

Basitleştirilmiş Bölünmüş Kaynaklı Evirici İçin Model Öngörülü Kontrol Yöntemi

Ali Şükrü EYÜBOĞLU^{1*}, Naki GÜLER^{2*}

¹ Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Teknoloji Fakültesi - Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye

² Gazi Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, Türkiye

Article Info

Research article
Received: 17/01/2025
Revision: 03/05/2025
Accepted: 04/05/2025

Keywords

Model Predictive Control
Simplified SSI
PI control
PR control

Makale Bilgisi

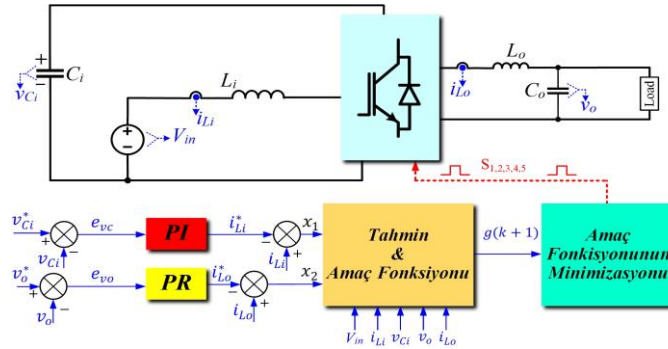
Araştırma makalesi
Başvuru: 17/01/2025
Düzeltilme: 03/05/2025
Kabul: 04/05/2025

Anahtar Kelimeler

Model Öngörülü Kontrol
Basitleştirilmiş BKE
PI kontrol
PR kontrol

Graphical/Tabular Abstract (Grafik Özet)

Bu makale, basitleştirilmiş BKE için MÖK yöntemini sunmaktadır. İlk olarak basitleştirilmiş BKE devre topolojisi sunulmuştur. Sonrasında, basitleştirilmiş BKE giriş ve çıkış bobin akımlarını kontrol edilebilmesi için MÖK yönteminde amaç fonksiyonu tanımlanmıştır. Amaç fonksiyonundaki referans değerlerini üretmek için DA-AA kısımlarında PI-PR kontrolcü kullanılmıştır. Kontrol algoritmasının etkinliği simülasyon çalışmaları ile araştırılmıştır. / This paper presents the MPC method for a simplified SSI. Firstly, the simplified SSI circuit topology is presented. Then, the objective function is defined in the MPC method to control the input and output coil currents of the simplified SSI. A PI-PR controller is used in the DA-AA sections to generate the reference values in the objective function. The effectiveness of the control algorithm was investigated by simulation studies.



Şekil A: Önerilen Kontrol Yönteminin Blok Şeması / Figure A: Block Diagram of the Proposed Control Method

Highlights (Önemli noktalar)

- MÖK amaç fonksiyonundaki referanslar PI-PR kontrolcüler tarafından üretildi. / The references in the MPC objective function were generated by PI-PR controllers.
- Doğrusal ve doğrusal olmayan yük durumunda çıkış gerilimi başarılı şekilde regüle edildi. / Output voltage successfully regulated under linear and nonlinear load conditions.
- Çıkış gerilimindeki THB uluslararası standartlarca tanımlanmış sınırlar içindedir. / THD in output voltage is within the specified limits desired by the international standards.

Aim (Amaç): Ana hedef, Basitleştirilmiş BKE devresindeki çıkış geriliminin regülasyonu olarak ifade edilebilir. / The main objective can be expressed as the regulation of the output voltage in the Simplified SSI circuit.

Originality (Özgünlük): Basitleştirilmiş BKE için MÖK yöntemi uygularken referans değerleri için PI ve PR kontrolcülerin entegre edilerek uygulanması literature katkı sağlanmıştır. / While implementing the MPC method for the Simplified SSI, the application of PI and PR controllers for the reference values has been integrated and the literature has been contributed.

Results (Bulgular): Doğrusal ve doğrusal olmayan yük altında kararlı durum sonuçları ve dinamik yanıt sonuçları algoritmanın düşük THB değerlerinde istenilen bir şekilde çalıştığını göstermektedir. / Steady-state results under linear and nonlinear load and dynamic response results show that the algorithm works as desired at low THD values.

Conclusion (Sonuç): Algoritmanın performansının incelenmesi için THB ve dinamik yanıtlar üzerine simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Sonuçlar önerilen kontrol algoritmasının hem doğrusal hem de doğrusal olmayan yük koşulları altında evirici gerilimini düşük THB ve hızlı dinamik yanıt ile düzenleyebildiğini göstermektedir. / Simulation studies on THD and dynamic responses are performed to investigate the performance of the algorithm. The results show that the proposed control algorithm can regulate the inverter voltage under both linear and nonlinear load conditions with low THD and fast dynamic response.



Basitleştirilmiş Bölünmüş Kaynaklı Evirici İçin Model Öngörülü Kontrol Yöntemi

Ali Şükrü EYÜBOĞLU^{1*} , Naki GÜLER^{2*}

¹ Gazi University, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Department of Electrical-Electronics Engineering, Ankara, Türkiye

² Gazi University, Faculty of Technology, Department of Electrical-Electronics Engineering, Ankara, Turkey

Makale Bilgisi

Araştırma makalesi
Başvuru: 17/01/2025
Düzeltilme: 03/05/2025
Kabul: 04/05/2025

Anahtar Kelimeler

Model Öngörülü Kontrol
Basitleştirilmiş BKE
PI kontrol
PR kontrol

Öz

Bu makalede, basitleştirilmiş Bölünmüş Kaynaklı Evirici (BKE) için Model Öngörülü Kontrol (MÖK) yöntemi sunulmuştur. Basitleştirilmiş BKE, geleneksel BKE topolojilerinin giriş kısmında bulunan diyot ve anahtarlama elemanlarının çıkarılıp, H köprüsüne ilave bir anahtarın eklenmesiyle oluşmuştur. Geleneksel BKE topolojileriyle karşılaştırıldığında, basitleştirilmiş BKE daha az anahtarlama elemanı ve çift yönlü güç akışı kabiliyeti gibi avantajlara sahiptir. Önerilen model öngörülü kontrol yöntemi, giriş ve çıkış akımlarını kontrol ederek eviricinin kararlı çalışmasını sağlayacak şekilde yapılandırılmıştır. Giriş ve çıkış bobin akımlarının referans değerleri, sırasıyla PI ve PR kontrolcüler ile üretilmiştir. PI kontrolcüye DA bara gerilim hatası uygulanırken, PR kontrolcüye AA taraf gerilim hatası uygulanmıştır. MÖK yöntemi, PI ve PR kontrolcü çıkışında elde edilen akım referansları ile tahmin edilen değer arasındaki hatayı minimize etmektedir. Böylece, dört kontrol değişkenine sahip basitleştirilmiş BKE eviricinin kontrolü sağlanmıştır. Önerilen kontrolcünün performansı MATLAB/Simulink platformunda gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarıyla incelenmiştir. Farklı çalışma koşulları altında elde edilen kararlı durum ve dinamik yanıt sonuçları, önerilen yönteminin dört değişkenin eş zamanlı olarak başarılı bir şekilde kontrol edildiğini göstermektedir. Bununla birlikte çıkış gerilimi %2.34 gibi düşük bir toplam harmonik bozulmaya sahiptir.

Model Predictive Control Method for Simplified Split Source Inverter

Article Info

Research article
Received: 17/01/2025
Revision: 03/05/2025
Accepted: 04/05/2025

Keywords

Model Predictive Control
Simplified SSI
PI control
PR control

Abstract

In this paper, a Model Predictive Control (MPC) method for a simplified Split Source Inverter (SSI) is presented. The simplified SSI is structured by eliminating the diode and switches on the input side and adding an additional switch to the H-bridge of conventional SSI topologies. Compared to conventional SSI topologies, the simplified SSI has fewer switches and bidirectional power flow capability advantages. The proposed model predictive control method is configured to ensure stable operation of the inverter by controlling the input and output currents. The reference values of the input and output inductor currents are generated by PI and PR controllers, respectively. While the DC bus voltage error is applied to the PI controller, the AC side voltage error is applied to the PR controller. The proposed MPC method minimizes the error between the current references obtained by the PI and PR controllers and their predicted values. Thus, controlling the simplified BKE inverter that has four control variables is achieved. The performance of the proposed controller is investigated by simulation studies performed on the MATLAB/Simulink platform. The steady-state and dynamic response results obtained under different operating conditions show that the proposed MPC method successfully controls the four variables simultaneously. In addition, the output voltage has a low total harmonic distortion of 2.34%.

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Güneş panelleri ve rüzgâr türbinleri gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının 2040 yılına kadar toplam enerji üretiminin %35'ini karşılaması

öngörülmektedir [1]. Özellikle güneş panelleri ve depolama birimlerinin birer doğru gerilim kaynağı olması DA/AA (Doğru Akım/Alternatif Akım) dönüşüm sağlayan eviricilerin yaygın olarak kullanılmasına yol açmaktadır. Geleneksel DA/AA

güç dönüştürücü sistemleri iki aşamalı topolojilerden oluşmaktadır. Kaynak doğru gerilim seviyesinin, çıkışta istenen alternatif gerilimin tepe değerinden daha düşük olması durumunda, ilk aşamada bir DA/DA dönüştürücü konumlandırılarak gerilim yükseltilmektedir. DA/DA dönüştürücünün çıkışındaki gerilim, DA/AA evirici aracılığıyla alternatif gerilime dönüştürülür [2]. Güç dönüşümü iki aşamalı olarak gerçekleştirildiğinden, bu tip uygulamalar iki aşamalı eviriciler olarak da adlandırılmaktadır. Ancak bu geleneksel dönüştürücüler düşük verimlilik gibi bir dezavantaja sahiptir ve güç kaybı her iki aşamada da meydana gelmektedir [3]. Gerilim kazancı, evirici anahtarları ile kontrol edilebildiğinden ek anahtar ihtiyacı ortadan kalkmaktadır. Güncel çalışmalarda maliyet, boyut ve verimlilik açısından avantaj sağladığından tek aşamalı dönüştürücü topolojilerine olan ilgi artmaktadır [4,5]. Tek aşamalı dönüştürücüler temel olarak DA gerilim kontrolünün sağlanması ve çıkış tarafında düşük toplam harmonik bozulmaya (THB) sahip sinüzoidal gerilimin elde edilmesi fonksiyonlarını gerçekleştirmelidir [6]. Z-Kaynaklı eviriciler, literatürdeki yaygın olarak çalışılan topolojilerin başında yer almaktadır. Giriş aşamasına ek devre bileşenleri eklenmesiyle oluşan topoloji, giriş gerilimini artırma/azaltma kabiliyetine sahiptir. Z-Kaynaklı eviricilerin yüksek başlangıç akımı ve çift yönlü güç akışına uygun olmama gibi dezavantajları bulunmaktadır [7]. Bununla birlikte, DA bara gerilimi de uygulama açısından dezavantajlar oluşturmaktadır.

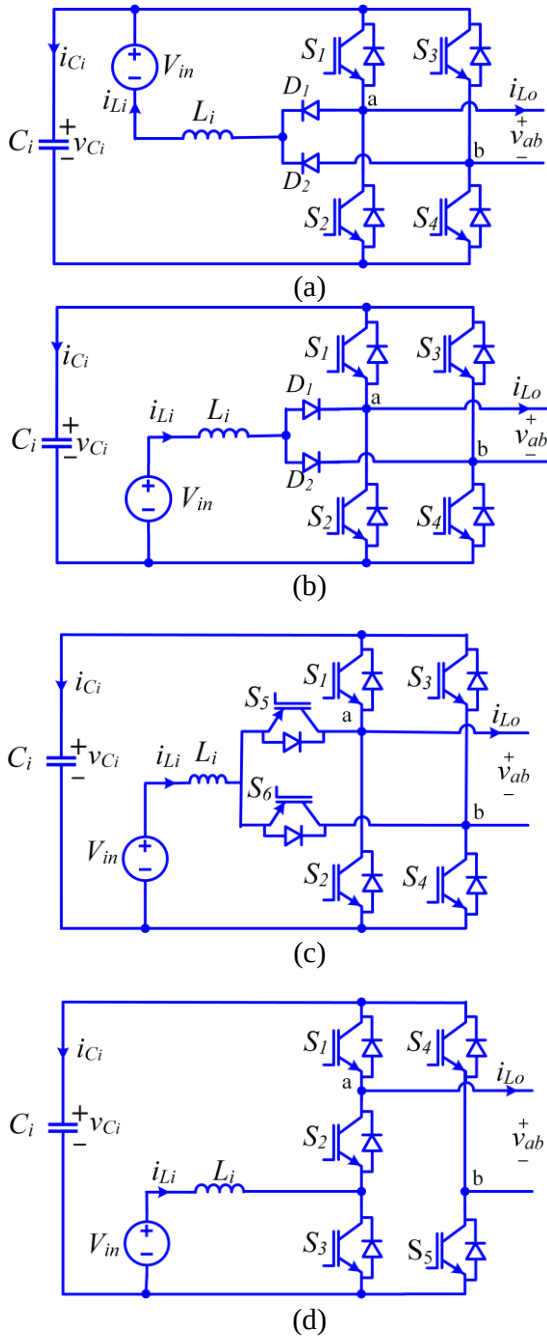
Bölünmüş kaynaklı eviriciler (BKE) de son yıllarda ilgi çeken tek aşamalı yükselten güç dönüştürücüleri arasındadır [8-12]. Tek aşamalı diğer dönüştürücülere göre, DA bara geriliminin ve DA giriş akımının sürekli yapıda olması, daha az sayıda pasif bileşen barındırması gibi önemli avantajları bulunmaktadır. Bununla birlikte, yeterli bir ölü zaman süresinin üretilmesi ihtiyacı ve farklı anahtarlarda arasındaki eşit olmayan akım dağılımı gibi dezavantajları bulunmaktadır [9]. Bölünmüş kaynaklı evirici, klasik evirici topolojilerine göre ekstra bobin ve kondansatör gerektirir [13]. Ayrıca, faz kolları ile DA kaynak arası bağlantı diyotlar veya anahtarlar ile sağlanabilmektedir. Bu duruma ait daha detaylı karşılaştırma yapabilmek adına literatürde mevcut BKE modelleri Şekil 1'de verilmiştir. Şekil 1(a)'da görüldüğü üzere, yükselten çalışmayı sağlayan bobin, kaynağın negatif terminali ile iki adet diyot üzerinden H-köprüsüne bağlanmıştır [8]. Aynı topoloji yapısında bobin, Şekil 1(b)'deki gibi kaynağın pozitif terminaline de bağlanabilmektedir [9]. Her iki topoloji için giriş kısmında bulunan diyotların

yüksek frekanslı komütasyonu sebebiyle kayıplar artmaktadır. Dolayısıyla, verimin azalmasına sebep olmaktadır. Şekil 1(c)'de ise giriş kısmında bulunan diyotların yerine anahtarlama elemanları MOSFET kullanılarak bir topoloji oluşturulmuştur [10]. Bu düzenleme ile diyotlardaki yüksek frekanslı komütasyonlardan kaynaklanan kayıplar azaltılmış ve çift yönlü güç akışı imkânı 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 (DGM) ile üretildiğinde, istenmeyen düşük frekans salınımlarına sebep olmaktadır [11]. Bu salınımları giderebilmek için hibrit yarı-sinüzoidal ve sabit darbe genişlik modülasyonu uygulanmaktadır [10]. Diğer bir BKE topolojisi ise Şekil 1(d)'de görülen basitleştirilmiş BKE yapısıdır. Şekilden görüldüğü üzere, giriş kısmındaki diyot ve MOSFET'lerin çıkarılıp, H-köprüsüne anahtar eklenmesi ile elde edilmiştir. Basitleştirilmiş BKE topolojisinde, anahtarlama sinyalleri 180° faz farkı olan iki sinüzoidal dalganın darbe genişlik modülasyonuna tabi tutulmasıyla üretilmektedir. Özetlenen bu BKE eviricilerin karşılaştırması Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. BKE Topolojilerinin Karşılaştırması
(Comparison of SSI Topologies)

	BKE-1,2	BKE-3	Basitleştirilmiş BKE
Anahtarlar	4	6	5
Diyotlar	2	0	0
Bobin	1	1	1
Kondansatör	1	1	1
Çift Yönlü Akış	Hayır	Evet	Evet
Gerilim Kazancı	$m/(1-m)$	$m/(1-m)$	$2m/(1-m)$

Tabloda 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 [3,10,11]. Ancak, 6 yarı iletken anahtar kullanılması bir uygulama ve kontrol zorluğu olarak ortaya çıkmaktadır. Basitleştirilmiş BKE topolojisi de çift yönlü güç akışı özelliğine sahiptir. Aynı zamanda, BKE-3 topolojisine göre daha az yarı iletken anahtar içerdiğinden daha basit bir devre yapısına sahiptir. Bu özellikleri nedeniyle, bu çalışmada basitleştirilmiş BKE topolojisi tercih edilmiştir.



Şekil 1. BKE Topolojilerine ait devre şemaları (a) BKE-1 Topolojisi [8], (b) BKE-2 Topolojisi [9], (c) BKE-3 Topolojisi [10], (d) Basitleştirilmiş BKE Topolojisi (Circuit diagrams of SSI Topologies (a) SSI-1 Topology [8], (b) SSI-2 Topology [9], (c) SSI-3 Topology [10], (d) Simplified SSI Topology)

Evirici topolojilerinin düzenli bir şekilde çalışması ve istenilen referans gerilimi veya akımı sağlayabilmesi için kontrol yapıları gerekmektedir. Evirici kontrolünde, hızlı dinamik tepki, düşük THB ve sıfır kararlı durum hatası temel performans kriterleri olarak ifade edilebilir [14]. Geleneksel eviricilerdeki bu gereksinimlere ek olarak, BKE topolojilerinde DA kısım parametrelerinin de kontrol edilmesi gerekmektedir. Dolayısıyla, hem DA taraf hem de AA taraf kontrollerinin eş zamanlı

olarak gerçekleştirilmesi BKE modellerinin düzenli çalışması için bir zorunluluktur. [15]'te tek aşamalı BKE topolojisinin kontrolü geleneksel kontrolcüler olan Oransal İntegral (PI) ve Oransal Rezonans (PR) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kontrol stratejisinde DA bağlantı noktası gerilimi iki kademeli PI denetleyici ile kontrol edilmek üzere yapılandırılmıştır. AA taraf gerilim kontrolü, modülasyon sinyali üreten PR denetleyici tarafından gerçekleştirilmiştir. Geleneksel kontrol yapıları, gelişmiş kontrolcülere göre daha az hesaplama yükü gerektirdiğinden birçok çalışmada tercih edilmektedir. Bununla birlikte, hızlı ve ucuz mikrodenetleyicilerin yaygınlaşması, Kayan Kipli Kontrol (KKK) ve Model Öngörülü Kontrol (MÖK) gibi gelişmiş kontrol yöntemlerinin uygulanmasını mümkün kılmıştır [16]. KKK yöntemi güç dönüştürücülerin kontrol etmekte yaygın olarak kullanılmaktadır. KKK yöntemi hızlı dinamik tepki, parametre değişimlerine karşı duyarsızlık ve kolay uygulama gibi avantajlara sahip iken pratikte istenmeyen çatırdama sorunları bir dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. [16]'da sunulan çalışmada BKE 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.

Model öngörülü kontrol yöntemi, sistemlerin matematiksel modeline dayalı olarak kontrol değişkeninin sonraki örneklemedeki değerini tahmin etmeye dayalı gelişmiş bir kontrol stratejisidir [17]. 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 [18]. 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. Bu durum, birden çok kontrol parametresinin eş zamanlı değerlendirilmesine olanak sağladığından MÖK'ün

önemli bir avantajı olarak ön plana çıkmaktadır [19]. 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. 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 [20]. Ancak, bu etkilerin sınırlı olduğu birçok çalışmada yapılan parametre değişimlerine duyarlılık testleriyle açıklığa kavuşturulmuştur [21-24].

Bu çalışmada, bir fazlı basitleştirilmiş BKE topolojisinin kontrolü için MÖK tekniği önerilmiştir. Basitleştirilmiş BKE topolojisinin AA ve DA kısımlarında giriş akımı, DA bara gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gerilimi olmak üzere kontrol edilmesi gereken dört kontrol değişkeni bulunmaktadır. Gerilimlerin kontrolü için PI ve PR yöntemleriyle akım referansları üretilmiştir. Evirici giriş ve çıkış akımlarının kontrolü ise eş zamanlı olarak MÖK yöntemiyle sağlanmıştır. Böylece eviricinin tüm değişkenlerinin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Önerilen yöntemin performansı simülasyon çalışmalarıyla incelenmiştir.

2. BÖLÜNMÜŞ KAYNAKLI EVİRİCİ ÇALIŞMA PRENSİBİ VE MATEMATİKSEL MODELLEME (SPLIT SOURCE INVERTER OPERATING PRINCIPLE AND MATHEMATICAL MODELING)

Basitleştirilmiş bir fazlı BKE modeli Şekil 2’de görülmektedir. Topoloji, H köprüsünde bulunan paralel kollardan birine ekstra bir anahtarlama elemanı eklenmesiyle oluşmaktadır. DA kısmında bulunan bobin ilave edilen anahtarlama elemanı yoluyla şarj olur iken, DA bara kondansatörü üzerinden deşarj olmaktadır. Devre, bobin şarj olurken evirici olarak, deşarj olurken ise yükselten dönüştürücü olarak çalışmaktadır. Bu durumlar göz önünde bulundurulduğunda, altı olası anahtarlama durumu oluşmaktadır. Her bir anahtarlama durumunda oluşan devre modelleri Şekil 3’te gösterilmiştir. 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. Basitleştirilmiş BKE topolojisinde yer alan devre bileşenleri, anma güç seviyesine göre belirlenmiştir. Giriş tarafında bulunan bobin (L_i) bileşeni Denklem (1)’deki eşitlik kullanılarak hesaplanmıştır [25].

$$L_i = \frac{V_{in} D}{\Delta I_L f_s} \quad (1)$$

burada, ΔI_L bobin akımı üzerindeki salınımını ifade etmektedir. Salınım oranı %30 seçilerek giriş bobin akımındaki salınım değeri 1.08A olarak hesaplanmaktadır. D terimi, bobin sarjının görev döngüsünü ifade etmektedir ve sistemin çalışma parametrelerine bağlı olarak $D=0,55$ hesaplanmıştır. V_{in} giriş gerilimini, f_s ise anahtarlama frekansını ifade etmektedir ve simülasyon ortamındaki testlerde ortalama anahtarlama frekansı 12kHz olarak ölçülmüştür. Bu ölçümler ve seçimler doğrultusunda giriş bobin akımı Denklem (1) kullanılarak 2.5mH hesaplanmıştır. Çıkış kısmında bulunan bobin endüktansı (L_o), Denklem (2) ve kondansatör kapasitesi (C_o) Denklem (3)’te bulunan eşitlikler kullanılarak hesaplanmıştır [25].

$$L_o = \frac{V_o}{4\Delta I_{Lo} f_s} \quad (2)$$

Eşitlikte yer alan ΔI_{Lo} terimi; çıkış tarafındaki bobin akımı üzerindeki salınımını ifade etmektedir. Salınım oranı %35 seçilerek çıkış bobin akımındaki salınım değeri 1.5A olarak hesaplanmaktadır. V_o çıkış geriliminin etkin değerini, f_s ise anahtarlama frekansını ifade etmektedir. Bu ölçümler ve seçimler doğrultusunda giriş bobin akımı Denklem (2) kullanılarak 1.5mH hesaplanmıştır.

Filtre parametreleri hesaplanırken yapılan kabullerden dolayı rezonans durumu kontrol edilerek parametreler doğrulanmalıdır. Rezonans frekansı (f_r) ile anahtarlama frekansı arasındaki oran 1/10 veya daha küçük seçilmesi uygundur.

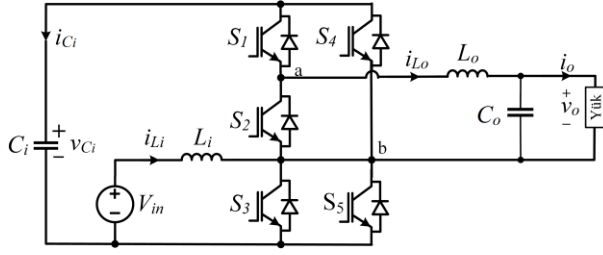
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \quad (3)$$

Eşitlikte yer alan rezonans frekansı anahtarlama frekansının 1/10 katından daha küçük bir değer olarak 920 Hz seçilmiştir. Sonuç olarak C_o çıkış kondansatör bileşenin değeri 20µF hesaplanmıştır.

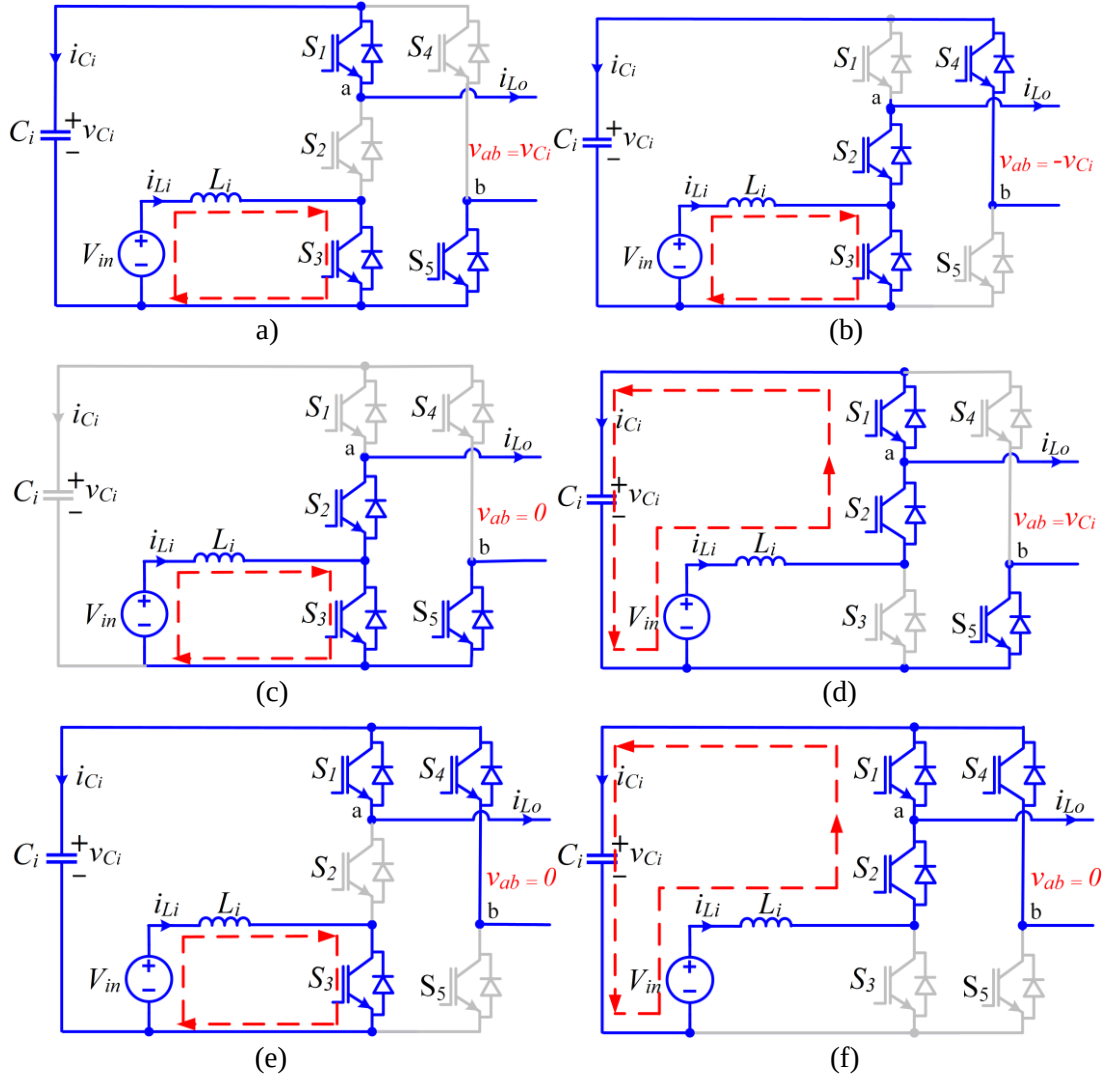
Her bir anahtarlama durumu için bobin üzerindeki gerilim (V_{Li}), DA-bara kondansatörü üzerinden geçen akım (i_{Ci}) ve evirici çıkış gerilimi (v_{ab}) Tablo 2’de gösterilmiştir.

Tablo 2. Anahtar durumlarına göre V_{Li} , i_{Ci} , v_{ab} . (V_{Li} , i_{Ci} , v_{ab} according to switching states)

No	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



Şekil 2. Basitleştirilmiş bir fazlı BKE (Simplified single-phase SSI)



Şekil 3. Anahtar durumlarına göre devre modelleri (a) 1. durum, (b) 2. durum (c) 3. durum (d) 4. durum (e) 5. durum (f) 6. Durum (Circuit models according to switch states (a) 1st state, (b) 2nd state (c) 3rd state (d) 4th state (e) 5th state (f) 6th state)

Eviricinin DA tarafındaki çalışmasını tanımlayan diferansiyel denklemler Kirchhoff'un Akım ve Gerilim kanunu ile aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$L_i \frac{di_{Li}(t)}{dt} = V_{in} - (S_1 S_2 S_5 - S_1 S_2 S_4) V_{Ci} \quad (4)$$

$$C_i \frac{dv_{Ci}(t)}{dt} = S_1 S_2 S_4 i_{Li} + (S_2 S_3 S_4 - S_1 S_3 S_5 - S_1 S_2 S_5) i_{Lo} \quad (5)$$

Eviricinin AA tarafındaki çalışmasını tanımlayan diferansiyel denklemler Kirchhoff'un Akım ve Gerilim kanununa göre aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$L_o \frac{di_{Lo}(t)}{dt} = v_{ab} - v_o \quad (6)$$

$$C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{Lo} - i_o \quad (7)$$

Tablo 2’de anahtar durumlarına göre verilen evirici çıkış gerilimi aşağıdaki fonksiyon ile tanımlanabilir:

$$v_{ab} = (S_1 S_3 S_5 - S_2 S_3 S_4 + S_1 S_2 S_5) v_{ci} \quad (8)$$

Eviricinin çıkış tarafındaki AA gerilimin tepe değeri, DA kısmındaki giriş gerilimi ve DA bara gerilimi arasındaki ilişki aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$v_o = V_o \sin(\omega t) \quad (9)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2m}{1-m}, \quad V_{Ci} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (10)$$

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. [11]’de belirtildiği üzere, minimum şarj oranı (D_{min}) Denklem (11) ile ifade edilebilir.

$$D_{min} = \frac{1}{2}(m + 1) \quad (11)$$

Denklem (10)’deki D yerine Denklem (11)’deki D_{min} ifadesi konulursa,

$$V_{Ci} = \frac{2V_{in}}{1-m} \quad (12)$$

elde edilir. Modülasyon indeksi ise Denklem (10)’daki ilk eşitlik kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$m = \frac{V_o}{2V_{in} + V_o} \quad (13)$$

m , Denklem (12)’deki yerine konulursa, DA taraf kondansatör gerilimi Denklem (14)’teki gibi yazılabilir.

$$V_{Ci} = 2V_{in} + V_o \quad (14)$$

Denklem (14)’teki eşitlikten görüldüğü üzere DA bara gerilimi giriş gerilimi ve referans çıkış gerilimine göre belirlenmelidir.

3. REFERANS SİNYALLERİNİN ÜRETİLMESİ VE ÖNERİLEN MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YÖNTEMİ (GENERATION OF REFERENCE SIGNALS AND PROPOSED MODEL PREDICTIVE CONTROL METHOD)

Basitleştirilmiş BKE eviricinin kararlı bir şekilde çalışması için DA (V_{Ci} , i_{Li}) ve AA (V_o , i_{Lo}) taraftaki değişkenlerinin referans değerlerine regüle edilmesi gerekmektedir [26]. Evirici gerilim kaynağı olarak da düşünülebilecek DA bara kondansatörü, giriş kaynağı tarafından şarj edilmektedir. Dolayısıyla,

V_{Ci} geriliminin kontrolü eviricinin kararlı çalışması açısından büyük öneme sahiptir. DA bara gerilimine ait hata fonksiyonu Denklem (15)’teki gibi yazılabilir.

$$e_{vc} = V_{ci}^* - V_{ci} \quad (15)$$

burada, V_{ci}^* DA bara kondansatör geriliminin referansını, e_{vc} ise gerilim hatasını ifade etmektedir. Referans gerilim değeri Denklem (14) kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$V_{ci}^* = 2V_{in} + V_o^* \quad (16)$$

burada, V_o^* çıkış geriliminin referans tepe değeridir. Bu değer kontrolcü girişinde seçilebilecek tek sabit parametre olduğu belirtilebilir. Kondansatör şarj durumu giriş kaynağından çekilecek akım seviyesine bağlı olduğundan, BKE modellerinde giriş kaynağına bağlı DA taraf bobin akımının (i_{Li}) kontrolü bir zorunluluk olarak ortaya çıkmaktadır. Referans akım değeri (i_{Li}^*), DA bara kondansatör gerilimine bağlı olarak belirlenmelidir. Denklem (15)’teki gerilim hatası PI kontrolcüye uygulandığında, i_{Li}^* Denklem (17)’deki gibi elde edilir [26].

$$i_{Li}^* = K_p e_{vc} + K_i \int e_{vc} \quad (17)$$

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, bu makalede farklı kontrol yöntemleri içeren ardışık bir kontrol yapısı uygulandığından, PI parametrelerinin doğrudan hesaplanması mümkün olmamıştır. Bu nedenle deneysel adımlar uygulanarak parametreler belirlenmiştir. 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 değerini arttırarak sistemin salınım durumu incelenmiştir. K_i değeri ise sistemin kalıcı durum hatasını en aza indirgeyen değer elde edilene kadar adım adım artırılarak belirlenmiştir.

BKE çıkış geriliminin regülasyonu diğer bir kontrol amacı olarak belirtilmişti. Çıkış gerilimi hatası (e_{vo}) Denklem (18)’deki gibi yazılabilir.

$$e_{vo} = v_o^* - v_o \quad (18)$$

burada, v_o^* çıkış geriliminin referansını ifade etmektedir. Çıkış tarafındaki bobin akımının referansı (i_{Lo}^*) PR kontrolcü kullanılarak elde edilebilir. PR kontrolcü kararlı durumda alternatif akım tarafında sıfır hatayı garanti eder [27]. PR kontrolcü transfer fonksiyonu Denklem (19)’daki gibi yazılabilir.

$$G_{PR}(s) = K_{pr} + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (19)$$

burada, ω_c kesim frekansını, ω rezonans frekansını, K_{pr} ve K_r sırasıyla oransal ve rezonans kazançlarını ifade etmektedir. PI kontrolde olduğu gibi ardışık kontrol uygulanması sebebiyle PR kontrol parametrelerinin doğrudan hesaplanması mümkün olmamıştır. PR kontrol parametreleri belirlenmesinde kararlı durum sonuçlarında; 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 o frekansta hatayı sıfıra götürmektedir. K_r de aynı şekilde adım arttırılmış ve hatanın en aza ulaştığı değer tespit edilmiştir.

AA ve DA taraf gerilim kontrolcülerini kullanarak giriş ve çıkış tarafındaki bobin akımlarının referansları üretilmiştir. Bobin akımlarının kontrolü ise MÖK kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Model öngörülü kontrol yönteminin tasarımı, sistem modelinin oluşturulması, tahmin fonksiyonlarının oluşturulması ve minimizasyon olmak üzere üç aşamada gerçekleştirilir. Sistemin diferansiyel denklemleri Bölüm 2’de sunulmuştur. Denklem (4)-(6)’daki eşitliklere, Denklem (20)’deki Forward-Euler metodu uygulanırsa Denklem (21) ve (22)’deki tahmin fonksiyonları elde edilir.

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (20)$$

$$i_{Li}(k+1) = \frac{T_s}{L_i} [V_{in}(k) - (S_1 S_2 S_5 + S_1 S_2 S_4) v_{ci}] + i_{Li}(k) \quad (21)$$

$$i_{Lo}(k+1) = \frac{T_s}{L_o} [(S_1 S_3 S_5 - S_2 S_3 S_4 + S_1 S_2 S_5) v_{ci} - v_o] + i_{Lo}(k) \quad (22)$$

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. T_s ise örnekleme zamanıdır.

Model Öngörülü Kontrol yönteminin amacı tahmin ve referans değerleri arasında hatayı minimize etmektedir. MÖK yönteminde maliyet fonksiyonu olarak adlandırılan hata fonksiyonları, referans akım değerleri ile Denklem (21) ve (22)’deki bobin akımlarının $(k+1)$ anı için tahmin edilen değerleri arasındaki hata olarak tanımlanabilir. Denklem (23) ve (24)’te görüldüğü üzere, giriş akımı ve çıkış akımının hataları olmak üzere iki ayrı maliyet fonksiyonu bulunmaktadır.

$$g_{iLi}(k+1) = |i_{Li}^*(k) - i_{Li}(k+1)| \quad (23)$$

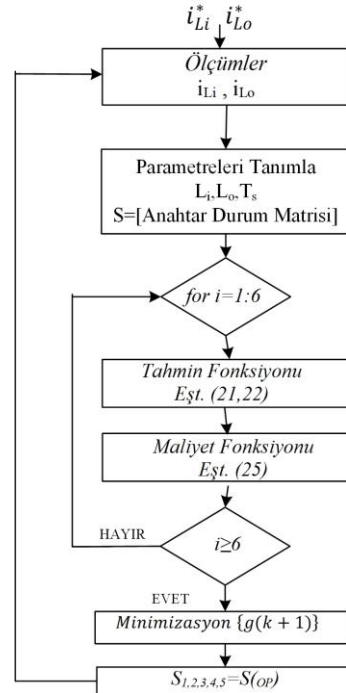
$$g_{iLo}(k+1) = |i_{Lo}^*(k) - i_{Lo}(k+1)| \quad (24)$$

Bu iki hata fonksiyonunun eş zamanlı olarak kontrol edilmesi için hatalar, Denklem (25)’teki toplam maliyet fonksiyonunda birleştirilir.

$$g(k+1) = g_{iLo}(k+1) + \lambda g_{iLi}(k+1) \quad (25)$$

Farklı kontrol değişkeni hataları bir toplam fonksiyonunda birleştirildiğinden, denklemde λ ile gösterilen ağırlıklandırma faktörü kullanılmaktadır. Kontrol sisteminin performansı, maliyet fonksiyonları arasında oransal ağırlıklandırma yapan λ ’nın değerine bağlıdır. λ değeri Denklem (25)’teki toplam maliyet fonksiyonundaki g_{iLi} maliyet fonksiyonunun etkisini belirlemektedir. λ ’nın artması g_{iLi} fonksiyonunun kontrol sistemin performansına etkisini oransal olarak arttırmaktadır. Dolayısıyla, kontrolcünün i_{Li} ’nin regülasyonuna hangi oranda önem vereceği ağırlıklandırma faktörüyle orantılı olarak değişmektedir.

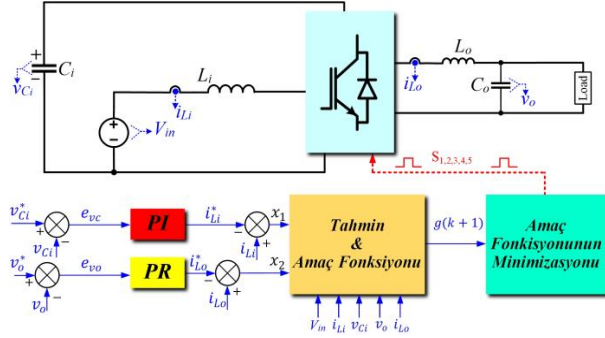
Önerilen model öngörülü kontrol yönteminin akış diyagramı Şekil 4’te gösterilmiştir. Algoritma referans akım değerlerinin girişi ve ölçümler ile başlamaktadır. Sonrasında sabit sistem parametreleri tanımlanmaktadır. Denklem (21) ve (22)’deki tahmin fonksiyonları ve Denklem (25)’teki toplam maliyet fonksiyonu 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 4. Model Öngörülü Kontrol Algoritmasının Akış Diyagramı (Flowchart of Model Predictive Control Algorithm.)

4. SİMÜLASYON SONUÇLARI (SIMULATION RESULTS)

Önerilen kontrol algoritmasının performansının incelenmesi için MATLAB/Simulink ortamında modelleme ve benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetimi yapılan modelin blok şeması Şekil 5'te, benzetim parametreleri ise Tablo 3'te gösterilmiştir. 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. Kontrolcü performansı, kararlı durum ve giriş gerilimi, referans gerilimi ve yük değişimi koşulları altında incelenmiştir.

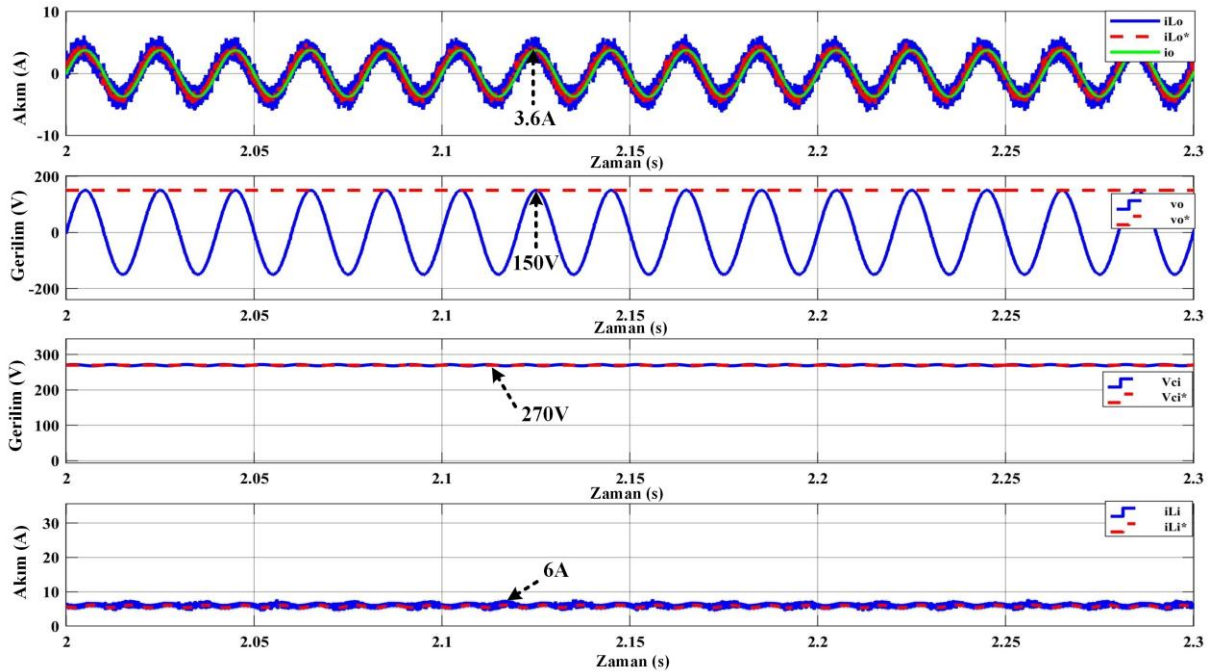


Şekil 5. Önerilen Kontrol Yönteminin Blok Şeması (Block Diagram of the Proposed Control Method.)

Tablo 3. BKE ve Kontrol Parametreleri (SSI and Control Parameters)

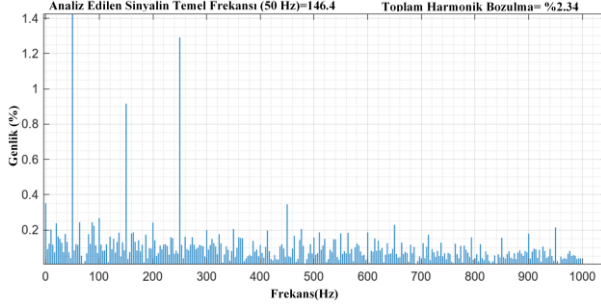
Parametreler	Değerleri
DA giriş gerilimi (V_{in})	60V-75V
DA referans gerilimi (V_{ref})	150V
DA taraf kondansatör kapasitansı (C_i)	1000 μ F
DA taraf bobin endüktansı (L_i)	2.5mH
AA taraf kondansatör kapasitansı (C_o)	20 μ F
AA taraf bobin endüktansı (L_o)	1.5mH
Yük Direnci	40 Ω -20 Ω
PR kontrolcü parametreleri (K_{pr} , K_r)	0.25, 1000
PI kontrolcü parametreleri (K_p , K_i)	0.2, 10
Örnekleme süresi (T_s)	20 μ s
Ortalama anahtarlama frekansı (f_s)	12kHz
Ağırlıklandırma faktörü (λ)	1

Şekil 6'da, referans gerilimin tepe değeri 150V, giriş gerilimi 60V ve yük direnci 40 Ω iken elde edilen simülasyon sonuçları görülmektedir. Önerilen MÖK yönteminin, evirici çıkış akımını (i_{Lo}), PR kontrolcü tarafından üretilen referansına göre başarılı bir şekilde kontrol ettiği şekilde görülmektedir. Ayrıca, çıkış geriliminin genliği ise referans tepe değeri olan 150V seviyesindedir. Bu durum, AA taraf kontrolünün başarılı bir şekilde gerçekleştirildiğini göstermektedir. DA tarafta ise, DA bara kondansatör geriliminin Denklem (14)'e göre referans değeri olan 270V'a regüle edildiği görülmektedir. Bununla birlikte, PI kontrolcü tarafından üretilen referans akım takibinin önerilen MÖK yöntemiyle başarılı bir şekilde sağlandığı yine Şekil 6'daki sonuçlarda görülmektedir.



Şekil 6. Kararlı durum sonuçları. (Steady state results.)

Bu durum, eviricinin dört değişkeninin de önerilen yöntem ile kararlı durumda başarılı bir şekilde kontrol edildiğini ispatlamaktadır. Eviriciler için diğer bir performans göstergesi olan THB sonucu Şekil 7’de verilmiştir. Üçüncü harmonik değeri (h_3) %0.91, beşinci harmonik değeri (h_5) %1.29, yedinci harmonik değeri (h_7) %0.2, dokuzuncu harmonik değeri (h_9) %0.34 olarak ölçülmüştür. Çıkış gerilimindeki THB %2.34 olarak ölçülmüştür. Bu değer uluslararası standartlarda tanımlanan THB seviyesinin altındadır [28].



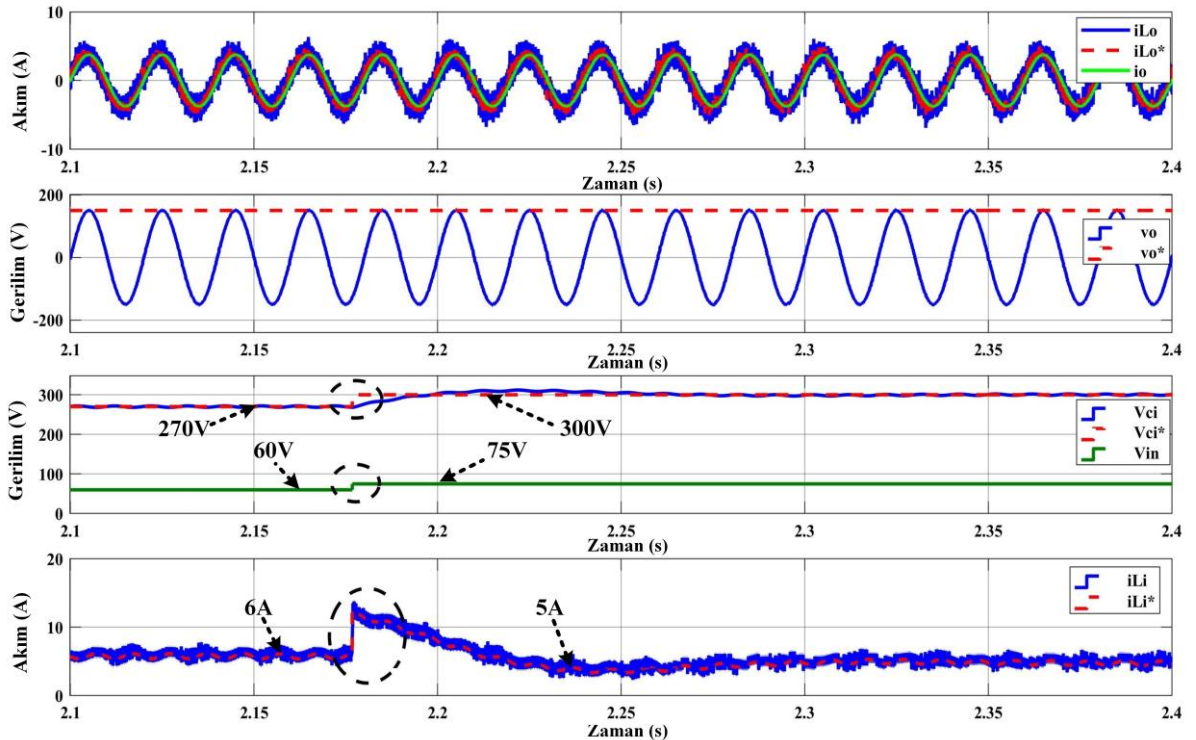
Şekil 7. Çıkış geriliminin THB sonuçları. (THD results of the output voltage.)

Kontrol algoritmalarının kararlı durum tepkilerinin yanı sıra, güç dönüştürücüsünün giriş veya çıkış tarafındaki değişimlere karşı verdiği dinamik cevaplar önemli bir performans göstergesidir. Önerilen kontrol yapısının dinamik performansı, giriş gerilimi, referans gerilim ve yükteki ani değişimler altında test edilmiştir.

Eviricinin giriş geriliminin 60V’dan 75V’a yükseltildiği durumda elde edilen sonuçlar Şekil

8’de verilmiştir. Çıkış gerilimi ve çıkış akımında değişim olmadığı şekilde görülmektedir. Bu durum, kontrolcünün girişte olan değişiklikleri çıkış tarafına yansıtmadan başarılı bir kontrol sergilediğini göstermektedir. DA taraf değişkenlerinde ise kondansatör geriliminin referans değerinin (V_{ci}^*) 270V’tan 300V’a yükseldiği ve kondansatör geriliminin (V_{ci}) 0.1 saniyeden daha kısa bir zamanda yeni referans değerine regüle edildiği görülmektedir. DA taraf bobin referans akımının (i_{Li}^*) ortalama değerinin 6A’dan 5A seviyesine azaldığı görülmektedir. Geçiş süresinin ise yine 0.1 saniyeden daha kısa olduğu gözlenmiştir. Bu simülasyon sonuçları önerilen kontrol yönteminin farklı giriş gerilimi değerlerinde çalışabilir olduğunu göstermiştir.

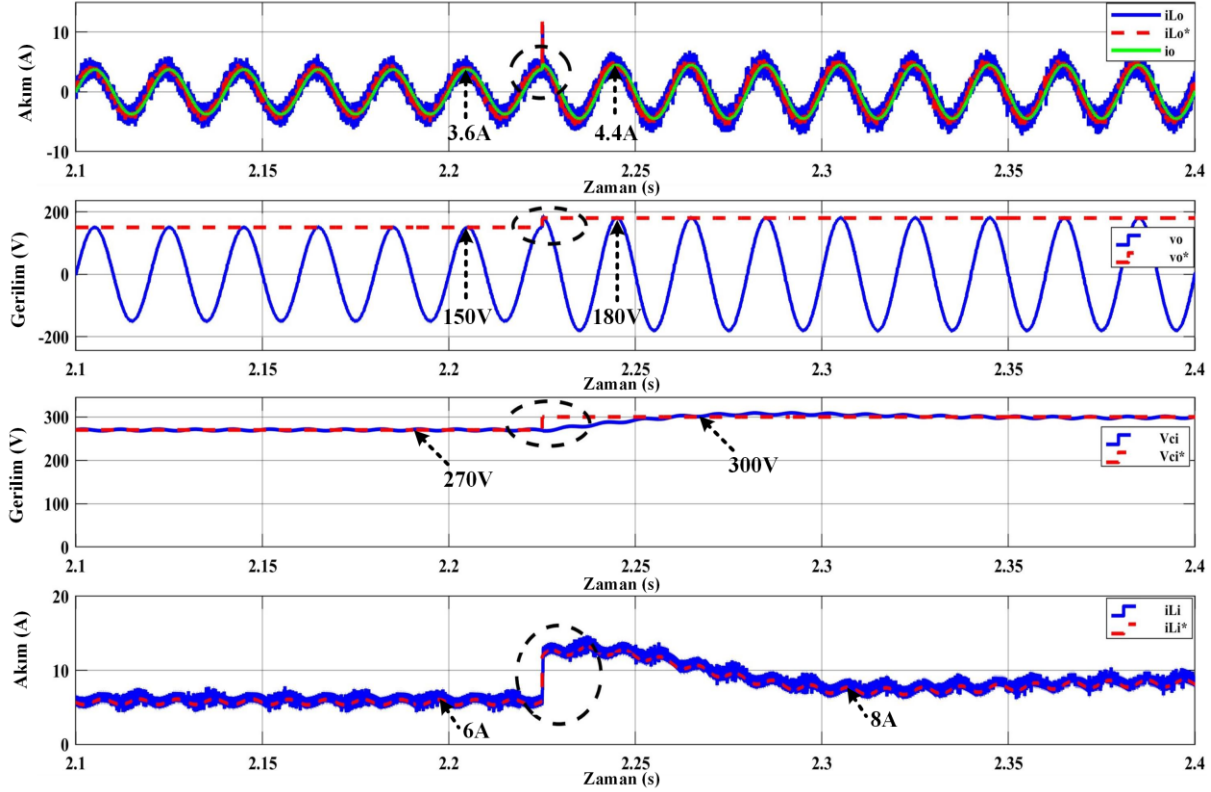
Önerilen kontrol yönteminin dinamik performansı, eviricinin referans gerilim genliğinin 150V’dan 180V’a değiştirilmesi ile test edilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 9’da verilmiştir. Referans değerin değiştirilmesiyle birlikte, çıkış geriliminin tepe değerinin 180V’a yükseldiği şekilde görülmektedir. Bununla birlikte, PR kontrolcü çıkış akımının referans değerini 3.6A’dan 4.4A’e yükseltmiştir. MÖK yönteminin akım takibini başarı bir şekilde gerçekleştirdiği şekilde görülmektedir. Çıkış geriliminin referansının artmasıyla Denklem (14)’teki eşitliğe göre V_{ci} değeri 300V’a yükselmiştir. Şekilde görüldüğü üzere, DA bara kondansatör gerilimi 0.1 saniyeden kısa bir sürede yeni referansına başarıyla regüle edilmiştir.



Şekil 8. Giriş geriliminin 60V’dan 75V’a yükseltildiği duruma ait dinamik cevaplar. (Dynamic responses when the input voltage is increased from 60V to 75V.)

Bununla birlikte güç dengesini korumak için PI kontrolcü ile elde edilen bobin referans akımının ani olarak yükseldiği ve geçiş süresinden sonra 8A ortalama akım seviyesine arttığı görülmektedir. Geçiş süresince dahi akım kontrolünün başarılı bir

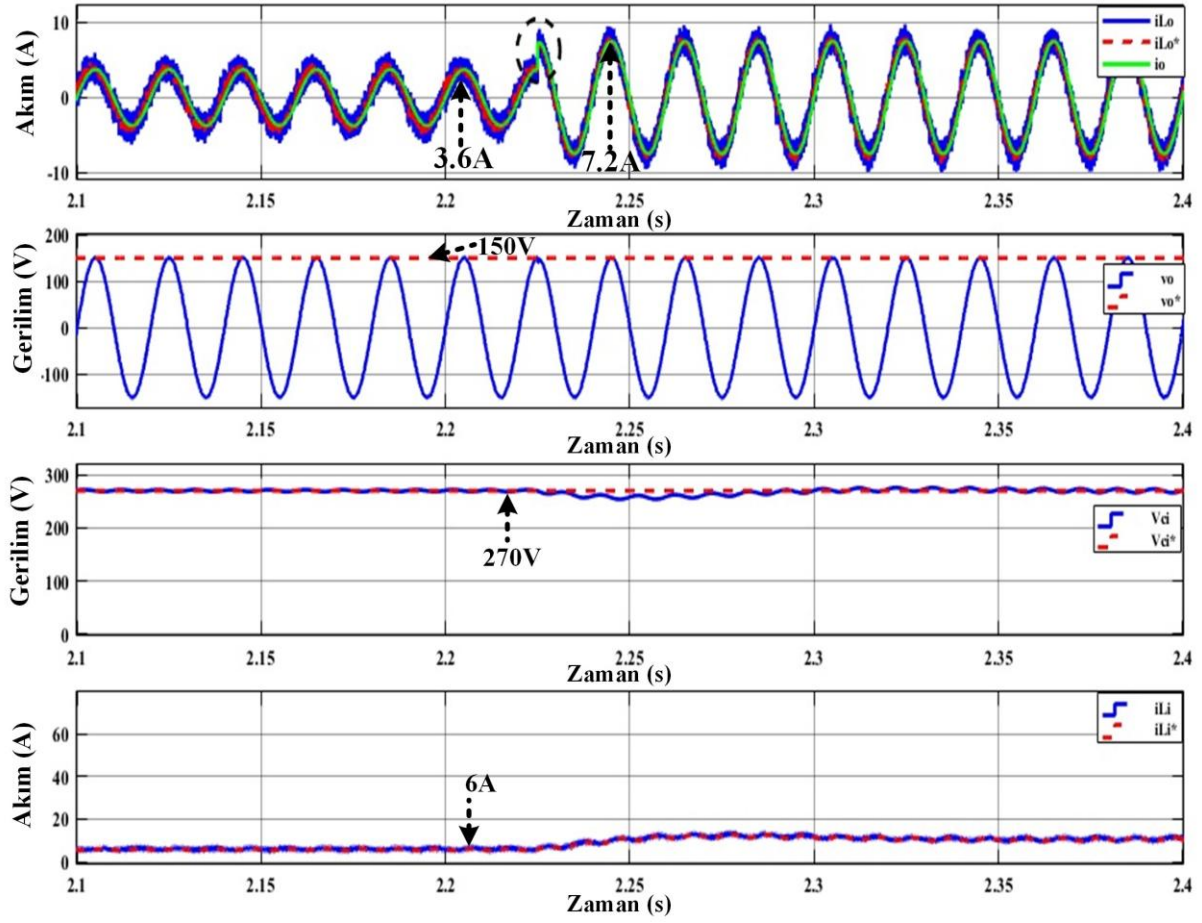
şekilde gerçekleştiği, MÖK yönteminin üstün dinamik cevabının bir göstergesi olarak kabul edilebilir. Bu test sonucunda, önerilen kontrol yapısının farklı çıkış gerilim seviyesinde çalışabileceği gözlemlenmiştir.



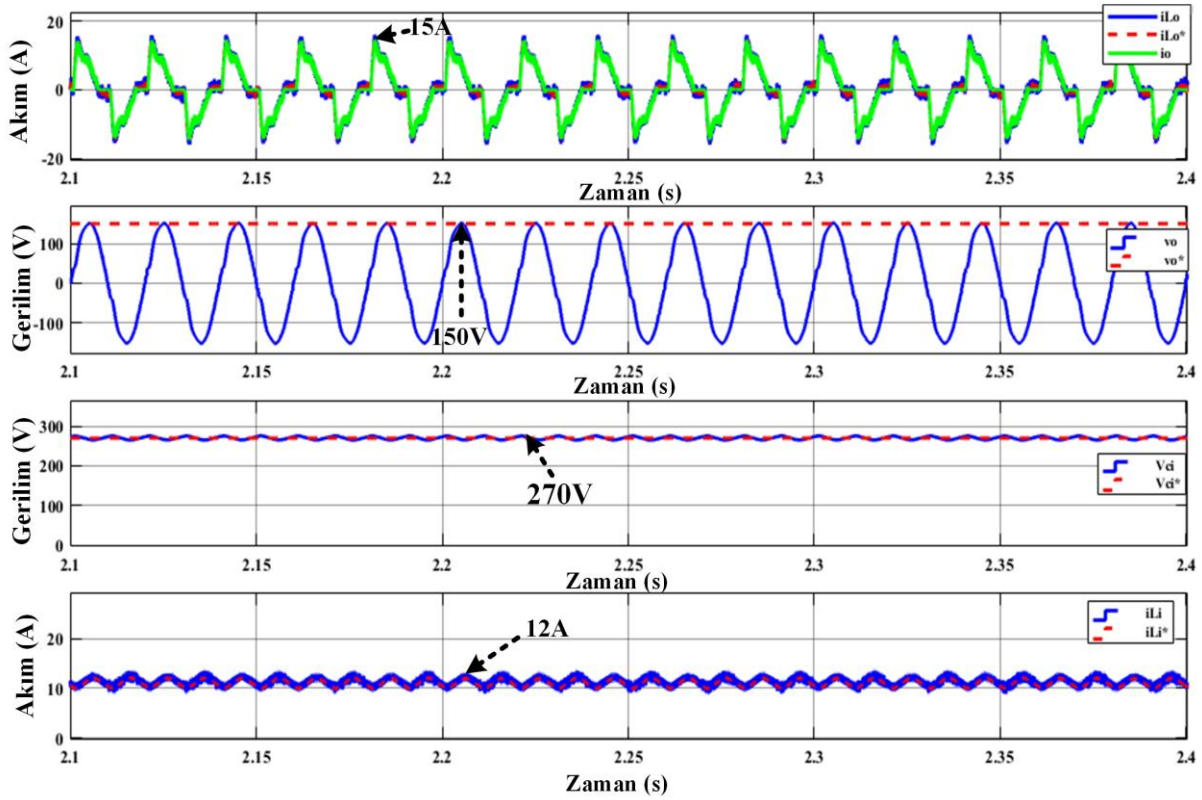
Şekil 9. Referans gerilim genliğinin 150V'tan 180V'a yükseltildiği duruma ait dinamik cevaplar. (Dynamic responses when the reference voltage amplitude is increased from 150V to 180V.)

Önerilen kontrol yönteminin dinamik performansının yük değişimleri altında test edilmesi için yük direncinin 40Ω 'dan 20Ω 'a düşürülmüş ve elde edilen sonuçlar Şekil 10'da verilmiştir. Yük direncinin azalmasıyla çıkış gücünü karşılamak için çıkış akımının referansı PR kontrolcü tarafından 2 katına çıkarılmıştır. Bu durumda çıkış akım kontrolünün MÖK yöntemi tarafından başarılı bir şekilde gerçekleştirildiği şekilde görülmektedir. Çıkış geriliminin ise bu değişimden neredeyse hiçbir değişim olmadan 150V tepe değerinde sürdürüldüğü yine şekilde gösterilmektedir. Güç artışından kaynaklı DA taraf değişkenleri de bu durumdan etkilenmektedir. DA bara kondansatör geriliminin geçiş anında bir miktar azaldığı ancak giriş akımının artırılmasıyla tekrar referansına regüle edildiği şekilde görülmektedir. Elde edilen sonuçlar, önerilen kontrol yapısının yük değişimlerine karşı çıkış gerilimi sabit tutma kabiliyetinin oldukça yüksek olduğunu göstermiştir.

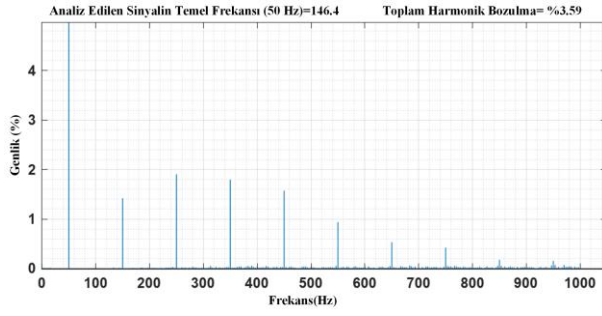
Tasarlanan kontrol sistemin performansının incelenmesi için ayrıca doğrusal olmayan yük durumunda kararlı durum sonuçları incelenmiştir. Şekil 11'de sisteme ait kararlı durum sonuçları gösterilmektedir. Doğrusal olmayan yük durumunda şekilden anlaşılabileceği üzere çıkış gerilimi sinüzoidal formda iken çıkış akımı yüksek harmonik bozulmalar içermektedir. Sistem istenilen 150V çıkış gerilimi değerine sahip olmuştur. Doğrusal olmayan durumdaki çıkış gerilimine ait THB Şekil 12'de gösterilmektedir. Üçüncü harmonik bileşeni %1.42, beşinci harmonik bileşeni %1.9, yedinci harmonik bileşeni %1.8, dokuzuncu harmonik bileşeni ise %1.57 olarak ölçülmüştür. Çıkış gerilimindeki THB %3.59 olarak ölçülmüştür. Bu değer uluslararası standartlarda tanımlanan THB seviyesinin altındadır [28].



Şekil 10. Yük direncinin 40 Ω 'dan 20 Ω 'a azaltıldığı duruma ait dinamik cevaplar. (Dynamic responses for the case where the load resistance is reduced from 40 Ω to 20 Ω .)



Şekil 11. Doğrusal olmayan yük durumunda kararlı durum sonuçları. (Steady state results under nonlinear load.)



Şekil 12. Doğrusal olmayan yük durumunda çıkış geriliminin THB sonuçları. (THB results of the output voltage under nonlinear load condition.)

Literatürde mevcut BKE topolojileri ve kullanılan kontrol yöntemleri ile basitleştirilmiş BKE ve önerilen yöntemin karşılaştırması Tablo 4'te verilmiştir. Topoloji yapısı açısından Basitleştirilmiş BKE'de 2 diyot yerine 1 adet anahtar eklenmesi komponent sayısını azaltan bir avantaj olarak belirtilebilir. Kontrol yöntemleri açısından incelendiğinde, [15] ve [26] modülasyon içeren kontrol yapılarından meydana gelmektedir. Bu durum, karmaşık modülasyon işlemlerinden

kaynaklı bir uygulama zorluğu olarak belirtilebilir. Ancak, modülasyondan kaynaklı sabit anahtarlama frekansı kullanımı bu çalışmalar için bir avantaj olarak görülebilir. Sonlu kontrol seti kullanan kontrol yapıları içeren [16], [25] ve önerilen yöntemde, anahtarlama frekansı değişkendir. Değişken anahtarlama frekansı özellikle THB açısından etki gösterebilecek bir unsur olup, incelenen tüm çalışmalarda standartlara uygun değerler elde edildiği görülmüştür. Dinamik cevaplar açısından giriş-çıkış değişimlerine karşı sağlamlık testleri [26] hariç diğer tüm makalelerde gerçekleştirilmiş ve kontrolcülerin etkinlikleri ispatlanmıştır. Kontrol algoritmalarının ihtiyaç duyduğu değişken sayısının bir göstergesi olan sensör sayıları açısından, [15] diğer çalışmalara göre avantaja sahip olsa da sonlu kontrol setli yapılarda, önerilen yöntem en az sensöre ihtiyaç duymaktadır. Bu karşılaştırmanın bir sonucu olarak, literatürde mevcut çalışmalarla benzer testler gerçekleştirildiği ve yazarların bilgisi dahilinde önerilen kontrol yapısının Basitleştirilmiş BKE modeli için ilk defa uygulanarak standartlara uygun sonuçlar elde edildiği görülmüştür.

Tablo 4. Gelişmiş BKE ve Önerilen Kontrol Yönteminin 4 Kontrol Yöntemi ile Karşılaştırması. (Comparison of Advanced SSI and Proposed Control Method with 4 Control Methods.)

Tanım	[15]	[16]	[25]	[26]	Önerilen
Topoloji	1 Fazlı BKE	1 Fazlı BKE	1 Fazlı BKE	1 Fazlı BKE	1 Fazlı Basitleştirilmiş BKE
Anahtar Sayısı	4	4	4	4	5
Bobin Sayısı	2	2	2	3	2
Kondansatör Sayısı	2	2	2	3	2
Diyot Sayısı	2	2	2	2	0
Kontrol Yöntemi	PI-PR	Sonlu Kontrol Setli KKK	Enerji Fonksiyon Tabanlı MÖK	PI-PR	MÖK
Modülasyon	Var	Yok	Yok	Var	Yok
Giriş-Çıkış Değişimlerine karşı sağlamlık	Sağlam	Sağlam	Sağlam	Belirtimemiştir	Sağlam
THB	%1.21	%1.25	%1.3	Belirtimemiştir	%2.34
Sensör Sayısı	3	5	6	4	4

5. SONUÇ (CONCLUSION)

Bu çalışmada, Basitleştirilmiş Bölünmüş Kaynaklı Eviricinin çıkış geriliminin kontrolü için MÖK yöntemi tabanlı bir kontrol yapısı önerilmiştir. BKE yapısının kararlı çalışması, giriş ve çıkış taraflarında bulunan dört değişkeninin kontrolüne dayanmaktadır. Bu makalede önerilen kontrol yapısında, giriş ve çıkış akımının referansı PI ve PR kontrolcüler aracılığıyla üretilmiştir. Akım kontrolleri ise MÖK yöntemiyle sağlanmıştır. Önerilen kontrolcünün performansı simülasyon çalışmalarıyla incelenmiştir. Kararlı durumda, çıkış gerilim kontrolü %2.34 gibi düşük bir toplam

harmonik bozulma ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, önerilen kontrol yapısının dinamik performansı, giriş gerilimi, referans gerilim ve yük değişimleri altında test edilmiştir. Özellikle yük değişimi altında oldukça iyi bir dinamik performans sergileyen kontrolcü, tüm değişimler altında eviricinin kararlı çalışmasını sağlamıştır.

ETİK STANDARTLARIN BEYANI (DECLARATION OF ETHICAL STANDARDS)

Bu makalenin yazarı çalışmalarında kullandıkları materyal ve yöntemlerin etik kurul izni ve/veya yasal-özel bir izin gerektirmediğini beyan ederler.

The author of this article declares that the materials and methods they use in their work do not require ethical committee approval and/or legal-specific permission.

YAZARLARIN KATKILARI (AUTHORS' CONTRIBUTIONS)

Ali Şükrü EYÜBOĞLU: Önerilen yöntemin tasarımı ve simülasyon çalışmalarını gerçekleştirmiştir. Sonuçları analiz etmiş ve maklenin yazım işlemini gerçekleştirmiştir.

He designed the proposed method and performed the simulation studies. He also analyzed the results and carried out writing the article.

Naki GÜLER: Simülasyon çalışmaları ve teorik aşamalarda katkı sağlamıştır. Sonuçları analiz etmiş ve maklenin yazım işlemini gerçekleştirmiştir.

He contributed to simulation studies and theoretical parts. He also analyzed the results and carried out writing the article.

ÇIKAR ÇATIŞMASI (CONFLICT OF INTEREST)

Bu çalışmada herhangi bir çıkar çatışması yoktur.

There is no conflict of interest in this study.

KAYNAKLAR (REFERENCES)

- [1] N. Sukesh, M. Pahlevaninezhad and P. K. Jain, "Analysis and Implementation of a Single-Stage Flyback PV Microinverter With Soft Switching," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp. 1819-1833, April 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2263778.
- [2] U. Polat, E. Sonuç and D. Yildirim, "Current Control of Grid-Connected Simplified Split-Source Converters (S3I) for Single Phase Photovoltaic Microinverter Application," 2023 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE), Istanbul, Türkiye, 2023, pp. 391-396, doi: 10.1109/ICEEE59925.2023.00077.
- [3] Y. Elthokaby, I. Abdelsalam, N. Abdel-Rahim, I. Mohamed, "Standalone PV-based single-phase split-source inverter using model-predictive control," *Alexandria Engineering Journal*, Vol. 62, 2023, p: 357-367, doi.org/10.1016/j.aej.2022.07.035.
- [4] A. Stone, M. Rasheduzzaman and P. Fajri, "A Review of Single-Phase Single-Stage DC/AC Boost Inverter Topologies and Their Controllers," 2018 IEEE Conference on Technologies for Sustainability (SusTech), Long Beach, CA, USA, 2018, pp. 1-8, doi: 10.1109/SusTech.2018.8671380.
- [5] S.D.S. Nunna, A.Ketha, S.S.G.Padamat, K.Rambabu, U.A.Kshirsagar, A.Tiruoathi, "A single-phase simplified DC-AC converter using DCLink capacitors and an H-bridge," *Bullettion of Electrical Engineering and Informatics*, vol.10, no.6, pp. 2964-2971, Dec.2021, doi:10.11591/eei.v10i6.2788.
- [6] Y.A.Elthokaby, I. Abdelsalam, N. Abdel-Rahim, I. M. Abdealqawee "Model-predictive control based on Harris Hawks optimization for split-source inverter." *Bullettion of Electrical Engineering and Informatics*, vol. 11, no. 4, pp. 2348~2358, Aug 2022, doi: 10.11591/eei.v11i4.3823.
- [7] O. Ellabban and H. Abu-Rub, "Z-Source Inverter: Topology Improvements Review," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 1, pp. 6-24, March 2016, doi: 10.1109/MIE.2015.2475475.
- [8] A. Nahavandi, M. Roostaei and M. R. Azizi, "Single stage DC-AC boost converter," 2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC), Tehran, Iran, 2016, pp. 362-366, doi: 10.1109/PEDSTC.2016.7556888.
- [9] A. Abdelhakim, P. Mattavelli, P. Davari and F. Blaabjerg, "Performance Evaluation of the Single-Phase Split-Source Inverter Using an Alternative DC-AC Configuration," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 363-373, Jan. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2714122.
- [10] S. S. Lee and Y. E. Heng, "Improved Single-Phase Split-Source Inverter With Hybrid Quasi-Sinusoidal and Constant PWM," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 2024-2031, March 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2624724.
- [11] S. S. Lee, A. S. T. Tan, D. Ishak, and R. Mohd-Mokhtar, "Single-Phase Simplified Split-Source Inverter (S3 I) for Boost DC-AC Power Conversion," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 10, pp. 7643-7652, Oct. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2886801.
- [12] C. Yin, W. Ding, L. Ming and P. C. Loh, "Single-Stage Active Split-Source Inverter With High DC-Link Voltage Utilization," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp. 6699-6711, June 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3038688.
- [13] H. Ribeiro, A. Pinto and B. Borges, "Single-stage DC-AC converter for photovoltaic systems," 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, USA, 2010, pp. 604-610, doi: 10.1109/ECCE.2010.5617957.
- [14] N. Altin, S. Ozdemir, H. Komurcugil and I. Sefa, "Sliding-Mode Control in Natural Frame With Reduced Number of Sensors for Three-

- Phase Grid-Tied LCL-Interfaced Inverters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 4, pp. 2903-2913, April 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2847675.
- [15] N. Güler, "Proportional Resonant and Proportional Integral Based Control Strategy for Single Phase Split Source Inverters," 2020 9th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA), Glasgow, UK, 2020, pp. 510-514, doi: 10.1109/ICRERA49962.2020.9242690.
- [16] N. Güler, "Multi-objective cost function based finite control set-sliding mode control strategy for single-phase split source inverters," Control Engineering Practice, vol.122, 2022
- [17] B. Wang et al., "Event-Triggered Model Predictive Control for Power Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 1, pp. 715-720, Jan. 2021, doi: 10.1109/TIE.2019.2962489.
- [18] N. Güler And S. Biricik, "Fotovoltaik Sistemler için Üç Fazlı Evirici Tasarımı ve Kontrolü," Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi, vol.9, no.1, pp.453-466, 2021
- [19] N. Guler, S. Biricik, S. Bayhan and H. Komurcugil, "Model Predictive Control of DC-DC SEPIC Converters With Autotuning Weighting Factor," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 10, pp. 9433-9443, Oct. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3026301.
- [20] N. Muhammad, W. Shireen ve A. Hussain. "Model-Free Predictive Control and Its Applications " Energies 2022, 15(14), no. 14: 5131.
- [21] M. Aly, E. M. Ahmed and M. Shoyama, "An improved model predictive controller for highly reliable grid connected photovoltaic multilevel inverters," 2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Broadbeach, QLD, Australia, 2017, pp. 450-455, doi: 10.1109/INTLEC.2017.8214177.
- [22] X. Li et al., "Model-Predictive Control With Parameter Identification for Multi-Dual-Active-Bridge Converters Achieving Accurate Power Balancing," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 9, pp. 10880-10894, Sept. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3290671.
- [23] Zhang, Y., Liu, X., Li, B., Liu, J.: Robust predictive current control of PWM rectifier under unbalanced and distorted network. IET Power Electronics 14(4), 797–806 (2021),
- [24] Yaramasu, M. Rivera, B. Wu and J. Rodriguez, "Model Predictive Current Control of Two-Level Four-Leg Inverters—Part I: Concept, Algorithm, and Simulation Analysis," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 7, pp. 3459-3468, July 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2227509.
- [25] P. M. Kishore, A. Sabnaveesu and R. Bhimasingu, "High Gain Switched Inductor Split Source Inverter for Solar Energy Applications," 2020 IEEE 9th Power India International Conference (PIICON), Sonapat, India, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/PIICON49524.2020.9113024.
- [26] N. Guler and H. Komurcugil, "Energy Function Based Finite Control Set Predictive Control Strategy for Single-Phase Split Source Inverters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 69, no. 6, pp. 5669-5679, June 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3090715.
- [27] C. Yin, Z. Xin, L. Ming and P. C. Loh, "Two Degrees of Freedom Power Decoupling Method for Single-Phase Split-Source Inverter," 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 290-296, doi: 10.1109/APEC.2019.8722288.
- [28] F. Bagheri, H. Komurcugil, O. Kukrer, N. Guler and S. Bayhan, "Multi-Input Multi-Output-Based Sliding-Mode Controller for Single-Phase Quasi-Z-Source Inverters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 8, pp. 6439-6449, Aug. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2938494.
- [29] S. Shelar, D. Bankar ve S. Bakre, "IEEE 519 Güç Sistemi Harmonikleri Standardının revizyonlarının gözden geçirilmesi (1981 ila 2022)," 2024 21. Uluslararası Harmonikler ve Güç Kalitesi Konferansı (ICHQP), Chengdu, Çin, 2024, s. 415-420, doi: 10.1109/ICHQP61174.2024.10768696.