



**ÜSTÜN BURULMALI KAYAN KIPLİ KONTROL VE LYAPUNOV
KONTROL YÖNTEMLERİ İLE TEK FAZLI EVİRİCİ KONTROLÜ VE
PERFORMANS ANALİZİ**

Samet AYIK

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ARALIK 2024

ETİK BEYAN

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

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Samet AYIK

04 / 12 / 2024

ÜSTÜN BURULMALI KAYAN KIPLİ KONTROL VE LYAPUNOV KONTROL
YÖNTEMLERİ İLE TEK FAZLI EVİRİCİ KONTROLÜ VE PERFORMANS ANALİZİ
(Yüksek Lisans Tezi)

Samet AYIK

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2024

ÖZET

Bu tezde, Üstün Burulma Algoritması Kapsamında Kayma Kipli Kontrol (ÜBA-KKK) ve Lyapunov Fonksiyon Temelli Kontrol (LFTK) yöntemleri kullanılarak tek fazlı bir eviricinin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Çalışma kapsamında her iki kontrol yöntemi de eviricinin çıkış akımını kontrol etmek üzere tasarlanmış, performansları benzetim ve deneysel olarak test edilmiştir. Ayrıca elde edilen bulgular doğrultusunda kontrol yöntemlerinin çıkış akımındaki harmonik bozulma, sabit durum hatası, geçiş süresi ve sistem değişkenlerine karşı dayanıklılık gibi performans kriterleri açısından karşılaştırılması yapılmıştır. Benzetim ve deneysel analizler, ÜBA-KKK'nin düşük harmonik bozulma oranı ve yüksek sabit durum doğruluğu ile öne çıktığını, LFTK'nin ise referans akımdaki değişimlere hızlı tepki verebilme yeteneği sayesinde dinamik performansta avantaj sağladığını göstermiştir. Ayrıca, her iki yöntemin endüktans değerinde ve giriş gerilimindeki değişimlere verdiği tepkiler incelenmiş; ÜBA-KKK'nin özellikle değişen sistem parametrelerine karşı daha sağlam bir performans sergilediği belirlenmiştir. Bu tespitler, ÜBA-KKK ve LFTK yöntemlerinin avantaj ve sınırlılıklarını ortaya koyarak uygulama alanına göre en uygun kontrol stratejisinin seçilmesi gerektiğini vurgulamaktadır. Tezin sonuçları, tek fazlı eviricilerde kullanılan kontrol yöntemlerinin etkinliğini artırmaya yönelik öneriler sunmaktadır.

Bilim Kodu : 93419

Anahtar Kelimeler : Üstün Burulma Algoritmali Kayan Kipli Kontrol, Lyapunov Fonksiyon Tabanlı Kontrol, Tek Fazlı Evirici

Sayfa Adedi : 56

Danışman : Prof. Dr. Şevki DEMİRBAŞ

CONTROL AND PERFORMANCE ANALYSIS OF SINGLE-PHASE INVERTER
WITH SUPER TWISTING SLIDING MODE CONTROL AND LYAPUNOV CONTROL
METHODS

(M. Sc. Thesis)

Samet AYIK

GAZİ UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

December 2024

ABSTRACT

In this thesis, the control of a single-phase inverter has been achieved using the Super-Twisting Algorithm based Sliding Mode Control (STA-SMC) and Lyapunov Function-Based Control (LFBC) methods. Within the scope of the study, both control methods have been designed to regulate the output current of the inverter, and their performances have been tested through simulations and experiments. Based on the findings, the control methods have been compared in terms of performance criteria such as harmonic distortion in the output current, steady-state error, transient response time, and robustness to system parameter variations. Simulation and experimental analyses demonstrated that STA-SMC proved with its low harmonic distortion rate and high steady-state accuracy, while LFBC provided an advantage in dynamic performance due to its ability to respond quickly to changes in the reference current. Additionally, the responses of both methods to variations in inductance value and input voltage have been examined, revealing that STA-SMC exhibited a more robust performance, particularly against changing system parameters. These findings highlight the advantages and limitations of STA-SMC and LFBC methods, emphasizing the importance of selecting the most suitable control strategy based on the application. The results of the thesis offer recommendations for improving the effectiveness of control methods used in single-phase inverters.

Science Code : 93419

Key Words : Sliding Mode Control with Super Twisting Algorithm, Lyapunov
Function Based Control, Single Phase Inverter

Page Number : 56

Supervisor : Prof. Dr. Şevki DEMİRBAŞ

TEŞEKKÜR

Bu önemli akademik yolculuğumun her aşamasında yanımda olan ve değerli katkılarıyla tezimin şekillenmesine yardımcı olan herkese en içten teşekkürlerimi sunmak isterim. Öncelikle, tez danışmanım Prof. Dr. Şevki DEMİRBAŞ'a, bana rehberlik ettiği, bilgi ve tecrübesini benimle paylaştığı ve tezimin her aşamasında bana destek olduğu için minnettarım. Ayrıca, değerli önerileri ve tezimin gelişimine yaptıkları katkılar için Prof. Dr. Ramazan BAYINDIR, Prof. Dr. Sertaç BAYHAN, Doç. Dr. Naki GÜLER ve Dr. Uğur FESLİ'ye teşekkür ederim. Bilgi birikimleri ve tecrübeleri, bu tezin oluşturulmasında büyük rol oynamıştır. Son olarak, bu çalışmayı mümkün kılan Katar Ulusal Araştırma Fonu'na (Katar Vakfı üyesi) ve NPRP12C-33905SP-213 projesine teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	x
RESİMLERİN LİSTESİ	xii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiii
1. GİRİŞ	1
2. TANIMLAMALAR VE MATEMATİKSEL MODELLEME	7
2.1. Tek Fazlı Eviriciler	7
2.2. Tam Köprü LC Filtreli Tek Fazlı Evirici Tasarımı ve Bileşenleri	7
2.3. Açık Döngü Kontrol Sistemleri	9
2.4. Kapalı Döngü Kontrol Sistemleri	10
2.5. Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	11
2.6. Dinamik Tepki Analizi	12
2.7. Dalgalanma (Ripple) Analizi	13
2.8. Kararlı Durum Hata Analizi	14
2.9. Total Harmonik Distorsiyon Analizi	15
2.10. Tam Köprü Tek Fazlı Eviricinin Matematiksel Modellemesi ve Filtre Değerlerinin Hesaplanması	16
3. TANIMLAMALAR VE MATEMATİKSEL MODELLENMESİ	23
3.1. Kayan Kipli Kontrol	23
3.1.1. Temel kavramlar ve matematiksel arka plan	23
3.1.2. Tam köprü tek fazlı evirici için kayan kipli kontrolcü tasarımı	24

Sayfa

3.1.3. Tam köprü tek fazlı evirici için kayan kipli kontrolcü tasarımının matlab/simulink için blok diyagramının oluşturulması.....	26
3.2. Lyapunov Fonksiyon Tabanlı Kontrol	27
3.2.1. Temel kavramlar ve matematiksel arka plan.....	28
3.2.2. Kontrol yasası tasarımı ve sistemin kararlılığının sağlanması.....	29
3.2.3. Tam köprü tek fazlı evirici için lyapunov fonksiyon tabanlı kontrolcü tasarımı	31
3.2.4. Lyapunov fonksiyon tabanlı kontrolcü için katsayı değerinin belirlenmesi	34
3.2.5. Tam köprü tek fazlı evirici için lyapunov tabanlı kontrolcü tasarımının matlab/simulink için blok diyagramının oluşturulması	36
4. BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI.....	37
4.1. Uygulama Düzeneği	37
4.2. Benzetimde ve Uygulamada Kullanılan Parametrelerin Değerleri	37
4.3. Kararlı Durum Tepkilerinin Analizi.....	38
4.4. Dinamik Tepkilerinin Analizi	40
4.5. Parametre Değişimlerine Karşı Dayanıklılık ve Genel Karşılaştırma.....	42
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	45
KAYNAKLAR	47
ÖZGEÇMİŞ	55

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Anahtarlama durumları.....	11
Çizelge 4.1. Benzetimde ve uygulamada kullanılan parametre değerleri.....	38
Çizelge 4.2. Benzetim için kontrolcülerin genel karşılaştırması	43
Çizelge 4.3. Benzetim için kontrolcülerin genel karşılaştırması	44

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Tam köprü LC filtreli tek fazlı evirici elektriksel şeması.....	8
Şekil 2.2. Açık döngü kontrolün genel blok diyagramı	9
Şekil 2.3. Kapalı döngü kontrolün genel blok diyagramı	10
Şekil 2.4. SPWM modülasyon şeması	11
Şekil 2.5. Referans değişimine karşı dinamik tepki grafiği	13
Şekil 2.6. Dalgalı çıkış sinyali grafiği.....	14
Şekil 2.7. Kararlı durum hatası belirleme	15
Şekil 2.8. Temel sinyal ve harmonik sinyaller.....	16
Şekil 2.9. Evirici çalışma prensibi	17
Şekil 2.10. Filtresiz tam köprü tek fazlı eviricinin yük gerilim sinyali	18
Şekil 2.11. LC filtreli tam köprü tek fazlı eviricinin yük gerilim sinyali	19
Şekil 3.1. KKK'nin tasarımının matlab/simulink için blok diyagramı.....	27
Şekil 3.2. LFTK tasarımının matlab/simulink için blok diyagramı	36
Şekil 4.1. 8A referans akım genliği altında ÜBA-KKK'nin kararlı durum tepkisi a. Benzetim b. Uygulama	39
Şekil 4.2. 8A referans akım genliği altında LFTK'nin kararlı durum tepkisi a. Benzetim b. Uygulama	39
Şekil 4.3. ÜBA-KKK ile indüktans akımının spektrumları a. Benzetim b. Uygulama	40
Şekil 4.4. LFTK ile indüktans akımının spektrumları a. Benzetim b. Uygulama.....	40
Şekil 4.5. Referans akım genliğinde 4 A'dan 8 A'ya bir adım değişikliği için ÜBA-KKK'nin dinamik tepkisi a. Benzetim b. Uygulama	41
Şekil 4.6. Referans akım genliğinde 4 A'dan 8 A'ya bir adım değişikliği için LFTK'nin dinamik tepkisi a. Benzetim b. Uygulama	41
Şekil 4.7. ÜBA-KKK'nin DA girişinde 30V'tan 50V'a bir adım değişikliği için dinamik tepkisi a. Benzetim b. Uygulama	42

Şekil	Sayfa
Şekil 4.8. LFTK'nin DA girişinde 30V'tan 50V'a bir adım değişikliği için dinamik tepkisi a. Benzetim b. Uygulama.....	42
Şekil 4.9. Filtre (L) değişimine göre THD yüzdeleri a. Benzetim b. Uygulama	43

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 3.1. Faz düzlemi ve Lyapunov fonksiyonu.....	29
Resim 4.1. Deneysel kurulum.....	37

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
A	Jacobian matrisi
$V_{yük}$	Yük gerilimi
V_{DA}	Doğru akım gerilimi
$V_{giriş}$	Giriş gerilimi
V_C	Kondansatör gerilimi
V_L	İndüktans gerilimi
$V_u(t)$	Kontrol sinyali
V_{cs}	Taşıyıcı sinyal
$i_{yük}$	Yük akımı
$i_{çıkış}$	Çıkış (yük) akımı
i_L	İndüktans akımı
i_C	Kondansatör akımı
i_{ref}	Referans akım
I_{max}	Maksimum akım
$e(t)$	Hata sinyali
u	Kontrol girişi
Δu	Kontrol girişinin bozulma (geçici) değeri
$\Delta i_{max_dalgalanma}$	Maksimum dalgalanma
U_0	Kontrol girişinin kararlı değeri
$R_{yük}$	Omik yük
L_{filtre}	İndüktans filtre elemanı
C_{filtre}	Kondansatör filtre elemanı
r	İndüktans iç direnci
S_1	Birinci anahtarlama elemanı
S_2	İkinci anahtarlama elemanı
S_3	Üçüncü anahtarlama elemanı

Simgeler**Açıklamalar**

S_4	Dördüncü anahtarlama elemanı
S_A	Birinci ve dördüncü anahtarlama elemanı
S_B	İkinci ve üçüncü anahtarlama elemanı
$V(x)$	Lyapunov fonksiyonu
σ	Kayma yüzeyi
λ	Kayma yüzeyine ait sabit bir katsayı
K_L	Lyapunov katsayısı
K_1	Üstün burulma algoritma katsayı
K_2	Üstün burulma algoritma katsayı
ω	Açısal frekans
n	Sistem derecesi
m_a	Modülasyon indeksi
$\text{sign}()$	İşaret fonksiyonu
T_s	Örnekleme zamanı
T_{sw}	Anahtarlama periyodu
F_{sw}	Anahtarlama frekansı
t	Zaman
x_1	Sistemin birinci hata değeri
x_2	Sistemin ikinci hata değeri

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AA	Alternatif akım
CNC	Bilgisayarlı sayısal kontrol
DA	Doğru akım
DSP	Dijital sinyal işleme
FPGA	Alan programlanabilir kapı dizileri
IGBT	İzole edilmiş kapılı iki kutuplu transistör
KKK	Kayan kipli kontrol
LFTK	Lyapunov fonksiyon tabanlı kontrol
MATLAB	Matrix laboratuvarı
MTK	Model tahminli kontrol
MOSFET	Metal oksit yarı iletken alan etkili transistör
OR	Orantılı rezonans
PID	Oransal-integral-türevsel
PI	Oransal-integral
PLC	Programlanabilir mantıksal denetleyici
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
SHE	Seçici harmonik giderme
SVPWM	Uzay vektör darbe genişliği modülasyonu
THD	Total harmonik distorsiyon
ÜBA	Üstün burulma algoritması

1. GİRİŞ

Günümüzde güç elektroniği dönüştürücüleri, elektrik enerjisinin Doğru Akım (DA) ve Alternatif Akım (AA) formları arasında dönüşüm gerçekleştirebilen ve enerji verimliliğini artırma potansiyeline sahip önemli devreler olarak değerlendirilmektedir. Bu dönüştürücüler, farklı güç seviyelerini elde etme amacıyla çeşitli uygulamalarda tercih edilmektedir [1]. Güç elektroniği dönüştürücülerinin başarılı bir şekilde çalışabilmesi için, kullanılan anahtarlama elemanlarının (örneğin, transistörler, diyotlar) dikkatlice seçilmesi ve kontrol yöntemlerinin doğru bir şekilde belirlenmesi gerekmektedir. Uygun anahtarlama elemanlarının seçimi, dönüştürücünün verimliliği, güvenilirliği ve maliyetini doğrudan etkilemektedir. Ayrıca, uygun kontrol yöntemleri ile dönüştürücü çıkışı istenilen değere yaklaştırılırken, güç kalitesi ve verimlilik gibi faktörlerde de iyileştirmeler mümkün olmaktadır [2,3].

Tek fazlı eviriciler, girişine uygulanan DA'yı istenilen genlik ve frekansta bir faz AA'ya dönüştüren güç elektroniği devreleridir. Günümüzde yenilenebilir enerji kaynaklarının, taşınabilir elektronik cihazların ve elektrikli araçların kullanımındaki artışla birlikte, evirici teknolojisi giderek daha fazla önem kazanmaktadır [4]. Evirici, güneş panelleri gibi DA üreten enerji kaynaklarından elde edilen enerjinin, evlerde ve iş yerlerinde kullanılan AA elektrik ağlarına uygun hale getirilmesi için kritik öneme sahiptir. Tek fazlı eviriciler, genellikle küçük ölçekli enerji sistemlerinde ve bireysel elektronik cihazlarda kullanılmaktadır [5]. Eviricilerin temel bileşenleri arasında güç transistörleri, kontrol devreleri ve filtreler bulunmaktadır. Güç transistörleri, DA'yı AA'ya dönüştürmek için elektrik akımının yönünü hızlı bir şekilde değiştirirken, kontrol devreleri de, transistörleri doğru zamanlarda açıp kapatmak suretiyle istenilen çıkış frekansı ve gerilimi elde edilmektedir. Filtreler ise, dönüşüm işlemi sırasında oluşabilecek harmonikleri ve gürültüyü azaltarak, daha temiz ve düzgün bir AA çıkışı vermektedirler [6].

Tek fazlı eviricilerin önemi, özellikle yenilenebilir enerji sistemlerinin entegrasyonunda kendini göstermektedir. Güneş panelleri gibi yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen DA, doğrudan elektrik şebekesi entegrasyonu veya AA ile çalışan elektrikli cihazların beslemesi için uygun olmamaktadır. Bu nedenle tek fazlı eviriciler, DA'yı evlerde ve iş

yerlerinde yaygın olarak kullanılan AA'ya dönüştürerek yenilenebilir enerjinin etkin bir şekilde kullanılmaktadır [7,8].

Evirici teknolojisinin kullanım alanlardan biri de elektrikli araçlardır. Elektrikli araçları ihtiyaç duydukları hareket enerjisini genellikle AA ile beslenen elektrik motorlarından almaktadırlar. Elektrikli araçlarda enerji kaynağı olarak bataryalar kullanılmaktadır. Eviriciler elektrikli araçlarda bataryadan elde edilen DA'ı, AA'ya çevirerek elektrik motorlarının ihtiyaç duyduğu sürme sinyallerini üretmektedirler [9].

Tek fazlı eviricilerde akım kontrolü, eviricinin çıkış akımını istenen değerde ve şekilde düzenlemek için kullanılan bir yöntemdir. Bu kontrol mekanizması, eviricinin enerji dönüşüm sürecini optimize ederek çeşitli uygulamalarda eviricinin güvenli ve etkili bir şekilde çalıştırmaktadır. Akım kontrolü yardımıyla, eviricinin çıkışındaki güç kalitesi iyileştirilerek, yüksek verimlilikte çalıştırma ve elektrikli cihazların ve ağların korunmasına yardımcı olmaktadır [10].

Eviricilerde akım kontrolü, genellikle darbe genişlik modülasyonu, İngilizce anlamıyla Pulse Width Modulation (PWM) gibi teknikler kullanılarak gerçekleştirilebilmektedir. PWM, eviricinin güç transistörlerinin açılıp kapanma sürelerini kontrol ederek, istenen çıkış akımı dalga formunu üretmektedir. Bu kontrol, eviricinin yük değişikliklerine hızlı bir şekilde yanıt vermesine, çıkış geriliminin ve frekansının ayarlanmasına ve çıkış akımının dalga formunun, bağlı olan yükler için uygun hale getirilmesine katkı vermektedir [11]. Akım kontrolü yenilenebilir enerji sistemlerinde ve hassas elektronik cihazların çalıştırılmasında oldukça önemli yer tutmaktadır [12,13]. Özellikle, elektrikli araçlar, tıbbi cihazlar ve hassas ölçüm cihazları gibi hassas yüklerin korunmasında kritik öneme sahiptir. Bu tür cihazlar, gerilim dalgalanmaları ve aşırı akımdan dolayı kolayca zarar görebilmektedirler. Akım kontrol mekanizması, eviricinin çıkışını sürekli olarak izleyerek, gerektiğinde düzeltmeler yaparak, cihazların güvenliği ve performansını korumaktadırlar [14].

Akım kontrolü yardımıyla evirici, yalnızca yükün gerektirdiği kadar enerjiyi dönüştürmek suretiyle enerji israfını önleyerek sistem verimliliğini artırmaktadır. Enerji verimliliği, özellikle büyük ölçekli endüstriyel uygulamalar ve enerji üretim sistemleri için önemli olup, işletme maliyetlerinin azaltılmasına ve çevresel etkilerin minimize edilmesine katkıda bulunmaktadır [15].

Birçok güç dönüşüm sisteminin omurgası olan tam köprü tek fazlı eviriciler, değişen yükler, gerilim dalgalanmaları ve dış etkenler altında verimli bir şekilde çalışması gerekmektedir. Bu durum eviricilerin her türlü çalışma koşullarında, yüksek kaliteli çıktıyı koruyabilme yetenekleri, sistem kararlılığı ve çalışmanın sürekliliği için gerekmektedir. Geleneksel kontrol yöntemlerinin doğrusal olmayan sistemlerde parametre belirsizlikleri ve çalışma koşullarından kaynaklı ve parametre değişimlerinde karşı düşük performans göstermektedir. [16–18]. Bu nedenle daha verimli ve güvenilir güç dönüşümüne yönelik artan talepleri karşılamak için, tam köprü tek fazlı eviricilerin çalışmasını optimize etmek amacıyla ileri kontrol stratejileri geliştirilmiştir. Bu stratejiler arasında Orantılı Rezonans (OR) kontrolü, Model Tahminli Kontrol (MTK), Lyapunov fonksiyonu tabanlı kontrol (LFTK) ve Kayan Kipli Kontrolü (KKK), doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde ön plana çıkmaktadır [19,20].

OR kontrolörü, belirtilen bir rezonans frekansında sonsuz kazanç sağlamak üzere tasarlanmıştır. Sinüzoidal referans izleme ve harmonik bastırma, OR kontrolörlerinin temel avantajları olarak belirtilebilir. Bu avantajlar, şebekeye bağlı eviriciler veya güç kalitesi iyileştirme sistemleri gibi hassas dalga formu şekillendirmenin gerekli olduğu uygulamalarda özellikle yararlı olmaktadır. OR kontrolünde harmonik bileşenleri kontrol edilmek suretiyle eviricinin doğrusal olmayan yükler veya şebeke bozulmalarına maruz kaldığında bile çıkış dalga şekillerinin düzgün olması sağlanmaktadır. Ancak, OR kontrolörleri, frekans değişimlerinde düşük performans göstermektedir [21,22].

MTK tekniği, hızlı dinamik tepkisi ve çok amaçlı kontrol görevlerini ele alma becerisiyle bilinen, evirici kontrolüne modern bir yaklaşımı temsil eden gelişmiş bir kontrol yöntemi olarak belirtilebilir. MTK, matematiksel bir modele dayalı olarak sonlu bir zaman ufku boyunca sistemin gelecekteki davranışını tahmin etmektedir. MTK, her örnekleme aralığında bir optimizasyon problemini çözerek, tanımlanmış bir maliyet fonksiyonunu en aza indiren kontrol eylemi gerçekleştirir. Bu öngörücü yetenek, MTK'nin çalışma koşullarındaki değişiklikleri tahmin etmesini ve bunlara göre ayarlama yapmasını sağlayarak performansı ve evirici çıkışını iyileştirmektedir. Ancak, MTK'nin performansı büyük ölçüde sistem modelinin ve sistem parametrelerinin doğruluğuna bağlı olduğundan, model ile gerçek sistem arasındaki uyumsuzluk, denetleyici performansını düşürebilmekte ve bu da parametre ayarını ve gerçek zamanlı optimizasyonu başarısını azaltmaktadır [23–25]. Ayrıca, sonlu kontrol kümeli MTK yöntemlerinde, anahtarlama tablosuna dayalı

anahtarlama sinyallerinin üretilmesi nedeniyle MTK değişken anahtarlama frekanslarında yetersiz kalmaktadır. Ayrıca, yüksek frekanslı anahtarlama sinyallerinin üretilmesi için güçlü mikrodenetleyici veya FPGA gereksinimi de bir dezavantaj olarak belirtilebilir.

KKK, özellikle önemli belirsizlikler ve bozulmalarla karşılaşan sistemler için uygun olan, evirici uygulamalarında en sağlam kontrol tekniklerinden biri olarak ortaya çıkmıştır. KKK, kontrol sinyalini tanımlanmış bir kayan yüzeye göre değiştirerek, sistemin durumunu harici bozulmalardan bağımsız olarak o yüzeye doğru yakınsamaya zorlamaktadır. Evirici kontrolü bağlamında, KKK çeşitli şekillerde uygulanmıştır. [26]'da yazarlar, zayıf şebeke koşullarında tek fazlı şebekeye bağlı bir evirici için kayan mod tabanlı bir akım kontrol stratejisi geliştirmişlerdir. Gerçekleştirilen çalışma sistem parametresi değişikliklerine karşı sağlamlığı artırırken ve yüksek şebeke akımı kalitesini korumaktadır ve titreşimleri azaltmaktadır. [27]'de yazarlar, LC filtre çıkışlı bir H köprülü evirici için gri tahmin tabanlı hızlı sonlu zamanlı kayan mod kontrol stratejisi geliştirmişlerdir. Geliştirilen bu yaklaşım, enerji verimliliğini ve harmonik bozulma performansını iyileştirirken titreşimi ve sabit durum hatalarını azaltmayı amaçlamaktadır. Benzetimler ve deneyler yoluyla, önerilen kontrol yöntemi değişen yük koşulları altında hızlı dinamik tepki ve doğru gerilim takibi göstermiştir. [28]'de, hızlı dinamik tepki, hassas referans izleme ve parametre değişikliklerine karşı sağlamlık gibi zorlukları ele almak için tek fazlı şebekeye bağlı H-köprü eviricinin kontrolü KKK kullanılarak elde edilmiştir ve çatırdamalar, KKK yönteminin temel uygulama zorluğu olarak belirtilmiştir. [28]'de, çatırdamaları azaltmak için sınır tabakası yöntemi kullanılmıştır. Üstün Burulma Algoritmasının KKK ile entegrasyonu (ÜBA-KKK), çatırdamaları azaltmak için bir başka etkili çözüm olabilmektedir. ÜBA-KKK, anahtarlama bileşenleri üzerindeki stresi azaltarak sürekli kontrol sinyalleri sağlama yeteneği nedeniyle evirici kontrol uygulamalarında önemli bir yer tutmaktadır [29]. [30]'da, ÜBA-KKK yöntemi üç fazlı şebekeye bağlı bir evirici için kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar, yaklaşımın şebeke akımı kontrolünde düşük toplam harmonik bozulma sağladığını göstermektedir. [31]'de, ÜBA-KKK yöntemi tek fazlı üç seviyeli T tipi evirici tabanlı dinamik gerilim geri yükleyicileri için kullanılmıştır. Sonuçlar, kontrolörün çeşitli gerilim bozulmaları altında etkinliğini kanıtlayarak yük gerilimindeki Total Harmonik Distorsiyon (THD)'nin iyileştiğini göstermiştir.

LFTK, güç elektroniğinde önemli ilgi gören gelişmiş bir kontrol stratejisidir. Bu yöntem, sistem kararlılığını analiz etmek ve sağlamak için matematiksel bir çerçeve sağlayan

Lyapunov'un kararlılık teorisine dayanmaktadır [32]. LFTK'nin temel ilkesi, sistemin enerjisinin veya istenen denge durumundan uzaklığının matematiksel bir ölçüsü olarak hizmet eden bir Lyapunov fonksiyonu oluşturmaktır. LFTK'de, kontrol yasası, Lyapunov fonksiyonunun zaman türevinin negatif kesin olmasını sağlamak ve sistemin zaman içinde denge durumuna yakınsamasını garanti etmek için tasarlanmaktadır [33,34]. [35]'te, Lyapunov tabanlı kontrol yöntemi, şebekeye bağlı eviricinin şebeke geriliminin temel harmoniğine orantılı bir referans akımını izlemesi için kullanılmıştır. Evirici ve şebeke gerilim modellerini bir durum alanı açıklamasında birleştirerek, kararlılığı ve düşük THD'yi sağlarken izleme hatasını en aza indiren bir durum geri besleme denetleyicisi tasarlanmıştır. Yöntem, doğru faz hizalamasını göstererek Benzetimler ve gerçek devre testleri yoluyla doğrulanmaktadır. [36]'da, tek fazlı UPS eviricileri için genişletilmiş bir Lyapunov fonksiyonu tabanlı kontrol stratejisi kullanılmış ve sabit durum çıkış gerilimi hatalarını azaltarak küresel asimptotik kararlılık sağlanmıştır. Bir eviriciyle yapılan Benzetimler ve deneyler, önerilen yöntemin çeşitli doğrusal ve doğrusal olmayan yükler altında düşük THD ve hızlı dinamik tepki ile yüksek kaliteli sinüzoidal çıkış gerilimi elde ettiğini göstermiştir. Literatürde bu kontrol yöntemleri, evirici kontrolünde sıkça incelenmektedir. Bu çalışmalar genellikle tek bir kontrolcü yöntemi kapsamında ya yeni bir yaklaşım ya da kontrolcü optimizasyonu ile ilgilidir. Evirici kontrolü kapsamında, bu kontrolcülerin performans analizleri sınırlıdır ve önemli parametreler ve koşullar detaylı şekilde ele alınmamıştır. Aynı zamanda ikili bir karşılaştırma çalışması bulunmamaktadır. Mevcut çalışmalar, bu iki kontrolcü arasındaki avantajlar ve dezavantajları doğrudan kıyaslama fırsatı sunmamaktadır. Bu tezin amacı, tam köprü tek fazlı eviriciler bağlamında ÜBA-KKK ve LFTK'nin etkinliğinin kapsamlı bir analizini yapmaktır. Bu kontrolcülerin seçilmesinin temel nedeni, KKK'nin parametre belirsizlikleri ve dış bozuculara karşı güçlü özellikler sunması, LFTK'nin ise matematiksel olarak kararlılığı garanti etmesidir. Alternatif yöntemlerden olan MTK, gerçek zamanlı uygulamalarda sınırlı işlem gücüne sahip sistemlerde deavantajlıdır. OR ise genellikle sistemlerin en az iki parametresinin (örneğin gerilim ve akım) kontrolünde bir başka kontrolcüyle birlikte kullanıldığından dolayı seçilmemiştir. Bu tezde sadece bir parametre (akım) kontrol edilmesi amaçlanmıştır. Araştırmanın temel motivasyon, evirici kontrolünde kullanılan farklı metodların avantajlarını ve sınırlılıklarını ortaya koymak ve bu tekniklerin enerji dönüşüm sistemlerinin verimliliği, güvenilirliği ve performansı üzerindeki etkilerini belirlemektir.

2. TANIMLAMALAR VE MATEMATİKSEL MODELLEME

2.1. Tek Fazlı Eviriciler

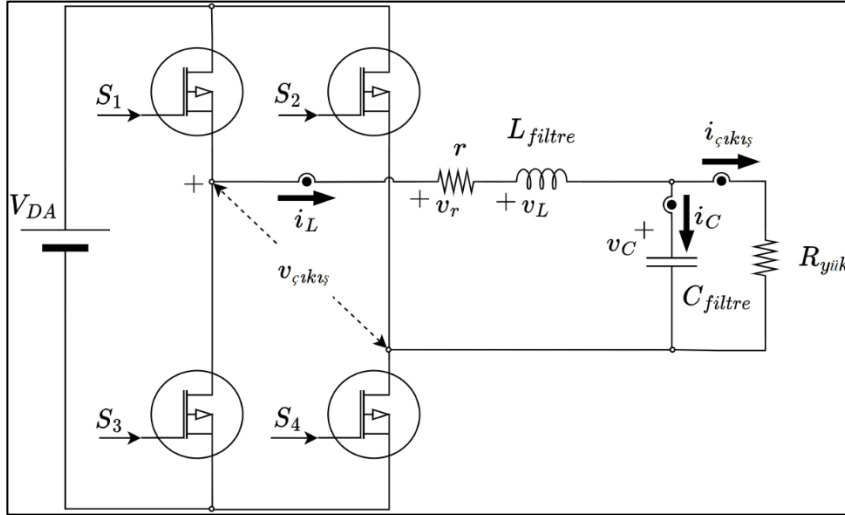
Tek fazlı eviriciler, genellikle güneş panelleri gibi DA kaynaklarından elde edilen enerjiyi ev aletleri ve endüstriyel makineler gibi AA gerektiren uygulamalarda kullanılabilir hale getiren kritik bileşenlerdir [37]. Eviriciler, anahtarlama güç elemanları kullanarak enerji dönüşümünü gerçekleştirmekte ve çeşitli modülasyon teknikleri yardımıyla çıkış gerilimini ve frekansını hassas bir şekilde kontrol etmektedirler [38,39]. Günümüzde kullanılan modülasyon teknikleri arasında en yaygın olanı PWM olup, bu modülasyon tekniği çıkış gerilimini ve frekansını hassas bir şekilde ayarlayarak enerji verimliliğini artırmasıyla bilinmektedir [40].

Tek fazlı eviriciler, güneş enerjisi sistemlerinden ev elektroniğine kadar geniş bir yelpazede kullanılmakta ve enerji verimliliğini ve güvenilirliğini artırarak, elektrik şebekesinin de kalitesini ve güvenilirliğini artırmaktadır [41]. Eviricilerin çalışma prensibi, DA enerjisini elektronik anahtarlama devreler aracılığıyla AA'ya dönüştürmek üzerine kuruludur [42]. Bu dönüşümü gerçekleştirmek için kullanılan modülasyon teknikleri, çıkışın enerji kalitesini iyileştirmeyi amaçlamaktadır [43]. Örneğin, PWM tekniği, çıkış dalgasının şeklini ve frekansını hassas bir şekilde kontrol ederek düzgün bir sinüs dalgası elde ederek, enerji verimliliğini artırır. Çıkış gerilimini, frekansını ve dalga formunu yönetmek ve optimize etmek için Evirici kontrol stratejileri kullanılmaktadır [44].

Evirici kontrolü Açık Çevrim Kontrol ve Kapalı Çevrim Kontrol olarak gerçekleştirilebilmektedir. Açık Çevrim Kontrol, sistem geri beslemesine ihtiyaç duymayan, düşük hassasiyetli sistemlerde kullanılmaktadır. Kapalı Çevrim Kontrol ise çıkış parametresi istenilen değerde tutulabilmesi için çıkış verileri sürekli olarak izlenerek düzenlenmektedir [45].

2.2. Tam Köprü LC Filtreli Tek Fazlı Evirici Tasarımı ve Bileşenleri

Şekil 2.1.'de görüldüğü gibi LC filtreli tam köprü tek fazlı evirici devresi görülmektedir [46]. Bu cihazların tasarımı, birçok farklı bileşeni içerebilir ve her biri eviricinin genel performansı ve verimliliği üzerinde belirleyici bir role sahip olabilir.



Şekil 2.1. Tam köprü LC filtreli tek fazlı evirici elektriksel şeması

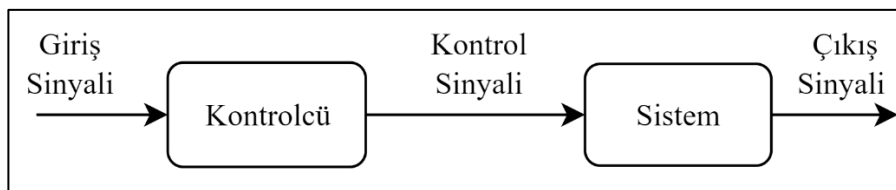
Evirici, girişine uygulanan DA'yı (V_{DA})'yı AA'ya dönüştürmek için kullanılır. Şemada, dört adet anahtar, S_1 - S_4 , görülmektedir. Bunlar genellikle transistörler, MOSFET veya IGBT'ler gibi yarıiletken elemanlardır. Bu anahtarlar, kontrol sinyalleri ile eş zamanlı olarak açılıp kapanarak AA dalgası oluşturulur. Evirici çıkışındaki L_{filtre} ve C_{filtre} elemanları, bir LC filtre devresini oluşturarak, evirici çıkışındaki dalga formunu düzelterek yüksek frekanslı gürültüyü azaltmaktadır. Devrede verilen $R_{yük}$ ise evirici çıkışına bağlanacak yükü temsil etmektedir. Bu temel düzenek, elektrik enerjisini farklı uygulamalarda kullanım için uygun hale getiren bir çok modern elektronik cihazın temel bileşenini oluşturmaktadır [47].

Evirici tasarımının merkezinde, güç dönüşüm işlemini gerçekleştiren güç elektroniği anahtarları bulunur. Bu anahtarlar, genellikle yüksek hızda açılıp kapanabilen ve yüksek akımları taşıyabilen yarı iletken cihazlardır. Genellikle yaygın kullanılan yarı iletken anahtarlar arasında IGBT ve MOSFET yer alır. Bu cihazların seçimi, eviricinin çalışma frekansı, güç kapasitesi ve verimlilik gereksinimlerine bağlı olabilmektedir [48]. Eviricinin bir diğer önemli bileşeni kontrol devresidir. Bu devre, güç anahtarlarının ne zaman açılıp kapanacağını belirleyen sinyalleri üretir. Kontrol devrelerinde, genellikle mikrodenetleyiciler, Dijital Sinyal İşleme (DSP)'ler veya Alan Programlama Kapı Dizisi (FPGA)'lar gibi gelişmiş dijital kontrol cihazları kullanılmaktadır. Bu cihazlar, eviricinin çıkış gerilimi ve frekansını hassas bir şekilde kontrol etmek ve modülasyon teknikleri gibi PWM'i uygulamak için gerekli olan karmaşık algoritmaları gerçekleştirebilir [49].

Evirici tasarımında ayrıca, enerji dönüşüm sürecinin verimliliğini ve güvenilirliğini artıran çeşitli yardımcı bileşenler de yer almaktadır. Bu bileşenler arasında koruyucu diyotlar, enerji depolama elemanları, yani kondansatörler ve indüktörler bulunmaktadır. Koruyucu diyotlar, eviricinin aşırı akıma ve ters polariteye karşı korunmasını sağlayabilir. Enerji depolama elemanları olan kondansatörler ve indüktörler, enerji dönüşüm sırasında oluşabilecek geçici durumları hafifletir ve sistem stabilitesini sağlayabilir. Bu elemanlar, ayrıca, evirici çıkışındaki AA sinyalin kalitesini iyileştirmek için önemli bir role sahiptir [50].

2.3. Açık Döngü Kontrol Sistemleri

Açık döngü kontrol sistemleri, kontrol mühendisliği ve otomasyonun temel kavramları arasında yer almaktadır. Bu tür sistemler, çıkışın sistem girişine geri beslenmediği kontrol mekanizmalarıdır. Yani, sistem çıkışı üzerinde herhangi bir kontrol veya düzeltme mekanizması olmaz, sadece giriş sinyaline bağlı olarak işlem görmektedir. Bu yapı, basitlik ve düşük maliyet avantajları sunabilir ancak dış bozulmalar ve parametre değişiklikleri karşısında esnek olmamaları nedeniyle sınırlılıklara da sahip olmaktadır [51]. Açık döngü kontrol sistemlerinin en belirgin özelliği, sistem çıkışının kontrol işlemine herhangi bir etkisi olmamasıdır. Bu durum, sistemde herhangi bir değişiklik olduğunda veya dış etkenlerden kaynaklanan bozulmalar meydana geldiğinde sistemin uyum sağlayamamasına yol açabilir. Açık döngü sistemler, sistem içindeki veya dışındaki değişikliklere otomatik olarak tepki veremez. Bu, özellikle hassas kontrol gerektiren uygulamalarda önemli bir sınırlılık oluşturabilir. Buna karşın, hassas olmayan uygulamalar için açık döngü kontrol sistemleri oldukça uygun olabilir. Bu sistemlerin tasarımı ve uygulanması nispeten kolaydır çünkü sistem çıkışını izlemek ve değerlendirmek için ek bileşenlere veya karmaşık algoritmalar kullanmaya gerek yoktur. Özellikle kısıtlı bütçeyle çalışan projeler ve basit endüstriyel işlemler için büyük bir avantaj sağlayabilir [52]. Açık döngü kontrol sistemlerinin genel blok diyagramı Şekil 2.2.'de verilmiştir.

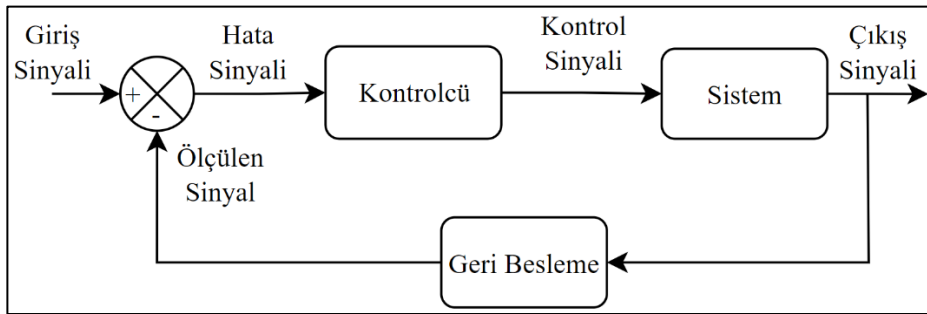


Şekil 2.2. Açık döngü kontrolün genel blok diyagramı

2.4. Kapalı Döngü Kontrol Sistemleri

Kapalı döngü kontrol sistemleri, otomatik kontrol mühendisliğinin en temel ve kritik kavramlarından biridir. Bu tür sistemler, sistem çıkışını sürekli olarak izleyen ve girişe geri besleyen bir mekanizmaya sahiptir. Bu geri besleme mekanizması sayesinde, sistem hedeflenen çıkış değerlerine ulaşmak ve dış etkenlerden kaynaklanabilecek sapmaları düzeltmek için girişi sürekli olarak ayarlamaktadır. Kapalı döngü kontrol sistemlerinin temel amacı, sistem çıkışını istenen referans değerlerle uyumlu hale getirmek ve sistem performansını optimize etmektir [53]. Kapalı döngü kontrol sistemlerinin temel bileşeni, geri besleme döngüsüdür. Bu döngü, sistem çıkışındaki herhangi bir değişikliği algılayabilen bir veya birden fazla sensör, çıkış ile referans arasındaki farkı hesaplayan ve bu farka dayanarak giriş sinyalini ayarlayan bir kontrolcüdür oluşur.

Bu bileşenlerin uyumlu çalışması, sistem çıkışının istenen değerlere yakınsatmaktadır ve böylece sistem dış etkenlerden kaynaklanan bozulmalara karşı dirençli hale gelmektedir [54]. Kapalı döngü kontrol sistemlerinin bir diğer önemli avantajı da, sistem dinamiklerindeki değişikliklere uyum sağlama özelliğidir. Sistem parametrelerinde meydana gelen değişiklikler, sistem çıkışında istenmeyen sapmalara neden olabilir. Ancak, kapalı döngü sistemleri bu tür değişiklikleri algılamaktadır ve gerekli düzeltmeleri yaparak sistem performansını korumaktadır. Kapalı döngü kontrol sistemlerinin tasarımı ve analizi, kontrol mühendisliğinin önemli bir alanını oluşturmaktadır. Bu sistemlerin tasarımında kullanılan çeşitli yöntemler ve araçlar, sistem performansını optimize etmektedir ve istenmeyen sapmaları minimuma indirmek için kullanılmaktadır. Kapalı döngü kontrol sistemlerinin genel blok diyagramı Şekil 2.3.'te verilmiştir.



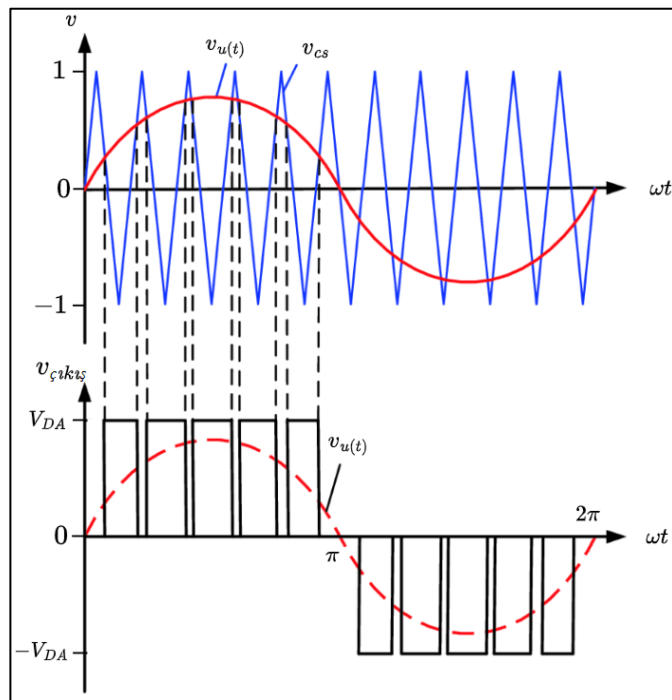
Şekil 2.3. Kapalı döngü kontrolün genel blok diyagramı

2.5. Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Şekil 2.1.'de gösterilen evirici, $S_1 - S_4$, olarak etiketlenen dört anahtardan oluşur. Burada S_1 ile S_4 ve S_2 ile S_3 senkronize olacak şekilde iletimde veya kesimde olur. Bu anahtarlar, çıkış geriliminin yönünü ve büyüklüğünü kontrol etmek için belirli bir konfigürasyonda düzenlenmiştir. Anahtarlama sinyalleri, genel olarak Sinüsoidal Darbe Genişliği Modülasyonu, İngilizce anlamıyla Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM), tekniği ile üretilir [55]. SPWM, Şekil 2.4.'te gösterildiği gibi, $v_u(t)$ büyüklüğündeki bir sinüsoidal referans sinyalini, v_{cs} büyüklüğündeki yüksek frekanslı bir taşıyıcı sinyalle karşılaştırarak çalışır. Ayrıca, anahtarlama durumları ve bunlara karşılık gelen çıkış gerilim seviyeleri Çizelge 2.1.'de verilmiştir.

Çizelge 2.1. Anahtarlama durumları

S_1-S_4	S_2-S_3	$V_{\text{çıkış}}$
İletimde	Kesimde	$+V_{DA}$
Kesimde	İletimde	$-V_{DA}$
İletimde	İletimde	0
Kesimde	Kesimde	0



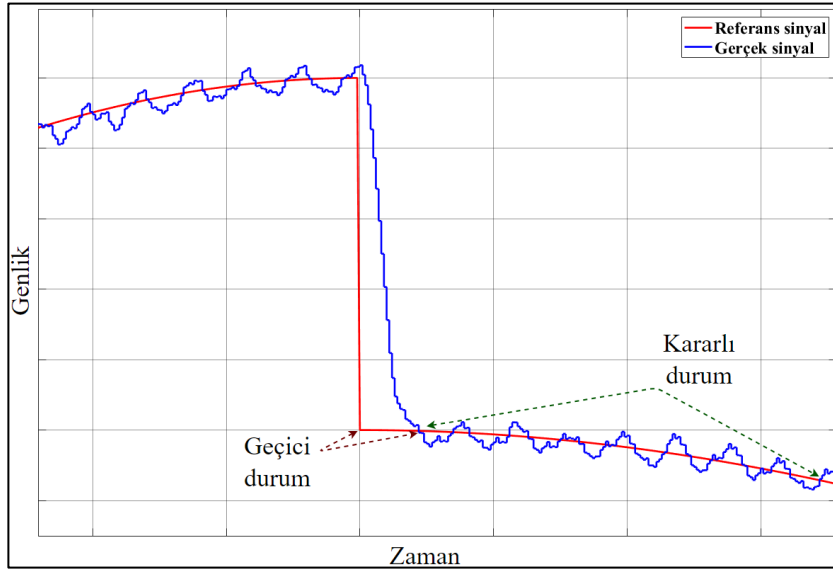
Şekil 2.4. SPWM modülasyon şeması

2.6. Dinamik Tepki Analizi

Dinamik tepki, bir sistem veya cihazın dış etkilere veya sistem içindeki değişikliklere nasıl ve ne kadar hızlı yanıt verdiğini ifade eden bir terimdir. Dinamik tepki, sistemdeki değişikliklere verilen cevabın hızını, zamanını ve etkinliğini kapsamaktadır. Örneğin, bir eviricinin, yük taleplerindeki değişikliklere veya giriş gücündeki dalgalanmalara nasıl tepki verdiği, onun dinamik tepkisini oluşturmaktadır [56]. Bir sistem veya cihazın dinamik tepkisi, birkaç önemli parametre ile karakterize edilmektedir. Bunlar arasında yükselme zamanı (sistemin istenen seviyeye ulaşması için geçen süre), yerleşme zamanı (sistemin istikrarlı bir duruma gelmesi için geçen süre), bulunmaktadır. Bu parametreler, sistemin ne kadar hızlı ve etkin bir şekilde istenen çıktıya ulaşabileceğini, ayrıca geçici süreçler sırasında sistemin kararlılığını ve performansını anlamamıza yardımcı olmaktadır [57].

Dinamik tepki, aynı zamanda sistem tasarımı ve kontrol stratejilerinin geliştirilmesi için de önemlidir. Özellikle kapalı çevrim kontrol sistemlerinde, sistemin gerçek zamanlı olarak izlenmesi ve herhangi bir sapmanın otomatik olarak düzeltilmesi, dinamik tepkinin iyileştirilmesinde kritik bir rol oynamaktadır [58,59]. Bir sistemin dinamik tepkisi sadece teorik modellerle değil, aynı zamanda deneysel testler ve benzetimlerle de detaylı bir şekilde incelenmelidir. Bu, sistemin gerçek dünya koşullarındaki davranışını anlamak ve tahmin etmek için önemlidir. Farklı yük koşulları, giriş sinyalleri ve dış etkenler altında yapılan testler, sistemin dinamik tepkisinin kapsamlı bir resmini sunabilir.

Örnek bir dinamik tepki görseli Şekil 2.5.'te gösterilmiştir. Burada sistemin çıkış sinyali, istenilen referans sinyale ulaşması için geçen süreye geçici durum denir. Bu süre kritik uygulamalar için hayati önem taşımaktadır. Kararlı durum bölgesi ise, sistem çıkış sinyalinin istenilen sinyal değerine ulaştığı bölge olarak adlandırılmaktadır.



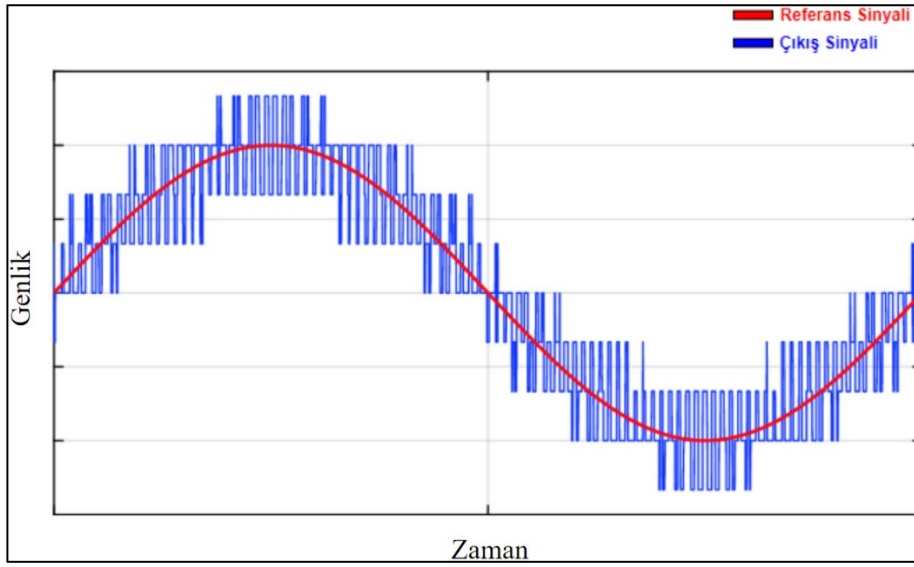
Şekil 2.5. Referans değişimine karşı dinamik tepki grafiği

Bu bilgiler, daha güvenilir, etkin ve kararlı sistemlerin tasarımına ve geliştirilmesine olanak tanımaktadır. Tek fazlı eviricinin enerji formu dönüşüm sırasında, eviricinin dinamik tepkisi, çeşitli yük ve giriş koşullarına nasıl uyum sağladığının ve istenen çıkışı ne kadar hızlı ve doğru bir şekilde sağlayabildiğinin bir ölçüsüdür. Dinamik tepki, eviricinin performansı, verimliliği ve uygulamadaki kullanılabilirliği açısından kritik öneme sahiptir. Eviricinin çıkış frekansı ve geriliminin, değişen koşullara hızla adapte olabilmesi ve istenen çıkışı koruyabilmesi gerekmektedir. Dinamik tepki analizinin bu yönü, özellikle güneş paneli sistemleri, kesintisiz güç kaynağı sistemleri ve elektrikli araçların tahrik sistemleri gibi alanlarda kritik önem taşımaktadır [60,61]. Eviricinin dinamik tepkisi, sistem tasarımı ve kontrol stratejisine bağlı olabilir. Kapalı çevrim kontrol sistemleri, eviricinin çıkışını sürekli olarak izleyerek referans değerlerle karşılaştırır ve herhangi bir sapmayı düzeltmek için gerekli ayarlamaları yapmaktadır. Her kontrol stratejisinin dinamik tepkiye etkisi farklıdır ve uygulamanın gereksinimlerine göre seçilmelidir.

2.7. Dalgalanma (Ripple) Analizi

Çıkış sinyalindeki dalgalanma, ingilizce anlamıyla ripple, elektronik cihazlardaki çıkış gerilimi veya akımında istenmeyen küçük, hızlı dalgalanmalardır. Özellikle güç kaynakları, eviriciler ve çeviriciler gibi cihazlarda önemli bir faktör olmaktadır. Ripple analizi, bu dalgalanmaların büyüklüğünü, frekansını ve etkilerini incelemektedir ve elektronik sistemlerin tasarımı, performansı ve güvenilirliği üzerinde doğrudan etkilemektedir [62].

Ripple, çeşitli kaynaklardan kaynaklanabilir. Örneğin, doğrultucu devrelerindeki akımın kesintili olması, filtrelenebilir ancak tamamen ortadan kaldırılamayan bir ripple üretmektedir. Benzer şekilde, anahtarlama işlemlerinde de çıkışta ripple oluşumuna neden olmaktadır. Bu dalgalanmalar, cihazların hassas elektronik bileşenlerini olumsuz etkilemektedir. Örneğin sinyal bütünlüğünü bozabilir, gürültüye neden olabilir ve uzun vadede bileşenlerin ömrünü kısaltabilir [63]. Şekil 2.6.'da bir eviricinin çıkış sinyalinde oluşabilecek örnek bir dalgalı sinyali gösterilmiştir.

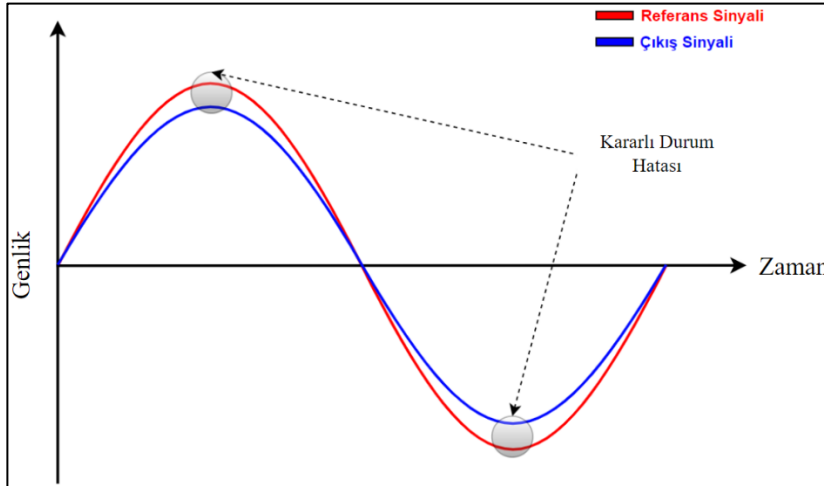


Şekil 2.6. Dalgalı çıkış sinyali grafiği

Ripple analizinin amacı, bu dalgalanmaları tanımlamak, ölçmek ve mümkün olan en düşük seviyeye indirmektir. İdeal olarak, bir sistemdeki ripple seviyesi mümkün olan en düşük seviyede tutulmalıdır [64]. Ripple analizi aynı zamanda sistem tasarım aşamasında da kritik öneme sahiptir [65].

2.8. Kararlı Durum Hata Analizi

Kararlı durum hata analizi, kontrol sistemlerinde bir sistem çıkışının zamanla istenen bir referans değere veya set noktasına ne kadar yakın olduğunu değerlendirmenin bir yoludur. Kararlı durum hatası, sistem çıkışının uzun süreli davranışını incelerken, sistem stabil olduğunda ve tüm geçici durumlar sönümlendiğinde ortaya çıkan kalıcı sapmayı ifade etmektedir. Bu sapma, bir evirici çıkışındaki AA sinyali için Şekil 2.7.'de gösterilmiştir.

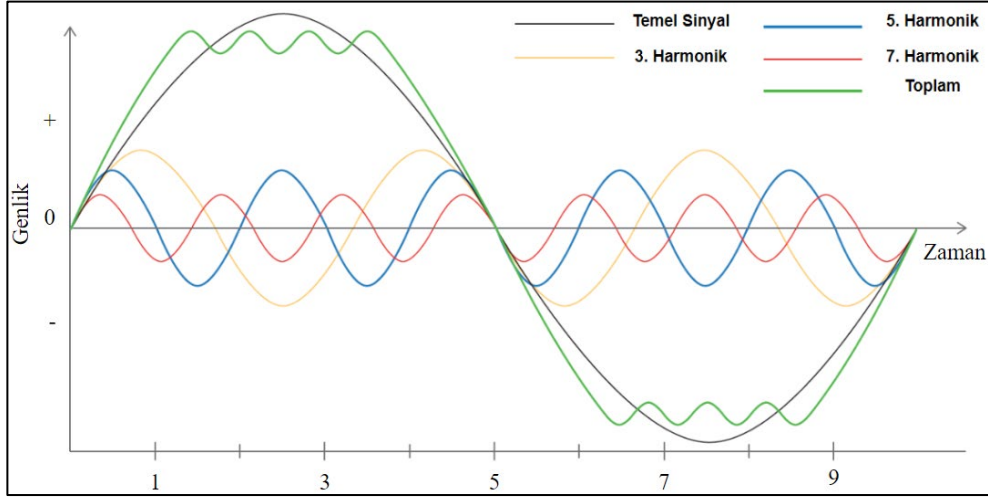


Şekil 2.7. Kararlı durum hatası belirleme

Kararlı durum hatası, sistem girişine verilen bir referans sinyali ile sistem çıkışı arasındaki fark olarak tanımlanmaktadır. Şekilde daire ile gösterilen kısımlar, referans bir sinüs sinyali ve çıkış sinüs sinyali arasındaki kararlı durum hatasının büyüklüğünü ölçebileceğimiz bölgedir. Aynı frekanstaki iki sinüs sinyalinin tepe noktaları eşit olursa, diğer bölgelerde sinyalin doğası gereği eşitlenecektir. Sistemler farklı türde giriş sinyallerine (adım, rampa, sinüs dalgası vb.) farklı şekillerde tepki verebilir ve kararlı durum hatası bu giriş türlerine göre değişiklik göstermektedir. Bu değişiklik, sistemdeki geribildirim mekanizmalarına, kontrolör tasarımına, sistem parametrelerine ve çevresel koşullar gibi birçok faktörden etkilenmektedir [66]. Bu analiz, sistem performansını, enerji verimliliğini ve sistem güvenilirliğini artırmak için önemlidir.

2.9. Total Harmonik Distorsiyon Analizi

THD, bir sinyalin temel frekansına göre harmonik frekanslardaki bozulmaların toplamının bir ölçüsü olarak tanımlanmaktadır. Örnek bir temel sinyal, harmonik frekanslarda oluşan sinyaller ve bunların toplamı Şekil 2.8.'de gösterilmiştir.



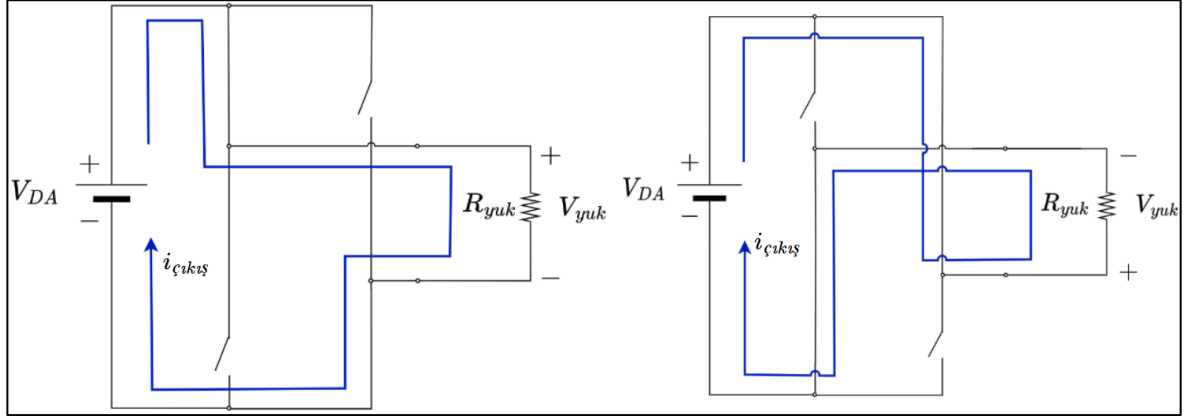
Şekil 2.8. Temel sinyal ve harmonik sinyaller

THD, bir sinyalin ne kadar saf olduğunu veya ideal bir sinüs dalgasından ne kadar sapma gösterdiğini belirleyen bir faktördür ve genellikle yüzde olarak ifade edilmektedir. Elektrik sistemlerinde, özellikle eviriciler, dönüştürücüler ve güç kaynakları gibi cihazlarda, ideal çıkış sinyali saf bir sinüs dalgasıdır. Ancak pratikte, çeşitli nedenlerle bu ideal duruma ulaşmak zor olabilir. Sistemdeki anahtarlama işlemleri, yük değişiklikleri, devre elemanlarının karakteristikleri ve kontrol teknikleri, sinyalde istenmeyen harmoniklerin oluşmasına neden olmaktadır. Bu harmonikler, temel frekanstaki sinyale eklenerek toplam sinyali bozabilir ve bu bozulma THD ile ölçülmektedir [67–69]. THD'nin hesaplanması, temel frekanstaki sinyalin gücü ile harmonik frekanslardaki sinyallerin güçlerinin toplamının karşılaştırılmasıdır. Temel frekanstaki sinyalin gücü, toplam sinyal gücünün büyük bir kısmını oluştururken, harmoniklerin katkısı daha küçüktür. Ancak, bu küçük katkılar bile, sistem performansı üzerinde olumsuz etkilere sahip olmaktadır. Örneğin, yüksek THD seviyeleri, elektrik motorlarında ısı artışına, ses sistemlerinde istenmeyen gürültüye ve telekomünikasyon sistemlerinde sinyal bütünlüğünün bozulmasına neden olmaktadır [70,71]. Bu amaçla, harmonik filtreler, daha iyi anahtarlama stratejileri ve gelişmiş kontrol algoritmaları gibi çeşitli yöntemler kullanılmaktadır.

2.10. Tam Köprü LC Filtreli Tek Fazlı Eviricinin Matematiksel Modellemesi ve Filtre Değerlerinin Hesaplanması

Tam köprü LC filtreli tek fazlı eviricinin şeması Şekil 2.1.'de verilmişti. Bu şemanın matematiksel modellemesi, eviricinin temel çalışma prensiplerine, anahtar durumlarına ve LC filtresinin karakteristiklerine dayanmaktadır. Bu modelleme, eviricinin çıkış gerilimi ve

akımı ile ilgili denklemleri içermektedir ve evirici anahtarlarının farklı konfigürasyonlarına göre değişmektedir.



Şekil 2.9. Evirici çalışma prensibi

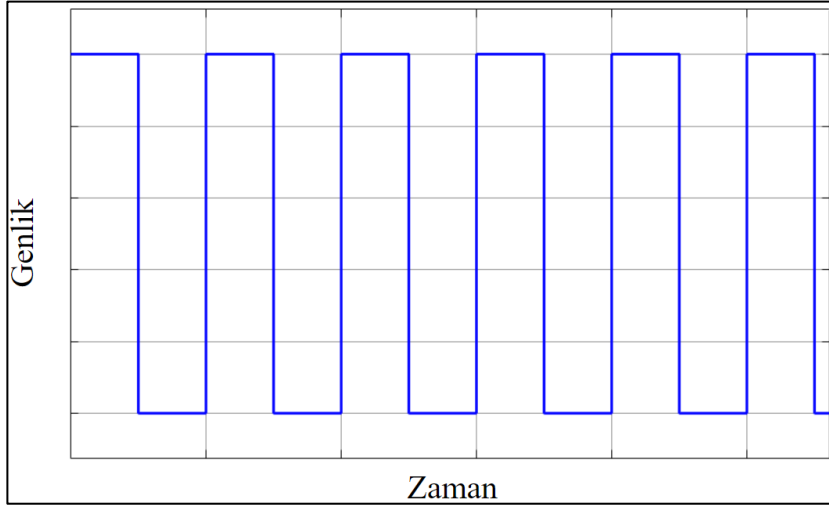
Eviricinin çalışması, bu anahtarların birbirine zıt olarak eşleşmiş çiftler halinde, yani S_1 - S_4 ve S_2 - S_3 , açılıp kapanmasıyla sağlanmaktadır. Anahtarların durumları, eviricinin çıkış geriliminin polaritesini değiştirir ve bu, yük üzerinde AA dalgası oluşturur. Evirici çıkış gerilimi, burada yük gerilimi, anahtarların durumuna bağlı olarak DA kaynak geriliminin pozitif veya negatif olarak yüke uygular. Eğer S_1 ve S_4 anahtarları kapalı ve S_2 ve S_3 açık durumdaysa yük gerilimi Eş. 2.1.'deki gibidir.

$$V_{yük} = +V_{DA} \quad (2.1)$$

Eğer S_2 - S_3 anahtarları kapalı, S_1 - S_4 anahtarları açık durumda ise $V_{yük}$ Eş. 2.2.'deki gibidir.

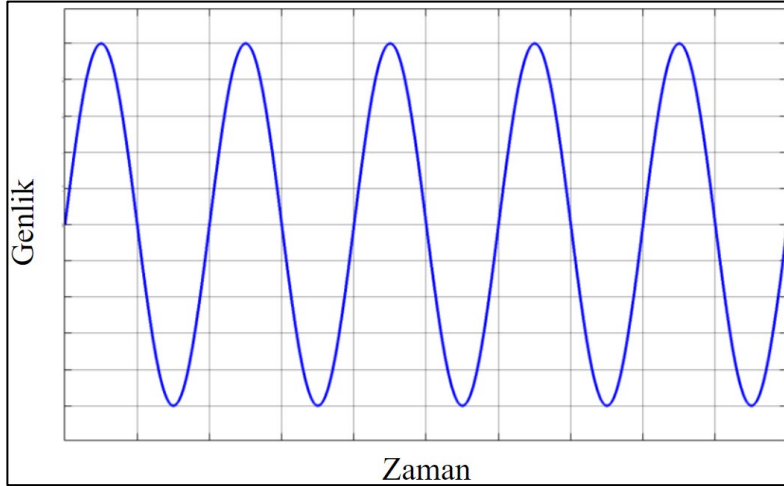
$$V_{yük} = -V_{DA} \quad (2.2)$$

Bu durumda eviricinin çıkışındaki yük gerilimi $V_{yük}$ AA dalga formuna sahip olacaktır. Bu durumda filtre olmadığımızı varsaydığımız zaman, $V_{yük}$ Şekil 2.10.'da gibi sinyal olmaktadır.



Şekil 2.10. Filtresiz tam köprü tek fazlı eviricinin yük gerilim sinyali

Eviricilerin çıkışındaki enerjinin kalitesini artırmak ve elektrik şebekesine uygun hale getirmek için genellikle LC filtreler kullanılmaktadır. LC filtre, bir endüktans ve bir kapasitans bileşeninin kombinasyonundan oluşur. Bu filtreler, evirici çıkışındaki harmonik bozulmaları azaltır, dalga formunu düzeltir ve enerjiyi daha verimli bir şekilde iletmektedir. LC filtresinin temel mantığı, istenmeyen frekanslardaki sinyalleri süzerek sadece istenen frekanstaki sinyalin geçişine izin vermektedir. Filtre, bir rezonans devresi olarak davranır ve belirli bir frekansta en yüksek geçirgenliğe sahiptir. Bu frekans genellikle eviricinin ürettiği AA sinyalin frekansıyla eşleştirilir. L elemanı, yüksek frekanslı dalgalanmaları sönmölemeye yardımcı olurken, kapasitans C elemanı düşük frekanslı dalgalanmaları filtreler. Birlikte, bu iki bileşen evirici çıkışındaki istenmeyen harmonikleri etkin bir şekilde azaltır ve daha düzgün bir sinüs dalga formu üretmektedir. Filtreleme ile birlikte çıkış sinyali Şekil 2.10.'dan, Şekil 2.11.'deki gibi olmaktadır.



Şekil 2.11. LC filtreli tam köprü tek fazlı eviricinin yük gerilim sinyali

LC filtresinin denklemleri, filtrenin indüktansı L ve kapasitansı C kullanılarak ifade edilmektedir. İndüktör üzerindeki gerilim Eş. 2.3.'teki gibi hesaplanır.

$$V_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Burada L indüktans değeri olup, i_L ise indüktans üzerinden geçen akım değeridir. Kapasitans gerilimi ise Eş. 2.4.'teki gibi hesaplanır.

$$V_C = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt \quad (2.4)$$

Burada C kapasitans değerini belirtirken, i_C kapasitör üzerinden geçen akımı değerini temsil etmektedir. $i_{\text{çıkış}}$ yani eviriciye bağlanan yükün çektiği akımın değeri Eş. 2.5.'teki gibi hesaplanır.

$$i_{\text{çıkış}}(t) = i_L(t) - i_C(t) \quad (2.5)$$

Burada $i_{\text{çıkış}}$ Kirchhoff akımlar kanunu kullanılarak elde edilir. Eş. 2.5.'teki ifadeleri yerine yazarsak, Eş. 2.6. elde edilir.

$$i_{\text{çıkış}}(t) = \frac{1}{L} \int V_L dt - C \frac{dV_C}{dt} \quad (2.6)$$

Sıra çıkıştaki L ve C filtre parametrelerinin hesaplanmasındadır. Çıkış filtresindeki indüktörün birincil rolü, anahtarlama frekansı harmoniklerini filtrelemektir. Bir indüktörün tasarımı, diğer faktörlerin yanı sıra, akım dalgalanmasının hesaplanmasına ve hesaplanan akım dalgalanmasını tolere edebilecek bir değerin seçilmesine bağlıdır. İndüktör üzerindeki gerilim değeri Eş. 2.7. ile ifade edilir.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.7)$$

Tam köprü tek fazlı bir evirici için Eş. 2.8. yazılabilir.

$$V_{DA} - V_{yük} = L \frac{\Delta i_{\text{max_dalgalanma}}}{DT_{SW}} \quad (2.8)$$

Burada T_{SW} anahtarlama periyodudur. Şimdi, AA dalga formunda herhangi bir anda mevcut dalgalanmayı Eş. 2.9.'daki gibi ifade ederiz.

$$\Delta i_{\text{max_dalgalanma}} = \frac{DT_{SW} (V_{DA} - V_{yük})}{L} \quad (2.9)$$

Modülasyon indeksi m_a olarak varsayılarak, görev döngüsü Eş. 2.10.'da ifade edilir.

$$D(\omega t) = m_a \sin(\omega t) \quad (2.10)$$

Modülasyon indeksinin baz alınmasıyla, giriş gerilimi ile görev döngüsü arasındaki Eş. 2.11.'deki ilişki AA çıkış gerilimini verecektir.

$$V_{yük} = V_{DA} D \quad (2.11)$$

Eş. 2.9. yeniden düzenlenerek, Eş. 2.12. elde edilir.

$$\Delta i_{max_dalgalanma} = \frac{V_{DA} T_{SW} m_a \sin(\omega t) (1 - m_a \sin(\omega t))}{L} \quad (2.12)$$

Eş. 2.12.'de görüldüğü gibi, tepe dalgalanması eviricinin sinüzoidal dalga biçiminde olduğu yerin bir faktörüdür. Maksimum dalgalanmanın mevcut olduğu modülasyon indeksini bulmak için, Eş. 2.12.'nin zamana göre türevi alınır ve sıfırla eşitlenir, bu şekilde Eş. 2.13. ve 2.14. elde edilir.

$$\frac{\Delta i_{max_dalgalanma}}{dt} = K \left[\cos(\omega t) (1 - m_a \sin(\omega t)) - m_a \sin(\omega t) \cos(\omega t) \right] = 0 \quad (2.13)$$

$$\sin(\omega t) = \frac{1}{2m_a} \quad (2.14)$$

Eş. 2.14., Eş. 2.12.'de yerine yazılarak dalgalanmanın maksimum olduğu modülasyon indeksini verir. Dalgalanmayı tolere etmek için gereken indüktans değeri Eş. 2.15. ve Eş. 2.16.'da verilmiştir [72].

$$\Delta i_{max_dalgalanma} = \frac{V_{DA} T_{SW}}{4L} \quad (2.15)$$

$$L = \frac{V_{DA}}{4F_{SW} \Delta i_{max_dalgalanma}} \quad (2.16)$$

Bu tez de dizayn edilen benzetim ve deneysel uygulamaya göre, V_{DA} 50 V, F_{SW} 20000 Hz ve son olarak referans akımın tepe değeri 8 A olarak belirlendiği için ve dalgalanmanın %5 olduğunu ve indüktör çekirdeği tarafından tolere edilebildiğini varsayarak, L filtre değeri Eş. 2.17.'deki gibi hesaplanır.

$$L = \frac{50}{4 \times 20000 \times 8 \times 0.5} \approx 1.6 \text{ mH} \quad (2.17)$$

Kapasitör hesaplaması için ise, iyi bir anahtarlama frekansı zayıflaması elde etmek için kesme frekansı, F_{SW} değerinin onda biri veya daha düşük bir seviyede tutulur. Kesme frekansı Eş. 2.18.'deki gibi ifade edilir.

$$F_{kesme} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.18)$$

Kesme frekansı, anahtarlama frekansının onda birine eşit veya daha düşük olması şartını sağlamak için Eş. 2.18.'deki C parametresi Eş. 2.19.'daki gibi yazılır [72].

$$C = \left(\frac{10}{2\pi F_{SW}} \right)^2 \times \frac{1}{L} \quad (2.19)$$

Hesapların indüktans değerine göre C kapasitans değeri Eş. 2.20.'deki gibi elde edilir.

$$\left(\frac{10}{2 \times \pi \times 20000} \right)^2 \frac{1}{1.6 mH} \approx 4 \mu F \quad (2.20)$$

Burada, teorik hesaplamalar sonucunda $4 \mu F$ kapasitör değeri elde edilmiştir fakat pratik uygulamada $10 \mu F$ kapasitör tercih edilmiştir. Bu seçim, sistemin daha iyi filtreleme performansı sağlaması, çıkış akım dalgalanmasını azaltarak daha sabit bir akım elde edilmesi ve düşük frekanslı harmoniklerin daha etkili bir şekilde bastırılması için yapılmıştır. Ek olarak, daha yüksek kapasitans değeri, yük dalgalanmaları gibi geçici durumlara karşı daha stabil bir sistem tepkisi sağlamakta ve evirici çıkışındaki güç kalitesini artırmaktadır.

3. KONTROLCÜLERİN TANIMI VE MATEMATİKSEL MODELLENMESİ

3.1. Kayan Kipli Kontrol

KKK'nin kökleri, 1950'lerde ve 1960'larda Sovyet araştırmacılar tarafından atılmış olup, o zamandan bu yana hem teorik hem de uygulamalı açılardan önemli gelişmeler kaydedilmiştir. Özellikle, model belirsizliklerine ve dış etkenlere karşı gösterdiği yüksek performans, bu kontrol yöntemini birçok endüstriyel ve mühendislik uygulaması için cazip hale getirmiştir [73]. Bu yöntemin belirsizliklerle karşı yüksek performans göstermesi, onu modern kontrol sistemlerinin tasarımında önemli bir araç haline getirmiştir. KKK, kontrol mühendisliğindeki önemli gelişmelerden biri olarak kabul edilmekte ve çeşitli zorlukların üstesinden gelmede etkili çözümler sunmaktadır [74].

Bu kontrol metodunun temel prensibi, sistemin durumunu önceden belirlenmiş bir kayma yüzeyine zorlamaktadır ve bu yüzey üzerinde tutarak sistem dinamiklerini istenen şekilde değiştirmektedir. Kayma yüzeyi, sistem hedeflerini yansıtan ve sistem dinamiklerinin istenilen davranışı sergilemesi için tasarlanan bir sınırdır. Sistem bu yüzeye ulaştığında, kontrol yasası sistemi bu yüzey üzerinde tutacak şekilde devreye girer ve böylece sistem hedeflenen değere ulaşmaktadır [75–77].

3.1.1. Temel kavramlar ve matematiksel arka plan

KKK metodolojisinin temelini anlamak için, "Durum Uzayı ve Sistem Dinamikleri", "Doğrusal ve Doğrusal Olmayan Sistemler", "Kararlılık ve Lyapunov Teorisi" ile "Kayma Yüzeyi ve Kayma Koşulu" kavramlarının matematiksel arka planını kapsamlı bir şekilde ele almak gereklidir. Durum uzayı, bir sistemin anlık durumunu temsil eden durum değişkenlerinin (genellikle bir vektör olarak ifade edilen) tüm olası kombinasyonlarını içermektedir. Bir sistemin dinamikleri, genellikle zamanın bir fonksiyonu olarak durum değişkenlerinin değişimini tanımlayan diferansiyel denklemlerle ifade edilmektedir. Örneğin, bir sistemin dinamikleri Eş. 3.1.'deki gibi ifade edilebilir [78].

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (3.1)$$

Burada, $\dot{x}$ durum vektörünün zamana göre türevidir, x durum vektörüdür, u kontrol girdisidir ve t zamanı temsil eder, f ise sistemin dinamiklerini tanımlayan fonksiyondur. KKK’de, kayma yüzeyi Eş. 3.2.’deki gibi tanımlanmaktadır.

$$\sigma = \left(\lambda + \frac{d}{dt} \right)^{n-1} e(t) \quad (3.2)$$

Eş. 3.2.’deki σ sıfır olacak şekilde tanımlanır ve amaç, sistemin dinamiklerini bu yüzey üzerinde kısıtlamaktır. Bu, sistemin dinamiklerini istenen bir alt uzaya indirgeyen ve kontrol altındaki sistem davranışlarını tanımlayan bir hiperdüzlemdir. İyi bir kayma yüzeyi seçimi, sistemin hızlıca ve etkili bir şekilde istenen duruma ulaşmasını sağlamaktadır. Burada, σ kayma yüzeyini, λ sabit bir katsayıyı, n sistemin (eviricinin) derecesini, $e(t)$ ise istenilen çıkış değeri ile gerçek çıkışın arasındaki farkı yani hata değerini temsil etmektedir. Kayma koşulu, sistemin durumunun bu yüzey üzerinde kalmak üzere evrilmesini sağlayacak şekilde tasarlanan bir kontrol yasası ile sağlanmaktadır. Bu matematiksel arka plan ve temel kavramlar, KKK Kontrolün derinlemesine anlaşılması ve etkili bir şekilde uygulanması için önemlidir [79,80].

3.1.2. Tam köprü tek fazlı evirici için kayan kipli kontrolcü tasarımı

Kayma yüzeyi Eş. 3.2.’deki gibi tanımlanmıştı. Burada σ sistem durumu x ’in bir fonksiyonudur. Kontrolörün amacı σ fonksiyonunu sıfıra götürmektir. λ pozitif bir sabittir ve n sistemin mertebesidir. Bu tez çalışması için ele alınan sistemin derecesi yalnızca çıkış tarafındaki filtre elemanlarına bağlıdır, bunlar kapasitör ve indüktanstır, dolayısıyla sistemimizin derecesi iki’dir. İkinci dereceden bir sistem için kayan yüzey fonksiyonu Eş. 3.3.’teki gibi ifade edilir.

$$\sigma = \lambda e(t) + \dot{e}(t) \quad (3.3)$$

Burada e ve $\dot{e}$ sırasıyla kontrol girişindeki hatayı ve bu hatanın türevini ifade etmektedir. Amaç, indüktans akımını referans akımına göre düzenlemektir. Kontrol hatası Eş. 3.4.’teki gibi ifade edilir.

$$e(t) = i_L(t) - i_{ref}(t) \quad (3.4)$$

Burada $i_{ref}(t)$ yük akımının referansını belirtir ve Eş. 3.5.'teki gibi ifade edilir.

$$i_{ref}(t) = I_{max} \sin(\omega t) \quad (3.5)$$

Burada I_{max} referans tepe değerini belirtir ve harici olarak tanımlanan tek giriş parametresidir. Hata fonksiyonu Eş. 3.4.'te belirlendiğinden, $\dot{e}(t)$ Eş. 3.6.'daki gibi ifade edilir.

$$\dot{e}(t) = \frac{di_L(t)}{dt} - \frac{di_{ref}(t)}{dt} \quad (3.6)$$

Burada $i_{ref}(t)$ ve $i_L(t)$ bir sinüs fonksiyonu olduklarından dolayı, Eş. 3.6.'nın türevi, Geri-Euler yöntemi uygulanarak Eş. 3.7.'deki gibi elde edilir.

$$\dot{e}(t) = \frac{i_L(t) - i_L(t-1)}{T_s} - \frac{i_{ref}(t) - i_{ref}(t-1)}{T_s} \quad (3.7)$$

Burada T_s örneklem zamanı, t mevcut örneklem zamanı ve $t-1$ önceki örneklem zamanıdır. Bütün bu denklemleri oluşturduktan sonra, kayma yüzey fonksiyonu Eş. 3.8.'deki gibi yazılır.

$$\sigma = \lambda(i_L(t) - i_{ref}(t)) + \left[\frac{i_L(t) - i_L(t-1)}{T_s} - \frac{i_{ref}(t) - i_{ref}(t-1)}{T_s} \right] \quad (3.8)$$

Eş. 3.8. klasik KKK kayma yüzeyidir. Bu yüzeyin doğrudan kullanılması sistemlerde çatırdama sorunlarına yol açar ve bu da sistemlere zarar vermektedir. Bu sorunu çözmek için klasik KKK yöntemi genellikle üstün burulma algoritması (ÜBA) ile birlikte kullanılır [81]. ÜBA'yı KKK ile birleştirmek, titreşimi bastırmak ve sınırlı bir zaman diliminde yakınsamayı garanti altına almak için etkili bir yöntemdir [82]. Aşağıda görülebileceği gibi, kayan yüzey fonksiyonu için iki tip kontrol girişi vardır.

- 1) Fonksiyonun integrali
- 2) Sürekli zamanlı fonksiyon

Dolayısıyla kontrol girişi şu şekilde yazılabilir:

$$u_{üba_kkk}(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (3.9)$$

$$u_1(t) = K_1 |\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) \quad (3.10)$$

$$u_2(t) = K_2 \int \text{sign}(\sigma) dt \quad (3.11)$$

Eş. 3.9.'daki ifadeleri yerine koyduğumuzda nihai kontrol girişimiz şu şekilde olur.

$$u_{üba_kkk}(t) = K_1 |\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) + K_2 \int \text{sign}(\sigma) dt \quad (3.12)$$

Burada K_1 ve K_2 gerçek pozitif sabitlerdir. λ ve K_1 dinamik tepki süresini belirlemede önemliyken, K_2 sabit durum hatası üzerinde etkilidir. Bu katsayılar hem benzetim hem de uygulama için en düşük kararlı durum hatasını veren değerler seçilmiştir. Sonuç olarak, $u_{üba_kkk}(t)$ modülasyon sinyali olarak kullanılır.

3.1.3. Tam köprü tek fazlı evirici için kayan kipli kontrolcü tasarımının matlab/simulink için blok diyagramının oluşturulması

Şekil 3.1.'de verilen blok diyagramı, Matlab/Simulink için oluşturulmuş bir ÜBA-KKK algoritmasının tasarımını göstermektedir.

LFTK tarihsel gelişimi, 19. yüzyılın sonlarına dayanır. Lyapunov'un 1892'de yayınladığı "Genel İstikrar Problemi Üzerine" adlı çalışması, bu alandaki temel taşlarından biridir. Lyapunov'un çalışmaları, kontrol teorisinde ve özellikle de otomatik kontrol sistemlerinin tasarımında devrim yaratmıştır. 20. yüzyıl boyunca, bu yaklaşım, elektrik mühendisliği, robotik, uçak kontrol sistemleri ve biyomedikal mühendisliği gibi çeşitli alanlarda uygulamalar bulmuştur [85]. Bu metodoloji, elektrik motorlarından uzay araçlarına ve yapay zeka uygulamalarına kadar birçok farklı sistemde kullanılmaktadır. Örneğin, bir robot kolunun hareketlerinin kontrol edilmesi veya bir uçağın otomatik pilot sisteminin tasarımı, LFTK tekniklerini kullanabilir. Ayrıca, enerji sistemlerinin istikrarlı çalışmasını sağlamak ve yapay sinir ağlarının eğitim süreçlerini iyileştirmek için de bu yöntemlerden faydaniılmaktadır [86].

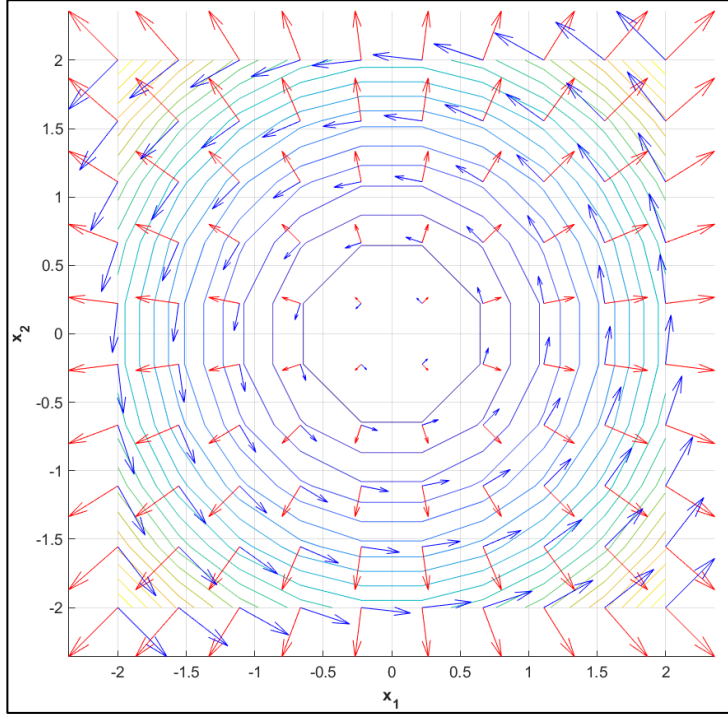
3.2.1. Temel kavramlar ve matematiksel arka plan

LFTK, dinamik sistemlerin istikrarını analiz etmek için kullanılan matematiksel bir yöntemdir. Bu yöntemin temeli, bir sistemin zamana bağlı davranışını tanımlayan diferansiyel denklemlere dayanır. Lyapunov'un ikinci metodunda temel kavram, sistem için enerji benzeri fonksiyon olan Lyapunov fonksiyonunun $V(x)$ seçilmesidir. Bu fonksiyon, sistem durumu x 'in tüm değerleri için pozitif ve sadece denge noktasında sıfır olacak şekilde tasarlanmalıdır. Matematiksel olarak bu, $V(x) > 0$, $V(x) = 0$ koşullarını sağlayan bir $V(x)$ fonksiyonunun bulunması anlamına gelir. Lyapunov fonksiyonunun zaman türevi, sistem dinamiklerinin Lyapunov fonksiyonu üzerindeki etkisini gösterir. Eğer bir sistem $\dot{x} = f(x)$ formunda tanımlanıyorsa, Lyapunov fonksiyonunun zaman türevi Eş. 3.13.'teki gibi hesaplanır [87].

$$\dot{V}(x) = \frac{\partial V}{\partial x} f(x) \quad (3.13)$$

Burada, V 'nin x 'e göre kısmi türevini ifade eder ve bir gradyan vektörüdür. Eğer sistem belirli bir durumda ve bu durum etrafında $\dot{V}(x) \leq 0$ koşulunu sağlıyorsa, sistem o durum etrafında Lyapunov anlamında istikrarlıdır denir. Lyapunov'un direkt metodu, sistemin global istikrarını analiz etmek için de kullanılır. Eğer $V(x)$ fonksiyonu, sistemin tüm durum uzayında pozitif ve sınırlıysa, $\dot{V}(x)$ negatif ve sınırlıysa, yani $\dot{V}(x) < 0$ her $x \neq 0$ için, o zaman sistem global olarak asimptotik kararlıdır. Yani bu, zamanla sistemin denge durumuna

yakınsayacağı anlamına gelir [88]. Bu matematiksel anlatım, Resim 3.1.'de görsel olarak gösterilmiştir.



Resim 3.1. Faz düzlemi ve Lyapunov fonksiyonu

Resim 3.1.'de dairesel simgeler Lyapunov fonksiyonunun sınırlarını, mavi oklar dinamik sistemin durum değişim vektörlerini, kırmızı oklar ise Lyapunov fonksiyonunun gradyan vektörlerini göstermektedir. Burada, Lyapunov fonksiyonunun minimum noktasının sistem durumunun istikrarlı denge noktası olduğunu ve gradyan vektörlerinin bu minimum noktaya doğru işaret ettiğini görebiliriz. Ayrıca, sistemin durum değişim vektörlerinin de istikrarlı denge noktasına doğru spiral bir yörünge izlediği görülmektedir. Bu, sistem dinamiklerinin (x_1 ve x_2) Lyapunov anlamında kararlı olduğunu göstermektedir [89]. Etkili bir Lyapunov fonksiyonu seçimi, sistemin davranışının derinlemesine anlaşılmasını ve kontrol stratejilerinin etkin bir şekilde tasarlanmasını mümkün kılmaktadır.

3.2.2. Kontrol yasası tasarımı ve sistemin kararlılığının sağlanması

LFTK, dinamik sistemlerin kararlılığını analiz etmek ve sağlamak için kullanılan önemli bir yöntemdir. Bu yaklaşım, Lyapunov'un İkinci Metodu olarak da bilinir ve sistemin enerji benzeri bir ölçütünün zamanla azalmasını garantileyerek sistem kararlılığını sağlamaktadır.

Dinamik bir sistemin kontrol altına alınması, sistemin durumunu istenen bir referans noktasına veya yörüngeye yönlendirmeyi amaçlar [90]. Genel bir dinamik sistem, Eş. 3.14.'te ifade edilir.

$$\dot{x}(t) = f(x, u, t) \quad (3.14)$$

Burada x sistem durumunu, u kontrol girişini, t zamanı ve f sistem dinamiklerini temsil eden fonksiyonu ifade eder. Kontrol yasası tasarımı, bu sistem üzerinde etki eden u kontrol girişini öyle bir şekilde tasarlamayı amaçlar ki, sistem belirli bir performans kriterini karşılar ve istenen referans duruma ulaşır. Bir Lyapunov fonksiyonu $V(x)$ genel olarak Eş. 3.15. ile ifade edilir.

$$V(x) = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}x_2^2 + \dots + \frac{1}{2}x_n^2 \quad (3.15)$$

Eş. 3.15.'te verilen bu fonksiyon, sistem enerjisini veya potansiyelini temsil eder ve $x = 0$ noktasında minimumdur. Lyapunov'un direkt metoduna göre, eğer bir sistem için pozitif tanımlı bir Lyapunov fonksiyonu bulunabilir ve bu fonksiyonun zamana göre türevi $\dot{V}(x)$ negatif yarı-tanımlı ise, sistem kararlıdır. Sistem kararlılığını sağlamak için, Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi hesaplanır ve negatif yarı-tanımlı olup olmadığı incelenir [91]. Eş. 3.15.'te verilen Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi Eş. 3.16.'da verilmiştir.

$$\dot{V}(x) = x_1\dot{x}_1 + x_2\dot{x}_2 + \dots + x_n\dot{x}_n \quad (3.16)$$

Eğer sistem lineer ve kontrol girişi u lineer bir fonksiyon ise, durum-uzay denkleminde A ve B matrisleri sabitlerdir ve zaman türevi Eş. 3.17. ile ifade edilir. Dolayısıyla,

$$\dot{V}(x) = x(Ax + Bu) = Ax^2 + Bxu \quad (3.17)$$

Bu durumda, $\dot{V}(x)$ negatif yarı-tanımlı olacak şekilde bir u kontrol yasası seçilir. Eğer u kontrol girişini Eş. 3.18.'deki gibi seçersek,

$$u = -Kx \quad (3.18)$$

Burada K pozitif bir sabit, zamana göre türevi Eş. 3.19.'daki gibi olacaktır.

$$\dot{V}(x) = Ax^2 - BKx^2 = (A - BK)x^2 \quad (3.19)$$

Eğer K değeri yeterince büyük seçilirse, $\dot{V}(x)$ negatif yarı-tanımlı olacaktır ve sistem kararlı hale gelecektir [92,93].

3.2.3. Tam köprü tek fazlı evirici için lyapunov fonksiyon tabanlı kontrolcü tasarımı

Doğrusal olmayan $\dot{x} = f(x)$ sistemi için $V(x)$ 'in sistemin yörüngeleri boyunca zaman göre türevi negatif tanımlı ise, yani tüm $x \neq 0$ için $\dot{V}(x) < 0$ ise, bu durumda denge $x = 0$ noktasında asimptotik olarak kararlıdır. Algoritma, kontrol amacıyla uygun bir Lyapunov fonksiyonunun tahmin edilmesi veya tasarlanmasıyla başlar. Daha sonra kontrol yasası veya denetleyici, Lyapunov fonksiyonunun zaman göre türevinin kararlılığını sağlayacak şekilde negatif yarı-tanımlı olacak şekilde tasarlanır. Lyapunov fonksiyonunu oluşturmadan önce sistemin bazı denklemlerini türetmemiz gerekmektedir. Sistemin $v_{çıkış}$ denklemi şu şekilde yazılır:

$$v_{çıkış} = v_r + v_L + v_C \quad (3.20)$$

Eş. 3.20.'deki ifadeler yerine konulduğunda Eş. 3.21. elde edilir.

$$v_{çıkış} = i_L r + L \frac{di_L}{dt} + v_C \quad (3.21)$$

LC filtresi tek fazlı eviriciye bağlı olduğundan, sistemin derecesi ikinci derecedendir.

Bu nedenle, indüktör ve kapasitördeki enerjiyi kullanan bu sistem için Lyapunov fonksiyonu şu şekilde ifade edilir:

$$V(x) = \frac{1}{2}Lx_1^2 + \frac{1}{2}Cx_2^2 \quad (3.22)$$

Burada x_1 ve x_2 sistemin referans değerini takip edebilmesi için oluşturulması gereken hata parametreleridir. x_1 indüktör akım hatasını belirtirken x_2 ise kondansatör gerilim hatasını belirtir:

$$\begin{aligned} x_1 &= i_L - i_{ref} \\ x_2 &= v_C - v_{ref} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Eş. 3.22.'deki fonksiyon sürekli olarak türevlenebilir ve pozitif kesindir. Sistemin yörüngeleri boyunca $V(x)$ 'in zaman türevi negatif kesin ise, yani tüm $x \neq 0$ için $\dot{V}(x) < 0$ ise, $x = 0$ 'daki denge noktası doğrusal olmayan sistem $\dot{x} = f(x)$ için asimptotik olarak kararludur [94,95]. Lyapunov'un doğrudan yöntemini uygulayarak, $V(x)$ aşağıdaki gereklilikleri karşılıyorsa denge noktası küresel olarak asimptotik olarak kararludur.

- 1) $V(0) = 0$;
- 2) $V(x) > 0$, her $x \neq 0$;
- 3) $V(x) \rightarrow \infty$, $\|x\| \rightarrow \infty$;
- 4) $\dot{V}(x) < 0$, her $x \neq 0$.

Eş. 3.22., her $x \neq 0$ ve $V(x) \rightarrow \infty$ için $V(0) = 0$, $V(x) > 0$ 'ın $\|x\| \rightarrow \infty$ olduğunu açık hale getirir. Eviricinin denge noktası etrafındaki genel kararlılığını düzenlemek için, Eş. 3.22.'nin zamana göre türevini aşağıdaki gibi uyguluyoruz:

$$\dot{V}(x) = x_1 L \dot{x}_1 + x_2 C \dot{x}_2 \quad (3.24)$$

Denetleyici tasarımı, denetim amaçları için uygun bir Lyapunov fonksiyonunu tahmin ederek veya oluşturarak başlar. Sonra, kararlılığı sağlamak için, Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevinin negatif yarı kesin olması için denetim kuralı veya denetleyici geliştirilir. İlk olarak, Eş. 3.21.'deki $v_{çıkış}$, $U_0 V_{DA}$ olarak değiştirilir ve ardından, eviricinin operasyonel denklemleri aşağıdaki gibi oluşturulur. Yani:

$$U_0 = \frac{1}{V_{DA}} \left[i_L r + L \frac{di_L}{dt} + v_C \right] \quad (3.25)$$

Denetleyici sabit durumda sıfır hata elde etmeyi amaçladığından, hata fonksiyonları sabit durum için $x_1 = 0$ ve $x_2 = 0$ olmalıdır. Dolayısıyla, i_L ve v_C şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} i_L &= i_{ref} \\ v_C &= v_{ref} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Buna göre Eş. 3.25. şu şekilde tekrar yazılabilir:

$$U_0 = \frac{1}{V_{DA}} \left[i_{ref} r + L \frac{di_{ref}}{dt} + v_{ref} \right] \quad (3.27)$$

Lyapunov kontrol girişinin sabit durum ve geçiş terimleri, onun aşağıdaki şekilde karakterize edilmesine olanak tanır:

$$u_{LB} = U_0 + \Delta u \quad (3.28)$$

Burada U_0 ve Δu sırasıyla kontrol girişinin sabit durum ve geçici değerlerini temsil etmektedir. $u = \Delta u$ olduğunu ve indüktör akımı ile kapasitör geriliminin referanslarını takip ettiğini ve durum değişkenlerinin x_1 ve x_2 olarak tanımlandığını varsayarak, indüktör gerilimi ve kapasitör akımı şu şekilde ifade edilir:

$$L\dot{x}_1 = \Delta u V_{DA} - x_1 r - x_2 \quad (3.29)$$

$$C\dot{x}_2 = x_1 - i_{çıkış} \quad (3.30)$$

Eş. 3.29. ve 3.30.'u, Eş. 3.24.'e koyarak:

$$\dot{V}(x) = \Delta u V_{DA} x_1 - x_1^2 r - i_{çıkış} x_2 \quad (3.31)$$

Açıkça görüldüğü gibi, geçici kontrol girişi için Eş. 3.32.'de bulunan K_L sabiti, negatif bir değer seçilirse, $\dot{V}(x) < 0$ olacaktır. Burada K_L değeri hem benzetim hem de uygulama için en düşük kararlı durum hatasını veren değer seçilmiştir.

$$\Delta u = K_L V_{DA} x_1 \quad (3.32)$$

Nihai olarak lyapunov kontrol giriş sinyali Eş. 3.33.'teki gibi elde edilir.

$$u_{lik}(t) = \frac{1}{V_{DA}} \left[L \frac{di_{ref}}{dt} + i_{ref} r + v_{ref} \right] + K_L V_{DA} x_1 \quad (3.33)$$

Referans endüktans akımı sabit durumdaki gerçek endüktans akımına eşit olduğundan ve kapasitör akımı ortalama olarak sıfır olacağından, endüktör akımı çıkış akımına eşittir, bu nedenle referans çıkış gerilimi v_{ref} şu şekildedir:

$$v_{ref} = i_{ref} R_{yük} \quad (3.34)$$

Son olarak, referans çıkış gerilimi şu şekilde yazılır:

$$v_{ref} = i_{ref} \frac{v_C}{i_{çıkış}} \quad (3.35)$$

3.2.4. Lyapunov fonksiyon tabanlı kontrolcü için katsayı değerinin belirlenmesi

Kontrol parametrelerinin belirlenmesi, kararlılık ve kontrol hatalarının ortadan kaldırılmasında önemli bir rol oynamaktadır. Bu nedenle, parametreler kararlılık koşullarının sağlanmasına göre belirlenmelidir. Kontrol parametrelerinin kesin değerini elde etmek birçok kontrol yöntemi için mümkün olmayabilir. Genel olarak, bu parametrelerin pozitif veya negatif tanımları kararlılığa göre belirlenebilir. Lyapunov stratejisi için kararlılık koşulları önceki bölümde belirtilmiştir. Şimdi, kontrol parametresinin seçimi için kriterleri belirleyelim. Eş. 3.32.'yi Eş. 3.29.'da yerine yazarsak sonuçlar şu şekilde yazılabilir:

$$L\dot{x}_1 = (K_L V_{DA}^2 - r)x_1 - x_2 \quad (3.36)$$

Eş. 3.36. ve Eş. 3.31.'in denge noktası etrafındaki doğrusallaştırılması şunu sağlar [96]:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Burada A , aşağıdaki şekilde verilen Jacobian matrisini temsil eder [97]:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{K_L V_{DA}^2 - r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Eş. 3.38.'deki sistemin karakteristik denklemi şu şekilde belirlenir:

$$\det(sI - A) = s^2 + \left(\frac{r - K_L V_{DA}^2}{L} \right) s + \frac{1}{LC} \quad (3.39)$$

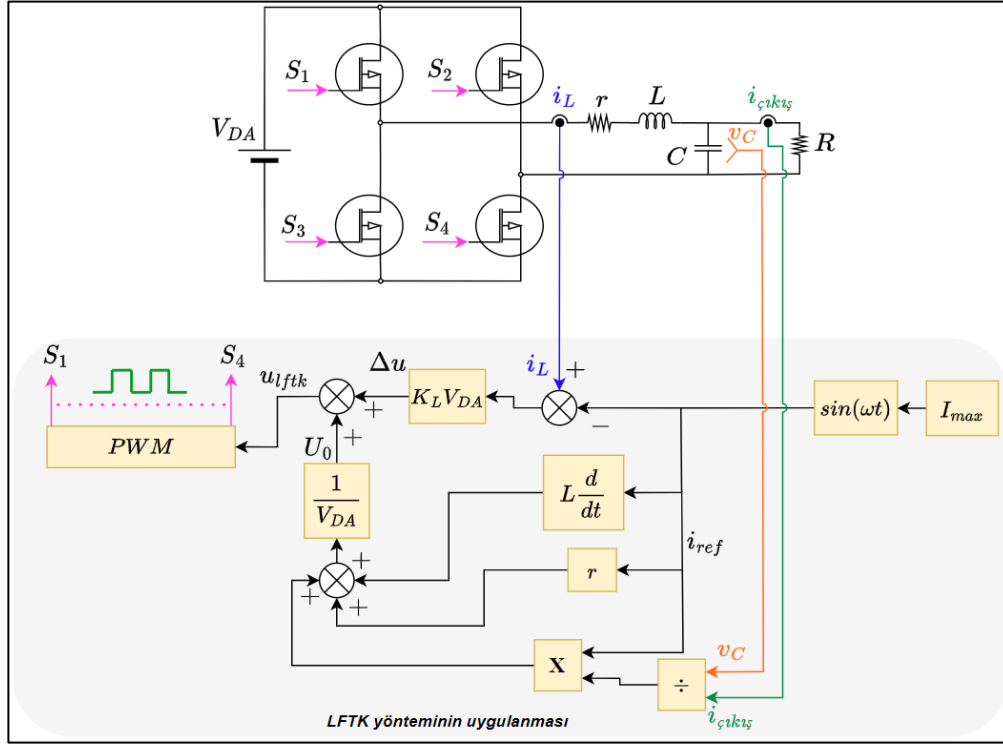
Routh-Hurwitz kararlılık kriterine göre K_L aşağıdaki koşullar altında seçilmelidir [98]:

$$\frac{r - K_L V_{DA}^2}{L} > 0 \quad (3.40)$$

Eş. 3.40.'daki gereklilik, $K_L < 0$ olduğundan her zaman karşılanır. Bu koşulu sağlamak için, uygulama sırasında en düşük sabit durum hatasını veren K_L değeri seçilmiştir.

3.2.5. Tam köprü tek fazlı evirici için lyapunov tabanlı kontrolcü tasarımının matlab/simulink için blok diyagramının oluşturulması

Matlab/Simulink için oluşturulmuş bir Lyapunov tabalı kontrol algoritmasının tasarımının blok diyagramı Şekil 3.2.'de gösterilmiştir.

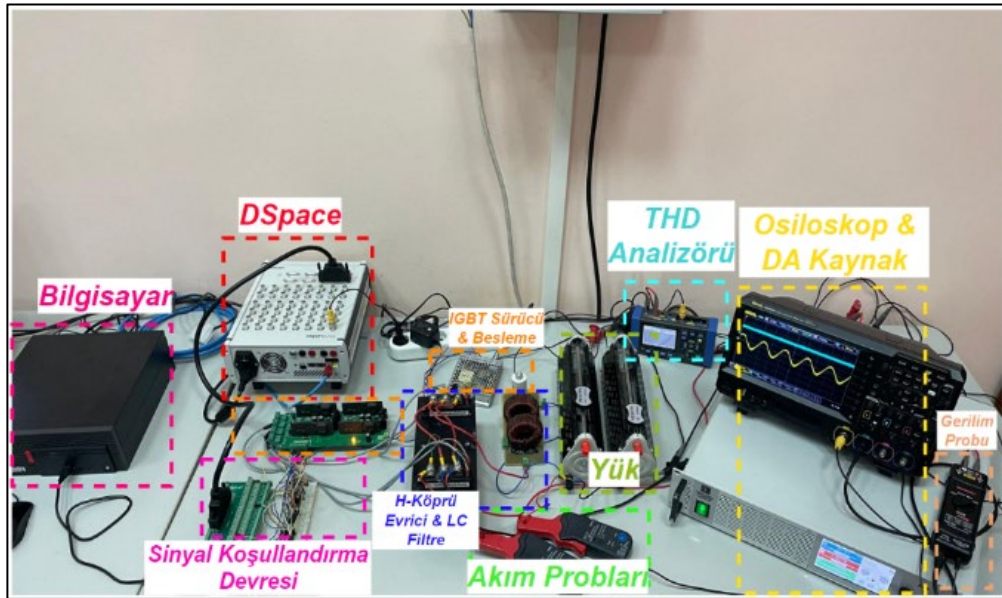


Şekil 3.2. LFTK tasarımının matlab/simulink için blok diyagramı

4. BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI

4.1. Uygulama Düzeneği

Resim 4.1.'de, ÜBA-KKK ve LFTK yöntemlerinin etkinliğini daha derinden incelemek için kullanılan deneysel kurulumu göstermektedir. Bu yapılandırmada kullanılan temel bileşenler ve cihazlar resim içinde açıkça belirtilmiştir. Kontrol yöntemleri MATLAB/Simulink'te modellenmiş ve dSPACE MicroLabBox ile uygulanmıştır. Adil bir karşılaştırma için her iki kontrolörün de aynı koşullar altında çalıştırıldığını belirtmekte fayda vardır.



Resim 4.1. Deneysel kurulum

4.2. Benzetimde ve Uygulamada Kullanılan Parametrelerin Değerleri

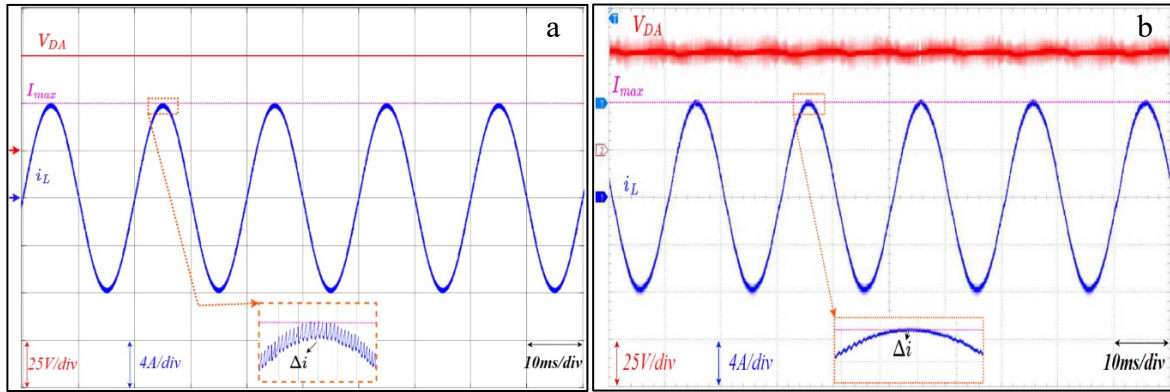
Çizelge 4.1.'de benzetimde ve uygulamada kullanılan parametre değerleri verilmiştir.

Çizelge 4.1. Benzetimde ve uygulamada kullanılan parametre değerleri

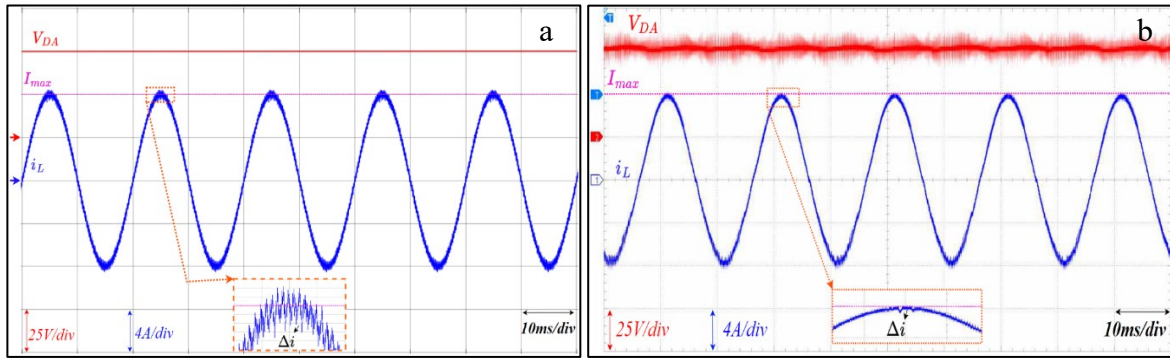
Parametre	Değer
Giriş Gerilimi (V_{DA})	50 V
Yük ($R_{yük}$)	500 W – 5 Ω
Filtre indüktansı (L_{filtre})	1.6 mH
Filtre kapasitansı (C_{filtre})	10 μ F
Filtre indüktans iç direnci (r)	0.2 Ω
Örnekleme zamanı (T_S)	20 μ s
Referans akım (i_{ref})	8sin(2 π 50)
Benzetim için KKK katsayısı (λ)	10 ⁶
Uygulama için KKK katsayısı (λ)	5x10 ⁶
Benzetim için ÜBA-KKK katsayısı (K_1)	0.05
Benzetim için ÜBA-KKK katsayısı (K_2)	2000
Uygulama için ÜBA-KKK katsayısı (K_1)	200
Uygulama için ÜBA-KKK katsayısı (K_2)	10 ⁻⁶
Benzetim için LFTK katsayısı (K_L)	-0.08
Uygulama için LFTK katsayısı (K_L)	-0.0095
Anahtarlama frekansı (F_{SW})	20 kHz

4.3. Kararlı Durum Tepkilerinin Analizi

Şekil 4.1. ve Şekil 4.2., 8A referans akım genliği altında ÜBA-KKK ve LFTK yöntemlerinin sırasıyla benzetim ve uygulama için sabit durum tepkilerini göstermektedir. Büyütülmüş görünüm, düzenleme performanslarını ve indüktans akımındaki dalgalanmaları incelemek için verilmiştir. Maksimum sabit durum hatası ÜBA-KKK yönteminde benzetim için %1.87 olarak ölçülürken uygulamada %0.75 olarak ölçülmüştür. LFTK yöntemi ile hata, benzetim için %4.75, uygulamada ise %3.63 olarak bulunmuştur. Dalgalılık genliği ÜBA-KKK metodu ile benzetimde %3.12, uygulamada %0.9 olarak ölçülmüştür. LFTK yöntemi için benzetimde %6.9, uygulamada ise %1.3 olarak bulunmuştur. Karşılaştırmalı sabit durum sonuçlarının bir sonucu olarak, ÜBA-KKK hem düzenleme doğruluğu hem de indüktans akımındaki dalgalanma açısından daha iyi performans göstermektedir.

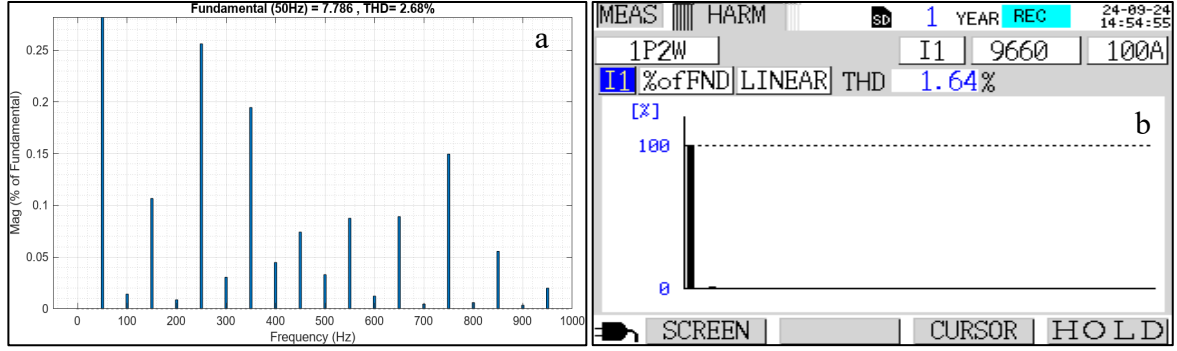


Şekil 4.1. 8A referans akım genliği altında ÜBA-KKK'nin kararlı durum tepkisi a. Benzetim b. Uygulama

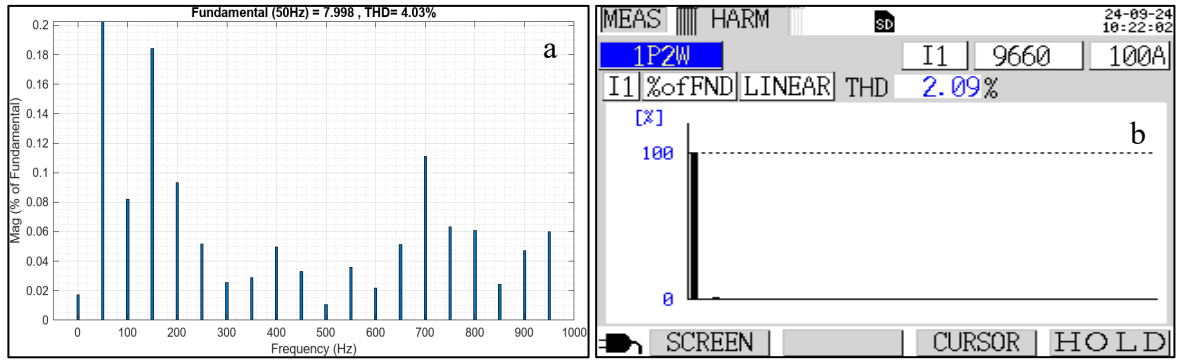


Şekil 4.2. 8A referans akım genliği altında LFTK'nin kararlı durum tepkisi a. Benzetim b. Uygulama

Doğruluğa ek olarak, THD'ler kapalı çevrim kontrollü eviriciler için önemli bir performans olduğunu önceki bölümlerde belirtilmişti. İndüktans akımı spektrumları sırasıyla ÜBA-KKK ve LFTK yöntemleri için Şekil 4.3. ve Şekil 4.4.'te hem benzetim hem de uygulama sonuçları gösterilmiştir. Her iki kontrolörle elde edilen THD'ler uluslararası standartlar tarafından istenen sınırlar içinde kalmaktadır [99]. Ayrıca, ÜBA-KKK yöntemi THD'yi azaltmada LFTK yaklaşımına kıyasla daha iyi performans göstermektedir. Bu bulgular, ÜBA-KKK'nin THD açısından etkinliğini hem benzetimde hem de uygulamada daha da doğrulamaktadır.



Şekil 4.3. ÜBA-KKK ile indüktans akımının spektrumları a. Benzetim b. Uygulama

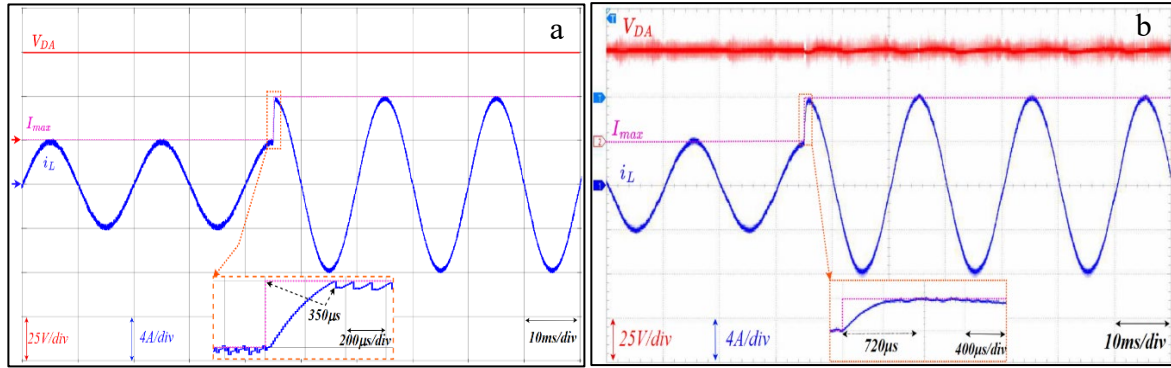


Şekil 4.4. LFTK ile indüktans akımının spektrumları a. Benzetim b. Uygulama

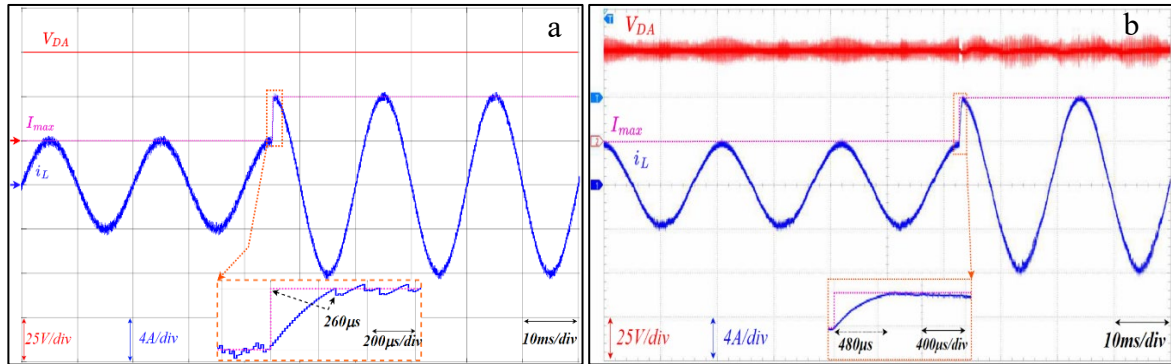
4.4. Dinamik Tepkilerinin Analizi

Kontrolcülerin etkinliği, dinamik tepki yeteneklerini değerlendirmek için geçici koşullar altında da incelenmiştir. Burada, referans akım genliği 4A'dan 8A'ya değiştirilmiştir. Denetleyici parametrelerinin başlangıçta 8A referans akım genliği altında ayarlandığını vurgulamak önemlidir. Şekil 4.5. ve Şekil 4.6., ÜBA-KKK ve LFTK yöntemlerinin dinamik tepkilerini hem benzetim için hem de uygulama için sonuçlarını göstermektedir. Adım değişikliğinden önce, referans akımı, Şekil 4.5.'de gösterildiği gibi 4A referansına ayarlanmıştır. Referans akımı 4A'dan 8A'ya çıkarıldığında ÜBA-KKK yönteminde indüktör akımının genliği benzetimde yaklaşık 350 μ s geçiş süresinden sonra 8A referans değerine gelirken, uygulamada yaklaşık 720 μ s sonra referans değerine ulaşmaktadır. Benzer şekilde, indüktör akımı, Şekil 4.6.'da gösterildiği gibi, hem simüasyon hem de uygulama için adım değişikliğinden önce LFTK yöntemi ile 4A referansına göre ayarlanmıştır. LFTK yöntemi, Şekil 4.6.'da büyütülmüş kısımda gösterildiği gibi benzetimde 260 μ s, uygulamada ise 480 μ s geçiş süresiyle ÜBA-KKK'den daha iyi bir dinamik tepki göstermiştir. ÜBA-KKK yöntemi, özellikle sabit durum doğruluğu açısından sağlam performans ve kararlılık sağlasa

da, LFTK metodu, değişen referans değerlerine hızlı ayarlamaların kritik olduğu dinamik senaryolarda belirgin bir avantaj olabileceği görülmektedir. Bu bulgular, ÜBA-KKK ve LFTK kontrol stratejileri arasındaki seçimin, dalgalanma ve sabit durum hatası gibi diğer performans ölçütlerine karşı hızlı tepki ihtiyacını dengeleyerek uygulamanın belirli dinamik gereksinimleri tarafından yönlendirilmesi gerektiğini göstermektedir.



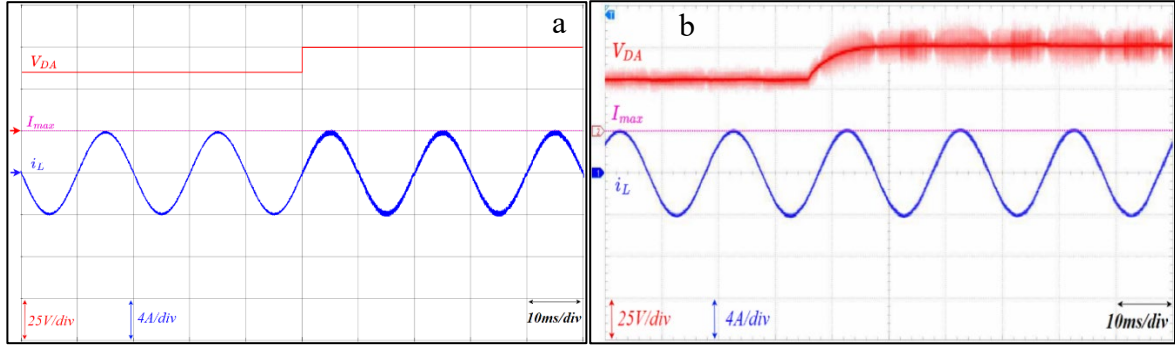
Şekil 4.5. Referans akım genliğinde 4 A'dan 8 A'ya bir adım değişikliği için ÜBA-KKK'nin dinamik tepkisi a. Benzetim b. Uygulama



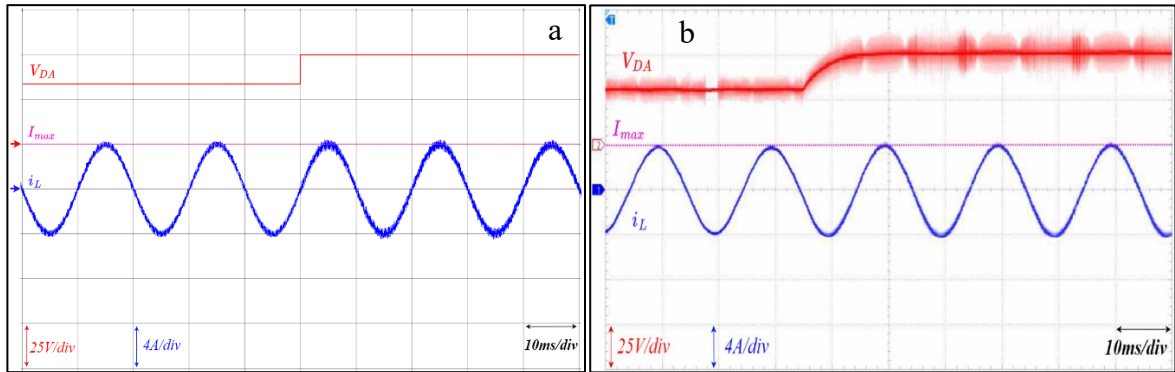
Şekil 4.6. Referans akım genliğinde 4 A'dan 8 A'ya bir adım değişikliği için LFTK'nin dinamik tepkisi a. Benzetim b. Uygulama

Bu çalışmanın bir diğer kritik yönü, ÜBA-KKK ve LFTK kontrolörlerinin değişen giriş gerilimi koşulları altında performansının incelenmesidir. Amaç, kontrolörlerin, eviricinin giriş gerilimindeki değişikliklere rağmen bozulmadan istenen indüktans akımını koruyup koruyamadığını değerlendirmektir. Giriş geriliminde 30 V'dan 50 V'a kademeli değişiklikler altında ÜBA-KKK ve LFTK yöntemleriyle elde edilen benzetim ve uygulama sonuçları Şekil 4.7. ve Şekil 4.8.'de gösterilmiştir. Benzetim sırasında referans akım genliğinin 4A olduğunu belirtmekte fayda vardır. Her iki şekilde de görüldüğü gibi, referans akımı bozulmadan istenen referansta tutulmaktadır. Bu bulgular, hem ÜBA-KKK hem de

LFTK kontrol tekniklerinin, giriş geriliminde önemli değişikliklere maruz kaldığında bile kararlı indüktans akımını etkili bir şekilde sağladığını göstermektedir. Dalgalandan giriş koşulları altında referans akımını koruma yeteneği, güç dönüşüm sistemlerinde yüksek güvenilirlikli uygulamalar için uygunluklarını daha da güçlendirecektir.



Şekil 4.7. ÜBA-KKK'nin DA girişinde 30V'tan 50V'a bir adım değişikliği için dinamik tepkisi a. Benzetim b. Uygulama

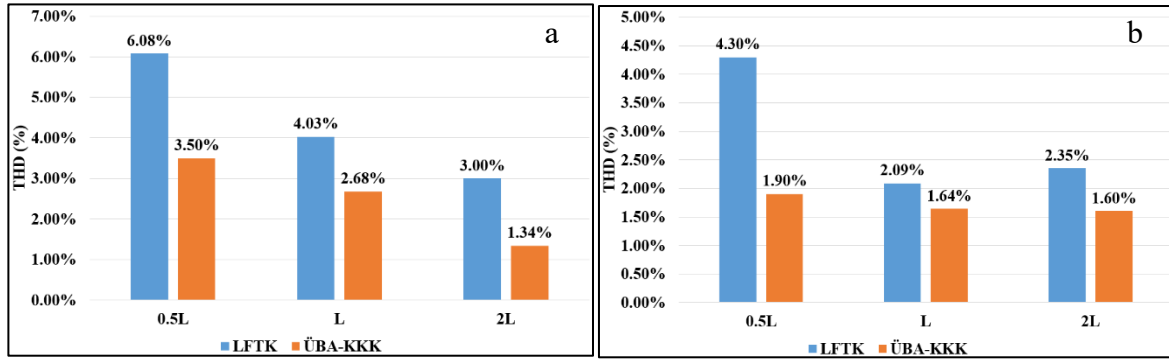


Şekil 4.8. LFTK'nin DA girişinde 30V'tan 50V'a bir adım değişikliği için dinamik tepkisi a. Benzetim b. Uygulama

4.5. Parametre Değişimlerine Karşı Dayanıklılık ve Genel Karşılaştırma

Bileşenlerin yaşlanması ve toleransları kontrolcülerin performansını etkileyebilir. Bu nedenle, kontrolcü performansları sistem bileşenlerindeki bu tür değişiklikler altında incelenmiştir. LC filtresindeki endüktans değişikliklerinin tek fazlı bir evirici indüktör akımı harmonikleri üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Endüktans değerlerine karşı, Şekil 4.9.'da hem benzetim hem de uygulama THD sonuçları gösterilmiştir. Özellikle, endüktans yarı değerine düşürüldüğünde THD değeri benzetime göre, LFTK kontrolcüsünde %4,03'ten %6,08'e yükselirken uygulamada %2,09'dan %4,3'e yükselmiştir. Buna karşılık, ÜBA-KKK kontrolcüsü daha fazla sağlamlık sergilemiştir ve THD'si benzetime göre %2,68'ten %3,5'e

artarken uygulamada %1,64'ten %1,9'a yükselmiştir. Tersine, endüktans değeri iki katına çıkarıldığında THD değeri benzetimde LFTK kontrolcüsüyle %4.03'ten %3'e orta düzeyde azalırken uygulamada %2,09'dan %2.35'e orta düzeyde artmıştır. ÜBA-KKK kontrolcüsüyle THD değeri benzetimde %2,68'ten %1,3'e düşerken uygulamada %1,64'ten %1,6'ya hassas bir azalma olmuştur. Kontrolörler arasındaki fark esas olarak LFTK yönteminin işlevinde indüktans değerlerinin kullanılmasından kaynaklanmaktadır. Bu sonuçlar, değişen endüktans koşulları altında harmonik bozulmayı azaltmada ÜBA-KKK'nin üstün sağlamlığını vurgularken, LFTK kontrolü endüktans dalgalanmalarına karşı daha hassas olduğunu göstermektedir.



Şekil 4.9. Filtre (L) değişimine göre THD yüzdeleri a. Benzetim b. Uygulama

ÜBA-KKK ve LFTK yöntemleriyle elde edilen benzetim sonuçları Çizelge 4.2.'de uygulama sonuçları ise Çizelge 4.3.'te özetlenmiştir. LFTK, hızlı dinamik tepkiler açısından avantaja sahiptir. Öte yandan, ÜBA-KKK yöntemi, Tablo 3'te gösterildiği gibi, diğer karşılaştırma yönleri açısından avantajlara sahiptir.

Çizelge 4.2. Benzetim için kontrolcülerin genel karşılaştırması

Karşılaştırma	ÜBA-KKK	LFTK
Dinamik tepki süresi	350 μ s	260 μ s
Kararlı durum hatası	%1.87	%4.75
Ripple (Dalgallık)	%3.12	%6.9
Parametre değişikliklerine karşı dayanıklılık	Güçlü	Zayıf

Çizelge 4.3. Uygulama için kontrolcülerin genel karşılaştırması

Karşılaştırma	ÜBA-KKK	LFTK
Katsayı sayısı	3	1
Gerekli prob sayısı	1	3
Dinamik tepki süresi	720 μ s	480 μ s
Kararlı durum hatası	%0.75	%3.63
Dalgalılık	%0.9	%1.3
Parametre değişikliklerine karşı dayanıklılık	Güçlü	Zayıf

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışma, ÜBA-KKK ve LFTK yöntemlerinin tek fazlı bir eviricinin kontrol performansını hem benzetim hem de uygulama ortamlarında detaylı şekilde incelemiştir. Yapılan analizler, her iki kontrol yönteminin de farklı koşullar altında avantajlar sunduğunu ve spesifik kullanım alanlarına göre seçim yapılmasının faydalı olacağını ortaya koymaktadır. Benzetim ve deneysel sonuçlar, ÜBA-KKK yönteminin sabit durum performansında daha yüksek doğruluk sağladığını göstermektedir. ÜBA-KKK, hem sabit durum hatasını hem de indüktans akımındaki dalgalanmayı daha düşük seviyelerde tutarak LFTK yöntemine kıyasla daha iyi düzenleme doğruluğu sunmaktadır. Buna ek olarak, THD açısından ÜBA-KKK'nin daha başarılı olduğu, uluslararası standartlarca kabul edilen sınır değerler içerisinde düşük harmonik bozulma oranlarına ulaştığı gözlemlenmiştir. Bu bulgular, ÜBA-KKK'nin özellikle yüksek doğruluk ve düşük harmonik bozulmanın öncelikli olduğu uygulamalar için uygun bir tercih olduğunu göstermektedir. Dinamik performans incelendiğinde, LFTK yöntemi, referans akımında meydana gelen değişimlere daha hızlı tepki vererek geçiş süresini daha kısa tutmaktadır. Benzetim ve uygulama ortamlarında elde edilen bu sonuç, LFTK'nin dinamik koşullarda ve değişken referans değerlerine hızlı uyum gerektiren uygulamalarda üstün olduğunu ortaya koymaktadır. Bu bağlamda, dinamik performans gereksinimi yüksek olan uygulamalar için LFTK yöntemi öne çıkmaktadır. Değişen giriş gerilimi ve endüktans koşulları altında her iki yöntemin sağlamlığı incelendiğinde, ÜBA-KKK'nin harmonik bozulma açısından daha dayanıklı olduğu ve değişken indüktans değerlerine karşı performans kaybının daha az olduğu tespit edilmiştir. LFTK yöntemi ise bu koşullarda daha hassas bir performans sergilemiş, ancak özellikle endüktans değişimlerinde THD değerlerinde daha belirgin bir artış gözlemlenmiştir. Bu bulgular, ÜBA-KKK'nin bileşen yaşlanması veya tolerans değişikliklerinin etkili olduğu uygulamalarda daha güvenilir bir seçenek olduğunu göstermektedir.

Bu sonuçlara ek olarak, bazı hususları belirtmekte fayda vardır, özellikle uygulama için ekipman seçimleridir. Yarıiletken elemanlarının maksimum akım ve gerilim seviyeleri göz önünde bulundurularak tasarım yapılmalıdır. Aynı zamanda bu elemanların ani gerilim yükselmelerinden korunması için ek koruyucu donanımlar kullanılmalıdır, örneğin koruyucu diyotlar gibi. Bu tezde kullanılan IGBT modülleri içerisinde koruyucu diyotlar bulunmaktadır, bu yüzden şekilde ek olarak belirtilmemiştir. Yarıiletken anahtarlama

elemanlarının sürücü modüllerinin giriş sinyalleri ve anahtarların tetiklenme uçlarının sınırları dikkate alınmalıdır aksi takdirde istenmeyen sonuçlar ortaya çıkabilir. Uygulama esnasında istenmeyen sonuçların olmaması için, ayarlanabiliyorsa gerilim kaynağının akım ve gerilim sınırları belirlenmelidir, ayarlanamıyorsa devreye akım koruyucu ekipmanlar eklenmelidir. Filtre tasarımı yaparken sistem parametre değerlerine dikkat edilmesi gerekmektedir, aksi takdirde ya sistem düzgün çalışmayacaktır ya da istenmeyen sonuçlar ortaya çıkacaktır. Sabit parametre değerleri kullanılıyorsa filtre değerleri hesaplanıp önce benzetimde test edilmeli daha sonra uygulama aşamasına geçilmelidir. Değişken parametre değerlerine sahip olabilecek sistemler için, filtre hesaplamasının alt ve üst sınırları belirlenmelidir. Bu tezin sonuçlarında da görüleceği gibi, yük (bir dış değişken) değiştiğinde sistemin harmonik bozulmasında artmaktadır, çünkü filtre hesaplaması sabit bir değere göre yapılmıştır. Bu durumdan kaçınabilmek için bir diğer yöntem ise kontrolcü tasarımıdır. Tasarlanan sistemlerde kontrolcü parametrelerinin dışarıdan sürekli ayarlanması istenmeyen bir durumdur. Dolayısıyla, sistem parametrelerinin kendi kendine ayarlanabilmesi için, kontrolcü tasarımına ek algoritmalar eklenebilir.

Sonuç olarak, ÜBA-KKK yöntemi, düşük harmonik bozulmanın ve yüksek sabit durum doğruluğunun önem taşıdığı enerji dönüşüm uygulamalarında tercih edilebilir. Özellikle, endüktans ve gerilim değişimlerine dayanıklı olması, uzun vadeli güvenilirlik gerektiren sistemlerde ÜBA-KKK'yi öne çıkarmaktadır. LFTK yöntemi, hızlı geçiş süresinin kritik olduğu dinamik sistemlerde daha iyi performans sergilemektedir. Bu nedenle, referans değerlerinin hızlı değiştiği ve anlık ayarlamalara ihtiyaç duyulan durumlarda LFTK yöntemi daha uygun bir seçim olabilir. Her iki kontrol stratejisinin de avantajlarını en iyi şekilde kullanmak için hibrit bir kontrol yaklaşımı üzerinde durulabilir. Bu sayede, hem sabit durum hem de dinamik performans gereksinimlerini dengeleyen daha ayarlanabilir bir kontrol sistemi oluşturulabilir. Aynı zamanda, yapay zeka yöntemleri ile ÜBA-KKK ve LFTK'nin performans iyileştirmesi üzerine çalışmalar yapılabilir. Bu tezde düşük güçlü omik yük kullanılmıştır, gelecek çalışmalarda yüksek güçlü çeşitli yük tipleri kullanılarak kontrolcülerin performansı analizleri tekrar yapılabilir. Bu çalışma, ÜBA-KKK ve LFTK kontrol yöntemlerinin tek fazlı evirici uygulamaları için sağladığı performans avantajlarını ve dezavantajlarını kapsamlı bir şekilde ortaya koymuş, spesifik uygulama ihtiyaçlarına göre yöntem seçiminin önemini vurgulamıştır.

KAYNAKLAR

1. Alsokhiry, F. (2024). *Grid-connected hybrid renewable energy system under various operating conditions*. IEEE 8th Energy Conference, Doha, 1-6.
2. Gao, J., Zhao, S., An, N., He, S., and Wang, Z. (2023). *Flexible power control method for ac-dc hybrid power distribution system using multidimensional data*. 3rd International Conference on Energy, Power and Electrical Engineering, 785-788.
3. Bui, T.T., Tran, D.T., Vo, T.D., Nguyen, K.T., Giap, V.N., and Guyen. N. (2023). *An alternative approach to reduce switching frequency on semiconductor switches in power electronic converters*. 12th International Conference on Control, Automation and Information Sciences, Hanoi, 266-271.
4. Erel, M.Z. (2022). Design and control of a single-phase grid-connected inverter. *Journal of Polytechnic*, 25(3), 1329-1334.
5. Kabalcı, E. (2020) Review on novel single-phase grid-connected solar inverters: Circuits and control methods. *Solar Energy*, 198, 247-274.
6. Vlad, M., Octavian, P.M., Vasile, D., and Nicolae-Silviu, P. (2023). *Design and construction of an h-bridge inverter used in wireless power transfer*. 13th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, Bucharest, 1-4.
7. Meraj, S.T., Yu, S.S., Rahman, Md.S., Hasan, K., Hossain Lipu, M.S., and Trinh, H. (2023). Energy management schemes, challenges and impacts of emerging inverter technology for renewable energy integration towards grid decarbonization. *Journal of Cleaner Production*, 405, 137002.
8. Hosseinzadeh, N., Aziz, A., Mahmud, A., Gargoom, A., and Rabbani, M. (2021). Voltage stability of power systems with renewable-energy inverter-based generators: A review. *Journal of Electronics*, 10(2), 115.
9. Poorfakhraei, A., Narimani, M., and Emadi, A. (2021). A review of multilevel inverter topologies in electric vehicles: current status and future trends. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 2, 155-170.
10. Hassaine, L. and Bengourina, M.R. (2020). Control technique for single phase inverter photovoltaic system connected to the grid. *Journal of Energy Reports*, 6(3), 200-208.
11. Sayed, K., Almutairi, A., Albagami, N., Alrumayh, O., Abo-Khalil, A.G., and Saleeb, H. (2022). A review of dc-ac converters for electric vehicle applications. *Journal of Energies*, 15(3), 1241.
12. Rodríguez, J., Heydari, R., Rafiee, Z., Young, H.A., Flores-Bahamonde, F., and Shahparasti, M. (2020). Model-free predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE Access*, 8, 211104-211114.
13. Liu, F., Ruan, X., Huang, X., Qiu, Y., and Jiang, Y. (2022). Control scheme for reducing second harmonic current in ac–dc–ac converter system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(3), 2593-2605.

14. Sahoo, B., Routray, S.K., and Rout, P.K. (2021). *Robust control and inverter approach for power quality improvement*. Conference on Green Technology for Smart City and Society, Singapore, 151, 143-156.
15. Easley, M., Shadmand, M.B., and Abu-Rub, H. (2021). Computationally-efficient optimal control of cascaded multilevel inverters with power balance for energy storage systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(12), 12285-12295.
16. Vijaya Sambhavi, Y. and Ramachandran, V. (2023). A technical review of modern traction inverter systems used in electric vehicle application. *Journal of Energy Reports*, 10, 3882-3907.
17. Parimalasundar, E., Jayanthi, R., Suresh, K., and Sindhuja, R. (2023). Investigation of efficient multilevel inverter for photovoltaic energy system and electric vehicle applications. *Journal of Electrical Engineering and Electromechanics*, (4), 47-51.
18. Yan, G. (2024). Continuous switching sliding mode controller design for single-phase UPS inverter circuit. *Journal of Electrical Engineering*, 106(2), 1265-1273.
19. D., L.S.N. and R., M. (2023). Review on advanced control techniques for microgrids. *Journal of Energy Reports*, 10, 3054–3072.
20. Abdelaleem, A., Ismeil, M.A., Nasrallah, M., Mohamed, E.E.M., and Ali, A.I.M. (2024). Advanced control of split source inverter through finite control-set model predictive control for improved system performance. *Journal of Plos One*. 19(7), e0305138.
21. Chen, Z., Li, B., and Wang, B. (2024). Robust stability design for inverters using phase lag in proportional-resonant controllers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1-14.
22. Althobaiti, A., Ullah, N., Belkhier, Y., Jamal Babqi, A., Alkhamash, H.I., and Ibeas, A. (2023). Expert knowledge based proportional resonant controller for three phase inverter under abnormal grid conditions. *International Journal of Green Energy*, 20(7), 767-783.
23. Guler, N., Komurcugil, H., Fesli, U., Bayhan, S., and Abu-Rub, H. (2024). Model predictive control method with reduced switching states for single-stage buck–boost rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 71 (11), 13921-13931.
24. Zhou, D., Zhang, Z., Shen, Z., and Zou, J. (2024). Modulated model predictive control of multisource inverters with flexible power distribution. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 71(11), 13732-13741.
25. Harbi, I., Rodriguez, J., Liegmann, E., Makhamreh, H., Heldwein, M.L., Novak, M., et al. (2023). Model-predictive control of multilevel inverters: Challenges, recent advances, and trends. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(9), 10845-10868.
26. Teng, Q., Xu, G., Zheng, X., Mai, H., Ma, X., and Wang, Y. (2022). A novel sliding mode observer-based compound sliding mode current control with active damping for single phase grid-tied inverter system in weak grid. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 141, 108117.

27. Chang, E.-C., Wu, R.-C., Chang, H.H., and Cheng, C.-A. (2024). A state-feedback control strategy based on grey fast finite-time sliding mode control for an h-bridge inverter with lc filter output. *Journal of Electronics*, 13(11), 2118.
28. Cengiz, M. and Duman, T. (2024). Sliding mode control for a single-phase grid-connected H-bridge NPC inverter with a symmetrical LCL filter. *Journal of Computers and Electrical Engineering*, 117, 109298.
29. Fu, Y. and Ren, H.-P. (2024). Super-twisting sliding mode control for neutral point voltage of three-phase four-wire inverter based on SiC/Si hybrid switch. *Journal of ISA Transactions*, 144, 352-363.
30. 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. *Journal of ISA Transactions*, 125, 547-559.
31. Komurcugil, H., Bayhan, S., Guler, N., and Biricik, S. (2021). *Super twisting sliding-mode control strategy for three-level dynamic voltage restorers*. IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics, Kyoto, 1–6.
32. Bayhan, S., Seyedalipour, S.S., Komurcugil, H., and Abu-Rub, H. (2019). Lyapunov energy function based control method for three-phase ups inverters with output voltage feedback loops. *IEEE Access*, 7, 113699–113711.
33. 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. *Journal of IET Renewable Power Generation*, 11(11), 1473-1482.
34. Sefa, I., Ozdemir, S., Komurcugil, H., and Altin, N. (2019). An enhanced lyapunov-function based control scheme for three-phase grid-tied vsi with LCL filter. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 10(2), 504-513.
35. Tran, V. and MahD, M. (2014). A lyapunov approach to control design for grid-connected inverters. *Indonesian Journal of Electrical Engineering*, 12(5), 3444-3459.
36. Komurcugil, H., Altin, N., Ozdemir, S., and Sefa, I. (2015). An extended lyapunov-function-based control strategy for single-phase UPS inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(7), 3976-3983.
37. Erel, M. (2022). Design and control of single phase grid connected inverter. *Journal of Polytechnic*, 25(3), 1329-1334.
38. Sayed, M.A., Takeshita, T., and Kitagawa, W. (2019). Advanced pwm switching technique for accurate unity power factor of bidirectional three-phase grid-tied dc–ac converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(6), 7614-7627.
39. Queiroz, A., Jacobina, C.B., Maia, A.C.N., Melo, V.F.M.B., Freitas, N., and Arthur, G. (2018). Single-phase ac–dc–ac multilevel converter for grid overvoltage based on an h-bridge connected in series to the five-leg converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(5), 4584-4593.

40. Adak, S. (2021). Harmonics mitigation of stand-alone photovoltaic system using LC passive filter. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 16(5), 2389-2396.
41. Dogga, R. and Pathak, M.K. (2019). Recent trends in solar PV inverter topologies. *Journal of Solar Energy*, 183, 57-73.
42. Endiz, M.S. ve Akkaya, R. (2020). Yarı empedans kaynaklı inverterlerde farklı PWM kontrol tekniklerinin performans etkisinin incelenmesi. *Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 2(1), 12-26.
43. Balal, A., Dinkhah, S., Shahabi, F., Herrera, M., and Chuang, Y.L. (2022). A review on multilevel inverter topologies. *Emerging Science Journal*, 6(1), 185-200.
44. Vasu, R., Chattopadhyay, S.K., and Chakraborty, C. (2021). Three-phase trinary asymmetric multilevel inverter with single dc source and open-loop control. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 2, 259-277.
45. Bana, P.R., Panda, K.P., Padmanaban, S., Mihet-Popa, L., Panda, G., and Wu, J. (2020). Closed-loop control and performance evaluation of reduced part count multilevel inverter interfacing grid-connected pv system. *IEEE Access*, 8, 75691-75701.
46. Shuvo, S., Hossain, E., Islam, T., Akib, A., Padmanaban, S., and Khan, Md.Z.R. (2019). Design and hardware implementation considerations of modified multilevel cascaded h-bridge inverter for photovoltaic system. *IEEE Access*, 7, 16504-16524.
47. Dursun, M. and Dosoglu, M.K. (2018). *LCL filter design for grid connected three-phase inverter*. 2nd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies, Ankara, 1-4.
48. Nitzsche, M., Cheshire, C., Fischer, M., Ruthardt, J., and Roth-Stielow, J. (2019). *Comprehensive comparison of a sic mosfet and si igbt based inverter*. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, 1-7.
49. Ahmed, N. and Khan, Z.R. (2021). *Microcontroller based pure sine wave inverter*. IEEE International Conference in Power Engineering Application , Malaysia, 173-177.
50. Ahmadi, S., Poure, P., Saadate, S., and Arab Khaburi, D. (2021). Open-switch and open-clamping diode fault diagnosis for single-phase five-level neutral-point-clamped inverters. *Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(4), 4676-4686.
51. Zhang, D., Wang J., Qian L., and Yi J. (2024). Stepper motor open-loop control system modeling and control strategy optimization. *Journal of Archives of Electrical Engineering*, 68(1), 63-75.
52. Hota, A., Qasim, M., Kirtley, J.L., and Agarwal, V. (2019). *A low cost electrolytic capacitor-less induction motor drive based on a novel open loop model predictive control strategy*. Conference of Innovations in Power and Advanced Computing Technologies, Vellore, 1-5.

53. Singh, A.K. and Mandal, R.K. (2023). Switched-capacitor-based five-level inverter with closed-loop control for grid-connected PV application. *Journal of Computers and Electrical Engineering*, 108, 108686.
54. Hauswirth, A., He, Z., Bolognani, S., Hug, G., and Dörfler, F. (2024). Optimization algorithms as robust feedback controllers. *Journal of Annual Reviews in Control*, 57, 100941.
55. Hamid, N.F.A., Jalil, M.A.A., and Mohamed, N.S.S. (2020). Design and simulation of single phase inverter using SPWM unipolar technique. *Journal of Physics*, 1432(1), 012021.
56. Cheng, J., Xu, T., Chen, D., and Chen, G. (2021). Dynamic and steady state response analysis of selective harmonic elimination in high power inverters. *IEEE Access*, 9, 75588-75598.
57. Quan, X. (2021). Improved dynamic response design for proportional resonant control applied to three-phase grid-forming inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(10), 9919-9930.
58. Huang, X., Wang, J., and Li, Z. (2020). Analysis of dynamic characteristics and control strategies of a solvent dehydration distillation column in a purified terephthalic acid plant, *Journal of Processes*, 8(1), 125.
59. Li, K., Zhang, C., Cui, N., Ma, M., and He, X. (2008). *High dynamic response control of induction motor in high-speed region for electric vehicle drive system*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 3093-3097.
60. Chang, C.-H., Lin, Y.-H., Chen, Y.-M., and Chang, Y.-R. (2014). Simplified reactive power control for single-phase grid-connected photovoltaic inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(5), 2286-2296.
61. Guo, C., Zhong, L., Zhao, J., Gao, G., and Huang, Y. (2020). First-order and high-order repetitive control for single-phase grid-connected inverter. *Journal of Complexity*, 2020, 1094386.
62. Liu, W., Yang, Y., Kerekes, T., Vinnikov, D., and Blaabjerg, F. (2021). Inductor current ripple analysis and reduction for quasi-z-source inverters with an improved ZSVM6 strategy. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(7), 7693-7704.
63. Mandrioli, R., Viatkin, A., Hammami, M., Ricco, M., and Grandi, G. (2020). A comprehensive AC current ripple analysis and performance enhancement via discontinuous PWM in three-phase four-leg grid-connected inverters. *Journal of Energies*, 13(17), 4352.
64. Taha, W., Azer, P., Poorfakhraei, A., Dhale, S., and Emadi, A. (2023). Comprehensive analysis and evaluation of dc-link voltage and current ripples in symmetric and asymmetric two-level six-phase voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(2), 2215-2229.

65. Hammami, M., Mandrioli, R., Viatkin, A., Ricco, M., and Grandi, G. (2020). Analysis of input voltage switching ripple in three-phase four-wire split capacitor PWM inverters. *Journal of Energies*, 13(19), 5076.
66. Ghazisaeedi, H. and Tavazoei, M.S. (2021). *Fractional-order modeling of dynamic systems with applications in optimization, signal processing and control*. (2nd edition). London: Academic Press, 249-269.
67. Kürker, F. (2022). Doğrusal olmayan yük bulunan tesislerde güç faktörüne toplam harmonik bozulmanın etkisi. *Adıyaman Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 9(16), 219-235.
68. Demircioğlu, E.H., Karadeniz, A., and Balci, M.E. (2020). Harmonik bozulma şartlarında transformatör yüklenme kapasitesinin maksimizasyonu için pasif filtre tasarımı. *Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 22(1), 48-65.
69. Xavier, L.S., Cupertino, A.F., de Resende, J.T., Mendes, V.F., and Pereira, H.A. (2017). Adaptive current control strategy for harmonic compensation in single-phase solar inverters. *Journal of Electric Power Systems Research*, 142, 84-95.
70. Arranz-Gimon, A., Zorita-Lamadrid, A., Morinigo-Sotelo, D., and Duque-Perez, O. (2021). A review of total harmonic distortion factors for the measurement of harmonic and interharmonic pollution in modern power systems. *Journal of Energies*, 14(20), 6467.
71. Akmaz, D. ve Gülan, H. (2023). Farklı gürültü değerlerine sahip gerilim düşümü sinyallerinin hızlı fourier dönüşümü ile harmonik ve toplam harmonik bozulma değerlerinin incelenmesi. *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, 35(2), 79-86.
72. İnternet: Instruments, T. (2020) Design Guide: TIDM-HV-1PH-DCAC Voltage Source Inverter Reference Design. Web: <https://www.ti.com/tool/tidm-hv-1ph-dcac>, Son Erişim Tarihi: 10.09.2024.
73. Ajaweed, M.N., Muhssin, M.T., Humaidi, A.J., and Abdulrasool, A.H. (2023). Submarine control system using sliding mode controller with optimization algorithm. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 29(2), 742.
74. Dong, H., Yang, X., Gao, H., and Yu, X. (2023). Practical terminal sliding-mode control and its applications in servo systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(1), 752-761.
75. Güler, N. (2021). 9-Seviyeli paket e-hücreli eviriciler için üstün burulma algoritması tabanlı kayan kipli kontrol tasarımı. *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji*, 9(1), 57-70.
76. Furat, M. ve Eker, İ. (2016). Geliştirilmiş ikinci derece kayan kipli kontrol: Teori ve deneysel uygulama. *Mühendis ve Makina Dergisi*, 57(675), 49-53.
77. Kalaycı, M. and Yiğit, İ. (2015). Pratikte kullanılan bazı kayan kipli kontrol tekniklerinin teorik ve deneysel incelenmesi. *Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 30 (1), 131-142.

78. Yu, L., Huang, J., Luo, W., Chang, S., Sun, H., and Tian, H. (2023). Sliding-mode control for PMLSM position control - A review. *Journal of Actuators*, 12(1), 31.
79. Shokouhi, F. (2023). *The basis of naming reaching laws for sliding surface in sliding mode control approaches*. 11th International Conference on Electrical Engineering, Electronics and Smart Networks, Hungary, 1-30.
80. Wang, C., Liu, F., Xu, J., and Pan, J. (2024). An SMC-based accurate and robust load speed control method for elastic servo system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 71(3), 2300-2308.
81. Oliveira, T.R., Hsu, L., and Nunes, E.V.L. (2022). Smooth sliding control to overcome chattering arising in classical smc and super-twisting algorithm in the presence of unmodeled dynamics. *Journal of the Franklin Institute*, 359(2), 1235-1256.
82. Maged, N.A., Hasanien, H.M., Ebrahim, E.A., Tostado-Véliz, M., and Jurado, F. (2024). Optimal super twisting sliding mode control strategy for performance improvement of islanded microgrids: Validation and real-time study. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 157, 109849.
83. Narasingam, A. and Kwon, J. (2020). *Closed-loop stabilization of nonlinear systems using Koopman Lyapunov-based model predictive control*. 59th IEEE Conference on Decision and Control, Jeju, 704-709.
84. Kumar, N., and Sharma, A. (2021). Design and analysis of nonlinear controller for a standalone photovoltaic system using lyapunov stability theory. *Journal of Solar Energy*, 144(1), 011003.
85. Gulbudak, O., Gokdag, M., and Komurcugil, H. (2023). Lyapunov-based model predictive control of dual-induction motors fed by a nine-switch inverter to improve the closed-loop stability. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, (146), 108718.
86. Knoll, C., Fiedler, J., and Ecklebe, S. (2024). Imperative formal knowledge representation for control engineering: Examples from lyapunov theory. *Journal of Machines*, 12(3), 181.
87. Babaie, M., Sharifzadeh, M., Mehra, M., and Al-Haddad, K. (2020). *Lyapunov based neural network estimator designed for grid-tied nine-level packed e-cell inverter*. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, New Orleans, 3311-3315.
88. Shevitz, D. and Paden, B. (1993). *Lyapunov stability theory of nonsmooth systems*. Proceedings of 32nd IEEE Conference on Decision and Control. San Antonio, 416-421.
89. Montoya Giraldo, O. and Gil González, W. (2019). Nonlinear analysis and control of a reaction wheel pendulum: Lyapunov-based approach. *Journal of Engineering Science and Technology*, 23(1), 21-29.
90. Pan, H., Ruan, H., Zhang, J., and Ma, S. (2020). *A lyapunov-theory based disturbance compensation scheme for grid-tied inverter with LCL filter*. Automation Congress. Shanghai, 784-788.

91. Nguyen, T.A., Nguyen, H.T., Phan, G.A.V., Pham, V., Vo, V.O., Doan, P.T., et al. (2021). An efficient model predictive control based on Lyapunov function for doubly fed induction generator fed by a T-type inverter. *Journal of Electrical Engineering*, 103(1), 663-676.
92. Komurcugil, H., Altin, N., Ozdemir, S., and Sefa, I. (2014). An extended lyapunov-function-based control strategy for single-phase UPS inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(7), 3976-3983.
93. Komurcugil, H., Altin, N., Ozdemir, S., and Sefa, I. (2015). Lyapunov-function and proportional-resonant-based control strategy for single-phase grid-connected VSI with LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 2838-2849.
94. Chowdhury, V.R., Multan Biswas, M., and Chowdhury, D. (2021). *Lyapunov energy function based control of a PV based current source inverter under unbalanced grid voltage condition*. 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Toronto, 1-6.
95. Huang, T., Gao, S., and Xie, L. (2022). A neural lyapunov approach to transient stability assessment of power electronics-interfaced networked microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 13(1), 106-118.
96. Prakash, S., Singh, J. K., and Behera R. K. (2020). *Lyapunov function based control strategy for single-phase grid-connected pv system with LCL-filter*. IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems. Jaipur, 1-6.
97. Zhou, P., Hu, X., Zhu, Z., and Ma, J. (2021). What is the most suitable lyapunov function?. *Journal of Chaos, Solitons and Fractals*, 150, 111154.
98. Patil, A. (2021). *Routh-hurwitz criterion for stability: An overview and its implementation on characteristic equation vectors using matlab*. Conference of Emerging Technologies in Data Mining and Information Security. Singapore, 319-329.
99. Wang, Y., Wang, X., Li, S., Ma, X., Chen, Y., and Liu, S. (2024). Optimization model for harmonic mitigation based on PV-ESS collaboration in small distribution systems. *Journal of Applied Energy*, 356, 122410.



Gazili olmak ayrıcalıktır