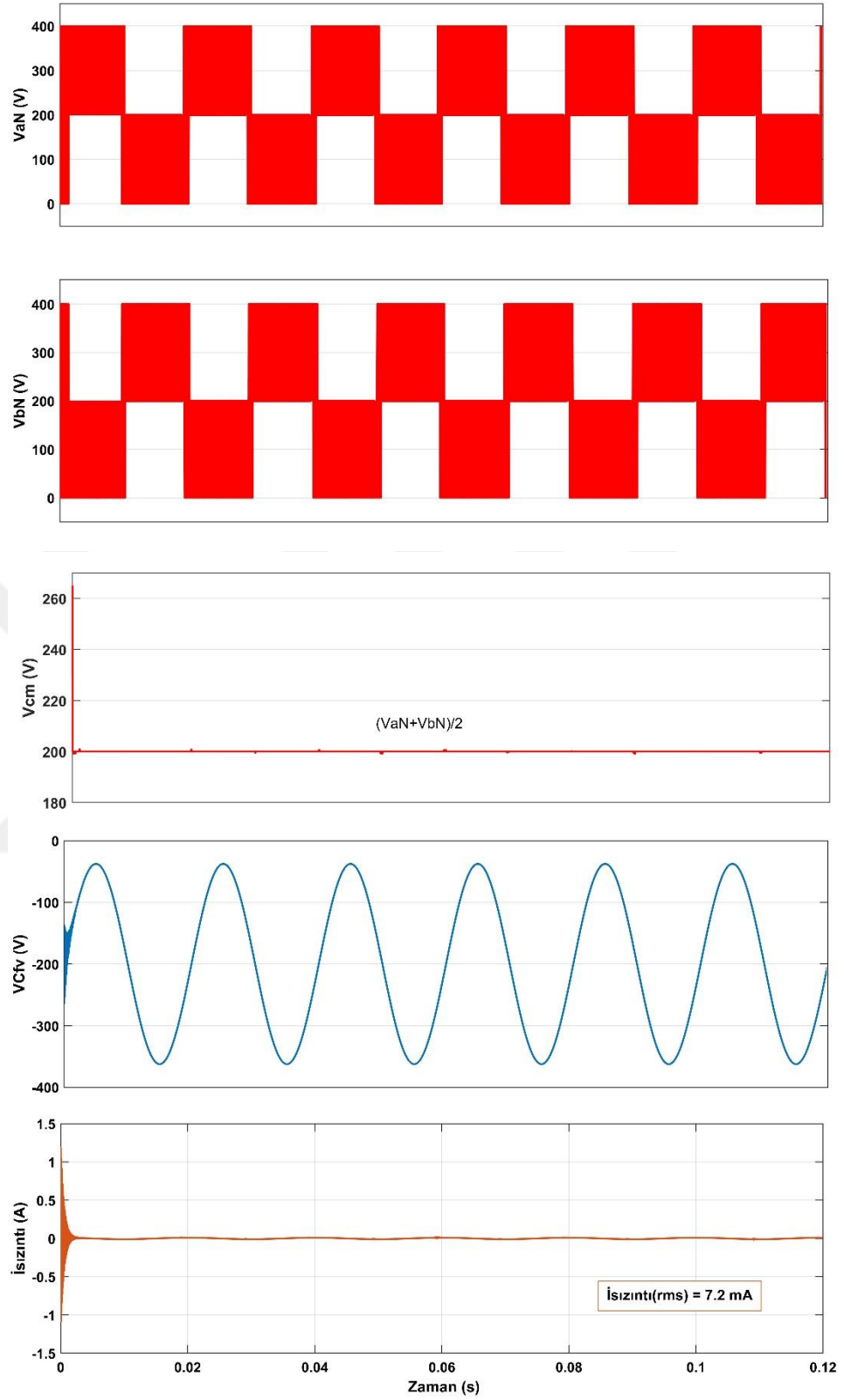


Şekil 4.19. Modülasyon teknikleri, (a) Modifiye SKDGM, (b) Özel SKDGM

Şebeke bağlantılı eviricilerde ortak mod gerilimi (V_{cm}) sızıntı akımını etkileyen ana unsurlardan biridir. Sızıntı akımının azaltılabilmesi için ortak mod geriliminin sabit tutulması gerekmektedir. Şekil 4.20'den görüleceği üzere, modifiye SKDGM kullanıldığında ortak mod gerilimi 100 V ile 300 V arasında değişkenlik göstermektedir. Bu değişken V_{cm} gerilimi, parazitik kondansatörün şarj ve deşarj durumunu sürekli değiştirdiği için parazitik kondansatör üzerinden toprağa akan sızıntı akımı artmaktadır. Ayrıca, parazitik kondansatör geriliminin oldukça gürültülü olduğu görülmektedir. Sızıntı akımının etkin değeri 848 mA olarak ölçülmüştür. Bu değer, uluslararası standartlarda belirtilen 300 mA sınırının yaklaşık 3 katıdır. Bu yüzden, modifiye SKDGM tekniğinin, simetrik LCL filtre ile şebekeye bağlı eviricilerin modüle işleminde kullanılması uygun değildir. Şekil 4.21'den görüldüğü gibi, özel SKDGM kullanıldığında ortak mod gerilimi 200 V seviyesinde sabit tutulmuştur. Parazitik kondansatör gerilimi üzerindeki gürültünün büyük oranda azaltıldığı açıkça görülmektedir. Sızıntı akımının etkin değeri yaklaşık 7,2 mA olarak oldukça düşük bir değerde ölçülmüştür. Güç sistemlerinde 30 mA üzerindeki akım değerleri insan hayatını tehliye sokabilmekte ve 300 mA üzerindeki akım değerleri ise kabloların yanmasına neden olacak ısı miktarını oluşturabilmektedir. Tasarlan şebeke bağlantılı evirici sisteminin güvenlik şartlarını karşıladığı Şekil 4.21'deki sonuçlardan açıkça görülmektedir. Ayrıca, özel SKDGM tekniği kullanıldığında faz gerilimlerinin uygun bir şekilde elde edildiği ve dolayısıyla eviricinin kararlı bir şekilde çalıştığı belirtilebilir.



Şekil 4.20. Modifiye SKDGM için V_{aN} , V_{bN} , V_{cm} , $VCfv$ ve $İsızıntı$ sonuçları



Şekil 4.21. Özel SKDGM için V_{aN} , V_{bN} , V_{cm} , V_{Cfv} ve $i_{sızıntı}$ sonuçları

5. SONUÇ ve ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında simetrik LCL filtre ile şebekeye bağlı HNNK evirici için PR+KKK yöntemi incelenmiştir. Şebeke akımının kontrolü, KKK yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. KKK yöntemindeki çatırtı problemi, sınır tabaka yöntemi kullanılarak azaltılmış olup sabit anahtarlama frekansı elde edilmiştir. PR kontrolör ise şebeke tarafındaki kondansatör referans gerilimini üretmek için kullanılmış ve KKK kontrol yöntemiyle birleştirilmiştir. Böylece, sınır tabaka yönteminin kullanılmasıyla bozulabilecek olan KKK yönteminin sağlamlık özelliği korunmuştur. Ayrıca, gerilim referansının üretilmesi için şebeke endüktans bilgisi, türev operatörü ve şebeke gerilim bilgisi gerekliliği ortadan kaldırılmıştır. Buna ek olarak, PR kontrolör sayesinde şebeke akımı referansını sıfır kararlı durum hatasıyla takip ettiğinden, evirici giriş tarafındaki kondansatörleri dengelemek için ek bir kontrolcüye gerek kalmamıştır. Önerilen kontrol yöntemi, rezonans problemini pasif ve aktif sönümleme yöntemlerine ihtiyaç duymadan doğal olarak sönümlemektedir. Yukarıda bahsedilen avantajların yanı sıra önerilen kontrol yöntemi hızlı dinamik tepki, bozucu etki ve parametre değişimlerine karşı sağlamlık, yüksek kararlı durum performansı, basit uygulanabilirlik gibi önemli özellikler sunmaktadır. Diğer taraftan, özel bir modülasyon tekniği ve simetrik filtre bağlantısı kullanılarak sızıntı akımı azaltılmıştır. Sızıntı akımı yaklaşık 7,2 mA ölçülmüş ve uluslararası standartlarda belirtilen sınırlamalar karşılanmıştır. Benzetim sonuçları, önerilen kontrol yönteminin şebeke akım kontrolünde yüksek bir performans sergilediğini ve sistemde kullanılan eviricinin gerçek dünyada uygulanabilir olduğunu göstermektedir.

Bu çalışmanın sonuçlarına dayanarak, gelecekte benzer çalışmaların ve şebeke bağlantılı eviricilerin kontrolündeki ilerlemelerin sağlanabilmesi için aşağıdaki adımlar önerilmektedir.

- Sınır tabaka kalınlığı ve kayan yüzey sabiti, optimizasyon tabanlı algoritmalar kullanılarak belirlenebilir ve böylece çatırtı azaltma ile kararlı durum hatası arasında daha iyi bir uyum sağlanabilir.

- Hem sınır tabaka kalınlığı hem de PR kontrol kazançlarını uygun bir şekilde ayarlamak zorlu bir iştir. Bu nedenle, gelecek çalışmalar için üstün burulma algoritması tabanlı kayan kipli kontrol yöntemi kullanılabilir.
- Daha hızlı dinamik tepki ve yüksek referans takibi sağlamak için doğrusal yerine doğrusal olmayan kayan yüzey fonksiyonu tanımlanabilir. Bu nedenle, terminal kayan kipli kontrol ve hızlı terminal kayan kipli kontrol yöntemleri gelecek çalışmalarda incelenebilir.



KAYNAKLAR

- Anonim, 2022. Web Sitesi: <https://enerji.gov.tr/bilgi-merkezi-enerji-gunes>, Erişim Tarihi: 26/09/2023.
- Anonymous, 2022. Web Sitesi: <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2022>, Erişim Tarihi: 21/06/2023.
- Anonymous, 2023a. Web Sitesi: <https://www.energyinst.org/statistical-review>, Erişim Tarihi: 26/09/2023.
- Anonymous, 2023b. Web Sitesi: <https://www.irena.org/Publications/Renewable-energy-statistics-2023>, Erişim Tarihi: 26/09/2023.
- Abrishamifar, A., Ahmad, A. and Mohamadian, M. 2011. Fixed switching frequency sliding mode control for single-phase unipolar inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(5), 2507–2514.
- Altin, N., Ozdemir, S., Komurcugil, H. and Sefa, I. 2018. Sliding-mode control in natural frame with reduced number of sensors for three-phase grid-tied LCL-interfaced inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(4), 2903–2913.
- Bagheri, F., Komurcugil, H. and Kukrer, O. 2018. Fixed Switching Frequency Sliding-Mode Control Methodology for Single-Phase LCL-Filtered Quasi-Z-Source Grid-Tied Inverters. 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 10-12 April, IEEE, 1–6, Doha, Qatar.
- Bagheri, F., Komurcugil, H., Kukrer, O., Guler, N. and Bayhan, S. 2019. Multi-input multi-output-based sliding-mode controller for single-phase quasi-Z-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(8), 6439–6449.
- Baker, R. H. and Bannister, L. H. 1974. Electric power converter. US Patent No. 3,867,643.
- Balta, G., Hisar, Ç. and Altin, N. 2023. Artificial intelligence based switching frequency regulation with fast terminal sliding mode control for DC--DC step-down converters. *Expert Systems with Applications*, 22(8), 120331.
- Barros, L. A. M., Martins, A. P. and Pinto, J. G. 2022. A comprehensive review on modular multilevel converters, submodule topologies, and modulation techniques. *Energies*, 15(3), 1078.
- Bayhan, S. and Komurcugil, H. 2019. A sliding-mode controlled single-phase grid-connected quasi-Z-source NPC inverter with double-line frequency ripple suppression. *IEEE Access*, 7, 160004–160016.
- Blaabjerg, F., Ionel, D. M., Yang, Y. and Wang, H. 2017. Renewable energy systems:

Technology overview and perspectives. *Renewable Energy Devices and Systems with Simulations in MATLAB® and ANSYS®,* CRC Press, 1–16, Boca Raton.

- Carrara, G., Gardella, S., Marchesoni, M., Salutari, R. and Sciutto, G. 1992. A new multilevel PWM method: A theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(3), 497–505.
- Colak, I., Kabalci, E. and Bayindir, R. 2011. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes. *Energy Conversion and Management*, 52(2), 1114–1128.
- Cortajarena, J. A., Barambones, O., Alkorta, P. and De Marcos, J. 2017. Sliding mode control of grid-tied single-phase inverter in a photovoltaic MPPT application. *Solar Energy*, 155, 793–804.
- Diao, F., Wu, X., Xiong, C. and Feng, X. 2016. A Simplified SVPWM Strategy for Universal Single-Phase Multilevel Converter. 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 22-26 May, IEEE, 43–46, Hefei, China.
- Du, S., Dekka, A., Wu, B. and Zargari, N. 2018. *Modular multilevel converters: analysis, control, and applications.* John Wiley and Sons, 313, New Jersey.
- Duman, T. 2019. Real-time modeling and hardware-in-the-loop simulation of cascaded modular multilevel inverter for photovoltaic applications. Doctoral Dissertation, The University of Texas at San Antonio, Department of Electrical and Computer Engineering, 88, San Antonio.
- Estévez-Bén, A. A., Alvarez-Diazcomas, A., Macias-Bobadilla, G. and Rodríguez-Reséndiz, J. 2020. Leakage current reduction in single-phase grid-connected inverters—A review. *Applied Sciences*, 10(7), 2384.
- Hao, X., Yang, X., Liu, T., Huang, L. and Chen, W. 2012. A sliding-mode controller with multiresonant sliding surface for single-phase grid-connected VSI with an LCL filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5), 2259–2268.
- José, R., Franquelo, L. G., Samir, K., León, J. I., Portillo, R. C., Prats, M. Á. M. and Pérez, M. A. 2009. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, 97(11), 1786–1817.
- Kabalci, E. 2020. Review on novel single-phase grid-connected solar inverters: Circuits and control methods. *Solar Energy*, 198, 247–274.
- Karraker, D. W., Gokhale, K. P. and Jussila, M. T. 2011. Inverter for solar cell array. US Patent No. 2011/02993.12 A1.
- Kavya Santhoshi, B., Mohana Sundaram, K., Padmanaban, S., Holm-Nielsen, J. B. and Prabhakaran, K. K. 2019. Critical review of PV grid-tied inverters. *Energies*, 12(10), 1921.

- Khan, R. A., Sabir, B., Sarwar, A., Liu, H.-D. and Lin, C.-H. 2022. Reptile search algorithm (RSA)-based selective harmonic elimination technique in packed E-Cell (PEC-9) inverter. *Processes*, 10(8), 1615.
- Kim, I.-S. 2006. Sliding mode controller for the single-phase grid-connected photovoltaic system. *Applied Energy*, 83(10), 1101–1115.
- Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., and Blaabjerg, F. 2005. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5), 1292–1306.
- Komurcugil, H. 2010. A New Sliding Mode Control for Single-Phase UPS Inverters Based on Rotating Sliding Surface. 2010 International Symposium on Industrial Electronics, 04-07 July, IEEE, 579–584, Bari, Italy.
- Komurcugil, H. 2012. Adaptive terminal sliding-mode control strategy for DC--DC buck converters. *ISA Transactions*, 51(6), 673–681.
- Komurcugil, H., Altin, N., Ozdemir, S. and Sefa, I. 2016. Sliding-Mode and Proportional-Resonant Based Control Strategy for Three-Phase Grid-Connected LCL-Filtered VSI. *IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 23-26 October, IEEE, 2396–2401, Florence, Italy.
- Komurcugil, H., Bayhan, S., Guzman, R., Malinowski, M. and Abu-Rub, H. 2023. Advanced control of power converters: techniques and matlab/simulink implementation. John Wiley and Sons, 439, New Jersey.
- Komurcugil, H. and Biricik, S. 2016. Time-varying and constant switching frequency-based sliding-mode control methods for transformerless DVR employing half-bridge VSI. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4), 2570–2579.
- Komurcugil, H., Biricik, S., Bayhan, S. and Zhang, Z. 2021. Sliding mode control: overview of its applications in power converters. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 15(1), 40–49.
- Komurcugil, H., Ozdemir, S., Sefa, I., Altin, N. and Kukrer, O. 2015. Sliding-mode control for single-phase grid-connected LCL-filtered VSI with double-band hysteresis scheme. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(2), 864–873.
- Kouro, S., Leon, J. I., Vinnikov, D., and Franquelo, L. G. 2015. Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging PV converter technology. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(1), 47–61.
- Lai, J.-S. and Peng, F. Z. 1996. Multilevel converters-a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(3), 509–517.
- Leon, J. I., Portillo, R., Vazquez, S., Padilla, J. J., Franquelo, L. G. and Carrasco, J. M. 2008. Simple unified approach to develop a time-domain modulation strategy for single-phase multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(9), 3239–3248.

- Leon, J. I., Vazquez, S. and Franquelo, L. G. 2017. Multilevel converters: Control and modulation techniques for their operation and industrial applications. *Proceedings of the IEEE*, 105(11), 2066–2081.
- McGrath, B. P. and Holmes, D. G. 2002. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4), 858–867.
- Memon, M. A., Mekhilef, S., Mubin, M. and Aamir, M. 2018. Selective harmonic elimination in inverters using bio-inspired intelligent algorithms for renewable energy conversion applications: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 82, 2235–2253.
- Meynard, T. A. and Foch, H. 1992. Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 29 June-03 July, IEEE, 397–403, Toledo, Spain.
- Mohamed Hariri, M. H., Mat Desa, M. K., Masri, S. and Mohd Zainuri, M. A. A. 2020. grid-connected PV generation system—Components and challenges: A review. *Energies*, 13(17), 4279.
- Nabae, A., Takahashi, I. and Akagi, H. 1981. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 5, 518–523.
- Nyamathulla, S., Chittathuru, D. and Muyeen, S. M. 2023. An overview of multilevel inverters lifetime assessment for grid-connected solar photovoltaic applications. *Electronics*, 12(8), 1944.
- Obi, M. and Bass, R. 2016. Trends and challenges of grid-connected photovoltaic systems – A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 58, 1082–1094.
- Ozdemir, S., Altin, N., Komurcugil, H. and Sefa, I. 2018. Sliding Mode Control of Three-Phase Three-Level Two-Leg NPC Inverter with LCL Filter for Distributed Generation Systems. *IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 21-23 October, IEEE, 3895–3900, Washington, USA.
- Ozdemir, S., Altin, N., Sefa, I., Zhang, Z. and Komurcugil, H. 2022. Super twisting sliding mode control of three-phase grid-tied neutral point clamped inverters. *ISA Transactions*, 125, 547–559.
- Peng, F. Z., Lai, J.-S., McKeever, J. W. and VanCoevering, J. 1996. A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static var generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(5), 1130–1138.
- Pichan, M. and Rastegar, H. 2017. Sliding-mode control of four-leg inverter with fixed switching frequency for uninterruptible power supply applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(8), 6805–6814.
- Rashid, M. H. 2017. *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann, 1451,

Oxford.

- Rodríguez, J., Lai, J. S. and Peng, F. Z. 2002. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4), 724–738.
- Rojas, C. A., Aguirre, M., Kouro, S., Geyer, T. and Gutierrez, E. 2017. Leakage current mitigation in photovoltaic string inverter using predictive control with fixed average switching frequency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(12), 9344–9354.
- Ruan, X., Wang, X., Pan, D., Yang, D., Li, W. and Bao, C. 2018. Control techniques for LCL-type grid-connected inverters. Springer, 305, Singapore.
- Sebaaly, F., Sharifzadeh, M., Kanaan, H. Y. and Al-Haddad, K. 2020. Multilevel switching-mode operation of finite-set model predictive control for grid-connected packed E-cell inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(8), 6992–7001.
- Sebaaly, F., Vahedi, H., Kanaan, H. Y., Moubayed, N. and Al-Haddad, K. 2016a. Design and implementation of space vector modulation-based sliding mode control for grid-connected 3L-NPC inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(12), 7854–7863.
- Sebaaly, F., Vahedi, H., Kanaan, H. Y., Moubayed, N. and Al-Haddad, K. 2016b. Sliding mode fixed frequency current controller design for grid-connected NPC inverter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(4), 1397–1405.
- Sefa, I. and Altin, N. 2009. Grid interactive photovoltaic inverters-a review. *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, 24(3), 409-424.
- Sefa, I., Ozdemir, S., Komurcugil, H. and Altin, N. 2017. Comparative study on Lyapunov-function-based control schemes for single-phase grid-connected voltage-source inverter with LCL filter. *IET Renewable Power Generation*, 11(11), 1473–1482.
- Slotine, J.-J. E., Li, W. and others. 1991. *Applied nonlinear control*. Prentice hall Englewood Cliffs, 476, New Jersey.
- Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M. and Loh, P. C. 2006. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 153(5), 750–762.
- Utkin, V., Guldner, J. and Shi, J. 2017. *Sliding mode control in electro-mechanical systems*. CRC Press, 474, Boca Raton.
- Wu, B. and Narimani, M. 2017. *High-power converters and AC drives*. John Wiley and Sons, 445, Hoboken.

- Yang, Y. and Blaabjerg, F. 2017. Overview of single-phase grid-connected photovoltaic systems. In *Renewable Energy Devices and Systems with Simulations in MATLAB®and ANSYS®*. CRC Press, 41–66, Boca Raton.
- Zargari, N. R., Ziogas, P. D. and Joos, G. 1995. A two-switch high-performance current regulated DC/AC converter module. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(3), 583–589.
- Zeb, K., Uddin, W., Khan, M. A., Ali, Z., Ali, M. U., Christofides, N. and Kim, H. J. 2018. A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 94, 1120–1141.
- Zhang, Z., Xie, Y., Huang, W., Le, J. and Chen, L. 2009. A New SVPWM Method for Single-Phase Three-Level NPC Inverter and the Control Method of Neutral Point Voltage Balance. 2009 International Conference on Electrical Machines and Systems, 15-18 November, IEEE, 1–4, Tokyo, Japan.