



**BASİTLEŞTİRİLMİŞ BÖLÜNÜMÜŞ KAYNAKLI EVİRİCİ İÇİN
MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİ**

Ali Şükrü EYÜBOĞLU

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

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

TEMMUZ 2025

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.

Ali Şükrü EYÜBOĞLU

08/07/2025

BASİTLEŞTİRİLMİŞ BÖLÜNMÜŞ KAYNAKLI EVİRİCİ İÇİN MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Ali Şükrü EYÜBOĞLU

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Temmuz 2025

ÖZET

Güneş panelleri ve bataryaların yaygın kullanımı, tek aşamalı eviricilere olan ilginin artmasında önemli bir rol oynamıştır. Bu tez çalışmasında, tek aşamalı evirici türlerinden biri olan basitleştirilmiş Bölünmüş Kaynaklı Eviriciler (BKE) için model öngörülü kontrol (MÖK) yöntemi tabanlı bir kontrol yöntemi tasarlanmıştır. Şebekeden bağımsız çalışan basitleştirilmiş BKE devresi çıkış filtresiyle birlikte, iki adet bobin ve iki adet kondansatör içermektedir. Dolayısıyla, topolojinin kararlı çalışması için DA taraf bobin akımı, DA taraf kondansatör gerilimi, AA taraf bobin akımı ve AA taraf kondansatör gerilimi olmak üzere kontrol edilmesi gereken dört değişken bulunmaktadır. Karmaşık bir kontrol yapısına sahip bu devrede, DA taraf ve AA taraf değişkenleri birbirine bağlı olarak değişmektedir. Topolojinin bu durumu göz önünde bulundurularak, DA taraf bobin akımı referansı, kondansatör gerilimi hatasının PI kontrolcüye uygulanmasıyla elde edilmiştir. Benzer olarak, çıkış gerilimi hatasının PR kontrolcüye uygulanmasıyla AA taraf bobin akımı referansı elde edilmiştir. DA ve AA taraf bobin akımı kontrolleri eşzamanlı olarak MÖK tarafından gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, basitleştirilmiş BKE yapısının şebekeye bağlı çalışma durumu için de kontrolcü tasarımı benzer şekilde gerçekleştirilmiştir. Önerilen kontrol yapılarının her iki çalışma koşulunda da performansını incelemek için simülasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Kararlı durum sonuçları, dört değişkenin önerilen yöntemle başarılı bir şekilde kontrol edildiğini göstermektedir. Ayrıca, önerilen kontrolcünün dinamik cevapları, değişen giriş gerilimi, yük direnci ve referans gerilimi altında incelenmiştir. Sonuçlar, önerilen yöntemin ani değişikliklere rağmen basitleştirilmiş BKE'yi başarılı bir şekilde kontrol ettiğini göstermektedir. Ayrıca, doğrusal ve doğrusal olmayan yük durumlarında Toplam Harmonik Bozulma (THB) sırasıyla %1,09 ve %3,66 olarak ölçülmüştür. Bu THB değerleri uluslararası standartlarca kabul edilen limitlerin altındadır.

Bilim Kodu : 93419
Anahtar Kelimeler : MÖK, Basitleştirilmiş BKE, PI kontrol, PR kontrol
Sayfa Adedi : 65
Danışman : Doç. Dr. Naki GÜLER

MODEL PREDICTIVE CONTROL METHOD FOR
SIMPLIFIED SPLIT SOURCE INVERTER

(M. Sc. Thesis)

Ali Şükrü EYÜBOĞLU

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

July 2025

ABSTRACT

The widespread use of solar panels and batteries has played a significant role in the increasing interest in single-stage inverters. In this thesis, a control method based on a model predictive controller (MPC) is designed for the simplified Split Source Inverters (SSI), which is one of the single-stage inverter types. The off-grid operated simplified SSI circuit with the output filter includes two inductors and two capacitors. Hence, there are four variables that need to be controlled for the stable operation of the topology: DC side inductor current, DC side capacitor voltage, AC side inductor current, and AC side capacitor voltage. In this circuit, which has a complex control structure, the DC side and AC side variables change depending on each other. Considering this situation of the topology, the reference of DC side inductor current is obtained by applying the capacitor voltage error to a PI controller. Similarly, the reference of AC side inductor current is obtained by applying the output voltage error to a PR controller. The current controls of the DC and AC side inductor are achieved by MPC simultaneously. In addition, the controller design for the grid-connected operation of the simplified SSI structure is achieved in a similar manner. The simulation studies are performed to investigate the performance of the proposed control structures under both operating conditions. The steady-state results show that the four variables are controlled successfully by the proposed method. Also, the dynamic responses of the proposed controller are investigated under varying input voltage, load resistance and reference voltage. The results show that the proposed method successfully controls the simplified SSI despite the abrupt changes. In addition, Total Harmonic Distortion (THD) in the output voltage is measured to be 1,09% and 3,66% under linear and non-linear load conditions, respectively. These THD values are below the limits recognized by international standards.

Science Code : 93419
Key Words : MPC, Simplified SSI, PI Control, PR Control
Page Number : 65
Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Naki GÜLER

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimimin başlangıç aşamasından bitiş aşamasına kadar akademik desteğini benden esirgemeyen, kendi bilgi ve tecrübesiyle bana yol gösteren, çalışmalarım sırasında beni yüreklendiren danışman hocam Sayın Doç. Dr. Naki GÜLER'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Hayat yolculuğumda her daim yanımda olan ve desteğiyle bana güç veren eşim Melda EYÜBOĞLU'na, gözlerindeki gülümseme ile tüm yorgunluğumu unutturan, varlığıyla bana her gün ilham olan oğlum Barlas EYÜBOĞLU'na sabır, fedakârlık ve özveriyle bana hayatı öğreten, varlıklarıyla her adımda ışık olan annem Ayla EYÜBOĞLU ve babam İbrahim EYÜBOĞLU'na teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. BÖLÜNmüş KAYNAKLI EVİRİCİLER.....	11
2.1. Geleneksel Bölünmüş Kaynaklı Evirici (BKE-1)	11
2.2. Diyotları Ters Bölünmüş Kaynaklı Evirici (BKE-2).....	12
2.3. Altı Anahtarlı Bölünmüş Kaynaklı Evirici (BKE-3).....	13
2.4. Bobin Anahtarlama Bölünmüş Kaynaklı Evirici (BKE-4)	14
2.5. Basitleştirilmiş Bölünmüş Kaynaklı Evirici	15
2.5.1. Olası anahtar durumlarına göre devre topolojileri	17
3. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİ.....	27
3.1. Şebekeden Bağımsız Çalışan Basitleştirilmiş BKE İçin Model Öngörülü Kontrolcü Tasarımı.....	37
3.1. Şebeke Bağlantılı Basitleştirilmiş BKE İçin Model Öngörülü Kontrolcü Tasarımı	34
4. BENZETİM ÇALIŞMALARI	27
4.1. Şebekeden Bağımsız Çalışan Basitleştirilmiş BKE'ye Ait Benzetim Sonuçları	37
4.2. Şebeke Bağlantılı Basitleştirilmiş BKE İçin MÖK Benzetim Çalışmaları	46
4.3. Parametre Uyumsuzluğuna Karşılık Kontrolcü Performansının Değerlendirilmesi	53
5. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME	56

Sayfa

KAYNAKLAR	59
ÖZGEÇMİŞ	65



ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 1.1. Tek aşamalı devre topolojilerinin karşılaştırması	2
Çizelge 1.2. BKE topolojilerinin karşılaştırması	4
Çizelge 2.1. BKE-1'in anahtarlama durumuna göre bobin şarj/deşarj durumu	12
Çizelge 2.2. BKE-2'nin anahtarlama durumuna göre bobin şarj/deşarj durumu	13
Çizelge 2.3. BKE-3'ün anahtarlama durumuna göre bobin şarj/deşarj durumu	14
Çizelge 2.4. BKE-4'ün anahtarlama durumuna göre bobin şarj/deşarj durumu	15
Çizelge 2.5. Sistem tasarımında kullanılan parametreler	15
Çizelge 2.6. Olası anahtarlama durumları	16
Çizelge 2.7. Anahtar durumlarına göre V_{Li} , i_{Ci} , v_{ab}	24
Çizelge 4.1. Benzetim parametreleri	37
Çizelge 4.2. Benzetim parametreleri	46

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. BKE-1 topolojisi	11
Şekil 2.2. BKE-2 topolojisi	13
Şekil 2.3. BKE-3 topolojisi	14
Şekil 2.4. BKE-4 topolojisi	15
Şekil 2.5. Basitleştirilmiş bir fazlı BKE	16
Şekil 2.6. 1. Durum (S_1 , S_3 , S_5 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)	18
Şekil 2.7. 2. Durum (S_2 , S_3 , S_4 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)	19
Şekil 2.8. 3. Durum (S_2 , S_3 , S_5 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)	20
Şekil 2.9. 4. Durum (S_1 , S_2 , S_5 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)	21
Şekil 2.10. 5. Durum (S_1 , S_3 , S_4 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)	22
Şekil 2.11. 6. Durum (S_1 , S_2 , S_4 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)	23
Şekil 3.1. MÖK yönteminin bir örnekleme sürecindeki akış şeması	28
Şekil 3.2. Şebekeden bağımsız basitleştirilmiş BKE için MÖK algoritmasının akış diyagramı	33
Şekil 3.3. Şebekeden bağımsız basitleştirilmiş BKE için önerilen kontrol yönteminin blok şeması	34
Şekil 3.4. Şebekeye bağlantılı basitleştirilmiş BKE için önerilen kontrol yönteminin blok şeması.....	35
Şekil 4.1. Doğrusal yük altında kararlı durum sonuçları.....	38
Şekil 4.2. Çıkış geriliminin THB sonuçları.....	39
Şekil 4.3. Doğrusal olmayan yük durumundaki basitleştirilmiş BKE devre yapısı	40
Şekil 4.4. Doğrusal olmayan yük altında kararlı durum sonuçları.....	41
Şekil 4.5. Çıkış akım ve geriliminin THB sonuçları.....	41
Şekil 4.6. Referans gerilim genliğinin 325V'tan 275V'a düşürüldüğü duruma ait dinamik cevaplar	43

Şekil	Sayfa
Şekil 4.7. Giriş geriliminin 100V'dan 125V'a yükseltildiği duruma ait dinamik cevaplar	44
Şekil 4.8. Yük direncinin 10 Ω 'dan 20 Ω 'a arttırıldığı duruma ait dinamik cevaplar .	45
Şekil 4.9. Şebekeye bağlı basitleştirilmiş BKE kararlı durum sonuçları	48
Şekil 4.10. Çıkış akımının THB sonuçları	49
Şekil 4.11. Referans akımının 30 A'den 20 A'e azaltıldığı duruma ait dinamik cevaplar	50
Şekil 4.12. Giriş geriliminin 100V'dan 125 V'a arttırıldığı duruma ait dinamik cevaplar	51
Şekil 4.13. Şebeke geriliminin %20 oranında azaltığı duruma ait dinamik cevaplar	51
Şekil 4.14. L_i parametre değerinin değişiminde THB sonuçları	513
Şekil 4.15. L_o parametre değerinin değişiminde THB sonuçları	514

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklamalar
T_s	Örnekleme zamanı
D	Doluluk oranı
f_s	Ortalama anahtarlama frekansı
f_r	Rezonans frekansı
$\hat{V}$	Üçgen dalga formu
L_i	Giriş bobin endüktansı
C_i	Giriş kondansatör kapasitansı
L_o	Çıkış bobin endüktansı
C_o	Çıkış kondansatör kapasitansı
ΔI_L	Bobin akımı salınımı
ΔV_{Ci}	Kondansatör gerilim salınımı
v_{ci}^*	Giriş kondansatör referans gerilimi
v_o^*	Çıkış gerilimi referansı
i_{Li}^*	Giriş bobin referans akımı
i_{Lo}^*	Çıkış bobin referans akımı
K_p	Oransal kazanç
K_i	İntegral kazancı
ω_c	Kesim frekansı
K_{pr}	Oransal kazanç
K_r	Rezonans kazanç
λ	Ağırlıklandırma faktörü
m	Modülasyon indeksi

Kısaltmalar	Açıklamalar
AA/AA	Alternatif Akım/Alternatif Akım
AA/DA	Alternatif Akım/Doğru Akım

Kısaltmalar**Açıklamalar**

BKE	Bölünmüş Kaynaklı Evirici
DA/AA	Doğru Akım/Alternatif Akım
DA/DA	Doğru Akım/Doğru Akım
D₁,D₂,D₃,D₄	Diyot
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineer
KKK	Kayan Kipli Kontrol
MÖK	Model Öngörülü Kontrol
MPC	Model Predictive Control
MSPWM	Modified Sinuzoidal Pulse With Modulation
PI	Proportional Integral
PLL	Faz Kilitlemeli Döngü
PR	Proportional Resonance
PWM	Pulse With Modulation
S₁,S₂,S₃,S₄,S₅	Anahtarlama Elemanları
SSI	Split Source Inverter
SMC	Sliding Mode Control
SPWM	Sinuzoidal Pulse With Modulation
THB	Toplam Harmonik Bozulma
THD	Total Harmonic Distortion
ZSI	Z-Source Inverter

1. GİRİŞ

Enerji talebinin her geçen gün artması ve üretim için kullanılan doğal enerji kaynaklarının azalmasına karşılık alternatif çözüm olarak temiz ve sürdürülebilir enerji sağlamak için yenilebilir enerji kaynakları yaygınlaşmıştır [1,2]. 2040 yılına gelindiğinde, güneş panelleri ve rüzgâr türbinleri gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının toplam enerji üretiminin yaklaşık %35'ini oluşturması beklenmektedir [3]. Özellikle güneş panelleri ve depolama birimlerinin birer doğru gerilim kaynağı olması DA/AA (Doğru Akım/Alternatif Akım) dönüşüm sağlayan eviricilerin yaygın olarak kullanılmasını gerekli kılmaktadır [4-6]. Geleneksel DA/AA güç dönüştürücü sistemleri iki aşamalı topolojilerden oluşmaktadır [7-9]. Elde edilmek istenen alternatif gerilimin tepe değerinden daha düşük bir kaynak gerilimi söz konusu olduğunda, sistemin ilk aşamasında DA/DA dönüştürücü kullanılarak gerilim düzeyi artırılmaktadır. DA/DA dönüştürücünün çıkışındaki gerilim, DA/AA evirici aracılığıyla alternatif gerilime dönüştürülür [10]. Güç dönüşümü iki aşamalı olarak gerçekleştirildiğinden, bu tip uygulamalar iki aşamalı eviriciler olarak da isimlendirilmektedirler. İki aşamalı güç dönüşümü içeren yapılarda hem maliyet artmakta hem de her iki taraf için kontrol yapısına ihtiyaç duyulmaktadır [11]. Bu geleneksel dönüştürücüler düşük verimlilik gibi bir dezavantaja sahiptir ve güç kaybı her iki aşamada da meydana gelmektedir [12].

Güncel çalışmalarda, tek aşamalı dönüştürücü topolojileri; düşük maliyet, kompakt yapı ve yüksek verimlilik gibi avantajlar sunmaları nedeniyle büyük ilgi görmektedir [13-15]. Tek aşamalı dönüştürücülerin temel işlevleri arasında, doğru gerilimin etkin bir şekilde düzenlenmesi ve çıkışta düşük toplam harmonik bozulma (THB) içeren sinüzoidal bir gerilim üretiminin sağlanması yer almaktadır [16]. Her iki güç dönüşümü de tek güç elektroniği devresiyle sağlandığından bu yapılar tek aşamalı evirici olarak adlandırılır. Z-kaynaklı eviriciler (Z-source inverter – ZSI) literatürdeki tek aşamalı dönüştürücülerde yaygın olarak çalışılan topolojilerin başında yer almaktadır, giriş aşamasına ek devre bileşenlerinin dahil edilmesiyle oluşan topoloji, giriş gerilimini artırma/azaltma kabiliyetine sahiptir [17-20]. Z-Kaynaklı eviricilerde iki adet bobin, iki adet kondansatör ve bir adet diyot içeren empedans ağı, yenilebilir enerji kaynağı ile gerilim kaynaklı evirici arasındaki bağlantıyı sağlamaktadır. Z-Kaynaklı eviricilerin yüksek başlangıç akımı ve çift yönlü güç akışına uygun olmama gibi dezavantajları bulunmaktadır [21]. Bununla birlikte, DA bara

gerilimi de uygulama açısından dezavantajlar oluşturmaktadır. Bölünmüş Kaynaklı Eviriciler (BKE), Z-Kaynaklı eviricideki bahsedilen yüksek başlangıç akımı ve çift yönlü güç akışına uygun olmama gibi dezavantajların giderilmesi için sunulmuştur [22].

Çizelge 1.1. Tek aşamalı devre topolojilerinin karşılaştırması

	[17]	[18]	[22]	[23]	[24]	[25]	[Önerilen]
Anahtar Sayısı	4	4	4	4	6	4	5
Diyotlar Sayısı	1	1	2	2	0	5	0
Bobin Sayısı	3	3	2	2	2	3	2
Kondansatör Sayısı	3	3	2	2	2	2	2
Gerilim Kazancı	$m/(1-m)$	$(1-m)/(1-2m)$	$m/(1-m)$	$m/(1-m)$	$m/(1-m)$	$(1+m)/(1-m)$	$2m/(1-m)$
Minumum THB	%2	%2,86	%1,30	%1,21	-	-	%1,09
Kontrol Edilmesi Gereken Parametre Sayısı	6	6	4	4	4	5	4

Çizelge 1.1’de tek aşamalı devre topolojilerinin karşılaştırılması gösterilmektedir. Z-kaynaklı topolojilerde pasif devre bileşenlerinin sayısının fazla olması kontrol edilmesi gereken parametre sayısını artırmakta ve karmaşıklığına sebep olmaktadır. BKE devre topolojilerinde ise kontrol edilemeyen bir anahtarlama elemanı olan diyodun çıkarılması kontrol açısından kolaylık sağlamıştır. Diyot elemanın çıkarılıp ilave anahtar elemanının eklenilmesi maliyeti artırsa da anahtar elemanının kontrol kolaylığının bulunması ve THB değerinin daha düşük olması avantajları Basitleştirilmiş BKE topolojisini ön plana çıkarmaktadır.

Bölünmüş kaynaklı eviriciler tek ve üç fazlı topolojiler olarak çalışabilmektedir. Literatürdeki tek fazlı topolojiler; geleneksel bölünmüş kaynaklı evirici, diyotları ters bölünmüş kaynaklı evirici, altı anahtarlı bölünmüş kaynaklı evirici, bobin anahtarlama bölünmüş kaynaklı evirici ve basitleştirilmiş bölünmüş kaynaklı evirici şeklinde isimlendirilmektedir. Bölünmüş kaynaklı eviriciler ilgi çeken tek aşamalı yükselten güç dönüştürücüleri arasındadır [22-27]. Tek aşamalı eviriciler diğer dönüştürücülere göre, DA

bara geriliminin ve DA giriş akımının sürekli yapıda olması, daha az sayıda pasif bileşen barındırması gibi önemli avantajlara sahiptir. Bununla birlikte, yeterli bir ölü zaman süresinin üretilmesi ihtiyacı ve farklı anahtarlar arasındaki eşit olmayan akım dağılımı gibi dezavantajları bulunmaktadır. Bölünmüş kaynaklı evirici, klasik evirici topolojilerine göre ekstra bobin ve kondansatör gerektirir [28]. Ayrıca, faz kolları ile DA kaynak arası bağlantı diyotlar veya anahtarlar ile sağlanabilmektedir. Geleneksel bölünmüş kaynaklı evirici (BKE-1); H-köprüsü devresine iki adet geleneksel diyot ve yükselten çalışmayı sağlayan bir adet bobinin eklenmesiyle elde edilmiştir. Temel model olan bu topoloji, yukarıda bahsedilen avantajlara sahiptir. Bununla birlikte, anahtarlar arası eşit olmayan akım dağılımı, diyotların yüksek frekanslı komütasyonu sebebiyle kayıpların artması, değişken görev döngüsü sebebiyle analiz ve kontrol zorluğu dezavantajlarına sahiptir [22]. Diyotları ters bölünmüş kaynaklı evirici olarak adlandırılan BKE-2 topolojisi, BKE-1 ile aynı devre yapısına sahip olmakla birlikte, giriş tarafındaki bobin, kaynağın pozitif terminaline bağlanabilmektedir. Her iki topoloji için giriş kısmında bulunan diyotların yüksek frekanslı komütasyonu sebebiyle kayıplar artmaktadır ve bu durum verimin azalmasına sebep olmaktadır. Altı anahtarlı bölünmüş kaynaklı evirici olarak adlandırılan BKE-3, daha önceki evirici topolojilerinde giriş kısmında bulunan diyotların çıkarılıp yerine anahtarlama elemanlarının eklenmesiyle oluşturulmuş bir yapıdır. Bu düzenleme neticesinde diyotlardaki yüksek frekanslı komütasyonlardan kaynaklanan kayıplar azalmış ve çift yönlü bir güç akışına imkan sağlanmıştır. Ancak, bu durum ilave anahtarlama elemanı ve sürücü ihtiyacı doğurmuş ve kontrol karmaşıklığını arttırmıştır. Bu BKE topolojilerinin anahtarlama frekansı geleneksel sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (Sinüzoidal Pulse With Modulation-SPWM) ile üretildiğinde, istenmeyen düşük frekans salınımlarına sebep olmaktadır [25]. Bu salınımları giderebilmek için hibrit yarı-sinüzoidal ve sabit darbe genişlik modülasyonu (Modified Sinüzoidal Pulse With Modulation-MSPWM) uygulanmaktadır [24]. Geleneksel sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu, evirici topolojilerine uygulandığında bobin değişken görev döngüsünde şarj ve deşarj olmaktadır. MSPWM evirici devrelerine uygulanması daha kolaydır ve bobinin sabit görev döngüsü ile şarj - deşarj olmasını ve kontrolünü sağlamaktadır. Bobin Anahtarlama Bölünmüş Kaynaklı Evirici olarak adlandırılan BKE-4, geleneksel BKE topolojilerindeki bobin elemanı yerine anahtarlı bobin düzeneği olan iki adet bobin, 3 adet diyot elemanlarından oluşan devre düzeneğinin eklenmesi ile ortaya çıkmıştır. Bu düzenleme, daha fazla gerilim kazancı elde edebilmek için bobinlerin paralel olarak şarj ve seri olarak deşarj olmasını sağlamaktadır. Anahtarlı bobin düzeneği daha fazla kazanç elde etmesi sebebiyle farklı devre topolojilerine de uygulanmıştır [29-31]. BKE-4

her ne kadar devre kazancını arttırsa da, pasif bileşen sayısının artması büyük bir dezavantaj oluşturmaktadır. Basitleştirilmiş bölünmüş kaynaklı evirici, giriş kısmında bulunan verim azalmasına ve eşit olmayan akım dağılımına sebep olan diyotlar ile MOSFET anahtarlama elemanlarının devreden çıkartılıp, H-köprüsü devresinde bulunan paralel kollardan ilkinde ilave anahtarlama elemanı eklenmesiyle oluşturulmuştur [26]. Sonuç olarak, bir kolunda 3 adet anahtarlama elemanı barındıran bir H-köprüsü modeli meydana gelmiştir. Paralel kollardan üç anahtarlama elemanının bulunduğu kolda kısa devreyi önlemek için üç anahtarın aynı anda çalışmaması ve güç akışının sağlanabilmesi için de en az ikisinin çalışması gerekmektedir. Diğer paralel kolda kısa devreyi önlemek ve güç akışının sağlanabilmesi için iki anahtardan en az birinin çalışması gerekmektedir. Basitleştirilmiş BKE topolojisinde, anahtarlama sinyalleri 180° faz farkı olan iki sinüzoidal dalganın darbe genişlik modülasyonuna uygulanmasıyla üretilmektedir. Özetlenen bu BKE eviricilerin karşılaştırması Çizelge 1.2’de verilmiştir. Çizelgede görüldüğü üzere, BKE-1 ve BKE-2 topolojileri diyotlar içerdiğinden çift yönlü güç akışına uygun değildir. BKE-3 topolojisinde diyot yerine anahtarlar kullanılarak çift yönlü güç akışı sağlanabilmektedir. Ancak, 6 yarı iletken anahtar kullanılması bir uygulama ve kontrol zorluğu olarak ortaya çıkmaktadır. Basitleştirilmiş BKE topolojisi çift yönlü güç akışı özelliğine sahiptir. Aynı zamanda, diğer BKE topolojilerine göre daha az yarı iletken anahtar içerdiğinden daha basit bir devre yapısına sahiptir. Bu özellikleri nedeniyle, bu çalışmada basitleştirilmiş BKE topolojisi tercih edilmiştir.

Çizelge 1.2. BKE topolojilerinin karşılaştırması

Topoloji Adı	BKE-1 ve BKE-2	BKE-3	BKE-4	Basitleştirilmiş BKE
Anahtar Sayısı	4	6	4	5
Diyotlar Sayısı	2	0	5	0
Bobin Sayısı	1	1	2	1
Kondansatör Sayısı	1	1	1	1
Çift Yönlü Akış	Hayır	Evet	Hayır	Evet
Gerilim Kazancı	$m/(1-m)$	$m/(1-m)$	$(1+m)/(1-m)$	$2m/(1-m)$

DA/AA eviricilerin donanım yapılarının incelenmesi ve geliştirilmesi ile ilgili çalışmalar literatürde önemli bir yere sahiptir. Geliştirilmekte olan ve geliştirilecek eviricilerin donanım yapılarının düzenli bir şekilde çalışması ve istenilen referans gerilimi veya akımı

sağlayabilmesi için güçlü bir kontrol algoritması gerekmektedir. Bu sebeple literatürde donanım çalışmaları ile paralel olarak kontrol algoritmaları ile ilgili çalışmalar da sürdürülmektedir. Evirici kontrolünde, hızlı dinamik tepki, düşük THB ve sıfır kararlı durum hatası temel performans kriterleri olarak ifade edilmektedir [32-34]. Geleneksel eviricilerdeki bu gereksinimlere ek olarak, tek aşamalı evirici topolojilerinde DA kısım parametrelerinin de kontrol edilmesi gerekmektedir. Dolayısıyla, hem DA taraf hem de AA taraf kontrollerinin eş zamanlı olarak gerçekleştirilmesi bu topolojilerin düzenli çalışması için bir zorunluluktur. DA/AA güç dönüştürücülerinde şebekeden bağımsız çalışan ve yüksek dinamik kabiliyete ihtiyaç duyulmayan durumlarda geleneksel yöntemler olan Oransal İntegral (PI) ve Oransal Rezonans (PR), yüksek dinamik ihtiyaçların olduğu uygulamalarda ise kayan kipli kontrol (KKK), model öngörülü kontrol (MÖK) yöntemleri tercih edilmektedir.

PI kontrol, geri besleme verisinin referans değerinden çıkartılması ile elde edilen hatayı oransal ve integral etkisinde paralel olarak işleyerek, kontrol değişkeninin istenen referans değerine regüle edilmesini sağlayan bir yöntemdir. PR kontrol, oransal ve rezonsans bileşenlerinden oluşan geri besleme denetleyicisidir ve özellikle AA sistemlerde, sabit genlikli sinüzoidal referans sinyallerinin takip edilmesinde, kalıcı durum hatasını sıfırlamak amacıyla kullanılan yöntemdir. Geleneksel kontrol yapıları, gelişmiş kontrolcülere göre daha az hesaplama yükü gerektirdiğinden birçok çalışmada tercih edilmektedir [35-38]. Bununla birlikte, son yıllardaki teknolojik gelişmeler ile hızlı ve ucuz mikrodenetleyicilerin yaygınlaşması, Kayan Kipli Kontrol ve Model Öngörülü Kontrol gibi gelişmiş kontrol yöntemlerinin uygulanmasını mümkün kılmıştır [39-41]. Kayan kipli kontrol yöntemi, hızlı dinamik yanıt, bozulmalara ve sistem parametrelerindeki değişimlere karşı sağlamlık ve uygulama kolaylığı gibi ayırt edici özellikleri nedeniyle manipülatörler, robotlar, uzay araçları, otomotiv ve güç dönüştürücülerin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır [42]. KKK yönteminde, lojik anahtarlama tekniğinin kullanılması dinamik performans açısından önemli bir avantaj sağlamaktadır. Ayrıca, modülasyon kullanmadığından dolayı güç dönüştürücüsünün kontrolü için gerekli anahtarlama sinyalini doğrudan üretmektedir ve kontrol işlemindeki gecikmelerin önüne geçilmektedir [43]. Bu avantajların yanında KKK, pratikte istenmeyen çatırdama sorunları gibi bir olumsuz etkiye sahiptir. Çatırdama güç dönüştürücü uygulamalarında düşük kontrol doğruluğu, kayıplar ve değişen anahtarlama frekansı gibi istenmeyen durumlara sebep olmaktadır [44]. Model öngörülü kontrol yöntemi, sistemlerin matematiksel modeline dayalı olarak kontrol değişkeninin sonraki

örneklemedeki değerini tahmin etmeye dayalı gelişmiş bir kontrol stratejisidir [45-47]. Güç dönüştürücülerinin kontrolü açısından, MÖK metodunun birçok geleneksel kontrol yöntemlerine göre daha iyi sonuçlar verdiği karşılaştırma çalışmalarında vurgulanmıştır [48-52]. Klasik kontrol metotlarında hata fonksiyonu ölçülen değer ile referans değer arasındaki fark olarak tanımlanırken, MÖK yönteminde hata fonksiyonu, tahmin edilen değer ile referans değer karşılaştırılması sonucu elde edilir [11]. Kontrol değişkeninin tahmini, dönüştürücünün her bir anahtarlama durumundaki devre modeline bağlı olarak gerçekleştirilir. Bir veya birden çok kontrol parametresi aynı anahtarlama durumu için tahmin edilebilmektedir. Hesaplanan bu değer ile referans değer karşılaştırılarak hata sinyali üretilir. MÖK yönteminde, güç dönüştürücülerinin akım, gerilim ve anahtarlama frekansı gibi farklı türde hataları tek bir fonksiyon içerisinde birleştirilerek maliyet fonksiyonu olarak adlandırılan toplam hata fonksiyonu oluşturulmaktadır [53]. Ancak, fazla anahtar sayısına sahip güç dönüştürücülerinde olası anahtar durumu artacağından hesaplama yükü artmaktadır. Bu durum, MÖK yönteminin uzun yıllar güç elektroniği alanında kullanımını kısıtlamıştır. Günümüzde, mikrodenetleyici teknolojilerindeki gelişmeler MÖK yönteminin daha hızlı uygulanmasına olanak sağlamış ve güç elektroniği alanındaki kullanımını artırmıştır [54-57]. Diğer taraftan, tahmin algoritmasının sistemin matematiksel modeline dayalı olması kontrol performansını sistem parametrelerine duyarlı hale getirmektedir. Özellikle, güç dönüştürücüsünde yer alan bobin ve kondansatör gibi devre elemanlarının, tolerans ve yaşlanma gibi etkilerden kaynaklı değişimlerinin kontrolcü performansında sapmalara yol açtığı bilinmektedir [58]. Ancak, bu etkilerin sınırlı olduğu literatürde yer alan çeşitli çalışmalarda gerçekleştirilen parametre değişimlerine yönelik duyarlılık analizleri ile ortaya konulmuştur [59-62]. KKK ve MÖK yöntemleri oldukça benzer sonuçlar vermesine rağmen iki kontrol yöntemi arasındaki fark, sistem modelinin kullanılmasıdır. Kontrol edilecek sisteme ait matematiksel yöntem elde edilemez ise KKK yöntemi tercih edilmelidir.

[35]'te sunulan çalışmada, tek aşamalı BKE-2 topolojisinin kontrolü geleneksel kontrolcüler olan PI ve PR kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kontrol stratejisinde DA bağlantı noktası gerilimi iki kademeli PI denetleyici ile kontrol edilmiştir. AA taraf gerilim kontrolü, modülasyon sinyali üreten PR denetleyici tarafından gerçekleştirilmiştir. [63]'te sunulan çalışmada, tek fazlı kaskat çok seviyeli BKE-1 topolojisinin kontrolü geleneksel kontrolcüler PI-PR kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kontrolcü yapısı; şebeke akımını kontrol etmek için bir PR kontrolör ve DA bara gerilimini dengelemek için PI kontrolör içermekte ve yapı güç dengesine dayanmaktadır. [40]'da sunulan çalışmada, BKE-2 için çok amaçlı maliyet

fonksiyonuna dayalı sonlu kontrol set KKK yöntemi önerilmiştir. Çok amaçlı maliyet fonksiyonu ile birden çok kontrol parametresi eşzamanlı değerlendirilerek sistemin kararlı çalışması sağlanmıştır. Anahtarlama sinyallerinin üretilmesi için karmaşık bir modülasyon şemasına olan ihtiyaç sonlu kontrol seti özelliğiyle ortadan kaldırılmıştır. Modülasyon yöntemi kullanılmaması sebebiyle anahtarlama frekansı değişken yapıdadır. [34]'te sunulan çalışmada, 3 fazlı şebekeye bağlı BKE-1 modeli için her bir anahtarlama durumu için giriş ve çıkış akımlarının gelecekteki davranışını tahmin etmek için ayırık zamanlı bir MÖK modeli oluşturulmuştur, maliyet fonksiyonu ile minimizasyon işlemi gerçekleştirilmektedir. Ayrıca, DA bara kondansatör geriliminin regülasyonu için PI kontrolör kullanılmıştır. [51]'de sunulan çalışmada, 3 fazlı 4 kollu şebekeye bağlı BKE-1 modeli için sonlu kontrol kümesi MÖK yöntemi uygulanmıştır. Dört kollu evirici, dengesiz koşullar altında bile üç fazlı dengeli gerilimler sağladığı için bağımsız yükleri beslemede yaygın olarak kullanılan bir çözümdür. On altı anahtarlama durumu için giriş ve çıkış akımlarının gelecekteki durumlarına ait tahmin fonksiyonları oluşturulmuştur ve bu tahmin fonksiyonları doğrultusunda amaç fonksiyonları oluşturulup ağırlıklandırma faktörü ile çarpılarak minimize edilmiştir, DA bara kondansatör geriliminin düzenlenmesi için bu çalışmada da PI kontrolör kullanılmıştır. [52]'de sunulan çalışmada, 3 fazlı BKE-1 topolojisine sonlu kontrol kümesi MÖK yöntemi uygulanmıştır. Giriş tarafındaki bobin akımı, DA bara kondansatör gerilimi ve çıkış akımını kontrol etmek için bir toplam maliyet fonksiyonu yazılmıştır. Önerilen kontrolcü üç değişkenin tahmin edilen değerlerine göre her bir anahtarlama durumuna için maliyet fonksiyonunu oluşturmaktadır. Minimum hata durumuna göre anahtarlama elemanları konumlandırılmaktadır. [64]'te sunulan çalışmada, literatürde daha önce 3 fazlı şebekeye bağlı BKE-1 modeli için geliştirilmiş sonlu kontrol kümesi MÖK yöntemi geliştirilerek ağırlıklandırma faktörünün belirlenmesi sorununa çözüm sunacak bir çalışma önerilmiştir. Anahtar durumlarını kontrol etmek yerine doğrudan bobin akımının mevcut ve referans ile durumlarını kıyaslayarak deşarj vektörünü seçmektedir. Böylece, hesaplama yükü azaltılmaktadır. Ayrıca, bobin akımı terimini kaldırarak maliyet fonksiyonunu basitleştirir. Dolayısıyla, maliyet fonksiyonu içinde ağırlıklandırma faktörüne gerek kalmamaktadır. [65]'te sunulan çalışmada, basitleştirilmiş BKE devresinin 3 fazlı şebekeye bağlı modeline , [66]'da sunulan çalışmada ise basitleştirilmiş BKE devresine sonlu kontrol kümeli MÖK yöntemi kullanılmıştır. Çıkış gerilimi, çıkış filtre bobin akımı ve çıkış akımının mevcut örnekleme anındaki değerleri ölçülmektedir. İlave edilen anahtarın durumu gözlemlenerek devrenin şarj, deşarj durumu incelenmektedir. Doğrusal olan ve olmayan yük durumlarında iyi bir çıkış gerilimi regülasyonu elde etmek için UPS

uygulamaları ile ilgili [67]'de sunulan çalışmada; tek fazlı evirici devresi [68]'de sunulan çalışmada ise, üç fazlı çıkış filtresi olan BKE için sonlu kontrol kümesi MÖK yöntemi kullanılmıştır. Giriş ve çıkış akımlarının tahmini her bir anahtar durumu için ayrı zamanlı devre modeli ile gerçekleştirilmiştir. Sonrasında, minimizasyon sonucunda en uygun maliyet fonksiyonu (en düşük hataya sahip) elde edilmiştir. [69]'da sunulan çalışmada, tek fazlı BKE-1 topolojisine enerji fonksiyonuna dayalı MÖK yöntemi uygulanmıştır, geleneksel MÖK yöntemlerinden farklı olarak, eviricinin kararlılığını göz önünde bulundurarak tasarlanmıştır. Maliyet fonksiyonunun tasarımı, DA ve AA tarafı bobin akım hatalarını içeren enerji fonksiyonuna dayanmaktadır. Enerji fonksiyonunun formülünde kullanılan katsayının yedekli olduğu ve bu sayede çok amaçlı maliyet fonksiyonunda gerekli olan ağırlıklandırma faktörünün ortadan kaldırıldığı gösterilmiştir. [70]'te sunulan çalışmada, üç fazlı BKE-4 topolojisi yüksek çıkış gücü kalitesi sağlamadaki yeteneğini doğrulamak için sonlu kontrol seti MÖK yöntemi uygulanarak incelenmiştir, tek bir maliyet fonksiyonu ile DA ve AA kısımlarının kontrolünü herhangi bir modülasyon tekniği gerekmeden sağlamaktadır. Simulink ve OPAL-RT tabanlı gerçek zamanlı doğrulama sonuçları, önerilen sistemin gerek AA gerekse DA tarafta yüksek doğrulukla referans izleme başarısı gösterdiğini, giriş akımı için yaklaşık 10 ms ve çıkış akımı için neredeyse sıfır yerleşme süresi sağladığını göstermektedir, ayrıca çıkış akımında %0.45 gibi oldukça düşük bir THB sonucu elde edilmiştir.

Yukarıda özetlenen mevcut çalışmalar, basitleştirilmiş BKE topolojisinin kontrolü üzerine literatürde sınırlı sayıda çalışma olduğunu göstermektedir. Bu sebeple tez çalışmasında, bir fazlı basitleştirilmiş BKE (BKE-5) topolojisinin kontrolü için MÖK tekniği önerilmiştir. Basitleştirilmiş BKE topolojisinin giriş akımı, DA bara gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gerilimi olmak üzere kontrol edilmesi gereken dört kontrol değişkeni bulunmaktadır. Akım referansları, DA taraf için PI ve AA taraf için PR kontrol yöntemlerine ilgili gerilim hatalarının uygulanmasıyla üretilmiştir. Bu tez çalışmasında tek fazlı basitleştirilmiş BKE için MÖK uygulanırken; sınırlı sayıdaki çalışmalardan farklı olarak referans akımlarının üretimi için PI-PR kontroller sisteme entegre edilmiştir. Evirici giriş ve çıkış akımlarının kontrolü ise eş zamanlı olarak MÖK yöntemiyle sağlanmıştır. Böylece eviricinin tüm değişkenlerinin kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışmasının 2. bölümünde BKE topoloji çeşitleri ve basitleştirilmiş BKE yapısı, analizleri, donanım bileşenleri ve bileşen parametrelerinin hesaplaması sunulmuştur.

Önerilen evirici modelinin akım kontrolü için kullanılan MÖK algoritmasının oluşturulan eviriciye uyarlanması 3. bölümde sunulmuştur. 4. bölümde önerilen sistemin benzetim çalışmaları yapılarak sonuçlar tartışılmıştır. 5. bölümde ise elde edilen sonuçların değerlendirilmesi ve öneriler sunulmuştur.



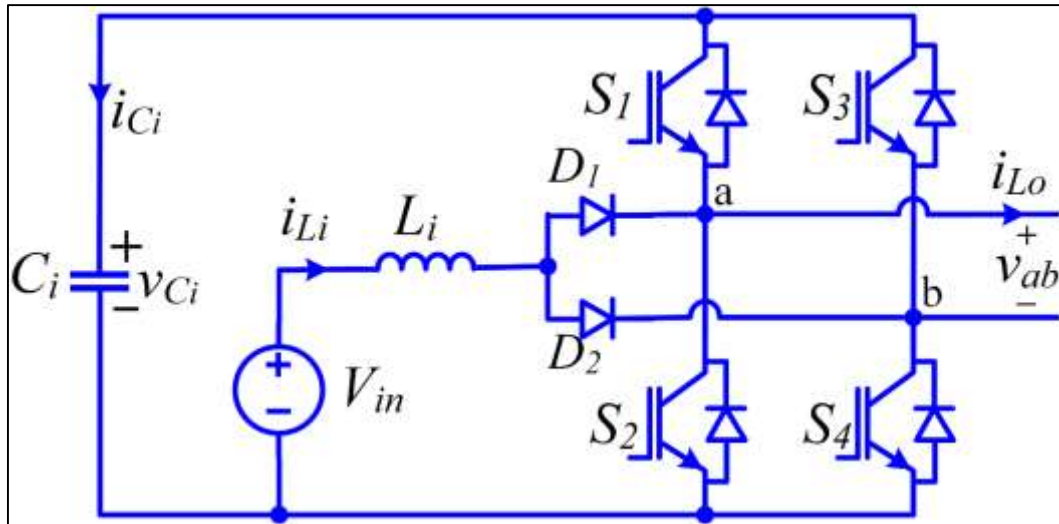


2. BÖLÜNMÜŞ KAYNAKLI EVİRİCİLER

Bölünmüş kaynaklı eviriciler, özellikle düşük güçlü yenilenebilir enerji sistemleri, mikroşebekeler ve taşınabilir elektronik uygulamalar için önemli avantajlar sunan yeni nesil güç elektroniği dönüştürücüleridir. Bu evirici topolojisi, geleneksel iki aşamalı tam köprü ve yarım köprü eviricilere kıyasla daha az anahtarlama elemanı ile yüksek verimlilik, düşük toplam harmonik bozulma (THB) ve gelişmiş kontrol esnekliği sağlar. BKE, klasik evirici topolojilerine göre ekstra bobin ve kondansatör gerektirir. Ayrıca, faz kolları ile DA kaynak arası bağlantı, diyotlar veya anahtarlar ile sağlanabilmektedir. Bu bölümde, BKE topolojilerinin literatürdeki gelişimi ve bu tez çalışmasında kullanılan basitleştirilmiş BKE topolojisinin detaylı analizi sunulmuştur.

2.1. Geleneksel Bölünmüş Kaynaklı Evirici (BKE-1)

BKE-1, DA-AA dönüşüm ve gerilim yükseltmede köprü bacaklarını kullandığı için entegre bir evirici biçimidir. Şekil 2.1’de geleneksel bölünmüş kaynaklı evirici (BKE-1) topolojisi gösterilmektedir [22].



Şekil 2.1. BKE-1 topolojisi

Yükselten çalışmayı sağlayan bobin, kaynağın pozitif terminali ile iki adet diyot üzerinden H-köprüsüne bağlanmıştır. Anahtarların iletimde veya kesimde olmasına bağlı olarak bobinin şarj ve deşarj durumları Çizelge 2.1’de gösterildiği gibi değişmektedir.

Çizelge 2.1. BKE-1'in anahtar pozisyonlarına göre bobin şarj/deşarj durumu

Durum	S_1	S_2	S_3	S_4	Bobin Durumu
1	0	1	0	1	Şarj
2	0	1	1	0	Şarj
3	1	0	0	1	Şarj
4	1	0	1	0	Deşarj

Alt anahtarlardan (S_2 ve S_4) en az biri ilettime geçtiğinde yükseltme işlemi için bobini şarj etmektedir. İki üst anahtarın (S_1 ve S_3) aynı anda iletimde olduğu 4. Durumda ise bobindeşarj olmaktadır. Geleneksel bölünmüş kaynaklı eviricileri avantajları:

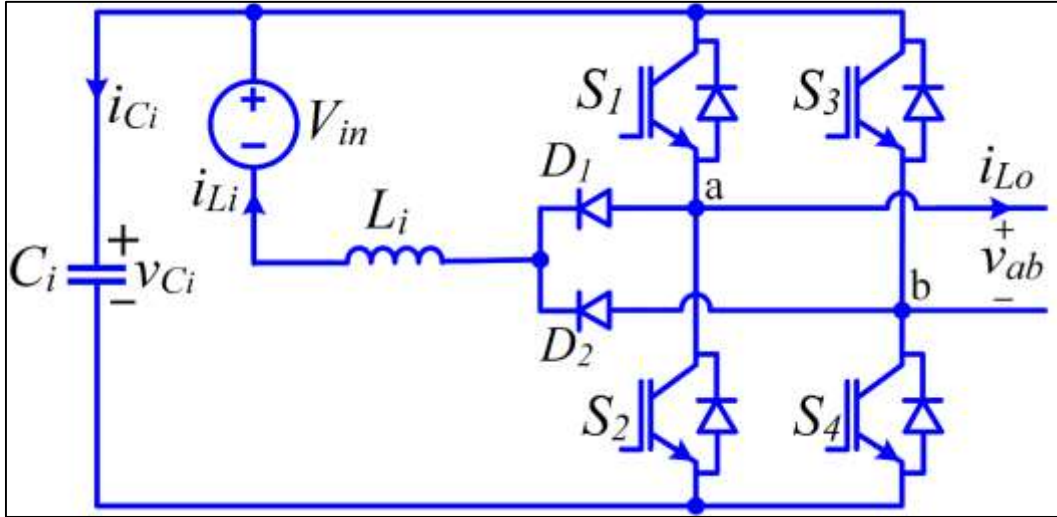
1. Sürekli giriş akımı.
2. Sürekli DA bara gerilimi.
3. Z kaynaklı eviricilere göre pasif bileşen sayısı azaltılmıştır.
4. Yüksek gerilim kazanımlarında anahtarlar arasındaki gerilim stresi azaltılmaktadır.
5. Geleneksel H-köprü eviricilerle aynı modülasyon yöntemleri kullanılabilir.

Dezavantajları:

1. Giriş kısmında bulunan diyotların yüksek frekanslı komütasyonu sebebiyle kayıplar artmaktadır.
2. Değişken görev döngüsü sebebiyle analizleri karmaşık hale gelmektedir.
3. Anahtarlama elemanlarında asimetrik (eşit olmayan) akım paylaşımı.
4. Uygun bir ölü zaman süresine ihtiyaç duyması.

2.2. Diyotları Ters Bölünmüş Kaynaklı Evirici (BKE-2)

BKE-1 ile aynı devre topolojine sahip olmakla birlikte bobin, kaynağın negatif terminaline bağlanabilmektedir [23]. Şekil 2.2'de BKE-2 topolojisine ait devre yapısı görülmektedir. Anahtarların iletimde ve kesimde olma durumlarına göre 4 durum oluşmaktadır. Çizelge 2.2'de anahtar pozisyonlarına göre bobin şarj/deşarj durumları gösterilmektedir. Üst anahtarlardan (S_1 ve S_3) en az birinin ilettime geçmesi durumunda bobin şarj olmaktadır. Alt anahtarların (S_2 ve S_4) aynı anda ilettime geçtiği dördüncü durumunda ise bobindeşarj olmaktadır.



Şekil 2.2. BKE-2 topolojisi

Çizelge 2.2. BKE-2'nin anahtar pozisyonlarına göre bobin şarj/deşarj durumu

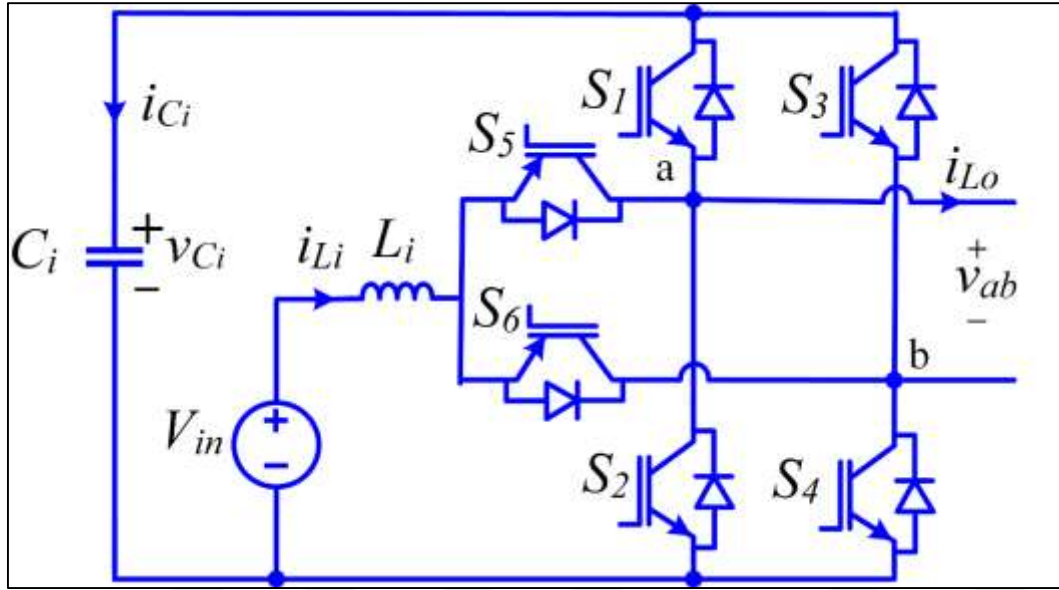
Durum	S_1	S_2	S_3	S_4	Bobin Durumu
1	1	0	1	0	Şarj
2	0	1	1	0	Şarj
3	1	0	0	1	Şarj
4	0	1	0	1	Deşarj

Geleneksel BKE topolojisindeki avantajlara ilave olarak giriş kısmındaki diyotların ortak katot ile bağlanması, diyotun komütasyon yolunun parazitik endüktası azaltma avantajı sağlamaktadır. Böylece, anahtarlarda daha düşük gerilim yükselmeleri oluşmakta ve evirici performansı iyileşmektedir.

2.3. Altı Anahtarlı Bölünmüş Kaynaklı Evirici (BKE-3)

BKE 1-2 topolojilerinde giriş kısmında bulunan diyotların yerine anahtarlama elemanları kullanılarak Şekil 2.3'teki topoloji oluşturulmuştur [24]. Bu düzenleme ile diyotlardaki yüksek frekanslı komütasyonlardan kaynaklanan kayıplar azaltılmış ve çift yönlü güç akış imkânı sağlanmıştır. Ancak, bu durum ilave anahtarlama elemanı ve sürücü ihtiyacı doğurmuş ve kontrol karmaşıklığını arttırmıştır. BKE-3 devresi hibrit yarı sinüzoidal ve sabit darbe genişlik modülasyonu ile çalıştırılmaktadır. Adından da anlaşılacağı üzere eviricinin iki kolunda sırasıyla sabit görev çevrimi anahtarlama ve sinüzoidal olarak değişen görev çevrimi anahtarlamanın eşzamanlı olarak kullanılması durumunu ifade etmektedir. Çizelge 2.3'te anahtar durumlarına göre oluşan dört durumda şarj/deşarj durumu gösterilmektedir.

Alt anahtarlardan (S_2 ve S_4) en az biri ilettime geçtiğinde yükseltme işlemi için bobini şarj etmektedir. İki üst anahtar (S_1 ve S_3) aynı anda ilettime geçtiğinde ise bobin deşarj olmaktadır. İlave edilen iki anahtarlama elemanından hangisi kesimde ise devre iletimde olan anahtarlama üzerinden tamamlanmaktadır. BKE-1 devresine göre çift yönlü güç akışı ve verimlilikte artış avantajlarına sahiptir.



Şekil 2.3. BKE-3 topolojisi

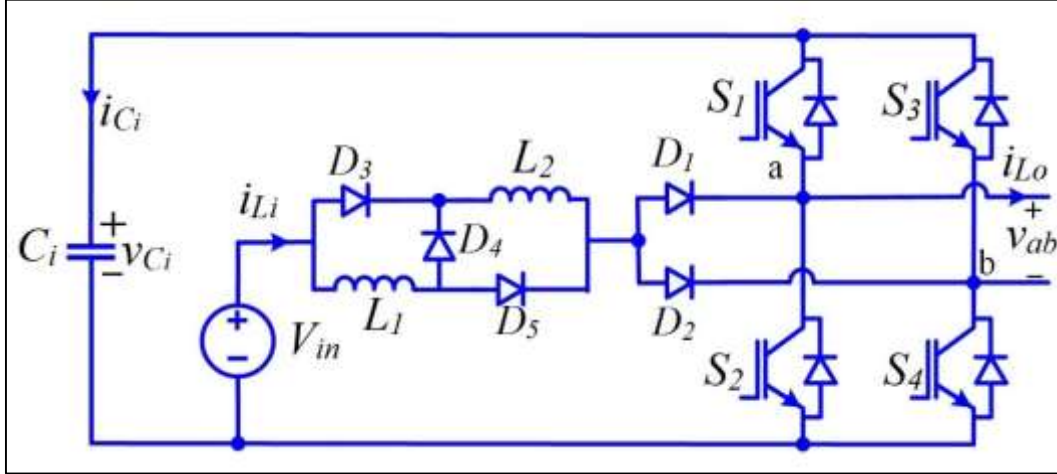
Çizelge 2.3. BKE-3'ün anahtar pozisyonlarına göre bobin şarj/deşarj durumu

Durum	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	Bobin Durumu
1	0	1	0	1	1	1	Şarj
2	0	1	1	0	1	0	Şarj
3	1	0	0	1	0	1	Şarj
4	1	0	1	0	1	1	Deşarj

2.4. Bobin Anahtarlama Bölünmüş Kaynaklı Evirici (BKE-4)

Geleneksel BKE topolojilerinin geliştirilmiş bir versiyonu olarak Şekil 2.4'teki Bobin Anahtarlama Bölünmüş Kaynaklı Evirici (BKE-4) oluşturulmuştur [25]. Çizelge 2.4'te anahtar pozisyonlarına göre bobinlerin şarj/deşarj durumları gösterilmektedir. Alt anahtarlardan (S_2 ve S_4) en az biri ilettime geçtiğinde yükseltme işlemi için bobini şarj etmektedir. Giriş kısmında bulunan iki adet bobin, şarj süresince paralel bağlanmaktadır. Bu durumda, D_3 ve D_5 diyotları ileri yön, D_4 ise ters yön olarak polaritelendirilmektedir. İki üst anahtar (S_1 ve S_3) aynı anda ilettime

geçtiğinde ise bobin deşarj olmaktadır. Deşarj durumunda ise bobinler seri olarak bağlanmaktadır. Bu durumda ise, D_3 ve D_5 diyotları ters yönlü, D_4 ise ileri yönlü olarak polaritelendirilmektedir.



Şekil 2.4. BKE-4 topolojisi

Çizelge 2.4. BKE-4'ün anahtar pozisyonlarına göre bobin şarj/deşarj durumları

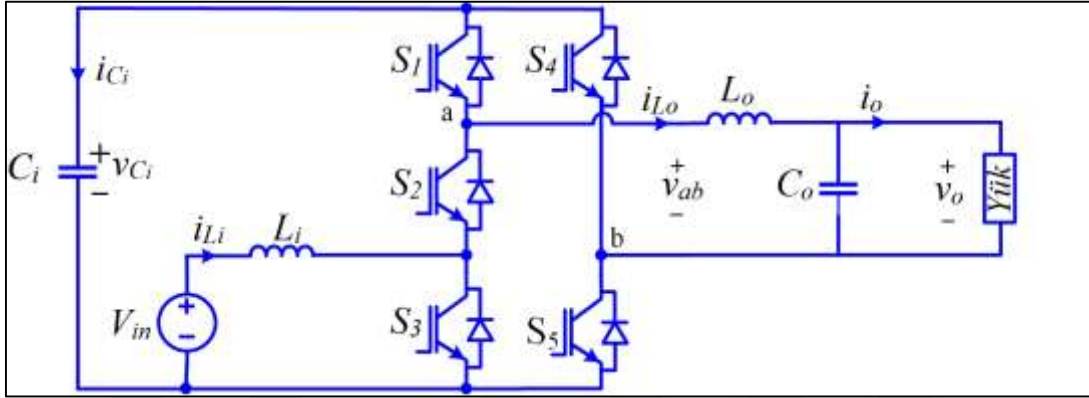
Durum	S_1	S_2	S_3	S_4	D_1 & D_2	D_3 & D_5	D_4	Bobin Durumları
1	0	1	0	1	1	1	0	Şarj
2	0	1	1	0	1	1	0	Şarj
3	1	0	0	1	1	1	0	Şarj
4	1	0	1	0	1	0	1	Deşarj

BKE-4 topolojisi diğer bölünmüş kaynaklı eviricilerle kıyaslandığında pasif bileşen sayısının artması dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır.

2.5. Basitleştirilmiş Bölünmüş Kaynaklı Evirici

Tez çalışmasında incelenen ve kontrol tasarımı gerçekleştirilen basitleştirilmiş bir fazlı bölünmüş kaynaklı evirici topolojisi devre şeması Şekil 2.5'te görülmektedir [26]. Topoloji, H-köprüsünde bulunan paralel kollardan birine ekstra bir anahtarlama elemanı eklenmesiyle oluşmaktadır. İlave anahtar eklenilen 3 anahtarlı kol bobin aracılığıyla doğru akım kaynağına bağlanmaktadır. DA kısmında bulunan bobin ilave edilen anahtarlama elemanı üzerinden şarj olurken, DA bara kondansatörü üzerinden deşarj olmaktadır. Çift yönlü güç akışına sahip olan devre, bobin şarj olurken evirici olarak, deşarj olurken ise yükselten

dönüştürücü olarak çalışmaktadır. Paralel kollardan ilave anahtarın eklendiği ilk kolda kısa devreyi önlemek için S_1 , S_2 ve S_3 anahtarlarının üçünün de aynı anda kapalı olmaması gerekmektedir.



Şekil 2.5. Basitleştirilmiş bir fazlı BKE

Güç akışının sağlanabilmesi için sağlanabilmesi için S_1 , S_2 ve S_3 anahtarlarından ikisinin kapalı olması gerekmektedir. Benzer şekilde diğer paralel koldaki kısa devreyi önlemek için S_4 ve S_5 anahtarlarının aynı anda kapalı olmaması gerekmektedir. Tüm bu durumlar göz önünde bulundurulduğunda altı olası anahtarlama durumu oluşmaktadır. İlave edilen anahtarlama elemanının (S_3) kapalı olduğu dört durumda L_i bobini şarj olmaktadır. Söz konusu dört durumda eviricinin çıkış geriliminin değeri v_{Ci} , $-v_{Ci}$ ve 0 olarak üç farklı değer almaktadır. S_3 anahtarının açık olduğu diğer iki durumda L_i bobini C_i kondansatörü üzerinden deşarj olmaktadır ve evirici çıkış gerilimi v_{Ci} ve 0 değerlerini almaktadır.

Çizelge 2.5. Sistem tasarımında kullanılan parametreler

Parametre	Değeri
DA giriş gerilimi (V_{in})	100V
Anma giriş akımı (I_L)	60A
DA bara kondansatör gerilimi (V_{Ci})	525V
AA çıkış gerilimi (v_o)	230V
Darbeleme oranı (D)	0,81
Ortalama Anahtarlama Frekansı (f_s)	10kHz

Şekil 2.5'te devre yapısı gösterilen basitleştirilmiş BKE modelindeki pasif bileşenlerin değeri hesaplanarak topoloji tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bileşenlerin hesaplanabilmesi için sistemin Çizelge 2.5'te verilen parametreleri kullanılmıştır. Giriş gerilimi simülasyon

çalışmalarında değiştirilse de bileşen değerlerinin bulunması için sabit bir değer kullanılması gerekmektedir. Benzer durum diğer giriş ve çıkış parametreleri için de geçerlidir. Bu değerler temel olarak anma güç seviyesinde seçilmektedir. MÖK yönteminde anahtarlama frekansı değişken olduğundan, simülasyon çalışmaları doğrultusunda elde edilen ortalama değer (10 kHz) kullanılarak hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Devre modeli üzerinde yer alan L_i giriş bobininin değeri Eş. 2.1 kullanılarak hesaplanmıştır [26].

$$L_i = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (2.1)$$

Eşitlikte yer alan ΔI_L terimi; bobin akımı üzerindeki salınımını ifade etmektedir. Bu tez çalışmasında, %10 salınım oranı seçilerek giriş bobin akımındaki salınım değeri 6A olarak hesaplanmıştır. D sabit terimi; bobin şarj görev döngüsünü ifade etmektedir ve $D=0,81$ olarak uygulanmaktadır. V_{in} giriş gerilimini, f_s ise anahtarlama frekansını ifade etmektedir. Eş. 2.1 ile giriş bobin endüktansı 1,35mH olarak hesaplanmıştır. Simulasyonda minimum değer üzerindeki bir değer seçilerek giriş bobin endüktansı 2mH olarak kullanılmıştır.

Giriş kısmında bulunan pasif devre bileşenlerinden diğer bir tanesi giriş kondansatör bileşeninin değeri Eş. 2.2 kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$C_i = \frac{I_L D (1-D)}{\Delta V_{Ci} \cdot f_s} \quad (2.2)$$

Eş. 2.2’te I_L giriş bobin akımını, D sabit terimi; bobin şarj görev döngüsünü ifade etmektedir, anahtarlama elemanının sinyalinin doluluk oranı olarak da ifade edilmektedir ve $D=0,81$ olarak uygulanmaktadır. Giriş kondansatör gerilimi üzerindeki salınım ΔV_{Ci} %0.2 seçilerek minimum kondansatör kapasitesi 879 μF olarak hesaplanmıştır [43]. Uygulamada, hesaplanan minimum değer üzerinde ve üretim açısından standart olarak bulunabilen 1000 μF kapasiteli kondansatörler kullanılmıştır.

Çıkış kısmında bulunan bileşenler bobin (L_o) bileşeni Eş. 2.3 ve kondansatör (C_o) bileşeni Eş. 2.4 kullanılarak hesaplanmıştır.

$$L_o = \frac{v_o}{4 \cdot \Delta I_L \cdot f_s} \quad (2.3)$$

Eşitlikte yer alan ΔI_L terimi; çıkış tarafındaki bobin akımı üzerindeki salınımını ifade etmektedir ve %20 ile %40 arasında seçilmesi uygundur [71]. Çıkış tarafındaki bobin akımının değeri yaklaşık 23A'dır. %20 değeri seçilerek giriş bobin akımındaki salınım değeri 4,6 A olarak hesaplanmaktadır. v_o çıkış gerilimini, f_s ise anahtarlama frekansını ifade etmektedir. Eş. 2.3 ile çıkış bobin endüktansının değeri 1,25mH olarak hesaplanılmıştır. Simulasyonda minumum değerin üzerindeki bir değer seçilerek çıkış bobin endüktansının değeri 1,5mH alınmıştır.

Filtre parametreleri hesaplanırken yapılan kabullerden dolayı rezonans durumu kontrol edilerek parametreler doğrulanmalıdır. Aksi halde, filtreden kaynaklı rezonans oluşabilmektedir. Pratikte, rezonans frekansı (f_r) ile anahtarlama frekansı arasındaki oranın 1/10 veya daha küçük seçilmesi uygundur.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o.C_o}} \quad (2.4)$$

Eşitlikte yer alan rezonans frekansı anahtarlama frekansının oran olarak 1/10'dan daha küçük bir değer olarak 920 Hz olarak denklem uygulanıldığında C_o çıkış kondansatör kapasitansı 20 μ F hesaplanmıştır.

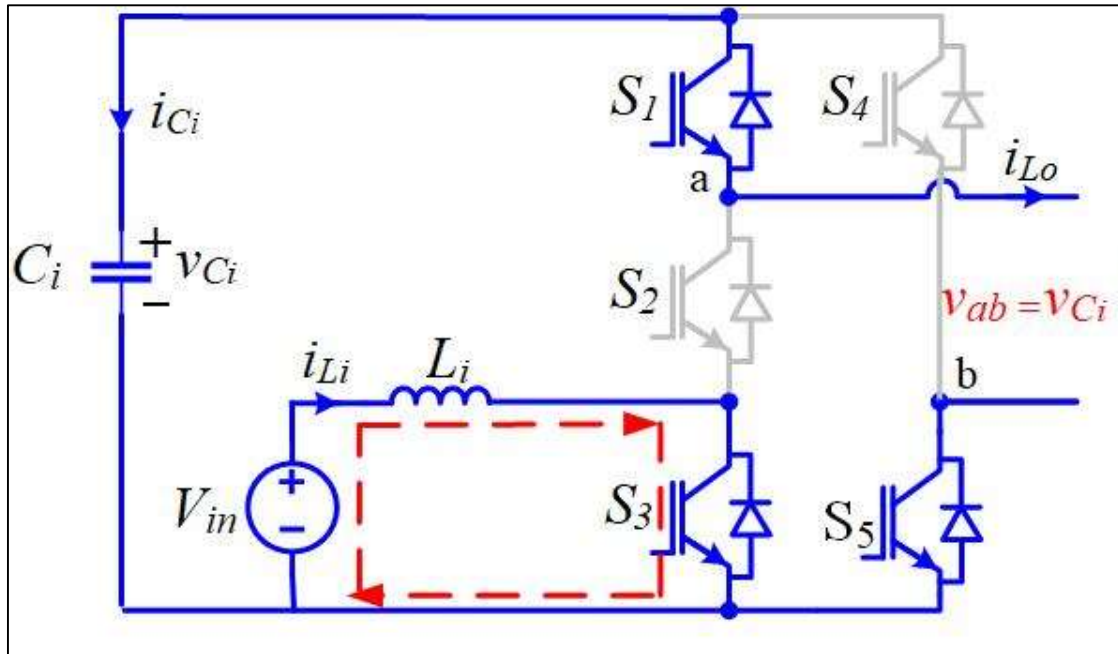
2.5.1. Olası anahtar durumlarına göre devre yapıları

Güç dönüştürücü devrelerinde gerilim değişimi anahtarlama elemanlarının pozisyonlarına (iletimde/kesimde) göre değişmektedir. Bu sebeple devre yapısının incelenmesinde olası anahtarlama durumları baz alınarak analizi yapılmaktadır. Basitleştirilmiş BKE'de bulunan beş adet anahtarlama elemanı ile oluşabilecek durumlar Çizelge 2.6'da gösterilmiştir.

Çizelge 2.6. Basitleştirilmiş BKE olası anahtarlama durumları

Durum	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5
1	1	0	1	0	1
2	0	1	1	1	0
3	0	1	1	0	1
4	1	1	0	0	1
5	1	0	1	1	0
6	1	1	0	1	0

Çizelge 2.6'da belirtilen birinci anahtarlama durumuna ait devre yapısı Şekil 2.6'da gösterilmiştir. 1. Durumda üç anahtarlama elemanının olduğu kolda S_2 kesimdedir. Diğer paralel kolda S_4 kesimdedir. Bu durumda giriş kısmında bulunan bobin, girişteki DA gerilim kaynağı üzerinden şarj olmaktadır. DA kısmındaki bobin üzerindeki gerilim değeri Eş. 2.5'te gösterildiği üzere, giriş gerilimine eşit olmaktadır. Giriş kısmında bulunan kondansatörün akım değeri ise Eş. 2.6'da gösterildiği üzere evirici çıkışına güç akışı kondansatör üzerinden sağlanmaktadır. Devre topolojisi iletimde olan S_1 ve S_5 anahtarları üzerinden akışı sağlamaktadır. AA tarafındaki gerilim Eş. 2.7'de gösterildiği üzere v_{ab} , kondansatör üzerindeki gerilime eşit olmaktadır.



Şekil 2.6. 1. Durum (S_1 , S_3 , S_5 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)

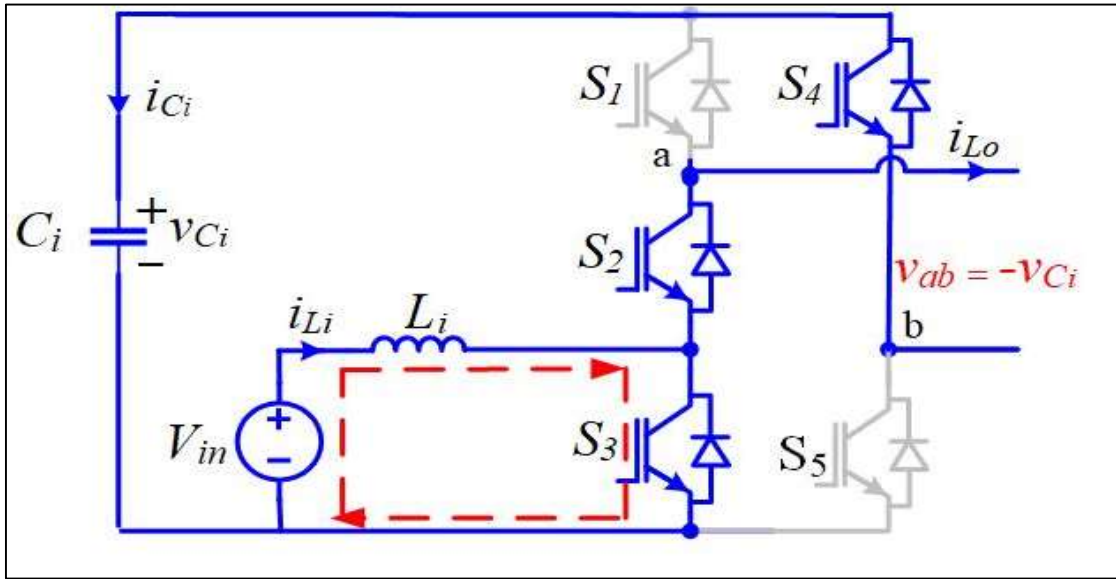
$$L_i \frac{di_{Li}(t)}{dt} = V_{in} - [S_1(1 - S_2)S_5 - S_1(1 - S_2)(1 - S_4)]v_{ci} = V_{in} \quad (2.5)$$

$$C_i \frac{dv_{Ci}(t)}{dt} = S_1(1 - S_2)(1 - S_4)i_{Li} + [(1 - S_2)S_3(1 - S_4) - S_1S_3S_5 - S_1(1 - S_2)S_5]i_{Lo} = -i_{Lo} \quad (2.6)$$

$$v_{ab} = (S_1S_3S_5 - (1 - S_2)S_3(1 - S_4) + S_1(1 - S_2)S_5) v_{ci} = v_{ci} \quad (2.7)$$

Çizelge 2.6'da belirtilen ikinci anahtarlama durumuna ait devre yapısı Şekil 2.7'de gösterilmiştir. 2. Durumda üç anahtarlama elemanının olduğu kolda, S_1 kesimdedir. Diğer

paralel kolda ise S_5 kesimdedir. Bu durumda giriş kısmında bulunan bobin, DA gerilim kaynağı üzerinden şarj olmaktadır. DA kısmındaki bobin üzerindeki gerilim değeri Eş. 2.8’de gösterildiği üzere, bu durumda da giriş gerilimine eşit olmaktadır. Giriş kısmında bulunan kondansatörün akımı ise Eş. 2.9’da gösterildiği üzere çıkış akımına eşittir. Güç akışı iletimde olan S_2 ve S_4 anahtarları üzerinden sağlanmaktadır. AA tarafındaki gerilim Eş. 2.10’da gösterildiği üzere kondansatör geriliminin ters polariteli halidir.



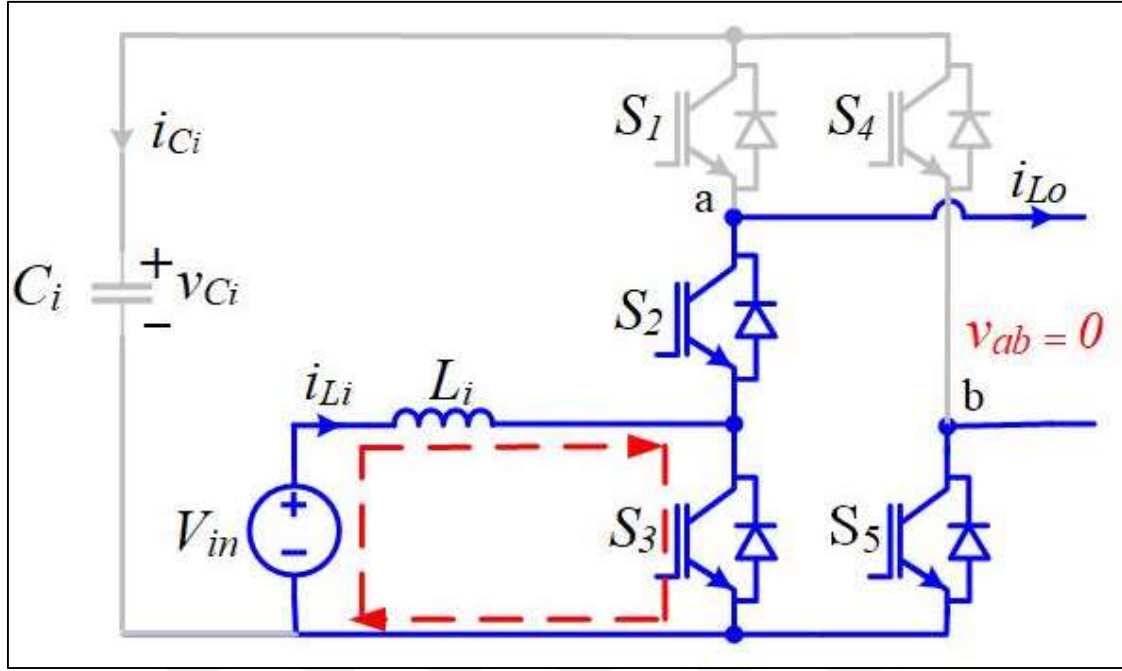
Şekil 2.7. 2. Durum (S_2, S_3, S_4 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)

$$L_i \frac{di_{Li}(t)}{dt} = V_{in} - [(1 - S_1)S_2(1 - S_5) - (1 - S_1)S_2S_4]v_{ci} = V_{in} \quad (2.8)$$

$$C_i \frac{dv_{Ci}(t)}{dt} = (1 - S_1)S_2S_4i_{Li} + [S_2S_3S_4 - (1 - S_1)S_3(1 - S_5) - (1 - S_1)S_2(1 - S_5)]i_{Lo} = i_{Lo} \quad (2.9)$$

$$v_{ab} = [(1 - S_1)S_3(1 - S_5) - S_2S_3S_4 + (1 - S_1)S_2(1 - S_5)] v_{ci} = -v_{ci} \quad (2.10)$$

Çizelge 2.6’da belirtilen üçüncü anahtarlama durumuna ait devre yapısı Şekil 2.8’de gösterilmiştir. Bu durumda üç anahtarlama elemanının olduğu kolda S_1 kesimdedir. Diğer paralel kolda S_4 kesimdedir. Bu durumda da bobin DA gerilim kaynağı tarafından şarj edilmektedir. DA kısmındaki bobin üzerindeki gerilim değeri Eş. 2.11’de gösterildiği üzere, giriş gerilimine eşit olmaktadır. Eş. 2.12’de görüldüğü üzere, DA taraf kondansatörü üzerinden güç akışı sağlanmamaktadır. Aynı zamanda, evirici çıkış noktaları olan a ve b arasında potansiyel fark oluşmamaktadır (Eş. 2.13).



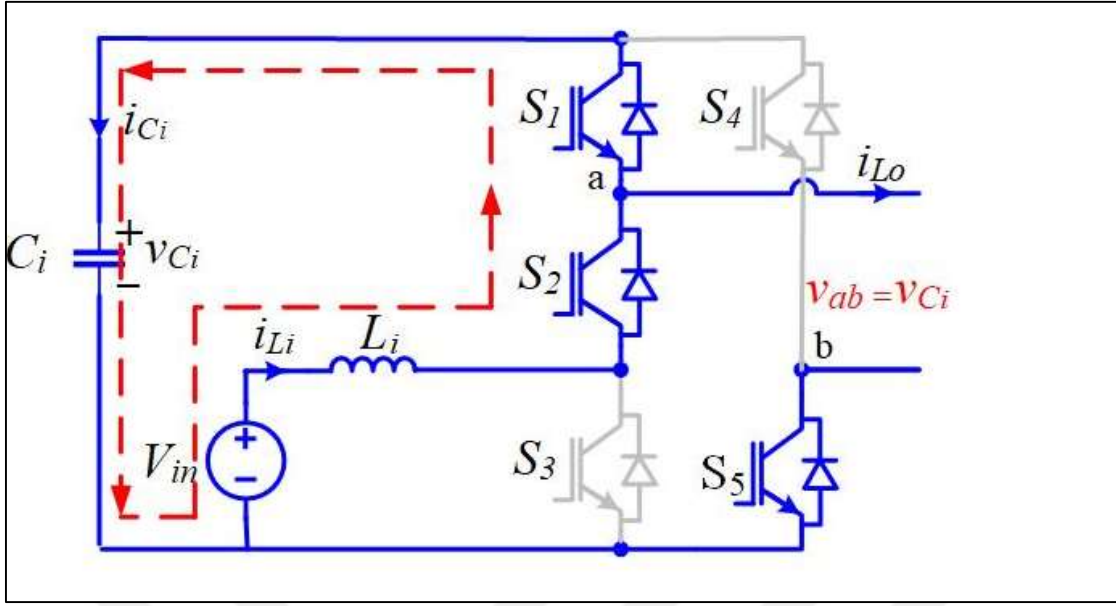
Şekil 2.8. 3. Durum (S_2 , S_3 , S_5 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)

$$L_i \frac{di_{Li}(t)}{dt} = V_{in} - [(1 - S_1)S_2S_5 - (1 - S_1)S_2(1 - S_4)]V_{ci} = V_{in} \quad (2.11)$$

$$C_i \frac{dv_{Ci}(t)}{dt} = (1 - S_1)S_2(1 - S_4)i_{Li} + [S_2S_3(1 - S_4) - (1 - S_1)S_3S_5 - (1 - S_1)S_2S_5]i_{Lo} = 0 \quad (2.12)$$

$$v_{ab} = [(1 - S_1)S_3S_5 - S_2S_3(1 - S_4) + (1 - S_1)S_2S_5] v_{ci} = 0 \quad (2.13)$$

Çizelge 2.6’da belirtilen dördüncü anahtarlama durumuna ait devre yapısı Şekil 2.9’da gösterilmiştir. Bu durumda üç anahtarlama elemanının olduğu koldaki ilave edilen anahtar (S_3) kesimdedir. Diğer paralel kolda ise S_4 kesimdedir. İlave edilen S_3 anahtarı kesimde olduğundan bobin, C_i kondansatörü üzerinden deşarj olmaktadır. DA kısmındaki bobin üzerindeki gerilim değeri Eş. 2.14’de verildiği üzere, giriş gerilimi ile kondansatör gerilimi farkına eşit olmaktadır. Evirici çıkışına güç akışı kondansatör üzerinden sağlanmaktadır. Kondansatör akımı ile çıkış akımı arasındaki eşitlik Eş. 2.15’te verilmiştir. AA tarafındaki gerilim Eş. 2.16’da gösterildiği üzere kondansatör üzerindeki gerilime eşit olmaktadır.



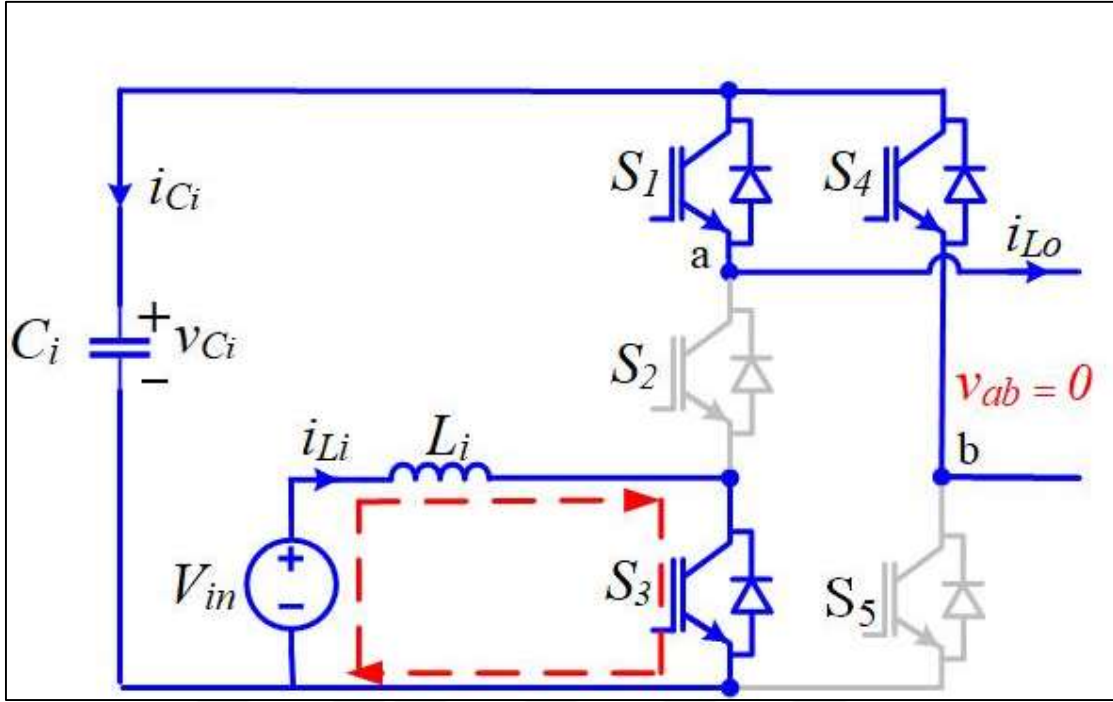
Şekil 2.9. 4. Durum (S_1 , S_2 , S_5 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)

$$L_i \frac{di_{Li}(t)}{dt} = V_{in} - [S_1 S_2 S_5 - S_1 S_2 (1 - S_4)] V_{ci} = V_{in} - v_{ci} \quad (2.14)$$

$$C_i \frac{dv_{ci}(t)}{dt} = S_1 S_2 (1 - S_4) i_{Li} + [S_2 (1 - S_3) (1 - S_4) - S_1 (1 - S_3) S_5 - S_1 S_2 S_5] i_{Lo} = -i_{Lo} \quad (2.15)$$

$$v_{ab} = (S_1 (1 - S_3) S_5 - S_2 (1 - S_3) (1 - S_4) + S_1 S_2 S_5) v_{ci} = v_{ci} \quad (2.16)$$

Çizelge 2.6’da belirtilen beşinci anahtarlama durumuna ait devre yapısı Şekil 2.10’da gösterilmiştir. Bu durumda üç anahtarlama elemanının olduğu kolda, S_2 kesimdedir. Diğer paralel kolda ise S_5 kesimdedir. Bu durumda, bobin giriş kaynağı tarafından şarj olmaktadır. DA taraf bobin üzerindeki gerilim değeri Eş. 2.17’de gösterildiği üzere, giriş gerilimine eşit olmaktadır. DA taraf kondansatörü üzerinden güç akışı sağlanmamaktadır (Eş. 2.18). Eş. 2.19’da görüldüğü üzere, evirici çıkış noktaları olan a ve b arasında potansiyel fark oluşmamaktadır.



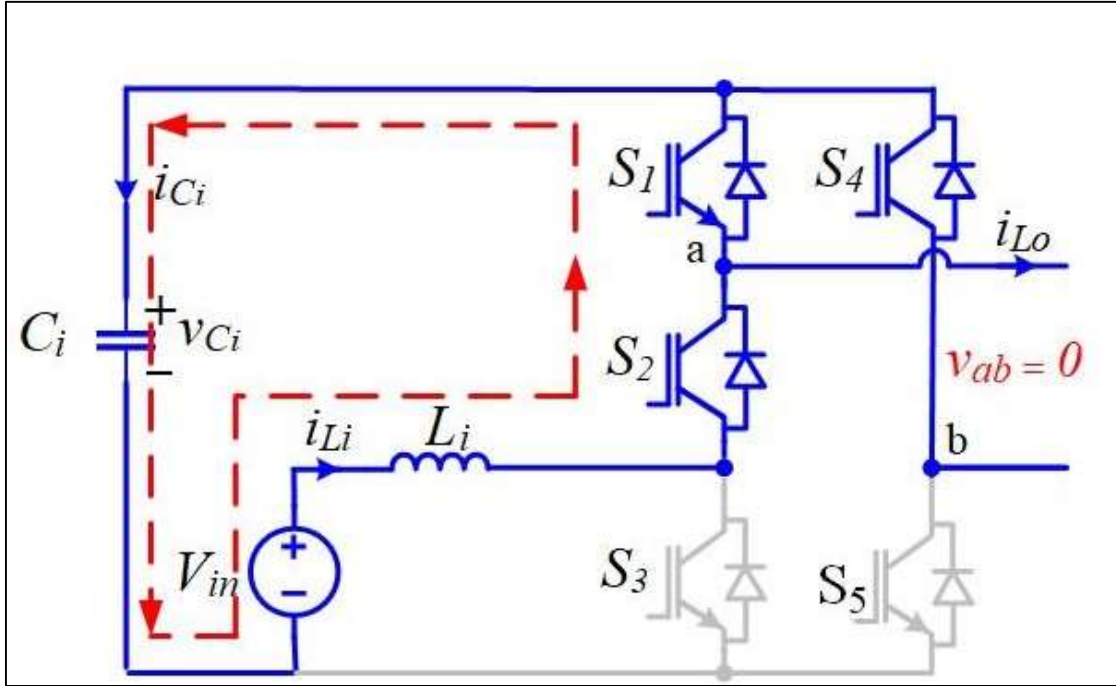
Şekil 2.10. 5. Durum (S_1, S_3, S_4 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)

$$L_i \frac{di_{Li}(t)}{dt} = V_{in} - [S_1(1 - S_2)(1 - S_5) - S_1(1 - S_2)S_4]V_{ci} = V_{in} \quad (2.17)$$

$$C_i \frac{dv_{ci}(t)}{dt} = S_1(1 - S_2)S_4i_{Li} + [(1 - S_2)S_3S_4 - S_1S_3(1 - S_5) - S_1(1 - S_2)(1 - S_5)]i_{Lo} = 0 \quad (2.18)$$

$$v_{ab} = [S_1S_3(1 - S_5) - (1 - S_2)S_3S_4 + S_1(1 - S_2)(1 - S_5)] v_{ci} = 0 \quad (2.19)$$

Çizelge 2.6’da belirtilen altıncı anahtarlama durumuna ait devre yapısı Şekil 2.11’de gösterilmiştir. Bu durumda üç anahtarlama elemanının olduğu kolda, S_3 kesimdedir. Diğer paralel kolda ise S_5 kesimdedir. S_3 anahtarı kesimde olduğundan, bobin kondansatör üzerinden deşarj olmaktadır. DA kısmındaki bobin üzerindeki gerilim değeri Eş. 2.20’de gösterildiği üzere, giriş gerilimi ile kondansatör geriliminin farkına eşit olmaktadır. Kondansatör, bobin akımı ile şarj olmaktadır. Bu duruma ait eşitlik Eş. 2.21’de verilmiştir. Evirici çıkış noktaları olan a ve b arasında potansiyel fark oluşmamaktadır. Eş. 2.22’de görüldüğü üzere, evirici çıkış noktaları olan a ve b arasında potansiyel fark oluşmamaktadır.



Şekil 2.11. 6. Durum (S_1, S_2, S_4 anahtarlama elemanlarının iletimde olması)

$$L_i \frac{di_{Li}(t)}{dt} = V_{in} - [S_1 S_2 (1 - S_5) - S_1 S_2 S_4] v_{ci} = V_{in} - v_{ci} \quad (2.20)$$

$$C_i \frac{dv_{ci}(t)}{dt} = S_1 S_2 S_4 i_{Li} + [S_2 (1 - S_3) S_4 - S_1 (1 - S_3) (1 - S_5) - S_1 S_2 (1 - S_5)] i_{Lo} = i_{Li} \quad (2.21)$$

$$v_{ab} = [S_1 (1 - S_3) (1 - S_5) - S_2 (1 - S_3) S_4 + S_1 S_2 (1 - S_5)] v_{ci} = 0 \quad (2.22)$$

Yukarıda incelemesi yapılan devre topolojilerinin her bir anahtarlama durumu için bobin üzerindeki gerilim (V_{Li}), DA-bara kondansatörü üzerinden geçen akım (i_{Ci}) ve evirici çıkış gerilimi (v_{ab}) Çizelge 2.7’de gösterilmiştir.

Çizelge 2.7. Anahtar durumlarına göre V_{Li} , i_{Ci} , v_{ab}

Durum	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	V_{Li}	i_{Ci}	v_{ab}
1	1	0	1	0	1	V_{in}	$-i_{Lo}$	v_{Ci}
2	0	1	1	1	0	V_{in}	i_{Lo}	$-v_{Ci}$
3	0	1	1	0	1	V_{in}	0	0
4	1	1	0	0	1	$V_{in} - v_{Ci}$	$-i_{Lo}$	v_{Ci}
5	1	0	1	1	0	V_{in}	0	0
6	1	1	0	1	0	$V_{in} - v_{Ci}$	$-i_{Li}$	0

Eviricinin her anahtarlama durumu için Kirchhoff'un Akım ve Gerilim kanununa göre çıkarılan DA taraf diferansiyel denklemleri (Eş. 2.5 – Eş. 2.22) kullanılarak, Eş. 2.23 ve Eş. 2.24 elde edilmiştir.

$$L_i \frac{di_{Li}(t)}{dt} = V_{in} - (S_1 S_2 S_5 - S_1 S_2 S_4) V_{Ci} \quad (2.23)$$

$$C_i \frac{dv_{Ci}(t)}{dt} = S_1 S_2 S_4 i_{Li} + (S_2 S_3 S_4 - S_1 S_3 S_5 - S_1 S_2 S_5) i_{Lo} \quad (2.24)$$

Benzer şekilde eviricinin AA tarafına ait diferansiyel denklemler Eş. 2.25 ve Eş. 2.26'da gösterilmektedir.

$$L_o \frac{di_{Lo}(t)}{dt} = v_{ab} - v_o \quad (2.25)$$

$$C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{Lo} - i_o \quad (2.26)$$

Evirici çıkış gerilimi, anahtar durumlarının bir fonksiyonu olarak diferansiyel denklemler (Eş. 2.7, 2.10, 2.13, 2.16, 2.19, 2.22) birleştirilerek Eş. 2.27'de belirtildiği gibi yazılabilir.

$$v_{ab} = (S_1 S_3 S_5 - S_2 S_3 S_4 + S_1 S_2 S_5) v_{Ci} \quad (2.27)$$

Eviricinin çıkış tarafındaki AA gerilimin tepe değeri, DA kısmındaki giriş gerilimi ve DA bara gerilimi arasındaki ilişki Eş. 2.28 ve Eş. 2.29'daki şekilde tanımlanabilir:

$$v_o = V_o \sin(\omega t) \quad (2.28)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2m}{1-m}, v_{Ci} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (2.29)$$

Yukarıdaki denklemlerde m modülasyon indeksini, v_{Ci} DA taraftaki kondansatör geriliminin ortalama değerini, V_o çıkış geriliminin tepe değerini ifade etmektedir. D ise bobin şarjı için anahtarlama oranını belirtmektedir. Minimum şarj oranı (D_{min}) Eş.2.30 ile ifade edilebilir.

$$D_{min} = \frac{1}{2}(m + 1) \quad (2.30)$$

Eş. 2.29'daki D yerine Eş. 2.30'deki D_{min} ifadesi konulursa,

$$V_{Ci} = \frac{2V_{in}}{1-m} \quad (2.31)$$

elde edilir. Modülasyon indeksi ise Eş. 2.29'deki ilk eşitlik kullanılarak Eş. 2.32'teki gibi yazılabilir:

$$m = \frac{V_o}{2V_{in} + V_o} \quad (2.32)$$

m , Eş. 2.31'teki yerine konulursa, DA taraf kondansatör gerilimi Eş. 2.33'teki gibi yazılabilir.

$$v_{Ci} = 2V_{in} + V_o \quad (2.33)$$

Eş. 2.33'ten görüldüğü üzere DA bara gerilimi giriş gerilimi ve referans çıkış gerilimine göre belirlenmelidir.

Bu bölümün bir sonucu olarak, basitleştirilmiş BKE topolojisinin çalışması ve anahtarlama durumlarına göre devre yapılarının detaylı analizlerinin gerçekleştirildiği belirtilebilir. Bu analizler doğrultusunda elde edilen basitleştirilmiş BKE matematik modeli, sonraki bölümde sunulan MÖK yöntemi tasarımında kullanılarak kontrolcü yapısı oluşturulmuştur.

3. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİ

Model Öngörülü Kontrol, bir sistemin matematiksel modelini kullanarak, gelecekteki davranışı tahmin eder ve bu öngörüye göre minimizasyon temelli kontrol sinyalleri üretir [72,73]. Klasik kontrol yöntemlerinde hata, genellikle sistemden ölçülen çıkış ile istenen referans sinyali arasındaki fark üzerinden tanımlanırken; MÖK yaklaşımında maliyet fonksiyonu olarak tanımlanan bu hata, kontrol değişkeninin tahmin edilen değeri ile referans değer arasındaki fark olarak tanımlanır. Model Öngörülü Kontrolün diğer bir önemli avantajı ise çok değişkenli kontrol sistemlerine kolaylıkla uygulanabilmesidir [74].

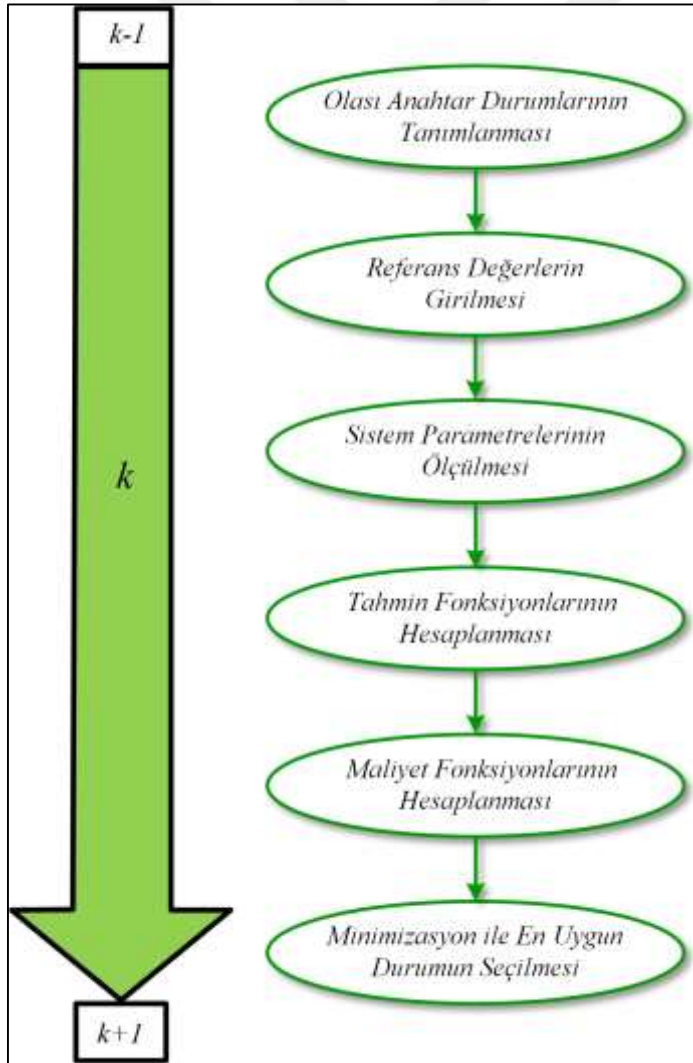
Model Öngörülü Kontrol yönteminde kontrol değişkeni zamana bağlı olarak farklı değerler almaktadır. Zamana bağlı bu değişkenlerin ölçülen değerleri kullanılarak, sistemin dinamik özelliklerine göre tasarlanan bir tahmin algoritması aracılığıyla söz konusu büyüklüğün bir sonraki örnekleme anındaki $(k+1)$ değeri öngörülmektedir. Tahminlerin doğruluk düzeyi; ölçüm sisteminin duyarlılığına, sistem parametrelerinin gerçek değerlerle uyumuna ve kullanılan matematiksel modelin sistem dinamiklerini ne ölçüde temsil ettiğine bağlıdır. Sistem kontrol parametrelerine ait tahmin fonksiyonlarının oluşturulmasında basit yapısı ve kolay hesaplanabilmesi sebebiyle Eş. 3.1’de bulunan Euler metodu yaygın olarak kullanılmaktadır [75-78].

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x_{(k+1)} - x_{(k)}}{T_s} \quad (3.1)$$

burada, x kontrol parametresini, $x_{(k+1)}$ kontrol parametresinin tahmin edilen değerini, $x_{(k)}$ kontrol parametresinin mevcut örneklemedeki ölçülen değerini, T_s ise örnekleme süresini ifade etmektedir. Tahmin süreci yalnızca bir sonraki örnekleme anı için gerçekleştirilebileceği gibi, tahmin doğruluğunu artırmak amacıyla daha uzun bir örnekleme ufku $(k+N)$ da dikkate alınabilir. MÖK yönteminin esas amacı olan tahmin ve referans değerleri arasındaki hatayı minimize etmek için son aşama olarak maliyet fonksiyonları oluşturulmaktadır, optimum anahtarlama durumuna göre sistem kontrol edilmektedir [79]. Eş. 3.2’de gösterildiği gibi, kontrol sinyalini belirleyen maliyet fonksiyonu g ’nin hesaplama yükü, doğrudan tahmin ufkunun uzunluğuna $(k+N)$ bağlıdır; zira değerlendirmeye alınacak tahmin sayısı bu parametre ile tanımlanmaktadır.

$$g = f(x(k), u(k), \dots, u(k + N)) \quad (3.2)$$

Şekil 3.1’de MÖK yönteminin bir örnekleme sürecindeki akış şeması gösterilmektedir. MÖK yönteminde tahmin fonksiyonuyla, olası anahtar durumlarına göre kontrol parametresinin $k+1$ anındaki değeri hesaplanır. Hesaplanan her tahmin değeri için maliyet fonksiyonları ayrı ayrı hesaplanır. Elde edilen maliyet fonksiyonu değerleri, ilgili anahtarlama durumu uygulanması halinde kontrol hatasının değerini ifade eder. Minimum hata elde etmek kontrol yöntemlerinin temel hedefi olduğundan, minimizasyon ile en küçük maliyet fonksiyonu tespit edilir. En küçük değerin hesaplandığı maliyet fonksiyonunda kullanılan anahtar durumları en iyi kontrol çıktısı olarak kullanılır. Böylece, anahtarlama sinyalleri üretilir.



Şekil 3.1. MÖK yönteminin bir örnekleme sürecindeki akış şeması

Model Öngörülü Kontrol yönteminin tasarımı genel olarak aşağıdaki üç aşamada gerçekleştirilir:

- Sisteme ait matematiksel modelin oluşturulması.
- Tahmin fonksiyonlarının oluşturulması.
- Maliyet fonksiyonlarının oluşturulması.

Bu tez çalışmasında basitleştirilmiş, BKE'nin hem şebekeden bağımsız hem de şebeke bağlantılı çalışması incelendiğinden, yukarıda belirtilen işlem basamakları her iki durum için ayrı ayrı uygulanmıştır.

3.1. Şebekeden Bağımsız Çalışan Basitleştirilmiş BKE için Model Öngörülü Kontrolcü Tasarımı

Şebekeden bağımsız çalışan bir eviricinin kontrolünde temel amaç yüke uygun genlik ve frekansta gerilim sağlamaktır. Dolayısıyla, evirici çıkış gerilimi hatası (e_{vo}) Eş. 3.3'teki gibi yazılabilir.

$$e_{vo} = v_o^* - v_o \quad (3.3)$$

burada, v_o^* çıkış geriliminin referansını ifade etmektedir ve Eş. 3.4 ile ifade edilebilir.

$$v_o^* = V_o^* \sin(\omega t) \quad (3.4)$$

burada, V_o^* çıkış geriliminin referans genliğini ifade etmekle birlikte kontrolcü girişinde kullanılan tek sabit değerdir. Evirici çıkışında bağımsız bir yük bulunduğundan, çıkış gerilimi ile çıkış akımı i_{Lo} birbirine bağımlı değişkenlerdir. Dolayısıyla, çıkış tarafındaki bobin akımının referansı (i_{Lo}^*) bir PR kontrolcüye evirici çıkış gerilim hatasının uygulanmasıyla elde edilebilir. PR kontrolcü kararlı durumda alternatif akım tarafında sıfır hatayı garanti eder [80]. PR kontrolcü transfer fonksiyonu Eş. 3.5'teki gibi yazılabilir.

$$G_{PR}(s) = K_{pr} + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (3.5)$$

burada, ω_c kesim frekansını, ω rezonans frekansını, K_{pr} ve K_r sırasıyla oransal ve rezonans kazançlarını ifade etmektedir. Rezonans frekansı, sistemin ana frekansı ($2\pi f$) olarak seçilir. PR kontrolcü çıkışında üretilen referans akıma göre çıkış akım kontrolü MÖK yöntemiyle gerçekleştirildiğinden ardışık bir kontrol yapısı mevcuttur. Bu nedenle, sistem kontrolü karmaşık bir yapıya gelmekte ve kontrolcü kazançlarının doğrudan hesaplanması mümkün olmamaktadır. PR kontrol parametreleri belirlenmesinde kararlı durum çalışma esnasında; K_{pr} sistemin tepki süresini yani salınım değerini etkilemektedir, K_r kalıcı durum hatasının sıfıra indirgenmesinde kullanılan kazanç olarak dikkate alınmıştır. Öncelikle, K_{pr} küçük adım aralıklarıyla artırılarak sistemin genel yanıt süresi kontrol edilmiştir. K_r değeri hedeflenen rezonans frekanstaki kazancı artırmaktadır ve bu frekanstaki hatayı sıfıra götürmektedir. K_r de aynı şekilde adım arttırılmış ve hatanın en aza ulaştığı değer tespit edilmiştir.

Tek aşamalı eviricilerde, hem DA hem de AA taraf değişkenlerinin eş zamanlı olarak kontrol edilmesi kararlılık açısından bir gereksinimdir. Dolayısıyla, basitleştirilmiş BKE'nin DA taraf değişkenleri için de kontrolcü tasarımları gerçekleştirilmiştir. Basitleştirilmiş BKE'nin DA tarafında bulunan C_i kondansatör gerilimine (V_{Ci}) ait kontrol hatası Eş. 3.6'da tanımlanmıştır.

$$e_{vc} = V_{ci}^* - V_{ci} \quad (3.6)$$

burada, V_{ci}^* kondansatör geriliminin referans değerini ifade etmekle birlikte Eş. 2.33'ün referanslara göre uyarlanmasıyla Eş. 3.7'deki gibi yazılabilir.

$$V_{ci}^* = 2V_{in} + V_o^* \quad (3.7)$$

Eşitlikten görüleceği üzere DA taraf kondansatörü geriliminin referansı, giriş gerilimi ve çıkış geriliminin referansına bağlıdır. Aynı zamanda, kondansatör giriş kaynağından çekilen akımla şarj olduğundan, DA taraf bobin akımı (i_{Li}) ile V_{ci} birbine bağımlı değişkenlerdir. AA tarafa benzer olarak, DA taraf bobin akımının referansı (i_{Li}^*), Eş. 3.6'daki gerilim hatasının PI kontrolcüye uygulanmasıyla, Eş. 3.8'deki gibi elde edilir [87].

$$i_{Li}^* = K_p e_{vc} + K_i \int e_{vc} \quad (3.8)$$

burada, K_p ve K_i sırasıyla oransal ve integral kazançlarını ifade eden sabit katsayılardır. Literatürde Ziegler–Nichols Yöntemi gibi PI parametrelerinin ayarlanması için çeşitli metotlar bulunmaktadır. Ancak, farklı kontrol yöntemleri içeren ardışık bir kontrol yapısı uygulandığından, PI parametrelerinin doğrudan hesaplanması mümkün olmamıştır. K_p değeri kararlı durumda sistemin tepki süresi yani salınım durumu üzerinde etkiliyken, K_i değeri sıfır kalıcı hata oluşturulması açısından etkilidir. İlk olarak $K_i=0$ değerinde K_p değeri adım adım artırılarak sistemin salınım durumu incelenmiştir. K_i değeri ise sistemin kalıcı durum hatasını en aza indirgeyen değer elde edilene kadar adım adım artırılarak belirlenmiştir.

Yukarıda anlatılan aşamalarla, basitleştirilmiş BKE'nin AA ve DA taraf gerilim kontrollerinin gerçekleştirilmesi için referans akım değerleri üretilmiştir. Her iki tarafın akım kontrolü ise MÖK yöntemiyle gerçekleştirilmiştir. Önceki bölümde belirtildiği üzere, MÖK tasarımı üç aşamada gerçekleştirilir. Basitleştirilmiş BKE'nin matematiksel modeli Bölüm 2.5'te sunulmuştu. Çıkış akımı ve giriş akımlarının tahmin edilen değerleri, Eş. 2.23 ve Eş. 2.25'in Eş. 3.1'deki Euler yönteminde yerine konulmasıyla aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_{Li}(k+1) = \frac{T_s}{L_i} [V_{in}(k) - (S_1 S_2 S_5 + S_1 S_2 S_4) v_{ci}] + i_{Li}(k) \quad (3.9)$$

$$i_{Lo}(k+1) = \frac{T_s}{L_o} [(S_1 S_3 S_5 - S_2 S_3 S_4 + S_1 S_2 S_5) v_{ci} - v_o] + i_{Lo}(k) \quad (3.10)$$

burada, $i_{Li}(k+1)$ ve $i_{Lo}(k+1)$ sırasıyla, giriş ve çıkış akımlarının bir sonraki örnekleme zamanı için tahmin edilen değerlerini ifade etmektedir.

Tahmin fonksiyonlarının oluşturulmasından sonraki tasarım aşaması, maliyet fonksiyonlarının belirlenmesidir. MÖK yönteminde maliyet fonksiyonu olarak adlandırılan hata fonksiyonları, referans akım değerleri ile Eş. 3.9 ve Eş. 3.10'daki bobin akımlarının $(k+1)$ anı için tahmin edilen değerleri arasındaki hata olarak tanımlanabilir. Eş. 3.11 ve Eş. 3.12'de görüldüğü üzere, giriş akımı ve çıkış akımının hataları olmak üzere iki ayrı maliyet fonksiyonu bulunmaktadır.

$$g_{iLi}(k+1) = |i_{Li}^*(k) - i_{Li}(k+1)| \quad (3.11)$$

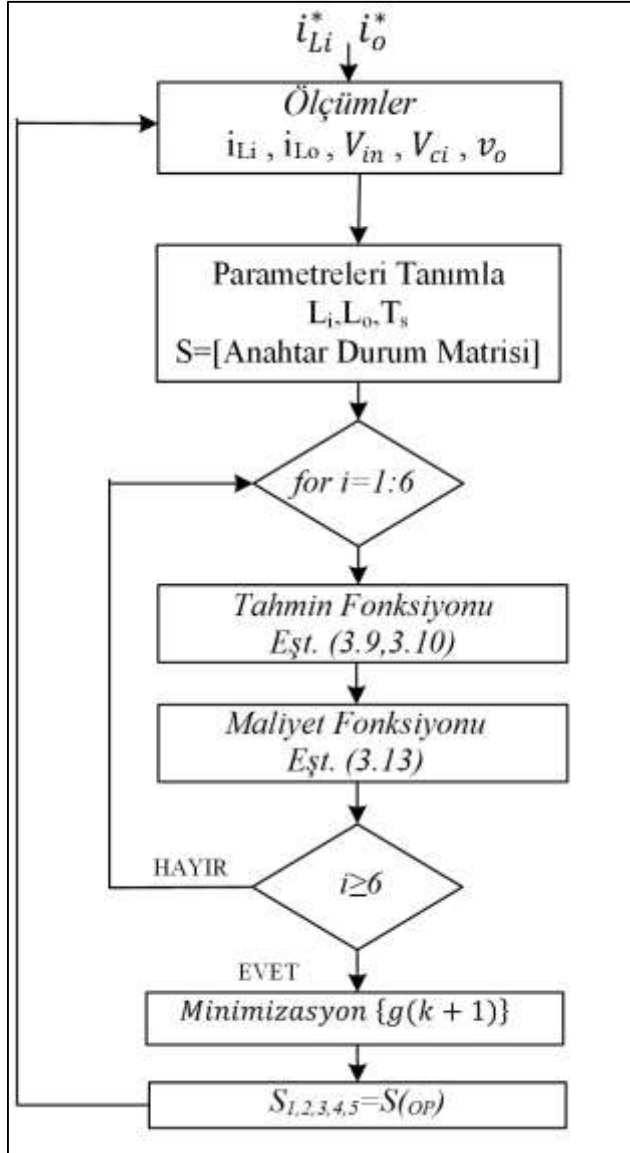
$$g_{iLo}(k+1) = |i_{Lo}^*(k) - i_{Lo}(k+1)| \quad (3.12)$$

Eviricinin hem DA hem de AA tarafları güç dengesi açısından birbirine bağlı olduğundan, giriş ve çıkış akımlarının eş zamanlı kontrolü kararlı çalışma açısından büyük öneme sahiptir. MÖK yönteminin birden çok değişkeni eş zamanlı kontrol edebilme kabiliyeti sayesinde Eş. 3.11 ve Eş. 3.12'deki maliyet fonksiyonları, Eş. 3.13'teki toplam maliyet fonksiyonunda birleştirilmiştir.

$$g(k+1) = g_{iLo}(k+1) + \lambda g_{iLi}(k+1) \quad (3.13)$$

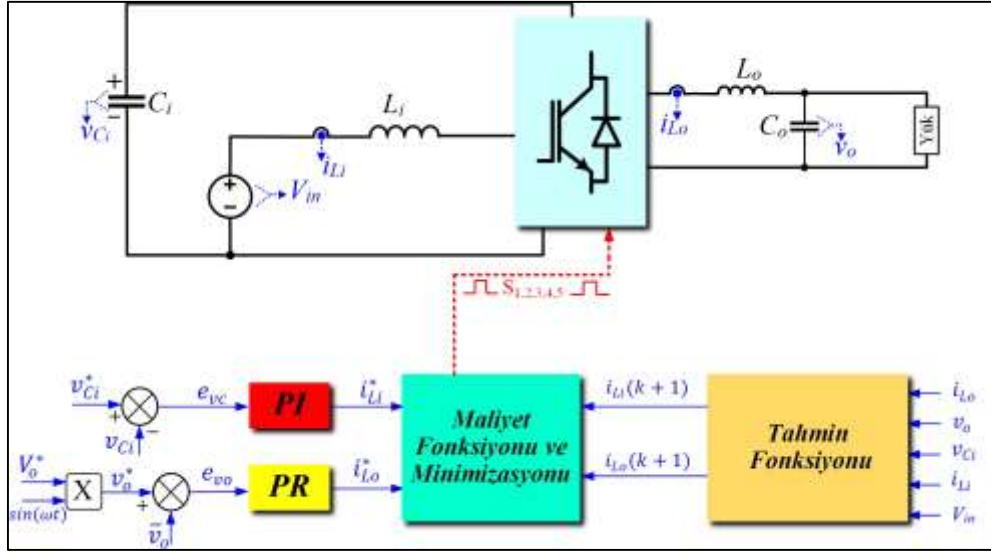
Toplam maliyet fonksiyonlarında farklı kontrol hataları (akım, gerilim, güç ve anahtarlama frekansı gibi) birleştirilebilmektedir. Bu değişkenlerin büyüklükleri çoğunlukla birbirinden farklı değerlerde olmaktadır. Dolayısıyla, bir toplam fonksiyon içerisinde en büyük hata değeri kontrolcünün o değişkene odaklanmasına sebep olmaktadır [81]. Bu nedenle, kontrol hatalarının ağırlıklarının dengelenmesi Eş. 3.13'te yer alan ağırlıklandırma faktörü (λ) ile sağlanmaktadır. λ değeri, giriş akımı hatasının toplam maliyet fonksiyonu üzerindeki etkisini belirlemektedir. λ 'nın artması g_{iLi} 'nin kontrolünün önemini artıracaktır. Dolayısıyla, kontrolcünün i_{Li} 'nin regülasyonuna hangi oranda önem vereceği ağırlıklandırma faktörüyle orantılı olarak değişmektedir. Bu tez çalışmasında, giriş ve çıkış akım değerleri arasında çok büyük farklar olmadığından ağırlıklandırma faktörü 1 olarak seçilmiştir.

Şebekeden bağımsız basitleştirilmiş BKE için önerilen MÖK yönteminin akış diyagramı Şekil 3.2'de görülmektedir. Algoritma referans akım değerlerinin girişi ve ölçümlerle başlamaktadır. Sonrasında sabit sistem parametreleri tanımlanmaktadır. Eş. 3.9 ve Eş. 3.10'daki tahmin fonksiyonları ve Eş. 3.13'teki toplam maliyet fonksiyonu tüm anahtarlama durumları için hesaplanmaktadır. Altı anahtar durumu için elde edilen toplam maliyet fonksiyonları arasından minimum değere sahip olana göre en iyi anahtarlama durumu belirlenmektedir.



Şekil 3.2. Şebekeden bağımsız basitleştirilmiş BKE için MÖK algoritmasının akış diyagramı

Şekil 3.3'te şebekeden bağımsız basitleştirilmiş BKE devresi için uygulanan kontrol yapısının blok şeması görülmektedir. Şekilden görüldüğü üzere, DA kısmında bulunan bobin akımının referans değeri (i_{Li}^*), DA bara kondansatörünün gerilim değeri (v_{ci}) ile referans değeri (v_{ci}^*) arasındaki hatanın (e_{vc}) PI kontrolcüye uygulanmasıyla elde edilmektedir. AA kısmında bulunan bobin akımının referans değeri ise çıkış gerilimi (v_o) ve referans değeri (v_o^*) arasındaki hatanın (e_{vo}) PR kontrolcüye uygulanmasıyla elde edilmektedir. MÖK yöntemi, DA ve AA taraf akımlarının kontrolünü sağlamaktadır.



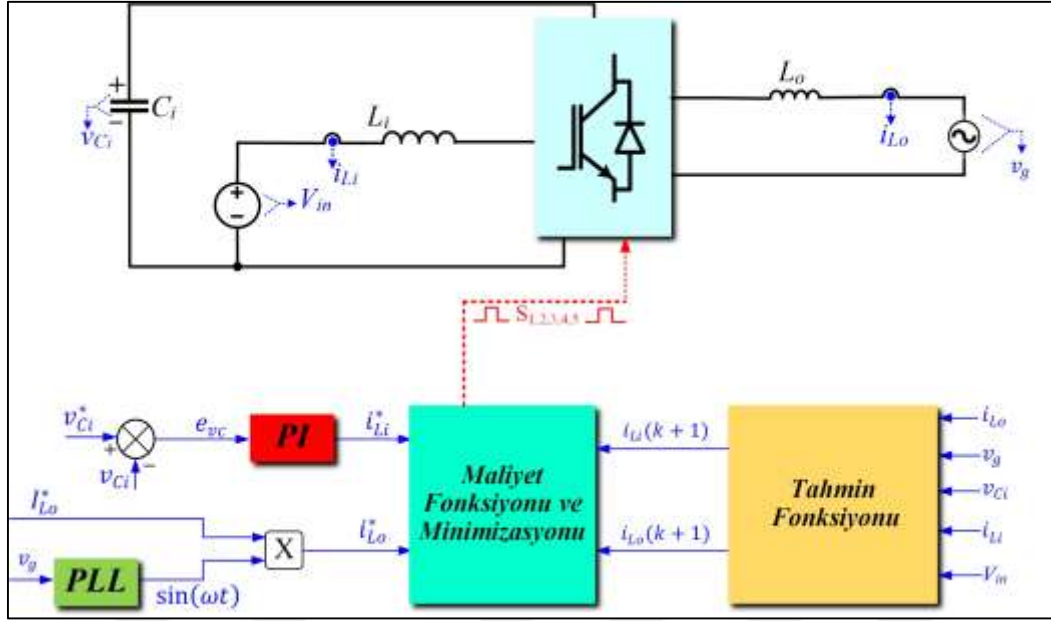
Şekil 3.3. Şebekeden bağımsız basitleştirilmiş BKE için önerilen kontrol yönteminin blok şeması

3.2. Şebeke Bağlantılı Basitleştirilmiş BKE için Model Öngörülü Kontrolcü Tasarımı

Şebeke bağlantılı eviricilerde temel kontrol amacı şebekeye transfer edilen gücü kontrol etmektir. Şebeke gerilimi sabit kabul edildiğinden, akım kontrolüyle güç akışı yönetilmektedir. Şekil 3.4'te görüldüğü üzere, şebeke bağlantılı durumda evirici yapısında herhangi bir değişiklik olmadığından i_{Lo} ve i_{Li} akımlarının kontrolü için şebekeden bağımsız durumla aynı MÖK yapısı kullanılmıştır. Aynı zamanda, DA taraf kondansatör gerilim kontrolü ve referans akımın üretilmesi için aynı yapı kullanılmıştır. Evirici çıkışı bobin (L_o) üzerinden doğrudan şebekeye bağlandığından çıkış gerilimi kontrolüne ihtiyaç bulunmamaktadır. Çıkış akımının referansı (i_{Lo}^*) Eş. 3.14 ile üretilmiştir.

$$i_{Lo}^* = I_{Lo}^* \sin(\omega t) \quad (3.14)$$

burada, I_{Lo}^* şebekeye transfer edilecek referans akımın genliğini, ωt şebeke açısal hızını ifade etmektedir. Şebeke açısal hızı, Şekil 3.4'te gösterildiği üzere şebeke geriliminin klasik faz kilitlemeli döngü (PLL) kullanılarak üretilmiştir. Böylece, şebeke ile aynı fazda ve sinüzoidal bir referans akım sinyali elde edilmiştir. Referans akım sinyali, MÖK yapısına uygulanarak şebekeye transfer edilen akım ve evirici giriş akım kontrolü eş zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.4. Şebekeye bağlantılı basitleştirilmiş BKE için önerilen kontrol yönteminin blok şeması



4. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Önerilen Basitleştirilmiş BKE devresi için MÖK tabanlı tasarlanan kontrol yapısının performansının incelenmesi amacıyla MATLAB/Simulink ortamında modelleme ve benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde hem şebekeden bağımsız hem de şebeke bağlantılı basitleştirilmiş BKE kontrolüne ait benzetim sonuçları sunulmuştur. Önerilen kontrolcünün performansını test etmek için kararlı durum, geçici durum ve doğrusal olmayan yük durumunda benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

4.1. Şebekeden Bağımsız Çalışan Basitleştirilmiş BKE'ye Ait Benzetim Sonuçları

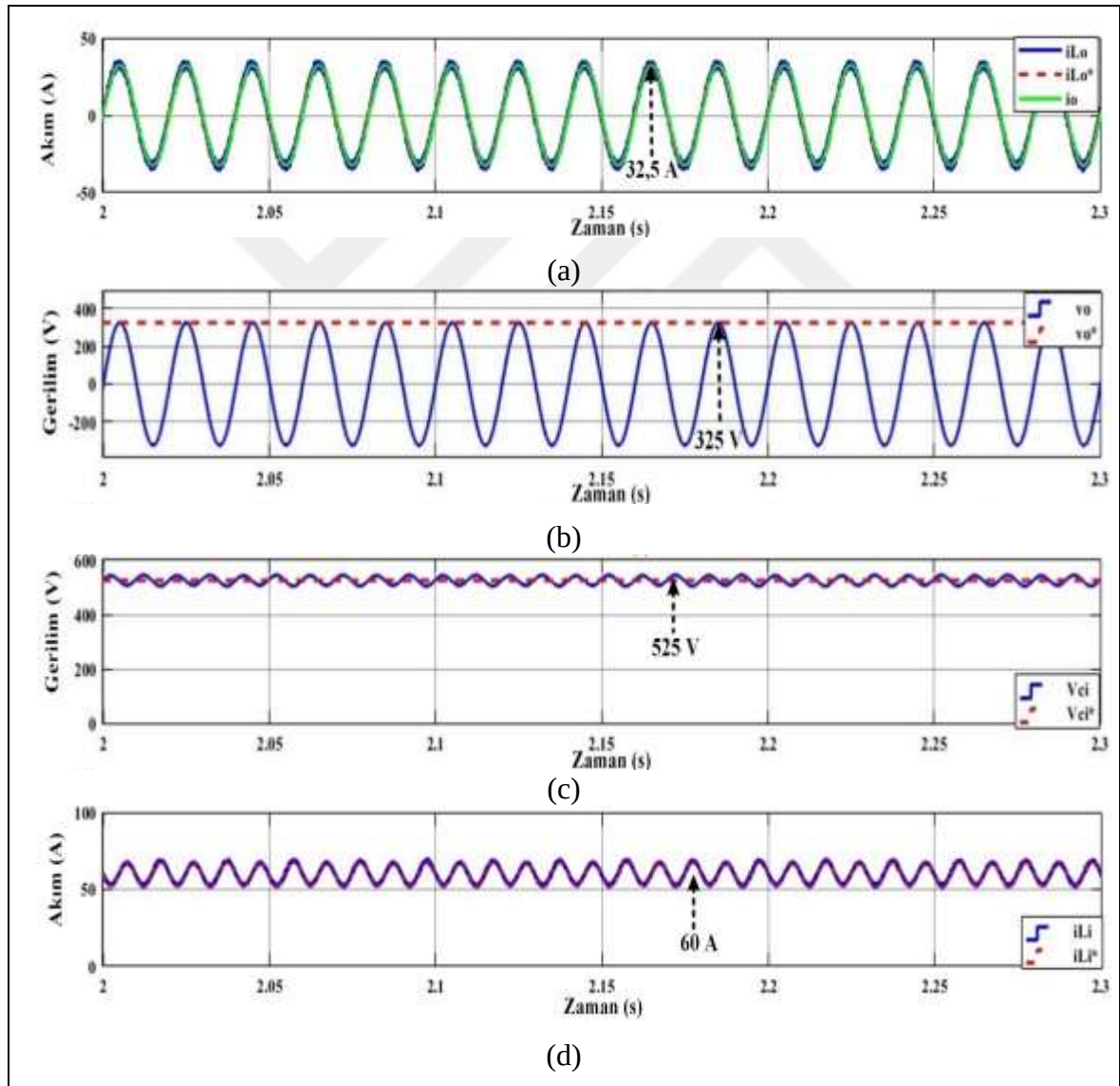
Şebekeden bağımsız çalışan basitleştirilmiş BKE topolojisinin benzetim çalışmaları için evirici devre yapısı ve önerilen kontrol algoritması Şekil 3.3'teki blok gösterimde olduğu gibi simülasyon ortamında modellenmiştir. Benzetim modeli şebekeden bağımsız çalışan basitleştirilmiş BKE modelini, MÖK kontrol algoritmasını, MÖK algortimanın çalışmasını sağlayan referans akımlarının elde edilmesini sağlayan PI ve PR kontrol yapılarını, sonuçların elde edilmesi için kullanılan ölçüm ve görüntüleme ekipmanlarından oluşmaktadır. Benzetim modelinde kullanılan parametre değerleri Çizelge 4.1'de verilmiştir. Sonuçların elde edilmesi ve güç akışının gerçekleştiği evirici modeli 20 μ s örnekleme ile çalıştırılmıştır.

Çizelge 4.1. Benzetim parametreleri

Parametre	Değeri
DA giriş gerilimi (V_{in})	100V
Evirici çıkış geriliminin tepe referansı (V_o^*)	325V
DA taraf kondansatör kapasitansı (C_i)	1000 μ F
DA taraf bobin endüktansı (L_i)	2mH
AA taraf kondansatör kapasitansı (C_o)	20 μ F
AA taraf bobin endüktansı (L_o)	1,5mH
Yük Direnci	10 Ω - 20 Ω
PR kontrolcü parametreleri (K_{pr} , K_r)	0,25 - 1000
PI kontrolcü parametreleri (K_p , K_i)	0,4 - 20
Örnekleme süresi (T_s)	20 μ s
Ortalama anahtarlama frekansı (f_s)	10kHz
Ağırlıklandırma faktörü (λ)	1

Önerilen MÖK tabanlı kontrol yapısının çıkış gerilimi kontrol kabiliyeti ilk olarak kararlı çalışma durumunda incelenmiştir. Giriş gerilimi (V_{in}) 100V ve yük direnci 10 Ω iken elde

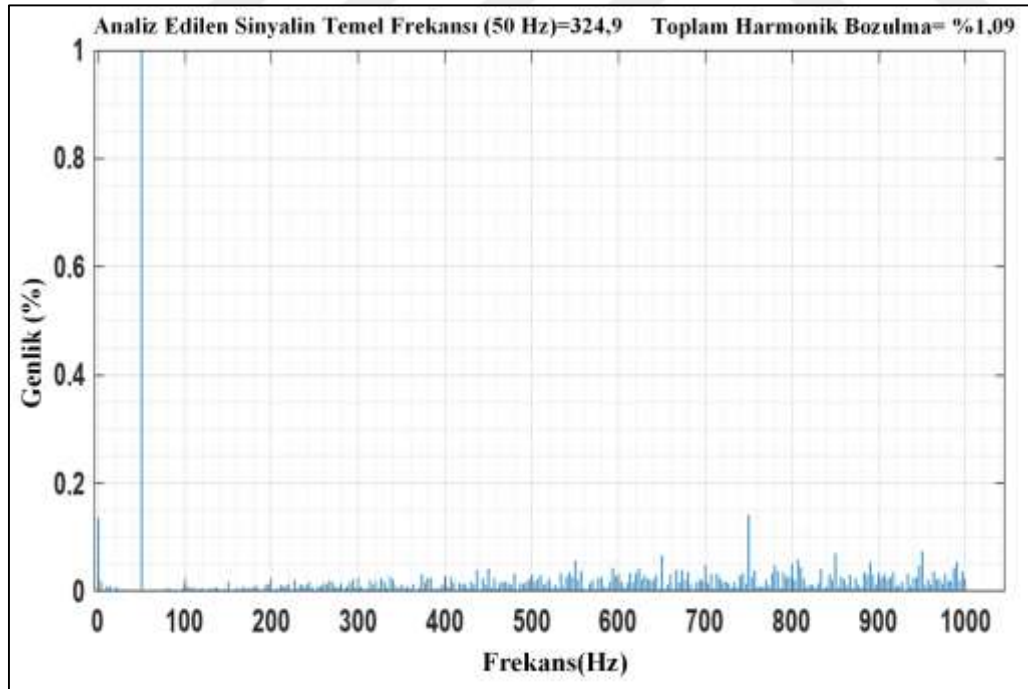
edilen sonuçlar Şekil 4.1’de verilmiştir. Şekil 4.1. (a)’da görüldüğü üzere evirici çıkış akımının (i_{Lo}) PR kontrolcü ile üretilen referans akımına (i_{Lo}^*) göre başarılı bir şekilde kontrol edilmiştir. Evirici çıkış geriliminin referans tepe değeri olan 325V’a regüle edildiği Şekil 4.1. (b)’de görülmektedir. DA kısmında bulunan kondansatör gerilimi referans değerinin Eş. 3.7’ye göre 525V olarak üretildiği ve ortalama gerilim kontrolünün başarılı bir şekilde gerçekleştirildiği Şekil 4.1. (c)’de görülmektedir. V_{Ci} gerilimi üzerinde çıkış frekansının iki katı frekansta salınımlar bulunmaktadır. Bu durum, bir fazlı eviriciler için kaçınılmazdır.



Şekil 4.1. Doğrusal yük altında kararlı durum sonuçları (a) AA taraf akımları (b) AA taraf referans ve çıkış gerilimi (c) DA taraf kondansatör gerilimi ve referansı (d) DA taraf bobin akımı ve referansı

DA taraf kondansatör hatasına bağlı olarak üretilen giriş akımının referans ve ölçülen değerleri Şekil 4.1. (d)'de görülmektedir. Önerilen kontrol algoritması, giriş akımı kontrolünü de başarılı bir şekilde gerçekleştirmiştir. V_{Ci} gerilimine benzer şekilde evirici çıkış frekansının iki katı frekanstaki salınımlar i_{Li} üzerinde de yer almaktadır. Daha önce de belirtildiği üzere, bu salınımlar bir fazlı eviricilerde kaçınılmazdır. Bu salınımlar evirici çıkış harmoniklerini de etkilemektedir.

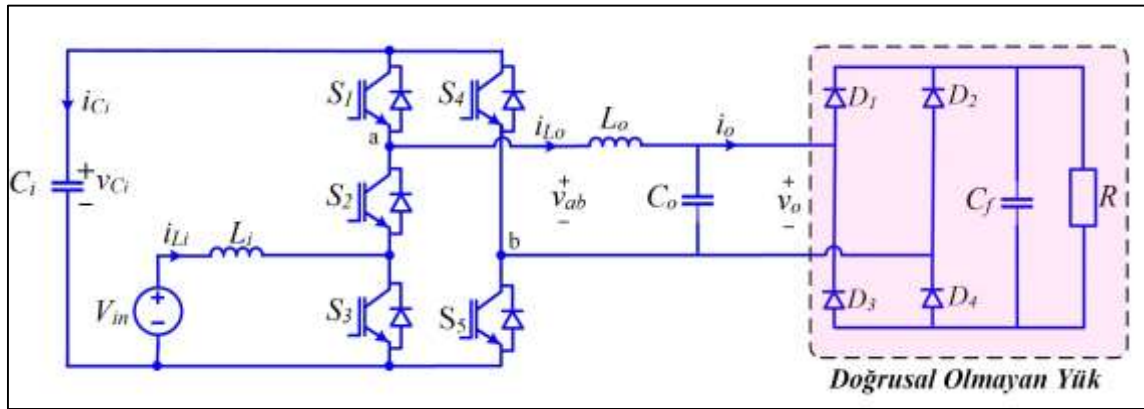
Eviricilerin kontrolünde diğer bir performans göstergesi çıkış akım veya gerilimindeki toplam harmonik bozulmadır (THB). Şebekeden bağımsız çalışan eviricilerde çıkış gerilimi üzerindeki THB önemliyken, şebeke bağlantılı çalışmada çıkış akımı üzerindeki bozulmalar önemlidir. Şekil 4.2'de çıkış geriliminin THB'si görülmektedir. Ölçülen %1,09 değeri, uluslararası standartlarda tanımlanan THB seviyesinin altındadır [82]. Kararlı durum sonuçlarından görüldüğü üzere, önerilen MÖK tabanlı kontrol yöntemi eviricinin dört değişkenini (giriş bobin akımı, çıkış bobin akımı, çıkış gerilimi, DA taraf kondansatör gerilimi) de başarılı bir şekilde kontrol etmiştir.



Şekil 4.2. Çıkış geriliminin THB sonuçları

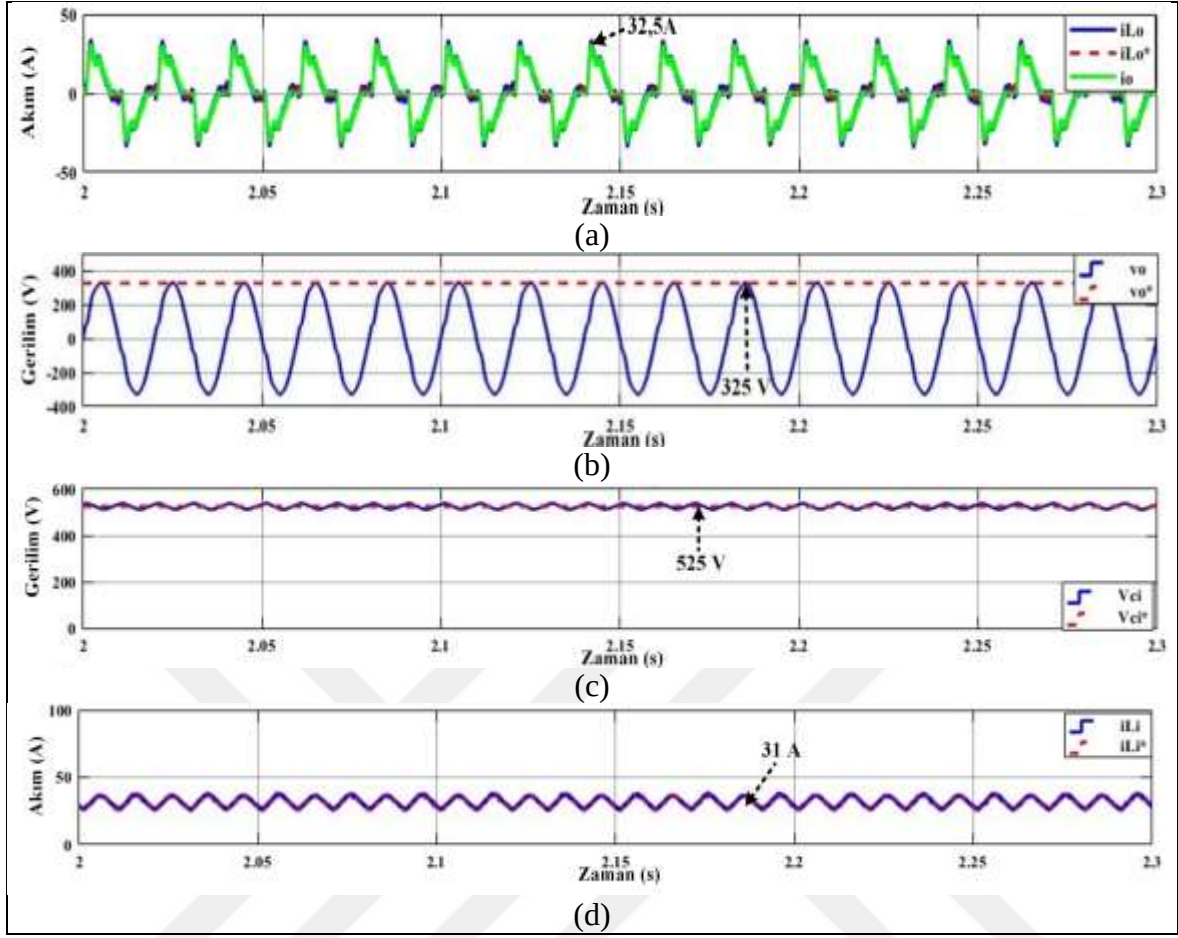
Şebekeden bağımsız çalışan evirilerin doğrusal olmayan yükleri beslemesi durumunda evirici çıkış akım dalga şekli yüksek değerli harmonik bileşenler içerir. Doğrusal olmayan

yük, uygulanan gerilim ile çekilen akım arasında doğrusal olmayan bir ilişki gösteren ve akım dalga şeklinin şebeke geriliminden farklı olduğu yük tipi olarak nitelendirilmektedir. Şebekeden bağımsız çalışmada, kontrol algoritmasının yüksek harmonikli akım durumunda dahi düzgün bir çıkış gerilimi sağlaması bir performans göstergesidir [19]. Şekil 4.3'te basitleştirilmiş BKE devresinin doğrusal olmayan yükü beslemesi durumundaki devre şeması gösterilmiştir. Evirici çıkışına, filtre kapasitansı (C_f) $150\mu\text{F}$ olan bir doğrultucu bağlanmıştır. Doğrultucu çıkışındaki yük direnci (R) $20\ \Omega$ 'dur.

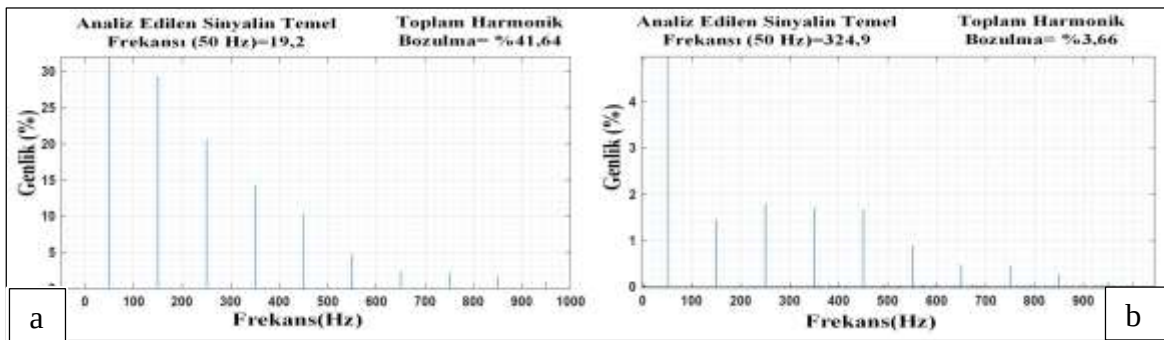


Şekil 4.3. Doğrusal olmayan yük durumundaki basitleştirilmiş BKE devre yapısı

Doğrusal olmayan yük altında elde edilen sonuçlar Şekil 4.4'te verilmiştir. Şekil 4.4 (a) incelendiğinde evirici çıkış akımı ve referansının yüksek harmonik bozulmalar içerdiği görülmektedir. Çıkış geriliminin referans tepe değeri olan 325V 'a regüle edildiği ve sinüzoidal formda olduğu Şekil 4.4 (b)' de görülmektedir. Doğrusal yük durumuna benzer şekilde, DA taraf kondansatör referans geriliminin 525V olduğu ve referansını takip ettiği Şekil 4.4 (c)'de görülmektedir. PI kontrolcü tarafından üretilen DA taraf bobin akımı referansı ve ölçülen bobin akımı Şekil 4.4. (d)'de görülmektedir. Şekilden görüldüğü üzere bobin akımı referansını takip etmektedir. Gerilim ve akım kontrollerinin yanı sıra, doğrusal olmayan yük altında kontrolcü performansını değerlendirmek için yük akımı ve çıkış gerilimi üzerindeki toplam harmonik bozulmalar (THB) incelenmiştir. THB sonuçları Şekil 4.5'te görülmektedir. Şekillerden görüldüğü üzere, %41,66 THB'ye sahip bir akım çekilmesine rağmen, çıkış gerilimi üzerindeki THB önerilen kontrol yöntemi sayesinde %3,66 değerinde tutulmuştur. Bu çalışma koşulların da THB uluslararası standartlarda tanımlanan seviyenin altındadır [82].



Şekil 4.4. Doğrusal olmayan yük altında kararlı durum sonuçları (a) AA taraf akımları (b) AA taraf referans ve çıkış gerilimi (c) DA taraf kondansatör gerilimi ve referansı (d) DA taraf bobin akımı ve referansı

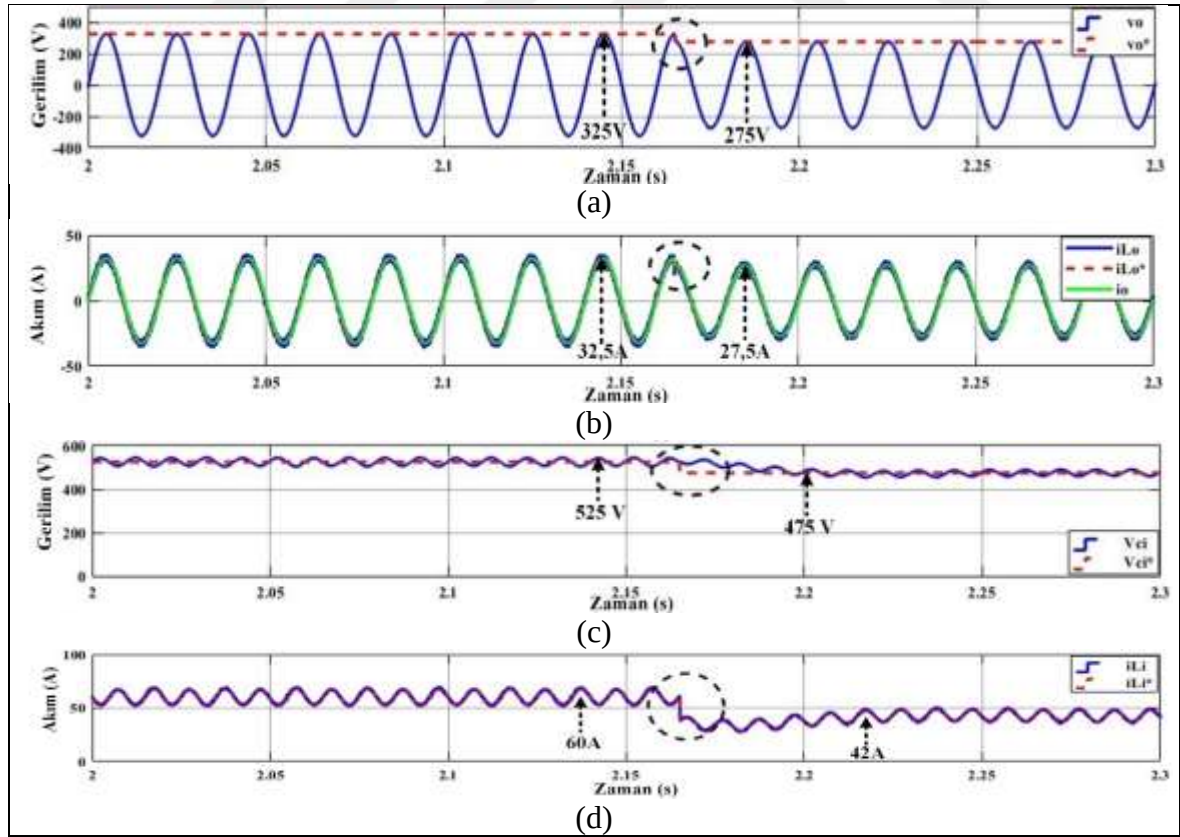


Şekil 4.5. THB sonuçları a) Çıkış akımı b) Çıkış gerilimi

Doğrusal ve doğrusal olmayan yük durumunda yapılan benzetim çalışmalarına ek olarak, önerilen MÖK tabanlı kontrol algoritmasının geçici durum performansını incelemek amacıyla dinamik değişimler içeren benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Çıkış gerilim

referansı, giriş gerilimi ve yük direncinde ani değişiklik yapılarak elde edilen benzetim çalışmalarına ait sonuçlar değerlendirilmiştir.

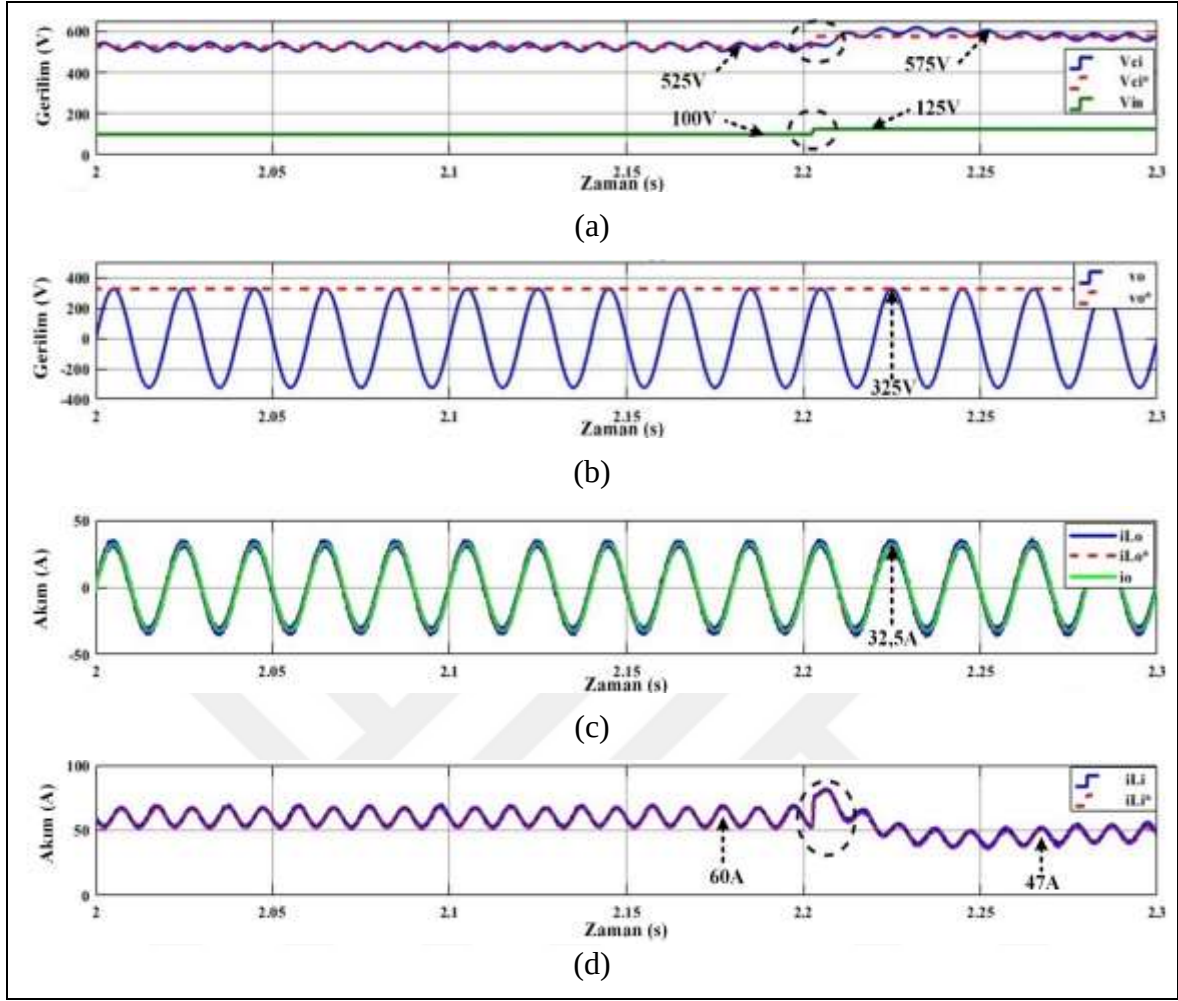
İlk dinamik cevap testi, çıkış geriliminin referans tepe değerinin 325V'dan ani olarak 275V'a azaltılmasıyla gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.6'da verilmiştir. Şekil 4.6 (a)'da görüldüğü üzere referans gerilimin azaltılmasıyla birlikte önerilen MÖK tabanlı kontrol yöntemi çıkış geriliminin tepe değerini yeni referansına düşürmeyi başarmıştır. Geçiş anı sonrasında, PR kontrolcü tarafından üretilen çıkış akımının referansının 32,5 A'dan 27,5 A'ya (tepe değerler) azaldığı Şekil 4.6 (b)'de görülmektedir. Önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin AA taraf akım kontrolünü başarılı bir şekilde gerçekleştirdiği yine şekilde görülmektedir. Eş. 3.7'ye göre DA taraf kondansatör geriliminin referansı çıkış geriliminin tepe değerine bağlıdır. Bu nedenle, geçiş sonrasında V_{ci}^* değeri 525V'den 475V'a düşmüştür. Bu durumda da gerilim kontrolünün yaklaşık 0,05 saniyeden kısa bir sürede sağlandığı Şekil 4.6 (c)'de görülmektedir. Bu geçiş süresi literatürdeki diğer çalışmalar ile benzerdir [34,35,52].



Şekil 4.6. Referans gerilim genliğinin 325V'tan 275V'a düşürüldüğü duruma ait dinamik cevaplar (a) AA taraf referans ve çıkış gerilimi (b) AA taraf akımları (c) DA taraf kondansatör gerilimi ve referansı (d) DA taraf bobin akımı ve referansı

Sabit yük koşullarında gerçekleştirilen bu benzetim çalışmasında, çıkış geriliminin azalmasıyla sistem gücü azaldığından basitleştirilmiş BKE giriş akımı referansının da PI kontrolcü tarafından azaltıldığı Şekil 4.6 (d)'de görülmektedir. Geçiş süresinden sonra (yaklaşık 0,05s) giriş akımının referansı olan 42A ortalama akım seviyesine geldiği görülmektedir. Bu geçiş süresi literatürdeki diğer çalışmalar ile benzerlik göstermektedir [34,35,52]. Sonuçlar, hem DA hem de AA taraf gerilim ve akım değerlerinin önerilen MÖK tabanlı kontrol yöntemi ile başarılı bir şekilde kontrol edildiğini göstermektedir. Gerçekleştirilen bu senaryo ile önerilen kontrol yapısının farklı çıkış gerilim seviyelerinde çalışmaya uygun olduğunu ispatlamaktadır.

Önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin giriş gerilimindeki değişikliklere karşı dinamik cevap performansı, giriş geriliminin 100V'dan 125V'a yükseltilmesiyle gerçekleştirilen benzetim çalışması sonuçları üzerinden incelenmiştir. Şekil 4.7 (a)'da görüldüğü üzere, giriş geriliminin yükselmesiyle birlikte Eş. 3.7'ye göre V_{ci}^* değeri de artmıştır. Bu değişim sonrasında kondansatör geriliminin (V_{Ci}) yaklaşık 0,07 saniyede yeni referans değerine regüle edildiği görülmektedir. Şekil 4.7 (b) ve (c)'de görüldüğü üzere çıkış gerilimi ve çıkış akımında herhangi bir değişim olmamaktadır. Bu durum, önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin girişte olan değişiklikleri çıkış tarafına yansıtmadan başarılı bir kontrol sergilediğini ortaya koymaktadır.

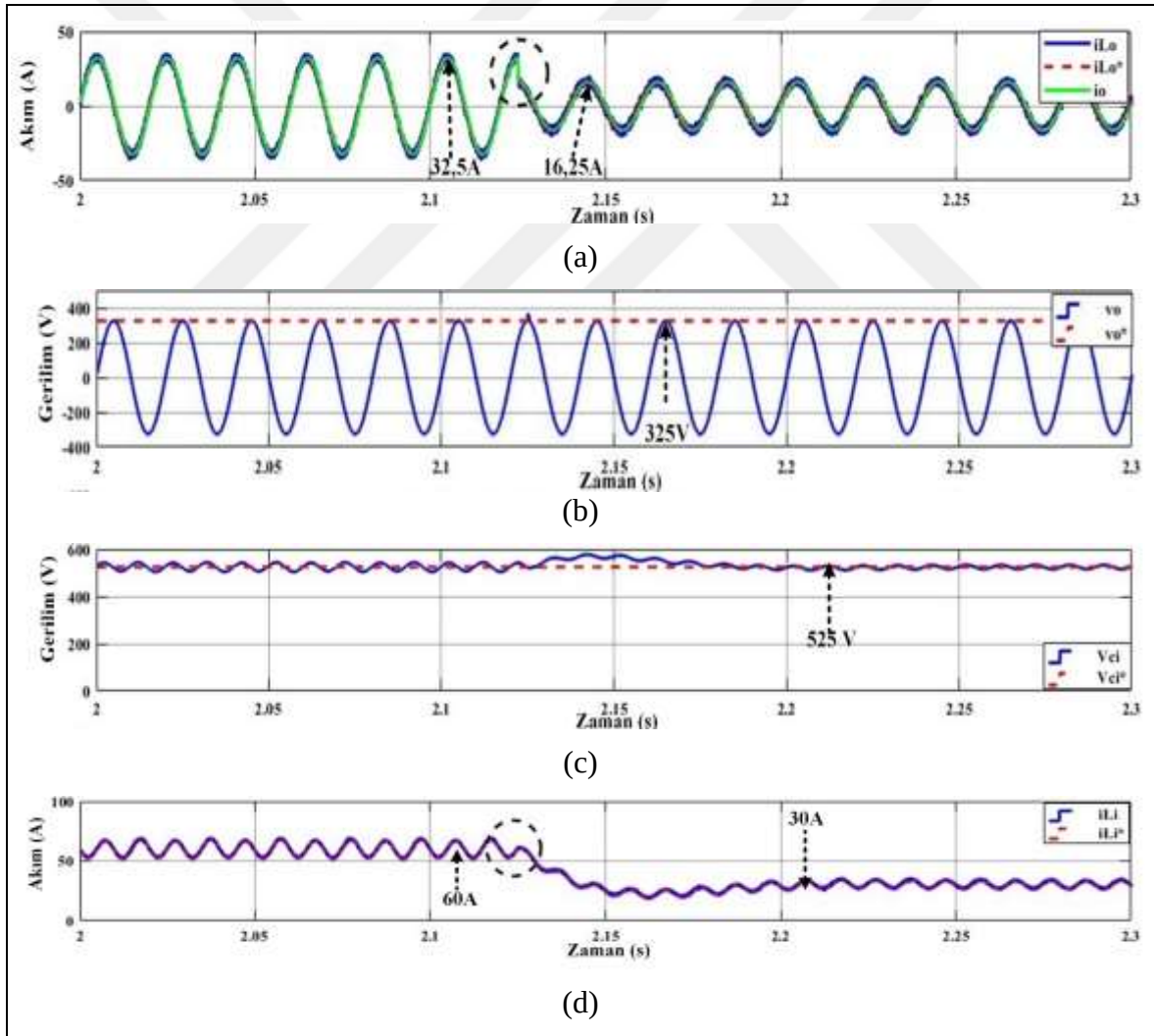


Şekil 4.7. Giriş geriliminin 100V'dan 125V'a yükseltildiği duruma ait dinamik cevaplar. (a) DA taraf giriş gerilimi, kondansatör gerilimi ve referansı (b) AA taraf referans ve çıkış gerilimi (c) AA taraf akımları (d) DA taraf bobin akımı ve referansı

Şekil 4.7 (d)'de DA taraf bobin akımı referansının (i_{Li}^*) 60A'den 47A'e (ortalama değer) azaldığı görülmektedir. DA taraf kondansatör gerilimine benzer şekilde, yaklaşık 0,07 saniye geçiş süresi sonrasında kararlı duruma geçiş sağlandığı görülmektedir. Bu noktada, MÖK tarafından kontrol edilen bobin akımının geçiş sürecindeki ani yükselme ve azalmalara karşı oldukça yüksek hızda ve doğrulukta tepkiler verdiği şekilde görülmektedir. Bu benzetim sonuçları doğrultusunda, önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin farklı giriş gerilimi değerlerinde çalışabilir olduğunu göstermiştir.

Önerilen kontrol yönteminin dinamik cevabının yük değişimleri altında test edilmesi için yük direnci 10Ω 'dan 20Ω 'a arttırılarak benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.8'de verilmiştir. Şekil 4.8 (a)'da görüldüğü üzere yük direncinin iki katına çıkarılmasıyla, çıkış akımının referansı PR kontrolcü tarafından yarıya indirilmiştir. Çıkış

akımının referansını başarılı bir şekilde takip ettiği gözlemlenmektedir. Şekil 4.8 (b)'deki sonuçtan görüleceği üzere çıkış gerilimi ani olarak 365V'a yükselmiş ve 0,4 milisaniye geçiş süresinden sonra referans tepe değeri olan 325V'a tekrar regüle edilmiştir. Bu geçiş süresi literatürdeki çalışmalarla benzerlik göstermektedir [34,52,67]. Güç azalışından kaynaklı DA taraf değişkenleri de bu durumdan etkilenmektedir. Şekil 4.8 (c)'de DA bara kondansatör geriliminin geçiş anında 575V'a kadar yükseldiği ancak Şekil 4.8 (d)'deki giriş akımının 60 A'den 30 A'ye PI kontrolcü tarafından azaltılmasıyla yaklaşık 0,07 saniyede tekrar referansına regüle edildiği şekilde görülmektedir. Elde edilen sonuçlar, önerilen MÖK tabanlı kontrol yapısının yük değişimlerine karşı çıkış gerilimi sabit tutma kabiliyetine sahip olduğunu göstermiştir.



Şekil 4.8. Yük direncinin 10Ω 'dan 20Ω 'a artırıldığı duruma ait dinamik cevaplar (a) AA taraf akımları (b) AA taraf referans ve çıkış gerilimi (c) DA taraf giriş gerilimi, kondansatör gerilimi ve referansı (d) DA taraf bobin akımı ve referansı

Bu bölümde sunulan benzetim çalışmalarının genel bir değerlendirmesi olarak, basitleştirilmiş BKE için önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin kararlı durumda, doğrusal olmayan yük altında, farklı giriş gerilimi değerlerinde, farklı referans gerilim seviyelerinde ve değişken yük koşulları altında çıkış gerilimi kontrolünü başarılı bir şekilde gerçekleştirdiği belirtilebilir.

4.2. Şebeke Bağlantılı Basitleştirilmiş BKE İçin MÖK Benzetim Çalışmaları

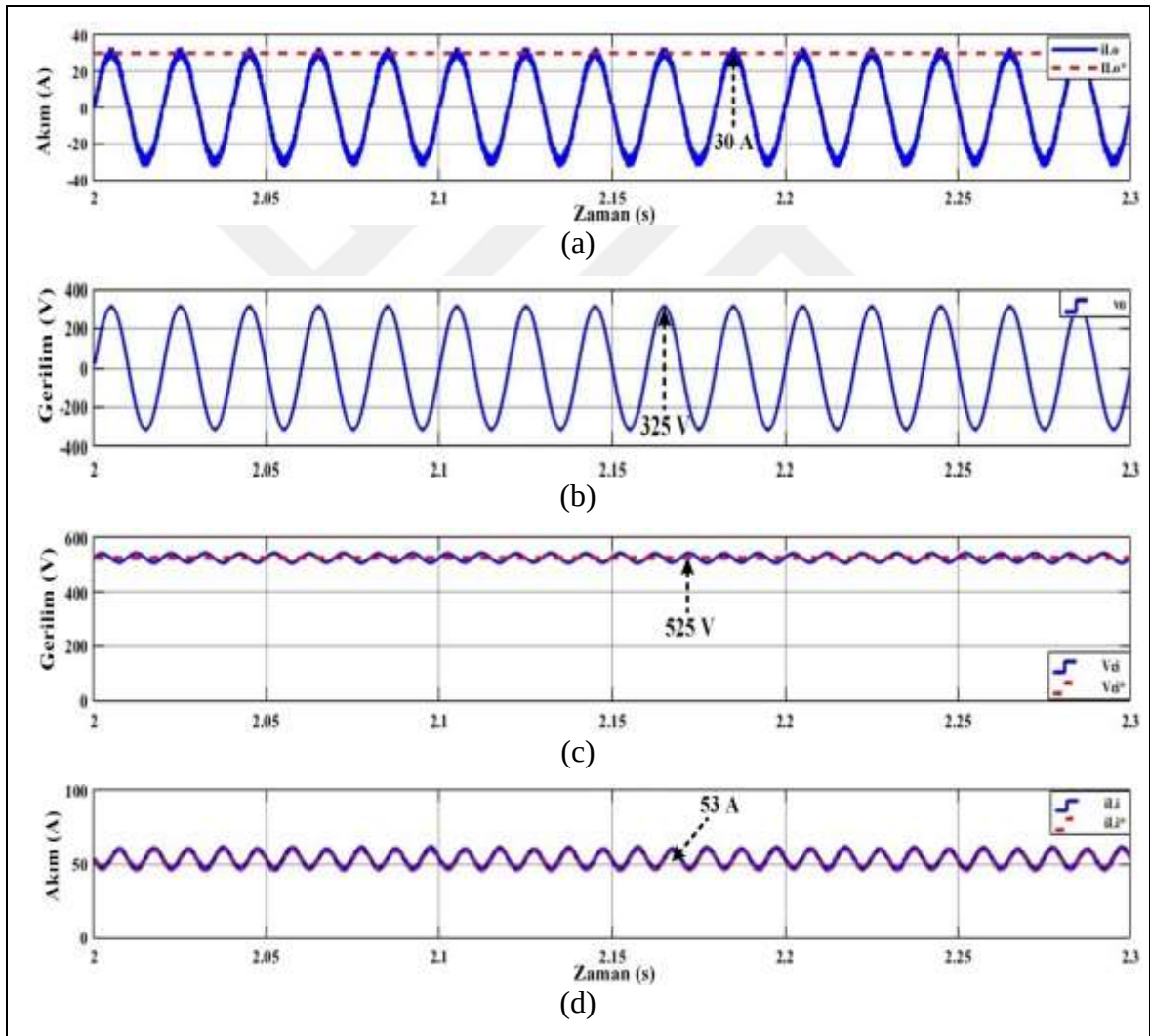
Şebeke bağlantılı basitleştirilmiş BKE için önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin performansının incelenmesi, Şekil 3.4'te gösterilen sistem yapısının simülasyon ortamında modellenmesiyle gerçekleştirilmiştir. Benzetim modeli, şebekeye bağlı çalışan basitleştirilmiş BKE devre yapısı, MÖK kontrol algoritması, referans akımlarının elde edilmesi için kullanılan PI kontrol yapısı ve sonuçların elde edilmesi için kullanılan görüntüleme bileşenlerini içermektedir. Şebekeden bağımsız devre topolojisinin kontrolünden farklı olarak, gerilim kontrolüne ihtiyaç olmadığından PR kontrol kullanılmamaktadır, çıkış akımının referans değeri sinüs dalga formunda girilerek kontrol işlemi gerçekleştirilmektedir. Şebekeye bağlı BKE için benzetim modelinde kullanılan parametre değerleri Çizelge 4.4'te verilmiştir.

Çizelge 4.2. Benzetim parametreleri

Parametre	Değeri
DA giriş gerilimi (V_{in})	100V
Şebeke geriliminin tepe değeri (V_o)	325V
DA taraf kondansatör kapasitansı (C_i)	1000 μ F
DA taraf bobin endüktansı (L_i)	2mH
AA taraf kondansatör kapasitansı (C_o)	20 μ F
AA taraf bobin endüktansı (L_o)	1,5mH
Referans akım değeri (I_{Lo}^*)	30A
PI kontrolcü parametreleri (K_p, K_i)	0,4 - 20
Örnekleme süresi (T_s)	20 μ s
Ortalama anahtarlama frekansı (f_s)	10kHz
Ağırlıklandırma faktörü (λ)	1

Önceki bölümde sunulan benzetim sonuçlarına benzer şekilde ilk olarak önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin kararlı durum performansı incelenmiştir. Giriş gerilimi (V_{in}) 100V, 230V ertkin değere sahip şebeke gerilimi ve şebeke akımının referans tepe değeri

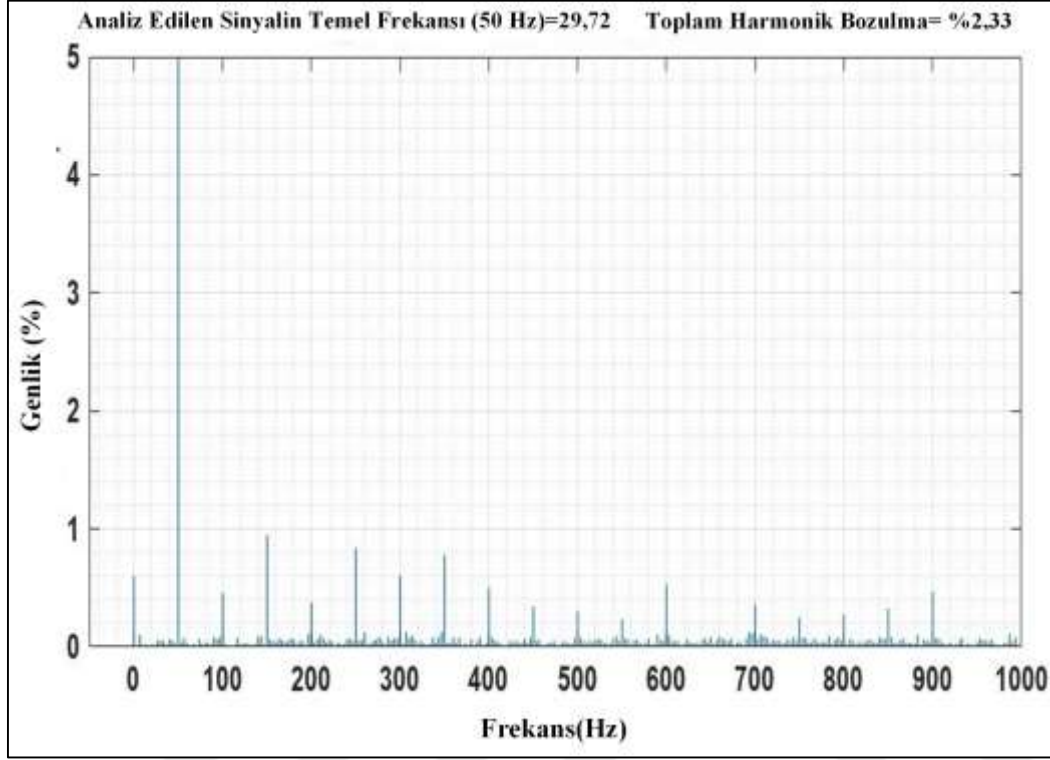
(I_{Lo}^*) 30A olduğu durumda elde edilen benzetim sonuçları Şekil 4.9’da verilmiştir. Evirici çıkış akımının önerilen MÖK tabanlı kontrol yöntemi tarafından referans değerine göre başarılı bir şekilde kontrol edildiği Şekil 4.9. (a)’da görülmektedir. Şekil 4.9. (b)’de verilen şebeke gerilimi ile Şekil 4.9 (a)’daki akım sonuçları göz önünde bulundurulduğunda, akım ve gerilimin aynı fazda ve birim güç faktöründe olduğu görülmektedir. Şekil 4.9. (c)’de DA taraf kondansatör geriliminin Eş. 3.7’ye göre üretilen referans değerine regüle edildiği görülmektedir. Evirici giriş akımının ise PI kontrolcü tarafından üretilen referansını takip ettiği Şekil 4.9 (d)’de görülmektedir.



Şekil 4.9. Şebekeye bağlı basitleştirilmiş BKE kararlı durum sonuçları (a) Evirici çıkış akımı ve referans tepe değeri (b) Şebeke gerilimi (c) DA taraf kondansatör gerilimi ve referansı (d) DA taraf bobin akımı ve referansı

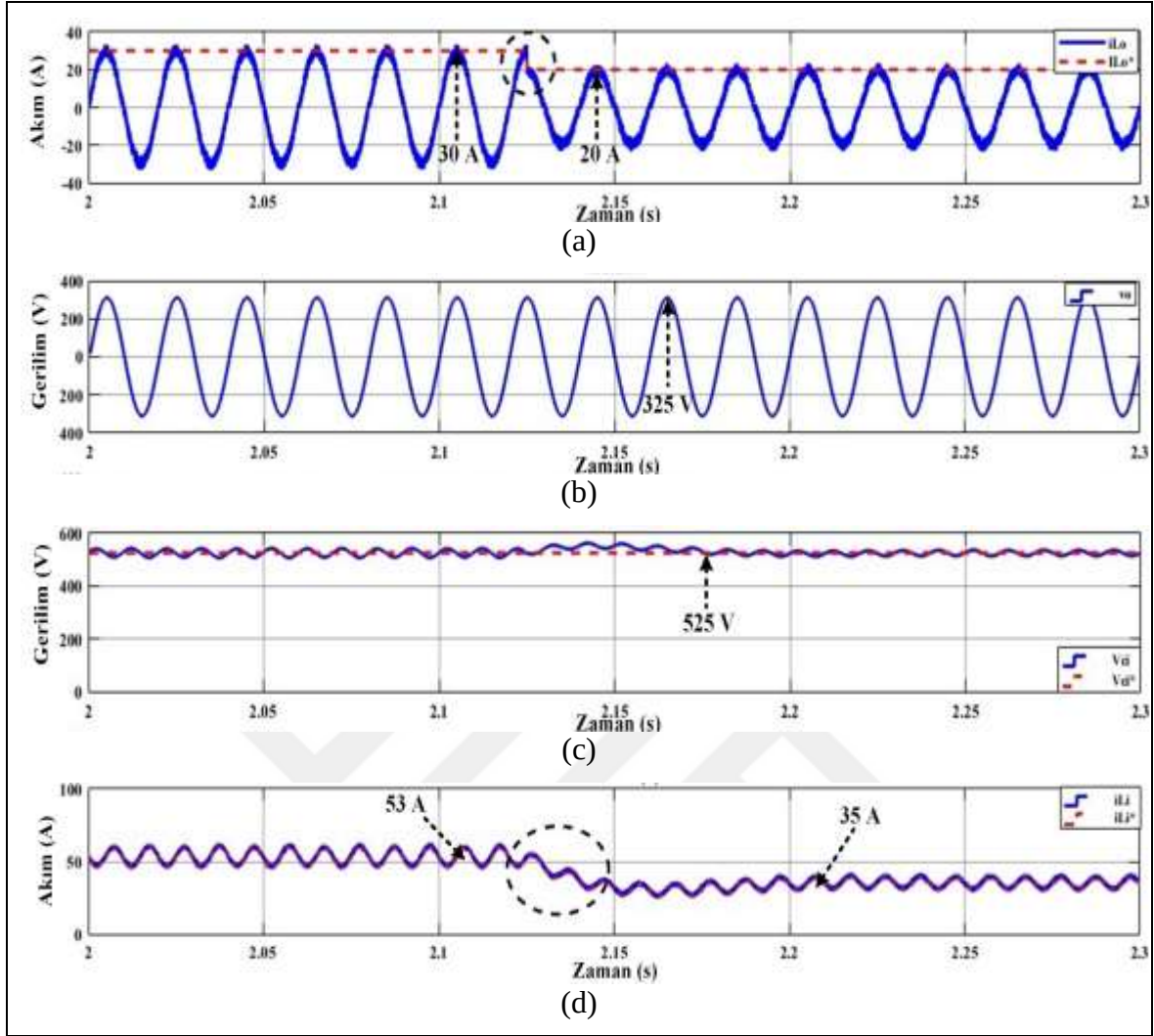
Şebekeye bağlı eviricilerde, akım sinyalindeki toplam harmonik bozulma seviyesi bir performans göstergesi olarak nitelendirilmektedir. Şebekeye transfer edilen akımdaki THB

seviyesinin %2,33 olduğu görülmektedir. Bu değer uluslararası standartlarda tanımlanan THB seviyesinin altındadır [89].



Şekil 4.10. Çıkış akımının THB sonuçları

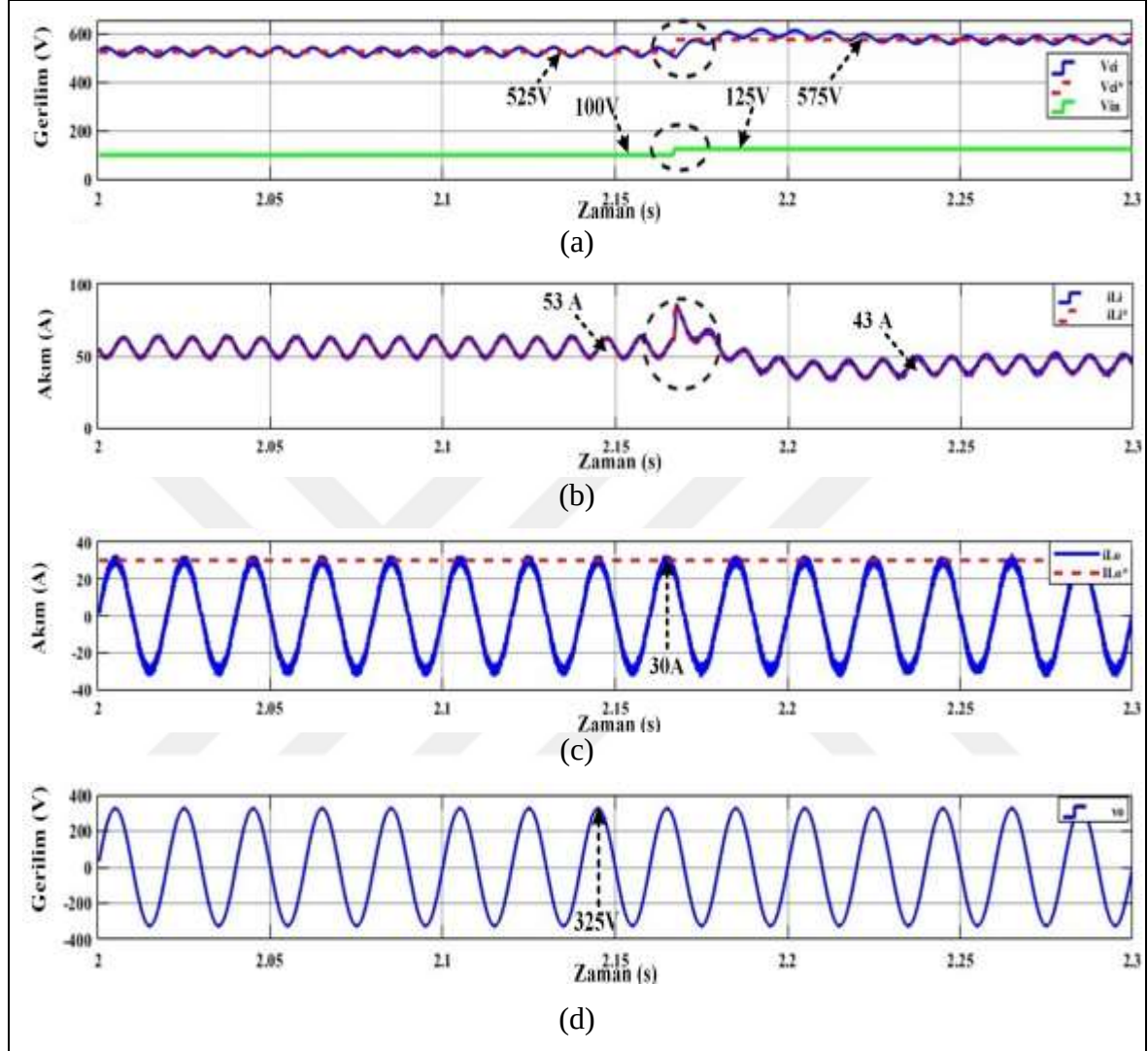
Şebeke bağlantısız çalışmaya benzer şekilde, şebeke bağlantılı çalışma durumunda da önerilen MÖK tabanlı yöntemin dinamik performansı incelenmiştir. İlk dinamik performans testi çıkış referans akımının tepe değerinin 30A'den 20A'e düşürülmesiyle gerçekleştirilmiş ve sonuçlar Şekil 4.11'de sunulmuştur. Şekil 4.11 (a)'da görüldüğü üzere referans akımının değiştirilmesiyle birlikte önerilen kontrol algoritması çıkış akımının tepe değerini yeni referans değerine yükseltmiştir. Şekil 4.11 (a) ve (b)'den görüldüğü üzere şebeke gerilimi ve akımı aynı fazdadır. Güç artışından kaynaklı DA taraf değişkenleri de bu durumdan etkilenmektedir. Şekil 4.11 (c)'de görüldüğü üzere, geçiş anında DA taraf kondansatör geriliminin 560V'a yükseldiği görülmektedir. Aynı zamanda, DA taraf bobin akımı referansının PI kontrolcü tarafından artırıldığı Şekil 4.11 (d)'de görülmektedir. Bu sayede, yaklaşık 0,07 saniyede kondansatör gerilimi tekrar referansına regüle getirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen MÖK tabanlı kontrol yapısının farklı çıkış akımı seviyelerinde şebekeye güç transferi sağlayabildiğini göstermiştir.



Şekil 4.11. Referans akımının 30 A'den 20 A'ye azaltıldığı duruma ait dinamik cevap (a) Evirici çıkış akımı ve referans tepe değeri (b) Şebeke gerilimi (c) DA taraf kondansatör gerilimi ve referansı (d) DA taraf bobin akımı ve referansı

Önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin dinamik cevap kabiliyetinin incelenmesi için diğer bir benzetim çalışması giriş geriliminin 100V'dan 125V'a yükseltilmesiyle gerçekleştirilmiş ve elde edilen benzetim sonuçları Şekil 4.12'de verilmiştir. Şekil 4.12 (a)'da giriş geriliminin 100V'dan 125V'a değiştirildiği gösterilmektedir. Bu değişim sonucunda DA taraf değişkenlerinden kondansatör geriliminin referans değerinin (V_{ci}^*) 525V'tan 575V'a yükseldiği ve kondansatör geriliminin (V_{ci}) yaklaşık 0,07 saniyede yeni referans değerine regüle edildiği görülmektedir. Şekil 4.12 (b)'de DA taraf bobin referans akımının (i_{Li}^*) ortalama değerinin 53A'den 43A seviyesine azaldığı görülmektedir. Şekil 4.12 (c) ve (d) de görüldüğü üzere çıkış akımı ve şebeke geriliminde herhangi bir değişim olmamaktadır. Bu durum, kontrolcünün girişte olan değişiklikleri çıkış tarafına yansıtmadan başarılı bir kontrol sergilediğini ortaya koymaktadır. Bu simülasyon sonuçları

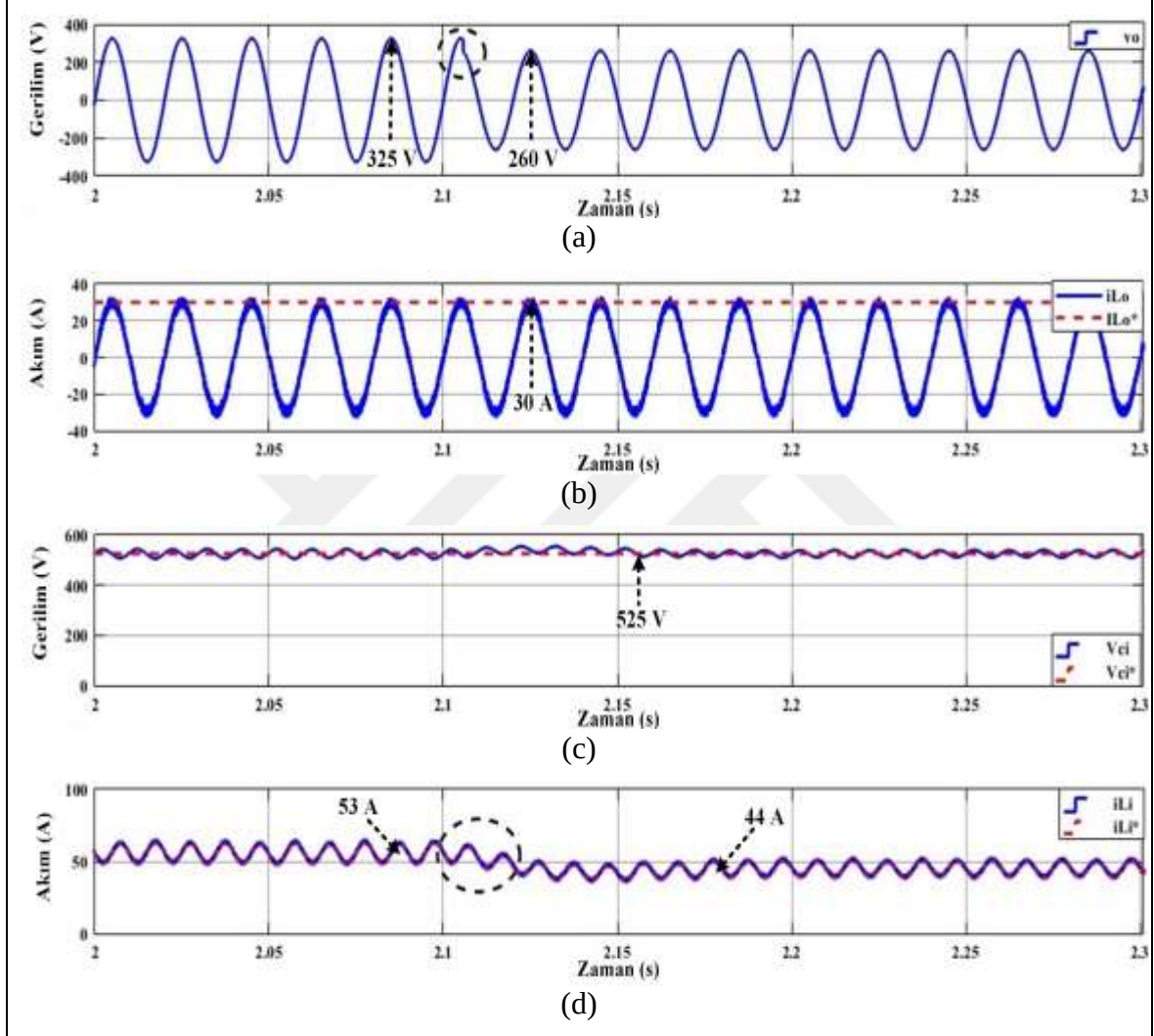
önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin şebeke bağlantılı durumda da farklı giriş gerilimi değerlerinde çalışabilir olduğunu göstermiştir.



Şekil 4.12. Giriş geriliminin 100V'dan 125 V'a arttırıldığı duruma ait dinamik cevaplar (a) DA taraf giriş gerilimi, kondansatör gerilimi ve referansı (b) DA taraf bobin akımı ve referansı(c) Evirici çıkış akımı ve referans tepe değeri (d) Şebeke gerilimi

Şebeke tarafında meydana gelebilecek olası gerilim dalgalanmalarına karşı önerilen kontrol yönteminin dinamik cevabının incelenmesi için şebeke geriliminde %20 oranında ani düşüş yapılarak benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.13 (a)'da şebeke geriliminin %20 oranında azaltılarak tepe değeri 325V'tan 260V düşürüldüğü görülmektedir. Şekil 4.13 (b)'de şebeke gerilimindeki değişiklik öncesi ve sonrasında referans takibinin başarılı bir şekilde gerçekleştirildiği görülmektedir. Şekil 4.13 (c)'de gösterilen DA bara kondansatör

geriliminin geçiş anında 550V seviyesine arttığı ancak Şekil 4.13 (d)' de gösterilen giriş akımının 53A'den 44A'ye azaltılmasıyla tekrar referansına regüle edildiği şekilde görülmektedir. Elde edilen sonuçlar, önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin farklı şebeke gerilimi seviyelerinde dahi başarılı bir kontrol sergilediğini göstermektedir.

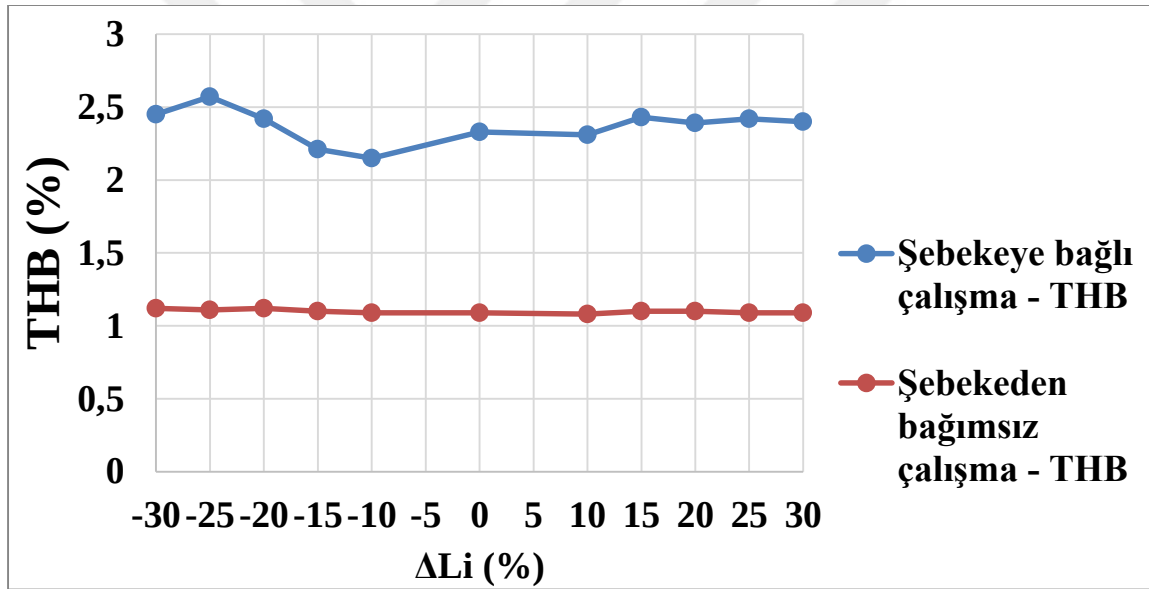


Şekil 4.13. Şebeke geriliminin %20 oranında azaltıldığı duruma ait dinamik cevaplar (a) Şebeke gerilimi (b) Evirici çıkış akımı ve referans tepe değeri (c) DA taraf kondansatör gerilimi ve referansı (d) DA taraf bobin akımı ve referansı

4.3. Parametre Uyumsuzluğuna Karşılk Kontrolcü Performansının Değerlendirilmesi

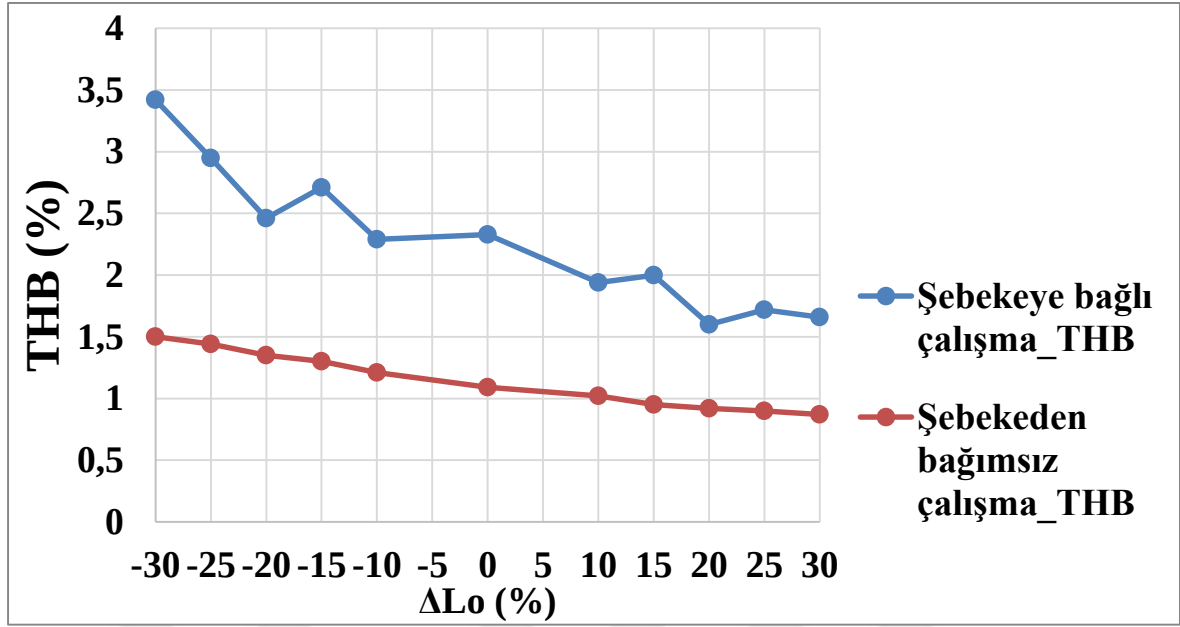
Model Öngörülü Kontrol (MÖK) yöntemi, sistem modeline bağlı tahminlere dayanarak uygun anahtar durumunu belirlemektedir. Dolayısıyla, sistem parametreleri, kontrolörün doğruluğu ve etkinliği üzerinde belirleyici bir rol oynamaktadır. Sistem parametreleri, çalışma koşulları, sıcaklık, yaş ve toleranslar nedeniyle değişkenlik gösterebilmektedir [53].

(k+1) anındaki tahmin fonksiyonundaki $i_{L_i}(k+1)$ giriş bobin (L_i) değerinden, $i_{L_o}(k+1)$ ise çıkış bobin (L_o) değerinden etkilenmektedir. Bu sebeple Basitleştirilmiş BKE topolojisine uygulanan MÖK algoritmasının performansı giriş bobin (L_i) ve çıkış bobin (L_o) değerlerinin değişimde test edilmiştir. Bobin endüktans değerleri $\pm 30\%$ aralığında değiştirilerek şebekeden bağımsız devre topolojisinde çıkış geriliminin, şebekeye bağlı devre topolojisinde ise çıkım akımının THB değerleri incelenmiştir. L_i giriş bobin değerinin değişimi ΔL_i , L_o çıkış bobin değerinin değişim ΔL_o olarak ifade edilmektedir. Şekil 4.14'te L_i değerindeki değişimde şebekeye bağlı topoloji için çıkış akımının ve şebekeden bağımsız devre topolojisi için çıkış geriliminin THB değerleri gösterilmektedir. Giriş bobin endüktans değerindeki uyumsuzluklara rağmen çıkış gerilimi ve akımındaki THB'ler standartlarda belirtilen limitlerinde kalmaktadır [82].



Şekil 4.14. L_i parametre değerinin değişiminde THB sonuçları

Şekil 4.15'te L_o değerindeki değişimde şebekeye bağlı topoloji için çıkış akımının ve şebekeden bağımsız devre topolojisi için çıkış geriliminin THB değerleri gösterilmektedir. L_o değişiminde çıkış akımı ve çıkış geriliminin THB değerleri etkilenmektedir. Şekil 4.15'te L_o değerinin azaldıkça THB değerinin yükseldiği görülmektedir. Çıkış bobin endüktans değerinin uyumsuzluğu altında dahi THB değerlerinin standartlarda belirtilen limitler içerisinde kaldığı sonuçlarda görülmektedir [82].



Şekil 4.15. L_o parametre değerinin değişiminde THB sonuçları



5. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME

Bu tez çalışmasında, basitleştirilmiş bölünmüş kaynaklı evirici topolojisi için Model Öngörülü Kontrol tabanlı bir kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Basitleştirilmiş BKE, literatürdeki geleneksel BKE topolojilerinde bulunan diyot veya anahtarlama elemanlarının çıkartılıp, H köprüsündeki paralel kollardan ilkinde ilave anahtarlama elemanının eklenilmesiyle oluşan tek aşamalı bir evirici yapısıdır. Tek aşamalı evirici yapıları hem şebekeden bağımsız hem de şebeke bağlantılı sistemlerde kullanıldığından, kontrolcü tasarımı her iki durum için de ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir.

Şebekeden bağımsız basitleştirilmiş BKE topolojisi DA ve AA tarafta birer adet bobin ve kondansatör içerdiğinden, kararlı çalışmanın sağlanması için kontrol edilmesi gereken dört değişken bulunmaktadır. Tasarlanan Model Öngörülü Kontrol yöntemi, giriş ve çıkış akımlarının kontrolünü sağlayacak şekilde yapılandırılmıştır. MÖK yönteminin çok amaçlı maliyet fonksiyonu özelliği sayesinde akım kontrolleri eş zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Giriş ve çıkış bobin akımlarının referans değerleri, sırasıyla PI ve PR kontrolcüler ile üretilmiştir. PI kontrolcüye DA bara gerilim hatası (kondansatör gerilimi hatası) uygulanırken, PR kontrolcüye AA taraf gerilim hatası (yük gerilimi hatası) uygulanmıştır. Böylece, güç dengesine göre ardışık çalışan bir kontrol mekanizması oluşturulmuştur. Önerilen MÖK tabanlı yöntemin performansı benzetim çalışmalarıyla incelenmiştir. Kararlı çalışma durumunda elde edilen sonuçlar, gerilim kontrolünün doğrusal yük altında %1,09 toplam harmonik bozulma, doğrusal olmayan yük altında ise %3,66 toplam harmonik bozulma ile gerçekleştirildiğini göstermiştir. Her iki THB değeri de IEEE 519-2014 standartlarında belirtilen limitin altındadır. Ayrıca giriş gerilimi, referans gerilim değeri ve yük direncinde ani değişiklikler gerçekleştirilerek önerilen MÖK tabanlı yöntemin dinamik performansı incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, dinamik değişimler altında da kontrolün başarılı bir şekilde gerçekleştirildiğini göstermiştir. Bu durum, önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin farklı giriş gerilimi, yük değerleri ve çıkış gerilimi seviyelerinde çalışabilirliğini ispatlamıştır.

Şebekeye bağlı çalışma durumunda, giriş ve çıkış akımlarının kontrolü yine MÖK yöntemi ile sağlanmıştır. Şebekeye bağlı durumda gerilim kontrolü amaçlanmadığından akım referansı, şebeke gerilimiyle aynı fazda bir sinüs sinyali olarak üretilmiştir. Giriş bobin

akımını referans değeri ise PI kontrolcüyeye DA bara kondansatör gerilim hatası uygulanarak üretilmiştir. Böylece, üç değişkeninin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Şebeke bağlantılı durumda da benzetim çalışmaları gerçekleştirilerek önerilen MÖK tabanlı kontrol yönteminin performansı incelenmiştir. Kararlı durumda, eviriciden şebeke güç akışının başarılı bir şekilde gerçekleştiği ve akım sinyalindeki THB değerinin %2,33 olduğu elde edilen sonuçlarda görülmüştür. Bu çalışma durumunda da akım sinyalindeki bozulmanın IEEE 519-2014 standartlarında belirtilen limitin altında olduğu tespit edilmiştir. Referans akımında, giriş geriliminde ve şebeke gerilimde ani değişiklikler yapılarak gerçekleştirilen benzetim çalışmalarıyla önerilen MÖK tabanlı yöntemin dinamik performansı incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar farklı giriş gerilimi seviyelerinde, farklı şebeke koşullarında ve farklı referans akım değerlerinde önerilen kontrol yönteminin başarılı bir kontrol performansı sergilediğini göstermiştir.

Basitleştirilmiş BKE tek aşamalı bir evirici topolojisi olduğundan, yenilenebilir enerji kaynakları açısından kritik bir konu olan maksimum güç noktası takibinin kontrol algoritmasına entegre edilmesi gelecek çalışmaların bir konusu olarak öngörülmektedir. Ayrıca, devre elemanlarının yaşlanma ve toleranslarından kaynaklı oluşabilen parametre uyumsuzluklarının giderilmesi için kontrol yönteminin parametrelerden bağımsız olarak uygulanması başka bir kontrolcü tasarımı önerisi olarak belirtilebilir.

KAYNAKLAR

1. Bose, B. K. (2019). *Power electronics and smart grid technologies and applications in renewable energy systems*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 1–13.
2. Dawoud, S. M. (2021). Developing different hybrid renewable sources of residential loads as a reliable method to realize energy sustainability. *Alexandria Engineering Journal*, 60(2), 2435–2445.
3. Suresh, N., Pahlevaninezhad, M., Jain, P. K. (2014). Analysis and implementation of a single-stage flyback PV microinverter with soft switching. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(4), 1819–1833.
4. Evran, F. (2018). Grid connected inverter. *Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi*, 6, 1420–1429.
5. Güler, N., Irmak, E. (2019). *MPPT based model predictive control of grid connected inverter for PV systems*. 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Braşov, Romania, 982–986.
6. Abu-Rub, H., Malinowski, M., Al-Haddad, K. (2014). *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. Hoboken, NJ, USA: Wiley. 297.
7. Calais, M., Myrzik, J., Spooner, T., Agelidis, V. G. (2002). *Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems – An overview*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cairns, Australia, 4, 1995–2000.
8. Zhao, Z., Xu, M., Chen, Q., Lai, J., Cho, Y. (2012). Deriving the optimal DC-link voltage for a two-level inverter operating with a minimum switching frequency strategy. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11), 4822–4831.
9. Zhao, Z., Lai, J., Cho, Y. (2013). Efficiency improvement of a two-level inverter with an optimized PWM strategy. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(6), 2967–2975.
10. Polat, U., Sonuç, E., Yıldırım, D. (2023). Düşük gerilimli güneş enerjisi sistemleri için 9 seviyeli H-köprüsü çok seviyeli evirici tasarımı. *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji*, 11(3), 758–772.
11. Güler, N., Biricik, S. (2021). Fotovoltaik sistemler için üç fazlı evirici tasarımı ve kontrolü. *Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi*, 9(1), 453–466.
12. Elthokaby, Y., Nabil, M., Eissa, M., El-Saadany, S., El-Gammal, M. (2023). Comparative study between symmetrical and asymmetrical multilevel inverter topologies based on different modulation techniques. *Alexandria Engineering Journal*, 69, 81–95.

13. Lee, S. S., Lim, R. J. S., Barzegarkhoo, R., Lim, C. S., Grigoletto, F. B., Siwakoti, Y. P. (2023). A family of single-phase single-stage boost inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(8), 7955–7964.
14. Güler, N., Komurcugil, H., Bayhan, S., Abu-Rub, H., (2024). Simplified Single-Stage Buck-Boost Rectifier With Proportional-Integral and Cascaded Proportional-Resonant Control Method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 71(1), 348-359.
15. Nunna, S. D. S., Ketha, A., Padamat, S. S. G., Rambabu, K., Kshirsagar, U. A., Tiruoathi, A. (2021). A single-phase simplified DC–AC converter using DC-link capacitors and an H-bridge. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, 10(6), 2964–2971.
16. Adak, S., Cangi, H., Yılmaz, A. S. (2019). Power factor correction and harmonic filtering in nonlinear loads. *Gazi University Journal of Science Part C: Design and Technology*, 7(1), 153–164.
17. S. Yang, F. Z. Peng, Q. Lei, R. Inoshita, Z. Qian, (2011). Current fed quasi-Z-source inverter with voltage buck-boost and regeneration capability. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(2). 882–892.
18. Parla, G., Özdemir, M. (2022). Design of a Three Phase Z-Source Inverter for Photovoltaic Systems. *Dicle University Journal of Engineering*, 13(2), 253-261.
19. Palanisamy, R., Mutawakkil, A. U., Selvakumar, K. Karthikeyan, D. (2014). *Modelling and simulation of z source inverter based grid connected PV system*. IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research (ICCIC),1-4
20. Peng, F. Z. (2002). Z-source inverter. In *Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, USA: Pittsburgh, PA, 775–781.
21. Ellabban, O., Abu-Rub, H. (2016). Z-source inverter: Topology improvements review. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 10(1), 6–24.
22. Nahavandi, A., Roostaei, M., Azizi, M. R. (2016). *Single stage DC–AC boost converter*. In *Proceedings of the 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, Tehran, Iran, 362–366.
23. Abdelhakim, A., Mattavelli, P., Davari, P., Blaabjerg, F. (2018). Performance evaluation of the single-phase split-source inverter using an alternative DC–AC configuration. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(1), 363–373.
24. Lee, S. S., Heng, Y. E. (2017). Improved single-phase split-source inverter with hybrid quasi-sinusoidal and constant PWM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(3), 2024–2031.

25. Kishore, P. M., Sabnaveesu, A., Bhimasingu, R. (2020). *High gain switched inductor split source inverter for solar energy applications*. In Proceedings of the IEEE 9th Power India International Conference (PIICON), Sonapat, India, December 18–20, 2020, 1–6.
26. Lee, S. S., Tan, A. S. T., Ishak, D., Mohd-Mokhtar, R. (2019). Single-phase simplified split-source inverter (S3I) for boost DC–AC power conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(10), 7643–7652.
27. Yin, C., Ding, W., Ming, L., Loh, P. C. (2021). "Single-stage active split-source inverter with high DC-link voltage utilization." *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(6), 6699–6711.
28. Ribeiro, H., Pinto, A., Borges, B. (2010). *Single-stage DC-AC converter for photovoltaic systems*. In Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Atlanta, GA, USA, September 12–16, 2010, 604–610.
29. Abbasi Bolaghi, J., Taheri, A., Babaei, M. H. (2021). "Switched-capacitor inductor Z-source inverter with an impedance network." *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 31(5), e12529.
30. Nguyen, M. K., Lim, Y. C., Cho, G. B. (2011). "Switched-inductor quasi-Z-source inverter." *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(11), 3183–3191.
31. Zhu, M., Yu, K., Luo, F. L. (2010). "Switched inductor Z-source inverter." *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(8), 2150–2158.
32. Altin, N., Ozdemir, S., Komurcugil, H., Sefa, I. (2019). "Sliding-mode control in natural frame with reduced number of sensors for three-phase grid-tied LCL-interfaced inverters." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(4), 2903–2913.
33. Sefa, I., Özdemir, S., Komurcuğil, H., Altın, N. (2017). "Comparative study on Lyapunov-function-based control schemes for single-phase grid-connected voltage-source inverter with LCL filter." *IET Renewable Power Generation*, 11(11), 1473–1482.
34. De Azevedo Borges, J., Grigoletto, F. B. (2017). *Finite set model predictive control of grid-connected split-source inverters*. In Proceedings of the 14th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Florianópolis, Brazil, October 16–20, 2017, 1–6.
35. Güler, N. (2020). *Proportional Resonant and Proportional Integral based control strategy for single phase split source inverters*. In Proceedings of the 2020 9th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Glasgow, United Kingdom, November 8–11, 2020, 510–514.
36. Genç, N., Uzmuş, H., İskender, I. (2016). *Dynamic behavior of DC-DC boost converter controlled with cascade PI-ASC*. In Proceedings of the 8th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), Pitești, Romania, June 1–3, 2016, 1–4.

37. Chenlei, B., Xinhua, R., Xuehua, W. (2012). *Design of grid-connected inverters with LCL filter based on PI regulator and capacitor current feedback active damping*. In Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, USA, September 16–20,
38. Komurcugil, H., Altın, N., Özdemir, S., Sefa, I. (2016). "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.
39. Bayhan, S., Trabelsi, M., Abu-Rub, H., Malinowski, M. (2017). "Finite-control-set model-predictive control for a quasi-Z-source four-leg inverter under unbalanced load condition." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4), 2560–2569.
40. Güler, N. (2022). "Multi-objective cost function-based finite control set-sliding mode control strategy for single-phase split-source inverters." *Control Engineering Practice*, 122, 1–12.
41. Altın, N., Ozdemir, S., Komurcugil, H., Sefa, I. (2019). "Sliding-mode control in natural frame with reduced number of sensors for three-phase grid-tied LCL-interfaced inverters." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(4), 2903–2913.
42. Slotine, J.-J., Li, W. (1991). *Applied nonlinear control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
43. Güler, N. (2019). *Dağıtık üretim kaynakları için model öngörülü kontrol yöntemini kullanan yeni bir DC/DC dönüştürücünün tasarımı ve uygulanması* Doktora tezi. Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
44. Bayhan, S., Komurcugil, H. (2019). "A sliding-mode controlled single-phase grid-connected quasi-Z-source NPC inverter with double-line frequency ripple suppression." *IEEE Access*, 7, 160004–160016.
45. Wang, B. (2021). "Event-triggered model predictive control for power converters." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(1), 715–720.
46. Morari, M., Lee, J. H. (1999). "Model predictive control: Past, present and future." *Computers & Chemical Engineering*, 23(4-5), 667–682.
47. Kouro, S., Cortés, P., Vargas, R., Ammann, U., Rodríguez, J. (2009). Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 1826–1838.
48. D'Antona, G., Faranda, R., Hafezi, H., Bugliesi, M. (2015). *Experiment on bidirectional single phase converter applying simple model predictive control*. In Proceedings of the IEEE 15th International Conference on Environmental and Electrical Engineering, 1019–1024.
49. Pastor, M., Dudrik, J. (2014). Comparison of MPC and PI controller for grid-connected cascade inverter. *Elektronika ir Elektrotechnika*, 20(6), 46–50.

50. Borges, J. de A., Grigoletto, F. B. (2017). *Finite set model predictive control of grid-connected split-source inverters*. In Proceedings of the Brazilian Power Electronics Conference, 1–6.
51. Cocco, G. M., Borges, J. de A., Stefanello, M., Grigoletto, F. B. (2018). *Finite set model predictive control of four-leg split-source inverters*. In Proceedings of the IEEE 13th International Conference on Industrial Applications, 630–635.
52. Ismeil, M. A. (2019). *High dynamic performance for split-source inverter based on finite control set model predictive control*. In Proceedings of the 21st International Middle East Power Systems Conference, 8–13.
53. Guler, N., Biricik, S., Bayhan, S., Komurcugil, H. (2021). Model predictive control of DC–DC SEPIC converters with autotuning weighting factor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(10), 9433–9443.
54. Vazquez, S., Leon, J. I., Franquelo, L. G., Íguez, J. R., Young, H. A., Márquez, A., Zanchetta, P. (2014). Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8(1), 16–31.
55. Yousfi, A., Bot, Y., Mehedi, F., Chaker, A. (2021). Current model predictive control for three-phase active power filter using cascaded H-bridge multilevel converter. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 21(2), 714–722.
56. Omar, R. G. (2020). Modified FCS-MPC algorithm for five-leg voltage source inverter. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 19(1), 47–57.
57. Cortés, P., Ortiz, G., Yuz, J. I., Rodríguez, J., Vazquez, S., Franquelo, L. G. (2009). Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 1875–1883.
58. Muhammad, N., Shireen, W., Hussain, A. (2022). Model-free predictive control and its applications. *Energies*, 15(14), 5131.
59. Aly, M., Ahmed, E. M., Shoyama, M. (2017). *An improved model predictive controller for highly reliable grid connected photovoltaic multilevel inverters*. In Proceedings of the 2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Broadbeach, QLD, Australia, 450–455.
60. Li, X., (2023). Model-predictive control with parameter identification for multi-dual active-bridge converters achieving accurate power balancing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(9), 10880–10894.
61. Zhang, Y., Liu, X., Li, B., Liu, J. (2021). Robust predictive current control of PWM rectifier under unbalanced and distorted network. *IET Power Electronics*, 14(4), 797–806.
62. Yaramasu, M., Rivera, B., Wu, B., Rodriguez, J. (2013). Model predictive current control of two-level four-leg inverters—Part I: Concept, algorithm, and simulation analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(7), 3459–3468.

63. Rodrigues, L. A., da Silva, G. S., Grigoletto, F. B. (2019). *Control of split-source cascaded multilevel inverter (SS-CMI) for single-phase grid connected photovoltaic systems*. In Proceedings of IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Latin America Conference, Curitiba, Brazil., 1–6.
64. Bakeer, A., Dabour, S. M., Gowaid, I. A., Aboushady, A. A., Elgenedy, M. A., Farrag, M. E. (2022). *Enhanced finite control set-model predictive control for three-phase split-source inverters*. In Proceedings of the 57th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Istanbul, Turkey, 1–6.
65. Elthokaby, Y., Mohamed, I., Abdel-Rahim, N. (2020). *Model predictive control for three-phase split-source inverter*. In Proceedings of the 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe), Lyon, France, 1–10.
66. Elthokaby, Y. A., Abdelsalam, I., Abdel-Rahim, N., Abdealqawee, I. M. (2022). Model-predictive control based on Harris Hawks optimization for split-source inverter. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, 11(4), 2348–2358.
67. Elthokaby, Y., Elshafei, A. L., Abdel-Rahim, N., Abdel-Aliem, E. S. (2016). *Finite-control set model-predictive control for single-phase voltage-source UPS inverters*. In Proceedings of the 18th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo, Egypt, 261–265.
68. Cortes, P., Ortiz, G., Yuz, J. I., Rodriguez, J., Vazquez, S., Franquelo, L. G. (2009). Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 1875–1883.
69. Güler, N., Kömürçügil, H. (2022). Energy function based finite control set predictive control strategy for single-phase split source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(6), 5669–5679.
70. Abdelaleem, A., Ali, A. I. M., Nasrallah, M., Mohamed, E. E. M., Hussein, H. S., Ismeil, M. A. (2024). Model predictive control for single-stage three-phase split source inverter with enhanced switched-inductor configuration. *IEEE Access*, 12, 60782–60796.
71. Hauke, B. (2014). *Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage, TI*, Dallas. 9.
72. Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann, U., Rodríguez, J. (2009). Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 1826–1838.
73. Li, X., (2023). Model-predictive control with parameter identification for multi-dual-active-bridge converters achieving accurate power balancing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(9), 10880–10894.
74. Lee, J. H. (2011). Model predictive control: Review of the three decades of development. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 9(3), 415–424.

75. Güler, N., Kömürçügil, H., Biricik, S., Karimi, H. R., (2021). Model predictive control for single-phase three-level grid-connected F-type inverters. *Complex Engineering Systems*, 1(2), 1-12.
76. Danyali, S., Aghaei, O., Shirkhani, M., Aazami, R., Tavoosi, J., Mohammadzadeh, A., Mosavi, A. (2022). A New Model Predictive Control Method for Buck-Boost Inverter-Based Photovoltaic Systems. *Sustainability*, 14(18), 11731.
77. Güler, N., Irmak, E., (2021). Design, implementation and model predictive based control of a mode-changeable DC/DC converter for hybrid renewable energy systems. *Isa Transactions* , 114, 485-498.
78. Güler, N., Irmak, E., (2019). *MPPT Based Model Predictive Control of Grid Connected Inverter for PV Systems* . 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications
79. Rodriguez, J., Cortes, P. (2012). *Predictive control of power converters and electrical drives*. New York: John Wiley & Sons, 311.
80. Bagheri, F., Komurcugil, H., Kukrer, O., Guler, N., Bayhan, S. (2020). Multi-input multi-output-based sliding-mode controller for single-phase quasi-Z-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(8), 6439–6449.
81. Güler, N., Bayhan, S., Komurcugil, H., (2022). Equal weighted cost function based weighting factor tuning method for model predictive control in power converters. *Iet Power Electronics*, 15(3), 203-215.
82. Shelar, S., Bankar, D., & Bakre, S. (2024). *Review of revisions of IEEE 519 power system harmonics standard (1981 to 2022)*. In Proceedings of the 21st International Conference on Harmonics and Power Quality (ICHQP), 415–420.





Gazili olmak ayrıcalıktır