

Haziran'18

June'18

Sayı/Number: 15 Cilt/Volume: 8
Yıl/Year. 2018

Yayın Sahibi

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası
adına
Gazi İPEK

Sorumlu Yazı İşleri Müdürü

Cansel ASLAN

Yayın İdare Merkezi

Ihlamur Sokak No: 10 Kat:3

Kızılay/Ankara

Tel: (312) 425 32 72

Faks: (312) 417 38 18

<http://bilimseldergi.emo.org.tr>

bilimseldergi@emo.org.tr

EMO üyelerine parasız dağıtılır

Teknik Editör

E. Orhan ÖRÜCÜ

Teknik Sekreter

Oylum YILDIR

Yayın Türü

Yerel Süreli Yayın

6 ayda bir yayınlanır

Basım Adedi

200

Basım Tarihi

Haziran 2018

Sayfa Düzeni

Hakkı ÜNLÜ

Ihlamur Sokak No: 10 Kat:3

Kızılay/Ankara

Tel: (312) 425 32 72/137

hakki.unlu@emo.org.tr

EMO BİLİMSEL DERGİ

**Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal
Mühendisliği Bilimsel Dergisi**

**The Journal of Electrical, Electronics, Computer and
Biomedical Engineering**

YAYIN KURULU

BAŞ EDITÖR/EDITOR IN CHIEF

Prof. Dr. A. Hamit Serbest

Çukurova Üniversitesi

EDİTÖRLER/EDITORIAL BOARD

Prof. Dr. Ayhan Altıntaş

Bilkent Üniversitesi

Prof. Dr. Cengizhan Öztürk

Boğaziçi Üniversitesi

Prof. Dr. Erhan Akın

Fırat Üniversitesi

Prof. Dr. Güven Önbilgin

Ondokuz Mayıs Üniversitesi

Prof. Dr. H. Altay Güvenir

Bilkent Üniversitesi

Doç. Dr. İzzet Gökhan Özbilgin

ISACA

Prof. Dr. Murat Eyüboğlu

Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Timur Aydemir

Gazi Üniversitesi



TMMOB

Elektrik Mühendisleri Odası

UCTEA/Chamber of Electrical Engineers

DANIŞMA KURULU

- Prof. Dr. Ahmet Koltuksuz**, *Yaşar Üniversitesi*
Prof. Dr. Ali Hikmet Doğru, *Ortadoğu Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Arif Nacaroglu, *Gaziantep Üniversitesi*
Prof. Dr. Atilla Bir, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Aydın Köksal, *Bilişim A.Ş.*
Prof. Dr. Aydoğan Özdemir, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Aysin Baytan Ertüzün, *Boğaziçi Üniversitesi*
Prof. Dr. Belgin Türkay, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Bülent Sankur, *Boğaziçi Üniversitesi*
Prof. Dr. Cüneyt Güzeliş, *Yaşar Üniversitesi*
Prof. Dr. Erdal Panayırıcı, *Kadir Has Üniversitesi*
Prof. Dr. Erkan Afacan, *Gazi Üniversitesi*
Prof. Dr. Ferit Acar Savacı, *İzmir İleri teknoloji Enstitüsü*
Prof. Dr. H. Bülent Ertan, *Ortadoğu Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. H. Özcan Gülçür, *Boğaziçi Üniversitesi*
Prof. Dr. Haldun Karaca, *Dokuz Eylül Üniversitesi*
Prof. Dr. İbrahim Eksin, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. İnci Çilesiz, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. İrfan Karagöz, *Gazi Üniversitesi*
Prof. Dr. Kemal Leblebicioğlu, *Ortadoğu Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Muhittin Gökmen, *MEF Üniversitesi*
Prof. Dr. Murat Aşkar, *İzmir Ekonomi Üniversitesi*
Prof. Dr. Müjde Güzelkaya, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Osman Eroğul, *GATA (Gülhane Askeri Tıp Akademisi)*
Prof. Dr. Oya Kalıpsız, *Yıldız Teknik Üniversitesi*
Prof. Dr. Sermin Onaygil, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Doç. Dr. Lale Tükenmez Ergene, *İstanbul Teknik Üniversitesi*
Doç. Dr. Osman Abul, *TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi*
Doç. Dr. Özlem Özgün, *Hacettepe Üniversitesi*
Dr. Bora Güngören, *Portakal Teknoloji*
Ahmet Tarık Uzunkeya, *Entes Elektronik*
Bülent Damar, *Pelka Elektrik*
Fikret Küçükdeveci, *TEPA*
Serdar Bozkurt, *SIEMENS*

İÇERİK/CONTENTS

- 5 Ağ Üzerinden Kontrol Edilen Yükselten DA-DA Dönüştürücünün Zaman Gecikmesine Bağlı Kararlılık Analizi**
Delay-Dependent Stability Analysis of Network-Controlled DC-DC Boost Converter
Alperen Sarı, Şahin Sönmez, Saffet Ayasun
- 13 Yüksek Hızlı Asenkron Motorların Farklı Rotor Yapıları için Analizi**
Analysis of High-Speed Induction Motors for Different Rotor Designs
Anil Yılmaz, Abdullah Polat, Lale T. Ergene
- 19 Sürekli Miknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorlarda Miknatıs Yerleşiminin Performansa Etkisi**
Effects of Magnet Positioning on Performance in Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machines
Alper Tap, Liridon Xheladini, Taşdemir Aşan, Murat İmeryüz, Murat Yılmaz, Lale T. Ergene
- 27 Türkiye Elektrik Şebekesinin Alçak Gerilim Sisteminin Fotovoltaik Sistemlerin Varlığında Değerlendirilmesi**
Evaluation of Low Voltage System of Turkish Electricity Considering Presence of Photovoltaic Penetration
Erencan Duymaz, Murat Göl
- 33 Batarya Modelleri ve Şarj Durumu (SoC) Belirleme**
Battery Models and State of Charge (SoC) Determination
Efe İsa Tezde, Halil İbrahim Okumuş
- 41 Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Kampüsünde Elektrik Tüketim Maliyetinin Azaltılmasına Yönelik FV Üretim ve Enerji Depolama Biriminden Oluşan bir Mikro Şebekenin Optimal Tasarımı**
Optimal Design of a Microgrid with PV Generation and Energy Storage Unit to Reduce Electricity Cost in Eskişehir Osmangazi University Campus
İpek Çetinbaş1, Bünyamin Tamyürek, Mehmet Demirtaş
- 51 Raylı Sistemlerde Orta Gerilim Elektrifikasyon Sisteminin Modellenmesi ve Besleme Senaryolarının Belirlenmesi**
Modelling of Medium Voltage Electrification Systems and Specification of Feeding Scenarios in Railway Systems
Furkan Karkuş, Recep Yumurtacı
- 63 Güç Elektronik Dönüştürücüleri için Adaptif Histerezis Akım Kontrol Yönteminin İyileştirilmesi**
Improvement of Adaptive Hysteresis Current Control Method for Power Electronics Converters
A. Faruk BAKAN, A. Talha DUDAK
- 71 Enerji Dağıtım Sistemlerinde Güneş Enerji Santrali Entegrasyonu ve Röle Koordinasyonu**
Integration of Solar Power Plant to Energy Distribution Network and Relay Coordination
Mehmet Tan Turan, Yavuz Ateş, Erdin Gökalgp
- 79 Rüzgar Enerji Dönüşüm Sistemlerinde Finsler Geometrisi Tabanlı Yeni Bir Yaklaşım**
A Novel Approach Based on Finsler Geometry in Wind Energy Conversion Systems
Emrah Dokur, Salim Ceyhan, Mehmet Kurban
- 87 Hız-Algilayıcı Doğrudan Vektör Kontrollü Asenkron Motor Sürücüleri için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Stator ve Rotor Direnci Kestiricisi**
Reduced Order Extended Kalman Filter based Stator and Rotor Resistance Estimator for Speed-Sensored Direct Vector Controlled Induction Motors Drives
Rıdvan Demir1, Murat Barut2, Recep Yıldız, Emrah Zerdali, Remzi İnan
- 97 Doğrusal Sürekli Miknatıslı Senkron Motorun Doğrusal Olmayan Manyetik Eşdeğer Devre ve Sonlu Elemanlar Tabanlı Tasarımı**
Non-Linear Magnetic Equivalent Circuit and Finite Element Analysis Based Design of a Linear Permanent Magnet Synchronous Motor
Ayşe Barış, Mehmet Güleç, Yücel Demir1 ve Metin Aydın

Ağ Üzerinden Kontrol Edilen Yükselten DA-DA Dönüştürücünün Zaman Gecikmesine Bağlı Kararlılık Analizi

Delay-Dependent Stability Analysis of Network-Controlled DC-DC Boost Converter

Alperen Sarı, Şahin Sönmez, Saffet Ayasun

Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

alperensari@ohu.edu.tr, sahinsonmez@ohu.edu.tr, sayasun@ohu.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, yükselten doğru Akım (DA)-doğru Akım (DA) dönüştürücülerin ağ üzerinden kapalı çevrim kontrol edilmesi durumunda, kullanılan haberleşme ağının yapısına ve veri iletimine bağlı olarak sistemin dinamik performansını olumsuz etkileyecek haberleşme zaman gecikmeleri gözlemlenmektedir. Sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum haberleşme zaman gecikmesinin hesaplanması, sistemin güvenilir ve kararlı bir biçimde kontrolünün yapılabilmesi için önemlidir. Bu çalışmada, ağ üzerinden kontrol edilen yükselten DA-DA dönüştürücünün zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi yapılmıştır. Bu amaçla, ilk olarak yükselten DA-DA dönüştürücünün denge noktası etrafında geçerli olan doğrusal zaman gecikmeli durum uzay denklem modeli elde edilmiştir. Daha sonra, oransal-integral (PI) denetleyicinin farklı değerleri için Kronecker çarpım ve temel dönüşüm metodu uygulanarak sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri analitik olarak hesaplanmıştır. Son olarak, bulunan teorik maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğu, zaman gecikmeli karakteristik denklemlerin köklerini bulma algoritması ve zaman düzleminde yapılan benzetim çalışmaları yardımıyla gösterilmiştir.

Anahtar kelimeler: Ağ üzerinden kontrol edilen sistemler, Kronecker çarpım ve temel dönüşüm metodu, Kararlılık, Maksimum haberleşme zaman gecikmesi, Yükselten DA-DA dönüştürücü.

Abstract

Depending on the configuration of the communication network and data transfer, time delays that adversely affect the dynamic performance of network-controlled DC-DC boost converters have been observed. Therefore, it is essential to compute maximum time delays for which network-controlled DC-DC boost converters are stable and controlled efficiently. In this study, the delay-dependent stability of network-controlled DC-DC boost converter is analyzed. For that purpose, the time-delayed linear state-space equation model around the equilibrium point and the corresponding characteristic equation are first obtained. Then, Kronecker multiplication and elementary transformation method is implemented to compute maximum time delays for different gain values of the proportional-integral (PI) controller.

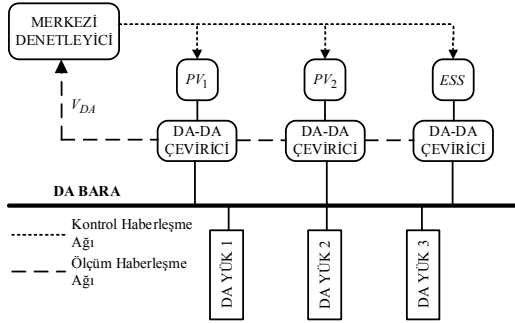
Finally, the accuracy of the delay margin values is verified by the quasi-polynomial mapping-based root finder (QPmR) algorithm and time-domain simulations of nonlinear DC-DC boost converter model.

Keywords: DC-DC boost converter, Kronecker multiplication and elementary transformation method, Maximum allowable communication delay, Network-Controlled Systems (NCS), Stability.

1. Giriş

Son yıllarda, güç elektroniği anahtarlamalı çeviriciler yüksek verimleri ve elektrik enerjisini işleme kapasiteleri nedeniyle ayarlı güç kaynakları olarak geniş kullanım alanları bulmuştur. Anahtarlamalı çeviriciler günümüzde, bilgisayar sistemlerinde ve özellikle deniz ve hava araçları için geliştirilmiş DA sistemlerde [1-2], güneş panelleri, yakıt piller ve enerji depolama üniteleri içeren DA mikro-şebekelerde [3-5] kullanılmaktadırlar. DC-DC anahtarlamalı çeviricilerin geniş kullanım alanlarının yanında yarıiletken elemanlardan ve anahtarlardan kaynaklanan doğrusal olmayan durumlardan dolayı sistemin kararlılığı ve güvenilirliği konusunda ciddi sorunlar vardır.

Bu makale kapsamında farklı uygulama alanları için kullanılan güç elektroniği dönüştürücülerin mikro-şebekelerde kullanımı ile ilgilenilmiştir. Mikro-şebekeler alternatif akım (AA), DA ve her ikisini birden içeren melez tipte olmak üzere 3 farklı şekilde gerçekleştirilebilir. DA mikro-şebekelerin kullanımı, AA mikro-şebekelerde ortaya çıkan senkronizasyon, reaktif güç akışı, harmonik akımlar ve AA-DA dönüşüm kayıplarını içermemesi nedeniyle yaygınlaşmıştır. Ayrıca güneş panelleri, yakıt pilleri ve elektrikli araçlar gibi artan DA güç üretimi ile birlikte artan DA yük miktarı da DA mikro-şebekeleri AA mikro-şebekelere göre daha tercih edilir hale getirmiştir [6]. Şekil 1'de PV panelleri, enerji depolama üniteleri, DA yükler ve merkezi denetleyici içeren bir DA mikro-şebeke blok diyagramı gösterilmiştir. DA yüklerin nominal gerilimlerine bağlı olarak, DC bara gerilimi, yükselten DA-DA dönüştürücü tarafından kontrol edilmektedir. Kesikli çizgiler, ölçüm verilerinin merkezi denetleyiciye ve kontrol sinyallerinin DA-DA dönüştürücüler ve enerji depolama ünitesine aktarmak için kullanılan haberleşme ağını temsil etmektedir [3].



Şekil 1: DA mikro-şebeke blok diyagramı.

Yükselten DA-DA dönüştürücünün akım modlu kontrolünde sistemin seçilen akım ve gerilim kazanç değerlerine göre kararlılığı kolaylıkla değişebilir ve sistemin doğrusal olmayan dinamiğinden dolayı birden fazla denge noktası oluşabilir. Bu denge noktalarında, sistem parametrelerinin değişimine göre çatalanma durumu gözlemlenebilir [1, 2]. Çatalanma ve kaos durumları, sistemin akım ve gerilim kazanç değerlerine bağlı olarak yok edilebilir. Akım modlu kontrole ilave olarak Şekil 1'de gösterildiği üzere dönüştürücünün ağ üzerinden kontrol edilmesi durumunda Oransal-İntegral (PI) denetleyicinin de merkezi denetleyici olarak sisteme kapalı çevrim eklenmesi ile sistemde birden fazla denge noktası bulunmasından kaynaklanan çatalanma ve kaos durumları elimine edilebilir. Merkezi denetleyicinin kullanımı ile kontrol merkezinde anlık olarak gözlemlenen gerilim ve akım değerlerinin istenilen değerlerde tutulmasını sağlayacak geri besleme sinyali yardımıyla çeviricinin anahtarlama zamanı kontrol edilerek çıkış gerilimi istenilen seviyede tutulur. Ancak, ağ üzerinden kontrol edilen sistemde, akım ve gerilim bilgisinin kontrol merkezine gönderilmesi ve tekrar kontrol merkezinden sisteme kontrol sinyalinin iletilmesi gerekmektedir. Merkezi denetleyici ve akım modlu denetleyici için uygun sistem parametreleri seçilmiş olsa bile sistemde kullanılan haberleşme ağı ve veri alış verişi sırasında sistemin çalışma performansını etkileyen haberleşme zaman gecikmeleri oluşmaktadır. Zaman gecikmesi değerinin ihmal edilemeyecek bir hal alması durumunda çevirici sisteminin kararlılığı için haberleşme ağında gözlemlenecek toplam zaman gecikmesinin bilinmesi önemlidir [1,2, 7].

Sistem parametrelerinden bağımsız olarak sistemin kararlı çalışma performansını kararsız yapabilecek bu zaman gecikmelerinin sistem kararlılığına etkisini inceleyebilmek için sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesinin analitik olarak hesaplanması gerekir. Literatürde, zaman gecikmeli sistemlerin frekans düzleminde doğrudan ve zaman düzleminde dolaylı olarak maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasını sağlayan iki ayrı grup yöntem kullanılmaktadır. Frekans düzlemindeki yöntemler, sistemin karakteristik denkleminin ait sanal eksen üzerindeki kompleks kökleri hesaplayarak sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini elde etmeye yöneliktir. Schur-Cohn yöntemi [9], üstel terimlerin yok edilmesine dayalı direkt metot [9], Rekasius yerine koyma yöntemi [10, 11] ve Kronecker çarpım ve temel dönüşüm metodu [12] frekans düzlemindeki en yaygın analitik yöntemlerdir. Bu yöntemlerden, Schur-Cohn yöntemi, otomatik üretim kontrol sistemleri için maksimum zaman gecikmesinin

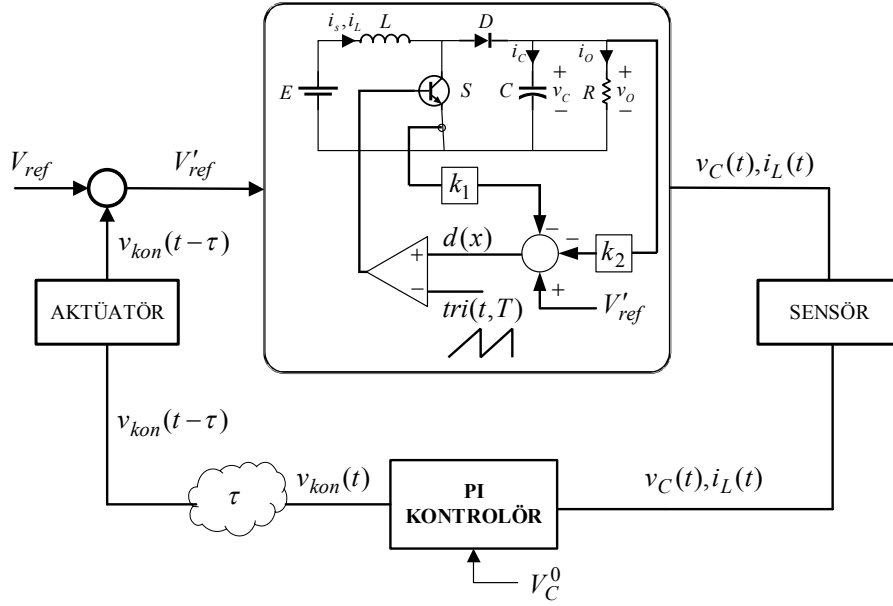
hesaplanmasında [13], üstel terimin yok edilmesine dayalı olan direkt metot zaman gecikmesi içeren iki bölgeli yük frekans kontrol sisteminin kararlılık analizinde [14] ve Rekasius yerine koyma yöntemi zaman gecikmeli bir bölgeli yük frekans kontrol sisteminde PI denetleyicinin farklı parametre değerleri için maksimum zaman gecikmesinin hesaplanmasında [15] etkin olarak kullanılmıştır.

Daha önceki çalışmamızda, karakteristik denklemde bulunan üstel terimi yok etme prensibine dayanan analitik yöntem [9], yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmelerinin hesabında kullanılmış ve PI denetleyicinin farklı kazanç değerleri için maksimum zaman gecikme değerleri analitik olarak hesaplanmıştı [16]. Bu çalışmada, yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini hesaplamak için, frekans düzleminde kullanılan diğer bir yöntem olan Kronecker çarpım ve temel dönüşüm metodu [12] önerilmiştir. Bu çalışmanın birinci önemli katkısı, yükselten DA-DA dönüştürücü sisteminin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değerini hesaplamak için yeni bir yöntemin uygulanmasıdır. Bu amaçla, ilk olarak doğrusal olmayan akım mod kontrollü yükselten DA-DA dönüştürücünün denge noktası etrafında geçerli olan doğrusal zaman gecikmeli durum uzay denklem modeli ve ilgili karakteristik denklemin elde edilmiştir. Daha sonra, oransal-integral (PI) denetleyicinin farklı değerleri için, Kronecker çarpım ve temel dönüşüm metodu uygulanarak sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değerleri analitik olarak hesaplanmıştır. Son olarak, elde edilen teorik maksimum zaman gecikme değerlerinin doğruluğu, zaman gecikmeli sistemlerde köklerin konumu hakkında bilgi veren üstel terimli polinomların köklerini belirleme (quasi-polynomial mapping-based root finder, QPmR) algoritması [17, 18] ve zaman düzleminde yapılan benzetim çalışmaları [19] ile gösterilmiştir. Hesaplanan teorik maksimum zaman gecikme değerlerinin QPmR algoritması ile doğrulanması bu çalışmanın ikinci önemli katkısıdır.

2. Kapalı Çevrim Yükselten DA-DA Dönüştürücü Modeli

Zaman gecikmesi içeren merkezi PI denetleyici ve yerel akım modlu denetleyici içeren yükselten DA-DA dönüştürücünün blok diyagramı Şekil 2'de verilmiştir. Şekil 1'de verilen DA mikro-şebeke ile karşılaştırıldığında bu çalışmada bir adet yükselten DA-DA dönüştürücü kullanıldığı görülmektedir.

Şekil 2'de, $v_C(t)$, $i_L(t)$, d , $v_{kon}(t)$ sırası ile çevirici çıkış gerilimi, endüktans akımı, çevirici doluluk oranını ve denetleyici kontrol sinyalini ifade etmektedir. Ayrıca, E , L , C , D , R ve V_C^0 sırası ile çeviricinin giriş gerilimini, devrenin endüktansını, kapasitesini, ters yönde akım akmasını önlemek için kullanılan diyotu, devre direncini ve çeviricinin istenilen çıkış gerilim değerini göstermektedir. Sistemde, akım ve gerilim bilgisinin sensör yardımıyla ölçülmesi, denetleyici tarafından değerlendirilmesi ve bu verilerin sisteme iletilmesinden kaynaklanan toplam zaman gecikmesi τ ile gösterilmiştir ve toplam zaman gecikmesi sabit olarak PI denetleyici ile aktüatör arasında yerleştirilmiştir.



Şekil 2: NCS ile kontrol edilen akım mod kontrollü yükselten DA-DA dönüştürücü modeli.

Yükselten DA-DA dönüştürücünün analizinde dönüştürücü ideal kabul edilerek kapasite ve endüktanstaki kayıplar ile anahtarlama kayıpları ihmal edilmiş ve sistemin sürekli akım modunda çalıştığı varsayılmıştır [20, 21]. Dönüştürücünün analizi Şekil 2'deki çevirici bloğundaki anahtarın açık ve kapalı olmasına göre iki durum için ayrı ayrı yapılmış olup bu iki durum literatürde mevcut olan ortalama durum uzay modeli kullanılarak tek bir denklemde birleştirilmiştir [21]. Şekil 2'de verilen doğrusal olmayan kapalı çevrim yükselten DA-DA dönüştürücü modeli Denklem (1)-(6) ile gösterilen diferansiyel denklem seti ile ifade edilmektedir. Şekil 2 incelendiğinde, çevirici çıkış gerilimi ve akımı sensörler yardımıyla ölçülerek, ölçüm sonuçları oransal-integral (PI) denetleyiciye iletilmektedir. Bu çevrimin devamında, yükselten DA-DA dönüştürücünün çıkış gerilimi V_C^0 değerinde sabit tutulması istendiğinden dolayı, Denklem (1) ile verilen kontrol sinyalinden ($v_{kon}(t)$) görüldüğü gibi PI denetleyici, çeviricinin çıkış gerilimi ile istenilen V_C^0 çıkış gerilimi arasındaki hata sinyalini kullanarak çıkış geriliminin istenilen değerde tutulmasını sağlamaktadır. Bu kapalı çevrimin sonunda, PI denetleyicinin çıkışındaki kontrol sinyali τ kadar geciktirildikten sonra V_{ref} sinyali ile karşılaştırılarak

Denklem (2) ile gösterilen V'_{ref} sinyali elde edilmiştir. Denklem (3)'de ise, çevirici bloğuna iletilen V'_{ref} sinyali yardımıyla anahtar çalışma oranı $d(t)$ sinyalinin çalışma aralığı belirlenmektedir [1, 2].

$$v_{kon}(t) = K_P (v_c(t) - V_C^0) + K_I \int (v_c(t) - V_C^0) dt \quad (1)$$

$$V'_{ref} = V_{ref} - v_{kon}(t - \tau) \quad (2)$$

$$d(t) = V'_{ref} - k_1 i_L(t) - k_2 v_c(t) \quad (3)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} [i_L - i_L V'_{ref} + k_1 i_L^2 + k_2 v_c i_L - \frac{v_c}{R}] \quad (4)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [v_c V'_{ref} - k_1 i_L v_c - k_2 v_c^2 - v_c + E] \quad (5)$$

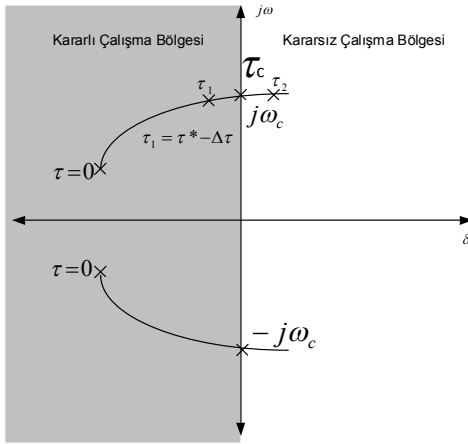
$$\frac{dv_{K_I}}{dt} = K_I [v_c(t) - V_C^0] \quad (6)$$

Zaman gecikmesi içeren yükselten DA-DA dönüştürücünün zaman gecikmesine göre kararlılık analizlerinin gerçekleştirilebilmesi için sisteme ait karakteristik denkleminin elde edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla, zaman gecikmeli sistemin dinamikleri zaman gecikmeli doğrusal olmayan diferansiyel denklemlerle Denklem (7)'de verildiği gibi gösterilebilir. Denklem (7)'de $x(t) = [v_c(t) \ i_L(t) \ v_{K_I}(t)]^T$ sistemin, zaman gecikmesi içermeyen durum değişkenlerini ve $x_c(t) = [v_c(t-\tau) \ i_L(t-\tau) \ v_{K_I}(t-\tau)]^T$ zaman gecikmesine bağlı durum değişkenlerini göstermektedir.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(v_c(t), i_L(t), v_c(t-\tau), v_{K_I}(t-\tau)) \\ f_2(v_c(t), i_L(t), v_c(t-\tau), v_{K_I}(t-\tau)) \\ f_3(v_c(t)) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_2, x_3, x_{1\tau}, x_{2\tau}, x_{3\tau}) \\ f_2(x_1, x_2, x_3, x_{1\tau}, x_{2\tau}, x_{3\tau}) \\ f_3(x_1, x_2, x_3, x_{1\tau}, x_{2\tau}, x_{3\tau}) \end{bmatrix}$$

Kararlılık analizi için sistemin denklemleri denge noktası etrafında doğrusal hale getirilmelidir. Denklem (1)-(6) kullanılarak sisteme ait denge noktası hesaplanarak, Denklem (8)'de verilmiştir.



Şekil 3: Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre değişimi.

$$\begin{aligned} v_{c0} &= V_c^0 \\ i_{L0} &= \frac{V_c^{0^2}}{RE} \\ v_{K,0} &= \frac{-k_1 V_c^{0^2}}{RE} - k_2 V_c^0 + (V_{ref} - 1) \frac{E}{V_c^0} \end{aligned} \quad (8)$$

Şekil 2'de verilen sistemi tanımlayan Denklem (7), $(v_{c0}, i_{L0}, v_{K,0})$ denge noktası etrafında doğrusal hale getirilebilir ve Denklem (9) ile gösterilen doğrusal sistem modeli kolaylıkla elde edilebilir. Denklem (9)'daki $[A_0]$ ve $[A_\tau]$ matrisleri sistem matrisleridir.

$$\Delta \dot{x}(t) = [A_0] \Delta x(t) + [A_\tau] \Delta x_\tau(t - \tau) \quad (9)$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} \left(k_2 x_2 - \frac{1}{R}\right) \frac{1}{C} & (1 - V'_{ref} + 2k_1 x_2 + k_2 x_1) \frac{1}{C} & 0 \\ (V'_{ref} - k_1 x_2 - 2k_2 x_1 - 1) \frac{1}{L} & -\frac{k_1 x_1}{L} & 0 \\ K_I & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_\tau = \begin{bmatrix} \frac{x_2 K_P}{C} & 0 & \frac{x_2}{C} \\ -\frac{x_1 K_P}{L} & 0 & -\frac{x_1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$V'_{ref} = V_{ref} - K_P x_1(t - \tau) + K_P V_c^0 - x_3(t - \tau)$$

Zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizleri yapabilmek için Denklem (9)'da verilen zaman gecikmeli doğrusal sistemin karakteristik denklemi Denklem (10) yardımıyla hesaplanabilir.

$$\Delta(s, \tau) = \det(sI - A_0 - A_\tau e^{-s\tau}) = 0 \quad (10)$$

3. Maksimum Haberleşme Zaman Gecikmesinin Bulunması

Dinamik sistemlerin genel kararlılık teorisine göre, herhangi bir sistemin kararlı olması için gerek ve yeter koşul, Denklem (10) ile verilen sistem karakteristik denkleminin tüm köklerinin kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunmasıdır. Ancak, Denklem (10)'dan da görüldüğü gibi karakteristik denkleminde üstel terim bulunmaktadır ve dolayısı ile üstel terimin mevcudiyeti karakteristik denklemin sonsuz adet köke sahip olmasına neden olmaktadır. Sonsuz adet kökün değeri ve bunların zaman gecikmesi τ 'nin değişimine göre nasıl değişeceğinin analiz edilmesi oldukça zor bir problemdir. Köklerin, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değişebileceği ve kararlı sistemin zaman gecikmesi τ 'nin değişimine göre nasıl kararsız olabileceği Şekil 3'de kök-yer eğrisi yardımıyla grafiksel olarak gösterilmiştir. Denklem (10)'daki karakteristik denkleminde bulunan zaman gecikmesi değeri $\tau = 0$ anından başlanarak artırılması durumunda karakteristik polinomun bir çift kompleks kökü sol yarı düzlemde sağ yarı düzleme doğru hareket etmeye başlayacaktır. $\tau = \tau_c$ değerine ulaşıldığında ise karakteristik denklemin kompleks kök çifti sanal eksen üzerinde olacaktır. Burada, $\tau = \tau_c$ sistemin sınırda kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değeri olarak tanımlanmaktadır.

3.1. Maksimum Zaman Gecikmesinin Hesaplanması: Kronecker Çarpım ve Temel Dönüşüm Metodu

Tüm frekans düzlemi metodlarında olduğu gibi Kronecker çarpım ve temel dönüşüm metodu da Denklem (10)'da verilen karakteristik denkleminde bulunan ve sonsuz kök mevcudiyetine sebep olan üstel terimin yok edilerek, sanal eksen üzerinde bulunan köklerinin ($s = \pm j\omega_c$) hesaplanıp, bu kökler yardımıyla karakteristik denklemi sağlayacak zaman gecikmesi değerinin (τ_c) bulunmasına dayanır [12, 22-24].

Eğer $s = j\omega$ Denklem (9) verilen sistemin sanal eksen üzerinde olan bir özdeğeri ise, Denklem (10)'da verilen karakteristik denklem aşağıda verilen biçimde bir özdeğer-özvektör problemi olarak yeniden ifade edilebilir.

$$[sI - A_0 - A_\tau e^{-s\tau}]v = 0 \quad (11)$$

$$[sI - A_0]v = e^{-s\tau} A_\tau v \quad (12)$$

Denklem (12)'in kompleks eşleniği ve transpozunu alındığında

$$v^* [-sI - A_0^T] = e^{s\tau} v^* A_\tau^T \quad (13)$$

$$v^* [sI + A_0^T] = -e^{s\tau} v^* A_\tau^T \quad (14)$$

denklemi elde edilir. Üstel terimi $e^{\pm s\tau}$ yok etmek için Denklem (12) ve (14) birbirleri ile çarpılarak üstel terim içermeyen

$$[sI - A_0]v v^* [sI + A_0^T] = -A_\tau v v^* A_\tau^T \quad (15)$$

Yeni bir denklem elde edilir. Bu noktada, Denklem (15)'i genelleştirilmiş özdeğer-özvektör problemine dönüştürmek için bir temel dönüşümün tanımlanması gerekmektedir. $\xi: \mathcal{E}^{n \times n} \rightarrow \mathcal{E}^{n^2}$ olmak üzere bir $M^{(n \times n)}$ matrisi (ξM)^(n²) vektörüne temel dönüşüm ile aşağıda verildiği gibi kolaylıkla çevrilebilir [12].

$$M^{(n \times n)} = \begin{bmatrix} m_1 \\ M \\ m_n \end{bmatrix} \Rightarrow (\xi M)^{(n^2)} = \begin{bmatrix} m_1^T \\ M \\ m_n^T \end{bmatrix} \quad (16)$$

Denklem (16) yardımı ile $A, B, X \in \mathcal{E}^{n \times n}$ gibi herhangi üç matrisin çarpımına $\xi: \mathcal{E}^{n \times n} \rightarrow \mathcal{E}^{n^2}$ temel dönüşümün uygulanması durumunda elde edilen sonuç, Kronecker çarpım olarak

$$\xi(AXB) = (A \otimes B^T)\xi X \quad (17)$$

biçiminde ifade edilebilir. Denklem (17)'de verilen eşitlik yardımı ile Denklem (15)'de verilen eşitlik Kronecker çarpım olarak

$$\begin{aligned} ((sI - A_0) \otimes (sI + A_0) + (A_\tau \otimes A_\tau))u &= 0 \\ \Lambda(s)u &= 0 \end{aligned} \quad (18)$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada, $u = \zeta v v^*$ temel dönüşümü göstermektedir. Denklem (18)'de $u = \zeta v v^* \neq 0$ olması için $\det[\Lambda(s)] = 0$ olmalıdır. Bu şart aşağıda verilen özdeğer problemi olarak ifade edilebilir [12, 22].

$$\det[sE_0 - J_0] = 0 \quad (19)$$

Burada,

$$E_0 = \begin{bmatrix} I \otimes I & 0 \\ 0 & I \otimes I \end{bmatrix}, J_0 = \begin{bmatrix} A_0 \otimes I & A_\tau \otimes I \\ -I \otimes A_\tau & -I \otimes A_0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Önerilen Kronecker çarpım ve temel dönüşüm yöntemi ile üstel terim içeren Denklem (10)'daki n . dereceden karakteristik denklem, Denklem (19)'da verilen üstel terim içermeyen $2n^2$ dereceden sıradan bir polinoma dönüştürülmüştür. Denklem (10)'da verilen karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki kökleri, Denklem (19)'da verilen yeni karakteristik denklemin sanal eksen üzerindeki kökleri ile aynı olmaktadır. Başka bir ifade ile Denklem (10)'un sanal eksen üzerindeki kökleri aynı zamanda J_0 matrisinin özdeğerleri olmaktadır. Sistem parametrelerine bağlı olarak, Denklem (19)'un sanal eksen üzerinde birden fazla kökü bulunabilir. Bu özdeğerlerin kümesi Denklem (21) ile verilmiştir.

$$\Omega = \{\pm j\omega_{c1}, \pm j\omega_{c2}, \dots, \pm j\omega_{cq}\} \quad (21)$$

Denklem (21)'de verilen her $s = j\omega_c$ sanal kökün Denklem (11)'i sağlaması için $z_c = e^{-j\omega_c \tau_c}$ 'nin $(j\omega_c I - A_0, A_\tau)$ matris çiftinin genelleştirilmiş birim genliğe sahip özdeğeri olmak zorundadır [12, 22]

$$z_c = e^{-j\omega_c \tau_c} = \text{eig}(j\omega_c I - A_0, A_\tau), \quad i=1,2,\dots \quad (22)$$

Denklem (21)'de verilen her ω_c birim genlikli z_c kümesi

$$\{z_c\} = \{z_{c1}, z_{c2}, \dots, z_{cq}\} \quad (23)$$

biçiminde ifade edilebilir.

Denklem (21)'deki her ω_c ile ilişkili olan z_c değeri yardımıyla $z_c = e^{-j\omega_c \tau_c}$ ifadesinden sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değeri kolaylıkla hesaplanabilir. z_c birim genlikli olduğundan eşitliğin her iki tarafının da açıları aynı olması gerektiğinden Denklem (24) yardımıyla zaman gecikme değeri

$$\tau_c = \frac{1}{\omega_c}(-\angle z_c + 2\pi k), \quad k=0,1,2,\dots \quad (24)$$

denklemini ile hesaplanabilir [12, 22]. Denklem (21) ve (23)'de verilen her (ω_c, z_c) için sistemin sınırdaki kararlı olacağı τ_c değeri hesaplanarak, bunların içinden en küçük olan zaman gecikme değeri sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi olarak belirlenir.

4. Teorik ve Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, ilk olarak zaman gecikmeli yükseltlen DA-DA dönüştürücünün, Kronecker çarpım ve temel dönüşüm metodu uygulanarak seçilen sistem parametrelerine göre sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikmesi değeri hesaplanmıştır. Daha sonra, MATLAB/Simulink [16] ortamında yapılan benzetim çalışmaları ve QPmR algoritması yardımıyla, hesaplanan teorik maksimum zaman gecikmesi değerinin doğruluğu gösterilmiştir. Son olarak, PI denetleyici kazançlarının maksimum zaman gecikmesine etkisi incelenmiştir. Teorik ve benzetim çalışmalarında aşağıda verilen sistem parametreleri kullanılmıştır [1].

Tablo 1: Sistem Parametreleri

E (V)	L (mH)	C (μ F)	R (Ω)	V_{ref} (V)
4	5	220	10	-0.18
k_1 (A^{-1})	k_2 (V^{-1})	K_P (V^{-1})	K_I (V^{-2})	
0.1	-0.1	0.01	0.1	

Bölüm 3'de verilen zaman gecikmesi hesabını daha açık şekilde göstermek amacıyla Tablo 1'de verilen sistem parametre değerleri için hesaplamalar adım adım olarak aşağıda verilmiştir.

4.1. Kronecker Çarpım ve Temel Dönüşüm Metodunun Uygulanması

Adım 1: Verilen sistem parametreleri Denklem (4), (5) ve (6)'da yerine yazılarak doğrusal olmayan yükseltlen DA-DA dönüştürücüye ait diferansiyel denklem seti elde edilir ve Denklem (7) yardımıyla matris formunda ifade edilir.

Adım 2: Yükselten DA-DA dönüştürücünün istenilen çıkış gerilim değeri $V_c^0 = 5.921 V$ olarak belirlenmiştir. Bu amaçla, seçilen sistem parametrelerine göre Denklem (7)'de verilen doğrusal olmayan sistemin denge noktaları Denklem (8) yardımıyla hesaplanır. Bulunan denge noktası aşağıda verilmiştir.

$$v_{c0} = 5.921 V, i_{L0} = 0.876 A, v_{K,0} = 1.5958 \times 10^{-5} V$$

Adım 3: $(5.921 V, 0.876 A, 1.5958 \times 10^{-5})$ olarak hesaplanan denge noktası etrafında Denklem (9)'da verilen doğrusal model elde edilir. Bu modele ait sistem matrisleri aşağıdaki şekilde elde edilmiştir.

$$A_0 = \begin{bmatrix} -852.9 & 3469.1 & 0 \\ -16.7 & -118.42 & 0 \\ 0.1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_\tau = \begin{bmatrix} 39.839 & 0 & 3983.9 \\ -11.842 & 0 & -1184.2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Adım 4: Sistemin zaman gecikmesi yok iken kararlılığını incelemek için Denklem (9)'da $\tau = 0$ alınarak $\mathcal{A}(t) = (A_0 + A_\tau)x(t)$ doğrusal model elde edilir. $[A_0 + A_\tau]$ matrisinin özdeğerleri, seçilen parametreler için $-1616.2, -313.4, -1.9$ olarak hesaplanmıştır. Bu özdeğerlerin tamamı kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde bulunduğundan $\tau = 0$ iken sistem kararlıdır.

Adım 5: Denklem (20)'den faydalanılarak E_0 ve J_0 matrisleri elde edilir. E_0 'ın 18×18 boyutlu birim matris olduğu gözükmektedir. Oluşturulan matrisler çok büyük olduğundan burada yer verilmemiştir. Denklem (19) yardımı J_0 matrisinin sanal eksen üzerindeki özdeğerleri

$$j\Omega = \{j2.35, -j2.35\}$$

olarak hesaplanmıştır.

Adım 6: Adım 5'de hesaplanan $\omega_{c1} = +2.35 \text{ rad/s}$ ve $\omega_{c2} = -2.35 \text{ rad/s}$ için Denklem (22) kullanılarak $(j\omega_c I - A_0, A_\tau)$ matris çiftinin genelleştirilmiş birim genlikli $(|z_c| = 1)$ kompleks özdeğerleri aşağıdaki şekilde bulunmuştur.

$$z_{c1} = -0.212 - j0.977, z_{c2} = -0.212 + j0.977$$

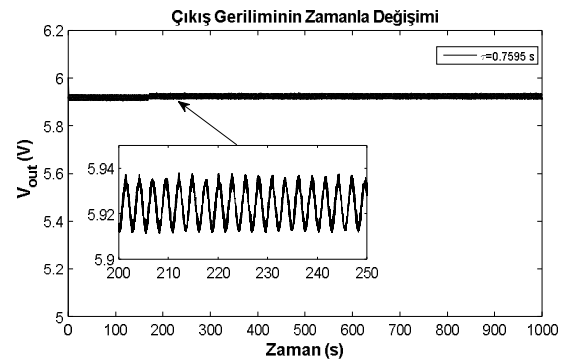
Adım 7: Denklem (24) kullanılarak, seçilen parametre değerleri için sistemin sınırdaki kararlı olacağı maksimum zaman gecikme değeri $\tau_c = 0.7593 s$ olarak hesaplanır. Bulunan iki adet (ω_c, z_c) değeri için köklerin simetrisinden dolayı aynı maksimum zaman gecikme değeri bulunmuştur.

4.2. Benzetim Çalışmaları ile Teorik Sonuçlarının Doğrulanması

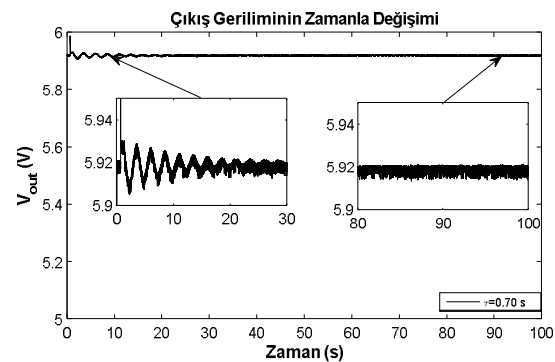
Bir önceki bölümde hesaplanan teorik maksimum zaman gecikme değerinin doğruluğunu göstermek için Denklem (4), (5) ve (6) ile tanımlanan doğrusal olmayan diferansiyel denklem modeli kullanılarak MATLAB/Simulink ortamında kapasite gerilimi için $5 V$ ve endüktans akımı için $0.7 A$ başlangıç koşulunda benzetim çalışması yapılmıştır. Teorik olarak sistemin sınırdaki kararlı olacağı zaman gecikmesi değeri

$\tau_c = 0.7593 s$ hesaplanmıştır. Ancak, benzetim çalışmalarında sistemin sınırdaki kararlı olduğu zaman gecikme değeri $\tau_c = 0.7595 s$ olarak belirlenmiştir. Teorik ve benzetim çalışmalarının birbirine oldukça yakın sonuç verdiği görülmüştür. Bu iki zaman gecikme değeri arasındaki küçük farkın sebebi, teorik maksimum zaman gecikmesi hesabında Denklem (9)'da verilen doğrusal model kullanılırken benzetim çalışmalarında ise Denklem (7)'de verilen doğrusal olmayan sistem modelinin kullanılmasıdır.

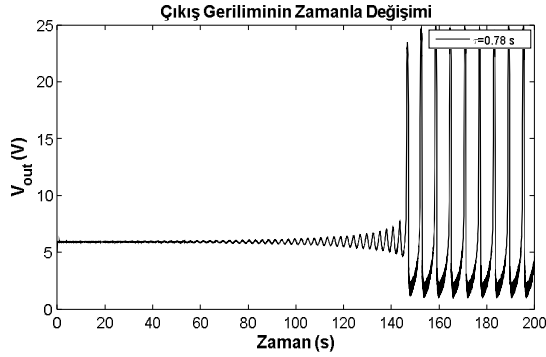
Zaman gecikmesinin değişimine göre sistemin kararlılığının nasıl değiştiğini göstermek amacı ile üç farklı zaman gecikmesi değeri için benzetim çalışması yapılmıştır. Şekil 4'den görüldüğü üzere $\tau_c = 0.7595 s$ değerinde sistemin istenilen çıkış gerilimi ($V_c^0 = 5.921 V$) etrafında salınımların sürekli devam ettiği ve sistemin sınırdaki kararlı olduğu görülmektedir. Şekil 5'de ise, $\tau_c = 0.7595 s$ değerinden daha küçük bir zaman gecikmesi değerinde ($\tau = 0.7 s < \tau_c = 0.7595 s$) sistemin salınımlarının giderek küçüldüğü ve sürekli durumda $V_c^0 = 5.921 V$ istenilen çıkış gerilimi değerinde olduğu görülmektedir. Şekil 6'de ise $\tau_c = 0.7595 s$ değerinden daha büyük bir zaman gecikmesi değerinde ($\tau_c = 0.7595 s < \tau = 0.78 s$) sistemin kararsızlığa gittiği ve çıkış geriliminin $3 V$ ile $25 V$ arasında salınım yaptığı gözlemlenmiştir.



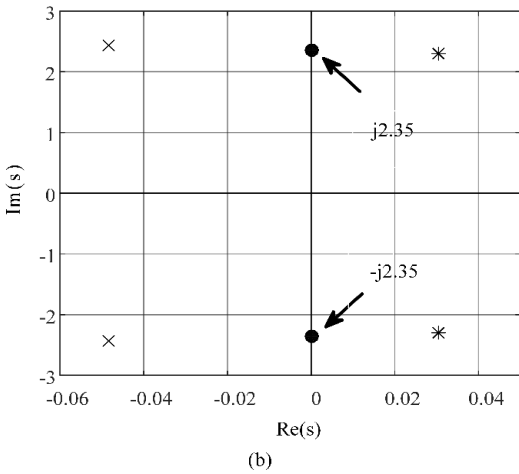
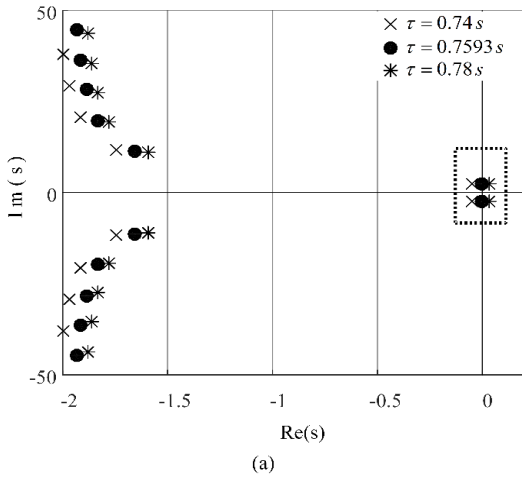
Şekil 4: $\tau_c = 0.7595 s$ için yükselten DA-DA dönüştürücü çıkış gerilimi.



Şekil 5: $\tau = 0.70 s$ için yükselten DA-DA dönüştürücü çıkış gerilimi.



Şekil 6: $\tau = 0.78 s$ için yükselten DA-DA dönüştürücü çıkış gerilimi.



Şekil 7: Seçilen zaman gecikme değerleri için DA dönüştürücü doğrusal modelinin kritik özdeğerlerinin değişimi.

Zaman düzleminde yapılan benzetim çalışmasına ilave olarak, önerilen yöntem ile elde edilen sanal kökün doğruluğu QPmR algoritması ile incelenmiştir. Bu amaçla, seçilen parametre değerleri için elde edilen Denklem (9)'da verilen doğrusal modelin özdeğerlerinin zaman gecikmesine göre nasıl değiştiği QPmR algoritması ile araştırılmıştır. Şekil 7a ve 7b'de üç farklı zaman gecikmesi değeri için kritik özdeğerlerin konumu gösterilmiştir. Şekil 7b, Şekil 7a'nın sanal eksen etrafında büyütülmüş kısmıdır. Hesaplanan maksimum zaman gecikme değerinde ($\tau_c = 0.7593 s$) iki adet kompleks eşlenik özdeğer ($s = \pm j2.35$) sanal eksen üzerinde bulunmaktadır. Bu özdeğerler, önerilen yöntem ile hesaplanan ile aynıdır. $\tau_c = 0.7593 s$ değerinden daha küçük, örneğin $\tau = 0.74 s$, değerinde sistemin özdeğerlerinin kompleks düzlemin sol yarı bölgesinde yer aldığı ve sistemin kararlı olduğu görülmektedir. Zaman gecikmesi, hesaplanan maksimum zaman gecikmesinden daha büyük bir değer seçildiğinde, örneğin $\tau = 0.78 s$ değerinde bir çift kompleks özdeğer sol yarı bölgeden sağ yarı bölgeye geçmekte ve sistem kararsızlaşmaktadır.

Tablo 2: Maksimum zaman gecikmesinin K_P ve K_I ile değişimi

$\tau^* (s)$	K_I					
K_P	0.01	0.05	0.08	0.1	0.2	0.4
0	6.8573	1.3657	0.8508	0.6793	0.3361	0.1646
0.01	7.6573	1.5257	0.9508	0.7593	0.3761	0.1846
0.02	7.9433	1.5829	0.9866	0.788	0.3904	0.1918
0.03	7.3887	1.472	0.9174	0.7325	0.3628	0.1782
0.04	4.7926	0.9532	0.5935	0.4737	0.2347	0.1164
0.05	0.0207	0.0207	0.0206	0.0206	0.0204	0.0199

Son olarak, sistemin diğer tüm parametreleri sabit tutularak, PI denetleyici kazançları sırasıyla $K_P = 0 - 0.05$ ve $K_I = 0.01 - 0.4$ aralığında seçilmiştir. Hesaplanan maksimum zaman gecikme değerleri Tablo 2'de verilmiştir. Tablo 2'deki teorik sonuçlar incelendiğinde, K_P kazancı herhangi bir değerde sabit tutulup K_I kazancı tabloda belirtilen sınırlar içinde artırıldığında maksimum zaman gecikme değerlerinin gittikçe azaldığı görülmektedir. Maksimum zaman gecikmesindeki bu azalma, K_P kazancı herhangi bir değerde sabitken K_I 'nin artmasının, DA-DA çeviricinin kararlılığını olumsuz etkilediğini göstermektedir. Diğer yandan K_I kazancı herhangi bir değerde sabit tutulup K_P kazancı tablodaki sınırlar içerisinde artırılırsa, K_P 'nin küçük değerleri için maksimum zaman gecikmesi başlangıçta artmakta, ancak daha sonra K_P 'nin büyük değerleri için azalmaktadır.



Alperen SARI

2015 yılında Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisansını, 2018 yılında Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisansını tamamladı. 2016 yılında Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde araştırma görevlisi olarak göreve başlamış olup halen aynı üniversitede görevini sürdürmektedir. Çalışma konuları; zaman gecikmeli dinamik sistemlerin kararlılık analizi ve DC mikro-şebeke sistemlerinin kararlılığı üzerinedir.



Şahin Sönmez

2010 yılında Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden lisansını, 2013 yılında Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden yüksek lisansını ve 2017 yılında Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden doktora çalışmasını bitirdi. 2017 yılında Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Dr. Öğr. Üyesi olarak göreve başlamıştır ve aynı üniversitede görevini sürdürmektedir. Çalışma konuları, zaman gecikmeli dinamik sistemlerin kararlılık analizi, güç sistemlerinin dinamiği ve kontrolü, yük frekans kontrol sistemlerinin kararlılığı, mikro şebeke sistemlerinin frekans kararlılığı.



Saffet AYASUN

1989 yılında Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden lisansını, 1997 ve 2002 yıllarında Drexel Üniversitesi (Amerika Birleşik Devletleri) Elektrik-Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde sırası ile yüksek lisans ve doktora eğitimini tamamladı. Halen Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Prof. Dr. olarak çalışmaktadır. Uzmanlık alanları, gerilim kararlılığı, doğrusal olmayan sistemlerin dinamiği, akıllı şebekeler, zaman gecikmeli dinamik sistemlerin modellenmesi ve kararlılık analizi, elektrik güç sistemlerinin dinamiği ve kontrolü, yük frekans kontrol sistemleri, AC ve DC mikro şebeke sistemlerinin kontrolünü kapsamaktadır.

Yüksek Hızlı Asenkron Motorların Farklı Rotor Yapıları için Analizi

Analysis of High-Speed Induction Motors for Different Rotor Designs

Anıl YILMAZ, Abdullah POLAT, Lale T. ERGENE

Elektrik Mühendisliği
İstanbul Teknik Üniversitesi
yilmazani@itu.edu.tr, polata@itu.edu.tr, ergenel@itu.edu.tr

Özet

Son yıllarda artan enerji ihtiyacı sebebiyle endüstride kullanılan motorların güç yoğunlukları büyük önem kazanmıştır. Yüksek hızlı asenkron motorlar; yüksek güç yoğunluğuna sahip olmaları, küçük kurulum alanı kaplamaları ve dişli çarklara olan ihtiyacı ortadan kaldırmaları sebebiyle bu ihtiyaca uygun bir şekilde yanıt vermektedirler. Asenkron motorlar basit bir yapıya sahip olmaları, maliyetlerinin ucuz olması ve bakım masraflarının az olması sebebiyle piyasada büyük ölçüde tercih edilmektedir. Kütleli rotor yapısı ise yüksek hız uygulamalarında artan merkezkaç kuvvetine dayanıklı olmaları sebebiyle yüksek hızlı asenkron motor uygulamalarında özellikle tercih edilmektedir. Bu çalışmada farklı rotor yapılarına sahip yüksek hızlı asenkron motorların, Sonlu Elemanlar Yöntemi yardımıyla, V/f kontrol yöntemi ile moment-kayma ve frekans-moment karakteristikleri analiz edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Yüksek Hızlı Asenkron Motor, Kafesli Asenkron Motor, Kütleli Rotor, Sonlu Elemanlar Yöntemi, V/f Kontrol

Abstract

In recent years, power density becomes more important due to increasing demand of the energy. High-speed induction motors are convenient to response this demand because they have high power density, small installation field and absence of gearboxes. Asynchronous motors which have simple construction, low manufacture cost and low maintenance costs are very popular in the market. In high-speed applications, centrifugal forces are increasing. Solid rotors have high resistance to centrifugal forces and these type rotors are convenient for high-speed applications. In this research, high-speed induction motors with different rotor types are analyzed by using Finite Element Method. The results are analyzed in terms of the torque-slip and frequency-torque characteristics with using V/f control.

Keywords: High-Speed Induction Motor, Squirrel Cage Induction Motor, Solid Rotor, Finite Element Method, V/f Control

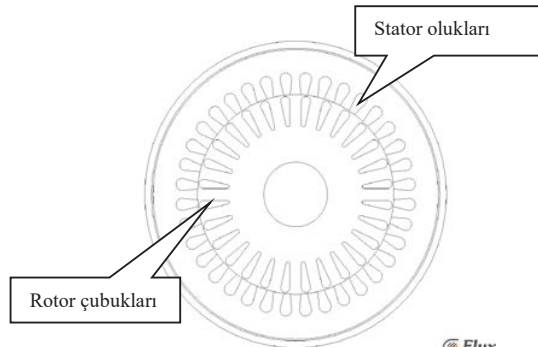
1. Giriş

Asenkron motorlar 1800'lerin sonlarında icat edilmelerinden günümüze kadar sanayinin her alanında sürekli kullanılmaktadır. Asenkron motorlar basit bir yapıya sahip olması, ucuz maliyete sahip olması, kolay kontrol edilebilme

özellikleri sebebiyle endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. 1960'larda analiz yöntemlerindeki gelişmeler ve 1980'lerde güç elektroniğindeki önemli gelişmeler; asenkron motor sürücü devrelerinin geliştirilmesinde ve analiz edilmesinde önemli bir rol oynamıştır. Bu gelişmeler eşliğinde farklı sürücü devreleri kullanılarak asenkron motorların hız ayarı kolaylıkla yapılabilir hale gelmiştir [1]. Kütleli rotor kullanılarak yapılan ilk tasarımlar 1950'lerde olmasına rağmen, güç elektroniğindeki gelişmelere bağlı olarak 1990'larda tekrar yüksek hız uygulamalarında popüler hale gelmiştir. Kütleli rotorların performanslarını arttırmaya yönelik çeşitli malzemeler kullanılmıştır. Bu malzemelerin dirençleri ve doyma akı yoğunluğu değerleri farklılık göstermektedir. Kullanılan bu malzemelerin rotorda sebep olduğu kayıplar malzeme türüne göre değişmektedir. Bu doğrultuda farklı malzemeler ile yapılan tasarımlara ait performans analizleri hakkında çalışmalar yapılmıştır [2]. Bir diğer yandan rotorda kullanılan geometrik yapının değiştirilmesiyle motorun manyetik performansını arttırmaya yönelik çalışmalar yapılmıştır. Örneğin, bu değişiklikler kütleli rotorda yarıklı yapı, kısa devre bilezikli yapı ve kaplamalı yapılar şeklinde çeşitli kombinasyonlar denenerak uygulanmıştır [3]. Bu çalışmada, asenkron motorların farklı rotor yapıları modellenerek; yüksek dönme hızlarına V/f kontrolü yapılarak erişilmiştir.

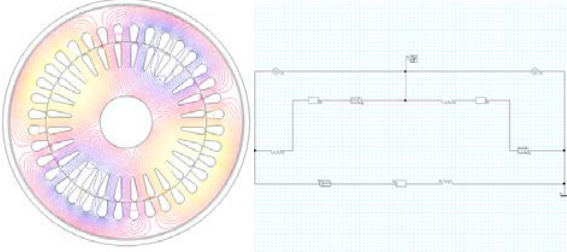
2. Referans Asenkron Motor Modeli

Referans motor; 3 fazlı, 4 kutuplu, 50 Hz, 4 kW anma çıkış gücüne sahip kafesli bir asenkron motordur. Motorun statoru Şekil 1' de gösterildiği gibi 36 oluğa, rotor ise 28 rotor çubuğuna sahiptir.



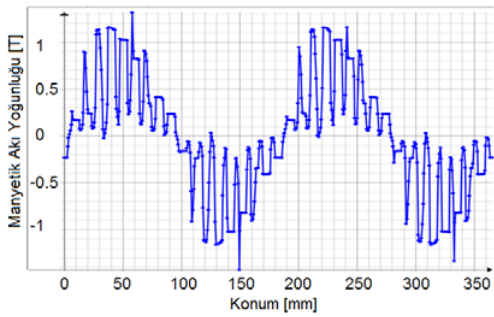
Şekil 1: Referans motor modeli

Referans motor; elektrik makinalarının analizinde tasarımcılar tarafından çoğunlukla tercih edilen Sonlu Elemanlar Yöntemi tabanlı Flux2D isimli iki boyutlu analiz yapabilen bir yazılımla modellenmiştir. Bu modellemeyle elde edilen analiz sonuçları detaylı olarak incelenmiştir. Şekil 2 de referans motora ait dört kutup yapısının belirgin bir biçimde görüldüğü manyetik eş akı çizgileri ve elektriksel eşdeğer devre bulunmaktadır.



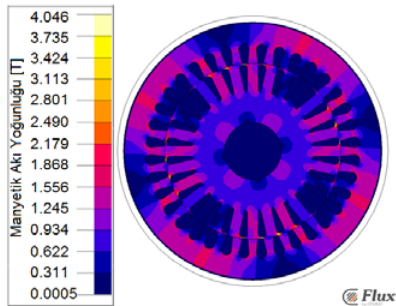
Şekil 2: Referans motorun manyetik eş akı çizgileri ve elektriksel eşdeğer devre

Referans motora ait manyetik akı yoğunluğunun normal bileşeni; herhangi bir an için hava aralığı çevresi boyunca Şekil 3'te görüldüğü gibi elde edilmiştir. Kutup sayısı ve manyetik relüktans değişiminin oluşturduğu stator oluk girintileri Şekil 3'te açıkça görülmektedir.



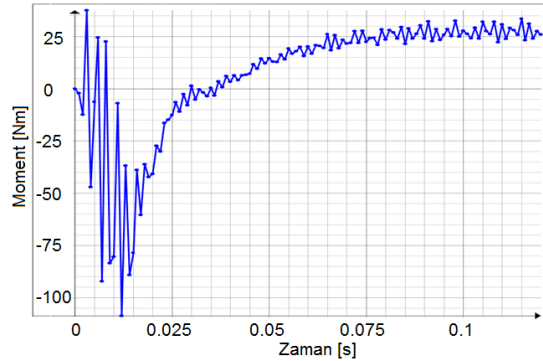
Şekil 3: Referans motorun hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğunun normal bileşeni

Referans motorun manyetik akı yoğunluğu Şekil 4'teki gibi elde edilmektedir. Bu doğrultuda, motorun farklı bölgelerindeki manyetik akı yoğunlukları değerleri incelenmiş ve farklı tasarımlardaki değişimleri gözlemlemek adına referans olarak belirlenmiştir.



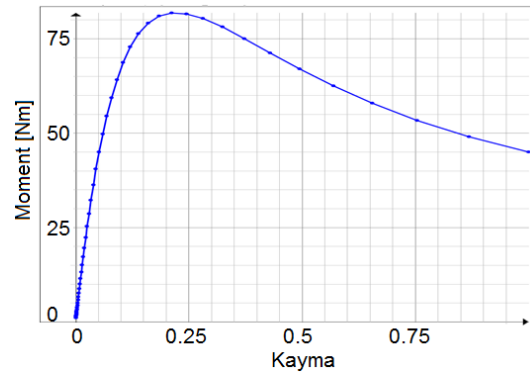
Şekil 4: Referans motorun manyetik akı yoğunluğu

Referans motorun moment-zaman karakteristiğinde motorun yaklaşık olarak 0,1 saniye sürede kararlı hale geçtiği Şekil 5'teki gibi gözlenmektedir.



Şekil 5: Referans motorun moment-zaman grafiği

Referans motorun farklı kayma değerlerinde elde edilen çıkış moment değeri Şekil 6'da gösterilmiştir.



Şekil 6: Referans motorun moment-kayma karakteristiği

Referans motor maksimum 81.79 [Nm] moment değerine ulaşırken, anma çıkış momenti değeri 26.8 [Nm] şeklinde elde edilmiştir. Farklı kayma değerlerinde elde edilen çıkış momenti değerleri Tablo 1'deki gibi gösterilebilir. Anma çıkış momenti plaka değerinde 26 Nm olarak tariflenmiş olup analiz sonucunda elde edilen değerle %3 göre hataya sahiptir. Bu fark; sürtünme ve vantilasyon kayıplarının sonlu elemanlar analizi içine dahil edilememesinden kaynaklanmaktadır.

Tablo 1: Farklı kayma değerlerindeki çıkış moment değerleri

Kayma	Moment [Nm]
0.001	1.099
0.0273	26.80
0.04533	40.73
0.22267	81.83
0.766	52.85
1	44.96

3. Kütleli Rotorlu Asenkron Motorlar

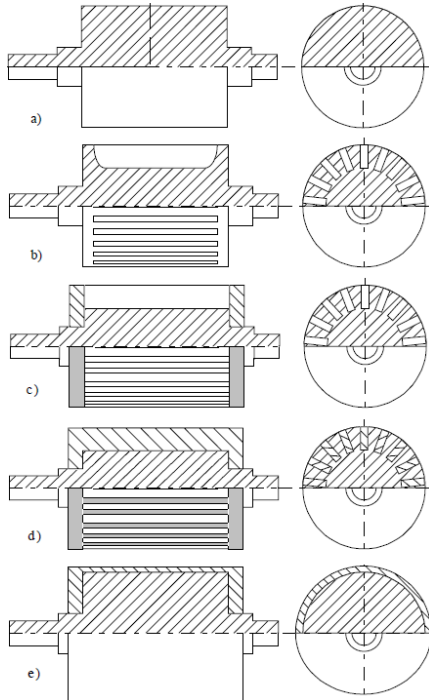
Kütleli rotorlar, asenkron motorların yüksek hızlı uygulamalarına uygun yapıdaki rotor yapılarıdır. Kütleli rotorlar basit bir geometrik yapıya sahip olup; yüzeyleri pürüzsüzdür. Ayrıca, mekanik olarak yüksek hızlarda meydana gelen yüksek merkezkaç kuvvetlerine dayanıklıdır. Yüksek hızlara erişildikçe kütleli rotorlardaki güç yoğunluğu artmaktadır. Bunlara karşın kütleli rotorlar elektromanyetik olarak zayıf özelliklere sahiptirler. Girdap akımlarının rotor üzerinde etkili olması rotordaki kayıp artışına ve dolayısıyla verimin düşmesine neden olmaktadır [4]. Manyetik akı

geçirgenliği kütleli rotorların performansını önemli derecede etkileyen faktörlerden birisidir. Manyetik akı rotor derinliklerine indikçe çıkış momentinde artış olur. Bu yüzden rotorda kullanılan malzemenin iletkenliği büyük önem kazanır. Ayrıca, kütleli rotor geometrilerinde performans arttırmaya yönelik değişiklikler yapılmaktadır.

Kütleli rotorların yüksek hızlara erişebilmesi için hız kontrolü yapılması gerekmektedir. Motorlarda hız kontrolü farklı şekillerde sağlanabilir. Bu çalışmada kütleli rotorlu motorların, yüksek besleme frekansları ile yüksek hızlara erişimi sağlanmıştır. Kütleli rotorlu asenkron motorların yüksek hızlara erişmesinde V/f kontrolü uygulanmıştır. V/f kontrol alternatif akım ile beslenen motorlarda hız kontrolü yapmak amacıyla kullanılmaktadır. V/f kontrolü için gerekli olan güç elektroniği devresinde temel olarak üç eleman yer almaktadır. Bunlar doğrultucu, doğru akım filtresi ve evirici olarak sıralanabilir. Motorlar anma frekansından yüksek frekanslarla beslediği için V/f kontrolü sabit güç bölgesinde gerçekleştirilmiştir.

3.1. Farklı kütleli rotor asenkron motor yapıları

Kütleli rotorların birçok rotor geometri yapısı vardır. Bunlar rotordaki geometrik yapının ve malzeme çeşidinin değiştirilmesi ile gerçekleştirilmektedir. Bu değişiklikler rotor performansını arttırmaya yöneliktir. Kütleli rotor çeşitleri Şekil 7'deki gibi gösterilmektedir:

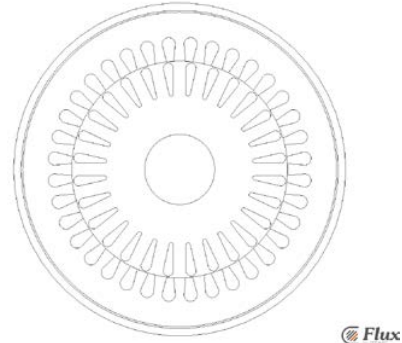


Şekil 7: Farklı kütleli rotor yapıları a) kafesiz kütleli rotor, b) yarıklı kütleli rotor, c) kısa devre bilezikli yarıklı kütleli rotor, d) kafesli kütleli rotor, e) kaplamalı kütleli rotor [5]

Bu çalışmada, silisli sac yerine kullanılan dökme demir sebebiyle girdap akımının moment üretimine katkısı ve bakır kaplamanın moment performansına etkisini araştırma amacıyla; kafesli kütleli rotor, kafesiz kütleli rotor ve bakır kaplamalı kütleli rotor yapıları üzerinde durulmuştur.

3.1.1. Kafesli kütleli rotor modeli

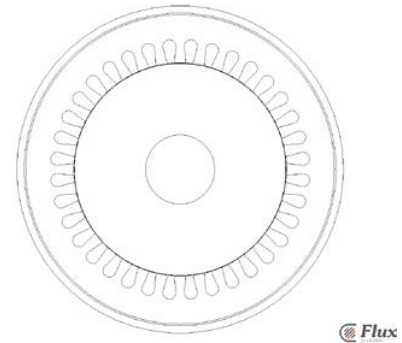
Kafesli kütleli asenkron rotor, kafesli asenkron motor ile aynı geometriye sahiptir ancak kafesli asenkron motordaki rotor malzemesi olan silisli sac (lamine sac) yerine dökme demir kullanılmıştır. Girdap akımı kayıplarını azaltmada kullanılan silisli sac yerine dökme demir kullanmak bu akımların artmasına sebep olacaktır. Bu kayıpları doğru modelleyebilmek için rotorun elektriksel direnç değeri tanımlanmalıdır. Rotor malzemesi hariç diğer tüm diğer malzeme özellikleri referans motor ile aynı alınmıştır.



Şekil 8: Kafesli kütleli rotor modeli

3.1.2. Kafesiz kütleli rotor modeli

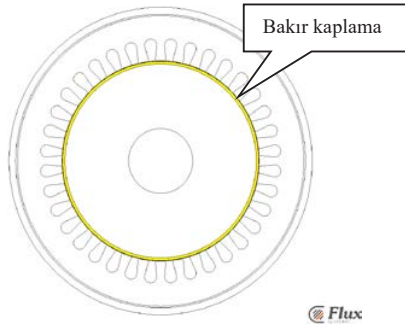
Kafesiz kütleli rotor, rotor çubuksuz kütleli bir rotorun asenkron motorda kullanılması ile gerçekleştirilir. Tüm kütleli rotor yapılarında olduğu gibi bu rotor yapısında da malzeme olarak dökme demir kullanılmıştır. Rotor yapısında kafesli yapılardan farklı olarak alüminyum iletken çubuklar yer almamaktadır. Statora ait geometri ve malzeme özellikleri referans motor ile aynı tutulmuştur.



Şekil 9: Kafesiz kütleli rotor modeli

3.1.1. Bakır kaplamalı kütleli rotor modeli

Bakır kaplamalı kütleli rotor yapısı, kafesiz kütleli rotorun yüzeyinde et kalınlığı çok ince ve iletkenliği yüksek malzeme kullanılarak oluşturulmaktadır. İletken malzeme olarak bakırın işlenirliğinin kolaylığı ve manyetik geçirgenliğinin hava boşluğundaki değere yakın olması sebebiyle kullanılmaya uygun görülmüştür [6]. Rotor yapısında gene kafesli yapılardan farklı olarak alüminyum iletken çubuklar yer almamaktadır. Statora ait geometri ve malzeme özellikleri referans motor ile aynı tutulmuştur.

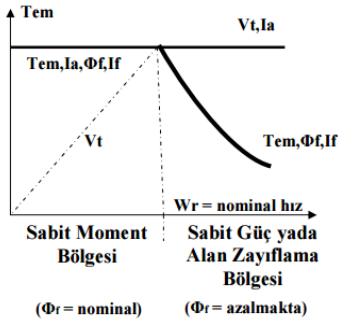


Şekil 10: Bakır kaplamalı kütleli rotor

3.2. V/f Kontrol

Referans motor üzerinde yüksek hızlı uygulamalar için uygun olan kütleli rotor modellemesi yapıldıktan sonra modeller farklı frekans değerlerinde beslenerek motorların yüksek hızlara erişmesi sağlanmıştır.

V/f kontrolü Şekil 11’de görüldüğü gibi motorlarda anma frekansından yüksek frekans değerlerinde sabit güç bölgesinde çalışmasıyla gerçekleştirilebilmektedir. Bu bölgede motor sabit anma gerilimiyle beslenirken, frekans değeri yüksek değerlere çıkmaktadır. Bu durum motorda alan zayıflatmaya neden olup motor üzerindeki akı değerinin azalmasına sebep olmaktadır. Bunun sonucunda yüksek hızlara erişen motordaki anma moment değeri frekans ile orantılı olarak azalmaktadır.



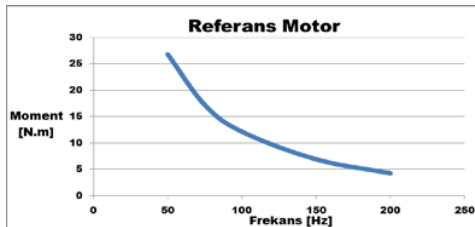
Şekil 11: V/f kontroldeki gerilim-akım ve moment-akı değişimi [7]

4. Analiz Sonuçları ve Karşılaştırma

Yüksek hızlı asenkron motorların analiz sonuçları farklı frekans değerleri için ve farklı motor tipleri için elde edilmiştir.

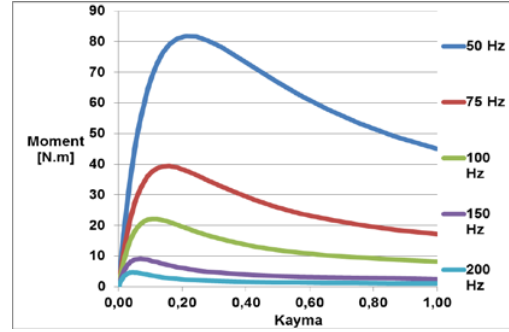
4.1. Farklı frekans değerleri için sonuçlar

Referans motor yüksek frekanslarda beslendikçe çıkış moment değeri azalmaktadır. Bu durum sabit bir kayma değerinde (0.0273’de) Şekil 12’te açıkça görülmektedir.



Şekil 12: Referans motorun yüksek hızlardaki moment eğrisi

Kafesli asenkron motorun yüksek hız karakteristiği anma frekansı ve sırasıyla 75 Hz, 100 Hz, 150 Hz ve 200 Hz beslemesi ile gözlenmiş ve sonuçlar Şekil 13 te sunulmuştur.

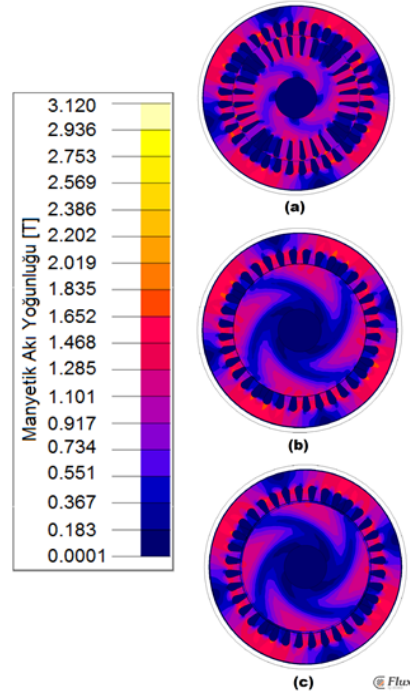


Şekil 13: Referans motorun farklı frekanslardaki moment-kayma karakteristiği

V/f kontrolünde anma frekansından daha düşük frekanslar sabit moment bölgesinde çalışır. Bu bölgede gerilim ile frekansın birbirlerine olan oranı sabit tutulur. Bu yüzden anma gerilimine kadar gerilim aynı oranda artırılır. Anma frekansından sonraki bölgelerde ise motor artık alan zayıflatma bölgesine girmektedir.

4.2. Farklı rotor yapılarının sonuçları

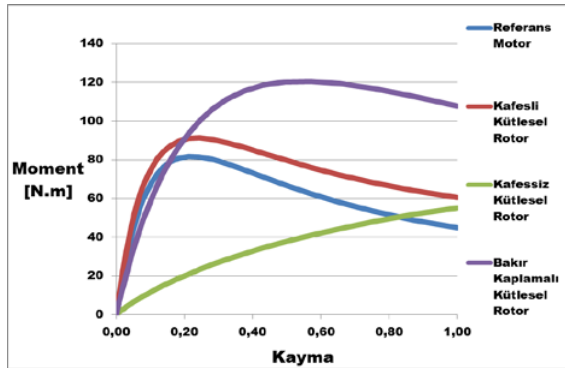
Kütleli rotorların farklı geometrik yapıya sahip olması sebebiyle farklı manyetik akı yoğunluğu elde edilmektedir. Bu durum Şekil 14’de gözlenebilmektedir.



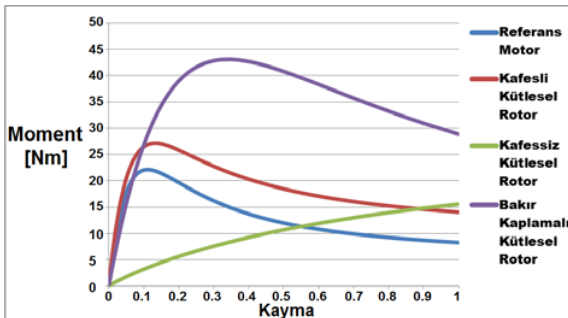
Şekil 14: Farklı rotor yapıları için manyetik akı yoğunluğu değişimleri: (a) kafesli kütleli rotor, (b) kafesiz kütleli rotor, (c) bakır kaplamalı kütleli rotor

Şekil 14' de görüldüğü gibi kütleli rotorlu yapılar geçildiğinde, rotor yapısında manyetik akı yoğunluğu dönel bir yapıya sahip olmaktadır. Bunun sebebi rotor derinliklerine indikçe artan endüktans değeri rotorda oluşan manyetik akıda bir faz farkı yaratarak bu faz farkına göre manyetik akı oluşmaktadır. Bu faz farkının bir diğer sebebi de girdap akımlarıdır.

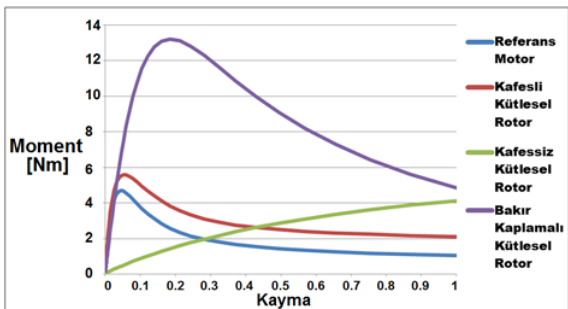
Farklı motor tiplerinin 50,100 ve 200 Hz'deki moment-kayma grafikleri sırasıyla Şekil 15,16 ve 17'de gösterilmiştir.



Şekil 15: Farklı motor modellerinin moment-kayma karakteristikleri (50 Hz)



Şekil 16: Farklı motor modellerinin moment-kayma karakteristikleri (100 Hz)



Şekil 17: Farklı motor modellerinin moment-kayma karakteristikleri (200 Hz)

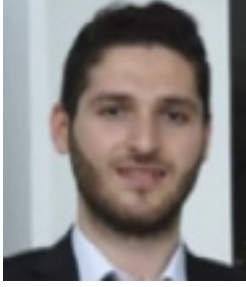
5. Sonuç

Yüksek hızlı uygulamalar için analiz sonuçları alınan farklı rotor tipleri için; kafesli yapının rotor ve rotor çubuklarına sahip olması bir diğer deyişle farklı iki yapı içermesi sebebiyle yüksek hızlarda mekanik anlamda zorlanmalara yol

açabilmektedir. Rotor geometrisinde yapılan değişiklikler eşliğinde, kafesli asenkron motorun rotor malzemesi olan silisli sac malzemesinin yerini dökme demirin almasıyla girdap akımları da moment üretimine katkıda bulunmuştur. Bunun sonucunda çıkış momenti referans motora göre artmıştır. Performans olarak iyi bir sonuç verse de mekanik zorlamaların etkisi devam etmektedir. Bir diğer rotor yapısı olarak rotor çubuklarının çıkarılması ile sade kütleli rotor yapısının karakteristiği gözlemlenmiştir. Rotordaki empedans değerinin yüksek olması ve girdap akımlarının moment üretiminde yeteri kadar etkili olamaması sebebiyle çıkış moment değeri referans motora göre oldukça düşük göstermektedir. Moment performansını arttırmak amacıyla rotor manyetik akı geçirgenliğinin artırılması gerekmektedir. Bu amaçla manyetik geçirgenliği hemen hemen hava ile aynı olan bakır malzemesinin ince bir tabaka olarak kütleli rotora uygulanması sonrasında moment değerinde ciddi bir artış gözlemlenmiştir. Bakır kaplama rotorda rotor çubuk etkisi oluşturup girdap akımlarının bu tabakada toplanıp moment üretiminde etkisini arttırmıştır. Bu sonuçlar eşliğinde rotorda kullanılan malzemenin iletkenlik değerine ve manyetik geçirgenliğine bağlı olarak, performans durumları, farklı kütleli rotorlu asenkron motor tipleri açısından incelenmiştir.

6. Kaynaklar

- [1] Mikami, H., Shimizu, Y., Seki, H., Kazumasa, I., Senoo, M., Historical Evolution of Motor Technology, Hitachi Review Vol. 60 No.1, 2011.
- [2] Aho, T., Sihvo, V., Nerg, J., Pyrhönen, J., Rotor Materials for Medium-Speed Solid-Rotor Induction Motors, Proceedings of IEEE International Electric Machines & Drives Conference 2007. IEMDC'07, 2007
- [3] Klima, J., Mach, M. & Vitek, O., Analysis of High Speed Squirrel Cage Induction Motors, Proceedings of IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering, pp. 1302-1305, 2015.
- [4] Mekuria, Y., G., Development of a High Speed Solid Rotor Asynchronous Drive fed by a Frequency Converter System, Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 01.02.2013 (in German).
- [5] Huppunen, J., High-speed solid rotor induction machine – electromagnetic calculation and design, Lappeenranta: Lappeenranta Teknillinen Yliopisto, 2004.
- [6] Ergene, L.T., Salon, S.J., Determining the Equivalent Circuit Parameters of Canned Solid-Rotor Induction Motors, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.41, No.7, pp.2281-2286, 2005.
- [7] Sobczynski, D., Review of Solutions used in High-Speed Induction Motor Drives operating in Household Appliances, Journal of Power Electronics and Drives, Vol.1 (36), pp.27-39, 2016.



Anıl YILMAZ

1993 yılında Antakya'da doğdu. Hatay Osman Ötken Anadolu Lisesi'ni bitirdikten sonra 2012 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde lisans eğitimine başladı. 2017 yılında lisans eğitimini tamamlayıp aynı yıl Star Rafineri A.Ş. bünyesinde elektrik bakım mühendisi olarak çalışmaya başlamıştır ve halen aynı şirkette çalışmaya devam etmektedir.



Abdullah POLAT

1987 yılında İstanbul'da doğdu. 2004 yılında Bahçelievler Lisesi'ni ikincilik ile bitirdikten sonra 2005 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde lisans eğitimine başladı. 2010 yılında lisans eğitimini tamamlayıp, aynı yıl kendi bölümünde yüksek lisans eğitimine ve araştırma görevlisi olarak çalışmaya başlamıştır. Elektrik makineleri tasarımı, modellenmesi, analizi konularında çalışan Polat yüksek lisans tezini elektrik makineleri arıza tanısı alanında yaparak 2013 yılında yüksek lisans eğitimini tamamlamıştır. 2014 yılında başladığı doktora eğitimi şu anda tez aşamasındadır. Doktora esnasında, elektrik makineleri hakkındaki çalışmalarına, kontrol ve güç elektroniği konularını da dahil ederek rüzgar enerjisi üzerine tez çalışmalarına devam etmektedir.



Lale T. ERGENE

İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği lisans programını 1992 yılında bitirerek Elektrik Mühendisi, yüksek lisans programını 1995 yılında bitirerek Elektrik Yüksek Mühendisi ünvanlarını almıştır. Doktorasını 2003 yılında Rensselaer Polytechnic Institute (RPI), NY, USA da Elektrik Güç Sistemleri Bölümünde tamamlamıştır. 1999-2004 yılları arasında MAGSOFT Corporation da elektrik makinaları konusunda danışman mühendis olarak çalışmıştır. RPI da 2004 yılında yarı zamanlı yardımcı doçent olarak ders vermiştir. 2004-2009 yılları arasında İTÜ Bilişim Enstitüsü Hesaplamalı Bilim ve Mühendislik Anabilim Dalında, 2009-2012 yılları arasında İTÜ EEF Elektrik Mühendisliği Bölümünde yardımcı doçent olarak görev almıştır. Halen İTÜ EEF Elektrik Mühendisliği Bölümünde Doçent olarak görevine devam etmektedir. Uzmanlık alanları; elektrik makinalarının, tasarımı, modellenmesi ve kontrolü, yenilenebilir enerji sistemleri, superiletkenler ve sayısal yöntemler olarak sayılabilir.

Sürekli Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorlarda Mıknatıs Yerleşiminin Performansa Etkisi

Effects of Magnet Positioning on Performance in Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machines

Alper Tap , Liridon Xheladini , Taşdemir Aşan , Murat İmeryüz , Murat Yılmaz , Lale T. Ergene

Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi

tap@itu.edu.tr, djeladini@itu.edu.tr, asan@itu.edu.tr, imeryuz@itu.edu.tr, myilmaz@itu.edu.tr, ergenel@itu.edu.tr

Özet

Senkron Relüktans Motorları (SynRM) ve Sürekli Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorları (PMSynRM) günümüzün en popüler motorlarından. Bu popülerliğin sebebi olarak artan verimlilik ve az bakım gerektirmesi gösterilebilir. SynRM ve PMSynRM'ler fırçasız yapıları, rotorlarında iletken bulunmayışı ve akı bariyerli boşluklu yapıdaki rotoru nedeniyle oluşan az bakım gereksinimi, düşük malzeme kullanımı, düşük maliyetleri ve üretim kolaylıkları sebebi ile tercih edilmektedirler. PMSynRM'lerin en büyük problemi olan moment titreşimini azaltmak için literatürde yapılan birçok çalışma vardır. Bunlar stator ve rotor tarafı olarak ikiye ayrılır. Fakat yoğunlukla rotor tasarımının performansa etkisi üzerinde durulmaktadır. Bu çalışmada Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorlarında rotorun akı bariyerleri içerisinde yerleştirilen sürekli mıknatısların konumlarının ve hacimlerinin makinenin performansına etkisi incelenmiştir. Bu inceleme ortalama moment, moment titreşimi, güç faktörü ve verim temelinde yapılmıştır. İlk aşamada referans SynRM modellenmiş ve modelin test sonuçları ile tutarlılığı gösterilmiştir. Ardından farklı sürekli mıknatıs yerleşim ve hacim kombinasyonlarına sahip oluşturulan modeller geometri ve sonuçları ile birlikte karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur.

Anahtar kelimeler: Senkron Relüktans Motor, Sürekli Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motor, Sürekli Mıknatıs, Sürekli Mıknatıs Demanyetizasyonu, Sonlu Elemanlar Yöntemi

Abstract

Synchronous Reluctance Motors and Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motors have gained a lot of attention in the recent years. This attention is due to their advantages compared to other motors such as induction motor. Lacking an exciter circuit, windings or a squirrel cage in the rotor means no rotor conductor losses and a cooler rotor. The flux barriers inside the rotor means there is less magnetic material is used for the same rotor diameter compared to an induction motor. Being a brushless design means there are less periodic maintenances. Also the control of the SynRMs and PMSynRMs are easier compared to induction motor and they have a wide speed range. Such

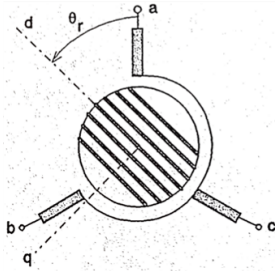
advantages made the researchers concentrate on the subject and a lot of progress is made for tackling the SynRMs and PMSynRMs biggest drawback: the torque ripple. A lot of design methods were proposed to reduce the torque ripple. These structural design concerns can be considered as stator side and rotor side methods. In this study, the placement of permanent magnets inside a PMSynRM rotor is investigated in terms of magnet position and magnet volume. First the reference SynRM is modelled and compared with the test results to validate the used method. Following that, models with different magnet positions and volumes are constructed and analyzed. The results are shown comparatively at the end.

Keywords: Synchronous Reluctance Motor, Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor, Permanent Magnet, Permanent Magnet Demagnetization, Finite Element Method

1. Giriş

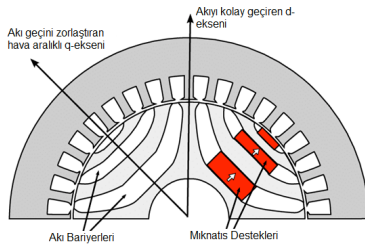
Senkron Relüktans ve Sürekli Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motorları günümüzde yoğun ilgi ile karşılaşmakta ve popülerliği günden güne artmaktadır. Yüksek verim ve yüksek güç yoğunluklu tasarımların gündeme gelmesi ile SynRM ve özellikle PMSynRM'ler hala çok yaygın olarak kullanılan Asenkron Motor ve Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara karşı güçlü bir alternatif olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu sebeple literatürde SynRM ve PMSynRM'ler üzerine çalışmalara sıkça rastlanmaktadır. SynRM'ler ve PMSynRM'ler relüktans momenti ile yüklerini sürerler. Yapısal olarak diğer çok fazlı alternatif akım motorları ile hem benzerlikleri hem farklılıkları vardır. Stator yapısı herhangi bir AC motor ile aynıdır. Dağıtık sargılı veya konsantrik sargılı olabilirler. Rotor yapısı ise relüktans momentini en büyük yapacak biçimde özel bir süreç ile tasarlanmaktadır. Relüktans momenti manyetik olarak anizotropik bir yapının manyetik alan içerisinde bulunması ile oluşur. Bu moment, manyetik alan içerisindeki yapının farklı yollar üzerinde farklı relüktans değerlerine sahip olması ile, yani belirli bir akı yolunun daha düşük relüktansa sahip olması ve daha fazla mıknatıslanması ile indüklenir. İndüklenen moment manyetik alan ve düşük relüktans eksenindeki açı ile doğrudan ilintilidir. Buradaki manyetik anizotropiklik veya sık bilinen adı ile çıkıklık, rotor tarafındaki geometri ile

tasarım aşamasında sağlanır. Öncelikle relüktans momentini tanımlamak için gerekli olan düşük ve yüksek relüktansa sahip manyetik akının geçeceği yollara zahiri eksenler tanımlanır. Bu eksenler düşük relüktans yolunda d-ekseni, yüksek relüktans yolunda q-ekseni olarak adlandırılır. q-ekseninin relüktansını artırarak manyetik akının d-ekseni üzerinden geçmesi istenir. Bu durum d-ekseni relüktansını olabildiğince düşük tutarak sağlanabilir. Bu noktada q-ekseni üzerinde relüktansı yükseltmek için en sık uygulanan yöntem akı bariyeri yöntemidir. q-ekseni üzerinden gelecek olan akıya karşı en fazla manyetik direnci oluşturabilmek amacı ile q-ekseni dik bir biçimde ve her bir kutup altında rotor boyunca uzanan hava aralıkları eklenir. Bu yapılara akı bariyeri adı verilir ve bu yapının kullanıldığı rotorlar akı bariyerli rotorlar olarak adlandırılır. Şekil 1'de akı bariyerli bir rotor yapısı görülebilir.



Şekil 1: İki kutuplu akı bariyerli bir SynRM [1].

Sürekli Mıknats Destekli Senkron Relüktans Motorlarda ise akı bariyerleri içerisine sürekli mıknatslar yerleştirilir. Bu sürekli mıknatslar, statoran gelen ve q-ekseni üzerinden geçen akıyı azaltacak şekilde akı yönlerine de dikkat ederek konumlandırılır. Şekil 2'de bir PMSynRM rotoru verilmiştir.



Şekil 2: Bir PMSynRM Rotoru [2].

Hem SynRM hem de PMSynRM'nin matematik modeli incelendiğinde Denklem 1.1'de verilen moment ifadesi görülecektir. Bu moment ifadesi incelendiğinde, d ve q eksenleri arasındaki indüktans farkı büyüdükçe indüklenen momentin büyüyeceği görülebilir. Dolayısı ile tasarım yapılırken en önemli nokta bu iki eksen indüktansları arasındaki farkı maksimize etmektir. Sürekli Mıknats desteğinin momente olan katkısı da ayrıca Denklem 1.1'de görülebilir. Mıknatsın sebep olduğu uyarma akısının d ve q eksenli bileşenleri kalın yazı ile vurgulanmıştır.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d + \lambda_{dm} i_q - \lambda_{qm} i_d) \quad (1.1)$$

Bir SynRM ve PMSynRM'nin en büyük problemi moment titreşimidir. Moment titreşimini azaltmak amacı ile tasarım aşamasında geometri ile ilgili birçok parametreyi göz önünde bulundurmak gerekir. Bu amaçla literatürde yapılan çok

sayıda çalışma vardır. Literatür incelendiğinde, tasarım aşamasında rotordaki akı bariyeri sayısı ve stator oluk sayısını kombinasyonlarının doğru seçilmesi, doğru izolasyon oranı seçimi, stator oluk sayısını artırıp azaltmanın uzay harmoniklerine etkileri, rotor ve stator burma teknikleri, oluk şekli ve oluk açıklığının etkileri, statorda kullanılan sargı tiplerinin (dağıtık, konsantrik, tek katman, çift katman v.b.) etkileri ve mıknats yerleşimindeki konumlar ve hacimler gibi birçok faktörün hem ortalama momente hem de moment titreşimine ciddi etkileri olduğu görülmektedir [3-6].

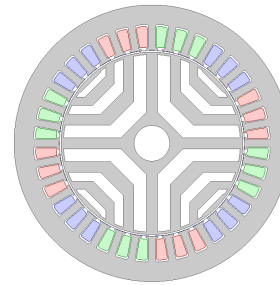
Bu parametreler arasında tanımlanan izolasyon oranı Denklem 1.2'de görülmektedir. Hem d-ekseni hem de q-ekseni için toplam hava uzunluğunun toplam demir uzunluğuna oranı olarak tanımlanmıştır ve SynRM ve PMSynRM tasarımındaki en önemli kriterlerden biridir.

$$k_{d,q} = \frac{\sum \text{Hava Uzunluğu} (d, q)}{\sum \text{Demir Uzunluğu} (d, q)} \quad (1.2)$$

Bu bilgiler ışığında referans bir SynRM önce Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) kullanan bir paket program ile modellenmiş ve SEY sonuçları verilmiştir. Ardından bu referans motorun akı bariyerleri içerisine çeşitli kombinasyonlar ile mıknatslar yerleştirilmiş ve motorun işletmede istenen momentini verdiği modeller kendi içlerinde mıknats hacimleri, mıknats konumları, güç faktörleri ve verimleri bakımından karşılaştırılmıştır. Çalışmada yerleştirilen mıknatsların yerleştirildikleri bariyerlerin ve yerleştirildikleri eksenin moment üretimine, moment titreşimine ve verime etkileri incelenecektir.

2. Referans SynRM

Çalışmada referans olarak alınan SynRM Şekil 3'de görülmektedir. Geometri SEY programında modellenmiştir ve sonuçları Tablo 1'de verilmiştir. Referans motor üç fazlı, 36 oluklu dağıtık stator sargısına sahiptir. Dört kutuplu olup rotorunda kutup başına üç akı bariyeri vardır. d ve q-eksenleri izolasyon oranları sırası ile 1 ve 0.9'dur.



Şekil 3: Referans motor geometrisi

Tablo 1: Referans SynRM değerleri

İşletme Akımı	1,62 A
İşletme Hızı	563 min ⁻¹
İşletme Momenti	0,565 Nm
Hava aralığı	0,8 mm
Stator çapı	120 mm
Paket boyu	35 mm
k _d	1
k _q	0,9

Tablo 2’de referans motorun anma çalışmasındaki SEY analizindeki hız, moment, moment titreşimi, akım, güç faktörü ve verimi verilmiştir.

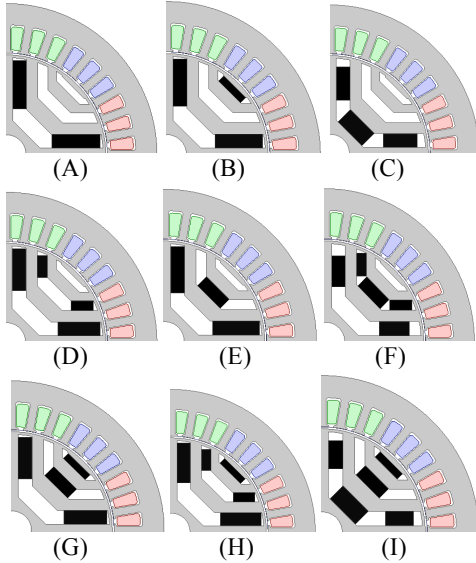
Tablo 2: Referans SynRM analiz sonuçları

Akım (rms, A)	1,62
Hız [min^{-1}]	563
Moment [Nm]	0,565
Mutlak Titreşim [Nm]	0,075
Moment Titreşimi [%]	13,27
Güç faktörü	0,696
Verim [%]	38,4

Referans motor geniş bir hız aralığında çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Motorun işletmedeki hızı 563 min^{-1} ’de 1.2 Nm moment üretmesi istenmektedir. Bunun için referans motorun akı bariyerlerinin içerisine çeşitli şekillerde mıknatslar yerleştirilecek ve aynı akım değerinde istenilen çalışma koşullarına ulaşması sağlanacaktır.

3. Mıknats Yerleşim Kombinasyonları

Referans SynRM’nin akı bariyerleri içerisine sürekli mıknatslar yerleştirilerek bir PMA-SynRM haline getirilmiştir. Mıknatslar, manyetik alan yönü statorun q-ekseni akısını azaltacak şekilde olmalıdır. Bu koşul gözetilerek hem d-ekseni boyunca, hem de q-ekseni üzerine farklı kombinasyonlar ile mıknatslar yerleştirilerek birçok model oluşturulmuştur. Oluşturulan bu modellerden performans hedefleri olan 563 min^{-1} devir hızında, 1.2 Nm moment üreten modeller geometri ve analiz sonuçları ile birlikte aşağıda verilmiştir. Şekil 4’de bu modeller görülmektedir.



Şekil 4: Farklı mıknats kombinasyonlarına sahip modeller

Oluşturulan SEY modelleri anma akımında sinüsoidal bir akım kaynağı ile sürülerek mıknats yerleşimlerinin ve hacimlerinin ortalama momente, moment titreşimine, güç faktörüne ve verime etkisi incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar tablo halinde Tablo 3’de verilmiştir.

Tablo 3: Farklı mıknats yerleşimlerine sahip modellerin SEY analizi moment ve moment titreşimi sonuçları

Model	Mıknats Hacmi [cm^3]	Moment [Nm]	Mutlak Titreşim [Nm]	Titreşim [%]
Ref.	0	0,565	0,075	13,27
A	25,64	1,21	0,103	8,51
B	28,71	1,2	0,125	10,42
C	29,79	1,22	0,127	10,41
D	31,01	1,22	0,113	9,26
E	32,32	1,22	0,1	8,20
F	32,39	1,23	0,137	11,14
G	34,37	1,2	0,11	9,17
H	35,14	1,22	0,12	9,84
I	37,72	1,21	0,112	9,26

Tablo 4: Farklı mıknats yerleşimlerine sahip modellerin SEY analizi güç faktörü ve verim sonuçları

Model	Güç Faktörü	Verim [%]
Ref.	0,696	38,4
A	0,895	57,2
B	0,895	57
C	0,902	57,43
D	0,897	57,36
E	0,896	57,5
F	0,899	57,56
G	0,89	56,8
H	0,899	57,52
I	0,894	57,18

Elde edilen modellerin SEY sonuçları incelendiğinde motorun istenilen moment değerine ulaştığı görülmektedir. Referans motor geniş bir hız aralığına sahiptir. Düşük hız işletme koşullarında mıknats yerleştirilmeden düşük verime sahip olduğu görülmektedir. Mıknats eklenmiş modellerde ise yaklaşık % 20’lik bir verim artışı sağlanmıştır. Hedeflenen 1.2 Nm’lik momente tüm modellerde ulaşılmıştır. Motorun işletme hızında (563 min^{-1}) tüm modellerin verimi ve güç faktörü birbirine çok yakındır, yaklaşık % 57 ve 0.9’dur. Motorun işletme hızı anma hızından farklıdır.

Motorun mıknatslarının bariyerlere ve eksenlere göre dağılımı Tablo 5’de verilmiştir.

Tablo 5: Toplam mıknats hacminin bariyerlere göre dağılımı

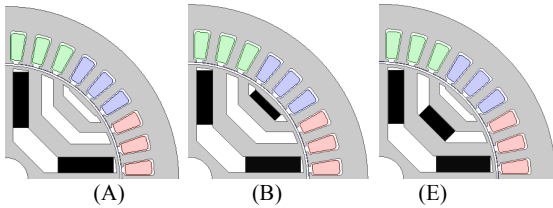
Bariyer Sayısı	1. Bariyer		2. Bariyer		3. Bariyer	
	d	q	d	q	d	q
Mıknats hacimleri [cm^3]	A	25,64	0	0	0	0
	B	24,58	0	0	0	4,13
	C	18,18	11,62	0	0	0
	D	22,50	0	8,52	0	0
	E	24,58	0	0	7,74	0
	F	16,13	0	8,52	7,74	0
	G	22,50	0	0	7,74	4,13
	H	22,50	0	8,52	0	4,13
	I	14,23	11,62	0	7,74	4,13

Bununla beraber yüksek güç faktörü ve görece düşük verimin sebebi olarak, motorun dağıtık sargıları ve paket boyunun kısalığı nedeniyle sargı uçlarının oluşturduğu yüksek dirençten kaynaklı bakır kayıpları gösterilebilir.

Tablo 6: Toplam mıknatıs hacimlerinin eksenlere göre dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	
		d-ekseni	q-ekseni
25,64	A	25,64	0
28,71	B	24,58	4,13
29,79	C	18,18	1,62
31,01	D	31,01	0
32,32	E	24,58	7,74
32,39	F	24,65	7,74
34,37	G	22,50	11,87
35,14	H	31,01	4,13
37,72	I	14,23	23,49

Tablo 5 ve 6'daki sonuçlar kullanılarak mıknatıs yerleşimlerinin bariyerlere ve eksenlere göre performansa etkileri incelenebilir. Öncelikle, yerleştirilen mıknatısların içten dışa doğru 1., 2. veya 3. bariyere yerleştirilmesinin ve q-ekseni veya d-ekseni üzerine yerleştirilmesinin motorun momentine, moment titreşimine ve verime etkileri incelenmiştir. Motor momentinin tüm modellerde yaklaşık 1,2 Nm olduğu dikkate alındığında işletme büyüklüklerindeki değişim, kullanılan sürekli mıknatıs hacimleri ve bu mıknatıs hacminin ne kadarının hangi bariyere yerleştirildiği veya ne kadarının hangi eksen üzerine yerleştirildiği ile ilintilidir. Elde edilen sonuçlardan mıknatıs yerleşimi ile ilgili modeller ikişerli olarak karşılaştırılarak, mıknatıs yerleşimi açısından en uygun noktalar yorumlanacaktır.



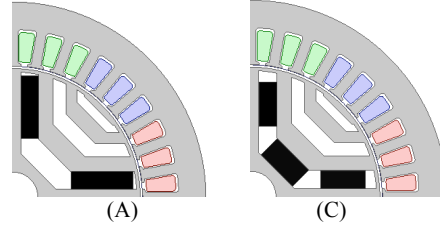
Şekil 5: Model A, B ve E

Tablo 7: Modeller A, B ve E'nin eksenlere göre mıknatıs hacmi dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	
		d-ekseni	q-ekseni
25,64	A	25,64	0
28,71	B	24,58	4,13
32,32	E	24,58	7,74

Şekil 5 ve Tablo 7'de görülen A, B ve E modelleri incelendiğinde d-ekseni boyunca yerleştirilen mıknatıs hacimlerinin B ve E modellerinde eşit olduğu, A modelinde ise B ve E modeline göre 1,06 cm³ daha fazla olduğu görülmektedir. Bununla birlikte, B ve E modellerinde, q-ekseni üzerinde de mıknatıslar vardır. Bu üç modelin 1,62 A akım değerinde ve 563 min⁻¹ devir hızında ürettiği momentler yaklaşık olarak eşittir ve sırasıyla 1,21, 1,2 ve 1,22 Nm

değerindedir. Bu noktadan hareketle q-ekseni üzerine 2. ve 3. bariyerlere yerleştirilen mıknatısların moment üretimine katkısının çok az olduğu sonucuna varılmaktadır. Toplam mıknatıs hacmi B modelinde 3,07 cm³ ve E modelinde 6,68 cm³ daha fazladır. Bunun yanı sıra, q-eksenine yerleştirilen mıknatısların moment üretimine katkısının çok az olmasına karşın, moment titreşimine ve verime etkisinin olduğu söylenebilir.

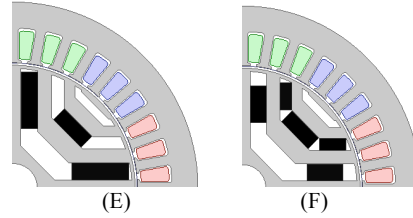


Şekil 6: Modeller A ve C

Tablo 8: A ve C modellerinin mıknatıs hacimlerinin eksenlere göre dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	
		d-ekseni	q-ekseni
25,64	A	25,64	0
29,79	C	18,18	11,62

Mıknatıs dizilimlerinde Şekil 6 ve Tablo 8'de verilen modeller A ve C incelendiğinde d-ekseni boyunca bulunan mıknatısların bir kısmının q-eksenine taşındığı ve toplam mıknatıs hacminin de arttığı görülmektedir. Toplam mıknatıs hacmi artmasına rağmen yine üretilen moment 1,2 Nm'dir. Bunun yanı sıra moment titreşimi de %8,51'den %10,41'e çıkmıştır. Bu durum moment titreşimi açısından mıknatısların d-ekseni boyunca yerleştirilmesinin daha uygun olduğunu göstermektedir.



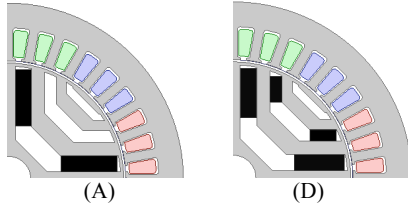
Şekil 7: Modeller E ve F

Tablo 9: E ve F modellerinin mıknatıs hacimlerinin eksenlere göre dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	
		d-ekseni	q-ekseni
32,32	E	24,58	7,74
32,39	F	24,65	7,74

Şekil 7 ve Tablo 9'da verilen modeller ve sonuçları incelendiğinde q-ekseni mıknatısları sabit kalmak üzere d-ekseni birinci bariyerdeki mıknatısların bir kısmının d-ekseni ikinci bariyerine aktarıldığı görülmektedir. Tablo 3'deki sonuçlara göre toplam mıknatıs hacmi yaklaşık 4 cm³ artmasına karşın, moment 1,2 Nm değerinde sabit kalmaktadır. Bu durumda, mıknatısların d-ekseninde dış

bariyerlere yerleştirilmesi durumunda, bariyer sayısında rotor dışına doğru gidildikçe mıknatısın momente olan etkisinin azaldığından söz edilebilir. Bu durum SynRM'lerde akının büyük bileşeninin d-ekseni üzerinden akmasının bir sonucudur. Dolayısı ile d-eksenine yakın mıknatıslar manyetik alan ile daha iyi etkileşime girmektedir. E ve F modelleri moment titreşimi açısından incelendiğinde, q-ekseni mıknatıs hacmi sabit tutularak, mıknatısların bir kısmının d-ekseninin birinci bariyerinden ikinci bariyerine aktarılmasının moment titreşimini artırdığı görülmüştür. Bu sonuç, mıknatısların d-ekseni boyunca ve olabildiğince d-eksenine yakın yerleştirilmesi gerektiği sonucunu desteklemektedir.

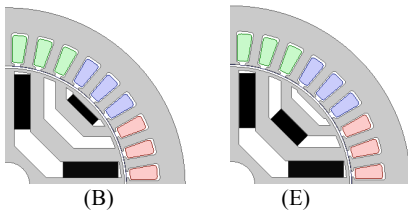


Şekil 8: Modeller A ve D

Tablo X: Modeller A ve D'nin eksenlere göre mıknatıs hacmi dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	
		d-ekseni	q-ekseni
25,64	A	25,64	0
31,01	D	31,01	0

Şekil 8, Tablo 6 ve Tablo 10 incelendiğinde A modelinin birinci bariyer d-ekseni yönünde yerleştirilen mıknatısın hacminin 3,14 cm³ azaltıldığı ve mıknatısın yine d-ekseni yönünde ikinci bariyerine 8,52 cm³ mıknatıs eklendiği görülmektedir. Toplam mıknatıs hacmi 5,37 cm³ artmasına rağmen moment yine 1,2 Nm değerinde sabit kalmıştır. Bununla birlikte d-ekseni 1. bariyerinde en iyi performansı veren mıknatıs hacminin azalması ile moment titreşiminin yaklaşık % 1 arttığı görülmektedir. Bu sonuç E ve F modellerinde moment titreşimi bakımından varılan sonucu desteklemektedir.

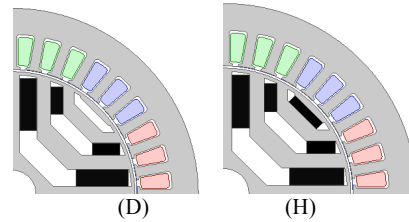


Şekil 9: Modeller B ve E

Tablo 11: Modeller B ve E'nin eksenlere göre mıknatıs hacmi dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	
		d-ekseni	q-ekseni
28,71	B	24,58	4,13
32,32	E	24,58	7,74

Şekil 9 ve Tablo 11'deki B ve E modelleri incelendiğinde E modelindeki toplam mıknatıs hacmi fazla olmasına karşın üretilen momentlerin 1,2 Nm olduğu görülmektedir. Bunun yanı sıra, q-eksenindeki mıknatıs hava aralığına yaklaştıkça moment titreşimi artmaktadır. Tablo 3 incelendiğinde, E modelindeki q-ekseni ikinci bariyer mıknatısının birinci bariyerde taşınması, mıknatıs hacmini küçültmesine rağmen, moment titreşimini yaklaşık olarak % 2 oranında artırmıştır. B ve E modelleri karşılaştırmasından q-ekseni üzerine yerleştirilen mıknatısların, hava aralığına yakın bariyerlere gidildikçe moment titreşimini artırdığı sonucuna ulaşılmaktadır. Mıknatıs q-ekseninde mile doğru yaklaştıkça titreşim azalmaktadır.



Şekil 10: Modeller D ve H

Tablo 12: Modeller D ve H'nin eksenlere göre mıknatıs hacmi dağılımı

Toplam Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	Mıknatıs Hacmi [cm ³]	
		d-ekseni	q-ekseni
31,01	D	31,01	0
35,14	H	31,01	4,13

Şekil 10, Tablo 3 ve Tablo 12 incelendiğinde modeller D ve H'nin d-eksenleri mıknatıs hacimleri aynı iken q-ekseni üçüncü bariyerine eklenen mıknatısın etkisi görülebilir. d-ekseni boyunca birinci ve ikinci bariyer mıknatısları sabit tutularak, q-ekseni üzerinde üçüncü bariyerde 4,13 cm³ mıknatıs eklenmiştir. Bu durumda moment titreşimini % 0,6 artarken üretilen moment aynı değerde kalmıştır. Dolayısı ile q-ekseni üzerinde üçüncü bariyerde eklenen mıknatısın en düşük etkiyi yaptığı söylenebilir.

4. Sonuçlar

Kurulan ve SEY ile analizleri yapılan PMaSynRM'lerin sonuçları incelendiğinde, q-ekseni üzerine yerleştirilen mıknatısların moment üretimi katkıları, d-ekseni boyunca yerleştirilen mıknatıslara göre çok daha düşüktür. Dolayısı ile aynı hacimde mıknatıslar yerleştirilirken aynı hacimden maksimum performans elde edebilmek için mıknatıslar d-eksenine yerleştirilmelidir. Bununla beraber d-ekseni üzerine yerleştirilen mıknatısların hava aralığına yaklaşması moment titreşimini azaltmaktadır.

Diğer taraftan mıknatısların en iyi performansı verdiği akı bariyeri merkeze en yakın olan birinci akı bariyeridir. Milden yarıçapsal olarak dışa doğru gidildikçe bariyerlere eklenen mıknatısların etkileri giderek azalmaktadır. Ayrıca d-ekseni üzerine ikinci bariyerde yerleştirilen mıknatıslar ve q-ekseni üzerine yerleştirilen mıknatıslar hava aralığına yaklaştıkça moment titreşimini artırmaktadır.

5. Teşekkür

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu'nun 115E416 no'lu projesi ve İTÜ Bilimsel Araştırma Projeleri Biriminin ITU-BAP-39466 no'lu araştırma projesinin destekleri ile hazırlanmıştır.

6. Kaynaklar

- [1] I. Boldea, *Reluctance Synchronous Machines and Drives* (1996). Clerandon Press, Oxford.
- [2] Bianchi, N., Bolognani, S., Carraro, E., Castiello, M., Fornasiero, E. (2016) Electric Vehicle Traction Based on Synchronous Reluctance Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(6), 4762-4769.
- [3] Morimoto, S., Sanada, M., & Takeda Y. (2001). Performance of PM-assisted synchronous reluctance motor for high-efficiency and wide constant-power operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37 (5), 1234-1240.
- [4] Vagati, A., Pastorelli, M., Francheschini, G., & Petrache, S. C. (1998). Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(4), 758-765.
- [5] Wang, K., Zhu, Z. Q., Ombach, G., Koch, M., Zhang, S., & Xu, J. (2013, March). Optimal slot/pole and flux-barrier layer number combinations for synchronous reluctance machines. In the Proceeding of 2013 IEEE 8th International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER 2013) (pp. 1-8).
- [6] Dulanto, A. O. Design of a synchronous reluctance motor assisted with permanent magnets for pump applications. Yüksek Lisans Tezi, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, 2015



Alper TAP

Alper Tap 2015 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünden lisans derecesi ile, 2017 yılında ise İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programından yüksek lisans derecesi ile mezun olmuştur. Şu anda İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde doktora çalışmalarına devam etmektedir. 2015 yılından beri İTÜ Elektrik Mühendisliğinde araştırma görevlisidir. Elektrik motorlarının elektromanyetik tasarımı ve kontrolü üzerine çalışmaktadır.



Liridon XHELADİNİ

Liridon Xheladini, 1992 yılında doğmuş, ilk, orta ve lise eğitimlerini Makedonya'da tamamlamıştır. 2016 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünden lisans derecesi ile, 2017 yılında ise İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programından yüksek lisans derecesi ile mezun olmuştur. Yüksek lisans eğitimi boyunca mıknatıs destekli senkron relüktans motor tasarımı üzerine çalışmıştır. Şu anda Makedonyada elektrik dağıtımını yapan EVN şirketinde çalışmaktadır.



Taşdemir AŞAN

Taşdemir AŞAN, 1967 yılında İstanbul'da doğdu. 1984 yılında, İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde lisans öğrenimine başladı. 1988 yılında, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Programında Yüksek Lisans öğrenimine başladı. 1990 yılında, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü'nden Yüksek Mühendis unvanını aldı. 10 Ocak 1991 tarihinde, İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, Elektrik Makinaları Ana Bilim Dalında, Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı. 2008 yılında, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü'nden Doktor unvanını aldı. Çalışma konuları, elektrik makinaları ve güç elektroniği uygulamalarıdır. Halen İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesindeki görevini sürdürmektedir.



Murat İMERYÜZ

1967 yılında Ankara'da doğdum. İlköğrenimimi Anadolu'nun çeşitli illerinde okudum. İstanbul Suadiye lisesinden 1984 yılında mezun oldum. İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümünü 1989 yılında tamamladım. Yüksek lisans öğrenimim İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Programında 1994 yılında tamamladım. İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Programında Doktora öğrenimimi tamamlayarak 2008 yılında Doktor ünvanı aldım. Doktora çalışmamda Kafesli Asenkron Makinelerde Kafes Kırılması Olayını inceledim. Elektrik makinelerinin analitik tasarımı, elektrik motorlarının sanayi uygulamaları ve sürücü sistemleri, asenkron makinelerde akım iz analizi ile arıza tanısı ve yenilenebilir enerji kaynakları üzerine çalışmaktayım. Pek çok sanayi kuruluşuna TEYDEP ve diğer Tübitak projeleri kapsamında danışmanlık hizmeti vermekteyim Bir kız çocuğu babasıyım.



Anıl YILMAZ

İstanbul Teknik Üniversitesi (İTÜ), Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde 1995 yılında Lisans, 1999 yılında Yüksek Lisans ve 2005 yılında Doktorasını tamamladı. 1996-1999 yılları arasında Türkiye Teknoloji Geliştirme Vakfı (TTGV) ve TÜBİTAK projelerinde araştırmacı olarak çalıştıktan sonra 1999 yılında İTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı. Dr. Yılmaz, University of Illinois at Urbana-Champaign (UIUC - USA), Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde 2007-2008 yılları arasında doktora sonrası, 2011-2012 yılları arasında misafir araştırmacı olarak bulundu. 2014 yılında İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde Yardımcı Doçent Doktor olarak göreve başladı. Dr. Yılmaz'ın araştırma alanları arasında elektrik makineleri ve güç elektroniği sistemlerinin tasarımı, modellenmesi ve kontrolü, elektrikli ve hibrit araç teknolojileri, batarya şarj sistemleri ve yenilenebilir enerji kaynakları bulunmaktadır.



Lale T. ERGENE

İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği lisans programını 1992 yılında bitirerek Elektrik Mühendisi, yüksek lisans programını 1995 yılında bitirerek Elektrik Yüksek Mühendisi ünvanlarını almıştır. Doktorasını 2003 yılında Rensselaer Polytechnic Institute (RPI), NY, USA da Elektrik Güç Sistemleri Bölümünde tamamlamıştır. 1999-2004 yılları arasında MAGSOFT Corporation da elektrik makineleri konusunda danışman mühendis olarak çalışmıştır. RPI da 2004 yılında yarı zamanlı yardımcı doçent olarak ders vermiştir. 2004-2009 yılları arasında İTÜ Bilişim Enstitüsü Hesaplamalı Bilim ve Mühendislik Anabilim Dalında, 2009-2012 yılları arasında İTÜ EEF Elektrik Mühendisliği Bölümünde yardımcı doçent olarak görev almıştır. Halen İTÜ EEF Elektrik Mühendisliği Bölümünde Doçent olarak görevine devam etmektedir. Uzmanlık alanları; elektrik makinelerinin, tasarımı, modellenmesi ve kontrolü, yenilenebilir enerji sistemleri, superiletkenler ve sayısal yöntemler olarak sayılabilir.

Türkiye Elektrik Şebekesinin Alçak Gerilim Sisteminin Fotovoltaik Sistemlerin Varlığında Değerlendirilmesi

Evaluation of Low Voltage System of Turkish Electricity Considering Presence of Photovoltaic Penetration

Erencan Duymaz¹, Murat Göl²

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi

¹erencan.duymaz@metu.edu.tr, ²mgol@metu.edu.tr

Özet

Bu makalede, Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu'nun (EPDK) alçak gerilim elektrik sistemine bağlanacak güneş enerjisine dayalı üretim tesisleri ile ilgili yönetmeliği yayınlamasından sonra, sistem operatörlerinin karşılaşılabileceği sorunlar ve bu sorunların çözümleri ayrıntılı olarak incelenmiştir. Dağıtım sisteminin, güç akışının tek yöne olacağı kabulü üzerine tasarlanmış olması, tersine güç akışı ile bir çok problemi beraberinde getirecektir. Bu problemlerden en önemlisi yük tarafında meydana gelebilecek olan gerilim yükselmesidir. Bunun yanında, gözlenebilecek düşük güç faktörü, evirgeç sisteminin harmonik katkısı ve üretimdeki belirsizlik diğer önemli başlıklardır. Dolayısıyla güneş enerjisine dayalı küçük ölçekli bu sistemlere verilecek olan kapasitenin hesabı ve kritik değeri büyük önem taşımaktadır. Bahsedilen sorunlar, evirgeçlerin reaktif güç desteğinin artırılması, endüktif çalışabilen reaktif güç kompanzasyon üniteleri, alçak gerilimin izlenmesi, akıllı şebekelerin sistemin güvenilirliğini artırması ve yük/üretim tahmini ile çözülebilir.

Anahtar kelimeler: Güneş Enerjisi, Tersine Güç Akışı, Dağıtım Sistemi, Yenilenebilir Enerji.

Abstract

In this paper, after the regulation which is about the connection of photovoltaic plants to low voltage system by Energy Market Regulatory Authority (EPDK), problems that system operators will face and solutions to these problems are investigated in detail. The design of distribution system based on the assumption of one-way power flow will bring many problems. The most important problem is the voltage rise on the load side. Besides, poor power factor observation, harmonic contribution of the photovoltaic inverters and the generation uncertainty are other problems. Hence, the calculation of the capacity that will be allowed for small size photovoltaic systems and the critical value of this calculation are quite important. Before mentioned problems can be solved by the increased reactive power support of inverters, inductive operating reactive power compensation units, low voltage monitoring, the increased security of power system by the smart grid employment and also the load/generation forecasting.

Keywords: Solar Energy, Reverse Power Flow, Distribution System, Renewable Energy

1. Giriş

Teknolojideki gelişmeler ve devlet teşvikleri, şebekeye dahil olan yenilenebilir enerji kaynaklarını tüm dünyada arttırmaya devam etmektedir. Hatta, yenilenebilir enerjinin küresel geleceği raporlarında bugün ülkesel ve bölgesel olarak %100 yenilenebilir enerjinin mümkün olup, olmadığı tartışılmaktadır [1]. Küresel ısınmayı engellemek, CO₂ salınımını azaltmak ve doğayı korumak yenilenebilir enerjinin tartışılmaz faydaları arasındadır. Buna rağmen, yenilenebilir enerjinin gelecekte ulaşacağı güç seviyesi ve bu gücün kurulu güce oranı, beraberinde bir çok zorluğu da beraberinde getirecektir. Geleneksel kabullere göre tasarlanmış olan dağıtım sistemleri iletim sistemlerinden bir çok açıdan ayrıldığı için, gelecekte karşılaşılabilecek sorunlara engel olmak adına yeniden irdelenmeli ve sonuçlara göre revize edilmelidir. Türkiye'de dağıtım sistemlerini farklı kılan geleneksel kabullerden bir tanesi, alçak ve orta gerilimde güç akışının kaynaktan yüke doğru olduğudur. Bu kabule göre, transformatör fiderlerinden yük bağlantı noktasına akan güç kablo empendası sebebiyle gerilim düşümüne sebep olacaktır. Ancak, EPDK'nın hakkında yönetmelik yayınlamasını takiben kurulması öngörülen dağıtık alçak gerilim güneş enerji kaynaklarının şebekeye bağlanmasıyla, şu anda orta gerilim sisteminde gözlenmekte olan çift yönlü güç akışı bu kabulün her zaman doğru olmayacağını ortaya koyacaktır. Özellikle günün öğle saatlerinde, güneş enerjisi üretiminin bina tüketiminden fazla olması durumunda aktif güç şebekeye doğru olacaktır. Bu durumun sistemin tasarımında hesaba katılmadığı ve gelecekte EPDK izniyle yaygınlaşacak olan güneş enerjisine dayalı dağıtık enerji kaynaklarının artmasıyla bir çok probleme neden olacağı öngörülmektedir.

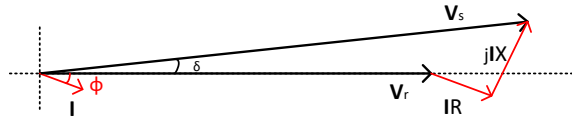
Bu makalede, Türkiye'de şebekeye alçak gerilimden bağlanacak güneş enerjisine dayalı üretim tesislerinin sebep olabileceği teknik problemler değerlendirilecektir. Belirtilen problemlere karşı alınabilecek tedbirler ve uygulanabilecek çözümler vurgulanacaktır. Makale şu şekilde organize edilmiştir: 2. Kısım'da öngörülen problemlerin detaylı açıklaması verilmiştir. 3. Kısım'da ise kullanılacak çözüm önerilerine yer verilmiştir. 4. Kısım'da bu öneriler tartışılırken, 5. Kısım'da makalenin sonuçları sunulmuştur.

2. Problemlerin Tanımlanması

2.1. Gerilim Regülasyonu

Dağıtık güneş enerji sistemlerinin alçak gerilimde yaygınlaşmasıyla ortaya çıkacak problemlerden bir tanesi yük tarafındaki gerilim yükselmesidir. Dağıtım sisteminin radyal olarak tasarlanmış olması gerilimin yük tarafında daha düşük olacağını varsaymaktadır. Bu sebeple, transformatör fider gerilimi nominal 230V olarak kabul edilip, transformatör çıkışından yüke olan mesafede en fazla %5 gerilim düşümüne göre en düşük 220V olacak şekilde projelendirilir [2]. Bu sayede, yük gerilimi, yükün sistemden çektiği akıma göre 220V ile 230V arasında dalgalanmaktadır.

Normal çalışma koşullarındaki yük ve fiderin giriş gerilimi Şekil 1'de gösterilmiştir. Şekildeki V_r yük gerilimini, V_s fiderin giriş gerilimini, I ise yük akımını göstermektedir. Endüktif olarak kabul edilmiş akım fazörü gerilimin ϕ kadar gerisindedir. (1) numaralı denklem kullanılarak fider giriş gerilimi elde edildiğinde, V_s geriliminin V_r geriliminden büyük olduğu açıktır. Dolayısıyla trafo çıkışındaki V_s gerilimi nominal gerilimin üzerine ayarlanır.

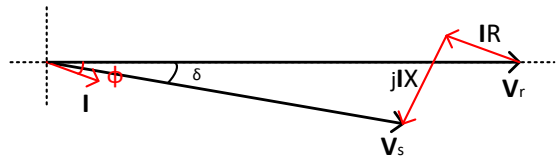


Şekil 1: Endüktif yük için akım gerilim fazörleri

$$V_s = V_r + IR + jIX \quad (1)$$

Ancak, akım yükten kaynağa doğru olduğunda (1) numaralı denklem (2) numaralı denkleme dönüşmektedir. Bu durumda, yük gerilimi fider giriş geriliminin üzerine çıkacaktır. (2) numaralı denkleme göre çizilmiş akım gerilim fazörleri Şekil 2 ile gösterilmiştir. Her iki durum için de fider giriş geriliminin büyüklüğünün sabit olduğu, yük geriliminin değiştiği unutulmamalıdır.

$$V_s = V_r - IR - jIX \quad (2)$$



Şekil 2: Tersine güç akışı durumunda akım gerilim fazörleri

Ayrıca tersine güç akışının üretimin tüketimden fazla olduğu durumlarda olduğunu, ve bu durumun gün içinde değişebilmesinden ötürü gerilimin dalgalanmalar göstereceği vurgulanmalıdır. Gerilimdeki dalgalanmalar sistem operatörü ve aboneler için büyük sıkıntılara sebep olabilir. Gerilimin çok yükseldiği durumlarda, fotovoltaik sistemin koruma ayarlarından ötürü, sisteme enerji aktarımı sağlanamayabilir. Bu durum abonelerin satış yapamamasına ve dolayısıyla zarar

etmesine neden olur. Bunun yanında, yükselecek gerilim aynı baraya bağlı müşterilerin gerilime hassas cihazlarının arızalanmasına sebep olabilir [3]. Oluşacak gerilim tepelerinden ötürü meydana gelebilecek maddi hasarlar, bir çok davanın açılmasına sebep olabilecektir. Bu bağlamda, dağıtım sistemi operatörlerinin fotovoltaik sistemlerin tesis edilmesinden önce detaylı analizler yapması ya da gerekli koruma ayarlarını belirlemesi gereklidir.

2.2. Güç Faktörü

Dağıtık yenilenebilir enerji sistemlerin alçak gerilimden şebekeye bağlanmasıyla ortaya çıkacak diğer bir sorun ise güç faktörüdür. Güç faktörü yükün sistemden ne kadar reaktif güç çektiğinin bir ölçütü olarak düşünülebilir ve (3) numaralı denklem ile tanımlanmıştır [4]. Bu denklemde, P sistemden çekilen aktif gücü gösterirken S ise sistemden çekilen görünür güçtür. Sistemden herhangi bir reaktif güç çekilmez ise, görünür güç ve aktif güç birbirine eşit olacaktır, güç faktörü 1 olacaktır. Ülkemizde 9 kW ve üzeri güce sahip alçak gerilim müşterilerin hepsi güç faktörü açısından denetlenmektedir.

$$GF = \frac{P}{S} \quad (3)$$

Gece saatlerinde ya da güneşten gelen üretimin çok küçük olduğu zaman dilimlerinde sistemden çekilen aktif güç miktarı yüksektir. Bunun yanında sisteme basılan ya da sistemden çekilen reaktif güç, reaktif güç kompanzasyonu sonucunda aktif gücün yanında ihmal edilebilir, ve güç faktörü izin verilen limitler arasında tutulabilir. Ancak, günün belirli saatlerinde sistemden hiç ya da göz ardı edilebilir miktarlarda aktif güç çekildiği zaman, reaktif güç kompanzasyonu sonucunda artakalan bu reaktif güç, aktif güç ile karşılaştırılabilir bir duruma gelir. Bunun sonucunda güç faktörü izin verilen limitlerin dışına çıkacaktır.

Elektrik şebekesine alçak gerilimden bağlanacak fotovoltaik sistemlerin yaratacağı sorunlardan biri de kısa devre akımında meydana gelecek değişikliklerdir. Bağlantısı yapılacak PV sistemin kısa devre akımına katkı sağlayacağı yadsınamaz bir gerçektir. [5] 'te yapılan çalışmada, sisteme orta gerilimden bağlı olan büyük ölçekli bir PV sistemin kısa devre durumundaki tepkisi benzetim yöntemi ile incelenmiştir. Benzetim sonuçlarına göre kısa devre anında, kısa devre akımına nominal akımının yaklaşık iki katı bir eklemeye yaptığı görülmüş ve bu akımın sistemin kısa devre akımının yanında ihmal edilebileceği belirtilmiştir. Ancak, sisteme alçak gerilimden bağlanacak fotovoltaik sistemlerin, özellikle fotovoltaiklerin yaygın olduğu bir bölge için hesabı ayrıca yapılmalıdır. Bu çalışma makalenin kapsamı dışındadır.

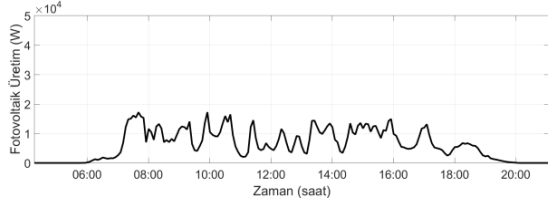
2.3. Harmonik Katkısı

Fotovoltaik evirgeçlerin yaratacağı sorunlardan bir tanesi de sisteme bastığı akımdaki harmoniklerdir. Bu harmoniklerin şebekeye iletilmesi ve dağıtım transformatoründen geçmesi transformatörün doyumuna ulaşmasına neden olabilir. Ayrıca, bu harmonikler aynı fider üzerindeki diğer abonelerin harmoniklere maruz kalmalarına sebep olabilir. Bu sebeple, fotovoltaik evirgeçler şebekeye aktif veya pasif filtreler üzerinden bağlanmaktadır. Bu sayede, akımdaki harmonik katkıları şebekeye aktarılmak yerine, yük tarafında tutulabilir. Dolayısıyla, sisteme harmonik katkıda bulunmamak için aktif

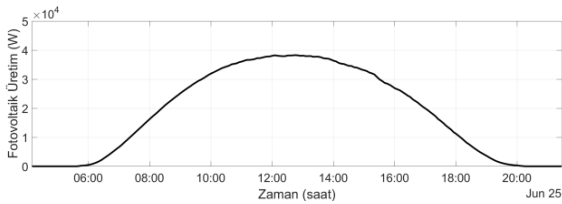
veya pasif filtrelerin tasarımı kritik önem taşımaktadır. İyi tasarlanmamış bir filtreye sahip sistemler şebekeye harmonik akım basacaktır. Bu nedenle, halihazırda dengesizliğin olduğu alçak gerilim şebekelerinde nötr iletkeni üzerindeki akım artacaktır. Bu sebeple mevcut tasarımların gözden geçirilmesi, ve maliyetlerinin artması beklenmektedir.

2.4. Belirsiz Üretim Karakteristiği

Yenilenebilir enerji sistemlerinin en büyük dezavantajlarından bir tanesi de üretimlerindeki belirsizliktir. Bu sistemler günümüz teknoloji koşulları ile henüz emre amade olamamakla birlikte, üretim miktarları aynı zaman aralığı içinde dahi fazlasıyla farklılık gösterebilmektedir. Bunu örneklemek adına, Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde Ayaslı Araştırma Merkezi'nde kurulu gücü 50 kW_p olan fotovoltaik sisteminin Haziran ayına ait iki farklı günün üretim eğrileri Şekil 3 ve 4 ile gösterilmiştir. Yaz ayına ait aralarında 5 gün bulunan iki güne ait üretimlerin birbirinden çok farklı olması yenilenebilir enerji kaynaklarının üretimindeki belirsizliğe örnek gösterebilir. Şekil 4'teki üretim eğrisinin düzenli olmasının yanında Şekil 3'teki üretim eğrisinin kesikli ve dalgalı olması sistem operatörleri için ise ayrıca sorun teşkil etmektedir. Alçak gerilimdeki fotovoltaik sistemlerin çoğalmasıyla, kesikli ve dalgalı üretim eğrileri ekonomik güç dağıtımında zorluklara neden olacaktır. Bununla beraber, bu sistemlerin alçak gerilimde çok fazla yaygınlaşması en uç durumda elektrik şebekesinde frekans dalgalanmalarına sebep olabilir.



Şekil 3: 20 Haziran'a ait günlük üretim eğrisi



Şekil 4: 25 Hazirana ait günlük üretim eğrisi

3. Çözüm Önerileri

3.1. Evirgeçlerin Reaktif Güç Desteği

Mevcut koşullardaki evirgeçler sisteme bağlantı noktasındaki güç faktörünü birim yapacak şekilde çalışmaktadır. Bu nedenle fotovoltaik panellerden elde edilen aktif gücün tamamını şebekeye iletmekle yükümlüdürler. Ancak şebekenin değişmekte olan karakteristiği, evirgeçlerin sistemin anlık durumuna destek vermesini gerektirebilmektedir. Bu desteklerden bir tanesi de evirgeçlerin reaktif güç desteğidir. Evirgeçlerdeki köprü yapısı evirgeçlerin aktif güç – reaktif güç düzleminin dört çalışma bölgesinde de çalışabilmesini

sağlamaktadır. Bu nedenle arzu edildiğinde, şebekeye reaktif güç sağlaması ya da şebekeden reaktif güç çekmesi mümkündür.

Evirgeçlerin güneşten elde ettiği güç değeri tepe değerde olmadığı durumlarda, aktif gücün yanında reaktif güç de sağlayabilirler. Böyle bir durumda, mevcut evirgeçler yılın büyük bir bölümünde panelden elde edilen aktif gücün tamamını sisteme aktarırken, görünür gücünü aşmayacak şekilde sisteme reaktif güç sağlayabilir ya da sistemden reaktif güç çekebilir. Ancak, ihtiyaç duyulan reaktif güç miktarına göre mevcut evirgeçler yetersiz de kalabilmektedir. Bu durum sistemin yılın ne kadarını tepe değere yakın çalışmasıyla alakalıdır. Bu yüzden, sistemin karakteristiğine göre mevcut evirgecin kapasitans değerinin ya da kullanılan transistör sınıfının artırılmasını gerektirebilir. Sonuç olarak, bir üst güç sınıfı evirgecin kullanılması da ihtimaller arasında olabilmektedir.

Mevcut evirgeçlerin, kapasitans değeri müsait olduğu sürece istenilen reaktif gücü sağlayabildiği ayrıca belirtilmelidir. Ancak bu durumda sistem maksimum güç noktasında çalışmasından sapacaktır. Bu yüzden, sistemin görünür gücünü aşmamak için panellerden daha fazla güç elde etmek yerine kapasitesini reaktif güç için harcayacaktır. Ayrıca, mevcut evirgeçlerin ya da boyutu artırılmış evirgeçlerin aktif gücün yanında reaktif güç bastığı sürece transistörlerdeki ateşleme ve iletim kayıplarının artacağı; bu nedenle de sistem verimini düşüreceği de unutulmamalıdır.

3.2. Endüktif Çalışabilen Reaktif Güç Kompanzasyon Üniteleri

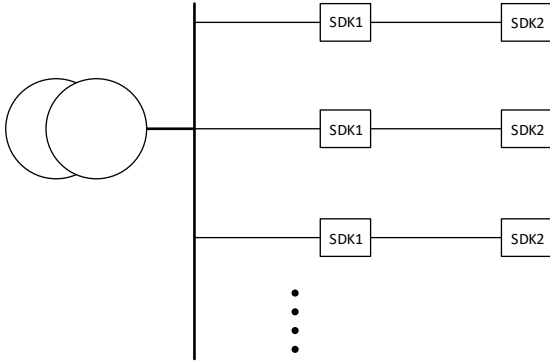
Şebekeye bağlı elektriksel yüklerin neredeyse tamamı endüktif çalışmaktadır. Bu kabule dayanarak, şebekeye bağlantı noktasındaki güç faktörünü iyileştirmek için, şebekeye bağlantı noktasından önce kapasitörlü reaktif güç kompanzasyon panoları kurulmaktadır. Reaktif güç kompanzasyon panoları sistemin güç faktörünü düzenlerken, kapasitif reaktif güç ürettiğinden bağlantı noktasındaki gerilimi yükseltmektedir. Aynı mantıktan hareketle, endüktif çalışabilecek reaktif kompanzasyon panoları sistemin gerilimini azaltarak düzenlemek için kullanılabilir. Dolayısıyla, tersine güç akışının sebep olduğu gerilimdeki yükselme, endüktif olarak çalışabilen reaktif kompanzasyon üniteleri ile engellenebilir. Ancak, gerilimi düzenleyecek olan reaktif güç, güç faktörünün izin verilen sınırlar dışına çıkmasına sebep olabilir. Bu yüzden, gerilimi sınırlar içerisinde tutacak en düşük reaktif güç tercih edilmelidir.

3.3. Alçak Gerilimin İzlenmesi

EPDK yönetmeliği ile şebekeye alçak gerilimden bağlanması beklenen fotovoltaik sistemlerin sistemde yaratacağı sorunların çözümünde en önemli noktalardan bir tanesi alçak gerilim güç kalitesinin sürekli bir biçimde izlenmesidir. Öncelikle, alçak gerilimin, orta ve yüksek gerilim kadar ayrıntılı izlenmemesi sistemin tehlike altında olmasına sebep olacaktır.

Alçak gerilim dağıtım sisteminde dağıtım transformatöründen çıkan fiderler abonelere ulaşana kadar Ankara gibi şehirlerde Saha Dağıtım Kutularından (SDK) geçmektedir. Bir transformatörden en fazla 12 adet fider çıkmakta; ve bu fiderler iki adet SDK ile Şekil 5'te gösterildiği gibi abonelere

dağıtılmaktadır. Her bir SDK 5 ya da 10 aboneyi beslemektedir.



Şekil 5: SDK ile Dağıtım Sistemi

Alçak gerilim şebekesinin şu anda izlenmiyor olması, çatı üstü fotovoltaik sistemlerin devreye girmesiyle, sistemin yapısından ötürü bir takım operasyonel sorunlara neden olacaktır. Örneğin, fotovoltaik sistemin SDK 1 içerisindeki bir aboneye kurulması ile SDK 2 içerisindeki bir aboneye kurulması arasında kablo seçimi, gerilim düşümü, vb. konularda farklılıklar yaratacağı aşıkardır.

Fotovoltaik sistemin bir fider üzerindeki hangi SDK üzerine kurulu olduğu, ilgili SDK'ya bağlı abonelerin geriliminin gün içerisinde ve gece saatlerindeki geriliminde dalgalara sebep olacaktır. Örneğin, SDK1 üzerindeki bir aboneye kurulu bir fotovoltaik sistem varsa, SDK1 abonelerinin gerilimi (ilgili fotovoltaik sistemin SDK1 abonelerinin tüketiminden fazla üretmesi durumunda) transformatör çıkışındaki ve SDK2 geriliminden yüksek olacaktır. Tam tersi durumda ise, SDK2 üzerindeki abonelerin gerilimi radyal sistemin en alt kısmında olmalarına rağmen daha yüksek olacaktır. Bu nedenle, alçak gerilim baralarında güç kalitesinin sürekli olarak izlenmesi kaçınılmaz hale gelecektir. Bu güç kalitesi parametrelerinden hareketle dağıtım şirketi, kullanıcılarını gerilim yükselmesini çözecek sorumlulukları yerine getirmek üzere bilgilendirebilir.

SDK üzerinden alınacak güç kalitesi parametrelerinden bir diğeri de güç faktörüdür. Güç faktörü 9 kW ve üzeri kullanıcılarda hem önlem olarak reaktif güç kompanzasyonu kurulumu zorunlu tutulmakta hem de reaktif güç ölçebilen elektrik sayaçları tesis edilerek hali hazırda izlenmektedir. Ancak, diğer binalar için güç kalitesi parametreleri kayıt altına alınmamaktadır. Alçak gerilimde güç kalitesinin SDK'lar ve dağıtım transformatörü çıkışında izlenmesi ile güç kalitesine ait, güç faktörü, gerilim yükselmesi/düşümü, harmonik bozulumu gibi önemli güç kalitesi parametrelerin bölge bazında tespiti mümkün hale gelecektir.

3.4. Akıllı Şebekelerin Sistemin Güvenirliğini Artırması

Akıllı şebeke sistemlerinin şebekede artırılması ile sistemin daha güvenilir bir hale geleceği tartışılmaz bir gerçektir. Bu bağlamda, şebekedeki tersine güç akışının doğuracağı problemlerin çözümünde akıllı şebekeler büyük önem taşımaktadır. Özellikle karar verme aşamasında akıllı şebeke sistemleri problemleri çözebilecek yetiye sahiptir.

Şebekedeki orta gerilim, döngü (loop) yapacak şekilde tasarlanmış fakat alçak gerilimdeki gibi radyal şekilde işletilmektedir. Bu yüzden dağıtım sistem operatörleri problemlerin çözümünde ya da arızaların onarılmasında sistemin döngü yapısını fazlasıyla kullanmaktadır. Manevra adı verilen bu operasyon akıllı şebekelerin karar verme yetisini kullanarak sistemi daha optimal bir hale getirebilir. Bu noktada, akıllı şebeke sistemlerinin güç kalitesi izleme cihazlarıyla koordinasyon içerisinde çalışması sistem operatörlerine etkili çözümler sunabilir.

3.5. Yük ve Üretim Tahminleri

Güç sistemlerinin stabilizasyonu yük ve üretim arasındaki dengeye bağlıdır. Bu nedenle, sistem operatörlerinin en önemli görevlerinden biri üretim ile tüketim arasındaki dengeyi sürekli olarak sağlamaktır. Ancak, daha önce belirtildiği gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının üretimlerindeki belirsizlik bu dengenin kurulmasını güçleştirecektir. Yük tahmini güç sistemlerindeki planlama, işletme ve ekonomik dağıtım operasyonları için kritik öneme sahiptir [6]. Bu yüzden, yük tahminin dağıtık üretime uygulanması ve akıllı şebekeler ile entegre edilmesi yenilenebilir enerji kaynaklarının üretimindeki belirsizliğini en aza indirebilecek çözümdür. Hava durumu verileri ve tarihsel veriler kullanılarak şebekenin belirli bir zaman dilimi için tüketimini ve yenilenebilir enerji kaynaklarının üretimini yeterince doğru tahmin edecek yöntemler literatürde mevcuttur [7]-[8]-[9]. Ancak, dağıtık üretimin bu yöntemleri daha karmaşık hale getireceği de unutulmamalıdır.

4. Tartışma

Tersine güç akışı sonucu ortaya çıkan iki büyük sorunun tersine yük tarafındaki gerilim yükselmesi ve güç faktörünün birim değerden uzaklaşmasıdır. Gerilim yükselmesinin çözümünde reaktif güç üretimi ya da tüketiminin sistem gerilimini ayarlamaya yardım edeceği sunulan çözümler arasındadır. Fakat, gerilimi düzenlemek için kullanılan reaktif güç üretimi/tüketimi güç faktörünü izin verilen sınırlar dışına çıkarabilir. Bu nedenle, mevcut şartlar altında reaktif güç üretiminin izin verilen aralıklar arasında tutulması abonelerin reaktif güç kullanım cezasına tabi tutulmaması açısından önemlidir.

Ayrıca, EPDK izniyle kurulacak olan çatı üstü fotovoltaik sistemlerin kapasitesi de ayrıca önem taşımaktadır. Bu sistemlerin toplam kapasitesinin dağıtım transformatörün kapasitesine olan oranı dikkatlice hesaplanmalıdır. Bunun yanında, izin verilen kapasitesinin SDK'lar arasında paylaştırılması da büyük önem taşımaktadır. Dolayısıyla, üretilen elektrik enerjisinin ilgili SDK içerisindeki başka bir abone tarafından tüketilmesi tersine güç akışının engellenmesini sağlayacaktır. Abonelerden satın alınacak olan enerjinin aynı SDK yerine aynı fider üzerindeki diğer SDK'ya ait bir abone tarafından tüketilmesi aralarındaki mesafe ve kablo kesitine bağlı olarak bir kayba uğrayacağı açıktır. Bu nedenle, kapasitenin SDK'lar arasında paylaştırılması, bir başka deyişle fotovoltaik sistemlerin bir SDK üzerinde toplanmasının engellenmesi hem sistemde tersine güç akışına sebep olmayacak hem de dağıtım kayıplarını azaltacaktır.

5. Sonuçlar

Bu makalede, EPDK yönetmeliğinin yayınlamasıyla kurulması beklenen küçük ölçekli çatı tipi fotovoltaik sistemlerin alçak gerilim şebekesinde meydana getireceği sorunlar ayrıntılı olarak incelenmiştir. Bu sorunlardan biri tersine güç akışından dolayı gerilimin yük tarafında yükselmesidir. Bir diğer sorun ise abonelerin tükettiği güç kadar üretmesi durumunda güç faktörünün izin verilen aralıklar dışında çıkma ihtimalidir. Hiç üretim olmaması durumunda güç faktörünü izin verilen aralıklar dışına çıkarmayacak olan reaktif güç, sistemin şebekeden hiç ya da küçük miktarda aktif güç talep etmesi durumunda güç faktörünü sıfıra yaklaştıracak ve güç faktörünü izin verilen limitler dışına çıkaracaktır.

Bu sorunlara çözümlerden biri evirgeçlerin reaktif güç desteği sağlamasıdır. Sistemdeki mevcut evirgeç (görünür güçten aktif gücün vektörel olarak çıkarılmasıyla kalan kapasitede) ya da bir üst güç sınıfındaki evirgeç (kapasitansı ve transistörün nominal akım değeri büyütülmüş olan) sisteme reaktif güç sağlayarak ya da sistemden reaktif güç çekerek sistemin gerilimini düzenleyebilir. Ancak, transistörlerdeki ateşleme ve iletim kayıplarının sistemdeki görünür güçle orantılı olduğundan böyle bir desteğin sistemin kayıplarını arttıracığı da belirtilmelidir. Bunun yanında, bu kayıplara uğramadan endüktif de çalışabilen reaktif kompanzasyon panoları sistemlerin gerilim açısından regülasyonu için kullanılabilir. Ayrıca sistemde yaşanması beklenen sorunların saptanması için alçak gerilimin güç kalitesi açısından olabildiğince izlenmesi sistemin güvenliği için kritik önem taşımaktadır. Son olarak da listelenen çözümlere ek olarak, sistemin güvenilirliğinin akıllı şebeke sistemleri ile daha da güçlendirilmesi ve yük-üretim tahmini sunulan çözümler arasındadır.

Sunulan çözümlerin gerilimi düzenlemek adına sisteme reaktif güç aktarması ya da sistemden reaktif güç çekmesi şebekeye bağlantı noktasındaki güç faktörünü zedeleyecektir. Bu yüzden, güç faktörünün sınırlarının güncellenmesi sistemin gelecekteki sıkıntılarla başa çıkabilmesi için gerekli olacaktır. Ayrıca, izin verilecek fotovoltaik sistemlerin sistem içerisine düzenli bir şekilde dağıtılması ya da belirli

bölgelerde yoğunlaşmaması ve bu sistemlere verilecek olan toplam kapasitenin hesabının kritik önem taşıdığı unutulmamalıdır.

6. Teşekkür

Yazarlar, TÜBİTAK 115E146 numaralı Alçak Gerilim Dağıtım Sistemi Verilerinin İzlenmesi Ve Kayıt Altına Alınması ARDEB projesinde sağlanan destekler için TÜBİTAK'a teşekkür eder.

7. Kaynaklar

- [1] REN21, "Renewables Global Futures Report: Great debates towards 100% renewable energy," Paris, 2017.
- [2] İlisu İ. ve Yüksek E., "Gerilim Düşümü ve Hesapları," *TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI İSTANBUL ŞUBESİ BÜLTENİ*, pp. 42–46, 2016.
- [3] Dugan R.C., Mcgranaghan M.F., Santoso S., ve Beaty H.W., *Electrical Power Systems Quality*, 3rd Ed. McGraw-Hill, 2012.
- [4] EPDK, "Elektrik Şebeke Yönetmeliği," 2017.
- [5] Sidhu T. S. ve Bejmert D., "Short-circuit current contribution from large scale PV power plant in the context of distribution power system protection performance," *IET Conf. Renew. Power Gener. (RPG 2011)*, pp. 134–134, 2011.
- [6] De Felice M. ve Yao X., "Short-Term Load Forecasting with Neural Network Ensembles: A Comparative Study [Application Notes]," *IEEE Comput. Intell. Mag.*, vol. 6, no. 3, pp. 47–56, 2011.
- [7] Li Z., Zang C., Zeng P., Yu H., ve Li H., "Day-ahead Hourly Photovoltaic Generation Forecasting using Extreme Learning Machine," *5th Annu. IEEE Int. Conf. Cyber Technol. Autom. Control Intell. Syst.*, pp. 779–783, 2015.
- [8] Park D. C., El-Sharkawi M. A., Marks R. J., Atlas L. E., ve Damborg M. J., "Electric load forecasting using an artificial neural network," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 6, no. 2, pp. 442–449, 1991.
- [9] Bunn D. W., "Forecasting loads and prices in competitive power markets," *Proc. IEEE*, vol. 88, no. 2, pp. 163–169, 2000.

**Ercan DUYMAZ**

2016 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünden mezun olmuştur. Aynı bölümde başladığı yüksek lisans programında yenilenebilir enerji sistemlerinin güç sistemleri frekans stabilitesine olan etkileri üzerine tez çalışması yürütmektedir. İlgili alanları arasında yenilenebilir enerji sistemlerinin şebeke entegrasyonu, güç kalitesi ve akıllı şebekeler bulunmaktadır.

**Murat GÖL**

Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans (2007) ve yüksek lisans (2009) derecelerini almıştır. Doktora derecesini 2014 yılında Northeastern University, Boston, ABD'de aldı. 2017 yılı itibarıyla 'IEEE Senior Member', 2018 yılı itibarıyla 'Doçent' ünvanlarını kullanmaya hak kazanmıştır. Uzmanlık alanları güç sistemleri analizi, modellenmesi ve güç sistemi durum kestirimi olarak özetlenebilir. Halen Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde öğretim üyesi ve Güneş Enerjisi Araştırma ve Uygulama Merkezi (GÜNAM) üyesidir.

Batarya Modelleri ve Şarj Durumu (SoC) Belirleme

Battery Models and State of Charge (SoC) Determination

Efe İsa Tezde¹, Halil İbrahim Okumuş²

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon
eitezde@ktu.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon
okumus@ktu.edu.tr

Özet

Enerji Depolama Sistemi (EDS) araçlarından bataryalar, yenilenebilir enerji kaynaklarının aralıklı üretimini düzeltmek ve elektrikli cihaz ve elektrikli araçları beslemek için yaygın şekilde kullanılmaktadır. Teknik özellikleri ve modelleme biçimlerine göre farklı batarya tipleri bulunmaktadır. Bataryanın şarj kontrolünü sağlamak ve kullanımı sırasında kalan enerjiye göre planlama yapabilmek için batarya şarj durumunun belirlenmesi oldukça önemlidir. Günümüzde birçok uygulamada batarya şarj durumunu (SoC) belirlemek için farklı yöntemler bulunmaktadır. Ancak uygulanması kolay ve anlaşılır olması nedeniyle bu çalışmada Coulomb Sayma yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem kullanılarak MATLAB programında oluşturulan batarya modeli için SoC tahmini benzetimi ve laboratuvarında sırasıyla bataryanın şarj ve deşarj durumları için deneyler yapılmıştır. Bu deney sonuçları kullanılarak bataryanın şarj/deşarj karakteristikleri elde edilmiştir. Bununla birlikte, bataryanın şarj ve deşarj işlemleri için SoC tahmini yapılmıştır.

Anahtar kelimeler: EDS, SoC, Coulomb Sayma Yöntemi.

Abstract

Batteries for Energy Storage System (ESS) devices, are widely used to improve the intermittent production of renewable energy sources and to supply electrical appliances and electric vehicles. There are different battery types according to the specifications and modeling forms. It is very important to determine the battery state of charge (SoC) in order to provide charge control of the battery and to plan according to the remaining energy during use of the battery. Nowadays, there are different methods for determining SoC in many applications. However, Coulomb Counting method is used in this paper because it is easy and straightforward to apply. Simulation of SoC estimation for the battery model created in MATLAB program and experiments for charge and discharge states of the battery respectively in the laboratory were carried out using this method. Charge/discharge characteristics of the battery were obtained by using these test results. In addition, SoC estimation is performed for charging and discharging of the battery.

Keywords: ESS, SoC, Coulomb Counting Method.

1. Giriş

Elektrik enerjisini depolamak için farklı depolama teknikleri bulunmaktadır. Bu depolama tekniklerinin en önemlilerinden biri batarya, elektrik enerjisini kimyasal enerji dönüştürerek saklamaktadır. Teknolojisinin gelişmesiyle birlikte bataryalara yönelik ilgi her geçen gün artmaktadır. Lityum iyon batarya icat edilinceye kadar yıllarca nikel kadmiyum ve kurşun asitli bataryalar, taşınabilir elektronik cihazlar için uygun bir güç kaynağı olmuştur [1]. Ancak lityum iyon bataryaların yüksek enerji yoğunluğu, çalışma gerilimi seviyelerinin fazla değişmemesi, uzun çevrim ömrü ve hafif olması gibi avantajlara sahiptir. Bu avantajlarından dolayı taşınabilir elektronik pazarında tercih edilmektedir [2]. Yeni teknolojiye sahip lityum-iyon bataryaların kullanımı çok ekonomik olmaması nedeniyle kurşun-asit bataryalar kadar geniş bir kullanım alanına sahip değildir.

Batarya kimyasal enerji kaynağı olmasına rağmen depolanan kimyasal enerji miktarına doğrudan erişim yoktur. Bu nedenle bataryanın şarj durumunu doğrudan ölçmek oldukça zordur [3]. Batarya Yönetim Sisteminin (BYS) güç tüketim verimliliği ve batarya ömrünü arttırdığını kanıtlayan farklı çalışmalar bulunmaktadır [4, 5]. Gerçek zamanlı batarya koruması ve batarya performansının iyileştirilmesi için BYB batarya şarj ve deşarj işlemlerini düzenlemede ve batarya durumunu izlemede kullanılmaktadır [6, 7].

SoC tahmini batarya kullanımında oldukça önemlidir fakat bir o kadar da zordur. Bir bataryanın kalan kapasitesini doğru bir şekilde tahmin etmek bataryayı korur, aşırı deşarjı önler ve batarya ömrünün uzamasını sağlar [8]. Ayrıca uygulamalarda enerji tasarrufu için akıllı kontrol stratejisi oluşturmaya olanak sağlar [9]. Ancak SoC'un doğru tahmini, çok karmaşık ve uygulanması zordur. Çünkü batarya modelleri sınırlı ve modeller arasında parametrik belirsizlikler bulunmaktadır [10]. Uygulamada, SoC tahmini farklı yöntemler vardır [11].

Bu çalışmada, batarya modelleri tanımlanarak, SoC tahmininde kullanılan mevcut yöntemler ayrıntılı şekilde incelemiştir. Bunlardan Coulomb sayma kullanılarak geliştirilen test düzeneğinde deneysel veriler elde edilmiştir.

2. Batarya Modelleri

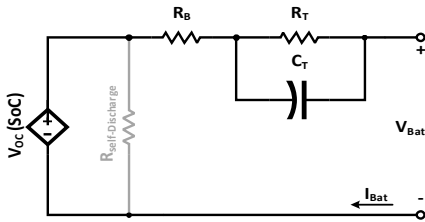
Batarya modeli, sıcaklık, gerilim, deşarj oranı ve SoH gibi olası çalışma koşullarında batarya karakteristiğini tanımlamak için kullanılır. Bu model uygulamada, bataryanın iç ve dış koşullardaki reaksiyonunu öngörmek içindir.

Batarya modeli başlıca fiziksel, elektriksel, analitik ve istatistiksel olarak dört gruba ayrılabilir. Fiziksel model, bataryanın elektrokimyasal yapısına dayanan en hassas modelleme olması nedeniyle kapsamlı fakat anlaşılması oldukça zordur. Fiziksel model, bataryanın akım ve gerilim gibi elektriksel özelliklerinin yanı sıra kimyasal parametrelerinin belirlenmesi için de kullanılır. İstatistiksel model önceden elde edilen veri örnekleri kullanılarak model oluşturma prensibine dayanır. İstatistiksel model, fiziksel model kadar net sonuçlar vermemesine rağmen daha bütünlük ve hızlıdır. Bu model yeni parametre değerleri belirlemekten ziyade daha çok verileri yorumlamayı amaçlar. Analitik model, fiziksel model ve istatistiksel modellerin bir arada kullanılmasıdır. Literatürde yaygın şekilde iki analitik model bulunmaktadır. Bunlar yayılma temelli ve kinetik modellerdir. Kinetik model batarya parametrelerini belirlemektense doğrudan kalan şarjı belirlemek üzerine kurulmuştur [13]. Elektriksel modelde batarya eşdeğer devre kullanılarak modellenir. Bu modelleme türünde model üzerinde devre parametrelerinin matematiksel eşitlikleri kullanılarak bilinmeyen parametre kestirimleri rahatlıkla yapılabilir. Bu yöntemle elde edilen model farklı sistem bileşenleriyle birlikte kullanılarak benzetimi yapılabilir. Ayrıca bilinmeyen parametre kestiriminde sayısal çözüm için bir devre analizi yapılmasına ihtiyaç duyulur.

Bu çalışmada bataryanın zamana bağlı olarak akım, gerilim ve SoC değişimini belirlemek için elektriksel eşdeğer devre modeli kullanılmıştır.

2.1. Elektriksel Eşdeğer Devre

Bataryadan beslenen bir güç sisteminin, bataryadan beklentisi düşük güç kaybı ve batarya çalışma süresinin uzun olmasıdır. Batarya devre modeli kullanılarak batarya çalışma süresi, şarj durumu tahmini ve optimizasyonu rahatlıkla çözülebilir.



Şekil 1: Thevenin eşdeğer batarya modeli.

Bataryanın elektriksel eşdeğer devre modelini oluşturarak bu model üzerinden matematiksel hesaplamalar yapmak mümkündür. Batarya modelleme, bataryaların şarj/deşarj karakteristiklerinin analiz edilmesi için önemli bir faktördür. Eşdeğer devre modellerinde genellikle istatistiksel veriler kullanılmasına rağmen, elektriksel modelde batarya ve devre elemanlarının parametre değerleri kullanılarak oluşturulur. Bu parametreler batarya şarj/deşarj testlerinden elde edilmektedir. Elektriksel eşdeğer devre modelinin bazılarında devre parametreleri sabit olduğu kabul edilmesine rağmen gerçekte bu değerler sabit olmayıp batarya doluluk durumu, sıcaklık, batarya akımı, kapasite ve batarya ömrü gibi bataryanın iç

dinamiklerine bağlıdır.

$$V_{OC} = \left(\frac{1}{R_T} + \frac{1}{C_T} \right) \cdot I_B \quad (1)$$

$$V_B = V_{OC} - (R_B \cdot I_B + V_{OC}) \quad (2)$$

Batarya uçları açık devre olmasına rağmen, bir kimyasal güç kaynağının kapasitesi doğal olarak zayıflıyorsa, bu olaya kendinden deşarj denmektedir. Belirli zaman zarfında, kendinden deşarj sonrası batarya kapasitesinin, kendi kendine boşalmasından önceki oranı, şarj tutma kapasitesi olarak adlandırılır. Kendinden deşarj ne kadar hızlı olursa, şarj tutma kabiliyeti o kadar kötü olur. Kendinden deşarj oranı veya kapasite tutma oranı, bir bataryanın kendinden boşalma hızını ölçmek için yaygın olarak kullanılır. Kendinden deşarj oranı, belli bir süre içinde, genellikle günler veya aylardaki kapasite azalma yüzdesi olarak ifade edilir. Elektrolitin parçalanma reaksiyonu ve batarya kimyasalının başlangıçtaki interkalasyon reaksiyonu, tam şarjlı bir batarya, içinde kendiliğinden deşarja neden olur. Kendiliğinden boşalma oranını etkileyen başlıca faktörler pilin saklama sıcaklığı, nem koşulları ve benzeri faktörlerdir. Şekil 1'deki Thevenin eşdeğer devre modelindeki kendiliğinden deşarj direnci göz ardı edilmiştir.

3. Batarya Şarj Durumunu (SoC) Belirleme

Bir bataryada kapasite, amper-saat (Ah) cinsinden belirli enerjiyi gösterir. Teorik kapasite, içerdiği aktif maddenin miktarına bağlı olarak bataryadan çıkarılan azami şarj miktarıdır. Kalan kapasite, batarya belirli bir yük ve sıcaklık koşullarında boşaltıldığında batarya geri kalan şarj miktarıdır. Tam şarj kapasitesi, boşalma döngüsünün başlangıcında tam dolu bir bataryanın kalan kapasitesidir. Tam tasarım kapasitesi yeni bir hücrenin tam yüklü kapasitesidir. Teorik kapasite maksimum batarya kapasitesidir. Doğrusal olmayan devre özellikleri etkileri ve doğrusal olmayan devre özellikleri nedeniyle, tam yüklü kapasite tipik olarak teorik kapasiteden daha düşüktür.

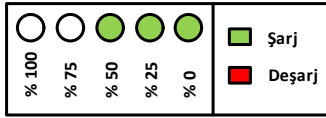
SoC, bataryada geri kalan enerjiyi tanımlamak için kullanılır ve genellikle yüzde cinsinden ifade edilen bir terimdir. Yeni bir batarya tamamen şarj edildiğinde SoC nominal kapasitesinin %100'ü olarak kabul edilir. Öte yandan tamamen boşaltıldığında, SoC %0 olarak kabul edilir. SoC bilgisi, elektrikli araçların şarj kontrol yöntemi ve batarya dengeleme sistemleri için dikkate alınması gereken bir kriterdir. Bir bataryanın SoC'sini belirlemek için kullanılan birçok yöntem vardır. Kullanılan bu yöntemlerden bazıları şunlardır.

3.1. Doğrudan Ölçme

Bir bataryanın SoC'u, laboratuvar ortamında batarya nominal akımla boşaltılması yoluyla doğrudan ölçülebilir. Ancak bu yöntem çok doğru olmasına rağmen pratik uygulamalarda fazla tercih edilmez. Çünkü SoC, belirlenmeden önce bataryadaki enerjinin tamamı boşaltılmalıdır. Bu nedenle doğrudan ölçüm yöntemi sadece üreticiler tarafından bataryayı test etmek amacıyla kullanılır. Bu yöntemin kullanıldığı bileşenin en büyük avantajı, bataryaya sürekli bağlı olmak zorunda değildir. Ölçümler, bataryaya bağlanıldığında gerçekleştirilebilir [14].

3.2. Gerilim Tabanlı SoC Belirleme

Gerilim tabanlı SoC belirleme yöntemi çok basittir. Batarya boşalırken, batarya geriliminin düşmesi ilkesine dayanır. Gerilim doğrusal olarak azalmamasına rağmen gerilim seviyesini yaklaştırmak için birkaç nokta seçilebilir ve parçalı doğrusallaştırma kullanılabilir. Açık devre gerilimi ile şarj durumu arasındaki ilişkiyi bilmek, bataryanın doğru şarj seviyesini bilmemize olanak sağlar. Bu yöntem birçok düşük maliyetli batarya göstergesinde kullanılır. Bataryaların SoC'sini görüntülemek için birkaç kademe LED kullanılır. SoC'yi göstermek için SoC kademelerini belirlerken ilgili LED'lerin eşik gerilim değerleri kullanılır.



Şekil 2: Gerilim tabanlı SoC gösterimi

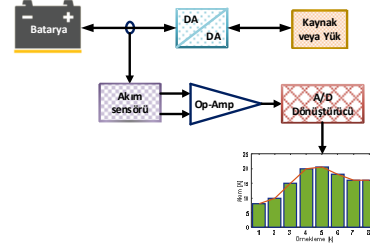
Bu yöntemin en büyük dezavantajı, batarya açık devre geriliminin, SoC'tan farklı etkenlere de bağlı olmasıdır. Bu etkenleri de bilmek, bataryanın şarj durumunu kesin olarak bilmemize olanak verir. Ancak her uygulamada, bu şartları tekrar tekrar hesaplayıp, işlemlere dahil etmek zahmetlidir. SoC'a gerilim seviyesine bakarak karar vermek için, batarya kapasitelerindeki çok küçük gerilim değişimlerini algılayabilecek ölçme cihaz ve devrelerine ihtiyaç duyulur. Batarya şarj/deşarj işlemleri sonucu zamanla hücrelerin açık devre gerilimleri ve kapasiteleri arasındaki ilişkiler değiştiğinden, doğru kestirim yapabilmek için bir süre sonra ya algoritmanın ya da bataryanın değiştirilmesi gerekir.

3.3. Coulomb Sayma Yöntemiyle SoC Belirleme

Bu yöntem bataryada kalan kapasitesini belirlemek için bataryaya giren ve çıkan akımları ölçer ve bu akımların toplamsal olarak hesaplanmasıyla göreceli SoC bilgisi verir. Bataryanın şarj durumunu tam belirlemek için hesaplamaya başlamadan bir başlangıç değeri bilinmesi gerekmektedir. Gerçek şarj durumu bataryaya giren ve çıkan akımın başlangıç noktasına göre hesaplanmasıyla bulunabilir.

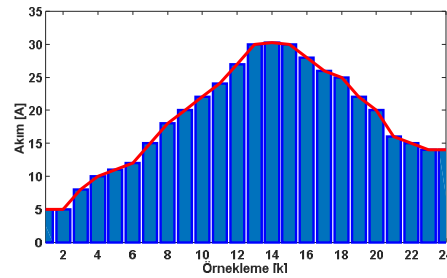
$$SoC = SoC(0) \mp \frac{1}{C_{SoC}} \int_0^t i_b(t). dt \quad (3)$$

Eşitlik (3) ile t anındaki batarya doluluk durumunu ifade etmektedir. Burada $SoC(0)$ başlangıçtaki doluluk durumunu, i_b batarya akımını, C_{SoC} batarya kapasitesini temsil eder. Coulomb sayma yöntemiyle doğru sonuçlar elde edebilmek için hataya neden olabilecek iki duruma dikkat edilmelidir. Bunlar hücrelerdeki kaçak akımın sensör üzerinden geçmemesi nedeniyle hesaplamalara dahil edilememesi ve batarya akımının ölçümünde kullanılan sensördeki kaymanın gerçek şarj durumunda da kaymaya sebep olmaktadır.



Şekil 3: Coulomb saymaya dayalı örnekleme yöntemi.

Bu yöntemin uygulamasında şarj verimliliği oldukça önemlidir. Coulomb sayma yöntemini kullanarak gelen şarj enerjisini ölçerken, bataryanın şarj verimliliği %100'den farklı olması durumunda hatalar oluşur. Bu hataları ortadan kaldırmak için çeşitli yöntemler kullanılabilir. Yaygın olarak batarya modeli ve sıfırlama yöntemleri kullanılır. Coulomb sayma yöntemi uygulaması, zaman içinde geçerli entegrasyonu yapar. Analog-dijital dönüştürücü (ADC) gömülü mikro denetleyiciler, Coulomb sayımı için, örnekleme yöntemini kullanır. Akım ölçümü, paralel direnç veya salınım sensörü kullanılarak yapılabilir. Hall sensörü, paralel dirence kıyasla güç kaybına neden olmayacağından bataryada daha çok kullanılır. Örnekleme yöntemine dayalı Coulomb sayma yönteminin uygulanışını şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 4: Coulomb saymaya dayalı akım ölçümü.

Batarya modeli temelde farklı çalışma koşullarında bataryanın davranışını ve bataryanın zaman içindeki performansını açıklar. Batarya tam şarj olduğunda sıfırlama ölçümlemesi, coulomb sayımı için pratik bir yöntemdir. Batarya tamamen dolduğunda, sıfırlama kalibre yöntemi, coulomb sayımını sıfırlayabilir ve sisteme bataryanın %100 SoC'ye sahip olduğunu söyleyebilir.

$$Q[k] = I[k]. T[k] \quad (4)$$

$$Q_T = \sum_{k=1}^K I[k]. T[k] \quad (5)$$

Bataryanın şarj veyadeşarj sırasında akım sensörü üzerinden geçen akımın örnekleme işlemi şekil 4'te görülmektedir. Eşitlik (4) her bir örnekleme aralığındaki kapasitenin değişim miktarını verirken, eşitlik (5) ise toplam örnekleme işlemi sonucundaki kapasiteyi vermektedir. Burada; Q kapasite (Ah), I akım (A) ve T örnekleme süresini ifade etmektedir.

3.4. Diğer SoC Belirleme Yöntemleri

Batarya doğrusal olmayan bir sistem olduğundan şarj ve deşarj işlemlerinin kesin bir matematiksel modelini oluşturmak zordur. Bu nedenle, doğrusal olmayan problemler için iteratif yöntemler kullanılarak yakınsamalı çözümler bulunur. Kalman filtresi, yapay sinir ağı ve uyarlamalı bulanık mantık yöntemleri bu tür problemlerin çözümleri için literatürde yaygın şekilde kullanılmaktadır. Kalman filtre yöntemi, çözümün özimizelemeli hesaplandığı ve kendi kendine uyarlanabilirlik özelliğine sahip sistemi tanımlamak için bir durum uzayı yöntemi kullanır [15]. Doğrusal sistem için Kalman filtresi aşamalı olarak karardır. Bir bataryanın doğrusal olmayan karakteristiği için Taylor formülü, Kalman yinelemeli yöntemiyle hesaplanır ve ardından doğrusallaştırma yapılır. Bu işlem Genişletilmiş Kalman Filtresi (GKF) olarak bilinir. GKF'nin hesaplanması ile SoC'yi tahmin etmek için: Önce, uygun bir batarya eşdeğer modeli seçilir. Daha sonra karmaşık darbenin deneysel verilerini kullanarak devre modeli parametresini tanımlar ve uygun bir durum değişkeni seçerek devre modelinin durum denklemini ve gözlem denklemini oluşturur. Son olarak, SoC'yi Kalman filtre yöntemiyle tahmin eder.

Bir sinir ağı basit doğrusal olmayan karakter, paralel yapı ve öğrenme kabiliyetine sahiptir. Harici uyarıya tepki olarak bu sinir ağı karşılık gelen çıktılar verebilir. Böylece bataryanın dinamik özelliğini benzetebilir ve SoC'yi tahmin edebilir [16]. Bulanık çıkarım, kontrol edilen nesnenin tam bir matematiksel modeline bağlı değildir. Ancak uzman bilgisi ve operatör deneyimi bilgi gösteriminde ve çıkarımında güçlü bir yeteneğe sahiptir. Bu bilgi ve deneyim, kurallarla tanımlanabilir ve durulaştırılabilir. Bulanık mantık çıkarımıyla bir insanınkine benzer bir karar süreci, batarya karakteristiğinin simülasyonu için gerçekleştirilebilir. Ancak bunun dezavantajı kendi kendine uyarlanabilirlik özelliğinin sınırlı olmasıdır [17].

4. Test Çalışmaları

4.1. Deneysel Düzeninin Oluşturulması

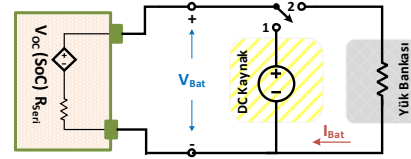
Bu çalışmada 12V, 7Ah (20HR) kurşun-asit batarya kullanılmıştır. Buradaki 20HR ifadesi, bataryanın amper-saat cinsinden kapasitesine oranı, bataryanın kaç saat boyunca akım verebileceğini anlatmaktadır. Bu batarya için 7Ah/20HR oranı 0,35A olarak hesaplanmıştır. Bir başka deyişle, bataryadan ortalama 0,35A akım çekilirse 20 saat enerji sağlayabilir. Bu batarya için 0,35A/7Ah oranı bataryanın kaç C ile deşarj edildiğini ifade eder ve 20 saat için 0,05C olarak hesaplanır. Ancak bu çalışmada 1A deşarj akımı için bu oran 0,143C olarak hesaplanmıştır. Ayrıca bu çalışmada kullanılan bataryaya ait katalog bilgileri tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Batarya çalışma parametreleri

Parametre Türü	Değeri
Batarya Gerilimi (V)	12
Çalışma Gerilimi (V)	10,5-13,2
Nominal Kapasite (Ah)	7
Hücre Sayısı (Adet)	6
Şarj Gerilimi (V)	14,4
Şarj Kesme Gerilimi (A)	15

Standart Şarj Akımı (A)	2,1
Deşarj Gerilimi (V)	12
Deşarj Kesme Gerilimi (V)	10,5
Standart Deşarj Akımı (A)	0,35-20
İç direnci (mΩ)	26,5
Çevrim Ömrü (%100 DoD)	200

Bu çalışmada kullanılan batarya ve test düzeneği şekil 5'te görülmektedir. Burada S anahtarı, 1 konumunda iken batarya DC kaynak tarafından şarj edilmektedir. S anahtarı 2 konumuna getirildiğinde ise batarya, yük bankasıyla sabit akımla deşarj olmaktadır. Test düzeneğindeki akım ve gerilim sensörleri aracılığıyla bataryanın şarj ve deşarj işlemlerinde akım ve gerilim değerleri 180 saniyelik periyotlarla bilgisayar veri tabanına alınmaktadır.

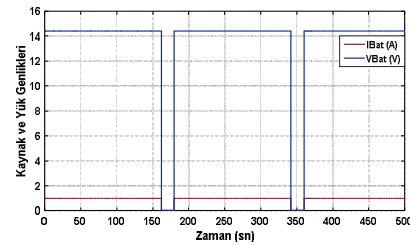


Şekil 5: Batarya şarj/deşarj test düzeneği

Şekil 6'daki grafikte şarj işlemi sırasında batarya uçlarına 14,4V şarj gerilimi (V_{Bat}) uygulanmaktadır. V_{Bat} gerilimi 162s uygulandıktan sonra bataryanın açık devre gerilimini (V_{OC}) ölçmek için 18s boyunca kesimde kalmaktadır. V_{OC} gerilimi bataryanın doluluk durumuna göre değişmektedir. V_{Bat} gerilimi 14,4V seviyesinde sabit kalırken V_{OC} gerilimindeki değişim, batarya iç direncinin değişmesine neden olmaktadır. Bu değişim miktarı eşitlik (6) ile hesaplanmaktadır. Ayrıca şekil 5'deki grafikte deşarj işlemi sırasında elektronik yük bankası kullanılarak bataryanın 1A'lık bir akımla boşaltılması sağlanmaktadır. Burada V_{OC} ve V_{Bat} gerilimleri zamanla değişeceği için ölçülen gerilim değerlerine bağlı olarak batarya iç direnç değeri eşitlik (7) ile hesaplanmaktadır.

$$R_{seri} = \frac{V_{Bat} - V_{OC}}{I_B} \quad (6)$$

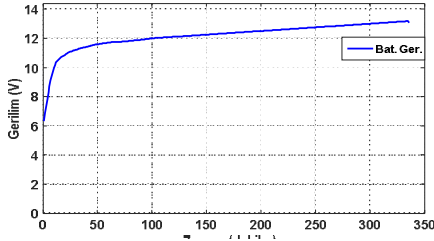
$$R_{seri} = \frac{V_{OC} - V_{Bat}}{I_B} \quad (7)$$



Şekil 6: Batarya şarj/deşarjındaki akım ve gerilim seviyeleri

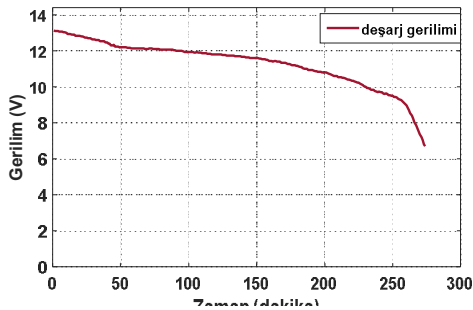
Bilgisayara alınan batarya akım ve gerilim değeri için Matlab yazılımı kullanılarak batarya şarj/deşarj grafikleri elde edilmiştir. Bataryanın şarj edilirken V_{OC} geriliminin zamana göre değişimi Şekil 7'de görülmektedir. Bataryanın şarj işlemine başlamadan önce V_{OC} gerilimi 6.30V olarak ölçülmüştür. Bataryanın şarj işlemi toplamda 336 dakika

sürmüştür. Şarj işlemi tamamlandığında V_{OC} gerilimi 3.18V ölçülmüştür. Şarj gerilimindeki değişim miktarı başlangıçta oldukça büyük olmasına rağmen doluluk oranı arttıkça bu miktarın azaldığı ve kararlı şekilde değiştiği gözlemlenmiştir.



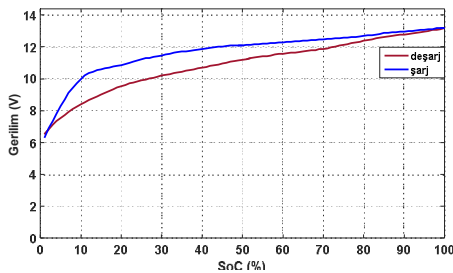
Şekil 7: Bataryanın zamana göre şarj gerilimi.

Batarya boşalırken V_{OC} geriliminin zamana göre değişimi Şekil 8'de görülmektedir. Deşarj işlemine başlamadan önce V_{OC} gerilimi 13.12V ölçülmüştür. Bataryanın deşarj işlemi 272 dakika sonunda tamamlandığında V_{OC} gerilimi 6.72V olarak ölçülmüştür. Şarj gerilimindeki değişim miktarı başlangıçta küçük olmasına rağmen doluluk oranı azaldıkça bu miktarın oldukça arttığı gözlemlenmiştir.



Şekil 8: Bataryanın zaman göre deşarj gerilimi.

Sınırlı bir akım kaynağı olan bataryada depolanan enerji miktarının batarya kapasitesine oranı, bataryanın doluluk oranını temsil eder. Bu çalışmada batarya doluluk oranı Coulomb sayma yöntemine göre belirlenmiştir. Bataryanın dolma ve boşalma süreleri dikkate alındığında herhangi bir andaki doluluk oranındaki gerilim seviyeleri Şekil 9'da gibidir.



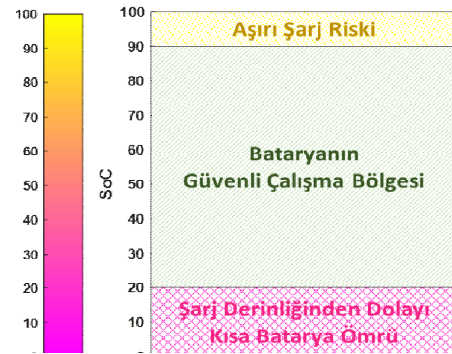
Şekil 9: Bataryanın doluluk durumuna göre gerilim seviyesi.

Batarya şarj olurken başlangıçta boş olacağından doluluk durumu %0 iken, deşarj olurken ise tam dolu olacağından doluluk oranı %100 hesaplanmıştır. Bu çalışmada bataryanın şarj ve deşarj verimliliği göz ardı edilmiştir.

5. Batarya Sağlık Durumunu (SoH) Belirleme

Batarya sağlığı (State of Health (SoH)), bataryanın yüke enerji verme yeteneğini tanımlamak için kullanılan terimdir. Bir başka deyişle, bataryanın değiştirilmesi gerekip gerekmediğini veya bataryanın değiştirilmeden ne kadar kullanılabileceğini gösteren bir göstergesidir. Bataryanın kapasitesi, batarya kullanıldıkça (yaşlandıkça) kademeli olarak azalmaktadır. Bu nedenle uzun süre kullanılan batarya tam doldurulduğunda şarj durumu %100 göstermesine rağmen yeni alındığındaki tam kapasitede depoladığı enerjinin yaklaşık %75-%80 değerleri kadar enerji depolayabilmektedir. Bir bataryanın sağlıklı şekilde şarj/deşarj olması ve ömrü azalmadan sağlıklı şekilde kullanılabilmesi için bataryanın belli bir SoC aralığında çalıştırılması gerekir. Bu çalışma aralığı bataryanın kullanım yeri ve şarj/deşarj sıklığına bağlı olarak değişebilir. Ancak birçok uygulamada Şekil 10'da görüldüğü gibi bu çalışma aralığı $20 \leq \text{SoC} \leq 90$ şeklinde tanımlanmıştır. Çünkü batarya aşırı şarj/deşarj edildiğinde batarya plakaları aşırı ısınacağından batarya plakalarının aşınmasına sebep olacaktır. Bu aşınmadan dolayı bataryanın iç direncinde bazı kimyasal değişimler meydana gelir. Bu durum batarya tekrar şarj edildiğinde fazla şarj tutmamasına sebep olmaktadır. Bu tür olumsuzluklardan kaçınmak için bataryalar mümkün olduğunca güvenli çalışma bandı içerisinde çalıştırılmalıdır.

SoH ölçümü, batarya paketinin mevcut kapasitesini yeni bir batarya kapasitesiyle karşılaştırarak yapılabilir. Ancak bu SoH belirleme işlemi için sistemin geçmiş kapasite bilgisinin erişilmesi gerekir veya önceden belirlenmiş bir kapasite değeri sağlanmalıdır. SoH'u belirlemek için diğer yöntemler dahili direnç değişiklikleri, kendi kendini deşarj oranı değişiklikleri vb. ölçümlerdir.



Şekil 10: Bataryanın güvenli çalışma aralığı.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, enerji depolamada en çok kullanılan bataryalara ait literatürdeki batarya modelleri ve SoC belirleme yöntemleri ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir. Batarya şarj durumu belirlemede kolay ve anlaşılır olması nedeniyle Coulomb sayma yöntemi tercih edilmiştir. Laboratuvarında batarya sabit akım ve gerilim ile şarj/deşarj deneyleri yapılmıştır. Gerçekleştirilen deneylerin sonuçları,

veri toplama kartı aracılığıyla bilgisayar ortamına alınmıştır. SoC belirlemesi için bilgisayarda MATLAB yazılımı kullanılarak bir algoritma geliştirilmiştir. Bataryanın değişen şarj ve deşarj değerleri için grafiksel sonuçlar Matlab'ta çizdirilmiştir. Bataryanın şarj akımı deşarj akımından daha küçük olması nedeniyle şarj süresi deşarj süresinden daha uzun sürmüştür. Bu çalışmada bataryanın şarj ve deşarj verimliliği göz ardı edilmiştir.

Batarya ömrünü uzatmak için aşırı şarj ve deşarj durumlarından kaçınarak, batarya güvenli çalışma bölgesi sınırları içerisinde kullanılmalıdır. Batarya bu sınırlar içerisinde kullanıldığında verimliliğinin arttığı ve sabit akımla şarj/deşarj edildiğinde batarya hızlı dolup boşalmaktadır. Elektrikli araçlarda hızlı şarj cihazı kullanımı buna en iyi örneklerinden biridir.

7. Kaynaklar

- [1] Sinkaram C., Asirvadam V. S., Nor N. B. M., "Capacity Study of lithium ion Battery for Hybrid Electrical Vehicle (HEV) A Simulation Approach", IEEE International Conference on Signal and Image Processing Applications (ICSIPA), 2013.
- [2] Erdinc, O., Vural, B., Uzunoglu, M., "A dynamic lithium-ion battery model considering the effects of temperature and capacity fading," Clean Electrical Power, 2009 International Conference, 2009, s:383-386.
- [3] V. Spath, A. Jossen, H. Doring, and J. Garche, "The detection of the state of health of lead-acid batteries," in Telecommunications Energy Conference, INTELEC 97, s:681-686, 1997.
- [4] M. Dubarry, V. Svoboda, R. Hwu, and B. Liaw, "Capacity loss in rechargeable lithium cells during cycle life testing: The importance of determining state-of-charge," Journal of Power Sources, Cilt:174, No. 2, s:1121-1125, 2007.
- [5] F. Conte, "Battery and battery management for hybrid electric vehicles: a review," Elektrotechnik und Informationstechnik, Cilt. 123, No. 10, s:424-431, 2006.
- [6] J. Chiasson and B. Vairamohan "Estimating the state of charge of a battery" IEEE Trans. Control Syst. Technol., Cilt: 13, No: 3, s:465-470, 2006.
- [7] G. L. Plett "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs: Part 3. State and parameter estimation" J. Power Sources, Cilt: 134, No: 2, s:277-292, 2004.
- [8] H. W. He, R. Xiong, and H. Q. Guo, "Online estimation of model parameters and state-of-charge of LiFePO4 batteries in electric vehicles," Applied Energy, Cilt: 89, No: 1, s:413-420, 2012.
- [9] Z. H. Cai, G. F. Liu, and J. Luo, "Research state of charge estimation tactics of nickel-hydrogen battery," in Proceedings of the International Symposium on Intelligence Information Processing and Trusted Computing (IPTC '10), s: 184-187, 2010.
- [10] A. A. A. Elgammal and A. M. Sharaf, "Self-regulating particle swarm optimised controller for (photovoltaic-fuel cell) battery charging of hybrid electric vehicles," IET Electrical Systems in Transportation, Cilt: 2, No: 2, s: 77-89, 2012.
- [11] V. Prajapati, H. Hess, E. J. William, "A literature review of state of-charge estimation techniques applicable to lithium poly-carbon monofluoride (Li/CFx) battery," in Proceedings of the India International Conference on Power Electronics (IICPE '10), s:1-8, 2011.
- [12] M. R. Jonerden and B. R. Haverkort, "Which battery model to use," Software, IET, Cilt. 3, s:445-457, 2009.
- [13] J. F. Manwell and J. G. McGowan, "Lead acid battery storage model for hybrid energy systems," Solar Energy, Cilt: 50, s:399-405, 1993.
- [14] Bergveld H J, Kruijt W S and Notten P H L, Battery Management Systems, Design by Modelling Philips Research Book Series, 2002
- [15] Plett, G. L., "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs Part 3. State and parameter estimation." Journal of Power Sources, Cilt:134, s:277-292, 2004.
- [16] Cheng-Hui, C., Dong, D., Zhi, Y., "Artificial Neural Network in Estimation of Battery State-of-Charge (SoC) with Non-Conventional Input Variables Selected by Correlation Analysis." Proceedings of International Conference on Machine Learning and Cybernetics, 2002, s:1619-1625.
- [17] Cai, C.H., Du, D., and Liu, Z.Y. "Battery State-of-Charge (SoC) Estimation Using Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS)." Proceedings of the 12th IEEE International Conference on Fuzzy Systems. 2003, s: 1068-1073.



Efe İsa TEZDE

1983 yılında Aydın'ın Karacasu ilçesinde doğdu, lisans derecesini 2007 yılında Pamukkale Üniversitesi, yüksek lisans derecesini 2012 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi (KTÜ) Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünden aldı. 2008 yılından itibaren KTÜ Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak görev yapmakta ve doktora eğitimini devam ettirmektedir. Araştırmacı akıllı şebekeler, enerji yönetim sistemi, yenilenebilir enerji, sürücü düzenekleri ve güç elektroniği uygulamaları alanında çalışmalarını yürütmektedir



Halil İbrahim OKUMUŞ

1963 yılında Rize'nin Çayeli ilçesinde doğdu, 1992 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden mezun oldu, aynı yıl aynı bölümde Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı, 1996-2001 yılları arasında İngiltere'nin Bristol Üniversitesinde doktorasını tamamladı, halen KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Profesör unvanı ile öğretim üyesi olarak görev yapmaktadır.



Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Kampüsünde Elektrik Tüketim Maliyetinin Azaltılmasına Yönelik FV Üretim ve Enerji Depolama Biriminden Oluşan bir Mikro Şebekenin Optimal Tasarımı

Optimal Design of a Microgrid with PV Generation and Energy Storage Unit to Reduce Electricity Cost in Eskişehir Osmangazi University Campus

İpek Çetinbaş¹, Bünyamin Tamyürek¹, Mehmet Demirtaş²

¹Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi
ipekctinbas@ogu.edu.tr, btamyurek@ogu.edu.tr

²Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi
mehmetd@gazi.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi (ESOGÜ) kampüsünde elektrik tüketim maliyetinin azaltılmasına yönelik fotovoltaik (FV) güç üretim birimi ve enerji depolama biriminden oluşan bir alternatif akım (AA) mikro şebekenin optimal tasarımı yapılmıştır. Tasarımın doğrulanması amacıyla önerilen mikro şebeke yapısı MATLAB/Simulink ortamında modellenmiş ve bir günlük çalışma için fazör çözüm metodu kullanılarak simülasyonu yapılmıştır. Bu kapsamda kampüste yer alan ve aynı elektrik barasına bağlı farklı dört yük grubu seçilmiş ve gerçek tüketim verileri elde edilmiştir. Mikro şebekenin en verimli çalışma durumunun elde edilmesi için 24 saatlik üretim ve tüketim verilerine dayalı olarak üç farklı enerji yönetim senaryosu geliştirilmiştir. Böylece, yapılan analiz ve simülasyon sonuçları değerlendirildiğinde toplam elektrik enerjisi maliyetinde %43,16 ile %54,12 arasında bir tasarruf elde edildiği ve sistemin kendisini yaklaşık 34 ila 41 ay arasında amorti ettiği anlaşılmıştır. Sonuç olarak, bu çalışmada önerilen mikro şebeke yapısı ve enerji yönetimi stratejisi ile çok zamanlı tarife kullanımının ekonomik fizibilitesi araştırılmış ve böylece kampüsün yenilenebilir enerji kaynakları kullanarak daha verimli, ekonomik ve aynı zamanda temiz enerji hedeflerine ulaşabileceği gösterilmiştir.

Anahtar kelimeler: AA mikro şebeke, dağıtık üretim, enerji depolama, fotovoltaik enerji sistemleri

Abstract

This study presents the optimal design of an AC microgrid with photovoltaic (PV) power generation and energy storage unit to reduce the electricity cost in Eskişehir Osmangazi University (ESOGU) campus. In order to verify the design, the proposed microgrid is modelled in MATLAB/Simulink and

simulated over one day period by using the phasor solution method. In addition, the real time electricity consumptions of four different load groups that are connected to the selected bus in the campus have been obtained and included in the simulation model. Based on the generation and consumption data obtained over a 24-hour period, three different energy management scenarios are developed for the efficient operation of the microgrid. Therefore, a saving between 43.16% and 54.12% in total electricity cost and a payback time between 34 and 41 months have been obtained based on the analysis and the simulation results. Consequently, the feasibility study of the multi tariff energy metering with the proposed microgrid structure and the energy management strategy demonstrated the benefit and the significance of using renewable energy sources towards realizing a more efficient, economic, and a cleaner campus objectives.

Keywords: AC microgrid, distributed generation, energy storage, photovoltaic energy systems

1. Giriş

Elektrik enerjisinin üretimi ve tüketimi arasındaki denge; teknolojik gelişmelerin, nüfus artışının ve sanayileşmenin sürekli devam ettiği modern toplumlar için kritik öneme sahiptir. Yapılan araştırmalar, artan enerji tüketimi seyrine karşılık petrol, doğalgaz ve kömür içeren fosil yakıtlı enerji üretiminin aynı oranda karşılık veremeyeceğini göstermiştir. Petrole 51 yıl, doğalgaza 53 yıl ve kömüre ise 114 yıl rezerv ömrü tahmini yapılmaktadır. Fosil yakıtların kritik rezerv seviyeleri için 2016-2040 yılları arasında enerji sektörüne yeni ve yenilenebilir kaynaklardan yatırımlar planlanmaktadır. Yaklaşık 66,5 trilyon dolarlık yatırımın %35'i enerji verimliliğine ve %11'i yenilenebilir enerji sektörüne olacağı tahmin edilmektedir [1]. Bu sebeple enerjinin hem etkin ve verimli kullanımı hem de enerji sektörüne yenilenebilir enerji kaynaklarının dahil edilmesi ile

klasik enerji şebekesine karşılık mikro şebeke gibi alternatif fikirler ortaya çıkmıştır.

Mikro şebekeler, farklı yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonuna esnek bir şekilde olanak sağlayan, düşük veya orta gerilimli küçük ölçekli enerji dağıtım sistemine verilen isimdir. Dağıtık üretim kaynakları, enerji depolama birimleri ve yüklerden oluşan ve yerel enerji ağı olan mikro şebekeler güç şebekesi açısından değerlendirildiğinde kontrol edilebilen tek bir varlık olarak davranır [2-3].

Mikro şebekeler klasik güç şebekeleri ile kıyaslandığında birçok avantaja sahiptir. Mikro şebekeler ile enerji üretim sistemlerine yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonu sağlanmaktadır. Karbon salımının azaltılması ve fosil yakıt bağımlılığına çözüm olması gibi birçok ekonomik ve çevresel kazanım elde edilmektedir. Küçük ölçekli şebekeler olan mikro şebekeler, güç şebekesiyle bağlantılı çalışabildiği gibi ana şebekeden ayrılarak ada modlu otonom çalışabilir ve kritik yüklerle güvenilir enerji temini sağlanabilir. Daha az yatırım maliyeti, yerinde üretim ve yerinde tüketim özelliği ile daha az iletim kaybı ve sürdürülebilir enerji için mikro şebeke güvenilir bir güç olarak karşımıza çıkmaktadır [4-5]. Bu sebeple mikro şebekeler enerji sektöründe gelecek vadeden uygulamalar arasında gösterilmektedir.

Mikro şebekelerde birincil kontrol, ikincil kontrol ve üçüncül kontrol olmak üzere üç kontrol yapısı mevcuttur ve bu kontrol yapıları hiyerarşik kontrol olarak isimlendirilir. Hiyerarşik kontrolün ilk basamağında yer alan birincil kontrol; dağıtık üretim birimleri arasındaki yük paylaşımından, ada modlu çalışma durumundaki gerilim ve frekans kararlılığından sorumludur. İkinci basamağında yer alan ikincil kontrol; gerilim ve frekans sapması ve güç şebekesine senkronizasyondan sorumludur. Üçüncül kontrol ise güç şebekesi ve mikro şebeke arasındaki enerji alışverişinden ve piyasa katılımından sorumludur. Ayrıca maliyet vb. değişkenlerin optimizasyonu ile üçüncül kontrol basamağı ilgilenir.

Mikro şebekeler ile ilgili literatürde çeşitli çalışmalar mevcuttur. Ada modlu rüzgâr-dizel güç sistemli mikro şebekelerde depolama sistemlerinin programlanması için uzman tabanlı bir sistem önerilmiştir. Bu sistem ile enerji tasarrufu yapılmış, dizel güç miktarı, maliyet ve emisyonlar azaltılmıştır [6]. Yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımı ile ortaya çıkan güç kalitesi problemlerine yönelik bir çalışmada enerji depolama birimlerinin yerleşimi analiz edilmiş ve sistem performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir [7]. Mikro şebekelerin optimal planlanması ve tasarımı ile ilgili çalışmalarda ise mikro şebekenin enerji kalitesinin artırılması ve daha güvenilir bir sistem oluşturulması amaçlanmıştır [8].

Bu çalışmada ise ESOGÜ kampüsü için yenilenebilir enerji kaynaklı bir AA mikro şebeke tasarlanmıştır. Mikro şebekenin 24 saatlik simülasyonu MATLAB/Simulink programında fazör çözüm metoduyla yapılmıştır. Kampüs bünyesinden seçilen dört yük grubunun gerçek tüketim profilleri ölçümler sonucunda elde edilmiştir. Üretim ve tüketim profiline göre 24 saatlik çalışma için üç senaryo planlanmış ve mikro şebekenin enerji ihtiyacının öncelikli olarak FV güç sisteminden ve enerji depolama biriminden karşılanması amaçlanmıştır.

Yükün talep ettiği enerjinin üretilen veya depolan enerjiden fazla olduğu durumda ise mikro şebekenin enerji talebi güç şebekesinden karşılanmıştır. Tasarlanan AA mikro şebeke ile enerji depolama biriminin optimum kullanımı sağlanmış, oluşturulan farklı senaryoların maliyet, kâr ve amortisman süresi analizleri yapılmış ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

2. AA Mikro Şebeke Tasarımı

AA mikro şebeke tasarımı; fazör çözüm metodu, mikro şebeke modeli, çalışma senaryoları ve simülasyon sonuçları, maliyet, kâr ve amortisman süresi analizi olmak üzere dört bölüm halinde incelenmiştir.

2.1. Fazör Çözüm Metodu

MATLAB/Simulink ortamında sürekli, ayrık ve fazör olmak üzere üç çözüm yöntemi mevcuttur. Sürekli ve ayrık metodun simülasyon süresi mikro saniyeler ve dakikalar arasında değişkenlik göstermektedir. Fakat değişken adımlı entegrasyon algoritmasıyla çalışan yöntem olan fazör metodun zaman aralığı dakikalar ile yıllar arasındadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımına ve bu kaynakların mikro şebekeye entegrasyonuna fırsat veren bu metotta elektromekanik osilasyonlar ve kararlılık çalışmaları yapılabilir. Buna ek olarak güç kalitesi, üst düzey kontrol stratejileri ve global çalışma stratejileri yenilenebilir enerji kaynaklı mikro şebekelere uygulanabilir. Bu çalışmada ise üretim birimi, depolama birimi ve yükler ile tasarlanan AA mikro şebekenin bir günlük çalışmasının benzetimi gerçekleştirilerek incelenmiştir.

2.2. AA Mikro Şebeke Modeli

Fazör modda çalışan üç fazlı fazlar arası gerilimi 380 Volt (V) etkin değere sahip olan mikro şebeke MATLAB/Simulink programında modellenmiştir. Mikro şebeke modeli Şekil 1'de görüldüğü gibi güç şebekesi, FV güç üretim birimi, enerji depolama birimi ve yükler olmak üzere dört bölümden oluşmaktadır.

• Güç Şebekesi

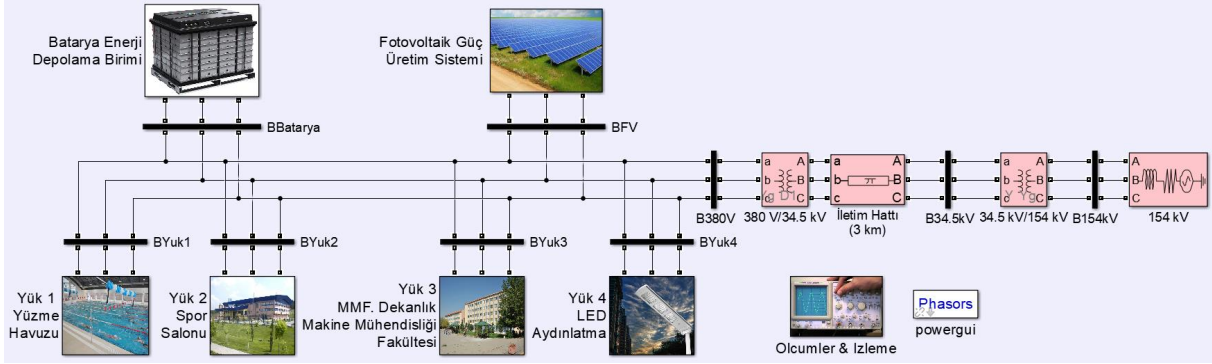
Üç fazlı 380 V AA'da çalışan mikro şebekeye, enerji talebi olduğu durumda güç şebekesinden enerji sağlanmaktadır. Güç şebekesinde 154 kV olan yüksek gerilim, düşürücü transformator aracılığıyla 34,5 kV orta gerilim seviyesine indirilmiştir. Üç kilometrelik iletim hattından sonra 34,5 kV gerilim seviyesi 380 V dağıtım gerilim seviyesine düşürülmüş ve AA mikro şebekeye bağlanmıştır.

• FV Güç Üretim Sistemi

Kontrollü akım kaynağı olarak modellenen fotovoltaik güç üretim birimi 24 saatlik çalışma süresince maksimum 100 kW enerji üretebilecek şekilde boyutlandırılmıştır.

• Batarya Enerji Depolama Birimi

Batarya enerji depolama biriminde iki farklı senaryo için 175 kWh ve 300 kWh olmak üzere iki farklı kapasite değeri belirlenmiştir. Batarya kontrollü akım kaynağı olarak modellenmiştir.



Şekil 1: ESOGÜ Kampüsü için tasarlanan AA mikro şebeke modeli.

• Yük Tüketim Birimleri

Yükler yüzme havuzu, spor salonu, Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dekanlığı (MMFD)-Makine Mühendisliği Fakültesi (MMF) ve LED armatürlü aydınlatma birimleri olmak üzere üniversite kampüsü içinde yer alan dört adet farklı yük grubundan oluşmaktadır. Yük tüketim birimleri benzer şekilde kontrollü akım kaynağı olarak modellenmiştir.

2.3. Çalışma Senaryoları ve Simülasyon Sonuçları

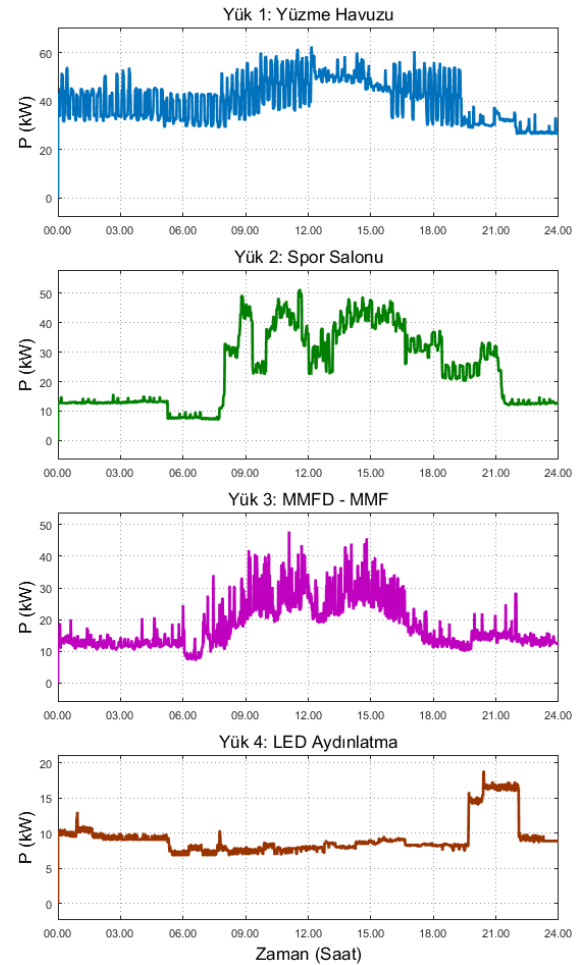
Çalışma senaryosu üretim, tüketim ve enerji depolama birimleri arasında ilişki kurarak bu birimlerin birlikte çalışmasını organize eder. Mikro şebekenin üretim ve tüketim durumuna göre enerji eksikliği-fazlalığı olduğu durumda bataryadan yada güç şebekesinden enerji ihtiyacını karşılama veya bataryaya yada güç şebekesinden enerji sağlama durumunun belirleyicisi olmaktadır. Çalışma senaryoları, enerji tarifesine göre elektrik enerjisinin ucuz olduğu saatler için bataryanın güç şebekesinden şarj edilmesi, güç şebekesinin puant saatlerinde ise bataryanın mikro şebekeye enerji sağlaması prensibine göre organize edilmiştir. Yüzme havuzu, spor salonu, MMFD-MMF ve LED aydınlatma olmak üzere dört yük grubunun zamana göre değişimindeki en düşük ve en yüksek güç tüketim değerleri Tablo 1’de verilmiştir.

Tablo 1: Mikro şebekenin bir günlük üretim-tüketim durumunun minimum ve maksimum değerleri

Yükler	Tüketim (kW)	
	Minimum	Maksimum
Yüzme Havuzu	26,4	62,72
Spor Salonu	7,2	51,5
MMFD-MMF	7,2	48,08
LED Aydınlatma	6,88	18,742

Şekil 2’de ise bir dakika aralıklarla kaydedilen yüklerin 24 saatlik değişimi verilmiştir. Şekillerin zaman eksenini saatlerdir. Yüklerin tüketimleri şekilden ve tablodan incelendiğinde oldukça değişken profillere sahip oldukları görülmektedir. Yük grupları içinde yüzme havuzu yükü en yüksek enerji tüketim değerine ve MMFD-MMF ise en değişken profile sahiptir. LED aydınlatma en düşük maksimum tüketim değerine ve diğer yük gruplarına göre daha az değişken yük tüketim profiline sahiptir. Toplam yük tüketimi ise 51,76 kW ile 156,76 kW arasında değişkenlik göstermektedir.

ESOGÜ için tasarlanan AA mikro şebeke modeli üç senaryo ile çalıştırılmış ve test edilmiştir. Çalışma senaryoları planlanırken AA mikro şebekenin üretim durumu, tüketim durumu, güç şebekesinin tarife düzenlemeleri ve puant saatler dikkate alınmıştır.



Şekil 2: Dört farklı yükün tüketim profilleri.

Bu çalışmada dağıtım sistemi kullanıcılarından enerji alan ve ticarethane abone tipine sahip olan ESOĞÜ için Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu'nun Tablo 2'de verilen çok zamanlı enerji tarifesi kullanılmıştır [9]. Bu tarifelere göre elektrik faturası hesaplanmıştır. Faturalar aktif enerji bedeli ve dağıtım bedelini içermekte, fon bedelleri ve katma değer vergisini içermemektedir.

Tablo 2: Çok zamanlı enerji tarifesi

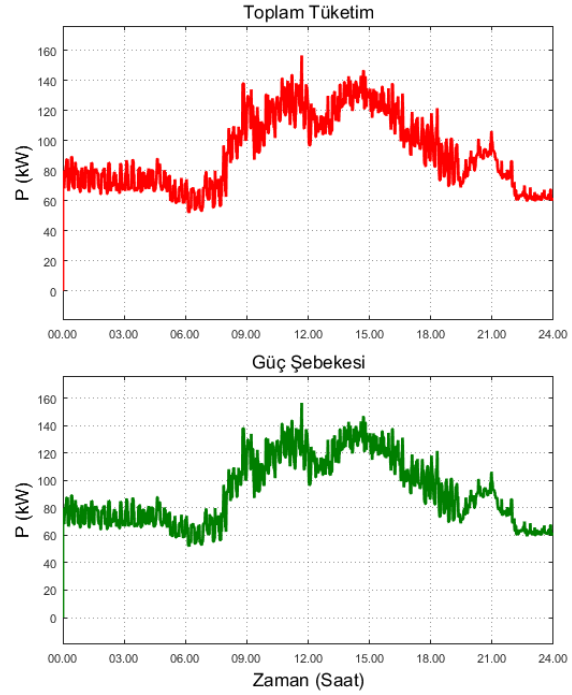
Tarife Türü	Saat Aralığı	Ticarethane (kr/kWh)	Dağıtım Bedeli (kr/kWh)
Gündüz	06.00-17.00	28,8615	11,7848
Puant	17.00-22.00	48,4640	
Gece	22.00-06.00	13,2646	

Genel yük kullanıcılarının talep yoğunluğu karakteristiğine göre bir gün üçe bölünmüş ve gündüz, puant ve gece olarak isimlendirilmiştir. Çok zamanlı tarifede genel olarak tüketicilerin elektrik enerjisi kullanımının yoğunluğu ile fiyatlandırılması doğru orantılıdır. Örneğin 17.00-22.00 saatleri arası elektrik enerjisi talebinin en yoğun olduğu saatlerdir ve bu zaman aralığı çok zamanlı tarifede elektrik enerjisi birim fiyatının en pahalı olduğu dilimdir.

Hâlihazırda ESOĞÜ faaliyet bazlı tüketici tarifeleri kapsamında dağıtım kullanıcılarından orta gerilim seviyesinde enerji almak ve tek terimli enerji tarifelerini kullanmaktadır. Fakat gelecekte mikro şebekelerin yaygınlaşmasıyla birlikte çok zamanlı enerji tarifesi kullanılacağı varsayılarak bu çalışma yapılmıştır. Bu çalışma ile mikro şebekeler ve çok zamanlı enerji tarifesi kullanımının fizibilitesi araştırılmıştır. Bu amaçla tasarımı yapılan AA mikro şebeke modelinin simülasyonu; karşılaştırma yapabilmek amacıyla mevcut durum, senaryo 1, senaryo 2 ve senaryo 3 alt başlıklarında incelenmiştir.

• Mevcut Çalışma Durumu

Mevcut çalışma durumunda mikro şebekenin yük grubuna sadece güç şebekesinden elektrik enerjisi sağlanmaktadır. Bu duruma göre toplam tüketim ve güç şebekesinden mikro şebekeye aktarılan güç Şekil 3'de verilmiştir. Sistemde başka herhangi bir enerji üretim kaynağı olmadığı için şekildedeki "Toplam Tüketim" ve "Güç Şebekesi" grafikleri birbiri ile aynı eğriyi oluşturmaktadır. Yani toplam tüketimin tamamı güç şebekesinden karşılanmaktadır. Bu durumda herhangi bir kazanım söz konusu değildir.



Şekil 3: Mevcut durumda zamana göre toplam tüketim ve güç şebekesi gücü.

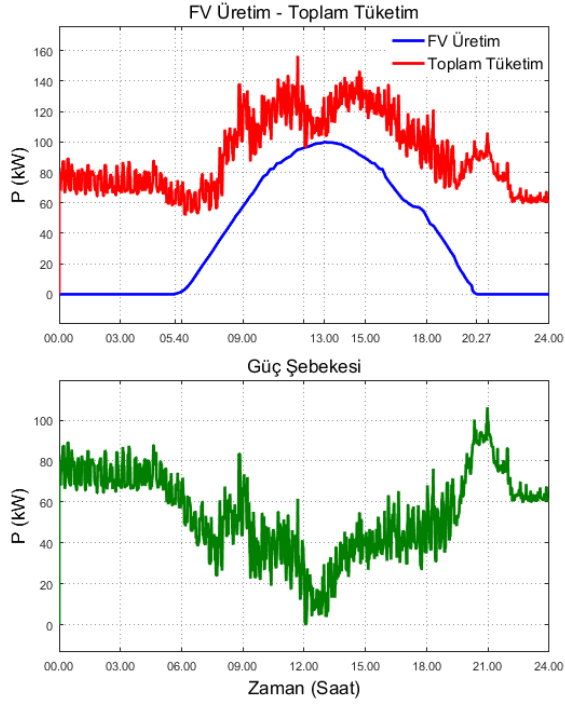
Mevcut çalışma durumu için enerji tüketimi, günlük ve aylık elektrik faturası hesaplanmış ve Tablo 3'de verilmiştir. Bu durumda elektrik faturası günlük 894,33 TL ve aylık 26.829,76 TL olarak hesaplanmıştır.

Tablo 3: Enerji tüketimi ve elektrik faturası hesabı

Mevcut Durum Tüketim & Fatura	Çok Zamanlı Tarife		
	Gündüz	Puant	Gece
Tüketim (kWh)	1194,91	444,39	562,48
Fatura (TL)	485,69	267,74	140,90
Günlük Fatura (TL)	894,33		
Aylık Fatura (TL)	26.829,76		

• Senaryo 1

Senaryo 1'de mikro şebekenin yük grubuna güç şebekesi ve FV güç sistemi birlikte enerji sağlamaktadır. Senaryo 1'in en önemli bölümünü üretim ve tüketim arasındaki ilişki oluşturmaktadır. FV güç sisteminin üretim kapasitesi 0 kW ile 100 kW arasında değişkenlik göstermektedir. Toplam üretime karşın toplam tüketim incelendiğinde; her zaman için FV üretim toplam tüketimden daha düşük profilde seyretmektedir. Bu sebeple tüketim ve üretim farkı güç şebekesinden mikro şebekeye aktarılmıştır. Toplam tüketimle birlikte zamana göre FV enerji üretimi ve güç şebekesinden mikro şebekeye aktarılan güç Şekil 4'de verilmiştir.



Şekil 4: Zamana göre FV üretim-toplam tüketim ve güç şebekesi gücü (Senaryo 1).

Senaryo 1 için enerji tüketimi, günlük ve aylık elektrik faturası hesaplanmış ve Tablo 4'de verilmiştir. Bu durumda elektrik faturası günlük 508,36 TL ve aylık 15.250,78 TL olarak hesaplanmıştır.

Tablo 4: Enerji tüketimi ve elektrik faturası hesabı (Senaryo 1)

Tüketim & Fatura	Çok Zamanlı Tarife		
	Gündüz	Puant	Gece
Tüketim (kWh)	424,00	323,98	562,20
Fatura (TL)	172,34	195,19	140,83
Günlük Fatura (TL)	508,36		
Aylık Fatura (TL)	15.250,78		

• Senaryo 2

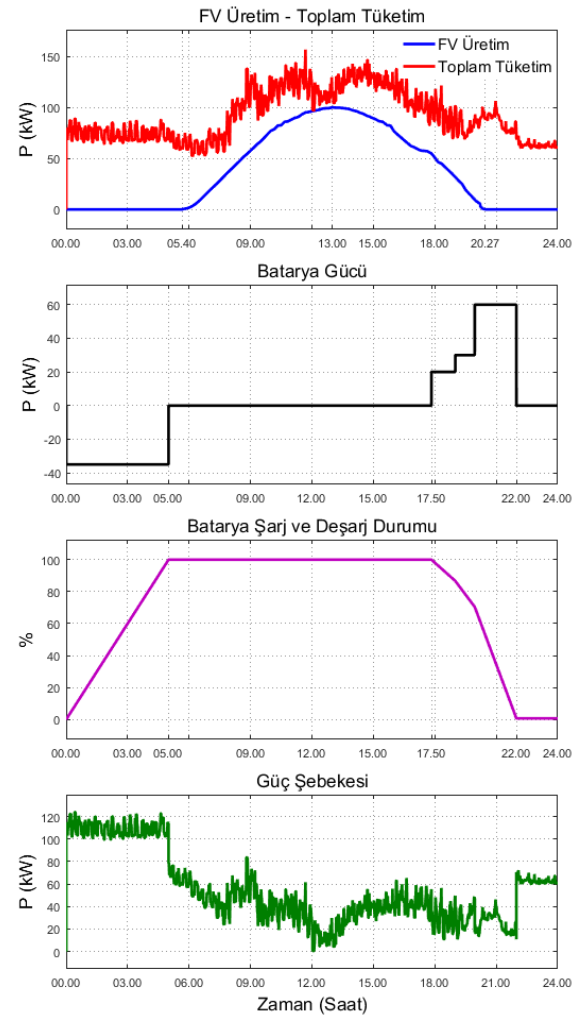
Senaryo 2'ye göre batarya 00.00-05.00 saatleri arasında sabit 35 kW güçte şarj edilmek üzere toplamda 175 kWh enerjiye şarj edilmiştir. Bu zaman aralığında güç şebekesi hem mikro şebekenin yüklerine hem de bataryaya enerji sağlamıştır. Batarya kapasitesi 175 kWh olarak belirlenmiş ve %0 başlangıç şarj durumundan bu süre sonunda %100 şarj seviyesine ulaşmıştır.

05.00-17.50 saatleri arasında yükün enerji talebi öncelikli olarak FV güç sisteminden karşılanmıştır. FV güç sistemi tarafından üretilen enerji ile yükün talep ettiği enerji arasındaki fark güç şebekesinden mikro şebekeye aktarılmıştır. Bu zaman aralığında batarya %100 şarj seviyesindedir ve senaryo gereği kullanılmamıştır.

Güç şebekesinin puant saatlerine karşılık gelen 17.50-22.00 saatleri arasında mikro şebekenin enerji ihtiyacı hem güç

şebekesinden hem de bataryadan karşılanmıştır. 175 kWh enerji bu zaman aralığı sonunda %100 şarj seviyesinden %0 seviyesine kadar mikro şebekenin yüklerine kademeli olarak deşarj edilmiştir. Belirlenen zaman aralıklarında bataryadan mikro şebekeye sırasıyla 20 kW, 30 kW ve 60 kW güç aktarılmıştır. Bu zaman diliminde bataryadan mikro şebekeye toplam 175 kWh enerji sağlanmıştır.

Enerji tarifesinin ucuz olduğu zamanda şarj edilen batarya, puant saatte güç şebekesiyle birlikte mikro şebekeye enerji sağlamıştır. Senaryo 2'ye ait zamana göre FV üretim-toplam tüketim gücü, batarya gücü, bataryanın şarj ve deşarj durumu ve güç şebekesi gücünün grafikleri Şekil 5'de verilmiştir.



Şekil 5: Zamana göre FV üretim-toplam tüketim gücü, batarya gücü, bataryanın şarj ve deşarj durumu ve güç şebekesi gücü (Senaryo 2).

Senaryo 2 için enerji tüketimi, günlük ve aylık elektrik faturası hesaplanmış ve Tablo 5’de verilmiştir. Bu durumda elektrik faturası günlük 446,86 TL ve aylık 13.405,83 TL olarak hesaplanmıştır.

Tablo 5: Enerji tüketimi ve elektrik faturası hesabı (Senaryo 2)

Tüketim & Fatura	Çok Zamanlı Tarife		
	Gündüz	Puant	Gece
Tüketim (kWh)	424,00	149,14	737,20
Fatura (TL)	172,34	89,86	184,66
Günlük Fatura (TL)	446,86		
Aylık Fatura (TL)	13.405,83		

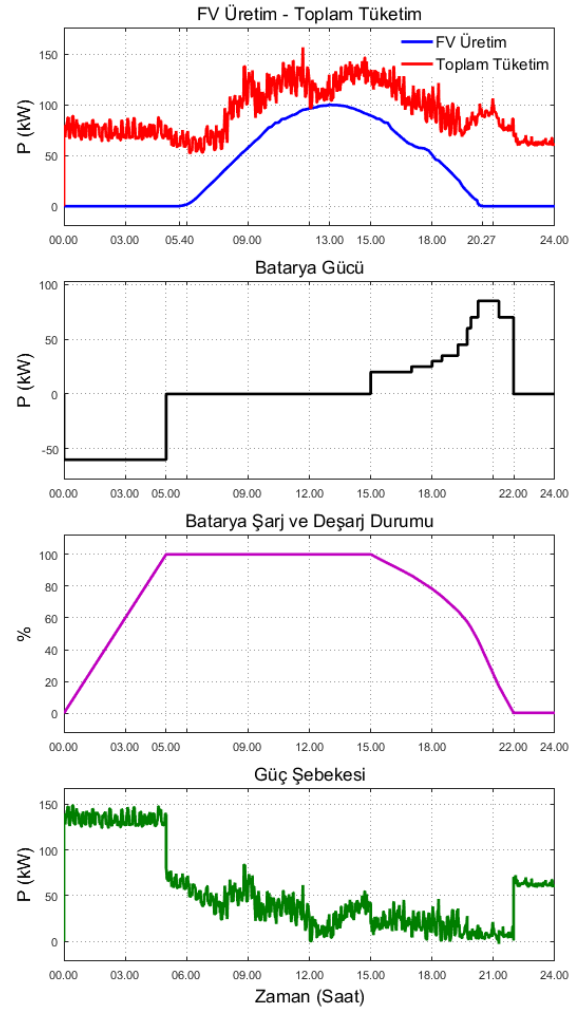
• Senaryo 3

Senaryo 3’e göre batarya 00.00-05.00 saatleri arasında sabit 60 kW olmak üzere toplamda 300 kWh enerjiye şarj edilmiştir. Bu saat aralığında güç şebekesi hem mikro şebekenin yüklerine enerji sağlamış hem de bataryayı şarj etmiştir. Bu senaryoda batarya kapasitesi 300 kWh olarak belirlenmiştir. %0 başlangıç şarj durumundan 5 saatlik süre sonunda %100 şarj seviyesine ulaşılmıştır.

05.00-15.00 saatleri arasında mikro şebekenin yüklerinin enerji talebi öncelikli olarak FV güç sisteminden karşılanmıştır. FV üretim ve toplam tüketimin farkı ise güç şebekesinden talep edilmiştir. Bu zaman aralığında batarya %100 şarj seviyesindedir ve senaryo gereği kullanılmamıştır.

15.00-17.00 saatleri arasında FV güç sistemi, batarya ve güç şebekesi mikro şebekeye enerji sağlamıştır. Bu iki saat süresince 20 kW sabit olmak üzere batarya mikro şebekeye 40 kWh enerji sağlamıştır.

Güç şebekesinin puant saatlerine karşılık gelen 17.00-22.00 saatleri arasında batarya mikro şebekeye kademeli olarak 260 kWh enerji sağlamıştır. Belirlenen zaman aralıklarında bataryadan mikro şebekeye sırasıyla 25 kW, 30 kW, 35 kW, 45 kW, 60 kW, 70 kW, 85 kW ve 70 kW güç aktarılmıştır. Batarya sabit bir değerde deşarj edilmek yerine zamana bağlı olarak kademeli şekilde deşarj edilmiştir. Böylece güç şebekesinin puant saatlerinde mikro şebekenin enerji ihtiyacının büyük bir bölümü bataryadan karşılanmıştır. Enerji tarifesinin ucuz olduğu zamanda şarj edilen batarya, puant saatte güç şebekesiyle birlikte mikro şebekeye enerji sağlamıştır. Senaryo 3’e ait zamana göre FV üretim-toplam tüketim gücü, batarya gücü, bataryanın şarj ve deşarj durumu ve güç şebekesi gücünün grafikleri Şekil 6’da verilmiştir.



Şekil 6: Zamana göre FV üretim-toplam tüketim gücü, batarya gücü, bataryanın şarj ve deşarj durumu ve güç şebekesi gücü (Senaryo 3).

Senaryo 3 için enerji tüketimi, günlük ve aylık elektrik faturası hesaplanmış ve Tablo 6’da verilmiştir. Bu durumda elektrik faturası günlük 410,35 TL ve aylık 12.310,53 TL olarak hesaplanmıştır.

Tablo 6: Enerji tüketimi ve elektrik faturası hesabı (Senaryo 3)

Tüketim & Fatura	Çok Zamanlı Tarife		
	Gündüz	Puant	Gece
Tüketim (kWh)	384,00	63,56	862,20
Fatura (TL)	156,08	38,29	215,98
Günlük Fatura (TL)	410,35		
Aylık Fatura (TL)	12.310,53		

2.4. Maliyet, Kâr ve Amortisman Süresi Analizi

ESOGÜ Kampüsü için gerçek tüketim verileri kullanılarak tasarlanan AA mikro şebekedeki bileşenler, bu bileşenlerin marka, model, güç ve adet bilgileri Tablo 7’de verilmiştir.

Çalışmada, ülkemizde güncel olarak piyasada temin edilebilecek güçte ve markada ürünler tercih edilmiştir.

Tablo 7: Mikro şebekede kullanılan bileşenlerin marka, model, güç ve adet bilgileri

Bileşenler	FV Güç Sistemi	Evirici	Batarya Enerji Depolama Birimi
Marka	CW Enerji	ABB	Volan Akü
Model	CWT290-60PP	TRIO-50.0-TL-OUTD	Jel tip 12V 200Ah solar akü
Güç	290W/adet	50kW/adet	2,4kWh/adet
Adet	345	2	73 (175kWh için) 125 (300kWh için)

AA mikro şebeke üç farklı çalışma senaryosu ile test edilmiştir. Mevcut çalışma durumu ve senaryolar, sistem bileşenleri, toplam maliyet, elektrik faturalarındaki kâr oranları ve amortisman süreleri açısından karşılaştırılmış ve Tablo 8'de verilmiştir. AA mikro şebekede kullanılan her bir bileşenin maliyeti sistem maliyetini, kâr ve amortisman süresini doğrudan etkilemektedir. Bu sebeple, bu çalışmada fiyat araştırması 100kW'lık üretim kapasitesine sahip şebeke bağlantı mikro şebeke için yapılmış ve maliyet hesaplamalarında 14.06.2018 tarihindeki döviz kuru esas alınmıştır. Mikro şebekenin üretim kapasitesi arttıkça satın alınan bileşen ve hizmetlerin birim fiyatında düşüş gözlenmektedir.

Tablo 8: Maliyet, kâr ve amortisman süresi analizi

Maliyet, Kâr ve Amortisman Süresi	Senaryo 1	Senaryo 2	Senaryo 3
Sistem Bileşenleri	FV Evirici Konstrüksiyon, kablolama, pano ve kurulum	FV Evirici Batarya Konstrüksiyon, kablolama, pano ve kurulum	FV Evirici Batarya Konstrüksiyon, kablolama, pano ve kurulum
Toplam Maliyet (TL)	392.711,93	508.938,91	591.730,73
Kâr (%)	43,16	50,03	54,12
Amortisman Süresi (Ay)	33,92 ≈ 34	37,91 ≈ 38	40,75 ≈ 41

Senaryo 1'de güç şebekesi ile birlikte FV güç sisteminden yararlanılmıştır. Yüklerin ihtiyacı öncelikli olarak FV güç sisteminden karşılanmıştır. FV güç sisteminin olmadığı yada yetersiz olduğu durumlarda mikro şebeke güç şebekesinden beslenmiştir. Mevcut çalışma durumu ile senaryo 1 karşılaştırıldığında elektrik faturasında %43,16 oranında bir avantaj sağlanmıştır. Ayrıca mevcut duruma göre senaryo 1'in amortisman süresi yaklaşık 34 ay olarak hesaplanmıştır.

Senaryo 2'de bataryanın şarjı için güç şebekesi kaynak olarak değerlendirilmiş ve elektrik enerjisinin ucuz olduğu zaman aralığı seçilmiştir. Bataryanın deşarj zamanı için ise güç şebekesinin puant zaman dilimi seçilmiştir. Batarya mikro şebekeye kademeli olarak enerji sağlamıştır. Böylece mikro

şebekenin güç şebekesiyle enerji alışverişinde ekonomi kavramı önem kazanmıştır. Mevcut çalışma durumu ile senaryo 2 karşılaştırıldığında elektrik faturasında %50,03 oranında bir avantaj sağlanmıştır. Buna ek olarak Senaryo 2'nin amortisman süresi mevcut duruma göre yaklaşık 38 ay olarak hesaplanmıştır.

Senaryo 3'de Senaryo 2'de olduğu gibi şarj için kaynak olarak güç şebekesi kullanılmış ve elektrik tarifesinin ucuz olduğu zaman aralığı seçilmiştir. Bataryanın deşarj zamanı için ise güç şebekesinin gündüz ve puant zaman dilimleri seçilmiş ve bataryadan kademeli deşarj ile mikro şebekeye enerji aktarılmıştır. Mevcut çalışma durumu ile senaryo 3 karşılaştırıldığında elektrik faturasında %54,12 oranında avantaj sağlanmıştır. Bu kârlılık oranına ek olarak senaryo 3'ün amortisman süresi yaklaşık 41 ay olarak hesaplanmıştır.

Senaryo 2 ve Senaryo 3'de kullanılan belirli zamanlarda kademeli batarya deşarjı stratejisi ile hem güç şebekesinden hemde FV güç sisteminden optimum şekilde yararlanılmış ve mikro şebekeye enerji temini sağlanmıştır. Böylece, bataryanın şarj ve deşarj dilimlerinin zamana bağlı olarak değiştirilmesi ile enerji depolama biriminin de optimizasyonu sağlanmaktadır.

Mevcut duruma göre önerilen senaryolar kâr, sistem bileşenleri ve maliyet ve amortisman süresi açısından incelendiğinde; en yüksek maliyet ile birlikte en yüksek kâr payı Senaryo 3'e, en düşük kâr payı ve en düşük maliyet ise senaryo 1'e aittir. Tablo incelendiğinde Senaryo 2 ve Senaryo 3'ün kârlılık ve amortisman sürelerinin birbirine çok yakın olduğu görülmektedir. Senaryo 3'de kullanılan batarya Senaryo 2'de kullanılan bataryadan 125 kWh daha fazla enerji depolama kapasitesine sahiptir. Aradaki bu fark ile daha çok kâr ve daha kısa amortisman süresi beklenmektedir. Fakat Senaryo 2 ve Senaryo 3'ün kâr ve amortisman süreleri çok yakın değerlere sahiptir. Mevcut durum ile birlikte senaryolar genel olarak değerlendirildiğinde maliyet, kâr ve amortisman süresi açısından en optimum senaryonun Senaryo 2 olduğu sonucuna varılmıştır.

3. Sonuçlar ve Değerlendirme

ESOGÜ Kampüsünde belirlenen yük grupları için güneş enerjisi kaynaklı bir AA mikro şebeke tasarlanmıştır. Mikro şebekenin tüm yükünü güç şebekesinden karşılamak yerine FV güç üretim birimi ve depolama biriminden destek sağlanmıştır. FV güç sisteminin yükler karşısında yetersiz kaldığı durumda ise üç farklı senaryoya göre güç şebekesi-FV üretim veya güç şebekesi-FV üretim-batarya kombinasyonları yükleri enerji sağlamıştır. FV üretim biriminin tüm potansiyeli mikro şebekenin değişken tüketim profiline sahip yüklerini beslemek için kullanılmıştır. Bataryanın zamana göre şarj-deşarj durumunun planlanması ile enerji depolama biriminden optimum şekilde faydalanılmıştır. Senaryolar maliyet, kâr ve amortisman süresi açısından değerlendirilmiş ve en uygun çalışmanın Senaryo 2 olduğu belirlenmiştir. Çalışmanın MATLAB/Simulink ortamında yeni bir uygulama modeli olan fazör mod ile yapılmış olması, modellenmenin 24 saatlik zaman aralığını incelenmesine olanak vermiş ve geniş zaman aralıkları için üretim, depolama ve tüketim birimlerinin davranışları daha net incelenebilmiştir. Ayrıca oluşturulan senaryolarda elektrik tüketiminde çok zamanlı tarife

kullanımının mikro şebekelerde optimizasyon için daha efektif bir planlama ve daha verimli bir çalışma düzeni oluşturduğu tespit edilmiştir. Bu çalışmanın bir sonraki adımı olarak boyutlandırma optimizasyonu üzerinde çalışılacak ve ESOĞÜ Kampüsü için yapılacak bir mikro şebeke çalışması için en optimum ekipman boyutlarının akıllı algoritmalar ile belirlenmesi planlanmaktadır.

4. Kaynaklar

- [1] Dünya ve Türkiye enerji ve tabii kaynaklar görünümü, Web adresi: http://www.enerji.gov.tr/File/?path=ROOT%2f1%2fDocuments%2fEnerji%20ve%20Tabii%20Kaynaklar%20G%c3%b6r%c3%bcn%c3%bcm%c3%bc%2fSayi_15.pdf, Erişim Tarihi: 17.06.2017.
- [2] Shuai, Z., Sun, Y., Shen, Z.J., Tian, W., Tu, C., Li, Y. ve Yin, X, “Microgrid Stability: Classification and a Review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 58, 167-179, 2016.
- [3] Minchala-Avila, L.I., Garza-Castañón, L.E., Vargas-Martínez, A. ve Zhang, Y., “A Review Of Optimal Control Techniques Applied To The Energy Management And Control Of Microgrids”, *Procedia Computer Science*, 52, 780-787, 2015.
- [4] Hossain, E., Kabalci, E., Bayindir, R. ve Perez, R., “Microgrid Testbeds Around the World: State of Art”, *Energy Conversion and Management*, 86, 132-153, 2014.
- [5] Karavas, C-S., Kyriakarakos, G., Arvanitis, K.G. ve Papadakis, G., “A Multi-Agent Decentralized Energy Management System Based On Distributed Intelligence For The Design And Control Of Autonomous Polygeneration Microgrids”, *Energy Conversion and Management*, 103, 166-179, 2015.
- [6] Ross, M., Hidalgo, R., Abbey, C. ve Joós, G., “Energy Storage System Scheduling For An Isolated Microgrid”, *IET Renewable Power Generation*, 5, 117-123, 2011.
- [7] Fu, Q., Montoya, L.F., Solanki A., Nasiri, A., Bhavaraju, V., Abdallah, T. ve Yu D.C., “Microgrid Generation Capacity Design With Renewables And Energy Storage Addressing Power Quality And Surety”, *IEEE Transactions On Smart Grid*, 3, 2019-2027, 2012.
- [8] Junga, J., Villaran, M., “Optimal Planning And Design Of Hybrid Renewable Energy Systems For Microgrids”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 75, 180-191, 2017.
- [9] Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu; 2018 Perakende Elektrik Tarife Tabloları, Web adresi: <https://www.epdk.org.tr/Detay/Icerik/3-1327/elektrik-faturalarina-esas-tarife-tablolari>, Erişim Tarihi: 30.07.2018.



İpek ÇETİNBAŞ

İpek ÇETİNBAŞ, 1989 Eskişehir doğumludur. Lisans derecesini 2011 yılında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi'nden almıştır. 2014 yılında Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nden "Güneş Enerjili Sistemlerde Kullanılan Maksimum Güç Noktası Takibi Yöntemlerinin Zeki Algoritmalar Yardımıyla Uygulanması" konulu tezi ile yüksek lisans derecesini almıştır. Aynı yıl Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümüne araştırma görevlisi olarak atanmış olup doktora eğitimine başlamıştır. Şu anda "Yeni Nesil Otonom Mikro Şebekelerde Optimal Enerji Yönetimi İçin Güç Elektroniği Dönüştürücülerinin Kontrolü" isimli doktora tez çalışmasını yürütmektedir.



Bünyamin TAMYÜREK

Dr. Bünyamin TAMYÜREK, 1970 Artvin-Yusufeli doğumludur. Lisans derecesini 1991 yılında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünden, yüksek lisans ve doktora derecelerini 1996 ve 2001 yıllarında New York eyaletinin Troy şehrinde yer alan Rensselaer Polytechnic Institute mühendislik okulunun elektrik güç mühendisliği bölümünden almıştır. Dr. TAMYÜREK, Amerika Birleşik Devletlerinin Ohio eyaletine bağlı Columbus şehrinde, enerji üretim, iletim ve dağıtım yapan American Electric Power (AEP) isimli kuruluşta iki yıl süreyle yenilenebilir enerji kaynakları ve enerji depolama sistemleri konusunda araştırma ve geliştirme mühendisi olarak çalışmış ve 2003'te Türkiye'ye dönmüştür. 2004 yılından beri Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde öğretim üyesi olarak çalışmaktadır. Güç elektroniği, kesintisiz güç kaynakları, elektrikli araçlarda elektrikli tahrik ve batarya şarj sistemleri, raylı sistemler, enerji depolama sistemleri, akıllı şebekeler ve askeri ve endüstriyel uygulama alanlarında enerji verimliliği yüksek güç dönüştürücüsü tasarımı konularında çalışmalar yapmaktadır.



Mehmet DEMİRTAŞ

Mehmet DEMİRTAŞ, 1975 İstanbul-Üsküdar doğumludur. Lisans derecesini 1997 yılında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi'nden, yüksek lisans ve doktora derecelerini 2000 ve 2008 yıllarında Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nden almıştır. 1998-2012 yılları arasında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi'nde öğretim elemanı olarak çalışmıştır. 2012 yılından beri Gazi Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde öğretim üyesi olarak çalışmaktadır. Güç elektroniği, yenilenebilir enerjiler ve akıllı şebekeler alanlarında çalışmalar yapmaktadır.



Raylı Sistemlerde Orta Gerilim Elektrifikasyon Sisteminin Modellenmesi ve Besleme Senaryolarının Belirlenmesi

Modelling of Medium Voltage Electrification Systems and Specification of Feeding Scenarios in Railway Systems

Furkan Karakus¹, Recep Yumurtacı²

¹Metro İstanbul AŞ
İstanbul Büyükşehir Belediyesi
furkankarakus@yandex.com

²Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi
ryumur@yildiz.edu.tr

Özet

Şehirler arası ve kent içi toplu taşımada cer gücü beslemeli raylı sistemlerin kullanımı yüksek verimli, hızlı ve etkin ulaşım olanağı sağlamasından dolayı hızlı bir şekilde artmaktadır. Mevcut ve yapılması planlanan raylı sistem hatlarının enterkonnekte altyapıya olan etkilerinin incelenmesi ve raylı sistem elektrifikasyon koruma sistemlerinin geliştirilmesi gibi elektriksel etüd çalışmalarının yapılabilmesi için simülasyon programlarının efektif kullanımı önem kazanmaktadır. Raylı sistemlerde bulunan spesifik elektriksel ekipmanlar ve dinamik yük profilinden dolayı raylı sistem elektrifikasyon modelleme çalışmaları geleneksel elektrik dağıtım sistemi modelleme çalışmalarına göre farklılık arz etmektedir. Bu çalışmada raylı sistemler elektrifikasyon sistemleri hakkında bilgiler verilerek cer gücü beslemeli raylı sistemlerin bilgisayar yazılım programında modellenmesi sırasında izlenen metodoloji anlatılmış ve işletmede olan bir raylı sistem hattının orta gerilim elektrifikasyon sisteminin ETAP programında modellenmesi yapılarak besleme senaryolarının analizi yapılmıştır. Oluşturulan model ile bilgisayar programında tüm raylı sistemlerin simülasyonuna uygulanabilen bir raylı sistem modeli elde edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Raylı Sistemler, Yük Akış Analizi, Modelleme, Simülasyon, ETAP

Abstract

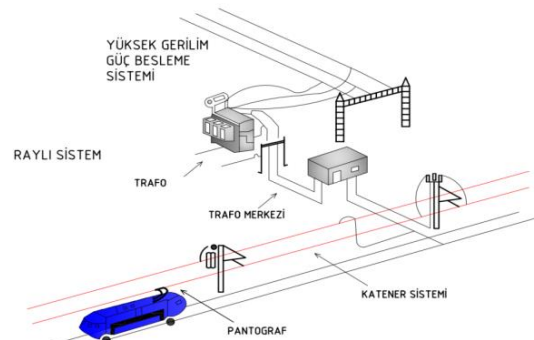
Use of traction power supplied railway systems is rapidly increasing as it provides highly efficient, fast and effective transportation in intercity and urban transportation. Effective usage of simulation programs is important to be able to make electrical studies such as investigation of effects of currently existing railway system lines to interconnected infrastructure and development of railway system electrification protection. Studies of electrification modeling of railway systems differ from conventional electric systems modeling studies as involvement of specific electrical equipment and dynamic

power profile. In this study, methodology that followed while modeling of traction power supplied railway systems in the computer program is explained while giving information about electrification of railway systems and analysis of supply scenarios are made while making modeling of electrification system of Railway system in operation in the ETAP program. A computer program model is developed which can be applied simulation of all railway systems.

Key Words: Rail Systems, Load Flow Analyses, Modelling, Simulation, ETAP

1. Giriş

Kent içi raylı toplu taşıma elektrifikasyon sistemleri orta gerilim seviyesinden alınan enerjiyi transformatör merkezlerinde indirip doğrultucu ile doğrultarak çeşitli değerlerde bulunan DC volt seviyesinde katener veya 3. ray vasıtası ile hareket halindeki trene ulaştırır. AC akım ile çalışan sistemlerde doğrultucu gurubuna gerek duyulmadan belirlenen AC gerilim değerlerine indirilerek cer gücü enerjisi temini sağlanır [1]



Şekil 1: Raylı sistem elektrifikasyon sistemlerinin basitleştirilmiş diyagramı [2]

Raylı sistem elektrifikasyon sistemlerinin basitleştirilmiş diyagramı Şekil 1’de gösterilmiştir. Dünya genelinde tren gerilim seviyeleri belirli değerler aralığında çalışmakta olup bu değerler EN 50163 standardında tanımlanmıştır. [3] İlgili değerler Tablo 1’de gösterilmiştir.

Tablo 1 : EN 50163’e göre elektrikli demiryollarında gerilim seviyeleri [4]

	Un	Umin2	Umin1	Umax1	Umax2	Umax3
DC 600 V	600	-	400	720	770	1015
DC 750 V	750	-	500	900	950	1269
DC 1.5 kV	1500	-	1000	1800	1950	2538
DC 3.0 kV	3000	-	2000	3600	3900	5075
AC 15kV 16,7 Hz	15000	11000	12000	17250	18000	24311
AC 25kV 50 Hz	25000	17500	19000	27500	29000	38746

Elektrifikasyon sistemi cer gücünü tedarik eden transformatör merkezleri, katener sistemleri ve araçlardan oluşmaktadır. Transformatör merkezi güç talebi tren anma gücüne, yüküne, tren sefer sıklığına, bu merkezden beslenen ray sayısına vs. gibi faktörlere bağlı olarak değişmektedir. Raylı sistemlerde transformatör merkezleri dizayn edilmeden önce DC simülasyon yapılarak transformatör merkezi konumları belirlenir. [5] DC simülasyon yapım aşamasında kötü durum senaryosu olarak hatta göre bir transformatör merkezinde bulunan cer transformatörlerinden birisinin kaybedilmesi yada komşu bir veya iki transformatör merkezinin tamamının kayıp edilmesi durumları belirlenerek transformatör merkezi dizaynı yapılmaktadır.[6] Kesintisiz enerji sürekliliğini sağlamak amacıyla yapılan bu yedeklemeler yüksek oranda enerji sarfiyatına neden olmaktadır. İşletme şartları altında sıcak yedekli olarak çalışan cer transformatörleri yedekli çalışma durumundan dolayı % 33 oranında daha fazla enerji tüketmektedir.[7] Raylı sistemlerde kesintisiz enerji sürekliliğini sağlayarak arızalardan etkilenmeyen konforlu bir işletme sunmak için yedekleme yaparak önlem alınması zorunlu bir durumdur. Fakat işletme güvenliği ve enerji verimliliği arasında optimum dengeyi sağlamak önem arz etmektedir. Optimum besleme senaryolarının belirlenmesi ve enerji sarfiyatının minimum seviyede tutulması için simülasyon programlarını efektif olarak kullanmak gerekmektedir.

2. M1A - M1B LRT HATTI

M1A Yenikapı - Atatürk Havalimanı ve M1B Yenikapı - Kirazlı hafif raylı sistem hattı 1989 yılında hizmete açılan Türkiye’nin ilk hafif raylı sistem metro hattıdır. Zaman içerisinde yeni açılan istasyonlar, değişen ekipman ve eklenen enerji besleme noktaları ile birlikte sistemin elektriksel parametreleri büyük oranda değişmiştir. TEİAŞ indirici merkezlerinde son yıllarda meydana gelen enerji kesintileri ile birlikte besleme noktalarının kaybedilmesi durumunda kalan besleme noktalarından hattın beslenmesi durumunda elektrifikasyon sisteminin altyapı yeterliliğinin bilinmesi enerji sürekliliği açısından önem arz etmektedir. Bu sebeplerden ötürü M1A Yenikapı - Atatürk Havalimanı ve M1B Yenikapı - Kirazlı hafif raylı sistem metro hattının orta gerilim elektrifikasyon sisteminin ETAP programında modellenmesi gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmada ETAP simülasyon programı ile model oluşturulmuş olup mevcut elektrifikasyon altyapısındaki elementlerin gerçek elektriksel parametreleri

simülasyonda kullanılmıştır. Benzer çalışmalarda genelde elektriksel ekipmanların (cer transformatörsü, servis transformatörü, orta gerilim kablosu, TEİAŞ indirici merkez kısa devre güçleri vs.) parametreleri var sayım ile sabit alınarak modelleme yapılırken bu hat için yapılan modelde yer alan ekipmanların hepsi için gerçek etiket değerleri ve yüklenme değerleri kullanılmıştır. Sahada bulunan enerji analizörlerinden alınan veriler analiz edilerek orta gerilime bağlı bulunan 19 adeti cer 17 adeti iç ihtiyaç olmak üzere toplam 36 adet transformatörün tamamı yüklenme karakteristikleri ve etiket değerleri sahadan alınan gerçek değerler ile ayrı ayrı simule edilmiştir. Model çalışması sonucunda besleme noktalarının yüklenmeleri ve ilgili noktaların yerel elektrik dağıtım şirketi ile olan sözleşme güçleri karşılaştırılarak gelecekte sözleşme güçlerinin hesaplanması konusunda yaklaşımda bulunulmuştur

2.1. İstasyon Bilgileri

İlk olarak 1989 yılında Aksaray, Emniyet-Fatih, Topkapı-Ulubatlı, Bayrampaşa-Maltepe, Sağmalcılar, Kocatepe istasyonları açılarak hizmete başlayan hatta aynı yıl sonunda Esenler istasyonu eklenmiştir. 1994 yılında Otogar, Terazidere, Davutpaşa-YTÜ, Merter, Zeytinburnu, Bakırköy-İncirli istasyonları hizmete açılmıştır. 1995 yılında Ataköy-Şirinevler ve Yenibosna istasyonları, 1999 yılında Bahçelievler istasyonu, 2002 yılında DTM-İstanbul Fuar Merkezi, Atatürk Havalimanı istasyonları, 2013 yılında Menderes, Üçyüzlü, Bağcılar Meydan, Kirazlı istasyonları ve en son 2014 yılında ise Yenikapı istasyonu hizmete açılmıştır.



Şekil 2: M1A - M1B hattı istasyon tek hat diyagramı [8]

Yenikapı – Otogar istasyonları arasında sefer sıklığı daha fazla olduğu için cer gücü enerji tüketimi hattın diğer istasyonlarını besleyen transformatör merkezlerine göre daha fazla olmaktadır.

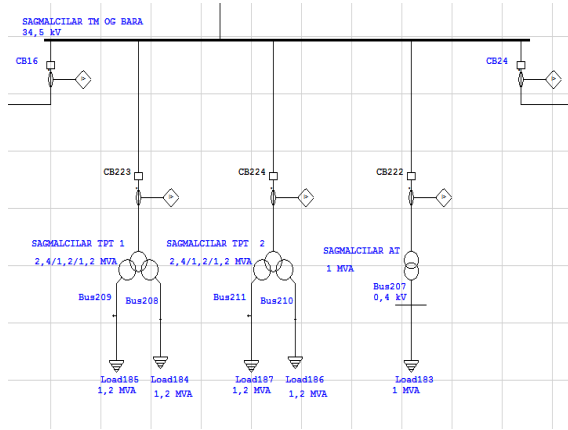
3. Elektrifikasyon Sistemi

M1A Yenikapı - Atatürk Havalimanı ve M1B Yenikapı - Kirazlı hafif raylı sistem hattında bulunan toplam 23 adet istasyon ve 26,1 km uzunluğundaki katener hattının enerji beslenmesi hat üzerinde çeşitli lokasyonlarda kurulu olan toplam 19 adet transformatör merkezi ile sağlanmaktadır. Transformatör merkezlerinde 34,5 kV AC orta gerilim baralar bulunmakta olup transformatör merkezleri birbirlerine OG enerji kabloları üzerinden bağlanarak ring şebeke oluşturmaktadır.

3.1. Transformatör Merkezleri

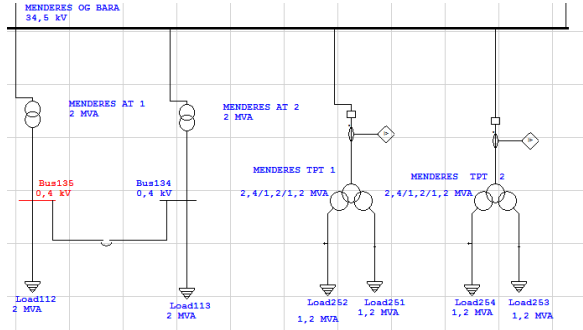
M1A - M1B hattında bulunan transformatör merkezleri içerisinde lokasyona göre sayısı değişen cer transformatörleri ve servis transformatörleri bulunmaktadır. Tren cer gücü ve istasyon enerji ihtiyaçları kurulu olan transformatör merkezleri

aracılığıyla temin edilmektedir. 19 adet transformator merkezi içindeki transformator karakteristiklerine göre ETAP programında modellenmiştir. Örnek olarak Sağmalcılar transformator merkezinin ETAP programında oluşturulan modeli Şekil 3’ de gösterilmiştir.

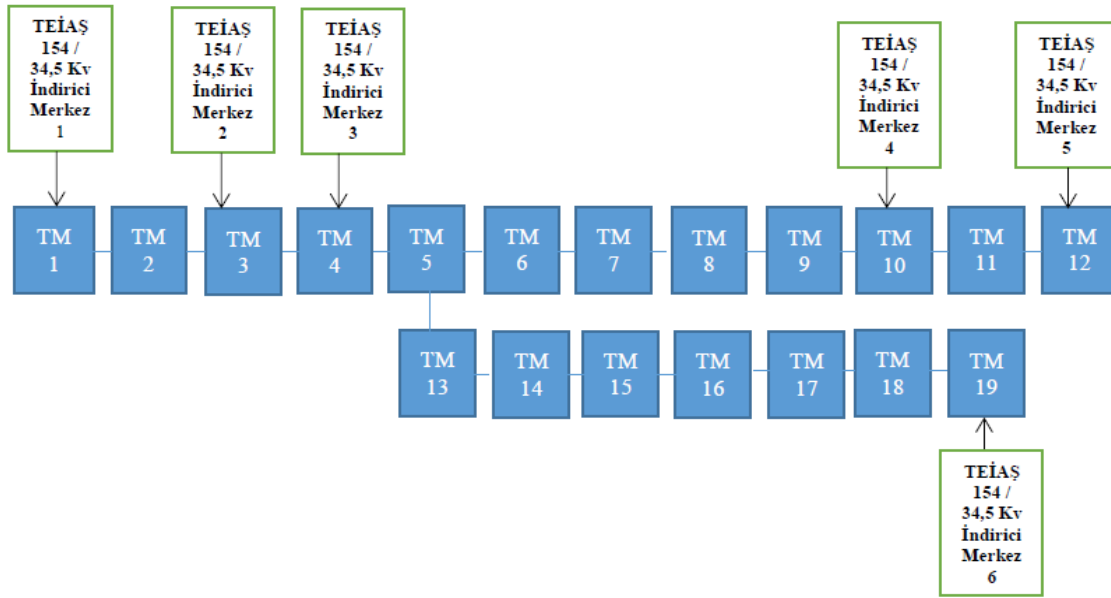


Şekil 3: Sağmalcılar transformator merkezi ETAP modeli

Bazı transformator merkezlerinde iki adet servis transformatorü bulunmaktadır. Örnek olarak iki adet servis transformatorü bulunan Bağcılar transformator merkezinin Şekil 4’de ETAP model örneğinin gösterimi yapılmıştır.



Şekil 4: Menderes transformator merkezi ETAP modeli



Şekil 5: Sistemin basitleştirilmiş tek hat diyagramı

Şekil 5’ de belirtilen (TM) kısaltması transformatör merkezlerini simgelemektedir. 154 / 34,5 kV TEİAŞ indirici merkezleri basitleştirilmiş tek hat diyagramında çizilerek bağlı buldukları transformatör merkezleri belirtilmiştir.

Tablo 1: Transformatör merkezi kurulu güç bilgisi

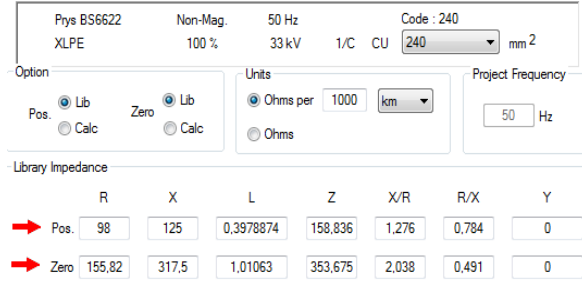
M1A - M1B Hattı	Değer
TM 1- Yenikapı	6,5 MVA
TM 2- Aksaray	5,8 MVA
TM 3- Ulubatlı	5,8 MVA
TM 4- Sağmalcılar	5,8 MVA
TM 5- Otogar	7,6 MVA
TM 6- Mimarsinan	5,8 MVA
TM 7- Belpa	5,8 MVA
TM 8- Bakırköy	0,63 MVA
TM 9- Bahçelievler	6,4 MVA
TM 10- Yenibosna	5,8 MVA
TM 11- DTM	3,03 MVA
TM 12- Havalimanı	1 MVA
TM 13- Ferhatpaşa	2,5 MVA
TM 14- Garaj Sahası	2,4 MVA
TM 15- Esenler	0,63 MVA
TM 16- Menderes	8,8 MVA
TM 17- Üçyüzlü	4 MVA
TM 18- Bağcılar	8,8 MVA
TM 19- Kirazlı	6,4 MVA
Toplam Kurulu Güç	93,49 MVA

154 / 34,5 kV TEİAŞ indirici merkezleri Yenikapı, Ulubatlı, Sağmalcılar, Yenibosna, Havalimanı ve Kirazlı transformatör merkezleri orta gerilim baralarına bağlanarak enerji teminini sağlamaktadır. Toplam altı adet indirici merkez üzerinden Tablo 1’de belirtilen 19 adet transformatör merkezi enerjilendirilmektedir.

4. SİMULASYON

Simulasyon programı olarak dünyada elektrifikasyon sistemlerinin modellenmesinde yaygın olarak kullanılan ETAP (Electrical Power System Analysis & Operation Software) programının 12.5 numaralı sürümü kullanılmıştır. Simulasyon programında 19 adet transformatör merkezi ve bu transformatör merkezleri arasındaki orta gerilim kablo bağlantılarının modellenmesi yapılarak yük akış analizi

gerçekleştirilmiştir. Transformatör merkezleri arasında bulunan bakır orta gerilim kabloları için ETAP kütüphanesinde bulunan kablolar seçilmiştir.

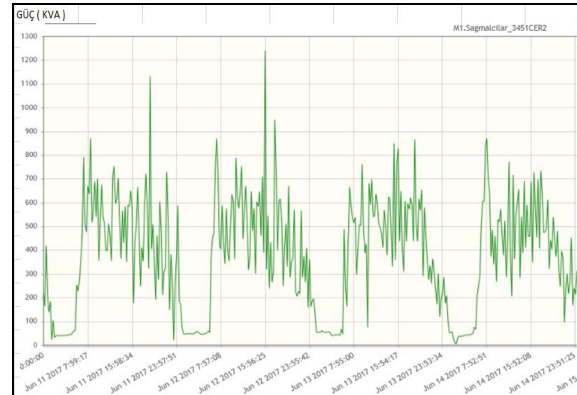


Library Impedance	R	X	L	Z	X/R	R/X	Y
→ Pos.	98	125	0,3978874	158,836	1,276	0,784	0
→ Zero	155,82	317,5	1,01063	353,675	2,038	0,491	0

Şekil 6: OG 240 mm2 bakır kablo ETAP empedans değerleri

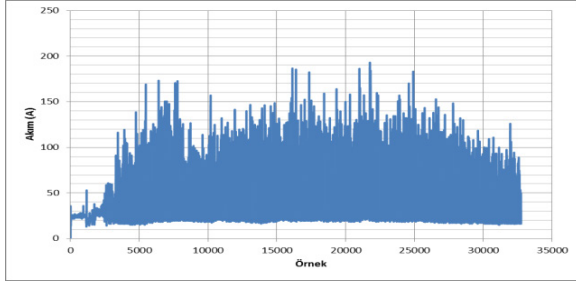
4.1. Yüklenme Profiline Belirlenmesi

Raylı sistemlerde Transformatör merkezlerinde bulunan çift sekonderli cer transformatörleri besleme alanına tren geldiği anda çalışmaya başlayıp tren akım-zaman grafiğine göre tepe akım değerine ulaştıktan sonra minimum akım çekme seviyesine geri gelmektedir. Bu çalışma durumundan dolayı cer transformatörleri sabit akım çekmemekte çok hızlı bir şekilde değişen güç değerlerinde çalışmaktadır.



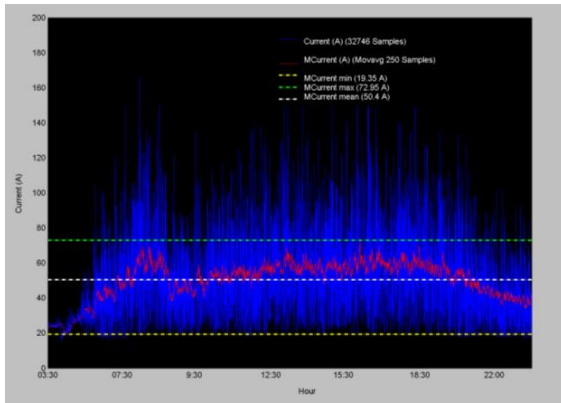
Şekil 7: Sağmalcılar cer transformatörsü güç-zaman grafiği

Şekil 7’ de 11.06.2017 – 14.06.2017 tarihleri arasında sağmalcılar transformatör merkezinde bulunan cer transformatörünün görünür güç-zaman grafiği verilmiştir. Şekil 7’ de görüldüğü üzere cer transformatörünün sabit bir yüklenme eğrisi olmayıp hızlı bir şekilde değişen dinamik bir yüklenme eğrisi bulunmaktadır. Cer transformatörünün değişken dinamik yüklenmesinin etkisi TEİAŞ indirici merkezlerinin bağlandığı hücrelerde de görülmektedir.



Şekil 8: 05.06.2017 tarihinde kirazlı transformatör merkezi TEİAŞ bağlantı noktasında ölçülen akım örnekleme grafiği

Şekil 8’ da Kirazlı transformatör merkezinden 2 saniye aralıklarla alınan toplam 32476 adet akım örneğinin grafiği bulunmaktadır. Cer transformatörlerinin dinamik değişen yük profilinin indirici merkezlerden temin edilen enerji noktalarına olan etkisi grafikten analiz edilebilmektedir. Bu şekilde dinamik değişen yük grafiğinin orta gerilim simülasyon programlarında kullanılabilmesi için filtrelemeler uygulanmıştır.



Şekil 9: 05.06.2017 tarihinde kirazlı transformatör merkezi TEİAŞ bağlantı noktasında ölçülen akım örnekleme grafiği (filtrelenmiş)

Filtreleme için 250 örnekte hareketli ortalama kullanılmıştır. Şekil ’da kırmızı ile gösterilen çizgi filtrelenmiş akım bilgisidir. Simülasyon yük profilleri oluşturulurken 250 örnek için alınan hareketli ortalama ile ulaşılan değer yük profili olarak baz alınmış olup her bir transformatör yükü için bu yöntem ayrı örneklemelemlerle kullanılmıştır.

4.2.Genel Besleme Senaryosuna Göre Yük Akış Analizi

ETAP programında yük profilleri oluşturulurken 250 örnek için alınan hareketli ortalamanın maksimum değeri kullanılarak en ağır işletme şartları altında oluşan yük profilinin simülasyon programına yansıtılması hedeflenmiştir. Metro İstanbul firmasının M1 hattı için genel besleme senaryosu aşağıdaki şekildedir ;

- **Ulubatlı Bedaş** : Aksaray TM, Ulubatlı TM
- **Sağmalcılar Bedaş** : Sağmalcılar TM,Otogar TM, Mimarsinan TM, Ferhatpaşa TM

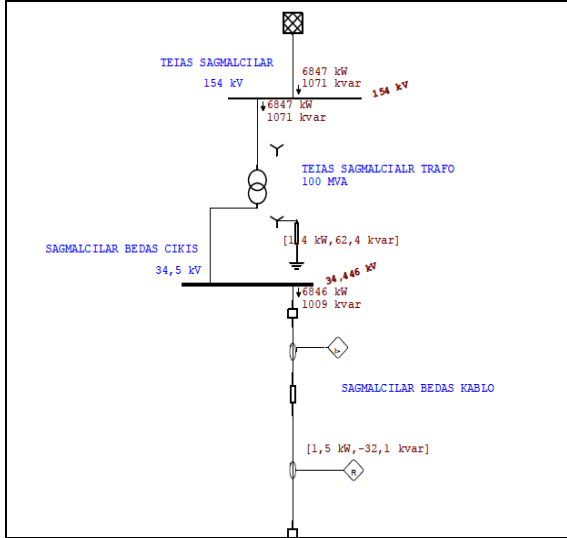
- **Yenibosna Bedaş**: Yenibosna TM, Bahçelievler TM, Bakırköy TM, Belpa TM,
- **Havalimanı Bedaş**: Havalimanı TM, DTM TM,
- **Bağcılar Bedaş**: Kirazlı TM, Bağcılar TM, Üçyüzlü TM, Menderes TM, Esenler TM

Model içerisinde oluşturulan orta gerilim kesicilerin açık-kapalı konumları kullanılarak enerji besleme senaryoları ETAP modelinde oluşturulmuştur. M1A - M1B hattı genel besleme senaryoları ve bir TEİAŞ 154 / 34,5 kV indirici merkezinden tüm hattın enerji temini senaryosu uygulanarak simülasyonlar uygulanmıştır.

Tablo 2 : Genel Besleme Senaryosu Yük Akış Analizi Sonuçları

Transformatör Merkezi	Gerilim Değeri (V)	OG Bara Güç Değeri (MW)	OG Bara Reaktif Güç Değeri (MVAR)	OG Bara Akım Değeri (A)
TM 1 Yenikapı	34451,7	0,159	0,095	2,673
TM 2 Aksaray	34451,7	1,726	0,346	29,51
TM 3 Ulubatlı	34465,5	3,059	0,638	52,35
TM 4 Sağmalcılar	34437,9	6,844	1,041	116,1
TM 5 Otogar	34375,8	4,706	0,99	80,76
TM 6 Mimarsinan	34368,9	1,276	0,283	21,95
TM 7 Belpa	34451,7	1,199	0,194	20,36
TM 8 Bakırköy	34458,6	1,375	0,137	23,15
TM 9 Bahçelievle	34465,5	2,244	0,285	37,89
TM 10 Yenibosna	34486,2	3,076	0,392	51,92
TM 11 DTM	34489,7	0,657	0,132	11,22
TM 12 Havalimanı	34493,1	0,99	0,058	16,61
TM 13 Ferhatpaşa	34372,4	0,875	0,142	14,9
TM 14 Garaj S.	34441,4	0,175	0,036	2,995
TM 15 Esenler	34441,4	0,268	0,05	4,563
TM 16 Menderes	34444,8	1,412	0,218	23,95
TM 17 Üçyüzlü	34448,3	1,755	0,289	29,81
TM 18 Bağcılar	34458,6	2,605	0,467	44,34
TM 19 Kirazlı	34465,5	3,637	0,556	61,63

Genel enerji besleme senaryosunda en düşük bara gerilimi Mimarşinan transformatör merkezinde gerçekleşerek 34368 V olmuştur. 132 V değerinde meydana gelen gerilim düşümü kabul edilebilir bir değer olmakta olup tren hareketi ve istasyon enerji beslemesi açısından negatif bir duruma sebep olmayacaktır.



Şekil 10: Sağmalcılar indirici merkezi ETAP simülasyon görüntüsü

Genel enerji beslemesi senaryosu sonucu yük akış analizi sonuçlarına göre en fazla aktif güç Sağmalcılar transformatör merkezinden çekilerek 6847 kW değerinde aktif gücün çekildiği görülmüştür.

Tablo 3 : Genel Enerji Besleme Senaryosu Kablo Yüklenme Sonuçları

Kablo İsmi	Akım Değeri (A)	Kablo Yüklenme Oranı (%)
YENİKAPI - AKSARAY	2,673	0,5
AKSARAY - ULUBATLI	29,51	5,1
SAGMALCILAR - OTOGAR	80,76	17,6
OTOGAR - MİMARŞINAN	21,95	4,8
MİMARŞINAN - BELPA	1,43	0,3
BELPA - BAKIRKÖY	20,18	4,4
BAKIRKÖY - BAHCELİEVLER	23,15	5
BAHCELİEVLER - YENİBOSNA	37,89	8,2
YENİBOSNA - DTM	2,155	0,4

DTM - HAVALİMANI	11,22	2,2
OTO - FERTHAPAŞA	14,9	3,2
GARAJ SAHASI - ESENLER	2,995	0,5
ESENLER - MENDERES	4,563	0,8
MENDERES - UCYUZLU	23,95	4,2
UCYUZLU - BAGCILAR	29,81	5,2
BAGCILAR - KIRAZLI	44,34	7,7

Raylı sistem hatlarının tasarım aşamasında çoklu indirici merkezler olmasına rağmen tek bir indirici merkezden hattın tamamının enerji temini düşünüldüğü için genel besleme senaryosunda kablo yüklenme oranları oldukça düşük çıkmaktadır.

4.3. Tek Noktadan Tüm Hattın Enerji Temini Senaryosuna Göre Yük Akış Analizi

Sistem için en riskli durum 6 adet 154 /34,5 kV indirici merkezlerinden 5 tanesinin kaybedilerek tek bir besleme kaynağından tüm hattın beslenmesi olacaktır. Bu durumun analizini yapmak için Ulubatlı, Sağmalcılar, Yenibosna, Bağcılar ve Havalimanı indirici merkezlerinden enerji temin edilemediği varsayılarak tüm hattın Yenikapı 154 /34,5 kV indirici merkezinden enerji teminin yapıldığı senaryo modelde oluşturulmuştur. Bu besleme senaryosunda çalıştırılan yük akış analizinde kablo yüklenmeleri ve transformatör merkezleri elektriksel parametreleri incelenmiştir.

Tablo 4 : Yenikapı indirici merkezinden M1 hattının tamamının beslenmesi

Kablo İsmi	Akım Değeri (A)	Kablo Yüklenme Oranı (%)
YENİKAPI-AKSARAY	291,1	50,5
AKSARAY-ULUBATLI	264,4	45,9
ULUBATLI-SAGMALCILAR	241,9	42
SAGMALCILAR-OTOGAR	206,9	45
OTOGAR-MİMARŞINAN	88,48	19,2
MİMARŞINAN-BELPA	67,13	14,6
BELPA-BAKIRKÖY	47,18	10,3
BAKIRKÖY - BAHCELİEVLER	44,27	9,6
BAHCELİEVLER - YENİBOSNA	29,13	6,3

YENİBOSNA-DTM	15,87	3,2
DTM-HAVALİMANI	5,458	1,1
OTOGAR-FERTHAPAŞA	67,63	14,7
FERHATPAŞA-GARAJ SAHASI	53,32	9,3
GARAJ SAHASI - ESENLER	50,45	8,8
ESENLER-MENDERES	48,95	8,5
MENDERES-UCYUZLU	30,38	5,3
UCYUZLU-BAGCILAR	24,76	4,3
BAGCILAR-KIRAZLI	10,87	1,9

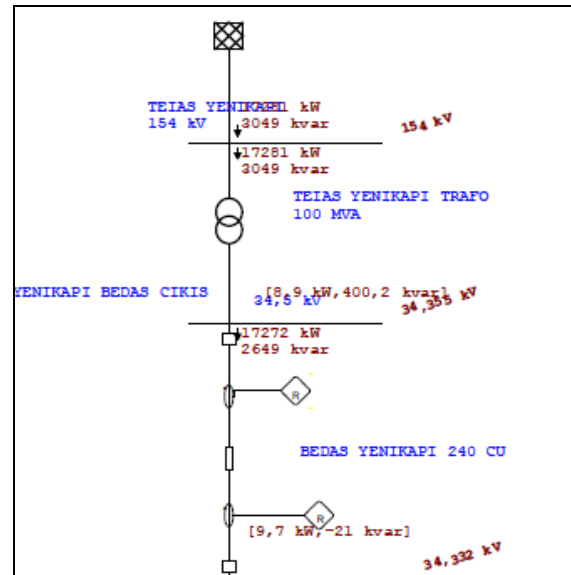
Raylı sistem hatlarının tasarım aşamasında çoklu indirici merkezler olmasına rağmen tek bir indirici merkezden hattın tamamının enerji temini düşünüldüğü için kablo yüklenme oranları bu durumlarda genellikle kritik seviyelere ulaşmamaktadır. Yenikapı indirici merkezinden tüm hattın enerji temini senaryosuna göre en yüksek kablo yüklenme oranı Yenikapı – Aksaray transformatör merkezleri arasında görülmüş olup bu değer % 50,5 olmuştur.

Tablo 5 : Yenikapı indirici merkezinden M1 hattının tamamının beslenmesi senaryosunda göre yük akış analizi sonuçları

Transformatör Merkezi	Gerilim Değeri (V)	OG Bara Güç Değeri (MW)	OG Bara Reaktif Güç Değeri (MVAR)	OG Bara Akım Değeri (A)
TM 1 Yenikapı	34330,95	17,263	2,67	293,8
TM 2 Aksaray	34279,2	17,082	2,639	291,1
TM 3 Ulubatlı	34168,8	15,489	2,275	264,5
TM 4 Sağmalcılar	34041,15	14,133	1,927	241,9
TM 5 Otogar	33896,25	12,007	1,823	206,9
TM 6 Mimarsinan	33861,75	5,156	0,588	88,48
TM 7 Belpa	33851,4	3,916	0,394	67,13
TM 8 Bakırköy	33834,15	2,757	0,204	47,18
TM 9 Bahçelievle	33820,35	2,587	0,177	44,27
TM 10 Yenibosna	33810	1,75	0,102	29,93
TM 11 DTM	33803,1	0,951	0,127	16,39

TM 12 Havalimanı	33799,65	0,32	0,052	5,538
TM 13 Ferhatpaşa	33879	4,362	0,677	75,22
TM 14 Garaj S.	33875,55	3,511	0,539	60,54
TM 15 Esenler	33872,1	3,342	0,504	57,6
TM 16 Menderes	33854,85	3,251	0,488	56,06
TM 17 Üçyüzlü	33847,95	2,145	0,326	37
TM 18 Bağcılar	33841,05	1,813	0,256	31,24
TM 19 Kirazlı	33837,6	0,994	0,086	17,02

Bu besleme senaryosunda en yüksek gerilim düşümü Havalimanı transformatör merkezinde gerçekleşerek 33799,65 V olmuştur. Yaklaşık yüzde % 2,03 oranında meydana gelen gerilim düşümü kabul edilebilir bir oran olmakta olup tren hareketi ve istasyon enerji beslemesi açısından negatif bir duruma sebep olmayacaktır.



Şekil 10: Yenikapı indirici merkezi ETAP simülasyon görüntüsü

Yenikapı indirici merkezinden tüm hattın enerji temini besleme senaryosuna göre Yenikapı indirici merkezinden 17281 kW değerinde aktif gücün çekildiği görülmüştür.

4.4. Gerilim Seviyesi Değişikliğinin Simülasyona Olan Etkisi

Yurtiçinde yapılan çalışmalarda çoğunlukla TEİAŞ orta gerilim seviyesi 34500 V alınarak yük akış analizi gerçekleştirilmiştir. İstanbul içi metro hatlarının bağlı bulunduğu TEİAŞ 154 / 34,5 kV indirici merkezlerin gerilim seviyeleri incelendiğinde hemen hemen gün içinde hiçbir zaman 34500 V gerilim seviyesine ulaşmadığı

gözlemlenmiştir. Yenikapı indirici merkezinden tüm hattın enerji beslemesi gerçekleştirilirken gerilim düzeyinin yük akış sonuçlarına olan etkisini incelemek için iki farklı gerilim düzeyinde aynı simülasyon tekrarlanmıştır.

Tablo 6 : Yenikapı indirici merkezinden M1 hattının tamamının beslenmesi senaryosunda göre yük akış analizi sonuçları(33600 V)

Transformatör Merkezi	Gerilim Değeri (V)	OG Bara Güç Değeri (kW)	OG Bara Reaktif Güç Değeri (MVAR)	OG Bara Akım Değeri (A)
TM 1 Yenikapı	33444,3	16381	2534	286,2
TM 2 Aksaray	33392,55	16210	2505	283,6
TM 3 Ulubatlı	33285,6	14698	2159	257,7
TM 4 Sağmalcılar	33161,4	13412	1829	235,7
TM 5 Otogar	33019,95	11394	1730	201,5
TM 6 Mimarsinan	32985,45	4892	558	86,19
TM 7 Belpa	32975,1	3716	374	65,4
TM 8 Bakırköy	32957,85	2617	194	45,96
TM 9 Bahçelievle	32947,5	2455	168	43,13
TM 10 Yenibosna	32933,7	1661	96,346	29,16
TM 11 DTM	32930,25	903	120	15,97
TM 12 Havalimanı	32926,8	304	49,458	5,395
TM 13 Ferhatpaşa	33002,7	4139	643	73,28
TM 14 Garaj S.	32999,25	3332	512	58,98
TM 15 Esenler	32995,8	3171	478	56,11
TM 16 Menderes	32978,55	3085	464	54,61
TM 17 Üçyüzlü	32971,65	2035	309	36,05
TM 18 Bağcılar	32964,75	1721	243	30,44
TM 19 Kirazlı	32961,3	0,994	0,086	17,02

Tablo 4'de TEİAŞ indirici transformatörünün sekonder gerilim değeri 34500 V alınırken Tablo 6'da TEİAŞ indirici transformatörünün sekonder gerilim değeri 33600 V ayarlanarak aynı simülasyon tekrar çalıştırılmıştır.

TEİAŞ indirici merkezde bulunan transformatörün sekonder gerilim değeri 33600 alındığı takdirde Simülasyon 2 numaralı çalışmada en düşük gerilim seviyesi Havalimanı transformatör merkezinde gerçekleşerek 32926,8 V olmuştur. Bu besleme senaryosunda Yenikapı indirici merkezinin ilk bağlandığı transformatör merkezi olan Yenikapı transformatör merkezinin orta gerilim barasından çekilen aktif güç 16381 kW olmuştur. İndirici merkezde bulunan TEİAŞ transformatörünün sekonder gerilimi 34500 V kabulü ile yapılan simülasyon çalışmasında ise Yenikapı transformatör merkezi orta gerilim barasından 17263 kW aktif güç çekildiği tespit edilerek Tablo 5'de paylaşılmıştır.

5. Etap Programı İle Yapılan Simülasyon Çalışmaları

Yang pang ve arkadaşlarının " Analysis and treatment of harmonic in power network with railway based on ETAP software " (2016) isimli çalışmasında ETAP yazılımına dayalı demiryolu ile güç şebekesinde harmonik analizi ve yönetimi yapmış ve sistemde yer alan 110 kV orta gerilim baralarının modellenmesini gerçekleştirmiştir. ETAP simülasyon sonuçları, iyileştirmelerin belirgin bir etkiye sahip olduğunu ve harmonik gerilim içeriğinin, harmonik azaltmanın amacına erişen sınır aralığı dahilinde azaltıldığını ve güç şebekesindeki güç kalitesinin iyileştirilmesi için teorik bir referans sağladığını çalışmasında paylaşmıştır. [9] Ahmet Yousuf Saber " Power system stabilizer tuning using swarm based optimization in ETAP " (2015) isimli çalışmasında ETAP programında dinamik parametre tahmini ve ayarlama algoritması geliştirmiş ve ayarlanabilir parametreleri otomatik olarak kodlayan akıllı sürü tabanlı optimizasyon yaklaşımını program aracılığıyla gerçekleştirmiştir [10] S. N. Afifi ve arkadaşları " Impact of DFIG wind turbines on short circuit levels in distribution networks using ETAP " (2014) isimli DFIG rüzgar türbinlerinin kısa devre seviyelerine etkisini ETAP programında modellemiş ve rüzgar türbinlerinin şebekeye olan etkisini inceleyerek 13 baralı bir dağıtım test sistemini ETAP programında modellemiştir [11] Rohit Kapahi " Load Flow Analysis of 132 kV substation using ETAP Software " (2013) isimli çalışmasında 132 kV gerilim sistemi bulunan bir şebekenin transformatör merkezlerini ETAP programında modellemiştir. Yük akış çalışmaları sonucunda düşük gerilim problemi yaşanan transformatör merkezlerinin tespitini gerçekleştirmiştir.[12] Nadia M. Mahdi " Power flow analysis of Rafah governorate distribution network using ETAP software" (2013) isimli çalışmasında Rafah valiliği dağıtım şebekesinin yük akış analizini ETAP programında gerçekleştirmiştir. Çalışmada 22 kV orta gerilim sistemindeki düşük gerilim, yüksek kayıplar, aşırı yüklenmeler gibi elektriksel sorunlu bölgeler tespit edilerek ekonomik açıdan uygulanabilir öneriler getirilmiş ve altyapı revizyonları ETAP programında simüle edilmiştir. Yapılan simülasyonlar ile sorunların çözüldüğü teorik olarak ETAP programında ispatlanmıştır. [13]

6. SONUÇ

Yapılan çalışmada M1A - M1B hafif metro hattının elektrifikasyon sisteminin enerji teminini sağlayan 6 adet TEİAŞ 154 / 34.5 kV indirici merkez, istasyon ve yer enerjisinin temin edildiği 19 adet transformatör merkezinin,

transformatör merkezi içerisinde yer alan cer transformatörleri ve yardımcı servis transformatörlerinin, transformatör merkezleri arasında bulunan orta gerilim kablolarının ETAP (Electrical Power System Analysis & Operation Software) programında oluşturulan modelleri paylaşılmıştır. En riskli senaryo olarak 5 indirici merkezin tamamından enerji temini edilemediği durum simüle edilerek geriye kalan bir indirici merkezden tüm hattın enerji temini edildiği besleme senaryosu ve genel enerji besleme senaryosu kesici manevraları ile simülasyonda oluşturulmuştur. Yapılan analizlerde elektrifikasyon altyapısının genel besleme ve kötü durum senaryoları için uygun olduğu tespit edilmiştir.

Yenikapı indirici merkezinden (33,6 kV) M1 hattında bulunan 19 adet transformatör merkezinin besleme senaryosunu M1 hattı elektrifikasyon sistemi senaryoları içerisinde en riskli senaryo durumu olarak ele alabiliriz. Bu durumda bile gerilim düşümünün en yüksek seviyede olacağı uç transformatör merkezlerinden Havalimanı transformatör merkezinde gerilim 32926 V, Kirazlı transformatör merkezinde ise gerilim 32961,3 V olmaktadır. Kirazlı transformatör merkezinde % 4,47 , havalimanı transformatör merkezinde % 4,56 oranında kabul edilebilir bir seviyede olan gerilim düşümü yaşanmıştır.

Yapılan yük akış analizi sonucu M1 hattında bulunan toplam 19 adet transformatör merkezinin toplam güç talebinin 16,4 MW seviyesinde olduğu görülmektedir. Genel enerji besleme senaryosunda ise en yüksek aktif güç sağmalcılar indirici merkezinden çekilmiş olup bu değer 6,84 MW olduğu tespit edilmiştir. Hatta bulunan 154 /34,5 kV indirici merkezlerinin Metro İstanbul AŞ ile yapılan anlaşma gereği sözleşme güçleri ise aşağıda verilmiştir ;

- Yenikapı TM indirici merkez : 25000 kW
- Ulubatlı TM indirici merkez : 4800 kW
- Sağmalcılar TM indirici merkez : 6000 kW
- Yenibosna TM indirici merkez : 5200 kW
- Havalimanı TM indirici merkez : 5000 kW
- Kirazlı TM indirici merkez :26000 kW

İndirici merkezlerin her biri kötü durum senaryosunda ihtiyaç duyulan toplam güç değerini (16,4 MW) karşılayacak düzeyde elektrifikasyon altyapısına sahip olmalıdır. Yük akış analiz sonuçları TEİAŞ ve yerel elektrik dağıtım şirketi ile paylaşarak ilgili merkezlerin elektrifikasyon altyapılarının uygunluğunun araştırılması istenilmelidir. M1A - M1B hafif metro hattının kurulu güç bilgisi Tablo 1' de paylaşarak toplam kurulu gücün 93.49 MVA olduğu tespit edilmiştir. M1A - M1B hafif metro hattının enerji teminini sağlayan indirici merkezler ile yapılan toplam sözleşme gücü 72,038 MVA değerindedir. 19 transformatör merkezinin toplam güç ihtiyacı ise 16,4 MW değerindedir. Yüksek seçilen sözleşme güçleri, raylı sistemlerin yaygınlaşması ile birlikte önümüzdeki yıllarda ulusal enerji ağımızda bir problem olarak karşımıza çıkacaktır. TEİAŞ ile yapılan sözleşme güçlerinde tek bir değer yerine iki farklı güç değerinde anlaşma veya protokol düzenlenmelidir. Raylı sistem hattının orta gerilim simülasyonu yapılarak genel enerji besleme senaryosuna ve kötü durum enerji besleme senaryosuna göre iki farklı güç değeri TEİAŞ tarafından değerlendirmeye alınarak sözleşme güçlerinde optimizasyon yapılmalıdır.

Literatürde yapılan çalışmalarda teorik olarak gerilim seviyesi 34500 V olarak kabul edilmesine rağmen TEİAŞ 154 / 34,5 kV indirici merkezlerinde veya yerel elektrik dağıtım şirketi orta gerilim dağıtım merkezlerinde bu değerlerin görülmesi çok nadir olmaktadır. Gün içerisinde genellikle 33 kV ve 34 kV arasındaki gerilim seviyesi üzerinden enerji temini yapılabilmektedir. Yapılan simülasyonlarda gerçeğe en yakın değerlere ulaşmak için gerilim değişikliğinin yük akış analiz sonuçlarına olan etkisi araştırılmıştır. Tek bir besleme noktasından tüm hattın enerji temini 34500 V ve 33600 V orta gerilim değerleri için ayrı olarak yapılarak sonuçlar paylaşılmıştır. 33600 V gerilim seviyesinde yapılan simülasyon sonucunda 16381 kW aktif güç çekilirken, 34500 V gerilim değerinde 17263 kW aktif güç çekildiği tespit edilmiştir. Gerçek orta gerilim seviyesi 33600 V olan bir sistem için bu değerler göstermektedir ki 34500 V olarak gerilim seviyesi kabul edilen simülasyonlar sadece gerilim seviyesi yanlış kabul edildiğinden dolayı %5,38 sapma gösterecektir. Gerilim seviyesinin 32-33 kV gibi daha düşük olduğu sistemlerde bu sapma oranı daha fazla artacaktır. Mobilite yaşam kalitesinin anahtarı ve ekonominin bel kemiğidir [14]. Bununla birlikte, ulaşım gelişen ve gelişmekte olan ülkelerde en çok enerji tüketen ve çevreyi kirleten sektörlerden biridir. Avrupa birliğinde, toplam sera gazı emisyonlarının yaklaşık %31'ine neden olmaktadır [15]. Bu sektör içinde büyükşehirlerdeki taşımacılık toplam CO2 emisyonlarının yaklaşık %25'inden sorumludur [16]. Yüksek hava kirliliği ve kalabalık kentsel alanlardaki ulaşım problemi, büyük şehirlerin üzerine düşmesi gereken önemli konulardır. Bu nedenle, büyümekte olan kentleşme bağlamında, verimli, güvenilir ve çevre dostu ulaşım sistemlerinin uygulanması sadece sera gazı emisyonlarının azaltılmasına ilişkin uluslararası anlaşmalara uymakla kalmamakla birlikte kentsel alanlarda yaşanabilir koşulları garanti altına almak ve enerji verimliliği için de bir şart olmaktadır. [17,18] . Bu bağlamda kent içi toplu taşımacılık sistemleri içerisinde ana enerji tüketici unsurlardan birisi olan raylı sistem taşımacılığında enerji verimliliğinin simülasyon programlarıyla modellenerek izlenilmesi, takibi ve planlanması mutlaka yapılmalıdır.

İşletme güvenliği ve enerji sürekliliğini sağlayarak minimum enerji kaybı ile işletmenin yapılabilmesi için orta gerilim simülasyonlarının analizi ve dinamik yük profilinin çıkarılması önem arz etmektedir. Simülasyon sonuçlarına göre besleme senaryolarının revize edilmesi gerekmektedir. Akıllı şebeke otomasyon yazılımları kullanılarak hat enerji kayıpları simülasyon desteği ile minimum seviyede tutulmalıdır. Değişen istasyon yapısı ve artan enerji ihtiyacı göz önüne alınarak belirli sürelerde simülasyonların tekraren yapılması işletme güvenliğine katkıda bulunulmasını sağlayacaktır.

7. Kaynaklar

- [1] Melvyn Thong T.L, Adrian Cheong W.O, Hadi Wijaya ,”Effective Use of Energy in Singapore Rapid Transit Systems”, Urban Transit Conf. 2010 (WUTC2010)
- [2] Aydın, T., Hafif Raylı Sistemlerin Elektrik Güç Beslemesinde Güvenilirlik Analizi, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2013
- [3] www.en-standard.eu/en-50463-railway-applications-energy-measurement-on-board-trains

- [4] Karakuş, F., Raylı Sistemlerde Orta Gerilim Elektrifikasyon Sisteminin Modellenmesi Ve Besleme Senaryolarının Belirlenmesi, Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2017
- [5] Melvyn Thong T.L, Malvin Ho H.C , Simsiow Peng, "Energy Conservation MEASURES FOR rapid Transit Systems in Singapore ", IEEE Int Conf. On Power System Technology, 2005,POWERCON 2005
- [6] Açıkbaş, S. (2008). Çok Hatlı Çok Araçlı Raylı Sistemlerde Enerji Tasarrufuna Yönelik Sürüş Kontrolü, Doktora Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [7] "Energy Audit of Railway Traction Distribution System", case study EA-254 www.letsconserve.org
- [8] "Ağ haritaları", 2017 . <http://www.metro.istanbul>
- [9] Pang, Y. ve Xu, Y. (2016) "Analysis and treatment of harmonic in power network with railway based on ETAP software", Power and Engineering Conference, 25-28 October 2016, China.
- [10] Saber, A. (2015) "Power system stabilizer tuning using swarm based optimization in ETAP", IEEE International Conference on Power Electronic, 16-19 December 2014, Mumbai.
- [11] Afifi, S., Wang, H., Taylor, G. ve Irving, M. (2014) "Impact of DFIG wind turbines on short circuit levels in distribution networks using ETAP", UPEC Power Engineering Conference, 2-5 September 2013, Dublin.
- [12] Kapahi, R. (2013) "Load Flow Analysis of 132 kV substation using ETAP Software" International Journal of Scientific & Engineering Research, 4:48-55
- [13] Mahdi, N. (2013) "Power flow analysis of Rafah governorate distribution network using ETAP software" International Journal of Physical Sciences, 1: 19-26
- [14] "Environmental Guideline for the procurement of new rolling stock, outcome of the UIC project", PROSPE R, Henning Schwatz, DB AG.
- [15] IEA and UIC, "Railway handbook 2012 – energy consumption CO₂ emissions", International Energy Agency;2012.http://www.uic.org/IMG/pdf/ieauic_energy_consumption_and_co2_emission_of_world_railway_sector.pdf.
- [16] European Commission, "Roadmap to a single European transport area – towards a competitive and resource efficient transportsystem";2011.<http://eurlex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=COM:2011:0144:FIN:en:PDF>.
- [17] Official Journal of the European Union, Decision No 406/2009/EC on the effort of Member States to reduce their greenhouse gas emissions to meet the Community's greenhouse gas emission reduction commitments up to 202;2009.<http://eurlex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=OJ:L:2009:140:0136:0148:EN:PDF>.
- [18] European Commission, "A Roadmap for moving to a competitive low carbon economy in 2050" – ref. COM(2011) 112 final; 2011.



Furkan KARAKUŞ

1990 yılında Kayseri’de doğdu. 2008 yılında İstanbul Çınar Koleji sayısal bölümden, 2012 yılında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü’nden mezun oldu. 2017 yılında yüksek lisans eğitimini Yıldız Teknik Üniversitesi Fen bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Bölümü’nde tamamladı. Yüksek lisans tez başlığı ‘ Raylı Sistemler Orta Gerilim Elektrifikasyon Sisteminin Modellenmesi Ve Besleme Senaryolarının Belirlenmesi ’dir. 2018 yılında YTÜ Fen bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Bölümü’nde doktora eğitimine başlamış ve halen eğitim hayatına devam etmektedir.2012 yılında Metro İstanbul A.Ş’ de elektrik sistemler mühendisi olarak işe başlamış olup şu anda Bölge Elektrik Sistemler Şef’i olarak iş hayatını sürdürmektedir. İş hayatı boyunca yerli hareketli katener sistemi kurulumu, yerli cer transformatörü üretimi gibi birçok projenin yöneticiliğini yapmıştır. İlgili duyduğu araştırma alanları içerisinde; elektrikli raylı sistemler ve araçlar, enerji optimizasyonu, RAMS analizi ve yenilebilir enerji kaynakları yer almaktadır.



Doç. Dr. Recep YUMURTACI

1968 yılında Akşehir’de doğdu. 1986 yılında İstanbul Maçka Teknik Lisesi elektronik bölümünden, 1990 yılında İ.T.Ü. Elektrik Mühendisliği Bölümü’nden mezun oldu. 1990-1995 yılları arasında TCDD’de Elektrik Mühendisi olarak görev yaptı. Yıldız Teknik Üniversitesi’nde 1995 yılında yüksek lisans ve 2000 yılında doktora eğitimini tamamladı. 1995 yılından beri Y.T.Ü. Elektrik Mühendisliği Bölümü’nde öğretim elemanı/üyesi olarak görev yapmaktadır. Başlıca çalışma konuları; güç kalitesi ve harmonikler, koruma röleleri ve elektrikli raylı sistemlerdir.



Güç Elektroniği Dönüştürücüleri için Adaptif Histerezis Akım Kontrol Yönteminin İyileştirilmesi

Improvement of Adaptive Hysteresis Current Control Method for Power Electronics Converters

A. Faruk BAKAN, A. Talha DUDAK

Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yıldız Teknik Üniversitesi

fbakan@yildiz.edu.tr, talhad@yildiz.edu.tr

Özet

Histerezis akım kontrol yöntemi, güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan analog temelli eski bir yöntemdir. Diğer akım kontrol yöntemlerine göre daha yüksek bir dinamik cevap ve kararlılık sağlamasına rağmen mikroişlemcilerin gelişmesi ile kullanımı azalmıştır. Bunun en temel nedeni anahtarlama frekansının değişken olmasıdır. Zira değişken anahtarlama frekansı bazı uygulamalarda çözümü zor sorunlara yol açmaktadır. Bu nedenle frekansın sabit tutulması amacıyla histerezis bantın hesap yoluyla adaptif olarak kontrol edildiği bir yöntem önerilmiştir. Böylece sabit frekanslı ve hızlı dinamik cevaba sahip bir akım kontrol yöntemi hedeflenmektedir. Bu yöntem sayesinde sistemin kararlı çalışmasının sağlanması ve dinamik cevabının iyileştirilmesi için detaylı kontrol analizlerinin yapılmasına gerek kalmamaktadır. Geliştirilen sayısal akım kontrol yöntemi ile analog yöntemin problemleri ortadan kaldırılarak frekansın sabit tutulması sağlanmıştır. Önerilen yöntem iki seviyeli yarım köprü invertere uygulanmıştır. Sonuçlar klasik analog histerezis akım kontrol yöntemi ile karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Anahtar kelimeler: Histerezis akım kontrolü, sabit frekans, gerilim kaynaklı inverter

Abstract

The hysteresis current control method is an old analog-based method used in power electronic converters. Despite a higher dynamic response and stability compared to other current control methods, the use of this method has been reduced with the development of microprocessors. The most basic reason for this is that the switching frequency is variable. Because the variable switching frequency leads to difficult problems in some applications. Thus, a method is proposed that is controlled the hysteresis band as adaptive through calculation to keep fixed the switching frequency. Therefore, it is aimed that a current control method has fixed frequency and faster dynamic response. Thanks to this method, detailed control analysis is not necessary to ensure stable operation and to improve dynamic response.

*Bu çalışma 115E951 nolu proje kapsamında TÜBİTAK ve 2012-04-02-KAP07 nolu proje kapsamında YTÜ BAP tarafından desteklenmiştir.

With the developed digital current control method, the problem of the analogue method is removed and the frequency is kept constant. Proposed method is applied to two level half bridge inverter. The results is offered comparatively with conventional analog hysteresis current control.

Keywords: Hysteresis current control, fixed frequency, voltage source inverter

1. Giriş

Histerezis akım kontrol yöntemi doğrusal olmayan bir akım kontrol yöntemidir. Bu kontrol yöntemi, hızlı dinamik cevabı ve uygulama basitliği nedeniyle tercih edilmektedir. Klasik histerezis kontrolde sabit bir histerezis bant kullanılarak, ölçülen akım ile referans akımın karşılaştırılmasına bağlı olarak anahtarlama kararı verilmektedir. Değişken anahtarlama frekansı, değişken gürültü seviyesi ve sayısal olarak gerçekleştirme zorluğu histerezis akım kontrolünün dezavantajları olarak göze çarpmaktadır.

Histerezis akım kontrolünün analog olarak gerçekleştirilmesi oldukça kolaydır. Fakat sayısal gerçekleştirilmesi durumunda sürekli karşılaştırma ihtiyacından dolayı işlemcinin yükü artmakta ve gürültü problemleri nedeniyle uygulamada sorun oluşmaktadır. Histerezis akım kontrol yönteminin analog olarak gerçekleştirilmesi değişken anahtarlama frekansına sebep olduğundan uygulamalarda tercih edilmesini zorlaştırmaktadır.

Literatürde histerezis kontrol konusunda çok sayıda çalışma bulunmaktadır. [1],[2]'de ayarlanabilir bantlı histerezis kontrol için ortalama anahtarlama gerilim değeri kullanılmıştır. Yükün zıt-emk değerinin, bir anahtarlamaadaki ortalama gerilim değerine yaklaşık olarak eşit olduğu kabul edilmiş ve bu gerilim değeri DSP'nin timer birimi kullanılarak elde edilmiştir. Frekans yaklaşık olarak sabit tutulmuştur. [3]'te sabit frekanslı histerezis akım kontrol yöntemi için dead-beat prensibine dayalı bir yöntem önerilmiştir. Frekansın sabit tutulabilmesi için bant her anahtarlama sonrasında değiştirilmektedir. Böylece frekansın sabit tutulmasına çalışılmaktadır. Bununla birlikte deneysel sonuçlar frekansın sabit tutulmadığını göstermektedir. [4]'te sabit anahtarlama frekansı için bir önceki akım hatasının sıfır geçiş zamanını kullanarak alt ve üst bant genişliğini ayarlayan yeni kontrol yöntemi kullanılmıştır.

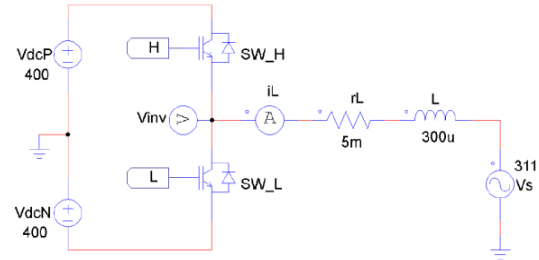
Yöntemin uygulanması FPGA ile gerçekleştirilmiştir. Yöntem mutlak akım hatası eğiminin işareti ile hesaplanan üst ve alt bantları durum makinasına vermekte sonrasında lojik bir devre yardımıyla anahtarlama sinyalleri üretilmektedir. Anahtarlama frekansı geçiş anlarında sabit tutulamamıştır. [5]'te verilen yöntemde oldukça karmaşık bir donanım kullanılmıştır. Yöntem parametrelere bağlıdır. Hesaplama analog bir devre yardımıyla yapılmaktadır. Çok sayıda komponent kullanılması maliyeti artırmakta, gerçekleştirme zorluğu oluşturmakta ve güvenilirliği azaltmaktadır. [6]'da bir saat sinyali ile senkronize olan sabit frekanslı ve hatayı minimize eden, yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Yöntem üç fazlı sistemler için geliştirilmiş ve motor kontrolüne uygulanmıştır. [7]'de başlangıçta belirlenen bir band ile çalışma başlatılmaktadır. Anahtarlama periyodu tamamlandığında periyot ölçümü yapılmakta, yeni band, eski band değeri ile eski anahtarlama periyodu ve referans periyodu kullanılarak güncellenmektedir. Bant sürekli güncellenerek kararlı rejimde anahtarlama frekansının sabit tutulması hedeflenmektedir. Geçici rejimde ve hızlı değişen akım referanslarında yöntemin başarısı yeterli değildir. Bir anahtarlama sonrasında sistemin doğru değeri bulacağı öngörülmüştür. Fakat bu durum bazı şartlarda gerçekleşmemekte ve doğru bandın bulunması uzun sürebilmektedir. [8]'de sabit anahtarlama frekansını elde etmek için PLL kontrolüne, histerezis bandın basit ve kendi kendini ayarlayan analog tahmini eklenmiştir. Hem feedback hem de feedforward kontrol yöntemleri kullanılarak bu işlem gerçekleştirilmiştir. Parametre değişimlerine karşı kendi kendini ayarlama özelliği vardır. [9]-[11] çalışmalarında üç fazlı sistemler için geliştirilen histerezis akım kontrol yönteminde PLL kontrolü ile bant genişliği ayarlanmaktadır. [12]'de sadece iki faz akımının ölçülmesini gerektiren, üç fazlı VSI için geliştirilmiş bir histerezis akımı denetleyicisi sunulmaktadır. VSI anahtarlama frekansını azaltmak için akım hatasının türev işareti ve gerilim vektörlerinin bilinmesini gerektirir. [13]-[16] çalışmalarında önerilen yöntemler parametrelere bağlıdır. [17]'de histerezis akım kontrolü için analitik bir yaklaşım sunulmuştur. Programlanmış rampa karşılaştırıcı ile anahtarlama frekansı sabit tutulmaya çalışılmıştır. Önerilen kontrolörün avantajı, taşıyıcı dalga biçiminin uygun genlik ve eğiminin önceden bilinmesidir. Geri beslemede oransal-integral (PI) denetleyici ve histerezis sınırlandırıcıya gerek yoktur. Bu işlemler için sistem parametreleri kullanılmıştır. Anahtarlama frekansı tam olarak sabit tutulamamıştır.

Bu çalışmada güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan akım kontrol yöntemlerine alternatif olarak özgün bir kontrol yöntemi ve dijital bir kontrol devresi geliştirilmiştir. Yöntemin temel fikri histerezis temeline dayanması ve sabit frekansta çalışabilmesidir. Bandın değiştirilmesi ile frekansın sabit tutulması sağlanmıştır. Anahtarlama frekansı ölçülerek histerezis bandı uyarlamalı olarak kontrol edilmiştir. Geliştirilen yöntem güç elektroniği uygulamalarında akım kontrol performansını artırmakta ve sabit frekanslı PWM yöntemlerine alternatif olabilmektedir.

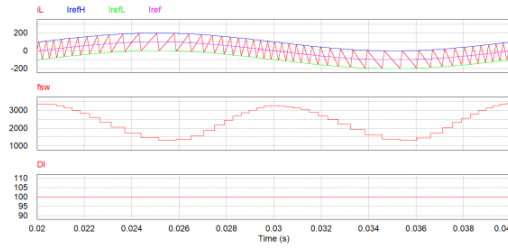
2. Adaptif Histerezis Akım Kontrol Yöntemi

Çalışmada geliştirilen yöntem Şekil 1'de gösterilen şebekeye enerji aktaran inverter devresi üzerinde açıklanmıştır. Histerezis kontrol yönteminde üst ve alt anahtarların sürme sinyalleri kontrol edilerek i_L endüktans akımının istenilen referansı takip etmesi hedeflenmektedir. Şebekeye enerji

aktaran inverterlerde akım formu şebeke ile aynı fazda olan sinüzoidal bir işarettir. Aktif filtre ve UPS uygulamalarında ise akım sinüzoidal formdan farklı olabilmektedir. Histerezis akım kontrol yönteminde sabit bir band için anahtarlama frekansı geniş bir aralıkta değişmektedir. Frekansın değişmesi şebeke gerilimi, dc bara gerilimi, endüktans değerlerine doğrudan bağlıdır. Histerezis akım kontrol yönteminde sabit akım bandının (DI) kullanılması durumunda oluşan değişken anahtarlama frekansı problemi Şekil 2'de gösterilmiştir. Simülasyon PSIM programı ile yapılmış, örnekleme zamanı $\Delta t = 200ns$ ve $I_{ref} = 100\sin(2\pi 50t)$ seçilmiştir.



Şekil 1. İki seviyeli tek fazlı gerilim kaynaklı inverter.



Şekil 2. Histerezis akım kontrol yönteminde sabit bantta ortaya çıkan değişken anahtarlama frekans problemi. $DI=100A$, $I_{refm}=100A$

DC bara gerilimi 800V, $V_{dcP}=V_{dcN}=400V$ alınmıştır. 100A sabit bant uygulandığında anahtarlama frekansı 1100-3400 Hz arasında değişmektedir. Frekansın çok geniş bir aralıkta değişmesinin nedeni akımın yükselme ve düşme sürelerinin her anahtarlama periyodunda değişmesidir. Sabit histerezis band için anahtarlama frekansı değişken olmaktadır.

Klasik histerezis kontrolündeki değişken frekans probleminin çözümü için bandın kontrol edilmesi gerekmektedir. Anahtarlama frekansının sabit olabilmesi için bandın nasıl kontrol edilmesi gerektiği Şekil 3 üzerinde açıklanmıştır.

Şekil 3'te gösterilen tanımlar kullanılarak anahtarlama frekansının sabit olmasını sağlayan bant değeri matematiksel olarak elde edilmiştir. Bant hesabında kullanılan değişkenler aşağıda listelenmiştir.

T_p : anahtarlama periyodu

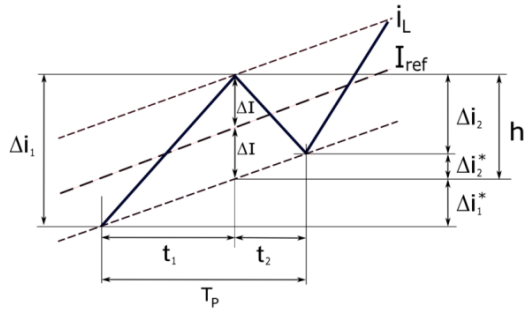
t_1 : üst anahtarın iletim süresi

t_2 : üst anahtarın kesim süresi / alt anahtarın iletim süresi

Δi_1 : t_1 süresi içinde endüktans akımdaki artış

Δi_2 : t_2 süresi içinde endüktans akımdaki azalma

$\frac{di^*}{dt}$: akım referansının türevi
 Δi_1^* : t_1 süresi içinde akım referansındaki artış
 Δi_2^* : t_2 süresi içinde akım referansındaki artış
 ΔI : Histerezis bandı
 h : Akımdaki dalgalanma miktarı
 m_1 : t_1 süresi içinde endüktans akımının eğimi
 m_2 : t_2 süresi içinde endüktans akımının eğiminin mutlak değeri
 m_{ref} : akım referansının eğimi



Şekil 3. Sabit frekanslı histerezis akım kontrolü için değişken tanımları.

Sabit bir periyot/frekans için h değerinin bulunması için $T_p = t_1 + t_2$ eşitliğinde t_1 ve t_2 süreleri m_1 , m_2 ve m_{ref} eğimleri ile devre parametreleri cinsinden yazılabilir. t_1 aralığında endüktans akımındaki artış miktarı

$$\Delta i_1 = h + \Delta i_1^* \quad (1)$$

$$\Delta i_1 = \frac{di_L}{dt} t_1 = m_1 t_1 \quad (2)$$

$$m_1 = \frac{V_L(t_1)}{L} = \frac{V_{dcP} - V_s}{L} \quad (3)$$

elde edilir. t_1 aralığında akım referansının değişim miktarı

$$\Delta i_1^* = \frac{di^*}{dt} t_1 = m_{ref} t_1 \quad (4)$$

bulunur. (1) ve (4) kullanılarak aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$m_1 t_1 = h + m_{ref} t_1 \quad (5)$$

$$t_1 = \frac{h}{m_1 - m_{ref}} \quad (6)$$

t_2 'nin elde edilmesi için de benzer yol izlenir.

$$h = \Delta i_2 + \Delta i_2^* \quad (7)$$

$$\Delta i_2 = \frac{di_L}{dt} t_2 = m_2 t_2 \quad (8)$$

$$m_2 = -\frac{V_L(t_2)}{L} = \frac{V_{dcN} + V_s}{L} \quad (9)$$

elde edilir. t_2 aralığında akım referansının değişim miktarı aşağıdaki gibidir.

$$\Delta i_2^* = \frac{di^*}{dt} t_2 = m_{ref} t_2 \quad (10)$$

(7), (8) ve (10) kullanılarak

$$h = m_2 t_2 + m_{ref} t_2 \quad (11)$$

$$t_2 = \frac{h}{m_2 + m_{ref}} \quad (12)$$

elde edilir. (6) ve (12) eşitlikleri kullanılarak toplam periyot hesaplanır.

$$T_p = t_1 + t_2 \quad (13)$$

$$T_p = \frac{h}{m_1 - m_{ref}} + \frac{h}{m_2 + m_{ref}} \quad (14)$$

Buradan sabit periyot için histerezis bandı

$$h = \frac{T_p \cdot (m_2 + m_{ref}) \cdot (m_1 - m_{ref})}{m_1 + m_2} \quad (15)$$

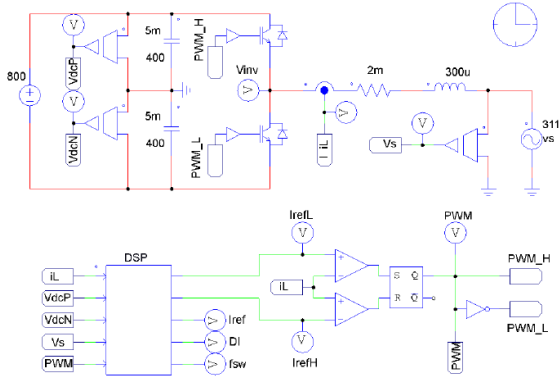
$$DI = h/2 \quad (16)$$

olarak elde edilir. Yöntemin test edilmesi için Şekil 4'te gösterilen devre PSIM ortamında kurulmuştur. Kontrol devresinde iki adet karşılaştırıcı ve 1 adet RS flip flop kullanılmıştır. Faz kolunun pozitif elemanı iletimde iken endüktans akımı artmaktadır. Endüktans akımı I_{refH} değerini geçtiğinde RS flip flopun RESET bacağına bağlı olan karşılaştırıcının çıkışı lojik 1 olmaktadır. Bu durumda PWM=0 olur ve akım azalmaya başlar. Endüktans akımı I_{refL} değerinin altına düştüğünde RS flip flopun SET bacağına bağlı olan karşılaştırıcının çıkışı lojik 1 olur. Bu durumda PWM=1 olur ve akım artmaya başlar. İki adet karşılaştırıcı ve bir adet RS flip flop ile analog histerezis yönteminin gerçekleştirilmesi uzun yıllardır uygulanan eski bir yöntemdir. Bu analog temelli kontrol yapının tamamı DSP içerisinde gerçekleştirilmiştir. Günümüzde yeni DSP'ler içerisinde karşılaştırıcı, DAC ve RS flip flop bulunmaktadır. DI bandı her T_s süresinde DSP tarafından hesaplanarak, I_{ref} ve DI kullanılarak I_{refH} ve I_{refL} bulunmuş, bu değerler DAC'lara yüklenerek karşılaştırıcı girişlerine uygulanmıştır. Bundan sonraki kısım donanımsal olarak çalışmaktadır. DSP'nin hesaplama yükü sadece DI bandını hesaplamaktan ibarettir. Hesaplama süresi (T_s) 10-100us arasında seçilebilir. Dolayısıyla yöntem DSP'de bir işlem yükü oluşturmamaktadır. Sabit frekans için (15) eşitliğinde verilen histerezis bandı ile simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar Şekil 4'te verilmiştir. İnverter çıkışındaki akımın sinüzoidal bir referansı takip etmesi hedeflenmektedir. Önerilen yöntemde anahtarlama frekansını sabit tutmak üzere DI histerezis bandı değiştirilmektedir.

Şekil 4'te şebeke gerilimi $V_s = 311\sin(2\pi 50t)$ ve $I_{ref} = 100\sin(2\pi 50t)$ alınmıştır. DC bara gerilimi $V_{dc}=800V$, dc bara kondansatörleri $C=5mF$, başlangıç değerleri $V_{dcP}=V_{dcN}=400V$, $L=300\mu H$ seçilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre frekansın büyük ölçüde sabit kaldığı görülmektedir. Her T_s örnekleme periyodunda DI bandı hesaplanmakta, I_{refH} ve I_{refL} değerleri güncellenmekte yani DAC'lara yüklenmektedir. PSIM programında örnekleme zamanı 200ns alınmıştır.

Anahtarlama şekillerinin anlaşılabilmesi açısından simülasyonlar düşük frekansta yapılmıştır. 3kHz anahtarlama

frekansı güç elektroniği uygulamaları için düşük kabul edilen bir frekansıdır. Güç elektroniği uygulamalarında güç ve gerilim arttıkça anahtarlama frekansının düşürülmesi ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Düşük frekansta kontrol yapmak daha zorlaşmaktadır. Histeresis kontrol yönteminin özellikle düşük frekans ve yüksek güçlü uygulamalarda daha cazip olacağı öngörülmektedir.



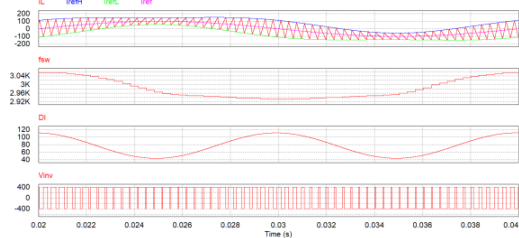
Şekil 4. Şebekeye enerji aktaran bir inverterde sabit frekanslı histeresis yöntemi

3. Simülasyon Sonuçları

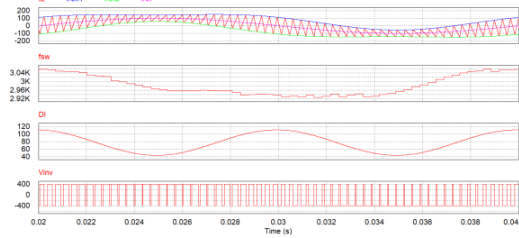
PSIM ortamında gerçekleştirilen simülasyonda Şekil 4'teki devre kullanılmıştır. Sonuçlar örnekleme süresi, dc bara gerilimi ve endüktans parametrelerine göre elde edilmiştir. Bu parametrelerin değişimine göre simülasyon sonuçları yorumlanmıştır. Ayrıca akım harmoniklerinin etkisi de incelenmiştir.

Şekil 5'te görüldüğü gibi geliştirilen yöntem ile anahtarlama frekansı büyük ölçüde sabit tutulabilmektedir. Simülasyonda örnekleme süresi 200ns alınmıştır. Bir periyod boyunca histeresis bandı değiştirilerek frekans sabit tutulmuştur. Histeresis bandının güncellenmesi her 1us'de bir yapılmıştır. Bu oldukça hızlı bir güncellemedir. Bu durumda bandın hesaplanması ve güncellenmesi işlemcinin zamanının önemli bir bölümünü alacaktır. Burada tüm parametrelerin doğru bilindiği ve ölçüldüğü kabul edilmiştir. Parametrelerin doğru olmaması durumunda frekans istenilen değerde sabit tutulamaz.

$T_s=1\mu s$ durumu analog sisteme eşdeğer kabul edilebilir. İşlemci yükünü azaltmak için $T_s=20\mu s$ alınarak simülasyonlar tekrarlanmıştır. Şekil 6'daki sonuçların $T_s=1\mu s$ durumu ile benzer olduğu görülmektedir. T_s süresinin çok küçük seçilmesinin gerekli olmadığı sonucuna varılmıştır. $f_{sw_ref}=3kHz$ civarında çok küçük bir aralıkta dalgalanmaktadır. Uygulamada ölü zaman, parametre değerlerinde hatalar vb. nedeniyle farklılıklar oluşacağı öngörülmektedir.

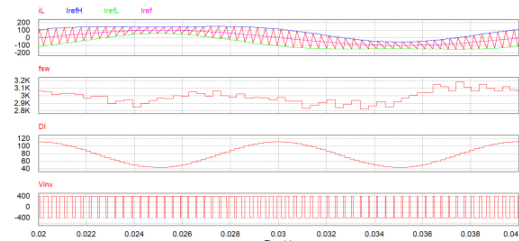


Şekil 5. Yeni yöntemde bandın değiştirilerek frekansın sabit tutulması ($T_s=1\mu s$, $\Delta t=200ns$, $V_{dcP}=V_{dcN}=400V=sbt$)

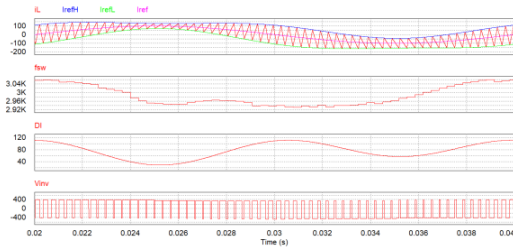


Şekil 6. $T_s=20\mu s$, $\Delta t=200ns$, $V_{dcP}=V_{dcN}=400V=sbt$ için değişimler

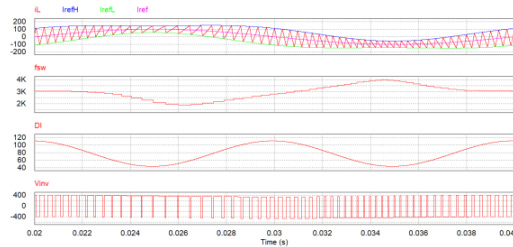
Şekil 7'de T_s süresi 200us olduğunda yine anahtarlama frekansında önemli bir değişim olmamaktadır. Dolayısıyla bu yöntem büyük T_s süreleri kullanılarak DSP ile rahatlıkla gerçekleştirilebilir. Referans akımın değişim hızına uygun bir T_s seçilerek hesaplama yükü ve doğruluk açısından en uygun değer elde edilebilir. Şekil 8'deki sonuçlarda V_{dcP} ve V_{dcN} gerilimlerinin sabit olmaması (dalgalanma olması) durumunda bant genişliği formülünün başarımı incelenmiştir. Histeresis bandı hesabında V_{dcP} , V_{dcN} ve akım referansının değişim hızı hesaba katılmıştır. Gerilim değişimleri hesaba katıldığında anahtarlama frekansında önemli bir hata olmadığı görülmektedir.



Şekil 7. $T_s=200\mu s$, $\Delta t=200ns$, $V_{dcP}=V_{dcN}=400V=sbt$ için değişimler

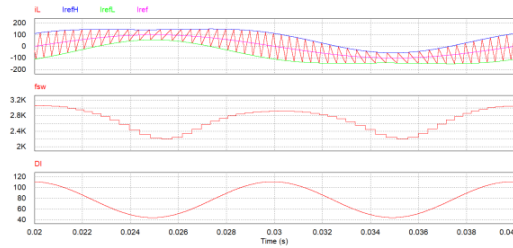


Şekil 8. $T_s=20\mu s$, $\text{delt}=200\text{ns}$ için değişimler (V_{dcP} ve V_{dcN} sabit değil)



Şekil 9. $T_s=20\mu s$, $\text{delt}=200\text{ns}$ için değişimler (V_{dcP} ve V_{dcN} sabit değil) (literatürdeki hesaba göre $V_{dcP}=V_{dcN}=V_{dc}/2$ alınıyor)

Şekil 9'da V_{dcP} ve V_{dcN} gerilimlerinde oluşan dalgalanma hesaba katıldığında frekansa büyük değişimler oluşmaktadır.

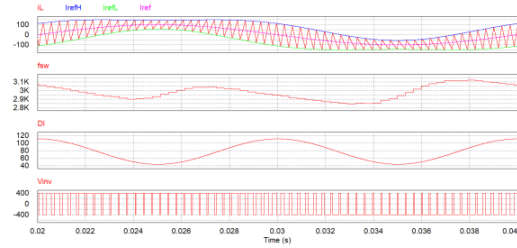


Şekil 10. $r_L = 250\text{mohm}$ alınarak yapılan simülasyon sonuçları

Endüktansın iç direncine bağlı olarak da anahtarlama frekansı değişmektedir. Şekil 10'da hesaplamada kullanılan r_L değeri arttıkça çalışma frekansı, hedeflenen anahtarlama frekansının altında oluşmaktadır. Simülasyonda seçilen değer pratikte karşılaşılan değerin çok üstündedir. Uygulamada bu kadar yüksek bir direnç değeri olmayacağı varsayılabilir. Zamanla endüktansın aşırı ısınması nedeniyle direnç değeri artabilir ve frekansı etkileyebilir. Şekil 11'de akım referansının türevi kullanılmadığında frekans dalgalanmasının arttığı görülmüştür. Bu durum özellikle referans akımın değişim hızı yüksek olduğunda daha önemli hale gelmektedir. Özellikle 400Hz uygulamalarında ve non-linear yüklerde m_{ref} parametresinin kullanılmaması frekansa büyük hata oluşturabilir.

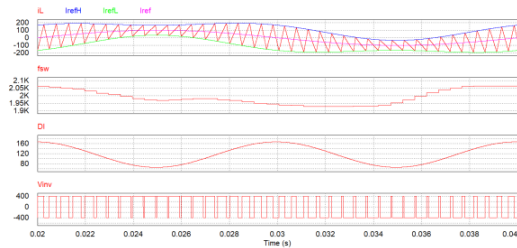
Endüktans değerinin doğru bilinmemesi durumunda frekans istenilen değerde tutulamamaktadır. Şekil 12'deki simülasyon sonuçlarındaki DI hesabında L değeri 300u alınmıştır. Devrede ise 200u kullanılmıştır. Bu şartlarda anahtarlama frekansı

hedeflenen değer üstünde gerçekleşmiştir. Devrede endüktans değerinin 400u yapılması durumunda ise anahtarlama frekansının düştüğü görülmüştür. Şekil 13'teki simülasyon sonuçlarında DI hesabında L değeri 300u alınmıştır. Devrede 400u kullanılmıştır. Bu şartlarda frekans hesaplanan değer üstünde gerçekleşmiştir.



Şekil 11. $T_s=20\mu s$, $\text{delt}=200\text{ns}$, $V_{dcP}=V_{dcN}=400\text{V}=\text{sbt}$, $m_{ref}=0$ için değişimler

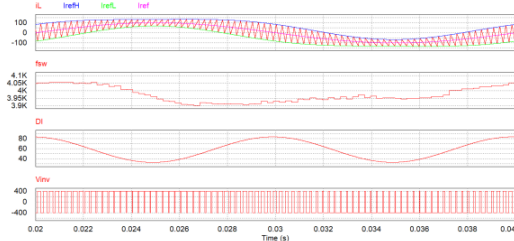
Şekil 14'te yöntemin yüksek frekanslarda da çalıştığını göstermek amacıyla $f_{sw_ref} = 20\text{kHz}$ için simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Değişimde anahtarlama frekansında bir miktar dalgalanma olduğu görülmektedir. Hesaplanan bant uygulandığında anahtarlama frekansı referans değerden biraz düşük çıkmaktadır. Frekansın ortalama değerinin yükseltilmesi kontrol ile mümkündür. Fakat bir şebeke periyodunda anahtarlama frekansındaki dalgalanmanın yok edilmesinin kolay olmadığı anlaşılmaktadır. Buna rağmen anahtarlama frekansında bu kadar dalgalanma olmasının bir mahzuru bulunmamaktadır. Hatta EMI açısından yararı olacağı bile söylenebilir. Şöyle ki, literatürde EMI etkisini azaltmak için çeşitli yöntemler yer almaktadır. Bunlardan biri de frekans titreşim yöntemidir. Belirli bir frekans titreşim genliği ile EMI etkinin azaltıldığı gözlemlenmektedir [18]. Şekil 15'te daha önceden yapılmış bir çalışmadan alınan sonuçlarda da görüldüğü gibi frekans titreşim yönteminin EMI üzerinde olumlu bir etkiye sebep olduğu görülmektedir.



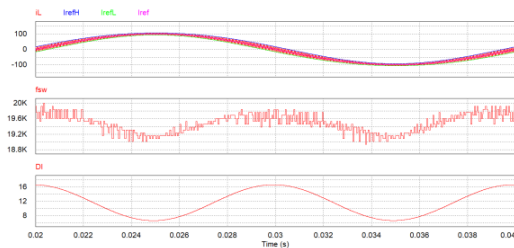
Şekil 12. $T_s=20\mu s$, $\text{delt}=200\text{ns}$, $V_{dcP}=V_{dcN}=400\text{V}=\text{sbt}$, $L=200\mu$ için değişimler

Çalışmada ek olarak akımın fourier analizi yapılmış ve harmoniklerin etkisi incelenmiştir. Sabit bant ve değişken bant için harmonik bileşenler karşılaştırmalı olarak Şekil 16(a) ve (b)'de gösterilmiştir. Burada anahtarlama frekansı 20kHz ve akım referansının genliği 100A için değerlendirme yapılmıştır. Şekil 16(a)'da, sabit bantlı durum için akımın temel bileşeninin efektif değerinin 70.64A ve toplam harmonik distorsiyonu (THD)'nun % 16.50 olduğu görülmektedir. Şekil 16(b)'de ise, sabit frekans için değişken bantlı durum gösterilmektedir. Yine

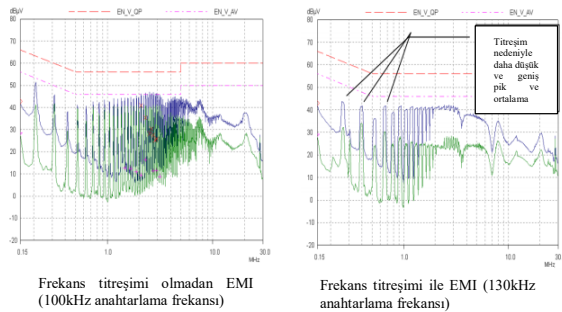
temel bileşenin efektif değerinin 70,64A ve THD'nin ise % 9.99 olduğu görülmektedir. Sonuç olarak değişken bantlı histeresis akım kontrolünde akım harmoniklerinin etkisinin azaltıldığı görülmüştür.



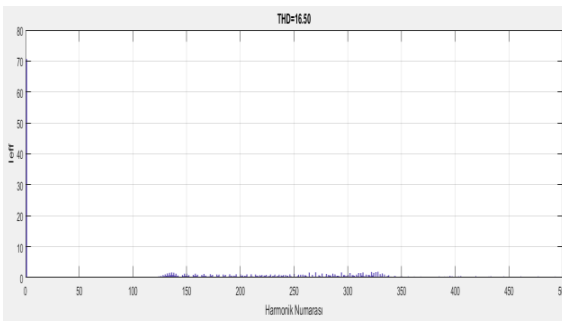
Şekil 13. $T_s=20\mu s$, $\Delta t=200ns$, $V_{dcP}=V_{dcN}=400V=sbt$, $L=400\mu$ için değişimler



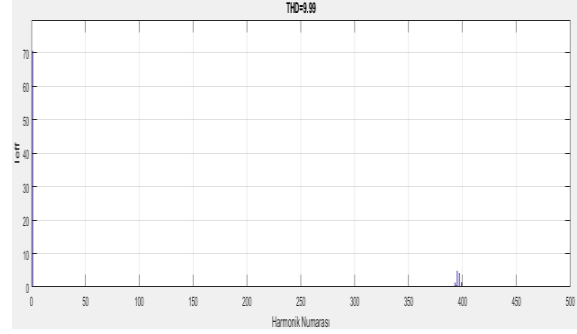
Şekil 14. $f_{sw_ref}=20kHz$ için değişimler



Şekil 15. Frekans titreşimi ile EMI etkisi [18]



Şekil 16(a). Sabit bant için akımın harmonik analizi



Şekil 16(b). Değişken bant için akımın harmonik analizi

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, iki seviyeli tek fazlı gerilim kaynaklı inverter için yeni bir histeresis akım kontrol yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem ile elde edilen veriler geleneksel yöntem ile karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur. Sabit anahtarlama frekansı için gerekli bant değeri matematiksel olarak elde edilmiştir. Referans akımın değişim hızına bağlı olarak kabul edilebilir seviyede bir örnekleme süresi belirlenmiş ve elde edilen sonuçların küçük örnekleme süresinde elde edilen sonuçlardan çok da farklı olmadığı görülmüştür. DC bara gerilimindeki dalgalanmanın etkisi incelenmiş ve dc bara gerilimindeki dalgalanmanın frekansta dalgalanmaya sebep olduğu görülmüştür. Ayrıca endüktans parametresinin frekansa etkisi incelenmiştir. Akım referansının eğiminin frekansa etkisi incelenmiş ve eğim değeri doğru kullanılmadığında frekans dalgalanmasında artış gözlemlenmiştir. Bu durum akım referansının değişiminin yüksek olduğu uygulamalarda daha önemli hale gelmektedir. Önerilen yöntem ile sabit frekanslı histeresis akım kontrolü gerçekleştirilmektedir. Geliştirilen yöntem güç elektroniği uygulamalarında akım kontrol performansını artırmakta ve sabit frekanslı PWM yöntemlerine alternatif olarak kullanılabilir.

5. Kaynakça

- [1] D. G. Holmes, R. Davoodnezhad, B. P. McGrath, "An improved three-phase variable-band hysteresis current regulator", IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 1, pp. 441 – 450, Jan 2013 .
- [2] R. Davoodnezhad, D. G. Holmes, B. P. McGrath, "A novel three-level hysteresis current regulation strategy for three-phase three-level inverters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 29, no. 11, pp. 6100-6109, Nov. 2014.
- [3] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, P. Mattavelli, "A dead-beat adaptive hysteresis current control," IEEE Trans. on Ind. App., vol. 36, no. 4, pp. 1174-1180, July/August 2000.
- [4] H. Mao, X. Yang, Z. Chen, Z. Wang, "A hysteresis current controller for single-phase three-level voltage source inverters," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 27, no. 7, pp. 3330-3339, July 2012.
- [5] C. N. Ho, V. S. P. Cheung, H. S. Chung, "Constant-frequency hysteresis current control of grid-connected VSI without bandwidth control," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 24, no. 11, pp. 2484-2495, Nov. 2009.
- [6] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tomasin, A. Zuccato, "Digital adaptive hysteresis current control with clocked

- commutations and wide operating range,” IEEE Trans. on Ind. App., vol. 32, no. 2, pp. 316-325, March/April 1996.
- [7] W. Stefanutti, P. Mattavelli, “Fully digital hysteresis modulation with switching-time prediction,” IEEE Trans. on Ind. App., vol. 42, no. 3, pp. 763-769, May/June 2006
- [8] L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin, “Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction,” IEEE Trans. on Ind. App., vol. 33, no. 5, pp. 1194-1202, Sep./Oct. 1997.
- [9] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli, “Comparison of current control techniques for active filter applications,” IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 45, no. 5, pp. 722-729, Oct. 1998.
- [10] L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin, “High-performance hysteresis modulation technique for active filters,” IEEE Trans. on Power Electron., vol. 12, no. 5, pp. 876-884, Sep. 1997.
- [11] L. Malesani, P. Tenti, “A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency,” IEEE Trans. on Ind. App., vol. 26, no. 1, pp. 88-92, Jan./Feb. 1990.
- [12] E. Aldabas, L. Romeral, A. Arias, M.G. Jayne, “Software-based digital hysteresis-band current controller,” IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 2, pp. 184-190, Mar. 2006.
- [13] F. Liu, A. I. Maswood, “A novel variable hysteresis band current control of three-phase three-level unity PF rectifier with constant switching frequency,” IEEE Trans on Power Electron., vol. 21, no. 6, pp. 1727-1734, Nov. 2006.
- [14] A. K. Panda, R. Patel, “Adaptive hysteresis and fuzzy logic controlled based shunt active power filter resistant to shoot-through phenomenon,” IET Power Electron., Vol. 8, Iss. 10, pp. 1963–1977, 2015.
- [15] A. Fereidouni, M. A. S. Masoum, K. M. Smedley, “Supervisory nearly constant frequency hysteresis current control for active power filter applications in stationary reference frame,” IEEE Power and Energy Technology Systems Journal, vol. 3, no. 1, pp. 1-12, March 2016.
- [16] B. K. Bose, “An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system,” IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 31, no. 5, pp. 402-408, Oct. 1990.
- [17] K. M. Rahman, M. R. Khan, M. A. Choudhury, “Implementation of programmed modulated carrier HCC based on analytical solution for uniform switching of voltage source inverters,” IEEE Trans. on Power Electron., vol. 18, no. 1, pp. 188-197, Jan. 2003.
- [18] R. Mayell, E.H. Quek, “A New Integrated Switcher IC Family -- A Feature Rich Solution for Demanding Power Conversion Applications,” Power Integrations - Technical Article.

**Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN**

Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nden 1994'te lisans, 1997'de yüksek lisans ve 2002'de doktora derecesi ile mezun olmuştur. Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde öğretim üyesi olarak görev yapmaktadır. Güç elektroniği alanında, motor sürücüler, kesintisiz güç kaynakları, PV inverterler, kaynak makinaları ve yumuşak anahtarlama teknikleri konularında çalışmalarını sürdürmektedir.

**Arş. Gör. Ahmet Talha DUDAK**

Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden 2016'da lisans, 2018'de yüksek lisans derecesi ile mezun olmuştur. 2017'den itibaren Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır. YTÜ Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı'nda doktora çalışmalarına devam etmektedir. Güç elektroniği alanında, motor sürücüler, yumuşak anahtarlama teknikleri, güç faktörü düzeltme yöntemleri ve iteratif öğrenme yöntemleri konularında çalışmalarını sürdürmektedir.

Enerji Dağıtım Sistemlerinde Güneş Enerji Santrali Entegrasyonu ve Röle Koordinasyonu

Integration of Solar Power Plant to Energy Distribution Network and Relay Coordination

Mehmet Tan Turan¹, Yavuz Ateş¹, Erdin Gökalp¹

¹Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi

mehmettan.turan@emo.org.tr, yates@yildiz.edu.tr, gokalp@yildiz.edu.tr

Özet

Günümüzde, teknolojinin gelişmesi ile birlikte birçok alanda olduğu gibi enerji alanında da yeni gelişmeler ortaya çıkmaktadır. Enerji alanında yaşanan gelişmeler üretim, iletim, dağıtım sistemleri, koruma sistemleri, haberleşme gibi alanların her birisinde gerçekleşmektedir. Üretim alanında en çok gelişme ve değişim yenilenebilir enerji kaynaklarında gözlenmekte iken koruma, iletim, dağıtım sistemleri ve haberleşmede ise akıllı şebeke altyapısının oluşması ve gelişmesi sonucu ortaya çıkmıştır. Gerçekleştirilen çalışmada ETAP programı kullanılarak IEEE 13 baralı test sistemi üzerinde bir Güneş Enerji Santralinin şebeke entegrasyonunun sağlanması amaçlanmıştır. Bu amaçla, öncelikle sistemin bağlanabilirlik kriterleri göz önüne alınarak kısa devre analizi ve yük akış analizleri yapılmıştır. İstenilen kriterlerin uygunluğunun kontrol edilmesinin ardından röle koordinasyonu gerçekleştirilip sisteme ait arıza analizleri yapılarak şebekeye yeni bir Güneş Enerji Santrali (GES) entegrasyonu gerçekleştirilmiş ve sistemin oluşması muhtemel arıza anında kritik yükleri enerjilendirmesi sağlanmıştır.

Anahtar kelimeler: Akıllı Şebekeler, Yenilenebilir Enerji Kaynakları, Röle Koordinasyonu, ETAP

Abstract

Nowadays, new improvements are implemented in energy sector as other study fields with the assistance of improving technology. The improvements in energy sector take a part in generation, transmission, distribution and communication systems. The power generation system improvements and studies are mostly focussed on renewables where the main focus area is implementation of smart grid systems for distribution, transmission and protection systems. In this study, it is aimed to integrate a solar power plant to IEEE 13 bus network in the smart grid concept on ETAP environment. The study consists of observation of integration criteria via load flow and short circuit analysis. After ensuring the integration criteria are met, relay coordination studies are conducted along with fault scenario analysis and the solar power plant is connected to the existing network. It is also aimed to use solar power plant as an emergency power supply for critical loads.

Keywords: Smart Grid, Renewable Energy Sources, Relay Coordination, ETAP

1. Giriş

Geleneksel enerji sistemlerinde kullanılmakta olan konvansiyonel üretim tesisleri yerlerini yenilenebilir enerji kaynakları ile üretim yapan santrallere bırakmaktadır. Son yıllarda artan çevresel duyarlılık rüzgâr enerji santralleri (RES) ve güneş enerji santralleri (GES) gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımını daha da arttırmaktadır [1]. Akıllı şehirlerin omurgası olarak görülen akıllı şebekelerin yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımının artması ile birlikte önemi de artmaktadır [2].

Konvansiyonel üretim tesisleri ve eski teknoloji ile oluşturulmuş şebeke altyapıları günümüzün ihtiyaçlarına cevap vermemekte, yeni tesislerin şebekeye entegrasyonu ile birlikte daha kompleks bir yapı ortaya çıkmaktadır. Konvansiyonel santraller ile birlikte yeni nesil yenilenebilir enerji üretim tesislerinin entegrasyonu bu noktada karşımıza çözülmesi gereken ilk problem olarak çıkmaktadır. Üretim tesislerinden başlayarak tüketicilere kadar olan tüm bileşenler ve cihazlar birbirleri ile etkileşim içerisinde olmalıdır[3]. Bu etkileşimi etkin kılmak adına haberleşme sistemi ve akıllı şebeke bileşenlerinin hızı büyük önem taşımaktadır[4]. Tüketiciden gelen talep değişimine göre şebeke bileşenlerini sürekli olarak kontrol etmenin yanında yenilenebilir enerji kaynaklarındaki değişimin sistemde oluşturacağı etki de incelenip sistem dizaynı gerçekleştirilmelidir[5]. Bu problemi çözmek için öncelikle yetersiz hale gelen altyapıda gerekli iyileştirmeler yapılmalı, geliştirilmiş şebeke çözümleri sunulmalıdır.

Bu noktada karşılaşılan diğer bir sorun ise yenilenebilir enerji kaynaklarının sürekliliğinin net olarak bilinmiyor olmasıdır [6]. Rüzgar hızı ve güneş radyasyonu tahminleri bu üretim tesislerinin çıkış gücünün belirlenmesinde ana kriterlerdendir. Bu nedenle güçlü şebekelerde yenilenebilir enerji kaynaklarıyla üretim yapan tesisler ile konvansiyonel enerji üretim tesisleri paralel olarak kullanılmakta, RES ve GESler ikincil enerji kaynağı olarak değerlendirilmektedir. Bu metot ile çıkış gücü tahmini daha net olarak yapılmakta ve beslenen

yükler için enerjinin sürekliliği sağlanmaktadır. Bu bağlamda yeni nesil enerji üretim tesisleri konvansiyonel ve yenilenebilir enerji üretim tesislerinin birleşimi olarak değerlendirilmektedir [7].

Fotovoltaik panellerin (PV) şebekeye bağlantısındaki kriterlerin başında eklenecek üretim tesisinin şebekeye olan etkisi gelmektedir. Mevcut sistemin akım taşıma kapasitesi, kısa devre gücü, gerilim seviyesi, sistemin kararlılığı gibi faktörler göz önüne alınarak bir GES'in şebekeye bağlantısı gerçekleştirilmektedir. Konvansiyonel şebekelerde kullanılmakta olan koruma sistemleri, yeni nesil üretici ve tüketiciler için yetersiz kalmaktadır[8]. Geleneksel koruma sistemleri hız ve güvenilirlik faktörleri göz önüne alındığında geliştirilmeye ihtiyaç duymaktadır [9]. İşletme maliyetleri de göz önüne alındığında koruma sisteminin optimal olarak dizaynı büyük önem arz etmektedir[10]. Bu bağlamda, şebeke entegrasyonu öncesinde gerçekleştirilmesi gereken diğer bir analiz ise röle koordinasyon analizidir. Sistemdeki mevcut rölelere ait selektif çalışma kriterlerine uygun röleler seçilerek koordinasyon çalışması gerçekleştirilmelidir.

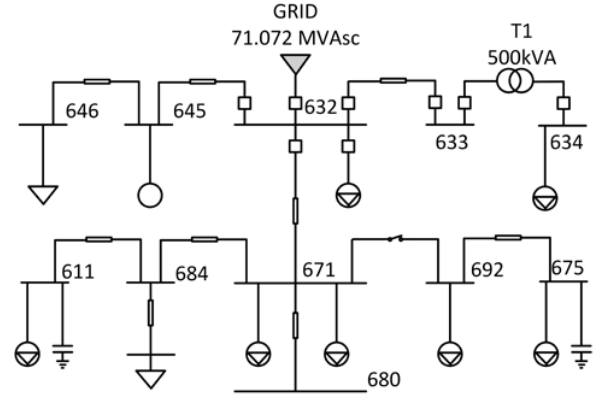
Mevcut şebekeye eklenecek olan GES için diğer bir önemli kriter ise sistemden optimum verim alınabiliyor olmasıdır. Bu amaçla, kurulum yapılacak olan bölgeye ait güneş radyasyon verileri ve güneşlenme süresi büyük önem taşımaktadır. Aynı zamanda, GES entegrasyonu sağlanması ile birlikte sisteme ait verim, optimum enerjilendirme kapasitesi, geniş çalışma aralıkları faktörlerinin sağlanmış olması gerekmektedir [11]. Şebekede entegrasyon için dikkate alınması gereken faktörlerden olan kısa devre gücü ve eklenecek GES'in sistemin kısa devre gücünde oluşturacağı etki incelenmelidir. Gerilim kaynakları sistemde hata anında oluşacak kısa devre akımı artırıcı etki gösterirler ancak yeni eklenen santralle birlikte eklenecek olan röleler arıza temizleme süresini azaltıcı etki gösterebilirler [12]. Bu nedenle eklenecek olan tesisin şebekede oluşturacağı pozitif ve negatif etkiler incelenmelidir [13].

Gerçekleştirilen çalışmada IEEE 13 Baralı Test Sistemi şebeke modeli olarak kullanılmıştır [14]. Simülasyon çalışmaları için ETAP programı kullanılmıştır. Şebeke modelinde gerekli yük akış ve kısa devre analizleri gerçekleştirilip, sisteme ait parametreler elde edilmiş, sistemin davranışı gözlemlenmiştir. Elde edilen veriler ışığında uygun bağlantı noktası seçimi yapılarak, kritik yükler atanmıştır. Sisteme GES entegrasyonu yapılması amacıyla bir adet 600 kVA gücünde GES modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan GES modelinde Yıldız Teknik Üniversitesi Davutpaşa Kampüsüne ait güneş radyasyonu verileri kullanılmıştır (Enlem=41.02, Boylam=28.89). Şebeke modeli, GES modeli ve parametreler elde edildikten sonra sisteme GES entegrasyonu yapılmıştır. Normal operasyon şartlarında GES şebeke ile paralel çalışırken olası bir arıza durumunda sistemdeki kritik yükleri beslemek amacıyla şebekeden izole edilen yükler sadece GES ile beslenmiş, her iki durum için de gerekli analizler yapılarak sistemin güvenilirliği sağlanmıştır.

Yapılan çalışmada kısaca tanıtım yapılan giriş bölümünü takiben 2.bölümde sistem tanıtımı ve simülasyon çalışmaları açıklanmıştır. 3. Bölümde ise kurulan sisteme ait simülasyon sonuçları ve bu simülasyonlar sonucu elde edilen verilerin yorumlanması açıklanırken 4. bölümde çalışmaya ait genel sonuçlardan bahsedilmiştir.

2. Sistem Tanıtımı ve Metodoloji

Gerçekleştirilen çalışmada kullanılan IEEE 13 baralı test sistemine ait genel şema Şekil 1'de görüldüğü üzere konfigüre edilip ETAP programında yapılan simülasyon çalışmaları için kullanılmıştır. Sistemde kullanılan yük değerleri, iletim hatları, bağlantı konfigürasyonu değiştirilmemiştir.



Şekil 1: IEEE 13 Baralı Test Sistemi.

Şekil 1'de belirtilen baralardan 633 nolu baraya 600 kVA gücünde GES, dönüştürme oranı 0,48/4,16 kV olan bir trafo üzerinden bağlanmıştır. Sistemde başlangıçta hiçbir koruma elemanı yer almamaktadır. Bara girişlerinde ve gerekli noktalarda kesiciler, röleler ve akım trafoları eklenmiştir. Bu koruma ekipmanlarına ait parametreler, yük akış ve kısa devre analizleri sonucunda elde edilen sonuçlar göz önüne alınarak belirlenmiştir. 634 nolu baraya direkt olarak bağlı bulunan 494 kVA gücünde tüketiciler kritik yükler olarak belirlenmiştir.

Gerçekleştirilen analizlerde ile olarak sisteme ait yük akışı ve ardından kısa devre hesapları yapılmıştır. Röle koordinasyonu için ilk adım olan nominal akım değerleri yük akış analizi ile, röleye ait açma eğrisinin belirlenmesi için ihtiyaç duyulan minimum kısa devre akım değerine ise kısa devre analizi ile ulaşılmıştır. Ayrıca, seçilmiş olan röle ve kesicilerin maksimum dayanım akımını belirlemek amacıyla maksimum kısa devre akım değerleri hesaplanmıştır.

2.1. Simülasyon Parametreleri

ETAP programında gerçekleştirilmiş olan simülasyon çalışmalarında transformatörler, iletim hatları, yükler, kapasitörler, kesici ve röleler, PV modüller ve şebeke modeli kullanılmıştır. IEEE 13 baralı sistemin bağlı olduğu şebeke Tablo 1'de belirtilmiş olan parametreleri içermektedir.

Tablo 1: Şebeke modeline ait parametreler

Bağlantı Bara No	Gerilim (kV)	Kısa Devre Gücü (MVA _{sc})	X/R
632	4.16	71.072	2.864

13 baralı sistemde kullanılmış olan yükler için veriler Tablo 2'de belirtilmiştir.

Tablo 2: IEEE 13 baralı sistemde kullanılan yük modellerine ait parametreler

Yük Adı	Yük Tanımı	Bağlı Bulunduğu Bara	Toplam Güç (kVA)	Kritik Yük (E/H)
Lump 1	3 Faz - Aktif Reaktif Yük (P+Q)	634	494	E
Load 1	1 Faz - Empedans (Z)	646	265	H
Lump 3	3 Faz - Aktif Reaktif Yük (P+Q)	671	1329	H
Lump 4	3 Faz - Aktif Reaktif Yük (P+Q)	675	971	H
Lump 5	1 Faz - Empedans (Z)	692	227	H
Lump 6	1 Faz - Empedans (Z)	611	188	H
Load 2	1 Faz - Empedans (Z)	652	154	H
Lump 7	3 Faz - Aktif Reaktif Yük (P+Q)	671	116	H
Lump 9	3 Faz - Aktif Reaktif Yük (P+Q)	632	116	H
Motor 1	1 Faz - Motor Yüğü	645	211	H
Cap 1	1 Faz Şönt Kapasitör	611	100 kVAR	H
Cap 2	3 Faz Şönt Kapasitör	675	600 kVAR	H

Simülasyon için kullanılan IEEE 13 baralı test sisteminde frekans 60 Hz ve İngiliz ölçü birimleri kullanılmıştır. Sistemde kullanılan OG kesici ve röleler, AG kesici ve röleler ile akım trafolarına ait bilgiler Tablo 3’de belirtilmiştir. Kesici ve rölelerin seçiminde kısa devre analizi sonuçları baz alınmıştır.

Tablo 3: Kesici ve röle modellerine ait parametreler

Kesici ID	Akım Değeri (A)	Marka	No	Trip Ünitesi	Röle ID	Marka Model
MV CB 1	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 1	SEL 311L
MV CB 2	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 2	SEL 311L
MV CB 3	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 3	SEL 311L
MV CB 4	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 4	SEL 311L
MV CB 5	800	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 5	SEL 311L
MV CB 6	630	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 6	SEL 311L
MV CB 7	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 7	SEL 311L
MV CB 8	400	Siemens	12-3AF-20	-	Relay 8	SEL 311L
LV	1600	ABB	E2N	ABB	-	-

CB 1				SACE PR112		
CB 1-24	63	ABB	XT2-L	TMA	-	-
PV BUS CB	1600	ABB	E2B	ABB SACE PR112	-	-

Alçak gerilim seviyesinde kullanılan kesici ve röleler ABB marka iken orta gerilim kesicileri Siemens, röleler SEL 311L modeli seçilmiştir. Orta gerilim rölelerine akım giriş bilgisi sağlamak için akım trafoları kullanılmıştır. Kullanılan akım trafoları, yük akış analizi sonuçlarına göre seçilmiştir. Akım trafolarına ait bilgiler Tablo 4’de belirtilmiştir.

Tablo 4: Akım trafolarına ait parametreler

Akım Trafosu ID	Kesici ID	Röle ID	Dönüştürme Oranı
CT 1	MV CB 1	Relay 1	400/1 A
CT 2	MV CB 2	Relay 2	400/1 A
CT 3	MV CB 3	Relay 3	400/1 A
CT 4	MV CB 4	Relay 4	400/1 A
CT 5	MV CB 5	Relay 5	400/1 A
CT 6	MV CB 6	Relay 6	400/1 A
CT 7	MV CB 7	Relay 7	400/1 A
CT 8	MV CB 8	Relay 8	400/1 A

Modelleme çalışmasında kullanılan AG ve OG rölelerin ayar değerleri IEC Normal İvers eğri modeli kullanılarak belirlenmiştir. IEC Normal İvers eğri modeli oluşturmak amacıyla kullanılan matematiksel gösterim Formül 1’de belirtilmiştir.

$$t = 0,14 / ((I / I_p) ^ 0,02 - 1) * T_p \quad (1)$$

Şebeke modeline ait parametrelerin belirlenmesi ve konfigürasyonun oluşturulması aşamalarının ardından GES modeli için gerekli bileşenler eklenip modelleme aşamasında bir sonraki adıma geçilmiştir.

2.2. Güneş Enerji Santraline Ait Bileşenler

Simülasyon çalışması için oluşturulan GES modeli, PV Panel, PV Modül, İnverter bileşenlerini içermektedir. Modelleme için ilk aşamada PV panel seçilmesi ve parametrelerin belirlenmesi gerekmektedir. Bu aşamada PV panel modelleme amacıyla Kyocera KD205GX-LPU modeli seçilmiştir [15]. Panele ait parametreler Tablo 5’de gösterilmiştir.

Tablo 5: PV panele ait parametreler

Panel ID	Güç (W)	Isc (A)	Vdc Max (V)	Güç Toleransı (%)
KD205GX-LPU	205	8,33	600	5

Tablo 5’de özellikleri belirtilmiş olan panellerin istenilen gerilim seviyesi ve gücün elde edilmesi amacıyla modül haline getirilmesi gerekmektedir. Bu amaçla 9 adet panel seri, 17

adet panel paralel olmak üzere toplam 153 adet panel kullanılarak özellikleri Tablo 6'da belirtilmiş olan PV modül elde edilmiştir.

Tablo 6: PV modüle ait parametreler

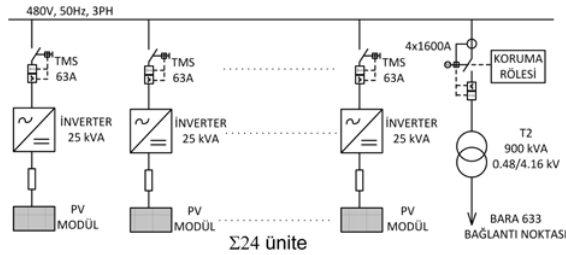
Panel Sayısı	Vdc (V)	Pdc (kW)	Idc (A)
9*17=153	244,71	32,823	134,13

PV Modül dizaynı gerçekleştirilmesinin ardından invertere ait parametrelerin belirlenmesi aşamasına geçilmiştir. Seçilen inverter modeline ait parametreler Tablo 7'de belirtilmiştir.

Tablo 7: İnvertere ait parametreler

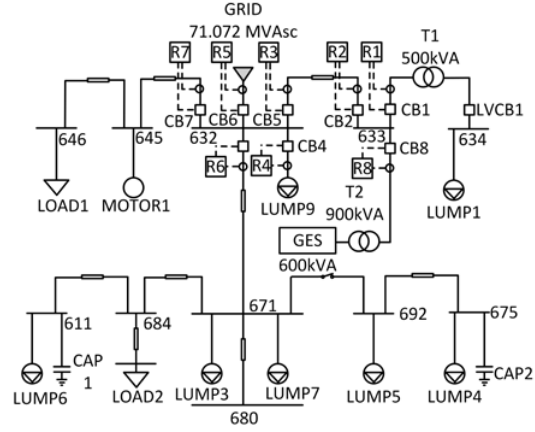
DC Güç (kW)	Gerilim (V)	Vmax /Vmin	FLA (A)	Verim (%)	Imax (%)
23,611	220	%120 / %80	107,3	90	150
AC Güç (kVA)	Gerilim (V)	Pfmax / Pfmin	FLA (A)	PF (%)	K faktörü (%)
25	480	100 / 80	30,07	85	150

Elde edilen PV modül – inverter kombinasyonu toplam 600 kVA güç elde etmek amacıyla 24 adet ünitenin birleşiminde kullanılmıştır. Bahsedilen 24 adet ünite 480 V gerilim seviyesinde baraya bağlanmış olup bağlantı noktasında koruma amacıyla Tablo 3'de belirtilmiş olan 63 A termal manyetik kesici kullanılmış, trafo bağlantı noktasında ise 1600 A kesici kullanılarak koordinasyon sağlanmıştır. Oluşturulan GES modeline ait tek hat şeması Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2: GES tek hat şeması.

Şekil 2'de tek hat şeması belirtilmiş olan GES, 13 baralı sisteme 633 nolu baradan bağlanmıştır. Bağlantı sonucunda elde edilen genel sistem diyagramı ise Şekil 3'de gösterilmiştir.



Şekil 3: 13 Baralı sistem ve GES entegrasyonuna ait tek hat şeması

3. Test ve Sonuçlar

Gerçekleştirilen simülasyon çalışmasında, GES entegrasyonu sağlanabilmesi ve röle koordinasyonu sağlanabilmesi için öncelikle yük akış analizi yapıp, elde edilen sonuçlar ışığında rölelerin ayar akımları, akım trafosu dönüştürme oranları ve kesici kapasiteleri belirlenmiştir. Kesici, röle ve akım trafolarının seçilmesinin ardından, sistemde oluşabilecek minimum kısa devre akım değerleri hesaplanarak, rölelerin minimum kısa devre akımı olduğu anda kesicilere açma sinyali gönderecek şekilde ayarlanması amaçlanmıştır. Baralara ait maksimum kısa devre akım değerleri ile maksimum yük miktarları Tablo 8 de belirtilmiştir. Bu değerler elde edilirken, sistemin tam yükte çalışıyor olduğu ve GES ile şebekenin paralel çalıştığı kabul edilmiştir. Aynı zamanda solar radyasyonun optimal değerde olduğu zaman dilimi esas alınmıştır. Kısa devre hesapları IEC 60909 standardı referans alınarak ve parametreler standarda göre seçilerek gerçekleştirilmiştir.

Tablo 8: Maksimum kısa devre akım ve maksimum yük değerleri

Bara No	Isc max (kA)	Smax (kVA)
632	12,27	3,52
633	8,98	0,727
634	25,01	0,494
680	5,68	0
671	7,62	2,69
692	7,62	1,03
675	6,83	1,04
PV BUS	17,13	0,589

Maksimum kısa devre değerleri belirlenip, baraların maksimum kısa devre dayanımları belirlendikten sonra minimum kısa devre akım değerleri hesaplanmıştır. Burada IEC 60909'a göre belirlenen gerilim faktörü, reaktans toleransları, sıcaklık değerleri sisteme uygulanmıştır. Röle akım ayarları için baz alınan minimum kısa devre akım değerleri Tablo 9 da belirtilmiştir.

Tablo 9: Minimum kısa devre akım değerleri

Bara No	Isc min (kA)
632	12,05
633	8,61
634	20,64
680	5,29
671	7,16
692	7,16
675	6,39
PV BUS	13,92

Sistemde inverter çıkışlarında yer alan 63 A kesiciler TMA üniteye sahip olduklarından dolayı IEC Normal İvers eğri uygulanmamaktadır. Sistemde termik üniteyi ayarlamak ve diğer röleler için de için nominal yük akımı baz alınmıştır. Röle çalışma akımı belirlenmesi için kullanılan set değerleri Tablo 10 da belirtilmiştir.

Tablo 10: Röle çalışma akımı (Ip) değerleri

Açma Ünitesi	Nominal Akım (A)	Röle Çalışma Akımı (Ip) [A]
R1	68,3	80
R2	68,4	84
R3	68,4	84
R4	15,6	20
R5	517,1	620
R6	371	444
R7	104,1	124
R8	79,2	80
LVCB1	591,9	720
CB PV BUS	686,2	832
CBI....24	28,6	44,1

Koordinasyon çalışmasında ilk ayar değeri Röle 1 için belirlenmiştir. En sondaki OG kesiciden başlanması gereken koordinasyon çalışması için ilk röleye ait zaman sabiti (Tp) değeri 0.05 ve koordinasyon zaman payı 200 milisaniye seçilmiştir. R1 rölesi bir üst kademedeki R2 rölesi ile koordine edilmelidir ancak R2 rölesinin altında bulunan R8 rölesi bu koordinasyon işleminden önce kontrol edilip ayar değerleri belirlenmelidir. Bu nedenle R8 rölesi için Tp değeri 0.05 ve Ip değeri Tablo 10 da belirtildiği üzere seçilmiştir.

R1 ve R8 röleleri ile koordine edilecek olan R2 rölesinin koruyacağı bara için minimum kısa devre değerine sahip bara referans alınmalıdır. Bunun nedeni bu bölgede çift yönlü güç akışı gerçekleşecek olmasıdır. R2 için aşağıdaki hesaplamalar sonucu elde edilen değerler röleye uygulanmıştır.

$$t = 0,14 / ((I / Ip)^{0,02} - 1) * Tp.$$

$$t = 0,14 / ((21,15 / 0,21)^{0,02} - 1) * 0,05$$

$$t = 0,0724$$

R1 ve R8 röleleri ile R2 rölesi arasında koordinasyon zaman payı kadar zaman gecikmesi sağlanmalıdır. Bu gecikmeyi sağlayacak Tp değeri aşağıdaki şekilde hesaplanmıştır.

$$t' = t + KZP$$

$$t' = 0,0724 + 0,2 = 0,2724$$

$$t' = 0,14 / ((I / Ip)^{0,02} - 1) * 0,05$$

$$0,2724 = 0,14 / ((21,15 / 0,21)^{0,02} - 1) * Tp'$$

$$Tp' = 0,118$$

Elde edilen zaman sabiti rölenin kademe ayarları sadece 2 ondalık hane ile veri girişine izin verdiğinden dolayı 0,12 olarak R2 rölesine uygulanmıştır. R2 ile R3 röleleri arasında kısa devre ve yük değeri farkı bulunmamaktadır. Bu nedenle sadece zaman gecikmesi artırılıp ayarların gerçekleştirilmesi gerekmektedir.

$$t' = t + KZP$$

$$t' = 0,12 + 0,2 = 0,312$$

$$t' = 0,14 / ((I / Ip)^{0,02} - 1) * 0,05$$

$$0,312 = 0,14 / ((21,15 / 0,21)^{0,02} - 1) * Tp'$$

$$Tp' = 0,215$$

R3 rölesine ait ayar değerlerinin belirlenmesinin ardından bir üst kademe ile koordinasyon gerçekleştirilmelidir. Burada bulunan R5 rölesine ait ayar değerleri belirlenmeden önce aynı sistemde bulunan R7, R6, R4 rölelerine ait değerler belirlenmelidir. Bahsi geçen 3 röleye ait ayar değerleri yük akımları referans alınarak ve Tp değeri 0,05 seçilerek belirlenmiştir.

R3, R4, R6, R7 rölelerine ait değerler belirlendikten sonra R5 rölesine ait ayar değerlerinin belirlenmesi aşamasına geçilmiştir. Bu aşamada dikkat edilecek husus, sistemin 1 giriş, 4 çıkış fiderinden oluşuyor olmasıdır. Her çıkış için hesaplama yapılmalı ve minimum kısa devre akımı hangi çıkışta ise o kısa devre akımında rölenin açma sinyali üretecek şekilde ayarlanması gerekmektedir. Her bir çıkış fideri için gerçekleştirilen hesaplamalar aşağıda belirtilmiştir.

R6

$$t = 0,14 / ((I / I_p)^{0,02} - 1) * T_p$$

$$t = 0,14 / ((17,9 / 1,11)^{0,02} - 1) * 0,05$$

$$t = 0,122$$

$$t' = t + KZP$$

$$t' = 0,122 + 0,2$$

$$t' = 0,322$$

$$0,322 = 0,14 / ((30 / 1,55)^{0,02} - 1) * T_p'$$

$$T_p' = 0,141$$

R4

$$t = 0,14 / ((I / I_p)^{0,02} - 1) * T_p$$

$$t = 0,14 / ((30 / 0,05)^{0,02} - 1) * 0,05$$

$$t = 0,0512$$

$$t' = t + KZP$$

$$t' = 0,0512 + 0,2$$

$$t' = 0,2512$$

$$0,2512 = 0,14 / ((30 / 1,55)^{0,02} - 1) * T_p'$$

$$T_p' = 0,109$$

R3

$$t = 0,14 / ((I / I_p)^{0,02} - 1) * T_p$$

$$t = 0,14 / ((21,53 / 0,21)^{0,02} - 1) * 0,21$$

$$t = 0,303$$

$$t' = t + KZP$$

$$t' = 0,303 + 0,2$$

$$t' = 0,503$$

$$0,503 = 0,14 / ((30 / 1,55)^{0,02} - 1) * T_p'$$

$$T_p' = 0,219$$

Elde edilen sonuçlara göre R5 rölesi için zaman sabiti değeri olarak 0,22 seçilmesinin uygun olduğu görülmüştür. Tüm ünitelere ait ayar değerleri Tablo 11 de belirtilmiştir.

Tablo 11: Röle çalışma akımı (Ip) ve zaman sabiti (Tp) değerleri

Açma Ünitesi	Nominal Akım [A]	Röle Çalışma Akımı (Ip) [A]	Zaman Sabiti (Tp) [A]
R1	68,3	80	0,08
R2	68,4	84	0,12
R3	68,4	84	0,21
R4	15,6	20	0,05
R5	517,1	620	0,22
R6	371	444	0,05
R7	104,1	124	0,05
R8	79,2	80	0,05
LVCB1	591,9	720	-
CB PV BUS	686,2	832	-
CB1....24	28,6	44,1	-

Sistemde bulunan tüm rölelere ayar değerleri girilmesinin ardından simülasyon çalıştırılmış ve sistemin her hatada selektif koruma gerçekleştirme amacını sağladığı gözlemlenmiştir. 632 ve 634 nolu baralarda oluşturulan 3 faz

kısa devre arızası için simülasyon sonucu elde edilen açma süreleri Tablo 12 de belirtilmiştir.

Tablo 12: 632 – 634 nolu baralarda 3 faz arıza sonucu rölelere ait açma süreleri

Zaman (ms)	ID	Arıza Akımı If (kA)	Üretilen Sinyal
Hata Noktası: 632			
219,2545	Relay4	0,09626438	Phase - OC1 - 51
229,2545	MV CB 4		Tripped by Relay4 Phase - OC1 - 51
255,8845	Relay6	1,711721	Phase - OC1 - 51
265,8845	MV CB 6		Tripped by Relay6 Phase - OC1 - 51
371,476	Relay1	0,3532753	Phase - OC1 - 51
381,476	MV CB 1		Tripped by Relay1 Phase - OC1 - 51
511,7042	Relay2	0,4224277	Phase - OC1 - 51
521,7042	MV CB 2		Tripped by Relay2 Phase - OC1 - 51
541,3194	Relay5	9,863836	Phase - OC1 - 51
551,3193	MV CB 5		Tripped by Relay5 Phase - OC1 - 51
835,3065	Relay8	0,121424	Phase - OC1 - 51
845,3065	MV CB 8		Tripped by Relay8 Phase - OC1 - 51
895,4824	Relay3	0,4224277	Phase - OC1 - 51
905,4824	MV CB 3		Tripped by Relay3 Phase - OC1 - 51
Hata Noktası: 634			
56,33671	LV CB 1	17,2667	Phase
168,6422	Relay1	1,992311	Phase - OC1 - 51
178,6422	MV CB 1		Tripped by Relay1 Phase - OC1 - 51
257,5831	Relay2	1,97824	Phase - OC1 - 51
267,5831	MV CB 2		Tripped by Relay2 Phase - OC1 - 51
450,7704	Relay3	1,97824	Phase - OC1 - 51
460,7704	MV CB 3		Tripped by Relay3 Phase - OC1 - 51

Rölelere ait açma süreleri test edildikten sonra sistemin her arıza durumunda güvenilirlik kriterlerine uygun olarak arıza bölgesini izole edip, arıza eğer 633 nolu barada değilse (GES bağlantı noktası) kritik yükler olarak belirlenen 634 nolu baradaki yükleri beslemeye devam ettiği gözlemlenmiştir.

4. Sonuçlar

Gerçekleştirilmiş olan çalışmada IEEE 13 Baralı Test Sistemine GES entegrasyonu gerçekleştirilip, sistemde kullanılması planlanan röle ve kesiciler eklenmiştir. Sistemde IEC 60909 standardına göre kısa devre analizleri ve yük akış analizleri gerçekleştirilmesinin ardından çift yönlü koruma amacıyla röle koordinasyonu aşamasına geçilip selektif koruma sağlanmıştır. Bu noktada amaç, herhangi bir arıza esnasında sistemin şebeke yada GES tarafından beslenilmesine olanak tanımak ve kritik yükler olarak kabul edilen alçak gerilim seviyesindeki yüklerin beslenilmesine devam edilmesini sağlamak olmuştur.

GES entegrasyonu sağlanıp koruma değerleri sisteme girildikten sonra çeşitli noktalarda kısa devre arızaları

meydana getirilip sistemin selektif koruma sağlayıp sağlamadığı test edilmiştir. Test sonuçlarında koruma ünitelerinin yük akışı hangi yönde olursa olsun istenilen şekilde koruma sağladığı gözlemlenmiştir. Bu sayede şebekede yada sisteme ait baralarda bir arıza meydana geldiğinde kritik yüklerin GES tarafından beslenmesi sağlanarak tüketicinin enerjisiz kalma durumunun önüne geçilmiştir. Normal çalışma koşullarında ise GES ve şebekenin paralel çalışması gerçekleştirilerek, yeşil enerji ile daha az karbon salınımı ve maliyet düşüşü sağlanmıştır. Gelecek çalışmada sisteme daha fazla sayıda yenilenebilir enerji kaynağı entegre edilip akıllı şebeke altyapısı ile haberleşme ve koruma fonksiyonları da göz önünde bulundurularak tamamen mikrogridler tarafından beslenebilen bir akıllı şehir modeli oluşturulması hedeflenmektedir.

5. Kaynaklar

- [1] J. Arrinda, J. A. Barrena, M. A. Rodriguez, A. Guerrero, "Analysis of massive integration of renewable power plants under new regulatory frameworks", 3rd International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Milwaukee, USA, 19-22 October 2014
- [2] M. Masera, E.F. Bompard, F. Profumo, N. Hadjsaid, "Smart (Electricity) Grids for Smart Cities: Assessing Roles and Societal Impacts", Proceedings of the IEEE, Vol.106-4, pp. 613-625, 2018.
- [3] D. Heirman, "What makes Smart Grid - Smart - And whois in the game", IEEE Electromagnetic Compability Magazine, Vol.1-2, pp. 95-99, 2012.
- [4] F. Ye, Y. Qian, R.Q. Hu, S.K. Das, "Reliable Energy-Efficient Uplink Transmission for Neighborhood Area Networks in Smart Grid", Vol:6-5, pp. 2179-2188, 2015.
- [5] G. Koutitas, "Control of Flexible Smart Devices in the Smart Grid", IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 3-3, pp. 1333-1343, 2012.
- [6] K. H. Chua, "Energy Storage System for Mitigating Voltage Unbalance on Low-Voltage Networks With Photovoltaic Systems", Power Delivery, IEEE Transactions on, vol.27, pp. 1783-1790, 2012.
- [7] H. M. Bilal, A. Z. Khan, "Economic planning of network for integration of renewable: A review", Power Generation System and Renewable Energy Technologies (PGSRET), pp. 1-3, 10-11 June 2015.
- [8] L. Wei, Y. Qi, H. Qi, "Research on design and implementation of relay protection in smart grid", 2018 Chinese Control and Decision Conference (CCDC), pp.1439-1443, 9-11 June 2018.
- [9] S. Shuang, Q. Xingjin, B. Qiangsheng, Y. Yi, S. Liangliang, "Research on technical scheme of outdoor-layout relay protection in smart substation", The Journal of Engineering, Vol. 2017-13, pp. 1215-1219, 2017.
- [10] S. Mohtashami, D. Pudjianto, G. Strbac, "Strategic Distribution Network Planning With Smart Grid Technologies", IEEE Transactions on Smart Grid, Vol.8-6, pp. 2656-2664, 2017.
- [11] J. P. Deane, G. Drayton, B. P. O Gallachoir, "The impact of sub-hourly modelling in power systems with significant levels of renewable generation", Applied Energy, 2014.
- [12] S. N. Afifi, M. K. Darwish, "Impact of Hybrid Renewable Energy Systems on Short Circuit Levels in Distribution Networks", Power Engineering Conference (UPEC), 49th International Universities, pp. 1-5, 2-5 September 2014.
- [13] A. S. El Safty, B. M. Abd El Geliel, C. M. Ammar, "Distributed Generation Stability During Fault Conditions", International Conference on Renewable Energies and Power Quality, Granada, Spain, 23-25 March 2010.
- [14] IEEE Radial Distribution Test Feeders, <http://ewh.ieee.org/soc/pes/dsacom/testfeeders.html>, Ocak 2012.
- [15] Kyocera Solar Panel Ürün Bilgileri, <https://www.solarelectricsupply.com/kyocera-kd205gx-lpu-304>, Şubat 2018.

**Mehmet Tan TURAN**

Mehmet Tan Turan, lisans ve yüksek lisans eğitimlerini 2010 ve 2015 yıllarında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde tamamlamış olup doktora eğitimine devam etmektedir. 2012 yılından bu yana Güç Santalleri Dizayn Mühendisi olarak çalışmaktadır. Araştırma konuları arasına yenilenebilir enerji santrallerinin şebeke entegrasyonu, akıllı şebekelerde koruma sistemleri yer almakta, ilgili konularda yayınları bulunmaktadır.

**Öğr. Gör. Dr. Yavuz ATEŞ**

Öğr. Gör. Dr. Yavuz Ateş, lisans, yüksek lisans ve doktora eğitimlerini 2007, 2009 ve 2016 yıllarında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde tamamlamıştır. Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde Öğretim Görevlisi olarak görev yapmaktadır.

**Dr. Öğr. Üyesi Erdin GÖKALP**

Dr. Öğr. Üyesi Erdin Gökalp, lisans, yüksek lisans ve doktora eğitimlerini 1986, 1988 ve 1994 yıllarında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde tamamlamıştır. Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde Dr. Öğr. Üyesi olarak görev yapmaktadır.

Rüzgar Enerji Dönüşüm Sistemlerinde Finsler Geometrisi Tabanlı Yeni Bir Yaklaşım

A Novel Approach Based on Finsler Geometry in Wind Energy Conversion Systems

Emrah Dokur¹, Salim Ceyhan², Mehmet Kurban¹

^{1,3}Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, Türkiye
emrah.dokur@bilecik.edu.tr, mehmet.kurban@bilecik.edu.tr

²Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, Türkiye
salim.cejhan@bilecik.edu.tr

Özet

Günümüzde artan enerji ihtiyacına paralel olarak üretilen enerjinin temiz ve sürdürülebilir olma hedefi, yenilenebilir enerji sistemlerine olan yönelimi hızla artırmıştır. Bu çalışma, yenilenebilir enerji kaynakları arasında yer alan rüzgar enerji dönüşüm sistemleri alanındaki özgün yaklaşımlı Finsler geometri tabanlı modellemeleri içermektedir. Rüzgar enerji dönüşüm sistemlerinde rüzgar hızı modellenmesi büyük öneme sahiptir. Bu çalışma kapsamında da, 2-boyutlu Finsler uzaylarının metrik fonksiyonu ve bunlara ilişkin geodezikler, rüzgar hızı modellenmesinde sıklıkla kullanılan iki parametrelili Weibull dağılımı için elde edilmiştir. Weibull olasılık dağılım fonksiyonuna Finsler geometrisi ile yeni ve farklı bir yaklaşım getirilerek, 2-boyutlu Finsler uzayında metrik tanımlaması yapılmıştır. Bu özgün yaklaşım ile iki parametrelili yeni bir dağılım fonksiyonu geliştirilip asimetrik yapılarda daha hassas modellemelerin oluşturulabilmesi sağlanmıştır. Finsler geometri tabanlı yeni yaklaşım, rüzgar hızı modellenmesinde sıklıkla kullanılan Rayleigh ve Weibull dağılımları ile karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. Anahtar kelimeler: Rüzgar enerjisi, Rüzgar hızı modellenmesi, Finsler geometri, Weibull dağılımı.

Abstract

Today, the use of renewable energy systems are increased rapidly in parallel with the growing energy demand in order to produce clean and sustainable energy. In this paper includes novel approach models based on Finsler Geometry in terms of wind energy systems which is one of the most important renewable energy sources. In this study, two-dimensional Finsler space metric function is obtained for Weibull distribution. The metric definition for two-parameter Weibull probability density function in two-dimensional Finsler space is realized using a different approach by Finsler geometry. New probability and cumulative probability density functions based on Finsler geometry are derived for more accurate modeling. The novel approach based on Finsler geometry is analyzed comparatively with other methods, which are commonly used in the wind speed model. Keywords: Wind energy, Wind speed modelling, Finsler geometry, Weibull distribution.

1. Giriş

Enerji ihtiyacını karşılamak için kullanılan fosil yakıtların zararlı etkileri sebebiyle, dünyada yeni enerji kaynakları arayışına gidilmekte ve bu kapsamda yenilenebilir enerji kaynaklarının önemi hızla artış göstermektedir. Dünya enerji kaynaklarının yaklaşık % 80'ini teşkil eden petrol, kömür, doğalgaz vb. kaynakların ciddi bir azalma göstermesi yenilenebilir enerji kaynakları ile enerji üretim yöntemlerine yönelimi artırmaktadır [1]. Günümüzde yenilenebilir enerji kaynakları arasında en yaygın olarak kullanılan enerji dönüşüm sistemlerinden biri de rüzgar enerji sistemleridir.

Günümüz dünyasında 2016 yılı sonu itibarıyla 486.749 MW'lara ulaşan kurulu rüzgar gücü kapasitesinin üstünlüklerinin yanı sıra en büyük avantajları arasında süreksizliği, kararsızlığı ve asimetrik bir yapıda var olması sayılabilir [2]. Zamanla değişen yük talebi sebebiyle, elektrik enerjisi üreten rüzgar enerjisi güç sistemlerinin tasarımı, işletilmesi ve analizi oldukça önem arz etmektedir. Bu kapsamda rüzgar enerjisi sistemlerinde, rüzgar hızı modellenmesi kavramı karşımıza çıkmaktadır. Rüzgar enerjisi dönüştürme sistemlerinin ilk kurulum maliyetinin yüksek olması sebebiyle bir bölgeye rüzgar enerjisi dönüştürme sistemi kurulmadan önce o bölgenin rüzgar hızı karakteristiğinin modellenmesi ve belirlenmesi gerekmektedir.

Bir bölgenin rüzgar enerji potansiyelinin belirlenmesinde önemli bir etken olan rüzgar hızı modellenmesi üzerine yapılan çalışmalarda ise iki parametrelili Weibull dağılımı fonksiyonunun literatürde en sık kullanılan modeller arasında yer aldığı görülmektedir [3-10]. Rüzgar hızının doğru modellenmesi için Log-normal dağılımı [11-14], ters Gauss dağılımı [15,16], iki parametrelili Gamma dağılımı [17-19], hibrit dağılımlar [20-22], Burr dağılımı [23], üç parametrelili Weibull dağılımı [24,25], Weibull dağılımının özel bir formu olan Rayleigh dağılımı [26,27], 2016 yılında önerilen ters Weibull dağılımı [28] ve benzer dağılım fonksiyonları rüzgar enerjisi dönüştürme sistemi çalışmalarında önerilmiş ve kullanılmıştır.

Doğru ve hassas bir model yapısının geliştirilebilmesi amacı ile yeni bir dağılım fonksiyonu yapısının belirlenmesi farklı

bölgelere ait rüzgar hızı modellemesinde önem teşkil etmektedir. Rüzgar hızı ve benzeri dağılımların simetrik olmayan ve kararsız bir karaktere sahip olması modelleme konusunda da birçok zorluğu beraberinde getirmektedir. Rüzgar enerjisi dönüşüm sistemlerinde de rüzgar hızı modellemesi büyük öneme sahiptir. Bu kapsamda yapılan çalışmada kullanılan Finsler geometrisi, asimetrik ve/veya izotropik olmayan fiziksel olguları modellemek için en iyi bilinen Riemann geometrisine göre çok daha güçlü bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır.

İkinci bölümde Finsler metrik koşulları ele alınırken, geodezikleri iki parametrelili Weibull eğri ailesi olan iki boyutlu bir Finsler uzayında, Finsler metrik fonksiyonları üçüncü bölümde elde edilmiştir. Aynı zamanda bu metrik fonksiyonlarından elde edilen Finsler geometrisi tabanlı olasılık ve kümülatif olasılık yoğunluk fonksiyonları yine aynı bölümde hesaplanmıştır. Yeni yöntemin rüzgar hızı modellemesinde kullanımına yönelik uygulama Bozcaada Ekim 2015- Eylül 2016 verileri üzerinden gösterilmiştir. Dördüncü bölüm olan son bölümde ise sonuçlar ve öneriler sunulmuştur.

2. Finsler Geometri

M.Ö.300 de Öklid, düzlem geometriyi ünlü beş aksiyomu ile tanımlamıştır. Öklidyen geometri, R^n de noktalar, doğrular, düzlemler, açılar gibi kavramları ve Öklid geometrisinin aksiyomlarıyla oluşturulmuş önerme ve teoremleri baz alır (Pisagor teoremi, trigonometrik formüller, vb.). Doğayı anlamak için düz olmayan uzaylar üzerinde geometri inşa etmeye ihtiyaç vardır. İlk olarak Gauss bu amaçla R^3 te 2-boyutlu yüzeyleri çalışarak düz olmayan uzayları tanımlamıştır. Daha sonra, B. Riemann, Öklidyen uzaylara yerel olarak homeomorfik olan manifold tanımını vermiştir. Sonra bir manifold üzerinde, vektörler arasındaki açıları, iki nokta arasındaki uzaklığı ve eğrilerin uzunluğunu ölçmeyi sağlayan Riemann metriğinin tanımını vermiştir. Bununla birlikte, Riemann sonsuz küçük bir büyüklüğün verilmesiyle, genel düzgün mesafe fonksiyonlarını ifade etme problemini de ortaya atmıştır.

P. Finsler tarafından bir Finsler manifoldu üzerinde varyasyonlar hesabı yöntemleriyle, bu problem inceleninceye kadar yaklaşık 60 yıl süren çalışmalardan somut bir sonuç elde edilememiştir. Finsler'in 1918 deki doktora tezi çalışması bu doğrultudaki ilk adım olmuş ve izleyen bir kaç yıl içinde varyasyonlar hesabının notasyonları yerini tensör hesabı notasyonlarının kullanımına bırakmıştır.

Synge, Taylor ve Berwald hemen hemen eş zamanlı olarak bu yeni uzay için tensör hesabı metodlarını kullanmışlardır. Tensör notasyonları ile bir Finsler uzayının metrik tensörünün bileşenleri, Riemann geometrisindeki metrik tensöre eşdeğer olarak şeklinde tanımlanmıştır. Berwald da bir Finsler manifoldu üzerinde Berwald bağlantısı tanımını ve bazı Riemannian olmayan büyüklükleri vermiştir. Daha sonraki yıllarda Cartan ve Chern kendi bağlantılarını Finsler uzayı için tanımlamışlardır [29].

İki boyutlu bir uzayda, sürekli bir fonksiyon M manifoldunda aşağıdaki koşulları sağlıyorsa bir Finsler metriği olarak ifade edilebilir.

- i. $F(x, y; \dot{x}, \dot{y})$, $TM \setminus \{0\}$ da C^∞ sınıfındadır
- ii. $F(x, y; \lambda \dot{x}, \lambda \dot{y}) = \lambda F(x, y; \dot{x}, \dot{y})$, $\lambda > 0$.
- iii. $g_{ij}(x, y; \dot{x}, \dot{y})$, temel metrik tensörü pozitif tanımlıdır. Burada (x, y) , M manifoldunun bir p noktasının koordinatlarını ve (\dot{x}, \dot{y}) , T_pM teğet demetinin (\dot{x}, \dot{y}) 'deki yerel koordinatlarını gösterir.

Doğayı anlamak amacıyla düz olmayan uzaylar içerisinde geometri inşa etmek uygulamalı bilimler açısından büyük önem arz etmektedir. Finsler geometrisi de bu uygulama alanı içerisinde hassas bir yaklaşım ile asimetrik yapılarla modelleme ve tanımlama yeteneğini bizlere getirmektedir.

Bu çalışmada 2-boyutlu Finsler uzaylarının metrik fonksiyonu, rüzgar hızı modellemesi gibi bir çok uygulama alanında kullanılan iki parametrelili Weibull dağılımı için elde edilmiştir. Şekil (k) ve ölçek (c) parametrelerine sahip olan Weibull olasılık dağılım fonksiyonuna Finsler geometrisi ile farklı bir yaklaşım getirilerek 2-boyutlu Finsler uzayında metrik tanımlaması gerçekleştirilmiştir. Buna ek olarak Finsler geometri tabanlı yeni olasılık ve kümülatif olasılık yoğunluk fonksiyonları önerilmiştir. Gelecek çalışmalara ışık tutması açısından bu yeni yaklaşım ile özellikle bir bölgenin rüzgar enerji potansiyelinin belirlenmesinde kullanılan iki parametrelili Weibull olasılık dağılım fonksiyonunu içeren daha hassas modellerin oluşturulabilmesi hedeflenmektedir.

İki parametrelili dağılımlara ait iki boyutlu Finsler uzayında farklı Finsler metrikleri ve ilişkili geodezikleri belirlemek amacı ile bir sonraki bölümdeki hesaplamalar yapılmıştır.

3. İki Parametrelili Weibull Dağılımında Yeni Yaklaşımla Finsler Metriklerinin Belirlenmesi ve Karşılaştırmalı Analizi

Rüzgar hızı frekans eğrisinin belirlenmesinde bir çok farklı yöntem bulunmaktadır. Literatür de enerjisi potansiyeli hesaplanmasında en yaygın kullanılan yaklaşım iki parametrelili Weibull dağılımıdır. Weibull dağılımının genel formu eşitlik 1 'de verilmiştir.

$$f(v) = \frac{k}{c} \left(\frac{v}{c} \right)^{k-1} e^{-\left(\frac{v}{c} \right)^k} \quad (1)$$

Burada olasılık yoğunluk fonksiyonu olan $f(v)$, rüzgar hızının (v) gözlemlenme olasılığını göstermektedir. k ve c ise sırasıyla iki parametrelili Weibull dağılımının şekil ve ölçek parametrelerini ifade eder. Weibull dağılımının kümülatif olasılık fonksiyonu ise eşitlik 2' de verilmiştir.

$$F(v) = 1 - e^{-\left(\frac{v}{c} \right)^k} \quad (2)$$

şeklinindedir. Weibull kümülatif dağılım fonksiyonu, rüzgar hızının, belli bir v değerinden küçük ya da eşit gerçekleşme olasılığını verir. Bir sonraki bölümde ele alınan Rayleigh dağılımı ise Weibull dağılımının özel bir formu ($k=2$). olarak karşımıza çıkmaktadır.

İki parametrelili eğri aileleri

$$y = f(x, a, b) \quad (3)$$

eşitlik 3 ile verilir. Bu eşitlik ile verilen (x,y) düzleminde C(a,b) eğri ailesini ele alalım. Öncelikli amacımız, $F^2 = (\square^2, L(x, y; \dot{x}, \dot{y}))$ iki boyutlu Finsler uzayının nasıl bulunacağını göstermektir. Bu sorunun çözümüne ilişkin Darboux'un metodu çalışmamızda ele alınmıştır.

İlk olarak Eşitlik 3'den;

$$z (= y') = f_x(x, a, b), \quad (4)$$

elde edilir ve 3-4 eşitliklerinden x, y ve z'nin fonksiyonları olarak a ve b'nin çözümleri aşağıdaki gibi olur.

$$a = \alpha(x, y, z), \quad b = \beta(x, y, z). \quad (5)$$

Daha sonra,

$$z' = f_{xx}(x, \alpha, \beta) = u(x, y, z), \quad (6)$$

ifadesi, C(a,b) iki parametrelili eğri ailesini karakterize eden y'nin ikinci mertebeden diferansiyel denklemdir.

F^2 Finsler uzayında (x^1, x^2) ve (y^1, y^2) yerine, sırasıyla, (x, y) ve $(\dot{x}, \dot{y}) = (p, q)$ kullanacağız. Buna göre C(a,b) eğrisinin s yay uzunluğunun diferansiyeli

$$ds = L(x, y; \dot{x}, \dot{y}) dt, \quad (\dot{x}, \dot{y}) = \left(\frac{dx}{dt}, \frac{dy}{dt} \right). \quad (7)$$

$$\dot{x} > 0 \text{ varsayarak, } ds = L\left(x, y; 1, \frac{\dot{y}}{\dot{x}}\right) \dot{x} dt \text{ olur. Buna göre}$$

$$y' = \frac{dy}{dx}, \text{ sembolünü kullanarak}$$

$$ds = A(x, y, y') dx, \quad (8)$$

elde edilir. Buradan

$$A(x, y, y') = L(x, y; 1, y') \quad (9)$$

ilişkisi elde edilir. Tersine olarak A'dan L'de

$$L(x, y; \dot{x}, \dot{y}) = A\left(x, y, \frac{\dot{y}}{\dot{x}}\right) \dot{x}. \quad (10)$$

ilişkisinde görülebilir.

$$\text{Geodezik, bir eğri boyunca hesaplanan } s = \int_{t_0}^t L(x, y; \dot{x}, \dot{y}) dt$$

uzunluk integralini minimum yapan eğridir ve

$$\ddot{x}^i + 2G^i(x, y; \dot{x}, \dot{y}) = 0 \quad (11)$$

Euler denkleminde elde edilir. Burada

$$G^i(x, y; \dot{x}, \dot{y}) = \frac{1}{2} g^{il} \left\{ \frac{\partial^2 F}{\partial x^j \partial y^l} y^j - \frac{\partial F}{\partial x^i} \right\} \quad (12)$$

şeklinde tanımlanan spray katsayıları ve $F(x, y; \dot{x}, \dot{y}) = \frac{L^2(x, y; \dot{x}, \dot{y})}{2}$ finsler metriğini ifade eder.

Geodezikleri veren Euler denkleminin Rashevsky formunu ele alırsak

$$A_{zz} y'' + A_{yz} y' + A_{zz} - A_y = 0, z = y' \quad (13)$$

eşitliği yazılır. Burada A(x,y,z) ilişkili temel fonksiyondur ve Eşitlik 9'da tanımlanmıştır.

Darboux'un teoremine göre genel temel metrik tanımı [30];

$$A(x, y, z) = \int_0^z (z-t) H(t, y-tx) dt + zE_y + E_x \quad (14)$$

şeklinde verilmiştir. Burada $H(\alpha, \beta)$ ve $E(x, y)$ keyfi olarak seçilebilir. Temel metrik fonksiyonu bir başka formda Eşitlik 15'de

$$L(x, y, \dot{x}, \dot{y}) = \dot{x} \int_0^{\dot{y}/\dot{x}} (z-t) H(t, y-tx) dt + \dot{x} E_x + \dot{y} E_y. \quad (15)$$

şeklinde verilmiştir [30].

Şimdi eşitlik 2 tanımlanan iki parametrelili Weibull kümülatif fonksiyonunu ele alarak;

$$C(k, c) : y = f(v; k, c) \quad (16)$$

iki parametrelili bir eğri ailesini tanımlayalım. Verilen eğri ailesi doğrusal olması durumunda gerekli bazı büyüklükler aşağıdaki gibi elde edilir [30].

$$\alpha = z, \beta = y - zx, U = 1, V = 1.$$

iki parametrelili Weibull kümülatif fonksiyonunun doğrusal hali

$$y = \log[-\log(1 - F(v))] = k \log \frac{v}{c} \quad (17)$$

$$= k x - k \log c.$$

şeklinde elde edilir.

İki parametrelili Weibull dağılımına sahip eğri aileleri için $H(\alpha, \beta)$ ve $E(x, y)$ fonksiyonlarının keyfi seçimlerine bağlı olarak farklı Finsler metrikleri ve ilişkili geodezikler hesaplanmalıdır. Buna göre iki parametrelili Weibull dağılımı için metrik fonksiyonu Eşitlik 15'de $H(\alpha, \beta) = \beta^n$ seçimiyle n keyfi negatif olmayan reel sayılar için farklı Finsler metrikleri elde edilecektir. Bunun için Eşitlik 15'de

$H(z, y-zx) = \beta^n = (y-zx)^n$ ve $E = \text{sabit}$ seçimi ile iki parametrelili Weibull dağılımına ait metrik fonksiyonu;

$$L(x, y, \dot{x}, \dot{y}) = \frac{y^{(n+2)} \dot{x}}{x^2} \sum_{k=0}^n \binom{n+2}{k+2} \left(-\frac{x\dot{y}}{y\dot{x}} \right)^{(k+2)} \quad (18)$$

formunda elde edilir. Elde edilen fonksiyonun Finsler metriği koşullarını sağladığı kolayca görülebilir.

Negatif olmayan rasyonel sayılar için, $n = 1/2$ ve $11/12$ değerleri için Finsler metriklerinin hesabı eşitlik 19'da ki gibi hesaplanır.

$$L_{1/2}(x, y, p, q) = \frac{15q^2 x^2 \sqrt{y}}{8x^2 p} \quad (19)$$

$$L_{11/12}(x, y, p, q) = \frac{805q^2 x^2 y^{11/12}}{288x^2 p}$$

Hesaplanan spray katsayıları ise eşitlik 20'de gösterilmiştir.

$$G_{1/2}^1 = G_{11/12}^1 = 0$$

$$G_{1/2}^2 = \frac{q^2}{8y} \quad (20)$$

$$G_{11/12}^2 = \frac{11q^2}{48y}$$

Eşitlik 20'de ki spray katsayılarını geodezikleri veren Euler denklemlerinde yerine yazarsak K , n 'e bağlı bulunan katsayı olmak üzere y 'nin x 'e göre ikinci dereceden diferansiyel denklemi eşitlik 21'de ki gibi elde edilir.

$$y'' = K \frac{y'^2}{y} \quad (21)$$

$n=1/2$ ve $11/12$ için, sırasıyla, $K=-1/4$ ve $-11/24$ değerlerindedir. Bu durumda, n ile K arasındaki ilişkinin

$K = -\frac{1}{2}n$ olduğu kolaylıkla görülebilir. Tüm negatif olmayan rasyonel sayılarda, eşitlik 21'de verilen diferansiyel denklem çözülmüşse eşitlik 22 elde edilir.

$$y = \left(C_2 x + \frac{2}{n+2} C_1 \right)^{\frac{2}{n+2}} \quad (22)$$

Burada C_1 ve C_2 integrasyon sabitleridir. eşitlik 22, denklem 17'de yerine koyulduğunda iki parametrelili yeni kümülatif fonksiyon denklem 23'de ki gibi hesaplanmış olur.

$$F_{Finsler}(v; C_1, C_2) = 1 - e^{-\frac{2}{n+2} v^{C_2} e^{\frac{2}{n+2} C_1}} \quad (23)$$

Burada $a = \frac{2}{n+2}$ değişkeni atandığında Denklem 24 elde edilir.

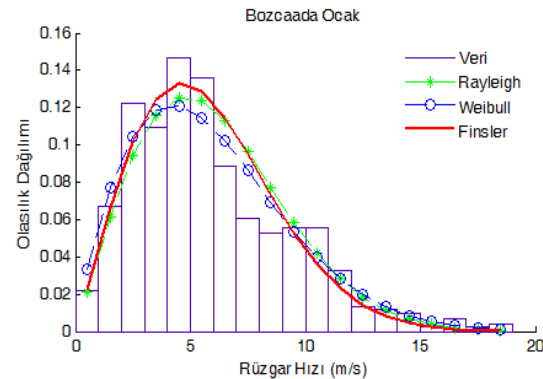
$$F_{Finsler}(v; C_1, C_2) = 1 - e^{-av^{C_2} e^{aC_1}} \quad (24)$$

$f_{Finsler} = \frac{dF_{Finsler}}{dv}$ ilişkisinden olasılık yoğunluk fonksiyonu Denklem 25'de ki gibi hesaplanmış olur.

$$f_{finsler}(v; C_1, C_2) = aC_2 e^{a(C_1 - v^{C_2} e^{aC_1})} v^{C_2-1} \quad (25)$$

n keyfi değerinde negatif olmayan tam sayılar kullanılarak elde edilen diferansiyel denklemin çözümü iki parametrelili Weibull fonksiyonu ile aynı geodezikleri verirken, n negatif olmayan rasyonel sayılarda tanımlı yeni fonksiyon, iki boyutlu eğri ailesi için hesaplanmıştır.

Yeni fonksiyonda, C_1 ve C_2 parametreleri gözlem değerlerine göre belirlenerek gerçek dünya problemlerinde modelleme alt yapısını bizlere sunabileceği öngörülmektedir. Bu kapsamda Finsler geometri tabanlı elde edilen geodezikler, lineer olmayan rüzgar hızı modellemesi gibi gerçek dünya problemi üzerinden örneklendirilirse; Şekil 1'de Bozcaada rüzgar hızı verileri kullanılarak Weibull, Rayleigh ve Finsler metrik tabanlı bulunan yeni eğri ailelerine ilişkin fonksiyon değerlerindeki parametreler, sınır değer problemi ile belirlenip farklı n değerleri için karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir (Tablo 1). Şekil 1'de Bozcaada bölgesi örnek bir ay için metotların karşılaştırmalı gösterimi yer almaktadır.



Şekil 1: Bozcaada örnek ay için dağılım fonksiyonunun grafiksel değişimi

Her bir ay için model performansı, hataların ortalamasının karesinin karekökü olan (RMSE) performans kriteri değeri ile karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir (Eşitlik 26).

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2} \quad (26)$$

Burada y_i gerçek değeri ifade ederken \hat{y}_i ise tahmin değeri olarak belirtilir. N ise gözlem sayısı olarak ele alınır.

Tablo 1: Bozcaada aylık analiz ve hata performans sonuçları

Aylar	BOZCAADA									
	Weibull				Finsler				Rayleigh	
	k	c	RMSE	n	C ₁	C ₂	RMSE	c	RMSE	
Ocak	1.8045	6.6332	0.0130	11/12	-4.9712	2.0236	0.0140	4.8133	0.0283	
Şubat	1.6015	6.1985	0.0173	1/2	-3.0812	1.4494	0.0172	4.6698	0.0245	
Mart	1.7867	5.8550	0.0149	11/12	-4.1565	1.8521	0.0148	4.2631	0.0186	
Nisan	1.6364	4.1676	0.0238	11/12	-3.0125	1.6354	0.0237	3.1097	0.0342	
Mayıs	2.0583	4.9181	0.0090	11/12	-4.0956	1.9919	0.0088	3.4576	0.0090	
Haziran	1.6549	5.5660	0.0184	1/2	-3.0917	1.4573	0.0152	4.1143	0.0247	
Temmuz	2.5944	7.0754	0.0177	11/12	-6.4527	2.4017	0.0166	4.8267	0.0286	
Ağustos	2.7271	7.7120	0.0131	11/12	-6.9527	2.4717	0.0128	5.2297	0.0240	
Eylül	2.0247	5.8461	0.0129	1/2	-3.8117	1.8073	0.0126	4.1237	0.0128	
Ekim	2.0730	7.2087	0.0129	11/12	-5.6927	2.1317	0.0126	5.0618	0.0128	
Kasım	1.6233	5.7244	0.0321	1/2	-3.3561	1.5973	0.0321	4.2814	0.0399	
Aralık	1.9482	6.8862	0.0156	11/12	-4.9927	1.9017	0.0153	4.8969	0.0163	

Ekim 2015-Eylül 2016 Bozcaada verileri için modellere ait hesaplanan aylık parametre değerleri ve hata performans kriteri sonuçları Tablo 1'de gösterilmektedir. Hata performans kriterleri karşılaştırıldığında Tablo 1'den de görülebileceği gibi Finsler ve Weibull, Rayleigh dağılım fonksiyonuna göre rüzgar hızı verilerine daha iyi uyum sağlamaktadır. Finsler ve Weibull dağılımları yakın hata oranlarına sahip olsada tüm aylar bazında Finsler geometrisi ile elde edilen yaklaşımın diğer modellere göre daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmektedir

4. Sonuçlar

Rüzgar enerji dönüşüm sistemleri kurulmadan önce, tesis edilecek bölgenin rüzgar hızı karakteristiği incelenmeli ve modellenmelidir. Bu amaç doğrultusunda geodezikleri Weibull dağılımı olan Finsler metrik fonksiyonları bu çalışmada hesaplanarak elde edilen yeni olasılık ve kümülatif olasılık yoğunluk fonksiyonları ile rüzgar hızı modellemesi önerilmiştir. Bu kapsamda yeni metrik fonksiyonu ve bunlara ilişkin geodezikler ile hesaplanan model de daha hassas yaklaşımda rüzgar hızları modellendiği sonucuna ulaşılmıştır.

Yeni modelin analizi Ekim 2015-Eylül 2016 Bozcaada verileri üzerinden uygulamalı olarak gösterilmiştir. Özellikle uygulamada Finsler geometrisi ile yapılan analizde, dağılımın aşım noktalarının modelleme konusunda iyi sonuçlar verdiği söylenebilir. Ocak verisinin hata performans kriterleri referans alındığında Finsler geometrisi Weibull dağılımına göre hata oranı düşük olsa da tepe değerlerinde ki yaklaşımı diğer modellere göre daha hassastır.

Önerilen model, parametrelerinin değiştirilmesi sayesinde dünyadaki tüm bölgelerde rüzgar verileri için kullanılabilir niteliktedir. Bu çalışmada geliştirilen Finsler geometri tabanlı modelde farklı parametre kestirim yöntemlerinin de gelecek çalışmalarda kullanılabilmesi düşünülmektedir.

5. Kaynaklar

[1] IEA., Key World Energy Statistics, IEA: <https://www.iea.org/publications/>, (Ziyaret Edilme Tarihi, 24.03.2017).

[2] GWEC, "Global Wind Report 2016", <http://www.gwec.net/publications>, 2016.

[3] Baseer, M. A., Meyer, J. P., Rehman, S. and Alam, M. M., "Wind power characteristics of seven data collection sites in Jubail, Saudi Arabia using Weibull parameters", *Renewable Energy*, 102: 35-49 (2017).

[4] Bassyouni, M., Gutub, S. A., Javaid U., Awais, M., Rehman, S., Hamid SS, Abdel-Aziz M. H., Abouel-Kasem, A. and Shafeek, H. "Assessment and analysis of wind power resource using weibull parameters", *Energy Exploration & Exploitation*, 33(1): 105-22 (2015).

[5] Akdağ, S. A. and Güler, Ö., "Weibull Dağılım Parametrelerini Belirleme Metodlarının Karşılaştırılması", *VII. Ulusal Temiz Enerji Sempozyumu*, (2008).

[6] Akdağ, S. A., and Güler, Ö., "Wind characteristics analyses and determination of appropriate wind turbine for Amasra—Black Sea region, Turkey", *International Journal of Green Energy*, 7(4): 422-433 (2010).

[7] Kantar, Y. M., Kurban, M. and Hocaoglu, F. O., "Comparison of six different parameter estimation methods in wind power applications", *Scientific Research and Essays*, 6(32): 6594-6604 (2011).

[8] Kurban, M., Hocaoglu, F. O. and Kantar, Y. M., "The comparative analysis of two different statistical distributions used to estimate the wind energy potential", *Pamukkale University Journal of Engineering Sciences*, 13(1):103-9 (2007).

[9] Celik, A. N., "A statistical analysis of wind power density based on the Weibull and Rayleigh models at the southern region of Turkey", *Renewable Energy*, 29(4): 593-604 (2004).

[10] Dokur, E., and Kurban, M., "Wind Speed Potential Analysis Based on Weibull Distribution", *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, 3(4):231-235 (2015).

[11] Garcia, A., Torres, J. L., Prieto, E. and De Francisco A., "Fitting wind speed distributions: a case study", *Solar Energy*, 62(2): 139-144 (1998).

[12] Justus, C.G., Hargraves, W. R. and Yalcin, A., "Nationwide assessment of potential output from wind-powered generators" *Journal of Applied Meteorology* 15(7): 673-678 (1976).

- [13] Luna, R. E. and Church, H. W., "Estimation of long-term concentrations using a "universal" wind speed distribution", *Journal of Applied Meteorology*, 13(8): 910-916 (1974).
- [14] Kiss, P. and Jánosi, I. M., Comprehensive empirical analysis of ERA-40 surface wind speed distribution over Europe", *Energy Conversion and Management*, 49(8): 2142-2151 (2008).
- [15] Brano, V. L., Orioli, A., Ciulla, G. and Culotta, S., "Quality of wind speed fitting distributions for the urban area of Palermo, Italy", *Renewable Energy*, 36(3): 1026-1039 (2011).
- [16] Bardsley, W. E., "Note on the use of the inverse Gaussian distribution for wind energy applications" *Journal of Applied Meteorology*, 19(9): 1126-1130 (1980).
- [17] Morgan, E. C., Lackner, M., Vogel, R. M. and Baise, L.G., "Probability distributions for offshore wind speeds", *Energy Conversion and Management*, 52(1): 15-26 (2011).
- [18] Kaminsky, F. C., "Four probability densities/log-normal, gamma, Weibull, and Rayleigh/and their application to modelling average hourly wind speed", *In International Solar Energy Society Annual Meeting*, 19-6 (1977).
- [19] Sherlock, R.H., "Analyzing winds for frequency and duration", *In On Atmospheric Pollution American Meteorological Society*, 42-49 (1951).
- [20] Kollu, R., Rayapudi, S. R., Narasimham, S. V. L. and Pakkurthi, K. M. "Mixture probability distribution functions to model wind speed distributions" *International Journal of Energy and Environmental Engineering*, 3(1): 27 (2012).
- [21] Jaramillo, O. A. and Borja, M. A., "Wind speed analysis in La Ventosa, Mexico: a bimodal probability distribution case", *Renewable Energy*, 29(10):1613-1630 (2004).
- [22] Takle, E. S. and Brown, J. M., "Note on the use of Weibull statistics to characterize wind-speed data", *Journal of Applied Meteorology*, 17(4): 556-559(1978).
- [23] Zaharim, A., Najid, S. K., Razali, A. M. and Sopian, K., "Analyzing Malaysian wind speed data using statistical distribution", *In Proceedings of the 4th IASME/WSEAS International Conference on Energy & Environment*, Cambridge, UK, (2009).
- [24] Carta, J. A., Ramirez, P. and Velazquez, S., "A review of wind speed probability distributions used in wind energy analysis: Case studies in the Canary Islands", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13(5): 933-955 (2009).
- [25] Van, D. A. L., Meyer D. F and Malet, L. M., "The use of the Weibull three-parameter model for estimating mean wind power densities", *Journal of Applied Meteorology*, 19(7): 819-825 (1980).
- [26] Sharma, K. and Ahmed, M. R., "Wind energy resource assessment for the Fiji Islands: Kadavu Island and Suva Peninsula", *Renewable Energy*, 89: 168-180 (2016).
- [27] Pishgar-Komleh, S. H., Keyhani, A. and Sefeedpari, P., "Wind speed and power density analysis based on Weibull and Rayleigh distributions (a case study: Firouzkooh county of Iran)", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 42:313-322 (2015).
- [28] Akgül, F. G., Şenoğlu, B. and Arslan, T. "An alternative distribution to Weibull for modeling the wind speed data: Inverse Weibull distribution", *Energy Conversion and Management*, 114: 234-240 (2016)
- [29] Ceyhan S. ve Çivi G., "Bazı özel kropina uzayları ve kropina metrik dönüşümleri", *Türkiye Alim Kitapları*, (2014).
- [30] Dokur, E., Ceyhan, S. and Kurban, M., "Finsler Geometry for Two-Parameter Weibull Distribution", *Mathematical Problems in Engineering*, (2017).



Emrah DOKUR

1987 İstanbul doğumlu olan Emrah DOKUR, İstanbul Bahçelievler Lisesinden birincilikle mezun olduktan sonra, 2010 yılında İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde lisans eğitimini tamamlamıştır. 2011 yılında Arçelik firmasının Çerkezköy Kampüsünde Üretim Mühendisi olarak çalıştıktan sonra, 2013 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi (İTÜ) Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalından yüksek lisans diplomasını aldı. 2011 yılında Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi kadrosunda görev aldıktan sonra, aynı üniversitenin Enerji Sistemleri Mühendisliği doktora programından mezun oldu. Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde 2017 yılında Yardımcı Doçent Doktor olarak görev almış; halen bu görevi sürdürmektedir. Yüksek gerilim tekniği, yenilenebilir enerji kaynakları, rüzgar enerjisi dönüştürme sistemleri ve güç sistem analizi konularında çalışmalarına devam etmektedir.



Salim CEYHAN

1971 Gölcük/Kocaeli doğumlu olan Salim Ceyhan, 1991 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi (İTÜ) Matematik Mühendisliği bölümünden mezun oldu. 1994 ve 2009 yıllarında aynı üniversitenin Fen Bilimleri Enstitüsü Matematik Mühendisliği Anabilim dalı programında sırasıyla yüksek lisans ve doktora eğitimlerini tamamladı. 1992-2002 yılları arasında İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Edebiyat Fakültesi Matematik Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi kadrosunda görev aldı. Şu an Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Bilgisayar Mühendisliği bölümünde Yardımcı Doçent Doktor olarak görevini sürdürmektedir. Uygulamalı matematik, diferansiyel geometri ve metrik uzayları konularında yayınları mevcuttur. Bilgisayarlı görüntü işleme konusunda çalışmalarına devam etmektedir.



Mehmet KURBAN

1991 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi (İTÜ) Elektrik Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği bölümünden mezun oldu. Aynı üniversitenin Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim dalından 1994 yılında yüksek lisans ve 2001 yılında doktora eğitimini tamamladı. 2002-2010 yılları arasında Anadolu Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde Yardımcı Doçent Doktor olarak görev yapmıştır. 2010 yılında Elektrik Elektronik Mühendisliği alanından Doçent ünvanı almış ve 2015 yılında Profesör olmuştur. 2010 yılından beri Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde görev yapmaktadır. Güç sistem analizi, yenilenebilir enerji kaynakları konularında çalışmalarına devam etmektedir.



Hız-Algilayıcı Doğrudan Vektör Kontrollü Asenkron Motor Sürücüleri için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Stator ve Rotor Direnci Kestiricisi

Reduced Order Extended Kalman Filter based Stator and Rotor Resistance Estimator for Speed-Sensored Direct Vector Controlled Induction Motors Drives

Rıdvan Demir¹, Murat Barut², Recep Yıldız², Emrah Zerdali², Remzi İnan²

¹Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Niğde
ridvandemir@ohu.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Niğde
mbarut@ohu.edu.tr, ryildiz@ohu.edu.tr, ezerdali@ohu.edu.tr, rinan@ohu.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, hız-algılayıcı doğrudan vektör kontrollü asenkron motor (ASM) sürücüleri için indirgenmiş dereceli yeni bir genişletilmiş Kalman filtresi (İDGKF) tabanlı kestirici tasarlanarak benzetim temelli olarak gerçekleştirilmiştir. Önerilen İDGKF ile DVK tabanlı ASM sürücüsü için gerekli olan stator duran eksen takımındaki rotor akılarının $\alpha\beta$ bileşenlerine ($\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ 'ya) ilave olarak değeri sıcaklık ve frekansla değişen stator direnci (R_s) ve rotor direnci (R_r) anma hızı, orta hız ve düşük/sıfır hız bölgelerinde eş zamanlı olarak kestirilmektedir. Hız, yük momenti (t_L), R_r ve R_s 'nin zorlayıcı değişimleri altında üretilen senaryolar ile test edilen İDGKF'ye ilişkin benzetim temelli kestirim sonuçları ve bu yüzden DVK'lı ASM sürücüsünün kontrol başarımı oldukça tatmin edicidir. Ayrıca İDGKF algoritmasının tam dereceli eşdeğerine göre daha az hesap yükü gerektirdiği bu çalışma kapsamında onaylanmaktadır.

Anahtar Kelimeler:Asenkron motor, doğrudan vektör kontrol, parametre kestirimi, genişletilmiş Kalman filtresi

Abstract

In this study, speed-sensored direct vector control of induction motors (IMs) is implemented by proposing and using a novel reduced order extended Kalman filter (ROEKF). In addition to $\alpha\beta$ -components of rotor fluxes in stator stationary axis ($\varphi_{r\alpha}$ and $\varphi_{r\beta}$), stator resistance (R_s) and rotor resistance (R_r) whose values vary according to temperature and frequency are simultaneously estimated by the proposed ROEKF in a wide speed range. Under challenging variations of rotor angular velocity, load torque (t_L), R_r , and R_s , the obtained simulation based estimation results associated with the ROEKF and thus control performances of the designed direct vector controlled

IM drive are quite satisfactory and validate to require less computational load than its full-order counterpart.

Keywords: Induction motor, Direct vector control, parameter estimation, extended Kalman filter

1. Giriş

Asenkron motorlar sağlam, verimli, güvenilir ve az bakım gerektirmelerinden dolayı değişken hız ve moment kontrollü gerektiren uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Ancak, karmaşık yapıları ve doğrusal olmayan matematiksel modellerinden dolayı parametre değişimleri ve diğer çalışma şartlarına bağlı olarak, birçok kontrol problemlerine sahiptirler. ASM'lerin hız-algılayıcı doğrudan vektör kontrol sistemi $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ bilgilerini gerektirmektedir. Ancak, bu büyüklüklerinin doğru değerleri ASM parametrelerine karşı büyük oranda bağlıdır. Özellikle kontrol sistemi ve kestirim başarımlarında parametrelerden kaynaklı bozulmaların önlenmesi için motor parametrelerinin iyi bilinmesi gerekmektedir. Elektriksel parametreler d.a testi ve kilitli rotor/boşta çalışma deneyleri ile doğrudan belirlenebilir olsalar da değerleri sıcaklık ve frekansa bağlı olarak çalışma koşullarından etkilenmektedir. Bu yüzden yüksek başarımlı kontrol için bu parametrelerin özellikle R_r ve R_s 'nin kestirilmesi gerekmektedir.

Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde hız-algılayıcı olarak R_r ve/veya R_s kestirimine odaklanan bazı çalışmalar [1-11] bulunmaktadır. Bu çalışmalardan, Ref. [1]'de bir faz akım algılayıcı kullanarak uyarlamalı gözlemleyici ile rotor akısına ilave olarak R_r ve R_s kestirimi gerçekleştirilmektedir. Fakat düşük/sıfır hız bölgesinde her hangi bir sonuç sunulmamıştır. Ref. [2]'de aktif ve reaktif güç tabanlı kestirici ile sadece R_r ve R_s kestirimi yapılmakta olup, yük momentinin artması ile kestirimin yakınsama hızının iyileştiği ifade edilmektedir. Ref. [3]'te doğ-

rusal olmayan bulanık gözlemleyici ile kestirilen R_s ile birlikte ileri beslemeli yapay sinir ağları kullanılarak R_r kestirilmektedir. Kestirim sonuçları anma hızının %70'inde sunulmakta ve çok düşük/sıfır hız bölgelerini kapsamamaktadır. Ref. [4]'te rotor akılı modeli kullanan tam dereceli GKF (TDGKF) ile R_r ve R_s kestirilmekle birlikte ASM'nin çalıştığı hız aralığı ve ASM'ye uygulanan yük momenti bilgisi verilmemektedir. Ref. [5]'te doğrusal olmayan vektör kontrol başarımını arttırmak için R_r kestirimi hız algılayıcı olarak gerçekleştirilmekte ama sıfır hız sonuçları sunulmamaktadır. Ref. [6]'da reaktif güç tabanlı MUS ile rotor direnci kestiricisi tasarlanmış ve dolaylı vektör kontrol sistemi ile test edilmiştir. Ancak önerilen kestiriciye ait çok düşük/sıfır hız sonuçları verilmemiştir. Ref. [7]'de reaktif güç tabanlı MUS ile rotor direnci kestiricisi tasarlanmış ve MUS'a ait uyarılama mekanizması olarak geleneksel PI kontrolör yerine parçacık sürü optimizasyon algoritması tabanlı kat-sayıları çevrimiçi ayarlanan adaptif PI kontrolör kullanılmıştır. Kestirim sonuçları ise sadece sabit yüksek hız bölgesinde ve değişken yük momenti değerleri altında sunulmuştur. Ref. [8]'de yapay sinir ağı (YSA) tabanlı rotor akılı MUS ile rotor direnci kestirimi gerçekleştirilmiştir. Ref. [9]'da ise aktif güç ve motor momenti tabanlı modele uyarılmalı sistem ile rotor direnci kestirilmektedir. Ref. [10]'da parametre kestirim tabanlı rotor akısı gözlemleyicisi ile R_r kestirilmektedir. Ref. [11]'de stator akılı ASM modeli kullanan TDGKF ile R_r ve R_s 'nin kestirimi geniş bir hız bölgesinde ve farklı yük momenti değerleri altında gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmanın temel katkısı ASM'nin yüksek başarılı DVK'si için, hız-algılayıcı olarak $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_s ve R_r 'yi eş-zamanlı olarak kestiren İDGKF tasarlayarak sürekli sıfır hız dahil çok geniş bir hız aralığında çalışabilen ve [4]'deki eş değeri tam dereceli GKF temelli sürücünden daha az hesap yükü içeren DVK'lı ASM sürücüsünü literatüre tanıtmaktır. Hız, t_L , R_r ve R_s 'nin zorlayıcı değişimlerini içeren senaryolar ile elde edilen benzetim sonuçları, önerilen İDGKF ve bu yüzden DVK'lı ASM sürücüsünün oldukça iyi bir başarıma sahip olduğunu göstermektedir. Bu yönleri ile [12]'deki çalışmanın genişletilmiş halidir.

Bu çalışma beş bölümden oluşmaktadır. Bölüm 1'de literatürde mevcut olan çalışmalar, Bölüm 2'de ASM'nin genişletilmiş matematiksel modeli, Bölüm 3'te İDGKF algoritmasının tasarımı ve Bölüm 4'te İDGKF tabanlı kestiricinin benzetim sonuçları sunulmaktadır. Bölüm 5'te elde edilen sonuçlar ile birlikte gelecek çalışmalar açıklanmıştır.

2. ASM'nin genişletilmiş matematiksel modeli

ASM'nin genişletilmiş matematiksel modelinin genel ifadesi (1) ve (2)'deki gibi verilebilir:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}_e(t) &= \underline{f}_e(\underline{x}_e(t), \underline{u}_e(t)) + \underline{w}_1 \\ &= \underline{A}_e(\underline{x}_e(t))\underline{x}_e(t) + \underline{B}_e\underline{u}_e(t) + \underline{w}_{e1} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \underline{Z}(t) &= \underline{h}_e(\underline{x}_e(t)) + \underline{w}_2 \text{ (Ölçüm Eşitliği)} \\ &= \underline{H}_e\underline{x}_e(t) + \underline{w}_{e2} \end{aligned} \quad (2)$$

Burada, \underline{x}_e genişletilmiş durum vektörü, \underline{f}_e durum ve girişlerin

doğrusal olmayan fonksiyonu, \underline{A}_e sistem matrisi, \underline{u}_e kontrol giriş vektörü, \underline{B}_e giriş matrisi, \underline{w}_{e1} işlem gürültüsü, \underline{h}_e çıkışların fonksiyonu, \underline{H}_e ölçüm matrisi ve \underline{w}_{e2} ise ölçüm gürültüsüdür.

(1) ve (2)'deki genel ifadeye göre, genişletilmiş ASM modeline ait matris ve vektörler (3) ve (4)'de sunulmaktadır.

Burada, $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$ stator gerilimlerinin stator duran eksen takımındaki bileşenlerini, $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ stator gerilimlerinin stator duran eksen takımındaki bileşenlerini, R_s ve R_r sırasıyla stator ve rotor dirençlerini, L_s , L_r ve L_m sırasıyla stator, rotor ve mıknatıslama endüktanslarını, $L_\sigma = \sigma L_s = L_s - L_m^2/L_r$ stator geçici endüktansını, σ kaçak föktörünü, p_p kutup çifti sayısını ve T örnekleme zamanını ifade etmektedir.

3. Önerilen İDGKF algoritmasının tasarımı

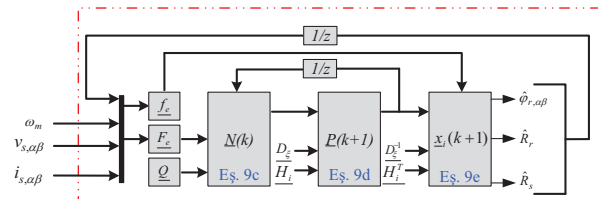
Tam dereceli (TDGKF) tabanlı kestirim algoritmasının hesaplama yükünü azaltmak için (1) ve (2) kullanılarak bu çalışma kapsamında önerilen ve yalnızca ölçülmeyen durum ve parametreleri kestiren indirgenmiş dereceli ASM modeline ait genel ifadeler (5) ve (6)'daki gibi elde edilebilir:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}_i(t) &= \underline{f}_i(\underline{x}_i(t), \underline{u}_i(t)) + \underline{w}_{i1} \\ &= \underline{A}_i(\underline{x}_i(t))\underline{x}_i(t) + \underline{B}_i\underline{u}_i(t) + \underline{w}_{i1} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \underline{Z}(t) &= \underline{h}_i(\underline{x}_i(t), \underline{u}_i(t)) + \underline{w}_{i2} \text{ (Ölçüm Eşitliği)} \\ &= \underline{H}_i\underline{x}_i(t) + \underline{w}_{i2} \end{aligned} \quad (6)$$

Eşitlik (5) ve (6)'ya göre önerilen indirgenmiş ASM modeline ait matris ve vektörler (7) ve (8)'deki gibi elde edilebilir.

$\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r ve R_s değerlerinin eş-zamanlı kestirimini gerçekleştirmek için önerilen bu model kullanılarak, İDGKF algoritması eşitlikleri (9a-9e) ve akış şeması (Şekil 1) geliştirilmektedir.



Şekil 1: İDGKF'nin akış şeması.

$$\underline{F}_i(k) = \left. \frac{\partial \underline{f}_i(\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k))}{\partial \underline{x}_i(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_i(k), \underline{u}_i(k)} \quad (9a)$$

$$\underline{H}_i(k) = \left. \frac{\partial \underline{h}_i(\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k))}{\partial \underline{x}_i(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_i(k), \underline{u}_i(k)} \quad (9b)$$

$$\underline{N}(k) = \underline{F}_i(k)\underline{P}(k)\underline{F}_i(k)^T + \underline{Q} \quad (9c)$$

$$\underline{P}(k+1) = \underline{N}(k) - \quad (9d)$$

$$\begin{aligned} \underline{N}(k)\underline{H}_i^T(D_\xi + \underline{H}_i\underline{N}(k)\underline{H}_i^T)^{-1}\underline{H}_i\underline{N}(k) \\ \hat{\underline{x}}_i(k+1) &= \hat{\underline{f}}_i(\hat{\underline{x}}_i(k), \underline{u}_i(k)) + \\ &P(k+1)\underline{H}_i^T D_\xi^{-1}(Z(k+1) - \underline{H}_i\hat{\underline{x}}_i(k)) \end{aligned} \quad (9e)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{R}_r \\ \dot{R}_s \end{bmatrix}}_{\dot{\underline{x}}_e} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}\right) & 0 & \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r} p_p \omega_m & 0 & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}\right) & -\frac{L_m}{L_\sigma L_r} p_p \omega_m & \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} & 0 & 0 \\ \frac{R_r}{L_r} L_m & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -p_p \omega_m & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_r}{L_r} L_m & p_p \omega_m & -\frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T}_{\underline{B}_e^T} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{u}_e} + \underline{w}_{e1}(t) \quad (3)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{Z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_e} \underline{x}_e + \underline{w}_{e2}(t) \quad (4)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{R}_r \\ \dot{R}_s \end{bmatrix}}_{\dot{\underline{x}}_i} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -p_p \omega_m & \frac{L_m i_{s\alpha}}{L_r} & 0 \\ -p_p \omega_m & -\frac{R_r}{L_r} & \frac{L_m i_{s\beta}}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_i} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_i} + \underline{w}_{i1}(t) \quad (7)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ i_{s\beta} - \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma} \end{bmatrix}}_{\underline{Z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} & \frac{L_m p_p \omega_m}{L_\sigma L_r} & -\frac{L_m^2 i_{s\alpha}}{L_r^2 L_\sigma} & -\frac{i_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ -\frac{L_m p_p \omega_m}{L_\sigma L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} & -\frac{L_m^2 i_{s\beta}}{L_r^2 L_\sigma} & -\frac{i_{s\beta}}{L_\sigma} \end{bmatrix}}_{\underline{H}_i} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_i} + \underline{w}_{i2}(t) \quad (8)$$

Burada, \underline{F}_i (5-6) ile verilen doğrusal olmayan modelin doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyonunu, \underline{Q} modelleme hatası olarak isimlendirilen sistem gürültü matrisinin kovaryansını, \underline{D}_ξ ölçüm hatası olarak isimlendirilen çıkış gürültü matrisinin kovaryansını, \underline{P} ve \underline{N} ise sırasıyla, durum kestirim hatası ve onun dış değerlemesinin (extrapolation) kovaryans matrislerini ifade etmektedir.

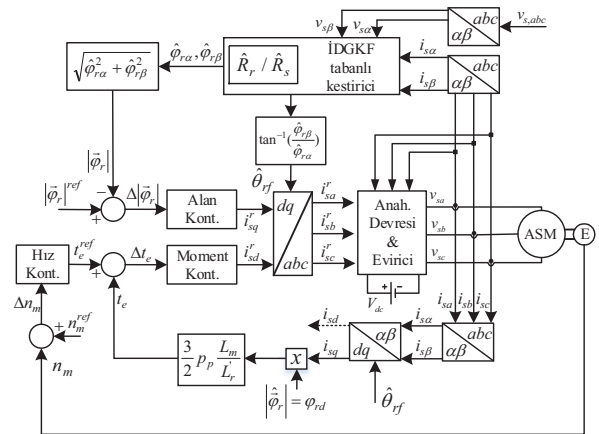
4. Benzetim sonuçları ve gözlemler

Hız-algılayıcı olarak R_r ve R_s 'nin eş-zamanlı kestirimi için tasarlanan İDGKF tabanlı kestiricinin başarımı Şekil 2'de verilen DVK'lı ASM sürücü sistemi kullanılarak benzetim ortamında test edilmektedir. Şekil 2'de verilen DVK'lı sürücü sisteminde, $\hat{\theta}_{rf}$ stator duran eksen takımındaki α -ekseni ile dönen eksen takımındaki d -ekseni arasında tanımlanan alan açısıdır. Sürücü sisteminde kullanılan bütün kontrolörler geleneksel oran + integral açılı (proportional +integral-PI) kontrolörlerdir. Önerilen kestirim algoritmasından yüksek kestirim başarımı elde etmek için kullanılan kovaryans matrisleri deneme-yanılma yöntemi ile aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$Q = \text{diag}\{1e-10, 1e-10, 1e-4, 1e-4\}$$

$$D_\xi = \text{diag}\{1e-6, 1e-6\}$$

$$P = \text{diag}\{10, 10, 10\}$$



Şekil 2: Önerilen İDGKF'yi kullanan hız-algılayıcı doğrudan vektör kontrollü ASM sürücü sistemi.

Tablo 1: Benzetimde kullanılan ASM parametrelerinin anma değerleri [13].

$R_{sN} [\Omega]$	$R_{rN} [\Omega]$	$L_{ls} [H]$	$L_{lr} [H]$
2.283	2.133	0.0111	0.0111
$L_m [H]$	$t_L [N.m]$	P_p	$N_{mN} [rpm]$
0.22	20	2	1430
$B_T [Nm/(rad/s)]$	$J_{TN} [kg.m^2]$		
0.001	0.0183		

Önerilen İDGKF tabanlı kestirici ve DVK'lı ASM sürücüsü, anma değerleri Tablo 1'de verilen ASM parametreleri kullanılarak yüksek hız, orta hız ve düşük hız bölgeleri olmak üzere üç farklı senaryo ile test edilmektedir.

4.1. Yüksek (anma) hız bölgesi çalışması

Önerilen İDGKF algoritması ve DVK'lı ASM sürücüsü Şekil 3'te verilen senaryolar ile anma hızı bölgesinde test edilmektedir. Şekil 3 ile verilen senaryolarda;

- ASM anma hızında ve her iki yönde çalıştırılmaktadır.
- ASM'ye uygulanan yük momentini 20 $N.m$ ile $-20 N.m$ arasında doğrusal olarak değiştirilmektedir.
- R_r ve R_s basamak ve doğrusal bir şekilde farklı hız bölgelerinde artırılıp azaltılmaktadır.

Şekil 3'te verilen senaryolar ile test edilen İDGKF tabanlı kestirici ve bu kestiriciyi kullanan DVK'lı ASM sürücüsüne ait benzetim sonuçları Şekil 4 ve 5'de verilmiştir. Önerilen İDGKF algoritmasından elde edilen kestirim sonuçlarında, " $\hat{\cdot}$ " kestirilen durumları/parametreleri ve $e_{(\cdot)}$ ise kestirilen ile gerçek değer arasındaki fark olarak tanımlanan hatayı ifade etmektedir.

4.2. Orta hız bölgesi çalışması

Önerilen İDGKF algoritması ve DVK'lı ASM sürücüsü Şekil 6'da verilen senaryolar ile orta hız bölgelerinde test edilmektedir. Şekil 6 ile verilen senaryolarda;

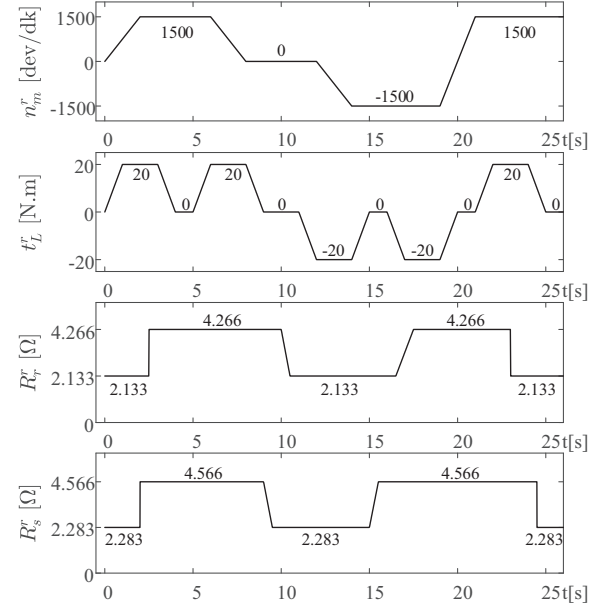
- ASM orta hızda ve her iki yönde çalıştırılmaktadır.
- ASM'ye uygulanan yük momentini 20 $N.m$ ile $-20 N.m$ arasında doğrusal olarak değiştirilmektedir.
- R_r ve R_s basamak ve doğrusal bir şekilde farklı hız bölgelerinde artırılıp azaltılmaktadır.

Şekil 6'da verilen senaryolar ile test edilen İDGKF tabanlı kestirici ve bu kestiriciyi kullanan DVK'lı ASM sürücüsüne ait benzetim sonuçları Şekil 7 ve 8'de verilmiştir.

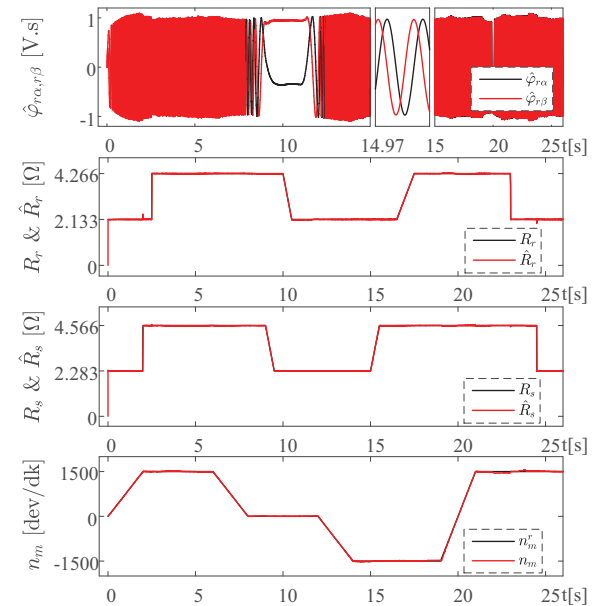
4.3. Düşük/sıfır hız bölgesi çalışması

Önerilen İDGKF algoritması ve DVK'lı ASM sürücüsü Şekil 9'da verilen senaryolar ile düşük/sıfır bölgelerinde test edilmektedir. Şekil 9 ile verilen senaryolarda;

- ASM düşük/sıfır hız bölgelerinde çalıştırılmaktadır.
- ASM'ye uygulanan yük momentini 20 $N.m$ ile $-10 N.m$ arasında basamak şeklinde değiştirilmektedir.



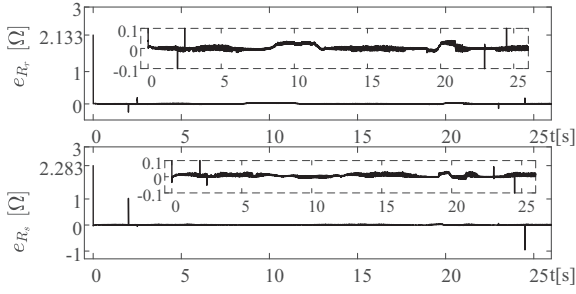
Şekil 3: Önerilen İDGKF tabanlı DVK'lı ASM sürücüsü sistemini yüksek hız bölgesinde test etmek için n_m^r , t_L^r , R_r^r and R_s^r değişimleri.



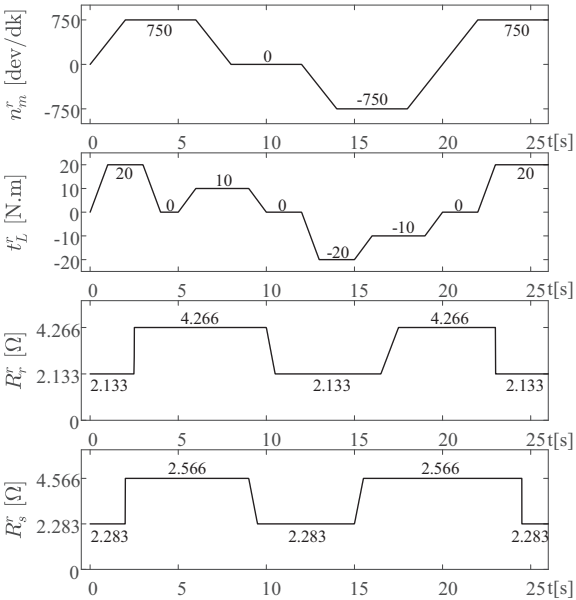
Şekil 4: DVK'lı ASM sürücüsü sistemi ve İDGKF temelli kestiricinin yüksek hızlardaki benzetim sonuçları.

- R_r ve R_s basamak ve doğrusal bir şekilde farklı hız bölgelerinde artırılıp azaltılmaktadır.

Şekil 9'da verilen senaryolar ile test edilen İDGKF tabanlı kestirici ve bu kestiriciyi kullanan DVK'lı ASM sürücüsüne ait benzetim sonuçları Şekil 10 ve 11'de verilmiştir.



Şekil 5: Anma hızında DVK'lı ASM sürücüsü ve İDGKF temelli kestirim algoritmasına ilişkin izleme ve kestirim hataları.

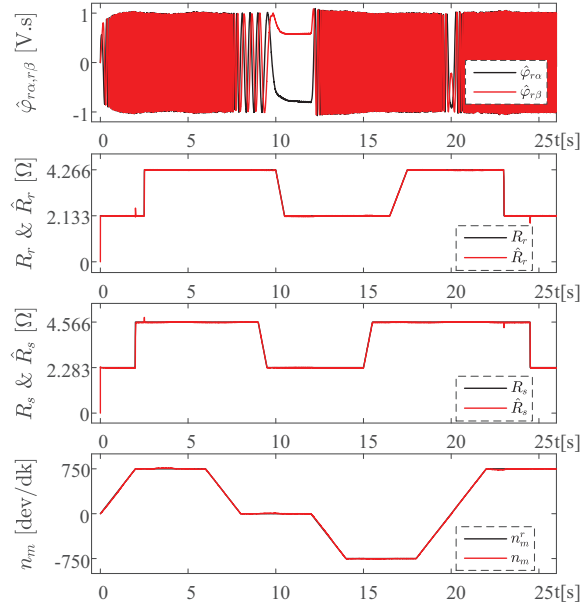


Şekil 6: Önerilen İDGKF tabanlı DVK'lı ASM sürücü sistemini orta hız bölgesinde test etmek için n_m^r , t_L^r , R_r^r and R_s^r değişimleri.

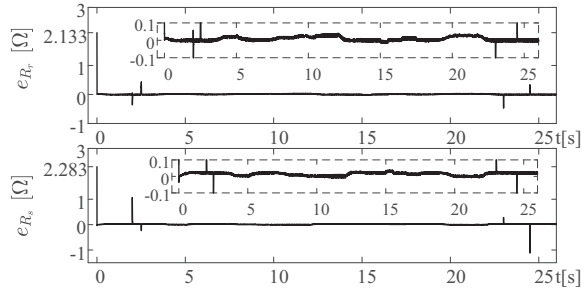
4.4. Gözlemler

Önerilen İDGKF tabanlı kestiriciden farklı hız bölgelerinde elde edilen benzetim sonuçları incelendiğinde aşağıdaki gözlemler yapılabilir.

- Kestirilen durum ve parametrelerin başlangıç değerleri sıfır olarak seçilmesine rağmen bütün kestirimler ani olarak gerçek değerine yakınsamıştır.
- Sürekli sıfır/çok düşük (0 dev/dk , 100 dev/dk), orta (750 dev/dk) ve anma (1500 dev/dk) hızlarında, farklı yük momentleri (0 N.m , 10 N.m , 20 N.m , -20 N.m) altında, R_r ve R_s 'nin basamak ve/veya doğrusal değişimlerinden elde edilen kestirim sonuçları önerilen kestiricinin etkinliğini göstermektedir.
- Düşük orta ve yüksek hız senaryolarında ASM'ye uygulanan hız referansı sürekli sıfır hız da dahil olmak



Şekil 7: DVK'lı ASM sürücü sistemi ve İDGKF temelli kestiricinin orta hızlardaki benzetim sonuçları.

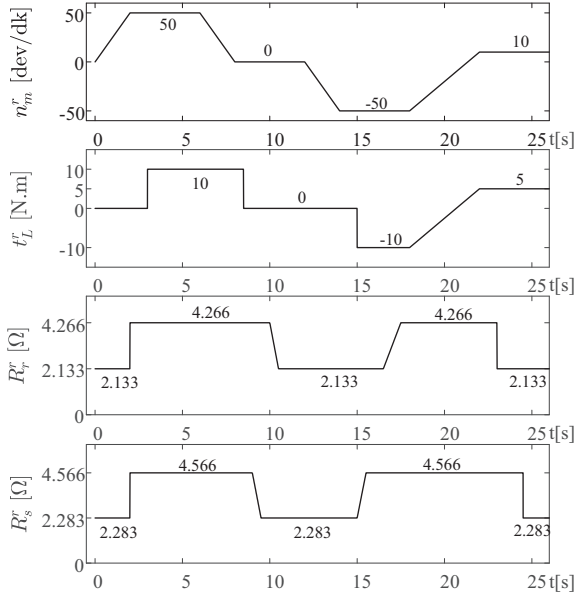


Şekil 8: Orta hız bölgesinde DVK'lı ASM sürücüsü ve İDGKF temelli kestirim algoritmasına ilişkin izleme ve kestirim hataları.

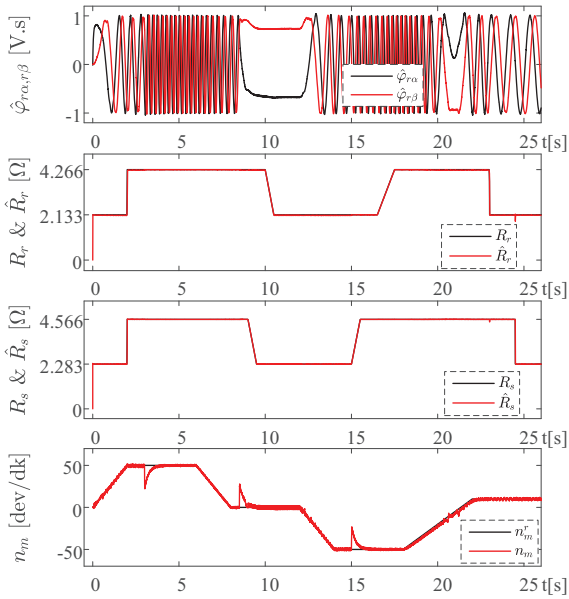
üzere dört bölgeyi kapsamaktadır. Böylece gerçekleştirilen kestirimler anma hızı (1500 dev/dk) ile anma hızının tersi (-1500 dev/dk) arasındaki tüm hız bölgelerinde gerçekleştirilmektedir.

- Benzetim sonuçları İDGKF algoritmasının dört bölgede de yüksek kestirim başarımına sahip olduğunu onaylanmaktadır.
- Özetle hız-algılayıcı DVK sistemi için gerekli olan bütün durumlar ($\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$) ile birlikte R_r ve R_s , önerilen İDGKF ile yüksek bir doğrulukla benzetim ortamında kestirilebilmektedir.

Başarımlarına ilave olarak bu çalışmada, önerilen İDGKF algoritması ile aynı durum ve parametreleri kestiren [4]'deki TDGKF algoritmasının kullanıldığı DVK'lı sürücü sistemleri işlem süreleri bakımından karşılaştırılmışlardır. Bu amaçla, her iki algoritmayı içeren sürücü sistemleri, Şekil 3'de verilen

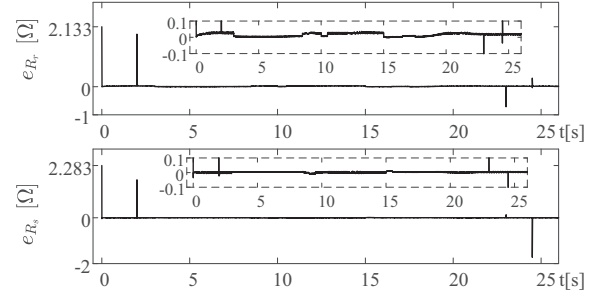


Şekil 9: Önerilen İDGKF tabanlı DVK'lı ASM sürücü sisteminin düşük hız bölgesinde test etmek için n_m^r , t_L^r , R_r^r ve R_s^r değişimleri.



Şekil 10: DVK'lı ASM sürücü sistemi ve İDGKF temelli kestiricinin düşük hızlardaki benzetim sonuçları.

senaryolar altında aynı bilgisayar ortamında 100 defa çalıştırılıp ortalama çalışma süreleri Matlab "tic, toc" komutu yardımı ile belirlenerek, elde edilen ortalama çalışma süreleri Tablo 2'de sunulmuştur. Sonuçlar, bu çalışmada önerilen İDGKF algoritmasının, [4]'deki TDGKF algoritmasına kıyasla daha az işlem yüküne sahip olduğunu onaylamaktadır.



Şekil 11: Düşük hız bölgesinde DVK'lı ASM sürücüsü ve İDGKF temelli kestirim algoritmasına ilişkin izleme ve kestirim hataları.

Tablo 2: Önerilen İDGKF ve TDGKF algoritmalarının çalışma süreleri.

Önerilen İDGKF	TDGKF
6.3022 s	7.2868 s

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, ASM'nin hız-algılayıcı yüksek başarılı kontrolü için $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ 'ya ilave olarak değeri sıcaklık ve frekansla değişen R_s ve R_r 'yi eş-zamanlı olarak kestiren yeni bir İDGKF tabanlı kestirici tasarlanarak, DVK'lı sürücü sistemde kullanılıp başarımı test edilmektedir. Sürekli sıfır, çok düşük, orta ve anma hız bölgelerinde yüklü/yüksüz durumları için R_r ve R_s 'nin basamak/doğrusal değişimlerini içeren senaryolardan elde edilen benzetim sonuçları,

- önerilen İDGKF tabanlı sürücünün oldukça iyi bir başarıma
- eş değeri TDGKF'ye kıyasla daha az bir işlem yüküne

sahip olduğunu göstermektedir. Tasarlanan sürücüye alan-zayıflama bölgesinde çalışma özelliğinin kazandırılması, gelecek çalışma olarak planlanmaktadır.

6. Teşekkür

Bu çalışma, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi "FEB 2016/09 BA-GEP" nolu proje ile desteklenmektedir.

7. Kaynakça

- [1] Salmasi, F. R. and Najafabadi, T. A., "An Adaptive Observer With Online Rotor and Stator Resistance Estimation for Induction Motors With One Phase Current Sensor," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 46(8), 1209-1222, 2011.
- [2] Shinohara K, Nagano, T., Arima, H. and Mustafa, W. Z. W., "Online tuning method of stator and rotor resistances in both motoring and regenerating operations for vector-controlled induction machines," *Elect. Eng. Jpn.*, 135(1), 56-64, 2001

- [3] Karanayil, B., Rahman, M. F. and Grantham, C., "Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 20(4), 771-780, 2005.
- [4] Talla, J., Peroutka, Z., Blahnik, V. and Streit, L., "Rotor and stator resistance estimation of induction motor based on augmented EKF," in *2015 International Conference on Applied Electronics (AE)*, 253-258, Sep. 2015.
- [5] Kan, J., Zhang, K. and Wang, Z. "Indirect vector control with simplified rotor resistance adaptation for induction machines," *IET Power Electron.*, 1284-1294, 2015.
- [6] Kanwal K. and Singh, M., "Rotor resistance estimation for induction motor using model reference adaptive controller," *2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON)*, Bikaner, India, 1-6, 25-27 Nov. 2016.
- [7] Chacko, S., Bhende, C. N., Jain, S. and Nema, R. K., "PSO based online tuning of PI controller for estimation of rotor resistance of indirect vector controlled induction motor drive," *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, Chennai, India, 4606-4611, 3-5 March 2016.
- [8] Arunachalam, V., Srinivasan, H. and Muthuramalingam, A., "A novel NN based rotor flux MRAS to overcome low speed problems for rotor resistance estimation in vector controlled IM drives," *Front. Energy*, 10(4), 382-392, 2016.
- [9] Mapelli, F. L., Tarsitano, D. and Cheli, F., "MRAS rotor resistance estimators for EV vector controlled induction motor traction drive: Analysis and experimental results," *Electric Power Systems Research*, 298-307, 2017.
- [10] Bazylev, D. N., Doria-Cerezo, A., Pyrkin, A. A., Bobtsov, A. A. and Ortega, R., "New Approach for Flux and Rotor Resistance Estimation of Induction Motors," *IFAC-Pap.*, 50(1), 1885-1890, 2017.
- [11] Demir, R., Barut, M., Yıldız, R., İnan, R. and Zerdali, E., "EKF based rotor and stator resistance estimations for direct torque control of Induction Motors," *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, Brasov, Romania, 376-381, 25-27 May 2017.
- [12] Demir, R., Barut, M., Yıldız, R., Zerdali, E. and İnan, R. "Asenkron Motorların hız-algılayıcı Doğrudan Vektör Kontrollü için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Stator ve Rotor Direnci Kestirimi," *1. Ulusal Elektrik Enerjisi Dönüşümü Kongresi*, Elazığ, Türkiye, 189-193, 21-22 Eylül 2017.
- [13] Barut, M. "Bi Input-extended Kalman filter based estimation technique for speed-sensorless control of induction motors," *Energy Conversion and Management*, pp. 2032-2040, 2010.



Rıdvan DEMİR

Rıdvan DEMİR 1986 Samsun doğumludur. Lisans ve yüksek lisans derecelerini sırasıyla 2007 ve 2011 yıllarında Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde, doktora derecesini ise 2018 yılında Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde almıştır. Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümünde Dr. Öğr. Üyesi olarak görev yapmaktadır. Akademik ilgi alanları güç elektroniği, motor sürücüler, hız-algılayıcısız/algılayıcı kontrol, doğrusal olmayan gözlemleyiciler ve elektromekanik sistemler için kestirici tasarımındaki uygulamaları içermektedir.



Murat BARUT

Murat BARUT 1973 Gaziantep doğumludur. Lisans derecesini Erciyes Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 1995 yılında, yüksek lisans derecesini Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 1997 yılında, doktora derecesini (Siemens mükemmellik ödülü ile) İstanbul Teknik Üniversitesi Kontrol ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nden 2005 yılında ve ikinci doktora derecesini University of Alaska Fairbanks Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nden 2006 yılında almıştır. Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde Doç. Dr. olarak görev yapmakta olup Elektrik Makineleri anabilim dalı ve Güç Kontrol Araştırma Laboratuvarı başkanlığı yapmaktadır. Akademik ilgi alanları hareket kontrolü, motor sürücüler, güç elektroniği, mekatronik, doğrusal olmayan gözlemleyiciler, elektromekanik sistemler için kestirici tasarımı ve elektrik makinelerinin yapay zeka tabanlı modellenmesi, optimizasyonu ve kontrolünü içermektedir.



Recep YILDIZ

Recep YILDIZ 1990 Kars doğumludur. Lisans ve yüksek lisans derecesini Niğde Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde sırasıyla 2014 ve 2016 yıllarında almıştır. Eylül 2016 tarihinden itibaren Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde doktora eğitimine devam etmektedir. 2015 yılında Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde araştırma görevlisi olarak göreve başlamış olup halen aynı üniversitede görevini sürdürmektedir. Akademik ilgi alanları asenkron motorların hız-algılayıcı/algılayıcısız kontrolü, gözlemleyiciler ve elektromekanik sistemler için kestirici tasarımını içermektedir.



Emrah ZERDALI

Emrah Zerdali 1987 İzmir doğumludur. 2009 yılında Pamukkale Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans derecesini, 2011 yılında Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans derecesini, 2016 yılında Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde doktora derecesini almıştır. Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde Dr. Öğr. Üyesi olarak görev yapmaktadır. Akademik ilgi alanı yapay zeka tabanlı tekniklerin ve optimizasyon yöntemlerinin güç elektroniği, motor sürücüler, hız-algılayıcısız kontrol, doğrusal olmayan gözlemleyiciler ve elektromekanik sistemler için kestirici tasarımdaki uygulamalarını içermektedir.



Remzi İNAN

Remzi İNAN 1987 Denizli doğumludur. 2009 yılında Pamukkale Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans derecesini, 2011 yılında Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans derecesini, 2016 yılında Ömer Halisdemir Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde doktora derecesini almıştır. Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde Dr. Öğr. Üyesi olarak görev yapmaktadır. Akademik ilgi alanı FPGA tabanlı asenkron motor sürücüleri, güç elektroniği, hız-algılayıcısız kontrol yöntemleri, doğrusal olmayan gözlemleyiciler ve elektromekanik sistemler için kestirici tasarımındaki uygulamaları içermektedir.



Doğrusal Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrusal Olmayan Manyetik Eşdeğer Devre ve Sonlu Elemanlar Tabanlı Tasarımı

Non-Linear Magnetic Equivalent Circuit and Finite Element Analysis Based Design of a Linear Permanent Magnet Synchronous Motor

Ayşe Barış¹, Mehmet Güleç², Yücel Demir¹ ve Metin Aydın²

¹Ar-Ge Departmanı
MDS Motor Tasarım Ltd.
ayse@mduomotor.com, yucel@mduomotor.com

²Mekatronik Müh. Böl.
Kocaeli Üniversitesi
mehmet.gulec@kocaeli.edu.tr, metin.aydin@kocaeli.edu.tr

Özet

Doğrusal elektrik motorları, dişli kutusu gibi ekstra aktarma elemanlarına olan ihtiyacı ortadan kaldırdığı için özellikle otomasyon uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir. Bu çalışmada sürekli mıknatıslı bir doğrusal senkron motorun (SMDSM) basit bir otomasyon uygulaması için 2-boyutlu (2B) Gauss-Siedel tabanlı doğrusal olmayan manyetik eşdeğer devre (MED) modeli oluşturulmuş ve hava aralığı, stator dişleri gibi kritik bölgelerdeki akı yoğunlukları hesaplanmıştır. Analitik olarak yapılan hesaplamalar ile zit elektromotor kuvveti (EMK) gerilimi ve çıkış kuvveti elde edilmiştir. Ayrıca motorun detaylı sonlu elemanlar analizi (SEA) gerçekleştirilerek MED modeli ve SEA sonuçlarının karşılaştırması yapılmıştır.

Anahtar kelimeler: doğrusal motor, doğrusal SM senkron motor, sürekli mıknatıslı senkron motor, senkron motor

Abstract

Linear motors are often used in the automation applications since they resolve the demand for the extra transmission components such as gearboxes. In this study, a two-dimensional (2D) Gauss-Siedel based non-linear magnetic equivalent circuit (MEC) model of a permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) is investigated for a simple automation application and flux densities at the critical regions such as air gap and stator teeth are calculated. The back electromotive force (EMF) voltage and the output force are obtained by analytical calculations. Finally, detailed finite element analysis (FEA) of the PMLSM is performed to compare the results obtained from MEC and FEA.

Keywords: linear motor, linear PM synchronous motor, permanent magnet synchronous motor, synchronous motor

1. Giriş

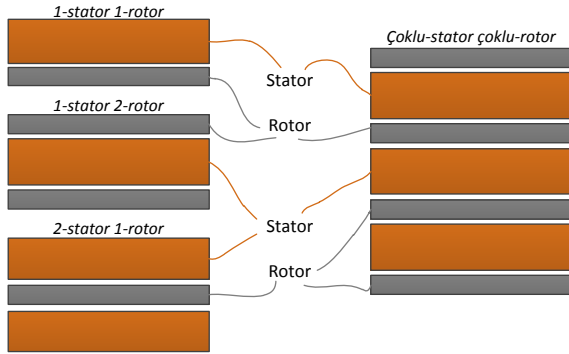
Doğrusal motorların tasarım prensipleri uzun yıllardır bilinmesine rağmen gelişimi son yıllarda, özellikle de kullanılan yazılımların ve analiz ilgisayarlarının gelişmesi ile artış göstermiştir. Güç elektroniği alanında yaşanan gelişmeler

sürücü sistemlerini de geliştirmiş ve bu motorların dinamik özelliklerinin iyileştirilmesiyle ve hızında artış ile kullanımı yaygınlaşmaya başlamıştır.

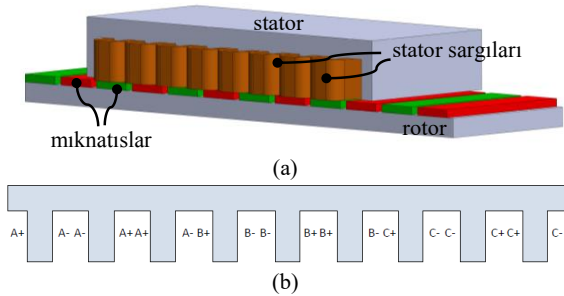
Doğrusal motorlar asenkron ya da fırçalı DC olabileceği gibi senkron motor olarak da tasarlanmakta ve kullanılmaktadır. Günümüzde doğrusal sürekli mıknatıslı senkron motorlar diğer topolojilere kıyasla daha sık uygulamalarda görülmektedir. Bu motorlar döner motorların bir düzlem üzerine açılmış hali olarak düşünülebilir. Bu motorlarda, bobin ve mıknatısların elektromanyetik olarak etkileşmesiyle manyetik enerji yüksek verimli doğrusal mekanik enerjiye dönüştürülür. Bu da döner motorlarda doğrusal hareket elde etmek amacıyla kullanılan kayış kasnak, dişli mekanizması gibi yapıları ortadan kaldırarak motorların daha yüksek hızlara ulaşabilmelerini, hassas konumlama yapabilmelerini, hızlı cevap yeteneğine sahip olmalarını ve geniş aralıkta kontrol edilebilmelerini sağlar. Bunun yanında doğrusal motorların kayıplarının düşük olması ve kuvvet yoğunluğunun yüksek olması gibi etmenler de günümüzde bu tip motorların endüstride kullanımını da arttırmaktadır [1]-[3].

Sürekli mıknatıslı (SM) doğrusal motorlarda bahsedilen avantajların yanında vuruntu kuvveti, kuvvet dalgalanması gibi motor performansını etkileyen dezavantajlar da mevcuttur. Bu dezavantajlar doğrusal motor tasarımında yapılan optimizasyonlar ve belirlenen oluk-kutup kombinasyonları sayesinde ortadan kaldırılabilmektedir [5]-[11]. SM doğrusal motor yapısı farklı stator ve rotor sayılarına sahip olabilir: 1-Stator 1-rotor, 2-stator 1-rotor, 1-stator 2-rotor ya da çoklu-rotor çoklu-stator alternatifleri (Şekil 1) uygulamalarda sıklıkla görülmektedir. Bu çalışmada kullanılan 1-rotor 1-statorlu doğrusal motor 3B yapısı, sargılar dahil stator ve rotor bileşenleri ise Şekil 2'de gösterilmiştir.

SM doğrusal motorlarda akı yoğunlukları motor performansını etkileyen önemli parametrelerden birisidir. Bu sebeple doğrusal motorların kritik bölgelerindeki akı yoğunlukları temelde sayısal yöntemler [4], manyetik alan hesabı [5] ve



Şekil 1: Doğrusal motor yapısı alternatifleri



Şekil 2: Bu çalışmada kullanılan 1-stator 1-rotorlu SM doğrusal motor (a) 3B modeli ve (b) sargı şeması

MED modeli kullanılarak elde edilmektedir [12]. MED modeli, SM motorlarda motorun tasarım aşamasında sıklıkla kullanılan bir yöntemdir. Basitleştirilmiş MED modeli, motorun basit olarak akı yoğunluklarının tespitinde sayısal yöntemlere göre ciddi oranda zamandan tasarruf sağlaması bakımından oldukça büyük avantaj sağlamaktadır. Doğrusal olmayan MED modellemede çok sayıda düğüm noktası ve relüktanslar kullanılarak detaylı bir eşdeğer devre modeli oluşturulur. Bu tip modeller 2B ve 3B olarak gerçekleştirilerek daha detaylı hale getirilebilir [13]-[19].

Bu çalışmada bir SMDSM 2B doğrusal olmayan MED modeli oluşturulmuş ve ön tasarımı yapılarak kritik bölgelerdeki akı yoğunlukları tespit edilmiştir. Temel ve en çok kullanılan yöntemlerden biri olan Gauss-Siedel ile doğrusal olmayan model elde edilmiş ve modeldeki bütün değişken relüktansların BH eğrisi hesaba katılmıştır. Ardından gerçekleştirilen hesaplamalar ile motor zıt-EMK gerilimi ve çıkış kuvveti elde edilmiştir. Sonrasında motorun sonlu elemanlar analizi (SEA) gerçekleştirilerek MED modeli ve SEA sonuçlarının karşılaştırması yapılmıştır. Motor tasarımı sonlandırılarak MED ve SEA farklılıkları vurgulanmış ve modellerin avantaj ve dezavantajları tasarımcılara ve araştırmacılara sunulmuştur.

2. SM doğrusal senkron motor ön tasarımı

Doğrusal motor ön tasarımı SM motor temel denklemleri kullanılarak gerçekleştirilmiş ve motor fiziksel parametreleri belirlenmiştir. Motor stator sargılarında yüksüz durumda mıknatıs uyarım akısı Φ_m tarafından endüklenen gerilim

ifadesi aşağıda verilmiştir:

Tablo 1: Doğrusal motorun tasarım ölçütleri

Sürekli Kuvvet	540 N
Sürekli Akım	15 A
Max. Motor Uzunluğu	240 mm
Max. Kuvvet	1100 N
DC Bara Gerilimi	310 V
Hız	2 m/s

$$E_f = \pi \sqrt{2} f S k_s \Phi_m \quad (1)$$

burada S sarım sayısını, k_s sargı faktörünü ve f ise frekansı ifade etmektedir. Mıknatıs uyarım akısı ifadesi Φ_m ise:

$$\Phi_m = \frac{2}{\pi} \tau L_r B_a \quad (2)$$

burada τ kutup adımını, L_r rotor uzunluğunu ve B_a hava aralığı manyetik akı yoğunluğunun temel harmoniğidir. Sargı faktörü ifadesi ise dağılım faktörü k_d , adım faktörü k_a ve kaykay faktörü k_k ile ifade edilebilir:

$$k_s = k_d k_a k_k \quad (3)$$

Yüzyden mıknatıslı motorun d-eksen akımı sıfır iken rotora etkiyen kuvvet ifadesi aşağıda verilmiştir:

$$F_r = \frac{m I_q E_f}{v_s} \quad (4)$$

burada I_q q-eksen akımını, m faz sayısını ve v_s ise doğrusal senkron hızı ifade etmektedir.

Tablo 1'de verilen tasarım ölçütleri dikkate alınarak yukarıdaki denklemler ile doğrusal motorun ön tasarımı gerçekleştirilmiş ve geometrik boyutları elde edilmiştir. Böylece, kesir oluklu bir tasarım gerçekleştirilmiş ve 9-oluk 8-kutuplu bir model ön görülmüştür.

3. SM Doğrusal senkron motor MED modeli

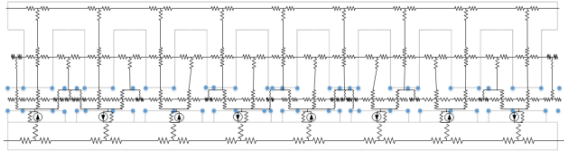
Sürekli mıknatıslı doğrusal bir senkron motorun 2B gelişmiş manyetik eşdeğer devre modeli nu bölümde oluşturulmuş ve sunulmuştur. Oluşturulan manyetik eşdeğer devre modelinde, motorun kritik bölgelerine düğüm noktaları belirlenmiş ve her bir düğüm noktası arasında 2 boyutta relüktanslar tanımlanmıştır. Bu yöntemle oluşturulan doğrusal senkron motorun manyetik eşdeğer devre modeli Şekil 3'de gösterilmiştir. Modelde yaklaşık olarak 350 adet relüktans tanımlanması ve 50 adet matris oluşturulması gerekmektedir. Bu durum doğrusal motorun manyetik eşdeğer devre modelini oldukça karmaşık bir yapıya dönüştürmektedir. Yapının relüktans sayısının fazla olması ve manyetik eşdeğer devre modelinin karmaşıklığı işlem yükünü arttıracığından motorun sadece 1-oluk ve 1-mıknatıs dikkate alınarak MED modellemesi gerçekleştirilmiştir. 1-oluk 1-mıknatıs modeli, bu modelin akı yolları, akı yollarına bakılarak belirlenen düğüm noktaları ve 2B oluşturulan manyetik eşdeğer devre modeli Şekil 4'de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi model yüksüz durum için incelenmiştir. Dolayısıyla, manyetik eşdeğer devre modeline stator sargılarının oluşturacağı EMK bileşeni eklenmemiştir. Manyetik eşdeğer devre modelinde, stator ve rotordaki relüktansların manyetik geçirgenlikleri değişken, mıknatıs ve hava aralığındaki relüktanslar ise sabit olarak tanımlanmıştır. Değişken ve sabit olan relüktansların formülü aşağıdaki sırası ile verilmiştir.

$$\mathfrak{R}_d = \frac{1}{\mu_0 \mu_d} \frac{l}{A} \quad (5)$$

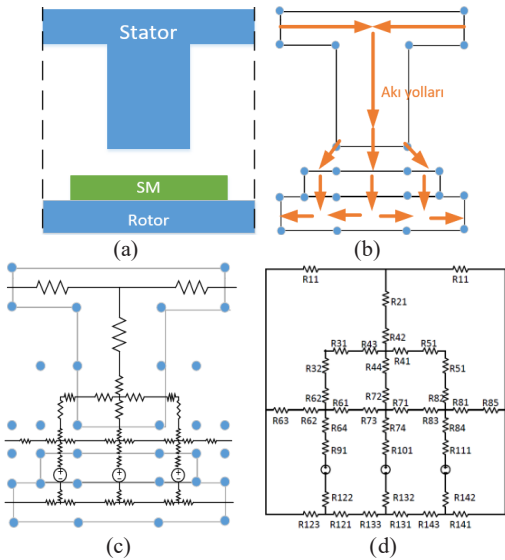
$$\mathfrak{R}_s = \frac{1}{\mu_0 \mu_s} \frac{l}{A} \quad (6)$$

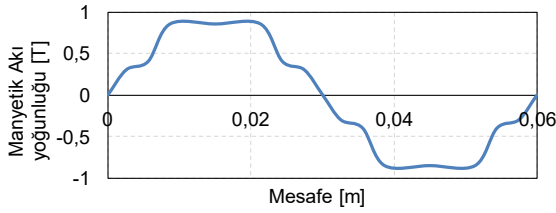
burada \mathfrak{R}_d doğrusal olmayan, \mathfrak{R}_s ise sabit relüktansları temsil etmektedir. (5) ve (6) formüllerinin, μ_0 boşluğun manyetik geçirgenliğini, μ_d BH eğrisinden elde edilen değişken manyetik geçirgenliği, μ_s sabit manyetik geçirgenliği (mıknatıs için 1.05 ve hava için 1), l akı yolu uzunluğunu ve A ise kesit alanını temsil etmektedir.

Doğrusal olmayan modellemede kullanılan Gauss-Siedel yöntemi iteratif bir yöntem olup, amacı tanımlı hata yüzde değerini sağlayacak şekilde sonuçlar elde etmektir. Gauss-Siedel yönteminde her bir iterasyon sonunda BH eğrisinden yeni bir değer alınarak sonuca yakınsamaktadır. Doğrusal olmayan modelleme iş akış planı Şekil 5’de gösterilmiştir. Hesaplamaya ilk başta değişkenlere başlangıç değerlerinin atanmasıyla başlanmaktadır. Daha sonra sırası ile relüktanslar, akılar ve manyetik akı yoğunlukları hesaplanmaktadır. Hesaplamalar bittikten sonra karar verme aşamasında hesaplanan manyetik akı yoğunluğu ile bir önceki iterasyonda hesaplanan manyetik akı yoğunluğu değeri karşılaştırılmakta ve eğer hata yüzdesi istenilen değerinde ise süreç sona ermektedir. Eğer hata yüzdesi yüksek ise döngü, BH eğrisi



Şekil 3: 9-oluk 8-kutuplu motorun karmaşık manyetik eşdeğer devre modeli



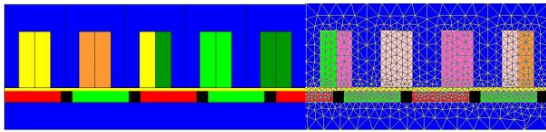


Şekil 8: Hava aralığı ortasında yüksüz durum manyetik akı yoğunluğu değişimi

4. 2D-SEA ile SMDSM performans kontrolü

Bu kısımda 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motorun 2B SEA analizleri gerçekleştirilmiştir. Flux® 2B yazılımı kullanılarak analizleri gerçekleştirilen açık oluklu doğrusal motor modeli ve motor ağ yapısı Şekil 9'da gösterilmiştir. Motorun enerji dönüşümünün gerçekleştiği hava aralığında ağ yapısı oldukça yoğun olarak oluşturulmuştur. Bu durum motorun analizinde sonuçların doğruluğunun artmasını sağlamaktadır.

Motorun rotor ve stator sac malzemesi olarak M19 silisli çelik, mıknatıs malzemesi olarak ise B_r değeri 1,15 T seviyelerinde olan NdFeB türü bir mıknatıs kullanılmıştır. Yüklü ve yüksüz durum SEA analizleri gerçekleştirilen motorun stator ve rotor nüvesi, stator dişi ve hava aralığı gibi kritik bölgelerindeki akı yoğunlukları ile motor akı çizgileri elde edilmiştir. Ayrıca, motora ait vuruş kuvveti, zıt-EMK gerilimi, çıkış kuvveti ve kuvvet dalgalanması gibi performans verileri de SEA analizleriyle elde edilmiştir.

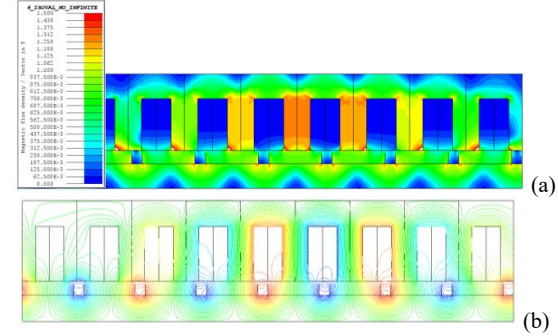


Şekil 9: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal senkron motor SEA modeli ve ağ yapısı

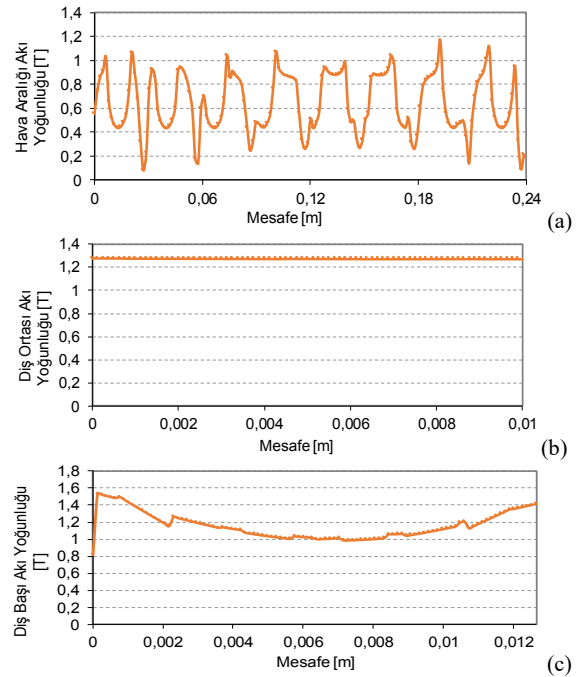
4.1. Yüksüz durum analizleri

9-oluk 8-kutuplu motorun yüksüz durum analizi sonucu elde edilen akı yoğunlukları ve akı çizgileri Şekil 10'da verilmiştir. Buna göre ortalama hava aralığı akı yoğunluğu 0,64 T, ortalama stator diş ortası için 1,28 T ve ortalama stator diş başı için 1,15 T olarak elde edilmiştir. Bu manyetik akı yoğunluklarının değişimi Şekil 11'de gösterilmiştir.

Tepe değeri 1,1 N seviyelerinde olan vuruş kuvvetinin değişimi ise Şekil 12'de verilmiştir. Bu değer ortalama çıkış kuvvetinin %0,2'sine karşılık gelmektedir. Sürekli mıknatıslı doğrusal motorlarda vuruş kuvveti mekanik titreşim, akustik gürültü, hız ve kuvvet dalgalanması gibi problemlere sebep olduğundan vuruş kuvvetinin ortalama çıkış kuvvetine göre yüzdesinin düşük olması doğrusal motorlar için istenilen özelliklerdendir [20]. Burada elde edilen %0,2'lik oran oldukça düşük bir değer olduğunu unutulmamalıdır.

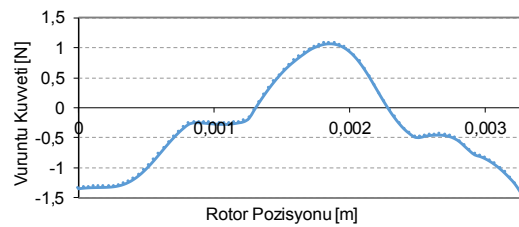


Şekil 10: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal senkron motor akı yoğunluğu dağılımı (a) ve akı çizgileri (b).

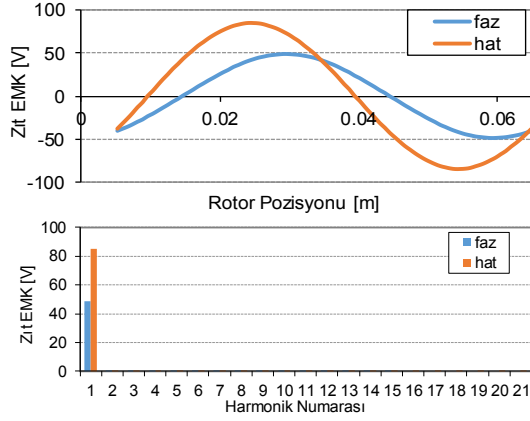


Şekil 11: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal senkron motorun (a) hava aralığı, (b) stator diş ortası, (c) stator diş başı akı yoğunlukları

Motorun 2 m/s hız değeri için zıt-EMK faz ve hat gerilimleri ve harmonik içerikleri Şekil 13'de gösterilmiştir. Hat geriliminin tepe değeri 85 V, hat gerilimi toplam harmonik bozunumu (THB) değeri ise %0,37 seviyelerindedir.



Şekil 12: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal senkron motor vuruş kuvveti değişimi (SEA)



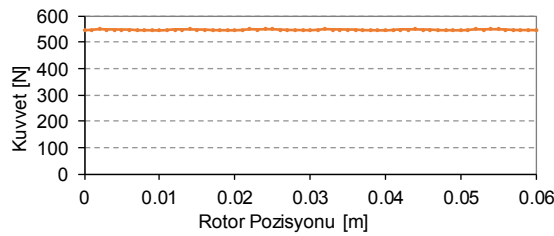
Şekil 13: 9-oluk 8-kutuplu dsürekli mıknatıslı doğrusal senkron motor faz ve hat gerilimi ve harmonikleri (2m/s hızda) (SEA)

4.2. Yüklü durum analizleri

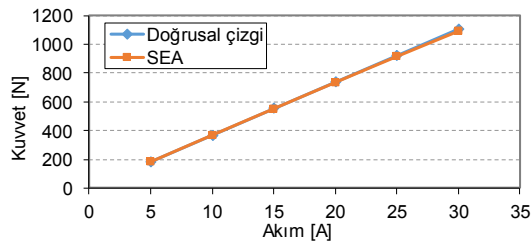
Motorun 15 A faz akımında gerçekleştirilen yüklü durum analizleri sonucu elde edilen çıkış kuvveti değişimi Şekil 14'de gösterilmiştir. Burada ortalama kuvvet 549 N, ortalama kuvvete göre kuvvet dalgalanması %1 seviyelerindedir. Ayrıca Şekil 15'de verilen kuvvet-akım grafiğinde motorun çıkış kuvvetinin herhangi bir doyum problemi olmadan akıma bağlı olarak doğrusal bir şekilde arttığını göstermektedir. Tasarlanan SM doğrusal motor 30 A akım altında anlık olarak 1110 N kuvvet kabiliyetine sahiptir.

5. MED ile SEA sonuçlarının karşılaştırılması

Bu bölümde, MED ve SEA analizleri sonucunda elde edilen hava aralığı, stator dış başı ve stator dış ortası akı yoğunlukları ile zıt-EMK gerilimi ve çıkış kuvveti verileri yoğunlukları arasında yaklaşık olarak %5 fark olduğu görülmüştür. Bunun



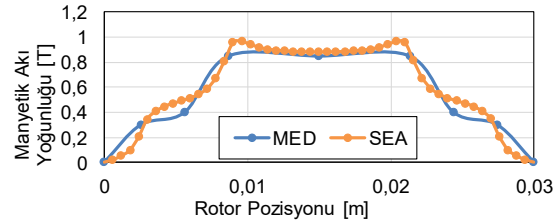
Şekil 14: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal senkron motor çıkış kuvveti değişimi (15 A akımda) (SEA)



Şekil 15: 9-oluk 8-kutuplu doğrusal motor kuvvet-akım değişimi (SEA)

yanında stator dış ortası ve zıt-EMK karşılaştırılmıştır. Şekil 16'da verilen hava aralığı akı gerilimi temel harmonik tepe değeri karşılaştırmaları da gerçekleştirilmiş, SEA ve MED sonucu elde edilen veriler ve aralarındaki farklar da Tablo 2'de verilmiştir.

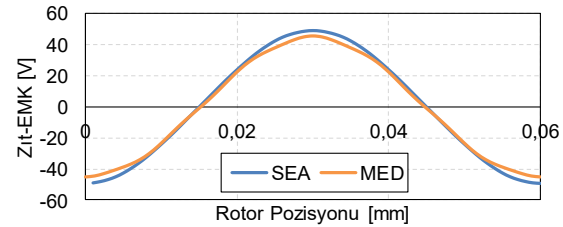
Şekil 17'de MED ve SEA sonucu elde edilen zıt-EMK gerilimleri karşılaştırılmıştır. Zıt-EMK gerilimlerinin tepe değerleri arasında %7'lik bir fark söz konusudur. Şekil 18'de verilen çıkış kuvvetleri arasında ise %14'lük bir fark olduğu tespit edilmiştir. Akı yoğunlukları, zıt-EMK gerilimleri ve çıkış arasındaki farklar kullanılan 1-oluk ve 1-mıknatıstan oluşan MED modeli ve varsayımlar göz önüne alındığında bu farkların makul seviyelerde olduğu söylenebilir.



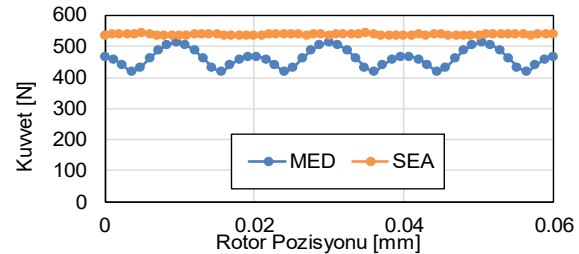
Şekil 16: Hava aralığı akı yoğunlukları karşılaştırması: MED ve 2D-SEA sonuçları

Tablo 2: SEA ve MED ile elde edilen sonuçların karşılaştırması

	MED	SEA	% Fark
Stator dış ortası akı yoğ. (T)	1,12 T	1,28 T	12,5
Hava aralığı akı yoğ (T)	0,85 T	0,9 T	5,5
Temel harmonik tepe değeri (V)	45,6 V	49,4 V	7



Şekil 17: Zıt-EMK gerilimlerinin karşılaştırması



Şekil 18: Çıkış kuvvetlerinin karşılaştırması

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, basit bir otomasyon uygulaması için bir doğrusal sürekli mıknatıslı senkron motor tasarımı gerçekleştirilmiş, doğrusal motorun 2B doğrusal olmayan MED modeli oluşturulmuş ve motorun kritik bölgelerdeki akı yoğunluğu değişimleri elde edilmiştir. SMDSM'nin zıt-EMK gerilimi, hava aralığı akı yoğunluğu değişimi ve çıkış kuvveti gibi performans parametreleri analitik olarak elde edilerek çalışmada sunulmuştur. Ayrıca, detaylı sonlu elemanlar analizleri gerçekleştirilerek MED modeli ile SEA sonuçları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalı sonuçlardan, özellikle, enerji dönüşümünün gerçekleştiği hava aralığındaki akı yoğunlukları arasındaki farkın makul seviyelerde kaldığı sonucu çıkarılabilir. Buna ek olarak, MED modelinin 1-oluk 1-kutup şeklinde oluşturulmasına rağmen analitik sonuçların SEA sonuçları ile uyum içerisinde olduğu çalışma sonucunda görülmektedir.

7. Kaynaklar

- [1] Jiefan, C., Chengyuan, W. and Guihong, F., "Force analysis of short pitch permanent magnet linear servo motors", *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1596-1598 Vol.2, 2003.
- [2] Jastrzemski, J. P. and Ponick, B., "Different methods for reducing detent force in a permanent magnet linear synchronous motor", *IECON 2010- 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ*, pp. 823-828, 2010.
- [3] Jiang, S., Ye, P., Jin, G., Qi, Y. and Lin, H., "Optimization design to reduce detent force and standardize back-EMF for permanent magnet synchronous linear motor", *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence*, 2016, pp. 1716-1720.
- [4] Zheng, L., Jin, J., Guo, Y. and Zhu, J., "Electromagnetic analysis of a permanent magnet linear synchronous motor", *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan*, 2008, pp. 3453-3458.
- [5] Wang, X., Wang, P. and Xu, X., "Magnetic field analytical calculation of the permanent magnet synchronous linear motor with fractional slot concentrated windings", *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hangzhou*, 2014, pp. 1762-1767
- [6] Youn, S. W., Lee, J. J., Yoon H. S. and Koh, C. S., "A New Cogging-Free Permanent-Magnet Linear Motor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 7, pp 1785-1790, July 2008.
- [7] Shi, J., Kong, H., Huang, L., Lu, Q. and Ye, Y., "Influence of flux gaps on the performance of modular PM linear synchronous motors", *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hangzhou*, 2014, pp. 1566-1571.
- [8] Bai, Y., Yang, T. and Kou, B., "Reducing detent force and three-phase magnetic paths unbalance of PM linear synchronous motor using modular primary iron-core structure", *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hangzhou*, 2014, pp. 1743-1748.
- [9] Ahn, H. J., Lee, S. H., Lee, D. Y., Jang, K. B. and Kim, G. T., "A Study on the Characteristics of PMLSM According to Permanent Magnet Arrangement", *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Edmonton, Alta.*, 2008, pp. 1-6.
- [10] Yao, Y., Chen, Y., Lu, Q., Huang, X. and Ye, Y., "Analysis of thrust ripple of permanent magnet linear synchronous motor with skewed PMs", *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Pattaya*, 2015, pp. 1141-1146.
- [11] Li, C., Kou, B. and Cheng, S., "Research on a large thrust force permanent magnet synchronous linear motor used in space electromagnetic launcher", *2012 16th International Symposium on Electromagnetic Launch Technology, Beijing*, 2012, pp. 1-4.
- [12] Vaez-Zadeh, S. and Isfahani, A. H., "Enhanced Modeling of Linear Permanent-Magnet Synchronous Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 1, pp. 33.
- [13] Qu, R. and Lipo, T. A., "Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet Machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 1, pp. 121-127, Jan.-Feb. 2004.
- [14] Tavana, N. R. and Dinavahi, V., "Design of slotted permanent magnet linear synchronous motor for improved thrust density", *2013 International Electric Machines & Drives Conference, Chicago, IL*, 2013, pp. 1225-1228.
- [15] Sheikh-Ghalavand, B., Vaez-Zadeh S. and Isfahani, A. H., "An Improved Magnetic Equivalent Circuit Model for Iron-Core Linear Permanent-Magnet Synchronous Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 1, pp. 112-120, Jan. 2010.
- [16] Yeo, H. K., Lim, D. K., Woo, D. K., Ro, J. S. and Jung, H. K., "Magnetic Equivalent Circuit Model Considering Overhang Structure of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 3, pp. 1-4, March 2015.
- [17] Kazan, E. and Onat, A., "Modeling of Air Core Permanent-Magnet Linear Motors With a Simplified Nonlinear Magnetic Analysis", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 6, pp. 1753-1762, June 2011.
- [18] Song, J. Y., Lee, J. H., Kim, D. W., Kim, Y. J. and Jung, S. Y., "Analysis and Modeling of Concentrated Winding Variable Flux Memory Motor Using Magnetic Equivalent Circuit Method", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 6, pp. 1-4, June 2017.
- [19] Ferkova, Z., Franko, M., Kuchta, J. and Rafajdus, P., "Electromagnetic design of Ironless Permanent Magnet Synchronous Linear Motor", *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Ischia*, 2008, pp. 721-726.
- [20] Zhu, Y. W., Koo, D. H., Cho, Y. H., "Detent Force Minimization of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor by Means of Two Different Methods", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4345-4348, Nov. 2008.



Ayşe BARIŞ

Ayşe Barış, lisans derecesini 2015 yılında Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği bölümünden almıştır. Şuanda yine aynı bölümde yüksek lisans öğrencisi olarak devam etmektedir. Ayrıca, 2015 yılından beri MDS Motor Tasarım Ltd. şirketinde Ar-Ge mühendisi olarak çalışmaya devam etmektedir. Çalışma alanı elektrik motor tasarımını konularını içermektedir.



Mehmet GÜLEÇ

Mehmet Güleç, lisans derecesini 2010 yılında, yüksek lisans derecesini ise 2013 yılında Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği bölümünden almıştır. Şuanda yine aynı bölümde araştırma görevlisi ve doktora öğrencisi olarak çalışmaya devam etmektedir. Ayrıca, 2012 yılından beri MDS Motor Tasarım Ltd. şirketinde Ar-Ge mühendisi olarak çalışmaya devam etmektedir. Çalışma alanı elektromanyetik ve mekatronik sistemlerin tasarımı, modellenmesi ve simülasyonunu konularını içermektedir.



Yücel DEMİR

Yücel Demir, lisans derecesini 2011 yılında, yüksek lisans derecesini ise 2013 yılında Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği bölümünden almıştır. Şuanda yine aynı bölümde doktora öğrencisi olarak devam etmektedir. Ayrıca, 2012 yılından beri MDS Motor Tasarım Ltd. şirketinde Ar-Ge mühendisi olarak çalışmaya devam etmektedir. Çalışma alanı elektrik motor, elektromanyetik sistem tasarımı ve kontrolünü konularını içermektedir.



Metin AYDIN

Metin Aydın, lisans derecesini 1993 yılında İTÜ, yüksek lisans ve doktora derecelerini ise sırasıyla 1997 ve 2004 yıllarında University of Wisconsin Elektrik Mühendisliği bölümünden almıştır. Wisconsin Electrical Machines and Power Electronics Consortium (WEMPEC)'da 8 yıl, Peoria'da Caterpillar Inc. şirketi için 2 yıldan daha uzun süre elektrik motor tasarımı ve kontrolü ile ilgili konularda çalışmıştır. Şuanda Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği bölümünde öğretim üyesi olarak çalışmaya devam etmektedir. Çalışma alanı geleneksel ve özel elektrik motor tasarımı ve kontrolü konularını içermektedir.

