

F ı r a t   n i v e r s i t e s i
Mühendislik Bilimleri Dergisi (MBD)
Cilt:30, Sayı:3, Yıl: 2018
ISSN: 1308 - 9072

  l e t i Ő i m

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
23119, ELAZIĞ

Tel: 0 424 212 27 07
Faks: 0 424 236 99 55
e-posta: fenbilimdergi@firat.edu.tr

Baskı: Fırat Üniversitesi Matbaası

Derginin Eski adı: Fırat Üniversitesi Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi
Derginin Eski ISSN numarası: 1300-2708

<http://web.firat.edu.tr/fenbilimleri/Dergiler/MBD/index.html>

Fırat Üniversitesi
Mühendislik Bilimleri Dergisi (MBD)

Sahibi

Prof Dr. Kutbeddin DEMİRDAĞ
Fırat Üniversitesi Rektörü

Genel Yayın Yönetmeni

Prof. Dr. Soner ÖZGEN
F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Editör

Doç. Dr. Erkan TANYILDIZI
Fırat Üniversitesi Enstitüsü Müdür Yrd.

Editör

Dr. Öğr. Üyesi Sencer ÜNAL
Fırat Üniversitesi Enstitüsü Müdür Yrd.

Yayın Kurulu/Editorial Board

Prof. Dr. Soner ÖZGEN
Doç. Dr. Erkan TANYILDIZI
Dr. Öğr. Üyesi Sencer ÜNAL

DANIŞMA KURULU

Deniz ÜNER	O.D.T.Ü. Kimya Müh.	Cemal GÖNCÜOĞLU	O.D.T.Ü. Jeoloji Müh.
Nurhan ARSLAN	F.Ü. Kimya Müh.	Erkan TANYILDIZI	F.Ü. Yazılım Müh.
M. Polat SAKA	O.D.T.Ü. Müh. Bil.	Serdar SALMAN	Marmara Ü. Metal
Erhan AKIN	F.Ü. Bil. Müh.	Yusuf CELAYİR	F.Ü. İnşaat Müh.
Z. Hakan AKPOLAT	F.S.M.Ü. Mekatronik Müh.	Eres SÖYLEMEZ	O.D.T.Ü. Makine Müh.
Ruşen GEÇİT	O.D.T.Ü. Müh. Bil.	Ülkü YETİŞ	O.D.T.Ü. Çevre Müh.
Umran S. İNAN	Stanford Ü. Elekt-Elktr. Müh.	İlker B. TOPÇU	Osmangazi İnş. Müh.
Cumali KINACI	İ.T.Ü. Çevre Müh.	Bünyamin AKSAKAL	Y.T.Ü. Malz. ve Met. Müh.
Erkan ŞAHİNKAYA	İ.M.Ü. Biyomühendislik	Temel SAVAŞKAN	K.T.Ü. Makine Müh.
Ayşe DALOĞLU	K.T.Ü. İnşaat Müh.	Mehmet CEBECİ	F.Ü. Elekt-Elktr. Müh.
Yetkin TATAR	F.Ü. Bil. Müh.	Fikret ATA	B.Ü. Elekt-Elktr. Müh.

Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi (MBD)
30-3, 2018

İÇİNDEKİLER / CONTENTS

1. Elektrikli Araçlar için 2.2 kW Gücünde Bir Kablosuz Güç Aktarım Sisteminin Tasarımı <i>Design of a 2.2 kW Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles</i> Emrullah AYDIN, Ali PASHAEİ, Emin YILDIRIZ, M. Timur AYDEMİR	1-6
2. Enerji Depolama Sistemlerinin Farklı Kullanım Zamanlarının Elektrik Sistemine Olan Etkisi <i>The Effect of Different Usage Times of Energy Storage Systems to Electricity Network</i> Mustafa Erdem SEZGİN, Mehmet Uğur GÜDELEK, Efe ARIN, Cem Recai ÇIRAK, Murat GÖL	7-14
3. Konutların Günlük Elektrik Güç Tüketimi Tahmini İçin Uygun Model Seçimi <i>Finding a Model for Forecasting the Daily Household Electrical Power Consumption</i> Aykut ÇAYIR, Işıl YENİDOĞAN, Hasan DAĞ	15-21
4. Elektrik İletim Operatörleri için DigSilent PowerFactory™ ve Siemens Simatic WinCC™ SCADA Yazılımı Entegrasyonu ile Geliştirilen Eğitim Simülâtörü <i>Transmission Dispatcher Training Simulator based on Integration of DigSilent PowerFactory™ and Siemens Simatic WinCC™ SCADA Software Platform</i> Burak ÖZÇELİK, Osman Bülent TÖR, Mahmut Erkut CEBECİ, Gürol ÜNVER, Kadir ÖZEN	23-29
5. Yeni Bir Çevrimiçi Elektrik Enerji Kalitesi İzleme Cihazı <i>A New Online Electrical Energy Quality Monitoring Instrument</i> Özal YILDIRIM, Hüseyin ERİŞTİ, Yakup DEMİR	31-36
6. Kısmi Güç İle Düzenleme Yapan Yeni Bir DA/DA Dönüştürücü Tasarımı <i>A New Partial Power Processing DC-DC Converter Design</i> Hüseyin KÖSE, M. Timur AYDEMİR	37-42
7. DSP ile Kontrol Edilen Üç Seviyeli Interleaved NPC Dönüştürücüsünün Tasarım ve Uygulaması <i>Design and Implementation of A DSP Controlled Three Level Interleaved NPC Converter</i> Cem KÖSEOĞLU, Fevzi ZENGİN, İbrahim SEFA	43-49
8. İki Çıkışlı Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Analizi <i>Design and Analysis of Two Outputs Flyback Converter</i> Enes BEKTAŞ, Kamil Çağatay BAYINDIR, Mehmet Zahid EREL, Yunus YALMAN, Sinan KIVRAK	51-57
9. Endüstriyel Uygulamalarda Kullanılan Asenkron Motorlarda IE2 Verim Sınıfından IE4 Verim Sınıfına Geçiş Amaçlı Bir Çalışma <i>A Study on passing from IE2 to IE4 Efficiency Class in Induction Motors Used in Industrial Applications</i> Çağlar ACAR, Osman Can SOYGENCİ, Lale T. ERGENE	59-65
10. Manyetik Rezonanslı Kuplaj ile Kablosuz Enerji Transferinde Hizalanmış ve Hizalanmamış Durumların Limitlerinin İncelenmesi <i>Examination of Limitations of Aligned and Unaligned Positions for Magnetic Resonant Coupling Wireless Power Transfer Systems</i> Ali AĞÇAL, Nur BEKİROĞLU, Selin ÖZÇİRA	67-73
11. Tümüleşik Modüler Motor Sürücü Sistemi Tasarımı <i>Design of an Integrated Modular Motor Drive System</i> Mesut UĞUR, Ozan KEYSAN	75-83

12. Yardımcı Pilot Sembolleri ve Kodlama Tekniklerini Kullanan FBMC Dalga Formu Yapısı ile OFDM Sisteminin Kıyaslanması <i>Comparing FBMC Waveform Structure Using Auxiliary Pilot Symbols and Coding Techniques and OFDM System</i> Bircan KAMIŞLIOĞLU, Ayhan AKBAL	85-96
13. İki Boyutlu Baraj Yıkılma Modellemesi; Sürgü Barajı Örneği <i>Two Dimensional Dam Break Modelling; A Case Study of Sürgü Dam</i> Ö. Faruk DURSUN, Enes GÜL	97-104
14. Metal İşleme Tesis Aydınlatmasında Led Lamba Ve Floresan Lamba Karşılaştırılması <i>Comparison Of Led Lamp And Fluorescent Lamp In Metal Processing Plant Lighting</i> Canan PERDAHÇI	105-113
15. Derin Öğrenme ile FTIR Sinyallerinden Kolon Kanseri Riskinin Belirlenmesi <i>Determination of Colon Cancer Risk from FTIR Signals by Deep Learning</i> Suat TORAMAN, İbrahim TÜRKOĞLU	115-120
16. Dış Ortam Görüntülerindeki İnsan Hareketlerinin Hibrit Derin Öğrenme Yöntemleri Kullanarak Sınıflandırılması <i>Classification of Human Actions in Outdoor Images Using Hybrid Deep Learning Methods</i> Özlem ALGUR, Vedat TÜMEN, Özal YILDIRIM	121-129
17. Venturini Kontrol Algoritmasını Kullanan Matris Konverterin Tasarımı, Modellenmesi ve Uygulaması <i>Matrix Converters Using Venturini Control Algorithm Design, Modeling and Implementation</i> Abuzer ÇALIŞKAN, Sencer ÜNAL, Ahmet ORHAN	131-143
18. Tufal Katkılı Harçların Basınç Dayanımının Taguchi Metodu ile Analizi <i>Analysis of Compressive Strength of Mortars with Mill Scale by Taguchi Method</i> Erdoğan ARICI, Oğuzhan KELEŞTEMUR	145-151
19. Sınıflandırıcıların Kalp Hastalığı Verileri Üzerine Performans Karşılaştırması <i>Comparison of Data Mining Classification Algorithms for Heart Disease Prediction</i> Özlem ÖZMEN, Ahmad KHDR, Engin AVCI	153-159
20. JPEG Sıkıştırma Algoritmasının Dünü Bugünü ve Geleceği <i>The Past Present and Future of JPEG Compression Algorithms</i> Fırat ARTUĞER Fatih ÖZKAYNAK	161-167
21. FDM Takviyeli Bir Kan Taşıma Kabındaki Sıcaklık Değişiminin Taguchi Tekniği ile Optimizasyonu <i>Optimization of the Temperature Variation in a PCM Aided Blood Storage Box by Means of Taguchi Technique</i> Nevin ÇELİK	169-173
22. $Ni_{50}Mn_{38}Sn_{12}$ Şekil Hatırlamalı Alaşımda Soğutma Hızının Faz Dönüşüm Sıcaklıklarına Etkisi <i>Effect on Phase Transformation Temperatures of Cooling Rate in $Ni_{50}Mn_{38}Sn_{12}$ Shape Memory Alloy</i> Soner BUYTOZ, Fatma Nur HARPUTLUGİL	175-180
23. Asenkron Makinaların Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrolü <i>Variable Switching Point Model Predictive Current Control of Induction Machines</i> Çiğdem Gündoğan TÜRKER, Petros KARAMANAKOS, Ralph KENNEL	181-187
24. Boyut Etkisinin Martensit Faz Dönüşümündeki Rolünün Moleküler Dinamik Simülasyon Yöntemi İle İncelenmesi <i>Investigation Of The Size Effect With The Molecular Dynamic Simulation Method In The Martensite Phase Transformation</i> Oğuzhan ORHAN, Soner ÖZGEN	189-196

Elektrikli Araçlar için 2.2 kW Gücünde Bir Kablosuz Güç Aktarım Sisteminin Tasarımı

Emrullah AYDIN¹, Ali PASHAEİ², Emin YILDIRIZ³, M. Timur AYDEMİR⁴

^{1, 2, 4} Gazi Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Böl.

emrullahaydin@gazi.edu.tr, ali.pashaei@gazi.edu.tr, aydemirmt@gazi.edu.tr

³Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Böl.

eminyildiriz@duzce.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Elektrikli araçlara olan ilginin son yıllarda artması, elektrikli araçları daha pratik ve güvenilir şekilde kullanabilmek için yeni yöntem arayışlarını da beraberinde getirmiştir. Birçok uygulama alanında kullanımı gittikçe yaygınlaşan Kablosuz Güç Aktarım (KGA) Sistemleri, elektrikli araçların batarya dolum uygulamaları için yakın geleceğin seçeneği olarak öne çıkmaktadır. Bu çalışmada, 2.2 kW gücünde bir KGA sisteminin tasarımı gerçekleştirilmiş ve Maxwell Ansys – Simplorer ortamında yapılan birleşik benzetim çalışmaları ile 10 cm mesafeden güç aktarım verimi % 84 olarak elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kablosuz güç aktarımı; Elektrikli araçlar; Endüktif güç aktarım; Temassız güç aktarım; Batarya şarjı.

Design of a 2.2 kW Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles

Abstract

Increased attention to electrical vehicles has also led the way to search for more practical and reliable methods to use them. Wireless power transfer (WPT) is also receiving attention for several applications and it is viewed as the choice of battery charging systems for near future. A 2.2 kW WPT system to charge has been designed and its co-simulation has been carried out by using Maxwell Ansys and Simplorer. Simulation results show an efficiency over 84%.

Keywords: Wireless power transfer; Electrical vehicles; Inductive power transfer; Contactless power transfer; Battery charging.

1. Giriş

Geleneksel kablolu enerji iletiminin yerine Nikola Tesla tarafından 1891 yılında ilk kez enerjinin kablosuz olarak aktarımı fikri ortaya atılmıştır. Enerjinin kablosuz olarak iletildiği sistemlerde kaynak ile yük arasında fiziksel bir bağlantı yoktur. Bu durum daha kullanışlı, temiz ve güvenli bir enerji iletimi gibi avantajlara sahiptir. 2007 yılında MIT’de bir grup araştırmacı, iki büyük bakır sargı ve yaklaşık olarak aynı rezonans frekansında çalışan bir sistem tarafından 60W gücünde bir ampulü yaklaşık 2.4 m mesafeden yakmayı başarmıştır. Böylece dünya genelinde bilim adamlarının bu konuya olan ilgisi artmış ve bu konudaki çalışmalar hız kazanmıştır. Kablosuz Güç aktarımı (KGA) sistemlerinin kullanımı elektrikli araçların ve cep telefonlarının batarya

dolumlarında, biyomedikal ve savunma sanayi uygulamalarında hızla yaygınlaşmaktadır. Fosil yakıtların yol açtığı hava kirliliği ve bu yakıtların tükenme endişeleri elektrikli araçlar konusuna olan ilginin artmasına neden olmuştur. Elektrikli araçların batarya dolum sistemlerinin daha pratik ve güvenilir bir yöntem olan KGA ile yapılması amacıyla literatürde birçok çalışma sunulmuştur [1,2,3]. Farklı kompanzasyon yöntemleri kullanılarak %90’nın üzerinde verimler elde edilen çalışmaların gerçekleştirilmesi, kablosuz güç aktarımının en büyük sorunlarından biri olan verim sorununun çözümü noktasında önemli bir yol kat edilmesine katkı sağlamıştır.

KGA sistemlerinde verici sargının boyutları ile ilgili önemli bir kısıtlama bulunmazken, özellikle elektrikli araçların şase altına yerleştirilen alıcı sargıların boyutları üretici firmaların tasarımları ile uyumlu ve minimum

olmalıdır. Özellikle kompanzasyon devrelerinin kullanımı ile sistem boyutu büyümektedir. Boyutun küçültülmesi ve daha kompakt bir yapı oluşturulması için, kompanzasyon endüktansı ana sargıların merkezine yerleştirilerek iki kutuplu kuplajlı yeni bir yapı önerilmiştir [4]. Önerilen yapıda sistem boyutu küçülürken, ana sargılar ile çaprazlarında bulunan kompanzasyon sargıları arasında bir bağlaşım oluşması sistemin güç faktörünün azalmasına, dolayısıyla sistem veriminin düşmesine sebep olur. Bu dezavantajı ortadan kaldırmak için gerilim fazörlerinin ağırlık oranları olarak tanımlanan m parametresi tanımlanmış, bu parametrenin minimize edilmesi ile deneysel çalışmalarda %95'in üzerinde verim elde edilmiştir. Diğer önemli bir problem, verici sargının araç şasesi üzerinde olması nedeniyle alıcı ve verici sargılar arasında ortaya çıkan hizalanma problemidir. Alıcı ve verici sargılar arasındaki mesafenin değişimi ve merkez noktalarında oluşacak kayma, bağlaşım katsayısını olumsuz olarak etkiler [5,6]. Hizalanma problemi ve aradaki mesafenin bağlaşım üzerine etkisinin azaltılması için farklı sargı tasarımları önerilmiştir. Bu problemin çözümü için çubuk ferit nüveler ile akının alıcı ve verici sargılar arasında kalması sağlanmış, DD sargı yapısı ve buna ek bir sargı (Q) ile yatay hizalanma problemi (sıfır bölgesi) için performans iyileştirmesi hedeflenmiştir [7]. Bir diğer çalışmada farklı güçlerdeki SUV ve sedan tipi elektrikli araçların tamamında kullanılabilecek geniş hava aralıklarında KGA sağlanması için 300 mm'den 1000 mm'ye kadar genişlikte DD sargı yapısının boyutlandırılması incelenmiştir [8]. DD yapısının kullanıldığı uygulamalarda kaçak akıların önlenmesi için uç köşe noktalara çubuk ferit nüveler yerleştirilerek kaçak akılar %46 oranında azaltılmıştır [9].

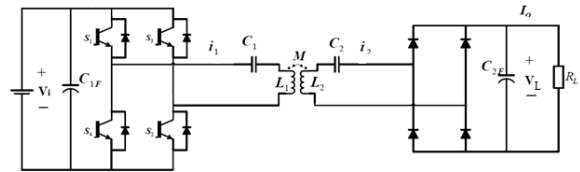
KGA sistemlerinde kullanılan kompanzasyon yapıları, verimin yükseltilmesindeki en önemli etkenlerden biridir. KGA sistemleri endüktif bir yapı olduğundan ve kaynak tarafındaki güç katsayısının düşük olması nedeni ile verim kaybını engellemek için sargılara seri veya paralel kompanzasyon devreleri kullanılmaktadır [10]. Genellikle kompanzasyon devreleri seri-seri (S-S), seri-paralel (S-P), paralel-seri (P-S) ve paralel-paralel (P-P) yapılarından oluşmaktadırlar. Farklı kompanzasyon topolojilerinin karşılaştırıldığı bir

çalışmada S-S topolojisinin elektrikli araçlarda kullanımının daha uygun olduğu gösterilmiştir [11].

Bu çalışmada, 2.2 kW gücünde bir KGA sistemi için en uygun alıcı ve verici sargı sarım sayıları ve boyutlandırmaları, analitik eşitlikler yardımıyla elde edilmiştir. Belirlenen boyut ve sarım sayılarındaki sargıların üç boyutlu manyetik modellemesi, Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) kullanan ANSYS Maxwell programı ile yapılmıştır. Geliştirilen S-S kompanzasyon yapıları KGA sisteminin başarımı, ANSYS Maxwell programı ile ortaklaşa koşturulan Simplorer paket programı kullanılarak gözlenmiştir.

2. Sistem Tanımı

KGA sistemlerinde kullanılan genel yapı Şekil 1'de görülmektedir. Bu sistemlerde verici tarafındaki dönüştürücülerin görevi, şebekeden beslenen sistemin verici sargısında yüksek frekanslı akım üretmesidir. Alıcı tarafındaki dönüştürücü ise doğrultma amacı ile kullanılmaktadır. Evirici, kompanzasyon devresine kare dalga bir gerilim uygulamaktadır. Bu yapılarda anahtarlama kayıplarını azaltmak için yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılabilir [12].



Şekil 1. Kablosuz güç aktarım sistemlerinin genel yapısı

Bu çalışmada; yüke sabit bir gerilim sağlayabilmek ve aynı zamanda, verici sargı gerilimini düşürmek için S-S kompanzasyon yapısı seçilmiştir [13, 14]. Şekil 2'de S-S topoloji yapısı gösterilmektedir.

Kompanzasyon devreleri için uygun kapasitör değerini bulmak oldukça önemlidir. Sistem rezonans frekansında çalıştırılırsa en yüksek verim elde edilir. Bu nedenle ilk olarak alıcı tarafa ait kapasitör değeri bulunur.

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0 L_2} \quad (1)$$

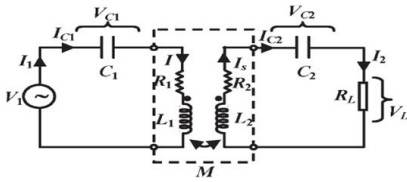
Bu eşitlikte ω_0 sistemin çalışma (rezonans) frekansıdır. Verici tarafındaki kapasitör değeri, güç katsayısı değeri 1'e yakın olacak şekilde (2) ile verilen formülle hesaplanır. Ayrıca verici ve alıcı sargıların kalite katsayılarının formülleri eşitlik (3) ve (4)'te verilmiştir.

$$C_1 = \frac{L_2 C_2}{L_1} \quad (2)$$

$$Q_1 = \frac{R_L L_1}{\omega_0 M^2} \quad (3)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{R_L} \quad (4)$$

Verici sargısı, giriş güç katsayısını iyileştirmek için, alıcı sargısı ise aktarılan gücü yükseltmek için kompanze edilir. Eğer verici tarafa yansıyan empedans, verici sargının öz endüktansının yanında ihmal edilebilir düzeyde ise yalnızca verici sargıyı kompanze etmek yeterli olabilir [12].

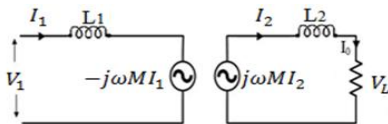


Şekil 2. Verici ve alıcı kompanzasyon devresi [12]

Kaynaktan çekilen akımı bulmak için sistemin toplam empedansının hesaplanması gerekir. S-S kompanzasyon yapısı için toplam empedans hesabı eşitlik (5)-(6)'te verilmiştir.

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_T} \quad (5)$$

$$Z_T = \left(R_1 + j \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \right) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_2 + R_L + j \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) \right)} \quad (6)$$



Şekil 3. Sargı eşdeğer devresi

KGA sistemlerinde sargı eşdeğer devresi Şekil 3'te gösterilmiştir. L_1 ve L_2 verici ve alıcı sargılarının öz endüktans değerlerini ve M iki

sargı arasındaki ortak endüktans değerini göstermektedir. Bu devrede en önemli noktalardan biri, verici sargı akımı nedeni ile alıcı sargıda indüklenen ω frekanslı açık devre gerilimi ve bu gerilimin yarattığı kısa devre akımıdır. Bu iki parametre sayesinde aktarılan güç değeri bulunmaktadır [15].

$$V_{OC} = j\omega M I_1 \quad (7)$$

$$I_{SC} = \frac{j\omega M I_1}{j\omega L_2} \quad (8)$$

$$S = \frac{j\omega M^2 I_1^2}{L_2} \quad (9)$$

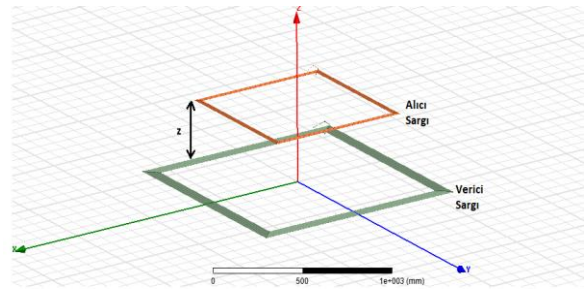
Açık devre gerilimi ve kısa devre akımının değerleri yerine konulursa, S-S kompanzasyonlu KGA'da aktarılabilecek en yüksek güç ifadesi şu biçimde elde edilir:

$$P_{MAX} = \frac{\omega M^2 Q_2 I_1^2}{L_2} \quad (10)$$

Hareketsiz bir sistemde M ve L_2 değişmeyeceğinden, aktarılabilecek gücü en büyük yapabilmek için ω ve I_1 değerinin maksimize edilmesi gereklidir. Verici sargıyı anma akımında çalıştırmak, sargının en yüksek düzeyde kullanımı anlamına geldiğinden hacim ve maliyeti de düşürecektir.

3. Sargı Tasarımı ve Endüktans Hesabı

KGA sistemlerinin verimini etkileyen en önemli tasarım parametrelerinden biri sargı tasarımıdır. Literatürde yapılan çalışmalarda kare, dikdörtgen ve dairesel başta olmak üzere farklı sargı tasarımları kullanılmıştır. Bu çalışmamızda karesel sargı tipi tercih edilmiş ve Şekil 4'de gösterilmiştir. Sargılar arasındaki hava aralığı $z=10$ cm'dir.



Şekil 4. Sargı yapısı

Analitik hesaplamaların yapılabilmesi için öz endüktans ve ortak endüktans değerlerinin hesaplanabilmesi gerekir. Tasarım kısıtlarına göre belirlenen sarım ve iletken kesitleri ile öz ve ortak endüktanslar hesaplanabilir.

Öz endüktans hesabı (11)-(13) bağıntılarıyla yapılabilir [16].

$$L = \frac{1.27 \mu_0 N^2 d_{ort}}{2} \left[\ln \left(\frac{2.07}{p} \right) + 0.18p + 0.13p^2 \right] \quad (11)$$

$$d_{ort} = \frac{d_i + d_d}{2} \quad (12)$$

$$p = \frac{d_d - d_i}{d_d + d_i} \quad (13)$$

Burada N , endüktansı hesaplanacak sargının sarım sayısını, d_{ort} ortalama sargı çapı, p dolum faktörü ve μ_0 havanın manyetik geçirgenliğini ifade etmektedir.

Ortak endüktansı hesaplamak için, bir sargıdan geçen akımın oluşturduğu ve diğer sargıyı halkalayan akı miktarı belirlenmelidir. Eşitlik (14)-(17) bağıntılarıyla akı miktarı ve ortak endüktans hesabı yapılabilir.

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{r^3} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int \frac{d\vec{l} \times \hat{r}}{r^2} \quad (14)$$

$$\phi = \int \vec{B} \cdot d\vec{a} \quad (15)$$

$$\phi_{ij} = N \cdot M_{ij} \cdot I \quad (16)$$

$$M = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} M_{ij} \quad (17)$$

Verimin yüksek olabilmesi için bağlaşım katsayısı (k) maksimum yapılmalıdır. Bunun içinde uygun sargı şekli, sarım sayısı ve sargı boyutlarının seçilmesi oldukça önemlidir. Sistem tanımı bölümünde verilen (1)-(10) denklemleri ve endüktans hesabı denklemleri Matlab programında koşturularak, 2.2 kW gücünde bir sargı yapısı için en uygun sarım sayıları ve boyutları için program çıktıları elde edilmiştir. Elde edilen en uygun değerler Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Sargı Özellikleri

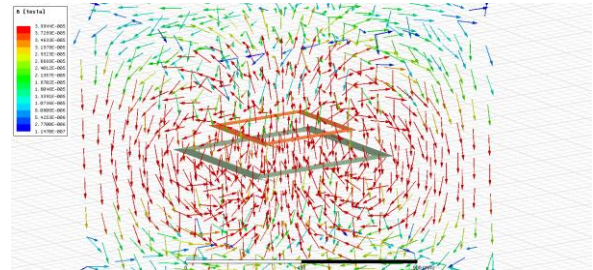
	Verici Sargı	Alıcı Sargı
Sarım Sayısı (N_1, N_2)	21	8

Sargı Kesitleri (mm^2)	2.5	10
Hesaplanan Öz Endüktans Değeri (μH)	597	64
Sargı Boyutları (mm)	600x600	400x400
Ortak Endüktans Değeri (μH)	41	
Bağlaşım Katsayısı (k)	0.21	

Bu hesaplamalar neticesinde belirlenen alıcı ve verici sargıların 3D modelleri, aynı boyut ve sarım sayısında, ANSYS Maxwell Sonlu Elemanlar Analiz programında oluşturulmuş ve manyetik analizleri yapılmıştır. Analiz sonuçları Bölüm 4'te ANSYS Simplerer yazılımı ile birleştirilerek koşturulmuştur.

4. Benzetim Sonuçları

Analitik hesaplama ile istenen güç ve tasarım kriterlerini sağlayan sargı özellikleri belirlenmiştir. Belirlenen kesit ve sarımda oluşturulan 3D modelin ANSYS Maxwell programında yapılan statik analizinde, endüktans değerleri elde edilmiştir. Şekil 5'te sargılara ait manyetik analiz sonucu elde edilen manyetik akı vektör dağılımı verilmiştir. Ayrıca tüm KGA sistem başarımını gözlemlemek için Maxwell programı ile birleşik olarak Simplerer programı da koşturulmuştur. Elektromanyetik analiz sonuçlarını kullanan Simplerer programında, Şekil 1'deki gibi S-S kompanzasyonlu bir KGA tasarlanmıştır. Birleşik benzetim ve analitik hesaplamalar ile elde edilen sonuçlar Tablo 2'de verilmiştir.



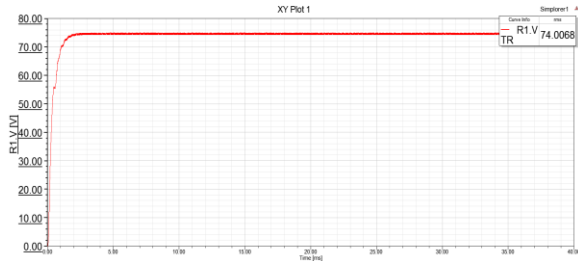
Şekil 5. Manyetik akı vektör dağılımı

Şekil 6'da yük gerilimi, Şekil 7-9'da ise sırasıyla kapasitör gerilimi, alıcı sargının akımı ve verici sargının gerilimi gösterilmektedir.

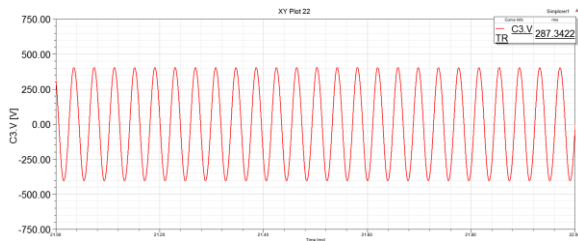
Tasarlanan 2.2 kW gücündeki KGA sisteminin DA besleme gerilimi 220 V olarak belirlenmiştir. Verici sargı, rezonans frekansında kare dalga üreten köprü tipi bir evirici ile sürülmüştür. Alıcı sargı çıkışına da yine yüksek frekansta anahtarlanabilen tam dalga doğrultucu bağlanmıştır. Doğrultucu çıkışına 74V girişli akü şarj devresini sembolize eden 2.5Ω değerinde bir eşdeğer yük bağlanmıştır. Tasarımı yapılan 2.2 kW gücündeki sistemin verimi %84 olarak hesaplanmıştır. Benzetim sonuçları ve teorik hesaplamalar bu sonucu doğrulamaktadır.

Tablo 2: Sistemin parametre değerleri

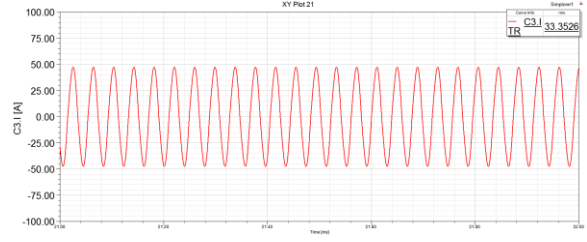
Elemanlar	SEA Sonuçları	Matlab Sonuçları
L_1 (μH)	585	597
L_2 (μH)	60	64
M (μH)	40	41
f_0 (kHz)	24	26
P_L (kW)	2.2	2.4
V_L (V)	74	79
V_{C1} (V)	1000	1080
V_{C2} (V)	287	326
C_1 (μF)	0.075	0.06
C_2 (μH)	0.72	0.55
I_{C1} (A)	12	11.7
I_{C2} (A)	33	31.7



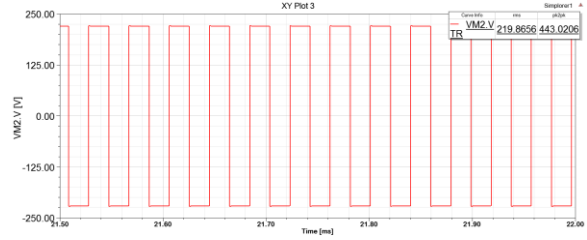
Şekil 6. Yük gerilimi



Şekil 7. Alıcı taraftaki kapasitör gerilimi



Şekil 8. Alıcı sargı akımı



Şekil 9. Verici sargı besleme gerilimi

5. Sonuçlar

Kablosuz enerji transfer sistemleri elektrikli araçların batarya dolumu için ciddi bir seçenek olarak görülmektedir. Bu çalışmada, bu amaçla 2.2 kW gücünde S-S kompanzasyon topolojisine sahip basit bir sistem tasarlanmış ve sistemin başarımı Maxwell Ansys – Simplorer yazılımları kullanılarak benzetim yoluyla değerlendirilmiştir. Elde edilen verim %84 olup, tasarımın iyileştirilmesi ile verimin yükseltilebileceği değerlendirilmektedir.

6. Kaynakça

1. M. Budhia, G. A. Covic and J. T. Boys, "Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 11, pp. 3096-3108, Nov. 2011.
2. Rui Chen; Cong Zheng; Zahid, Z.U.; Faraci, E.; Wengsong Yu; Jih-Sheng Lai; Senesky, M.; Anderson, D.; Lisi, G., "Analysis and parameters optimization of a contactless IPT system for EV charger," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE , vol., no., pp.1654-1661, 16-20 March 2014.
3. A. Tejada, C. Carretero, J. T. Boys and G. A. Covic, "Ferrite-Less Circular Pad With Controlled Flux Cancellation for EV Wireless Charging," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 11, pp. 8349-8359, Nov. 2017.

4. Junjun Deng; Weihan Li; Nguyen, T.D.; Siqi Li; Mi, C.C. "Compact and Efficient Bipolar Coupler for Wireless Power Chargers: Design and Analysis", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, On page(s): 6130 - 6140 Volume: **30**, Issue: 11, Nov. 2015.
5. Z. Dang and J. A. A. Qahouq, "Modeling and investigation of magnetic resonance coupled wireless power transfer system with lateral misalignment," 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, Fort Worth, TX, 2014, pp. 1317-1322.
6. C. Zheng, H. Ma, J. S. Lai and L. Zhang, "Design Considerations to Reduce Gap Variation and Misalignment Effects for the Inductive Power Transfer System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. **30**, no. 11, pp. 6108-6119, Nov. 2015.
7. Budhia, M.; Boys, J.T.; Covic, G.A.; Chang-Yu Huang, "Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. **60**, no.1, pp.318,328, Jan. 2013.
8. G. R. Nagendra, G. A. Covic and J. T. Boys, "Determining the Physical Size of Inductive Couplers for IPT EV Systems," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. **2**, no. 3, pp. 571-583, Sept. 2014.
9. F. Y. Lin, A. Zaheer, M. Budhia and G. A. Covic, "Reducing leakage flux in IPT systems by modifying pad ferrite structures," 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, 2014, pp. 1770-1777.
10. Chopra S., Bauer P., "Analysis and design considerations for a contactless power transfer system," in *proc. IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference*, Oct. 2011, pp.1-6.
11. K. Aditya and S. S. Williamson, "Comparative study of Series-Series and Series-Parallel compensation topologies for electric vehicle charging," 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, 2014, pp. 426-430.
12. Sallan J., Villa J. L., Llombart A., ve Sanz J. F., "Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge," in *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. **56**, no. 6, pp. 2140-2149, June 2009.
13. Wang C.S., Covic G. A., ve Stielau O. H., "General stability criterions for zero phase angle controlled loosely coupled inductive power transfer systems," in *Proc. IEEE Annual Conf. of the Industrial Electronics Society*, Denver, CO, vol. **2**, Nov. 2001, pp. 1049-1054.
14. Wang C. S., Covic G. A., ve Stielau O. H., "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. **51**, no. 1, pp. 148–157, Feb. 2004.
15. Kafeel Ahmed Kalwar, "Inductively coupled power transfer (ICPT) for electric vehicle charging – A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 47 (2015) 462–475.
16. S. S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S. P. Boyd and T. H. Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. **34**, no. 10, pp. 1419-1424, Oct 1999.

Enerji Depolama Sistemlerinin Farklı Kullanım Zamanlarının Elektrik Sistemine Olan Etkisi

Mustafa Erdem SEZGİN¹, Mehmet Uğur GÜDELEK², Efe ARIN³, Cem Recai ÇIRAK¹, Murat GÖL¹

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, ODTÜ, Ankara, Türkiye

²Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, TOBB ETÜ, Ankara, Türkiye

³Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Gazi Üniversitesi, Ankara, Türkiye
erdems@metu.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Günümüzde elektrik depolama sistemi teknolojilerinin gelişmesi ile bu birimler evlerin içinde kullanılabilir boyutlara gelmişlerdir. Bu bildiride enerji depolama sistemlerinin elektrik sistemine olan etkisi hem sistem operatörleri bazında hem de tüketici bazında incelenecektir. Aynı zamanda elektrik depolama sistemlerinin farklı şartlar altındaki en uygun biçimde kontrolü değerlendirilecektir. Bunların en önemlileri üç zamanlı ve çok zamanlı tariflerin modellenmesidir. Bunun yanında elektrik depolama sistemlerinin yük aktarımına ve tepe tıraşlamaya olan etkileri kullanım oranının bazında incelenecek olup ekonomik etkileri de değerlendirilecektir.

Anahtar Kelimeler: Enerji depolama sistemleri, elektrik sistemi, tarife zaman dilimleri, 3-zamanlı tarife, çok zamanlı tarife

The Effect of Different Usage Times of Energy Storage Systems to Electricity Network

Abstract

Today, with the development of electrical storage system technologies, these units have come to dimensions that can be used in houses. In this report, effect of energy storage systems on electrical system will be examined both on the basis of the system operators and on the basis of consumer. At the same time, control of electrical storage systems will be evaluated in the most appropriate way under different circumstances. The most important of these are the modeling of triple-time and multi-time tariffs. Besides that, the effects of electric storage systems on load transfer and peak shaving will be examined in some cases and economic effects will also be assessed.

Keywords: Energy storage systems, electrical system, tariff time slots, 3-time tariff, multi-time tariff

1. Giriş

Son yıllarda dünyadaki elektrik tüketimi tüm zamanların en yüksek seviyesinde seyretmektedir. Fakat gün içindeki elektrik tüketimi maalesef sürekli aynı seviyede olmamakta gün içinde farklılıklar göstermektedir. Mesken kullanımlarda mevsime bağlı olmakla beraber genellikle en çok elektrik tüketimi akşam saatlerinde olup en düşük elektrik tüketimi ise gece saatlerinde gözlenmektedir. Bu durumun önüne geçebilmek için dağıtım sistemi operatörleri ilk önce talep yönetimi üzerine çalıştılar. Bu yöntemlerden en bilineni ve en etkili olanı çok zamanlı tarifelerin yaygınlaştırılmasıdır. Bu sayede tüketicilerin tüketim alışkanlıklarını düşük enerji kullanım

zamanlarına kaydırmak istemektedirler. Fakat bu tüketicilerin yaşam konforunu belirli oranda düşürmektedir.

Batarya ve diğer enerji depolama teknolojilerinin gelişmesi ile enerji depolama sistemleri gelecekteki elektrik sistemlerinin değişmez parçalarından biri olma yolundadır [1]. Son zamanlarda Avrupa Birliği çerçevesinde alınan kararlar ile binaların CO2 salınımlarını azaltma yoluna gidilmiş olup [2], bu çerçevede enerji depolama sistemleri kullanılarak net sıfır enerji binaların planlamaları yapılmaktadır [3]. Bu sebepten ötürü enerji depolama sistemlerinin sisteme olan etkisinin incelenmesi gerekmektedir.

Bunun yanı sıra, üretim tarafında güneş ve rüzgâr gibi anlık değişimlerden etkilenen

yenilenebilir enerji kaynaklarının alt yapıda yaygınlaşması ile elektrik sisteminin esnekliği azalmaktadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarının bu olumsuz etkisinin önüne geçmek ve yük tahmininin kolaylaştırılabilmesi için enerji depolama sistemlerinin kullanımı önerilmektedir [4].

Bu bildiride enerji depolama sistemlerinin mesken tipi kullanıcılarda yaygınlaşmasının etkileri tartışılacaktır. Ayrıca enerji depolama sistemlerinin farklı optimum çalışma stratejileri mümkündür. Örneğin çok zamanlı tarifelerin kullanıldığı ülkelerde, belirli bir fiyat endeksinin üstündeki zaman aralıklarında depolanan enerjinin kullanılırken, belirli bir fiyat endeksinin altında da enerji depolama birimlerinde depolanabilir [5]. Bundan farklı olarak sistem açısından önemli olan çalışma stratejileri ve tüketiciler açısından üç-zamanlı tariflerde çalışma stratejileri önerilecektir.

Bildirinin 2 numaralı konu başlığında yük kaydırma ve tepe tıraşlamanın ne olduğu, ne gibi sorunların çözümünde kullanıldığı ve bu zamana kadar nasıl yapıldığı açıklanacaktır. 3 numaralı konu başlığında enerji depolama sistemlerinin bu sorunlara nasıl cevap verebileceği tartışılacaktır. 4 numaralı konu başlığında ise enerji depolama sistemlerinin nasıl elektrik sistemini en ideal biçime getirebileceği ve buna ait kontrol stratejileri önerilecektir. 5 ve 6 numaralı başlıklarda ise enerji depolama sistemlerinin tüketici açısından en uygun kullanımları sıra ile önce üç zamanlı tarife senaryosunda sonra ise çok zamanlı tarife senaryosunda incelenecektir. Son olarak da 7. konu başlığında genel yorumlar ve bildirinin genel sonucu verilecektir.

2. Yük Kaydırma ve Tepe Tıraşlama

Gün içerisindeki güç ihtiyacı sürekli değişmektedir. Sistem operatörleri açısından sistemin yük durumunun sürekli değişmesi istenmeyen bir durumdur. Sürekli ve hızlı bir şekilde değişen güç ihtiyacı demek, sürekli sıcak rezerv bekletmek anlamına gelebilmektedir. Bu tarz durumlarda yan hizmetlerin rolü ön plana çıkmaktadır. Özellikle bekleme yedekleri, tüketimin hızlı yükseldiği dönemlerde çok önemli bir paya sahip olmaktadır.

Değişimlerin tahmin edilememesi de bir diğer zorluk olarak sistem operatörlerinin

karşısına çıkmaktadır. Ani yük artış ve azalışlarının karşılanması için sistemdeki jeneratörlerin ataleti kullanılmakta olup, bu sistemin frekansını değiştirmektedir. Yine yan hizmetler bu durumda devreye girmekte ve primer-sekonder frekans kontrolü yapılmaktadır.

Elektrik sisteminin, sistem operatörleri açısından en önemli özelliği ise gün içi güç talep eğrisindeki tepelerdir. Elektrik sistemi için gerekli üretim miktarı bu tepe değerleri karşılayacak şekilde planlanmaktadır. Aynı zamanda gün içindeki tepe yük değeri ve düşük yük değeri sistem operatörleri için zorlu koşullar oluşturmaktadır. Örneğin, Türkiye genelinde tepe değerde yük çekildiği zaman hatlarda kayıplar artmakta ve gerilim düşümleri gözlenmektedir. Hatta ve hatta trafoların aşırı yüklenmesi bazı bölgelerde elektrik kesintilerine yol açmaktadır. Bir diğer uç örnek olan düşük yük talebinde ise iletim sistemindeki hatların kapasitif etkisi baskın geldiği için batı tarafındaki indirici merkezlerde gerilim yükselmesi gözlenmektedir.

Gelişen teknoloji sebebi ile artan elektrik ihtiyacımızı karşılamak için daha fazla elektrik üretim tesisine ihtiyaç duyulmaktadır. Fakat çevreye verilen zararı en düşük seviyeye indirebilmek için bazı farklı yöntemler izlenebilir. Talep tarafı yük yönetimi bu yöntemler içerisinde en güncel olanıdır. Türkiye’de, İtalya’da kullanılan [6] kullanım zamanı bazlı elektrik ücretlendirme tarifi benzeri bir seçenek bulunmaktadır. İtalya’da hafta içi, hafta sonu ve tatil günleri için farklı kullanım zaman tarifeleri mevcut iken [6], Türkiye’deki uygulama çerçevesinde her gün için aynı olmak üzere üç farklı zaman dilimi oluşturulmuş olup her zaman dilimi farklı fiyat oranına sahiptir. Bu şekilde tüketicilerin tepe değer zaman dilimindeki tüketimlerini düşük fiyatlı zaman dilimlerine kaydırmaları beklenmektedir. Bu şekilde gün içi güç talep eğrisindeki tepelerin tıraşlanması ve daha düzgün bir eğrinin elde edilmesi hedeflenmektedir.

Fakat bu uygulamanın başarıya ulaşabilmesi için tüketicilerin bu uygulamaya aktif katılım göstermesi ve tüketim alışkanlıklarını değiştirmeleri gerekmektedir. Bu yöntemde tüketicilerin hayat tarzlarında değişim yapmaları beklenmektedir. Bu yöntemin, kullanım

açısından esnekliği düşük olduğu için sürdürülebilirliğinin fazla olduğu söylenemez.

Gelişen pil teknolojileri ile enerji depolama birimleri gitgide küçülmektedir. Bunun sayesinde de yaygınlıkları gitgide artmaktadır. Son yıllarda elektrikli araçların artması buna örnek olarak gösterilebilir. Benzer şekilde enerji depolama sistemleri sistemin çalışma düzeninin iyileştirilmesi için de kullanılabilir.

3. Enerji Depolama Sistemlerinin Kullanımının Elektrik Sistemine Etkileri

Türkiye elektrik dağıtım ve iletim sisteminin, gün içi güç talep eğrisinin etkilerini en aza indirmek için gelişen teknolojilerden yararlanması mümkündür. Enerji depolama sistemlerinin kullanılması bunlardan en popüler olanıdır. Dünyada birçok ülke de gerek elektrikli araçların artması gerekse enerji depolama sistemlerinin kullanılması ile sistem operatörleri bunların etkilerini incelemeye başlamıştır.

Enerji depolama sistemleri bugüne kadar var olan elektrik sistemi için yepyeni bir eleman olmakla birlikte birçok yeniliği de beraberinde getirmektedir.

Enerji depolama sistemlerinin yakın gelecekte tüketiciler tarafından kullanımının artacağı düşünülmektedir. Bugüne kadar kullanılan yük kaydırma ve tepe tıraşlama yöntemlerinden daha farklı bir yöntem olarak öne çıkmaktadır. Enerji depolama sistemlerinin tüketici kanadında kullanımı ile tüketicilerin kullanım alışkanlıklarını değiştirerek yük kaydırma yapılmasına gerek kalmayacaktır. Aksine, tüketicilerin yük alışkanlıklarını sürdürürken geri planda enerji depolama sistemleri çalışacak olup, otomatik olarak yük kaydırması yapılacaktır. Örnek olarak, elektrikli araçlarda yer alan enerji depolama birimlerinin araçtan şebekeye teknolojisi (vehicle to grid) ile talep tarafı yük yönetimine etkisi [7]'de incelenmiştir.

Tüketicilerin tepe değer zaman aralığında kullandıkları yük miktarı kadar enerji düşük enerjili zaman dilimlerinde enerji depolama sistemine depolanması ve tepe değer zaman aralığında bu depolanan enerjinin kullanılması durumu söz konusudur. Böylece, tepe değer zaman aralığında tüketiciler dağıtım ve iletim sistemlerine çok fazla yüklenmeyecek olup, aşırı

gerilim düşümlerinin önüne geçilecektir. Benzer şekilde düşük talep saatlerinde enerji depolama sisteminin dolması için enerji çekilecek olup bu dönemdeki talep arttırılacaktır. Bunun sonucunda da indirici merkezlerde Ferranti Effect sebebi ile gözlemlenen gerilim yükselmelerinin önüne geçilmiş olunacaktır.

Enerji depolama sistemlerinin tüketici kanadında yaygınlaşması ile düşen tepe değer yükünün bir diğer yansıması da gerekli olan üretim santrali sayısının azalmasıdır. Bu şekilde yeni üretim tesisi gerekliliğinin önüne geçilecek olup doğaya verilen tahribat en düşük seviyelere indirilecektir.

Enerji depolama sistemlerinin sistem operatörleri açısından en önemli yararı ise elektrik sisteminin tahmin edilebilirliğini yükseltebilmesidir. Bağlı bulundukları yükün ani artışları sırasında primer kontrol elemanı olarak yükün ihtiyacını karşılayabilirler ve elektrik sistemindeki frekans dalgalanmalarını sönümlenmesinde etkin rol oynayabilirler.

4. Enerji Depolama Sistemlerinin Sistem İyileştirilmesi Açısından Kontrolü

Elektrik sistemlerinin enerji depolama sistemleri ile güçlendirilebilmeleri için bazı kontrol mekanizmalarının kullanılması gerekmektedir. Merkezi kontrole sahip enerji depolama sistemleri ile tepe değer zaman aralığı boyunca daha düz bir elektrik enerjisi tüketim grafiği elde edilebilir. Benzer şekilde düşük tüketim zaman aralığında da daha düz bir enerji tüketim grafiği elde etmek için merkezi kontrole ihtiyaç vardır.

Gün içi güç talep eğrisinin düzleştirilmesi için enerji depolama sistemlerinin kontrolünde karşılaşılan sıkıntılar;

- Enerji depolama sistemlerinin kapasitesi
- Üç ve çok zamanlı tarifelerin fiyat farkı

Sistematik bir analiz yapılabilmesi için aşağıdaki varsayımlar yapılacaktır;

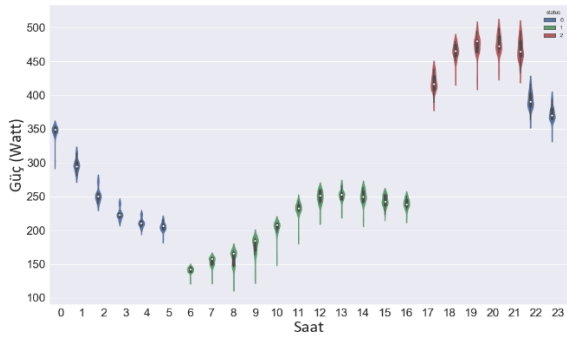
- Enerji depolama sistemlerinin kapasitesi sabit ve 2 kWh olarak alınacaktır.
- Enerji depolama sistemlerinin çevirici değerleri 500 W olarak alınacaktır.
- Gündüz tarifi saat aralığı 06:00 - 17:00
- Puant tarifi saat aralığı 17:00 - 22:00

Gece tarifesini saat aralığı 22:00 - 06:00 arası olarak alınacaktır.

- Gündüz tarifesini fiyatı 0.212 TL/kWh
- Puant tarifesini fiyatı 0.3775 TL/kWh
- Gece tarifesini fiyatı 0.0926 TL/kWh olarak alınacaktır.
- Tek zamanlı tarife fiyatı 0.2134 TL/kWh olarak alınacaktır.
- Ankara ilinin 2016 yılı mesken elektrik tüketim verileri kullanılacaktır [8].

Sistem operatörleri açısından daha tahmin edilebilir bir sistem yaratmak amacı göz önüne alındığında tarife saat aralıkları ve tarife fiyatları göz ardı edilmelidir. Tamamen sistemde sabit bir güç akışı yaratacak şekilde geliştirilmelidir. Bu çerçevede fiyat dilimi önemsenmeden enerji depolama birimleri doldurulup kullanılacaktır.

Sistemin ilk durumuna bakıldığında aşağıdaki grafik gözlemlenmiştir:



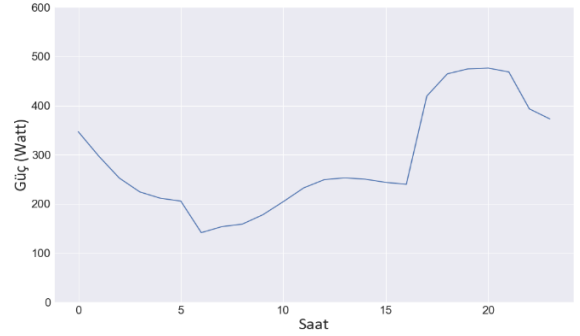
Şekil 1. Yıllık gün içi güç talebi dağılımı

Şekil 1'de mavi renkli bölgeler gece tarifesini, yeşil renkli bölgeler gündüz tarifesini, kırmızı renkli bölgeler ise puant tarifesini temsil etmektedir. Bunun yanında renkli bölgelerin kalın olduğu değerler o değer sene içerisinde daha fazla gözlemlendiğini, ince olan yerler ise o değer daha az gözlemlendiğini anlatmaktadır. Renkli bölgelerin içerisindeki beyaz noktalar ise ilgili saatin bir yıllık ortalamasını göstermektedir.

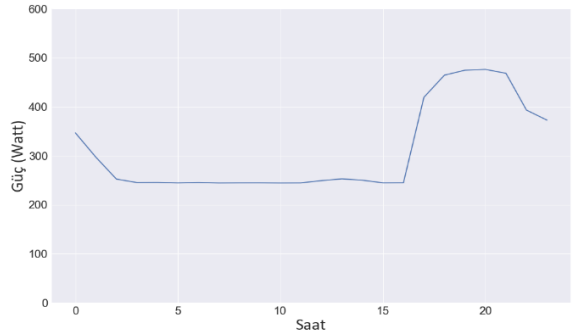
Şekil 1'den de anlaşılacağı üzere puant saatlerinde elektrik kullanımı çok yaygın olmakla beraber, gündüz saatlerindeki kullanım daha azdır.

Enerji depolama sistemlerinin (0.5 kWh kapasiteli) sistem operatörlerinin elektrik sistemini iyileştirilmesi amacı ile kullanımı

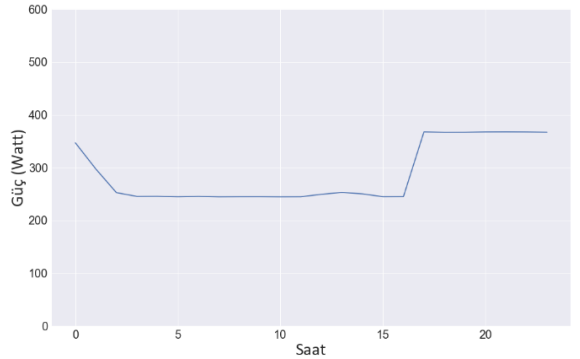
senaryosu göz önüne alındığında aşağıdaki durum oluşmaktadır;



Şekil 2. Yıllık ortalama gün içi güç talebi



Şekil 3. Bataryaların düşük enerji tüketiminin olduğu zamanlarda doldurulması



Şekil 4. Depolanan enerjinin yüksek enerji tüketilen zamanlarda kullanımı

Şekil 4'ten de anlaşılacağı gibi 0.5 kWh'lik enerji depolama birimleri dahi gün içi güç talep eğrisini büyük ölçüde düzelterek, sistem operatörlerinin ihtiyacını karşılamaktadır.

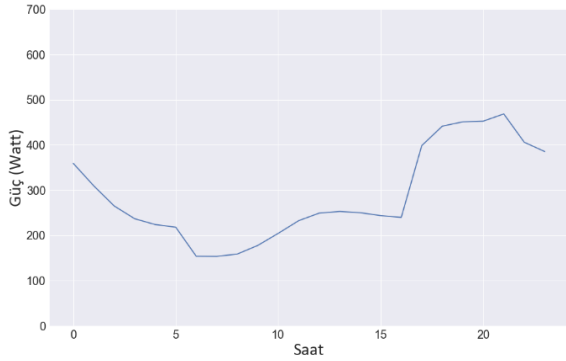
Kullanılan verilere dayanarak, meskenlerde tam olarak düz bir güç talep eğrisi elde etmek için gerekli olan optimum enerji depolama birimi kapasitesi 1.118 kWh olarak hesaplanmıştır. Fakat bu sonuca varılırken, bütün mesken tipi müşterilerin enerji depolama sistemine sahip

olduğu ve enerji depolama sistemi kayıplarının olmadığı varsayılmıştır. Bunun dışında, mevsimsel ortalama yük, olası güneş enerjisi katkısı ve enerji depolama biriminin fiyatının kullanıldığı daha detaylı optimizasyon çalışmaları da yapılabilmektedir [9].

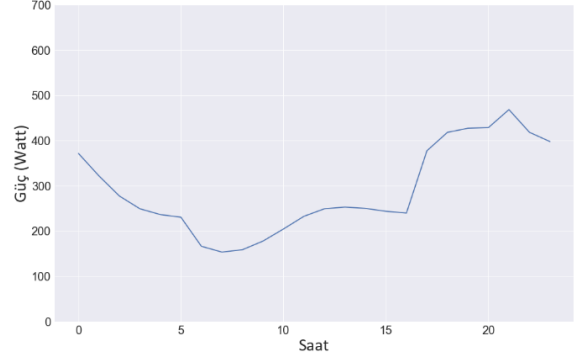
5. Enerji Depolama Sistemlerinin Üç Zamanlı Tarifelerde Kontrolü

Enerji depolama sistemlerinin tüketici tarafına olan ekonomik etkisi, bu sistemlerin yaygınlaşması konusundaki en önemli hususlardan bir tanesidir. Aynı zamanda bu sistemlerin yaygınlaşması durumunda gerçekte oluşacak senaryonun bu durum olması muhtemeldir.

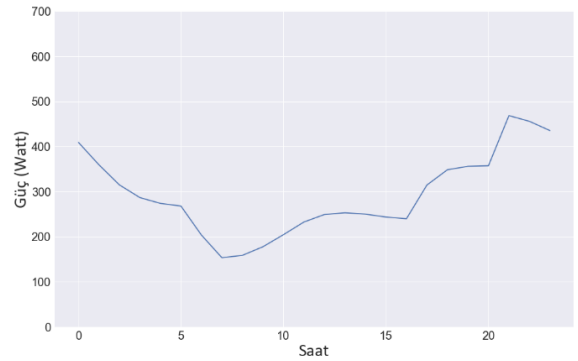
Tüketici açısından bakıldığında en ekonomik çözüm enerji depolama ünitelerinin ucuz saatlerde doldurulması ve pahalı saatlerde harcanmasıdır. Ucuz saatlerdeki dolum sırasında gerekli enerjinin her saat aralığında eşit oranda depolandığı varsayılmaktadır. Bu durum göz önüne alındığı zaman aşağıda gösterilen sonuçlar elde edilmektedir.



Şekil 5. Meskenlerin %5'inde enerji depolama sistemi kullanımı durumu



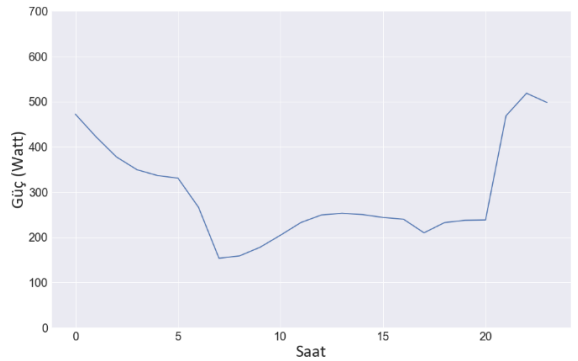
Şekil 6. Meskenlerin %10'unda enerji depolama sistemi kullanımı durumu



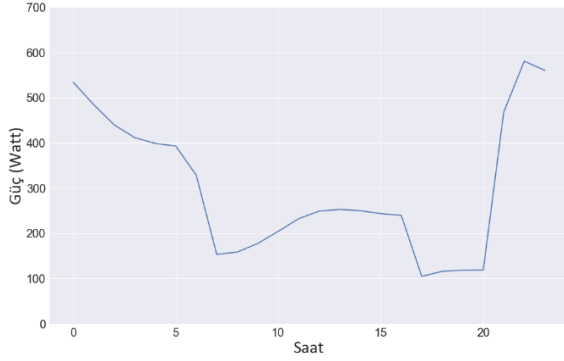
Şekil 7. Meskenlerin %25'inde enerji depolama sistemi kullanımı durumu

Şekil 7'den de anlaşılacağı üzere tüketim profili düzelmiş olup, operatörler açısından uygulaması daha kolay bir güç talebi sağlanmıştır.

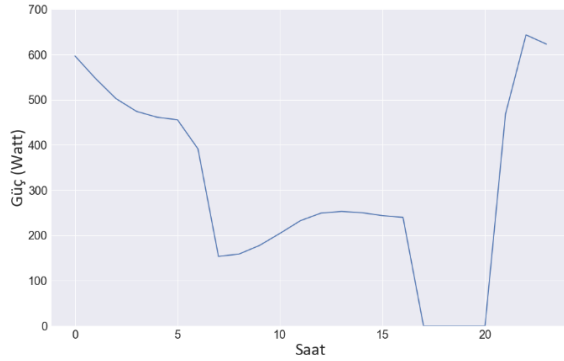
Fakat enerji depolama sistemlerinin mesken tüketicileri tarafında kullanımının daha da artması ile aşağıdaki sonuçlar gözlenmeye başlanmıştır:



Şekil 8. Meskenlerin %50'sinde enerji depolama sistemi kullanımı durumu



Şekil 9. Meskenlerin %75'inde enerji depolama sistemi kullanımı durumu



Şekil 10. Meskenlerin tamamında enerji depolama sistemi kullanımı durumu

Şekil 10'dan da anlaşılacağı üzere tüm tüketicilerin enerji depolama sistemine sahip olması durumunda ekonomik kaygılarından ötürü ucuz saatlerde güç çekecek ve tepe değer saatlerinde bu enerjiyi kullanacaklardır. Bunun sonucunda tepe değer saatinden ucuz saat dilimine geçiş yapıldığında çok büyük bir eğim ile enerji ihtiyacı artacaktır. Bu durumun gerçek olması halinde sistem operatörleri zorluklar yaşayacak ve sorunun üstesinden gelinebilmesinde yan hizmetlerin önemi artacaktır.

Değişimin daha iyi anlaşılabilmesi için Tablo 1'deki ortalama, standart sapma, minimum ve maksimum değerleri verilmiştir;

Tablo 1. Enerji depolama sistemlerinin kullanım oranlarına bağlı olarak gerçekleşen istatistiksel değişimler

	%5	%10	%25	%50	%75	%100
Ortalama	288.9	289.8	292.3	296.7	301	305.3
S. Sapma	103.6	98.2	90.8	109.5	152.8	205.7
Min	153.5	153.5	153.5	153.5	104.9	0
Max	468.6	468.6	468.6	518.4	580.9	643.4

Meskenlerde elektrik depolama sisteminin finansal açıdan katkısı da dikkate alınırsa, tek bir

meskende elde edilen maliyet azalışı aşağıdaki gibidir;

$$2 \times 30 \times (0.3775 - 0.0926) = 17.094 \text{ TL/ay}$$

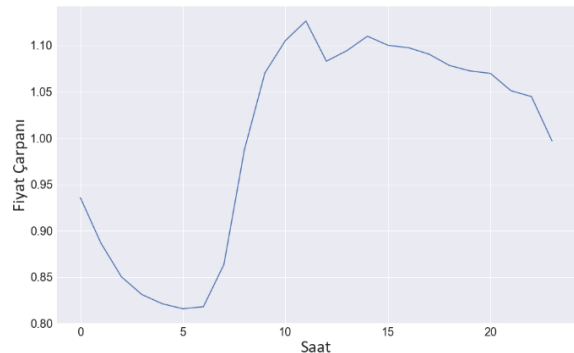
6. Enerji Depolama Sistemlerinin Çok Zamanlı Tarifelerde Kontrolü

Olası bir diğer senaryo ise enerji depolama sistemlerinin yaygınlaşması ile çok zamanlı tarifelere geçilmesidir. Bu tür bir durumda her saat için ayrı bir fiyatlandırma politikasının izlendiği varsayılmakta olup, gün öncesi ya da gün içi piyasanın varlığına göre karar alımı yapılması gerekmektedir.

Bu tarz bir durumda elektrik sisteminin kullanım koşullarını sistem operatörleri açısından iyileştirmek için enerji depolama sistemlerini yine tarife zaman aralıklarından bağımsız bir şekilde çalıştırmak gerekecektir. Bu da yukarıda anlatılan düz bir gün içi güç talep eğrisi elde etme mantığı ile tamamen aynı sonuçları vermektedir.

Belirtilen durum altında tüketici tarafına bakıldığında ise devreye iki çeşit market yapısı girmektedir. Bunlar gün öncesi ve gün içi piyasadır. Gün öncesi piyasa senaryosunda fiyat bilgileri saatlik bazda bilinirken, gün içi piyasada gelecek saatlerin fiyat bilgisi bulunmamaktadır.

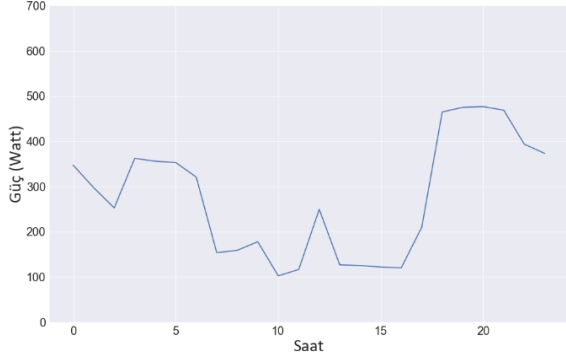
Öncelikle gün öncesi piyasası senaryosunu ele alırsak, gün içinde saatlik fiyat bilgisine ihtiyacımız olmaktadır. Kullanılan verilere uygun saatlik ortalama bir fiyat politikası yaratmak için, Türkiye'nin 2016 yılındaki saatlik bazda ortalama elektrik tüketimi kullanılmış olup saatlik bazda bir çarpan eğrisi elde edilmiştir;



Şekil 11. Normalize edilmiş günlük elektrik birim fiyatı çarpan eğrisi

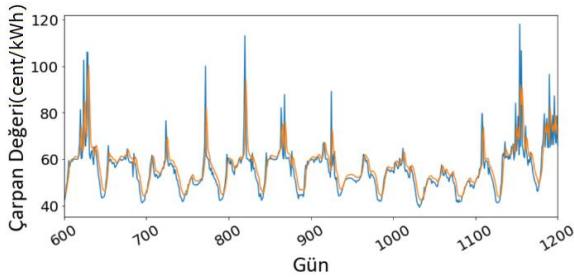
Elde edilen saatlik fiyat verisi kullanılarak ve mesken tipi tüketicilerin %50'sinin enerji

depolama sistemi kullandığı varsayılarak yapılan analizin sonuçları Şekil 12’de verilmektedir.



Şekil 12. Çok zamanlı tarife sisteminde enerji depolama sistemlerinin etkisi

Gün içi piyasa olması durumu yukarıdaki duruma benzerlik göstermektedir. Fakat farklı olarak saatlik elektrik fiyatı bilinemeyeceği için, fiyat tahmini yapılması gerekecektir. Bu durumda 24 saatlik fiyat tahmininin geçmiş fiyat verileri ve diğer yan veriler kullanılarak enerji depolama birimi tarafından yapılması gerekmektedir. Türkiye’de halihazırda gün içi piyasa olmadığı için fiyat verisi bulunamamış olup, bu durumun simüle edilebilmesi için Avustralya verileri kullanılmıştır [10].



Şekil 13. Avustralya gün içi piyasası elektrik fiyat tahmini

Şekil 13’te elde edilen grafik LSTM (uzun kısa süreli bellek) yöntemi ile yapılmıştır. Elde edilen sonuçta mavi renkli grafik gerçekleşen elektrik fiyatını gösterirken, turuncu renkli grafik fiyat tahminini göstermektedir. Tahmin ile gerçekleşen değer arasındaki farkın 0.1\$’ı geçmesi durumunda hata olduğunu varsayarsak, fiyat tahmininin %82 doğruluk payı ile çalıştığı söylenebilir. Eğer bu hata payını 0.2\$’a çıkarırsak doğruluk oranı %91’e çıkmaktadır. Bu doğruluk payının daha da üst seviyelere

çıkarılması daha detaylı bir yapay sinir ağı kullanımı ile mümkündür.

7. Sonuç ve Yorumlar

Gelişen teknoloji çerçevesinde enerji depolama sistemlerinin yaygınlaşması genel anlamda sistem operatörlerinin elektrik sistemine olan kontrolünü kolaylaştıracağı düşünülmektedir. Fakat Şekil 10’dan da anlaşılacağı üzere enerji depolama sistemlerinin çok yaygınlaşması durumunda bazı yan etkilerinin olması çok muhtemel bir senaryodur.

Enerji depolama sistemlerinin bu tarz olumsuz etkilerinden kaçınmak için enerji depolama sistemlerinin gerekli durumlarda merkezi kontrolünün sistem operatörleri tarafından yapılabilmesi gerekmektedir. Bu şekilde ani yük artışları ve ani yük azalışlarının önüne geçilebilecektir.

Benzer şekilde enerji depolama sistemlerinin dolumu sırasında sebep oldukları ani yük artışını engellemek için, sistemin yük durumuna bakarak sistemden enerji çekmeleri önemlidir. Bu sonuca ulaşmak için yapılabilecek en iyi yöntem, meskenlere özel saatlik bazda elektrik tarifesinin uygulanmasıdır. Elde edilecek sonuçlar 4. kısımda verilen sonuçlar ile benzerlikler gösterecek olup, daha düşük bir depolama sistemi kapasitesinin de yeterli olmasını sağlayacaktır.

Bir diğer önemli nokta da yapılan analiz ve simülasyonlar sırasında her bir kullanıcının yük profilinin birbiri ile aynı olduğu varsayılmıştır. Fakat gerçekte bütün kullanıcıların kendine özel bir profili olduğu için, enerji depolama sistemlerinin kontrolünde yardımcı olması adına mesken bazında yük tahmininin yapılması hem sistem hem de tüketici açısından daha yararlı olacaktır [11]. Örnek olarak, tepe değer zaman dilimi sırasında elektrik tüketimi olmayan bir tüketici, gece depoladığı enerjiyi yük tahmini yapılarak tepe değer zaman dilimine saklamak yerine gündüz de kullanabilecektir.

Enerji depolama birimlerinin tüketicilere bir diğer yararı ise, olası elektrik kesintilerinin etkilerini minimuma indirmesidir. Önemli yüklerin enerji ihtiyacı bu tür elektrik kesintileri sırasında enerji depolama birimleri tarafından sağlanabilir. Hatta sistemin tepe değerindeki

elektrik talebini azalttığı için elektrik kesintilerinin de önüne geçilecektir.

Bu bildiride gelecek yıllarda enerji depolama sistemlerinin meskenlerde kullanımının yaygınlaşması ile elektrik sistemine hem pozitif hem de negatif etki yaratabileceği görülmüştür. Bu olumsuz etkilerin önlenmesi merkezi kontrol ve yük tahmininin yapılması büyük yarar sağlayacağı düşünülmektedir. Her ne kadar enerji depolama sistemlerinin bazı senaryolarda olumsuz etkileri olsa da genel olarak sistemin daha düzgün işlemesine yardımcı olmaları muhtemeldir. Bu cihazların merkezi kontrolleri ve yük tahmini yapabilme kapasiteleri hakkında çalışmalar yapılması bir sonraki adım olacaktır.

8. Kaynakça

1. C.K. Ekman ve S.H. Jensen (2010). Prospects for large scale electricity storage in Denmark. *Energy Convers. And Manag.*, vol. **51**(6), pp. 1140-1147.
2. 2009/125/EC ve 2010/30/AB sayılı Direktifleri tadil eden ve 2004/8/EC ve 2006/32/EC sayılı Direktifleri yürürlükten kaldıran 25 Ekim 2012 tarihli ve 2012/27/EC sayılı Avrupa Parlamentosu ve Konsey Direktifi AÇA ile ilişkilidir.
3. M. Ferraro, F. Sergi, V. Antonucci, F. Guarino, G. Tumminia ve M. Cellura (2016). Load match and grid interaction optimization of a net zero energy building through electricity storage: An Italian case-study. 16. IEEE Çevre ve Elektrik Mühendisliği Uluslararası Konferansı (EEEIC), pp. 1-5.
4. B. Zakeri, S. Syri and F. Wagner (2017). Economics of energy storage in the German electricity and reserve markets. 2017 14. Uluslararası Avrupa Enerji Piyasası Konferansı (EEM), Dresden, pp. 1-6.
5. L. Dusonchet, M. G. Ippolito, E. Telaretti, G. Zizzo ve G. Graditi (2013). An optimal operating strategy for combined RES-based generators and electric storage systems for load shifting applications. 4. Uluslararası Enerji Mühendisliği Konferansı, Enerji ve Elektrikli Sürücü, İstanbul, pp. 552-557.
6. F. Bignucolo, A. Savio, R. Turri, N. Pesavento and M. Coppo (2017). Influence of electricity pricing models on the daily optimization of residential end-users integrating storage systems. 2017 Uluslararası Modern Güç Sistemleri Konferansı (MPS), Cluj-Napoca, pp. 1-6.
7. E. Galván-López, M. Schoenauer and C. Patsakis (2015). Design of an autonomous intelligent demand-side management system by using electric vehicles as mobile energy storage units by means of Evolutionary Algorithms. 2015 7. Uluslararası İşlemsel Zeka Ortak Konferansı (IJCCI), Lisbon, pp. 106-115.
8. <https://rapor.epias.com.tr/rapor/xhtml/uzlDa gitimProfilListesi.xhtml>
9. C. K. Nayak and M. R. Nayak (2016). Optimal battery energy storage sizing for grid connected PV system using IHSA. 2016 Uluslararası Sinyal İşleme, Haberleşme, Güç ve Gömülü Sistemler Konferansı (SCOPES), Paralakhemundi, pp. 121-127.
10. <https://www.aemo.com.au/Electricity/National-Electricity-Market-NEM/Data-dashboard#aggregated-data>
11. M. Rowe, T. Yunusov, S. Haben, C. Singleton, W. Holderbaum and B. Potter (2014). A Peak Reduction Scheduling Algorithm for Storage Devices on the Low Voltage Network. *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. **5**, no. 4, pp. 2115-2124.

Konutların Günlük Elektrik Güç Tüketimi Tahmini İçin Uygun Model Seçimi

Aykut ÇAYIR, Işıl YENİDOĞAN, Hasan DAĞ
T.C. Kadir Has Üniversitesi Yönetim Bilişim Sistemleri
{aykut.cayir, isil.yenidogan, hasan.dag}@khas.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Zamana bağlı değişim gösteren olayların modellenmesi zorlu bir veri analizi problemidir. Bu olaylardan biri olan elektrik güç tüketiminde ise veriden mevsimsel etki ve tatil günleri gibi örüntülerin öğrenilerek bir tüketim tahmin modelinin geliştirilebilmesi için klasik makine öğrenmesi ve derin öğrenme yöntemlerinden yararlanılmaktadır. Bu çalışmada, İngiltere'nin Londra şehrindeki belirli bir bölgede 30 farklı eve ait yaklaşık 3 yıllık elektrik güç tüketimi veri kümesi kullanılarak uygun bir kısa vadeli tüketim tahmin modelinin makine öğrenmesi algoritmaları ile bulunması amaçlanmıştır.

Anahtar kelimeler: Zaman serisi, makine öğrenmesi, derin öğrenme, konut bazlı elektrik enerjisi tüketim tahmini.

Finding a Model for Forecasting the Daily Household Electrical Power Consumption

Abstract

Developing a forecast model for phenomenon changing in time is a hard data analysis problem. Both machine learning and deep learning techniques are used to develop models that can learn seasonality effect and holiday patterns on electrical power consumption data, which form a time-series data set. In this paper, we try to develop a forecast model based on learning algorithms for short-term household electrical power consumption using data belonging to 30 different houses in a region in London.

Keywords: Time series, machine learning, deep learning, household electrical energy consumption forecasting.

1. Giriş

Günümüzde sensör ağları ve nesnelerin interneti konularındaki gelişmeler veri üretim hızını olağan üstü arttırdığı için bu verileri saklamaya yönelik teknolojiler de ciddi ölçüde gelişmiştir. Bununla beraber, üretilen bu verilerden anlamlı bilgileri çıkartmak için bilinen istatistiksel makine öğrenmesi ve makine öğrenmesinin bir alt grubu olan ve beyin yapısını temel alarak tasarlanan yapay sinir ağları (YSA) modeli olan derin öğrenme konularında da ciddi gelişmeler olmaktadır. Özellikle derin öğrenme tekniklerinin yapısal olmayan veri kümelerindeki başarısı dikkatleri bu alana çekmeyi başarmıştır [1].

İstatistiksel makine öğrenmesi uzun yıllar veri madenciliğinde öğrenmeye dayalı yöntem olarak kullanılmış ve buna bağlı çok çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Son dönemde bu yöntemler arasında, birçok problemde tekniğin

bilinen durumunda en iyi sonuçlara ulaşan iki temel metodu göze çarpmaktadır: Bu metotlar, çekirdek hileli doğrusal yöntem [2] ve topluluk öğrenme modeli [3] olarak bilinirler.

Öte yandan, akıllı şebekelerde artık sıklıkla kullanılan akıllı sayaçlardan da dakikalık veriler almak mümkün hale gelmiştir. Anlık verilerin sayaçlarda depolanıp saat başlarında veya saatte birkaç kez merkezi bir veri depolama sistemine gönderilmesi yaygın bir uygulama haline gelmiştir. Bu verilerden hareketle sistemdeki kısa veya uzun vadeli gelecekteki elektrik enerjisi talebinin tahmini yapılabilir. Bu çalışmada, Londra'da belirli bir bölgede bulunan 30 farklı evden yaklaşık 3 yıl boyunca alınan elektrik güç tüketimi zaman serisi veri kümesi için uygun

bir tahmin modelinin geliştirilmesi hedeflenmiştir. Model, istatistiksel öğrenme algoritmaları olan çekirdek hileli doğrusal model ve topluluk öğrenme yöntemleri ile

birlikte zaman serileri için uygun olduğu literatürde [1, 6] belirtilmiş olan derin öğrenme yöntemi sonuçlarının karşılaştırarak oluşturulmasına dayalı olacaktır.

Bu çalışmanın 2. bölümünde zaman serileri üzerine yapılan ve son tekniklerin bilinen durumlarında en iyi sonuçları veren çalışmalar ele alınmaktadır. Veri kümesinin tanımlayıcı istatistikleri, özellikleri ve veri ön işlemede kullanılan yöntemler Bölüm 3'te anlatılmaktadır. Bölüm 4'te kullanılan yöntemlere ilişkin detaylar ve model seçim kriterleri sunulurken, Bölüm 5 ile çalışmanın sonuçları ve geleceğe yönelik yapılabilecek çalışmalar verilmektedir.

2. İlişkili Çalışma

Bu bölümde zamana bağlı değişim gösteren olayların analizleri ve elektrik enerjisi tüketim tahmin modellerine ilişkin literatür taramalarına yer verilmiştir.

Yu ve ark. [7] öncelikle enerji kullanımına ilişkin istatistiksel bir dağılım oluşturabilmek için bir istatistik analiz modeli sunmaktadır. Aynı çalışmada bir sonraki aşama olarak, enerji kullanımına ilişkin tahmin modelini oluşturmak amacı ile destek vektör makinelerinden (DVM) ve yapay sinir ağından (YSA) yararlanmışlardır. Enerji tüketiminin Gauss dağılımına yakınsadığı ve DVM tabanlı modellerin çok katmanlı YSA'larından daha isabetli tahminler yaptığı sonuçlarına ulaşmışlardır.

Kumar ve ark. [8] borsa verileri üzerinde en iyi tahminleri yapabilecek algoritmaların detaylı karşılaştırmalarını sunmuşlardır. Ayrıca bu makalede, DVM ile rassal orman (RO) algoritması literatürde bilinen diğer algoritmalar ile karşılaştırılmış ve borsa verisi üzerinde en iyi tahminlerin DVM tarafından yapıldığı gösterilmiştir.

Cheng ve ark. [9] RO algoritması kullanarak elektrik güç sistemlerindeki kısa süreli yük tahmininde bulunmuşlardır. Özniteliklerin sayısının yöntemin genelleştirme yetisini düşürmesinden dolayı klasik RO algoritmasının kullandığı farklı öznitelik alt kümeleri yerine tüm özniteliklerin hesaba katılıp ortalama yöntemi ile birleştirildiği bir RO yöntemi önermektedirler. Bu yöntemin mevcut müşterek öznitelik seçimine dayalı

yöntemlerden daha iyi sonuçlar verdiğini göstermişlerdir.

Fugon ve ark. [10] çalışmalarında rüzgâr gücü tahmini yapmak için destek vektör makineleri, rassal orman ve yapay sinir ağıları modellerini eğitmişlerdir. Rassal orman modelinin kısa vadeli rüzgâr gücü tahmini için en iyi sonuçları verdiğini göstermişlerdir.

Gers ve ark. [11] Mackay-Glass kaotik zaman serisi için Uzun Kısa Vadeli Bellek (UKVB) modeli kullanarak belli bir zaman penceresinde tahmin yapabilen bir model sunmuşlardır. Malhotra ve ark. [12] ise UKVB ile zaman serilerinde anormallik tespiti yapmışlar ve sonuçların diğer bilinen anormallik tespiti yöntemlerinden daha başarılı olduğunu göstermişlerdir.

Filonov ve ark. [13] çok değişkenli hata tespit modelini UKVB mimarisi kullanarak geliştirmişlerdir. Aynı zamanda bu çalışmada siber saldırı simülasyonu ile UKVB tabanlı sistemlerinin başarısını göstermişlerdir.

Gamboa [14] derin öğrenme yöntemleri ile zaman serileri üzerinde çalışacaklara rehberlik etmesi amacıyla zaman serilerinde tahmin ve anormallik tespiti üzerinde kullanılabilecek derin öğrenme algoritmalarını incelemiştir.

Zhang ve ark. [15] çok değişkenli heterojen zaman serisi veri kümesinde olay sınıflandırma problemi için UKVB mimarisinden yararlanmıştır.

Türkiye'deki elektrik tüketimini geleceğe yönelik tahmin etmek için önerilen çalışmalardan biri olan Oğcu ve ark. [16] yapmış olduğu çok katmanlı YSA ve destek vektör bağlanım (regresyon) modellerinin karşılaştırıldığı çalışmadır. Bu çalışmada, Türkiye'nin aylık elektrik tüketim verisi üzerinde destek vektör bağlanım tahmin modelinin YSA modeline göre oldukça iyi sonuç verdiği gösterilmiştir. Kavaklıoğlu [17] çok değişkenli destek vektör bağlanım modeli kullanarak Türkiye'deki elektrik tüketimini sosyo-ekonomik göstergelerin fonksiyonu olarak modellemeyi başarmış ve 1975 ile 2006 yılları arasındaki verileri kullanarak 2026 yılına kadar olan uzun vadeli tüketim miktarlarını tahmin etmeye çalışmıştır. Tso ve ark. [18] elektrik enerji tüketiminin tahmini için aşamalı bağlanım, karar ağacı ve çok katmanlı YSA olmak üzere üç ayrı modeli incelemişlerdir. Bu

çalışmada basit bir karar ağacı modeli ile diğer iki modelden çok daha başarılı tahmin sonuçları elde edilebildiğini göstermişlerdir.

Beccali ve ark. [19] İtalya'da Palermo bölgesinde, 1 Haziran 2002 ile 10 Eylül 2003 arasında toplanan elektrik tüketim verisine ek olarak sıcaklık, nem, global solar radyasyon, atmosferik basınç ve rüzgâr hızı verileriyle birlikte çalışmışlardır. Yaptıkları çalışmada elektrik enerjisinin konuta dayalı elektrik tüketiminin yakın dönem için (bir saat sonrası) hava sıcaklığı ve klima kullanımı etkisini de göz önüne alarak tahmin etmeyi amaçlamışlardır. Bu amaca ulaşmak için öz devinimli Elman Yapay Sinir Ağları metodu kullanmışlar ve modelin eğitimi için elektrik enerjisi tüketiminden başka değişkenler de tanımlamışlardır.

Beccali ve arkadaşları çalışmalarında zaman serisi problemlerinde kullanılagelen yapay sinir ağları metodunun stabilitesi ve tatmin edici performansı nedeniyle uygunluğunu teyit etmiş ve kısa dönem elektrik enerjisi talep tahminleme için geçmiş zaman verileri yanı sıra konfor indeksi, iklimleme cihazları kullanımı gibi parametrelerin de göz önüne alınması gerekliliğine dikkat çekmişlerdir.

Bütün bu çalışmalardan görüldüğü üzere veri kümelerinin zamana bağlı oluşları gibi yapısal bir benzerlik ve elektrik enerjisi tüketim tahmini gibi ortak bir uygulama alanı (Bknz. Suganthi, L., ve Samuel, A. A. [20] ile Swan, L. G. ve. Ugursal, V. I. [21]) olsa bile model geliştirme için ortak bir yöntem veya bir kural üretmek mümkün olmamıştır. Bazı tekniklerin benzer veri setlerine uygulanmış olmalarına rağmen çok farklı başarımlar elde ettiği gözlemlenmiştir. Bu sebepten çalışmada kullanılan veri seti için bir model önerilemek amacıyla farklı tekniklerin karşılaştırılması sonucunda uygun bir modelin seçilmesi yaklaşımı benimsenmiştir.

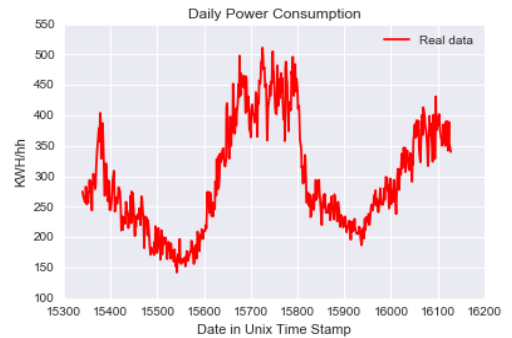
3. Veri Kümesi

Bu çalışmada kullanılan veriler İngiltere'nin Londra şehrinde akıllı sayaç enerji tüketimi (Smart Meter Energy Consumption) veri kümesine aittir [5]. Veriler Kasım 2011 ile Şubat 2014 zaman aralığında ve her yarım saatte bir olacak şekilde 30 farklı evin KW saat

türünden elektrik güç tüketimi kayıtları olarak toplanmıştır. Tüm veri kümesi toplamda 1 milyon adet gözlem içermektedir.

Veriler kullanılmadan önce ön işlemden geçirilmiştir. Aykırı değer kontrolü yapılmış ve veri setinde aykırı değer olmadığı için ön işlem aşaması iki kısımdan oluşmuştur: eksik verilerin giderilmesi ve veri dönüşümü. İlk aşamada tüm veri kümesinde toplam 29 eksik veri içeren kayıt olduğu tespit edilmiş ve eksik olan bu gözlemler veri kümesinden çıkartılmıştır. Ön işlemin son aşaması olan veri dönüşümü iki şekilde uygulanmıştır. Birinci adımda zaman bilgisi Unix zaman kayıtlarına çevrilip tüm gözlemler bu bilgi ile indekslenmiştir. Veri dönüşümünün son adımında ise yarım saatte bir olarak toplanmış olan gözlemler tarih-endeks bilgisi kullanılarak KW saat türünden günlük elektrik güç tüketim miktarlarına dönüştürülmüştür.

Şekil 1 veri ön işleme aşamasından sonraki gerçek günlük güç tüketimleri KW saat türünden göstermektedir.



Şekil 1: Veri Ön İşleme Sonrası Günlük Güç Tüketimi Verisi.

4. Yöntemler

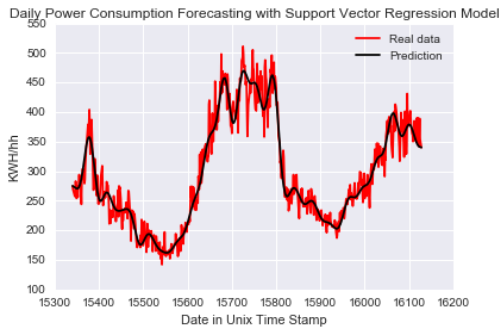
Bu çalışmada istatistiksel makine öğrenmesinde durumları bilinen tekniklerden bir çekirdek hileli doğrusal model olan destek vektör bağlanım modeli, bir topluluk öğrenme algoritması olan rassal orman bağlanım modeli ve makine öğrenmesinin bir alt grubu olan derin öğrenmede yapay sinir ağlarından esinlenilerek zaman serisi ve sekans verileri için tasarlanmış olan uzun-kısa vadeli bellek (UKVB) olarak isimlendirilen YSA modeli eğitilmiştir. Bu modellerin eğitilmesinde kullanılan araçlar şunlardır:

- Python 2.7 Programlama dili
- Sklearn 0.18 İstatistiksel makine öğrenmesi kütüphanesi
- Tensorflow 1.0.2 Derin öğrenme kütüphanesi
- Keras 2.0 Yüksek seviyeli derin öğrenme kütüphanesi
-

4.1 Destek vektör bağlanım modeli

Destek vektör makineleri karar sınıfının maksimum marj ile sınıflardan ayrılmasına dayanan bir ikili sınıflandırma modeli olarak Cortes ve ark. [4] tarafından geliştirilmiştir. Doğrusal olarak ayrılabilen veri kümelerinde başarılı olmasına rağmen doğrusal olarak ayıramayan verilerde oldukça başarısızdır. Bu problemi aşabilmek amacıyla çekirdek hileleri geliştirilmiştir. Çeşitli çekirdek hileleri bulunmaktadır. Doğrusal olmayan verilerde en sık kullanılan çekirdek hilesi ise radyal bazlı fonksiyondur.

Destek vektör makineleri sınıflandırma amacıyla kullanılabileceği gibi bağlanım problemleri için de kullanılmaktadır. Bu çalışmada DVM doğrusal olmayan bağlanım problemi olarak ele alınan günlük elektrik güç tüketimi (Bknz. Şekil 1) verisine tahmin modeli oluşturmak amacıyla radyal bazlı fonksiyon çekirdeği hilesi kullanılarak uygulanmıştır. Şekil 2’de turkuaz renk ile çizilen çizgi DVM bağlanım modelinin tahmini değerlerini, kırmızı çizgiler ise gerçek değerleri göstermektedir. Modelin veri üzerindeki mevsimsel etkiyi ve eğilimleri yakaladığı rahatlıkla görülmektedir.

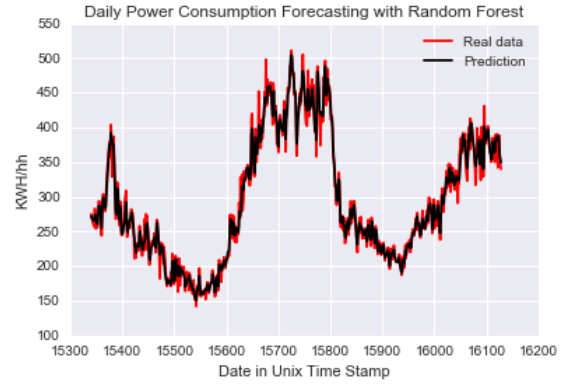


Şekil 2: Destek Vektör Bağlanım Tahmin Modelinin Gerçek Değerlerle Uyumu.

4.2 Rassal orman bağlanım modeli

Rassal orman algoritması rassal alt öznitelik kümelerinden oluşturulmuş birden fazla sınıflandırma ve bağlanım ağacı içeren bir topluluk öğrenme algoritmasıdır [22, 23]. RO modeli bağlanımda ve sınıflandırma problemlerinde çok sık kullanılan bir modeldir.

Rassal orman algoritması eşit sayıda rastgele gözlemler içeren ağaç sayısı kadar alt eğitim kümeleri tarafından eğitilir.



Şekil 3: Rassal Orman Bağlanım Tahmin Modelinin Gerçek Değerlerle Uyumu.

Sınıflandırma ve bağlanım problemlerinde gözlemler her bir ağacın yapraklarında bulunur. RO modeli sınıflandırma problemlerinde ormanı oluşturan karar ağaçlarının en fazla oylamış olduğu sınıfı test verisine atar. Bağlanım problemlerinde ise, her bir bağlanım ağacının nihai yaprağındaki gözlemlerin ortalaması ve en sonunda her bir bağlanım ağacından gelen sonuçların ortalaması ile test verisinin bağlanım değeri elde edilir.

Şekil 3’de 1000 bağlanım ağacı ile oluşturulmuş RO modelinin gerçek verilerle uyumu gösterilmektedir. Bu modelin mevsimsel etki ve eğilimleri çok iyi öğrendiği ve gerçek verilere yakın tahminlerde bulunduğu görülmektedir.

4.3 Uzun-kısa vadeli bellek sinir ağı modeli

Uzun-kısa vadeli bellek bir çeşit özdevinimli yapay sinir ağı modelidir [1, 24, 25]. Özdevinimli yapay sinir ağlarında her bir sinir hücresi modeli bir geri besleme döngüsüne sahiptir. UKVB mimarisi çok katmanlı yapay sinir ağı mimarisinden farklı olarak zaman eksenini üzerinden de eğitilmeyi mümkün

kılmaktadır. Geri besleme çevrimi ağırlıkların yenilenmesinde bir önceki ve bir sonraki gözlemin belirli bir zamandaki değerlerini dikkate almayı sağlar.

Klasik çok katmanlı YSA modelinden farklı olarak, UKVB modeli eğitilmesinde bir çeşit geri yayılım algoritması olan zaman ile geri yayılım (Backpropagation Time Through) kullanılır. UKVB eğitiminde yaşanan gradyanların sönmesi ve patlaması problemini ortadan kaldırmak için bu yöntem geliştirilmiştir [26].

Şekil 4'te 500 adet saklı sinir hücresi ile oluşturulmuş UKVB modelinin gerçek veriler ile uyumu görülmektedir. Bu model eğitilirken çapraz doğrulama yöntemi ile en uygun zaman adımı (time step) değeri 1 olarak seçilmiştir. Bu modelin mevsimsel etkiyi, diğer zaman örüntülerini ve eğilimlerini öğrendiği görülmektedir. Ancak yer yer tahminlerinin DVM ve RO bağlanım modellerinin ve gerçek değerlerin gerisinde olduğu açıkça görülmektedir.

4.4 Değerlendirme ölçütleri

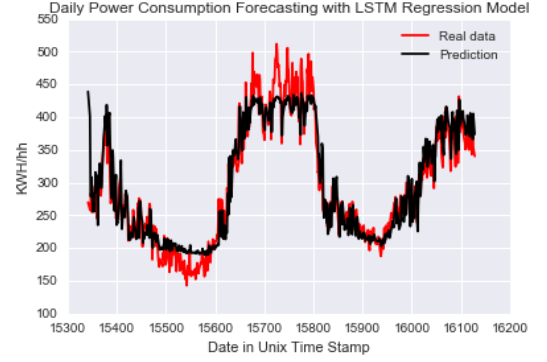
Bu çalışmada geliştirilen modeller üç farklı ölçüte göre değerlendirilmiştir. Sırasıyla bu ölçütler R-Kare, düzeltilmiş R-Kare ve ortalama mutlak hata ölçütleridir. R-Kare gerçek bir fonksiyon ile o fonksiyona ait kestirimin ne kadar uyduğunu ölçen bir metriktir.

$$R^2 = \frac{\sum_i \hat{y}_i^2}{\sum_i y_i^2} \quad (1)$$

Denklem (1) R-Kare ölçütünün tanımını vermektedir. Bu denklemde $\hat{y}$ tahmin değerlerini ve y ise gerçek değerleri göstermektedir. Bu oran 1'e ne kadar yakınsa gerçekleştirilen eğri uydurma işlemi de o kadar başarılıdır.

$$\text{Düzeltilmiş } R^2 = 1 - \frac{(1-R^2)(N-1)}{N-p-1} \quad (2)$$

Denklem (2)'de ise düzeltilmiş R-Kare ölçütünün tanımı verilmektedir. Bu denklemde R^2 denklem (1)'de hesaplanan R-Kare değerini, N gözlem sayısını ve p ise bağlanımda kullanılan öznelilik sayısını göstermektedir. Bu değer 1'e ne kadar yakınsa bağlanım o kadar başarılıdır.



Şekil 4: Uzun-Kısa Vadeli Bellek YSA Tahmin Modelinin Gerçek Değerlerle Uyumu.

$$\text{Ortalama Mutlak Hata} = \frac{1}{n} \sum_i |y_i - \hat{y}_i| \quad (3)$$

Ortalama mutlak hata kayıp ya da maliyet fonksiyonu olarak denklem (3)'teki gibi tanımlanır. Bağlanımda bu maliyet değerinin minimize edilerek olabildiğince en küçük değer olması beklenir.

Tablo 1: Modellerin Değerlendirme Ölçütleri.

Model	R^2	Düzeltilmiş R^2	OMH
DVM	0.943774	0.943684	15.324859
RO	0.984872	0.984848	7.449141
UKVB	0.906085	0.905933	21.847188

RO algoritmasının günlük elektrik güç tüketimi tahmininde her üç metrikte de diğer iki algoritmadan çok daha iyi olduğu Tablo 1'de görülmektedir.

4.5 Model seçimi

Modellerin en iyi sonuçları verdiği parametrelerin uygun değerlerinin bulunması ve tüm model eğitimlerinin bu parametreler ile gerçekleştirilmesi model seçim aşamasıdır. Bu aşamada k parçalı çapraz doğrulama işlemi tercih edilmiştir.

Model parametreleri 4-Parçalı çapraz doğrulama kullanılarak seçilmiştir. Tüm veri kümesinin rassal %80'ni eğitime geriye kalan rassal %20'lik kısmı ise deneye ayrılmıştır. En düşük mutlak hata kayıp skorunu veren model seçilmiş deneyler bu modeller ile gerçekleştirilmiştir.

5. Sonuç

Makine öğrenmesinde ve veri madenciliğinde tüm veri kümeleri için genel geçer iyi sonuçlar veren bir model olmayacağı “No Free Lunch Theorem” [27] olarak çok iyi bilinmesine rağmen literatürde UKVB modelinin zaman serisi tahmin modellemesinde oldukça başarılı oldukları öne sürülmektedir [1, 11, 13, 14, 15].

Bu çalışmada veri madenciliğinde durumu bilinen tekniklerden çekirdek hileli, topluluk ve derin öğrenme yöntemlerinden literatürde zaman serilerinde tahmin modelleri için en iyi sonuçları veren destek vektör bağlanım, rassal orman bağlanım ve uzun-kısa vadeli bellek YSA modelleri R-Kare, düzeltilmiş R-Kare ve ortalama mutlak hata ölçütlerine göre karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar günlük elektrik gücü tüketimi problemi için en uygun modelin bir topluluk öğrenme algoritması olan RO yöntemi olduğunu göstermektedir. DVM ve UKVB yöntemleri ise umut verici sonuçlar göstermesine rağmen RO bağlanım modelinin oldukça altında kalmıştır. Böylece UKVB modelinin zaman serisi tahminlerinde genel geçer bir yaklaşım olmadığı açıkça gösterilmiştir.

6. Kaynaklar

1. LeCun, Yann, Yoshua Bengio, and Geoffrey Hinton. "Deep learning", *Nature* **521**.7553 (2015): 436-444.
2. Suykens, Johan AK, and Joos Vandewalle. "Least squares support vector machine classifiers", *Neural processing letters*, **9.3** (1999): 293-300.
3. Dietterich, Thomas G. "Ensemble learning", *The handbook of brain theory and neural networks*, **2** (2002): 110-125.
4. Cortes, Corinna, and Vladimir Vapnik. "Support-vector networks", *Machine Learning*, **20.3** (1995): 273-297.
5. CACI ACORN Group (2010) [Online]. Available: <https://data.london.gov.uk/dataset/smartmeter-energy-use-data-in-london-households>
6. Greff, Klaus, et al. "LSTM: A search space odyssey", *IEEE transactions on neural networks and learning systems*, (2017).
7. Yu, Wei, et al. "Towards statistical modelling and machine learning based energy usage forecasting in smart grid", *ACM SIGAPP Applied Computing Review*, **15.1** (2015): 6-16.
8. Kumar, Manish, and M. Thenmozhi. "Forecasting stock index movement: A comparison of support vector machines and random forest", (2006).
9. Cheng, Ying-Ying, Patrick PK Chan, and Zhi-Wei Qiu. "Random forest based ensemble system for short term load forecasting", *Machine Learning and Cybernetics (ICMLC), 2012 International Conference on*. Vol. **1**. IEEE, 2012.
10. Fugon, Lionel, Jérémie Juban, and Georges Kariniotakis. "Data mining for wind power forecasting", *European Wind Energy Conference & Exhibition EWEK 2008*, EWEK, 2008.
11. Gers, Felix A., Douglas Eck, and Jürgen Schmidhuber. "Applying LSTM to time series predictable through time-window approaches", *Neural Nets WIRN Vietri-01*, Springer London, 2002. 193-200.
12. Malhotra, Pankaj, et al. "Long short term memory networks for anomaly detection in time series", *Proceedings*, Presses universitaires de Louvain, 2015.
13. Filonov, Pavel, Andrey Lavrentyev, and Artem Vorontsov. "Multivariate Industrial Time Series with Cyber-Attack Simulation: Fault Detection Using an LSTM-based Predictive Data Model", *arXiv preprint arXiv:1612.06676*, (2016).
14. Gamboa, John Cristian Borges. "Deep Learning for Time-Series Analysis.", *arXiv preprint arXiv:1701.01887*, (2017).
15. Zhang, Shengdong, et al. "Deep Symbolic Representation Learning for Heterogeneous Time-series Classification", *arXiv preprint arXiv:1612.01254*, (2016).
16. Oğcu, Gamze, Omer F. Demirel, and Selim Zaim. "Forecasting electricity consumption with neural networks and support vector regression." *Procedia-Social and Behavioral Sciences* **58** (2012): 1576-1585.
17. Kavaklioglu, Kadir. "Modeling and prediction of Turkey's electricity consumption using Support Vector Regression." *Applied Energy* **88.1** (2011): 368-375.
18. Tso, Geoffrey KF, and Kelvin KW Yau. "Predicting electricity energy consumption: A comparison of regression analysis, decision tree and neural networks." *Energy* **32.9** (2007): 1761-1768.
19. Beccali, M., et al. "Short-term prediction of household electricity consumption: Assessing weather sensitivity in a Mediterranean area." *Renewable and Sustainable Energy Reviews* **12.8** (2008): 2040-2065.
20. Suganthi, L., and Anand A. Samuel. "Energy models for demand forecasting—A review." *Renewable and sustainable energy reviews* **16.2** (2012): 1223-1240.

21. Swan, Lukas G., and V. Ismet Ugursal. "Modeling of end-use energy consumption in the residential sector: A review of modeling techniques." *Renewable and sustainable energy reviews* **13.8** (2009): 1819-1835.
22. Breiman, Leo. "Random forests", *Machine Learning*, 45.1 (2001): 5-32.
23. Loh, Wei-Yin. "Classification and regression trees", *Wiley Interdisciplinary Reviews: Data Mining and Knowledge Discovery*, 1.1 (2011): 14-23.
24. Gers, Felix A., Jürgen Schmidhuber, and Fred Cummins. "Learning to forget: continual prediction with LSTM", (1999): 850-855.
25. Graves, Alex, and Jürgen Schmidhuber. "Framewise phoneme classification with bidirectional LSTM and other neural network architectures", *Neural Networks*, 18.5 (2005): 602-610.
26. Hochreiter, Sepp, et al. "Gradient flow in recurrent nets: the difficulty of learning long-term dependencies." (2001).
27. Domingos, Pedro. "A few useful things to know about machine learning." *Communications of the ACM* 55.10 (2012): 78-87.

Elektrik İletim Operatörleri için DigSilent PowerFactory™ ve Siemens Simatic WinCC™ SCADA Yazılımı Entegrasyonu ile Geliştirilen Eğitim Simülatörü

Burak ÖZÇELİK¹, Osman Bülent TÖR¹, Mahmut Erkut CEBECİ¹, Gürol ÜNVER¹, Kadir ÖZEN¹

¹EPRA Elektrik Enerji, Ankara, Türkiye

burak.ozcelik@epra.com.tr, osman.tor@epra.com.tr, erkut.cebeci@epra.com.tr, gurol.unver@epra.com.tr, kadir.ozen@epra.com.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Elektrik şebekelerinin işletilmesinde sistemin gerçek zamanlı (real time) olarak izlenmesi ve gerektiğinde uzaktan müdahale edilebilmesi büyük önem taşımaktadır. SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) sistemleri, sistem operatörlerine, merkezi bir kontrol noktasından geniş bir coğrafi alana yayılmış elektrik şebekelerinin gerçek zamanlı olarak izlenmesi ve kontrolüne imkan sağlarlar. Şebeke operatörlerinin gerektiğinde SCADA sistemleri üzerinden şebekeye etkin müdahaleleri için eğitim almaları gerekir. Bu eğitimlerin şebeke modeli üzerinde gerçek zamanlı çalışan eğitim simülatörleri ile gerçekleştirilmesi önemlidir. Bu çalışmada, bir şebeke analiz yazılımı olan DigSilent PowerFactory™ tabanlı şebeke modelinin, Siemens Simatic WinCC™ tabanlı SCADA arayüz yazılımı ile bir OPC (Ole for Process Control) sunucu üzerinden entegrasyonu prensibine dayalı geliştirilen bir operatör eğitim simülatörü anlatılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Operatör eğitim simülatörü, DigSilent PowerFactory, Siemens Simatic WinCC, OPC sunucu

Transmission Dispatcher Training Simulator based on Integration of DigSilent PowerFactory™ and Siemens Simatic WinCC™ SCADA Software Platform

Abstract

Monitoring and controlling of power systems remotely is very important. SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) systems provides enables real time monitoring and controlling of power systems which are distributed to large geographical regions. Transmission operators have to take trainings in order to use the SCADA systems effectively. It is important to make these trainings on real-time simulators. This study presents an operator training simulator which is developed by integrating DigSilent PowerFactory™ based grid model and Siemens WinCC™ based SCADA interface software through an OPC (Ole for Process Control) server.

Keywords: Dispatcher training simulator, DigSilent PowerFactory, Siemens Simatic WinCC, OPC server

1. Giriş

Elektrik iletim şebekeleri en önemli ve kritik altyapılardan biridir. SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) sistemleri, geniş alana yayılmış elektrik iletim şebekelerinin bir merkezden izlenmesi ve kumanda edilmesine imkan sağlayan ve günümüzde birçok ülkede kullanılan sistemlerdir [1]. Elektrik şebekelerinin işletilmesinde sisteminin gerçek zamanlı olarak izlenmesi büyük önem taşımaktadır. SCADA sistemleri, insan gücüne bağımlılığı azaltmak, merkezi bir kontrol noktasından elektrik

şebekelerinin izlenmesini sağlamak ve işletme görevlerini emniyetli, güvenilir ve mali açıdan ekonomik olarak yerine getirme imkanı sunmaktadır.

Şebeke operatörlerinin gerektiğinde SCADA sistemleri üzerinden şebekeye etkin müdahaleleri için eğitim almaları gerekmektedir. Bu eğitimlerin şebeke modeli üzerinde gerçek zamanlı çalışan eğitim simülatörleri ile gerçekleştirilmesi önemlidir [2]. Eğitim simülatörlerinin arayüz yazılımları kumanda odasında bulunan SCADA ekranları ile aynı olması, operatörlerin bu eğitimler sayesinde

SCADA sistemine ve şebekeye daha çok hakim olmalarına imkan sağlar.

31 Mart 2015 tarihinde Türkiye genelinde yaşanan elektrik kesintisi sonrası operatör eğitim simülâtörüne olan ihtiyaç bir kat daha artmıştır. Nitekim, 31 Mart 2015'teki kesinti ile ilgili değerlendirme raporunun sonuç kısmında operatör eğitiminin önemi vurgulanmıştır [3]. Türkiye'de şimdiye kadar elektrik iletim operatörleri için eğitim simülâtörü geliştiren yerli bir firma bulunmamaktadır.

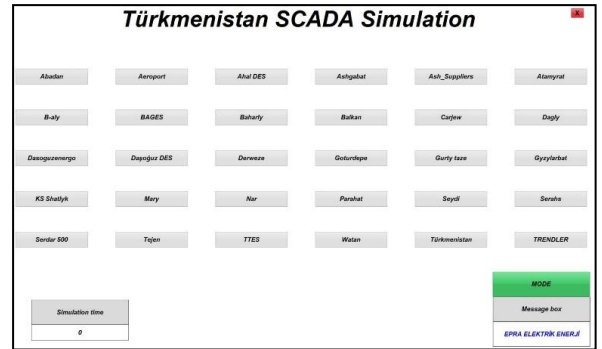
Bu çalışmada ilk defa yerli mühendisler tarafından geliştirilen bir operatör eğitim simülâtörü açıklanmıştır. Simülâtör, bir şebeke analiz yazılımı olan DigSilent PowerFactory™ [4] ile Siemens WinCC™ [5] tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımının bir OPC (Ole for Process Control) sunucu üzerinden entegrasyonu prensibine dayanmaktadır. Operatör eğitim simülasyonunda motor (engine) olarak, gerçek zamanlı çalışan DigSilent PowerFactory şebeke analiz yazılımı kullanılmıştır. DigSilent PowerFactory bir OPC sunucu üzerinden SCADA yazılımları ile entegre edilebilmektedir [6].

Makalede ilk önce Siemens Simatic WinCC tabanlı geliştirilen operatör SCADA arayüz yazılımı açıklanmıştır (2. Bölüm). Daha sonra, 3. Bölümde, DigSilent PowerFactory şebeke analiz yazılımında Turkmenenergo için geliştirilen statik ve dinamik şebeke modelleme çalışmaları anlatılmıştır. SCADA arayüz yazılımındaki ve DigSilent PowerFactory şebeke modelindeki şebeke ekipman etiketlerinin (tag) oluşturulması ve SCADA arayüz yazılımı ve DigSilent PowerFactory şebeke modelinin bu etiketler ile bir OPC sunucu üzerinden entegrasyonu, sırasıyla 4. ve 5. Bölümlerde açıklanmıştır. Simülâtörünün en önemli özelliklerinden biri, operatör manevralarının kayıt altına alınmasıdır. Böylece, eğitimler sırasında operatörler tarafından, farklı senaryolar altında şebekeye yapılan manevralar kayıt altına alınmakta ve bu kayıtlar eğitime katılan operatörler ve eğitmen tarafından daha sonra değerlendirilebilmektedir. Geliştirilen simülâtörün kayıt altına alma fonksiyonları 6. Bölümde anlatılmıştır. Son olarak, eğitmen tarafından eğitime katılan operatörlere verilecek olan otomatik notlandırma için öngörülen yaklaşım 7. Bölümde

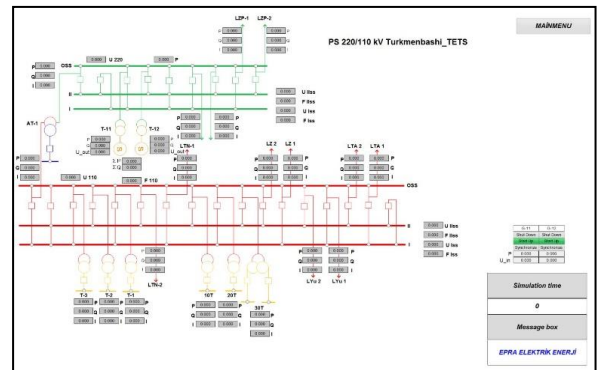
açıklanmıştır. Çalışmada elde edilen sonuçlar 8. Bölümde verilmiştir. Geliştirilen simülâtör ilk defa Türkmenistan'daki Turkmenenergo milli yük tevzii merkezine kurulmuş olup, makalede Turkmenenergo'ya kurulan sistemden örnekler gösterilmiştir.

2. Eğitim Simülâtörü SCADA Yazılımı

Turkmenenergo yük tevzii merkezindeki SCADA yazılımı Siemens Simatic WinCC tabanlıdır. Bu nedenle DigSilent PowerFactory ile entegre edilecek olan SCADA yazılımın platformu olarak Siemens Simatic WinCC (V7.4 run time client) kullanılmıştır. Turkmenenergo şebekesi için geliştirilen operatör eğitim simülâtörü SCADA yazılımı ana ekran görüntüsü ve örnek bir güç trafo merkezinin SCADA yazılımında modellenmesine yönelik ekran görüntüleri sırasıyla Şekil 1 ve Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 1. Eğitim Simülâtörü SCADA arayüz yazılımının başlangıç ekranı



Şekil 2. Eğitim simülâtörünün SCADA arayüz yazılımı üzerinde bir güç trafo merkezi modeli ekran görüntüsü

Elektrik şebekelerinde kullanılan SCADA sistemleri her kontrol merkezinde veri arşivleme ve verilerin grafiksel olarak SCADA ekranlarında izlenebilme imkanı sunmaktadır. Bu grafikler aracılığıyla gerilim ve frekans değerlerindeki kritik yükselmeler ve düşümler, aktif/reaktif güç değişimleri, kesici pozisyonları izlenebilir ve kritik durumlarda trafo merkezleri ekranları üzerinden müdahale edilebilir. Ayrıca merkezler içerisinde mevcut olan üniteler, ünite kontrol paneli yardımıyla santral durumu (devrede/devre dışı) izleme, ünite devreye alma / devreden çıkarma, santral-şebeke senkronizasyonu yapılabilmektedir. Geliştirilen operatör eğitim simülörünün SCADA arayüz yazılımı bu özelliklere sahip olup, şebeke izleme ve kumanda için SCADA modeli DigSilent PowerFactory şebeke modeli ile entegre edilmiştir. Bunun için, SCADA arayüz yazılımında modellenen her bir ekipmana (bara, hat, ünite, trafo, vb.) bir etiket tanımlanmış ve aynı etiketler DigSilent PowerFactory şebeke modelinde kullanılmıştır.

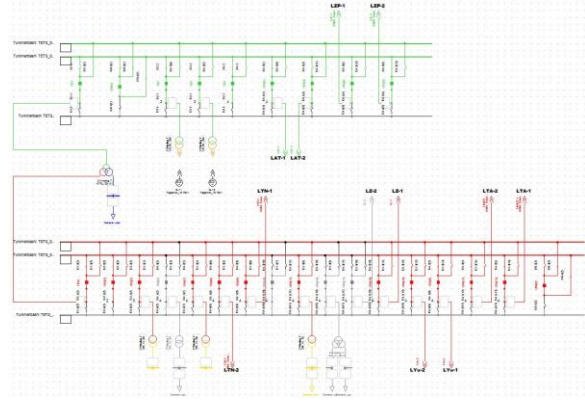
3. Statik ve Dinamik Şebeke Modelleme Çalışmaları

3.1. İletim şebekesinin modellenmesi

Türkmenistan iletim şebekesi, üç farklı gerilim seviyesini de içerecek şekilde (500 kV, 220 kV ve 110 kV) statik ve dinamik olarak modellenmiştir. İletim hatlarının statik modellerindeki reaktif ve kapasitif empedans değerleri hatların direk geometri bilgileri ile hesaplanmıştır.

Turkmenenergo şebeke modeli Balkan, Ashgabat-Akhal, Mary, Lebap ve Dashoguz olmak üzere beş bölgeden oluşmaktadır. Bu nedenle, her bir bölge için DigSilent PowerFactory'de ayrı ayrı tekhat şemaları oluşturulmuş ve tek bir model üzerinde birleştirilmiştir. Şekil 2'de SCADA arayüz yazılım modeli gösterilen merkezin DigSilent PowerFactory model karşılığı Şekil 3'te verilmiştir. Şekil 2 ve Şekil 3 kıyaslandığında, amaçlandığı gibi, SCADA arayüz yazılımındaki modelin görseli ile DigSilent PowerFactory şebeke modelindeki görsel hemen hemen aynı

olduğu gözlenmektedir. Turkmenenergo şebeke modeli Tablo 1'de özetlenmiştir.



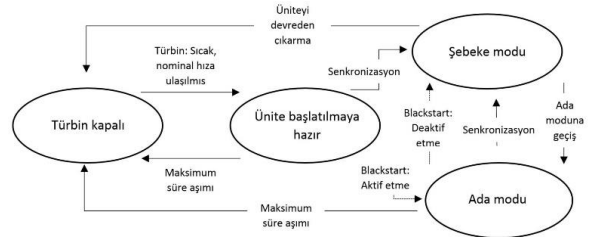
Şekil 3. Trafo merkezi iç yapısı (Şekil 2'deki Simatic WinCC SCADA modeline karşılık gelen DigSilent PF modeli)

Tablo 1. Turkmenenergo şebeke modeli özeti

Ekipman	Gerilim Seviyesi (kV)				
	500	400	220	110	Orta Gerilim
Terminal (Adet)	123	78	1173	7628	9840
İletim Hattı (km)	1004	789	4648	10491	-
Trafo (2 sargılı) (Adet)	3	2	34	222	56
Trafo (3 sargılı) (Adet)	5	-	63	288	-

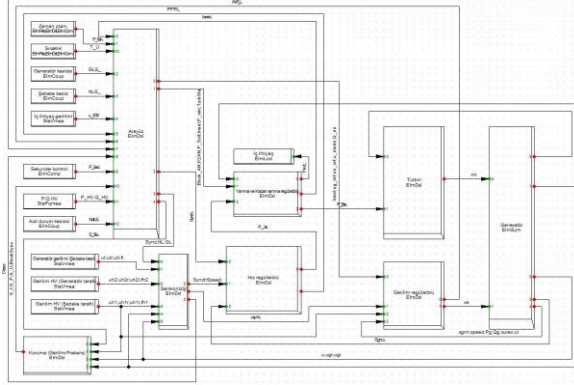
3.2. Termik santrallerin modellenmesi

Doğalgaz kaynakları bakımından zengin olan Türkmenistan, elektrik ihtiyacının büyük bir kısmını gaz türbinli elektrik santrallerinden karşılamaktadır. Bir gaz santralinin ünitesinin farklı çalışma modlarına ait akış şeması Şekil 6'da gösterilmiştir. Eğitim simülörünün DigSilent PowerFactory şebeke modelinde her bir gaz santrali, Şekil 4'te gösterilen çalışma modlarının hepsinde ayrı ayrı çalışabilecek şekilde modellenmiştir.



Şekil 4. Gaz santralinin temel çalışma prensibi

Çalışma modlarına göre farklı fonksiyonlarda aktif olan santral kontrolcülere (hız regülatörü ve otomatik gerilim kontrolcüsü - AVR) ayrı ayrı modellenmiştir. Santallerin kontrolcü modeli genel şeması Şekil 5'te gösterilmiştir.

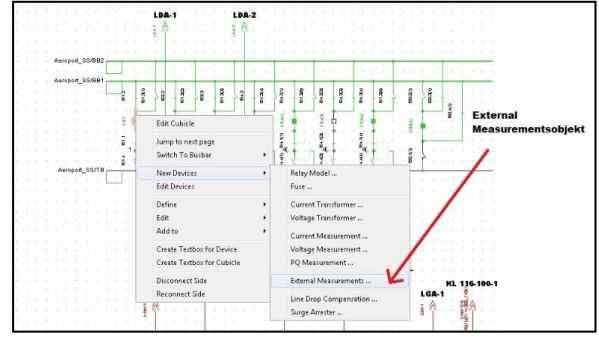


Şekil 5. Santral kontrolcü modeli genel şeması

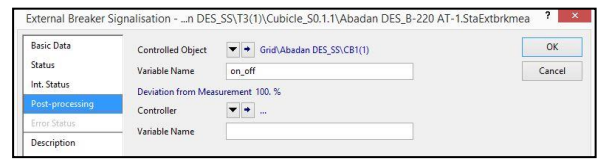
4. Şebeke Ekipman Etiketlerinin (Tag) Oluşturulması

Şebeke statik ve dinamik modelini içeren DigSilent PowerFactory modeli ile Simatic WinCC tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımı arasında entegrasyon için harici etiketlere (extern Tag) ihtiyaç duyulmaktadır. DigSilent PowerFactory şebeke modelindeki kesici açık/kapalı durumları, hatlar üzerindeki aktif ve reaktif güç akışları, bara gerilim ve frekansı gibi ölçüm objelerinin SCADA arayüz yazılımında izlenmesi ve gerektiğinde manevra yapılabilmesi için, durum (monitor) ve kumanda (kontrol) etiketleri oluşturulmuştur. Bu etiketler, gerek DigSilent PowerFactory gerekse de SCADA arayüz yazılımında herhangi bir objede kumanda yapılması durumunda, gerçek zamanlı olarak, her iki modele de otomatik biçimde yansımaktadır.

Monitör amaçlı etiketler DigSilent PowerFactory modelinde “external measurement” olarak (Şekil 6), kontrol etiketleri ise “controller object” olarak (Şekil 7) tanımlanmıştır.



Şekil 6. DigSilent PowerFactory model içerisinde monitör amaçlı etiketlerin oluşturulması



Şekil 7. Kesici kontrol etiketlerinin DigSilent PowerFactory modeli içerisinde oluşturulması

5. OPC Sunucu Üzerinde Entegrasyon

DigSilent PowerFactory ile Siemens Simatic WinCC tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımının entegrasyonu OPC (Ole for Process Control) server (sunucu) üzerinden gerçekleştirilmiştir. OPC sunucuları gerçek zamanlı veri iletişimini sağlayabilmek ve özellikle SCADA sistemleriyle olan bağlantıyı mümkün kılmak için kullanılan arayüzlerdir. OPC sunucuları (server) ve OPC istemcisi (client) arasındaki veri aktarımı çift yönlü olarak sürücüler aracılığıyla yapılabilir ve her iki tarafta okuma ve yazma işlemi gerçekleştirilebilir.

Geliştirilen operatör eğitim simülatoründe OPC sunucu, DigSilent PowerFactory ve SCADA arayüz yazılımı arasında bir köprü vazifesi görerek [7], modeller arasında veri alışverişini sağlamaktadır (Şekil 8). DigSilent PowerFactory şebeke modelinde konfigüre edilerek oluşturulan etiketler, bir CSV (Comma - Separated Values) dosyası aracılığıyla OPC server içerisine aktarılmıştır.

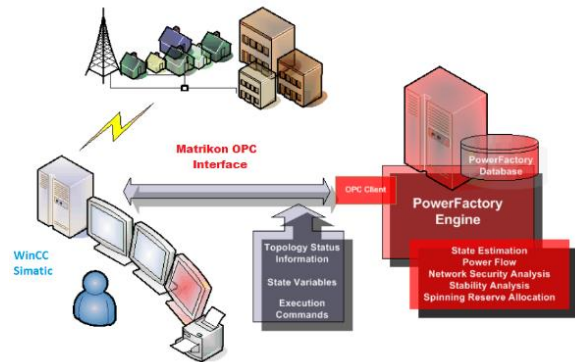
Current configuration:		Contents of alias group 'PF':				
		Name	Item Path	Data Type	R/W	Update Rate
Server Configuration		Aerosport_B-11	SHORT	R/W		
Alias Configuration		Aerosport_B-11	SHORT	R/W		
		Aerosport_B-11	SHORT	R/W		
		Aerosport_B-11	SHORT	R/W		
		Aerosport_B-11	SHORT	R/W		
		Aerosport_B-11	SHORT	R/W		

Şekil 8. OPC Server penceresi

OPC sunucu, etiketler ile tanımlanan değerleri kontrol edebilmek ve bu değerleri istenilen zaman diliminde manuel olarak değiştirebilmek için bir OPC “explorer” sürücüsüne sahiptir. OPC-explorer üzerindeki kanallar aracılığıyla PowerFactory DigSilent ve Simatic WinCC modelleri arasında başarılı bir iletişim ağı kurulmuştur. Etiketlerin bağlantı durumu, aktif/deaktif durumları ve sahip oldukları gerçek zamanlı değerleri de OPC-explorer ekranı aracılığıyla sağlanmıştır.

PowerFactory içerisindeki harici bağlantıları destekleyen ve OPC sunucu arayüzü ile bağlantıyı sağlayan harici bağlantı penceresi mevcuttur. Bu pencere aracılığıyla aynı ağ (localhost) ya da farklı sunucular arasında ilişkilendirme mümkün hale gelmektedir. Harici bağlantı penceresi üzerindeki bağlantı sekmesi altında OPC OSE (OPC Online State Estimation) ve OPC TDS (Time Domain Simulation) seçenekleri yardımı ile kısa devre, yük akışı veya dinamik analizler için uygun bağlantı tipi seçmek mümkündür.

DigSilent PowerFactory – OPC Sunucu - Simatic WinCC SCADA yazılımı entegrasyonu için öngörülen mimari yapı Şekil 9’de gösterilmiştir. DigSilent PowerFactory ve Siemens Simatic WinCC tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımının bir OPC sunucu üzerinden gerçek zamanlı entegrasyonu sayesinde, statik ve dinamik şebeke simülasyonları, operatörlerin zaten iyi bildikleri bir SCADA yazılımı üzerinden yapılabilmektedir. Başka bir deyişle, operatörlerin DigSilent PowerFactory yazılımı üzerinden simülasyon yapmalarına gerek kalmamaktadır.

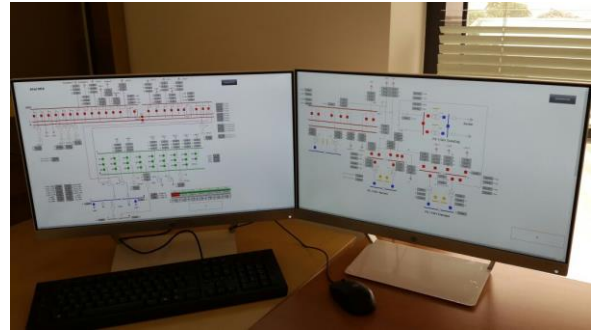


Şekil 9. DigSilent PowerFactory – OPC Sunucu – Simatic WinCC mimari yapısı



Şekil 10. Türkmenistan milli yük tevzii merkezine kurulan operatör eğitim simülâtöründen alınan bir resim (A)

Turkmenenergo için geliştirilen ve Türkmenistan milli yük tevzii merkezine kurulan operatör eğitim simülâtörünün ekran görüntüleri gösteren resimler Şekil 10 ve Şekil 11’de verilmiştir. Eğitim tarafından oluşturulan senaryo üzerinde birden fazla operatör manevra simülasyonları yapabilmekte ve her birinin manevraları ve bu manevralar sonrası şebeke parametrelerindeki değişiklikler ayrı ayrı kayıt altına alınmaktadır.

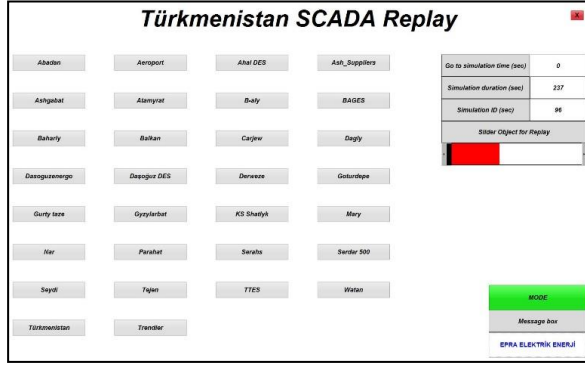


Şekil 11. Türkmenistan milli yük tevzii merkezine kurulan operatör eğitim simülâtöründen alınan bir resim (B)

6. Kayıt Altına Alma Fonksiyonları

Elektrik iletim operatörü eğitim simülâtörü, operatörün eğitim sırasında gerçekleştirdiği manevraların (iletim hattı devreden çıkarma / devreye alma, santral devreden çıkarma / devreye alma, santral yüklenme set point değiştirme, reaktör dereye alma / çıkarma v.b.) kayıt altına alınması oldukça önem arz etmektedir. Bu amaçla, DigSilent PowerFactory ve SCADA modelleri arasındaki veri alış verişi gerçek zamanlı olarak SQL Server Database içersine kaydedilip saklanmaktadır. Ayrıca SQL

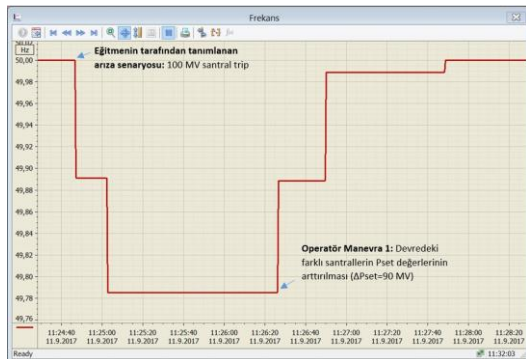
veritabanı içerisinde saklanan veriler, WinCC Replay içerisinde, geriye yönelik kayıtların yeniden simüle edilmesi suretiyle izlenebilmektedir (Şekil 12).



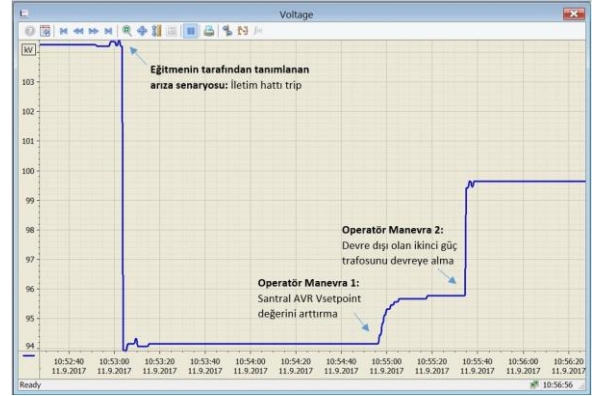
Şekil 12. WinCC Replay başlangıç ekranı

“WinCC Replay” SQL veritabanı içerisinde saklanan geçmişe yönelik verileri tekrar izlemenin yanı sıra geri sarma ve ilerletme imkanı da sunmaktadır. Zaman kontrol paneli üzerinde simülasyon süre takibi (Simulation ID) yapılabilmektedir. Ayrıca simülasyon süre kontrol çubuğu (Slider Object for Replay) ile istenilen zaman dilimine gidilebilmektedir. Şekil 12’de de gösterildiği gibi kayıt kontrol paneli WinCC Replay başlangıç ekranında yer almaktadır. Ayrıca, herbir trafo merkezi ekranlarında da bulunmaktadır.

Eğitmen tarafından tanımlanan şebeke arıza senaryoları sonrası eğitime katılan bir operatörün simülâtör üzerinden gerçekleştirdiği manevralar ve bu manevralar sonrası şebeke parametrelerindeki dinamik değişimler aşağıdaki şekillerde örnek olarak gösterilmiştir.



Şekil 13. Santral devre dışı kalması senaryosu ve operatör tarafından simülâtör üzerinde yapılan manevralar



Şekil 14. İletim hattı devre dışı kalması senaryosu ve operatör tarafından simülâtör üzerinde yapılan manevralar

7. Otomatik Notlandırma

Her ne kadar operatörlerin yaptıkları manevralar kayıt edilebilir ve tekrar oynatılabilir olsa da, eğitime katılan operatörlerin objektif notlandırılmasına da ihtiyaç vardır. Bu amaçla, operatör manevraları sonrası hedeflenen gerilim düşümü ve aşırı yüklenme gibi parametreler üzerinden bir otomatik notlandırma algoritması geliştirilmiştir. Notlandırma algoritması sayesinde, operatörler tarafından yapılan manevralar sonrası hedeflenen değerlere ne kadar ulaşılabildiği göz önünde bulundurularak, operatörlere otomatik not verilmektedir. Hedeflenen değerler eğitmen tarafından tanımlanabilmektedir. Notlandırma sonuç penceresi verilen hedefleri ve operatör manevraları sonrası elde edilen değerleri birlikte göstermektedir (Şekil 15).

TESTNAME	CRITERIA	T_MAX	T_MIN	V_MAX	V_MIN	FACTOR
11High_110_VH_Res		0	0	0	0	0

Test Result for Selected Criteria: 61.47 %

Şekil 15. Notlandırma sonuç ekranı

8. Sonuçlar

Bu çalışmada ilk defa yerli bir firma tarafından geliştirilen bir operatör eğitim simülatörünün teknik özellikleri açıklanmıştır. Eğitim simülatörü, bir şebeke analiz yazılımı olan DigSilent PowerFactory™ ile Siemens Simatic WinCC™ tabanlı geliştirilen SCADA arayüz yazılımının bir OPC sunucu üzerinden entegrasyonu prensibine dayanmaktadır. Operatör eğitim simülasyonunda motor (engine), gerçek zamanlı çalışan DigSilent PowerFactory şebeke analiz yazılımıdır. Geliştirilen simülator ilk defa Türkmenistan'daki Turkmenenergo milli yük tevzii merkezine başarıyla kurulmuş ve devreye alınmıştır.

9. Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK TEYDEB 1507 - TÜBİTAK KOBİ Ar-Ge Başlangıç Destek Programı tarafından desteklenmiştir (Proje No: 7151362).

10. Kaynakça

1. D. J. Gaushell, H. T. Darlington, "Supervisory control and data acquisition," IEEE Proc., Vol. 75, No: 12, Dec. 1987.

2. M. Prais, G. Zhang, Y. Chen, A. Bose, D. Curtice, "Operator Training Simulator: Algorithms and Test Results," IEEE Power Engineering Review, Vol. 9, No: 8, Aug. 1989.
3. "Blackout in Turkey on 31st March 2015," Project Group Turkey, ENTSO/E, 21 Sep. 2015. (Available at <https://www.entsoe.eu>).
4. DIgSILENT GmbH. PowerFactory Echtzeitsimulation Netz- und Kraftwerksmodelle. Gomaringen: DIgSILENT GmbH, 2016. (<http://www.digsilent.de/>).
5. Siemens Simatic WinCC SCADA System (<http://w3.siemens.com/mcims/human-machine-interface/en/visuali-zation-software/scada/pages/default.aspx>)
6. PowerFactorySCADA Interface and Application. DIgSILENT GmbH. Gomaringen: DIgSILENT GmbH, 2015.N. Hosseinzadeh, "Economics of upgrading SWER distribution systems," In Proc. Australian Universities Power Engineering Conf, 2008.
7. DIgSILENT GmbH. PowerFactory OPC Guide. Gomaringen: DIgSILENT GmbH, 2014. Bd. 004.
8. Grundlegende Software- und Berechnungsfunktionen. Erweiterte Funktionen und Leistungsmerkmale. [Online] 2013. www.digsilent.de/tl_files/digsilent/files/powerfactory/PFv14_Software_2013_DE.pdf

Yeni Bir Çevrimiçi Elektrik Enerji Kalitesi İzleme Cihazı

Özal YILDIRIM¹, Hüseyin ERİŞTİ², Yakup DEMİR³

¹Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Munzur Üniversitesi, Tunceli, Türkiye

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mersin Üniversitesi, Mersin, Türkiye

³Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye
oyildirim@munzur.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu çalışmada, elektrik enerji kalitesi parametrelerini çevrimiçi izleyen yeni bir enerji kalite izleme cihazı geliştirilmiştir. İzleme cihazı, bağlantı noktalarından üç faz akım ve gerilim bilgilerini gerçek zamanlı elde ederek güç kalitesi parametrelerini hesaplamaktadır. Ayrıca sahip olduğu haberleşme yapısı ile elde ettiği ölçüm bilgilerini uzak bağlantı noktalarına anlık olarak aktarmaktadır. Cihaz yapısında, sinyal işleme alanında gittikçe yaygınlaşan Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (APKD) donanımı kullanılmıştır. Gömülü olarak hazırlanan enerji izleme cihazı, kendi enerji akışlarını denetim altında tutmak isteyen kullanıcıların kolaylıkla kullanabileceği etkin bir platform sunmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Enerji kalitesi, Güç kalitesi, Alanda programlanabilir kapı dizileri

A New Online Electrical Energy Quality Monitoring Instrument

Abstract

In this study, a new energy quality monitoring instrument has been developed that monitors the parameters of electrical energy quality as online. The monitoring device calculates power quality parameters by obtaining three phase current and voltage information in real time from the connection points. It also instantly transfers the measurement information obtained by its communication structure to the remote connection points. Field Programmable Gate Arrays (FPGA) hardware, which is becoming more widespread in the field of signal processing, is used in the device structure. The embedded energy monitoring device offers an efficient platform that can be easily used by users who want to keep their energy flows under control.

Keywords: Energy quality, Power quality, Field programmable gate arrays

1. Giriş

Güç elektroniği tabanlı cihazların günlük yaşantımızda kullanımının yaygınlaşması, beraberinde kullanılan enerji kalitesinin önemini gündeme getirmiştir. Son zamanlarda enerji kalitesi üzerine gerçekleştirilen çalışmalar giderek artmaktadır [1-5]. Elektrik enerji sistemi üzerinde meydana gelen enerji kalitesinin belirlenmesi için, sistem üzerindeki elektriksel parametrelerin sürekli ve standartlara uygun olarak izlenmesi gerekmektedir. Bu nedenle izleme cihazları, enerji sistemlerinin önemli bir parçası haline gelmiştir. Enerji kalitesinin izlenmesinde, bazı temel unsurlar bulunmaktadır. Bunlardan en önemlisi, enerji kalitesi olaylarından kaynaklanan ekonomik kayıplardır. Elektrikli cihazlar ve üretim süreçleri üzerinde

meydana gelen enerji kalitesi problemleri; üretimde kullanılan cihazların hasar görmesi, üretim aksaklıkları ve diğer anormal durumlara yol açmaktadır. Bununla birlikte, enerji kalitesinin izlenmesi tek başına yeterli değildir. Fakat izleme işlemi, enerji kalitesi problemlerine çözüm bulunmasında öncelikli olarak ihtiyaç duyulan bir süreçtir [6].

Elektrik enerji kalitesi izleme cihazları, yaygın olarak iki kategoride değerlendirilmektedir. Birinci kategoride yer alan cihazlar; gerilim, akım ve güç gibi elektriksel parametrelerin ölçümünün yanı sıra aşırı gerilim, düşük gerilim ve kesinti gibi parametrelerin de ölçümünü gerçekleştirmektedir. İkinci kategorideki cihazlar; IEEE, IEC gibi standartlara göre güç kalitesi olaylarını sınıflandırarak bu sonuçları

kendi panellerinde veya bilgisayar ortamında görüntülemektedir. Bu cihazlar; enerji kalitesi ölçümü, sonuçlarının depolanması ve analizi gibi işlevleri de yerine getirmektedirler [7].

Bilişim teknolojilerinin gelişimi ve dünya çapında birçok sunucuya internet üzerinden erişilebilir olması, enerji sistemlerinin bu alana eğilimini gittikçe artırmıştır. Ağ bağlantıları sayesinde, enerji sistemine ait elektriksel bilgilerin paylaşımı kolaylaşmıştır [8]. Tüm bu ilerlemeler doğrultusunda, enerji kalitesi izleme sistemleri alanında yenilikçi birçok çalışma ortaya çıkmıştır.

Elektrik enerji kalitesi izleme cihazları için yaygın olarak kullanılan bir kaç tasarım yaklaşımı bulunmaktadır. Bu yaklaşımlarda; Sayısal Sinyal İşlemci (DSP-Digital Signal Processor), mikroişlemci, bilgisayar ve veri toplama kartları gibi donanımlar ya tek başına ya da hibrit bir şekilde kullanılmaktadır. Çalışma [9]'da, Mini-ITX PC tabanlı geliştirilen ve internet üzerinden haberleşen bir enerji kalitesi izleme cihazı tasarımı yapılmıştır. [10]'da yapılan çalışmada ise DSP ve mikrodenetleyiciler kullanılarak enerji kalitesi problemlerinin belirlenmesi ve bu problemlere ait bilgilerin hazırlanan bir web sunucusuna aktarılması ile ilgili bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Bir başka çalışmada ise, I-Grid olarak adlandırılan web tabanlı bir enerji kalitesi izleme sistemi tanıtılmıştır. I-Grid kapsamında, DSP tabanlı I-Sense isimli bir güç kalitesi izleme cihazı geliştirilmiştir [11]. [12]'de, PEGASYS yazılımı ve bir enerji kalitesi cihazı kullanılarak, web tabanlı çok kanallı bir izleme sistemi önerilmiştir. Bu izleme sistemi, Hong-Kong'ta 75 farklı noktaya yerleştirilerek çeşitli güç kalitesi ölçümleri yapılmıştır. [13]'deki çalışmada, EtherCAT tabanlı dağıtık bir güç kalitesi izleme sistemi sunulmuştur. Özellikle akıllı şebekelerde kullanılabilecek bir yapı sunan bu çalışmada, güç kalitesi verilerinin elde edilmesi ve analizinde APKD ve PowerPC teknolojilerinden yararlanılmıştır. Çalışma[5]'de, yazarlar elektrik enerji sisteminde meydana gelen güç kalitesi bozulmalarını çevrimiçi tespit eden APKD tabanlı bir sistem geliştirilmiştir.

2. Elektrik Enerji Kalitesi İzleme Cihazı

Bu çalışmada, elektrik enerji kalitesi parametrelerinin çevrimiçi izlenmesine yönelik yeni bir izleme cihazı geliştirilmiştir. Şekil 1'de geliştirilen izleme cihazı ve iç yapısına ait bir görüntü verilmiştir.



(a) Enerji kalitesi izleme cihazı.



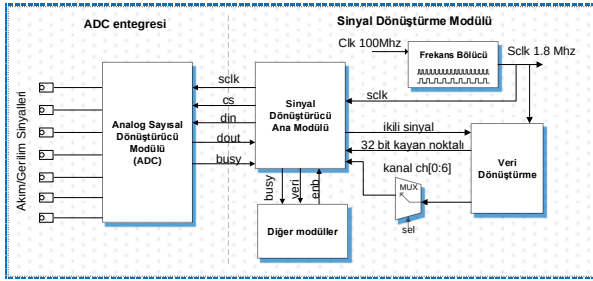
(b) İzleme cihazının iç görünüşü.

Şekil 1. Enerji kalitesi izleme cihazına ait görüntüler.

Enerji kalitesi izleme cihazının donanım yapısını beş bölümde incelemek mümkündür. Bu bölümler; gerilim sinyal algılayıcı devresi, akım sinyal algılayıcı devresi, analog/sayısal dönüştürücü modülü, sayısal sinyal işleme modülü ve güç kaynağı/besleme devresidir. Bağlantı noktalarındaki akım ve gerilim sinyallerinin dönüşüm işlemleri için uygun seviyelere indirgenmesi işlemleri; gerilim sinyal algılayıcı ve akım sinyal algılayıcı devreleri tarafından gerçekleştirilmektedir. Uygun seviyelere indirgenen bu analog sinyaller Analog/Sayısal Dönüştürücü (Analog Digital Converter-ADC) modülü tarafından sayısal bilgilere dönüştürülmektedir. Daha sonra bu sayısal akım ve gerilim verileri üzerinde sinyal işleme algoritmalarının yürütüm işlemleri Sayısal Sinyal İşleme modülü tarafında gerçekleştirilerek UDP/IP (User Datagram Protocol/Internet Protocol) protokolü ile çıkışa aktarılmaktadır.

2.1. Sinyal dönüştürme modülü

İzleme sistemi üzerindeki gerilim ve akım sinyal algılayıcı devrelerinden elde edilen sinyallerin işlenmesi, bu sinyallerin uygun örnekleme frekansında elde edilmesi ve paralel olarak diğer modüllere dağıtılması işlemleri, sinyal dönüştürme modülü içerisinde gerçekleştirilmektedir. Ayrıca, ADC entegresine ait Giriş/Çıkış kontrolleri bu modül altında sağlanmaktadır. APKD donanımı içerisine gömülen sinyal dönüştürme modülünün çalışma yapısını gösteren blok şeması Şekil 2’de verilmiştir.



Şekil 2. Sinyal dönüştürme modülünün çalışmasına ait blok şeması.

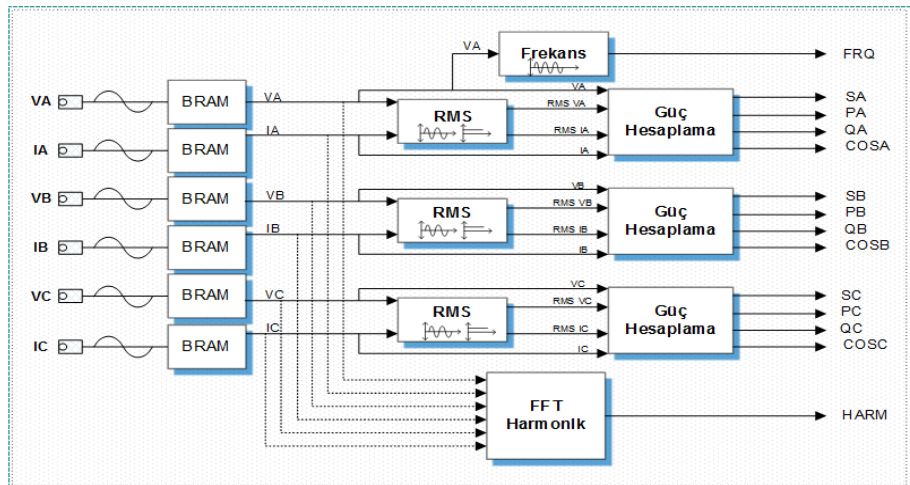
Cihaz yapısında, 32 bit IEEE-754 kayan noktalı sayı sistemi kullanılmıştır. Veri dönüştürme alt modülü içerisinde, kanallar arasında dolaşarak kanallara ait sinyal verileri gerekli dönüşüm işlemlerinden geçirilip ana modüle aktarılmakta ve buradan da diğer alt

modüllere ulaştırılmaktadır. ADC entegresinin ayarlanması gereken bir diğer parametresi de örnekleme frekansıdır. Akım ve gerilim sinyallerinin APKD tarafındaki yazılımların verimliliği ve bilgisayar tarafındaki veritabanında fazla yer kaplamaması açısından 6.4 kHz örnekleme frekansına sahip olacak şekilde elde edilmesi hem tercih edilmiştir.

2.2 Sinyal işleme modülü

Sinyal işleme modülü içerisinde, güç kalitesi parametrelerinin standartlara uygun bir şekilde belirlenmesi amacı ile çeşitli sinyal işleme algoritmaları yer almaktadır. Sinyal dönüştürme modülünden elde edilen sayısal akım ve gerilim bilgileri, sinyal işleme modülündeki algoritmalara giriş verisi olarak girilmektedir. Şekil 3’de blok şeması verilen sinyal işleme modülü içerisinde; ölçüm noktasına ait akım ve gerilim sinyalinin etkin değeri, şebeke frekans bilgisi, aktif güç, reaktif güç, görünür güç, güç faktörü, harmonik bilgileri ve güç kalitesi bozulmalarının tespiti gibi alt birimler yer almaktadır.

Güç kalitesi standartlarında belirlenen ölçüm aralıklarına göre elde edilen anlık akım ve gerilim değerleri, hafıza birimlerinde depolanmaktadır. Bu hafıza birimleri üzerindeki sinyal bilgileri kullanılarak, gerekli parametrelerin hesaplanması işlemleri gerçekleştirilmektedir.



Şekil 3. İzleme cihazının sinyal işleme modülüne ait blok şeması.

Sinyal işleme modülü; frekans hesaplama, etkin değer hesaplama, güç hesaplama, harmonik hesaplama ve güç kalitesi bozulma tespit modülü olmak üzere beş alt modüle ayrılmaktadır. Bu modüllere ait genel işlevler şu şekildedir;

Frekas hesaplama alt modülü, ölçüm noktalarındaki gerilimin frekans değerini hesaplayarak bu değer standardlar çerçevesinde belirlenen değerlerden ne kadar saptığını tespit etmektedir.

Etkin değer hesaplama modülünde ise akım ve gerilim sinyallerine ait etkin değer hesaplaması yapılmaktadır. Ölçüm noktalarına ait anlık gerilim ve akım değerlerinin sayısal olarak gözlemlenmesi ve enerji kalitesinde meydana gelen bozulmaların tespitinde, etkin değer hesaplaması kullanılmaktadır. Güç kalitesi standartlarına göre gerilim ve akım etkin değerinin hesaplanması 10 periyotluk örnekler üzerinden gerçekleştirilmelidir. Bu nedenle, etkin değeri hesaplanacak akım veya gerilim sinyallerinden 10 periyotluk örnekler alınarak bellek üzerine kaydedilmekte ve bu örnekler üzerinden etkin değer hesaplama işlemi gerçekleştirilmektedir.

Güç hesaplamalarına ait alt modül içerisinde, izleme sisteminin bağlı olduğu ölçüm noktasına ait çeşitli güç bileşenleri hesaplanmaktadır. Bu güç bileşenleri; görünür güç, aktif güç ve reaktif güç şeklindedir. Ayrıca, bu modül içerisinde güç faktörü parametresinin hesaplanması da yapılmaktadır. Güç bileşenleri hesaplanırken, standartlara uygun olarak akım ve gerilim sinyal değerlerinin 10'ar periyotluk örnekleri kullanılmaktadır.

Harmonik hesaplama modülü içerisinde, ölçüm noktalarına ait gerilim ve akım harmoniklerinin sürekli bir şekilde tespit edilmesi sağlanmaktadır. Bu alt modül altında, gerilim ve akım sinyallerine ait 53. dereceye kadar olan harmoniklerin ölçümü gerçekleştirilmektedir. Harmonik ölçümü için Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform-FFT) algoritmasının APKD ortamında uygulaması kullanılmıştır.

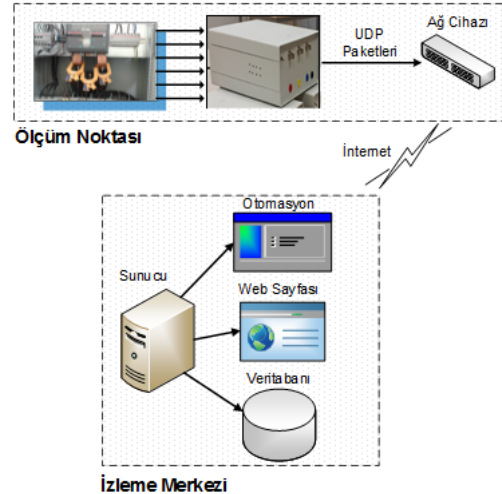
Bu alt modül içerisinde, ölçüm noktası üzerinde meydana gelen güç kalitesi bozulmalarının gerçek zamanlı tespiti için RMS tabanlı bir uygulama gerçekleştirilmiştir. VHDL programlama dili kullanılarak oluşturulan tespit

algoritması ile güç kalitesi standartlarında belirtilen ölçümler ile enerji kalitesi olayları gerçek zamanlı olarak tespit edilmektedir.

2.3 İzleme cihazının haberleşme yapısı

İzleme cihazının çevrimiçi haberleşme yapısında UDP/IP protokolü kullanan bir alt modül hazırlanmıştır. UDP/IP haberleşme alt modülü, güç kalitesi izleme sisteminin ölçüm noktalarından elde edilen verileri bilgisayar ara yüz programına gönderilmesini sağlayan bölümdür. Güç kalitesi izleme sisteminin, ölçüm noktasından elde ettiği parametreleri izleme merkezine aktarması işlemleri belirlenen bir yerel ağ ya da internet ortamından sağlanmaktadır. Bu amaçla izleme sistemi içerisine, Ethernet ara yüzü ve UDP/IP haberleşme ara yüzü yazılımları gömülmüştür. Bu sayede, izleme sistemi verileri bulunduğu noktadan hiçbir çevre birimine bağlı olmadan, sadece internet ağına açılan bir bağlantı kablosu ile izleme merkezine aktarmaktadır.

Şekil 4'de güç kalitesi izleme sisteminin UDP/IP tabanlı haberleşme yapısını gösteren blok şeması verilmiştir.



Şekil 4. İzleme sisteminin UDP/IP tabanlı haberleşme yapısına ait blok şeması.

Gömülü sistemler için oldukça avantaj sağlayan Ethernet iletişimi, RS232 gibi seri iletişim protokollerinin bilgisayara bağımlılığını ve düşük hızlarda verileri iletme gibi

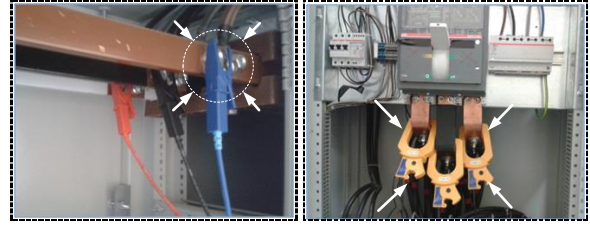
dezavantajlarını ortadan kaldırmaktadır. Ayrıca, uzak bağlantı özelliği ile Ethernet iletişimi cihaza dışarıdan müdahaleyi oldukça kolaylaştırmaktadır.

2.4 Ölçüm noktalarına bağlantı yapısı

İzleme cihazı ölçüm noktalarından; üç faz gerilim, üç faz akım ve bir nötr sinyali alacak şekilde monte edilmektedir. İzleme cihazı ölçüm noktalarındaki trafo çıkışına bağlanarak ölçüm işlemlerini gerçekleştirmektedir. Gerilim ölçümünde, kullanımı oldukça kolay olan özel gerilim kısaçları Şekil 5(b)'de gösterildiği gibi ait oldukları her bir fazın barasına bağlanmaktadır. Akım bağlantısı, Şekil 5 (c)'de gösterildiği gibi iletkenin geçen akımın yönü dikkate alınarak akım klamlarının iletkeni çevreleyecek şekilde bağlanması ile gerçekleştirilmektedir. Çalışmada kullanılan akım klamları, özellikle şebekeye montajının kolay olması ve devreyi kesmeden monte edilebilmesi açısından oldukça kullanışlıdır.



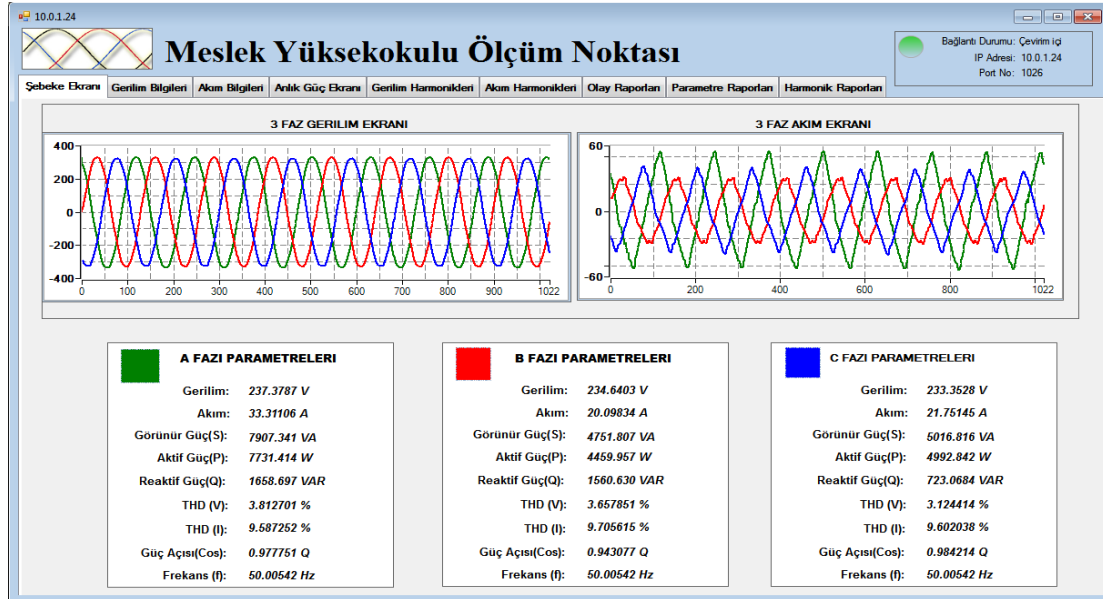
(a) İzleme cihazının ölçüm noktasına bağlantı şekli.



(b) Gerilim bağlantısı.

(c) Akım bağlantısı.

Şekil 5. İzleme sisteminin ölçüm noktalarına bağlantı yapısı.



Şekil 6. Enerji izleme cihazının ölçüm merkezinde elde ettiği parametrelerin otomasyon çevirmici ile izlenmesi.

2.5 Saha Uygulaması

İzleme cihazının sahada uygulamasını göstermek için Munzur Üniversitesi Meslek Yüksekokulu trafo merkezi seçilmiştir. Bu ölçüm noktasına yerleştirilen izleme cihazı ile elde edilen gerçek zamanlı elektrik enerji

parametreleri UDP/IP haberleşme protokolü ile anlık olarak izleme merkezindeki bilgisayara gönderilmiştir. Şekil 5(a)'da izleme cihazının Munzur Üniversitesi Meslek Yüksekokulu binasındaki trafo merkezine kurulmuş görüntüsü verilmiştir.

Ölçüm noktalarından elde edilen parametrelerin görüntülenmesi için grafiksel bir arayüz ortamı hazırlanmıştır. Bu program aracılığıyla ölçüm noktasındaki enerji parametreleri anlık olarak izlenebilmektedir. Şekil 6'da, izleme cihazından anlık olarak elde edilen ölçüm parametrelerinin izleme merkezindeki otomasyon yazılımı ile görüntülenmesine ait bir görüntü verilmiştir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, elektrik enerji kalitesini standartlara uygun ve sürekli bir şekilde izlemek için çevrimiçi çalışabilen yeni bir izleme cihazı geliştirilmiştir. Geliştirilen bu izleme cihazına ait donanımsal ve yazılımsal çeşitli çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Donanımsal çalışmalar altında yeni nesil bir enerji kalitesi izleme sisteminin tasarımı yapılmıştır. Bu izleme sistemi, ölçüm noktalarına kolayca monte edilerek bu noktalardan enerji kalitesi verilerinin kesintisiz bir şekilde elde edilmesini sağlamaktadır. Ayrıca, bünyesinde yer alan sinyal işleme algoritmaları ile sinyallere ait analizleri gerçek zamanlı olarak gerçekleştirebilmektedir. Tasarımı yapılan yeni nesil enerji kalitesi sisteminde, son zamanlarda sinyal işleme alanında ön plana çıkan FPGA teknolojisi kullanılmıştır.

Elde edilen sonuçlar doğrultusunda, geliştirilen izleme cihazının elektrik enerji kalitesinin izlenmesine gereksinim duyulan alanlarda kullanılabilecek bir yapıda olduğu görülmektedir.

Teşekkür

Bu çalışmaya temel oluşturan doktora tezi, STZ0320-12 numaralı SANTEZ projesi kapsamında desteklenmiştir. Desteklerinden dolayı Türkiye Cumhuriyeti Bilim, Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı'na teşekkür ederiz.

5. Kaynaklar

1. Khadse, C. B., Chaudhari, M. A., Borghate, V. B., (2016). Conjugate gradient back-propagation based artificial neural network for real time power quality assessment, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, **82**, 197-206.

2. Swain S. D., Ray, P. K., Mohanty, K. B., (2017). Improvement of power quality using a robust hybrid series active power filter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**, 3490-3498.
3. Erişti, H., Yıldırım, Ö., Erişti, B., Demir, Y., (2014). Automatic recognition system of underlying causes of power quality disturbances based on s-transform and extreme learning machine, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, **61**, 553-562.
4. Bubshait, A. S., Mortezaei, A., Simoes, M., Busarello, T., (2017). Power Quality Enhancement for a Grid Connected Wind Turbine Energy System, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **53**, 2495-2505.
5. Yıldırım, Ö., Erişti, B., Erişti, H., Ünal, S., Erol, Y., Demir, Y., (2018). Fpga-Based Online Power Quality Monitoring System For Electrical Distribution Network, *Measurement*, **121**, 109-121.
6. Zooba, A.F., Canteli, M.M., Bansal, R., (2011). Power quality: monitoring, analysis and enhancement, *Intech Open Access*, Croatia, 2011.
7. Won, D.J, Chung, I.I.Y., Kim, J.M, Moon, S.I., Se, J.C., Cho, J.W., (2002). Development of power quality monitoring system with central processing scheme, *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, **18**, 915-919.
8. Qiu, B., and Gooi, H.B., (2000). Web-based SCADA display systems (WSDS) for access via internet, *IEEE Transactions on Power Systems*, **15**(2), 681 – 686.
9. Atalık, T., (2007). İnternet üzerinden haberleşen güç kalitesi monitör cihazı donanım tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara*.
10. Akın, S., (2009). Elektrik enerji kalitesi olayları için gömülü sistem uygulamaları, *Yüksek Lisans Tezi, Anadolu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Eskişehir*.
11. Divan, D., Luckjiff, G., Brumsickle, W., (2002). I-GridTM: Infrastructure for nationwide real-time power monitoring, *IEEE 37th IAS Annual Meeting*, 3 October 2002, 1740-1745.
12. Lee, R. P. K, Lai, L.L, Tse, N., (2002). A web-based multi-channel power quality monitoring system for a large network, *Fifth International Conference Power System Managment and Control*, 17-19 April, 112-117.
13. Xu, W., Xu, G., Xi, Z., Zhang, C., (2012). Distributed power quality monitoring system based on ethercat, *China International Conference on Electricity Distribution*, 5-6 Sept, Shanghai.

Kısmi Güç İle Düzenleme Yapan Yeni Bir DA/DA Dönüştürücü Tasarımı

Hüseyin KÖSE^{1,2}, M. Timur AYDEMİR²

¹O.E.S. Ltd. Şti. ANKARA

huseyinkose@gess.com.tr

²Gazi Üniversitesi

Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Böl.

aydemirmt@gazi.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Kısmi güç işleyen dönüştürücüler son dönemlerde batarya şarj devreleri, güneş enerjisi sistemleri ve uydu güç sistemleri için önerilmektedir. Bu devrelerin üstünlüğü, tam güç yerine kısmi güç kullanarak sistem verimini yükseltmek, daha küçük anma değerli yarıiletkenler kullanmak ve maliyeti düşürmektir. Literatürde bu amaçla önerilmiş çeşitli yapılar bulunmakla birlikte, hem yükseltme hem de düşürme işlevini bir arada yerine getirebilen örneklere pek rastlanmamaktadır. Bu çalışmada, yükseltme ve düşürme işlemini birlikte gerçekleştirebilecek bir yapı önerilmektedir. Önerilen yapının MATLAB SIMULINK ortamında gerçekleştirilen benzetimi olumlu sonuçlar vermiştir.

Anahtar Kelimeler: DA-DA regülatör; Kısmi güç işleyen DA-DA dönüştürücüler; Yükselten-düşüren DA-DA dönüştürücü.

A New Partial Power Processing DC-DC Converter Design

Abstract

Partial power processing converters have been recently proposed for battery charge regulators, solar power systems and satellite power systems. The advantage of these systems are increased efficiency, reduced semiconductor ratings and reduced cost due to using only part of the power in state of the full power. There are several topologies suggested in the literature but it is not common to see converters with step down and step up capabilities at the same time. In this paper a converter structure which can provide both step-up and step-down capabilities is proposed. Results obtained by MATLAB SIMULON simulation prove the operation concept.

Keywords: DC-DC regulator; Partial power processing DC-DC converters; Step up-down converter

1. Giriş

Tam güç yerine kısmi güç işleyen DA-DA dönüştürücüler son dönemlerde batarya dengeleme ve yenilenebilir enerji uygulamalarında kullanılmaya başlanmıştır [1, 2, 3, 4]. Tam güç yerine kısmi güç kullanımı maliyeti daha düşük, sistem verimi daha yüksek, yarıiletkenlerinin anma değerleri daha düşük güç kaynaklarının elde edilmesini sağlar. Burada sözü edilen yeni bir dönüştürücü topolojisi olmayıp, mevcut topolojilerin kaynakla yük arasında farklı biçimlerde bağlanmasıdır.

Günümüzde akü şarj redresörü firmalar ürettikleri yüksek güçlü redresörlerde regüle edilmiş yük gerilimi elde edebilmek amacıyla, akü hattı ve yük arasında çok verimsiz olan

kademeli diyotlu düşürücü modüller kullanılmaktadırlar. Bu modüller güç kaybı açısından verimsiz oldukları için çok fazla ısı açığa çıkarır ve bu nedenle büyük alüminyum soğutucu ve fanlarla desteklenirler. Kısmi güç işleyen DA-DA dönüştürücüler bu uygulamalar için ideal bir seçenek oluşturmaktadır. Ancak literatür incelendiğinde, önerilen devrelerin ya yalnızca yükseltme ya da yalnızca düşürme işlemi yapabildiği görülmektedir[5]. Bu çalışmada ise her iki yönde de düzeltme yapabilen bir dönüştürücü yapısı önerilmektedir. Önerilen topoloji ve yöntem bu tip uygulamalar için ve yüksek güçlü DA-DA regülatör uygulamaları için etkili bir çözüm sunmaktadır.

2. DA/DA Kısmi Güç Dönüştürücüleri

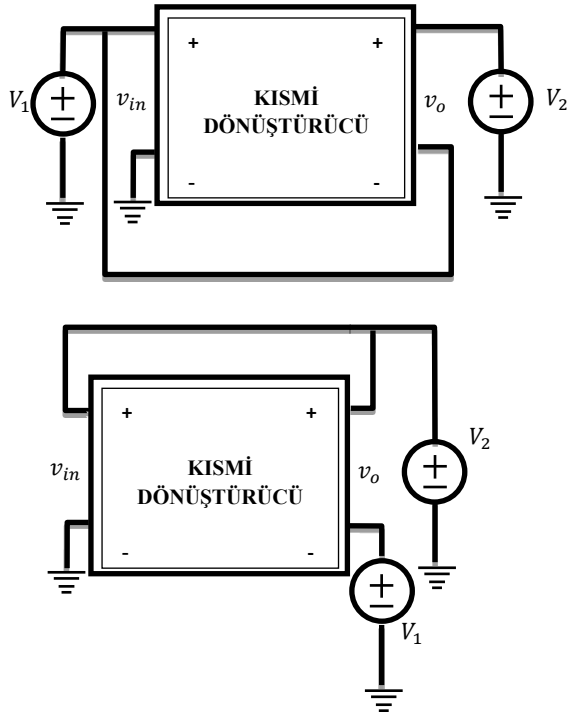
Şekil 1’de tam gücü işleyen normal bir DA-DA dönüştürücü yapısı gösterilmektedir.



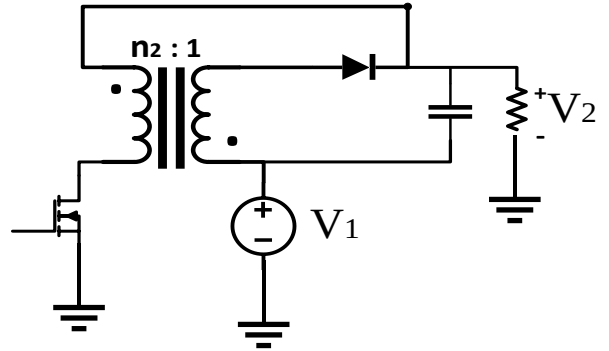
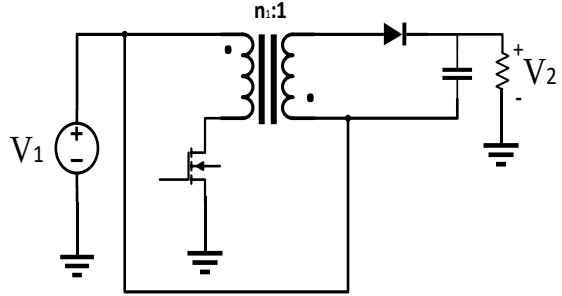
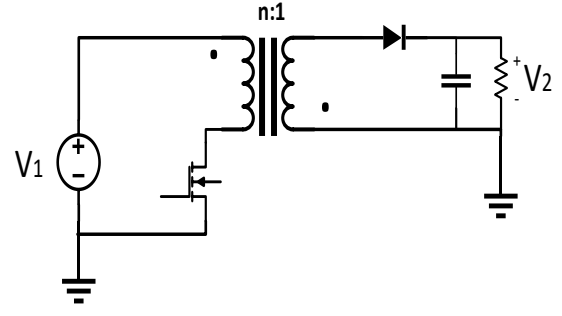
Şekil1. Tam güç işleyen dönüştürücü yapısı

Şekil 2’de ise kısmi güç işleyen iki farklı yapı gösterilmektedir. Şekilde, kaynak ve yük gerilimleri V_1 ve V_2 , giriş ve çıkış gerilimleri ise v_{in} ve v_o ile gösterilmiştir.

Tam güç işleyen DA-DA dönüştürücüler düzeltme yetenekleri, anahtar stresleri ve verimleri açısından kısmi güç işleyen DA-DA dönüştürücülere göre daha üstündür [1]. Kısmi güç dönüştürümü yapan dönüştürücülerde kayıplar tam güçtekilerin %80’ine kadar düşebilmektedir. Bu makalede incelenen dönüştürücü yapıları Şekil 3’te verilmektedir.

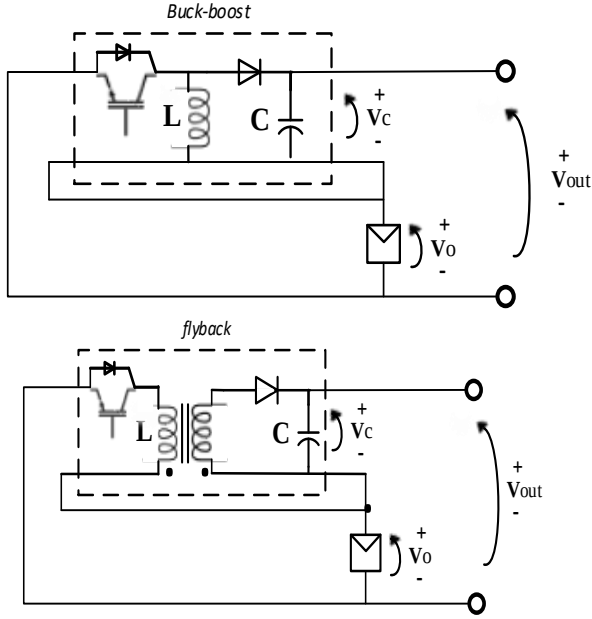


Şekil 2. Kısmi güç işleyen DA-DA dönüştürücü yapıları



Şekil 3. Tam güç ve kısmi güç işleyen flyback topolojiler[1]

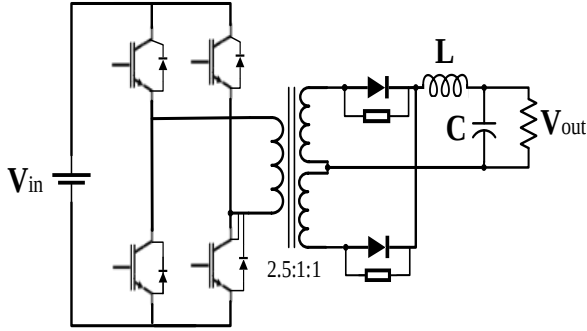
Kısmi güç işleme kavramının en güzel uygulamalarından biri güneş enerjisi sistemleridir [5]. Bu makalede fotovoltaik sistemler için geliştirilmiş kısmi güç işleme kavramı matematiksel olarak incelemiş ve önerilen yöntem ile geleneksel yükseltendönüştürücüler verim açısından kıyaslanmıştır. Şekil 4’te makalede incelenen yapılar gösterilmektedir.



Şekil 4. Kısmi güç işleyen topolojiler[5]

3. Batarya Şarj Redresörlerinde Kullanılan Klasik Yapı

Batarya şarj redresörü uygulamalarında kullanılabilen klasik orta uçlu DA-DA dönüştürücü devresi Şekil 5'te gösterilmektedir. Devreye seri bağlı diyotlardan da anlaşılabileceği üzere transformatördaki enerji akışı tek yönlüdür.



Şekil 5. Klasik orta uçlu da/da dönüştürücü devresi.

Örnek olarak girişi 180 V DA ve çıkışı 220 V DA, 100 A bir dönüştürücü tasarlanacak olursa, kullanılması gereken elemanlar aşağıdaki gibi olacaktır:

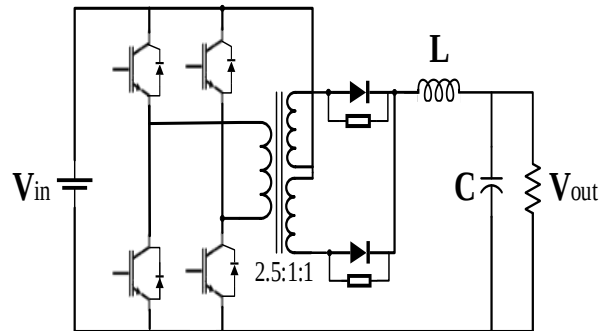
- 180 V DA/220 V DA – 125 A/100 A bir yüksek frekans çekirdekli transformatör
- 4 adet 125 A IGBT
- 2 adet 100 A hızlı diyot,

- Uygun tasarlanmış L/C süzgeç.

Ekleme işleminin de yapılabileceği klasik bir dönüştürücü yapısı ise Şekil 6'da verilmektedir. Regülatör devresi olarak adlandırmadaki temel sebep enerjinin tamamını dönüştürmek yerine sadece ihtiyaç olan enerjiyi fazladan ekleme yoluna gitmesidir. Örneğin, giriş gerilimi 180 V DA olduğu bir durumda çıkışta 220V A/100A elde etmenin iki yolu vardır.

1. 180 V girişi 220 V çıkışı olan 100 A kapasiteli bir DA-DA dönüştürücü tasarlamak.

- Transformatörün sarım oranı 1/1.25 gibi bir oran olacaktır.
- Primerde kullanılan yarıiletkenler ve sekonderde bulunan hızlı diyotlar 100 A'e göre seçilecektir.
- Transformatörün primer ve sekonder gerilimleri 220 V DA'ya göre tasarlanacağından, tasarlanacak transformatör büyük olacaktır. Burada sarılacak iletkenin 100 A taşıyacak kesitte olduğuda dikkate alınırsa oluşacak büyüklük tahmin edilebilir.
- Yüksek frekanslı ferritlerin pencere küçüklüğü dikkate alınacak olursa bu büyüklükte bir transformatörün yapılma zorluğu anlaşılabilir.



Şekil 6. Klasik da/da dönüştürücü bağlantı yardımıyla oluşturulan ekleme yapabilen regülatör devresi.

2. 180 V DA giriş kaynağına ihtiyaç olan 40 V DA ekleme yaparak çıkışa 220 V DA/100 A olarak aktaran regülatör devresi tasarlamak.

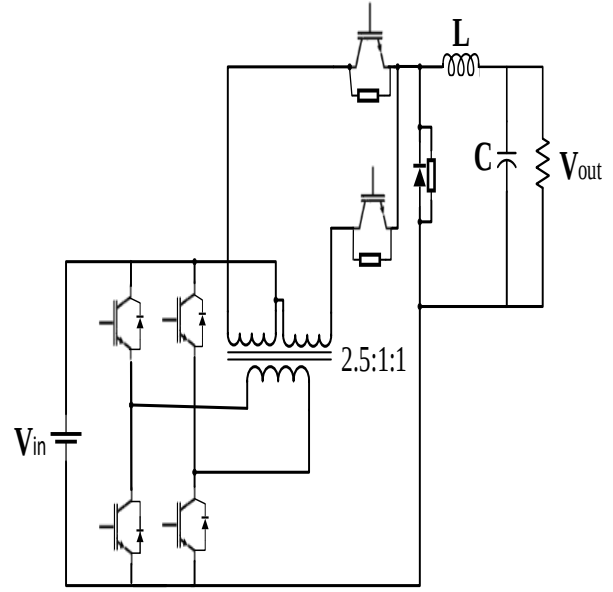
- Burada transformatör Sarım oranı $2.5/1(180/40)$ gibi bir oran olacaktır.
- Transformatör primer gerilimi ve sarım sayısı aynıdır fakat primer akımı $100/2.5=40$ A olacağından transformatör primer gücü ve boyutu $1/(2.5)$ oranında düşük olacaktır.
- Transformatör sekonder gerilimi $1/(2.5)$ oranında düşük olacaktır. Transformatör sekonder akımı yine 100 A olacaktır. Yani sekonder gücü ve boyutu $1/(2.5)$ oranında düşük olacaktır.
- Gücü ve boyutu $1/(2.5)$ oranında düşük olan bir transformatör ihtiyacı olacaktır.
- Primer akımı 40 A olacağından primerde kullanılan 4 adet yarıiletkenin akım değeri $1/(2.5)$ oranında düşük olacaktır.
- Sekonderde kullanılan hızlı diyotlar aynı olacaktır.
- Yüksek frekanslı ferritler ile, $1/(2.5)$ oranında bir transformatörün yapılması daha kolay olacaktır. Bu sayede daha yüksek akımlarda transformatör tasarımı mümkün hale gelecek ve daha yüksek güçlerde DA-DA regülatör tasarımı mümkün olacaktır.

Görüldüğü üzere ikinci yol ile tasarım yapmak daha kolay ve mümkün hale gelmektedir. Üstelik transformatör, yarıiletken (IGBT) kayıpları dikkate alınacak olursa verimde artış olacağı açıkça görülmektedir. Fakat ikinci devre sadece ekleme yapmak üzere tasarlanmış bir devredir.

Batarya şarj redresörlerinde yaygın olarak karşılaşılan durum şarj geriliminin 260 V, deşarj sonu geriliminin 180 V, çıkışta istenen gerilimin ise $220 \text{ V} \pm 1-2\%$ olmasıdır. Dolayısıyla, giriş gerilimini gerektiğinde yükseltecek ve gerektiğinde düşürebilecek bir yapıya ihtiyaç vardır. Bir sonraki bölümde kısmi güç kullanarak bu işlemi gerçekleştirebilecek bir yapı önerilmektedir.

4. Önerilen Yöntem Ve Yeni Topoloji

Bu çalışmada önerilen kısmi güç işleyen dönüştürücü yapısı Şekil 7’de gösterilmektedir.



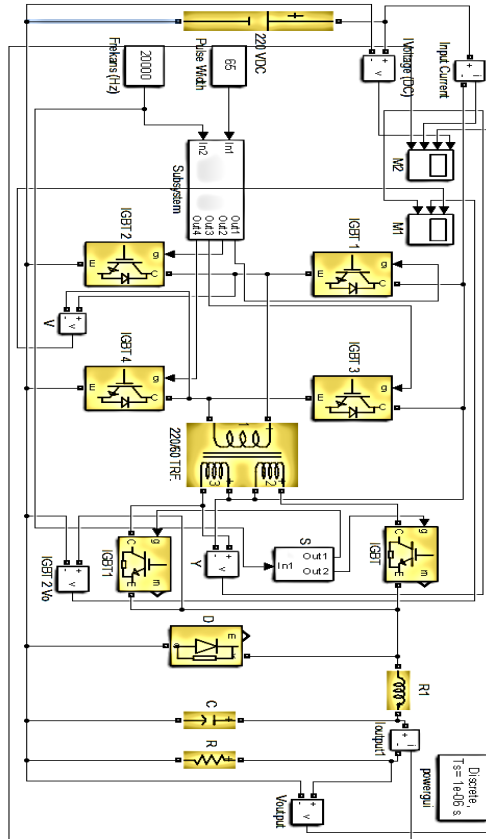
Şekil 7. Önerilen ekleme ve çıkarma yapabilen regülatör devresi.

Görüldüğü üzere devre Şekil 6’da bulunan devreye benzemektedir sadece hızlı diyotlar IGBT’ler ile değiştirilmiş ve bir boşluk diyotu eklenmiştir. Önerilen devre özel anahtarlama algoritmaları ve kontrol teknikleri gerektirmektedir. Sekonderde bulunan anahtarların anahtarlama enerjisinin yönüne göre değişmektedir. Burada önemli olan transformatör sekonderinin boşluksuz bir şekilde sürekli ve simetrik olarak anahtarlama ihtiyacıdır. Aksi takdirde çok büyük gerilim sıçramaları olacaktır. Sıfır geçiş zamanlarında ihtiyaç duyulan ölü bölgelerde bunu engellemek için boşluk diyotu eklenmiştir. Bu devrede transformatör akım transformatörü mantığı ile kullanılmaktadır. Böylece DA akımı AA akıma dönüştürerek iki yönlü aktarımı mümkün hale gelmektedir.

- Giriş gerilimi 180 V iken 40 V DA ekleme yaparak çıkış gerilimi 220 V DA elde edilir. Eklenen güç sadece $40 \text{ V} \times 100 \text{ A} = 400 \text{ W}$ olacaktır.
- Giriş gerilimi 260 V DA iken 40 V DA çıkarma yaparak çıkış gerilimi 220 V DA elde edilir. Çıkarılan güç sadece $40 \text{ V} \times 100 \text{ A} = 400 \text{ W}$ olacaktır.

5. Benzetim Çalışması Sonuçları

Önerilen devrenin Matlab Simulink benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Kullanılan devre yapısı Şekil 8’de gösterilmektedir.



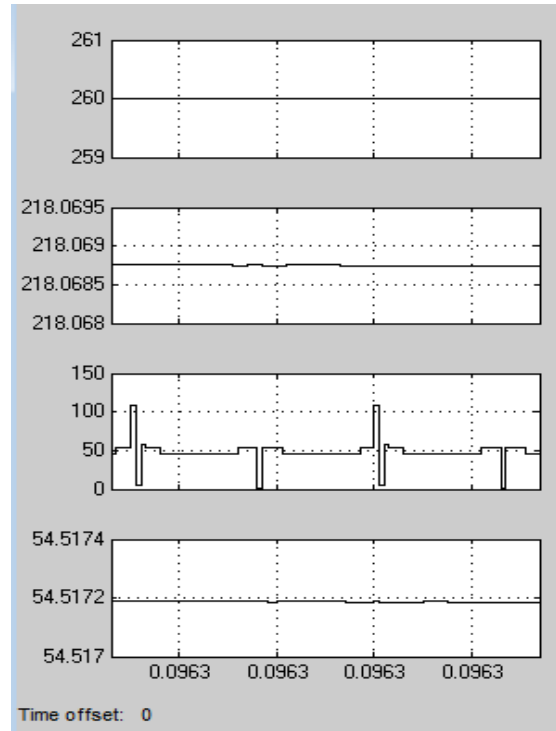
Şekil 8. Önerilen ekleme ve çıkarma yapabilen regülatör devresi Simulink benzetimi

Durum1: Çıkarma bölgesi çalışma deneyi; giriş 260 V, çıkış 260 V-40 V=220 V DA, yük 4 Ω . Sonuçlar Şekil 9 ve Şekil 10'da verilmektedir.

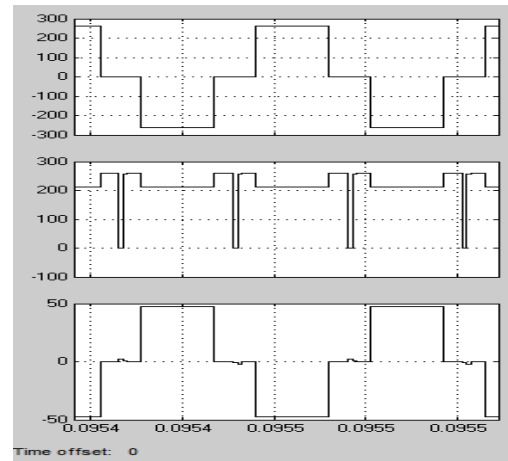
Durum2: Ekleme bölgesi çalışma deneyi; giriş 180 V DA, çıkış 180 V+40 V=220 V DA, yük 4 Ω . Sonuçlar Şekil 11 ve Şekil 12’de verilmektedir.

Durum1 ve durum2 için gerçekleştirilen benzetim çalışmalarına ait sonuçlar aşağıda verilmiştir. Ölçümlerde giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi, çıkış akımı görülebilmektedir. Ayrıca transformatördeki enerji akışını, akım ve gerilim değişimlerini görebilmek amacı ile primer

gerilimi, sekonder gerilimi ve doğrultulmuş gerilim ölçümleri de verilmiştir.



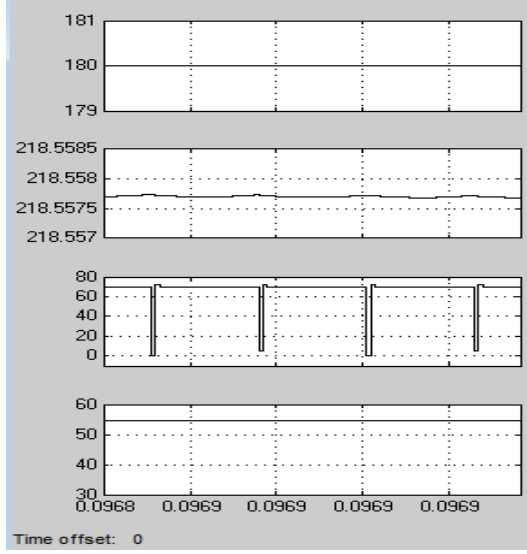
Şekil 9. Düşürme bölgesinde çalışma. (Yukarıdan aşağıya: Giriş gerilimi, çıkış gerilimi, giriş akımı, çıkış akımı)



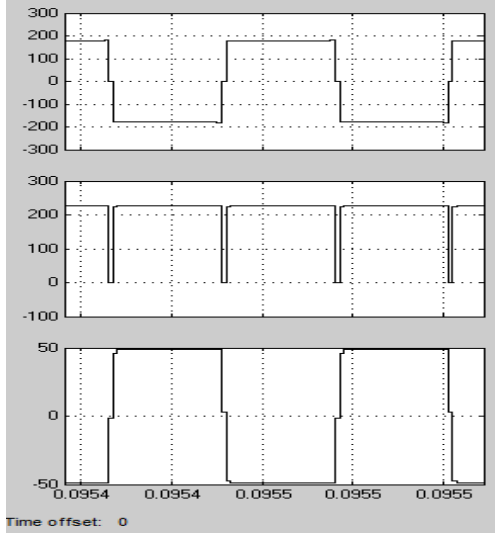
Şekil 10. Düşürme bölgesinde çalışma. (Yukarıdan aşağıya: Primer gerilimi, doğrultulmuş gerilim, sekonder gerilimi)

Şekil 9 ve Şekil 10’da görüldüğü üzere 260 volt olan giriş gerilimi dönüştürücü sayesinde 218 volt D.A. gerilime düşürülmüştür. Bunu gerçekleştirmek için giriş gerilimine seri olarak -40v bir gerilim eklemesi yapılmıştır. Doğrultulmuş gerilimde sıfıra giden bölgeler

pozitif ve negatif alternans geçişlerindeki serbest döngü  l  bölgelerini göstermektedir.



Şekil 11. Eklemeb lgesinde alışma. (Yukarıdan aşağıya: Giriş gerilimi, çıkış gerilimi, giriş akımı, çıkış akımı)



Şekil 12. Ekleme bölgesinde alışma. (Yukarıdan aşağıya: Primer gerilimi, doğrultulmuş gerilim, sekonder gerilimi)

Şekil 11 ve Şekil 12’da görüldüğü üzere 180 volt olan giriş gerilimi dönüştürücü sayesinde 218 volt D.A. gerilime yükseltilmiştir. Bunu

gerçekleştirmek için giriş gerilimine seri olarak +40v bir gerilim eklemesi yapılmıştır. Doğrultulmuş gerilimde sıfıra giden bölgeler pozitif ve negatif alternans geçişlerindeki serbest döngü  l  bölgelerini göstermektedir.

6. Sonuç

Kısmi güç kullanarak düzeltme yapan DA-DA dönüştürücüleri son yıllarda batarya şarj devreleri ve güneş enerjisi sistemleri için kullanılmaya başlanmıştır. Ancak literatürde önerilen devreler genel olarak yalnızca düşürme veya yükseltme yapabilmektedir. Bu bildiride her iki yönde de düzeltme yapabilen bir yapı önerilmektedir. Önerilen devrenin çalıştığı MATLAB Simulink kullanılarak gösterilmiştir.

7. Kaynaklar

1. Junjian Zhao; Yeates, K.; Yehui Han, "Analysis of high efficiency DA-DA converter processing partial input/output power," *IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2013, vol., no., pp.1,8, 23-26 June 2013.
2. H. Zhou, J. Zhao, and Y. Han, "PV balancers: concept, architectures, and realization", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* 2012, pp. 3749-3755.
3. M. Kasper, D. Bortis, T. Friedli, and J. W. Kolar, "Classification and comparative evaluation of PV panel integrated DC-DC converter concepts." In *Power Electronics and Motion Control Conference (ECCE)*, 2012 15th International (pp. LS1e-4). IEEE.
4. P. S. Shenoy, B. Johnson, and P. Krein, "Differential power processing architecture for increased energy production and reliability of photovoltaic system", *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* 2012, pp.1987-1994
5. Jonatan Rafael Rakoski Zientarski, José Renes Pinheiro, Mário Lúcio da Silva Martins, Hélio Leães Hey, "Understanding The Partial Power Processing Concept: A Case Study Of Buck-Boost DA-DA Series Regulator" *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015, vol., no., pp.1,6, 2015.

DSP ile Kontrol Edilen Üç Seviyeli Interleaved NPC Dönüştürücüsünün Tasarım ve Uygulaması

Cem KÖSEOĞLU¹, Fevzi ZENGİN¹, İbrahim SEFA²

¹Inform Elektronik Sanayi ve Ticaret A.Ş., AR-GE Merkezi, İstanbul, Türkiye

²Gazi Üniversitesi Teknoloji Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, Ankara, Türkiye
cem.koseoglu@inform.com.tr

Bu yayın Tübitak Teydeb tarafından desteklenen 3161102 proje numaralı “Interleaved Dönüştürücülü Yüksek Güçlü Kesintisiz Güç Kaynağı Tasarımı” projesi kapsamında üretilmiştir.

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Geleneksel olarak yüksek güçlü güç çeviricilerinin tasarım ve üretimi ancak yarı iletken güç anahtarlarının yeterli sayıda paralel bağlanmaları ile mümkün olabilmektedir. Alışlagelmiş bu metot ile güç anahtarları birbirine doğrudan paralel bağlanarak çalıştırılmaktadır. Bu teknik ile anahtarların eşzamanlı sürülmesi ve akım paylaşımlarının eşit bir şekilde gerçekleştirilmesinde uygulamada zorluklar bulunmaktadır. Yapılan çalışma ile ideal olmayan anahtar davranışlarının etkilerini azaltmak ve güvenilirliklerini artırmak amacıyla interleaved çevirici yapısı önerilmektedir. Burada, yüksek güçlü tasarımlar için uygun olan üç seviyeli bir diyot kenetlemeli çevirici, DSP ile üretilen faz kaydırılmış DGM anahtarlama tekniği ile kontrol edilmektedir. Anahtarların doğrudan paralel bağlanarak güç artırımı yapılması yerine çevirici kollarının paralel bağlanarak güç artırımının sağlanması amaçlanmıştır. Öngörülen anahtarlama yaklaşımı, benzetim ortamında modellendikten sonra 30kVA gücündeki bir prototip eviriciye uygulanmış ve doğrulama testleri gerçekleştirilmiştir. Kollar arasındaki yük paylaşımı çeviricinin kararlı hal, kısa devre durumu ve doğrusal olmayan yüklerle ilişkin geçici hallerinin incelenmesi yapılmış ve sonuçları rapor edilmiştir. Üç fazlı ve üç seviyeli interleaved bir çeviricinin son nesil DSP ile kontrol edilebildiği ve interleaved anahtarlama tekniğinin yüksek güçlü çeviricilerin üretilmesine olanak sağladığı görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Interleaved Güç Dönüştürücüleri, Interleaved Evirici, Faz Kaydırmalı DGM, Çok Seviyeli Güç Dönüştürücüleri, NPC Dönüştürücü

Design and Implementation of A DSP Controlled Three Level Interleaved NPC Converter

Abstract

Traditionally the design and production of high power converters were only possible with sufficient number of parallel connections of the semiconductor power switches. By this conventional method, the power switches are operated by directly connecting them in parallel. There are difficulties at implementing the simultaneous driving of the switches and the equalization of the current using this technique. Interleaved converter structure is proposed to reduce the effects of non-ideal switching behaviors and increase their reliability. Here, a three-level neutral point diode clamping converter which is suitable for high-power designs is controlled by the phase shifted PWM switching technique generated by the DSP. It is aimed to increase the power by connecting the legs of the inverter in parallel instead of power increase by directly connecting the switches in parallel. After the foreseen switching approach is modeled in the simulation environment, verification tests are performed by applying a 30kVA prototype inverter and rectifier. The load sharing between the legs at steady state, transient states such as short-circuit and non-linear load switching have been investigated and the results have been reported. It has been seen that a three-phase three-level interleaved converter can be controlled by the new generation DSP and interleaved switching technique allows high-power converters to be produced.

Keywords: Interleaved Power Converter, Interleaved Inverter, Phase Shift PWM, Multilevel Power Converters, NPC Converter

1. Giriş

Gelişen teknoloji ile birlikte yüksek güçlü dönüştürücülere olan ihtiyacın artması, güç elektroniği çeviricilerinin kullanım alanını daha da yaygınlaştırarak, yenilenebilir enerji kaynakları ve HVDC gibi alanlarda daha yüksek güçlü güç çeviricilerinin tasarlanması ihtiyacını doğurmuştur. Bununla birlikte IGBT, MOSFET gibi güç anahtarları belirli bir akım ve gerilim değerlerinde üretilebilmektedirler. Daha yüksek güçlü çeviriciler üretilmek istendiğinde bu anahtarlar seri ya da paralel bağlanarak daha yüksek akım/gerilim dayanımına uygun değerlerde anahtar grupları oluşturulmaktadır. Alçak gerilim şebekelerinde çalışacak güç elektroniği çeviricileri tasarlanmak istendiğinde, seri üretimde bulunan ve ticari olarak temin edilebilen güç anahtarlarının gerilim seviyeleri yeterli olmaktadır. Örneğin günümüzdeki mevcut teknoloji ile 600V, 1200V gibi gerilim dayanımlarına sahip IGBT modülleri monoblok olarak üretilebilmekte, böylece bu tip anahtarlar 220V/240V şebekelerde faz-nötr ve fazlar-arası gerilimlerde doğrudan kullanılabilir.

Ancak akım taşıma kapasitesi açısından incelendiğinde durum böyle değildir. Özellikle günümüzdeki en yaygın kullanılan güç anahtarı olan IGBT'lerin ticari sınırı üç seviyeli modüller için 400A civarındadır. Daha yüksek akımlı anahtarlar ise IGBT'lerin paralel bağlamaları yoluyla elde edilmektedir.

Anahtarların doğrudan paralel bağlanarak çalıştırılması tekniği ise sürme ve çalışma esnasında bir takım problemlere sebep olmaktadır. Paralel anahtar sayısı arttıkça bu problemlerin çözümü daha da zorlaşmakta bazen çözüm için gereğinden fazla akım taşıma kapasitesine sahip IGBT'ler kullanılmaktadır. Bu seçeneğin sonucunda ise, maliyetler önemli oranda artmakta ve cihazın boyutları büyümektedir.

Anahtarların paralel çalıştırılması ile ilgili problemlerin en önemlileri IGBT'lerin aynı anda iletim/kesim durumuna geçirilememesi, sürekli iletim durumunda ise anahtarların akımı eşit paylaşamaması olarak gösterilebilir. Özellikle kısa devre gibi geçici durumlarda paralel kollarındaki herhangi bir anahtardan kısa süreli de olsa aşırı akım geçmesi anahtarın tahrip olmasına, dolayısıyla sistemin çalışmamasına sebep

olabilecektir. Ayrıca sürme sinyallerinin anahtarlara eş zamanlı olarak uygulanmadığı durumda, bir anahtarın diğerinden önce ya da sonra iletime geçmesi de benzer bir sonuç oluşturabilecek ya da kayıpların artmasına sebep olabilecektir. Yarı iletken anahtarların karakteristikleri arasındaki ideal olmayan farklılıklar, sürücü devrelerdeki ideal olmayan durumlar, sürücü ve anahtarların fiziksel bağlantı şekilleri ve empedans farklılığı, anahtarların jonksiyon sıcaklıklarının farklı olması burada bahsedilen akım dengesizliklerinin sebeplerindendir.

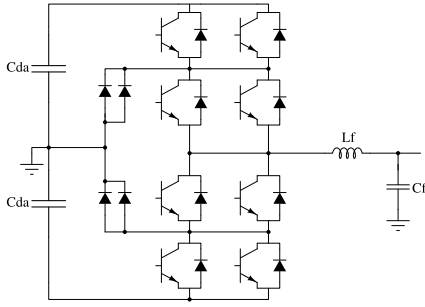
Bu çalışmada anahtarların doğrudan paralellenerek güç artırımı yapılması yerine çevirici kollarının paralel çalıştırılması yaklaşımı kullanılarak güç artırımının yapılması hedeflenmektedir.

Bu amaçla interleaved çevirici mantığı, faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyonu kullanılarak üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici topolojisine uygulanmıştır. Interleaved yapılar geçmişte en çok DA/DA dönüştürücülere uygulanmış ve güvenilirliğini ispatlamıştır [1]. Ancak literatürde interleaved anahtarlama tekniklerinin üç fazlı ve üç seviyeli eviricilere uygulanması konusunda literatürde çok az sayıda yayın bulunmaktadır. Interleaved çevirici yaklaşımının evirici topolojilerine uygulanmasıyla, DGM doğrultucu, motor sürücü, kesintisiz güç kaynağı, HVDC iletim, yenilenebilir enerji sistemleri gibi uygulamalarda güç artışı interleaved çalışma ile gerçekleştirilebilecektir. Neticede güç elektroniği devresinin topolojisi aynı kalmakla beraber devre değişik şekillerde kontrol edilerek farklı işlevleri yerine getiren cihazlar üretilebilmektedir. Anahtarlama tekniğinin interleaved olarak uygulanması kontrol kurallarını değiştirmemektedir. Burada incelenen yaklaşım iki seviyeli, üç seviyeli diyot kenetlemeli, üç seviyeli T tipi çevirici gibi farklı topolojilere uygulanabilmektedir.

Interleaved anahtarlama yaklaşımı, 2. bölümde benzetim ortamında modellendikten sonra, 3. bölümde 30kVA gücündeki prototip bir eviriciye uygulanarak doğrulama testleri gerçekleştirilmiştir.

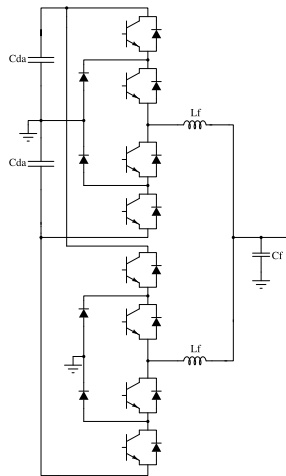
2. Interleaved Güç Dönüştürücü Yapısı

Şekil 1’de anahtarların paralel bağlanması yoluyla güç artışı sağlanan diyot kenetlemeli üç seviyeli çevirici yapısı görülmektedir. Şekil 2’de ise faz kaydırmalı DGM ile kontrol edilen üç seviyeli diyot kenetlemeli interleaved çevirici yapısı görülmektedir. Burada sadelik açısından bir faz devresi gösterilmektedir.



Şekil 1. Paralel anahtarlar kullanılarak oluşturulan diyot kenetlemeli üç seviyeli çevirici yapısı

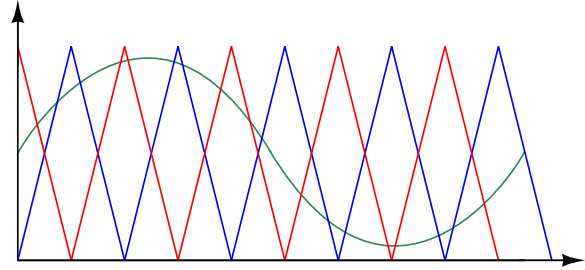
Görüldüğü üzere Şekil 2’deki bağlantı ile anahtarlar doğrudan paralel bağlanmadan güç artışı gerçekleştirilmiştir. Interleaved topolojide bir adet filtre indüktörü yerine iki adet filtre indüktörü kullanılmaktadır. Burada indüktör sayısı artmasına rağmen, akımlar paralel kollar arasında paylaşıldığı için indüktör boyutları küçülmektedir. Ayrıca interleaved çeviricilerde kullanılan faz kaydırmalı DGM anahtarlama tekniği ile paralel kolların toplamı üzerindeki akım dalgacık genliği azaltılabilmektedir [2] .



Şekil 2. Diyot kenetlemeli interleaved üç seviyeli çevirici yapısı

2.1. Faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyonu

Interleaved çeviricide anahtarlama sinyalleri faz kaydırmalı DGM yöntemi kullanılarak üretilmektedir. Bu yöntemde Şekil 3’de görüldüğü üzere referans ve taşıyıcı sinyallerin karşılaştırılması sonucu anahtarlama işaretleri üretilmektedir. Taşıyıcı üçgen dalgalarından biri 180 derece kaydırılarak paralel çalışan çevirici koluna ilişkin anahtarlama işaretleri üretilmektedir. Böylece paralel çalışan çeviricilerin çıkış akımları üzerindeki anahtarlama dalgacıklığı arasında da 180 derece faz farkı elde edilir. Akım dalgacıklıkları arasında faz farkının oluşturulması, paralel kolların akım dalgacıklarının birbirini söndürmesini sağlar. Modülatöre giren referans işaret ayarlanarak, çıkış dalgası şekli kontrol edilebilir.

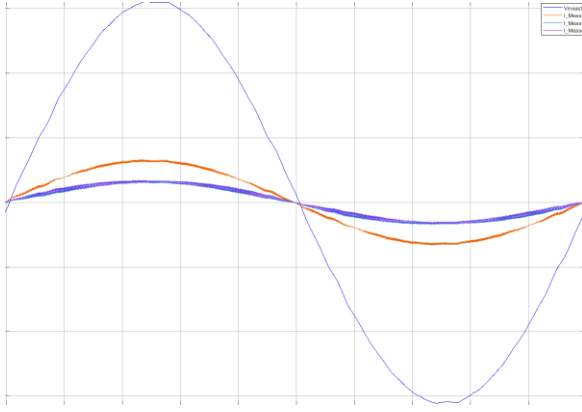


Şekil 3. Interleaved darbe genişlik modülasyonu, Yeşil: Referans işaret, Mavi: 1. Kol taşıyıcı sinyali, Kırmızı: 2. Kol taşıyıcı sinyali

2.2. Benzetim sonuçları

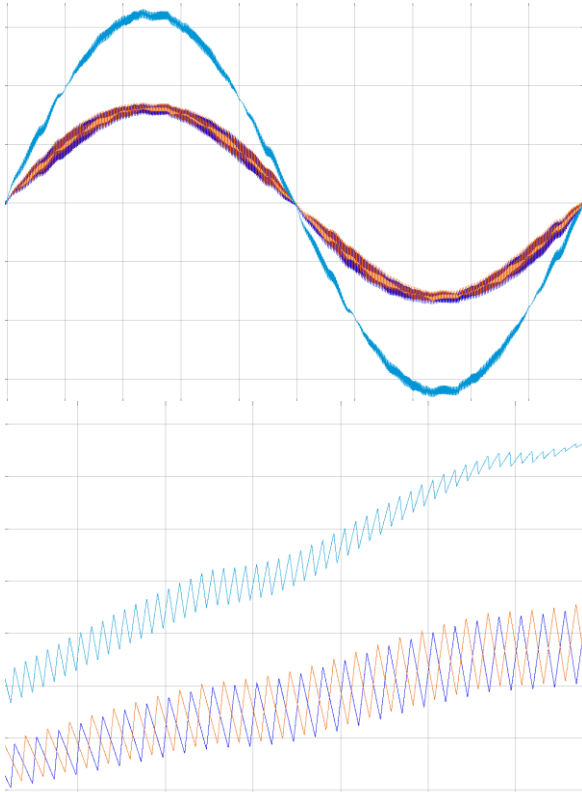
Interleaved çalışma şeklini benzetim ortamında test edebilmek amacıyla üç seviyeli diyot kenetlemeli çevirici Matlab/Simulink ortamında modellenerek, faz kaydırmalı darbe genişlik modülasyonu ile uyarılmış ve kontrol edilmiştir.

Anahtarlama işaretlerinin üretilmesinde çok seviyeli çeviricilerin tetiklenmesinde yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biri olan üç seviyeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu kullanılmıştır. Paralel çalışan çevirici koluna ilişkin anahtarlama işaretleri ise bölüm 2.1’de anlatıldığı şekilde taşıyıcı üçgen dalgası sinyalinin fazı 180° kaydırılarak elde edilmiştir.



Şekil 4. Açık Mavi: Evirici çıkış gerilimi, Açık Mavi/Mor: Kol indüktör akımları, Turuncu: Toplam indüktör akımı

Şekil 4’de evirici çıkış gerilimi, her bir kola ait indüktör akımı ile kol akımlarının toplamı görülmektedir.



Şekil 5. Koyu Mavi: 1. Kol indüktör akımı, Turuncu: 2. Kol indüktör akımı, Açık Mavi: Toplam indüktör akımı.

Şekil 5’de görüldüğü üzere paralel kollarındaki akım dalgalılıkları arasında faz farkı mevcuttur. Bu faz farkı sayesinde toplam akım dalgalılığının

yarı değerine kadar azaldığı benzetim sonuçlarından görülmektedir.

Ayrıca görüldüğü üzere paralel kollar akımı eşit paylaşmaktadır. Benzetim sonuçları, ideal koşullarda interleaved çalışma yönteminin paralel çalışan çevirici kolları arasında eşit bir yük paylaşımı sağladığını göstermektedir.

3. Üç Fazlı Interleaved Çeviricinin Uygulaması

Üç fazlı üç seviyeli interleaved evirici yapısı şebeke etkileşimli evirici ve motor sürücülere uygulanmasına ilişkin az sayıda örnek bulunmakta olup fpga gibi çevre birimlerle birlikte kullanılabilmiştir [3,4]. Bu çalışmada ise faz kaydırmalı DGM anahtarlama işaretleri, sadece TMS320F28377D DSP’si kullanılarak üretilmiştir. Sistem tamamen sayısal olarak kontrol edilmektedir. Uygulaması gerçekleştirilen çeviriciye ilişkin donanımsal parametreler Tablo 3.1’de görülmektedir. Kapalı çevrim kontrol sayesinde evirici uygulamasında sabit çıkış gerilimi elde edilmektedir. Paralel çalışan kollar arasında akım paylaşımı için herhangi bir kapalı çevrim kontrol uygulanmamaktadır. DGM işaretleri arasındaki faz farkı sistemin çalışması süresince sabit tutulmaktadır.

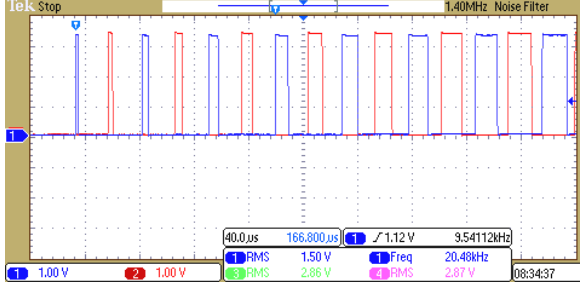
Tablo 1. Uygulamada kullanılan interleaved çeviriciye ilişkin parametreler

Parametre	Değer	Yorum
Topoloji	-	Diyot kenetlemeli 3 seviyeli çevirici
Güç	30kVA	3 Faz toplam güç
F_a	20kHz	Anahtarlama frekansı
L_f	550 μ H	Paralel kol başına endüktans
C_f	40 μ F	Faz başına çıkış filtre kapasitesi
C_{DA}	4x6800 μ F	DA bara kondansatörü
V_{DA}	± 360 V	DA bara gerilimi
DGM Faz Farkı	180°	DGM’ler arasındaki faz farkı sabit

3.1. Interleaved evirici için DGM sinyallerinin üretilmesi ve evirici çıkış büyüklükleri

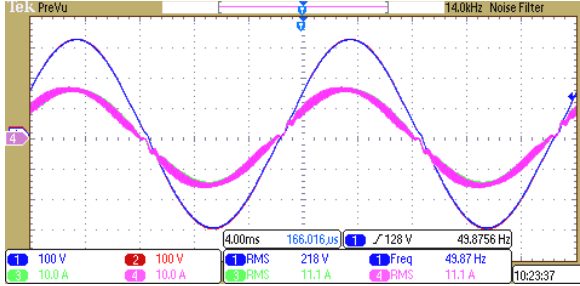
DSP kullanılarak üretilen anahtarlama işaretleri Şekil 6’da görülmektedir. Referans işaret olarak sinüzoidal işaret kullanılmaktadır. Mavi renkli DGM işareti 1. Kola, kırmızı renkli DGM işareti ise 2. kola uygulanmaktadır.

Görüldüğü üzere DGM işaretleri arasında sabit 180° faz farkı bulunmaktadır.



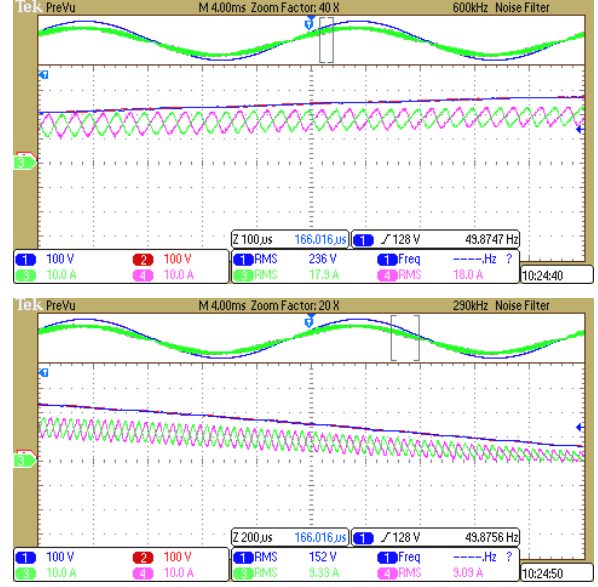
Şekil 6. Faz kaydırmalı DGM anahtarlama işaretleri;
Mavi:1.Kol, Kırmızı:2.Kol

Şekil 7’de interleaved çalışan eviricinin her bir indüktörünün akımı sırasıyla görülmektedir. Burada paralel kol çıkışları birbirine bağlanmış ve sistem 5kW civarında lineer yük ile yüklenmiştir. Görüldüğü üzere paralel kolların indüktör akımları düzgün bir şekilde üst üste çakışmakta ve yük akımı kollar arasında eşit bir şekilde paylaşılmaktadır.



Şekil 7. Mavi: Evirici çıkış gerilimi,
Pembe: 1. İndüktörün akımı, Yeşil: 2. İndüktörün akımı

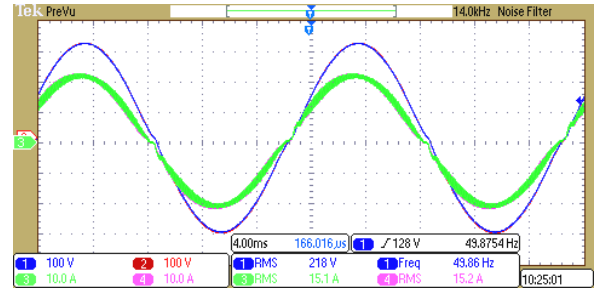
Şekil 8’de evirici çıkış gerilimi ve indüktör akımları daha yakından görülmektedir. Akım dalga şekilleri incelendiğinde 1. paralel kol akımının tepe noktasında 2. kol akımı minimum değerdedir. Dalga şekillerinden görüleceği üzere indüktör akımı dalgalılıkları birbirlerini sönmölemektedir, çıkışta her iki indüktör akımı toplandığı için çıkış akımı dalgalılığı azalmaktadır. Bu özellik sayesinde interleaved çevirici çıkışını filtre etmek kolaylaşmakta ve böylece indüktör boyutları küçülmektedir.



Şekil 8. Evirici indüktör akımları,
Pembe: 1. İndüktör akımı,
Yeşil: 2. İndüktör akımı

Şekil 8’de akım dalga şekli periyodun çıkış geriliminin bir periyodu süresince incelenmiş ve akım paylaşımının periyodun tamamında eşit ve düzgün bir şekilde gerçekleştiği görülmüştür.

Şekil 9’da evirici çıkış gerilimi ve her bir paralel kolun akımı üst üste görülmektedir. Görüldüğü üzere evirici yükü artırıldığı halde akım paylaşım oranı değişmemektedir. Sistemde yapılan testler sonucunda akım paylaşımının yüklerle beraber değişmediği doğrulanmıştır.



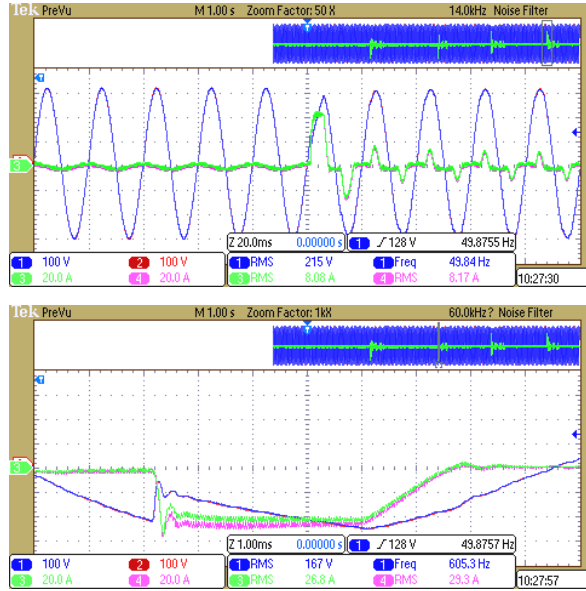
Şekil 9. Evirici çıkış gerilimi ve indüktör akımları

3.2. Interleaved üç seviyeli diyot kenetlemeli çeviricide geçici halde akım paylaşımı

Akım paylaşımında incelenmesi gereken bir diğer önemli nokta da geçici durumlardır. Bu amaçla sistem lineer olmayan yüklerle yüklenerek test edilmiştir. Lineer olmayan yük bir kontrolsüz köprü doğrultucu ve çıkışında paralel RC devresinden oluşmaktadır.

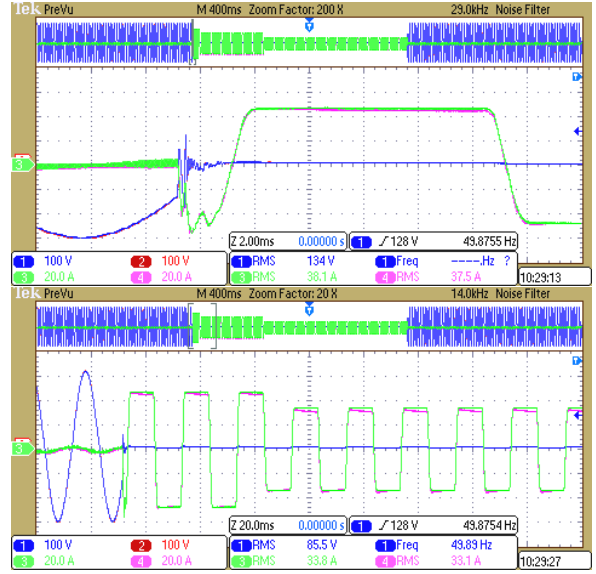
Özellikle lineer olmayan yükün anahtarlandığı ilk ana dikkat edilmelidir. Yük içerisindeki kondansatör ilk anda boş olduğu için, evirici çıkışı ilk anda kısa devre olmaktadır. Lineer olmayan yükün kondansatörü dolup devre sürekli hale gelene kadar evirici çıkışında bir geçici hal davranışı görülmektedir.

Sistemde kısa devre ve lineer olmayan yük anahtarlama durumları gibi geçici haller için bir algoritma kullanılarak, sistem belirli bir akım sınırında çalıştırılmaktadır. Bu tür durumlarda evirici çıkışı bir sabit akım kaynağı gibi davranmakta ve anahtarlama elemanlarının zarar görmesini engellemektedir. Akım değeri sınır değer altına indiğinde ise tekrardan gerilim modunda çalışmaya devam edilmektedir.



Şekil 10. Lineer olmayan yük girişi anındaki geçici durum,
Pembe: 1. İndüktör akımı,
Yeşil: 2. İndüktör akımı

Şekil 10'da lineer olmayan yükün ilk devreye girdiği an görülmektedir. Bu anda kol akımları 60A tepe değerine kadar birlikte yükselmekte ve çok yakın değerlerde hareket etmektedirler. Geçici hal süresinde oluşan birkaç amperlik fark kabul edilebilir görülmüştür. Ayrıca bu fark birkaç milisaniye sonra kapanmakta ve akım paylaşımı düzgün bir şekilde sağlanmaktadır.



Şekil 11. Kısa devre durumunda çıkış gerilimi ve indüktör akımları

Evirici çıkışı kısa devre edildiğinde elde edilen dalga şekilleri Şekil 11'de görülmektedir. Burada da lineer olmayan yüklerde olduğu gibi akım paylaşımı başarılı bir şekilde gerçekleşmektedir. Sistemde paralel çalışan kollar arasında herhangi bir kapalı çevrim akım kontrolü çalıştırılmamasına rağmen, kullanılan anahtarlama tekniği ile akım paylaşımı başarılı bir şekilde gerçekleştirilmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada özellikle yüksek güçlü güç dönüştürücü uygulamalarında ortaya çıkan yarı iletken güç anahtarlarının paralellenmesi gereksinimine alternatif bir metod ele alınmıştır. Anahtarların doğrudan paralellenmesi sonucu oluşan problemlerden kaçınılmak amacıyla interleaved dönüştürücü yaklaşımı üç seviyeli diyot kenetlemeli çeviriciye uygulanarak, çevirici uygulaması gerçekleştirilmiştir. 30kVA prototip evirici ile yapılan testlerde akım paylaşımının paralel çalışan interleaved çevirici kolları arasında başarılı bir şekilde gerçekleştiği görülmüştür. Ayrıca kısa devre ve lineer olmayan yükün ilk giriş anı gibi geçici durumlar da detaylı olarak incelenerek bu durumlarda dahi yük paylaşımının başarılı bir şekilde gerçekleştiği, yarı iletken anahtarların zarar görmeden çalıştığı tesbit edilmiştir.

Faz kaydırmalı DGM anahtarlama tekniği sayesinde paralel çalışan çevirici kollarındaki

indüktör akımlarının dalgacıklarının birbirini sönümlediği benzetim ortamında ve uygulamada gözlenmiştir. Interleaved çevirici topolojisinde kullanılan indüktör sayısı iki katına çıkmasına rağmen akım yarı değerine düştüğünden kullanılan indüktörlerin boyutları küçülmektedir. Neticede her kol yükü eşit paylaştığı için indüktör boyutları da buna bağlı olarak küçülmektedir.

Bu çalışmada iki kol paralel bağlandığından faz kaydırmalı DGM işaretleri arasında 180° sabit faz farkı kullanılmıştır. Interleaved çalışan çevirici kollarında manyetik bağ bulunmayan iki adet indüktör kullanılması yerine, kuplajlı indüktör kullanımı üzerine araştırma yapılması önerilebilecektir.

5. Kaynakça

1. İbrahim Sefa; Şaban Özdemir, “Experimental study of interleaved MPPT converter for PV systems” IECON 2009, 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics’ Portugal.
2. Thiemo KleeB, “Samuel Araújo, Peter Zacharias’ ”Size and performance optimization of filter inductors for highly efficient and compact power conversion circuits”, 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, France.
3. Eddy Aeloiza, Yu Du “Multilevel Multichannel Interleaved AC-DC Converter for High Current Applications”, 14-18 September 2014’ IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) Pittsburgh, USA.
4. Subhadeep Bhattacharya; Diego Mascarella; Géza Joós; Jean-Marc Cyr; Jianhong Xu “A Dual Three-Level T-NPC Inverter for High-Power Traction Applications”, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, Volume: 4, Issue: 2

İki Çıkışlı Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Analizi

Enes BEKTAŞ¹, Kamil Çağatay BAYINDIR², Mehmet Zahid EREL², Yunus YALMAN³, Sinan KIVRAK³

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Çankırı Karatekin Üniversitesi, Çankırı, Türkiye

²Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü, Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi, Ankara, Türkiye

³Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi, Ankara, Türkiye
enesbektas@karatekin.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Anahtarlamalı güç kaynakları (AGK) günümüzde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Özellikle düşük maliyet, yüksek verim, basit devre yapısı gibi avantajları bulunan Flyback dönüştürücüler çıkışında birbirinden farklı değerlerde ve izole gerilim sağlayabilmektedirler. Düşük sayıda komponent içermesi nedeniyle çok çıkışlı DA-DA (Doğru akım) dönüşümü gerektiren uygulamalar için Flyback dönüştürücü kullanımı oldukça uygun ve avantajlıdır. Bu çalışmada, birbirinden elektriksel olarak yalıtılmış 9 V ve 5V çıkışlı, yaklaşık 50 Watt çıkış gücünde Flyback dönüştürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. UC3525 gerilim kontrol entegresi kullanılarak çıkış gerilimi istenilen değerlere sabitlenmiş ve deneysel çalışma sonuçları elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Anahtarlamalı güç kaynakları, DA-DA dönüştürücüler, Flyback dönüştürücü, Flyback trafosu tasarımı

Design and Analysis of Two Outputs Flyback Converter

Abstract

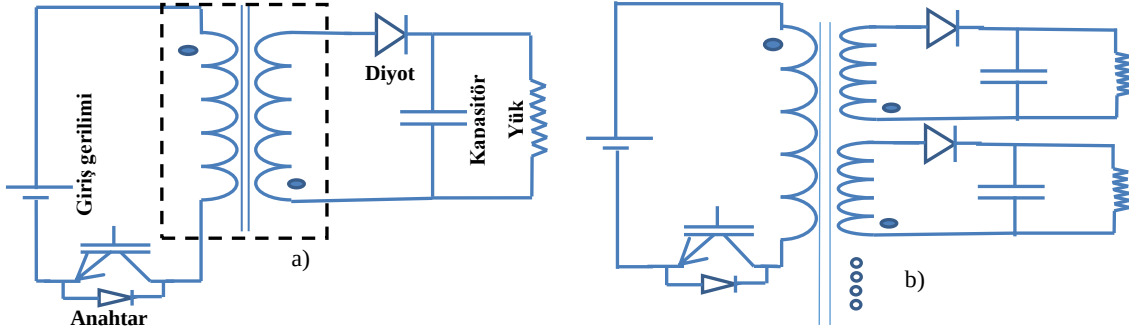
Nowadays, switch mode power supplies (SMPS) are widely used. Especially, Flyback converters having some advantages such as low design cost, high efficiency, basic circuit structure can supply isolated voltage with different values at the output. Using of Flyback converter is considerably suitable and advantageous because of needed reduced number of components for the applications demanding multi output DC to DC conversion. In this work, design of Flyback converter having isolated output voltage 5V and 9 V with 50 W output power have been performed. Output voltages have been set to desired range by using UC3525 integrated circuit and experimental results have been obtained by this way.

Keywords: Switch mode power supplies, DC-DC converters, Flyback converter, Design of Flyback transformer

1. Giriş

Günümüzde artan elektrik enerjisi talebi karşısında var olan enerjiyi verimli olarak kullanmak en önemli konu başlıklarından biri haline gelmiştir. Bundan dolayı tasarlanan cihazlar yüksek verim sağlanacak şekilde üretilmeye başlanmıştır. Güç kaynakları açısından verimlilikleri ve güç yoğunlukları bakımından doğrusal güç kaynakları yerine anahtarlamalı güç kaynakları tercih edilmektedir [1]. Anahtarlamalı güç kaynaklarının çalışma prensibi anahtarlanan endüktansın enerji aktarımı olarak açıklanabilir [2]. Anahtarlamalı güç kaynakları bakımından birçok dönüştürücü yapısı önerilse bile temelde alçaltıcı dönüştürücü, yükseltici dönüştürücü ve alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü bulunmaktadır. Mevcut

DA-DA dönüştürücüler arasında geri dönüşlü (Flyback) birden fazla çıkış verebilmesi ile aynı zamanda düşük güç ve yüksek frekans istenen uygulamalarda, endüstride yaygın olarak kullanılan dönüştürücü haline gelmiştir. Önerilen Flyback topolojisi Şekil 1’de verilmiştir. Flyback dönüştürücüler sadece tek bir yarı iletken kullanılması sayesinde hem basit bir topolojidir hem de anahtarlama kayıpları bakımından avantaj sağlamaktadır. Aynı zamanda, çıkış tarafında bobin kullanılmaması birden fazla çıkış verebilme avantajının yanında yalnızca trafo kullanılması da Flyback devre topolojisini basitleştirmiş ve yaygın olarak kullanılmasını sağlamıştır [3,4]. Çıkış bobini kullanılmamasının bir diğer avantajı geçici durumlara karşı hızlı cevap verebilme özelliği sağlamasıdır [5].



Şekil 1. (a) Flyback dönüştürücü (b) Çok çıkışlı Flyback dönüştürücü

Flyback düşük güçlü uygulamalarda (150 W ve altı) tercih edilmektedir. Başlıca;

- Elektrik araçlarda bataryaların yüksek DC gerilimini kademeleri olarak ayarlanmasında [6],
- Cep telefonu şarj cihazlarında, yazıcılarda [7],
- Bilgisayar güç kaynaklarında,
- Lazerler ve fotokopi makinaları için yüksek gerilim kaynağı gibi uygulama alanlarında kullanılırlar.

Güç elektroniği uygulamalarında en önemli ve aranan özellik yapılan uygulamanın yüksek verimli ve kolay kontrol edilebilir olmasıdır. Yüksek verimlilikte Flyback dönüştürücünün boyutlarının düşürülebilmesi için anahtarlama frekansının artırılması ve böylece trafo boyutlarının küçültülmesi yoluna gidilebilir. Ancak, yüksek frekansta anahtarlama nedeniyle kaçak endüktans oluşabilmektedir. Bu da EMI problemlerine yol açabilir. Ek olarak frekansın artması anahtarlama kayıplarına neden olabilir. Yüksek frekansta düşük kapı şarj akımına ve çıkış kapasitansına sahip GaN MOSFET kullanımı daha iyi bir seçim olacaktır [7].

Literatürdeki çalışmalarda; Çıkışında iki adet izole gerilim verebilen yüksek verimliliği olan bir Flyback tasarımı yapılmıştır. Daha yüksek bir verimlilik alınabilmesi için sisteme snubber eklenmesi ve yumuşak anahtarlama ile anahtarlama gerektiği vurgulanmıştır [6]. [8]'de İleri ve geri dönüşlü (Forward-Flyback) olarak çalışabilen bir dönüştürücü tasarımı yapılmıştır. Aynı zamanda kullanılan anahtar çeşitli (SiC JFET) ile ilgili geniş bilgiler içermektedir. [9]'da, aktif kenetlemeli Flyback tasarımı ve eleman seçimlerinde optimizasyon çalışması yapılmış ve deneysel sonuçlar incelenmiştir.[10]'da batarya şarj sisteminde kul-

lanılan ve aynı zamanda Güneş enerjisi modüllerinden beslenen bir sisteme Flyback dönüştürücü dahil edilmiş ve aynı zamanda PI kontrolü ile alakalı bilgiler verilmiştir. Flyback dönüştürücü üzerinde yapılan çalışmalar incelendiğinde; kullanılan dönüştürücü yapısının farklı alanlarda etkin bir şekilde kullanıldığı sonucuna varılabilir.

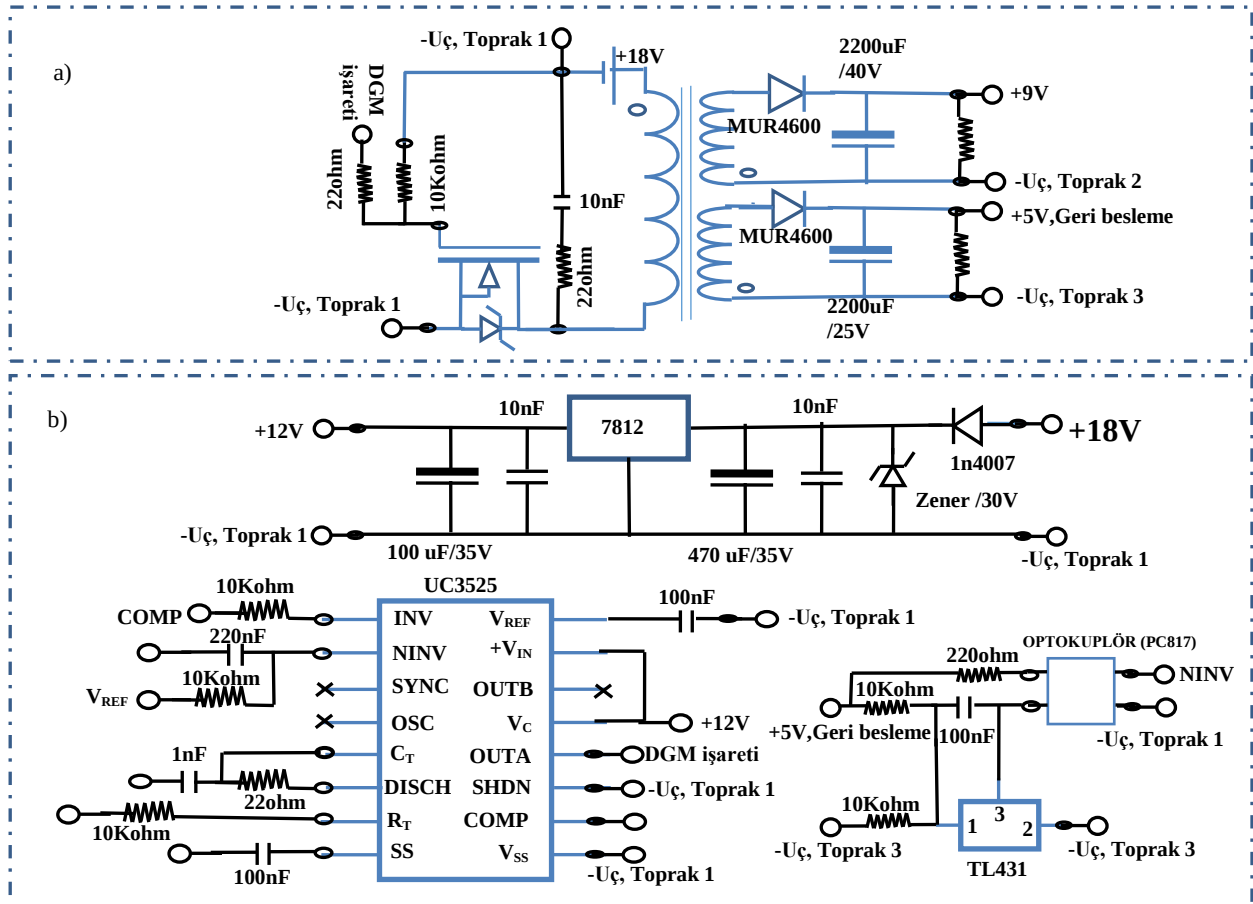
Bu çalışmada, iki çıkışlı Flyback dönüştürücü uygulaması yapılmıştır. 9V ve 5V çıkış veren toplam 50 W gücünde tasarlanan Flyback dönüştürücü UC3525 entegresi ile kontrol edilmiştir. Uygulama sonuçları detaylı bir şekilde verilmiş ve yorumlanmıştır. Elde edilen sonuçlar açık bir şekilde tasarlanan Flyback dönüştürücü'nün istenilene yakın bir sonuç verdiğini göstermiştir.

2. İki Çıkışlı Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Hesaplamalar

Bu bölümde tasarımda kullanılan çıkış gerilimlerinin istenilen değerlerde tutulmasını sağlayan DGM entegresi ve çıkış gerilimi kontrol devresi hakkında bilgiler verilmiştir. Aynı zamanda Flyback dönüştürücü için gerekli olan hesaplamalara ve eleman seçimlerinde dikkat edilmesi gereken önemli hususlara bu bölümde değinilmiştir.

2.1. DGM Kontrol Entegresi

Anahtarlama güç kaynakları kontrolü için akım mod ve gerilim mod kontrol teknikleri olmak üzere yaygın olarak kullanılan iki tür kontrol tekniği bulunmaktadır. Akım mod kontrol tekniğinde, dönüştürücü donanımında bulunan anahtar yada bobin üzerindeki akımın



Şekil 2. Tasarlanan Flyback dönüştürücü bağlantı şeması (a) Güç kartı şeması (b) Kontrol kartı

algılanması ve istenilen seviyede tutulması için anahtarın sabit anahtarlama frekansında açılması yada kapanması yöntemi uygulanmaktadır. Anahtarlama frekansının sabit olduğu bu yöntemde DGM genişliği değiştirilerek akım istenilen düzeyde sabitlenmeye çalışılır. Gerilim mod kontrol tekniğinde ise çıkış geriliminin algılanarak kontrolcüye verilmesi ve çıkış geriliminin sabit tutulması için sabit frekansta DGM genişliğinin değiştirilmesi söz konusudur. Her iki kontrolde de çıkıştaki akım ya da gerilim bilgisi referans ile karşılaştırılarak kontrol sinyali oluşturulur ve kontrol sinyali testere dişi ile karşılaştırılır. Testere dişi sinyalin frekansı aynı zamanda anahtarlama frekansını belirlemektedir [11].

Kapalı çevrim kontrol sistemi yazılımsal olarak yapılabileceği gibi güç elektroniği dönüştürücüleri için üretilmiş UC3842, UC3524 vb. denetleyiciler kullanılarak da yapılabilir. Bu çalışmada bir tür gerilim mod kontrolcü olan ve

100 Hz-100 kHz arasında ayarlanabilen anahtarlama frekansında DGM sürme sinyali üretebilen UC3525 entegresi kullanılmıştır. Tasarımda kullanılan UC3525 entegresi bağlantı devre şeması Şekil 2(b)'de görülmektedir.

2.2. TL431 ve Geri Besleme Devresi

TL431 transistörü ayarlanabilen referans elemanıdır ve güç elektronığı alanında kontrolün vazgeçilmezi haline gelmiştir. Çıkış gerilimi büyüklüğü ne olursa olsun, çıkış gerilimi gerilim bölücü ile 2.5 V'a düşürülerek TL431 ve tasarlanan kontrol devresi yardımıyla istenilen değerde sabitlenebilir.

TL431 kontrol elemanı aynı zamanda hem trafo ikincil ve birincil sarımları arasında elektriksel olarak yalıtım sağlar hem de çıkış geriliminde var olan parazitlerin kontrolcüyeye geçmesini engeller [6].

Şekil 2(b)' den de görüldüğü üzere, TL431 1 numaralı pini referans pinidir ve buraya uygulanan gerilim, geri besleme geriliminin gerilim bölücü ile 2.5V'a düşürülmüş şekli olmalıdır. Böylelikle geri besleme gerilimi 5V'un üstüne çıktığı zaman optokuplör iletime geçer ve UC3525 2 numaralı noninverting bacağına toprağa çeker. Bu şekilde kontrol entegresi DGM genişliğini düşürür. Geri besleme geriliminin 5V'un altına düşmesi durumunda ise noninverting bacağı boşa kalır, böylelikle kontrol entegresi DGM genişliğini arttırarak geri besleme geriliminin 5V'a sabitlenmesini sağlar.

2.3. Hesaplamalar ve Komponent Seçimi

Bu bölümde Flyback devresi istenilen çalışma durumu için yapılan hesaplamalara yer verilmiştir. Öncelikle tasarlanan Flyback dönüştürü giriş gerilimi değeri 15-24 V arası değişmektedir. 2 adet izole çıkış gerilimi 25 W güç değerlerinin sağlamaktadır. Bu nedenle toplam çıkış gücü 50 W olarak alınmalıdır. Verim ifadesi %80 ve anahtarlama frekansı da 65 kHz olarak alınmış ve hesaplamalar bu parametrelere göre yapılmıştır.

%80 verim değeri için 65 kHz anahtarlama frekansına karşılık gelen 1 periyotta trafo birincil sarımında harcanan güç ($P_{giriş}$) ve bu güce karşılık gelen ve ikincil sarıma aktarılan enerji (E) Denklem 1 ve Denklem 2'ye göre hesaplanmaktadır:

$$P_{giriş} = \frac{P_{çıkış}}{\eta} \quad (1)$$

$$E = P_{giriş} * t \quad (2)$$

$$I_{ort_giriş} = \frac{P_{giriş}}{V_{min}} \quad (3)$$

Trafo birincil sargı maksimum değeri ise D değeri 0.5 için;

$$I_{ort_giriş} = 0.5 * D * I_{maks} \quad (4)$$

$$I_{maks} = \frac{I_{ort_giriş}}{0.25} \quad (5)$$

Denklem 4 - 5 kullanılarak hesaplanabilir. Daha sonrasında Denklem 2. kullanılarak hesaplanan ve birincil sarımda depo edilen enerji ile birincil sargı endüktans değeri hesaplanmalıdır.

$$E = \frac{1}{2} L_{birincil} * I_{maks}^2 \quad (6)$$

Sarım sayının 10 olduğu kabul edilerek, LCR metre ile ölçülen endüktans değerine göre hesaplanan relüktans değeri;

$$R = \frac{10^2}{L_{ölçülen_birincilsargı}} \quad (7)$$

gibidir. Yukarıdaki denklemler kullanılarak trafo birincil ve ikincil sargıları değerleri hesaplanmıştır. Birincil sarım 28, ikincil sarım ise 15 olarak alınmıştır. Trafo çekirdeği E42 tipi ferrit nüve kullanımı tercih edilmiştir.

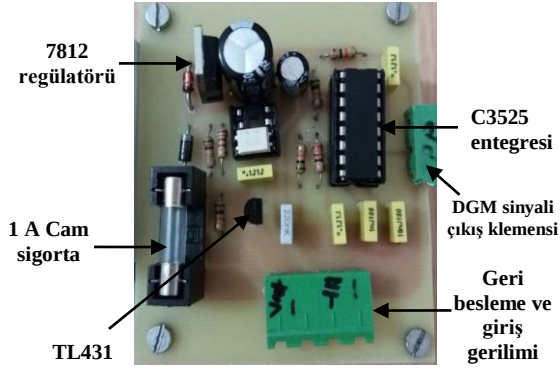
2.4. Güç Devresi

Şekil 2(a)' da tasarım için oluşturulan Flyback dönüştürücü ve Mosfet sürme devresi bağlantı şeması verilmiştir. Aynı zamanda bu bağlantı şeması Flyback tasarımının ilk katını oluşturmaktadır ve Bölüm 3.'de verilen güç kartının bağlantı şemasıdır.

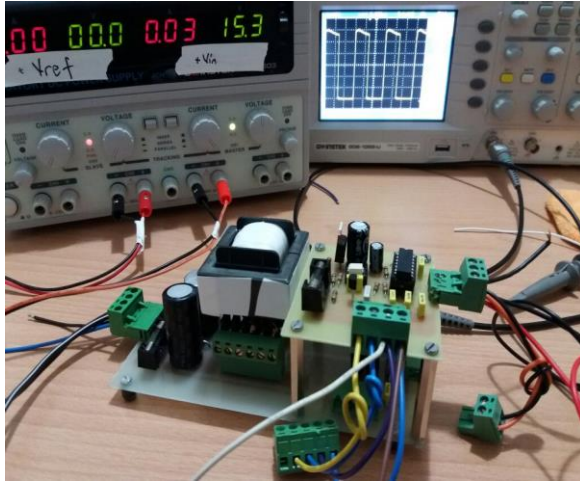
Şekil 2(b)' de 7812 gerilim regülatörü kullanılarak tasarlanmış olan aynı zamanda Bölüm 3.'de verilen kontrol kartı için 12 V'luk besleme gerilimi üreten besleme devresi verilmiştir. Buna ek olarak, 15-24 V giriş gerilimini 9 V'a dönüştürmesi tasarlanan Flyback devresinin 15-24 V arasında farklı gerilimlerde çalıştırılmasına olanak sağlamaktadır.

3. Uygulama Çalışmaları

Tasarımına Şekil 2(b)' de verilen bağlantı şemaları ile UC3525 kontrol kartı oluşturmuş ve Protues/Ares programında baskı devre çizilmiş ve üretimi yapılmıştır. Kontrol kartını oluşabilecek kısa devrelerden korumak için girişine 1 A'lık cam sigorta yerleştirilmiştir. Fazla gerilimlerden korumak için 30 V zener diyot gerilim regülatörü ile sigorta arasına yerleştirilmiştir.



Şekil 3. Tasarlanan kontrol kartı

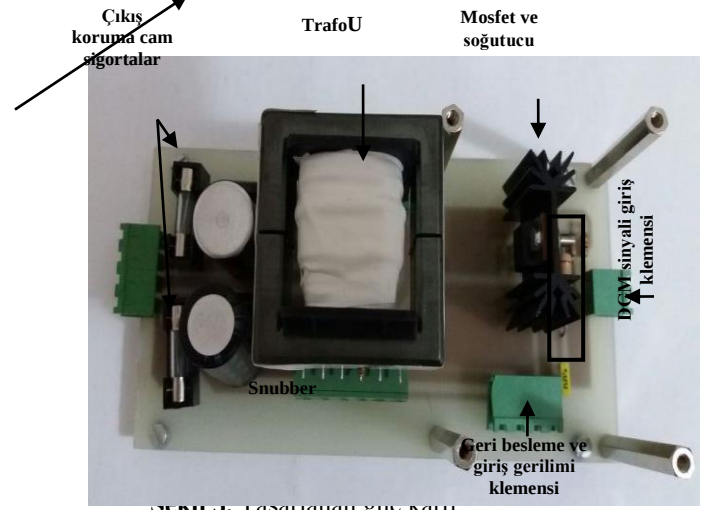


Şekil 4. Kontrol kartı testi

Tasarlanan kontrol kartının 4 tarafına vidalar yerleştirilmiş, güç kartının üzerine distanslar yardımıyla monte edilmesi amaçlanmıştır. Böylelikle Flyback donanımının az yer kaplaması sağlanmıştır.

Kontrol kartı tasarımı yapıldıktan sonra geri besleme karşısındaki tepkisi ölçülmüştür. GW-Instek dijital çok çıkışlı ayarlanabilir izole gerilim kaynağı kullanılarak geri besleme (referans gerilim) 0-5 V arasında değiştirilerek DGM sinyali genişliğine bakılmıştır. Şekil 4’de 0 V referans değerinde UC3525 kontrol kartının %50 faz genişliğine sahip 65 kHz DGM sinyali ürettiği ve referans sinyali arttırıldığında DGM sinyalinin genişliğinin azalarak 0 olduğu gözlemlenmiş ve kontrol kartının istenilen şekilde geri beslemeye tepki verdiği sonucuna varılmıştır.

Şekil 5’de tasarlanan güç kartı görülmektedir. Şekil 2(a)’da verilen bağlantı şemasına ek olarak aşırı yüklemeye ve kısa dev-



Şekil 5. Tasarlanan güç kartı

reden trafonun korunmasına yönelik 9V’luk çıkış için 3 A, 5 V’luk çıkış için 5 A’lık cam sigortalar çıkış ile trafo arasına yerleştirilmiştir.

Aynı zamanda anahtarlama elemanı mosfetin soğutulması ve verimin yükseltilmesine yönelik olarak mosfet yüzeyi soğutucuya sabitlenmiştir. Daha öncede belirtildiği üzere tasarımının daha kullanılabilir ve kompakt olması için kart yüzeyine 4 adet distans sabitlenmiş ve kontrol kartı montajı için alan oluşturulmuştur.

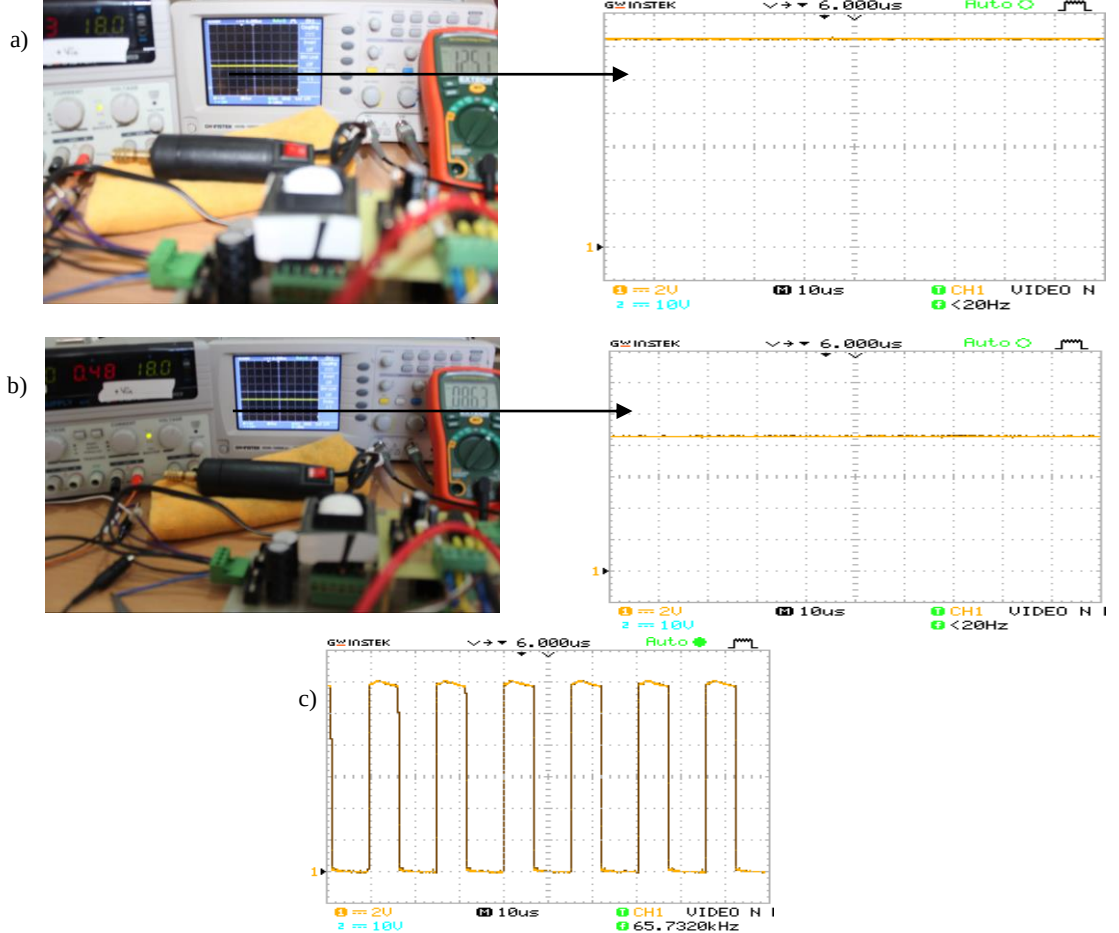
Oluşturulan güç kartına trafo direkt olarak monte edilmemiş bunun yerine trafo pinlerine göre çizim aşamasında kart üzerine 2 adet 6’lı klemens eklenmiştir. Böylelikle tasarımı yapılan trafonun karta takılıp sökülmesini kolaylaştırılması amaçlanmıştır. Aynı zamanda tasarlanan Flyback güç kartının ileride farklı sarımlı trafolar ile kolay bir şekilde çalıştırılmasına olanak sağlanmıştır.

Şekil 6(a)’da Flyback devresinin çıkışında yük yok iken ürettiği gerilim değerleri görülmektedir. Boşta çalışma durumunda çıkış geriliminde beklenen bir yükselme görülmüştür. Flyback tasarımlarında trafonun yükte olduğu varsayılarak trafonun sarımının yapılmasından dolayı 9 V’luk çıkış geriliminde belirli bir değerde artma meydana gelmiştir. Osiloskop 2V/div kademesindedir ve diğer çıkış ölçü aleti ile 5V olarak ölçülmüştür.

Şekil 6(b)’de Flyback devresinin çıkışında 10 W’lık yük var iken ürettiği gerilim değerleri

görülmektedir. Osiloskop ile ölçülen değer yaklaşık 4.5 V civarındadır ve çıkış geriliminde istenilenden 0.37 V kadar bir azalma görülmüştür. Bunun nedeni yük altında trafoda

Flyback DA-DA çeviriciler kullanılan komponent sayısının az olması ve birbirinden bağımsız çoklu çıkış verebilmeleri sayesinde endüstride yaygın olarak tercih edilmektedirler.



Şekil 6. Uygulama sonuçları (a) Boşta çalışma (b) Yüklü çalışma (c) DGM işareti

meydana gelen gerilim düşümüdür. Aynı zamanda giriş gerilimi değişme aralığı 15-24 V olarak alınmıştır ve sonuçların 18 V'a göre verildiği dikkate alınırsa bu durum beklenen bir durumdur. Giriş geriliminin artması çıkış gerilimini de arttıracak için çıkış akımında da bir azalma gözlenecektir. Çıkış akımındaki azalma trafo üzerinde meydana gelen gerilim düşümünü de azaltmaktadır. Özetle, istenilen giriş gerilim aralığının dar tutulması istenilen yükte istenilen gerilimin alınabilmesi açısından oldukça önem arz etmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, giriş gerilimi 15-24 V arasında değişen; 9 V, 3 A ve 5 V, 5 A olmak üzere birbirinden bağımsız iki farklı yükü besleyen, 65 kHz anahtarlama frekansında çalışan bir Flyback dönüştürücü tasarlanmıştır. Kontrolcü olarak UC3525 entegresi kullanılmıştır. Tasarlanan Flyback dönüştürücü yüklü ve yüksüz ortamda test edilmiş, performans sonuçları detaylı olarak açıklanmıştır. Uygulama sonuçları analiz edildiğinde tasarlanan iki çıkışlı Flyback dönüştürücünün yük altında iken yaklaşık olarak 9 V ve 5 V çıkış gerilimini sağladığı görülmüştür. Tasarlanan Flyback dönüştürücünün

boşta çalışma durumunda çıkışlarda bir gerilim yükselmesi gözlemlenmiştir, aynı şekilde yük altında iken de az bir miktarda gerilim düşmüştür.

5. Kaynakça

1. Chung, H., Hui, S. Y. R., and Wang, W. H. (1997). An Isolated Fully Soft-Switched Flyback Converter with Low Voltage Stress. Power Electronics Specialists Conference, PESC '97 Record, 28th Annual IEEE, (22-27 June 1997), 2, 1417 – 1423.
2. Aksoy, İ., Bodur, H., Bakan, A. F. (2005). Kısmi Rezonanslı ve Geri Dönüştürücü Bir DC Güç Kaynağının Geliştirilmesi, İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi. Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 11. Ulusal Kongresi ve Fuarı.
3. Chen, T.H., Lin, W.L., and Liaw, C.M. (1999). Dynamic modeling and controller design of flyback converter. IEEE Transactions (October 1999), 35(4), 1230 – 1239.
4. Pressman, A.I. (1998). Switching Power Supply Design, Second Ed. McGraw-Hill, 105-140.
5. Çoruh, N., Erfidan, T., Ürgün, S. ve Öztürk, S. (2009). Flyback dönüştürücü tasarımı ve analizi, 3. Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu.
6. Tosun, G., Kivanc, O. C., Oguz, E., Ustun, O., and Tuncay, R. N. (2015). Development of high efficiency multi-output flyback converter for industrial applications, Electrical and Electronics Engineering (ELECO) 9th International Conference, 1102-1108.
7. Huber, L., and Jovanovic, M. M. (2017). Analysis, design, and performance evaluation of asymmetrical half-bridge Flyback converter for universal-line-voltage-range, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).
8. Thi, Thuong H. M., Thanh, K. T., Hamed, Y., Nicholas, S., and Hoang, G. V. (2017). Design of Forward-flyback converter based drive with gate voltage limitation for a DC circuit breaker using normally-on SiC JFET, IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM).
9. Linxiao, X., and Jason, Z. (2017). Highly-efficient secondary-resonant active clamp Flyback converter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65(2), 1235-1243
10. Yılmaz, U., Kırçay, A., and Börekçi, S. (2017). PV system Flyback converter PI control to change battery under variable temperature and irradiance, Electronics Conference in Lithuania (19-21 June 2017).
11. Sanjaya, M. (2012). Voltage-mode, current-mode and (hysteretic control), Technical note TN-203 Microsemi.

Endüstriyel Uygulamalarda Kullanılan Asenkron Motorlarda IE2 Verim Sınıfından IE4 Verim Sınıfına Geçiş Amaçlı Bir Çalışma

Çağlar ACAR¹, Osman Can SOYGENCİ², Lale T. ERGENE²

¹Elektrik Motorları İşletmesi, Arçelik A.Ş. Tekirdağ, Türkiye
acaracaglar@arcelik.com

²Elektrik Mühendisliği Bölümü, Elektrik Elektronik Fakültesi
İstanbul Teknik Üniversitesi
soygenc@itu.edu.tr ergenel@itu.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Dünya üzerinde artan nüfus büyüme oranları, insan ihtiyaçlarında artışa neden olmaktadır. Büyüyen ihtiyaçlar ile beraber, sanayiden beklentiler de artmaktadır. Tüm bu artışlar ile beraber insanoğlu gün geçtikçe daha fazla enerjiye ihtiyaç duymaktadır. Artan enerji talebi ise petrol, doğal gaz, kömür vb. fosil yakıt tüketimlerinin artmasıyla karşılanabilmektedir. Endüstriyel ortamda enerji tüketimi incelendiğinde ise bu tüketimin azımsanmayacak bir kısmının elektrik motorları ve motor sistemleri tarafından tüketildiği görülmektedir. Bu motorlar içerisinde ise asenkron motorlar büyük yer kaplamaktadır. IEC, NEMA, TSE standartları ve yönetmelikleri ile, asenkron motor verimlilikleri üzerine birçok düzenleme getirilmektedir. Avrupa birliği ve Türkiye standartları; 01.01.2017'den itibaren üretilen 0,75 kW ve üzeri motorlarda minimum IE3 verim sınıfını zorunlu tutmaktadır. Bu çalışma içerisinde asenkron motor verimini artırmak üzerine kullanılabilecek tasarımsal yöntemler incelenmiş ve seçilen bazı yöntemler referans motora uygulanarak performansa dair sonuçlar ortaya konulmuştur.

Anahtar kelimeler: Asenkron Motorlar, Verim, Kayıp Analizi, Sonlu Elemanlar Yöntemi, Verim Sınıfları

A Study on passing from IE2 to IE4 Efficiency Class in Induction Motors Used in Industrial Applications

Abstract

Increasing human population results in increasing human needs and energy demand. The expectations from industry are growing as a consequence. More energy consumption cause increase in the usage of coal, oil, natural gas. Higher consumption of fossil fuels unfortunately supports global warming and its negative impacts. Electrical motors and their applications have high amount of consumption ratios in industrial consumption of energy and induction motors have a crucial impact out of all. Hence, institutions like IEC, NEMA and TSE have many regulations to justify efficiency classes. All motors rated more than 0,75 kW in Turkey must satisfy minimum IE3 efficiency class since the date of January, 2017 due to IEC regulations. In this study; the methods that can be used to improve motor efficiency have been investigated and some methods are applied to the reference motor. The performance analyses for the motors are presented.

Keywords: Induction motors, Efficiency, Loss Analysis, Finite Element Method, Efficiency Classes

1. Giriş

Günümüzde artan kullanıcı taleplerine bağlı olarak endüstriyel kullanımlar hızlı bir şekilde artmaktadır. Artan endüstriyel kullanımlar ile beraber elektrik enerjisinin üretiminden iletimine, tüketimine kadar oluşan kayıpların önemi de paralel olarak artmaktadır. Verimsiz kullanılan sistemler ve üretim yüzünden artan

tüketim karşısında, çevreye büyük ölçüde zarar verilmekte ve ekonomik olarak önemli kayıplara sebep olmaktadır. Dolayısıyla enerjinin daha fazla üretilmesi yanında daha verimli kullanılması önem kazanmaktadır. Elektrik motorları; fan, pompa, kompresör, vinç ısıtma, taşıma vb. birçok uygulamada sıklıkla tercih edilmektedir. Yapılan araştırmaya göre dünya üzerinde elektrik enerjisinin %53'ü elektrik

motorları tarafından harcanmaktadır [1]. Türkiye’de ise harcanan enerjinin %36’sı elektrikli motorlar ve motor sistemleri tarafından tüketilmektedir [2]. Bu sebeple elektrik motorlarının verimliliği büyük ölçüde önem arz etmektedir. Uluslararası enerji ajansı (IEA) araştırmalarına göre, enerji verimliliği gerekli değerlere gelmezse 2030 yılı içerisinde elektrikli motor ve sistemlerinin enerji tüketimi 13,360 TWh’e yükselecek ve elektriğe ödenen ücret bu oranla doğru orantılı olarak çok büyük miktarlarda artacaktır [3]. Elektrik motorlarında yapılacak verim iyileştirmesinin, tüm sistemlere büyük katkısı olacaktır. Bilim Sanayi ve Teknoloji Bakanlığının verimlilik üzerine yaptığı çalışmaya göre; basınçlı hava sistemlerinde %33, fan sistemlerinde %22, pompa uygulamalarında ise %22 potansiyel iyileştirme imkânı vardır [2].

Çalışmada endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılan 5,5 kW gücünde üç fazlı sincap kafesli bir asenkron motor için verimi artırmaya yönelik yöntemler incelenmiş, örnek bir uygulama üzerinden verim artışı sağlanmıştır.

2. Verim Artırma Yöntemleri

Asenkron motor yapısı incelendiğinde, verim hesabı çıkış gücü ve giriş gücü arasındaki orandan hesaplanabilir. Enerji kaynağından gerekli mekanik ve elektriksel prensiplerin sağlanması adına çekilen güç giriş gücü, bu gücün motor içerisinde mekanik harekete aktarılması için kullanılan kısmı ise çıkış gücü olarak ifade edilir. İki büyüklük arasındaki fark ise motor çalışması esnasında oluşan kayıplardır. Kayıplar basitçe, stator sargıları ve rotor çubuklarında akan akım etkisiyle dirençler üzerinde oluşan bakır kayıpları, stator ve rotor çekirdeklerinde manyetik yapıya bağlı olarak oluşan demir kayıpları, rulman, mil, fan vb. mekanik parçaların sebep olduğu sürtünme ve havalandırma kayıpları ve motor yapısından kaynaklanan ek kayıplar olarak alt başlıklara ayrılabilir.

Belirtilen kayıpların hesaplanması adına, standartlarda belirtilen yöntemlere uygun olarak, anma yükünde, farklı yük kademelerinde ve boşta olmak üzere IEC 60034-2-1 standardına göre ölçümler yapılır. Yapılan testler sonrasında standarda uygun olarak motor kayıpları, verim değerleri ve verim eğrisi elde edilir. 60034-30-1

standardında belirtilen değerlere göre ise elde edilen değerlerin uluslararası verim sınıfı karşılığı olan IE sınıflarındaki yeri belirlenerek motorun verimlilik sınıfı ortaya çıkartılır [10].

Bu çalışmada verimliliği artırmak adına, kayıplara sebep olan çeşitli etkenler incelenmiş ve referans motor üzerinde yapılan değişikliklerle verim sınıfının nasıl değiştiği analiz edilmiştir.

2.1 Stator Kayıpları

2.1.1 Stator Sargıları Oluk Doluluk Oranı

Stator sargılarında kullanılan iletkenin kesit alanı değiştirilerek direnç azaltılabilir. Aynı şekilde kesit alanı değişimi ile daha düşük akım yoğunlukları sağlanabilmektedir. Yuvarlak kesitli iletken kullanıldığında yalıtım da dikkate alındığında oluk doluluk oranı 0,65... 0,75 arasında değişmektedir. Doluluk oranı düşük olan oluklarda doluluğun maksimuma ulaşabileceği değere kadar sargı ilavesi yapılabilir [4].

2.1.2 İletken Yalıtımı

Motor hareketi sırasında sargılardan geçen akım ve mekanik hareket sebebiyle sıcaklık, sürekli hal rejimine ulaşana kadar artmaktadır. Bu yüzden yalıtkan özellikleri önem taşımaktadır. Daha iyi yalıtım motorun aşırı ısınmasını önleyerek, ısınmayla gelen direnç artışını engelleyecektir. Böylece düşük sıcaklık ile beraber motor daha soğuk kalabilecek ve daha düşük kayıplar meydana gelecektir [4].

2.1.3 Sargı Başlarının (Uç Sargı) Uzunluğu

Bir sargının sarımı tamamlaması esnasında stator çekirdeğinin dışarısında kalan kısımlar sargı başı olarak adlandırılmaktadır. Sargı başlarının uzunluğu, bulunduğu konum sebebiyle kaçak akılara ve kayıplara sebep olmaktadır. Sargı başlarının yerleşimine ve yapısına dikkat edilerek bu kayıplar azaltılabilir [4].

2.2 Rotor Kayıpları

2.2.1 Rotor Çubuk Malzemesi

Endüstriyel üretimde çoğunlukla çubuklar alüminyum ile doldurularak rotor çubuk iletkenleri elde edilir. Alüminyum dışında bakır veya farklı alaşım malzemelerinin kullanıldığı uygulamalar da mevcuttur. Örnek olarak alüminyum yerine bakır malzemesi kullanıldığında, bakırın iletkenlik ve direnç özelliklerinden faydalanılarak, direnç kayıplarında değişim, akım yoğunluğunda azalma gibi kazanımlar sağlanabilir. Buna bağlı olarak ise motor bakır kayıplarında azalma elde edilebilir [4].

Yapılan çalışmalar göstermektedir ki bakır ve bakır alaşımlı rotor kullanımı ile %1..3 arasında verim kazanımı sağlanabilmektedir [8].

Tablo 1. Bakır ve Alüminyum Elektriksel Özellikleri

Malzeme	Elektriksel (Ohm.m)	Direnç	Elektriksel İletkenlik (Siemens/m)
Bakır	$1,7 \times 10^{-8}$		58×10^6
Alüminyum	$2,7 \times 10^{-8}$		37×10^6

Ancak bakırın erime sıcaklığının yüksek olması gibi etkenler üretim aşamasında sorunlara sebep olmaktadır. Bunun yerine uygun elektriksel özelliklerin elde edilebileceği alüminyum-bakır veya başka malzemelerin karışımıyla elde edilecek malzemeler rotor çubukları için kullanılabilir.

2.3 Motor Çekirdeği Kaynaklı Kayıplar

2.3.1 Laminasyon Malzemesi

Laminasyon malzemesi içerisindeki indüksiyonun dağılımı, malzeme karakteristiğine bağlı histerizis kayıplarına doğrudan etki etmektedir [5]. Asenkron motorlarda laminasyon malzemesi olarak kullanılan manyetik çeliğin (silisli sac) özellikleri farklılık göstermektedir. Bu farklılık ise demir kayıplarında farklı W/Kg oranları olarak daha verimli tasarımlar sağlamaktadır. Aynı zamanda kullanılan malzemenin kalınlığı da akı dolaşımını değiştirerek motor verimine doğrudan etki etmektedir.

Daha ince sac kullanımı girdap (Foucault) akımlarının azalmasını sağlayarak demir kayıplarının düşmesini sağlayacaktır. Ancak daha ince sac kullanıldığı takdirde aynı paket boyunu sağlamak adına daha çok sac miktarı gerekeceği için maliyet konusunda değişim gözlenebilir.

2.3.2 Dış Çap Büyüklüğü

Daha büyük laminasyon çapı kullanıldığında, artan çap sebebiyle akı yoğunlukları iyileşmesi tasarımı daha ileri bir noktaya taşıyabilir [4]. Çap değişimine bağlı olarak makinenin anma gücü değeri artacağı için, mevcut güçte verim artışı sağlanabilir. Ancak tüm üretim ve araç gereçlerinde değişime sebebiyet vereceği ve malzeme kullanımını artıracığı için maliyet artışı ortaya çıkabilir.

2.3.3 Çekirdek Paket Boyu Artırılması

Çekirdek paket boyu artırıldığında, motorun çalışma konumuna göre tasarımı daha ileri bir güç noktasına taşımak mümkündür [4]. Paket boyu oluşan manyetik alan ve akı dağılımı üzerinde doğrudan etkiye sahiptir. Azalan akı yoğunluğu sayesinde aynı çalışma noktasında daha az kayıpla çalışan bir motor tasarımı elde etmek mümkündür, uygulanabilirliği en kolay yöntemlerden biri olmasına rağmen malzeme maliyetlerinde artışa neden olabilmektedir [11].

2.3.4 Amorf Malzeme Kullanımı

Amorf malzemeler normal saclara göre daha ince bir yapı ve farklı bir tanecik yapısına sahiptir. Bu sebeple motorda laminasyon malzemesi olarak kullanıldığında girdap akımlarını azaltarak kayıpların azalmasını sağlayabilirler.

2.3.5 Isıl Şoklama Uygulaması

Motor çekirdeğine ısıtıl işlem uygulandığında, malzeme özelliklerinde iyileşme sağlanabilir. Isıl işlem malzemenin yüksek sıcaklıklara ısıtılıp daha sonra su veya farklı bir sıvı içerisinde ani şekilde soğutulmasıyla gerçekleştirilir. Bu işlem sonrasında malzeme

özellikleri ve enerji karakteristiğinde farklılıklar elde edilir. Örneğin rotor çekirdeklerinde çubukların direnci artar ve paralel çubuklar arasında akıya gösterilen direnç artarak, kaçak akı miktarında azalma elde edilir. [5]. Bunun sonucunda motorda oluşan kayıplarda azalma meydana gelebilir.

2.3.6 İletken ve Çekirdek Arasındaki Yalıtım

Asenkron motor gerek rotor gerek stator yapısında alüminyum çubuklar ve sargı malzemesi çekirdek içerisine yerleştirilmektedir. Akım iletimi sırasında rotor çubuklarının ve sargıların birbirine en çok yaklaştığı kısımlarda bir bölümdeki akı diğer tarafa geçmeye çalışır ve akı yolunda kaçaklara sebebiyet verir. Bunun sonucunda, kaçak akılar kayıpların artmasına neden olur. Bunu önlemek adına stator oluk ağızlarında yalıtım için kama, rotor çubuklarında ise alüminyum uygulanmadan önce yalıtım uygulayarak manyetik prensiplerin daha düzgün işlemesi için daha verimli bir yapı elde edilebilir. [5].

2.4 Mekanik Kayıplar

Asenkron motor içerisinde dönme hareketinin düzgün sağlanması ve güç aktarımının yapılabilmesi için rulman, fan gibi mekanik parçalar kullanılmaktadır. Mekanik yapıları, hava direnci ve sürtünme gibi etkiler nedeniyle bu parçalarda mekanik kayıplar meydana gelmektedir. Özellikle kullanılan rulmanın kayıplar üzerinde büyük bir etkisi bulunmaktadır. Firmalar tarafından yapılan testlerde verimli olarak nitelendirilen rulmanlar ile yapılan testlerde kullanılmayan duruma göre kayıplarda %30...50 oranında iyileşme meydana geldiği tespit edilmiştir [6]. Aynı şekilde kullanılan soğutma fanının da hava direnci sebebiyle fazladan kayıplara neden olabilir, mekanik tasarımı iyileştirilmiş fanlar sayesinde hava sürtünmesi kaynaklı kayıplarda azalma sağlanabilir [9].

3. Uygulama

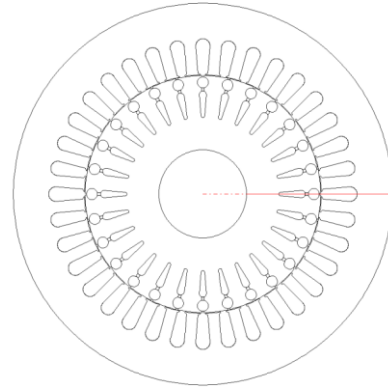
3.1 Referans Motor

Yöntemlerden bazılarının uygulamada incelenmesi adına bu çalışmada; 5,5 kW gücünde 4 kutuplu, verimi %88,6 olan hâlihazırda üretimde olan IE2 sınıfı, üç fazlı, sincap kafesli asenkron kullanılmıştır. Referans motor iki boyut görünümü Şekil 1 de verilmiştir.

Referans motorun analitik analizi için SPEED tasarım programı, sonlu elemanlar yöntemi ile manyetik analizi içinse Maxwell 2D ticari programlar kullanılmıştır. Yapılan analizin sonucu test verileri ile kıyaslanarak, iyileştirme yapılacak yöntemler referans motora tasarımsal olarak uygulanmıştır.

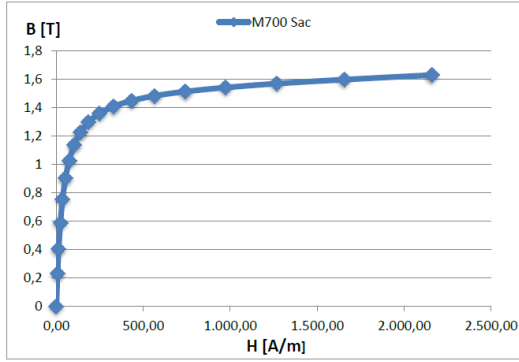
Tablo 2. Referans Modelin Anma Değerleri

Parametre	Değer
Güç	5.5 kW
Gerilim	400 V/690 V
Akım	11,5 A/6,6 A
Frekans	50 Hz
Kutup Sayısı	4
Devir Sayısı	1459 min ⁻¹



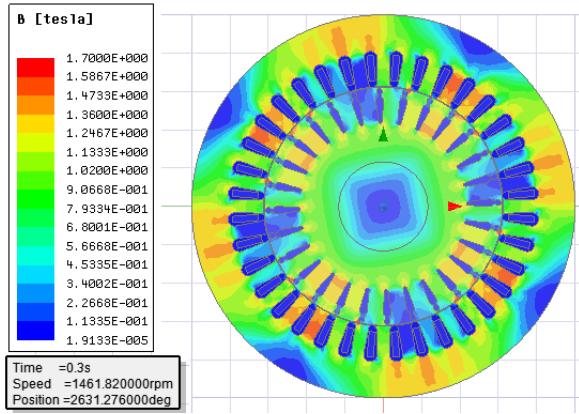
Şekil 1. Referans Motor Analiz Tasarımı

Analiz esnasında mevcut motorun birebir ölçüleri, malzemesi, sargı şeması gibi tasarım özellikleri program içerisinde oluşturularak, sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak analizler gerçekleştirilmiştir. Rotorda ve statorda kullanılan malzeme M700 silisli sac olup mıknatıslanma eğrisi Şekil 2 de verilmiştir.



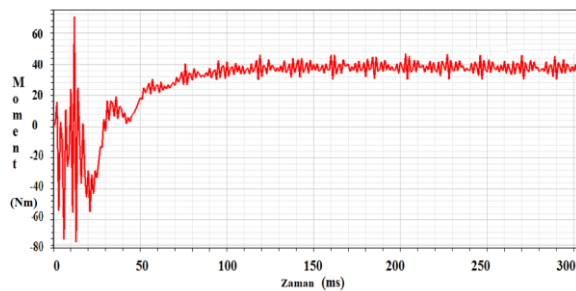
Şekil 2. M700 Sac B-H Eğrisi

Yapılan analiz ile test sonuçları karşılaştırılarak çalışmanın tutarlılığı doğrulanmıştır. Kayıpların ve verimin hesaplanmasında IEC 60034-2-1 [7] standardı kullanılarak küresel standartlara uyumlu hale getirilmiştir. Karşılaştırma Tablo 3’de sunulmuştur. Motorun manyetik akı dağılımı Şekil 3 te verilmiştir.

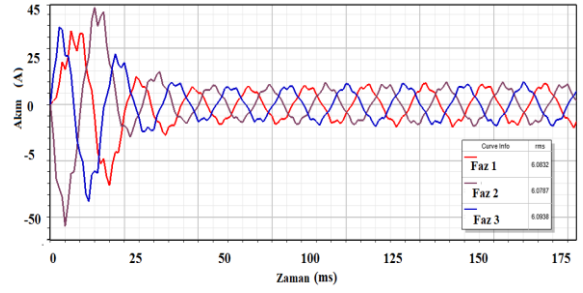


Şekil 3. Referans Motor Akı Yoğunluğu

Şekil 4 te motora ait moment zaman değişimi, Şekil 5 te ise stator üç faz akımları analiz sonucu olarak sunulmuştur.



Şekil 4. Referans Motor Moment-Zaman Grafiği



Şekil 5. Referans Motor Akım-Zaman Grafiği

Analiz sonuçları ve test sonuçları kıyaslandığında aradaki farkların kabul edilebilir seviyelerde olduğu görülmektedir. Analizin doğrulanması sağlandıktan sonra çalışmaya çeşitli geliştirmeler uygulanarak iyileştirilmiş tasarımla devam edilmiştir.

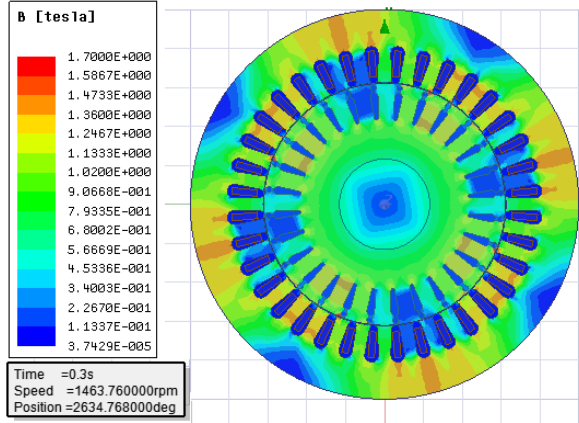
Tablo 3. Referans Motor Analiz-Test Karşılaştırması

Parametre	SEY	Test
Devir (devir/dakika)	1460	1459
Anma Momenti (N.m)	35,9	36,1
Anma Akımı (A)	10,4	11,5
Stator bakır kayıpları (W)	220	282
Rotor bakır kayıpları (W)	152	157
Demir kayıpları (W)	192	183
Sürtünme ve rüzgâr kayıpları (W)	43	42
Ek kayıplar (W)	73	49
Toplam kayıplar (W)	682	713
Verim (%)	89,1	88,6

3.2. İyileştirilmiş Motor

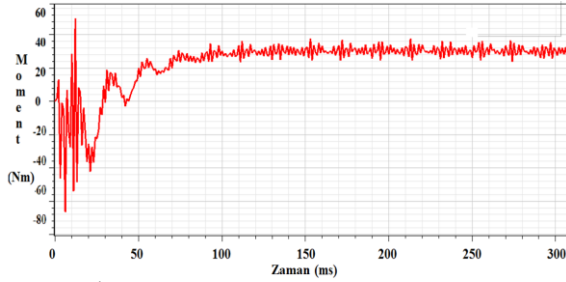
İyileştirilmiş motor modeli oluşturulurken test sonuçlarına göre geliştirilecek kısımlara karar verilmiştir. Mevcut motorun test sonuçlarına bakıldığında demir kayıpları büyük bir yüzdeye sahiptir, geliştirilmiş tasarımda manyetik malzeme kaynaklı bu kayıpları azaltmak adına, kayıp oranı W/kg olarak daha iyi olan M270 modeli silisli sac kullanılmıştır.

Bakır kayıplarına etki etmek adına ise stator tarafında sargı doluluk oranı artırılarak 1.0 pu olan doluluk 1.3 pu’ye çıkarılmış ve motorun elektriksel iletkenliği iyileştirilmiştir. Tasarımsal faktörler dışında mekanik kayıpları azaltmak adına verimli rulmanlar kullanılarak motorun mekanik tasarımı değiştirilmiştir.

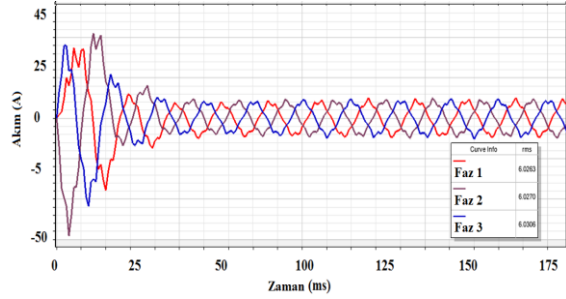


Şekil 6. İyileştirilmiş Motorun Akı Yoğunluğu

İyileştirilmiş motora ait moment zaman grafiği Şekil 7 de akım-zaman grafiği ise Şekil 8 de verilmektedir.



Şekil 7. İyileştirilmiş Motor Moment-Zaman Grafiği



Şekil 8. İyileştirilmiş Motor Akım-Zaman Grafiği

Analiz ile elde edilen sonuçlara göre motorun ortalama momenti 37.09 Nm, kararlı durumda akımın etkin değeri ise 6.02 A'dır. Oluşturulan tasarım endüstriyel olarak üretilip, motor küresel standartlara uygun olarak test edilmiş, kayıplar ve verim sonuçları elde edilmiştir.

4. Sonuçlar

İyileştirilmiş ve referans motorun test sonuçları sonuçlar kısmında karşılaştırmalı

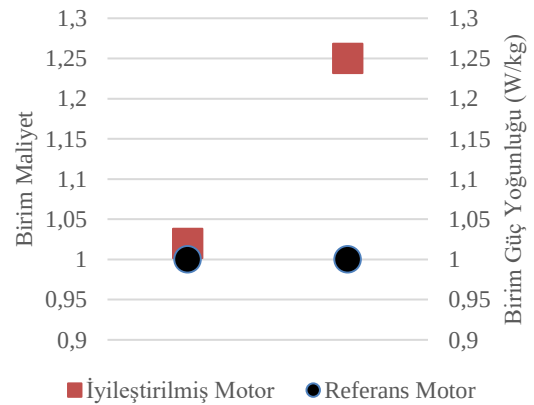
olarak Tablo 4 te sunulmuştur. Yeni tasarımda, verimli sac kullanılması ile demir kayıpları 183 W'tan 139 W değerine, sürtünme kayıpları 42 W değerinden 20 W'a düşmüştür.

Tablo 4. Referans Motor-İyileştirilmiş Motor Test Sonuçları Karşılaştırması

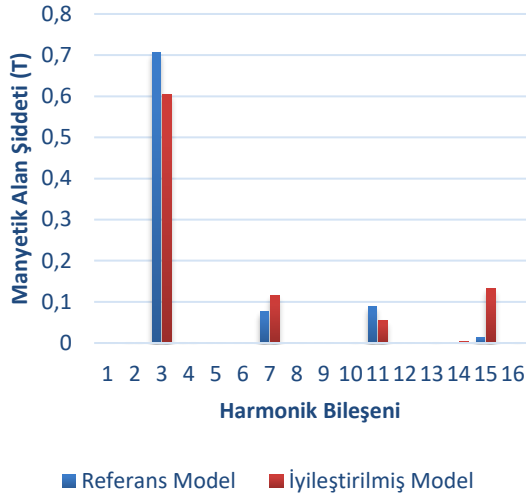
Parametre	Referans Tasarım	Yeni Tasarım
Devir Sayısı ($s-1$)	1459	1462
Anma Momenti (N.m)	36,1	36,0
Kalkış Akımı (A)	93,2	97,4
Stator Bakır Kayıpları (W)	281	213
Rotor Bakır Kayıpları (W)	158,0	144
Demir kayıpları (W)	183	139
Sürtünme ve rüzgâr kayıpları (W)	42,2	20,6
Ek kayıplar (W)	49,3	37,4
Toplam kayıplar (W)	713	555
Verim (%)	88,6	90,85

Sonuçlara göre toplam kayıp; referans motorda 713 W iken yeni iyileştirilmiş motorda 555 W değerine düşürülmüştür. Tüm bu azalmaların sonucunda %88,6 verim değeri ile IE2 verim sınıfında yer alan referans motor, iyileştirilmiş tasarımla %90,85 verim değerine çıkarak IE4 sınıfı içine girmiştir.

Yapılan tüm değişikliklerin sonucunda mali açıdan 1 birim olan referans motor fiyatının 1,25 birime çıktığı görülmektedir. Bunun yanı sıra, moment ve güç sonuçları incelendiğinde 1 birim olan güç oranı yeni modelde 1,02 birim olarak elde edilmiştir.



Şekil 9. Motorların Maliyet ve Güç Yoğunluğu Kıyaslaması (pu)



Şekil 10. Motor Harmonik Değerleri

Analiz sonuçları göre motorda uygulanan tasarımsal değişiklikler, harmonik bileşenlerin değerlerinde azalmaya neden olarak harmonik kaynaklı kayıpların azalmasını sağlamıştır. Yapılan çalışma göstermektedir ki, bahsedilen ve açıklaması yapılan yöntemler uygulanarak ve güç ve maliyet düzenlemeleri yapıldığında, mevcut gereksinimler için kullanılan motor ve sistemler daha verimli ve işlevsel hale getirilebilir. Bu şekilde enerji ve iş ihtiyacına daha çevreci ve verimli şekilde cevap vermek mümkündür. Tek bir motorda belirtilen yöntemler sayesinde 2% oranında iyileştirme elde edilmiştir. Motorların kullanım alanının genişliği ve işlevselliğine dayanarak, bu kapsamda elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde motorların ve motorlara bağımlı sistemlerin gerek endüstriyel gerek evsel uygulamalarda, yapılacak iyileştirmeler sayesinde küresel çapta sağlayabileceği kazançlar açık bir şekilde ortaya konulmuştur. Verimliliği artırmaya yönelik ortaya konulan çeşitli yöntemler kullanılarak enerji kullanımını ve enerji ihtiyacının karşılanmasını daha sürdürülebilir ve verimli şekillerde gerçekleştirmek mümkündür.

5. Teşekkür

Bu çalışma T.C. Kalkınma Bakanlığı ve İTÜ tarafından yürütülen Araştırmacı İnsan Yetiştirme programı kapsamında, ITU-AYP-2015-12 numaralı proje tarafından desteklenmiştir.

6. Kaynakça

1. International Energy Agency (iea), (2016). *World Energy Outlook 2016*
2. Turkish Republic Ministry of Information, Industry and Technology General Directorate of Productivity (2015), *Elektrik Motorlarında Enerji Verimliliği*
3. International Energy Agency (iea),(2011). *Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems*
4. A. R. Gallego, (2014). *Design and Optimization of an IE4, 4-pole, 7.5 kW Induction Motor*. (Master Thesis). Royal Institute of Technology. Stockholm.
5. Ioan Peter, (2012) “*Induction motors with squirrel cage rotor, with IE2 efficiency level, up to 18.5 kW. methods for increasing the efficiency IEEE.*”
6. M. Janssens “SKF Energy Efficient deep Groove ball bearings for higher driveline efficiency”, SKF France technical report.
7. “Rotating Electrical Machines - Part 2-1: Standard Methods for Determining Losses and Efficiency from Tests (Excluding Machines for Traction Vehicles)”, International Electrotechnical Commission (IEC), International Standard 60034-2-1, Ed. 1, September 2007.
8. S.Manoharan, N. Devarajan, S. M. Deivasahayam, G. Ranganathan (2009), *Review On Efficiency Improvement In Squirrel Cage Induction Motor By Using DCR Technology*, Journal of Electrical Engineering, Vol 60.
9. J. Pyrhönen, Tapani Jokinen, Val’eria Hrabovcov’a, (2008). *Design Of Rotating Electrical Machines*.
10. Rotating electrical machines - Part 30-1: Efficiency classes of line operated AC motors, International Electrotechnical Commission (IEC), International Standard 60034-30-1:2014
11. Alberti L., Bianchi N., Boglietti A., Cavagnino A., (2011). Core Axial Lengthening as Effective Solution to Improve the Induction Motor Efficiency Classes, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.

Manyetik Rezonanslı Kuplaj ile Kablosuz Enerji Transferinde Hizalanmış ve Hizalanmamış Durumların Limitlerinin İncelenmesi

Ali AĞÇAL, Nur BEKİROĞLU, Selin ÖZÇİRA

Elektrik Mühendisliği Bölümü, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
aliagcal1989@gmail.com

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu çalışmada; manyetik rezonanslı kuplaj teorisi kullanılarak kablosuz enerji transferi (KET) sistemi alıcı ve verici bobinlerinin konumsal ve açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumları incelenmiştir. Eşdeğer devrenin bazı parametreleri ANSYS® Maxwell 3D programı ile hesaplanmıştır. Hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için yüksek verimin hangi hava aralığı limitlerine kadar ulaşabildiği gösterilmiştir. Devrenin analitik çözümü MATLAB programında sistemin matematiksel modeli yazılarak yapılmıştır. Sistemin nümerik çözümü ise bir devre simülasyon programı olan PSIM ile yapılmıştır. Ayrıca ANSYS® Maxwell 3D programı yardımıyla sonlu elemanlar yöntemi (SEY) kullanılarak üç boyutlu sistemin geçici hal analizi yapılmıştır. Verici sinüsoidal gerilim kaynağı ile beslenerek alıcı akım ve gerilimi gözlenmiştir. Giriş ve çıkış güçleri hesaplanarak sistemin verimi 3 farklı programda hesaplanarak karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Sonuçlar, hizalanmış ve hizalanmamış durumlarda belirli mesafelere kadar verimli bir şekilde güç aktarıldığını göstermiş, verimin düşmeye başladığı noktalar ise tasarlanan KET sisteminin hava aralığı ve açısal limitlerinin belirlenmesini sağlamıştır.

Anahtar Kelimeler: Kablosuz enerji transferi, Manyetik rezonanslı kuplaj, Sistem verimi

Examination of Limitations of Aligned and Unaligned Positions for Magnetic Resonant Coupling Wireless Power Transfer Systems

Abstract

In this paper, the conditions for both the angular aligned and unaligned positions of the receiver and transmitter coils of wireless power transfer (WPT) systems are examined by using the theory of magnetic resonance coupling. Some parameters of the equivalent circuit were calculated with ANSYS® Maxwell 3D software. Air gap limits have been calculated for aligned and unaligned conditions in order to obtain high efficiency. The analytical solution for the circuit was calculated in MATLAB program through the composition of the system's mathematical modeling. The numerical solution of the system, however, was calculated using PSIM, which is circuit simulation software. In addition, with the use of the finite element method (FEM) in ANSYS® Maxwell 3D software, transient analysis of the three-dimensional system was performed. While the transmitter was fed with sinusoidal voltage source, the current and voltage of the receiver were observed. The efficiency of the system was estimated through the calculation of input and output power. The results were compared with one another in three software that were previously mentioned above. These outcomes demonstrated that power was efficiently transmitted to a certain extent in aligned and unaligned positions and the points where the efficiency began to decrease yield the air gap limits and angular limits of the WPT system that was designed.

Keywords: Wireless power transfer, Magnetic resonant coupling, System efficiency

1. Giriş

Enerjinin kablosuz olarak aktarılması 200 yıla aşkın bir süredir üzerinde çalışılan bir konu olmasına rağmen, çözümünün elektrik-elektronik mühendisliği kültüründe etkin olarak yaşama geçirilememesi konu ile ilgili en önemli sorunlardan biridir. Nikola Tesla ile başlayan bu serüven, teknolojinin çok disiplinli bir alan

olarak yol almasıyla önemini giderek artırmış, kablosuz enerji transferini farklı disiplinlerin ortak bir çalışma alanı haline gelmiştir. Dahası ilerde hayatta daha sık kullanılacak elektrikli araçlar, ev elektroniği ve medikal uygulamalar gibi birtakım önerilerin hayata geçirilmesinde kablosuz enerji transferi önemli rol oynamaktadır.

Kablosuz enerji transferi bugüne kadar elektromanyetik radyasyonla, mikrodalgayla, lazerle, elektromanyetik endüksiyonla ve en son manyetik rezonanslı kuplaj ile gerçekleştirilmiştir.

İlk kablosuz enerji transferi çalışmaları Nicola Tesla ile elektromanyetik radyasyon üzerine elektrik enerjisini kablosuz olarak tüm dünyaya iletme amacıyla başlamış, ancak sponsorların projeden desteğini çekmesi üzerine bu proje tamamlanamamıştır [1-3].

Mikrodalga ile kablosuz enerji transferi fikri, İkinci Dünya Savaşı'ndan sonra yüksek güçlü mikrodalga vericilerinin gelişimiyle ortaya çıkmıştır. Mikrodalga güç transferi öncülerinden William Brown, 1964'te bütün uçuş gücünü mikrodalga ışınlarından alan model helikopter tasarlamıştır [4].

Sahai ve Graham, yüksek mesafelerde düşük verimde çalışan, bir çeşit kablosuz enerji olan lazerle enerji transferini gerçekleştirmişlerdir. Daha çok uzay uygulamalarında uygun olan bu tip enerji aktarımında kullanılan lazer radyasyonu oldukça zararlı olmakla birlikte, düşük güçlerde bile insanı kör edebilmekte, yüksek güçlerde canlıları kısmi ısınmayla öldürebilmektedir [5].

Zaho, etkin çalışma mesafesi yalnızca birkaç cm olan elektromanyetik endüksiyon teknolojisi üzerine çalışmalar yapmış ve yüksek verimler elde etmiştir. Ancak mesafenin çok yakın oluşu ve bu yakınlıktan dolayı sekonder bobinin primer bobine hizalanmasının zor oluşu bu yöntemin dezavantajlarından [6].

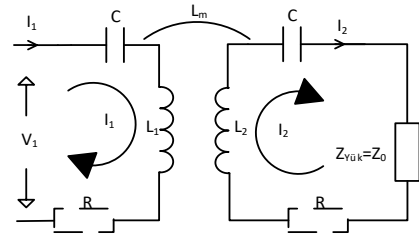
Manyetik rezonanslı kuplaj teorisi, 2007 yılında MIT'den bilim insanlarının kablosuz enerji transferi teknolojisinde devrim yaratan ve adını Witricity koydukları buluşla başlamıştır. Kullandıkları bu manyetik rezonanslı kuplaj teorisiyle, 60 W'lık bir lamba 2 metreden daha uzak bir mesafede, %40 civarında bir verimle kablosuz olarak yakılabilmektedir. Böylece orta mesafe elektrik güç aktarımı gerçekleştirilmiştir. Witricity sisteminde enerji, manyetik rezonanslı kuplaj ile transfer edilir. Primer rezonans bobinindeki enerji, ideal çalışmada sekonder rezonans bobini tarafından tamamen çekilir. Dolayısıyla bu teoride aktarılan enerji, verimli bir şekilde rezonanslı nesneler arasında; ayrıca zayıf şekilde de olsa rezonanslı olmayan nesneler arasında paylaşılabilir [7,8].

Son yıllarda literatürde manyetik endüksiyon teorisine dayanan endüktif güç transferi ile yapılan çalışmalar düşük verimli olması nedeniyle popülerliğini yitirmiş, yerini manyetik rezonanslı kuplaj çalışmalarına bırakmıştır.

Bu çalışmada, konumsal ve açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumlarda farklı hava aralıkları ve farklı açılar için verimin değişimi gösterilmiştir. Ayrıca hizalanmış ve hizalanmamış durumlardaki hava aralığı ve açı limitleri, karşıt endüktansın değişimi, rezonans frekansının değişimi, giriş ile çıkış akımlarındaki değişimler gösterilmiştir. Manyetik rezonanslı kuplaj sisteminin eşdeğer devre simülasyonu PSIM ile yapılmıştır. Ayrıca ANSYS® Maxwell 3D programı kullanılarak alıcı ve verici endüktanslar tasarlanmıştır. ANSYS® Maxwell Circuit Editör (MCE) Programında manyetik rezonanslı kuplaj sistemin eşdeğer devresi kurulmuştur. ANSYS® Maxwell 3D programındaki alıcı ve verici bobinler ile MCE programındaki devreyi kullanarak sonlu elemanlar yöntemiyle KET sisteminin geçici durum analizi yapılmıştır.

2. Manyetik Rezonanslı Kuplaj Eşdeğer Devresi ile Verim ve Eşdeğer Empedans Hesabı

Bu bölümde eşdeğer devrenin basit teorisi açıklanacaktır. Giriş empedansını, aktarılan gücü ve verimi analitik olarak ifade edebilmek için Şekil 1'de gösterilen kablosuz enerji sisteminin basitleştirilmiş eşdeğer devresi kullanılacaktır [9,10].



Şekil 1. Kablosuz güç aktarım sisteminin eşdeğer devresi

Bu eşdeğer devrede I_1 giriş akımını (verici akımını), I_2 çıkış akımını (alıcı akımını), V_1 giriş gerilimini, R verici ve alıcı sistemlerin ayrı ayrı iç dirençlerini, C alıcı ve verici rezonans kondansatörlerini, L_1 verici bobini, L_2 alıcı

bobini, L_m karşıt endüktansı ve $Z_{yük}$ (Z_0) yük empedansını (karakteristik empedansı) gösterir.

Denklem (1) verici kısmın çevre denklemini göstermektedir. Denklem (2) ise alıcı kısmın çevre denklemini göstermektedir.

$$V_1 = I_1 \left(R + jL_1\omega + \left(\frac{1}{j\omega C_1} \right) \right) - I_2 \cdot (jL_m\omega) \quad (1)$$

$$0 = I_2 \cdot \left(jL_2\omega + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right) + R + Z_0 \right) - I_1 \cdot (jL_m\omega) \quad (2)$$

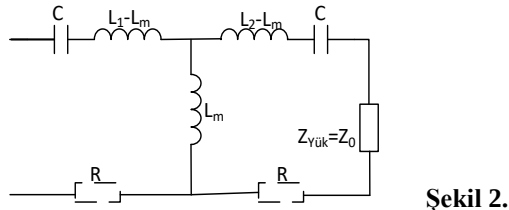
Denklem (1) ve Denklem (2)'den yararlanılarak alıcı ve verici bobinlerin akımları arasındaki ilişki Denklem (3)'teki gibi elde edilir.

$$I_2 = I_1 \left(\frac{jL_m\omega}{jL_2\omega + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right) + R + Z_0} \right) \quad (3)$$

Denklem (1)'in içine Denklem (3)'ü yerleştirerek ve oluşan gerilim denklemini giriş akımına bölerek, eşdeğer empedans (giriş empedansı) Denklem (4)'teki gibi elde edilir.

$$Z_{eq} = R + \frac{1}{j\omega C_1} + j(L_1 - L_m)\omega + \left(\frac{1}{jL_m\omega} + \frac{1}{j(L_2 - L_m)\omega + (1/j\omega C_2) + Z_0 + R} \right)^{-1} \quad (4)$$

Şekil 1'deki eşdeğer devre aynı zamanda Şekil 2'deki gibi T tipi eşdeğer devre ile gösterilebilir [11].



Şekil 2.

KET sistemi T tipi eşdeğer devresi

Bu sistemin verimi Denklem (5)'teki şekilde ifade edilir.

$$\eta = \frac{P_{çıkış}}{P_{giriş}} = \frac{I_{çıkış}^2 Z_{çıkış}}{I_{giriş}^2 Z_{giriş}} \quad (5)$$

Burada $I_{çıkış}$ akımı alıcıdan geçen akıma I_2 'ye eşit, $I_{giriş}$ akımı vericiden geçen akıma I_1 'e eşit, $Z_{çıkış}$ empedansı $Z_{yük}$ empedansına eşittir. Denklem (3)'ü çıkış akımının giriş akımına oranı şeklinde yazarsak denklem (6) elde edilir.

$$\frac{I_{çıkış}}{I_{giriş}} = \frac{jL_m\omega}{jL_2\omega + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right) + R + Z_0} \quad (6)$$

Denklem (5)'in içine Denklem (6) ve Denklem (4) yerleştğinde verim denklemini Denklem (7)'teki gibi elde edilir.

$$\eta = \left[\frac{jL_m\omega}{jL_2\omega + \frac{1}{j\omega C} + Z_0 + R_2} \right]^2 \times \frac{Z_0}{(R + jL_1\omega + \frac{1}{j\omega C} + \frac{L_m^2\omega^2}{jL_2\omega + \frac{1}{j\omega C} + Z_0 + R_2})} \quad (7)$$

Denklem (7); maksimum verim için L_m karşıt endüktans, L alıcı ve verici endüktans, Z_0 karakteristik empedans ve R iç direnç koşullarını tanımlar. Denklem (9) koşulunda sistem çift rezonans frekansına sahiptir. Denklem (10) koşulunda ise sistem düşük bir verimle tek rezonans frekansına sahiptir [11]. Aslında denklem (10) yardımıyla hava aralığının yüksek olduğu yerlerde tek rezonans frekansı ve denklem (9) yardımıyla hava aralığının düşük olduğu yerlerde çift rezonans frekansının olduğu, denklem (8) yardımıyla ise bu sistemin çift veya tek rezonans frekansı oluşma limiti gösterilmiştir.

$$I_m^2 = \frac{Z_0^2 - R^2}{\omega_0^2} \quad (8)$$

$$I_m^2 > \frac{Z_0^2 - R^2}{\omega_0^2} \quad (9)$$

$$I_m^2 < \frac{Z_0^2 - R^2}{\omega_0^2} \quad (10)$$

3. KET Sisteminin Eşdeğer Devresi Kurularak Parametrelerin Analitik Olarak ve SEY ile Hesaplanması

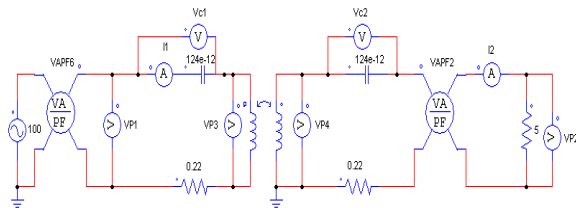
Bu bölümde analitik devre çözümü için MATLAB programı [12], eşdeğer devre çözümü

için PSIM programı [13] ve sonlu elemanlar yöntemi ile çözüm için ANSYS® Maxwell 3D programı kullanılmıştır [14]. Devrenin parametreleri ANSYS® Maxwell 3D ile hesaplanmıştır.

3.1. Konumsal Olarak Hizalanmış ve Hizalanmamış Durumların Karşılaştırması

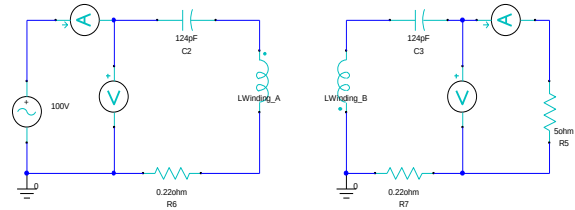
Sistemde L parametresi, sistemi akımına bağlı değişen lineer olmayan bir parametredir. Hizalanmış durum için her bir sistem parametresi Tablo 1'deki gibi hesaplanmıştır. Hizalanmamış durum için her bir sistem parametresi ise Tablo 2'deki gibi hesaplanmıştır.

Devre simülasyonunda KET sistemi tepe gerilimi 100 V olan sinüsoidal gerilim kaynağı ile Şekil 3'te gösterilen şekilde beslenmiştir. Şekil 3'te gösterilen model PSIM devre simülasyon programında oluşturulmuştur.

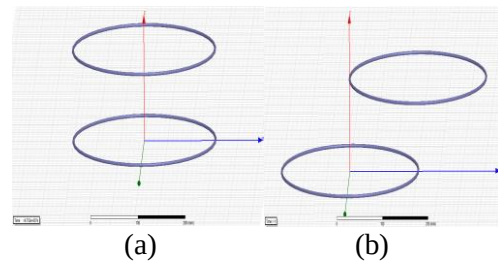


Şekil 3. PSIM manyetik rezonanslı kuplaj eşdeğer devresi

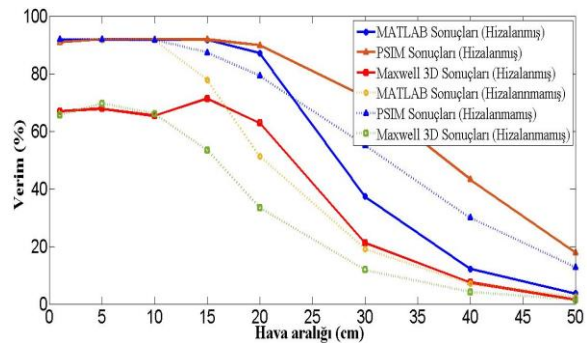
Belirtilen her bir hava aralığı için rezonans frekansı 13-14 MHz arasında tespit edilerek gerçekleştirilen magnetik rezonans kuplajlı KET sisteminde farklı hava aralıkları için hizalanmış ve hizalanmamış durumlarda tespit edilen verim değerleri Tablo 3'te 3 ayrı program için verilmiştir. Ayrıca hava aralığına göre verimin değişimi Şekil 6'da gösterilmiştir. Yine aynı devre ANSYS® Maxwell Circuit



Şekil 4. ANSYS® Maxwell Circuit Editör modeli



Şekil 5. Konumsal olarak (a) hizalanmış ve (b) hizalanmamış alıcı ve verici ANSYS® Maxwell 3D modeli



Şekil 6. Konumsal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için farklı hava aralıklarına göre verim grafiği

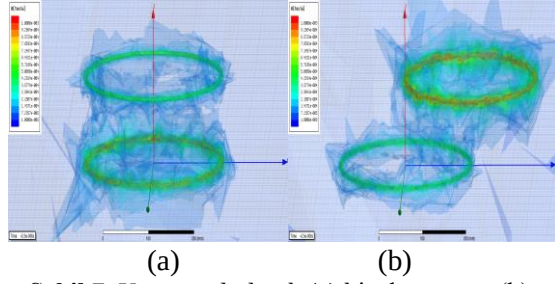
Tablo 1. Hizalanmış durum için ANSYS® Maxwell 3D kullanılarak ölçülen eşdeğer devre parametreleri

[illegible]

Tablo 2. Hizalanmamış durum için ANSYS® Maxwell 3D kullanılarak ölçülen eşdeğer devre parametreleri

[illegible]

ANSYS® Maxwell 3D ile manyetik akı dağılımları Şekil 7'deki gibi gösterilmiştir.



Şekil 7. Konumsal olarak (a) hizalanmış ve (b) hizalanmamış durumlar için manyetik akı yoğunluğu dağılımları

ANSYS® Maxwell 3D ile sistemin giriş ve çıkış akımları, alıcı ve verici rezonans kapasitelerinin maruz kaldığı tepe gerilimleri, giriş ve çıkış gerilimleri, giriş ve çıkış güçleri her bir hava aralığı ve konumsal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durum için Tablo 4'te verilmiştir.

3.2. Açısal Olarak Hizalanmış ve Hizalanmamış Durumların Karşılaştırması

Seçilen 10 cm hava aralığı için açısal olarak hizalanmış ve farklı açılarda hizalanmamış durumlar için verim değerleri verilmiştir. Hava aralığının 10 cm seçilmesinin sebebi 10 cm'den daha düşük hava aralıklarında sistemin hizalanma açıları değiştirildiğinde alıcı ve vericinin iç içe girmesidir.

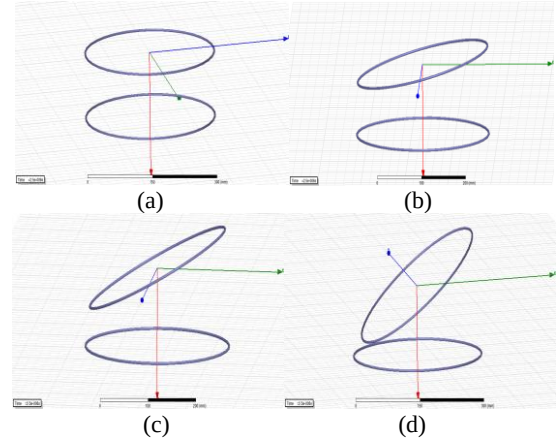
Sistemde L parametresi sistemin akımına bağlı değişen ve lineer olmayan bir parametredir. Açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durum için her bir sistem parametresi Tablo 5'deki gibi hesaplanmıştır.

Tablo 5. 10 cm hava aralığı için farklı açılarda hizalanmış KET sistemin ANSYS® Maxwell 3D kullanılarak ölçülen eşdeğer devre parametreleri

Parametre/Derece	0°	10°	20°	30°
L [nH]	983,8	1023,2	1000,3	984,5
M [nH]	128,3	6,8	2,7	1,5
C [pF]	124	124	124	124

Devre simülasyonunda KET sistemi, tepe gerilimi 100 V olan sinüsoidal gerilim kaynağı ile Şekil 3'te gösterilen şekilde beslenmiştir. Şekil 3'te gösterilen çalışma PSIM devre simülasyon programında yapılmıştır.

Yine aynı devre ANSYS® Maxwell Circuit Editor (MCE) programında Şekil 4'teki gibi modellenmiştir. ANSYS® Maxwell 3D programında ise alıcı ve verici bobinler Şekil 8'deki gibi oluşturulmuş ve MCE programı ile alıcı ve verici sargıların devreleri oluşturulmuştur.



Şekil 8. (a) Hizalanmış, (b) 10° hizalanmamış, (c) 20° hizalanmamış ve (d) 30° hizalanmamış alıcı ve verici ANSYS® Maxwell 3D modeli

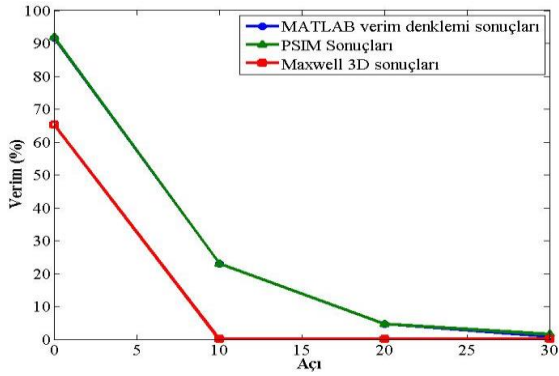
Tablo 3. Hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için farklı hava aralıklarına göre verim tablosu

Hizalanmış	Hava aralığı							
Programlar	1 cm	5 cm	10 cm	15 cm	20 cm	30 cm	40 cm	50 cm
MATLAB verim denklemi sonuçları	%91.75	%91.75	%91.75	%91.75	%87.15	%37.29	%12.21	%3.63
PSIM sonuçları	%90.94	%91.93	%91.93	%91.80	%89.80	%72.01	%43.22	%17.77
Maxwell 3D sonuçları	%66.89	%67.79	%65.29	%71.30	%62.76	%21.07	%7.38	%1.42
Hizalanmamış	Hava aralığı							
Programlar	1 cm	5 cm	10 cm	15 cm	20 cm	30 cm	40 cm	50 cm
MATLAB verim denklemi sonuçları	%91.75	%91.75	%91.66	%77.88	%51.21	%19.13	%7.00	%2.45
PSIM sonuçları	%91.90	%91.90	%91.71	%87.3	%79.23	%55.07	%29.91	%12.71
Maxwell 3D sonuçları	%65.49	%69.67	%66.05	%53.45	%33.44	%11.87	%4.19	%1.42

Magnetik rezonans kuplajlı KET sisteminin farklı hizalanma açılarına göre 3 ayrı program sonucunda elde edilen verimleri Tablo 6'da karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Ayrıca açığa bağlı verimin değişimi Şekil 9'da gösterilmiştir.

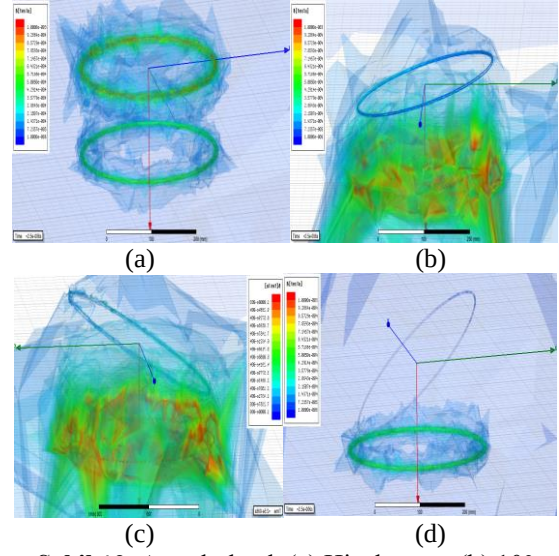
Tablo 6. Açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için verim tablosu

10 cm hava aralığı	Açı			
Programlar	0°	10°	20°	30°
MATLAB verim denklemi sonuçları	%91.75	%23.07	%4.66	%0.756
PSIM sonuçları	%91.93	%23.07	%4.64	%1.5153
ANSYS® Maxwell 3D sonuçları	%65.29	%0.014	%0.0026	%0.0007



Şekil 9. Farklı hizalanma açılarına bağlı olarak verimin değişimi

ANSYS® Maxwell 3D ile farklı hizalanma açılarına göre manyetik akı dağılımları Şekil 10'daki gibi gösterilmiştir.



Şekil 10. Açısal olarak (a) Hizalanmış, (b) 10° hizalanmamış, (c) 20° hizalanmamış ve (d) 30° hizalanmamış manyetik akı yoğunluğu dağılımları

ANSYS® Maxwell 3D ile sistemin giriş ve çıkış akımları, alıcı ve verici rezonans kapasitelerinin maruz kaldığı tepe gerilimleri, giriş ve çıkış gerilimleri, girişten verilen güçler ile çıkıştan alınan güçler hizalanmış durum ve hizalanmamış durumda farklı açılar için Tablo 7'de verilmiştir.

Tablo 4. Hizalanmış ve hizalanmamış durumlar için farklı hava aralıklarına göre giriş ile çıkış akım, gerilim ve güç tablosu

Hizalanmış	Hava aralığı							
Maxwell 3D	1 cm	5 cm	10 cm	15 cm	20 cm	30 cm	40 cm	50 cm
Verici Akımı (A)	8.89	10.15	10.69	8.90	18.05	40.19	45.99	48.34
Alıcı Akımı (A)	8.48	9.87	9.75	9.43	12.63	10.97	6.87	3.45
Giriş Gerilimi (V)	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71
Cihaz Gerilimi (V)	42.42	49.35	48.75	47.14	63.14	54.83	34.35	17.24
Giriş Gücü (W)	579	715.25	730.5	623.45	1274.5	2853.5	3251.5	3417.5
Aktarılan Güç (W)	360	487	476.8	444.5	797.5	601.5	240	60.5
Hizalanmamış	Hava aralığı							
Maxwell 3D	1 cm	5 cm	10 cm	15 cm	20 cm	30 cm	40 cm	50 cm
Verici Akımı (A)	12.08	10.56	13.81	24.26	34.54	44.34	47.59	48.53
Alıcı Akımı (A)	10.52	10.17	11.3	13.52	12.72	8.65	5.33	3.12
Giriş Gerilimi (V)	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71	70.71
Cihaz Gerilimi (V)	52.59	50.86	56.51	67.62	63.62	43.26	26.65	15.62
Giriş Gücü (W)	844.5	742.5	967	1711	2442.5	3152	3386	3430.5
Aktarılan güç (W)	553	517.5	638.5	914.5	817	374	142	48.5

Tablo 7. Açısal olarak hizalanmış durumda ve farklı açılardaki hizalanmamış durumlarda giriş ile çıkış akımı, gerilim ve güç tablosu

10 cm hava aralığı için	Açı			
ANSYS® Maxwell 3D	0°	10°	20°	30°
Verici Akımı (A)	10.69	48.96	49.24	49.44
Alıcı Akımı (A)	9.75	0.33	0.19	0.1
Giriş Gerilimi (V)	70.71	70.71	70.71	70.71
Cihaz Gerilimi (V)	48.75	1.63	0.935	0.525
Giriş Gücü (W)	730.5	3462	3482	3520
Aktarılan Güç (W)	476.8	0.5	0.09	0.025

4. Sonuçlar

Bu çalışmada; manyetik rezonanslı kuplaj ile çalışan KET sistemi için konumsal olarak ve açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumların verime bağlı olarak limitleri incelenmiştir. Yapılan simülasyonlarda hizalanmış durum için; 15-20 cm kadar yüksek verimle güç aktarıldığı, 20 cm'den sonraki hava aralıklarında ise verimin hızlı bir şekilde düştüğü görülmüştür. Konumsal olarak hizalanmamış durum için ise 10 cm hava aralığına kadar yüksek verimle kablosuz enerji transferinin yapıldığı, 10 cm'den sonraki hava aralıklarında ise verimin hızlı bir şekilde düştüğü gösterilmiştir.

Ayrıca yine bu çalışmada açısal olarak hizalanmış ve hizalanmamış durumlar ele alınmıştır. Hizalanmamış durumda karşıt endüktans çok fazla düştüğünden buna bağlı olarak verimin de çok büyük oranda düştüğü ancak belirli hava aralığı değerlerine kadar hizalanmamış şekilde de yüksek verimli kablosuz enerji transferinin yapılabileceği görülmüştür.

Farklı yazılımlar kullanılarak gerçekleştirilen simülasyon sonuçlarına bakıldığında, analitik çözümün yapıldığı MATLAB sonuçları ile nümerik çözümün yapıldığı PSIM sonuçlarında, ANSYS® Maxwell 3D yazılımına göre verimin daha yüksek olduğu görülmüştür. Bunun sebebi; MATLAB ve PSIM sonuçlarında kablosuz enerji aktarım sisteminin alıcı ve verici bobinlerdeki deri etkisi ve yakınlık etkisi ihmal edilmişken, ANSYS® Maxwell 3D yazılımında bu etkilerin göz önüne alınmış olmasıdır. Bu tasarımda tek sarım kablo kullanılması ve Litz kablo kullanılmaması sebebiyle deri etkisi ve yakınlık etkisi verimi oldukça düşürmüştür. İlerleyen

çalışmalarda, Litz kablo kullanılarak KET sistemi tasarlanması planlanmaktadır.

5. Kaynakça

1. Tesla, N., (1900). Apparatus for Transmission of Electrical Energy, U.S. Patent No. 649,621.
2. Tesla, N., (1901). Means for Increasing the Intensity of Electrical Oscillations, U.S. Patent No. 685,012.
3. Tesla, N., (1905). Art of Transmitting Electrical Energy through Natural Mediums, U.S. Patent No. 787,412.
4. Brown, W. C., (1965). Experimental Airborne Microwave Supported Platform, Raytheon Co Burlington, MA Microwave and Power Tube Div.
5. Sahai, A. and Graham, D., (2001). Optical wireless power transmission at long wavelengths, IEEE Int. Conf. on Space Optical Sys&App. (ICSOS), 164-170.
6. Zaho, J., (2012). A Contrastive Studies between Magnetic Coupling Resonance and Electromagnetic Induction in Wireless Energy Transmission, Electromagnetic Field Problems and Applications (ICEF), 1-4.
7. Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J. D., Fisher, P., ve Soljacic, M., (2007). Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances, Science, **317**, 83-86.
8. Karalis, A., Joannopoulos, J. D., ve Soljacic, M., (2008). Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer, Ann. Phys., **323**, 34-48.
9. Agcal, A., Bekiroglu, N., and Ozcira, S., (2015). Examination of Efficiency Based on Air Gap and Characteristic Impedance Variations for Magnetic Resonance Coupling Wireless Energy Transfer, Journal of Magnetism, vol. **20**, 57-61.
10. Agcal, A., (2014). Kablosuz Enerji Transferinde Farklı Hava Aralıkları ve Karakteristik Empedanslara Göre Verim Analizi, Yüksek Lisans Tezi, YTÜ FBE.
11. Imura, T., ve Hori, Y., (2011). Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit and Neumann Formula, IEEE Trans. Ind. Electron., **58**, 4746-4752.
12. The MathWorks, Simulink SimPowerSystems Toolbox, The MathWorks, Inc., 2009.
13. PSIM Help, PSIM User Manual, Powersim Inc.
14. ANSYS® Maxwell v.17 User Guide, Ansoft.

Tümleşik Modüler Motor Sürücü Sistemi Tasarımı

Mesut UĞUR, Ozan KEYSAN

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, Türkiye
mesut.ugur@metu.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu çalışmada, bir Tümleşik Modüler Motor Sürücü (TMMS) sistemi tasarımı gerçekleştirilmiştir. TMMS sistemi için modüler bir kesirli oluklu, konsantre sargılı (FSCW), sabit mıknatıslı senkron motor (PMSM) ile birlikte Galyum Nitrat (GaN) teknolojisine dayalı modüler motor sürücü güç katı tasarımı yapılmıştır. Konvansiyonel sistemlere göre %2'lik verim artışı sağlanmıştır. Tümleşik motor sürücü sistemine uygun DA bara kondansatör seçimi gerçekleştirilmiştir. Interleaving tekniği kullanılarak kondansatör boyutu, sığa ve akım gereksinimi yaklaşık yarı yarıya azaltılmıştır. Tasarlanan sistemin başarımı, MATLAB/Simulink ortamında yapılan benzetim çalışmaları ile elde edilmiştir. TMMS sistemi ile konvansiyonel sistemlerde mümkün olmayan 15 kW/lt'nin üzerinde güç yoğunluğuna ulaşılmıştır.

Anahtar Kelimeler: DA bara kondansatör bankası, Galyum nitrat, Güç yoğunluğu, Modüler motor, Sabit mıknatıslı senkron motor, Tümleşik motor sürücüler

Design of an Integrated Modular Motor Drive System

Abstract

In this study, design of an Integrated Modular Motor Drive (IMMD) System is performed. Design of a modular fractional slot concentrated winding (FSCW) permanent magnet synchronous motor (PMSM) and the modular motor drive power stage is performed which is based on Gallium nitride (GaN) technology. The efficiency of the motor drive is increased by 2% compared to conventional motor drive system. Selection of optimum DC bus capacitor suitable for the IMMD is achieved. DC Link capacitor bank size is reduced to its half in terms of both capacitance and current requirement with the utilization interleaving technique. The performance of the designed system is obtained via the simulations carried on MATLAB/Simulink. Power density values larger than 15 kW/lt has been achieved with the IMMD system which is not possible for a conventional drive.

Keywords: DC bus capacitor bank, Gallium nitride, Power density, Modular motor, Permanent magnet synchronous motor, Integrated motor drives

1. Giriş

Geleneksel motor sürücü sistemlerinde, motor sürücü üniteleri ayrı birimler olarak kullanılır ve motora uzun kablolar ile bağlanırlar. Motorun ve sürücünün ayrı birimler olarak bulunması, sistemin toplam hacminin ve ağırlığının artmasına, böylece toplam güç yoğunluğunun azalmasına neden olmaktadır. Özellikle elektrikli çekiş sistemlerinden ve havacılık ve uzay uygulamalarında güç yoğunluğunun azaltılması önemlidir [1]. Buna ek olarak, uzun kablo bağlantılarından dolayı, darbe genişlik modülasyonu (DGM) operasyonu ile motor sargılarında geçici rejim yüksek gerilimleri oluşmakta, bu gerilimler yüzünden stator sargılarındaki izolasyonun üzerinde kaçak

akımlar meydana gelmekte ve bu da izolasyonların yıpranmasına neden olarak motor ömrünü kısaltmaktadır [2].

Son yıllarda, bahsedilen problemlere çözüm olabilecek, Tümleşik Modüler Motor Sürücüler (TMMS) kavramı ortaya atılmıştır. Buna göre, motor sürücü sisteminde yer alan tüm sürücü bileşenleri (güç katı, kontrol elektroniği, pasif elemanlar ve soğutucu) motor üzerine bütünleştirilebilir ve böylece tek bir tümleşik birim elde edilir [1]. Bu sayede motor sürücü sisteminin güç yoğunluğu önemli ölçüde artırılabilir [3], [4]. Buna ek olarak, panoların ve bağlantı elemanlarının elimine edilmesinden dolayı % 20'ye varan maliyet azaltılması mümkün olmaktadır. Ayrıca, bağlantı kablolarının olmamasından dolayı motor ömrü

uzatılabilmekte ve elektromanyetik girişim (EMG) problemleri azaltılabilmektedir [5].

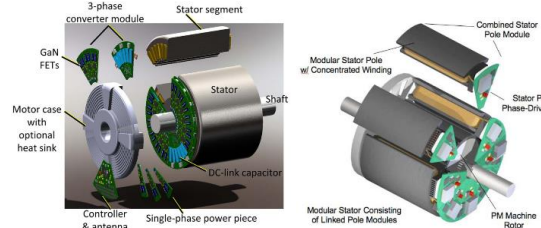
Bu uygulamada sistem ayrıca, toplam gücü eşit olarak paylaşan alt parçalara bölünerek modüler hale getirilmektedir. Bu sayede, sistemin hata toleransı büyük oranda artmaktadır, yani sistem bir veya daha fazla birimde hata oluşması durumunda bile düşük güçte çalışmaya devam edebilmektedir [6], [7]. Bunun yanında, her bir motor sürücü elemanı ve motor sargısı üzerindeki gerilim ve akım stresleri düşürülebilmektedir. Gerilimin düşürülmesi ile düşük dayanma gerilimine sahip güç yarıiletkenleri kullanılabilir hale gelmektedir [8]. Isı üreten parçaların daha geniş bir alana yayılmasından dolayı da güç elektronığının ısıl başarımı iyileştirilmekte ve sıcak nokta oluşumu olasılığı azalmaktadır. Buna ek olarak, modüler yapı sayesinde, üretim, kurulum, bakım ve onarım maliyetleri düşürülebilmektedir [1], [8].

Tüm bu avantajların yanında, motorun ve sürücünün bütünleştirilmesinden dolayı pek çok zorlukla karşılaşmaktadır [8]. İlk olarak, sürücüdeki tüm elemanları küçük bir hacme yerleştirmek, boyut eniyilemesi ve parçaların en uygun şekilde yerleştirilmesini gerektirmektedir. Ayrıca, birbirine yakın olan motorun ve sürücünün aynı anda soğutulması zorlaşmaktadır ve detaylı ısı analiz gerektirmektedir. Buna ek olarak, tüm elektronik devre elemanları doğrudan fiziksel titreşime maruz kalmaktadır [6]. Pasif elemanların boyutunu küçültmek için Galyum Nitrat (GaN) gibi yeni nesil geniş bant aralıklı (GBA) güç yarıiletkenlerinin yüksek anahtarlama frekansında kullanımı önerilmiştir [8]. Bu yarıiletkenlerin kullanımı ile anahtarlama frekansı artırılarak pasif elemanların, özellikle DA bara kondansatörlerinin boyutları küçültülebilmektedir. Buna ek olarak, yüksek verimlere çıkılarak soğutucu boyutunu küçültmek de mümkündür. Yüksek frekansta GaN kullanıldığında, hem kapı sürücü devresinde hem de güç katında yer alan parazitik bileşenler kritik hale gelmekte ve devre yerleşim tasarımı önem kazanmaktadır [3].

2. TMMS Teknolojisi İncelemesi

Motor sürücünün motorla bütünleştirilmesi farklı şekillerde yapılabilmektedir. Bu makalede, stator nüvesi üzerinde bütünleştirme adı verilen

ve sistemi aynı zamanda modüler haline getiren yapı üzerinde durulmuştur. Bu yapıda her bir parça, bir bölünmüş stator kutbu, konsantre sargı ve denetleyicisi üzerinde olan ve ilgili stator sargısına özel güç çeviricisinden oluşur. Bahsedilen TMMS yapısına dair daha önce önerilmiş olan bazı örnekler Şekil 1’de incelenebilir [8], [9].

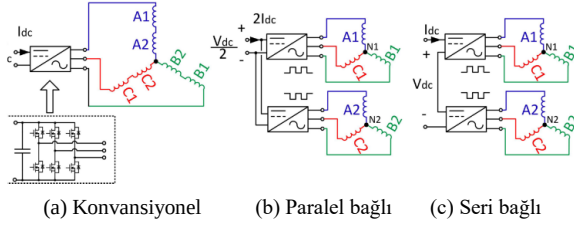


Şekil 1. TMMS örnekleri [8], [9]

Geleneksel motorlarda genellikle farklı kutuplardaki stator sargıları seri bağlanarak her bir fazda tek bir sargı elde edilir. Modüler motorlarda ise kutup sargıları farklı motor sürücülere bağlanırlar. Bu nedenle bu tip motorlara ayrı sargılı motorlar da denir. Bu yapı sayesinde sistem modüler hale gelmekte, yedeklilik özelliği ve hata toleransı artmaktadır. Ayrıca motor sürücü parçalarının farklı şekillerde bağlanabilmesi sayesinde tasarımdaki esneklik artmaktadır. Konsantre sargılı motorlar üretim kolaylığı açısından ve modüler stator yapısına uygunluğundan dolayı tercih edilmektedir. FSCW-PMSM motorlar, yüksek güç ve moment yoğunluğuna, yüksek verime, düşük vuruş momentine sahiptir ve hata toleransları iyidir [10].

Motor sürücü çeviricileri için, sistemin çalışma değerlerine bağlı olarak çeşitli topolojiler ortaya atılmıştır. TMMS’lerde çok sayıda motor sürücü parçalarının DA bara üzerinde seri ve/veya paralel olarak bağlanabilmesi ile bu topolojiler büyük oranda çeşitlendirilebilmektedir. Şekil 2’de geleneksel motor sürücü yapısı ve ayrı sargılı motor yapısı farklı tipte çevirici bağlantıları için gösterilmiştir [4]. Ayrıca, ayrı sargı yapısından dolayı sürücülerin bağlandığı yükün, yani motor sargılarının doğası gereği izole olması sayesinde çeviriciler arasında dolaşım akımları oluşmamaktadır. Yüksek DA bara gerilimi olduğu durumda bu özellik kullanılarak, düşük gerilim değerlerine sahip yarıiletken anahtarların

kullanılması ile oluşturulan sürücü parçaları DA bara üzerinde seri bağlanabilmektedir. Bu durum, GaN gibi yeni nesil yüksek güç yarıiletkenlerinin motor sürücülerde kullanılmasına olanak vermiştir.



Şekil 2. Ayrık sargılı motor yapısı ve farklı tipte motor sürücü bağlantıları [4]

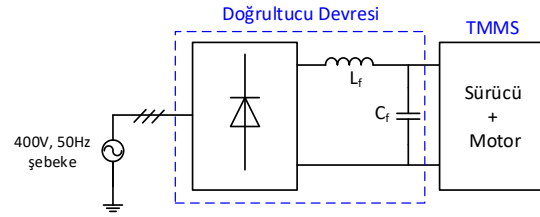
TMMS uygulamaları WBG yarıiletkenlerinin kullanımına oldukça uygundur, çünkü bu tip yarıiletkenler düşük iletim durumu direncine, yüksek anahtarlama hızına ve yüksek maksimum jonksiyon sıcaklığına sahiptirler. IGBT gibi geleneksel yarıiletkenlerle yapılan yüksek güç uygulamalarında anahtarlama frekansı 20 kHz ile sınırlı iken GaN'lar ile kW mertebesinde dahi 100 kHz'e kadar çıkılabilmektedir. Düşük iletim direncinden dolayı iletim kayıplarının düşürülebilmesi, yüksek anahtarlama hızlarından dolayı yüksek anahtarlama frekanslarında çalıştırılabilmesi ve böylece sürücü sistemi pasif elemanlarının boyutlarının küçültülebilmesi ve ısıl başarımlarının iyi olmasından dolayı TMMS uygulamalarına yönelik ilk örnek çalışmalarında GaN transistörleri sıklıkla tercih edilmiştir [8]. GaN ile geliştirilen TMMS sistemlerinin verimleri de, hem anma değerlerinde hem de tüm güç çıkışı aralığında yüksek olmuştur [11].

TMMS uygulamalarında DA baranın modellenmesi ve DA bara kondansatörü seçimi özellikle kritiktir çünkü bu kondansatörler sistemin hacminin %20'sini, ağırlığının ise %30'unu oluşturmaktadır [1]. Ayrıca motor sürücü devresinin yüksekliğini yine bu elemanlar belirlemektedir. Motor sürücü uygulamalarında alüminyum elektrolitik kondansatörler ucuz olmaları ve hacim başına sığa değerlerinin yüksek olması sebebiyle tercih edilmektedir. Ancak bu kondansatör tipinin ömrü çalışma değerlerine bağlıdır ve görece kısadır [12]. Ayrıca hacim başına akım dayanma değerleri düşüktür. Diğer bir taraftan, metal film tipi kondansatörler ömür ve akım değerleri açısından

daha iyidir. Bu sebeple TMMS sistemleri için daha uygun oldukları söylenebilir. Standart uygulamaların aksine, TMMS'lerde kondansatör bankası tasarımında gerilim, sığa ve dalgalanma akımına ek olarak güç yoğunluğu, maliyet, kondansatör yüksekliği, ısıl model ve çalışma sıcaklığının kondansatör ömrü üzerine etkileri gibi parametreler de incelenmelidir.

3. TMMS Tasarımı

Bu bildiride gerçekleştiren tasarımda motor sürücü giriş devresi standart diyot köprü doğrultucu olarak düşünülmüştür ve giriş tarafının motor sürücüye etkileri kapsamın dışında bırakılmıştır. Sistemde kullanılan doğrultucu devre şeması Şekil 3'te gösterilmiştir. Motor olarak ise konsantre sargılı kesirli oluklu stator yapısına sahip, üç fazlı sabit mıknatıslı senkron motor kullanılmıştır. Tasarımda kullanılan anma değerleri Tablo 1'de gösterilmiştir.



Şekil 3. Sistemde kullanılan doğrultucu devre şeması

Tablo 1: TMMS sisteminin anma değerleri

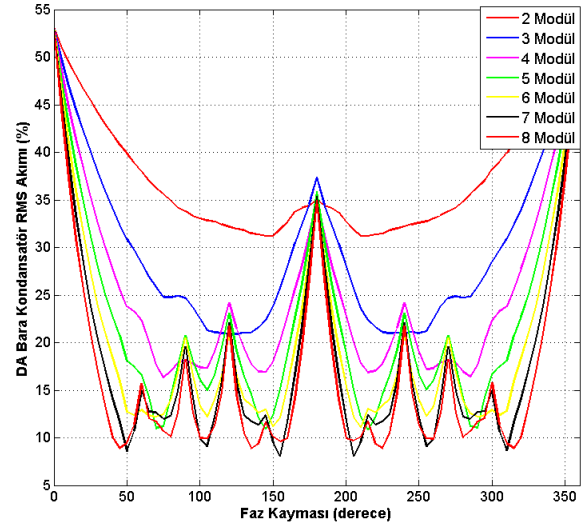
Parametre	Değer
DA bara gerilimi	540 V
Motor toplam çıkış gücü	8 kW
Stator oluk sayısı	24
Motor güç faktörü	0.9
Motor anma verimi	% 94
Rotor kutup sayısı	20
Motor anma hızı	540 rpm
Motor uzunluğu	100 mm
Stator dış çapı	270 mm
Stator iç çapı	200 mm

Tasarım aşamasında belirlenmesi gereken ilk parametre kullanılacak modül sayısıdır. Daha önce bahsedildiği gibi, önerilen TMMS topolojisi esnek bir yapıya sahiptir, yani istenilen sayıda sürücü modülü DA bara üzerinde seri ve/veya paralel olarak bağlanabilmektedir. Yüksek sürücü verimine ulaşabilmek için yeni nesil WBG güç yarıiletkenlerinden olan GaN'lar kullanılacaktır. Şu anda piyasadan hazır temin

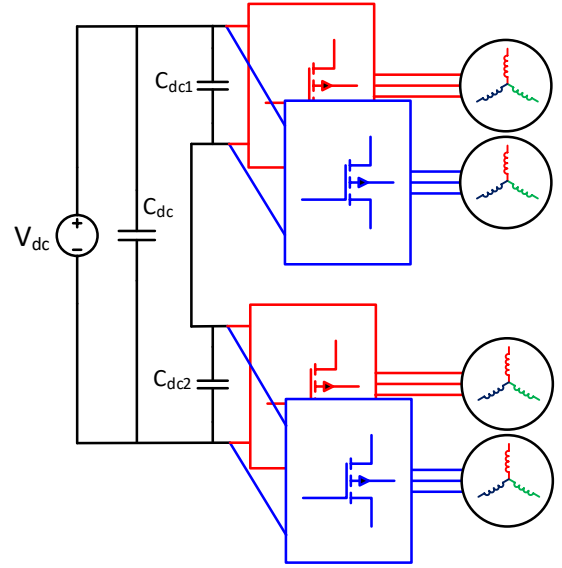
edilebilen GaN ürünleri en fazla 650V dayanma gerilimine sahiptir [13]. İki seviyeli evirici modülleri kullanıldığında mevcut DA bara gerilimine uyumlu olarak gerekli olan transistor minimum dayanma gerilimi DA baranın 1,5 katı, yani 810 V olmalıdır. Bu değer hesaplanırken motor sürücüdeki parazitik indüktansların (transistor, kondansatör ve DA baradan kaynaklı) anahtarlama anlarında transistorlar üzerinde yarattığı gerilim yükselmelerinden dolayı güvenlik payı bırakılmıştır. Sözü geçen GaN malzemeleri kullanıldığında en az 2 adet seri bağlantı ihtiyacı olduğu görülebilir. Buradan seri bağlı modül sayısının 2 olması gerektiği sonucuna varılmıştır. Ayrıca toplam modül sayısı da çift sayılı olmak zorundadır.

Paralel bağlı modül sayısı açısından belirleyici olan bir çok parametre vardır. Bunlardan birisi modül başına düşen güç ihtiyacıdır. Bu parametre seçilen transistorların akım anma değerini ve sistemin verimini etkiler. Diğer bir parametre ise stator yapısının, yani oluk sayısının uygunluğudur. Standart motorlarda faz ve kutup başına düşen oluk sayısı (q_s) bir parametre olarak kullanılır. Bu çalışmada, modüler motorlara özel olarak faz ve modül başına oluk sayısı parametresi tanımlanmıştır (w_s). Bu değer en az 2 olmalı ve tam sayı olmalıdır. Buna göre, örneğin 48 oluklu bir motor için seçilebilecek modül sayısı 2, 4 ve 8'dir. Seçilebilecek modül sayıları arasında en iyisini bulabilmek için, son olarak DA bara kondansatör akımları düşünülmüştür. Bu akımlar ve kondansatör bankası boyutuna etkisi interleaving tekniği ile doğrudan bağlantılıdır.

Interleaving tekniği uygulanarak DA bara akımındaki dalgalanma düşürülebilir ve böylece DA bara kondansatörü akım gereksinimi azaltılabilir. Interleaving ve faz kaymalı DGM tekniği kullanıldığında, farklı modül sayıları için, uygulanan faz kayması miktarı ile DA bara dalgalanma akımının değişimi Şekil 4'te gösterilmiştir. Bu çalışmaya göre, DA bara akımının etkin değerindeki düşüş, 4 modülden sonra çok fazla olmamaktadır. Bu çalışmadan da faydalanılarak en iyi modül sayısını 4 olarak seçilmiştir. Bu seçim sonucu da paralel bağlı modül sayısı 2 olur. Sonuç olarak tasarlanan TMMS güç katı topolojisi devre şeması Şekil 5'te gösterilmiştir.



Şekil 4. Interleaving tekniği kullanıldığında DA bara akımının etkin değerinin farklı modül sayıları ve faz kayması açılarının göre değişimi



Şekil 5. Önerilen TMMS güç katı topolojisi devre şeması

Tasarımda bir sonraki aşama yarıiletken anahtarların seçimidir. 600 Volt ve üzeri dayanma gerilimlerinde şu anda piyasada iki tip GaN bulunmaktadır: Transphorm tarafından üretilen kaskod yapıdaki GaN'lar ve GaN Systems tarafından üretilen enhancement mode GaN'lar. GaN seçiminde ilk olarak gerekli anma akımı değeri hesaplanmalıdır. Bunun için de, stator sargıları üzerinde indüklenen gerilimden yola çıkılabilir.

Bir modülün bir fazına ait stator sargı indüklenen gerilimi (E_{phm}) etkin değeri Eşitlik 1’de gösterilmiştir. Bu eşitlikte N_{phm} faz başına ve modül başına sarım sayısı, f evirici temel bileşen frekansı, Φ_{pp} kutup başına akı ve k_w temel bileşen sargı faktörü olarak tanımlanabilir. N_{phm} değeri Eşitlik 2’de gösterildiği gibi hesaplanmaktadır. Bu eşitlikte l_s stator katman sayısı ve z_Q stator sarım için tur sayısıdır. Ayrıca motor hava aralığındaki tepe akı yoğunluğu ($\hat{B}$), motor nüvesini doyuma ulaştırmayacak şekilde 0.9 olarak alındığında, kutup başına akı Eşitlik 3’te gösterildiği gibi bulunabilir. Bu eşitlikte D_{is} stator iç çapı, L_a motor eksenel uzunluğudur. Kesirli oluklu makinalara yönelik elde edilen tablolara bakıldığında sarım faktörü 24/20 stator oluk (Q_s) – rotor kutup (p) oranı için 0.933’tür [10]. Son olarak, gerekli anma rotor hızı için gerekli olan stator akım frekansı da Eşitlik 4’teki gibi bulunmuş ve faz ve modül başına indüklenen gerilim etkin değeri hesaplanmıştır. Motor sürücü modüllerinin sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu ile anahtarlendiğinde (S-DGM) gerekli olan modülasyon endeksi değeri (m_a) Eşitlik 5’teki gibi hesaplanabilir. Bu hesapta modül ve faz başına sürücü çıkış gerilimi (V_{phm}) motor faz gerilimine göre, ve modül başına DA bara gerilimi (V_{dcm}) seri bağlı modül sayısına göre elde edilmiştir. Sonuç olarak, motor güç faktörü ($\cos(\varphi)$), motor anma çıkış gücü (P_{outm}) ve verimi (η_m) kullanılarak faz ve modül başına sürücü çıkış akımı (I_{phm}) Eşitlik 6’da gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$E_{phm} = 4.44 N_{phm} f \Phi_{pp} k_w \quad (1)$$

$$N_{phm} = \frac{l_s z_Q w_s}{2} \quad (2)$$

$$\Phi_{pp} = \frac{2 L_a D_{is} \hat{B}}{p} \quad (3)$$

$$f = \frac{N_r p}{120} \quad (4)$$

$$m_a = \frac{V_{phm} 2 \sqrt{2}}{V_{dcm}} \quad (5)$$

$$I_{phm} = \frac{P_{outm}}{3 \eta_m \cos(\varphi) V_{phm}} \quad (6)$$

Bu çıkarımlar doğrultusunda, iki farklı tipte GaN seçilmiş ve bu iki yarıiletken üzerinde kayıp analizi yapılarak en iyi anahtarlama frekansı seçilmiştir. Bu analiz sırasında sürücü verimi (yalnızca yarıiletkenler dâhil olmak üzere) hedefi % 98 olarak belirlenmiştir. TMMS’lerde anahtarlama frekansı (f_{sw}) seçiminde iki kritik durum vardır. Anahtarlama frekansı arttıkça DA bara kondansatör boyutları küçültülebilmektedir. Diğer bir taraftan, anahtarlama frekansı arttıkça yarıiletkenlerin kayıpları artmaktadır. Bu çalışmada anahtarlama frekansı verim hedefi kullanılarak belirlenecektir. TMMS sistemini standart motor sürücü sistemi ile karşılaştırmak amacıyla, aynı anma değerlerinde tek bir motor sürücü eviricisine sahip IGBT kullanılan bir devre daha tasarlanmıştır. Bu tasarımda kullanılan IGBT ve seçilen iki farklı tipte GaN transistörler ve parametreleri Tablo 2’de gösterilmiştir.

Tablo 2: Seçilen yarıiletkenler ve parametreleri

	FP35R12KT4P	TPH3205WSB	GS66508B
Tipi	IGBT	Cascode GaN	E-mode GaN
Üretici	Infineon	Transphorm	GaN systems
Gerilim	1200 V	650 V	650 V
Akım	35 A	35 A	30 A
$V_{ce,sat}$	2,15 V	-	-
$R_{ds,on}$	-	60 mΩ	50 mΩ

Güç yarıiletken kayıpları, transistor ileri iletim kayıpları (P_{tc}), transistor anahtarlama kayıpları (P_{ts}), transistor geri iletim (IGBT için ters-paralel diyot) kayıpları (P_{dc}) ve IGBT için ters-paralel diyot ters toparlanma kayıpları (P_{dr}) şeklinde sınıflandırılmıştır. Sözü geçen kayıpların hesaplanmasında kullanılan formüller Eşitlik 7-12’de görülebilir. Bu eşitliklerde, E_{on} , E_{off} ve E_{oss} açılma, kapanma ve C_{oss} kapasitansı üzerindeki enerjileri, I_{cp} ve I_{ep} IGBT ileri iletim ve ters iletim tepe akımları, I_{dp} ve I_{sp} GaN ileri iletim ve ters iletim tepe akımları $V_{ce,sat}$ doyma gerilim düşümü, $R_{ds,on}$ iletim durumu direnci, V_{ec} diyotun gerilim düşümü, I_{rr} ve t_{rr} diyotlar için toparlanma akımı ve zamanı, ve $V_{ce,p}$ ise ters toparlanma gerilimi tepe değeridir.

$$P_{tc} = I_{cp} V_{ce,sat} \left(\frac{1}{8} + \frac{m_a \cos(\varphi)}{3 \pi} \right) \quad (IGBT) \quad (7)$$

$$P_{tc} = I_{dp}^2 R_{ds,on} \left(\frac{1}{8} + \frac{m_a \cos(\varphi)}{3 \pi} \right) \quad (GaN) \quad (8)$$

$$P_{ts} = (E_{on} + E_{off} + E_{oss}) \frac{f_{sw}}{\pi} \quad (9)$$

$$P_{dc} = I_{ep} V_{ec} \left(\frac{1}{8} - \frac{M pf}{3 \pi} \right) \quad (IGBT) \quad (10)$$

$$P_{dc} = I_{sp}^2 R_{ds,on} \left(\frac{1}{8} - \frac{M pf}{3 \pi} \right) \quad (GaN) \quad (11)$$

$$P_{dr} = I_{rr} t_{rr} V_{ce,p} \frac{f_{sw}}{8} \quad (12)$$

Daha önce de bahsedildiği gibi, tümleşik motor sürücü sistemlerinde DA bara kondansatörü seçimi oldukça kritiktir. Bu çalışmada, tasarımı yapılan TMMS sistemi için metal film kondansatörler kullanılarak optimum DA bara kondansatör bankası seçimi yapılmıştır. Ayrıca yine konvansiyonel IGBT kullanılan motor sürücü sistemi için aynı tasarım yöntemi kullanılarak kondansatör seçimi yapılmış ve karşılaştırılmıştır. Kondansatör seçimini etkileyen temel parametreler DA gerilim değeri (V_{dc}), gerilim dalgalanması sınırlaması için gerekli sığa değeri (C_{dc}) ve kondansatör dalgalanma akımından dolayı gereken akım etkin değeridir ($I_{c,rms}$). Buna ek olarak, kondansatör sıcaklık artışı (T_{core}) ve kondansatör güç kaybı (p_c) da kondansatör ömrünü etkilediğinden dolayı incelenmiştir. Tüm bu parametrelerin analitik olarak elde edilmiş ve Eşitlik 13-16'da gösterilmiştir [12]. Eşitliklerde yer alan parametrelerden $V_{dc,r}$ DA bara gerilimi tepe-tepe dalgalanma değerini, $\hat{I}_s$ faz akımı tepe değerini, I_{avg} DA bara akımı ortalama değerini, T_a ortam sıcaklığını, $R_{th,c}$ kondansatör ısıl direncini ve R_c kondansatör ESR değerini ifade etmektedir.

$$C_{dc} = \frac{m_a (\hat{I}_s - I_{avg})}{2 V_{dc,r} f_{sw}} \quad (13)$$

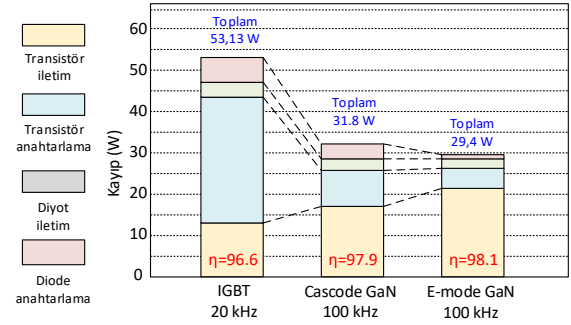
$$I_{c,rms} = I_{s,rms} \sqrt{\left[2m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos(\varphi)^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16} m_a \right) \right) \right]} \quad (14)$$

$$T_{core} = T_a + p_c(T_{core}) R_{th,c} \quad (15)$$

$$p_c = I_{c,rms}^2 R_c(T_{core}) \quad (16)$$

4. Benzetim Sonuçları

Konvansiyonel IGBT'li motor sürücü ile iki farklı tipte GaN'lı TMMS sistemi kayıp analizi karşılaştırmalı sonuçları Şekil 6'da gösterilmiştir.



Şekil 6. Konvansiyonel motor sürücü sistemi ile TMMS sistemi kayıp analizi sonuçları

Kayıp analizi sonuçlarına bakıldığında GaN kullanımı ile her iki tipte de anahtarlama frekansı beş katına çıkartılmasına rağmen yarıiletken kayıplarının toplamda hemen hemen yarıya düştüğü gözlenmiştir. IGBT'lerde pratikte anahtarlama frekansı üst sınırı 20 kHz'tir, bu nedenle daha yüksek frekanslarda analiz yapılmamıştır. Kayıp bileşenleri ayrı ayrı incelendiğinde ise, öngörüldüğü gibi kayıptaki ana düşüş transistor ve diyot anahtarlama kayıplarında olmaktadır. Diğer bir taraftan, diyot iletim kayıplarında büyük bir değişim gözlenmemiştir ancak transistor iletim kayıpları GaN'larda daha yüksek olmuştur. Bu durumun başlıca nedenleri, IGBT'lerin yüksek akımlı uygulamalarda iletim durumunda genel olarak iyi performans göstermesi ve GaN gibi WBG anahtarların henüz teknolojik olarak istenilen iletim durumu düzeyine ulaşamamasıdır. Diğer bir neden ise sistemin iki paralel ve iki seri modülden oluşmasıdır. Tamamının paralel bağlanmasına durumuna oranla her bir modül iki kat fazla akım taşımakta ve GaN'larda iletim kayıpları akımın karesi ile artmaktadır. Sonuç olarak, 100 kHz anahtarlama frekansında hem Kaskod hem de E-mode GaN'da yaklaşık %98 verime ulaşılmıştır ve daha yüksek verim hedeflendiğinde anahtarlama frekansı düşürülebilir.

Bu çalışmada, elde edilen kayıp analizi bilgileri doğrultusunda optimum anahtarlama frekansı DA bara kondansatör bankası tasarımı ile son haline getirilmiştir. Sistemin DA barası iki adet seri bağlı çevirici olduğundan dolayı iki adet seri kondansatör bankası olarak düşünülmüştür. DA bara kondansatörü seçiminde ilk olarak tasarlanan sistemde gerekli olacak kondansatör dalgalanma akımı etkin

değeri ve sığa değerleri Eşitlik 13 ve 14'teki gibi belirlenmiştir. Daha sonra bu değerler, hem interleaving uygulandığı hem de uygulanmadığı durumlar için benzetimlerle doğrulanmıştır.

Buna göre tek bir modülün DA baradaki akımının ortalama değeri 8.23 A, dalgalanma akımı etkin değeri ise 6.39 A olmaktadır ve dalgalanma akımı ortalama akımın %77'sine karşılık gelmektedir. Interleaving tekniği uygulanmadığında her bir kondansatördeki akım etkin değeri 12.78 A'dır. Interleaving tekniği ile en uygun açı değeri olan 90 derece faz kayması uygulandığında ise her bir kondansatörün akım etkin değeri 6.69 A'e düşmüştür ve bu %48 oranında iyileştirmeye karşılık gelir.

Kondansatör bankası toplam sığa değeri DA bara gerilimi dalgalanmasına ve seçilen anahtarlama frekansına göre belirlenir. Bu çalışmada sistemin soğutmasını kolaylaştırmak ve bu amaçla verimi daha da arttırmak adına anahtarlama frekansı 40 kHz olarak düşülmüştür ve DA bara gerilimi dalgalanma sınırı tepe-tepe değeri %1, yani 5.4V olarak alınmıştır. Buna göre gerekli en düşük sığa değeri interleaving uygulanmadığında 26 μ F, uygulandığında ise yine %48'lik iyileşme ile 14 μ F olarak bulunur. Aynı tasarım, merkezi ve IGBT'li tek bir motor sürücü olduğu durum için de tekrarlanmış ve bu durumda DA bara kondansatör bankası akımı etkin değeri 12.78 A, 10 kHz anahtarlama frekansındaki en düşük sığa değeri 100 μ F olarak bulunur.

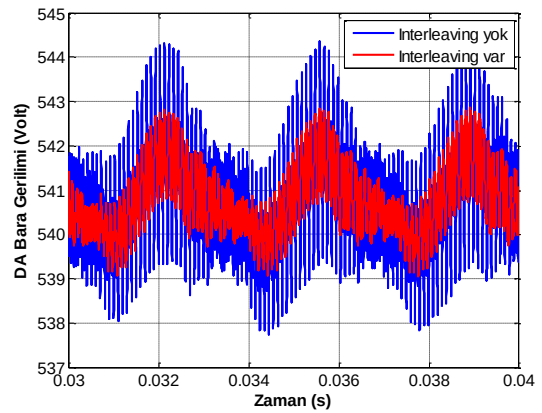
Hesaplanan değerlere göre DA bara kondansatör bankası seçimi yapılmış ve seçilen kondansatörler ile benzetim çalışması yapılmıştır. Seçilen kondansatör veri sayfası teknik bilgileri Tablo 3'te gösterilmiştir. Kondansatör seçiminde belirleyici etmen akım etkin değerinden çok sığa değeri olmuştur ve bu da metal film kondansatörler için beklenen bir durumdur. Benzetim çalışmaları sonucu elde edilen, interleaving tekniği olduğu ve olmadığı durumlardaki DA bara gerilim dalgalanması Şekil 7'de, kondansatör bankası akım dalgalanması Şekil 8'de, interleaving tekniği ile oluşan her bir çeviricinin çektiği DA bara akımı ve toplam DA bara akımı Şekil 9'da gösterilmiştir. Ayrıca her bir kondansatörlerin en yüksek ısınma miktarı Eşitlik 15 ve 16'dan ve veri sayfası parametrelerinden yola çıkılarak 10 °C olarak bulunmuştur. Buna göre, motor

sargılarının ısınmasından dolayı oluşan yüksek ortam sıcaklığına rağmen kondansatör iç sıcaklıkları kabul edilebilir değerlerde olacak ve bu sayede de kondansatör ömrü uzun olacak ve ısınmanın kondansatör akım değeri üzerine etkisi olmayacaktır.

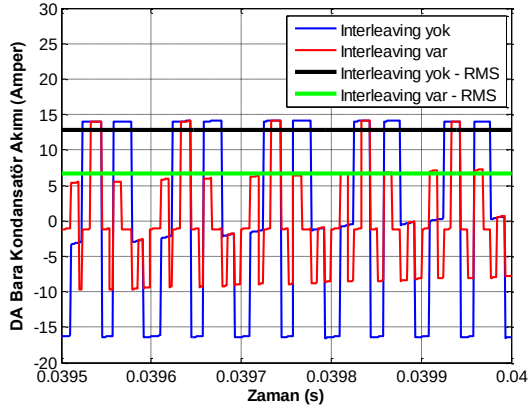
Son olarak, hem kondansatör bankasına yönelik hem de tüm sürücü sistemine yönelik güç yoğunluğu analizi yapılmış ve sistemin başarımı doğrulanmıştır. Kondansatör boyutlarından yola çıkılarak elde edilen kondansatör bankası güç yoğunluğu değeri 35.27 kW/lt olarak bulunmuştur. Ayrıca tüm sistemin güç yoğunluğunu bulmak için sürücü baskı devre kartı boyutları stator ve rotor iç ve dış çapları düşünülerek bulunmuştur. Baskı devre kartı yüksekliği ise doğrudan kondansatör yüksekliği ile ilişkilidir çünkü TMMS sisteminde kondansatörler hem en büyük hacme sahiptir hem de en yüksek devre elemanlarıdır. Bundan yola çıkılarak da tüm sürücü sistemi güç yoğunluğu 16.57 kW/lt olarak bulunur. Başlangıçta konan, endüstriyel ve özel uygulamalardaki konvansiyonel motor sürücü sistemlerinde ulaşılması mümkün olmayan ve TMMS prototiplerinde ulaşmaya çalışılan 15 kW/lt güç yoğunluğu hedefine mevcut tasarım ile ulaşılabilceği görülmüştür.

Tablo 3: Seçilen kondansatör veri sayfası teknik bilgileri (seri baranın bir parçası)

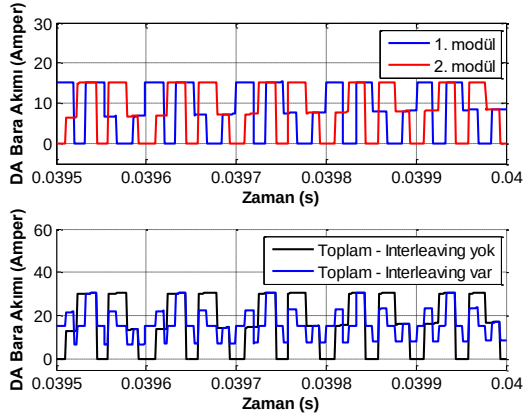
Tipi	Metal Film	Bağlantı	2 paralel
Sığa	30 μ F	Toplam sığa	60 μ F
ESR	2.8 m Ω	Gerilim	300 V
Boyutlar	30x42x45 mm	Akım	26 A
R_{th}	10 °C/W	ESL	12 nH



Şekil 7. DA bara gerilimi dalgalanması



Şekil 8. DA bara kondansatör bankası akım dalgalanması



Şekil 9. Her bir modülün DA baradan çektiği akım ve toplam akım

5. Sonuçlar

Bu çalışmada konvansiyonel motor sürücü sistemlerine alternatif olabilecek tümleşik ve modüler yapıda bir motor sürücü sistemi önerilmiş ve tasarımı yapılmıştır. Sistemin getirdiği belli başlı avantajlar hem ağırlık hem hacim açısından yüksek güç yoğunluğu, artırılmış hata dayanıklılığı ve güvenilirlik, yarıiletkenlerde ve motor sargılarındaki gerilim streslerinin ve aşırı salınımların azaltılması ve ısı kaynaklarının dağıtılması ile soğutmanın kolaylaşması olarak sıralanabilir. Bu özellikleri ile önerilen sistemin özellikler havacılık, uzay ve elektrikli araçlar gibi uygulamalarda önemli rol oynayacağı düşünülmektedir.

Mevcut TMMS teknolojisi incelenmiş ve henüz laboratuvar prototipi aşamasında olan çalışmalar ve başarımları irdelenmiştir. Özellikle seri modüler yapıdaki seri bağlı motor sürücü topolojisi üzerinde durulmuş ve bu topoloji hem

seri hem paralel bağlı bir topoloji olarak geliştirilmiştir. DA bara kondansatör bankasını küçültmek amacıyla uygulanan interleaving tekniği sonucu kondansatör akımı etkin değerinde meydana gelen küçülmeye bakılarak topolojideki optimum modül sayısı 4 olarak belirlenmiştir. Bunun yanında piyasadaki GaN yarıiletkenlerinin kullanılabileceği bir topolojide 2 seri 2 paralel modül olması gerektiği anlaşılmıştır. Bu topolojiye göre seçilen örnek bir motor üzerinde tasarım yapılmıştır.

Seçilen GaN'lar ile kayıp analizi yapılmış ve standart IGBT kullanılan sürücü sistemi ile karşılaştırılmıştır. Bunun sonucunda her iki tipte de standart sisteme göre beş katı anahtarlama frekansına rağmen yüzde iki verim artışı sağlanmıştır. Buna ek olarak, DA bara kondansatör bankası seçimi gerçekleştirilmiş ve yapılan tasarım benzetim sonuçları ile doğrulanmıştır. Interleaving tekniği ile kondansatör akım etkin değeri ve sığa değeri yarı yarıya düşürülmüştür. Ayrıca tüm sistemin güç yoğunluğu hedeflenen değer üzerinde elde edilmiştir. Gelecekte tasarımı yapılan sistemin prototipi üretilecek ve laboratuvar test edilecektir. Bu testler arasında verim, güç yoğunluğu ve hata dayanıklılığı yer alacaktır.

6. Kaynakça

1. R. Abebe, G. Vakil, G. Lo Calzo, T. Cox, S. Lambert, M. Johnson, C. Gerada, and B. Mecrow, "Integrated motor drives: state of the art and future trends," *IET Electr. Power Appl.*, vol. **10**, no. 8, pp. 757–771, 2016.
2. A. Shea and T. M. Jahns, "Hardware integration for an integrated modular motor drive including distributed control," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 4881–4887.
3. S. M. Lambert, B. C. Mecrow, R. Abebe, G. Vakil, and C. M. Johnson, "Integrated Drives for Transport - A Review of the Enabling Electronics Technology," *IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, pp. 1–6, 2015.
4. J. Wang, Y. Li, and Y. Han, "Evaluation and design for an integrated modular motor drive (IMMD) with GaN devices," *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2013*, no. Immd, pp. 4318–4325, 2013.
5. J. J. Wolmarans, M. B. Gerber, H. Polinder, S. W. H. De Haan, J. A. Ferreira, and D. Clarenbach, "A 50kW integrated fault tolerant permanent magnet machine and motor drive," *PESC Rec. - IEEE*

- Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 345–351, 2008.
6. M. D. Hennen, M. Niessen, C. Heyers, H. J. Brauer, and R. W. De Doncker, “Development and control of an integrated and distributed inverter for a fault tolerant five-phase switched reluctance traction drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 547–554, 2012.
 7. A. Galassini, A. Costabeber, C. Gerada, G. Buticchi, and D. Barater, “State space model of a modular speed-drooped system for high reliability integrated modular motor drives,” *Electr. Syst. Aircraft, Railw. Sh. Propulsion, ESARS*, vol. 2015–May, 2015.
 8. J. Wang, Y. Li, and Y. Han, “Integrated Modular Motor Drive Design With GaN Power FETs,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3198–3207, Jul. 2015.
 9. N. R. Brown, T. M. Jahns, and R. D. Lorenz, “Power Converter Design for an Integrated Modular Motor Drive,” *Ind. Appl. Conf. 2007. 42nd IAS Annu. Meet. Conf. Rec. 2007 IEEE*, pp. 1322–1328, 2007.
 10. A. Roekke and R. Nilssen, “Analytical Calculation of Yoke Flux Patterns in Fractional-Slot Permanent Magnet Machines,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 9464, no. c, pp. 1–1, 2016.
 11. T. Morita, S. Tamura, Y. Anda, M. Ishida, Y. Uemoto, T. Ueda, T. Tanaka, and D. Ueda, “99.3% Efficiency of three-phase inverter for motor drive using GaN-based gate injection transistors,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 481–484, 2011.
 12. J. W. Kolar and S. D. Round, “Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 4, p. 535, 2006.
 13. E. A. Jones, F. F. Wang, and D. Costinett, “Review of Commercial GaN Power Devices and GaN-Based Converter Design Challenges,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 707–719, 2016.

Yardımcı Pilot Sembolleri ve Kodlama Tekniklerini Kullanan FBMC Dalga Formu Yapısı ile OFDM Sisteminin Kıyaslanması

Bircan KAMIŞLIOĞLU, Ayhan AKBAL

Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elazığ
bkamislioglu@firat.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Yeni nesil haberleşme sistemleri olarak bilinen 5G haberleşme sistemlerinde FBMC yapısı önemli bir gelişme göstermiş literatürde çoğunlukla tercih edilen OFDM yapısının aksine çok daha iyi spektral özellikler sağlamaktadır. Haberleşme sistemlerinde veri iletimi için önemli rol oynayan kanal durum bilgisi gereksiniminin giderilmesi nedeniyle kanal tahmini yöntemlerine başvurulmaktadır. FBMC yapısı için bu çalışmada pilot sembol destekli kanal tahmini, kodlama ve yardımcı pilot sembol yöntemleri kullanılmıştır. Literatürde büyük yer tutan OFDM ve FBMC yapıları kullanılarak yapılan modülasyon işlemlerinde bu iki tekniğin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları incelenmiş bit hata olasılığı, ortalama gücün tepe güce oranı, iletim güçleri, güç spektral yoğunluğu, kapasite artışı gibi parametreler bakımından karşılaştırmaları gerçekleştirilmiştir. Ayrıca uygulamalar farklı kanal modelleri için yenilenerek farklı kanalların etkisi de ortaya konulmuştur.

Anahtar Kelimeler: OFDM, FBMC, Pilot sembol, Kanal tahmini.

Comparing FBMC Waveform Structure Using Auxiliary Pilot Symbols and Coding Techniques and OFDM System

Abstract

In the 5G communication systems known as new generation communication systems, the FBMC structure has shown a significant improvement in the literature and provides much better spectral characteristics in contrast to the most preferred OFDM structure. Channel estimation methods are used to eliminate the need for channel status information that plays an important role in data transmission in communication systems. For the FBMC structure, pilot symbol supported channel estimation, coding and auxiliary pilot symbol methods were used in this study. In the modulation processes using OFDM and FBMC structures, which have a large space in the literature, the advantages and disadvantages of these two techniques compared to each other were compared. In addition, applications for different channel models have been renewed and the effects of different channels have been put forward.

Keywords : OFDM; FBMC; Pilot symbol; Channel estimation.

1. Giriş

OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation-Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama) iyi spektral performansı, çok yollu kanallara ve gürültü dürtüsüne karşı düşük hassasiyet gösterdiğinden dolayı birçok uygulamada geniş bir şekilde yer bulmuştur. OFDM mevcut spektrumunu birbirine paralel birçok alt taşıyıcıya bölerek ve bu her alt taşıyıcıyı düşük veri yayılım hızı ve farklı frekanslarda modüle eden çok taşıyıcılı bir modülasyon tekniğidir. OFDM sağlamlık, çoklu yol gecikmesinde ve düşük semboller arası girişimde (ISI) yüksek spektral etki sağlar. OFDM kullanıcılara ton sayısına göre

verinin modüle edilmesini sağlayan bir modülasyon tekniğidir. Bilgi tonun fazını ve genliğini ayarlayarak modüle edilir. En temel yaklaşım olarak, bir ton devre dışı bırakılabilir ya da bilginin bir ya da sıfır bitini gösterebilir. Bu durumda faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) ya da karesel genlik modülasyonu (QAM) kullanılır. OFDM veri sembollerini N paralel veri akışına böler böylece her bir veri akışı orijinal hızın 1/N oranında hızda bölünmüş olur. Her bir akış kendine özgü bir frekansta bir tonla eşleştirilir ve ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) kullanılarak bir araya getirildiğinde iletilecek zaman domeni

dalga formu elde edilir. OFDM blok sayısal iletişim tekniğidir. Kablosuz çoklu medya uygulamalarının giderek daha fazla popüler hale gelmesiyle birlikte OFDM'in çoklu taşıyıcılı iletimi sayesinde gereken bit hızına ulaşılmaktadır. Çok taşıyıcılı modülasyon kanal bozulmasıyla mücadele etmek ve spektral verimliliği arttırmak için yaygın bir şekilde kullanılır. Çoklu taşıyıcılı modülasyon giriş verisini modülasyonun yapıldığı bantlara böler, farklı taşıyıcı frekanslarında çoğaltır böylece bilgi alt taşıyıcıların her birinden iletilmiş olur. Geleneksel OFDM yapısında sinyalleri bir araya getirmek için IFFT ve OFDM'de semboller arası girişimi ve taşıyıcılar arası girişimi engellemek için her sembole ön ek (CP-Cyclic Prefix) eklenir. Ancak bu ekleme işlemi spektral etkiyi düşürerek OFDM'in dezavantajını oluşturmaktadır[1]. Çevrimsel ön ekli ortogonal frekans bölme çoğullama (CP-OFDM), LTE [2] ve Wi-Fi [3] gibi mevcut kablosuz iletişim standartlarında yaygın olarak benimsenen çok yönlü bir teknolojidir. Geniş bantlı çoklu modülasyondaki etkili alt kanallaşmaya, çok yollu gecikme dayanıklılığına ve verimli ton denkleştirmeye rağmen, CP-OFDM sadece CP ve koruma bandı gibi dezavantajlar sağlamaz aynı zamanda mükemmel senkronizasyon güvenilirliği sağlar. Her alt taşıyıcı başına bir darbe şekillendirme filtresi seçilmesinden kaynaklanan iyi sınırlanmış zaman frekans özelliklerinden dolayı çok taşıyıcılı filtre bankası (FBMC-Filter Bank Multi Carrier), koruma bandı yükünü azaltır. Artan sembol süresi çok yollu sönümlenmeli kanalları CP olmaksızın işlemek için etkilidir. Hem CP hem de koruma bandı CP-OFDM ile kıyaslanarak azaltıldığından FBMC, temel olarak geliştirilmiş bir spektral verimliliğe sahiptir[4].

FBMC'de kanal tahmini imajiner girişimden dolayı OFDM'den çok daha zordur. OFDM'de olduğu gibi pilot sembol destekli kanal tahmini yapabilmek için yardımcı pilotlarla (auxiliary pilots) ya da kodlamayla (coding) imajiner girişimi önlememiz gerekmektedir[5,6]. Pilot sembolle destekli kanal tahmini yanında, başlangıç (preamble) tabanlı kanal tahmini [7] de olası bir yöntemdir. Bununla birlikte, kanalın basit bir şekilde tanımlanmasına izin verdikleri için LTE standardı pilot sembolleri kullanmaktadır.

modülasyonuna dayanan bir geniş bantlı kablosuz

FBMC yapısı OFDM ile çoğunlukla benzer davranış gösterse de kanal tahmininde ya da çok girişli çok çıkışlı sistemlerde (MIMO) imajiner girişimden dolayı zorluklar gösterir[8,9]. MIMO ile FBMC yapılarını birlikte kullanan birçok çalışma vardır ancak bunların çoğunun vericideki kanal bilgisine güven ve yüksek hesaplama karmaşası gerektirmesi gibi dezavantajları görülmektedir[10,11].

MIMO'yu FBMC ile birleştirmek için imajiner girişimi iptal etmemize izin veren daha iyi bir yöntem sembolleri zamanda (ya da frekansta) yaymak olarak görülmektedir. Yayılma hızlı fourier dönüşümünün kullanıldığı durumlarda [9] ek FFT nedeniyle kalan girişim ve artan hesaplama karmaşası dezavantaj sağlamaktadır. Sembolleri yaymak için daha iyi bir yaklaşım olan Hadamard matrisi, çarpma gerektirmez böylece karmaşıklık çok düşük olur. Bu tip yaklaşımlar ilk olarak [12]'de önerilmiş, daha sonra bazı yazarlar tarafından FBMC'i Alamouti'nin uzay zaman blok kodlaması ile birleştirmek için kullanmıştır. Yayılma işleminin ardından MIMO tekniklerini bilinen OFDM'deki gibi uygulayabiliriz ve aynı MIMO karmaşıklığıyla sonuçlandığını görürüz [13]. Geleneksel FBMC sistemleri dikgenlik şartını sadece reel düzlemde sağladığından kaydırılmış QAM (Offset QAM) ile uyumlu çalışmaktadır [14]. Dahası, içsel girişim MIMO sistemleri bağlamında FBMC sistemlerinin ana engelidir. Bu nedenle geleneksel FBMC sistemleri maksimum olasılık tespiti (MLD-Maximum Likelihood) ya da Alamouti uzay zaman blok kodlaması (STBC) gibi geleneksel çok girişli çok çıkışlı MIMO teknikleriyle beraber kullanılamazlar[14,15]. MIMO FBMC-OQAM'de ML işlemi için girişim hesaplama ve iptal yöntemi [14] önerilmiştir. Ancak FBMC-OQAM sisteminin bit hata oranı (BER) performansı, MIMO kanallarındaki OFDM'den daha kötüdür. FBMC-OQAM sistemi için blok tabanlı bir Alamouti kodlama yöntemi [15] önerilmiştir. Ancak önerilen yöntem blokları ayırmak için ek sıfır semboller ve pilotlar spektral verimin kaybolmasına neden olmaktadır. Ek olarak, OFDM sistemlerinde kullanılan geleneksel kanal tahmin yöntemleri komşu alt taşıyıcılardan ve sembollerden kaynaklanan iç girişim nedeniyle FBMC-OQAM sistemlerine

doğrudan uygulanamaz [16-19]. Bu nedenle içsel girişimi yok etmek için [16] ile iteratif bir kanal tahmini yöntemi önerilmiştir. Ancak önerilen yöntemde girişimi engellemek için yapay (psuedo) pilotların eklenmesi gerektiğinden spektral etkinliğin ve ek karmaşıklığın kaybolmasına yol açmaktadır. [17]'de ön ek tabanlı kanal tahmini için girişim yaklaştırma yöntemi önerilmiştir. Ancak FBMC-OQAM sistemi için ön ekin uzunluğu OFDM'den daha uzun olduğu için, spektral etkinlik azalmaktadır. Yardımcı pilotlar içsel girişimi ortadan kaldırmak için önerilen bir teknik olarak karşımıza çıkmaktadır [18,19]. Ancak yine anten sayısı arttıkça, daha fazla AP'ye ihtiyaç duyulur ve bu da spektral verimliliğin kaybolmasına yol açar. İçsel girişimi azaltmak için çeşitli yaklaşımlar önerilmiştir. İki boyutlu semboller arası girişimin bir boyutlu semboller arası girişime dönüştürülmesine dayanan bir MIMO-MLD yapısı [20] ile sunulmuştur. Fakat önerilen yapının içsel girişimi mükemmel bir şekilde yok etmediği görülmüştür. FFT-FBMC olarak adlandırılan yeni bir FBMC sistemi içsel girişimi yok etmek için [9]'de anlatılmıştır. Ancak FFT-FBMC yapısında CP eklenmesinden dolayı spektral verimlilikte kayıplar olmuş bu nedenle OFDM'e kıyasla BER performansı ve CP uzunluğu arasında bir değişim mevcuttur.

2. FBMC

FBMC-QAM yapısı iki prototip (prototype) filtre kullanır, bunlardan biri çift numaralı alt taşıyıcı semboller için diğeri tek numaralı alt taşıyıcı semboller için kullanılır. Bu özel filtreleme yöntemi FBMC sistemlerinin içsel girişim olmadan QAM sembollerini kullanmalarını sağlayabilir. İçsel girişim olmadan FBMC-QAM sistemi için dikgenlik şartlarını sağlanmasıyla tek sayılı alt taşıyıcı semboller için prototip filtre, çift sayılı alt taşıyıcı semboller için prototip filtrenin ters yönlü alt-blok yapıdaki hali olarak elde edilmiştir. FBMC-QAM sistemi, geleneksel CP-OFDM sistemlerine kıyasla CP uzunluğunun miktarıyla ilişkili olarak bir spektral verimlilik iyileştirmesine yol açmaktadır. Dahası FBMC-QAM yapısı geleneksel OFDM sistemlerinde olduğu gibi MLD ve STBC gibi klasik MIMO iletim sistemleri ve geleneksel kanal tahmin yöntemleri ile oldukça uyumludur[21].

Geleneksel FBMC sistemlerinde bitişik sembollerin prototip filtrelenmesi frekans düzleminde örtüştüğünde maksimum veri hızına ulaşılmış olunur. Bu nedenle, OQAM sembolleri geleneksel FBMC sistemlerinde içsel girişimi önlemek için kullanılır[22].

Ayrık zamanda FBMC-OQAM iletilen sinyali Denklem 1 ile tanımlanmıştır[9].

$$s[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbb{Z}} a_{k,n} g[m - nM/2] e^{j\frac{2\pi}{M}k(m-\frac{D}{2})} e^{jQ_{k,n}} \quad (1)$$

Denklem 1'de m zaman indeksi, M alt taşıyıcı sayısı, n tamsayı, $D = KM - 1$ prototip filtrenin uzunluğuna bağlı olan gecikme terimi, K örtüşme faktörü, $Q_{k,n}$ ek faz terimi, $a_{k,n}$ reel değerli semboller, k . alttaşıyıcı ve n . sembol süresince QAM sembollerinin reel ya da imajiner bir parçasını tanımlamaktadır. $g(m)$ prototip filtreyi temsil etmek üzere Denklem 2 elde edilir.

$$s[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbb{Z}} a_{k,n} g_{k,n}[m] \quad (2)$$

$G_{k,n}(m)$ Denklem 1'deki $g(m)$ 'in n zamanında ve k frekansında kaydırılmış halidir. İdeal bir kanal ve gürültünün olmadığı durum düşünüldüğünde, n zamanında ve k . alt taşıyıcı sayısı için alıcıda demodüle edilmiş olan sinyal Denklem 3 ile ifade edilir.

$$\hat{a}_{k,n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{k,n} g_{k,n}[m] g_{k,n}^*[m] \quad (3)$$

Denklem 3'te $*$ kompleks eşleniği ifade etmektedir ayrıca prototip filtre reel dikgenliği Denklem 4 ile sağlamaktadır.

$$R\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} g_{k,n}[m] g_{k,n}^*[m]\right\} = R\{g_{k,n}[m] * g_{k,n}^*[-m]\} \quad (4)$$

$$= \delta_{k,k'} \delta_{n,n'} \quad (5)$$

$R(\cdot)$ ifadesi reel kısmının alındığını gösterirken, demodüle edilmiş semboller yeniden Denklem 6'daki gibi elde edilir.

$$\hat{a}_{k,n} = a_{k,n} + I_{k,n} \quad (6)$$

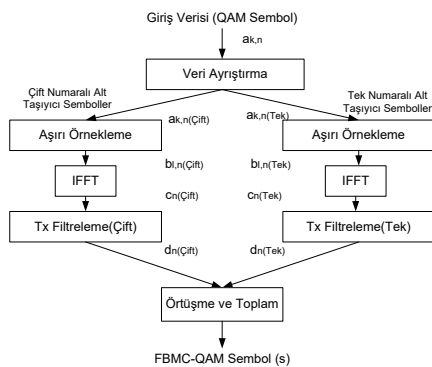
Denklem 6 ile verilen $I_{k,n}$ içsel girişimi ifade etmektedir.

$$I_{k,n} = \sum \sum a_{m,k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_{k,n}[m] g_{k,n}^*[m] \quad (7)$$

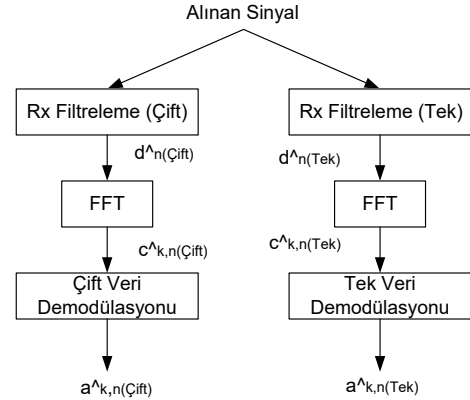
Denklem 4 ve Denklem 7'deki $g_{k,n}$ ifadelerinden içsel girişimin imajiner olduğu görülmektedir. İçsel girişim nedeniyle FBMC-OQAM sistemlerde geleneksel kompleks değerli MIMO yapısını kullanmak oldukça zordur. Ayrıca geleneksel OFDM için kullanılan kanal tahmin yöntemleri FBMC'ye doğrudan uygulanamamaktadır[16-19].

FBMC-OQAM sistemlerde ardışık alt taşıyıcılar arasındaki örtüşme içsel girişime neden olur. İçsel girişimin meydana gelmemesi için iki filtre bankası kullanılır.

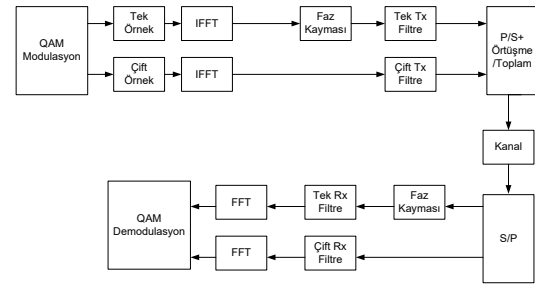
Şekil 1’de gösterildiği gibi çift numaralı alt taşıyıcı semboller için bir filtre bankası, tek numaralı alt taşıyıcılar için ise diğer filtre bankası kullanılır. Öncelikle içsel girişimden kurtulmak için QAM sembolleri, çift ve tek sayılı alt taşıyıcı sembolere bölünür. Ardından, sırasıyla çift ve tek numaralı alt taşıyıcı simgeler için her bir alt taşıyıcı simgesi üzerinde aşırı örnekleme, ters hızlı fourier dönüşümü (IFFT) ve prototip filtreleme işlemleri gerçekleştirilir. Son olarak, iletilen sembolleri çift ve tek sayılı alt taşıyıcı sembollerle örtüşme ve toplam işleminden elde ederiz. Şekil 2’de de iki prototip filtreyle FBMC-QAM alıcısına ait yapı gösterilmiştir. Genel olarak FBMC’nin verici ve alıcılarıyla kanal yapısını içeren diyagram Şekil 3 ile verilmiştir.



Şekil 1. İki prototip filtreyle FBMC-QAM vericisi



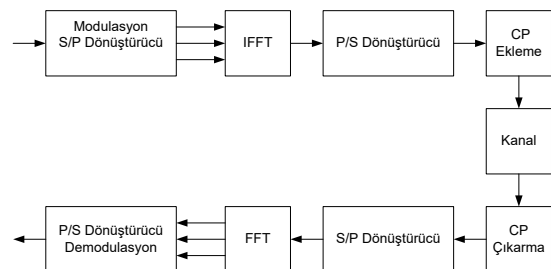
Şekil 2. İki prototip filtreye FBMC-QAM alıcısı



Şekil 3. FBMC blok diyagramı

3. OFDM

OFDM, Dijital Ses yayıncılığı (DAB), Karasal dijital video yayını (DVB-T), HIPER LAN12, WLAN için IEEE802.11 standardı ve WiMAX için IEEE802.16 standardı gibi bazı kablosuz standartlarda benimsenmiştir. Dahası, OFDM, dördüncü nesil (4G) iletim tekniği olarak kabul edilmektedir [27]. OFDM mevcut spektrumu birden fazla paralel alt taşıyıcıya bölen ve her bir alt taşıyıcıyı farklı taşıyıcı frekansında modüle eden çok taşıyıcılı bir modülasyon tekniğidir.



Şekil 4. OFDM blok diyagramı

OFDM sistemin blok diyagramı Şekil 4 ile gösterilmektedir. Yüksek veri hızındaki giriş sembolleri düşük veri hızında birden fazla sembole dönüştürülür. Bu paralel semboller QPSK veya QAM modülasyon teknikleri kullanılarak modüle edilir ve OFDM örneklerini üreten IFFT bloğuna giriş olarak uygulanır. Bu örnekler daha sonra Paralel-Seri (P/S) dönüştürücü kullanarak OFDM sinyaline dönüştürülür. Daha sonra sinyal CP eklenerek kodlanır ve kanal üzerinden iletilir. Alıcı tarafta bu yapılan işlemlerin tam tersi yapılarak demodülasyon gerçekleştirilir.

Geleneksel OFDM için DFT tipi sinüzoidaller ortogonal (dikgenlik) temelde performansı etkilemektedir. DFT’de modelleme her eğrinin taban performansı ile ilişkilendirilir, burada dikey temel fonksiyonlar, OFDM’de kullanılan alt taşıyıcılarıdır.

Alıcıda bilginin iletilmesi için sinyaller bir araya getirilir, FFT ve IFFT’de daha az hesaplama yükü gerektiğinden OFDM’in uygulanabilmesi için FFT ve IFFT işlemleri uygulanır. Sinyalin çoklu replikaları alıcıda kanalın zamana bağlı dağılımına göre alınır. Bu nedenle frekans seçici sönmüleme sonuçları ve çevrimsel ön ek olarak adlandırılan bu girişim koruma aralığının geriye ölçeklenmesi için kullanılır[1].

OFDM spektral verimlilik, hızlı fourier dönüşümünün kolay uygulanması ve düşük alıcı karmaşıklığı gibi avantajlara sahip bir modülasyon ve çoğullama tekniğidir. Ancak yüksek PAPR, zaman ve frekans senkronizasyon hatalarına duyarlı olması gibi özellikler de dezavantaj olarak karşımıza çıkmaktadır. OFDM, mevcut tek taşıyıcı sistemler üzerinde arzu edilen çeşitli özelliklere sahiptir ana avantajı ise frekans seçici sönmülemeli kanallardan etkilenmemesidir. Tek taşıyıcılı sistemler sembol süresini kısaltarak veri hızını artırabilirler böylece kullanılan bant genişliği artırılabilir. Geniş bantlı kanallar orijinal sinyali elde edebilmek için alıcıda karmaşık denkleştiriciler gerektiren frekans seçici sönmülemeye karşı duyarlı davranmaktadırlar. OFDM geniş bantlı kanalı her dar bantta düz sönmülemeye sahip bir dizi dar bant kanala bölerek bu problemi ortadan kaldırmaktadır. Bununla birlikte sadece bir boyutlu bir denkleştirici gerektirmesi karmaşıklığı büyük ölçüde azaltmış olur.

OFDM sistemlerde semboller arası ve kanallar arası girişim koruma aralıkları eklenerek önlenmektedir[23]. Yüksek PAPR’ye sahip olan OFDM sembollerinin karşılaştığı diğer bir problem doğrusal olmayan bozulmaların gelişimidir. Bu problemin üstesinden gelmek için literatürde üç farklı yöntem önerilmiştir. Bunlardan ilki OFDM’in tepe genliklerini doğrusal olmayan şekilde bozan sinyal bozma tekniğidir [24]. İkincisi büyük PAPR değerine sahip OFDM sinyallerini çıkararak yapılan kodlama tekniğidir. Son olarak ise her bir OFDM sembolünü bir başka diziyle karıştırarak en küçük PAPR’yi seçen karıştırma yöntemi olarak bilinir [25,26].

$0 \leq k \leq N-1$ için giriş veri sembolü $X(k)$, N adet IFFT dik frekansı tarafından modüle edilir, daha sonra OFDM çıkış dizisi $x(n)$ $0 \leq n \leq N-1$ aralığında Denklem 8’de verilmiştir.

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp \left\{ j \frac{2\pi n k}{N} \right\} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (8)$$

$x(n)$ OFDM sembolü karmaşık bir sayıdır ve $x_{re}(n)$ gerçek, $x_{im}(n)$ sanal bileşenlerinin toplamından oluşmaktadır. Merkez limit teoremine göre N genişledikçe, $x_{re}(n)$ ve $x_{im}(n)$ ’in dağılımı normal dağılıma (Gauss) uyar. Bu $x[n]$ ’in Rayleigh dağılımına sahip olduğunu ve olasılık yoğunluk fonksiyonu da Denklem 9 ile verilmektedir.

$$f_{X_n}(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{\frac{-x^2}{2\sigma^2}} \quad (9)$$

OFDM’in tepe ve ortalama gücü sırasıyla Denklem 10 ve 11 ile verilmiştir.

$$P_{peak} = \max_{0 \leq n \leq N-1} |x_n|^2 \quad (10)$$

$$P_{avg} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2 \quad (11)$$

OFDM’in PAPR değeri Denklem 12’de tanımlanmıştır.

$$PAPR = \frac{\max |x[n]|^2}{E(|x[n]|^2)} \quad (12)$$

X_{max} 'ın kümülatif dağılım fonksiyonu (Cumulative Distribution Function-CDF) Denklem 13 ile tanımlanmıştır.

$$CDF = 1 - e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (13)$$

4. Kanal Tahmini

Kanal tahmininin amacı alıcı ile verici arasındaki haberleşme kanalını tanımlamaktır. Çevresel bozucu etkiler ve çoklu yol gecikmeleri sebebiyle rasgele değişen bir kanalda iletim yapılırken alıcıda iletilen verilerin doğru bir şekilde geri elde edilebilmesi için bu kanalın bilinmesi gerekmektedir. Bu işlem için literatürde uygulanan farklı yaklaşımlar bulunmaktadır. Tekil değer ayrıştırması veya frekans bölgesi filtrelemesine dayalı kanal tahmin teknikleri ve zaman bölgesi filtreleme bunlara örnek olarak verilebilir. Son yıllarda kanal tahmininin performansını geliştirmek için zamanla değişen kanalın zaman frekans ilintisini en iyi kullanan en küçük ortalama karesel hata (MMSE) kanal kestirici önerilmektedir. Bu amaçla OFDM sistemleri için kanal tahmininde ortalama karesel hatayı minimize etmek amacıyla eğitim tonlarının en iyilenmesi amaçlanmaktadır. Bunu yapmak için OFDM sistemlerinin BER değerini minimize eden pilot tabanlı kanal tahmin algoritmaları sunulmuştur [28]. Pilot tabanlı kanal tahmininde iletilecek sembollerin arasına alıcıda alacağı değeri zaten bilinen semboller eklenir ancak bu işlem yapılırken kanalın evre uyumlu zaman aralığı dikkate alınarak pilot sembollerin aralığı belirlenir. İletilen pilot sembollerin değeri alıcıda bilindiği için kanalın etkisi bulunabilir ve bu etkinin tam tersini gerçekleştiren bir denkleştirici yapısı MMSE algoritması yardımıyla tasarlanır. Evre uyumlu zaman aralığında kanalın frekans cevabının değişmediği kabul edilerek pilot sembollerin yanında bilgi sembolleri de aynı denkleştirici yapısından geçirilerek kanalın etkisi kaldırılmış olur. Pilot sembollerin bilgi sembolleri arasına yerleşim şekline göre blok tipi ve tarak tipi olmak üzere farklı pilot ekleme yöntemleri vardır [29].

FBMC'de pilot sembollerle kanal tahmini gerçekleştirebilmek için pilot sembollerdeki imajiner girişimi yok etmek gerekmektedir.

4.1. Kanal tahmin algoritmaları

Pilot sembollerle kanal tahmininde veri sembollerinden önce alıcı tarafta pilot semboller elde edilir. Semboller alıcıda en küçük kareler (Least Square error-LSE) tahmin tekniği ile tahmin edilerek elde edilir. LSE tahmin edici Denklem 14'te verildiği gibi pilot pozisyonlardaki verinin alıcıdaki değerini ve vericideki pilot sembolleri kullanarak kanalı tanımlamaktadır.

$$\hat{h}_P^{LS} = \text{diag}(x_P)^{-1} y_P \quad (14)$$

Veri pozisyonlarındaki geriye kalan kanal katsayılarını elde etmek için Denklem 15 kullanılmaktadır.

$$\hat{h} = A \hat{h}_P^{LS} \quad (15)$$

Ara değerlendirme yöntemlerinden doğrusal, en yakın komşu ve minimum ortalama karesel hata (MMSE-Mean Square Error) yöntemleri kanal tahmininde kullanılan önemli tekniklerdir.

$$\hat{h}_{l,k} = a_{l,k} \hat{h}_P^{LS} \quad (16)$$

Denklem 16'da a ara değerlendirme vektör dizisi, $h_{l,k}$ l pozisyonunda k zamanında tahmin edilen kanalı temsil etmektedir.

Yukarda anlatılan kanal tahmin işlem adımları OFDM'de uygulanırken FBMC'de imajiner girişim nedeniyle aynen gerçekleştirilemez. Sembollerin reel kısmının alınmasıyla imajiner girişimi yok etmek için yapılacak işlem kanal denkleştirme sonrası gerçekleştirilir, bu durum kanal tahmininden önce mümkün değildir. Dolayısıyla işlem kompleks düzlemde yapılmalıdır. Ayrıca 0 dB sinyal girişim oranı, rasgele imajiner girişim sembolleri ve veri sembollerinin aynı güçte olması bize doğru kanal tahmini için çok düşük değerde olduğunu söylemektedir.

OFDM'deki adımları FBMC'de gerçekleştirebilmek için iletilen veri sembollerini Denklem 17'deki C matrisi ile değiştirerek imajiner girişimi yok etmemiz gerekmektedir.

$$\Im\{d_{l,k}\}C \begin{bmatrix} x_P \\ x_D \end{bmatrix} = 0 \quad (17)$$

Denklem 17’de d birim matrisi, x_P pilot sembolleri, x_D veri sembollerini temsil ederken kanal denkleştirme sonrası reel kısım alındığından imajiner girişim sadece pilot sembollerde yok edilir. Ayrıca pilot sembolle ek olarak yardımcı semboller ve kodlama yöntemleri de imajiner girişimi yok etmek için önerilmektedir.

Ayrıca imajiner girişimi yok etmek için uygun pilot pozisyonlardaki her bir pilot sembol için bir yardımcı sembol kullanılır. Aslında pilot sembolle kapatılmış semboller imajiner girişime neden olur, bu yüzden diğer sembollerdeki girişimi yok etmek için bu sembollerden biri kullanılır. Girişim ağırlığı pilot sembol ve sembol arasında birin altındadır, bu nedenle yardımcı pilot sembollerin gücü artırılmalıdır bunun sonucunda mevcut veri ve pilot sembollerin gücü giderek azalacaktır. Yardımcı pilotların herhangi bir bilgi taşımadığını ve sadece alıcıda kanal tahminini kolaylaştırmak için kullanıldığını düşünerek yardımcı sembollerin ana dezavantajının boşa enerji harcaması olduğu sonucuna varılmaktadır. OFDM bir karmaşık semboldeki terim sayısına karşılık gelen iki gerçek sembol kullanır, bunun sonucu olarak OFDM ve FBMC’nin aynı spektral etkinlikte olduğu görülmektedir.

Denklem 17’de CCT matrisinin köşegen elemanları yardımcı pilotlar dışında birdir, bu durum yardımcı sembolden veri sembolüne olan güç kaymasını açıklamaktadır.

Pilot pozisyonlardaki imajiner girişim, yardımcı pilot sembollerin en büyük dezavantajı olarak bilinen iletim gücünde herhangi bir kayıp olmaksızın kodlama tekniği ile hem alıcıda hem vericide aynı zamanda yok edilebilir. $N-1$ adet veri sembolü her pilot sembol için N adet zaman frekans pozisyonunda yayılır. Bu bize pilot pozisyonlardaki imajiner girişimi yok etmek için avantaj sağlar. Kanal tahmin işleminden sonra veri sembolleri yeniden oluşturulmalıdır, yediden oluşturulan semboller Denklem 8 ile verilmektedir.

$$\hat{y} = C_c^T y \quad (18)$$

Denklem 18’i dikkate aldığımızda $C = C_c$ ifadesi için yarı dikgen olmalı diyebiliriz bunun sonucunda $C_c^T C_c$ matrisi $LK-P$ boyutunda birim matris olacaktır. Veri kodlama yardımcı pilot sembollerden daha kompleks adımlardan oluşur. Aslında yardımcı semboller tekniği alıcıda daha fazla hesaplamaya ihtiyaç duymamaktadır. Dahası iki yardımcı pilot sembol bir yardımcı pilot sembolle neredeyse aynı karmaşıklıkta çalışmaktadır. OFDM ve FBMC’ye ait kapasite formülasyonu Denklem 19 ve 20 ile verilmiştir.

$$C_{OFDM} = \frac{|D| \log_2 \left(1 + \frac{P_D}{P_n} \right)}{KT} \quad (19)$$

$$C_{FBMC} = \frac{|D| \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_D}{P_n/2} \right)}{KT} \quad (20)$$

Kompleks gürültü gücü iki kat azalırken FBMC gerçek düzlemde uygulandığı için FBMC’nin kapasite formülü $\frac{1}{2}$ ile çarpılmalıdır. Aynı alt taşıyıcı sayısı ve aynı iletim gücü için Denklem 21, 22, 23 elde edilir.

$$P_D^{OFDM} = P_D^{OFDM, noCP} = 2P_D^{FBMC, Cod} \quad (21)$$

$$C^{OFDM, noCP} = C^{FBMC, Cod} \quad (22)$$

$$C^{OFDM, noCP} > C^{FBMC, Aux} \quad (23)$$

4.2. Denkleştirici

Verici tarafından iletilen sinyalde kanalın etkisiyle zayıflama, gecikme, frekans kayması ve gürültü gibi bozucu etkiler gözlenir. Bu bozucu etkilere maruz kalan bilginin alıcıda doğru bir şekilde elde edilebilmesi için denkleştiriciler kullanılmaktadır. Kanalın etkisini denkleştirmek için kullanılan temel yaklaşım kanalın frekans cevabının tersinin bulunarak gelen bilginin vericide çözülmeden önce elde edilen ters frekans cevabından geçirilerek işlenmesidir. Bu denkleştirici yapısı sıfır zorlamalı denkleştirici (zero forcing equalizer) olarak bilinmektedir. Vericide iletilen bilgi sembollerinin önüne değerleri bilinen bitler yerleştirilerek bu bitlerin alıcıya geldiğinde oluşan değişimleri karşılaştırılarak kanalın frekans cevabı bulunur ve

bu frekans cevabının tersi alınarak denkleştirici oluşturulur. Verici tarafından gönderilen bilgi bitlerinin de aynı kanal etkisinde kaldığını kabul ederek tasarlanan denkleştirici ile bilgi bitleri denkleştirilerek kanalın etkisi giderilmiş olur.

5. Bit Hata Olasılığı

Bit hata olasılığı (Bit Error Probability-BEP) kanal tahmininde performans değerlendirmesinde en çok kullanılan değerlendirme ölçütlerinden biridir. Kapalı form BEP Lemma formülasyonunu kullanmaktadır [30]. X ve Y sıfır ortalama değerli, karmaşık değerli rasgele Gauss değişkenleriyle ilişkili olduğunu ve X/Y karmaşık Gauss oranının tam bir ZR değerinde küçük olması varsayımıyla olasılık fonksiyonu Denklem 24 ile verilmiştir.

$$P_r\left(R\left\{\frac{X}{Y}\right\} < Z_R\right) \quad (24)$$

Özellikle düz sönümlemeli kanallar için komşu en yakın ara değerlendirme (Nearest Neighbour Interpolation) ve MMSE ara değerlendirme yöntemleri belirli zaman ve frekans konumlarına bağımlı olmadığı için BEP için bu yaklaşımlar büyük önem taşımaktadır. BEP değerini en aza indirgeyerek optimum güç dağılımını gerçekleştirmek amacıyla pilot sembollerin gücünü veri sembollerin gücüne oranını Denklem 25 ile ifade edebiliriz.

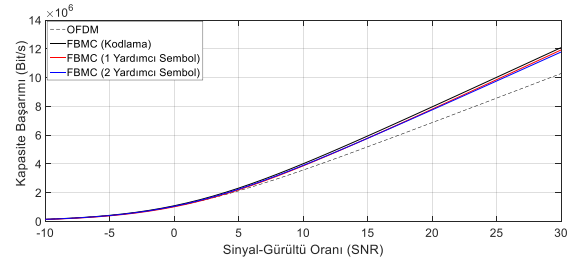
$$\kappa = \frac{P_P}{P_D} \quad (25)$$

FBMC'in pilot sembollerinin yoğunluğu OFDM'in yarısı kadardır. Kodlama tekniğinde güç kayması OFDM'den iki kat, yardımcı pilot sembol tekniğinden de oldukça fazladır. İmajiner terimler iptal edildiğinde FBMC'de gürültü gücü iki kat azalır. Aynı iletim gücünde OFDM ile aynı SNR değerini elde etmemize rağmen, sinyal gücü iki kat artar zaman düzleminde örtüşme meydana gelir.

FBMC'de kanal tahmini karmaşık düzlemde yapılır, bu yüzden sadece bir pilot ile veri arasındaki güç kayması pilot ve veri sembollerinde aynı SNR oranını sağlamaktadır.

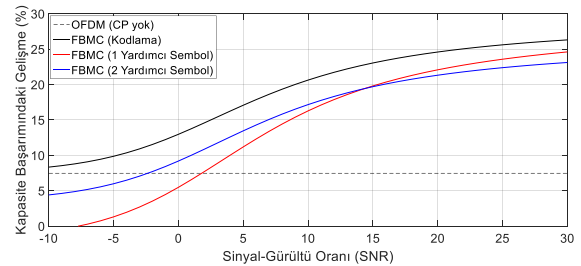
6. Uygulamalar

Uygulamalar OFDM, FBMC kodlama, FBMC bir yardımcı sembol ve FBMC iki yardımcı sembol durumları için gerçekleştirilmiştir. Her aşamada 1000 iterasyon çalıştırılan programda güç kayması OFDM için 1, FBMC için 2 olarak seçilmiştir. FBMC'de CP olmadığı için OFDM'e göre daha yüksek spektral verimlilik gösterdiği sonucuna varılmıştır. 1.4 MHz hızında yapılan karşılaştırmalarda alt taşıyıcı frekansı 15 kHz ön ek süresi 4.75 mikrosaniye olarak kullanılmıştır. OFDM sembol sayısı KOFDM =14, FBMC sembol sayısı KFBMC=30 olarak kullanılmıştır ancak bu değerler reel sembol sayısıdır, 15 karmaşık sembol de mevcuttur. CP olmaksızın OFDM sembol sayısı KOFDM =15'tir. Ayrıca kodlanmış pilot sayısı hem 16 hem de 8 için uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Kapasite başarımının SNR'e göre değişimi OFDM ve FBMC kodlama, bir yardımcı sembol, iki yardımcı sembol için Şekil 5'te verilmiştir. FBMC'nin OFDM'e göre daha yüksek başarımlar sağladığı açıkça görülmüştür.



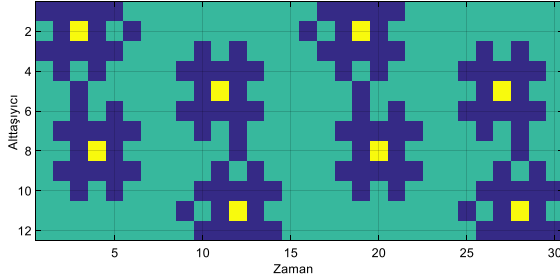
Şekil 5. OFDM ve FBMC için kapasite başarımı

Kapasite başarımındaki gelişme yüzdesi Şekil 6 ile gösterilmiş olup OFDM'de gelişmenin sabit olduğu ancak FBMC kodlama tekniğinde iyileşmenin çok daha iyi olduğu gözlenmiştir.

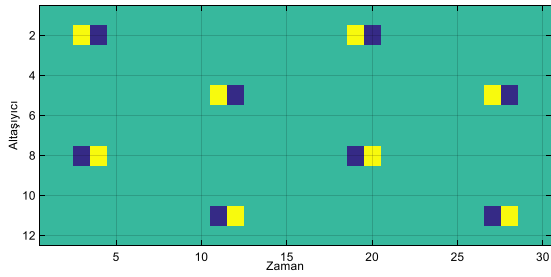


Şekil 6. Kapasite başarımındaki iyileşme

Kodlama ve yardımcı semboller ile yapılan uygulamalardan elde edilen pilotların zamana göre dağılımı Şekil 7 ve Şekil 8 ile gösterilmiştir. Kodlama tekniğinde işlem karmaşıklığı yardımcı sembollere göre daha fazla olduğu şekillerden anlaşılmaktadır.

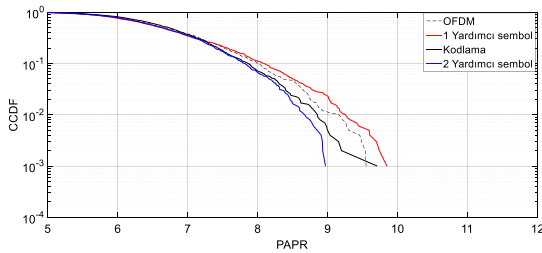


Şekil 7. Kodlama (16 bit) ile elde edilen pilot sembollerin dizilimi



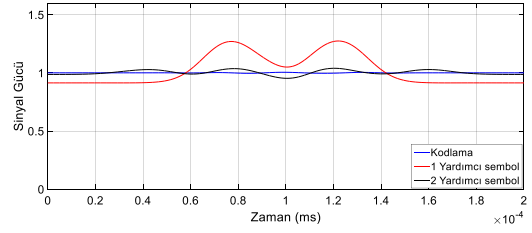
Şekil 8. Yardımcı sembollerle (16 bit) elde edilen pilot sembollerin dizilimi

CCDF ile PAPR arasındaki değişim grafiği Şekil 9'da verilmiştir. İki yardımcı sembol kullanıldığı durumda daha düşük PAPR değeri sağlandığı görülmektedir.



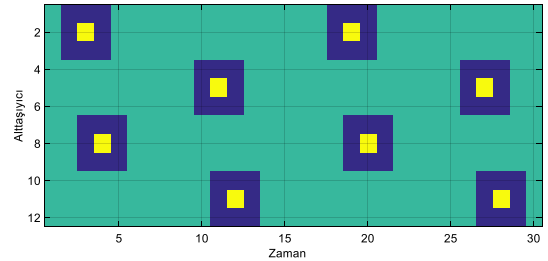
Şekil 9. CCDF-PAPR değişimi

Sinyal gücünün zamana bağlı değişimi hem kodlama hem de yardımcı semboller yöntemleriyle Şekil 10'da gösterilmiştir. Bir yardımcı sembol ile sinyal gücündeki dalgalanmaların çok daha fazla olduğu kodlama tekniğinde ise güçteki dalgalanmanın çok az olduğu görülmektedir.

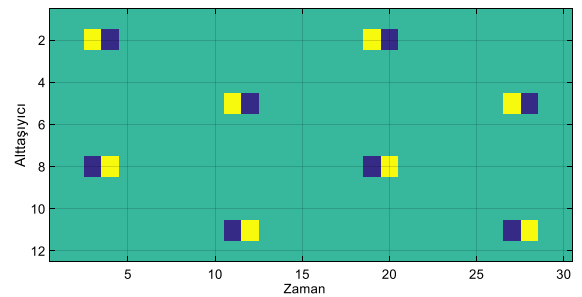


Şekil 10. Sinyal gücünün zamana göre değişimi

Kodlama ile elde edilen pilot sembollerin dizilimi Şekil 11'de, yardımcı sembollerle elde edilen pilot sembollerin dizilimi Şekil 12'de gösterilmiştir. Yardımcı sembollerde kodlama olmadığı için Şekil 12 ve Şekil 8 aynı dizilime sahiptir.

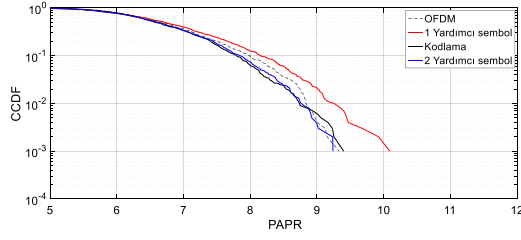


Şekil 11. Kodlama (8 bit) ile elde edilen pilot sembollerin dizilimi



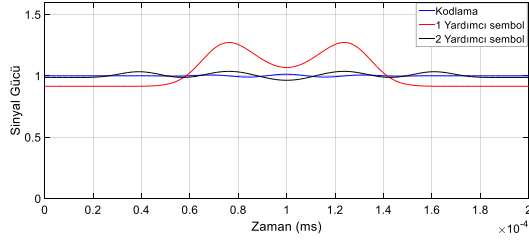
Şekil 12. Yardımcı sembollerle (8 bit) elde edilen pilot sembollerin dizilimi

CCDF ile PAPR arasındaki değişim grafiği Şekil 13'te verilmiştir.



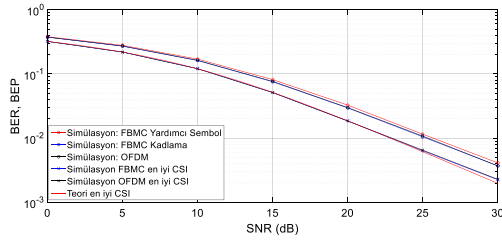
Şekil 13. CCDF-PAPR dağılımı (8 bit).

Şekil 9 ve Şekil 13 karşılaştırıldığında 8 bit için CCDF ile PAPR arasındaki değişimin çok az olduğu görülmüştür.



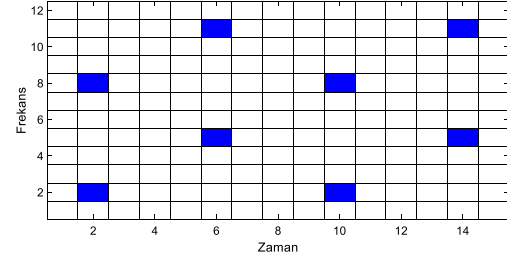
Şekil 14. Sinyal gücünün zamana göre değişimi

Sinyal gücünün zamana bağlı değişimi kodlama ve yardımcı semboller ve 8 bit için Şekil 14'te verilmiştir. Şekil 10 ile Şekil 14 kıyaslandığında 8 bit için güçteki dalgalanmanın daha fazla olduğu görülmektedir.



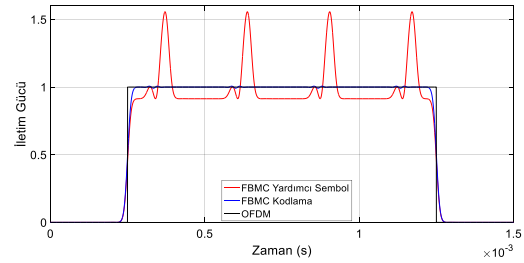
Şekil 15. BER ile SNR ilişkisi

Şekil 15 bit hata oranının SNR ile ilişkisini 16-QAM modülasyon derecesi için simülasyon sonuçları ve teorik olarak en iyi kanal durumu bilgisi (CSI) durumuna göre karşılaştırmıştır. Kanal durumu bilgisi bilindiğinde elde edilen BER değeri hem FBMC hem de OFDM için teorik değere çok daha yakın olarak elde edilmiştir.



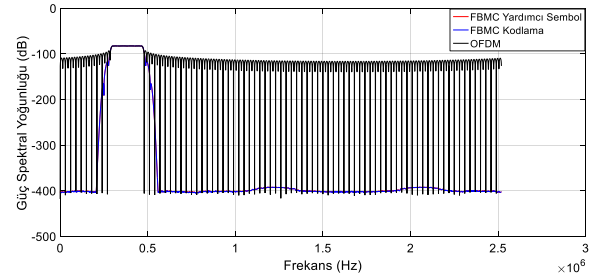
Şekil 16. OFDM pilot sembol dizilimi

Şekil 16'da OFDM pilot sembollerinin dizilimi gösterilmiştir. Dizilim FBMC yapısına göre çok daha sade ve kolaydır.



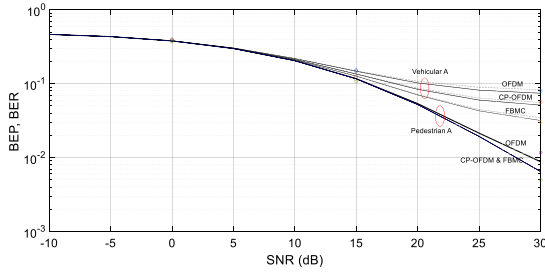
Şekil 17. İletim gücünün zamana göre değişimi

İletim gücünün zamana göre değişimi Şekil 17 ile gösterilmiştir. Yardımcı sembol kullanıldığında iletim gücündeki dalgalanmalar kodlama ve OFDM yapısına göre çok daha fazladır.



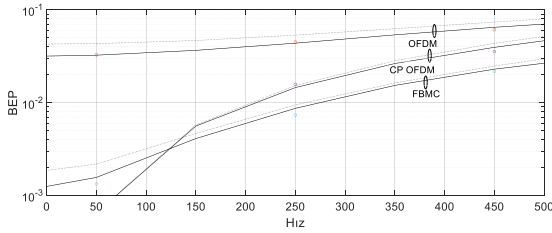
Şekil 18. Güç spektral yoğunluğu

FBMC kodlama ve yardımcı semboller ile OFDM'e ait güç spektral yoğunluğu Şekil 18'de verildiği gibidir. Şekilden OFDM'de güç dalgalanmasının FBMC'ye göre çok fazla olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 19. Vehicular A ve Pedestrian A kanalları için BER-SNR diyagramı

Şekil 19 ile Vehicular A ve Pedestrian A kanal yapıları için BEP-SNR diyagramı verilmiştir. Şekilden her iki kanalın aynı BER değeriyle -10 dB SNR değerinden başladığını ancak yüksek SNR değerlerinde Vehicular A kanal yapısının daha yüksek BER oranı sağladığı görülmüştür. Ayrıca Vehicular A kanal yapısında FBMC ile CP-OFDM arasında BER farkı gözlenirken Pedestrian A kanal yapısında bu fark görülmemektedir.



Şekil 20. Vehicular A kanalı için BEP-Hız diyagramı

BEP ile Vehicular A kanalının hızının değişimi Şekil 20 ile verilmiştir. CP olmadığı durumda OFDM en yüksek bit hata olasılığına sahipken, CP OFDM ve FBMC yapıları 250 km/h'a kadar daha düşük BEP değeri alırlar. Hız arttıkça CP OFDM ve FBMC metotları OFDM yaklaşır ama ulaşamaz.

7. Sonuçlar

Bu çalışmada yeni nesil haberleşme sistemlerinde artan hız ve daha yüksek bant genişliği gereksinimi nedeniyle giderek ilgi çekmeye başlayan FBMC yapısı ve geçmişte sıklıkla kullanılmış olan OFDM yapısı birçok özellikleri bakımından kıyaslanmıştır. Çok daha iyi spektral özellikler sağlamasından dolayı FBMC tekniğinin

OFDM'e oranla daha çok gelecek vaat ettiği gerçeği simülasyon sonuçlarıyla da desteklenmiştir. Öncelikle kapasite başarımı açısından FBMC tekniği gücünü ortaya koyarken, hem yardımcı sembol hem de kodlama tekniği ile mevcut imajiner girişimi yok edebildiğini de göstermiştir. Haberleşme kanallarının kalitesini ortaya koyan en önemli parametrelerden biri olan BER (BEP) oranı bakımından hem FBMC'de kullanılan teknikler kendi arasında hem de OFDM ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca farklı kanallar için de BER parametresi karşılaştırılmıştır. Son olarak ise farklı kanal hızları için yine BER oranı karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlardan yola çıkarak FBMC'in gelecek nesil haberleşme sistemlerinde öncelikle yer bulacağını gösterirken özellikle kodlama tekniğindeki karmaşıklık problemi çözüm bekleyen konular arasında görülmektedir. Ayrıca gerçek zamanlı uygulamalarda CSI bilgisi tam olarak bilinemeyeceği için yapılan pilot sembol yaklaşımının deneysel sonuçları gelecek çalışmalarda değerlendirilecek konular arasında yer almaktadır.

8. Kaynaklar

1. Veerananarayanareddy, C., Prabhakar, K., (2015). A novel BER analytical performance of DWT based OFDM using various channel over DFT based OFDM. International Journal of Engineering and Computer Science, **4**(9), 14313-14318.
2. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation, 3GPP Std. TS 36.211. [Online]. Available: <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36211.htm>.
3. IEEE Approved Draft Standard for IT-Telecommunications and Information Exchange Between Systems-LAN/MAN-Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer Specifications-Amd 4: Enhancements for Very High Throughput for operation in bands below 6GHz, IEEE Std. 802.11ac, Dec. 2013.
4. Ho, Z., Kim, K., Kim, C., Yun, Y.H., Cho, Y.H., Seol, J.Y., (2015). A QAM-FBMC space-time block code system with linear equalizers. IEEE Conference Publications, 1-5.
5. Stitz, T.H., Ihalainen, T., Viholainen, A., Renfors, M., (2010). Pilot-based synchronization and equalization in filter bank multicarrier communications. EURASIP Journal Advances in Signal Processing, 1-9.

6. Lele, C., Legouable, R., Siohan, P., (2008). Channel estimation with scattered pilots in OFDM/OQAM. IEEE 9th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), 286–290.
7. Kofidis, E., Katselis, D., Rontogiannis, A., Theodoridis, S., (2013). Preamblebased channel estimation in OFDM/OQAM systems: a review. *Signal Processing*, **93**(7), 2038–2054.
8. Nissel, R., Rupp, M., (2016). Bit error probability for pilot-symbol aided channel estimation in FBMC-OQAM. IEEE International Conference on Communications (ICC), Kuala Lumpur, Malaysia.
9. Zakaria, R., Ruyet, D.L., (2012). A novel filter-bank multicarrier scheme to mitigate the intrinsic interference: application to MIMO systems. *IEEE Trans. Wireless Communications*, **11**(3), 1112–1123.
10. Payar, M., Pascual-Iserte, A., Najar, M., (2010). Performance comparison between FBMC and OFDM in MIMO systems under channel uncertainty. *IEEE European Wireless Conference (EW)*.
11. Chevalier, P., Ruyet, D.L., Chauvat, R., (2016). Maximum likelihood alamouti receiver for filter bank based multicarrier transmissions”. *International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*.
12. Lele, C., Siohan, P., Legouable, R., Bellanger, M., (2008). CDMA transmission with complex OFDM/OQAM. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2008(18).
13. Lele, C., Siohan, P., Legouable, R., (2010). The alamouti scheme with CDMA-OFDM/OQAM”. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2010(1).
14. Zakaria, R., Ruyet, D.L., Bellanger, M., (2010). Maximum likelihood detection in spatial multiplexing with FBMC. *Processing Europa Wireless Conference*, 1038–1041.
15. Renfors, M., Ihalainen, T., Stitz, T.H., (2010). A block-Alamouti scheme for filter bank based multicarrier transmission. *Processing Europa Wireless Conference*, 1031–1037.
16. Lele, C., (2012). Iterative scattered-based channel estimation method for OFDM/OQAM. *EURASIP Journal Advanced Signal Processing*, 1–14.
17. Kofidis, E., Katselis, D., Rontogiannis, A., Theodoridis, S., (2013). Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: A review. *Signal Processing*, **93**(7), 2038–2054.
18. He, X., Zhao, Z., Zhang, H., (2012). A pilot-aided channel estimation method for FBMC/OQAM communications system. *Processing International Symposium Communication Information Technology (ISCIT)*, 175–180.
19. Javaudin, J.P., Jiang, Y., (2008). Channel estimation in MIMOOFDM/OQAM. *Processing IEEE 9th Workshop Signal Processing Advanced Wireless Communication. (SPAWC)*, 266–270.
20. Zakaria, R., Ruyet, D.L., (2010). On maximum likelihood MIMO detection in QAM-FBMC systems. *Processing IEEE 21st International Symposium Pers. Indoor Mobile Radio Communication (PIMRC)*, 183–187.
21. Nam, H., Choi, M., Han, S., Kim, C., Choi, S., Hong, D., (2016). A new filter-bank multicarrier system with two prototype filters for QAM symbols transmission and reception. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 15(9).
22. Bellanger, M., (2010). FBMC physical layer: A primer. *PHYDYAS FP7 Project Document*.
23. Nee, R.V., Prasad, R., (2000). *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House Publishers, Boston.
24. Li, X., Cimini, L.J., (1998). Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. *IEEE Communication Letter*, **2**(5), 131–133.
25. Sakran, H., Shokair, M., Abou Elazm, A., (2008). PAPR reduction technique of OFDM signals using μ -Law compander. *IEEE Symposium on Wireless Communication System, ISWCS08*, 386–390.
26. Wang, X., Tjhung, T.T., Ng, C.S., (1999). Reduction of peak to average power ratio of OFDM system using a companding technique. *IEEE Transactions on Broadcasting*.
27. Hara, S., Prasad, R., (2003). *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Norwood, MA: Artech House.
28. Acar, Y., Dogan, H., Panayirci, E., (2015). Spline based channel estimation for STBC-SM systems over fast-varying rician fading channels. *23th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 188–191.
29. Atila, O., (2016). Dikgen frekans bölmeli çoklu erişim sistemlerinde kanal kestirimi ve performans analizi. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Türkiye.
30. Nissel, R., Caban, S., Rupp, M., (2015). Closed form capacity expression for low complexity BICM with uniform inputs. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Hong Kong, China.

İki Boyutlu Baraj Yıkılma Modellemesi; Sürgü Barajı Örneği

Ö. Faruk DURSUN¹, Enes GÜL^{2*}

^{1,2}İnönü Üniversitesi İnşaat Mühendisliği Bölümü, 44280 Malatya
faruk.dursun@inonu.edu.tr¹, enes.gul@inonu.edu.tr²

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Ekonomik gelişmenin bir göstergesi olan barajlar, ciddi finansman kaynakları ile inşa edilmektedir. Rezervuarında topladığı büyük su hacimleri ile tarımsal sulama, içme suyu temini, enerji üretimi ve rekreasyon alanı oluşturma gibi amaçlarla kullanılmaktadırlar. Türkiye’de yapımı devam eden birçok baraj inşaatı bulunmaktadır. Türkiye’de 1950 yılına kadar sadece 3 adet baraj inşa edilmiştir. 1950-1960 yılları arasında ise 12 baraj daha inşa edilmiştir. Sürgü Barajı Türkiye’nin Doğu Anadolu Bölgesi’nde, Malatya ilinden 53 km uzaklıkta, Sürgü Çayı üzerinde yer almaktadır. 1963-1969 yılları arasında yapılan Sürgü Barajı toprak dolgu tipindedir. Sürgü Barajı 55m gövde yüksekliğine ve 690 m kret uzunluğuna sahiptir. Baraj yıkılma olayları büyük miktarlarda can ve mal kayıplarına sebep olabilmektedir. Literatürde baraj yıkılması sonucu oluşacak taşkın bir, iki ve üç boyutlu çözümleri için birçok yazılım önerilmiştir. Bu yazılımlar yardımıyla baraj yıkılmaları sonucu oluşabilecek taşkın yayılım haritaları nümerik olarak tahmin edilebilmektedir. Bu çalışmada, 2 boyutlu zamanla değişen akım analizleri yapabilen HEC-RAS yazılımı kullanılmıştır. Çalışma alanı olarak seçilen Sürgü Barajı’nın yıkılması durumunda oluşacak taşkın yayılım haritaları elde edilmiştir. Sonuç olarak, Sürgü Barajı mansabında bulunan yerleşim birimlerinin ve tarım arazilerinin baraj yıkılmasından nasıl etkilenebileceği tahmin edilmeye çalışılmıştır.

Anahtar kelimeler: Baraj Yıkılması, Sürgü Barajı, İki Boyutlu Modelleme, HEC-RAS

Two Dimensional Dam Break Modelling; A Case Study of Sürgü Dam

Abstract

Dams, which are a sign of economic development, are being built with substantial financing resources. They are used in areas such as agricultural irrigation, drinking water supply, energy production and recreation area with large water volumes collected in reservoirs. Today continues the construction of several dams in Turkey. In Turkey until 1950 only 3 dams were built. Between 1950 and 1960, 12 more dams were built. Sürgü Dam in Turkey's Eastern Anatolia region, 53 km from Malatya province, is located on the Sürgü stream. Sürgü Dam has 55 m height and 690 m crest length. Dam break events can lead to loss of life and property in large quantities. Many software for flood in one, two and three dimensional solutions have been proposed in the literature as a result of dam collapse. With the help of these software, flood propagation maps which can be the result of dam collapse can be estimated numerically. In this study, HEC-RAS software is used which can perform current analysis with two dimensional unsteady flow. It was tried to obtain flood propagation maps which would be formed in case of the demolition of the Sürgü Dam, which was selected as the study area. As a result, it has been tried to estimate how settlement units and agricultural lands downstream of Sürgü Dam can be affected by dam break.

Keywords: Dam Break, Sürgü Dam, Two Dimensional Modelling, HEC-RAS

1. Giriş

Yenilenebilir enerji kaynakları arasında bulunan barajlar, rezervuarlarında biriken su ile tarımsal sulama, içme suyu temini, taşkın önleme ve enerji üretme gibi amaçlar için inşa edilmektedir[1]. Türkiye son 10 yılda birçok baraj inşaatı yapmıştır. Türkiye’nin enerji ihtiyacı her yıl ortalama %8-10 arasında artmaktadır. Artan enerji ihtiyacını karşılamak amacıyla barajlar,

doğalgaz ve kömürden sonra en önemli enerji kaynağı haline gelmiştir[2]. Ayrıca tarımsal sulama ve içme suyu temini için de birçok gölet inşa edilmiştir. Son yıllarda baraj güvenliği konusu halkın dikkatini çekmiştir. Çünkü baraj ya da bent yıkılmalarının neden olduğu sel baskınları, özellikle yoğun nüfuslu bölgelerde can ve mal kayıplarıyla birlikte yıkıcı felaketlere neden olabilmektedir. Örneğin, ABD’de Katrina kasırgası sırasında 2005’te New Orleans’taki

bentlerin yıkılması 100-200 milyar \$ zarara ve 1600 kişinin ölümüne yol açmıştır[3]. Dünya’da birçok ülke baraj yıkılma afetleri için çalışmalar yapmaktadır. ABD’de Federal Acil Eylem Yönetimi Ajansı (FEMA) baraj yıkılmaları için risk analizleri, acil eylem planları ve taşkın yayılım haritaları oluşturma konusu üzerine çalışmalar yapmaktadır[4]. Türkiye’de de baraj yıkılmaları konusunda Devlet Su İşleri Genel Müdürlüğü (DSİ) için birçok çalışma yapmıştır[5,6].

900 baraj yıkılması üzerine istatistiki yapılan bir çalışmaya göre en çok baraj yıkılma probleminin karşılaşıldığı baraj gövde tipi, dolgu baraj olarak tespit edilmiştir[7]. Dolgu barajların yıkılma sebepleri arasında en önemli olanları sırasıyla; baraj üzerinden suyun aşması, baraj gövdesi içerisinde yaşanan erozyon (borulanma) ve baraj temelinden kaynaklı problemlerdir[8].

Literatürde mevcut çalışmalar incelendiğinde, baraj yıkılma modellemesi üzerine birçok araştırmaya rastlanmıştır[9–12]. Türkiye’de bulunan Kestel Barajının tek boyutlu modeli, DAMBRK adlı nümerik modelleme yapabilen bir program aracılığıyla

oluşturulmuştur. Barajın mansabında seçilen altı en kesit için pik taşkın debileri, taşkın kotları ve bunların oluşum zamanları belirlenmiştir[5]. Elçi ve diğerleri yerleşim yerlerine yakın bulunan Alibey ve Porsuk Barajları için yıkılma analizleri HEC-RAS ve FLO-2D yazılımları kullanılarak yapmışlardır. Bu çalışmada ayrıca binalar için pürüzlülük haritaları çıkarılmış ve rezervuar hacimlerini doğru belirleyebilmek için batimetri haritalarından faydalanılmıştır[13]. Joshi tarafından 2 Boyutlu modelleme için Hec-Ras programı kullanılarak Hindistan’da bulunan 35 m yüksekliğindeki Vir Barajı’nın yıkılması modellenmiştir. 30 m çözünürlükte harita verisi kullanılmış ve 7000 m³/s’lik pik taşkın debisinin olduğu ifade edilmiştir[14]. Literatürde baraj yıkılmaları için birçok hidrodinamik modelleme ve deneysel çalışmaya rastlamak mümkündür[16–18]. Baraj yıkılmalarının zamansal gelişimi, oluşacak taşkın hidrografi ve bunların matematiksel modellenmesi için belirli parametrelerden faydalanılmaktadır. Tablo 1’de dünyada yıkılan bazı barajların bilgileri verilmiştir.

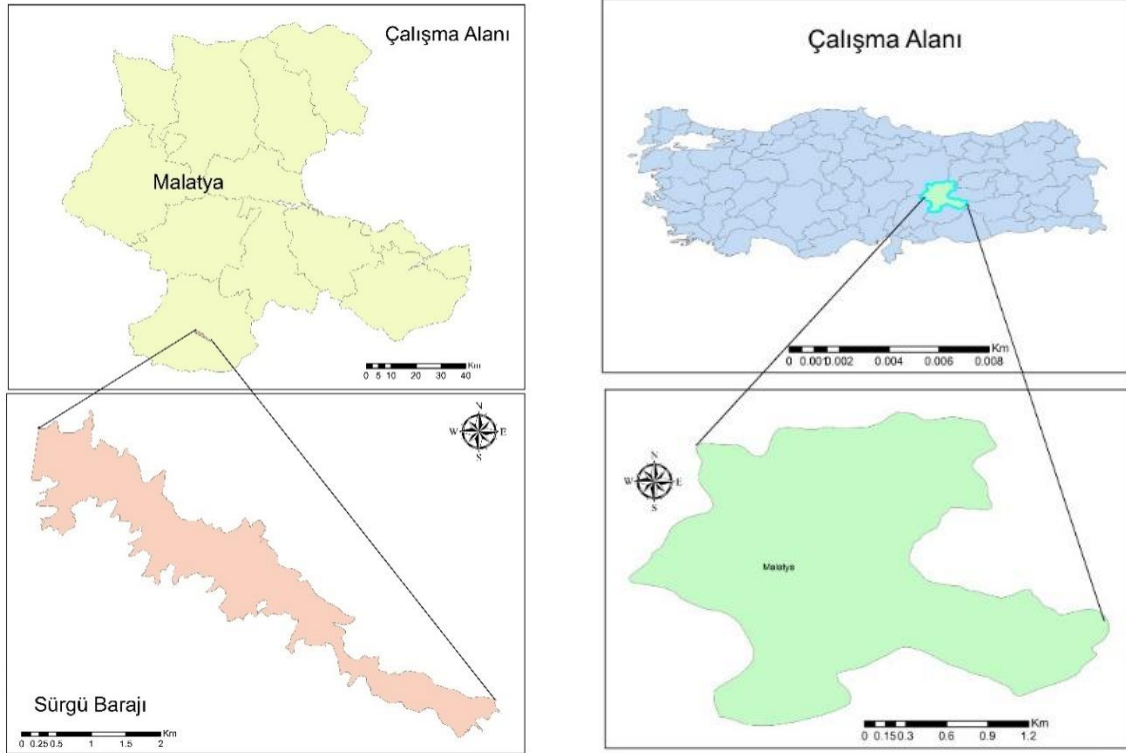
Tablo 1. Baraj yıkılma örnekleri [15]

Baraj İsmi	İnşaatı bittiği baraj yıkıldığı yıl	Baraj yüksekliği (m)	Rezervuar hacmi *10 ⁶ (m ³)	Yıkılma sonrası pik debi (m ³ /s)
Apishapa, ABD	1920/1933	34	20.5	6850
Baldwinhills, ABD	1951/1963	49	1.1	1110
Breadfield, İngiltere	1863/1864	29	3.2	1115
BuffaloCreek, ABD	1972/1972	14	0.6	1420
Euclides de Cunha, Brazil	1958/1977	53	13.6	1020
Oros, Brezilya	1960/1960	35.5	650	11500
Teton, ABD	1972/1976	93	356	66000

2. Baraj Yıkılma Modeli

1920-1950 yılları arasında Türkiye’de toplam 3 adet baraj inşa edilmiştir. Sonrasında baraj inşaatlarında büyük bir ivme gösterilmiş ve 1950-1960 yılları arasında 9 baraj inşa edilmiştir. [19]. Sürgü Barajı 1953 yılında Malatya ili Su İşleri Teşkilatı tarafından Su İşleri Teşkilatı Genel Müdürlüğü’ne önerilmiştir. Sürgü Barajı 1963-1969 yılları arasında inşa edilmiştir. Şekil 1’de de gösterildiği gibi, çalışma alanı Türkiye’nin Doğu

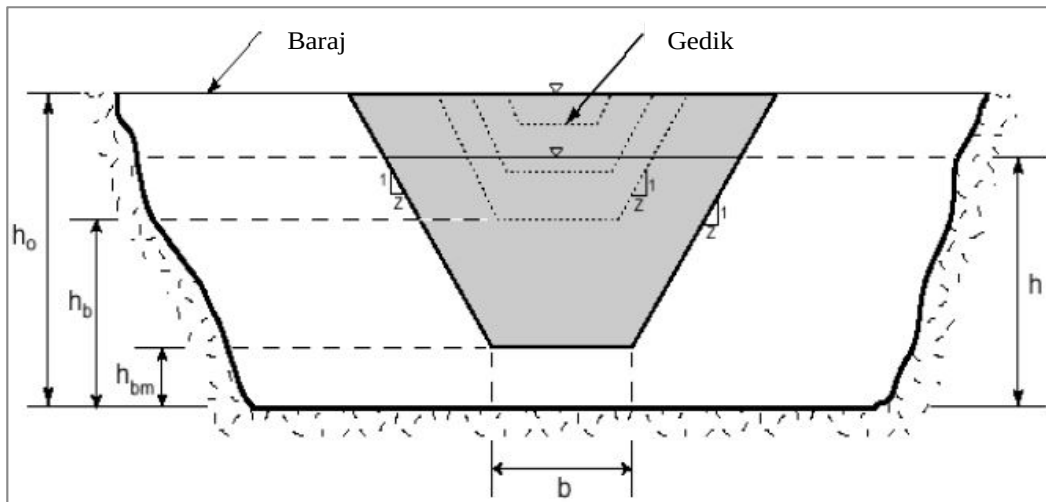
Anadolu Bölgesi’nde, Malatya ilinden 53 km uzaklıkta, Sürgü Çayı üzerinde, 38° 2’ 6” Kuzey ile 37° 52’ 46” Doğu enlemindedir. İki boyutlu modelleme için 20 m x 20 m boyutlarında karelej oluşturulmuştur. Model için kullanılan harita, USGS (ABD Yerbilimsel Araştırma Kurumu) 10 m sayısal yükseklik haritasında kullanılarak oluşturulmuştur. Haritaların projeksiyonu ‘UTM-WGS 1984-Northern Hemisphere’ (Kuzey Yarımküre) ve ‘zone 36N.prj’ olarak seçilmiştir.



Şekil 1. Çalışma alanı yeri (Sürgü Barajı)

Şekil 2’de gösterildiği üzere baraj gediklenme şekli toprak ve kaya dolu barajlar için trapez olarak kabul edilmiştir. Gediklenmenin başladığı an ile gedik oluşumunun bittiği an arasında geçen süre Baraj yıkılma zamanı olarak ifade edilmiştir. Baraj kreti üzerinden su aşması durumunda oluşan yıkılmalar için yıkılmanın başlama süresi, gediklenmenin kretin memba yüzüne ulaşmasıyla başlar. Ayrıca insanları uyarma ve bölgeyi boşaltma amaçlı olarak gedik başlama zamanı tanımı

verilmektedir. Gedik başlama zamanı, insanların uyarılmasını ve bölgenin boşaltılmasını düşündürecek kadar önemli miktarda suyun barajın üzerinden veya gövdesinden ilk kez akması durumunda başlar ve gedik oluşumu başladığında biter[11]. Bu çalışmada gediklenme taban genişliği 92 m, gediklenme sağ ve sol eğimleri 1:1 ve gediklenme yüksekliği 28 m olarak seçilmiştir. Baraj gediklenme süresi 1,36 saat olarak seçilmiştir.



Şekil 2. Baraj gediklenme şekli [11]

Sürgü Barajı tarımsal sulama amacıyla kullanılmaktadır. Sürgü barajı inşaatı sonrasında bölgede elma üretiminde artışlar meydana gelmiştir. Tablo 2’de Barajın bazı teknik

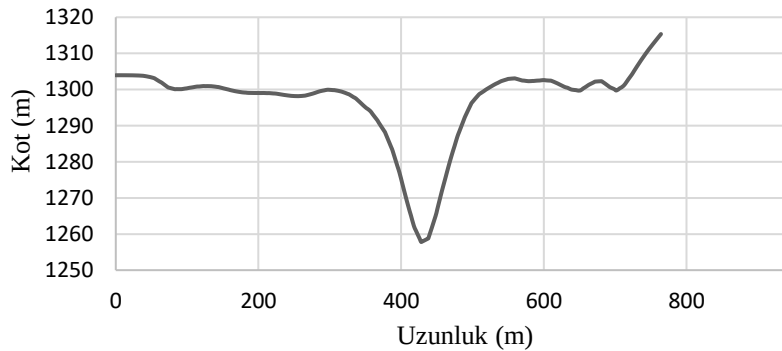
özellikleri ve iki boyutlu yıkılma modeli parametreleri verilmiştir. Barajın mansabında tarım arazileri ve bazı yerleşim birimleri bulunmaktadır.

Tablo 2. Sürgü Barajı bazı teknik özellikleri ve yıkılma parametreleri

Yıkılma Taban Genişliği	92 m
Yıkılma Gelişim Zamanı	1,36 (saat)
Baraj Kret Kotu	1314 m
Baraj Yıkılma Kotu	1282 m
Yıkılma Türü	Baraj Gövdesi Üzerinden Aşma
Çözüm Denklemi	Diffusion Wave Denklemleri
Baraj Yüksekliği	55 m
Rezervuar Hacmi	60.10^6 m^3
Baraj Tipi	Toprak Dolgu

Bu çalışmada, Doğu Anadolu Fay zonuna kuş uçuşu mesafesi yaklaşık olarak 15 km olan Sürgü barajının, deprem veya farklı bir nedenle yıkılması durumunda oluşabilecek zararların boyutları sayısal olarak araştırılmıştır. Baraj yıkılması çalışması için Amerikan Hidrolojik Mühendislik Merkezi (HEC) tarafından geliştirilen HECRAS 5.03 yazılımı kullanılmıştır. Sürgü Barajı yıkılma senaryosu baraj kreti üzerinden suyun aşması dikkate alınarak üretilmiştir. Baraj yıkılması; akımın haznede ötelenmesi ve baraj yıkılma parametrelerinin belirlenmesi olarak iki aşamada

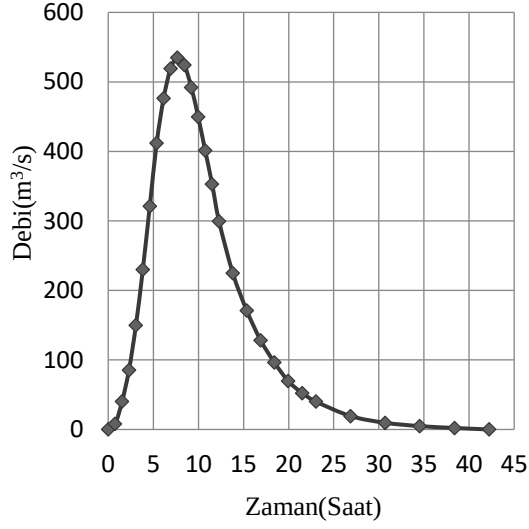
gerçekleştirilmiştir. Birinci aşamada, yazılım tarafından Sürgü barajı haznesine giren taşkın pikinin taşkın öteleme hesabına göre hazneden çıkış değerleri belirlenmiştir. İkinci aşama ise barajın yıkılmaya başlamasıyla birlikte meydana gelecek gediklenme parametrelerinin belirlenmesidir. Baraj gediklenme parametrelerinin belirlenmesi zordur. Bunun için literatürde birçok ampirik formül önerilmiştir. Bu çalışmada HECRAS yazılımı ortamında Froehlich’in bir takım deneysel çalışmalar sonucu dikey olmayan trapez gedikler için önerdiği ampirik formülleri kullanılmıştır[20].



Şekil 3. Baraj gövdesinin inşa edildiği akarsu en kesiti

Baraj gövdesinin inşa edildiği akarsu en kesiti Şekil 3’te verilmiştir. Baraj rezervuarına giren taşkın hidrografi ise Şekil 4’te

gösterilmiştir. Sürgü Çayında Pik debi 8. saatte ve $560 \text{ m}^3/\text{s}$ olarak meydana gelmiştir.

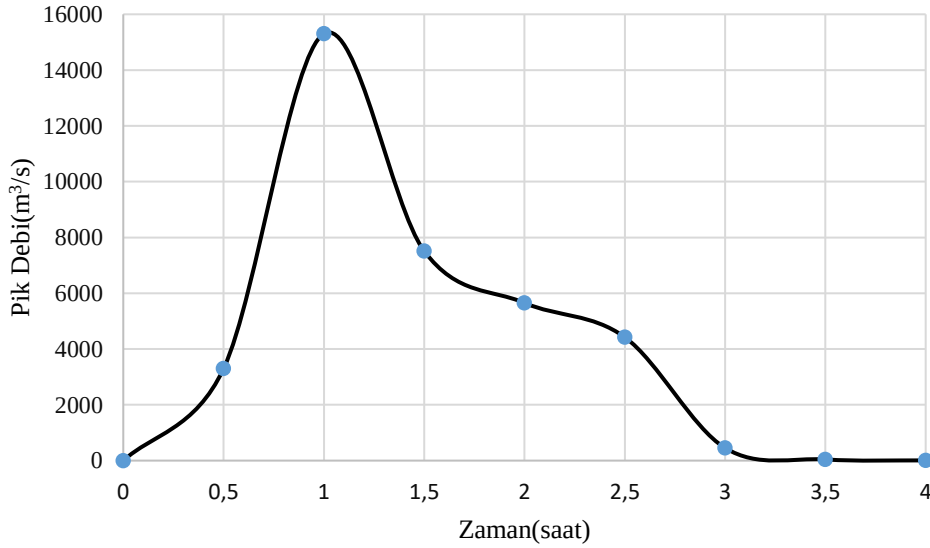


Şekil 4. Sürgü Barajı gölüne giren taşkın hidrografı

3. Bulgular ve Tartışma

Şekil 5'te Sürgü barajının yıkılması durumunda barajın hemen mansabında oluşması tahmin edilen hidrograf eğrisi verilmiştir. Buna göre yaklaşık 1 saatlik sürede pik debiye ulaşılması ve pik debinin $15300 \text{ m}^3/\text{s}$ değerinde

olması tahmin edilmektedir. 3,8 saatlik süre sonunda ise hidrografın taban süresinin sona erdiği görülmektedir. Aynı grafikten hidrografın yükselme ve alçalma eğrisinin oldukça dik eğimde olduğu, çekilme eğrisinin daha yatık ve kısa süreli olduğu görülmektedir.



Şekil 5. Baraj yıkılma sonrası hidrografın şekli

Şekil 6'da Sürgü barajının yıkılması durumunda taşkın dalgasının dere yatağı boyunca ilerleme süreleri gösterilmiştir. Buna göre, taşkın piki barajın mansabında 2,1 km mesafede bulunan

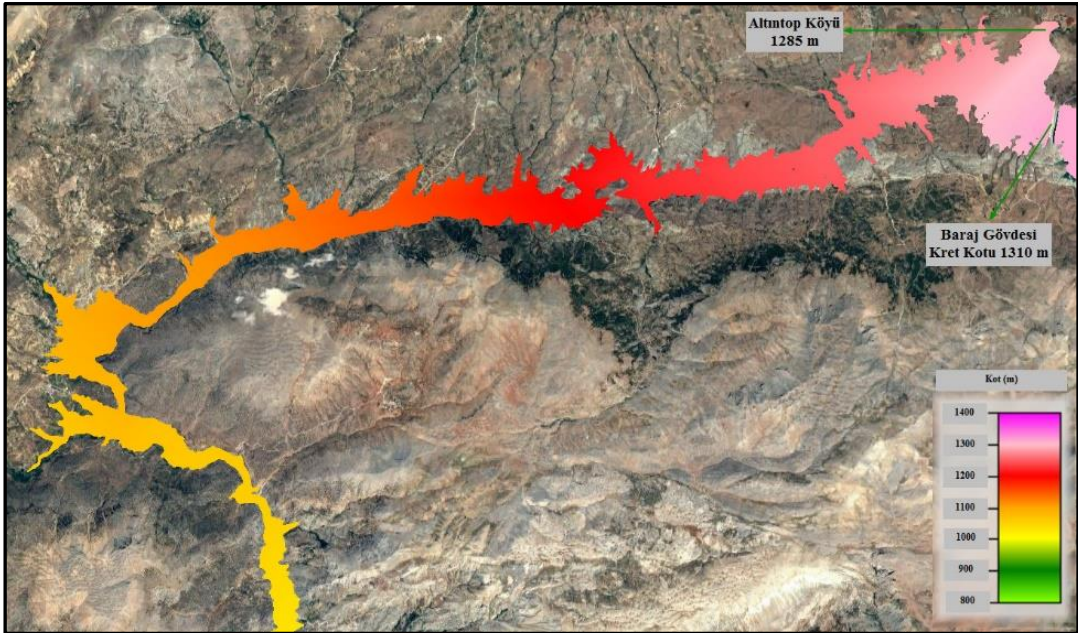
Altıntop köyüne yaklaşık olarak 3 saatlik bir sürede ulaşmaktadır. 20 km mansapta bulunan Kapıdere köyüne ise 24 saatte ulaşmaktadır.



Şekil 6. Sürgü barajının yıkılması durumunda taşkın dalgasının ilerleme süreleri

Şekil 7, Sürgü Barajının yıkılması halinde oluşacağı tahmin edilen en yüksek su yüzü kotlarının oluşturacağı sınırları göstermektedir. Buna göre oluşması muhtemel maksimum su kotunun 1285 m olması beklenmektedir. Baraj mansabında bulunan Altıntop köyünün 6,53 ha'lık kısmı ve baraj mansabında bulunan 3 km²'lik tarım arazilerinin su altında kalacağı

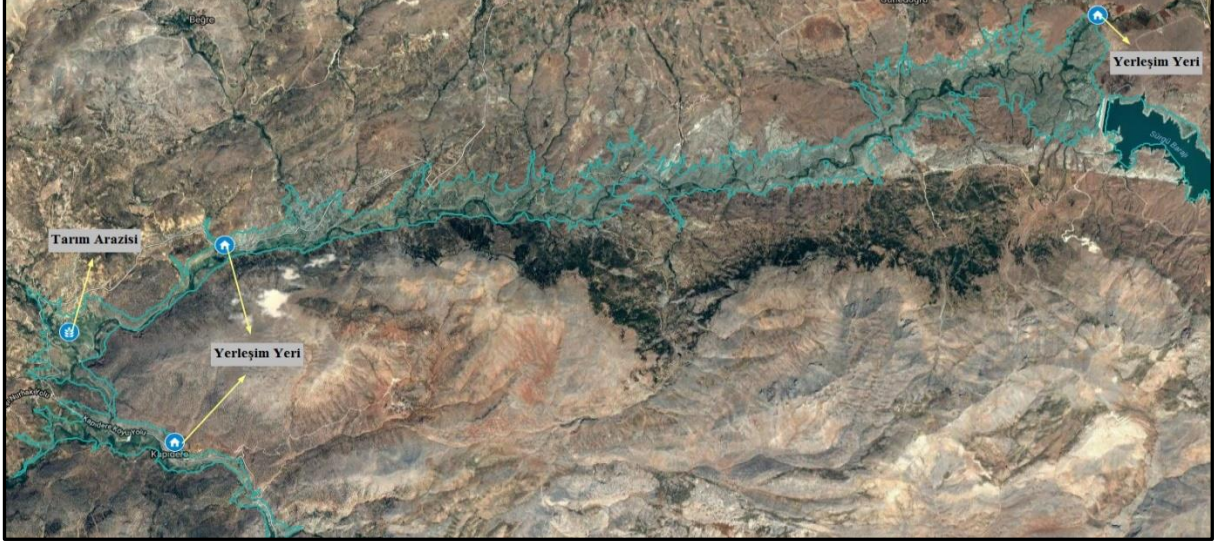
tahmin edilmektedir. Altıntop köyü nüfusu dikkate alınırsa, barajın yıkılması halinde yaklaşık olarak 200 kişinin risk altında olabileceği ifade edilebilir. Daha mansapta ise Kapıdere köyünde yaklaşık 800 kişinin etkileneceği tahmin edilmektedir. Ayrıca birçok köy yolu da su altında kalabilecektir.



Şekil 7. Sürgü Barajının yıkılması halinde oluşacağı tahmin edilen su yüzü kotları

Sürgü barajının yıkılması halinde oluşacağı tahmin edilen taşkın sınırları Şekil 8’de gösterilmiştir. Bu sınırlara göre afet durumunda köylere ulaşım için kullanabilecek olası köy yollarının büyük bir kısmının su altında

kalabileceği görülmüştür. Özellikle dere yatağı içerisinde barajın mansabı boyunca birçok ev olduğu tespit edilmiştir. Bu yerleşim birimlerinin olası bir afet halinde hazırlıklı olması için acil eylem planlarının hazırlanması gerekmektedir.



Şekil 8. Sürgü Barajının yıkılması halinde oluşacağı tahmin edilen taşkın sınırları

4. Sonuçlar

Bu çalışma, Doğu Anadolu Fay zonuna kuş uçuşu mesafesi yaklaşık olarak 15 km olan Sürgü barajının, deprem veya farklı bir nedenle yıkılması durumunda oluşabilecek zararların boyutları ortaya koymak amacıyla yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar, böyle bir felaketin yaşanması durumunda özellikle yerleşim birimlerinde can kaybının yaşanmaması için risk bölgelerini göstermektedir. Risk bölgelerinde yaşayan insanların taşkın dalgası henüz gelmeden önce uyarılması oldukça önemlidir. Bu çalışma ile HEC-RAS yazılımı kullanılarak iki boyutlu baraj yıkılması modellemesi yapılarak risk haritaları oluşturulmuştur. Elde edilen sonuçlar aşağıda belirtilmiştir.

- Sürgü barajının yıkılması durumunda baraj mansabında yaklaşık olarak 31 km² lik bir alan taşkın sularından etkilenebilir.
- Sürgü barajının mansabında bulunan yerleşim alanları olan Altıntop köyünün yaklaşık olarak 1/3 lük kısmı (6,53 ha) ile Kapıdere köyünün büyük bir bölümü su altında kalabilecektir.

- Toplamda yaklaşık olarak 3 km² lik tarım arazisi zarar görebilecektir.
- En büyük taşkın seviyesi Altıntop köyüne 3 saatlik Kapıdere köyüne ise 24 saatlik bir sürede ulaşabilecektir.
- Sürgü barajının aniden yıkılması halinde barajın hemen mansabında oluşabilecek pik debi değeri 15300 m³/s değerine ulaşabilecektir.
- Bu barajın yıkılması sonucunda toplamda yaklaşık olarak 1000 kişinin taşkın felaketine maruz kalabileceği tahmin edilmektedir.

Sonuç olarak, baraj yıkılması afetleri için ülkemizde acil eylem planları hazırlanmalıdır. Baraj yıkılmaları çalışmalarının daha hassas haritalar kullanılarak yapılması halinde daha kesin sonuçlar elde edilecektir.

5. Kaynaklar

1. Altınbilek, D. (2002) The Role of Dams in Development. *Int. J. Water Resour. Dev.*, **18** (1), 9–24.
2. Erdogdu, E. (2011) An analysis of Turkish hydropower policy. *Renew. Sustain. Energy Rev.*

- 3.Seed, R.B., Bea, R.G., Abdelmalak, R.I., Athanasopoulos, A.G., Boutwell Jr, G.P., Bray, J.D., Briaud, J.-L., Cheung, C., Cobos-Roa, D., and Cohen-Waeber, J. (2006) Investigation of the Performance of the New Orleans Flood Protection System in Hurricane Katrina on August 29, 2005: Volume 2. *Indep. Levee Investig. Team Final Rep.*, 2.
- 4.Federal Guidelines for Dam Safety (2004) Federal Guidelines for Dam Safety. *Management*, (April).
- 5.BOZKUŞ, Z. (2015) Afet Yönetimi İçin Baraj Yıkılma Analizleri. *Tek. Dergi*, **15** (74).
- 6.Dincergok, T. (2007) The Role of Dam Safety in Dam-Break Induced Flood Management. *Proc. Int. Congr. River Basin Manag.*, 682–697.
- 7.Zhang, , L.M., Xu, Y., and Jia, J.S. (2007) Analysis of earth dam failures -A database approach. *ISGSR2007*.
- 8.ICOLD (1995) Dam Failures Statistical Analysis, ICOLD, Bulletin 99 Paris.
- 9.Alcrudo, F., and Mulet, J. (2007) Description of the Tous Dam break case study (Spain). *J. Hydraul. Res.*, **45** (sup1), 45–57.
- 10.Begnudelli, L., and Sanders, B.F. (2007) Simulation of the St. Francis dam-break flood. *J. Eng. Mech.*, **133** (11), 1200–1212.
- 11.Bozkuş, Z., and Bağ, F. (2011) Çınarcık Barajının sanal Yıkılma Analizleri. *İMO Teknik Dergi*, 5675–5688.
- 12.Bozkuş, Z., and Kasap, A. (1998) Comparison of Physical and Numerical Dam-Break Simulations. *Tr. J. Eng. Environ. Sci.*, **22**, 429–443.
- 13.Elçi, Ş., Tayfur, G., Haltaş, İ., and Kocaman, B. (2017) Baraj yıkılması sonrası iki boyutlu taşkın yayılımının yerleşim bölgeleri için modellenmesi. *İMO Tek. Dergi.* (7955-7975), 482.
- 14.Joshi, M.M. (2017) Study of Two Dimensional Dam Break Analysis Using HEC- RAS for Vir Dam. *International J. Eng. Technol. Sci. Res.*, **4** (8), 982–987.
- 15.Singh, V.P., and Scarlatos, P.D. (1988) Analysis of gradual earth-dam failure. *J. Hydraul. Eng.*, **114** (1), 21–42.
- 16.Çağatay, H., and Kocaman, S. (2009) Baraj yıkılması Taşkın Dalgalarının Mansapta oluşturacağı Su Yüzü Profillerinin İncelenmesi. *Ç.Ü.Müh.mim.fak.Dergisi*, **24**.
- 17.WANG, L., and PAN, C. (2015) An analysis of dam-break flow on slope. *J. Hydrodyn. Ser. B*, **26** (6), 902–911.
- 18.Ackerman, C.T., Fleming, M.J., and Brunner, G.W. (2008) Hydrologic and hydraulic models for performing dam break studies. *World Environ. Water Resour. Congr. 2008 Ahupua'a*, 1–11.
- 19.Demir, A. (2001) Su ve DSİ tarihi, Devlet Su İşleri Vakfı Yayınları, 153 s.
- 20.Froehlich, D.C. (2008) Embankment dam breach parameters and their uncertainties. *J. Hydraul. Eng.*, **134** (12), 1708–1721.

Metal İşleme Tesis Aydınlatmasında Led Lamba Ve Floresan Lamba Karşılaştırılması

Canan PERDAHÇI

Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Umuttepe Yerleşkesi
41380 İzmit / KOCAELİ
perdahci@kocaeli.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Enerji verimliliği, günümüzde çoğu zaman düşük güç tüketimi olarak değerlendirilse de, aydınlatılacak olan ortamın gerekli olan aydınlık düzeyini değiştirmeden tüketilen enerji miktarının azalması şeklinde tanımlanmalıdır. Enerji tasarrufu alternatif ışık kaynakları ile aydınlatma yapılan ortamın insan fizyolojisi için gerekli aydınlık düzeyini değiştirmeden aynı aydınlatma koşullarının sağlanmasıdır. Bu çalışmada enerji verimliliği konvansiyonel lambalı armatürlerin yerine LED lambalı armatürlerin yüksek ışık akı değerleri ve düşük güç tüketimleri ile sağlanmıştır. Ayrıca ışık kaynaklarının tercihlerinde ışık akıları, etkinlik faktörleri, ömürleri gibi özelliklerinin yanı sıra güç verimliliklerinin de önemi belirtilmiştir. Işık yayan diyot (LED) lambalar ile floresan lambaların enerji verimliliği açısından karşılaştırılması bir metal işleme tesisinde yapılmış olan simülasyon çalışması ile incelenmiştir. Floresan lamba ile LED lambalar aydınlatma hesapları ve enerji tüketim miktarları açısından karşılaştırılmıştır. Standartlarda belirtilen aydınlık düzeyleri korunarak konvansiyonel lambaların yerine LED lambalar kullanarak daha az enerji tüketimi sağlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Metal İşleme Tesis Aydınlatması, LED, Enerji Verimliliği

Comparison Of Led Lamp And Fluorescent Lamp In Metal Processing Plant Lighting

Abstract

Although energy efficiency is often considered to be low power consumption today, it should be defined as reducing the amount of energy consumed without changing the required level of illumination. Energy saving is to provide the same lighting conditions without changing the level of illumination required for human physiology of the illuminated environment with alternative light sources. In this study, energy efficiency is ensured by high luminous flux values of LED luminaires and low power consumptions instead of conventional lamp luminaires. In addition, in light of the preferences of light sources, light fluxes, efficiency factors, lifetime, as well as the importance of power efficiency is specified. The comparison of light emitting diode (LED) lamps and fluorescent lamps in terms of energy efficiency was investigated by a simulation study conducted in a metal processing plant. LED lamps with fluorescent lamps were compared in terms of lighting calculations and energy consumption amounts. By maintaining the light levels specified in the standards, less energy consumption is achieved by using LED lamps instead of conventional lamps.

Keywords: Metal Processing Plant Lighting, LED, Energy Efficiency

1. Giriş

Enerji tasarrufu, günümüzde endüstriyel tesislerin aydınlatılmasında önemli bir yere sahiptir. Enerji tasarruflu bir aydınlatma stratejisi ile enerji tüketimi en aza indirgenebilir. Bu nedenle düşük güç tüketen aydınlatma armatürleri kullanılarak gerekli aydınlatma seviyeleri korunacak şekilde yapılacak olan doğru aydınlatma ile tasarruf elde edilir. Endüstriyel

tesislerde yapılacak olan doğru aydınlatma tasarımı ile çalışan performanslarının ve tesisin karlılığı üzerindeki etkiyi arttırmanın mümkün olduğu yapılan çalışmalarla ortaya konmuştur.

Endüstriyel tesis, ofis, büro, atölye gibi çalışma alanlarındaki aydınlatmanın kalitesi, çalışanların performans, güvenlik ve ergonomilerini doğrudan etkiler. Literatürde endüstriyel ortamda aydınlatmanın üretkenlik üzerindeki etkisinin ölçüldüğü birkaç çalışma

bulunmaktadır: Bu çalışmalara örnek olarak; Finlandiya’da bulunan bir armatür fabrikasında çalışanların iş istasyonu kontrol edilebilir yeni bir aydınlatma sistemi ile yenilenmiştir.

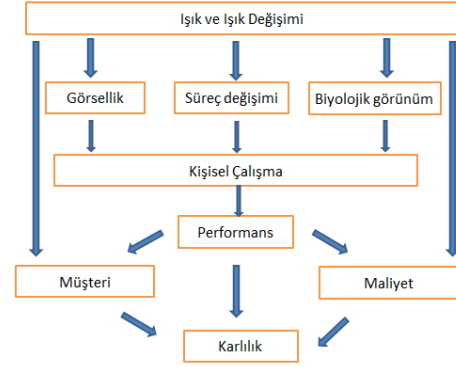
Revizyondan önceki aydınlatma sisteminde aydınlık düzeyi sabit olup, kontrol edilemiyordu. Yeni sistemde her kullanıcı, 100 lüx ile 3000 lüx aralığında aydınlatma seviyesini isteğine göre ayarlayabiliyordu. Test grubunun üretkenliği (bu durumda montaj süresi), 700 lüx’lik bir işyeri aydınlatma seviyesi ile aydınlatılan bir referans grubunun üretkenliği ile karşılaştırıldı. Test grubunun verimliliğinin, referans gruba göre % 4,6 arttığı gözlemlenmiştir.

İkinci örnek çalışma ise Almanya’da bir armatür imalat tesisinde gerçekleştirildi. Çalışanların işyerlerinde yeni, kontrol edilebilir bir aydınlatma sistemi sağlanarak, 250 lüx genel aydınlatma seviyesine ek olarak, aydınlatma seviyesi 100 lüx ile 900 lüx arasında ayarlanabilir bir duruma getirildi. Aydınlatmanın renk sıcaklığı 3500K veya 4400K arasında seçilebilir özellikteydi. Açılıştaki aydınlatma durumu, aşağıdaki kombinasyonlar kullanılarak birkaç haftalık aralıklarla değiştirilmiştir: düşük renk sıcaklığı ile yüksek düzeyde aydınlatma, daha yüksek renk sıcaklığı ile yüksek düzeyde aydınlatma, yüksek renk sıcaklığı ile düşük aydınlatma seviyesi ve düşük renk sıcaklığı ile düşük seviyelerde aydınlatma. Kullanıcılar renk sıcaklığını değil, aydınlatma seviyesini değiştirebilir durumdaydılar. Sonuç, kullanıcılar tarafından seçilen aydınlık seviyelerinin daha yüksek renk sıcaklıklarında %5 daha yüksek olmasıydı. Üretkenlik (montaj süresi) her biri önceden ayarlanmış açılış için kaydedildi. Bu çalışmada, daha yüksek renk sıcaklığının üretkenlik üzerinde olumlu bir etkiye sahip olduğu (% 5.7) sonucu elde edilmiştir. [1]

Bu çalışmaların çoğu eski olmasına rağmen halen bu alanda ilginç olarak kabul edilen, aydınlatma kalitesi ve aydınlık düzeyindeki iyileştirmenin, çalışanların performansını arttırdığını ve iş kazalarını azalttığını kanıtlamış çalışmalar olmasıdır. Çoğu araştırmada aydınlatma seviyesi artırılmış ve üretimin verimlilik üzerindeki etkisi ölçülmüştür. Bildirilen verimlilik artışları %50 gibi oldukça büyüktür. Bazı çalışmalarda sadece aydınlatma değil, aynı zamanda üretkenliği etkileyebilecek diğer faktörler de değiştirilmiştir. Aydınlık seviyesine

ek olarak ışığın spektral ve mekânsal dağılımları da önemli kalite faktörlerindendir. [2]

Çalışanların performansının ticari karlılık üzerinde doğrudan etkisi endüstriyel alanlar için modellenmiştir. Endüstriyel tesislerde ışık ve aydınlatma değişiminin işletmelerin karlılığı üzerine etkisini gösteren model aşağıdaki gibidir:



Şekil 1. Aydınlatma Değişiminin Karlılık Üzerine Etkisi

İşyerine yeni aydınlatma sistemi yerleştirilmesi, orada çalışan insanların performanslarını modelde görülen aşağıdaki mekanizmalarla etkileyebilir:

- 1) Görsel performans (İnsanlar görevi daha iyi görebildiklerinde daha iyi performans gösterebilirler)
- 2) Görsel konfor (Kamaşmanın azalması, konsantrasyonun artması nedeniyle performansı etkiler),
- 3) Görsel ambiyans (Aydınlatma, çalışma ortamının bir parçası olan görsel ambiyansı ve performansı etkiler)
- 4) Kişilerarası ilişkiler (İnsanlar birbirlerini nasıl gördüklerini, birbirlerini nasıl hissettiklerini etkiler ve bu da işbirliği ve üretkenliği etkiler)
- 5) Biyolojik saat (Işık, sirkadiyen ritimleri kontrol eden biyolojik saati ayarlar ve böylece belirli zamanlardaki performansı etkiler)
- 6) Uyarıcılık (Işık performansı artıran psikolojik ve fizyolojik süreçleri uyarır),
- 7) İş memnuniyeti (Işık koşullarının iyileştirilmesi, performansı etkileyen görev önemi ve özerklik yoluyla iş doyumunu artırabilir)
- 8) Problem çözme (Şikayet edilen mevcut aydınlatma sorunlarının çözülmesi, performansı artıran refah ve motivasyonu artırır),

9) Halo etkisi (Yeni bir teknolojinin veya ürünün üstünlüğüne inancın etkisi, performansın artmasına neden olabilir),

10) Değişim süreci (İyi değişim yönetimi, aydınlatma değişikliğinin olumlu etkilerini artırır ve olumsuz etkilerini azaltır). [1-3]

Enerji maliyetlerinin yüksek olması ve iklim değişikliğinden dolayı sera gazı emisyonlarının artması gibi nedenlerle elektrik sektöründe enerji verimliliği konusunda araştırmalar giderek artmıştır. Bu da güneş fotovoltaik (PV) ve ışık yayan diyot (LED) gibi enerji tasarruflu ve enerji tüketimini azaltan çeşitli yeni teknolojilerin geliştirilmesine yol açmıştır. [4]

Elektrik enerjisi tasarrufu sağlanmak istenirken cihazların enerji performanslarının düşmesi aydınlatma mühendisliğinde yeni çalışmaların yapılmasını gerektirmiştir. Araştırmacılar özellikle uzun vadeli işletme süreleri olan üretim alanları gibi işyerlerinde kaliteyi düşürmeden elektrik enerjisi tüketiminin nasıl azaltılacağı ile ilgili çözümler bulmaya çalışmaktadırlar. Günümüzde konvansiyonel lambaların ışık akısı değerlerini çok daha küçük güçlerde sağlayan LED lambalı armatürler projelerde floresan lambaların LED lambalar ile değişimini gündeme getirmiştir. [5]

LED'lerin yüksek verim ve ömrünün yanı sıra kolay kontrol edilebilmesi, istenilen otomasyon sistemine entegre edilebilir olması ve ışığın farklı açılarla yönlendirilebilir olması gibi özellikleri endüstriyel tesislerde endüstri tiplerine göre çeşitli armatür çözümlerini sunmayı kolaylaştırmıştır. [6]

Metal/plastik işleme, mekanik, otomotiv, elektrik/elektronik, ahşap işleme, kimya, gıda gibi endüstriyel alanlarda toz, kir, nem aşırı sıcaklık, titreşim, ortamın mekanik özellikleri ve kimyasal değerleri gibi çevresel koşullara uygun olarak LED lambalı armatür seçiminin yapılması önemlidir.

Endüstriyel aydınlatma standartları "İş yerlerinin gün ışığıyla yeterli derecede aydınlatılmış olması" esasına dayanır. İş yerleri ve endüstriyel tesislerde sağlanması gereken aydınlatma şartları EN12464 standartlarında belirtilmiştir. Bu standartlar dahilinde istenen minimum aydınlık düzeyleri, yapılan işe bağlı olmakla beraber 50 lüks ile 1000 lüks arasında değişebilmektedir. EN 12464 standartları, aydınlık düzeylerinin yanı sıra düzgünlük derecesi

(U_o), kamaşma (U_{GRL}) ve renksel geri verim (R_a) gerekliliklerine ait değerleri de kapsamaktadır.

Aydınlatma kalitesini, standartlar doğrultusunda arttırıp daha kaliteli ve güvenli bir iş yeri sağlamaya yönelik adımların atılması, enerji tüketiminin artmasına da neden olabilmektedir. [7] 2000'li yıllardan itibaren LED (Light Emitting Diode) teknolojisi ev ve iş yerlerinde kullanılmaya başlanmıştır. Etkinlik faktörleri çok düşük olan LED lambaların verimlilikleri çok hızlı bir şekilde artmış ve günümüzde laboratuvar koşullarında çip başına etkinlik faktörü değeri 300 lm/w 'ı geçmiştir. Ancak jonksiyon sıcaklığının yüksekliği, camın geçirme faktörünün düşüklüğü, sürücüye bağlı kayıplar ve yüksek verimli LED çiplerin maliyetlerinin yüksek olmasından dolayı armatürlerin verimlilikleri düşüktür.

2. Metal İşleme Tesislerinde Aydınlatma

Metal işleme sektöründe görsel görev gereksinimleri geniş bant aralığındaki faaliyetlere göre değişir: kaba montaj ve dövme daha basit görsel görevler arasındadır, kaynak ve orta derecede hassas işleme daha yüksek gereksinimler sunar. Göz için en zorlayıcı görevler, makinelerde yüksek hassasiyetli çalışma, lehimleme, izleme ve ölçüm istasyonlarında yapılan görevlerdir.

Temel montaj, dövme ve açık kalıp dövme: Genel olarak bu görevler çok iyi görsel performans gerektiren görevler değildir. 300 lüks ortalama aydınlatma - açık kalıp dövme için 200 lüks - yeterlidir. Yüksek yoğunluklu deşarj aydınlatma armatürleri ekonomik aydınlatma sağlar. Bununla birlikte, işin parlak metal parçaları içerdiği yerlerde uygun değildir, çünkü ışıkları yoğun yansıyan parlamaya neden olur. Bu durumda, floresan lambalı armatürler daha uygundur.

Kaynak: Kaynak yapılan işyerlerinde, genel aydınlatma - ortalama aydınlık düzeyi 300 lüks - statik veya mobil çalışma alanı armatürleri ile desteklenmelidir. İş parçasındaki yüksek aydınlık düzeyi, kaynakçı gözlüklerinin düşük ışık geçirme kapasitesinin dengelenmesini sağlar.

Torna: İşlenen parçanın operatör tarafında kalan kısmı aydınlatılmalıdır. Bunu sağlamak için, floresan lambalar için armatürlerin uzunlamasına eksenleri, sert kenarlı gölgeler oluşmayacak şekilde tornaya doğru açılarda ayarlanmalıdır.

Ayrıca, iş parçası ayrıntılarını daha net bir şekilde algılamak için gerekli olan gözetleme ışığını sağlamak için iyi korunmuş, ayarlanabilir bir çalışma armatürü gereklidir.

Lehimleme: Lehimleme istasyonlarında iş incelemesi özellikle önemlidir. Burada opal muhafazaları olan armatürleri içeren bir aydınlatma sistemi tavsiye edilir.

Hassas İşleme: 0.1 mm'den küçük toleranslı hassas çalışma için, ortalama 500 lüks bir aydınlatma gereklidir. İşlenmiş metal parçalar genellikle yansıyan parlamaya neden olan parlak, yansıtıcı yüzeylere sahiptir. Bu parıltı yansıtıcı oda yüzeyleri ile sınırlıdır, bu nedenle parlak duvarlar ve parlak bir tavan floresan lambalı bir aydınlatma sistemi ile birlikte önerilir.

Konveyör bantlarında, görev alanı aydınlatması en iyi şekilde, kayışlara paralel olarak monte edilen sürekli armatürlerle elde edilir. Montaj iş istasyonları için - ayrıca eğimli çalışma düzlemleri üzerinde - yeterli aydınlatma sağlamak için ek işyeri armatürleri genellikle gereklidir.

CNC Makinaları: Monitörlü CNC makinelerinde, aydınlatma ekran uyumlu olmalıdır. Sadece düşük ışık düzeyli aydınlatma armatürleri, ekranlardaki rahatsız edici yansımaların oluşumunu etkili bir şekilde önleyebilir. Makine takımlarını kurmak için genellikle mobil armatürler gereklidir.

Floresan lambalı sürekli sıralı armatürler metal işleme tesisleri için bu nedenle tercih edilen seçenektir. Bu büyük ölçüde, üretim operasyonlarındaki değişikliklere kolayca uyaranabilen esnek sistemlere izin verir. Tozlu iç mekanlara IP54 veya IP65 korumalı kapalı armatürler monte edilmelidir. Tavanların 6 m yüksek veya daha fazla olduğu yerlerde, yüksek yoğunluklu deşarj lambaları alternatif olarak kullanılabilir. Yüksek görsel gereksinimler, çalışma alanı armatürlerinin ek kullanımını gerektirir. [8]

Bu gibi nedenlerden dolayı; tesislerde çalışanların sağlıklı bir aydınlatma ortamında bulunabilmesi için standartlarda belirtilen değerlere uygun aydınlatma sistemlerinin olması ve enerji tasarrufu yapılırken gerekli aydınlatma kalitesi değişmeden enerji tüketimi azaltılması amaçlanmalıdır.

4. Örnek Çalışma

Bu çalışma İstanbul'da sabah 08:00 ve akşam 18:00 saatleri arasında faaliyet gösteren bir metal işleme fabrikasında gerçekleştirildi.

Modellenen fabrikanın uzunluğu, genişliği ve yüksekliği sırasıyla 60 m, 20 m ve 8 m'dir.

Duvarların, zeminin ve tavanın yansımaya katsayıları $\rho_{\text{duvar}} = 0.5$, $\rho_{\text{zemin}} = 0.2$ ve $\rho_{\text{tavan}} = 0.70$ 'dir.

Fabrika için gerekli minimum aydınlık düzeyleri değerleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. EN12464-1 Standardına Göre Metal İşleme Fabrikası için Tavsiye Edilen Aydınlatma Gereksinimleri

Metal işleme ile ilgili endüstriyel aktiviteler ve el sanatları				
Alan – Görev – Aktivite	E(Ix)	U _{GRL}	U ₀	R _a
Türleri Açık kalıpla dövme	200	25	0,6	80
Şahmerdanla kalıplama	300	25	0,6	80
Kaynak	300	25	0,6	80
Makina ile kaba ve/veya vasat işleme: toleransları > 0,1 mm	300	22	0,6	80
Makina ile ince ve hassas işleme; taşlama: toleransları < 0,1 mm	500	19	0,7	80
Kazıma; inceleme	750	19	0,7	80
Tel ve boru çekme	300	25	0,6	80
atölyesi, soğuk metal işleme				
Makinayla sac işleme: kalınlığı > 5 mm	200	25	0,6	80
Sac ile çalışma: kalınlığı < 5 mm	300	22	0,6	80
Alet yapımı; kesim ekipmanları imalatı	750	19	0,7	80

Gerekli aydınlatmanın ölçümü, 0.850 m yüksekliğe sahip bir çalışma düzlemi üzerinde gerçekleştirildi.

Aydınlatma hesapları, varsayılan bakım faktörü konvansiyonel armatürler için 0.8, LED armatürler için 0.9 değeri alınarak tasarlanmıştır.

T5 Floresan ve LED lambalar gibi farklı lamba tiplerinin kullanımını içeren bu çalışmada, kamaşma efektinden dolayı görsel konfor, renksel geriverim ve fabrikanın güç tüketimi değerlendirildi.

Bu çalışma için aydınlatma simülasyonu ve hesapları DIALux 4.12 yazılımı kullanılarak yapılmıştır ve simülasyon sonuçları her iki senaryo için de gösterilmiştir.

Senaryo 1

Çalışmaya LİTPA ürünü LİTPA FYW 4x54W armatürler ile aydınlatılmış bir metal işleme fabrikasının bilgisayar ortamında modellenmesi ile başlanmıştır.

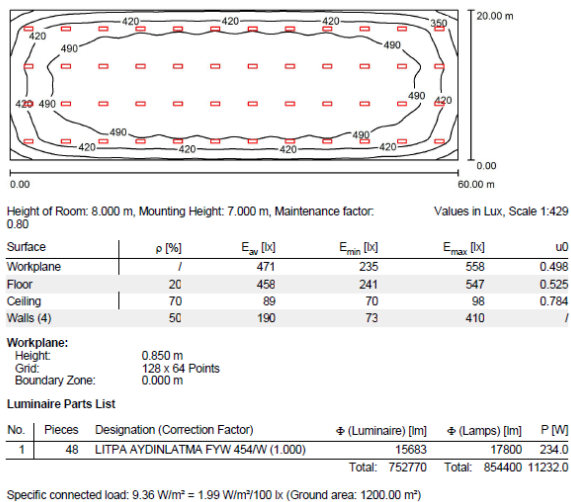
Aydınlık düzeyi (lüks) dağılım değerleri Şekil 2'de gösterilmiştir. Kullanılan armatürlerin ışık akısı 15683 lümen ve tüketilen güç 234 W'tır. Armatürde bulunan lambaların toplam ışık akısı 17800 lümen'dir. Enerji verimliliği 15683lümen / 17800lümen =% 88 olarak hesaplanabilir. Bu çalışma için toplam 48 armatür kullanılmıştır. Böylece toplam ışık akısı 48 armatür tarafından yayılan 752784 lümene eşittir. Ayrıca toplam kullanılan güç 11232 W'dır.

$$P_t = n \cdot P = 48 \cdot 234W = 11232W$$

Dialux programının sonucuna göre, çalışma düzleminde hesaplanan ortalama aydınlık düzeyi $E_{av} = 471$ lüks, çalışma düzleminde hesaplanan minimum aydınlık düzeyi $E_{min} = 235$ lüks, ve çalışma düzleminde ölçülen maksimum aydınlık düzeyi $E_{max} = 558$ lüks'dür.

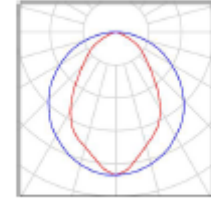
Tablo 2'de fotometrik veriler sunulmaktadır. Şekil 3, armatür yerleşim planını göstermektedir.

Şekil 4, 3-D görünüm olup, aydınlatmanın oda içindeki farklı alanlara etkisini göstermektedir. Tablo 3 fotometrik sonuçları göstermektedir.

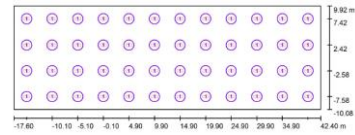


Şekil 2. Aydınlatma dağılım değerleri (Lux)

Tablo 2. Fotometrik Veriler



48 Pieces	LİTPA AYDINLATMA FYW 454/W
Article No.:	
Luminous flux (Luminaire):	15683 lm
Luminous flux (Lamps):	17800 lm
Luminaire Wattage:	234.0 W
Luminaire classification according to CIE:	100
CIE flux code:	57 86 98 100 88
Fitting:	4 x 54W (Correction Factor 1.000).



Şekil 3. Armatür Yerleşim Planı



Şekil 4. 3D Görünüm

Tablo 3. Fotometrik Sonuçlar

Total Luminous Flux:	752770 lm
Total Load:	11232.0 W
Maintenance factor:	0.80
Boundary Zone:	0.000 m

Surface	Average illuminances [lx]			Reflection factor [%]	Average luminance [cd/m ²]
	direct	indirect	total		
Workplane	398	73	471	/	/
Floor	382	76	458	20	29
Ceiling	0.70	89	89	70	20
Wall 1	100	80	180	50	29
Wall 2	145	76	221	50	35
Wall 3	100	79	179	50	29
Wall 4	144	78	222	50	35

Uniformity on the working plane
 $u0$: 0.498 (1.2)
 E_{min} / E_{max} : 0.421 (1.2)

Specific connected load: 9.36 W/m² = 1.99 W/m²/100 lx (Ground area: 1200.00 m²)

Senaryo 2

LİTPA ürünü LİTPA LBS12 89.9W LED fabrikanın aydınlatılması için kullanılmıştır.

Aydınlık düzeyi (lüks) dağılım değerleri Şekil 6'da gösterilmiştir. Kullanılan armatürlerin ışık akısı 12760 lümen ve tüketilen güç 89.9 W'tır. Armatürde bulunan lambaların toplam ışık akısı 14918.4 lümen'dir. Bu çalışma için toplam 48 armatür kullanılmıştır. Böylece toplam ışık akısı 48 armatür tarafından yayılan 612480 lümene eşittir. Ayrıca toplam kullanılan güç 4315.2W'dır.

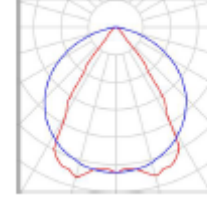
$$P_t = n \cdot P = 48 \cdot 89.9W = 4315.2W$$

Dialux programının sonucuna göre, çalışma düzleminde ölçülen ortalama aydınlık düzeyi $E_{av} = 453$ lüks, çalışma düzleminde ölçülen minimum aydınlık düzeyi $E_{min} = 231$ lüks, ve çalışma düzleminde ölçülen maksimum aydınlık düzeyi $E_{max} = 594$ lüks'dür.

Tablo 4'de fotometrik veriler sunulmaktadır. Şekil 6, armatür yerleşim planını göstermektedir.

Şekil 7, 3-D görünümü olup, aydınlatmanın oda içindeki farklı alanlara etkisini göstermektedir. Tablo 5'de bu senaryonun fotometrik sonuçlarını göstermektedir.

Tablo 4. Fotometrik Veriler



48 Pieces LITPA LIGHTING LBS12

Article No.:

Luminous flux (Luminaire): 12760 lm

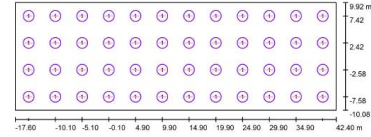
Luminous flux (Lamps): 12758 lm

Luminaire Wattage: 89.9 W

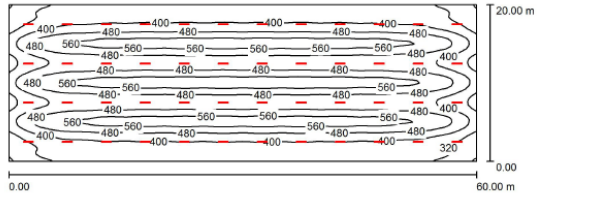
Luminaire classification according to CIE: 100

CIE flux code: 70 93 99 100 100

Fitting: 1 x LBS (Correction Factor 1.000).



Şekil 6. Armatür Yerleşim Planı



Height of Room: 8.000 m, Mounting Height: 7.000 m, Maintenance factor: 0.90

Values in Lux, Scale 1:429

Surface	ρ [%]	E_{av} [lx]	E_{min} [lx]	E_{max} [lx]	$u0$
Workplane	/	453	231	594	0.511
Floor	20	442	224	557	0.507
Ceiling	70	80	59	90	0.741
Walls (4)	50	145	59	377	/

Workplane:
Height: 0.850 m
Grid: 128 x 64 Points
Boundary Zone: 0.000 m

Luminaire Parts List

No.	Pieces	Designation (Correction Factor)	Φ (Luminaire) [lm]	Φ (Lamps) [lm]	P [W]
1	48	LITPA LIGHTING LBS12 (1.000)	12760	12758	89.9
Total:			612461	612384	4315.2

Specific connected load: $3.60 \text{ W/m}^2 = 0.79 \text{ W/m}^2/100 \text{ lx}$ (Ground area: 1200.00 m^2)

Şekil 5. Aydınlatma dağılım değerleri (Lux)

(Dialux programının kullanımında LED chiplerin lumen değerleri aşağıda belirtilmiştir.)



Şekil 7. 3D Görünüm

Tablo 5. Fotometrik Sonuçlar

Total Luminous Flux: 612461 lm
Total Load: 4315.2 W
Maintenance factor: 0.90
Boundary Zone: 0.000 m

Surface	Average illuminances [lx]			Reflection factor [%]	Average luminance [cd/m ²]
	direct	indirect	total		
Workplane	390	62	453	/	/
Floor	378	64	442	20	28
Ceiling	0.00	80	80	70	18
Wall 1	61	71	132	50	21
Wall 2	113	66	179	50	28
Wall 3	66	70	135	50	22
Wall 4	114	67	181	50	29

Uniformity on the working plane
 $u0: 0.511 (1:2)$
 $E_{min} / E_{max}: 0.389 (1:3)$

Specific connected load: $3.60 \text{ W/m}^2 = 0.79 \text{ W/m}^2/100 \text{ lx}$ (Ground area: 1200.00 m^2)

4. Sonuçlar

Bu çalışmada; bir metal işleme endüstriyel tesisinde konvansiyonel armatürlerle yapılmış

olan aydınlatma sisteminin var olan aydınlık düzeyini koruyarak led lambalı armatürlerle değiştirildiğinde; bilgisayar simülasyon programı ile enerji analizi yapılmıştır. Tesiste LED armatürler ve elektronik balast ile çalışan floresan armatürler kullanılarak aydınlatma projesi tasarlanmıştır. Kullanılan armatürlerin tüketilen gücü (W), ışık akısı (lümen) ve ışık etkinliği (lümen/W) her bir senaryo için hesaplanmıştır. Işık akısı (lüm) değerleri, iki tür aydınlatma armatürü tarafından tüketilen güç miktarı ile karşılaştırılarak, elektriksel güç tüketimi analiz edilmiştir.

Tablo 6. Işık Akısı Simülasyon Sonuçları

Armatür Tipi	Arm atür Tüketilen Güç P (W)	Topla m Tüketilen Güç P (W)	Topl am Işık Akısı Φ (48 Armatür) [lüm]	Et kinlik Faktörü (lüm/W)
FL	234 W	11232 W	7527 84	67. 02
LED	89.9 W	4315. 2W	6124 80	141. 94

Tablo 6, floresan armatür ve LED armatür verimliliğini değerlendirmek amacıyla aydınlatma sistemi tasarımının simülasyon sonuçlarının özetini göstermektedir. Bu tabloya göre, floresan armatürün etkinlik faktörü 67.02lm/W iken, LED lambalı armatürün etkinlik faktörü 141.94lm/W değerindedir. Diğer bir deyişle LED lambalı armatür Watt başına floresan lambalı armatüre göre %47 oranında daha fazla ışık akısı üretmektedir. Tablo 7’de aydınlık düzeyleri değerleri verilmiştir.

Tablo 7. Fotometrik Sonuçlar

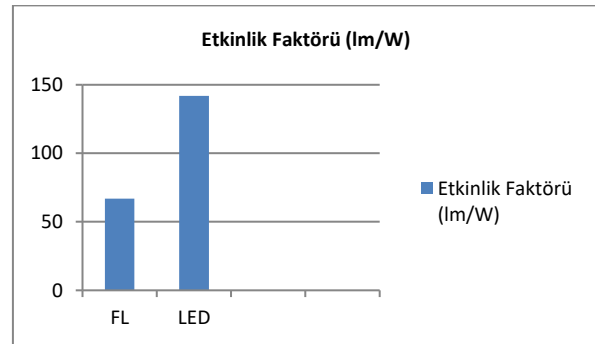
Armatür	E_{av}	E_{min}	E_m	U_o
FL	47 lux	23 lux	558 lux	0.49
LED	45 lux	23 lux	594 lux	0.51

Senaryo 1’deki proje tasarımında floresan lambalı 48 adet armatür kullanılmıştır ve max aydınlık düzeyi 558 lük’dür. Senaryo 2’de ise LED lambalı yine 48 adet armatür kullanılmıştır ve aydınlatma düzeyi max düzeyi 594lük ‘dür. Armatür sayıları değişmemekle birlikte herbir armatür güç tüketim değeri 234W’dan 89.9W’a düşmüştür.

Tablo 8. FL ve LED Lambalı Armatürler için Etkinlik Faktörü (lüm/W) Değerleri

Lamba tipi	Φ (Lamba Işık akısı) [lm]	Φ (Armatür ışık akısı) [lm]	Armatür verimi (%)	Φ Toplam Işık Akısı (48Armatür) [lm]
FL	17800	15683	88	752784
LED	14918.4	12760	86	612480

Senaryo 1’de, floresan lambalı armatürün lambalarından çıkan ışık akısı 17800 lümen iken armatürden çıkan ışık akısı 15683 lümene eşittir. Diğer bir deyişle; floresan armatürlerin verimliliği %88’dir. Senaryo 2’de, LED lambalı armatürün lambalarından çıkan ışık akısı 14918.4 lümen iken, armatürden çıkan ışık akısı 12760 lümene eşittir. LED lambalı armatürün verimliliğinin % 86 olduğu hesaplanmıştır. Şekil 8’de; etkinlik faktörü değerleri grafik olarak gösterilmiştir.



Şekil 8. FL ve LED Lambalı Armatürlerin Etkinlik Faktörünün (lm/W) Karşılaştırılması

İki lamba tipini karşılaştırmak için aynı lümen değerlerini alabilir ve tüketilen güç

miktarını karşılaştırabiliriz veya bu çalışmadaki gibi aynı sayıda armatür kullanarak etkinlik faktörünü (lm/W) ve enerji tüketimini karşılaştırabiliriz.

Çalışmakta olan bir tesiste aydınlatma sisteminin değişimi sırasında meydana gelen tadilat işlemleri fabrikada çalışmayı engellediği gibi, bu değişim sırasında farklı armatür boyutları ve sayısı kullanmak fabrikada yenileme gerektirir. Bu ekonomik bir masraf ve fabrika yöneticileri tarafından istenmeyen bir durumdur. Bu nedenle; aydınlatma revizyonu yapılan tesislerde mevcut sistemde bulunan lamba tesisatını değiştirmeden armatür değişimi tercih edilmektedir. Bu çalışmada da; var olan floresan armatürler yerine LED lambalı armatürler kullanıldı. Başka bir deyişle, LİTPA FYW 4x54W 48 adet floresan armatürün yerini LİTPA LBS12 89.9W 48 adet armatür aldı. Her iki armatürdeki lümen değerlerini karşılaştırmak için aynı armatür sayısında değerlendirme yapılmıştır. Floresan armatür kullanılan senaryoda toplamda 11232W tüketilirken, LED armatür kullanılan senaryoda 4315.2W tüketilmiştir. Eşit armatür sayısına sahip iki senaryoda, Senaryo 1'deki armatürler 752784 lümen üretirken, Senaryo 2'deki armatürler 612480 lümen üretmektedir.

Buna göre, floresan lambalı armatürler ile ortalama 471lux aydınlık düzeyinde 11232Wh enerji tüketilirken, LED lambalı armatürler ile 453lux aydınlık düzeyinde 4315Wh enerji tüketilmektedir. Floresan lambalı armatürlerde etkinlik faktörü 67.02lm/W iken LED lambalı armatürlerde 141.94lm/W değerindedir. Ve toplam tüketilen enerji 6917 Wh. tasarruf edilmiştir.

Bu çalışmada 08:00-18:00 saatleri arasında ve ayda 20 gün çalışan fabrikada enerji tüketimi ile saatte 6917Wh tasarruf yapıldığından yıllık enerji sarfiyatından

$P = 6917 \cdot 10 \cdot 20 \cdot 12 = 830040 \text{ Wh}$
enerji tasarrufu elde edilmiş olur.
Sonuç olarak, 1200m²'lik bir metal işleme tesisinde 48 adet 4x54W floresan lambalı

armatürler yerine işletmede değişim kolaylığı sağlamak amacıyla aynı sayıda 89.9W LED lambalı armatürler kullanılmıştır. Floresan armatür kullanılan senaryoda $U_0=0,498$ iken LED armatür kullanılan senaryoda $U_0=0,511$ olup, değişim (%3) çok az olmuştur. Aynı şekilde E_{min} ve E_{max} oranları da 0,421 iken 0,389 olup %8 oranında çok az bir değişim göstermiştir. Armatür verimlilikleri de %88 ve %86 değerleriyle birbirine çok yakındır. Ortalama aydınlık düzeyi 471lux'den 453lux'e düşerken toplam tüketim 11232W'tan 4315.2W'a düşerek %61.5 enerji tasarrufu sağlanmıştır.

Aydınlatmada enerji tasarrufu, aydınlatmanın kalitesini düşürmeden aynı aydınlık düzeyini daha ekonomik şekilde sağlayarak yapılır. Bu çalışmada; standartlarda belirtilen aydınlık düzeyleri korunarak konvansiyonel lambaların yerine LED lambalar kullanarak daha az enerji tüketimi sağlanmıştır. Bunun sonucunda verimli bir aydınlatma ile hem daha az elektrik enerjisi tüketimi olacak, hem de kaliteli aydınlatma sağlanacaktır. Bu çalışmada; enerji verimliliği, verimli aydınlatma, aydınlatmada enerji tasarrufu bakımından LED lambalı aydınlatmanın, konvansiyonel lambalı aydınlatmaya göre ekonomik karşılaştırması yapılmıştır.

Tablo 1'de belirtilen standart değerleri 300lux olmasını gerektirirken, yapılan çalışmada LED lambalı senaryoda 453lux ortalama aydınlık düzeyi sağlanmıştır.

5. Teşekkür

Yazar, bu çalışmaya yaptıkları değerli katkılarından dolayı LİTPA Aydınlatma Pazarlama Müdürü Sn. Deniz Yüce'ye teşekkür eder.

6. Kaynaklar

1. Juslén H. (2006), Lighting and Productivity in the Industrial Working Place, Proceedings of Fifteenth international symposium, Lighting Engineering

- Society of Slovenia. Lighting of work places. Slovenia, Bled. 53-62.
2. Juslen, H.T., Wouters, M.C.H.M, Tenner, A.D. (2007), Lighting level and productivity: A field study in the electronics industry. *Ergonomics*, **50** (4), 615-624.
 3. Juslén H. (2007), Lighting, Productivity and Preferred Illuminances- Field Studies in the Industrial Environment, Thesis (PhD), Helsinki University of Technology.
 4. Gan CK, Sapar AF, Mun YC, Chong KE (December 2013), Techno-economic Analysis of LED Lighting: A Case Study in UTeM's Faculty Building, *Procedia Engineering* 53, 208-216.
 5. Dubnicka R., Lipnicky L., Barcik M., Gasparovsky D. (2016), Comprehensive view of LED products in luminaires, Diagnostic of Electrical Machines and Insulating Systems in Electrical Engineering (DEMISEE).
 6. Loiselle R.; Butler J. ; Brady G. ; Walton M.; Henze N. (March-April 2015), LED Lighting for Oil and Gas Facilities, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume: **51**, Issue: 2.
 7. Paul B., Kamath V., Mathew M. (2017), Economic Analysis of an Energy Efficient LED Based Lighting Scheme for a Pharmaceutical Industry, *International Conference on Innovations in Power and Advanced Computing Technologies*.
 8. https://www.licht.de/fileadmin/Publications/lichtwissen/0903_lw05_E_Industry_Trade_web.pdf; licht.wissen05_Industry and Trade, 2009.

Derin Öğrenme ile FTIR Sinyallerinden Kolon Kanseri Riskinin Belirlenmesi

Suat TORAMAN¹, İbrahim TÜRKOĞLU²

¹Fırat Üniversitesi, Enformatik Bölümü, Elazığ, 23119

²Fırat Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Yazılım Mühendisliği, Elazığ, 23119
storaman@firat.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu çalışmada, kolon kanseri hastaları ve sağlıklı kişiler, FTIR (Fourier Transform Infrared - Fourier Dönüşümü Kızılötesi) spektrogramlarından elde edilen özellikler yardımıyla sınıflandırılmıştır. Spektrogram resimlerinden özellik çıkarımı için derin öğrenme ağlarından Evrişimsel Sinir Ağları (ESA) kullanılmıştır. Kandan kanser belirleme çalışmalarında karşılaşılan en büyük zorluk hasta ve sağlıklı bireylerin FTIR sinyallerinin birbirine çok benzer olmasıdır. Önceki çalışmalarda, genellikle FTIR sinyalleri arasından bir ayırım bulabilmek için pik değerlerinden yararlanılmıştır. Bu çalışmada ise, bu zorluğun üstesinden gelmek için ESA'nın kullanıldığı yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Önerilen yöntemde, kolon kanseri hastası ve sağlıklı kişilere ait plazmalardan elde edilen FTIR sinyalleri spektrogram resimlerine dönüştürülmüştür. AlexNet modeli kullanılarak spektrogram resimlerinden özellik çıkarımı gerçekleştirilmiştir. Elde edilen özellikler Destek Vektör Makinesi (DVM) ile sınıflandırılmıştır. Kan numunesinden kolon kanserinin sınıflandırılmasına yönelik olarak yapılan çalışmalar ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntem ile yaklaşık %90 gibi daha iyi bir sınıflandırma sonucu elde edilmiştir. Sonuçlar, geliştirilen yöntemin kolon kanseri hastaları ve sağlıklı kişileri ayırt edebilmede kullanılabilecek faydalı bir yöntem olabileceğini göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: FTIR, Spektrogram, Kolon Kanseri, Evrişimsel Sinir Ağları

Determination of Colon Cancer Risk from FTIR Signals by Deep Learning

Abstract

In this study, colon cancer patients and healthy persons were classified with the help of features obtained from FTIR spectrograms. Convolution Neural Networks (CNN) which one of the deep learning networks have been used in feature extraction of spectrogram images. The greatest challenge in cancer detection studies is that the FTIR signals of patients and healthy individuals are similar. In previous studies, peak values were generally used to distinguish FTIR signals. In this study, a new approach using the CNN has been proposed to overcome this difficulty. In the proposed method, FTIR signals obtained from plasma of colon cancer patients and healthy persons are converted into spectrogram images. Feature extraction from spectrogram images was performed using AlexNet model. The features obtained are classified by Support Vector Machine (SVM). Compared with studies on the classification of colon cancer from blood samples, a better classification result of about 90% was obtained with the proposed method. The results showed that the proposed method could be a useful method to distinguish colon cancer patients and healthy persons.

Keywords: FTIR, Spectrogram, Colon Cancer, Convolution Neural Networks

1. Giriş

Türkiye’de kanser, ölüm nedenleri arasında ilk sıralarda yer almaktadır. Türkiye İstatistik Kurumu ölüm nedenleri 2017 verilerine göre Türkiye’de kadın ve erkeklerde görülen kanser türleri arasında kolorektal kanser türü dördüncü sırada yer almaktadır [1]. Kolon kanserinin belirlenmesine kolonoskopi, biyopsi, MR

(Manyetik Rezonans) vb. geleneksel yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden kolonoskopi ve biyopsi doğası gereği invazivdir. MR da ise hastalar belirli miktarda radyasyona maruz kalmaktadır [2, 3]. Bu nedenle, daha basit ve daha az invaziv yöntemlere ihtiyaç vardır. FTIR spektroskopisi, kanser belirleme çalışmalarında kullanılan yöntemlerden biridir. Örneğin, prostat

kanseri [4], mide kanseri [5] yemek borusu kanseri [6], meme kanseri [7], kolon kanseri [8–10] vb kanser türlerinde kullanılmaktadır. Ayrıca kan numuneleri ile de çeşitli hastalıkların ve kanser türlerinin belirlenmesinde FTIR işaretlerinin kullanıldığı çalışmalar

bulunmaktadır. Örneğin, lösemi [11, 12], Parkinson [13], mide kanseri [14], meme, mide, akciğer kanseri [3], akciğer kanseri [15] ve kolon kanseri [16, 17] vb. çalışmalar bulunmaktadır. Bu çalışmalar ile ilgili detaylı bilgi Tablo 1’de verilmiştir.

Tablo 1. Kan numunelerinden diğer kanser türleri üzerine yapılan çalışmalar

Yazarlar	Hastalık türü (hasta/normal sayısı)	Yöntemler	Sonuçlar
Erukhimovitch ve ark. [12] (2006)	Lösemi (10, 10)	Kümeleme Analizi	1056, 1270 ve 1592 cm ⁻¹ spektral piklerde belirgin azalma gözlemlendi.
Ahmed ve ark. [13] (2010)	Parkinson (61, 69)	Kümeleme Analizi, Pearson Korelasyon ve Ortalama Bağlantı Algoritması, YSA	Duyarlılık: %91.00 Özgüllük: %100.00 Doğruluk: %96.29
Ostrovsky ve ark. [3](2013)	Meme, Akciğer Mide, diğer (45, 41)	Temel Bileşen Analizi, Fisher Doğrusal Diskriminant Analizi	Duyarlılık: %93.33 Özgüllük: %87.80 Doğruluk: %90.70
Sheng et al. [11] (2013)	Lösemi (24, 19)	Eğri Uydurma	H2959 / H2931 ve RNA/DNA (A1115/A1028) oranları ayırt edici özellik olarak tanımlandı
Sheng ve ark. [14] (2013)	Mide kanseri (27, 19)	Eğri Uydurma	H2959 / H2931 oranı ayırt edici özellik olarak tanımlandı
Wang ve ark. [15] (2014)	Akciğer Kanseri (24, 22)	Eğri Uydurma	A1080 / A1170 oranı ayırt edici özellik olarak tanımlandı

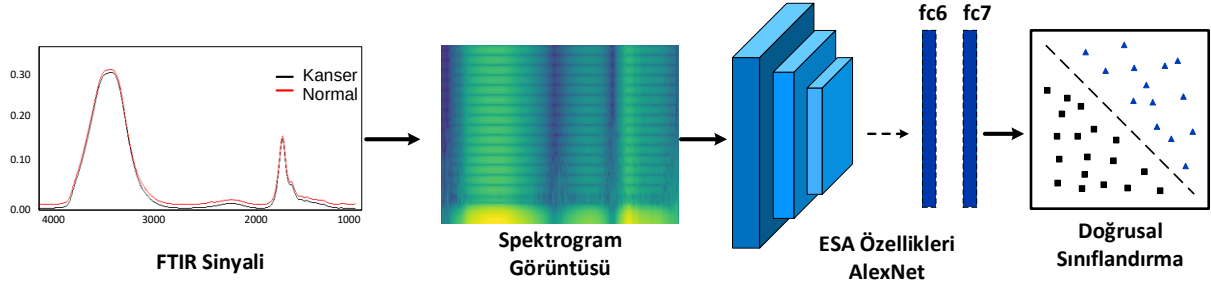
Literatürde kan numunelerinden kanser belirleme çalışmalarında genellikle FTIR sinyallerin pik değerleri karşılaştırılarak bir kanserli/normal ayrımı yapılmaya çalışılmıştır. Ayrıca yapılan çalışmalarda kan numunelerinin kurutulması sonucu pik değerleri gözlemlenmekte ve bu değerler üstünden karşılaştırma yapılmaktadır. Bu çalışmada ise, plazma numuneleri sıvı olarak ölçülmüştür. Böylece mevcut çalışma ile sıvı plazma FTIR sinyalinde kolon kanseri ve sağlıklı kişiler arasında bir ayrım yapılabilir mi sorusuna cevap aranmıştır.

Önceki çalışmalar incelendiğinde genellikle temel bileşen analizi (TBA), kümeleme analizi, doğrusal ayırım analizi (LDA), eğri uydurma gibi yöntemlerinden faydalanılarak pik değerleri arasında bir ayrımın olup olmadığı incelenmiştir [3, 13, 14]. Mevcut çalışmada ise, FTIR sinyalindeki belirli pik değerleri yerine sinyalin tamamı kullanılarak bir ayrım gerçekleştirilmiştir. Bu amaç için büyük ölçekli görüntü tanıma uygulamalarında yüksek doğruluğa sahip ESA’lar kullanılmıştır. ESA’ların milyonlarca resim ile eğitilmiş çeşitli mimarileri bulunmaktadır. Bu

mimarilerden biri de 2012 yılında yapılan ImageNet yarışmasını kazanan AlexNet’tir. AlexNet 1000 farklı sınıflandırma yapacak şekilde tasarlanmıştır. Fakat belirli bir göreve yönelik olarak bir ESA’yı eğitmek için oldukça büyük miktarda veriye ve bu veriyi işlemek için oldukça fazla zaman ve donanımsal özelliklere ihtiyaç vardır. Eğer büyük miktarda eğitim verisi yoksa bu durumda transfer öğrenme yaklaşımı kullanılabilir. Transfer öğrenme, belirli bir alana yönelik veriler ile eğitilmiş ESA’lar kullanılarak farklı bir alandaki veri kümesinden öznelik vektörü oluşturma yöntemidir [18]. Bu çalışmada içinde önceden eğitilmiş ESA modellerinden olan AlexNet mimarisi kullanılarak, FTIR spektrogramlarının sınıflandırıldığı ESA tabanlı bir yöntem önerilmiştir. Bu amaçla FTIR sinyalleri spektrogram görüntülerine dönüştürülmüştür. Daha sonra ESA’nın son katmanlarından özellik çıkarımı gerçekleştirilmiştir. AlexNet’in üst katmanlarının aktivasyonlarından elde edilen özelliklerin görüntü tanıma, sınıflama gibi görevleri için yeterli temsil gücüne sahip olduğu gösterilmiştir [19]. Mevcut çalışmada, tam bağlı katman

aktivasyonları kullanılarak (fc6 ve fc7) 4096 boyutlu özellik vektörü elde edilmiştir [19]. Elde edilen özellik vektörleri DVM sınıflandırıcıya giriş olarak verilerek sınıflandırma işlemi gerçekleştirilmiştir. Fakat böyle bir yaklaşımın uygunluğu, FTIR sinyallerinin sınıflandırılması için araştırılmamıştır. Özetle, bu çalışmanın

amacı, FTIR sinyallerinin spektrogram görüntüleri kullanılarak ESA yardımıyla elde edilen özelliklerin kolon kanseri hastaları ve sağlıklı kişileri ayırabilme olasılığını araştırmaktır. Şekil 1’de önerilen yöntemin çalışma prensibi gösterilmiştir.



Şekil 1. Çalışmanın akış diyagramı

2. Materyal ve Metot

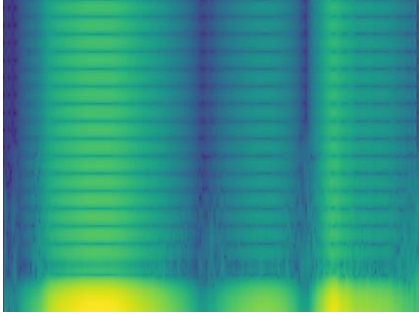
2.1. Örnek hazırlama ve ftir ölçümü

Fırat Üniversitesi Genel Cerrahi Bölümü’ndeki 30 kolon kanseri hastası (yaş ort. 58.37 ± 14.35 23 Erkek, 7 Kadın) ve 40 sağlıklı kişiden (yaş ortalaması 52.18 ± 18.15 , Erkek (17), Kadın (23)) kan numuneleri alınmıştır. Kan numunelerinin, santrifüj işleminin ardından plazmaları ayrıştırılmış ve $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ ’de muhafaza edilmiştir. Plazma numunelerinin FTIR ölçümü Perkin-Elmer Spektrum 100 cihazı kullanılarak elde edilmiştir. $4000\text{--}450\text{ cm}^{-1}$ aralığında ölçülen numuneler, 32 tarama ve 4 cm^{-1} çözünürlük ile kaydedilmiştir. Çalışma için orta kızılötesi bant aralığı olan $4000\text{--}1000\text{ cm}^{-1}$ aralığı incelenmiştir. Bunun nedeni, genellikle kanser araştırmalarında önemli moleküllerin bu bant aralığında olmasıdır. Ayrıca, FTIR sinyalleri için temel bant düzeltme ve normalizasyon işlemleri gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada kullanılan veriler için, Fırat

Üniversitesi Girişimsel Olmayan Araştırmalar Etik Kurulu Başkanlığı’nın onayı alınmıştır [20].

2.2. Spektrogram görüntülerin oluşturulması

Fourier Dönüşümü, durağan sinyal içerisinde yer alan tüm frekans bileşenlerini tanımlayabilir. Ancak tüm sinyaller durağan değildir. Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (KZFD), sinyalin aynı anda hem frekans hem de zaman bilgisi analizi verir [21]. KZFD, bir sinyalin Fourier dönüşümü fonksiyonunun, pencere fonksiyonu ile çarpılarak elde edilir. Bir sinyalin, zaman ve frekansın 2-D fonksiyonunun görüntülenmesi spektrogram olarak adlandırılır [22]. Bu çalışmada, spektrogram görüntüsü oluşturmak için FTIR sinyalinin $4000\text{--}1000\text{ cm}^{-1}$ bölgesi kullanılmıştır (Şekil 2). Spektrogramların elde edilmesi için 24 ms örtüşen 48 ms’lik Hamming penceresi kullanılmıştır. Ayrıca, dB güç skalasında güç spektral yoğunluğunu hesaplanmıştır.



Şekil 2. FTIR işaretinden elde edilen örnek bir spektrogram görüntüsü

2.3. Önceden eğitilmiş esa modeli ile özellik çıkarma ve sınıflandırma

Derin spektrum özelliklerini elde etmek için, spektrogram görüntüleri, önceden eğitilmiş ESA modeli olan AlexNet'e giriş olarak verilmiştir. AlexNet bir milyondan fazla resim kullanılarak eğitilmiş ve resimleri 1000 farklı kategoriye ayırabilen bir derin öğrenme modelidir [23]. AlexNet, 8 katmanlı bir yapıdan oluşmaktadır. Beş konvülasyon katmanı (convolution layer) ve 3 tam bağlı katmandan (fully connected layer) oluşmaktadır. AlexNet modelinde, maksimum havuz katmanları (max-pooling layer), konvölasyon katmanlarından sonra gelmektedir. Konvölasyon katmanlarında farklı çekirdek boyutları kullanılmaktadır [23]. Derin öğrenme mimarisindeki derin katmanlar önceki katmanların düşük seviyeli özelliklerini kullanarak daha yüksek seviyeli özellikler sunar [24]. İlk katmanlar genel özellikleri içerirken derin katmanlar, veri setindeki belirli sınıfların belirli özelliklerini içerir. Bu çalışmada, özellik çıkarımı için fc6 ve fc7 katmanı kullanılmıştır. Her bir görüntü fc6 ve fc7 katmanlarında bulunan 4096 nörondan elde edilen 4096 boyutunda bir özellik vektörü ile temsil edilmektedir [25, 26].

Yapısal risk minimizasyonu prensibine dayalı bir makine öğrenme algoritması olan DVM, iki sınıflı veri kümelerinde, sınıfları ayırmak için en uygun hiper düzlemi bulmayı amaçlamaktadır. Sınıflandırma, bu belirlenen optimal hiper düzlem kullanılarak gerçekleştirilir [27, 28]. Bu çalışmada da, fc6 ve fc7 katmanından elde edilen 4096 özellik vektörleri ayrı ayrı Liblinear kütüphaneli DVM sınıflandırıcı kullanılarak sınıflandırılmıştır.

3. Deneysel Sonuçlar

Çalışma için Intel Core i5-4200 CPU ve 8 GB bellek kullanan bir bilgisayar kullanılmıştır. Çalışmadaki işlemler MATLAB kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Spektrogram görüntülerini oluşturmak için, daha önce AlexNet kullanımı için uygun bir spektrogram renk haritası olduğu gösterilen viridis renk haritası kullanılmıştır [29]. Spektrogram görüntülerinin başlangıç boyutu 875×656 'dır. AlexNet ile uyumluluk için, tüm spektrogram resimleri 227×227 olarak yeniden boyutlandırılmıştır. Daha sonra AlexNet modelinin fc6 ve fc7 aktivasyonlarını kullanarak spektrogram görüntülerinden derin spektrum özellikleri çıkarılmıştır. Her model 4096 boyutlu bir özellik vektörü üretmektedir. Üretilen özellik vektörü homojen haritalama özelliğine sahip Liblinear kütüphaneli DVM sınıflandırılmıştır. Bu sınıflandırıcı türünün kullanılmasının sebebi, küçük miktarlardaki eğitim verisi için daha etkili bir sınıflandırma gerçekleştirebilmesidir [30, 31]. Ayrıca DVM parametrelerinden biri olan C ise $[10^{-4}, \dots, 10^3]$ aralığında incelenmiştir.

Gerçekleştirilen çalışmada fc6 ve fc7 katmanlarından elde edilen derin özellik vektörleri için ayrı ayrı sınıflandırma işlemi gerçekleştirilmiştir. Fc7 katmanından elde edilen özellik vektörleri ile daha başarılı bir sınıflandırma sonucu elde edilmiştir. Tablo 2'de görüldüğü gibi fc7 ile %89.44 oranında sınıflama doğruluğu elde edilmiştir. Derin özellik vektörlerinin DVM'ye giriş vektörü olarak verilmesinden önce 4 katlı çapraz doğrulama yöntemi uygulanmıştır. Ayrıca 4 katlı çapraz doğrulama yöntemi rastgele seçilen test verileri ile 10 kez uygulanmıştır. Tablo 2'deki sonuçlar 10 denemenin sonunda elde edilen ortalama değerleri göstermektedir.

Kolon kanserinin kan numunelerinden belirlenmesine yönelik literatürde rastlanılan çalışmanın sonuçları Tablo2'de karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Barlev ve ark. yaptığı çalışmada TBA ve diskriminant analiz yöntemleri kullanılarak bir ayırım yapılmaya çalışılmıştır. Mevcut çalışmada ise, ESA yardımıyla elde edilen özelliklerin sınıflandırılması sonucu daha iyi bir duyarlılık, özgüllük ve doğruluğa ulaşılmıştır.

Tablo 2. Kan örnekleri kullanılarak kolon kanserine yönelik yapılan çalışmaların karşılaştırılması

Yazarlar	Hastalık türü (hasta/normal sayısı)	Yöntemler	Sonuçlar	
Barlev ve ark. [2] (2015)	Kolorektal kanseri (34+10, 18)	TBA, Fisher Doğrusal Ayrım Analizi, Kuadratik Diskriminant Analizi	Eğri altındaki alan (AUC) : 0.77 Duyarlılık: 81.50% Özgüllük: 71.40%	
Önerilen yöntem	Kolon kanseri (30, 40)	ESA, Özellik Çıkarımı, DVM	Fc6 (Ortalama + Standart Sapma)	Fc7 (Ortalama + Standart Sapma)
			Doğ: %86.66 ± 5.972	%89.44 ± 4.864
			Duy: %85 ± 7,905	%88,75 ± 3.952
			Özg: %88 ± 6.324	%90 ± 6.667

4. Sonuç ve Öneriler

Bu yazıda kolon kanseri hastaları ve sağlıklı bireylere ait FTIR sinyallerinin sınıflandırması için yeni bir yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntem, FTIR sinyallerinin spektrogram görüntüsünün elde edilmesi, spektrogram görüntülerinden derin özelliklerinin çıkarılması ve çıkarılan bu özelliklerin sınıflandırılması aşamalarını içermektedir. FTIR sinyallerinden hastalık tespitine yönelik çalışmalarda sadece belirli pik değerleri üzerinden bir değerlendirme yapılmaktadır. Fakat bu çalışmada, derin öğrenme yaklaşımının genel prensibi olan sinyalin tamamından ESA yapısı ile özellik çıkarımı gerçekleştirilmiştir. Ayrıca transfer öğrenme yaklaşımının FTIR sinyallerine ilk defa uygulanmasının nasıl sonuçlar verdiği test edilmiştir. Ayrıca mevcut çalışmada numuneler sıvı olarak ölçülmüştür. Plazmadaki suyun kolon kanseri hastalarını ve sağlıklı kişileri ayıramadaki etkisinin daha iyi anlaşılabilmesi için numunelerin kurutulduğu çalışmaların kandan kanser belirleme çalışmalarında büyük katkı sağlayacağı düşünülmektedir. Sonuç olarak, yapılan çalışma ile FTIR sinyallerin spektrogram görüntülerinin oluşturulması ve bunların önceden eğitilmiş ESA'lar kullanılarak sınıflandırılmasının kanser belirleme çalışmalarına farklı bir bakış açısı getireceğini umuyoruz.

5. Teşekkür

Kan numunelerinin alınmasında Genel Cerrahi Uzmanı Doç. Dr. Mustafa Girgin'e, numunelerin ayrıştırılmasında Biyokimya

Uzmanı Prof. Dr. Bilal Üstündağ'a yardımlarından dolayı ve numunelerin FTIR analizdeki alt yapı desteğinden dolayı Bingöl Üniversitesi Merkezi Laboratuvar Uygulama ve Araştırma Merkezi'ne teşekkür ederiz.

6. Kaynaklar

1. Türkiye İstatistik Kurumu, Ölüm Nedeni İstatistikleri, Sayı:27620, 2018
2. Barlev E, Zelig U, Bar O, et al A novel method for screening colorectal cancer by infrared spectroscopy of peripheral blood mononuclear cells and plasma. J Gastroenterol
3. Ostrovsky E, Zelig U, Gusakova I, et al (2012) Detection of Cancer Using Advanced Computerized Analysis of Infrared Spectra of Peripheral Blood. IEEE Trans Biomed Eng 60:1–1
4. Baker MJ, Gazi E, Brown MD, et al (2008) FTIR-based spectroscopic analysis in the identification of clinically aggressive prostate cancer. Br J Cancer 99:1859–1866
5. Fujioka N, Morimoto Y, Arai T, Kikuchi M Discrimination between normal and malignant human gastric tissues by Fourier transform infrared spectroscopy. Cancer Detect Prev. doi: 10.1016/j.cdp.2003.11.004
6. Maziak DE, Do MT, Shamji FM, et al Fourier-transform infrared spectroscopic study of characteristic molecular structure in cancer cells of esophagus: An exploratory study. Cancer Detect Prev. doi: 10.1016/j.cdp.2007.03.003
7. Fabian H, Thi NAN, Eiden M, et al (2006) Diagnosing benign and malignant lesions in breast tissue sections by using IR-microspectroscopy. Biochim Biophys Acta 1758:874–882
8. Cheng CG, Tian YM, Jin WY (2008) A study on the early detection of colon cancer using the methods of wavelet feature extraction and SVM classifications of FTIR. Spectroscopy 22:397–404

9. Cheng C, Xiong W, Tian Y (2009) Classification of rat FTIR colon cancer data using wavelets and BPNN. *Chinese J Chem* 27:911–914
10. Zwielly A, Mordechai S, Sinielnikov I, et al (2010) Advanced statistical techniques applied to comprehensive FTIR spectra on human colonic tissues. *Med Phys* 37:1047–55
11. Sheng D, Liu X, Li W, et al (2013) Distinction of leukemia patients' and healthy persons' serum using FTIR spectroscopy. *Spectrochim Acta - Part A Mol Biomol Spectrosc* 101:228–232
12. Erukhimovitch V, Talyshinsky M, Souprun Y, Huleihel M (2006) FTIR spectroscopy examination of leukemia patients plasma. *Vib Spectrosc* 40:40–46
13. Ahmed SSSJ, Santosh W, Kumar S, Thanka Christlet TH Neural network algorithm for the early detection of Parkinson's disease from blood plasma by FTIR micro-spectroscopy. *Vib Spectrosc*. doi: 10.1016/j.vibspec.2010.01.019
14. Sheng D, Wu Y, Wang X, et al (2013) Comparison of serum from gastric cancer patients and from healthy persons using FTIR spectroscopy. *Spectrochim Acta - Part A Mol Biomol Spectrosc* 116:365–369
15. Wang X, Shen X, Sheng D, et al (2014) FTIR spectroscopic comparison of serum from lung cancer patients and healthy persons. *Spectrochim Acta - Part A Mol Biomol Spectrosc* 122:193–197
16. Barlev E, Zelig U, Bar O, et al (2015) A novel method for screening colorectal cancer by infrared spectroscopy of peripheral blood mononuclear cells and plasma. *J Gastroenterol* 56–78
17. Toraman S, Türkoğlu İ (2016) FTIR İşaret Örüntülerinden Kolon Kanserinin Belirlenmesine Yönelik Yeni Bir Otomatik Tanıma Yöntemi. *Int Conf Nat Sci Eng* 2354–2361
18. Kaya A, Keçeli AS, Can AB Akciğer nodül özelliklerinin tahmininde çeşitli sınıflama stratejilerinin incelenmesi. *Gazi Üniversitesi Mimar Mühendislik Fakültesi Derg* (2018), <https://doi.org/10.17341/gazimmfd416530>
19. Cummins N, Amiriparian S, Hagerer G, et al (2017) An Image-based Deep Spectrum Feature Representation for the Recognition of Emotional Speech. *Proc 2017 ACM Multimed Conf - MM '17* 478–484
20. Toraman S (2016) Kızılötesi Spektroskopisi Kullanılarak Kan Örneklerinden Kolon Kanserine Yönelik Özellik Çıkarımı. *Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi*
21. Taşaner MM (2009) Çoklu Silindirik Hedeflerin Sınıflandırılması. *Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi*
22. Mustafa M, Taib MN, Murat ZH, et al (2011) Classification of EEG spectrogram image with ANN approach for brainwave balancing application. *Int J Simul Syst Sci Technol* 12:29–36
23. Krizhevsky A, Sutskever I, Hinton GE (2012) ImageNet Classification with Deep Convolutional Neural Networks. *Adv Neural Inf Process Syst* 1–9
24. MATLAB and Computer Vision System Toolbox, The MathWorks, Inc., Natick, Massachusetts, United States.
25. Zhou Y, Nejati H, Do T-T, et al (2016) Image-based Vehicle Analysis using Deep Neural Network: A Systematic Study
26. Şengür A, Akılotu BN, Tuncer SA, et al (2018) Optic Disc Determination in Retinal Images with Deep Features. In: 26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU). pp 4–7
27. Khazaei A, Ebrahimzadeh A Classification of electrocardiogram signals with support vector machines and genetic algorithms using power spectral features. *Biomed Signal Process Control*. doi: 10.1016/j.bspc.2010.07.006
28. Kharat PA, Dudul S V. (2012) Daubechies wavelet neural network classifier for the diagnosis of epilepsy. *WSEAS Trans Biol Biomed* 9:103–113
29. Amiriparian S, Gerczuk M, Ottl S, et al (2017) Snore Sound Classification Using Image-based Deep Spectrum Features Chair of Complex & Intelligent Systems , Universit ". 3512–3516
30. Vedaldi A, Zisserman A (2010) Efficient Additive Kernels via Explicit Feature Maps. *Proc {CVPR}* 34:480–492
31. Fan R-E, Chang K-W, Hsieh C-J, et al (2008) LIBLINEAR: A Library for Large Linear Classification. *J Mach Learn Res* 9:1871–1874.

Dış Ortam Görüntülerindeki İnsan Hareketlerinin Hibrit Derin Öğrenme Yöntemleri Kullanarak Sınıflandırılması

Özlem ALGUR¹, Vedat TÜMEN², Özal YILDIRIM^{2*}

¹Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, Munzur Üniversitesi, Tunceli, Türkiye

²Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Munzur Üniversitesi, Tunceli, Türkiye

*oyildirim@munzur.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu makale çalışmasında, dış ortam görüntülerinde yer alan insan hareketlerinin otomatik sınıflandırılması için hibrit bir derin öğrenme yaklaşımı önerilmiştir. İlk olarak, dış ortamdan çekilen görüntü içerisindeki kişilerin tespiti sağlanmıştır. Bu amaçla, literatürde yaygın olarak kullanılan önceden eğitilmiş derin nesne tespit aracı olan YOLO kullanılmıştır. Dış ortam görüntülerinin elde edilmesinde Google street view platformu tercih edilmiştir. Daha sonra tespit edilen kişiler için hareket sınıfları oluşturulmuştur. Bu hareket sınıfları; sağa yürüme, sola yürüme, ayakta durma ve oturma şeklindedir. Böylece dış ortam görüntülerinden tespit edilen kişiler için kapsamlı bir veri seti oluşturulmuştur. Sınıfları belirlenen verilerin otomatik olarak tanınması işlemi için bir konvolüsyonel sinir ağı (KSA) modeli tasarlanmıştır. Eğitimi tamamlanan bu model, YOLO nesne tespit sistemi ile hibrit bir şekilde kullanılarak giriş görüntüsü içerisindeki kişi hareketlerinin otomatik olarak tanınmasını sağlamıştır. Makale kapsamında, dört sınıflı bir veri seti oluşturularak önerilen sistemin performans değerlendirmeleri yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Derin öğrenme, İnsan hareket tespiti, Görüntü işleme, Nesne tespiti.

Classification of Human Actions in Outdoor Images Using Hybrid Deep Learning Methods

Abstract

In this paper, a hybrid deep learning approach is proposed for automatic classification of human actions in outdoor images. Firstly, the detection of the humans in the image taken from the outdoor environment is provided. For this purpose, YOLO, a pre-trained deep object detection tool widely used in the literature, is used. The Google street view platform was preferred to acquire outdoor images. Action classes were created for the detected humans. These action classes; walking to the right, walking to the left, standing and sitting. Thus, a comprehensive dataset has been created for humans identified from the outdoor images. A convolutional neural network (CNN) model is designed for the automatic recognition of classes. With this designed CNN model, automatic recognition of the human actions is provided. This trained model is used in a hybrid manner with the YOLO object detection system to automatically recognize the human actions in the input images. Within the scope of the article, a four-class dataset was created and performance evaluations of the proposed system were made.

Keywords: Deep learning, Human action recognition, Image processing, Object detection.

1. Giriş

Görüntü verileri içerisindeki kişilerin tespit edilmesi ve aynı zamanda bu kişilerin gerçekleştirdiği hareketlerin belirlenmesi insan makine etkileşimi çalışmaları için önemli bir problem alanıdır. Örneğin, video görüntüleri içerisindeki insan hareketleri, içerik tabanlı video arama çalışmalarında kullanılan etkili bir yaklaşımdır [1]. Yol güzergâhındaki yayaların algılanması [2-4] ve bu yayaların hareket

yönlerinin tespiti; güvenlik sistemleri, sürücüsüz araçlar ve robotik sistemlerin gelişimi açısından oldukça önemlidir. Araçlara ya da benzer donanımlara yerleştirilebilecek bir görüntüleme sistemi ile insan hareketlerinin otomatik tespit edilmesi sağlanabilir. Kara yollarında araç hareket halindeyken gerçek görüntülerden insanların tespiti ve buna ilaveten hareketlerinin gerçek zamanlı algılanması, araçlarda erken uyarı sistemlerinin oluşturulması gibi birçok uygulama alanı için büyük önem arz etmektedir.

İnsan hareketi tanımı yapılırken çeşitli seviyelerde soyutlamalar kullanılmaktadır [5]. Örneğin sağ ayağın önde olması gibi atomik eylemlerin bir döngü içerisinde gerçekleşmesi ile (koşma gibi) bir hareket meydana gelmektedir. Genel tanımıyla insan vücudunun ardışık manevralarının sonucunda ortaya çıkan durum olarak ifade edilebilir [6]. Hareket tespiti için öncelikle kişilerin tespitinin gerçekleştirilmesi ve tüm görüntüden ayrılması gerekmektedir. Tespit edilen kişi görüntüleri üzerinde özellik çıkarımı ve sınıflandırma yöntemleri ile bu kişilerin hareketlerine dair anlamlı çıkarımlar yapılabilir [7-9]. Fakat hareket tanıma oldukça karmaşık bir problemdir. Karmaşık arka planlar, görüntü açısı, görüntüdeki kapanıklıklar doğru tanımayı etkileyen zorluklardır.

İnsan hareket tespiti ile ilgili yapılan çalışmalar incelendiğinde, video görüntüleri üzerinde yapılan çalışmalar yoğunluktadır. Yu ve Yuan [10] çalışmalarında, videolardaki belli insan hareketlerinin sınıflandırılması işlemini gerçekleştirmiştir. Geliştirilen algoritma ile iki farklı veriseti kullanılarak yapılan bu çalışmada insan hareketleri olan el sallama, el sıkışma ve boks yapma gibi belirli hareketler sınıflandırılmış ve MSR12 veri seti üzerindeki ortalama başarımları %61.30 olmuştur.

Baccoubhe ve diğ. [11] yapmış oldukları çalışmada; insan hareketlerini herhangi bir ön bilgi kullanmadan sınıflandırmayı öğrenen, tamamen otomatikleştirilmiş derin bir model önermişlerdir. KSA'ların üç boyuta genişletilmesine dayanan sistemin ilk basamağı, otomatik olarak uzay-zamansal özellikleri öğrenmektir. Daha sonra tekrarlanan bir sinir ağı her bir zaman aşımı için öğrenilen özelliklerin zamansal gelişimini göz önüne alarak her diziye sınıflandırmak üzere eğitilmiştir. KTH veri setinde yapılan deneysel sonuçlar; önerilen yaklaşımın mevcut derin modellerden daha iyi performans gösterdiğini ve en iyi ilgili çalışmalarla karşılaştırılabilir sonuçlar verdiğini göstermişlerdir.

Eroğlu ve diğ. [12] video işleme teknikleri ile görüntülerdeki ilginç noktaların tespitini sağlayarak bu noktalar üzerinde öznitelik çıkarımı gerçekleştirmişlerdir. Elde edilen öznitelikler üzerinde k-en yakın komşu sınıflandırma yöntemi kullanarak insan hareketlerini sınıflandırmışlardır.

Yapılan çalışmada zıplayarak ilerleme ve koşma videoları için başarı %83 oranında olmuştur.

Niebles ve diğ. [13] farklı özellik çıkarımı modelleri kullanarak KTH, Weizmann ve buz pateni veri setleri üzerinde video etiketlemeden sonra yapmış oldukları sınıflandırmada ortalama olarak sırasıyla %83.33, %90 ve %80.76 tanıma performansı sağlamışlardır. Schüldt ve diğ. [14] çalışmalarında 25 insana ait dört farklı senaryo ile yürüme, zıplama, koşma, boks, el sallama ve alkışlama hareketlerini sınıflandırma işlemini gerçekleştirmişlerdir. Çalışmalarında, destek vektör makineleri ve görüntülerde tespit edilen yerel benzerliklerin eşleştirilmesi yöntemlerini kullanmışlardır.

Bahsedilen bu çalışmalar el ile ayarlanmış özellik çıkarım metotları ve sıkı yapıları sınıflandırıcılar içermektedir. Makine öğrenmesi alanında son zamanlarda ön plana çıkan derin öğrenme algoritmaları hem özellik çıkarımı hem de sınıflandırma yapısını bir arada bulunduran etkili yaklaşımlar olmuştur [19, 25-31]. İnsan hareketi tanıma derin öğrenme kullanan çalışmalar ön plana çıkmaktadır.

Ji ve diğ. [15] derin öğrenme kullanarak insan hareketlerinin otomatik tanınmasını sağlamışlardır. Çalışmada, özellik belirleme sürecini otomatikleştiren ham girişlere doğrudan etki edebilen derin bir 3D-KSA modeli önermişlerdir. Bu model ile KTH veri seti üzerinde ortalama %90.2 tanıma başarımları raporlamışlardır.

Rahmani ve diğ. [16] insan hareketlerinin tanınmasında büyük problem teşkil eden bilinmeyen ve görülmeyen açılar için derin bir ağ önermişlerdir. Simonyan ve Zisserman [17] video görüntülerindeki hareketlerin tespiti için iki yönlü bir KSA yapısı önermişlerdir.

Bu çalışmada, dış ortam görüntüleri içerisinde yer alan insan hareketlerinin otomatik tespitinde derin öğrenme modellerinin hibrit bir kullanımı önerilmiştir. Google Street View ortamından elde edilen görüntülerde, daha önceden eğitilmiş nesne tespit aracı olan YOLO (You Only Look Once) ile kişilerin tespiti yapılmıştır. Elde edilen birçok kişi görüntüsü dış ortamdaki hareketlerine göre dört sınıfta etiketlenilmiştir. Etiketlendirilmiş veri setleri üzerinde önerilen KSA modelinin eğitimleri gerçekleştirilmiştir. Eğitilen modelin test verileri üzerindeki tanıma performansları

değerlendirilmiş böylece farklı görüntü boyutları ve farklı veri bölümlene oranları kullanılmıştır.

Önerilen modelin avantajları şu şekilde özetlenebilir;

- El ile ayarlanan özellik çıkarımları ve sığ yapı sınıflandırıcılar yerine tamamen uçtan-uca ham görüntüler üzerinde çalışan bir tanıma sistemidir.
- Görüntü içerisindeki kişilerin tespiti önceden eğitilmiş bir ağ modeli ile otomatik olarak yapılmaktadır. Böylece dış ortam görüntülerindeki birçok kişinin tespiti yüksek bir performansla sağlanmaktadır.
- Derin öğrenme modellerinin hibrit bir şekilde kullanarak istenen amaca yönelik tanıma işlemlerinin yapılması açısından literatüre katkı sunmaktadır.
- Dış ortamda kullanılabilecek tanıma sistemleri için önemli bilgiler sağlamaktadır.

2. Derin Öğrenme

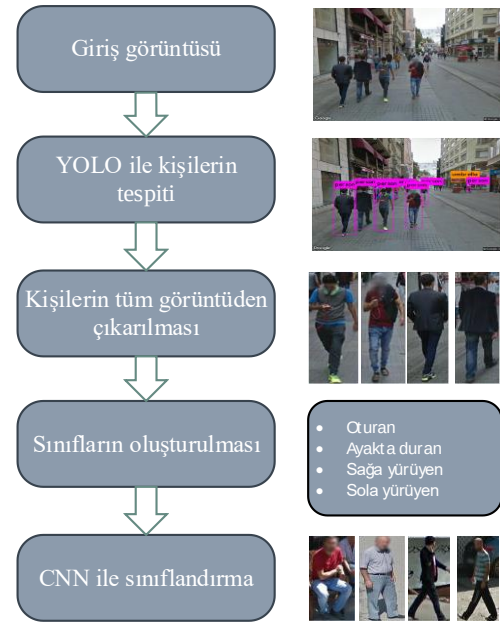
Derin öğrenme makine öğrenmesi alanının en güncel konusudur. Derin öğrenme, yapay sinir ağları olarak adlandırılan beynin yapısından ve işlevinden esinlenmiş olan algoritmalarla alakalı makine öğrenmesinin bir alt dalıdır. Makine öğrenmesi, derin öğrenme ve yapay zekâ ifadeleri birbirleri ile ilişkili kavramlardır [18]. Derin öğrenme, büyük miktarlarda, etiketlenmemiş eğitim verilerinden öznelilik çıkarım yöntemleri ile özelliklerin saptamasını yapabilen sistemler oluşturmak için geliştirilmiştir. Derin öğrenme; görüntü sınıflandırma, imge işleme, video analizi ve sınıflama, ses tanıma ve işleme ve doğal dil öğrenme süreci gibi günümüzde birçok alanda yoğun bir şekilde kullanılmaktadır [19].

Derin öğrenme mimarileri giriş verilerinin düşük seviyeli temsillerinden (çizgi, kenarlar, renk, doku vb.) yüksek seviyeli temsillerine kadar çeşitli seviyelerde özelliklerini elde ederek bu verilerin işlenmesini sağlar. Derin öğrenmenin en sık kullanılan yapıları, Derin Sinir Ağları, Otomatik Kodlayıcılar ve Boltzmann Makinelerinin türevleri olan Kısıtlı Boltzmann Makineleridir [20]. Derin öğrenmeyi geleneksel yapay sinir ağı modellerinden ayıran en önemli özelliklerinden biri çok fazla sayıda katmanla çalışabilmesidir. Geleneksel yapay sinir ağlarında her hücre kendinden bir önceki ve bir sonraki katmanlarda bulunan tüm hücrelere bağlı

durumdadır. Her bağlantıda hesap gerektiren matematiksel işlemler mevcuttur. Katman sayısında ve hücre sayısında artışın olabilmesi için yüksek miktarda CPU gücüne ihtiyaç duyulmaktadır. Derin bir ağ yapısının oluşturulması için kişisel bilgisayarlar içerisindeki CPU gücü tam anlamıyla yeterli değildir. Bunun yerine günümüzde güçlendirilmiş GPU tabanlı ve yüksek hafızalı işlemciler üzerinden çalışılmaktadır.

3. Önerilen Tanıma Sistemi

Çalışmada, dış ortam görüntülerinden insan hareketlerinin tespiti için derin öğrenme tabanlı hibrit bir tanıma sistemi geliştirilmiştir. Bu tanıma sistemi ile Google street view uygulamasından elde edilen görüntülerdeki insanların hareketlerinin belirlenmesi sağlanmıştır. Önerilen sistemin çalışma adımları Şekil 1’de gösterildiği gibidir.



Şekil 1. Geliştirilen tanıma sisteminin çalışma adımları

Google street view uygulamasından elde edilen bazı örnek görüntüler Şekil 2’de verilmiştir. Öncelikle görüntülerin elde edilmesi ve bu görüntüler için bir veri tabanı oluşturulması sağlanmıştır. Daha sonraki aşamada toplanan bu görüntüler üzerinde nesne tespit aracı olan YOLO ile kişiler tespit edilmiştir. Tespit edilen kişiler için sınıf ayırımı yapılmıştır. Bu sınıflar; sağa

hareket, sola hareket, ayakta duran ve oturan şeklinde belirlenmiştir.



Şekil 2. Google street view uygulamasından elde edilen bazı görüntüler

3.1. Kişilerin tespit edilmesi

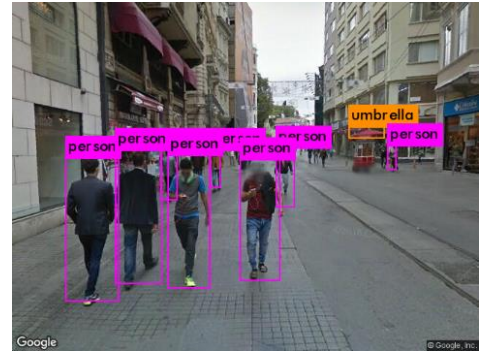
Görüntü içerisindeki insanların tespiti işlemi, görüntü işleme alanında nesne tespiti problemi olarak ele alınmaktadır. Nesne tespitine dayalı birçok çalışma mevcuttur fakat bunlardan en iyisi ve en hızlısı Redmon ve diğ. [21] tarafından sunulmuş olan You Only Look Once (YOLO) sistemidir. YOLO sınırlayıcı kutuları ve sınıf olasılıklarını tahmin etmek için tek bir sinir ağı kullanan bir derin KSA ağıdır. YOLO'nun mimarisi KSA tabanlı olup hızlı bir yapıya sahiptir. Görüntüleri gerçek zamanlı olarak saniyede 45 kare hızında işler. Ağın daha küçük bir versiyonu olan Fast YOLO, saniyede 155 kare işleme özelliğine sahiptir [22]. Mevcut nesne tespiti sistemlerine kıyasla, YOLO daha fazla lokalizasyon hatası yapar, fakat arka planda yanlış pozitifleri tahmin etme olasılığı daha düşüktür. Son olarak YOLO, nesnelerin en genel temsillerini öğrenir. Öznitelik çıkarımı için $7 \times 7 \times 1024$, aktivasyon haritası elde etmek için 24 konvolüsyon katmanı kullanılır. Bu görüntü bilgileri iki tam bağlı katmana sahip tahmin bölümüne geçirilir. Olasılık ve nesne koordinat bilgileri son katman olan tam bağlı katmanı tarafında üretilmektedir [23].

Bu çalışmada, orijinal görüntüler içerisindeki kişilerin tespit edilmesi için YOLO aracı kullanılmıştır. Şekil 3'te, görüntü içerisindeki

kişilerin tespit edilmesi ve tüm görüntüden ayrılmasına ait aşamalar gösterilmiştir.



(a) Orijinal görüntü



(b) Kişilerin tespit edilmesi



(c) Kişilerin bölümlenmiş halleri

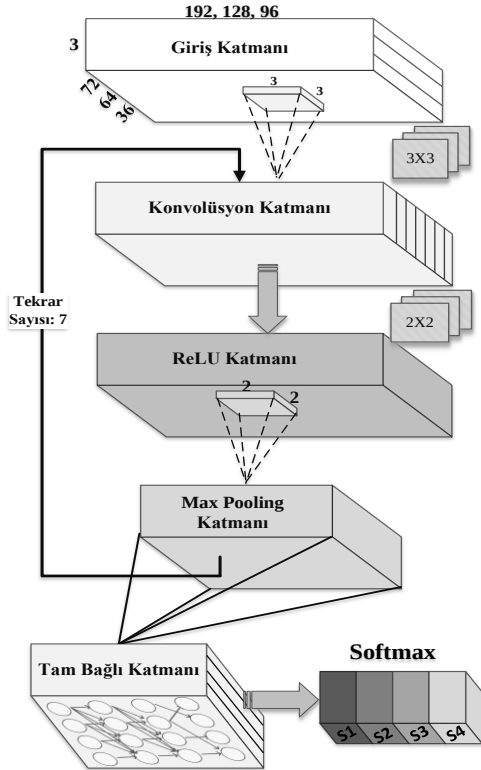
Şekil 3. Hareket görüntülerinin elde edilme aşamaları

3.2. KSA sınıflandırma modeli

Veri tabanında bulunan tüm imgelerin YOLO sisteminden geçirildikten sonra elde edilen insan görüntülerinin sınıflandırılması için KSA yöntemi kullanılmıştır. Özellik çıkarma yöntemi için ham görüntü piksellerini kullanarak sınıflandırma işlemi yapılmaktadır. Bu yapıların başlıca avantajı görüntüye ait çeşitli seviyelerde özelliklerin hiyerarşik olarak elde edilmesidir. İlk katmanlarda köşeler gibi düşük seviyeli özellikler çıkartılır, sonraki katmanlarda ise daha karmaşık şekiller gibi yüksek seviyeli özellikler çıkarılır. KSA, en düşük sayıda önilem ile görüntülerin

işlenmesi ve doğrudan görsel kalıplar çıkarmak için geliştirilmiştir. KSA'ların, diğer sınıflandırma algoritmalarından daha iyi bir performans göstermesinin nedenlerinden birisi öznetelik çoğaltma ve özetleme katmanlarına sahip olmasıdır. Bu özellikler yardımıyla mevcut veriyi daha iyi sınıflandırmakta ve tanımaktadır. Günümüzde KSA mimarileri kullanarak geliştirilmiş birçok popüler model bulunmaktadır. Bunlar; LeNet [24], AlexNet [25], GoogLeNet [26], VGGNet [27] ve ResNet [28] gibi modellerdir. Bu modeller KSA tabanlı uygulamalar geliştirerek görüntü işleme, sınıflama alanında büyük başarımlar elde etmişlerdir.

KSA katmanları gelişmekle birlikte temel olarak dört katmandan oluşmaktadır. Bu katmanlar; konvolüsyon katmanı, aktivasyon katmanı, alt-örnekleme (pooling) katmanı ve tam bağlı katmandır.



Şekil 4. Önerilen KSA modelinin blok gösterimi

Bu çalışmamızda önerdiğimiz bir KSA model ile günümüzde görüntü tanımadaki oldukça başarılı olan Vgg Net [27] ve Lenet [24] KSA modellerinin görüntüleri tanımadaki başarımları karşılaştırılmıştır.

Dış ortam görüntülerindeki insan hareketlerinin otomatik tanınması için yapılan bu çalışmada önerilen KSA modeli Şekil 4'de verilmiştir. Önerilen derin KSA modelinde ilk katmanda ham görüntüler alınır, 3×3 'lük birimler alınarak rastgele oluşturulan bir konvolüsyon katmanından geçirilir. ReLU katmanında bir aktivasyon fonksiyonu değerlendirilir ve ardından oluşan büyük verideki en anlamlı değerlerin bulunması için pooling katmanı ile veri sayısı azaltılmaktadır. Bu işlemlerden sonra tam-bağlı katmanı ile verilerin çaprazlanması sağlanır ve son olarak softmax katmanı ile verilerin sınıflarının tahmini sağlanmaktadır.

4. Deneysel Sonuçlar

Google street view uygulamasından toplamda 1000 adet görüntü alınarak kapsamlı bir veri tabanı oluşturulmuştur. Bu görüntüler içerisindeki kişiler nesne tespit aracı olan YOLO ile tespit edilip bölümlenmiştir. Böylece 2000 adet kişi görüntüsü elde edilmiştir. Belirlenen yükseklik ve genişlik ölçülerine uygun olmayan görüntüler çıkarılıp tekrardan veritabanı güncellenmiştir. Güncellenen veritabanındaki görüntülerin ortalama genişlik ve yüksekliklerine göre üç farklı boyut için deneysel çalışmalar yapılmıştır. Bu veri kümeleri; yükseklik $\times$ genişlik $\times$ renk olmak üzere sırasıyla $192 \times 72 \times 3$, $128 \times 64 \times 3$ ve $96 \times 36 \times 3$ şeklinde düzenlenmiştir.

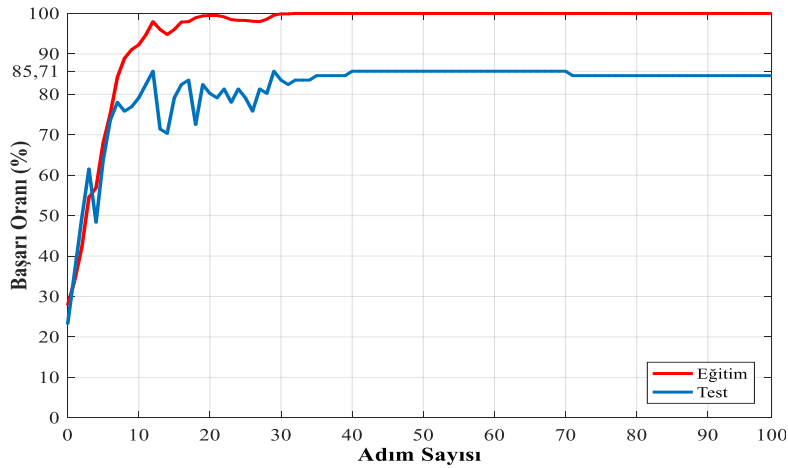
Çalışmada kullanılan veri sınıfları ve sayıları ile ilgili bilgiler Tablo 1'de verilmiştir. Çalışmada, 234 tane ayakta duran, 198 tane oturan, 249 tane sola yönelen ve 228 tane sağa yönelen olmak üzere toplamda 909 tane insan hareket verisi bulunmaktadır.

Tablo 1. Çalışmada kullanılan sınıflar ve bu sınıflara ait bazı örnek görüntüler

Sınıf	Görüntü Örnekleri	Veri Sayısı
S1- Oturan		198
S2- Ayakta duran		234
S3- Sağa yürüyen		228
S4-Sola yürüyen		249

Çalışmada, belli oranlarda eğitim, doğrulama ve test verileri alınarak ayrı sonuçlar elde edilmiştir. Görüntüler eğitim, doğrulama ve test olacak şekilde belli oranlarda üç parçaya bölünmüştür. Bu bölümlere yapıları eğitim-doğrulama ve test olmak üzere; %80-%10-%10, %70-%15-%15 ve %50-%25-%25 şeklinde seçilmiştir. Şekil 5’de, %80 eğitim, %10 doğrulama ve %10 test şeklinde bölünen veriseti

üzerinde önerilen KSA modeli ile elde edilen eğitim ve doğrulama sonuçlarına ait performans grafiği gösterilmiştir. Derin KSA modelinin eğitimi 100 adım sürdürülmüştür. Grafikten görülebileceği gibi modelin eğitimi 30. adımda tamamlanırken doğrulama aşaması tam olarak başarıya ulaşamayıp 80. adımda modelin başarımı %85.71 olarak ölçülmüştür.

**Şekil 5.** KSA tabanlı modelimizin başarımlarını gösteren grafik

Önerilen modelde elde edilen sonuçlar, diğer modellerde elde edilen sonuçlar ile

karşılaştırılmıştır. Önerilen modelin başarısının daha yüksek olduğu tespit edilmiştir. Eğitim,

doğrulama ve test verileri oranı değiştirilerek en iyi sonuçların elde edilmesi sağlanmıştır. Tablo 2’ de, deneysel çalışma için farklı veri bölümlere

oranları ile elde edilen sınıflandırma sonuçları verilmiştir.

Tablo 2. Deneysel çalışmadan elde edilen sonuçların karşılaştırılması

Görüntü boyutu	Modeller	Sınıflandırma başarımları (%)		
		Veri setleri		
		Eğitim – Doğrulama – Test (%)		
		80 – 10 – 10	70 – 15 – 15	50 – 25 – 25
192 × 72 × 3	Önerilen KSA	85.71	78.10	75.00
	Vgg Net	83.52	77.37	69.74
	Lenet	82.42	67.15	71.05
128 × 64 × 3	Önerilen KSA	71.43	74.45	68.86
	Vgg Net	70.33	75.94	69.30
	Lenet	71.43	74.45	67.54
96 × 36 × 3	Önerilen KSA	72.53	77.37	69.30
	Vgg Net	72.53	74.45	71.05
	Lenet	64.84	73.72	70.8

Tablo 2’ de görüldüğü gibi dört sınıflı veriler üzerinde önerilen KSA modeli diğer modellere kıyasla daha iyi sonuçlar elde etmiştir. Önerilen KSA modelinde %80 eğitim, %10 doğrulama ve %10 test veri seti üzerinde %85.71 ile en iyi sonuç gözlemlenmiştir. Diğer görüntü boyutları ve veri setlerinde önerilen KSA modeli, diğer modellere göre daha yüksek sonuç vermiştir. Vgg Net modeli görüntü boyutunun 128×64×3 olduğu ve eğitim, doğrulama ve test oranlarının sırasıyla %70, %15, %15 ve %50, %25, %25 olarak ayarlandığı verilerde ağırlıklarını daha uygun düzenleyebildiğini göstermiştir.

Eğitilen KSA modelinin test verileri üzerinde elde ettiği sınıflama sonuçlarına ait bir doğruluk matrisi verilmiştir. Tablo 3’ te önerilen KSA modelinin 4 sınıfa ait test verileri üzerinde elde ettiği doğruluk matrisi verilmiştir.

Tablo 3. KSA modelinin test verileri üzerinde elde ettiği doğruluk matrisi (%80-%10-%10)

Sınıflar	S1	S2	S3	S4
S1	20	2	3	0
S2	3	21	1	0
S3	2	1	16	1
S4	0	0	0	21
Ortalama Tanıma Performansı=%85.71				

Doğruluk matrisinden görüldüğü gibi, ayakta duran sınıfa atanması gereken imge sayısının 25 olması gerekirken 2 imge oturan sınıfa, 3 imge de sola yürüyen sınıfa yanlış olarak atılarak ayakta duran sınıf için 20 imge doğru tespit edilmiştir.

Oturan sınıfa atanması gereken imge sayısının 25 olması gerekirken 3 imge ayakta duran sınıfa, 1 imge de sola yürüyen sınıfa yanlış olarak atılarak oturan sınıfa 21 imge atanmıştır. Sola yürüyen sınıfa atanması gereken imge sayısının 20 olması gerekirken yanlış bir şekilde imge ataması yapılarak imgelerin iki tanesi ayakta duran sınıfa, bir tanesi oturan sınıfa, bir tanesi de sağa giden sınıfa atanarak sola yürüyen sınıfa 16 imge atanmıştır. Sağa yürüyen sınıf için herhangi bir yanlış atama yapılmayıp 21 imge doğru olarak sınıflandırılmıştır.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada iki aşamalı derin öğrenme tabanlı bir insan hareketi tanıma sistemi önerilmiştir. Daha önceden eğitilmiş nesne tespit aracı olan YOLO ile kişiler tespit edilmiş ve derin öğrenme mimarilerinden KSA kullanılarak kişi hareketlerinin sınıflandırılması sağlanmıştır. Geliştirilen hibrit derin öğrenme yöntemi ile insan hareketlerini içeren görüntülerin otomatik tanınması işlemi yapılmıştır. Çalışmada geliştirilen KSA modeli ile popüler derin öğrenme modelleri karşılaştırılmış ve önerilen yöntemin daha yüksek doğruluk oranları ile sonuçlar ürettiği görülmüştür.

Önerilen modelinin yeterli derecede eğitim ve parametre düzenlemesinden sonra hareket tespit sistemleri, insan takip sistemleri, otonom araçlar için sürücü destek sistemleri gibi birçok alanda kullanılması sağlanabilir.

6. Kaynaklar

1. Dhamsania, C. J., & Ratanpara, T. V. (2016). A survey on Human action recognition from videos. Online International Conference on In Green Engineering and Technologies, 1-5.
2. Geronimo, D., Lopez, A. M., Sappa, A. D., & Graf, T. (2010). Survey of pedestrian detection for advanced driver assistance systems. *IEEE transactions on pattern analysis and machine intelligence*, **32**(7): 1239-1258.
3. Ouyang, W., Zeng, X., & Wang, X. (2016). Learning mutual visibility relationship for pedestrian detection with a deep model. *International Journal of Computer Vision*, **120**(1): 14-27.
4. Aguilar, W. G., Luna, M. A., Moya, J. F., Abad, V., Parra, H., & Ruiz, H. (2017). Pedestrian detection for UAVs using cascade classifiers with meanshift. In *Semantic Computing (ICSC)*, 509-514.
5. Thomas B. Moeslund, Adrian Hilton, Volker Krüger, (2006). A survey of advances in vision-based human motion capture and analysis, *Computer Vision and Image Understanding*, **104** (2-3) 90-126.
6. Cheng, G., Wan, Y., Saudagar, A. N., Namuduri, K., & Buckles, B. P. (2015). Advances in human action recognition: A survey. *arXiv preprint arXiv:1501.05964*.
7. Aggarwal, J. K., & Ryoo, M. S. (2011). Human activity analysis: A review. *ACM Computing Surveys*, **43**(3): 16.
8. Chaudhary, A., Raheja, J. L., Das, K., & Raheja, S. (2011). A survey on hand gesture recognition in context of soft computing. In *International Conference on Computer Science and Information Technology* **133**: 46-55.
9. Weinland, D., Ronfard, R., Boyer, E., (2011). A survey of vision-based methods for action representation, segmentation and recognition. *Computer Vision and Image Understanding* **115**: 224-241.
10. Yu, G., & Yuan, J. (2015). Fast action proposals for human action detection and search. In *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*, 1302-1311.
11. Baccouche, M., Mamalet, F., Wolf, C., Garcia, C., & Baskurt, A. (2011). Sequential deep learning for human action recognition. In *International Workshop on Human Behavior Understanding*, **7065**: 29-39.
12. Eroglu, H., Gokce, C. O., & Ilk, H. G. (2014, April). Human action recognition via spatial and temporal methods. In *Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 2014 22nd, 104-107.
13. Niebles, J. C., Wang, H., & Fei-Fei, L. (2008). Unsupervised learning of human action categories using spatial-temporal words. *International journal of computer vision*, **79**(3): 299-318.
14. Schuldt, C., Laptev, I., & Caputo, B. (2004). Recognizing human actions: a local SVM approach. In *Pattern Recognition*, **3**: 32-36.
15. Ji, S., Xu, W., Yang, M., & Yu, K. (2013). 3D convolutional neural networks for human action recognition. *IEEE transactions on pattern analysis and machine intelligence*, **35**(1): 221-231.
16. Rahmani, H., Mian, A., & Shah, M. (2017). Learning a deep model for human action recognition from novel viewpoints. *IEEE Transactions On Pattern Analysis and Machine Intelligence*, **40**(3), 667-681.
17. Simonyan, K., & Zisserman, A. (2014). Two-stream convolutional networks for action recognition in videos. In *Advances In Neural Information Processing Systems*, **27**: 68-576.
18. İnternet Erişimi (2018): <http://fortune.com/ai-artificial-intelligence-deep-machine-learning/>
19. Coşkun, M., Yildirim, Ö., Uçar, A. & Demir, Y. (2017). An Overview of Popular Deep Learning Methods. *European Journal of Technique*, **7**(2): 165-176.
20. Gehring, J., Miao, Y., Metze, F., & Waibel, A. (2013). Extracting deep bottleneck features using stacked auto-encoders. In *Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 3377-3381.
21. Redmon, J., Divvala, S., Girshick, R., & Farhadi, A. (2016). You only look once: Unified, real-time object detection. *The IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, 779-788.
22. Redmon, J., & Farhadi, A. (2017). YOLO9000: better, faster, stronger. *arXiv preprint*.
23. Koçer, S., & Akdağ, A. (2017). Convolutional neural network based handgun detection. In *Computer Science and Engineering (UBMK)*, 89-93.
24. LeCun, Y., Bottou, L., Bengio, Y., & Haffner, P. (1998). Gradient-based learning applied to document recognition. *Proceedings of the IEEE* **86**(11): 2278-2324.
25. Krizhevsky, A., Sutskever, I., & Hinton, G. E. (2012). Imagenet classification with deep convolutional neural networks. *Advances in Neural Information Processing Systems* **25**: 1097-1105.
26. Szegedy, C., Liu, W., Jia, Y., Sermanet, P., Reed, S., Anguelov, D., ... & Rabinovich, A. (2015). Going deeper with convolutions. *Computer Vision and Pattern Recognition*, 1-9.
27. Simonyan, K., & Zisserman, A. (2014). Very deep convolutional networks for large-scale image recognition. *arXiv preprint arXiv:1409.1556*.

28. He, K., Zhang, X., Ren, S., & Sun, J. (2016). Deep residual learning for image recognition. *Computer Vision and Pattern Recognition*, 770-778.
29. Yildirim Ö. (2018). A novel wavelet sequences based on deep bidirectional LSTM network model for ECG signal classification; *Computers in Biology and Medicine*; 2018; **96**: 189 – 202.
30. Yildirim, Ö., San Tan, R., & Acharya, U. R. (2018). An efficient compression of ECG signals using deep convolutional autoencoders. *Cognitive Systems Research*, **52**:198-211.
31. Uçar, A., Demir, Y., & Güzeliş, C. (2017). Object recognition and detection with deep learning for autonomous driving applications. *Simulation*, **93**(9), 759-769.

Venturini Kontrol Algoritmasını Kullanan Matris Konverterin Tasarımı, Modellenmesi ve Uygulaması

Abuzer ÇALIŞKAN, Sencer ÜNAL, Ahmet ORHAN
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi
Fırat Üniversitesi
acaliskan@firat.edu.tr

(Geliş/Received: 07.08.2017; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu makalede, Venturini kontrol algoritmasını kullanan üç fazlı matris konverterin tasarımı modellenmesi ve uygulaması incelenmiştir. Bu algoritma kontrol edilebilir bir giriş yerdeğiştirme faktörü ve sınırsız büyüklükte çıkış frekansı sağlar. Bu amaçla Venturini kontrol algoritmasını kullanan 3-fazlı matris konverterin Matlab/simulink modeli ve deneysel çalışma düzeneği gerçekleştirilmiştir. Farklı çıkış frekansı değerlerine bağlı olarak Matris konverterin benzetim ve deneysel sonuçları karşılaştırılmalı olarak verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Venturini kontrol algoritması, matris konverter, Matlab/Simulink modelleme, uygulama

Matrix Converters Using Venturini Control Algorithm Design, Modeling and Implementation

Abstract

In this article, the modeling and application of the design of a three-phase matrix converter using the Venturini control algorithm is investigated. This algorithm provides a controllable input displacement factor and output frequency in unlimited magnitude. For this purpose, Matlab / simulink model and experimental study method of 3-phase matrix converter using Venturini control algorithm have been realized. The simulated and experimental results of the matrix converter are given in comparison with the different output frequency values.

Keywords: Venturini control algorithm, matrix converter, Matlab/Simulink modelling, implementation

1. Giriş

Matris konverter topolojisi ilk olarak 1976 yılında Gyugyi ve Pely tarafından önerilmiştir. Önerilen bu çalışmada saykıl konverterlerde çift yönlü anahtar kullanarak sınırsız bir çıkış frekansı elde edilebileceği gösterilmiştir. Bu çalışmadaki en büyük dezavantaj giriş akımı ve çıkış gerilimindeki büyük değerli harmoniklerdir. Bu problem Venturini tarafından 1980 yılında önerilen yeni bir DGM kontrol algoritması ile çözülmüştür. Bu kontrol algoritması kontrol edilebilir bir giriş yerdeğiştirme faktörü, sınırsız büyüklükte çıkış frekansı ile sinüsoidal giriş akımları ve çıkış gerilimleri sağlar. Fakat bu algoritmada çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı en fazla %50 olabilmektedir [1, 2-4].

Ziogas tarafından önerilen bazı yeni algoritmalarla hayali bir d.a hat oluşturmak için giriş gerilimleri doğrultulduktan sonra bir

inverter yardımıyla istenilen genlik ve frekansta çıkış gerilimleri elde edilmiştir. Oldukça karmaşık hesaplamalar içeren bu algoritma ile %100'e yaklaşan bir gerilim oranı elde edilebilirken çıkış frekansı sınırlanır ve giriş akımı düşük seviyeli harmonikler ihtiva eder. Aynı zamanda giriş ve çıkış harmonikleri bozulmalara ve giriş faktörü kontrolünde sınırlamalara neden olur [5-6].

Venturini ve Alesina, geliştirdikleri yeni bir algoritma ile çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki gerilim oranı %86.67'ye çıkarmışlardır. Bu kontrol algoritması, çıkış gerilimine giriş ve çıkışın 3. harmonik bileşenlerinin eklenmesi temeline dayanmaktadır. Böylelikle giriş güç faktörünün tam kontrolü ve giriş gerilimleri üzerindeki dengesizlikler ortadan kaldırılmıştır [7].

Roy ve April'in önerdikleri yeni bir skalar kontrol yöntemi matris konverterde kontrol edilebilir giriş yerdeğiştirme faktörü sağlamaktadır. Bununla birlikte bu yöntemde her bir örnekleme periyodunda çok karmaşık hesaplamaların tekrarlanması gerektiğinden yüksek işlemci frekansına gereksinim duyulur. Ishiguro ve arkadaşları tarafından geliştirilen diğer bir skalar kontrol yönteminde ise, giriş hat-hat gerilimleri yerine iki faz gerilimi anahtarlanır. Bu algoritmanın gerçek zamanlı uygulaması basittir. Ancak, giriş yerdeğiştirme faktörünün kontrolünde problemlere sahip bir yöntemdir [8-10].

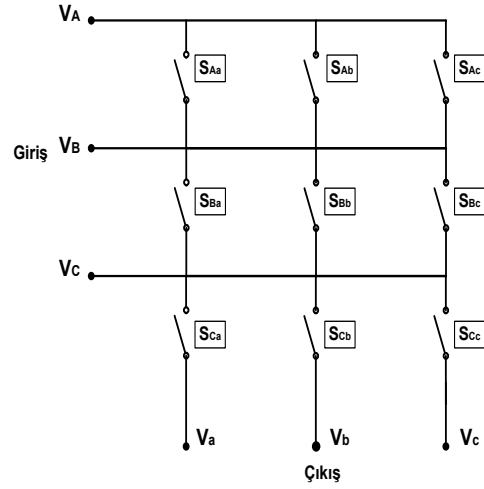
Literatürde bu çalışmalardan sonra anahtarlama kayıplarını daha da azaltacak ve matris konverterin verimini arttıracak bir çok yeni çalışmalar yapılmıştır. Yarı iletken teknolojisindeki gelişmelerle beraber matris konverterler artık tek bir modül olarak üretilmeye başlamıştır [11-16].

Matris konverter a.a-a.a dönüşümünü doğrudan yaparken birim güç faktöründe çalışma imkanı sunar [1]. Matris konverterlerin girişinde bir d.a-link olmadığından geleneksel inverter beslemeli sürücülerden farklı olarak sadece yarı iletken anahtarlardan oluşturulabilir. Bununla beraber matris konverterin giriş akımında oluşabilecek harmonikleri elemine etmek amacıyla bir giriş filtresi kullanmak gerekebilir. Yeterince yüksek anahtarlama frekansı kullanılarak çıkış gerimi ve giriş akımının sinüsoidal olması sağlanabilir. Böylelikle matris konverter ile üç fazlı a.a güç kaynağındaki yüksek değerli harmonikleri üretmeksizin dört bölge çalışması sağlanabilir. Klasik sürücülerle karşılaştırıldığında, güç/ağırlık ve güç/hacim oranlarının yüksek olduğu görülür. Devre doğal olarak çift yönlü güç akışını sağlar ve aynı zamanda inverterlerde görülen harmonikleri ihtiva etmeyen hemen hemen sinüzoidal bir giriş akımı sağlar [17].

2. Matris Konverter Yapısı

Üç fazlı matris konverter dokuz adet çift yönlü anahtardan oluşur. Kullanılan modülasyon tekniğine bağlı olarak bu çift yönlü anahtarlar belli bir anahtarlama frekansında sırasıyla anahtarlanır. Böylece sabit bir a.a kaynaktan frekansı ve genliği değiştirilebilen bir a.a kaynak

elde edilir. Şekil 1'de 3x3'lük bir matris konverterin şeması görülmektedir.



Şekil 1. Üç fazlı matris konverter şeması

Burada, V_A , V_B , V_C 3-faz giriş gerilimlerini, V_a , V_b , V_c ise 3-faz çıkış gerilimlerini göstermektedir. Aynı zamanda, S_{Aa} , S_{Ba} , S_{Ca} , S_{Ab} , S_{Bb} , S_{Cb} , S_{Ac} , S_{Bc} ve S_{Cc} ise 9 adet çift yönlü anahtarı göstermektedir.

Üç fazlı çıkış fazının her biri, belirli bir anahtarlama periyodu süresince üç fazlı girişin sırasıyla anahtarlanarak çıkışa aktarılması ile elde edilir. T_s bir anahtarlama periyodudur ve aynı zamanda T_{Aa} , T_{Ba} , T_{Ca} sürelerinin toplamına eşittir. T_{Aa} süresince S_{Aa} anahtarı kapalı tutularak V_A giriş fazı, T_{Ba} süresince S_{Ba} anahtarı kapalı tutularak V_B giriş fazı, ve son olarak T_{Ca} süresince S_{Ca} anahtarı kapalı tutularak V_C giriş fazı çıkışa aktarılarak V_a çıkış fazı elde edilir.

Matris konverterin gerçekleştirilmesi için kullanılan anahtarlama stratejilerinden en önemli ve yaygın olarak kullanılanları Venturini ve uzay vektör kontrol algoritmalarıdır. Uzay vektör kontrol algoritması giriş güç faktörünü kontrol etmek için daha basit bir yöntem kullanır, daha az anahtarlama kayıpları içerir ve gerçekleştirilmesi daha basittir. Venturini kontrol algoritması ise dengesiz çalışmalarda giriş gerilimini düzenler ve aynı zamanda çıkış gerilimi ve giriş akımındaki harmonikleri azaltır [18]. Bu çalışmada matris konverteri kontrol etmek için Venturini kontrol algoritması tercih edilmiştir.

3. Venturini Kontrol Algoritması

Bu kontrol algoritması sabit genlik ve frekanstaki bir a.a kaynaktan değişken genlik ve frekansta bir a.a kaynak elde edilmesini sağlar. Bu işlem yapılırken giriş akımları ve çıkış gerilimi sinüsoidal olur ve giriş yerdeğiştirme faktörünün kontrol edilebilmesine imkan sunar. Bununla birlikte çıkış geriliminin genliği giriş geriliminin genliğinin en fazla yarısı kadar olabilmektedir. Venturini kontrol algoritmasında giriş-çıkış büyüklükleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir [1, 3-4, 7].

Matris konverterin giriş gerilimi,

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

şeklinde yazılabilir. Anahtarlama frekansı f_s ve anahtarlama periyodu T_s ise,

$$T_s = T_{Aa} + T_{Ba} + T_{Ca} = T_{Ab} + T_{Bb} + T_{Cb} = T_{Ac} + T_{Bc} + T_{Cc} = 1/f_s \quad (2)$$

olur. Giriş geriliminin belirli bir anahtarlama frekansında anahtarlama sonucu elde edilen çıkış geriliminin zamana göre değişimi şu şekilde olacaktır;

$$V_a(t) = V_{im} \cdot \cos(\omega_i t) \cdot (T_{Aa}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \cdot (T_{Ba}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \cdot (T_{Ca}/T_s) \quad (3)$$

$$V_b(t) = V_{im} \cdot \cos(\omega_i t) \cdot (T_{Ab}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \cdot (T_{Bb}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \cdot (T_{Cb}/T_s) \quad (4)$$

$$V_c(t) = V_{im} \cdot \cos(\omega_i t) \cdot (T_{Ac}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \cdot (T_{Bc}/T_s) + V_{im} \cdot \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \cdot (T_{Cc}/T_s) \quad (5)$$

Buradan da görüleceği üzere çıkış gerilimi; giriş geriliminin genliğine, frekansına ve anahtarlama şekline bağlıdır. $2\pi f_s \gg \omega_i$, ω_o olmak şartıyla çıkışı oluşturan kısmi parçalar temel olarak çıkışın ortalama değerine bağlıdır [19].

ω_i , ω_o ve ω_m sırasıyla giriş frekansı, çıkış frekansı ve modülasyon frekansdır. Anahtarlama süreleri ω_m frekansında ve T_s anahtarlama

periyodunda modüle edilirse, çıkış frekansı $\omega_o = \omega_i + \omega_m$ olur. 3-fazlı çıkış için anahtarlama süreleri,

$$T_{Aa} = T_{Bb} = T_{Cc} = (T_s/3)(1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta)) \quad (6)$$

$$T_{Ba} = T_{Cb} = T_{Ac} = (T_s/3)(1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - 2\pi/3)) \quad (7)$$

$$T_{Ca} = T_{Ab} = T_{Bc} = (T_s/3)(1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - 4\pi/3)) \quad (8)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada θ ve q sırasıyla bağıl faz ve gerilim oranıdır. Matris konverterin çıkış gerilimi,

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = q \cdot V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \theta) \\ \cos(\omega_o t + \theta - 4\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (9)$$

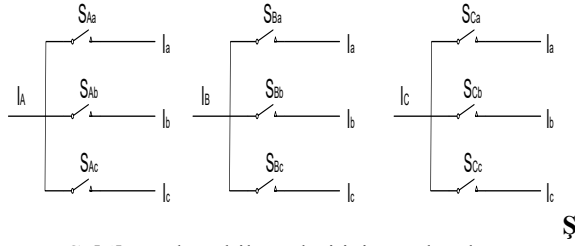
olur. Burada gerilim oranı $0 \leq q \leq 0.5$ arasında değişir. Bu modülasyon tekniği, matris konverterin çıkışından ω_o frekansında ve $q \cdot V_{im}$ genliğinde ve bağıl fazı $t=0$ anında θ olan bir çıkış geriliminin elde edileceğini gösterir.

Modülasyon frekansı ω_m 'in negatif ve $|\omega_m| > \omega_i$ olması durumunda çıkış gerilim frekansı $\omega_o < 0$ olur. Bu özellikten dolayı eğer matris konverter çıkışında bir asenkron yada senkron motor varsa, bu motorlar her iki yönde de döndürülebilir. Eğer $\omega_m = 0$ olursa çıkış frekansı ile giriş frekansı birbirine eşit olur. $\omega_m = -\omega_i$ olması durumunda ise çıkış frekansı $\omega_o = 0$ yani çıkış d.a olacaktır. Bu durumda matris konverter bir doğrultucu gibi davranır.

Matris konverterin çıkışına 3-fazlı ϕ_o faz açısına sahip omik-indüktif bir yük bağlanırsa; çıkış akımları,

$$\begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \phi_o) \\ \cos(\omega_o t + \phi_o + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \phi_o + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (10)$$

olur. Şekil 2'de 3-fazlı bir matris konverterin giriş ve çıkış akımları arasındaki ilişki görülmektedir.



Şekil 2. Akım bileşenleri için anahtarların yerleştirilme biçimi

Giriş akımları aynı faz girişine bağlanan üç anahtar akımının toplamından oluşur. Matris konverterin giriş akımları ω_i frekansında sinüsoidal şekilde değişir. Giriş akımları matrisel formda,

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = q \cdot I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_o - 4\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_o - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (11)$$

olarak ifade edilir. Burada yer değiştirme faktörünün yükün güç faktörüne eşit olduğu görülür.

4. Maksimum Çıkış Gerilim Değerinin Elde Edilmesi

Matris konverterin çıkış gerilim dalga şekli, 3-fazlı giriş geriliminin dalga şeklinin zarfı içinde olmak zorundadır. Matris konverterin giriş geriliminin 3. harmoniği çıkış dalga şekline eklenerek $q=0.5$ değeri artırılabilir. Giriş geriliminin 1/4 genlikli 3. harmoniği hedef çıkış gerilimlerinin her birine eklenir. Bu durumda gerilim oranı $0 \leq q \leq 0.75$ olur.

$$V_o(t) = [V_o \cdot \cos(\omega_o t + (k-1) \cdot 2\pi/3) + (1/4) \cdot V_i \cdot \cos(3\omega_i t)]_{k=1}^3 \quad (12)$$

İkinci bir yöntem de çıkış geriliminin 1/6 genlikli 3. harmoniğini çıkış dalga şekline eklemektir. Bu durumda çıkış gerilimi,

$$V_o(t) = [V_o \cdot \cos(\omega_o t + (k-1) \cdot 2\pi/3) + (1/4) \cdot V_i \cdot \cos(3\omega_i t) - (1/6) \cdot V_o \cdot \cos(3\omega_o t)]_{k=1}^3 \quad (13)$$

ve gerilim oranı $0 \leq q \leq 0.866$ olur [3, 23, 27].

Bu denklemlerin basitleştirilmiş şekli Denklem 14 ve 15 ile verilir. Bu basitleştirilmiş algoritma gerçek zamanlı uygulamalar için kullanılabilir. Aynı zamanda bu algoritma birim yer değiştirme faktörü ile çalışabilme imkanı sağlar. Venturini algoritmasının basitleştirilmiş şekli her ardışıl zamanda 3-fazlı giriş gerilimleri bakımından tanımlanır [19].

Birim güç faktörü için, β giriş fazı ve γ çıkış fazı arasında bulunan anahtarın iletim süreleri aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$T_{\beta\gamma} = T_s \left[\frac{1}{3} + \frac{2V_{o\gamma} V_{i\beta}}{3V_{im}^2} + \frac{2q}{9q_m} \sin(\omega_i t + \psi_\beta) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (14)$$

Burada ψ_β : 0, $2\pi/3$, $4\pi/3$ sırasıyla A, B, C giriş fazlarının açısı, q_m maksimum gerilim oranı (0.866), q istenen gerilim oranı, V_{im} giriş geriliminin tepe değeri, T_s örnekleme periyodu, $V_{i\beta}$ ilgili giriş geriliminin fazının anlık değeri ve ω_i giriş frekansıdır. $V_{o\gamma}$ çıkış gerilimi ise şu şekilde ifade edilir;

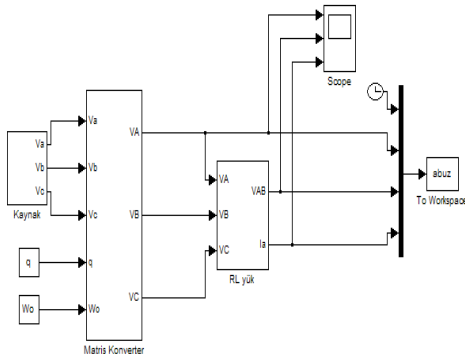
$$V_{o\gamma} = qV_{im} \cdot \cos(\omega_o t + \psi_\gamma) - \frac{q}{6} V_{im} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{4} \frac{q}{q_m} V_{im} \cos(3\omega_i t) \quad (15)$$

Burada ψ_γ : 0, $2\pi/3$, $4\pi/3$ sırasıyla a, b, c çıkış fazlarının açısı ve ω_o çıkış frekansıdır. Denklem 15'den görüleceği üzere istenen çıkış geriliminin giriş ve çıkış frekanslarında 3. harmoniği bulunmaktadır. Böyle olmasının nedeni, mümkün olan maksimum gerilim oranının elde edilebilmesidir [4].

Bu kontrol algoritmasına göre, anahtarların iletimde kalma süreleri Denklem 14 ve 15 yardımıyla her bir örnekleme periyodunda hesaplanmaktadır. Böylece çıkış gerilimi, giriş gerilimi üzerinde herhangi bir gürültü oluşumundan bağımsız olarak elde edilebilir [20].

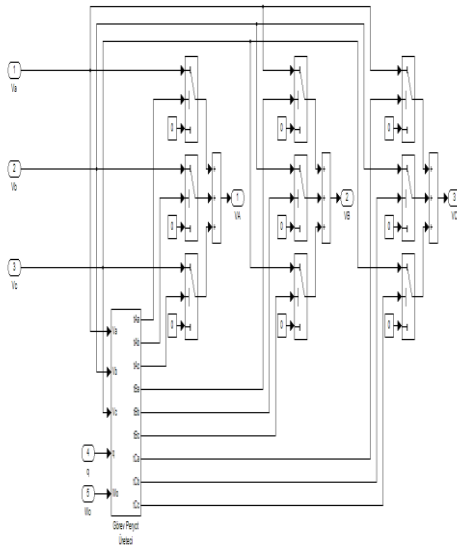
5. Matris Konverter Beslemeli RL Yükünün Simülasyonu

Matris konverterden beslenen bir RL yükü için oluşturulan Matlab/Simulink modeli Şekil 3’de gösterilmiştir. Simülasyon $1e-5$ ’lik sabit adım aralığında 0.2 sn’lik bir süre için çalıştırılmıştır. Matlab/Simulink modeli; gerilim oranı $q=0.8$, maksimum gerilim oranı $q_m=0.866$, giriş frekansı $f_i=50$ Hz, çıkış frekansı $f_o=50$ Hz, anahtarlama frekansı $f_s=2000$ Hz, yük direnci $R_y=5$ ohm, yük indüktansı $L_y=0.1$ H alınarak çalıştırılmıştır.



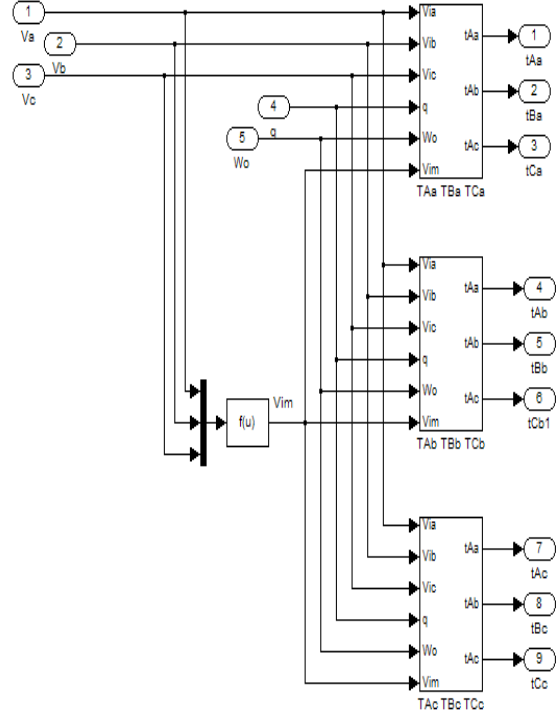
Şekil 3. Matris konverterden beslenen RL yükünün simülasyonu

Matris konverter bloğunun açık hali Şekil 4’de gösterildiği gibidir.



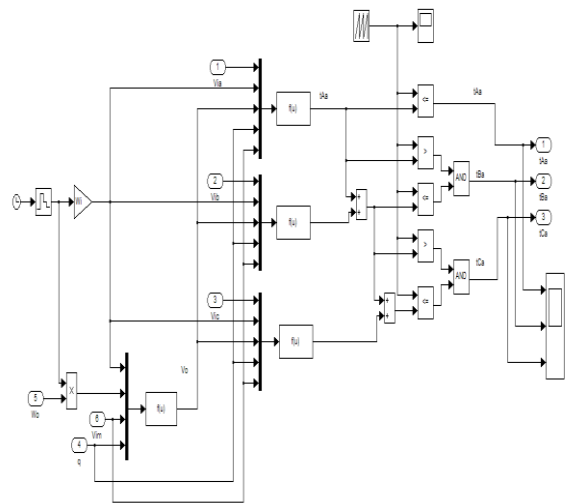
Şekil 4. Matris konverterin Matlab/Simulink modeli

Görev periyot üretici bloğunun açık hali ise Şekil 5’de gösterilmiştir.



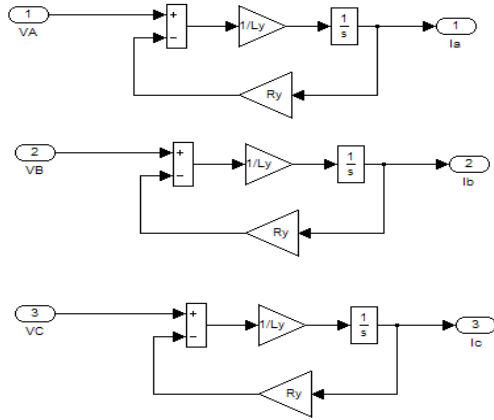
Şekil 5. Görev periyot üretici bloğunun Matlab/Simulink modeli

Anahtarların iletim süresini (T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca}) hesaplama bloğunun açık şekli Şekil 6’da gösterilmiştir.



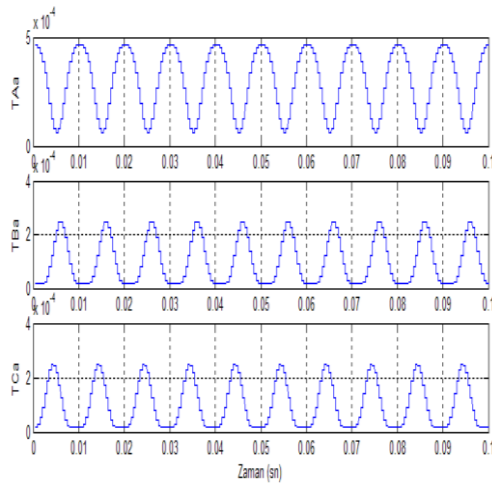
Şekil 6. T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca} bloğunun Matlab/Simulink modeli

3-faz yıldız bağlı RL yükünün Matlab/Simulink modeli ise Şekil 7’de verildiği gibidir.

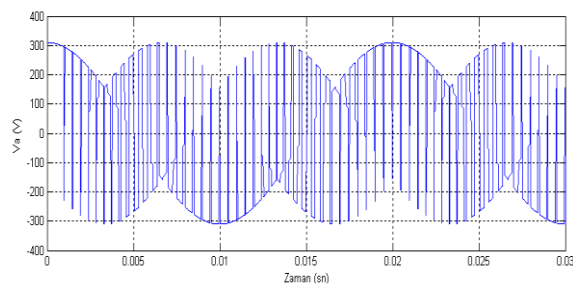


Şekil 7. 3-fazlı yıldız bağlı RL yükünün Matlab/Simulink modeli

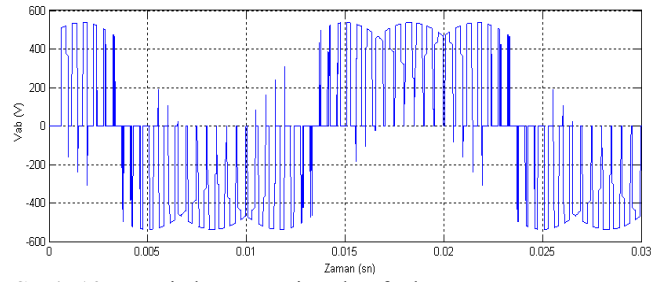
Anahtarların iletim süreleri (T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca}), çıkış faz gerilimi, çıkış fazlar arası gerilim ve yük akımının değişimi sırasıyla Şekil 8-11’de gösterilmiştir.



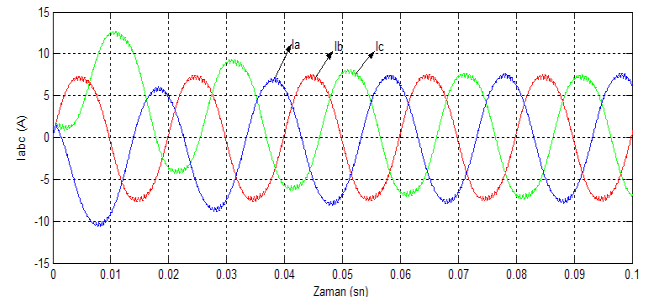
Şekil 8. T_{Aa} T_{Ba} T_{Ca} sürelerinin zamana göre değişimi



Şekil 9. Matris konverterin çıkış faz geriliminin değişimi



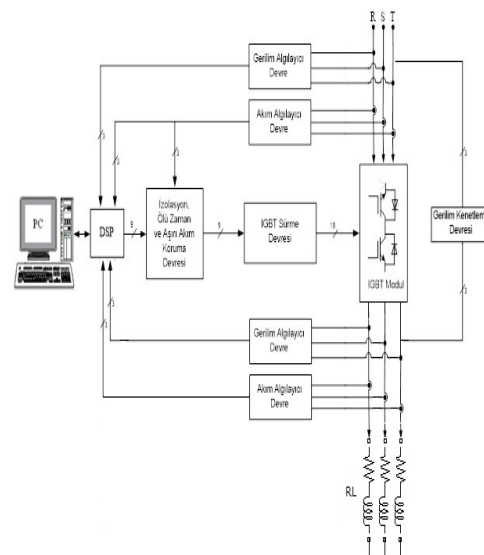
Şekil 10. Matris konverterin çıkış fazlar arası geriliminin değişimi



Şekil 11. 3-fazlı yük akımının zamana göre değişimi

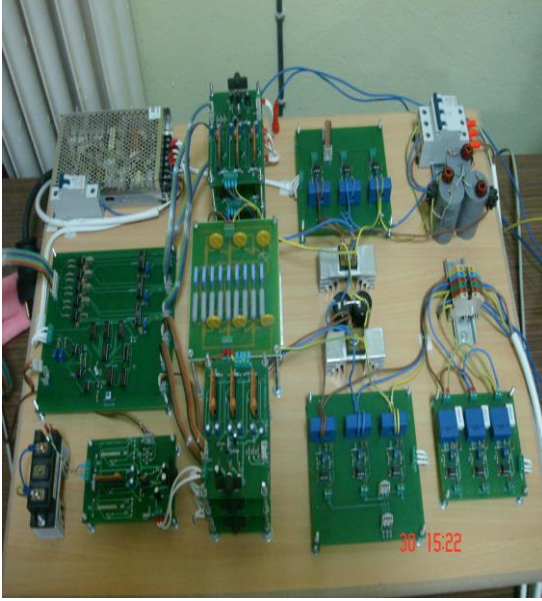
6. 3-Fazlı Matris Konverter Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Tasarlanan 3-fazlı matris konvertöre ilişkin blok diagramı Şekil 12’de görülmektedir.



Şekil 12. 3-fazlı matris konverter deney düzeneğinin blok diyagramı

Oluşturulan deney düzeneğinin fotoğrafı Şekil 13’de görülmektedir.

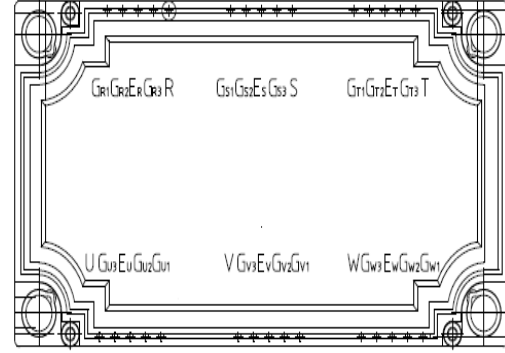


Şekil 13. 3-fazlı matris konverter sürücü düzeneği

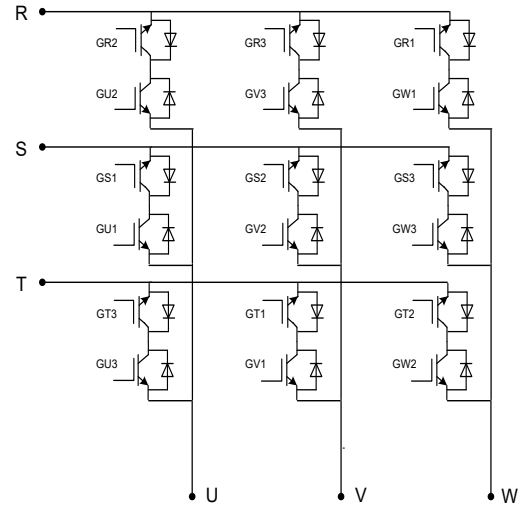
Sürücü düzeneğin güç devresini oluşturan matris konverter bölümünde 9 adet çift yönlü anahtardan oluşan IGBT modül (FM35R12KE3) kullanılmıştır. Ortak kolektörlü çift yönlü IGBT anahtarlardan oluşan matris konverter modülünün kapalı ve açık devre şeması ise Şekil 14'de verilmiştir. Burada R,S,T giriş fazlarını U,V,W ise çıkış fazlarını göstermektedir. Anahtarların gate uçları ise G harfi ile gösterilmiştir.

Denetleyici olarak DS1103 dSPACE GmbH kartı kullanılmıştır. Bu kart üzerinde, PowerPC604e (400MHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki işlemci bulunmaktadır. DS1103 denetleyici kartı IBM uyumlu bir bilgisayarın ISA yuvasına takılmaktadır. DSP modülde 32 bit dijital giriş/çıkış (I/O) portları, 16 bit analog dijital dönüştürücü (ADC) bulunmaktadır.

Matris konverteri oluşturan modüldeki IGBT anahtarlarını kontrol etmek için ana işlemciye I/O portları kullanılmıştır. Deneysel uygulamada, akım ve gerilim modüllerinden alınan ölçüm bilgileri ADC modülleri vasıtasıyla denetleyici karta aktarılmıştır.



(a)



(b)

Şekil 14. a) Matris konverter modülünün kapalı devre şeması b) 3-fazlı matris konverter açık devre şeması

Gerçekleştirilmek istenilen kontrol algoritmaları Matlab/Simulink' de benzetimi yapıldıktan sonra "Simulink Real-Time Workshop" yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. Bu kodlar "Real-Time Interface" yazılımı ile denetleyici karta yüklenir. Ayrıca "Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilir ve bu veriler sonradan işlenmek üzere kaydedilebilir.

7. RL Yükünü Besleyen Matris Konverterin Benzetim ve Deneysel Sonuçlarının Karşılaştırılması

Bu bölümde, öncelikle basitleştirilmiş Venturini kontrol algoritmasını kullanan matris konverterin

bir omik-indüktif (RL) yükü beslemesi durumu için benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Matris konverterden beslenen bir RL yükünün gerçek zamanlı uygulaması için temel olarak Bölüm 4'te bahsedilen ve Şekil 3'de gösterilen Matlab/Simulink modeli kullanılmıştır. Matris konverterdeki yarı iletken anahtarların iletim sürelerinin belirlenmesi için tasarlanan deney düzeneğinde bulunan LV25-P gerilim algılayıcısı kullanılarak giriş gerilim bilgisi anlık olarak DSP'ye alınmıştır. Ayrıca elde edilecek sonuçların analizini yapmak için yine aynı deney düzeneğinde bulunan LA55-P akım algılayıcısı kullanılarak devrenin giriş ve çıkış akım bilgileri de DSP'ye aktarılmıştır. Benzer şekilde matris konverterin çıkış gerilim bilgisi de DSP'ye giriş olarak alınmıştır. Ölçülen giriş gerilimlerini ve akımlarını DSP ortamına aktarmak için dSPACE'in ADC bloğu kullanılmıştır. Anahtarlar yerine de dijital I/O blokları yerleştirilmiştir. Böylelikle gerçek zamanlı uygulamalara ilişkin deneysel modeller MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Bu modeller Simulink' in "Real-Time Workshop" ve dSPACE' in "Real-Time Interface" yazılımları sayesinde gerçek zamanlı koda dönüştürülmektedir. "Real-Time Interface" yazılımı DS1103 DSP kartına ait blokların Simulink kütüphanesine eklemesini sağlamaktadır. Bu ek bloklar sayesinde Simulink ile gerçek zaman donanımı arasında bir link oluşturulmaktadır. Böylelikle Simulink modeline ait gerçek zamanlı kodlar denetleyici karta yüklenebilmektedir. "Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kartın kontrolü sağlanabilmektedir. Ayrıca bu yazılım sayesinde denetleyici kart tarafından üretilen kontrol işaretleri ve ADC' ler yardımıyla ölçülmüş akım, gerilim ve hız bilgileri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilmekte ve bu büyüklüklere ait veriler analiz amacıyla kaydedilebilmektedir.

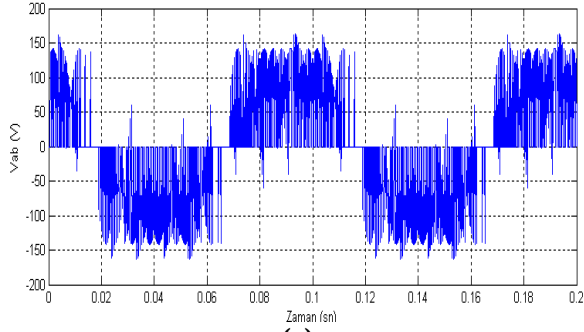
RL yükü olarak 48 ohm ve 0.1 H'lik pasif elamanlar kullanılmıştır. Yükün üçgen bağlı olma durumu için $1e-4$ sn'lik adım aralığında derlenen modelin benzetim ve deneysel sonuçları aşağıda karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Matris konverterin giriş fazlararası gerilimi 100 V, gerilim oranı $q=0.8$ alınmıştır. Anahtarlama frekansı ise 2 kHz seçilmiştir.

Şekil 15 ve 16 sırasıyla, çıkış frekansının $f_o=10$ Hz olduğu durum için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.

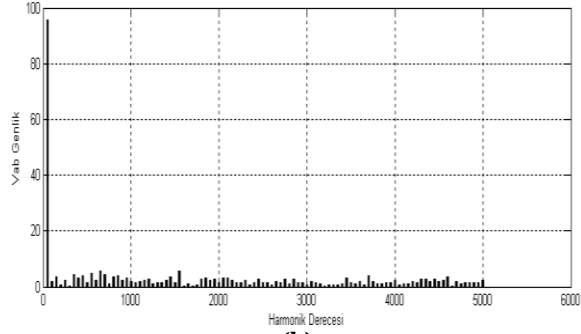
Şekil 17 ve 18 sırasıyla, çıkış frekansının $f_o=30$ Hz olduğu durum için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.

Şekil 19 ve 20 sırasıyla, çıkış frekansının $f_o=50$ Hz olduğu durum için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.

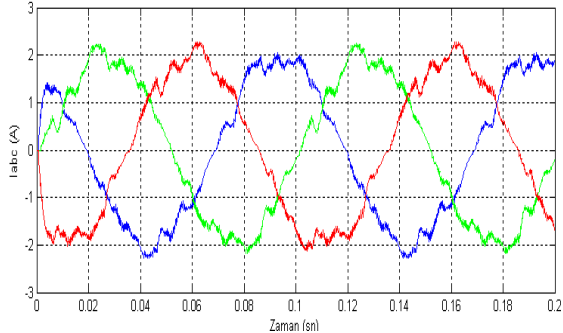
Şekil 21 ve 22 sırasıyla, çıkış frekansının $f_o=100$ Hz olduğu durum için matris konverterden beslenen üçgen bağlı RL yükünün benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.



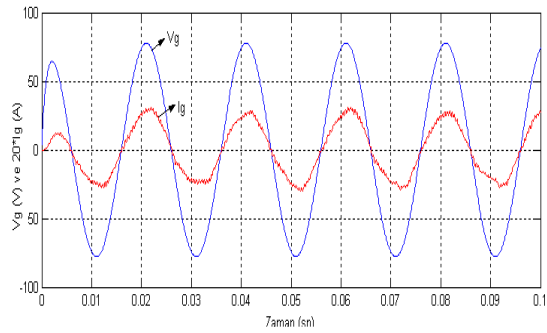
(a)



(b)



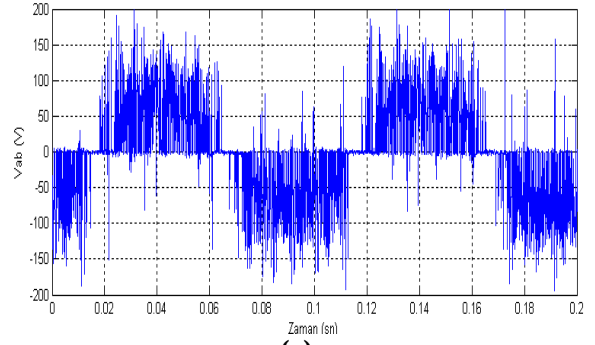
(c)



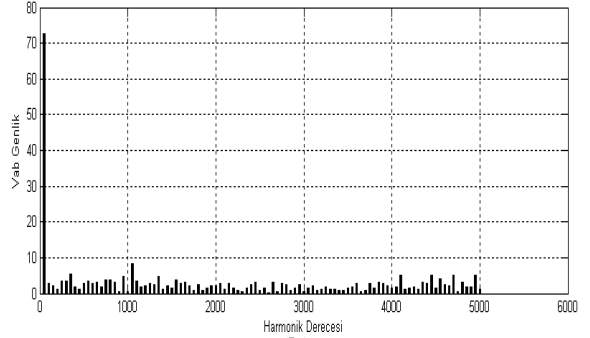
(d)

Şekil 15. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=10\text{Hz}$

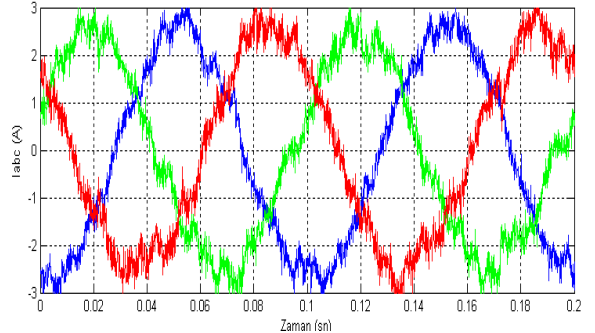
- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı



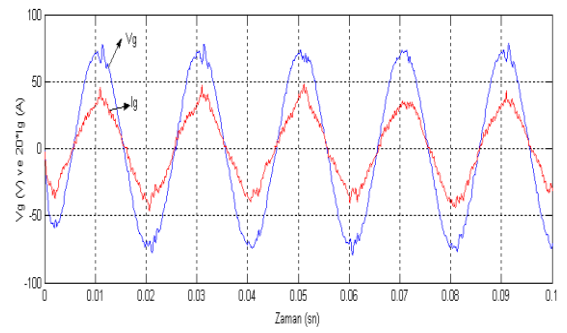
(a)



(b)



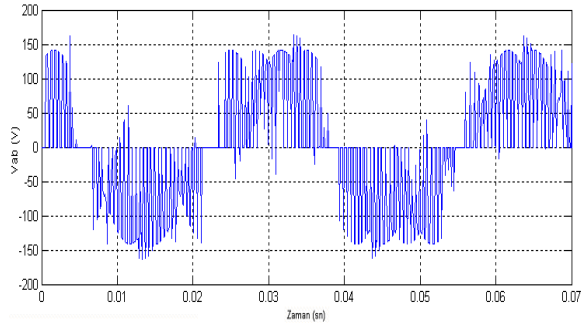
(c)



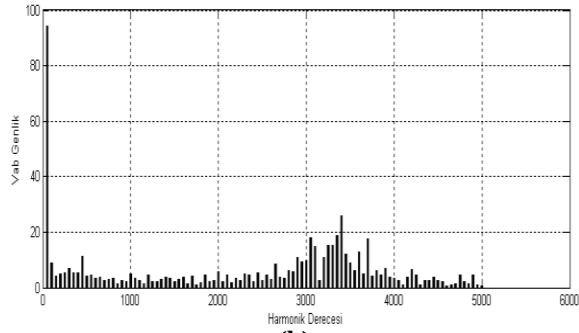
(d)

Şekil 16. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=10\text{Hz}$

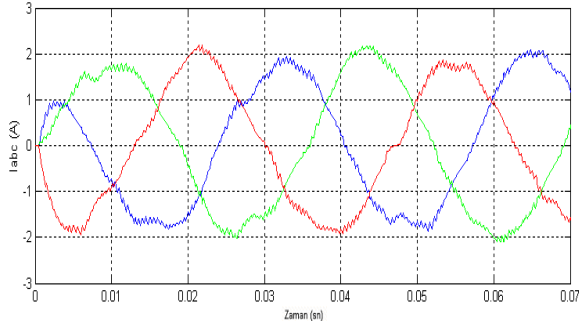
- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı



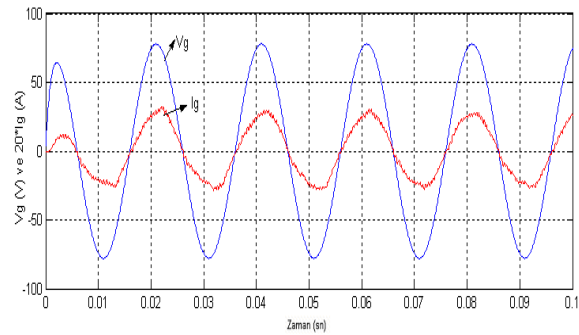
(a)



(b)



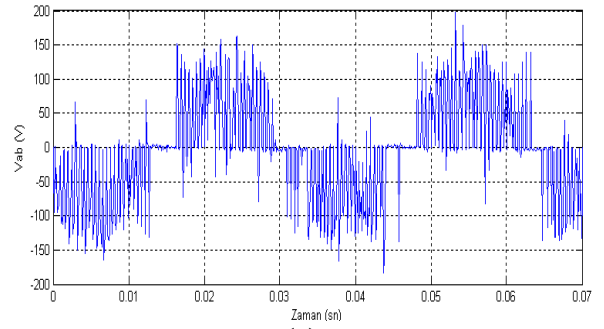
(c)



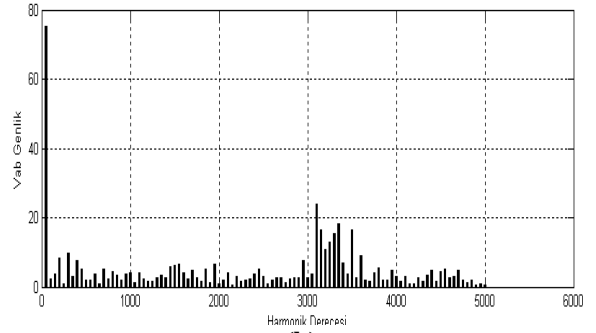
(d)

Şekil 17. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=30\text{Hz}$

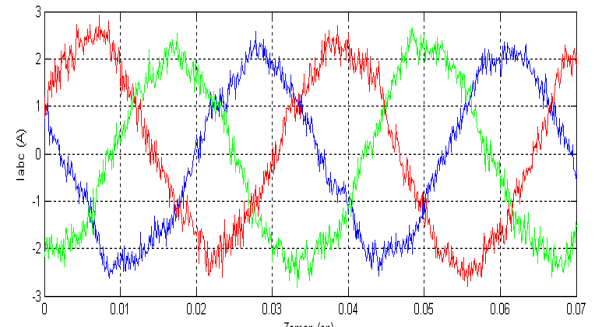
- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı



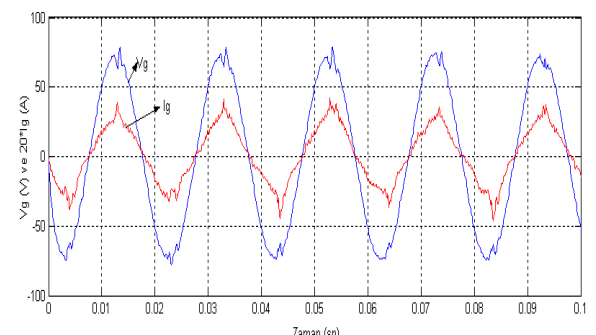
(a)



(b)



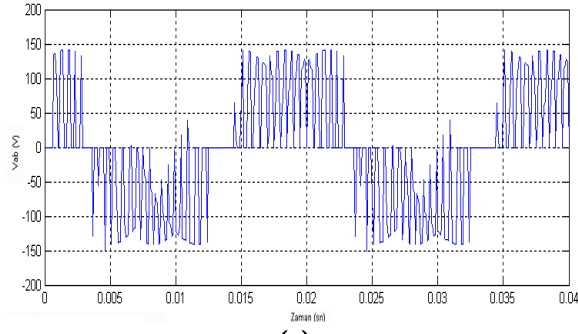
(c)



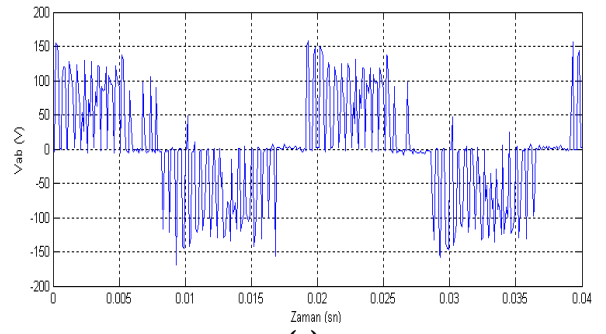
(d)

Şekil 18. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=30\text{Hz}$

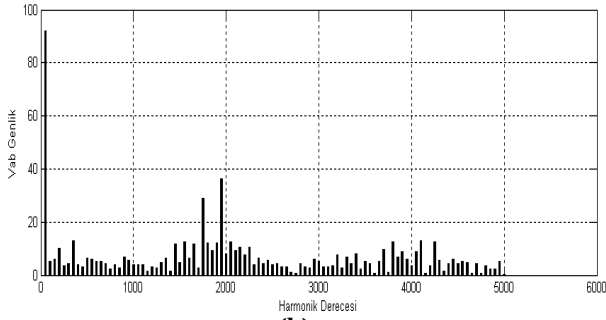
- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı



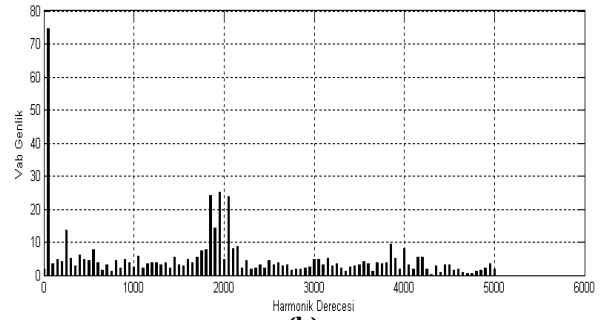
(a)



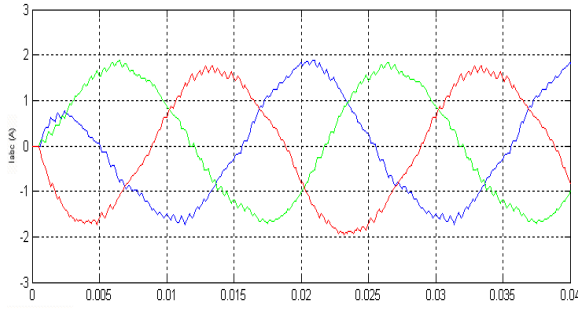
(a)



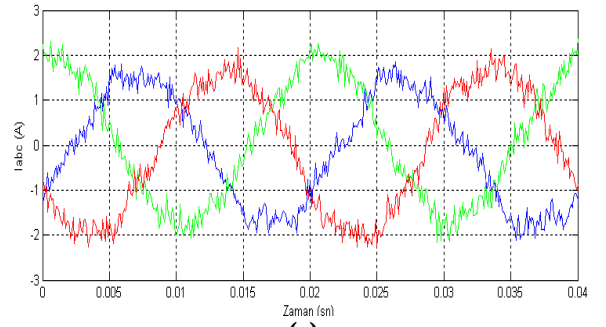
(b)



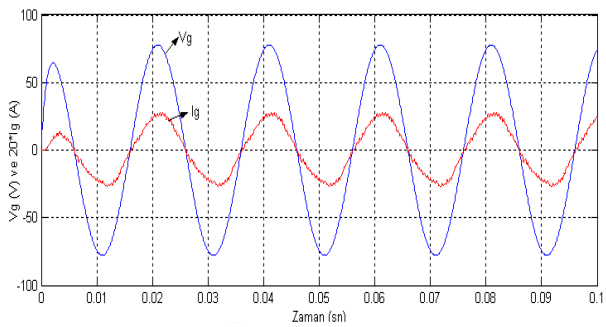
(b)



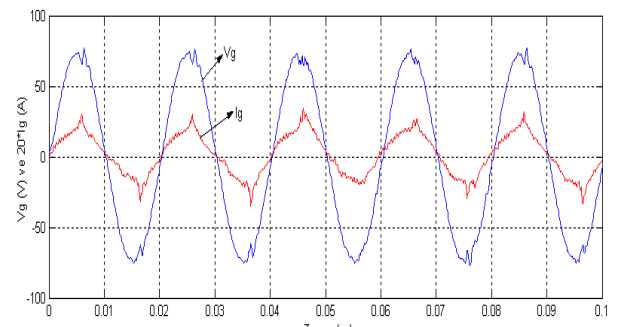
(c)



(c)



(d)



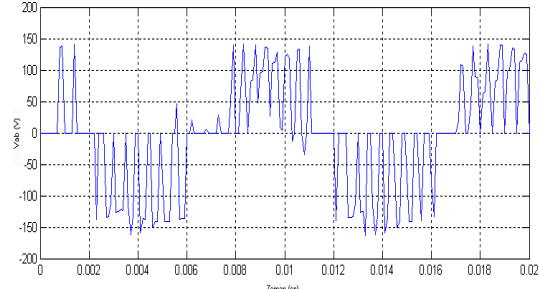
(d)

Şekil 19. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=50\text{Hz}$

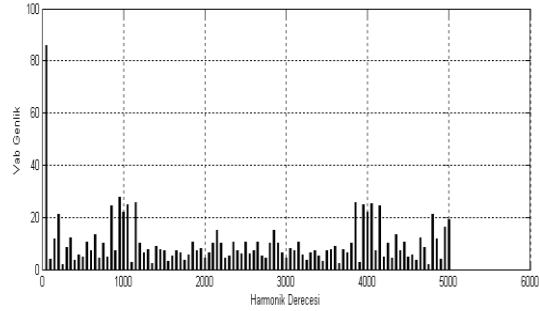
- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı

Şekil 20. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=50\text{Hz}$

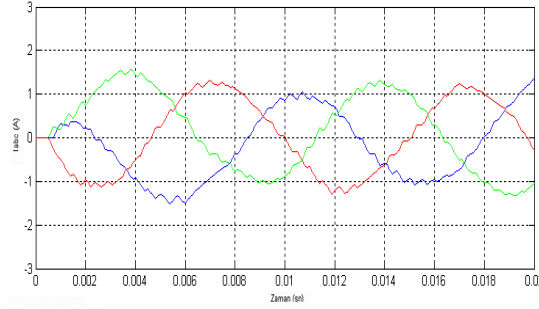
- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı



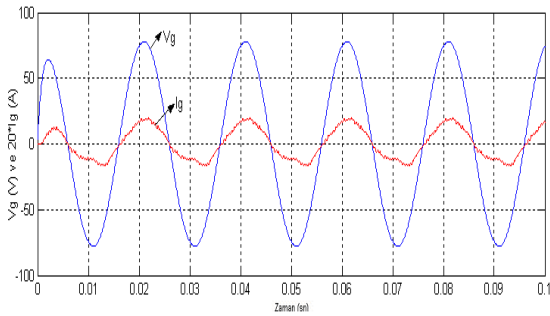
(a)



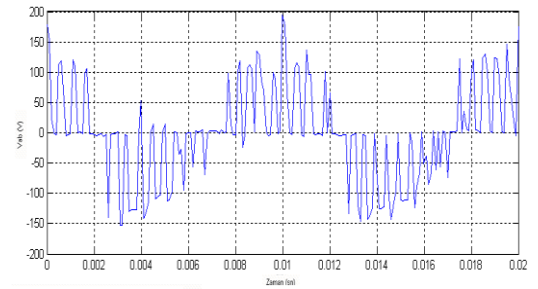
(b)



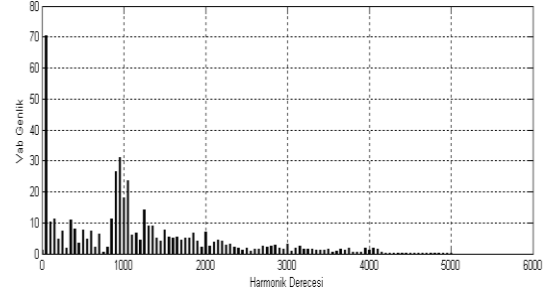
(c)



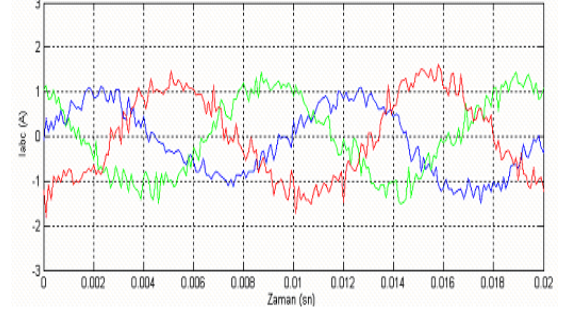
(d)



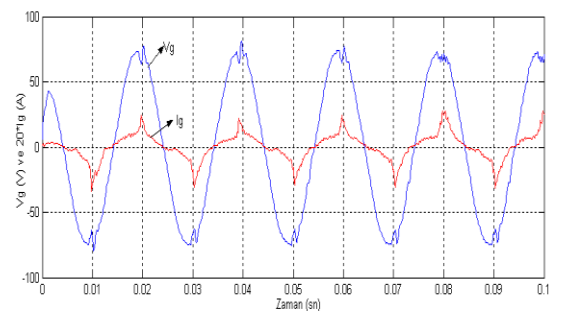
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 21. Matris konverterden beslenen RL yükünün benzetim sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=100\text{Hz}$

- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı

Şekil 22. Matris konverterden beslenen RL yükünün deneysel sonuçları, $f_s=2\text{kHz}$, $f_o=100\text{Hz}$

- a) Çıkış gerilimi
- b) Çıkış geriliminin harmonik analizi
- c) 3-faz çıkış akımları
- d) Giriş gerilimi ve giriş akımı

Deneysel sonuçları almak için kullandığımız DSP ile en az $1e-4$ sn'lik adım aralığında derleme yapabildiği için benzetim sonuçları da daha önce aynı adım aralığında çalıştırılmıştır. Ancak bu adım aralığı simülasyondan ve deneysel çalışmadan iyi sonuç alabilmek için büyüktür. Deneysel sonuçları iyileştirmek için adım aralığını daha fazla küçültülememesine rağmen benzetim sonuçları, simülasyonun adım aralığı küçültülerek iyileştirilebilir.

8. Sonuçlar

Bu çalışmada Venturini algoritması kullanan 3-fazlı bir matris konverterin Matlab/Simulink modeli ve deneysel düzeneği oluşturulmuştur. Matris konverterin bir omik-indüktif yükü beslemesi durumu gözönüne alınarak farklı çıkış frekans değerleri için hem benzetim hem de deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Benzetim sonuçları ile deneysel düzeneğin elde edilen sonuçların birbirine yakın olduğu görülmüştür.

9. Kaynaklar

1. Venturini M., 1980, A new sine wave in sine out conversion technique which eliminates reactive elements. In: Proceedings of Powercon 7, San Diego, Calif., pp E3-1, E3-15.
2. Gyugi L. and Pelly B., 1976, Static power frequency changers: Theory, performance and applications., ISBN 0-471-678000-7, 442 pages, John Wiley, Sons, USA.
3. Venturini M. and Alesina A., 1980, The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor, in Proc. IEEE PESC'80, 242-252.
4. Alesina A. and Venturini M., Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis, IEEE Trans. On Circuit and Systems, Vol. CAS-28, No.4, Apr. 1981, pp.319-330.
5. Ziagos P. D., Khan S. I., Rashid M. H., 1985, Some improved forced comutated cycloconverters structure, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, No 5, 1242-1253.
6. Ziagos P. D., Khan S. I., Rashid M. H., 1986, Analysis and design of forced commutated cycloconverter structure with improved transfer characteristics, IEEE Trans. On Industry Applications, vol. IE-33, No 3, 271-280.
7. Alesina A. and Venturini M., 1988, Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM ac-ac converter, Proceedings of IEEE/PESC, vol. 2, 1284-1291.
8. Roy G., Duguay L., Manias S. and April G. E., 1987, Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm, IEEE-IAS Annual Meeting, 891-898.
9. Roy G. and April G. E., 1991, Direct frequency changer operation under a new scalar control algorithm, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.6, No.1, 100-107.
10. Ishiguro A., Furuhashi T. and Okuma S., 1991, A novel control method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line-to-line voltages, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.38, No.3, 166-172.
11. Sünter S. ve Altun H., 1997, Matris konverterlerde anahtarlama ve iletim kayıplarının hesaplanması için bir yöntem, IV. Elektromekanik Sempozyumu, Bursa, 66-70.
12. Klumpner C., Nilsen P., Boldea I., Blaabjerg F., 2000, A new matrix converter-motor (MCM) for industry applications, in Conf. Rec. IEEE Trans. Circuits System, vol. CAS-28, 319-330.
13. Nielsen P., Blaabjerg F., Pedersen J., 1997, Novel solutions for protection of matrix converter to three phase induction machine, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.
14. Schuster A., 1996, Drive-system with a digitally controlled matrix-converter, Feeding an ac induction machine power electronics and variable speed drives, 6. International Conference on, 378-382.
15. Kwon B.H., Min B.D., Kim J.H., 1998, Novel commutation technique of ac-ac converters, Electric Power Applications, IEEE Proceedings, 145(4), 295-300.
16. Munzer M., 2001, EconoMac The first all in one IGBT module for matrix converters, in Proc. Drives and Control Conf., sec. 3, London, UK.
17. Altun H., Sünter S., Matrix Converter Induction Motor Drive: Modeling, Simulation and Control, Electrical Engineering 86, December, 2003, pp:25-33.
18. Erdem E., Tatar Y. ve Sünter S., Matris Çeviricilerde Kullanılan Venturini ve Uzay Vektör Kontrol Algoritmalarının Karşılaştırılması, Fırat Üniv. Fen ve Müh. Bil. Der., 18 (2), 205-216, 2006.
19. Sunter S., A vector controlled matrix converter induction motor drive, PhD Thesis, University of Nottingham, U.K, 1995.
20. Sünter S., Altun H., Matris Konverterde Giriş Gerilimi Üzerindeki Harmonik Etkisinin İncelenmesi ve Kompanzasyonu, Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 9. Ulusal Kongresi, Kocaeli, 17-22 Eylül 2001, s. 191-195.

Tufal Katkılı Harçların Basınç Dayanımının Taguchi Metodu ile Analizi

Erdinç ARICI*, Oğuzhan KELEŞTEMUR

Fırat Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, İnşaat Mühendisliği Bölümü, Elazığ, Türkiye
earici1@firat.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu çalışmada, Taguchi metodu kullanılarak tufal katkı harçların basınç dayanımının analizi yapılmıştır. Taguchi metodu, hem deney tasarım aşamasında hem de verilerin istatistiksel analizinde kullanılmıştır. Deneyel tasarım aşamasında dört parametrelili L_{16} ($4^2 \times 2^2$) ortogonal dizi seçilmiş ve seriler bu diziye göre hazırlanmıştır. Bu dört parametre; ince tufal (0 – 0.25 mm), iri tufal (0.25 - 1 mm), Su/Çimento (S/Ç) oranı ve çimento dozajı olarak alındı. Taguchi metodu ile deney sonuçlarının analizi yapıldı ve optimum değer elde edildi. Ayrıca, deney parametrelerinin basınç dayanımına etki oranları varyans analizi ile belirlendi. Analiz sonuçlarına göre, harç numunelerinin basınç dayanımı üzerinde ince tufal, Su/Çimento oranı ve çimento dozajı önemli rol oynamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Tufal, Harç, Basınç dayanımı, Taguchi metodu, ANOVA

Analysis of Compressive Strength of Mortars with Mill Scale by Taguchi Method

Abstract

In this study, the compressive strength of the mortars with mill scale was analyzed by using Taguchi method. The Taguchi method was used both in the experimental design phase and in the statistical analysis of the data. In the experimental design phase, L_{16} ($4^2 \times 2^2$) orthogonal array with four parameter was selected and the series were prepared according to this array. This four parameters; fine mill scale (0 - 0.25 mm), coarse mill scale (0.25 - 1 mm), water/cement (W/C) ratio and cement dosage. Analysis of the experimental results was made with the Taguchi method and the optimum value was obtained. Also, the effect ratios of the experimental parameters on the compressive strength were determined by means of variance analysis. According to the analysis results, fine mill scale, water/cement ratio and cement dosage play the significant role on the compressive strength of the mortar samples.

Keywords: Mill scale, Mortar, Compressive strength, Taguchi method, ANOVA

1. Giriş

Su, çimento ve agreganın karışımından meydana gelen beton inşaat sektöründe farklı kullanım alanlarına sahiptir. Fakat betonun gevrek ve geçirgen yapıya sahip olması kullanım yerine bağlı olarak bazı olumsuzluklara sebep olmaktadır. Bu olumsuzlukları ortadan kaldırmak veya azaltmak amacıyla farklı malzemeler veya katkıları beton karışımına ilave edilerek dayanım ve dayanıklılık özelliklerinin iyileştirmesi yoluna gidilir. Özellikle atıl vaziyette olan malzemelerin yeniden kullanılarak ekonomiğe kazandırılmasının yanında çevreye olan olumsuz etkileri de ortadan kaldırılmaktadır.

Dökümhanelerde, haddehanelerde sıcak slab ve kütük yüzeyinin soğutulması sırasında yüksek

sıcaklık (1100-1300°C) ve oksitleyici ortam nedeniyle kütük, slab ve ingot yüzeyinde oluşan oksit tabakasına hadde tufalı denilmekte ve yüzeyden yüksek basınçlı ve debili su ile temizlenmektedir. Atıl olarak kabul edilen çelik tufalı belli bir sahada biriktirilerek hurda olarak satılmakta veya işlem maliyeti sebebiyle bedelsiz olarak üretim sahasından uzaklaştırılmaktadır. Çelik fabrikalarının döküm, haddeleme bölümlerinde oluşan tufaller yüksek demir içeriği nedeniyle önemi artan atıklar arasındadır. Türkiye'deki haddehanelerde miktarı tam olarak bilinmemekle birlikte çelik üretiminin %3'ü oranında tufal oluştuğu varsayılmaktadır [1].

Küresel demir çelik üretimi esnasında ton çelik başına 400 kg'ı aşan çeşitli katı atıklar ortaya çıkmaktadır. Metalürjik katı atılların rastgele

çevreye bırakılması veya işletme sahalarında bekletilmeleri ile bu atıllardaki toksik etkili ağır metaller ve bileşikler yağmur ve kar sularıyla birlikte toprağa ve suya geçmekte, bitki örtüsünü, insan ve hayvan sağlığını olumsuz yönde etkilemektedir. Ayrıca, demir ve çelik tesislerinde oluşan bu katı atılların bertaraf edilmesi sürecinde üreticilere ağır ekonomik sorunlar da yüklenmektedir [2]. Çelik tufalinin ekonomiye kazandırılması amacıyla farklı alanlarda kullanımı için çalışmalar yapılmış ve olumlu sonuçlar alınmıştır [3,4,5].

Beton ve harçlarla ilgili çalışmalarda en büyük sorun numune sayısının fazlalığıdır. Bu durum hem zaman hem de malzeme açısından araştırmacılar için önemli bir problem oluşturmaktadır. Bu problemin giderilebilmesi amacıyla son zamanlarda istatistiksel yöntemlerden faydalanılmaya başlanılmıştır. İstatistiksel analiz yöntemlerinden olan Taguchi metodu hem analiz hem de optimizasyonda kullanıldığı için araştırmacılar tarafından rağbet görmektedir [6,7].

Taguchi metodu, üründe ve proseste, değişkenliği oluşturan ve kontrol edilemeyen faktörlere karşı, kontrol edilebilen faktörlerin düzeylerinin en uygun kombinasyonunu seçerek, ürün ve prosesteki değişkenliği en aza indirmeye çalışan bir deneysel tasarım metodudur [8].

Taguchi yöntemi, 1950'lerde Genichi Taguchi tarafından optimizasyon süreci tekniği olarak geliştirilen istatistiksel bir yöntemdir. Taguchi'nin parametre tasarımına yaklaşımı, performans ve maliyet açısından en uygun tasarım parametrelerini belirlemek için sistematik ve verimli bir yöntem sunar [9].

Sonlu elemanlar analizi ile birleştirilen bu gelişmiş optimizasyon algoritması, deneysel testlerin sayısını azaltabilir ve geleneksel optimizasyon algoritması ile karşılaştırıldığında çok fazla zaman tasarrufu sağlayabilir. Taguchi ortogonal dizini kullanılarak çeşitli faktörlerin durumunu kapsamlı bir şekilde yansıtabilen önemli kritik deney kombinasyonları gerçekleştirilmiştir [10].

Anahat ve süreç geliştirmede Taguchi yönteminin kullanımı yaygındır. Bunun nedeni, deney tasarım düzeninin iyileştirilmesi ve farklı parametreler arasındaki etkileşimin araştırılmasını sağlayan Taguchi'nin yönteminin kullanılması sonucu deney konfigürasyonu da

iyileşmektedir. Taguchi, her soruşturma için parametrelerin ve seviyelerini belirgin bir şekilde harmanlayan ortogonal kümelenme düzenlemesi sağlar. Bu özelliği, daha az deney ile araştırmanın sonucuna ulaşılabilme imkânı sağlamaktadır [11].

Taguchi yönteminin esas amacı; hedef değer etrafındaki değişkenliğin azaltılmasıdır. Diğer önemli bir nokta ise deney tasarımının dengeli olmasıdır, yani faktörlerin birbirinden bağımsız olarak değerlendirilmesini sağlaması ve bunun içinde tasarımda faktörlerin farklı seviyeleri için her deney şartı altında eşit sayıda örnekleme yapılmasıdır. Taguchi'nin standart tasarımları bu sistem üzerine kurulmuştur [12].

Taguchi, standart ortogonal dizin kullanılarak her bir bağımsız faktörü veya bunların proses karakteristikleri üzerindeki etkilerini değerlendirilir. Daha sonra deney değeri ve istenen değer arasındaki sapmaları hesaplamak için bir kayıp fonksiyonu tanımlanır. Bu kayıp fonksiyon bir sinyal-gürültü (S / N) oranına aktarılır. Genellikle, karakteristik tipine bağlı olarak mevcut üç S / N oranı vardır; daha düşük - daha iyi (LB), daha yüksek - daha iyi (HB) ve nominal - daha iyi (NB). Her bir karakteristik için S / N oranları aşağıdaki gibi hesaplanabilir [13].

En düşük en iyi olduğu durumda:

$$(\mathcal{S}/N) = -10 \log\left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i^2\right) \quad (3)$$

En yüksek (büyük) en iyi olduğu durumda:

$$(\mathcal{S}/N) = -10 \log\left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{y_i^2}\right) \quad (4)$$

Nominal en iyi olduğunda

$$(\mathcal{S}/N) = 10 \log\left(\frac{\bar{y}^2}{s^2}\right) \quad (5)$$

Bu çalışmanın amacı; harç numunelerinde kullanılan agrega ile atıl vaziyetteki çelik tufali belirli oranlarda yer değiştirerek elde edilecek numunelerin basınç dayanımlarını belirlemek ve elde edilecek olumlu sonuçlara bağlı olarak atıl vaziyetteki çelik tufalini farklı bir geri dönüşüm yöntemiyle ekonomiye kazandırmaktır. Bu çalışmada, deney serilerin belirlenmesinde ve verilerin analizinde Taguchi metodundan faydalanılmış, böylece zamandan ve malzemeden tasarruf sağlanmıştır. Ayrıca istatistiksel analizi yapılarak optimum değerler belirlenmiştir. Beton

ve harç numuneleri üzerinde yapılan deneysel çalışmalarda bugüne kadar çok fazla kullanılmayan bu yöntemin uygulanması ile literatüre olumlu yönde katkı sağlanması da amaçlanmıştır.

2. Materyal ve Metot

Deney serilerinin hazırlanmasında maksimum agregaga çapı 4 mm olan dere agregası kullanılmıştır. Kullanılan agreganın elek analiz değerleri Tablo 1. de verilmiştir.

Tablo 1. Agregaga elek analizi değerleri

Elek Çapı (mm)	Elekten Geçen (%)
4	100
2	71
1	50
0,5	35
0,25	25

Bağlayıcı malzeme olarak TS EN 197-1 standardına uygun CEM I 42,5 N tipi çimento kullanılmıştır [14]. Çimentoya ait kimyasal ve fiziksel özellikler Tablo 2. de verilmiştir

Tablo 2. Kullanılan çimentonun özellikleri

Çimento CEM I 42,5 N			
Kimyasal Özellikler		Fiziksel Özellikler	
S(SiO ₂)	21.12	Yoğunluk(g/cm ³)	3.13
A(Al ₂ O ₃)	5.62	Özgül yüzey(cm ² /g)	3370
F(Fe ₂ O ₃)	3.24	Priz başlama süresi(dk)	168
C(CaO)	62.94	Priz bitiş süresi(dk)	258
MgO	2.73	Basınç Dayanımı	
SO ₃	2.30	2. gün(Mpa)	25.8
Na ₂ O	--	7. gün(Mpa)	41.8
K ₂ O	--	28. gün(Mpa)	50.7
Cl	0.009		
Kızdırma kaybı	1.78		

Çelik tufali ilavesinin harç numunelerinin basınç dayanımına etkisinin belirlenebilmesi için, tufal agregaga ile belirli oranlarda yer

değiştirilmiştir. Şekil 1. de görüleceği üzere ortalama çapı 5-20 mm arası, kalınlığı ise yaklaşık 1mm civarı olan çelik tufalinin EDX değerleri Tablo 3 de verilmiştir.

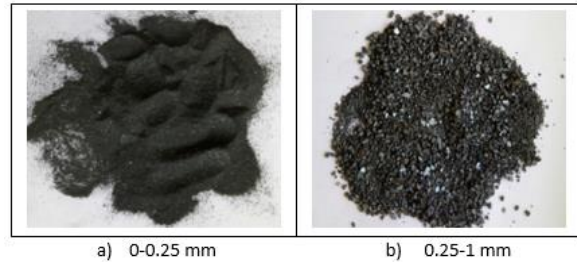


Şekil 1. Tufalin doğal yapısı

Tablo 3. Çelik tufali EDX sonuçları

EI	AN	Net	Unn. C (wt. %)	Norm. C (wt. %)	Atom C (wt. %)
Fe	26	4533	74.04	79.26	51.78
O	8	2082	18.22	19.51	44.48
C	6	44	1.15	1.23	3.74

Bilindiği gibi beton içindeki yassı ve uzun agregalar dayanımı olumsuz yönde etkilemektedir. Elde edildiği haliyle genelde yassı halde bulunan tufal deneylerde agregaga yerine kullanılacağı için öğütülerek kullanılmıştır. Öğütülen tufal Şekil 2. de görüldüğü gibi 0-0.25 mm ve 0.25-1 mm olmak üzere iki ayrı guruba ayrılmış ve her iki grup tufal agregaga ile belirli oranlarda (% 5, 10 ve 15) hacimsel olarak yer değiştirilmiştir.



Şekil 2. Öğütülerek elenmiş tufal

Deney serilerinin belirlenmesinde dört parametrelili L₁₆ ortogonal dizini seçilmiş ve seriler buna göre hazırlanmıştır. Basınç dayanımının belirlenmesi amacıyla 50x50x50 mm harç numuneleri TS EN 196-1 de belirtilen harç karışım esaslarına uygun olarak hazırlanmıştır ve

basınç dayanımları belirlenmiştir [15]. L_{16} ortogonal dizini, bu dizinlere ait karışım oranları ve basınç 4 ve Tablo 5 de verilmiştir.

Tablo 4. L_{16} ortogonal dizine göre serilerin karışım oranları (kg/m^3)

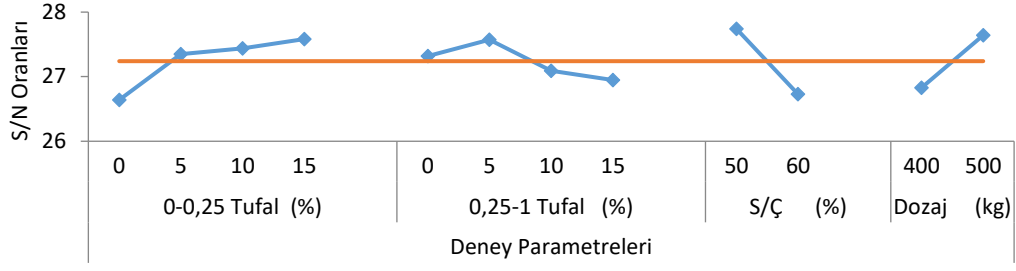
Seri No	Çimento	Su	Agrega				Tufal	
			0-0,25	0,25-1	1-2	2-4	İnce (0-0,25)	İri (0,25-1)
S1	500	250	560	560	476	644	0	0
S2	500	250	560	535	476	644	0	45
S3	624	380	448	382	364	504	0	68
S4	624	380	448	363	364	504	0	102
S5	624	310	455	476	420	560	38	0
S6	624	310	455	455	420	560	38	38
S7	499	300	508	459	448	616	43	81
S8	499	300	508	436	448	616	43	122
S9	499	300	484	504	448	616	86	0
S10	499	300	484	481	448	616	86	41
S11	624	310	433	433	420	560	77	77
S12	624	310	433	412	420	560	77	115
S13	624	380	388	420	364	504	108	0
S14	624	380	388	401	364	504	108	34
S15	500	250	484	510	476	644	136	90
S16	500	250	484	484	476	644	136	136

Tablo 5. L_{16} ortogonal dizini ve deney sonuçları

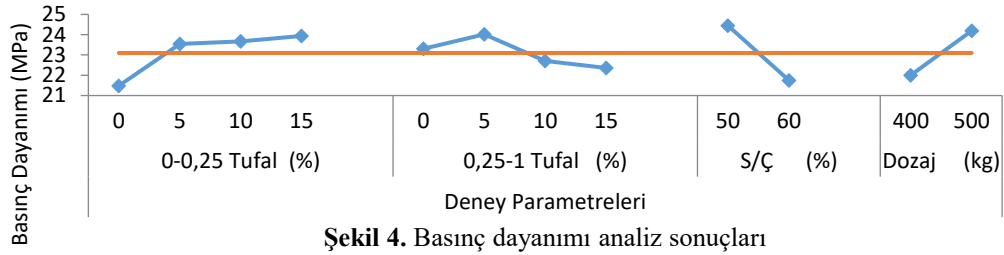
Seri No	0-0,25 Tufal (%)	0,25-1 Tufal (%)	S/Ç (%)	Dozaj (kg)	Basınç Dayanımı (MPa)
S1	0	0	0,5	400	21.70
S2	0	5	0,5	400	22.29
S3	0	10	0,6	500	21.11
S4	0	15	0,6	500	20.83
S5	5	0	0,5	500	26.24
S6	5	5	0,5	500	27.49
S7	5	10	0,6	400	20.51
S8	5	15	0,6	400	19.92
S9	10	0	0,6	400	21.59
S10	10	5	0,6	400	22.09
S11	10	10	0,5	500	25.18
S12	10	15	0,5	500	24.82
S13	15	0	0,6	500	23.71
S14	15	5	0,6	500	24.17
S15	15	10	0,5	400	24.02
S16	15	15	0,5	400	23.87

3. Sonuçlar ve Tartışma

Serilerin basınç dayanım deney verilerinin analizleri S/N oranının en büyük en iyi olma durumuna göre yapılmıştır. S/N ve basınç dayanımı analiz sonuçları Şekil 3 ve Şekil 4 de verilmiştir. Analiz sonuçlarından da görüleceği üzere Çelik tufali ve çimento dozajındaki artış basınç dayanımını olumlu etkilerken S/Ç oranındaki artış olumsuz yönde etkilemiştir. 0 – 0.25 mm lik tufalin karışıma giren % oranındaki artış basınç dayanımı da artmıştır. 0.25 – 1 mm. lik tufal karışıma %5 oranında ilave edildiğinde basınç dayanımını artırmış, fakat %5 den sonraki ilavelerde basınç dayanımı olumsuz etkilemiş ve dayanımı düşürmüştür. Basınç dayanımı S/Ç oranındaki artıştan olumsuz yönde etkilenirken çimento dozajından olumlu yönde etkilenmiştir.



Şekil 3. Basınç dayanımı S/N oranları



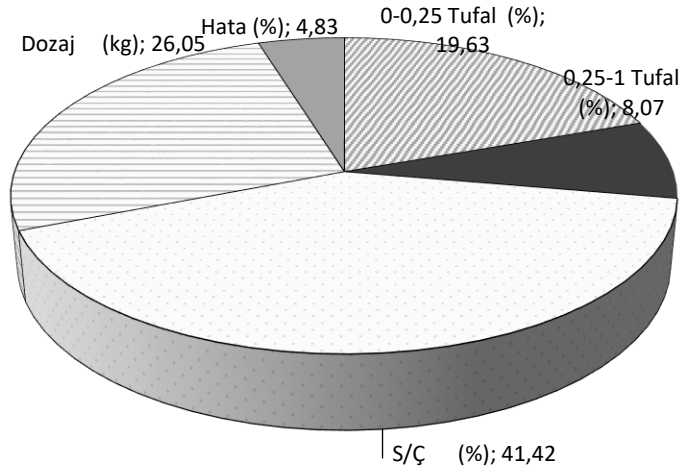
Şekil 4. Basınç dayanımı analiz sonuçları

Varyans analizinden yararlanarak deney parametrelerinin basınç dayanım sonuçlarına

etkileri belirlenmiştir. Varyans analiz sonuçları Tablo 6 ve Şekil 5 de gösterilmiştir

Tablo 6. Varyans analiz sonuçları

	Serbestlik Derecesi	Kareler Toplamı	Varyans	F Değeri	% Dağılımı
0-0,25 Tufal (%)	3	2.032	0.677	21.34	19.63
0,25-1 Tufal (%)	3	0.891	0.297	9.36	8.07
S/Ç (%)	1	4.119	4.119	129.76	41.42
Dozaj (kg)	1	2.603	2.603	82.01	26.05
Hata	7	0.222	0.032	0	4.83
TOPLAM		9.867			100



Şekil 5. Parametre Yüzdeleri

Analiz sonuçlarına göre basınç dayanımı için optimum değerler; 0-0.25 mm lik tufalde %15, 0.25-1 mm lik tufalde %5, S/Ç oranı 0.50 ve 500 kg. dozaj değerleri olacaktır. Analiz sonuçlarının güvenilirliğinin belirlenebilmesi için optimum değerlere göre doğrulama deneyi yapılarak optimizasyon sonucu ile kıyaslanmıştır. Tablo 7 de doğrulama deneyi ve analiz sonuçları kıyaslandığında %93 benzerlik çıkmıştır. Bu değer bize sonuçların güvenilirliğini göstermektedir.

Tablo 7. Optimum Değer Sonuçları

Optimum değer parametreleri				Basınç dayanımı (MPa)	
0-0,25 Tufal (%)	0,25-1 Tufal (%)	S/Ç (%)	Dozaj (kg)	Analiz sonucu	Doğrulama deney sonucu
15	5	0.50	500	27.65	25.83

4. Sonuç ve Öneriler

Bu çalışmada, farklı değerlerde S/Ç oranına ve dozaja sahip Tufal ilaveli çimento harçlarının basınç dayanımlarının analizi Taguchi metodu ile yapılmıştır. Taguchi ve varyans analizleri sonucunda basınç dayanımına parametrelerin etkileri belirlenmiştir. Yapılan analizler ve doğrulama deneyi neticesinde aşağıdaki sonuçlara ulaşılmıştır.

1. Karışıma tufalin ilavesi basınç dayanımını olumlu yönde etkilemiştir. İnce tufal (0-0.25 mm) bütün oranlarda olumlu etkilerken, iri tufalin (0.25-1 mm) %5 ilavesinden sonraki oranlarda ters yönde etkisi olmuştur. Tufalde optimum değere ince için %15, iri için %5 oranlarında ulaşılmıştır.

2. S/Ç oranındaki artış beklenildiği gibi basınç dayanımını olumsuz yönde etkilemiştir. Fakat ince tufalin ilavesi S/Ç oranının sebep olduğu dayanım azalmasını telafi etmiştir. S/Ç oranının optimum değeri 0.5 olarak belirlenmiştir.

3. Çimento dozajındaki artış basınç dayanımını olumlu yönde etkilemiştir. Çimento dozajının optimum değeri 500 kg. dozajda elde edilmiştir.

4. Deneysel parametrelerin basınç dayanımına etkilerini belirlenmek amacıyla

varyans analizi yapılmıştır. Analiz neticesinde, basınç dayanımına S/Ç oranı %41.42, Çimento dozajı %26.05, ince tufal %19.63 ve iri tufal %8.07 oranında etkili olmuştur. Deneylerdeki hata payı %4.83 olarak çıkmıştır. Hata payının %4.83 olarak çıkması deneysel verilerdeki tutarlığı da göstermektedir.

5. Yapılan analizler sonucunda optimum değere ulaşılan seri için doğrulama deneyi yapılmıştır. Doğrulama deneyi ile analiz sonucu kıyaslandığında yaklaşık olarak %93 benzerliğin olduğu görülmüştür. Bu değer inşaat alanındaki deneysel çalışmalarda Taguchi metodunun rahatlıkla kullanılabileceğini ve yapılan analizlerin güvenilirliğini de göstermektedir.

Deneysel çalışma ve teoriksel analizler neticesinde; özellikle 0-0.25 mm lik ince tufalin harç karışımında kullanımının basınç dayanımını artırdığı, hatta S/Ç oranındaki artışın sebep olduğu dayanım düşüşünü telafi ettiği görülmüştür. Bu etkisinden dolayı özellikle yüksek S/Ç oranının gerekli olduğu karışımlarda kullanılmasının çok faydalı olacağı kanaatine varılmıştır. Tufalin fiziksel yapısından dolayı iri tufalin düşük oranlarda kullanılmasının uygun olacağı sonucuna ulaşılmıştır.

5. Kaynaklar

1. Gündoğdu N. (2013). Demir-çelik tesislerinde açığa çıkan tufaldan demirin geri kazanımı, Yüksek Lisans Tezi. İstanbul Teknik Üniversitesi Fen bilimleri Enstitüsü..
2. Kayılı M.T., Çelebi G., Gültaş A. (2016). Yapı sektöründe atık kullanımına ilişkin bir inceleme: demir- çelik üretim atıkları. Uluslararası Malzeme Bilimi ve Teknolojisi Konferansı (IMSTEC'16), Türkiye.
3. Ming J., Shi J., Sun W. (2018). Effect of mill scale on the long-term corrosion resistance of a low-alloy reinforcing steel in concrete subjected to chloride solution. Construction and Building Materials. 163, 508-517.
4. Furlani E., Maschino S. (2016). Steel scale waste as component in mortars production: An experimental study. Case Studies in Construction Materials. 4, 93-101.
5. Mahendran K. (2013). Use of fly ash and steel mill scale in cement concrete as alternate building

- materials. *International Journal of Earth Science and Engineering*, 6, 109-111.
6. Jafari K., Tabatabaeian M., Joshaghani A., Ozbakkaloglu T. (2018). Optimizing the mixture design of polymer concrete: An experimental investigation. *Construction and Building Materials*. 167, 185-196.
 7. Devi V. S. (2018). Durability properties of multiple blended concrete. *Construction and Building Materials*. 179, 649-660.
 8. Alişer B., Yıldız S., Keleştemur O., Arıcı E. (2015). Cam lif ve mermer tozu takviyeli çimento harçlarının sülfat direncinin taguchi metodu ile analizi. II Uluslararası Sürdürülebilir Yapılar Sempozyumu, Türkiye.
 9. Nuruddin M.F., Bayuaji R. (2009). Optimum mix proportioning of mirha foamed concrete using taguchi's approach. *Üniversiti Teknologi Malaysia UTM Langkawi, Malaysia*.
 10. Xu F., Zhang S., Wu K., Dong Z. (2018). Multi response optimization design of tailor-welded blank (TWB) thin-walled structures using taguchi-based gray relational anlysis. *Thin-Walled Structures*. 131, 286-296.
 11. Vishwas M., Basavaraj C. K., Vinyas M. (2018). Experimental investigation using taguchi method to optimize process parameters of fused deposition Modeling for ABS and nylon materials. *Materials Today: Proceedings*. 5, 7106-7114.
 12. Taylan D. (2009). Taguchi deney tasarımı uygulaması. Yüksek Lisans Tezi, Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
 13. Keleştemur O., Yıldız S., Gökçer B., Arıcı E. (2014). Statistical analysis for freze-thaw resistance of cement mortars containing marble dust and glass fiber. *Materials and Design*. 60, 548-555.
 14. TSE. (2012). TS EN 197-1, Çimento- Bölüm 1: Genel çimentolar bileşim, özellikler ve uygunluk kriterleri. Türk Standartları Enstitüsü, Türkiye.
 15. TSE (2002). TS EN 196-1: Çimento Deney Metotları. Türk Standartları Enstitüsü: Türkiye.

Sınıflandırıcıların Kalp Hastalığı Verileri Üzerine Performans Karşılaştırması

Özlem ÖZMEN, Ahmad KHDR, Engin AVCI

Yazılım Mühendisliği Bölümü, Fırat Üniversitesi, 23000 ELAZIĞ
e-mail: ozlmozmn23@gmail.com

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu çalışmada kalp hastalığı verileri kullanılarak bazı sınıflandırıcıların avantajları, dezavantajları göz önünde bulundurularak performans karşılaştırmaları yapılmıştır. Araştırmada kullanılan algoritmalar şunlardır: Destek Vektör Makinesi (DVM), Naïve Bayes, J48, Random Forest, Adaboost, Logistic Regresyon, Tek Katmanlı Perceptron, Çok Katmanlı Perceptron, Bagging karar Ağaçları. Burada sonuçların karşılaştırılması için veri setindeki kayıt sayısı, doğruluk ortalaması, doğru olarak sınıflandırılmış örnekler, yanlış olarak sınıflandırılmış örnekler, kappa istatistiği, ortalama mutlak hata, ortalama kare hata, kök ortalama kare hata, göreceli mutlak hata, kök nispi kare hata gibi ölçütleri kullanıldı. Elde edilen sonuçlara göre en yüksek başarımlı DVM algoritması sonucunda bulunmuştur.

Anahtar Kelimeler: Kalp hastalığı, Makine öğrenimi, Algoritmaların karşılaştırmaları, Veri sınıflandırma Veri madenciliği,.

Comparison of Data Mining Classification Algorithms for Heart Disease Prediction

Abstract

In this study, performance evaluations for classification algorithms been made according to the advantages and disadvantages by using cardiac disease dataset. The used algorithms in this study are Support Vector Machine (SVM), Naïve Bayes, J48, Random Forest, Adaboost, Logistic Regression, Single Layer Perceptron, Multi Layer Perceptron, Bagging and Decision Trees. In order to compare the results, criteria such as the number of records in the data set, accuracy averages, correctly classified samples, incorrectly classified samples, kappa statistics, mean absolute error, mean square error, root mean square error, relative absolute error, root mean square error were used. According to the obtained results, the highest performance yield by SVM algorithm from the accuracy, kappa, etc point of view.

Keywords: Heart disease, Machine learning, Algorithms Comparison, Data classification, Data mining.

1. Giriş

Veri madenciliği, büyük veri tabanından veya veri kümelerinden bilgi edinme veya çıkarma süreci olan bir bilgisayar bilimi alanıdır. Başka bir ifadeyle gerçek zamanlı kullanıcılar ve yazılım çözümleri sağlayıcıları tarafından veri tabanlarında bilgi keşfi olarak ta adlandırılabilir. Günümüzde sağlık ve medikal sektörün veri madenciliğine olan ihtiyacı diğer sektörlerin ihtiyacından daha fazladır. Bu bağlamda veri madenciliği yöntemleri kullanılarak, büyük veri tabanlarından değerli bilgiler çıkarılabilir bu da tıbbi uygulayıcının karar almasına ve sağlık hizmetlerini iyileştirmesine yardımcı olabilir. Kalp hastalığı, kalbi, damarlarını, kaslarını,

valflerini veya kas kasılmasından sorumlu iç elektrik yollarını içeren bir dizi durumu ifade eder. Hastalık Kontrol Merkezlerine (HKM) göre, kalp hastalığı Birleşik Krallık, Amerika Birleşik Devletleri, Kanada ve Avustralya'da önde gelen ölüm nedenlerinden biridir. ABD'deki her dört ölümden biri, kalp hastalığının bir sonucu olarak ortaya çıkar [1].

Kalp hastalığı dünyadaki çoğu ülkede hem erkekler hem de kadınlar arasında yaygındır. Bu nedenle, insanlar kalp hastalığı risk faktörlerini göz önünde bulundurmalıdır. Genetik bir rol oynasa da, bazı yaşam tarzı faktörleri, kalp hastalığını önemli derecede etkilemektedir. Kalp hastalığı için bilinen risk faktörleri; yaş, cinsiyet, aile öyküsü, sigara içmek, bazı kemoterapi ilaçları ve kanser için radyasyon

tedavisi, kötü beslenme, yüksek tansiyon, yüksek kan kolesterol seviyeleri, diyabet, obezite, fiziksel hareketlilik, stress ve kötü hijyendir [2].

1.1. Literatür Çalışması

Literatürde kalp hastalığı sınıflandırmasına ait bazı çalışmalar bulunmaktadır. Bunlardan bir tanesi de Yuehjen ve arkadaşlarının kalp hastalığı sınıflandırması için hibrit akıllı modelleme şemaları üzerine olan araştırmadır. Geleneksel yaklaşımlar, kalp hastalığını sınıflandırmak için on üç risk faktörünü veya açıklayıcı değişkeni kullanır. Mevcut yaklaşımlardan ayrılan bu çalışma, farklı açıklayıcı değişken kümeleri elde etmek için yeni bir hibrit akıllı modelleme şeması önermektedir. Önerilen hibrid modelleri, kalp hastalığını etkili bir şekilde sınıflandırmaktadır.

Önerilen hibrid modeller, Lojistik Regresyon (LR), Çok Değişkenli Adaptif Regresyon (ÇDAR) ve Yapay Sinir Ağı (YSA) tekniklerinden oluşmaktadır. Önerilen sürecin başlangıç aşaması, açıklayıcı değişkenler kümesini azaltmak için LR, ÇDAR ve RS tekniklerinin kullanımını içerir. Kalan değişkenler daha sonra ikinci aşamada kullanılan YSA yöntemi için girdi olarak kullanılır. Önerilen hibrit modellerin gelişimini göstermek için gerçek bir kalp hastalığı veri seti kullanılmıştır. Modelleme sonuçları, önerilen hibrid programların kalp hastalığını etkili bir şekilde sınıflandırdığını ve tipik, tek aşamalı YSA'yı geride bıraktığını ortaya koymuştur [3].

Priyanka ve arkadaşlarının yaptığı kalp hastalıkları tahmininde veri madenciliği tekniklerinin kullanımına ilişkin çalışmada Naïve Bayes ve Karar ağacı algoritmalarının performansları karşılaştırılmış olup karar ağacı algoritması %98.03 ile %82.35 doğruluk oranı veren Naïve Bayes'e göre çok daha başarılı sonuçlar vermiştir [4].

Yekkala ve diğerleri, sonuçları daha kesin olarak tahmin etmek için parçacık yöntemleri (Random Forest, AdaBoost and Bagged Tree) ile birlikte Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) kullanmışlardır. Kalp Stalog veri kümesi 270 örnek ve 14 özneliğe sahip olup UCI veritabanından alınmıştır [5].

Veriler önceden işlenmiş ve içerisindeki gereksiz ve eksik verileri silmek için bir özellik

seçim yöntemi olarak PSO'yu kullanılmıştır. Ayrıca, etkili özellikler çeşitli performans ölçütleri ve aşağıdaki gibi adımlar için topluluk sınıflandırıcı üzerinde test edilmiştir.

Öncelikle, veri seti yüklendikten sonra, veri üzerine PSO tarafından özellik seçimi uygulandıktan sonra, yetersiz özelliklerin ortadan kaldırılması ve etkin özelliklerin devam ettirilmesinin ardından veriler üzerine uygulanan temizleme tekniği, daha sonra AdaBoost, Bagging ve Random Forest sınıflandırıcıları etkin özelliklere uygulandı. Sonunda her algoritmanın performansı ölçüldü. Sonuç olarak Bagged Tree %100, Random Forest %90.37, AdaBoost ise %88.89 performans göstermiştir.

Test sonuçlarına göre, Yekkala ve arkadaşları PSO üzerinde Bagging Trees kullanmanın kalp hastalığını tahmin etmede öğrenme doğruluğunu artıracaklarını kanıtladı.

Amin ve arkadaşları, yaş, aile öyküsü, diyabet, hipertansiyon, yüksek kolesterol, tütün kullanımı, alkol alımı, obezite veya fiziksel inaktivite gibi başlıca risk faktörlerini temel alan kalp hastalıklarını öngörmektedir. Teknikleri en başarılı iki veri madenciliği aracını, sinir ağları ve genetik algoritmaları içeriyordu. Bu nedenle kalp hastalıklarının öngörülmesi ve tanısı için Naïve Bayes, Yapay Sinir Ağları, Karar Ağacı, Bagging Trees, Çekirdek Yoğunluğu ve DVM uygulamışlardır. Öğrenme, geri yayılma ile karşılaştırıldığında hızlı, daha istikrarlı ve doğru olarak bulunmuştur. Sistem kalp hastalığı riskini tahmin etmek üzere Matlab'da uygulanmıştır [6].

50 hastanın risk faktörleri verileri toplanmış ve hibrid model %96, 2 eğitim doğruluğu ve %89 test doğruluk ile sonuçlanmıştır. Daha sonra Amin ve arkadaşları, kalp hastalıklarının öngörülmesi için hibrit bulanık ve k-en yakın komşu yaklaşımını kullanarak sistemi geliştirdiler; diğer bir sistemde ise nöral ağ topluluğu, kalp hastalığının tanısında %89.01'lik bir doğrulukla kullanılmıştır. Bu hibrit sistemin avantajı, hastaların kalp hastalıkları ve yan etkilerinden önceki tıbbi muayeneler için maliyet ve zamanlarını azaltmalarına ve kendilerini kontrol etmelerine yardımcı olmaktır. Yazar yukarıdaki algoritmaları Güney Afrikadaki pratisyen hekimlerden topladığı hasta verilerine uygulamıştır. Veri tabanından sadece 11 öznelik, kalp hastalığını öngörmek için

ayrıldı. Ek olarak, kullanılan özellikler aşağıdaki gibidir; hasta kimlik numarası, cinsiyet, kardiyogram, yaş, göğüs ağrısı, kan basıncı düzeyi, kalp atım hızı, kolesterol, sigara kullanımı, alkol tüketimi ve kan şekeri seviyesi.

Araştırmacılar kullanılan algoritmalar arasında karışıklık matrisine göre karşılaştırma yaptılar. Sonunda, J48'in %99 ile en yüksek doğruluğu kaydettiği anlaşıldı.

2. Malzemeler ve Yöntemler

Karşılaştırma çalışmamız için UCI' den almış olduğumuz "Heart Disease Data Set" isimli veri setini kullandık [9]. Verisetimiz 303 kayıt ve 75 özellik içermekte olup ancak sadece 13 özellik kullanıldı ve bunlar: yaş, cinsiyet, göğüs ağrısı tipi, dinlenme tansiyonu, kolesterol, açlık kan şekeri, istirahat elektrokardiyografik sonuçları, elde edilen maksimum kalp atım hızı, egzersize bağlı anjina, istirahate göre egzersizle indüklenen depresyon, pik egzersizin eğimi, majör damar sayısı ve "num" olarak adlandırılan kalp hastalığı tanısı veri kümesidir. Her bir algoritma için önce iki farklı test seçeneğini denedik; ilki 10 kat çapraz geçerlilik, ikincisi ise; veri setini eğitim seti için %75, test seti için %25 paylaştırarak kullanmak oldu. Bunun arkasındaki sebep ise hangi algoritmanın en yüksek sonucu kaydettiğinden emin olmak için aralarında karşılaştırma yapmaktır. Bu çalışmada açık kaynaklı bir yazılım olan WEKA yardımıyla on algoritmanın karşılaştırmasını yaptık. Verilerin analizi için kullandığımız WEKA yazılımı sınıflandırma, kümeleme, özellik seçimi, veri görselleştirme vb. denetimli ve denetimsiz öğrenme yöntemlerini içerdiği için güçlü bir araçtır. WEKA kullanılmasının temel nedeni, bizim gibi araştırmacıların bu yazılım sayesinde veri madenciliği tekniklerini gerçek veya sentetik veriler üzerinde çok kolay bir şekilde karşılaştırabilme imkanını bulmasıdır [7].

3. Algoritmaların Karşılaştırılması

Tablo 1: Destek vektör makinesinin avantaj ve dezavantajları

DVM [8] [9]	
Avantajlar	Dezavantajlar
Veriler hakkında hiçbir fikrimiz yokken DVM çok iyi sonuç verir. Yarı yapılandırılmış ve yapılandırılmamış verilerle SVM iyi çalışır. SVM'nin güç noktası onun çekirdekleridir. Kullanışlı çekirdek fonksiyonunun doğru seçimi ile, karmaşık bir sorunu çözebiliriz. Yüksek boyutlu veriler için, nispeten iyi ölçeklendirir. SVM'de aşırı takılma riski daha azdır. Doğrusal ayırma ile DVM, lojistik regresyon gibi performans gösterir. Lineer olmayan sınırla, DVM kullanılmış çekirdeğe göre iyi performans gösterir. Çok boyutlu verilerle uğraşmak çok iyi sonuç sağlar.	İyi bir çekirdek fonksiyonu seçmek kolay değildir. Büyük veri setleri uzun eğitim süreleri alır. Son modeli, bireysel etki ve değişken ağırlıkları anlamak ve yorumlamak zordur. Son modelin görülmesi zordur; bu nedenle, modele küçük standardizasyon yapılamıyor.

Tablo 2: J48 Karar Ağacı avantaj ve dezavantajları

J48 Karar Ağacı [11]	
Avantajlar	Dezavantajlar
Karar ağacı ya değişkenleri tarar veya özellikleri seçer. Veri hazırlama için kullanıcılardan çok az çalışma gerektirir. Ağaç performansı, parametreler arasında varolan doğrusal olmayan ilişkilerden etkilenmeyecektir. Analitik için ağaçları kullanmanın en iyi özelliği, yorumlama ve yöneticilere açıklama kolaylığıdır.	Birçok dalı olan karar ağaçları hazırlamak karmaşık ve zaman kaybıdır. Dikdörtgen sınıflandırma kutularına yol açan, her seferinde sadece tek bir alanı test eder. Bu, karar alanındaki gerçek kayıt dağılımı ile iyi bir korelasyon gösteremeyebilir. Çizimler sunarken pratik olmayabilir. Verileri sınıflara ayırmaya ve sadece basit eşik testlerini kullanmasına rağmen, büyük bir karar ağacı gerektirir. Büyük ağaçlar anlaşılabilir değildir ve sunumda zorluklarla karşılaşılır.

Tablo 3: Naïve Bayes avantaj ve dezavantajları

NAİVE BAYES [10] [11]	
Avantajlar	Avantajlar
Hızlıdır, yüksek sonuç verir ve esnek bir modeldir. Doğrusal olarak, satır ve belirleyicilerin sayısı ile ölçülür. Yapı sürecinin paralelleştirilmesi. Çoklu sınıf ve ikili sınıflandırma problemlerini çözmek için kullanılabilir. Yüksek boyutlarda iyi çalışır	Hızlıdır, yüksek sonuç verir ve esnek bir modeldir. Doğrusal olarak, satır ve belirleyicilerin sayısı ile ölçülür. Yapı sürecinin paralelleştirilmesi. Çoklu sınıf ve ikili sınıflandırma problemlerini çözmek için kullanılabilir. Yüksek boyutlarda iyi çalışır

Tablo 4: Random Forest avantaj ve dezavantajları

RANDOM FOREST [12] [13]	
Avantajlar	Dezavantajlar
Karar ağacı korelasyonlu olabilecek birden fazla özellik ile uğraşırken önemlidir. Sonuç olarak azalan varyans, neredeyse tüm durumlarda, Random Forest karar ağaçlarından daha doğrudur.	Aşırı takılmanın azalması: Birkaç ağacın ortalaması ile, aşırı takılma riski çok düşüktür. Daha az varyans: Birden fazla ağaç kullanarak, eğitim ve test verileri arasındaki ilişki nedeniyle iyi performans göstermeyen bir sınıflandırıcıya rastlanma şansını azaltırsınız. Görsel olarak yorumlamak kadar kolay değil

Tablo 5: AdaBoost avantaj ve dezavantajları

ADABOOST [14] [15]	
Avantajlar	Dezavantajlar
Her ağacın büyüklüğünü tanımlayabilen kullanıcılara göre, AdaBoost'u Bagging Trees ağaçlarından, Random Forest'dan daha fazla açıklanabilir hale getirir. Belirli özellikleri kolayca ele alabilir (kategorik özellikler)	Bagging Trees ve Random Forest'dan farklı olarak, ağaç sayısı çok büyükse aşırıya kaçabilir.

Tablo 6: Lojistik Regresyon avantaj ve dezavantajları

LOJİSTİK REGRESYON [16]	
Avantajları	Dezavantajları
Düşük varyans. Sonuçlar için olasılıklar sağlar. Çapraz karar sınırları ile iyi çalışır. Lojistik regresyon, çekirdek yöntemleri ile de kullanılabilir	Yüksek bias: çözüm alanı üzerinde oldukça güçlü kısıtlamalar uygular ve böylece sapma yoluyla varyans azaltma yoluyla daha fazla hata ekleyebilir.

Tablo 7: Tek Katmanlı Perceptron Karar Agacı avantaj ve dezavantajları

TEK KATMANLI PERCEPTRON	
Avantajlar	Dezavantajlar
Hesaplama zamanı çok kısadır.	Tek katman sadece basit problemler için kullanılabilir.

Tablo 8: Çok Katmanlı Perceptron avantaj ve dezavantajları

ÇOK KATMANLI PERCEPTRON [17]	
Avantajlar	Dezavantajlar
Çok katmanlı, sinir ağlarının çoğu derin öğrenmeyi eklemektedir. Bir veya iki gizli katman kullanır. Zor, karmaşık problemler için kullanılabilir. Kompaktlık: çok daha küçük modellerle aynı doğruluğu elde etme potansiyeli	Bazen uzun eğitim zamanı gereklidir. Optimizasyon zordur. Pek çok çözüm imkanı vardır. Doğrusal olmayan çıktıda gizli ağırlıkların etkisi.

Tablo 9: Bagging Ağaçları avantaj ve dezavantajları

BAGGING AĞAÇLARI [15]	
Avantajlar	Dezavantajlar
Düzenli karar ağaçlarına göre azalan farklılıklar. Değişken öneme sahip tedbirler. Nitel özelliklerin kolayca ele alınması. Torba dışı, model doğrulama için tahminler kullanılabilir.	Görsel olarak açıklamak zordur. Özellikler ilişkiliyse, varyansı azaltamayacaktır.

Tablo 10: Karar tablosu avantaj ve dezavantajları

KARAR TABLOSU [13]	
Avantajlar	Dezavantajlar
Ağaçlar sadece birkaç seviye içerdiğinde görsel olarak açıklama kolaylığı. Belirli özellikleri kullanma. Karar sınırları ile iyi çalışma. Özellik eksenine paralel. Sadece açıklanabilir ve görselleştirilebilir. İç işleyişi gözlemlemek bu nedenle işi yeniden üretmek mümkündür. Hem sayısal hem de kategorik verilerle uğraşmak. Büyük veri kümelerinde iyi performans gösterir ve çok hızlıdır.	Bir ağaç özellikle belirli bir derinlikte olduğunda, aşırı donatmaya maruz kalır. Çapraz karar sınırları ile ilgili sorunlar.

4. Sonuçlar

Her bir algoritma için iki farklı test seçeneğini denedik; birincisi 10-kat çapraz

geçerlilik ve ikincisi veri kümesini %75 eğitim ve %25 test setine bölüyor.

Tablo 11: Tahminlerin Karşılaştırması

Değerlendirme Kriterler	Kappa istatistiği	Ortalama mutlak hata	Karekök ortalama hata	Göreceli mutlak hata	Kök göreceli karesi hatası
DVM	0.7883	0.105	0.324	21.1645	64.904
Naïve Bayes	0.6306	0.179	0.351	35.927	69.997
J48	0.6069	0.239	0.409	48.047	81.812
Random Forest	0.6842	0.251	0.329	50.505	65.763
Adaboost	0.7608	0.202	0.315	40.619	63.069
Lojistik	0.7093	0.201	0.345	40.324	68.726
Tek katmanlı Perceptron	0.2184	0.380	0.617	76.594	123.37
Çok katmanlı perceptron	0.7093	0.141	0.348	28.468	69.602
Bagging Ağaçları	0.7361	0.255	0.323	51.385	64.617
Karar tablosu	0.5483	0.315	0.399	63.453	79.939

Tablo 1'de Kappa, ortalama mutlak hata, kök ortalama karesi hatası, göreceli mutlak hata, kök göreceli karesel hataya göre sonucu görebiliriz.

$$K = \frac{P_0 - P_c}{1 - P_c} \quad (1)$$

DVM en yüksek Kappa'yı kaydetti, kappa, gözlemciler arasında [18] denklem 1 kullanılarak bulunabilecek anlaşma ve anlaşmazlıktır:

$$P_c = \frac{F_p}{100} \times \frac{F_n}{100} \quad (3)$$

P₀, toplam anlaşma olasılığı ve P_c, şansa bağlı “anlaşma” olasılığıdır. 2 ve 3 numaralı denklemleri kullanarak bulabilecekleri yerler.

$$P_0 = \frac{T_p}{100} + \frac{T_n}{100} \quad (2)$$

Buna ek olarak, tablo 2 duyarlılık, özgünlük ve doğruluğa göre kullanılan her algoritmanın sonuçlarını göstermektedir.

Tablo 11: Algoritmaların Performansları

Algoritmalar	Duyarlılık	Özgünlük	Pozitif öngörme değeri	Olumsuz Tahmin Değeri	Doğruluk
DVM	0.925	0.861	0.881	0.912	%89.4737
Naïve Bayes	0.825	0.806	0.825	0.806	%81.5789
J48	0.750	0.861	0.857	0.756	%80.2632
Random Forest	0.825	0.861	0.868	0.816	%84.2105
Adaboost	0.950	0.806	0.844	0.935	%88.1579
Lojistik	0.875	0.833	0.854	0.857	%85.5263
Tek katmanlı Perceptron	0.825	0.389	0.600	0.667	%61.8421
Çok katmanlı perceptron	0.875	0.833	0.854	0.857	%85.5263
Bagging Ağaçları	0.875	0.861	0.875	0.861	%86.8421
Karar Tablosu	0.850	0.694	0.756	0.807	%77.6316

Aşağıda gösterilen formüller duyarlılığı, özgünlüğü ve doğruluğu hesaplamak için kullanılır.

$$\text{Duyarlılık} = \frac{T_p}{T_p + F_n} \quad (4)$$

$$\text{Özgünlük} = \frac{T_n}{T_n + F_p} \quad (5)$$

$$\text{Doğruluk} = \frac{T_p + T_n}{T_p + F_p + T_n + F_n} \quad (6)$$

Tablo 1 ve 2'de DVM, diğer algoritmalar arasında en yüksek sonuç olan %89.4737 doğruluğa sahiptir ve Kappa'da da 0.7883'ü kaydetmiştir, bu da diğer algoritmalarla göre en yüksek sonuç olmuştur. Açıkçası, sonuçlar, veri madenciliği algoritmalarının, teşhisler için bir sınıfı öngörebildiğini göstermiştir.

5. Tartışma

Makine öğrenmesi metotları genellikle en iyi performans için optimize edilmesi gereken birkaç parametreyi içerdiğinden ve verileri manuel olarak optimize etmek te yorucu olmasının yanısıra aşırı yüklemeye karşılaşılabileceğinden tehlikelidir. Bu nedenle, üç adet weka-güçlendiriciden birini kullanabiliriz, ki bunlardan ilki iç çapraz doğrulama kullanarak en iyi performans için parametreleri optimize eden "metalearners" dir. İkincisi, olan "CVParameterSelection" bir parametre için en iyi değeri seçer; "GridSearch" iki boyutlu ızgarayı arayarak iki parametreyi optimize eder; ve sonuncusu olan "ThresholdSelector" ise bir olasılık eşiği seçer.

6. Referanslar

1. Felman, A., Everything you need to know about heart disease. Medical News Today, 2018.
2. Staff, M.C., Heart disease. Mayo Clinic.
3. Shao, Y.E., C.-D. Hou, and C.-C. Chiu, Hybrid intelligent modeling schemes for heart disease classification. Applied Soft Computing, 2014. **14**: p. 47-52.
4. Priyanka, N. and P. RaviKumar. Usage of data mining techniques in predicting the heart diseases—Naïve Bayes & decision tree. in Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2017 International Conference on. 2017. IEEE.
5. Yekkala, I., S. Dixit, and M. Jabbar. Prediction of heart disease using ensemble learning and Particle Swarm Optimization. in Smart Technologies For Smart Nation (SmartTechCon), 2017 International Conference On. 2017. IEEE.
6. Amin, S.U., K. Agarwal, and R. Beg. Genetic neural network based data mining in prediction of heart disease using risk factors. in Information & Communication Technologies (ICT), 2013 IEEE Conference on. 2013. IEEE.
7. Shah, C. and A.G. Jivani. Comparison of data mining classification algorithms for breast cancer prediction. in Computing, Communications and Networking Technologies (ICCCNT), 2013 Fourth International Conference on. 2013. IEEE.
8. Fedorovici, L.-O. and F. Dragan. A comparison between a neural network and a SVM and Zernike moments based blob recognition modules. in Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI), 2011 6th IEEE International Symposium on. 2011. IEEE.
9. Yu, W.M., T. Du, and K.B. Lim. Comparison of the support vector machine and relevant vector machine in regression and classification problems. in Control, Automation, Robotics and Vision Conference, 2004. ICARCV 2004 8th. 2004. IEEE.
10. McCallum, A. and K. Nigam. A comparison of event models for naive bayes text classification. in AAAI-98 workshop on learning for text categorization. 1998. Citeseer.
11. Patil, T.R. and S. Sherekar, Performance analysis of Naive Bayes and J48 classification algorithm for data classification. International journal of computer science and applications, 2013. **6**(2): p. 256-261.
12. Revathi, S. and A. Malathi, Comparison between J48 And Random Forest Decision Tree Algorithms To Detect Probe Attack.
13. Esmaily, H., et al., A Comparison between Decision Tree and Random Forest in Determining the Risk Factors Associated with Type 2 Diabetes. Journal of research in health sciences, 2018. **18**(2).
14. Randhawa, K., et al., Credit card fraud detection using AdaBoost and majority voting. IEEE ACCESS, 2018. **6**: p. 14277-14284.
15. Budhani, S.K., C. Jha, and A. Ahmad, Comparative Study of Meta Classification Algorithm: Bagging, AdaboostM1 and Stacking with Concept Drift based Synthetic Dataset Hyperplane1 and Hyperplane2. International Journal of Engineering Science, 2018. **15927**.
16. Colombet, I., et al. Models to predict cardiovascular risk: comparison of CART, multilayer perceptron and logistic regression. in Proceedings of

the AMIA Symposium. 2000. American Medical Informatics Association.

17. Mirjalili, S., Evolutionary Multi-layer Perceptron, in Evolutionary Algorithms and Neural Networks. 2019, Springer. p. 87-104.
18. Ben-David, A., Comparison of classification accuracy using Cohen's Weighted Kappa. Expert Systems with Applications, 2008. **34**(2): p. 825-832.

JPEG Sıkıştırma Algoritmasının Dünü Bugünü ve Geleceği

Fırat ARTUĞER¹ Fatih ÖZKAYNAK²

^{1,2}Fırat Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Yazılım Mühendisliği Bölümü 23119 Elazığ Türkiye

¹f.artuger@gmail.com ²ozkaynak@firat.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bilim ve teknolojiye gelişmeler her geçen gün büyük veri kavramının önemini ön plana çıkarmaktadır. Bu yüzden hayatımızın bir parçası haline gelen sayısal verilerimizin etkili yöntemlerle iletilmesi ve saklanması gerekmektedir. Hem veri aktarımı hem de veri depolama süreçlerinde etkililiği sağlamak için kullanılan en yaygın yöntem veri sıkıştırma algoritmalarıdır. Veri sıkıştırma algoritmaları farklı gereksinimlere göre iki temel kategoriye ayrılmaktadır. Bu kategoriler kayıplı ve kayıpsız veri sıkıştırma algoritmalarıdır. Bu çalışmada kayıplı veri sıkıştırma algoritmaları üzerine bir inceleme yapılmıştır. Çalışmayı ham bir literatür analizinden ayıran en önemli nokta özellikle uygulamalarda ortaya çıkan problemler üzerinden olası çözüm önerilerinin tartışılmış olmasıdır. Çalışma bu alanda ilerlemeyi planlayan araştırmacılar için bir yol haritası niteliğindedir. Çalışmanın temel amacı “Bir kayıplı veri sıkıştırma uygulaması için etkili yöntemin nedir?” soruna cevap bulabilmeyi hedeflemektedir.

Anahtar Kelimeler: Veri sıkıştırma, Kayıplı veri sıkıştırma, JPEG.

The Past Present and Future of JPEG Compression Algorithms

Abstract

The developments in science and technology are leading the importance of big data concept day by day. Therefore, our numerical data, which has become a part of our life, needs to be transmitted and stored with effective methods. The most common method used to ensure effectiveness in both data transfer and data storage processes is data compression. Data compression algorithms are divided into two basic categories according to different requirements. These categories are lossy and lossless data compression algorithms. In this study, a study is made on lossy data compression algorithms. The most important point that distinguishes the study from the raw analysis of literature is that the proposals for possible solutions are discussed through the problems that arise in practice. The study is a road map for researchers planning to progress in this area. The main aim of the study is to find an answer to the question "What is the effective method for a lossy data compression application?"

Keywords: Data compression; Lossy data compression, JPEG.

1. Giriş

Veri sıkıştırma işleminde temel amaç veriyi saklamak için gereken depolama miktarının azaltılması ve verinin iletişim ortamları üzerinden iletimi için gerekli sürenin kısaltılmasıdır. Özellikle teknolojik gelişmeler ile artan veri miktarı ve boyutu bu amacın sağlanmasını bir gereklilik haline getirmiş ve veri sıkıştırma algoritmaları giderek popüler olmaya başlamıştır.

Veri sıkıştırma algoritmaları araştırmacıların uzun yıllardır üzerinde çalıştığı konu başlıklarından biridir. En temel bir sınıflandırma ile kayıpsız ve kayıplı veri sıkıştırma algoritmaları olarak iki ana kategoriye ayrılmaktadır. Kayıpsız veri sıkıştırma algoritmaları iletim ve depolama süreçlerinde etkililiği sağlamak için sıkıştırılan (daha az bit ile kodlanan) veriden daha sonra orijinal verinin aynısını elde etmeye imkan tanıyacak tekniklerin kullanımına dayanmaktadır. Bu tip sıkıştırma

işlemine özellikle bir bitlik değişimlerin bile veri içeriğinin bozulmasına sebep olabilecek uygulamalarda gereksinim duyulmaktadır. Metin içerikli verilerin sıkıştırılması bu uygulama alanlarından biridir. En yaygın bilinen kayıpsız veri sıkıştırma algoritmalarından bazıları Huffman, aritmetik kodlama, Lempel–Ziv–Welch (LZW) algoritmalarıdır.

Kayıplı veri sıkıştırma algoritmaları ise diğer bir genel veri sıkıştırma kategorisidir. Bu sıkıştırma algoritmalarının temel mantığı ise veri içeriğin bozulmasına sebep olmayacak seviyede kayıplara izin vererek daha yüksek sıkıştırma oranlarına ulaşabilmeye dayanmaktadır. Dolayısı ile genellikle doğası gereği görüntü verileri bu kategorideki sıkıştırma algoritmaları için uygundur. Çünkü görüntü verileri üzerinde meydana gelen küçük değişimler insan gözünün algılayacağı seviyede değildir.

Bu çalışmada kayıplı veri sıkıştırma algoritmaları ele alınmıştır. Bu tip tercihin en önemli sebebi sayısal görüntülerin çok geniş uygulama alanlarına sahip olmasıdır. Çünkü özellikle donanım teknolojisindeki gelişmeler ile tıp, askeri ve eğlence sektöründe üretilen zengin içeriklerin büyük boyutları gerçek hayattaki kritik uygulamalarda bu büyük boyutlu verilerin işlenmesi, depolanması ve iletimini güçleştirmektedir.

Bu çalışmanın hedefi “En uygun kayıplı veri sıkıştırma algoritması nedir?” sorusuna cevap aramaktır. Bu hedef özelinde öncelikle ikinci bölümde kayıplı veri sıkıştırma kategorisinde bir ISO (International Standardization Organization) standardı olan JPEG algoritması detaylı incelenmiştir. JPEG algoritmasının başlangıcı olan 1987 yılından günümüze kadar ortaya çıkan farklı gereksinimleri karşılayabilmek için çeşitli türevleri önerilmiştir. Üçüncü bölümde bu algoritmalar incelenerek avantaj ve dezavantajları sunulmuştur. Son bölümde elde edilen sonuçlar sunularak çalışma özetlenmiştir.

2. JPEG Sıkıştırma Algoritması

JPEG adı Joint Photographic Experts Group'un kısaltmasıdır. JPEG algoritması CCITT ve ISO (Uluslararası Standartlar Örgütü) tarafından Haziran 1987'de başlayan ve 1991'de

ilk JPEG taslağı olarak teklif edilen ortak bir çabanın sonucudur.

JPEG sıkıştırma algoritması renkli veya gri tonlamalı sabit görüntüler için geliştirilmiş bir sıkıştırma yöntemidir. Bu sıkıştırma algoritması video içeriklerinin sıkıştırılması için uygun değildir. Algoritma ayrıca iki seviyeli (siyah beyaz) görüntülerin sıkıştırmasında da etkili değildir. Fakat özellikle komşu piksellerin benzer renk kodlarına sahip olduğu sürekli tonlu resimlerde en iyi sıkıştırma karakteristiklerine sahiptir. JPEG standardı özellikle web sayfalarında görüntü sıkıştırma için yaygın olarak kullanılmaya başlanmasının ardından internetin yaygınlaşması ile giderek popüler olmuştur.

JPEG algoritmasının popüler olmasında birçok önemli özelliği rol oynamıştır. Kullanıcının çok fazla aralıkta kayıp veri miktarını (ve dolayısıyla sıkıştırma oranını) ayarlamasına izin vermesi, farklı çalışma modlarına sahip olması (hem kayıplı hem de kayıpsız mod olarak çalışan türevlerinin bulunması) bu özelliklerinden birkaçıdır.

JPEG, görüntü gösterimi için tam bir standart olmayan bir sıkıştırma yöntemidir. Bu yüzden piksel en boy oranı, renk alanı veya bitmap satırlarının serpiştirilmesi gibi görüntü özellikleri belirtmez. JPEG algoritması özellikle sürekli tonlu görüntülerin sıkıştırılması için tasarlanmıştır. Bu amaca ulaşabilmek için aşağıdaki hedefler algoritmanın oluşturulmasında ön plana çıkmıştır.

- Özellikle görüntü kalitesinin mükemmel olarak çok iyi değerlendirildiği durumlarda bile yüksek sıkıştırma oranlarına ulaşabilmek.
- Bilgili kullanıcıların algoritmadaki çeşitli parametreleri seçmesine izin vererek istedikleri sıkıştırma performansı/kalite ödünleşimini elde etmelerine yardımcı olmak.
- Görüntü boyutlarına, renk uzaylarına, piksel en boy oranlarına veya diğer görüntü özelliklerine bakılmaksızın, her türlü sürekli ton görüntüsü ile iyi sonuçların elde edilmesini sağlamak.
- Birçok platformda yazılım ve donanım uygulamalarına izin veren akılcı fakat karmaşık olmayan bir sıkıştırma yöntemi sunmak.

- Çeşitli çalışma modları sunarak performansı artırmak.

JPEG algoritmasında kullanılabilecek modların genel özellikleri aşağıdaki gibi listelenebilir.

- *Sıralı (Sequential) Mod:* Her bir görüntü bileşeninin (renk) tek bir taramada soldan sağa, yukarıdan aşağıya tarama gibi sıkıştırıldığı bir moddur;
- *Aşamalı (Progressive) Mod:* Görüntünün gereken birden çok blokta (scan/tarana olarak bilinen yapılarda) sıkıştırıldığı aşamalı mod
- *Kayıpsız (Lossless) Mod:* Kullanıcının piksellerin kaybolmaması gerektiği durumlarda kullanılabilecek bir moddur. Ancak veri içeriğini korumak için kayıplı moda göre sıkıştırma performansından ödün vermek gerekmektedir.
- *Hiyerarşik (Hierarchical) Mod:* Görüntünün birden fazla çözünürlükte sıkıştırıldığı hiyerarşik moddur. Daha düşük çözünürlüklü blokların, daha önce daha yüksek çözünürlüklü blokları açmak zorunda kalmadan görüntülenmesini sağlamaktadır.

JPEG algoritmasının temel işlem adımları ve detayları kısaca aşağıda adım adım açıklanmıştır.

Adım 1: Renkli görüntüler RGB'den bir parlaklık/renklilik renk uzayına dönüştürülür (gri tonlamalı görüntüler için bu adım atlanır). Göz, parlaklıktaki küçük değişikliklere duyarlıdır, ancak renkliliğe (chrominance) duyarlı değildir. Bu nedenle renklilik bölümü daha fazla veri sıkıştırılabilir. Böylece genel görüntü kalitesini çok fazla bozmadan yüksek oranda sıkıştırılabilir. Bu adım isteğe bağlıdır ancak önemlidir. Çünkü algoritmanın geri kalanı her renk bileşeni üzerinde ayrı ayrı çalışır. Renk uzayını dönüştürmeksizin, üç renk bileşeninin hiçbirisi, daha fazla sıkıştırmaya neden olacak şekilde çok fazla tolerans göstermez.

Adım 2: Orijinal görüntülerden düşük çözünürlüklü pikseller oluşturarak renkli görüntüler alt örneklenir. (Bu adım, yalnızca hiyerarşik sıkıştırma seçildiğinde kullanılır; gri tonlamalı görüntüler için her zaman atlanır.) Alt

örnekleme, parlaklık bileşeni için yapılmaz. Alt örnekleme, hem yatay hem de dikey olarak 2:1 oranında (2h2v veya 4:1:1 örnekleme olarak adlandırılır) veya 2:1 oranında yatay olarak ve 1:1 dikey olarak yapılır (2h1v veya 4:2:2 örnekleme). Çünkü, üç renk bileşeninin ikisi üzerinde işlem yapıldığı için 2h2v işlemi görüntüyü $1/3 + (2/3) \times (1/4) = 1/2$ oranında orijinal boyutuna indirir. 2h1v ise $1/3 + (2/3) \times (1/2) = 2/3$ oranında orijinal boyutuna büyüklüğü indirir. Parlaklık bileşenine dokunulmadığından, görüntü kalitesinde gözle görülür bir kayıp yoktur. Gri tonlamalı görüntüler için bu adımdan geçekleştirilmez.

Adım 3: Her bir renk bileşeninin pikselleri, veri birimi adı verilen 8×8 piksellik gruplar halinde düzenlenir ve her veri birimi ayrı olarak sıkıştırılır. Resim satırlarının veya sütunlarının sayısı 8'in katları değilse, alt satır ve en sağdaki sütun gerektiği kadar çoğaltılır. Biçimlendirilmemiş modda, kodlayıcı ilk görüntü bileşeninin tüm veri birimlerinin, daha sonra ikinci bileşenin veri birimlerinin ve son olarak üçüncü bileşenin veri birimlerinin işlenmesini sağlar. Biçimlendirilmiş modda kodlayıcı, üç görüntü bileşeninin üç üst sol veri ünitesini, daha sonra üç sağ veri ünitesini işler. Her bir veri ünitesinin ayrı olarak sıkıştırılmış olması, JPEG'in olumsuz taraflarından biridir. Kullanıcı maksimum sıkıştırmayı isterse, sıkıştırılmış görüntü bloklar arasındaki farklardan dolayı engelleme kusurları sergileyebilir.

Adım 4: Ayrık kosinüs dönüşümü (discrete cosine transform - DCT), daha sonra bir 8×8 frekans bileşeni haritası oluşturmak için her veri birimine uygulanır. Gruptaki ortalama piksel değerini ve ardışık yüksek frekans değişikliklerini temsil ederler. Bu, görüntü verilerinin bilgi kaybetme açısından önemli adımlarını hazırlar. Çünkü, DCT transandantal fonksiyon kosinüsünü içerdiğinden sınırlı bilgisayar aritmetiği hassasiyeti nedeniyle bazı bilgi kayıplarını içermelidir. Bu, ana kayıp adımı olmasa bile (aşağıdaki adım 5), görüntü kalitesinde bir miktar kayıp olacaktır, ancak normalde küçüktür.

Adım 5: Bir veri birimindeki 64 frekans bileşeninin her biri, niceleme katsayısı (Quantization Coefficient – QC) olarak

adlandırılan ayrı bir sayıya bölünür ve daha sonra bir tamsayıya yuvarlanır. Bilginin geri dönüşü olmayan bir şekilde kaybolduğu yer burasıdır. Büyük QC'ler daha fazla kayba neden olur, bu yüzden yüksek frekanslı bileşenler tipik olarak daha büyük QC'lere sahiptir. 64 QC'nin her biri bir JPEG parametresidir ve prensip olarak kullanıcı tarafından belirlenebilir. Pratikte, çoğu JPEG uygulaması, parlaklık ve renklilik görüntü bileşenleri için JPEG standardı tarafından önerilen QC tablolarını kullanır.

Adım 6: Her bir veri biriminin 64 niceliksel frekans katsayısı (şimdi tamsayıdır), RLE ve Huffman kodlamasının bir kombinasyonu kullanılarak kodlanır. Huffman kodlaması yerine QM kodlayıcı olarak bilinen bir aritmetik kodlama varyantı isteğe bağlı olarak kullanılabilir.

Adım 7: Son adım, üstbilgileri ve gerekli tüm JPEG parametrelerini ekler ve sonucu verir. Sıkıştırılmış dosya aşağıda açıklanan üç formattan biri olabilir

3. JPEG Algoritmasının Türevleri

Görüntülerin kayıplı sıkıştırılmasında en yaygın kullanılan yöntem JPEG algoritması olmasına rağmen günümüze kadar farklı gereksinimleri sağlamak için farklı türevleri önerilmiştir. Bu bölümde bu algoritmaların detaylarına, avantaj ve dezavantajlarına yer verilmiştir.

3.1. JPEG XT

JPEG XT (ISO/IEC 18477), eski JPEG standardıyla geriye doğru uyumlu çalışan bir standarttır. Bu standart son yıllarda önemli hale gelen, yüksek bit derinlikli (9-16 bit) görüntülerin sıkıştırılması, yüksek dinamik aralıklı görüntüleme ve alfa kanallarının gösterimi gibi birçok gereksinimi karşılamayı hedeflemiştir [6].

3.2. JPEG-LS

JPEG algoritmasının en önemli problemlerinden biri kayıpsız modunun etkisiz olmasıdır. Bu yüzden JPEG algoritması kayıpsız

sıkıştırma işlemi için çoğu zaman uygulanmaz. Sonuç olarak, ISO, IEC ile işbirliği içinde, kesintisiz ton görüntülerinin kayıpsız sıkıştırılması için yeni bir standart geliştirmeye karar vermiştir. Sonuç olarak JPEG-LS olarak bilinen ISO/IEC CD 14495 algoritması önerilmiştir. Bu yöntemin sadece JPEG'in bir uzantısı veya modifikasyonu olmadığını belirtmek gerekir.

Algoritmanın basit ve hızlı olmasını sağlamak için DCT ve aritmetik kodlama tekniği kullanılmamıştır. Ayrıca nicelleştirme yaklaşımı kısıtlı bir şekilde kullanılmıştır. JPEG-LS, mevcut pikselin daha önce karşılaşılan birkaç komşusunu incelemekte ve bunları pikselin bağlamı olarak kullanmaktadır. Pikseli tahmin etmek için bağlamı kullanır ve bu tür dağıtımlardan bir olasılık dağılımı seçer ve bu dağılımı kodlamak için özel Golomb koduyla tahmin hatası kullanır.

3.3. JPEG 2000

JPEG 2000, dalgacık teknolojisine dayanan son teknoloji sıkıştırma tekniklerini kullanan bir sıkıştırma algoritmasıdır. Son derece yüksek bir ölçeklenebilirlik ve erişilebilirlik sunan bir görüntü kodlama sistemidir. Görüntüler herhangi bir kalitede kayıpsız bir şekilde kodlanabilir. Standart, binlerce tera piksele kadar boyutlara sahip olan 16384 bileşene kadar destekler ve yüksek hassasiyet ve çeşitli değiştirilebilir veri ilerlemeleri ve rastgele erişim özellikleriyle desteklenir. JPEG 2000 mimarisi, taşınabilir dijital kameralardan gelişmiş ön baskı, tıbbi görüntüleme ve diğer önemli uygulama alanlarına kadar geniş bir kullanım alanına sahiptir [7]. JPEG 2000'in uygulandığı bazı alanlar: dijital sinema, yayın pazarı, görüntü arşivleri ve veritabanları, tıbbi görüntüleme, kablosuz görüntüleme, uzaktan algılama ve coğrafi bilgi sistemleri, dijital fotoğrafçılık, internet, belge görüntüleme verilebilir.

3.4. JBIG

Hiçbir sıkıştırma algoritması her türlü veriyi verimli bir şekilde sıkıştırılamaz. Bu nedenle her zaman yeni özel amaçlı yöntemler geliştirilmiştir. JBIG, özel amaçlı bir sıkıştırma algoritmasıdır. Özellikle iki seviyeli görüntülerin kademeli

sıkıştırılması için geliştirilmiştir. Monokromatik veya siyah-beyaz olarak da adlandırılan bu görüntüler, metin içeren veya içermeyen çizimlerin (teknik veya sanatsal) bir veritabanına kaydedilmesi ve geri çağırılması gereken uygulamalarda yaygın şekilde kullanılmaktadır. Sırasıyla siyah ve beyaz yerine “önelen” ve “arka plan” terimlerini kullanmak alışılmış bir durumdur.

JBIG ismi, Ortak İki-Seviye Görüntü İşleme Grubu anlamına gelir. Bu, bu tür bir standardı önermek için 1988'de kurulan çeşitli uluslararası kuruluşlardan uzmanlar grubu bir araya gelmiştir. JBIG yönteminin resmi adı ITU-T önerisi T.82'dir. ITU Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (Birleşmiş Milletler'in bir parçasıdır). ITU-T, ITU'nun telekomünikasyon standardizasyon sektörüdür. JBIG, görüntüyü sıkıştırmak için çoklu aritmetik kodlama kullanır.

3.5. JBIG2

Ortak İki-Seviye Görüntü İşleme Grubu tarafından iki seviyeli görüntülerin sıkıştırılması için önerilmiş bir başka standarttır. JBIG2, 1990'ların sonunda geliştirilmiş ve 1999'da ISO ve ITU-T tarafından onaylanmıştır. JBIG2 standardı aşağıda listelenen özellikleri sunmaktadır.

- Sıkıştırma performansında büyük artışlar sunmuştur. JBIG1'den 2–4 kat daha iyidir.
- Metin, yarım tonlar ve diğer iki seviyeli görüntü parçaları için özel sıkıştırma yöntemleri sunmuştur.
- Kayıplı ve kayıpsız sıkıştırma.
- İki aşamalı sıkıştırma modu. Mod 1, kod çözülmüş görüntünün düşükten yüksek kaliteye ilerlediği, kaliteli ilerlemeli sıkıştırmadır. Mod 2, içerik görüntü kodlarının (metin gibi) ilk olarak çözüldüğü, ardından daha az önemli parçaların (örneğin yarım ton desenleri) izlendiği, içerik aşamalı kodlamadır.
- Çok sayfalı belge sıkıştırma.
- Diğer görüntü dosyası formatlarında kolayca gömmek için tasarlanmış esnek format.
- Hızlı geri dönüşüm. Bazı kodlama modlarında, görüntüler yazılımda 250

milyondan fazla piksel/saniyede açılabilir.

3.6. JPEG XR

JPEG XR standardı, mükemmel sıkıştırma özelliği ve önemli ek işlevler ile geniş bir uygulama yelpazesi için pratik bir kodlama teknolojisi sağlar. Algoritmanın birincil kullanım amacı, sürekli tonlu fotoğrafların temsildir. 2008 itibarıyla, en yaygın kullanılan dijital fotoğraf formatı olmuştur. Bu kodlama tekniği, üç kanalın her biri için 8 bit derinliğini kullanır, bu da kanal başına 256 temsil edilebilir değer ile sonuçlanır.

JPEG XR, optimize edilmiş görüntü kalitesi ve sıkıştırma verimliliğinin avantajlarını düşük karmaşıklık kodlaması ve kod çözme uygulama gereksinimleriyle birleştirir. Algoritma ayrıca aşağıdaki özellikleri sağlamaktadır.

- Yüksek sıkıştırma kapasitesi,
- Düşük hesaplamalı ve bellek kaynağı gereksinimleri,
- Kayıpsız ve kayıplı sıkıştırma,
- Alfa düzlemi desteği,
- Sabit ve kayan noktalı görüntü formatları desteği

3.7. JPEG AIC

JPEG AIC iki standartta sonuçlanmıştır (ISO/IEC 29170-1 ve ISO/IEC 29170-2). ISO/IEC 29170-1, çeşitli uygulama alanlarında görüntü sıkıştırma algoritmalarının uygunluğunu değerlendiren bir çerçeve sunar. Bu amaçla, bu standart birçok özelliğin test edilmesine ve karşılaştırılmasına izin veren bir takım değerlendirme araçları sağlamayı amaçlamaktadır. İkinci standart olan ISO/IEC 29170-2, ITU-R BT.500-11 standardının televizyon standartları ile öznel kalite değerlendirmesi için yaptığı gibi bir dizi değerlendirme prosedürünü tanımlar. Bu standart devam eden bir çalışmadır ve yeni kodlama mimarileri ve değerlendirme metodolojilerine uyum sağlamak için sürekli olarak güncellenmektedir [9].

3.8. JPSearch

JPSearch'in amacı görüntü arama ve geri çağırma sistemlerinde birlikte çalışabilirliği ele

almaktır. Bu amaçla, JPSearch soyut bir görsel arama ve geri çağırma çerçevesi ortaya koymaktadır. Bu mimarinin bileşenleri arasında veri alışverişi için arayüzler ve protokoller standartlaştırılmıştır. Bu bileşenlerin kendi görevlerini nasıl yerine getirdikleri konusunda asgari kısıtlamalar getirilmiştir. Meta veri ve ilgili meta veri şemalarının kullanımı ve yeniden kullanımı bu şekilde kolaylaştırılmıştır. Yaygın bir sorgu dili, dağıtılmış depolar üzerinde arama yapılmasını sağlamaktadır. Son olarak bir değişim formatı, kullanıcıların verilerini ve meta verilerini farklı uygulamalar ve cihazlar arasında kolayca içe ve dışa aktarmalarına olanak tanır [10].

3.9. JPEG systems

JPEG; dosya formatlarının, işlevlerinin ve kod akışı sözdiziminin sistematik bir incelemesi üzerinde çalışmıştır. Amaç, bu standartlar arasında birlikte çalışabilirlik ve işlevsellik değişimini sağlamak için JPEG Systems adı verilen gelecek ve eski standartlar için genel bir çerçeve tanımlamaktır.

JPEG Systems, etkileşim standartları, Yüksek Dinamik Aralık (HDR) araçları, gizlilik ve güvenlik, meta veriler, 360 derece görüntüler, artırılmış gerçeklik ve 3D için genel destek sağlamak amacıyla JPEG standartları için sistem katmanı uzantıları belirtmeyi amaçlamaktadır. JPEG Systems, diğer çoğu JPEG standardı gibi, çok parçalı bir özelliktir[11].

3.10. JPEG XS

JPEG XS (ISO / IEC 21122) standardı, çok düşük gecikme ve çok düşük karmaşıklığa sahip bir sıkıştırma algoritması tanımlamaktadır. Çeşitli paralellik dereceleri sunarak, JPEG XS, FPGA, ASIC, CPU ve GPU gibi çeşitli platformlarda ve çok kuşaklı yüksek sağlamlıkta üstünlüklerde verimli bir şekilde uygulanabilir. Özellikle doğal ve sentetik görüntüler için ISO/IEC 29170-2'de tanımlandığı gibi görsel kayıpsız sıkıştırma için optimize edilmiştir.

Bu özellikler, sıkıştırılmamış resim verileriyle çalıştırılmadan önce tüm uygulamalarda JPEG XS uygulamasına izin verir. Bu diğerleri arasında profesyonel video

bağlantıları (3G/6G/12G-SDI), IP taşıma (SMPTE 2022-5 / 6 & SMPTE 2110), gerçek zamanlı video depolama, bellek arabellekleri, çok yönlü video yakalama sistemi, kafa monte otomotiv endüstrisi için sanal veya artırılmış gerçeklik ve sensör sıkıştırmada kullanılabilir. Bu sayede, sistemler görsel olarak kayıpsız bir kalite sunarken, daha yüksek çözünürlük sunabilir. JPEG XS şu anda geliştirilmekte olan bir standattır [12].

3.11. JPEG pleno

JPEG Pleno, doku-artı derinlik, ışık alanı, nokta bulutu ve holografik görüntüleme gibi yeni görüntüleme yöntemlerini temsil etmek için standart bir çerçeve sağlamayı amaçlamaktadır. JPEG Pleno standart araçları bütünün bağımlılıklarını, parçalarının toplamından daha büyük olacak şekilde değerlendirmek için birlikte tasarlanacaktır. Bu bütünsel yaklaşımı tamamen kullanabilmek için JPEG Pleno, sıkıştırma verimliliğini hedef alan sadece bir dizi etkili kodlama aracı değildir. Görüntü manipülasyonu, meta veri, rastgele erişim, etkileşim ve çeşitli dosya formatları için gelişmiş işlevsellik desteği sağlamak için tamamen entegre bir sistem olarak anlaşılan bir temsil çerçevesidir. Ayrıca, gizlilik koruması, mülkiyet hakları ve güvenlik sunmaktadır [13].

4. Sonuç ve Öneriler

Kayıplı veri sıkıştırma teknolojik gelişmeler ile birlikte artan veri boyutu sonucunda bir zorunluluk haline gelmiştir. Kayıplı veri sıkıştırma kategorisinde en iyi bilinen ve en yaygın şekilde kullanılan algoritma JPEG algoritmasıdır. JPEG algoritması bir standart olmasına ve bu kadar yaygın kullanılmasına rağmen farklı uygulamaların sahip olduğu farklı gereksinimler doğrultusunda çeşitli değişimler geçirmiştir. Bu çalışmada JPEG algoritması ve ardından önerilen on bir farklı türevi sunularak görüntülerin kayıplı sıkıştırılması için en uygun sıkıştırma algoritması ne sorusu cevaplanmaya çalışılmıştır.

Kayıplı veri sıkıştırmada hangi algoritmanın seçileceği özellikle önemli verilerin sıkıştırılmasında oldukça kritiktir. Çünkü

sıkıştırılmış görüntüler geri dönüştürüldüğünde bir miktar hata meydana gelecektir ve bu hata tolere edilebilir olmalıdır. Kayıplı veri sıkıştırma algoritmaları her zaman aynı başarı ölçütlerini elde etmeyebilir. Yani bir sıkıştırma algoritmasının başarısı sıkıştırılan verilerin özelliklerine de oldukça bağlıdır. Sonuç olarak bir sıkıştırma algoritması seçilirken, mevcut verilerin özellikleri ve algoritmaların özellikleri detaylı bir şekilde incelenerek bir sonuca varılmalıdır.

Farklı verilerde JPEG algoritmalarından daha iyi sonuçlar elde edebilecek yani daha az işlem yükü ile daha fazla veri işleyebileceğimiz quantum algoritmalar da mevcuttur. Bu quantum algoritmaların ve JPEG algoritmalarının faydaları birleştirilerek daha etkili hibrit yöntemler geliştirilebilir.

5. Kaynaklar

1. Z. Xiong, X. Wu, S. Cheng, J. Hua, (2003). "Lossy to lossless compression of medical volumetric data using 3D integer wavelet transforms", IEEE Transactions on Medical Imaging ,vol.22, pp.459–470.
2. S.R.K. Park, J. Kwon, (2002). Low power reconfigurable DCT design based on sharing multiplication, IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and signal Processing, vol. 3, pp. 3116–3119,
3. S. Saha. (2001). "Image Compression from DCT to Wavelet", ACM Crossroads Student Magazine, 21 Jan 2001.
4. John C. (2006). Russ. The Image Processing Handbook., ISBN-10: 0849372542. ISBN-13: 978-0849372544, CRC Press, 5th edition, (December 19, 2006).
5. Graham Hudson, (2017). Alain Léger, Birger Niss, István Sebestyén, JPEG at 25: Still Going Strong, IEEE MultiMedia, Volume: 24, Issue: 2, Apr.-June 2017. DOI: 10.1109/MMUL.2017.38
6. Thomas Richter, (2016). Alessandro Artusi, Touradj Ebrahimi, JPEG XT: A new family of JPEG backward-compatible standards, IEEE Multimedia Magazine, Issue of July/Sept DOI: 10.1109/MMUL.2016.49. Pre-print version.
7. David Taubman, Michael Marcellin, (2002). JPEG2000: standard for interactive imaging, Proceedings of the IEEE, volume 90, issue 8, pp 1336 - 1357, IEEE,
8. P. Howard, F. Kossentini, B. Martins, S. Forchhammer, W. Rucklidge, (1998). The emerging JBIG2 standard, IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol.8, no.7, pp.838-848, Nov.
9. Evangelos Alexiou, Irene Viola, Lukas Krasula, Thomas Richter, Tim Bruylants, Antonio Pinheiro, Karel Fliegel, Martin Rerabek, Athanassios Skodras, Peter Schelkens and Touradj Ebrahimi, (2016). Overview and Benchmarking summary for the ICIP 2016 Compression Challenge, 23rd International Conference on Image Processing, September 25 - 28, Phoenix, Arizona.
10. Kyoungro Yoon, Youngseop Kim, Je-Ho Park, Jaime Delgado, Akio Yamada, (2012). Frederic Dufaux, Ruben Tous, JPSearch: New international standard providing interoperable framework for image search and sharing, Signal Processing: Image Communication, Volume 27, Issue 7, pp 709-721, Elsevier, (ScienceDirect).
11. Mary Meeker, Internet Trends (2016) - Code Conference, KPCB reports 2016, June 1, 2016.
12. Willème, A., Descampe, A., Rouvroy, G., Pellegrin, P., & Macq, B. (2017). JPEG XS-based frame buffer compression inside HEVC for power-aware video compression. In Applications of Digital Image Processing XL (Vol. 10396, p. 103960C). International Society for Optics and Photonics.
13. Touradj Ebrahimi, Siegfried Foessel, Fernando Pereira, Peter Schelkens, (2016). JPEG Pleno: Toward an Efficient Representation of Visual Reality, IEEE Multimedia, Oct-Dec (IEEE Xplore)

FDM Takviyeli Bir Kan Taşıma Kabındaki Sıcaklık Değişiminin Taguchi Tekniği ile Optimizasyonu

Nevin ÇELİK

Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Makine Mühendisliği Bölümü, 23119, ELAZIĞ
E-posta: nevincelik23@gmail.com

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu çalışmada içerisinde taze kan taşınması için tasarlanmış olan, faz değiştiren malzeme (FDM) takviyeli yalıtımlı bir kabın tasarım parametrelerinin sıcaklık üzerine olan etkisi araştırılmıştır. Özellikle sıcak havalarda kanın taşınma esnasında bozulmasına sebebiyet veren kritik sıcaklık değerinin üzerine çıkmaması hedeflenmiştir. Bu hedefi sağlamak üzere tasarlanan kapta sıcaklığı etkileyen parametreler olarak (i) kanın içerisinde tutulduğu zaman, (ii) kabın yalıtım kalınlığı, (iii) kullanılan yalıtım malzemesinin türü ve (iv) FDM nin kalınlığı öngörülmüştür. Taguchi deney tasarımı yöntemi sayısal bir çalışmaya uygulanmış ve böylece sayısal modelleme ile bulunan sıcaklıklara etki eden tasarım parametrelerinin katkı değerleri ANOVA (Değişken Analizi) ile yüzdesel olarak tespit edilmiştir. Sonuçta sıcaklık üzerinde parametrelerin etkisi; %80 ile zaman, %3 ile yalıtım kalınlığı, %2 ile yalıtım malzemesinin türü ve son olarak %14 ile FDM kalınlığı olarak bulunmuştur.

Anahtar Kelimeler: Kan depolama kabı, Taguchi eniyilemesi, ısı depolama, FDM

Optimization of the Temperature Variation in a PCM Aided Blood Storage Box by Means of Taguchi Technique

Abstract

In present study, the effects of design parameters on the temperature variation of a phase change material (PCM) aided insulated storage box in which blood is transported is analyzed. Especially it is aimed not to increase the temperature over the critic blood temperature which is necessary for keeping blood fresh. In order to reach this target, the design parameters affecting the temperature in the designed box are assumed to be; (i) the time period in which blood is kept, (ii) the thickness of insulator of the box, (iii) type of the insulator material and (iv) thickness of the PCM material. The Taguchi method is applied to a numerical study and hence, the contribution values of each design parameters that affect the temperature which is found by numerical simulation by ANOVA (Analysis of Variance). As a result, the effects of design parameters on temperature are found as; time period with 80%, insulation thickness with 3%, type of insulator material with 2% and thickness of PCM with %14.

Key Words: Blood storage box, Taguchi optimization, thermal storage, PCM

1. Giriş

Son yıllarda özellikle sağlık teknolojisi alanında sanayisi gelişmiş ülkelerde birey ve toplum sağlığı ile ilgili büyük yatırımlar ve geniş çapta araştırmalar yapılmaktadır. Bu araştırmaların başında aşı, kan, organ gibi biyolojik maddelerin depolanması ve nakli konusu gelmektedir. Aşı, ilaç, kan ve nakil olacak olan organların bozulmaması için belirli sıcaklık koşullarında bulundurulması gerekmektedir. Dolayısıyla yürütülen çalışmalarda temel hedef her tür biyolojik ürünün etkinliğini kaybetmemesi, değişime uğrayarak bozulmaması ve kullanım ömrünün kısalmasıdır.

Kan ve kan ürünlerinin taşınması, depolanması, muhafaza edilmesi konularında Resmi Gazetede yayımlanmış Kan ve Kan Ürünleri Yönetmeliği bulunmaktadır [1]. Yasalara göre, çoğunlukla kan arınık şişeler ve plastik kan alma torbaları içine alınır ve kullanılıncaya kadar 4 °C - 6° C da saklanır. Kan, reaksiyonu asit olan ve içinde dekstroz bulunan sitrat solüsyonunda toplanır. Bu solüsyonlarda alyuvarların 21 gün muhafaza edilebilmesi için antikoagülan madde kullanılır. Solüsyonlu kan torbaları içinde çoğunlukla buz jel kasetleri bulunan muhafaza kutularında nakil işlemi görürler. Bu muhafaza kutuları içinde kan yönetmelikte belirtilen torba ya da şişe içerisinde

birakılır. Kutuların kanla doğrudan teması olmadığından kutu malzemelerine dair özel şartlar sıralanmamıştır. Belirtilen en önemli şart içerisinde buz bulunan köpükten yapılmış yalıtımlı kutu olması şartıdır.

Dünyada da geçerli olan bu mevzuatın dışında kanı daha uzun süre bozulmadan tutmak için enerji verimliliği çalışmaları yapılmıştır. Örneğin, kan taşıma kutularında yalıtımın yanı sıra daha uzun süre sıcaklığı düşük tutmak amacıyla faz değiştiren malzeme (FDM) kullanan Amerikan Entropy Solutions firması Greenbox adını verdiği enerji tasarruflu kutunun tasarımını gerçekleştirmiştir [2]. Firmanın ürettiği bu kutular -40 °C ila 70 °C arasında 120 saatin (5 gün) üzerinde sıcaklığı koruyabilmektedir. Böylece FDM'lerin kullanımıyla birlikte %100 organik esaslı, toksik olmayan ve piyasadaki alternatif kutulara göre daha uzun süre sıcaklığı koruyabilen kutular üretilmiştir.

Sanayideki gelişmelerin dışında yapılan akademik araştırmalar da kan muhafaza kutularının daha iyi şartlarda kullanımını amaçlamaktadır. Kruskall ve ark. [3] yeni bir kan ısıtıcı ısı değiştirgeci tasarlamışlardır. Kruskall ve arkadaşları bu tasarımla 10 °C sıcaklıktaki paketlenmiş kan hücrelerini 35 °C in üzerine çıkarmayı amaçlamışlardır. Myhre ve ark. [4] kan torbalarına bağlanan aletler geliştirmişlerdir. Bu aletlerden ikisi gizli ısı depolayarak temas halindeki kan torbasına ısı transferi sağlamaktadırlar. Böylece kanın istenilen sıcaklıkta tutulması amaçlanmıştır.

Kan muhafaza kutuları pasif veya aktif muhafaza yaparlar. Aktif muhafazada kan, çevre sıcaklığı ne olursa olsun istenilen sıcaklıkta muhafaza edilir. Genellikle pahalıdırlar ve uygulamada teknik problemlerle karşılaşmaktadır. Pasif muhafazada ise 0 °C' de öğütülmüş buz, istenilen iç sıcaklığı sağlamada kullanılır. Sheffer ve ark. [5] tarafından gerçekleştirilen bir araştırmada çok katlı bir pasif muhafaza kutusu tasarlanmıştır. Söz konusu çalışmada farklı çevre şartları dikkate alınmıştır. Tasarlanan modelle, kan 22 saat süreyle tazeliğini korumuştur. Podlasek ve ark. [6] kan nakil kutusu içerisindeki kan torbalarının ısı dayanım süresini arttırıcı çalışmalar yapmışlardır. Hillman ve Williams [7] nakil kutularının daha uzun süre kanı sabit sıcaklıkta tutmasını sağlamışlardır.

Çelik ve Bayazıt [8] bu çalışma konusuna da esin kaynağı olan FDM ile kan muhafaza kutusunun sıcaklık değişimini sonlu elemanlar yöntemini kullanan *ANSYS-Thermal* paket programı yardımıyla zamana bağlı incelemişlerdir. Çelik ve ark. [9] başka bir çalışmada tasarladıkları bu kutuyu FDM olarak parafin ve yalıtım malzemesi olarak polysterin kullanarak imal etmiş ve üzerinde bazı sayısal ve deneysel araştırmalar yapmışlardır. Her iki referans çalışmada [8, 9] görülen önemli bir eksiklik eniyileme çalışması yani optimizasyon analizi olmuştur ve şu an okumakta olduğunuz çalışma bu eksikliği gidermek amacıyla gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada FDM kullanarak ısıyı depolamayı öngören kutu tasarımından ilham alınarak, içerisinde kalsiyum klorür hegzahidrat ($CaCl_2 \cdot 6H_2O$) bulunan dış kısmı yalıtımlı bir kap tasarlanmıştır. Kaptaki sıcaklık değişimleri *ANSYS-Thermal* ticari paket programı yardımıyla bulunmuştur. Tasarlanan kabın yalıtım kalınlığı, yalıtım malzemesinin türü ve kullanılan FDM'nin tabaka kalınlığı sıcaklık değişimini etkileyen tasarım parametreleri olarak ele alınmıştır. Sıcaklık değişimi zamana bağlı olarak değiştiğinden bir diğer parametre olarak ta sıcaklığın kontrol edildiği zaman dilimleri dikkate alınmıştır. Parametrelerin sıcaklık üzerindeki etkisi Taguchi deneysel tasarım tekniği ve ANOVA (değişken analizi) ile tespit edilmiştir.

2. Materyal ve Metot

Taguchi deney tasarım yöntemi bugüne kadar hakkında onlarca kaynakta bilgi verilen, üzerinde çokça konuşulan bir tasarım tekniğidir ve birçok bilimsel çalışmada kullanılarak rüştünü ispatlamıştır. İsmi Japon mühendis Genichi Taguchi'den alan yöntemde, veriler ortogonal dizinler kullanılarak elde edilmektedir [10, 11]. Kurulan ortogonal dizinler sayesinde daha az sayıda ve daha düşük maliyetle deneyler yapılabilir [12]. Taguchi yöntemiyle aslında yanıt değişkenin hem ortalaması hem de değişimi ile ilgili bilgilere ulaşılır. Bu yöntem kullanılarak elde edilen en iyi faktör/seviye kombinasyonu, bir yandan yanıt ortalamasını hedef değerine taşırken; bir yandan da değişkenliğinin azaltılmasını sağlar [13].

Taguchi tekniği genel anlamıyla üç aşamada gerçekleştirilir [14-15]; sistem tasarımı, parametre tasarımı ve tolerans tasarımı. Taguchi yönteminde elde edilen sonuçlar, sinyal-gürültü (S/N) oranı şeklinde değerlendirilir. S/N oranı, en küçük-en iyi, en büyük-en iyi ve nominal-en iyi olarak, hedeflenen değere göre farklı şekillerde hesaplanır ve incelenir. Bu çalışmada yalıtım ve FDM yardımıyla yüksek sıcaklıklılara çıkmamak başka bir deyişle sıcaklığı düşük tutmak hedeflendiğinden en küçük-en iyi karakteristiğinin kayıp fonksiyonu ele alınmıştır.

$$\eta_j = -10 \log \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i^2 \quad (1)$$

burada y_i parametre karakteristiğini, n test sayısını, η_j sinyal gürültü oranını göstermektedir.

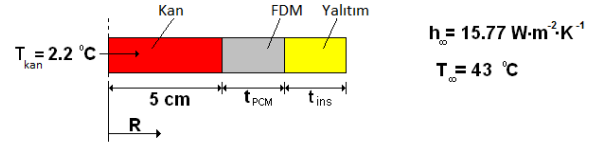
Bu çalışmada başta da belirtildiği gibi, dört tasarım parametresi (faktör) söz konusudur. Bunlar zaman dilimi, yalıtım kalınlığı, yalıtım malzemesi ve FDM kalınlığıdır. Bu parametreler bundan sonra anlatımda ve gösterimde kolaylık olması açısından sırasıyla A, B, C ve D olarak gösterilecektir. Tablo 1’de gösterilen faktörler ve seviyelerde de görüleceği gibi zaman diliminin seviyesi 6 olup diğer üç faktörün seviyeleri 3’tür.

Tablo 1. Faktörler ve Seviyeleri

Parametre	Sembol	Seviye					
Zaman dil.(saat)	A	12	24	30	36	42	48
Yalıtım kal.(cm)	B	0.25	0.5	1			
Yalıtım malz.	C	Po	Cy	St			
FDM kal.(cm)	D	1.5	2	2.5			

3. Sonuçlar

Bu çalışmada daha önce sayısal olarak sıcaklıkları tespit edilmiş olan bir kan taşıma kabının sıcaklık verileri Taguchi analizi yardımıyla yeniden değerlendirilmiş ve tasarım parametrelerinin sonuç üzerindeki etkisi ortaya çıkartılmıştır. Sayısal çalışmanın detayları yazarın [8] nolu çalışmasında sunulmuştur. Çalışmada içinde kan taşınacak olan iç katman, FDM depolanacak olan ara katman ve yalıtım kalınlığı şeklinde üç katmanlı katı model kullanılmıştır. Şekil 1’de ele alınan model sınır şartlarıyla birlikte gösterilmiştir.



Şekil 1. Modellenen kan taşıma kabının asimetrik görüntüsü [8]

Şekilde görülen model ANSYS ticari paket programıyla zamana bağlı olarak çözülmüş ve 48 saatlik zaman süresince iç tabakada yer alan kanın kritik sıcaklığın ($6 \text{ }^{\circ}\text{C}$) altında tutulup tutulmayacağı kontrol edilmiştir. Problemde dış ortamın $43 \text{ }^{\circ}\text{C}$ gibi sıcak bir yaz günü olduğu ve kabin dış yüzeylerinde taşınım ile ısı transferi gerçekleştiği varsayılmıştır. FDM’den kaynaklanan ısı değişiminde kalsiyum klorür hegzahidratın literatürde kabul görmüş termofiziksel değerleri esas alınarak entalpi değerleri hesaplanmıştır.

Kabin tasarımında yalıtım malzemesinin kalınlığı, FDM kalınlığı, yalıtım malzemesinin türü gibi faktörlerin etkili parametreler olacağı düşünülmüş, sayısal çalışmada bu parametrelerin çeşitli değerlerinde sonuç elde edilmiştir. Ancak sonuçların istatistiksel analizi yapılamamıştır. Bu çalışmada yapılan Taguchi yaklaşımıyla her bir parametrenin sonuç üzerindeki etkisi detaylarıyla ortaya çıkartılabilmektedir. Bu nedenle bu çalışma [8] nolu çalışmanın tamamlayıcısı mahiyetindedir.

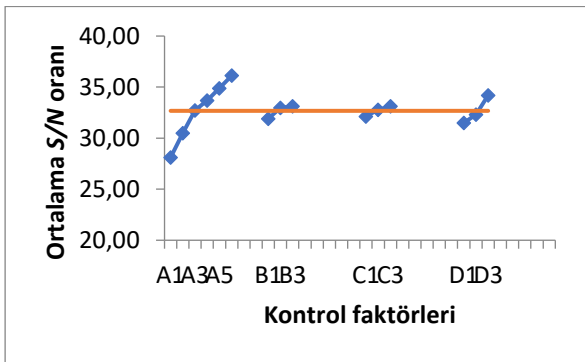
Taguchi yöntemine göre Tablo 1’de verilen faktörler ve seviyelerine en uygun ortogonal dizin $L18$ olarak seçilmiş ve faktör ve seviyeler Tablo 2’de gösterilen ortogonal dizine göre planlanmıştır. Tablo 2’de bu ortogonal dizine göre bulunmuş S/N oranları gösterilmiştir.

Tablo 2 $L18$ Ortogonal dizine göre elde edilmiş S/N oranları

Deney sayısı	Faktörler				S/N oranı
	Zaman dilimi (saat)	Yalıtım kalınlığı (cm)	Yalıtım malzemesi	FDM kalınlığı (cm)	
	A	B	C	D	
1	1	1	1	1	25.80
2	1	2	2	2	28.33
3	1	3	3	3	30.19
4	2	1	1	2	28.35
5	2	2	2	3	32.56
6	2	3	3	1	30.57
7	3	1	2	1	30.89

8	3	2	3	2	33.04
9	3	3	1	3	34.19
10	4	1	3	3	34.99
11	4	2	1	1	32.25
12	4	3	2	2	33.83
13	5	1	2	3	35.74
14	5	2	3	1	34.24
15	5	3	1	2	34.70
16	6	1	3	2	35.66
17	6	2	1	3	37.47
18	6	3	2	1	35.25

Tasarım parametrelerinin her seviyesi için ortalama S/N oranı hesaplanmış ve Şekil 2’de grafiksel olarak gösterilmiştir.



Şekil 2. Sıcaklık için ortalama S/N grafiği

Bu çalışmada daha önce de belirtildiği gibi, Taguchi deneysel tasarım yaklaşımı kullanılarak kan taşımada kullanılan FDM ilaveli yalıtımlı kutuda kullanılan FDM malzemesinin kalınlığı, yalıtım malzemesinin türü ve kalınlığı, geçen zaman dilimleri gibi sıcaklığı etkileyecek önemli parametrelerin etki dereceleri araştırılmaktadır. Sıcaklığa etki edecek parametreleri belirlemek için değişken analizi uygulanmış olup, parametrelerin etki dereceleri Şekil 2’de gösterilmiştir. Sıcaklığı etkileyen en önemli parametreler, zaman dilimi ve FDM kalınlığı (%80 ve %14) olarak belirlenmiştir. Yalıtım kalınlığının sıcaklık üzerindeki etkisi %3 iken yalıtım malzemesini değiştirmenin sıcaklık üzerindeki etkisi %2 civarında bulunmuştur.

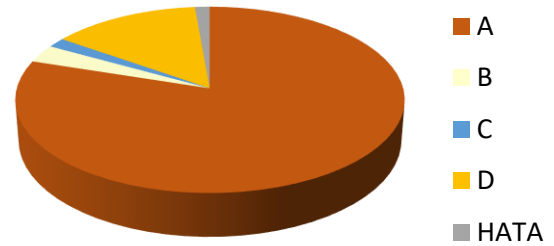
Yapılan ANOVA yani değişken analizi sonucunda Tablo 3’de gösterilen değerler çıkmıştır. Burada ilk sütunda serbestlik derecesi, (kısaca SD), ikinci sütunda kareler toplamı üçüncü sütunda varyans (kısaca V) yani değişkenler, dördüncü sütünde F değeri, beşinci sütunda her bir parametrenin yüzdesel olarak etkisi, son sütunda ise tablo değerlerine göre bulunan F değerleri verilmiştir. Burada dikkat

edilmesi gereken en önemli nokta, % dağılım değerleridir. Bu değerler her bir parametrenin sıcaklık üzerindeki, yüzdesel etkisini göstermektedir. Görüldüğü gibi A faktörü yani zaman dilimi sıcaklık üzerinde %80’e varan bir etkiye sahiptir. Zamanla sıcaklığın düşmesi beklenen bir sonuç olduğundan bu sonucun doğruluğu da kesindir. Diğer 3 faktör ise zamandan daha ziyade tasarımın üretimi ile ilgili önemli tasarım unsurlarıdır. Bu üç faktörde ise D ile gösterilen FDM kalınlığının %14’e varan bir etkiye sahip olduğu aşikârdır. Yalıtım kalınlığını arttırmanın ya da yalıtım malzemesini değiştirmenin ise sonuç üzerindeki etkisi diğer parametrelere göre daha düşüktür.

Tablo 3. ANOVA sonuçları

	Ser. Der.	Kare top.	V	F	%	Tablo F
A	5	130.5	26.10	198.5	79.92	4.3
B	2	5.315	2.657	20.22	3.110	5.1
C	2	3.022	1.511	11.49	1.698	5.1
D	2	22.82	11.41	86.8	13.88	5.1
Hata	6	0.788	0.131	0	1.375	0
Top.		162.4				

Tablo 3’ün de verilen etki oranlarının daha iyi anlaşılabilmesi için Şekil 3 çizilmiştir. Şekil 3’de her bir parametrenin sonuç üzerindeki etkisi yüzdelik dilimlerle gösterilmiştir.



Şekil 3. Tasarım parametrelerinin sıcaklık üzerindeki etki değerleri

4. Tartışma

Bu çalışmada yalıtıma ilaveten FDM tabakasıyla ısı depolama süresi arttırılan bir kan taşıma kutusunun içerisindeki sıcaklık değişiminin kutunun tasarım parametreleri ile ilişkisi araştırılmıştır. Şöyle ki, bu tasarım

parametrelerinin her birinin sıcaklık değişimi üzerindeki etkisi belirlenebilsin diye Taguchi tekniği ve ANOVA yöntemi sayısal olarak elde edilmiş sıcaklık değerlerine uygulanmıştır. Neticede sıcaklığı etkileyen en önemli faktörün zaman olduğu ortaya çıkmıştır. FDM kalınlığının etkisi yalıtım kalınlığından da yalıtım malzemesinin türünden de daha baskın görülmüştür. Yalıtım kalınlığını fazla arttırmanın sıcaklık değişimi üzerinde çok büyük etkisi olmayacağı gibi yalıtım malzemesinin türünün de büyük bir etkiye sahip olmayacağı çıkan sonuçlar arasındadır.

5. Teşekkür

Bu çalışmayı Post doktora çalışmaları yapmak üzere yanında kaldığım 2007-2009 yılları arasında bana araştırma konusu olarak veren ve her aşamasında yardımcı olan Minnesota Üniversitesinden Profesör Ephraim M. SPARROW'a teşekkürü borç bilirim.

6. Kaynaklar

1. URL

http://www.ttb.org.tr/mevzuat/index.php?option=com_content&view=article&id=642:kan-ve-kan-leryetmel&catid=2:ymelik&Itemid=33

2. URL: <http://www.greenboxsystems.com/> (Resimler firma izniyle alınmıştır)

3. Kruskall, M.S., Pacini, D.G., Malynn, E.R. and Button, L.N. (1990). Evaluation of a blood warmer that utilizes a 40 degrees C heat exchanger, *Transfusion*, **30**: 7.

4. Myhre, B.A., Nakasako, Y.Y., Schott, R., Johnson, D., Berkman, R.M. and Cleland, E.L. (1978). An

aseptic fluid transfer system for blood and blood components, *Transfusion*, **18**: 546-552.

5. Sheffer, N., Gefen, N. and Gefen, A. (1998). Blood transport in the field: a multi compartment model, in *Proc. 9th Mediterranean Electro-technical Conf.*, **2**: 1453.

6. Podlasek, S.J., Langberg, A.F. and Sacher, R.A. (1990). Rapid thawing of fresh frozen plasma in two-liter bags, *Am. J. Emerg. Med.* **8**: 475-478.

7. Hillman, A.C. and Williams, P. (2008). United States Patent Publication No. US 7328583 B2.

8. Çelik, N. and Bayazıt Y., (2011). Numerical investigation of the transient heat transfer of a blood shipping box, *Int. J. Thermophysics*, **32**(3): 641-651.

9. Çelik, N., Pulatkan, M., Demir, M., Yıldız, O., Kanmaz, M., ve Şahin, H. (2015). FDM içeren yeni tasarlanmış bir kan taşıma kabının ısı analizi, *3. Anadolu Enerji Sempozyumu*, Muğla.

10. Taguchi, G., (1986). Introduction to Quality Engineering: Designing Quality into Products and Processes, *Asian Productivity Organization*, Tokyo.

11. Ross, P. J., (1988). *Taguchi Techniques for Quality Engineering*. McGraw-Hill.

12. Peace, G.S., (1991). *Taguchi Methods*. Addison-Wesley Publishing Company.

13. Tong, L.I., Wang, C.H., Chen, C.C., Chen, C.T., (2004). Dynamic multiple responses by ideal solution analysis, *European Journal of Operational Research*, **156**: 433-444.

14. Hamzaçebi, C. ve Kutay, F. (2003). Taguchi metodu: bir uygulama, *Teknoloji*, **3**: 7-17.

15. Canıyılmaz, E. ve Kutay, F. (2003). Taguchi metodunda varyans analizine alternatif bir yaklaşım, *Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Der.* **18**: 51-63.

Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ Şekil Hatırlamalı Alaşımında Soğutma Hızının Faz Dönüşüm Sıcaklıklarına Etkisi

Soner BUYTOZ*, Fatma Nur HARPUTLUGİL

* Fırat Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Metalurji ve Malzeme Mühendisliği, Elazığ, Türkiye,
E-posta: sbuytoz@gmail.com

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Bu çalışmada, Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ şekil hatırlamalı alaşım ark ergitme yöntemiyle üretilerek 950 °C’ de 24 saat ısıtılıp üç farklı soğutma ortamında soğutmayla homojenizasyon ısıtım işlemi uygulanmıştır. Soğutma ortamına göre mikroyapıda L21 , L10 ve monoklinik 5M martensit fazı oluşmuştur. Isıtım işleminin alaşımın kimyasal bileşim oranlarında değişimler gözlenmezken, dönüşüm sıcaklıklarının ve entalpi değerlerinin soğutma işlemi farkına göre değiştiği tespit edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Şekil hatırlamalı alaşım, homojenizasyon, mikroyapı

Effect on Phase Transformation Temperatures of Cooling Rate in Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ Shape Memory Alloy

Abstract

In this study, Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ shape memory alloy was produced by arc melting method and was heated at 950 °C for 24 hours and subjected to homogenization heat treatment by cooling in three different cooling mediums. L21, L10 and monoclinic 5M martensite phases were formed in the microstructure due to the cooling medium. It has been found that the transformation temperatures and enthalpy values change according to the difference in the cooling process, while the heat treatment does not show any change in the chemical composition ratios of the alloy.

Keywords: Shape memory alloys, homogenization, microstructure

1. Giriş

Teknolojinin günlük yaşantımız içerisinde hemen her yerde kullanılmaya başlaması malzeme bilimi adına yapılan çalışmalara hız kazandırmıştır. Bu nedenle yeni malzemelerin üretilmesi malzeme teknolojisinin gelişimi ve geleceği bakımından oldukça önemlidir. Yeni malzeme elde etmek kadar malzemenin fonksiyonel ve daha kullanışlı olmasını sağlayan çalışmaların yapılması da önem arz etmektedir [1].

Alaşım elementlerinin çeşitlerine bağlı olmak kaydıyla bazı alaşımlar, uygun termomekanik işlemler gerçekleştirildiğinde, önceden belirlenmiş şekline ya da boyutuna geri dönebilme özelliğine sahiptirler. Bu tür alaşım sistemlerine şekil hafızalı alaşım ismi verilmektedir [2]. Şekil hafızalı bir alaşım, düşük sıcaklıktaki martensit fazda (Mf) deforme edildikten sonra üzerindeki zor (kuvvet)

kaldırıldığında (genellikle Mf sıcaklığının altında), martensit fazdan ana faz olan austenit faza (Af) dönüşecek şekilde Af sıcaklığının üzerindeki sıcaklıklara kadar ısıtılır. Bu durumda malzeme kendi orijinal austenitik şeklini hatırlar [3]. Austenit faz, metal ve alaşımlarda dönüşüm öncesi faz olarak bilinir. Martensit faz dönüşümü ŞHA sisteminin temelidir. Bu dönüşüm bir katı-katı ara faz dönüşümünü ifade eder.

Şekil hafızalı alaşımların dönüşüm sıcaklığı, üretim sırasında uygulanan yöntemlere bağlı olarak değişir ve bu süreç genellikle sıcak işlemi takip eden soğuk işleme yöntemiyle devam eder. Böylece aşamalı olarak kontrollü şekillendirilen malzeme şekil hafıza özelliği kazanır [4]. ŞHA’ların ana özellikleri, kritik dönüşüm sıcaklığının üstünde ve altında iki farklı kristal formda olmalarıdır. Düşük sıcaklıklarda deforme edilmiş olan malzemeler, daha yüksek sıcaklıklarda deforme edilmeden önceki şekillerine dönebilmektedirler [5].

Ni-Mn (Ga, Sn In, Sn) gibi manyetik şekil hafızalı alaşımlar, manyetik alan ve yapı arasında birliktelik başlatan benzersiz özelliklerinden dolayı büyük önem arz etmektedir. Bu olay kristal yapı ve manyetik değişim etkileşimi açısından farklılaşan austenit ve martenzit tabakaları arasındaki birinci derece martenzitik değişim (MT) ile ilgilidir [6]. Geleneksel metalürji tekniği ile üretilen çeşitli Ni-Mn esaslı sistemler içinde Ni-Mn-Sn şeritleri, mikroyapı gibi kolonlu sıralanan basit evrelere sahip olmak için kurulmuştur. Mühendislik uygulamalarında kullanılan Ni-Mn-Sn alaşımları, Ga veya diğer Heusler alaşımlarına göre daha yüksek potansiyele sahiptirler. Bu alaşımın manyetokalorik etkisinin, martensitik dönüşümün manyetik histerezis kaybını büyütmesine rağmen, manyetokalorik performansı mükemmel şekilde destekler. Ergiyik savurma ise uzun süreli tavlama adımından kaçınmayı sağlayan büyük ölçekli bir üretim tekniğidir ve fonksiyonel Ni-Mn-Sn bazlı alaşımların üretiminde yüksek ölçüde istenen bir konumdadır [6]. Ghosh ve Mandal, Heusler alaşımları için belirli bir düzensizliğin gerekli olduğunu öne sürmüştür [7]. Bu çalışmada Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ alaşımında soğutma hızının faz dönüşümlerine etkisi incelenmiştir.

2. Deneysel yöntem

Bu çalışmada % 99.98 saflıkta Ni, % 99.7 saflıkta Mn, ve % 99.9 saflıkta Sn kütlece hedeflenen miktarlarda karıştırılarak toz karışım elde edildi. Toz karışım, 13mm çapında 20 MPa basınç altında tabletler haline getirilerek ark eritme yöntemiyle argon atmosferi altında 800 amperlik akım ile alaşım haline getirildi. Eritme işleminin homojenliğinin sağlanabilmesi için birkaç kez tekrarlandı. Elde edilen Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ alaşımının kütle ve atomik yüzdeleri Tablo 1' de verilmiştir.

Tablo 1. Numunelere ait kütle ve atomik yüzde oranları

	Ni	Mn	Sn
Kütle %	45,522	32,382	22,096
Atomik %	50	38	12

Numuneler 950 °C'de 24 saat süreyle ısıtıl işlemine uygulanarak, üç farklı soğutma işlemine tabi tutuldu. Bu soğutma işlemleri aşağıda belirtildiği gibidir.

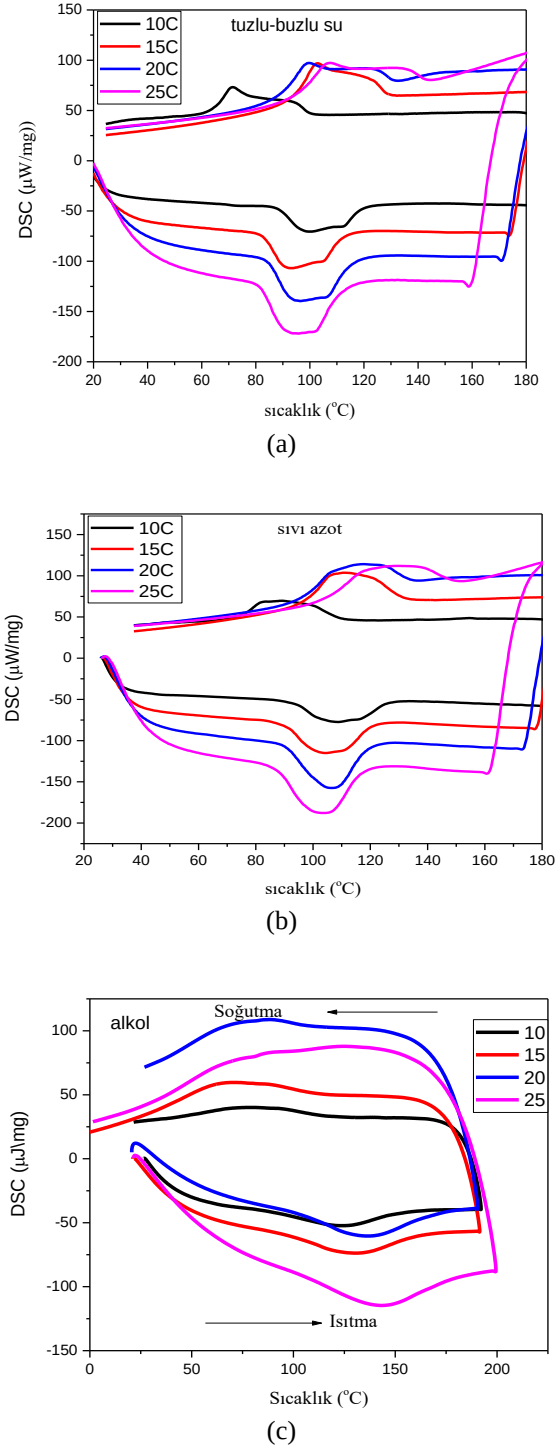
1. 950 °C'deki numuneler 4 °C'deki tuzlu-buzlu suda ani soğutuldu,
2. 950 °C'deki numuneler -196 °C'deki sıvı azotta ani soğutuldu,
3. 950 °C'deki numuneler ise 0 °C'deki etil alkolde ani soğutuldu. Alaşımın faz tayini ve kristal yapı analizi Bruker Discover D8 X-ray diffraction ile yapıldı. Faz dönüşüm sıcaklıkları, faz dönüşümü için gerekli olan entalpi gibi bazı termodinamik parametreleri belirlemek için DSC ölçümleri Perkin Elmer Sapphire Diferansiyel Taramalı Kalorimetreye belirlendi. Çalışmada, üç farklı ısıtma işlemi uygulanmış Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ alaşımının faz dönüşümlerini belirlemek için 10°C / dak, 15°C / dak, 20°C / dak ve 25°C / dak ısıtma-soğutma hızı seçilerek azot gazlı ortamda ölçümler yapıldı.

3. Sonuçlar ve Görüş

Üretilen alaşımların faz dönüşüm sıcaklıklarını belirlemek için Perkin Elmer Sapphire Diferansiyel Taramalı Kalorimetre (DSC) ile 10,15,20 ve 25 °C / dak ısıtma↔soğutma hızıyla azot gazı atmosferinde yapıldı.

Şekil 1.a' da tuzlu buzlu suda soğutulmuş Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ alaşımına ait 10, 15, 20 ve 25 °C/dak. ile alınan DSC eğrileri görülmektedir. Tuzlu buzlu suda soğutulmuş Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ alaşımı için austenit başlama sıcaklıkları sırası ile 88.7, 89.7, 92.1, ve 94 °C ' dir. Austenit bitiş sıcaklıkları ise 119.9, 125.2, 129.6 ve 132.5 °C'dir, martensit başlama sıcaklıkları 100.6, 98.4, 96.6 ve 97.5 °C ve martensit bitiş sıcaklıkları ise 64.3, 58.9, 57.1 ve 58.6 °C' dir.

Sıvı azot ile soğutulmuş Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ alaşımına ait 10, 15, 20 ve 25 °C/dak. ile alınan DSC eğrileri Şekil 1.b'de görülmektedir. Sıvı azot ile soğutulmuş NiMnSn alaşımı için Austenit başlama sıcaklıkları sırası ile 92.4, 95.2, 98.2 ve 97.4 °C ' dir. Austenit bitiş sıcaklıkları ise 126.7, 128.5, 133.4 ve 135.4 °C'dir, martensit başlama sıcaklıkları 111.1, 110.1, 105.2 ve 106.3 °C ve martensit bitiş sıcaklıkları ise 73.5, 69.9, 70.2 ve 70.6 °C' dir.



Şekil 1. $\text{Ni}_{50}\text{Mn}_{38}\text{Sn}_{12}$ Şekil hafızalı alaşımların (a) Tuzlu buzlu suda soğutulmuş, (b) Sıvı azotda soğutulmuş ve (c) Alkol ile soğutulmuş DSC grafikleri

Şekil 1.c'de alkol ile soğutulmuş $\text{Ni}_{50}\text{Mn}_{38}\text{Sn}_{12}$ alaşımına ait 10, 15, 20 ve 25 $^{\circ}\text{C}$ /dak. ile alınan DSC eğrileri görülmektedir. Alkol ile soğutulmuş $\text{Ni}_{50}\text{Mn}_{38}\text{Sn}_{12}$ alaşımı için Austenit başlama sıcaklıkları sırası ile 98.1, 99.3, 105.4 ve 108.4 $^{\circ}\text{C}$ ' dir. Austenit bitiş sıcaklıkları ise 151.7, 159.4, 163.5 ve 179.9 $^{\circ}\text{C}$ ' dir. Martensit başlama sıcaklıkları 119.3, 113.8, 106.4 ve 100.5 $^{\circ}\text{C}$ ve martensit bitiş sıcaklıkları ise 40.2, 27.1, 35.1 ve 28.0 $^{\circ}\text{C}$ ' dir.

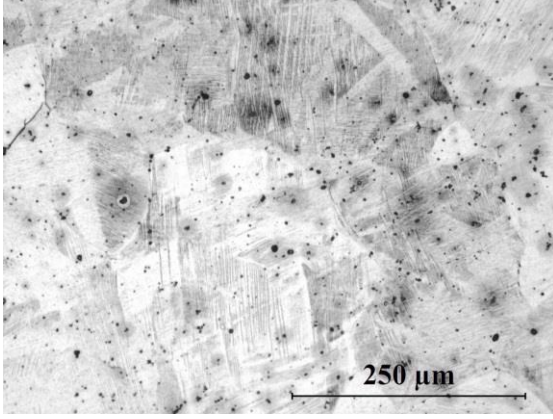
Numunenin dönüşüm sıcaklıklarının ve entalpi değerlerinin soğutma işlemi farkına göre değiştiği gözlenmiştir. Dakika başına sıcaklık ($^{\circ}\text{C}$ /dk) arttırıldıkça dönüşüm sıcaklıkları A_s , A_f 'nin ve entalpi enerjilerinin artması, M_s , M_f dönüşüm sıcaklıklarının azalması beklenir. Şekil 1' den de görüldüğü gibi 10, 15, 20, 25 ($^{\circ}\text{C}$ /dk)' larda ölçümler alınmış ve aynı soğutma işlemi için beklenen sonuçlar elde edilmiştir.

Şekil 2' de şekil hatırlamalı malzemenin yapılarını analiz etmek için optik mikroyapıları verilmiştir. Şekil 2.a'da tuzlu-buzlu suda ani soğutulan $\text{Ni}_{50}\text{Mn}_{38}\text{Sn}_{12}$ alaşımının 200 büyütmede mikroyapısı görülmektedir. Tane sınırları ve martensit plakalar açık bir şekilde gözlenmektedir. Martensit plakalı tanelerle birlikte hemen hemen her bölgede siyah nokta şeklinde küçük çökelti yapı içerisinde dağılmıştır. Siyah görünümlü çökelti martenzitli tanelerde daha yoğun olduğu Şekil 2.a'daki optik mikroyapıdan da görülebilir.

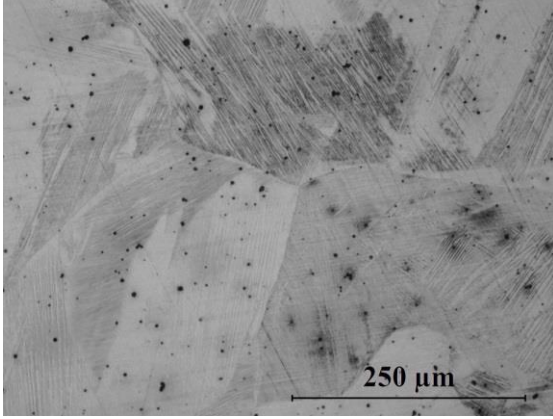
Şekil 2.b' de verilen sıvı azot ortamında ani soğutulan $\text{Ni}_{50}\text{Mn}_{38}\text{Sn}_{12}$ alaşımında da taneler ve martensit plakalar belirgindir ve tane büyüklükleri Şekil 2.a' da optik mikroyapısı verilen tuzlu-buzlu suda ani soğutulan alaşıma göre daha büyük olduğu görülmüştür. Çökelti yapı içerisindeki yoğunluğu kısmen daha azdır. X-ışını sonuçlarından da anlaşılaacağı üzere mikroskop incelemelerinde gözlemlenen martensit plakaları genel itibarı ile $L1_0$ martensit fazına aittir.

Şekil 3' de tuzlu buzlu suda soğutularak elde edilen $\text{Ni}_{50}\text{Mn}_{38}\text{Sn}_{12}$ alaşımının taramalı elektron mikroskobu (SEM) ile alınan mikroyapısı görülmektedir. $\text{Ni}_{50}\text{Mn}_{38}\text{Sn}_{12}$ alaşımının SEM görüntüsünde tane sınırları net görülmemekle birlikte parmak izimsi martenzitik yapı ile yer yer yükselti ve çukurlar dikkati çekmektedir. $\text{Ni}_{50}\text{Mn}_{38}\text{Sn}_{12}$ alaşımının Şekil 3.a' da görüldüğü gibi tüm yüzeyden alınan EDX

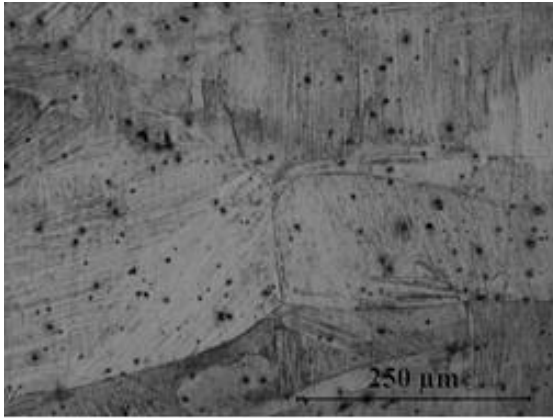
spektrumu Şekil 3.b' de verilmiştir. EDX spektrumuna bakıldığında Ni,Mn ve Sn piklerinden ibaret olduğu görülmektedir.



(a)



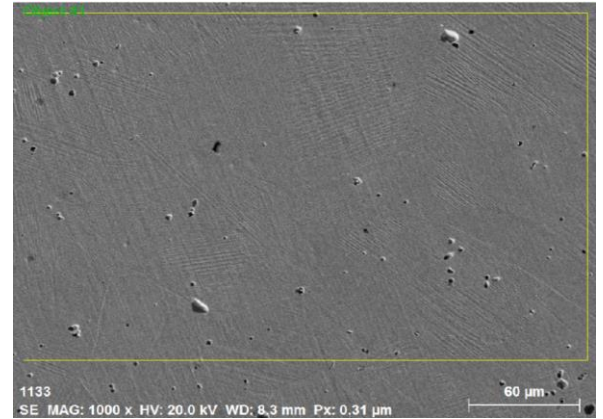
(b)



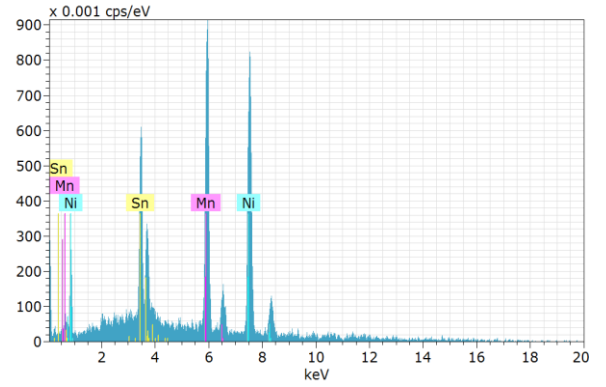
(c)

Şekil 2. Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ Şekil hafızalı alaşımının (a) Tuzlu buzlu suda, (b) Sıvı azotda ve (c) Alkol ortamında soğutulan malzemelerin optik mikroyapıları

EDX ölçümleri atomik ağırlık olarak % Mn, % Mn ve % Sn ile katılaşma gerçekleştirmiştir. EDX ile ölçülen alaşım oranları, alaşımı oluşturmak için hazırlanan hazırlanan alaşım oranlarına oldukça yakın olduğu Tablo 1 ve Şekil 3' de görülmektedir. Her üç numunenin de SEM görüntüleri birbirine çok benzemekle birlikte EDS verileri de oldukça yakın değerlerdir. Bundan dolayı tuzlu buzlu su ortamında soğutulan malzemenin analizi verilmiştir.



(a)

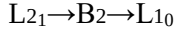
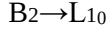


(b)

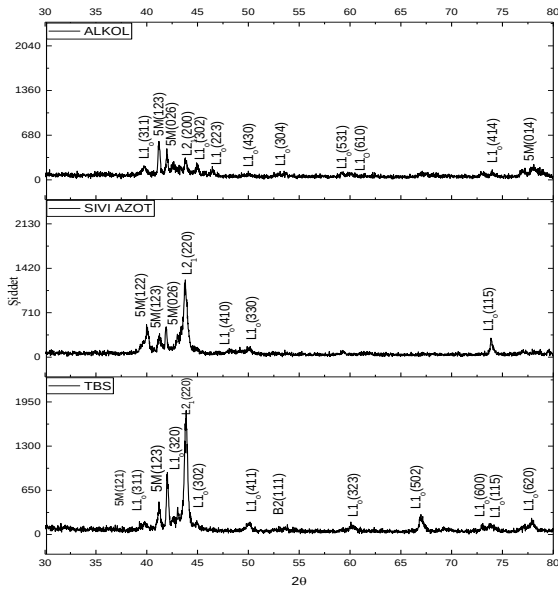
Şekil 3. Tuzlu buzlu su ile soğutulmuş Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ şekil hafızalı alaşımının (a) SEM görüntüsü (b) EDX analizi

Şekil 4' de numunelerin X-ışın difratogramı verilmiştir. NiMn şekil hatırlamalı alaşımlar, döküm sonrası fcc γ fazına sahiptir. Fakat döküm sonrasında yapılan homojenizasyon işlemi ile yüksek sıcaklıkta L₂₁ ve B₂ fazı görülür. NiMn ve NiMnX alaşımlarında element katkı kompozisyonuna göre yüksek homojenizasyon sıcaklıklarında L₂₁ ve düşük homojenizasyon sıcaklıklarında B₂ yüksek sıcaklık fazı görülür.

Malzeme soğutulduğunda L₁₀, 5M, 7M, 10M, 14M martensit fazları elde edilir. M→Modulated L₁₀ fazı literatürde NM yani nonmodulated şeklinde anılır. M martensit fazları ortorombik kafes yapısından monoklinik kafes yapısına bozulmayı veya geçişi temsil eder. NiMn alaşımlarında asıl şekil hafıza olayını gerçekleştiren dönüşümde genel olarak;



faz dönüşümüdür. Bu yüzden şekil hafızalı bir alaşım üzerinde yapılacak çalışmaların büyük genelinde mutlaka faz dönüşümleri XRD gibi inceleme çeşitleriyle araştırılmalıdır. Çalışılan numunelerin homojenizasyon sıcaklığı 950 °C'dir ve 1000 °C'nin altında 900-950 °C'lerde homojenizasyon işlemi uygundur.



Şekil 4. Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ Şekil hafızalı alaşımların X-ışını analiz grafiği

Homojenizasyon sonrası elde edilen numunelerden TBSU numunesinde (111)B₂ düzleminden alınan pikten elde edilen kübik kafes parametresi 2,946 Å olarak bulunmuştur. (220) L₂₁ fcc kristal yapısına ait kafes parametresi ise 5,831 Å olarak tespit edilmiştir. (220) L₂₁ indislerinden elde edilen fcc L₂₁ kafes parametresi TBSU, sıvı azot ve alkol numuneleri için sırasıyla 5,831 Å, 5,840 Å ve 5,843 Å olarak

bulunmuştur. (111) L₁₀ ve (210) L₁₀ piklerinden elde edilen tetragonal kafes parametreleri ise α_{L10}, TBSU, sıvı azot ve alkol numuneleri için sırasıyla, 7,674 Å, 7,681 Å ve 7,692 Å'dur. CL₁₀ ise TBSU, sıvı azot ve alkol numuneleri için sırasıyla 6,394 Å, 6,469 Å ve 6,400 Å olarak tespit edilmiştir. L₁₀ fazı için martensitik kafesin bozulma oranını gösteren c/a oranı ise TBSU, sıvı azot ve alkol numuneleri için sırasıyla, 0,833, 0,842 ve 0,832 şeklindedir. TBSU numunesi için en baskın pikin L₂₁ fazına ait (220) piki olduğu görülmektedir, ikinci baskın faz ise L₁₀ fazı pikleridir. Bunun dışında modulated 5M fazı ve B₂ yüksek sıcaklık fazları da tespit edilmiştir. Alkol ortamında soğutulan numunede ise genel olarak L₁₀ ve 5M martensit fazları görülmektedir. Sıvı azot ortamında soğutulan numunede, tuzlu buzlu suda soğutulmuş numunede olduğu gibi en şiddetli pik (220) L₂₁ yüksek sıcaklık pikidir. Diğer pikler ise L₁₀ ve 5M fazlarına ait martensit pikleridir.

4. Genel Sonuçlar

Bu çalışmada Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ alaşımı ark eritme yöntemiyle üretimi gerçekleştirilerek 950 °C sıcaklıkta 24 saat süreyle ısıtılıp farklı soğutma ortamlarında ani soğutmayla şekil hatırlama özelliği kazandırılarak üretildi. Elde edilen sonuçlar aşağıdaki şekilde özetlendi.

Ark eritme yöntemiyle üretilen Ni₅₀Mn₃₈Sn₁₂ alaşımı, ısıtım işlem sonrası mikroyapı incelemesi sonrasında düzenli bir tane yapısı ve martensit plakaları tespit edildi. Üç farklı soğutma hızında elde edilen numunelerin SEM görüntüleri birbirine çok benzemekle birlikte EDS verileri de oldukça yakın değerler kaydedildi. Bu yüzden, numune üretiminde homojen bir eritme işlemi gerçekleştirildiği sonucu çıkarılabilir. X ışın difraktogram verilerine dayanarak martensit plakalarının L₁₀ fazı olduğu belirlendi. Tane içinde rastgele dağılım gösteren Sn elementince fakir çökeltilerin γ fazı olduğu literatürle desteklendi. Homojenizasyon sonrası tuzlu-buzlu su ve sıvı azot ortamlarında soğutma gören numunede en baskın pik L₂₁ fazıyla, yüksek sıcaklık pikleri olan 5M fazı ve B₂ fazları da tespit edildi. Ancak Alkol ortamında soğutma işlemiyle elde edilen

şekil hatırlamalı malzemede baskın pik 5M ve L₁₀ pikleri olduğu belirlendi.

5. Teşekkür

Bu çalışma, Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (FÜBAP) Birimi tarafından TEKF.17.03 proje numarasıyla desteklenmiştir.

6. Kaynaklar

1. Kök M., (2011). Ni-Mn-Ga ferromanyetik şekil hatırlamalı alaşımlarının fiziksel özellikleri üzerine alarım oranı ve ısıtım işlem etkisinin incelenmesi, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
2. Aydoğdu A., (1995). Thermal aging effects on martensitic transformation in shape memory CuAlNi alloys, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
3. Eşkil, M., (2006). FeMnSi Alaşımlarının Mekanik ve Termal Etkiler Altında Şekil Hafıza Özelliklerinin İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
4. Akdoğan, A. ve Nurveren, K., (2003). Şekil hafızalı alaşımlar, Mühendis ve Makina, 521:35-45.
5. Hodgson, D.E., Wu, M.H., R.J. Biermann, (2002). Shape Memory Alloys, Shape Memory Applications, Inc., www.sma-inc.com.
6. Czaja P., Przewoźnik, J., Fitta, M., Bałanda, M., Chrobak, A. , Kania, B. , Zackiewicz, P., Saud S., N, Hamzah E., Abubakar T. and Farahany S., (2014). Structure-Property Relationship of CuAlNiFe Shape Memory Alloys in Different Quenching Media, Journal of Materials Engineering and Performance, 23;255–261.
7. Ren, J., Li, H., Yu, J., Feng, S., Zhai, Q., Fu, J., Luo, Z., Zheng, H., (2015). Enhanced magnetocaloric effect in Heusler Ni–Mn–Sn unidirectional crystal, Journal of Alloys and Compounds, 634, 65-69.
8. Tan, C.-L., Feng, Z.-C., Zhang, K., Wu, M.-Y., Tian, X.-H., (2017). Microstructure, martensitic transformation and mechanical properties of Ni–Mn–Sn alloys by substituting Fe for Ni, Transactions of Nonferrous Metals Society of China, 27- 10, 2234-2238
9. Zhang, H., Zhang, X., Qian, M., Wei, L., Xing, D., Sun, J., Geng, L., (2017). Enhanced magnetocaloric effects of Ni-Fe-Mn-Sn alloys involving strong metamagnetic behavior, Journal of Alloys and Compounds, 715, 206-213

Asenkron Makinaların Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrolü

Çiğdem Gündoğan TÜRKER¹, Petros KARAMANAKOS², Ralph KENNEL³

¹Mekatronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul Gedik Üniversitesi, Türkiye

²Elektrik Mühendisliği Bölümü, Tampere Üniversitesi, Finlandiya

³Güç Elektroniği ve Sürücüler Enstitüsü, Münih Teknik Üniversitesi, Almanya
cigdem.gundogan@gedik.edu.tr

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Model öngörülü kontrol yöntemleri, sistem değişkenlerinin optimum değerlerini hesaplamak için sistem modelini kullanmaktadır. Her örnekleme zamanı içerisinde ölçülen sistem değişkenlerinin değerlerine göre olası tüm anahtarlama durumları için değer fonksiyonunu hesaplayarak bir sonraki çalışma adımı öngörülür. Ancak, bu yöntemin önemli dezavantajlardan biri olan kontrol edilen değişkenin dalgalılığını azaltmak için uygulanan gerilim vektörünün bir örnekleme zamanından daha kısa sürelerde değiştirildiği bir algoritma geliştirilmiştir. Bu çalışmada, üç fazlı üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen bir asenkron motorun akım kontrolü için değişken anahtarlama noktalı model öngörülü kontrol algoritması (VSP2CC) uygulanmaktadır.

Anahtar kelimeler: Model Öngörülü Kontrol, Üç Seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici, Asenkron Motor

Variable Switching Point Model Predictive Current Control of Induction Machines

Abstract

Model Predictive Control (MPC) methods uses a system model in order to calculate optimum values for the actuating variables. At each sampling time, cost function results of the next time step are calculated for all of possible switching states, based on the measured values at the current state. A new algorithm is developed by changing the applied voltage vector for shorter time than one sampling interval to reduce the ripples of the controlled variables, which is the one significant drawback of MPC methods. This paper presents a variable switching point predictive current control (VSP2CC) method for induction machines driven by a three-level neutral point clamped (NPC) inverter.

Keywords: Model Predictive Control, Three-Level Neutral Point Clamped Inverter, Induction Motor

1. Giriş

Üç fazlı elektrik makinaları sürücülerinin kontrolünde Vektör kontrolü (Field Oriented Control - FOC) ve Doğrudan Moment Kontrolü (Direct Torque Control - DTC) sıklıkla kullanılmaktadır. FOC yönteminde eksen dönüşümleri yapılarak bir PWM anahtarlama modülatörü kullanılmaktadır. İstenen akım davranışına göre modülatör ile gerilim anahtarlama aralığı ayarlanarak akım kontrolü yapılmaktadır. DTC'de ise akı ve moment değerleri için histeresis kontrolör çıkışına göre bir tablodan anahtarlama durumları belirlenmektedir. DTC, FOC'a göre daha hızlı

sistem cevabı vermekle beraber daha yüksek akım, akı ve moment dalgalılığı yaratır [1,2].

Model öngörülü kontrol (MPC), elektrik makinaları sürücülerinde ve güç elektroniğinde son zamanlarda sıklıkla kullanılmaktadır. Asenkron motorların akım kontrolünde eviriciye uygulanacak en uygun anahtarlama durumlarını belirlemek için kullanılan Model Öngörülü Kontrol Algoritması, Vektör Kontrolüne alternatif olmaktadır. Bu algoritma ile belirlenen en iyi anahtarlama durumları evirici sisteminde doğrudan motora uygulanarak PWM modülatör ihtiyacını ortadan kaldırmaktadır [3-6]. Model öngörülü kontrol, çok değişkenli kontrol problemlerinde uygulanabilmekte ve kontrol tasarımında model içerisine istenen kısıtlar eklenebilmektedir. Kontrol değişkenleri

hesaplanırken en iyileme yönteminde kullanılan değer fonksiyonları kullanıcı gereksinimlerine göre tasarlanabilir.

MPC, sistemden ölçülen akım, akı, moment gibi değerleri bir örnekleme zamanı içinde değerlendirir ve çıkış değişkenlerinin kontrolü için en iyi anahtar durumları eviriciye uygulanır. Ancak, aktif anahtarlama durumu daha yüksek akım ve moment dalgalanmalarına sebep olabilmektedir. Sistemin anahtarlama frekansını arttırmadan, kontrol edilen değişkenin dalgalılığını minimize etmek için Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrol (VSP2CC) algoritması önerilmektedir. Bu yöntemde öngörü eşitlikleri klasik model öngörülü kontroldeki (MPC) ile aynıdır, tek fark aynı örnekleme zamanı içerisinde (T_s ; klasik MPC için), yeni bir anahtarlama noktası (Variable Switching Point, VSP), t_{sw} belirlenir. Bu algoritmaya ($0 \leq t_{sw} \leq T_s$) göre, ilk gerilim vektörü $0 - t_{sw}$ aralığında, ikincisi $t_{sw} - T_s$ aralığında eviriciye uygulanarak akım ve moment dalgalılığı klasik kontrole göre önemli derecede azaltılmış olur [7,8].

Bu çalışmada, üç fazlı üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen asenkron motorun VSP algoritmasıyla akım kontrolü yapılmaktadır. Bununla beraber, önerilen değer fonksiyonuna uygun bir kısıt eklenerek gerekli olan dc hat gerilimi dengelemesi de kolaylıkla sağlanmaktadır. İkinci bölümde VSP2CC hakkında genel bilgi sunulmaktadır. Üçüncü bölümde üç seviyeli evirici topolojisi ve asenkron motorun matematiksel durum denklemleri verilmektedir. Önerilen algoritmanın simülasyon çalışmaları dördüncü bölümse, deneysel çalışmaları ise beşinci bölümde paylaşılmaktadır.

1. Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrolü

Öngörülü kontrolde, sistem davranışına göre öngörülen çıkışlar, geçmiş giriş çıkış değerlerine ve gelecekteki kontrol işaretlerine bağlı olarak bulunur. Gelecek çıkış değerleri, her t_s örnekleme anında bir öngörü ufku süresince sistem modeli kullanılarak hesaplanır [9]. Değişken anahtarlama noktalı model öngörülü algoritmada (VSP2CC) ise bir örnekleme zamanı, T_s , içerisinde ilk anahtarlama gerilim

vektörü t_{sw} ile belirlenen zaman aralığında, ($T_s - t_{sw}$) aralığında ise ikinci gerilim vektörü belirlenerek anahtarlama durumları eviriciye uygulanır.

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı eviricide, DC hat kapasitörü gerilim dengesi sağlanmalıdır. İlk tahmin aralığında ($0 - t_{sw}$), DC hat kapasitörü gerilim farkı;

$$\Delta v_c(k+t_{sw}) = \Delta v_c(k) + \frac{t_{sw}}{C} \left(\sum_{j=1}^3 i_{nj}(k) \right) \quad (1)$$

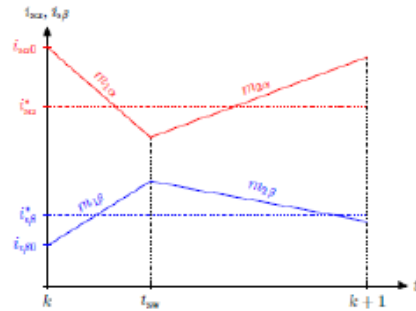
olarak verilir. İkinci zaman aralığı için ($t_{sw} - T_s$), DC hat kapasitör gerilim farkı;

$$\Delta v_c(k+1) = \Delta v_c(k+t_{sw}) + \frac{T_s - t_{sw}}{C} \left(\sum_{j=1}^3 i_{nj}(k+t_{sw}) \right) \quad (2)$$

Ayrıca, VSP2CC değer fonksiyonu;

$$J_{vsp2cc} = (i_{s,tsw} - i_s^*)^2 + (i_{s,Ts} - i_s^*)^2 \quad (3)$$

$$J_{vsp2cc} = J_{vsp2cc} + \omega_{npc} (\Delta v_c(k+t_{sw}))^2 + (\Delta v_c(k+1))^2 \quad (4)$$



Şekil 1. Değişken anahtarlama noktası temel prensibi

Ortalama akım hatası;

$$e_{rms}^2 = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{sw}} (i_s^* - i_s(t))^2 dt + \int_{t_{sw}}^{T_s} (i_s^* - i_s(t))^2 dt \right) \quad (5)$$

i_s^* ; akım referansıdır. t_{sw} hesaplamak için, örnekleme zaman aralığında akım eğiminin değişmeyeceği farz edilerek statör akımları;

$$i_s(t) \approx m_1 \cdot t + i_{s0} \quad (6)$$

İlk anahtarlama durumları ($0 - t_{sw}$) aralığında, sonraki ($t_{sw} - T_s$) zaman aralığında uygulanmaktadır;

$$i_s(t) \approx m_2 \cdot t + i_{s,t_{sw}} \quad (7)$$

$m_i = \begin{pmatrix} m_{i\alpha} \\ m_{i\beta} \end{pmatrix}$, $i=1,2$ için akım eğimleri, i_{s0} örnekleme başlangıcında alınan akım değeri

ve $i_{s,t_{sw}}$; t_{sw} zamanındaki akım değeri. Hesaplamayı kolaylaştırmak için bir örnekleme zamanında alınan akım eğrilerinin eğimleri sabit kabul edilir.

t_{sw} zamanını hesaplamak için, e_{rms}^2 'nin minimumu alınır;

$$\frac{d}{dt} e_{rms}^2 = 0 \quad (8)$$

Hesaplamalar sonucunda değişken anahtarlama noktası, t_{sw} ;

$$t_{sw} = \frac{(m_{2\alpha} - m_{1\alpha})(2i_{0\alpha} - 2i_{\alpha}^* + T_s m_{2\alpha})}{(m_{1\alpha} - m_{2\alpha})(2m_{1\alpha} - m_{2\alpha}) + (m_{1\beta} - m_{2\beta})(2m_{1\beta} - m_{2\beta})} + \frac{(m_{2\beta} - m_{1\beta})(2i_{0\beta} - 2i_{\beta}^* + T_s m_{2\beta})}{(m_{1\alpha} - m_{2\alpha})(2m_{1\alpha} - m_{2\alpha}) + (m_{1\beta} - m_{2\beta})(2m_{1\beta} - m_{2\beta})} \quad (9)$$

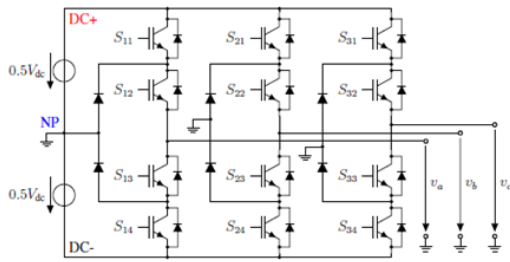
t_{sw} ve T_s için değer fonksiyonu;

$$j_{vsp} = (i_{s,t_{sw}} - i_s^*)^2 + (i_{s,T_s} - i_s^*)^2 \quad (10)$$

Sistem gürültüleri ve diğer kısıtlar değer fonksiyonuna eklenebilir.

2. Üç Seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici

Şekil 2'de görülen evirici devresinde DC+ ve DC- sırasıyla pozitif ve negatif dc hatlardır. NP; nötr (sıfır) noktasıdır. İdeal olarak, iki dc-hat kapasitör gerilimi v_{c1} ve v_{c2} , $5V_{dc}$ ' e eşit olmaktadır. V_{dc} ; dc hat gerilimidir.



Şekil 2. Üç fazlı üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici

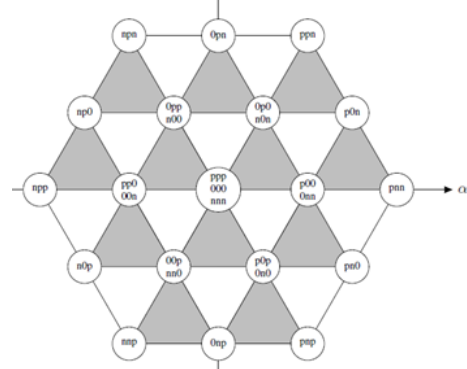
Üç fazlı üç seviyeli nötr bağlantılı evirici topolojisinde her faz için 4 adet S_{xi} anahtarı (x ; faz bacağına numarası, $i=1...4$), toplamda 12 adet anahtarlama elemanı bulunmaktadır. Fazlarda $-0.5V_{dc}$, 0 , $0.5V_{dc}$ gerilimleri üreten -1, 0 ve 1 ile modellenen üç farklı anahtarlama durumu oluşmaktadır. Bu durumda üç seviyeli NPC inverter için üç farklı anahtarlama

pozisyonu ve üç faz için $3^3=27$ adet anahtarlama durumu bulunmaktadır.

Clarke dönüşümü kullanılarak, üç fazlı bir sistemde abc ($\varepsilon_{abc} = [\varepsilon_a \ \varepsilon_b \ \varepsilon_c]^T$) sisteminden $\alpha\beta$ ($\varepsilon_{\alpha\beta} = [\varepsilon_\alpha \ \varepsilon_\beta]^T$) koordinat sistemindeki eşdeğerine çevrilebilir.

$$\varepsilon_{\alpha\beta} = K \varepsilon_{abc}, \quad K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Şekil 3'de gösterildiği gibi, 27 farklı anahtarlama durumu için 19 gerilim vektörü elde edilmektedir. Gerilim vektörleri sektör ve bölgelerini gösteren altıgen uzay vektör çizimi Şekil 2'de gösterilmektedir. -1,0,1 durumları sırası ile n, 0 ve p ile gösterilmektedir. 'Nnn', 'ppp' ve '000' anahtarlama kombinasyonlarında sıfır anahtarlama durumu ve sıfır anahtarlama vektörleri olarak adlandırılır. Kalan diğer seçeneklerde ise aktif anahtarlama durumlarında aktif gerilim vektörleri olarak adlandırılmaktadır.



Şekil 3. Üç seviyeli evirici için gerilim vektörleri

Evirici devresinde görüldüğü gibi doğrultucu çıkışındaki gerilim dalgalanmasını azaltmak için bulunan iki dc hat kapasitörün gerilimi birbirine eşit ve referans gerilimine yakın olmalıdır;

$$v_{c1}^* = v_{c2}^* = 0.5V_{dc} \quad (12)$$

Gerilim farkı;

$$\Delta V_c^* = v_{c1} - v_{c2} = 0 \quad (13)$$

olarak yazılabilir. Sadece sıfır anahtarlama durumunda nötr noktasına akım akar, diğer durumlar gerilim dengesini etkilememektedir. Kapasitör diferansiyel eşitliği;

$$i_{cj} = C \frac{dv_{cj}}{dt} \quad (14)$$

olarak verilmektedir. i_{c_j} ; kapasitör akımı, C kapasitans, $j=1,2$. Kirschof akım kanununa göre nötr noktasındaki toplam akım;

$$i_n = i_{c1} - i_{c2} \quad (15)$$

i_n ; Üç fazın nötr noktasından geçen akımların toplamıdır. Sonuc olarak kapasitörlerin gerilim farkından nötr noktası gerilim eşitliği;

$$\frac{d}{dt}(\Delta v_c) = \frac{d}{dt}(v_{c1} - v_{c2}) = \frac{dv_{c1}}{dt} - \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C}(i_{c1} - i_{c2}) \quad (16)$$

alınmaktadır.

3. Asenkron Makine

ω_k , açısal hızıyla döndüğü kabul edilen bir koordinat sisteminde asenkron makinanın temel eşitlikleri;

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (17)$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (18)$$

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_k \psi_s \quad (19)$$

$$v_r = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_k - \omega_{el}) \psi_r \quad (20)$$

Stator değişkenleri $(*)_s$, rotor değişkenleri ise $(*)_r$ alt indisleriyle gösterilmektedir. ψ_s , ψ_r akı, i_s , i_r akımları, R_s , R_r dirençleri, L_s , L_r endüktansları, L_m ise stator ve rotor arası ortak endüktansı göstermektedir. v_s ; uygulanan stator gerilimi, v_r ; rotor gerilimini ifade etmekte ve j ise $j = \sqrt{-1}$ olmaktadır. Açısal makine hızı ω_{el} ;

$$\omega_{el} = p^* \omega_m \quad (21)$$

olarak verilmektedir. p ; kutup çifti sayısı, ω_m ; mekaniksel makine hızı olarak verilmektedir. $\omega_k = 0$ alınarak statora göre dönüşüm yapılarak $\alpha\beta$ sisteminde eşitlikler yeniden düzenlenir;

$$i_s + \tau_\sigma \frac{di_s}{dt} = \frac{1}{r_\sigma} v_s - j\omega_k \tau_\sigma i_s + \frac{k_r}{r_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_{el} \right) \psi_r \quad (22)$$

$$\psi_r + \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_s - j(\omega_k - \omega_{el}) \tau_r \psi_r \quad (23)$$

$$(k_r = \frac{L_m}{L_r}, \tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \text{ alınarak } \tau_\sigma = \frac{\alpha L_s}{r_\sigma} \text{ ve } r_\sigma = R_s + k_r^2 R_r)$$

Mekaniksel moment ifadesi;

$$T_m = \frac{3}{2} p (\psi_s \times i_s) = \frac{3}{2} p (\psi_r \times i_r) \quad (24)$$

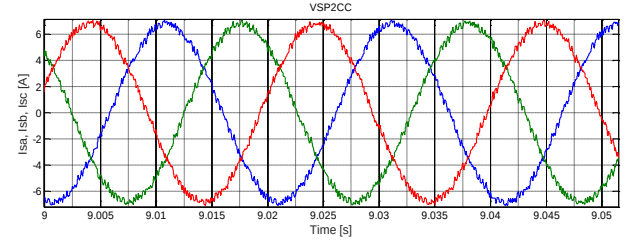
olarak verilmektedir. Son olarak, mekaniksel hız denklemi türevsel eşitlikle;

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_m - T_l) \quad (25)$$

şeklinde alınmaktadır. T_l ; mekaniksel yük momenti ve J ise atalet momentidir.

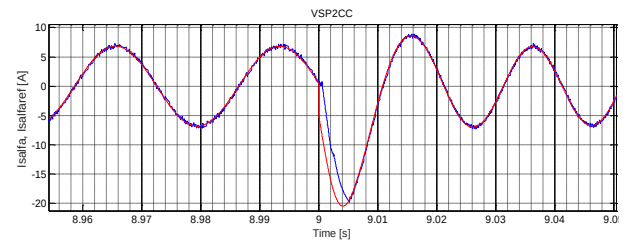
4. Benzetim Çalışması

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı eviriciler için VSP2CC algoritması $T_s = 100 \mu s$, 10kHz örnekleme frekansı ile simüle edilmektedir. 2800 dev/dk hızda kararlı hal faz akım dalga şekilleri Şekil 4’de verilmektedir. Her bir anahtarlama elemanı IGBT için ortalama anahtarlama frekansı 1.6kHz ve toplam harmonik bozulumu (THD) %3.8 olmaktadır.

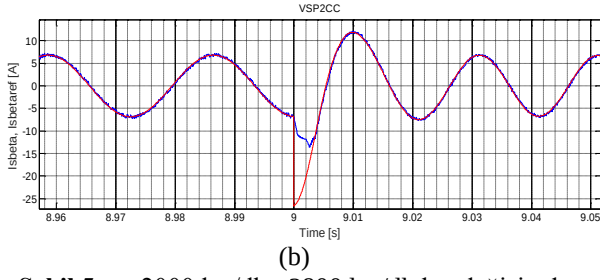


Şekil 4. $\omega = 2800 \text{ dev/dk}$ hız ve $T_L = 8 \text{ Nm}$ yükte stator akımları

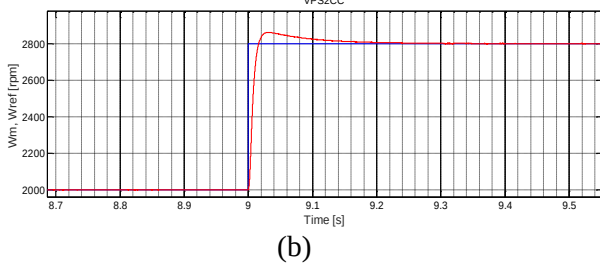
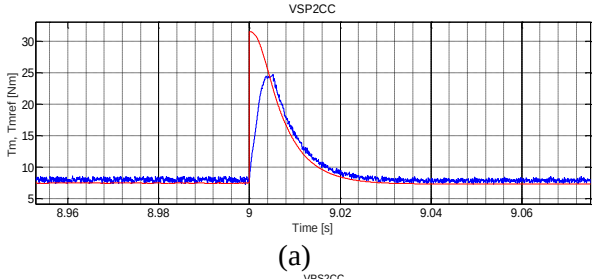
Şekil 5’de motor hızı 2000dev/dk’dan 2800 dev/dk’ya değiştirildiğinde, PI kontrolörden sağlanan stator alfa beta akım referansı değişimi gösterilmektedir. Dalga şekillerinden hız değişiminde geçici durumda ve kararlı durumda önerilen algoritma ile akım referansı problemsiz olarak takip edilebilmektedir. Şekil 6, referans hızı değiştirildiğinde, makinanın hız değişimi ve anlık üretilen moment değişimini göstermektedir.



(a)

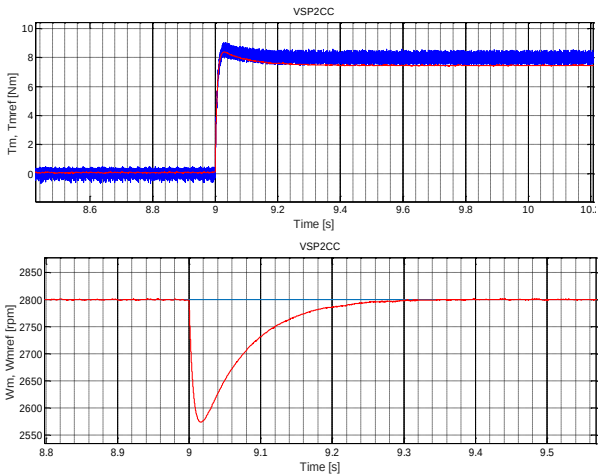


Şekil 5. $\omega=2000\text{dev/dk} - 2800\text{dev/dk}$ hız değişiminde stator $\alpha\beta$ akım değişimleri



Şekil 6. $\omega=2000\text{dev/dk} - 2800\text{dev/dk}$ değişiminde hız ve makina moment adımları

Şekil 7’de, motor 2800 dev/dk ile dönerken dokuzuncu saniyede bir yük momentini adımı uygulanır. Hız bir miktar düştükten 2sn sonra, referans değerine erişir.



Şekil 7. $\omega=2800\text{dev/dk}$ hızda, $T_L=0\text{Nm}$ ’den 8Nm ’ye yük momentini ve hız değişimi

5. Deneysel Çalışma

Şekil 8’de görüldüğü gibi, Üç faz üç seviyeli evirici ile sürülen asenkron motor test düzeneği Münih Teknik Üniversitesi laboratuvarında kurulmuştur. Eviricinin kontrolü için FPGA tabanlı gerçek zamanlı bir bilgisayar sistemi kullanılmaktadır. Test sisteminde 2.2kW kafes rotorlu motor ve nötr noktası bağlantılı üç seviyeli bir evirici bulunmaktadır. DC hat gerilimi 3kW gücündeki bir DC güç kaynağından sağlanmaktadır.

VSP2CC algoritmasını doğrulamak için, Üç seviyeli inverter test sisteminde asenkron motor kontrolü deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

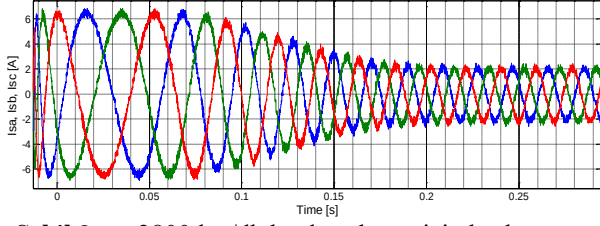
Örnekleme zamanı $T_s = 100\mu\text{s}$, $\omega_{quad} = 0.01$, DC hat gerilimi $V_{dc} = 550\text{V}$, Rotor akısı referans değeri $\varphi = 0.8\text{Wb}$ olarak alınmıştır. Referans moment PI hız kontrolörü ile üretilmektedir.



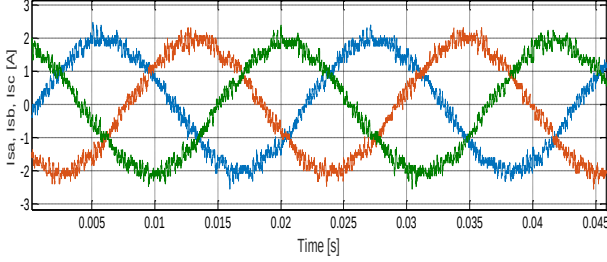
Şekil 8. Üç seviyeli NPC evirici ile sürülen asenkron motor test düzeneği

Şekil 9, başlangıç zamanındaki stator akımlarını göstermektedir. Şekil 10’da VSP2CC algoritması uygulanarak 2800 dev/dk hızda yüksüzken alınan kararlı hal makine akım dalga şekillerini göstermektedir. 2000 dev/dk kararlı hal çalışma için, stator faz akımları Şekil 11’de verilmektedir. Farklı hız durumları için kararlı hal çalışmada, önerilen algoritma sorunsuz bir şekilde akım referanslarını takip edebilmektedir.

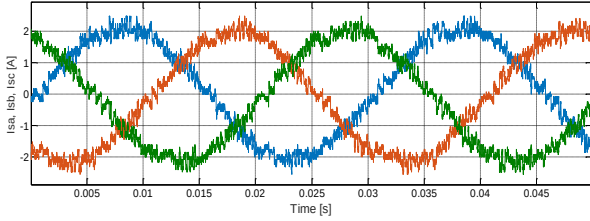
Hız referans değeri 2800 dev/dk’dan 2000 dev/dk’ya ve 2000 dev/dk’dan 2800 dev/dk’ya değiştirildiğinde stator üç faz akımları, alfa beta akım dalga şekilleri ve üretilen makine moment dalga şekilleri Şekil 12-15’de verilmektedir. Akım dalga şekillerinden, step anlarında çok küçük bir gecikme zamanıyla referans değerini takip ettiği görülmektedir.



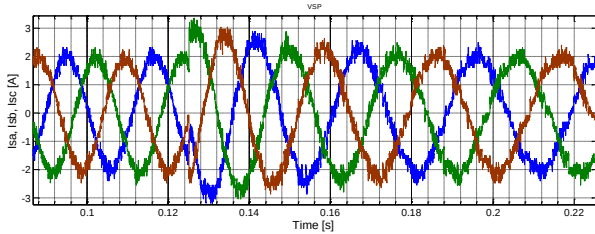
Şekil 9. $\omega=2800\text{dev/dk}$ hızda çalışma için başlangıç zamanında stator üç faz akımları dalga şekilleri



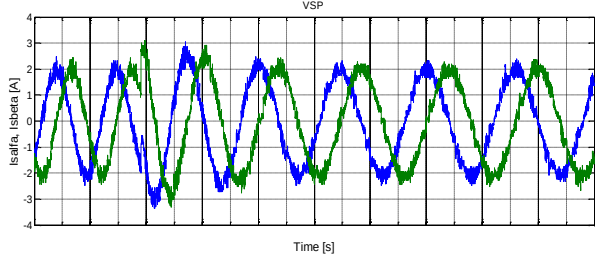
Şekil 10. $\omega=2800\text{dev/dk}$ ve $T_L=0\text{Nm}$ çalışma değerlerinde üç faz stator akım dalga şekli



Şekil 11. $\omega=2000\text{dev/dk}$ ve $T_L=0\text{Nm}$ çalışma değerlerinde üç faz stator akım dalga şekli

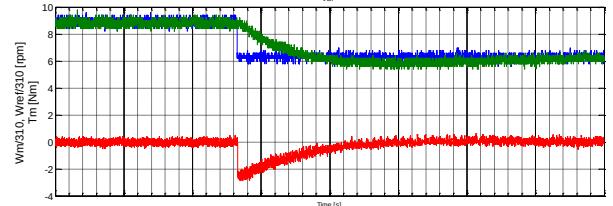


(a)

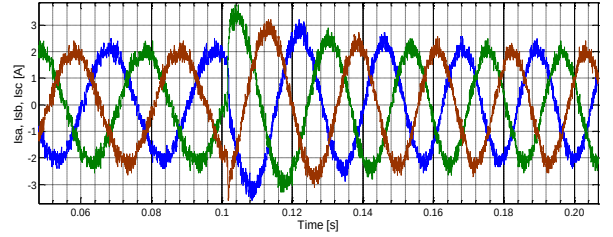


(b)

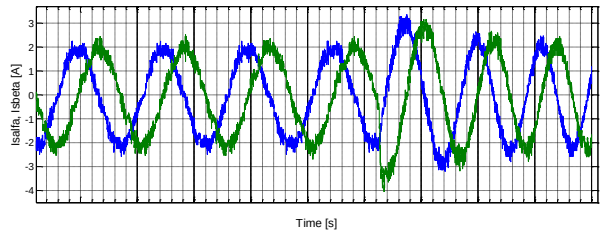
Şekil 12. $T_L=0\text{Nm}$ iken ve $\omega=2800\text{dev/dk}$ 'dan 2000dev/dk hızı değiştirildiğinde a) I_{sabc} b) I_{sa}, I_{sb}



Şekil 13. $T_L=0\text{Nm}$ iken ve $\omega=2800\text{dev/dk}$ 'dan 2000dev/dk hızı değiştirildiğinde hız ve moment değişimi

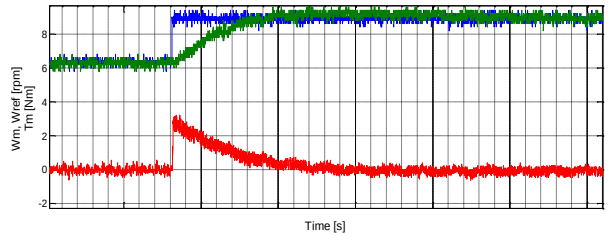


(a)



(b)

Şekil 14. $T_L=0\text{Nm}$ iken ve $\omega = 2000\text{dev/dk}$ 'dan 2800dev/dk hızı değiştirildiğinde a) I_{s_abc} , b) I_{sa}, I_{sb}



Şekil 15. $T_L=0\text{Nm}$ iken ve $\omega=2000\text{dev/dk}$ 'dan 2800dev/dk hızı değiştirildiğinde hız ve moment değişimi

6. Sonuçlar

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı invertlere uygulanan VSP2CC algoritması Matlab ortamında farklı yük ve hız durumları için simüle edilmiştir. Deneyel çalışmalar Münih Teknik Üniversitesi Güç Elektroniği Sürücüler laboratuvarında gerçekleştirilmiştir. Çalışma TÜBİTAK 2219 programı kapsamında da desteklenmiştir.

Üç seviyeli nötr noktası bağlantılı evirici ile sürülen asenkron motor kontrolü VSP2CC

yöntemi kullanılarak farklı hız ve moment değişimleri için ve kararlı durum çalışmada test edilmekte ve referans değerleri sorunsuz takip edebildiği açıkça görülmektedir. DC hat kapasitörlerinin gerilim dengelenmesi problemi de değer fonksiyonuna kısıtlar eklenerek çözülmektedir.

7. Kaynakça

1. Kazmierkowski M.P., Krishnan R., ve Blaabjerg, (2002). Control in Power electronics, NewYork: Academic Press.
2. Wang F., Li S., Mei X., Xie W., Rodriguez J., Kennel, R.M., (2015). Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods, IEEE Trans. On Ind. Informations, 11, 3.
3. Cortes, P.,Kazmierkowski, M.P., Kennel, R.M., Quevedo, D.E. ve Rodriguez, J., (2008). Predictive Control in Power Electronics and Drives, IEEE Trans. Ind. Electron., 55, 12, 4312-4324.
4. Geyer, T., Papafotiou, G. And Morari, M., (2009). Model Predictive Direct Torque Control-Part1: Concept, algorithm and Analsis”, IEEE Trans. Ind. Electron, 56(6), 1894-1905.
5. Papafotiou, G., Kley, J., Papadopolus, K.G., Bohnen, P., and Morari, M., (2009). Model Predictive Direct Torque Control –Part II: Implementation and Experimental Evaluation”, IEEE Trans. Ind. Electron, 56(6), 1906-1915.
6. Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann U. Ve Rodriguez, J., (2009). Model Predictive Control- A simple and powerful method to controlpower converters, IEEE Trans. Ind. Electron., 56,6, 1826-1838.
7. Karamanakos, P., Stolze P., Kennel R.M., Manias S., Mouton H.T., (2014). Variable Switching Point Predictive Torque Control of Induction Machines, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2(2), 2014.
8. Stolze, P., Karamanakos, P., Moiton, T., Manias, S.N., (2013). Heuristic Variable Switching Point Predictive Current Control for the Three-Level Neutral Point Clamped Inverter, SLED.
9. Gündoğan Türker Ç., Karamanakos P., Kennel R., (2016). “Üç seviyeli Nötr Noktası Bağlantılı Evirici için Model Öngörülü Akım Kontrolü (Model Predictive Current Control for Three Level Neutral Point Clamped Inverter), ELECO'2016 Elektrik Elektronik Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu.

BOYUT ETKİSİNİN MARTENSİT FAZ DÖNÜŞÜMÜNDEKİ ROLÜNÜN MOLEKÜLER DİNAMİK SİMÜLASYON YÖNTEMİ İLE İNCELENMESİ

Oğuzhan ORHAN, Soner ÖZGEN

Fırat Üniversitesi Fen Fakültesi Fizik Bölümü, Elazığ
e-posta: oguzhan632@gmail.com

(Geliş/Received: 23.03.2018; Kabul/Accepted: 03.09.2018)

Özet

Şekil hafızalı alaşımların nano-elektronik sistemlerde (NEMS) kullanılabilmesi için numune boyutunun faz dönüşümü karakteristiği üzerine etkisinin belirlenmesi önemlidir. Bu çalışmada Ni-at.%25Al şekil hafızalı alaşımının 5.76 nm den 20.1 nm ye kadar 6 farklı boyutta modellenmiştir. Soğutma ve ısıtma işlemleri sonucunda meydana gelen martensit ve austenit faz dönüşümleri moleküler dinamik simülasyonları ile incelenmiştir. Atomlararası fiziksel etkileşimlerin gömülü atom metodu (EAM) ile temsil edildiği simülasyon çalışmaları LAMMPS yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Model sistemlerde ortaya çıkan faz dönüşüm sıcaklıkları termal analizler ile bulunmuştur. Model sistemlerin yapısal analizleri için polihedral şablon eşleştirme (PTM) analizi kullanılmıştır. Faz dönüşümü neticesinde ortaya çıkan martensit plakaların yönelimleri ve atomik dönmeler rodrigues vektörleri ile elde edilmiştir. Sonuç olarak model boyutunun artması ile martensit faz geçiş sıcaklığının üssel olarak azaldığı, austenit fazın başlangıç değeri ve martensit plakaların yönelimlerinin boyuttan etkilendiği gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Ni-Al Şekil Hatırlamalı Alaşımı, Boyut Etkisi, Martensit Faz Morfolojisi.

INVESTIGATION OF THE SIZE EFFECT WITH THE MOLECULAR DYNAMIC SIMULATION METHOD IN THE MARTENSITE PHASE TRANSFORMATION

Abstract

In order for shape memory alloys to be used in nano-electronic systems (NEMS), it is important to determine the effect of the sample size on the phase transformation characterization. In this study, Ni-at. 25% Al shape memory alloy was modeled in 6 different sizes from 5.76 nm to 20.1 nm. Martensite and austenite phase transformations, which are the result of cooling and heating processes, have been investigated by molecular dynamics simulations. Simulation studies in which the atomic physical interactions are represented by the embedded atom method (EAM) were performed via LAMMPS software. Phase transformation temperatures in model systems have been found by thermal analysis. Polyhedral template matching (PTM) analysis has been used for structural analysis of model systems. The orientations of the martensite plaques appearing at the end of the phase transformation and the atomic rotations have been obtained with rodrigues vectors. As a result, it has been observed that the martensite phase transition temperature decreased exponentially with the increase of the model size, the austenite phase start temperature and the orientations of the martensite plates have been affected by the size.

Keywords: Ni-Al Shape Memory Alloy, Size Effect, Martensitic Phase Morphology.

1.Giriş

Difüzyonsuz katı-katı faz dönüşümü olarak bilinen martensitik faz dönüşümünün temeli kristal içi kesme zorlarına dayandığı için malzemenin mekanik özelliklerine duyarlıdır [1]. Numune boyutu nano ölçeğe küçüldükçe mekanik özellikler de Hall-Petch etkisi ile uyumlu olarak değişir [2]. Hall-Petch etkisi boyut ile

zorlanma arasında doğrusal bir ilişki olduğunu ortaya koyar. Boyut değişiminden kaynaklı bu fenomen, şekil hafızalı alaşımlarda (ŞHA) termal tetikleme ile meydana gelen termoelastik dönüşümler üzerinde önemli bir rol oynar [3]. Boyut etkisinin martensit faz morfolojisi ve faz dönüşüm sıcaklıklarındaki rolünün daha iyi anlaşılabilmesi özellikle MEMS ve NEMS’lerde daha etkili bir biçimde kullanılabilmesine yardımcı olacaktır [4].

Boyut etkisinin martensit faz dönüşümü üzerindeki etkisine ışık tutan çalışmalardan birisi Waitz ve arkadaşları [5] tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada, nanokristal NiTi SHA'da 50 nm kritik boyutun aşağısında faz dönüşümünün gerçekleşmediği ancak yaklaşık 100 nm boyutunun altında faz dönüşüm sıcaklığı ve dönüşüm hacim oranının boyutun düşmesi ile azaldığı görülür. Ayrıca, Omori ve arkadaşları [6] yapmış olduğu çalışmada göreceli boyutu (tane boyutu / numune kalınlığı) ile martensit faz dönüşüm sıcaklığı arasında bir korelasyon olduğunu ve malzemenin süperelastik davranışının göreceli boyuttan etkilendiğini rapor etmişlerdir. Bu deneysel çalışmalara ek olarak, boyutun martensit faz dönüşümünü ve faz morfolojisi üzerindeki etkilerinin atomik seviyede incelenmesine olanak tanıyan atomik simülasyon çalışmaları da gerçekleştirilmiştir. Örneğin Morison ve arkadaşları [7,8] yapmış oldukları çalışmalarda faz dönüşüm sıcaklıkları ve süperelastik özelliğin boyuttan ve mekanik kısıtlamalardan dramatik şekilde etkilendiğini göstermişlerdir. Son zamanlarda boyut etkisi hakkında yapılan simülasyon çalışmalarından birisinde ise daha önceki çalışmalarda olduğu gibi numune boyutunun azalması ile faz dönüşüm sıcaklığının düştüğü ve buna ek olarak martensit faz içerisinde oluşan ikizlenmelerin sayısında bir değişim olduğu görülmüştür [9].

Martensit faz dönüşümünden kaynaklı yapısal değişimlerin yeni süper-örgü düzenleri oluşturduğu bilinmektedir. Fakat boyutun martensit faz morfolojisini nasıl etkilediği hala net bir biçimde anlaşılamamıştır. Bu çalışmada, EAM potansiyel yaklaşımı üzerine kurulu tek kristal Ni₃Al alaşım modelindeki martensitik faz dönüşümlerinin model boyutuna bağlı olarak faz dönüşüm sıcaklıklarının, yapısal değişimlerin ve martensit fazın morfolojisinin üzerindeki etkileri moleküler dinamik simülasyon yöntemi ile incelenmiştir.

2. Method

Boyut etkisinin martensit faz dönüşümü üzerindeki etkisini incelemek için 6 farklı hücre boyutuna sahip model hücreler kurulmuştur. Kurulan bütün modeller [001] yönelimli tek kristal yapıya sahiptir ve NiAl alaşımının yüksek sıcaklık fazı olan B2 süper-örgüsüne sahiptir.

Atomlar-arası fiziksel etkileşmeler EAM potansiyel yaklaşımının [10] Ni-Al alaşımı için geliştirilen Pun-Mishin [11] versiyonu ile sağlanmıştır. Bu versiyon Ni-Al alaşımlarının mekanik özelliklerini iyi bir biçimde tanımlamasına rağmen yüksek atom sayılarında, deneysel olarak tespit edilmiş Ni-Al alaşımının martensit faz dönüşüm gerçekleştirdiği kompozisyon aralığı [12] için bir miktar kayma sergiler. Bu kaymadan dolayı doğru kompozisyonu elde edebilmek için simülasyon çalışmalarına başlanmadan önce bir dizi ön çalışma yapılmıştır ve sonuç olarak bu çalışma için at%75Ni kompozisyonu belirlenmiştir. Kurulan modellere ait bilgiler Tablo 1 de verilmiştir.

Tablo1. Model bilgileri.

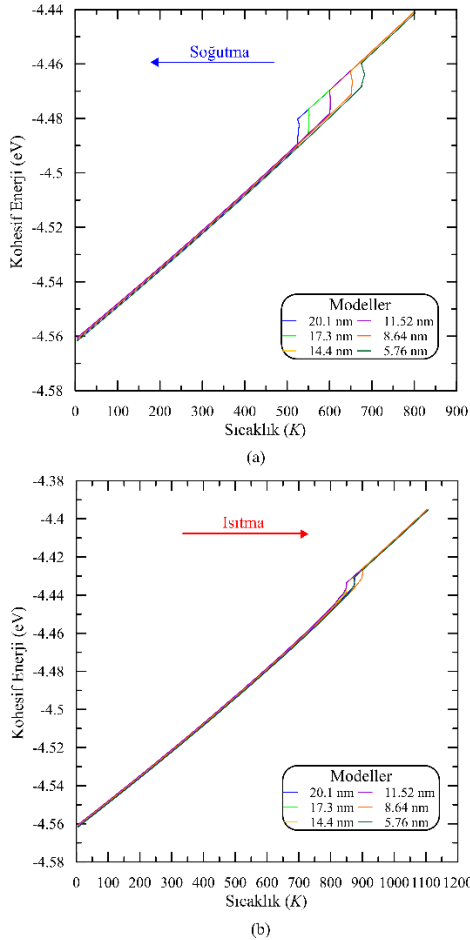
Model	Ölçüler (nm) X x Y x Z	Toplam Atom Sayısı
S1.75	5.76 x 5.76 x 5.76	16000
S2.75	8.64 x 8.64 x 8.64	54000
S3.75	11.52 x 11.52 x 11.52	128000
S4.75	14.4 x 14.4 x 14.4	250000
S5.75	17.3 x 17.3 x 17.3	432000
S6.75	20.1 x 20.1 x 20.1	686000

LAMMPS [13] yazılımı aracılığı ile gerçekleştirilen bütün simülasyon çalışmalarında periyodik sınır şartları kullanılarak yüzey etkileşmelerinin önüne geçilmiştir. Kurulan bütün model sistemlerde minimizasyon işlemi gerçekleştirildikten sonra simülasyon çalışmalarına başlanmıştır. Nosé-Hoover termostadı [14,15] ve Parrinello-Rahman[16] barostatı sıcaklık ve basıncı kontrol etmek için kullanılmıştır. Sistem sıcaklığı 800 K den başlatılarak 125 K/ns soğutma hızı ile 5 K e kadar düşürülmüştür. Soğutma işleminin kabinde gerçekleştirilen ısıtma işlemi ise 125 K/ns ısıtma hızı ile 1100 K e kadar gerçekleştirilmiştir.

Kurulan modellere ait faz dönüşüm sıcaklıkları termodinamik analizler kullanılarak tespit edilmiştir. Martensit faz dönüşümü sonucu ortaya çıkan yapısal değişimler OVITO [17] yazılımının sunduğu Polyhedral template matching (PTM) [18] analiz metodu ile incelenmiştir. Rodrigues vektörleri kullanılarak ortaya çıkan martensit plakaların yönelimler ve atomik dönmeler RGB renk haritasında tasvir edilmiştir.

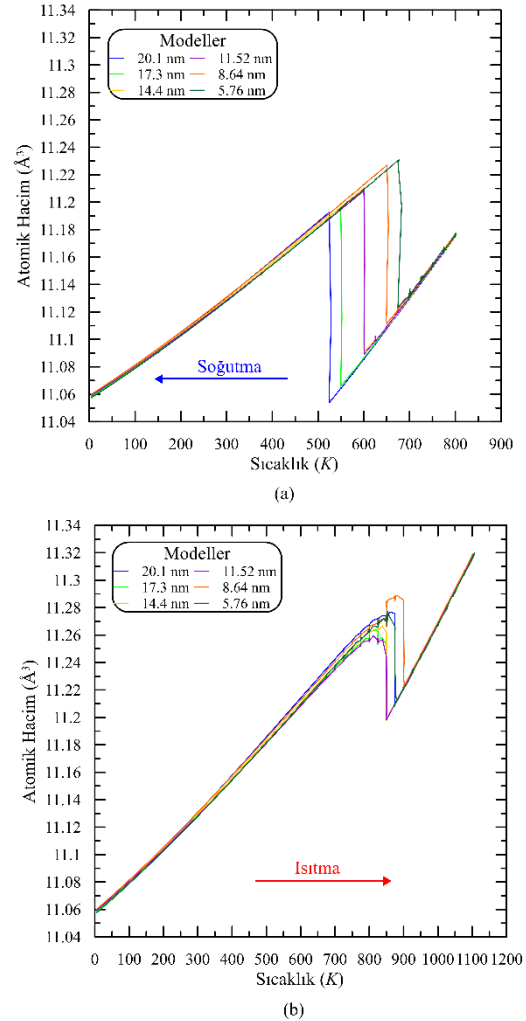
3. Sonuç ve Tartışma

Genel olarak, katı-katı faz dönüşümlerinde kohesif enerji ve atomik hacmin faz dönüşümü esnasında keskin bir biçimde değiştiği görülür [19]. Martensit faz dönüşümü esnasında her bir modele ait kohesif enerjinin sıcaklık azalırken dramatik bir biçimde azaldığı Şekil 1a görülmektedir. Kohesif enerjide ki benzer bir değişim austenit faz dönüşümü esnasında da görülmektedir. Bu keskin değişimlerin yaşandığı sıcaklık değeri martensit fazın başlangıç (M_s) sıcaklığına karşılık gelir. Şekil 1b incelendiğinde, kohesif enerjideki ani sıçramaların gerçekleştiği sıcaklık değerlerinde model sistemler yarı karalı martensit fazı terk ederek daha sistem için daha kararlı bir faz olan austenit faza geçerler. Bu sıcaklık değeri ise austenit fazın başlangıç sıcaklığına (A_s) karşılık gelmektedir. Bu sıcaklık değerinde model sistemin yapısal değişimler gerçekleştirerek düşük sıcaklık için daha kararlı faz olan katı faza dönüşür.



Şekil 1. Kohesif enerjinin sıcaklık ile değişimi.

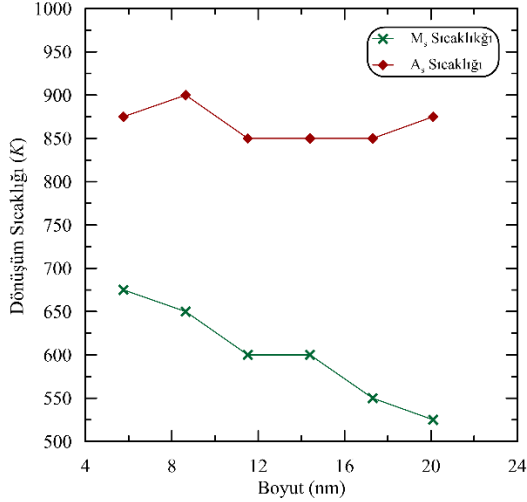
Martensit faz dönüşümü esnasında Şekil 2a görüldüğü gibi, atomik hacmi sıcaklığın azalması ani bir biçimde artarak model yoğunlukları azalmıştır. Atomik hacim değişimindeki bu artışların gözlemlendiği sıcaklık değerleri modellerin M_s sıcaklık değerlerinde ortaya çıkmıştır. Bununla birlikte ısıtma sürecinde (Şekil 2b) modellerin atomik hacimlerinde austenit faz dönüşümü esnasında ani düşmeler ortaya çıkarak model yoğunluklarında artış gözlenmiştir.



Şekil 2. Atomik hacmin sıcaklık ile değişimi.

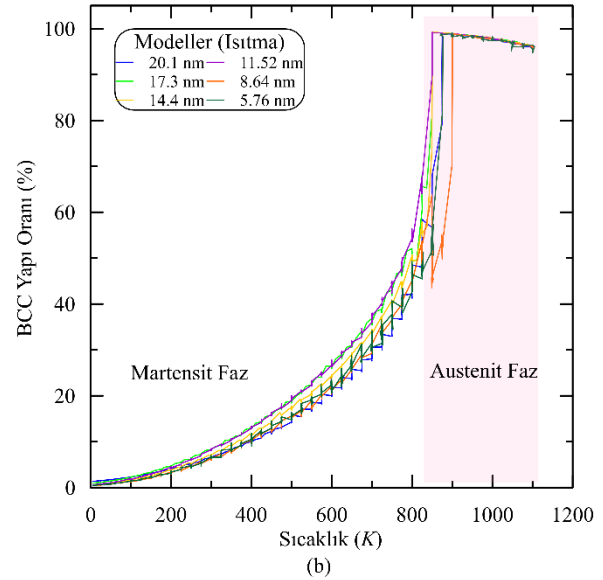
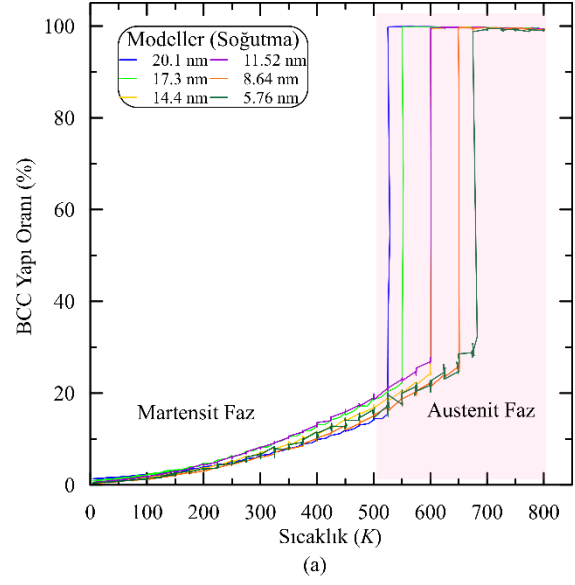
Kohesif enerji ve atomik hacmin sıcaklık ile değişim grafiklerine dayanarak elde edilen modellere ait M_s ve A_s sıcaklık değerinin model boyutlarına bağlı olarak değişimi Şekil 3 deki gibidir. M_s sıcaklık değerinin boyutun artması ile eğrisel olarak azaldığı görülür. Bunun yanında A_s sıcaklık değerinin de boyut değişiminden etkilenmiştir ancak M_s sıcaklığındaki gibi değişim A_s sıcaklığında ortaya çıkmamıştır. Benzer

sonuçlar Morris ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada da rapor edilmiştir [7]. Ancak polikristal yapılarda boyutun dönüşüm sıcaklıkları üzerindeki yapılan çalışmalarda, boyut artışının faz dönüşüm sıcaklıklarını pozitif yönde etkileyerek arttırdığı gözlenmiştir [8,9].



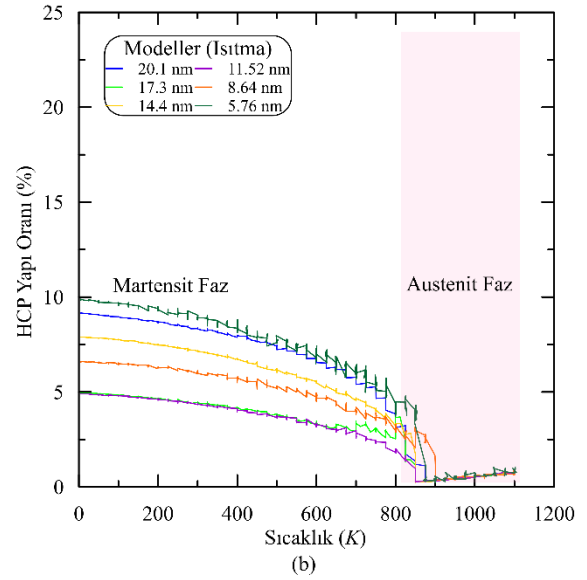
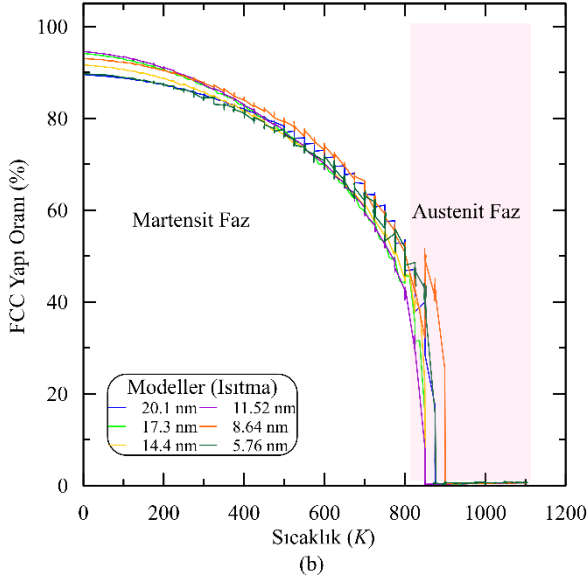
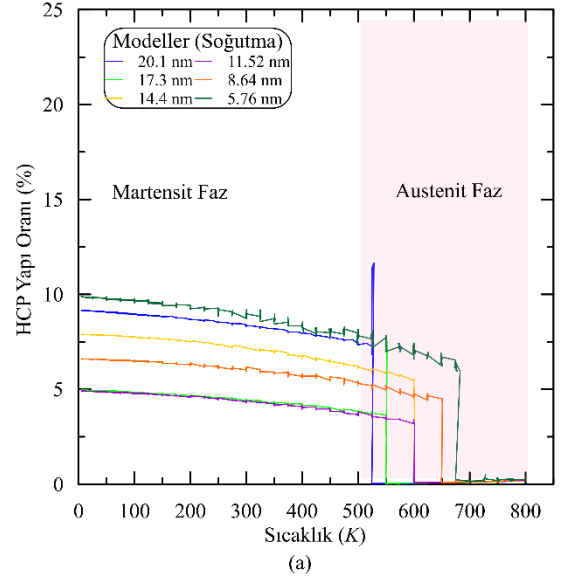
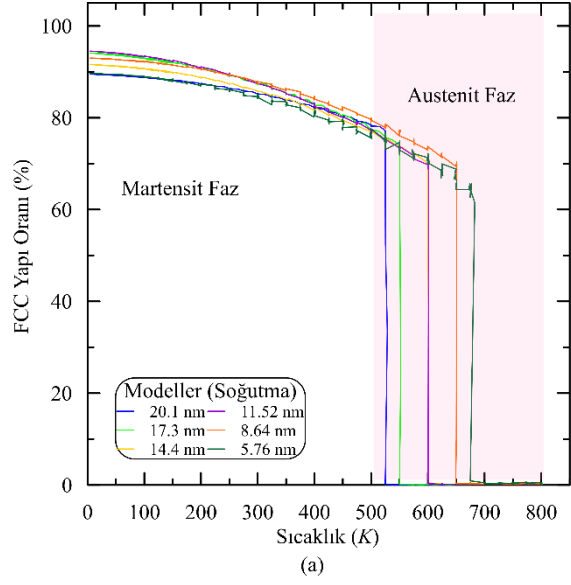
Şekil 3. Boyut değişiminin faz dönüşüm sıcaklıkları üzerindeki etkisi.

NiAl alaşımında austenit ana fazı temsil eden BCC yapılarının sıcaklık ile değişimi Şekil 4'deki gibidir. Soğutma durumunda (Şekil 4a) kurulan model sistemlerin martensit faz dönüşümünden önce BCC yapı oranlarında herhangi bir değişim söz konusu olmazken, faz dönüşümü esnada, BCC yapı oranında ani bir azalma meydana gelmiştir. Soğutma işlemine devam edildiğinde BCC yapıların giderek azaldığı ve 5 K sıcaklığında neredeyse sıfır olduğu görülmüştür. Bu değişim martensit faz dönüşümünün atermal faz dönüşü şeklinde gerçekleştiğini gösterir [20]. Model sistemler ısıtma işlemine tabi tutulduğunda (Şekil 4b) BCC yapı oranların martensit bölgede sıcaklık artışı takip ederek yükseldiği ve austenit faza geçerken ani bir yükseliş ile neredeyse başlangıç durumundaki oranlarına ulaşmıştır. Şekil 4 incelendiğinde martensit faz bölgesinde BCC yapı oranındaki değişim hızının ısıtma durumunda soğutma durumundakinden daha fazla olduğu görülür.



Şekil 4. BCC yapı oranının (austenit faz) sıcaklık ile değişimi.

NiAl alaşımlarının martensit fazları FCC yapı tabanlı süper-örgülerden oluşan yapılar görülebilmektedir [21]. Bu sebepten dolayı Şekil 5'de verilen FCC yapıların sıcaklık ile değişim grafiğine başvurulmuştur. BCC yapılarda sıcaklık değişimi ile gözlenen davranışa zıt yönlü olarak hareket eden bir değişim FCC yapılarda ortaya çıkmıştır. Şekil 5 dikkate alındığında 5 K sıcaklık değerinde modellerin sahip olduğu FCC yapı oranlarının boyut değişiminden etkilenmiştir. Ancak boyut ile FCC yapı oranları arasında doğrudan bir korelasyon saptanmamıştır.

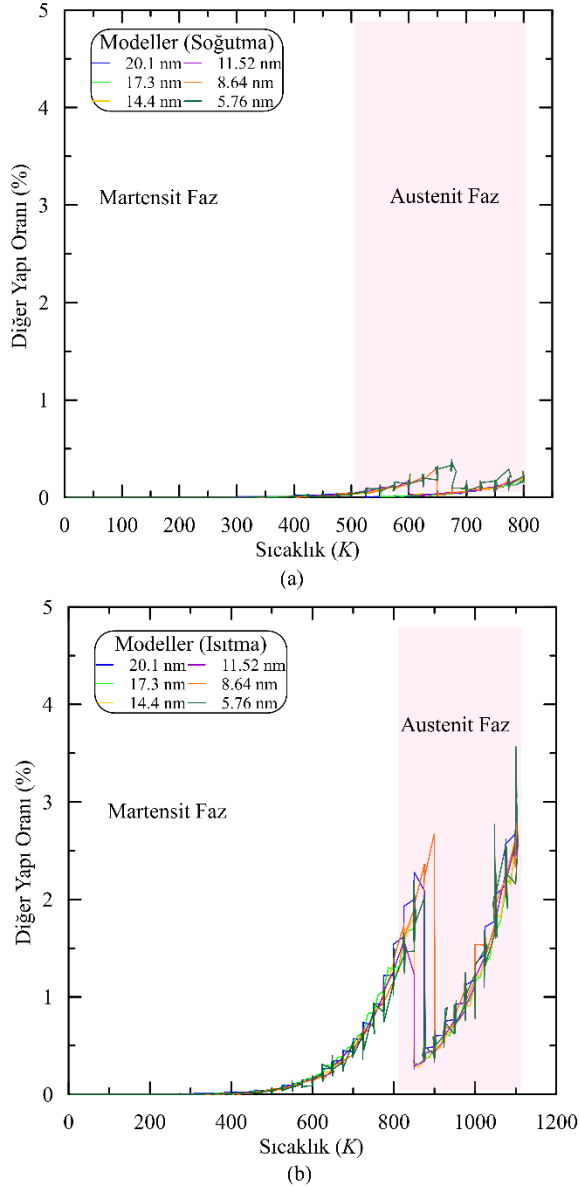


Şekil 5. FCC yapı oranının (martensit faz) sıcaklık ile değişimi.

Şekil 6. HCP yapı oranının (ikizlenmeler ve/veya yığılım kusuru) sıcaklık ile değişimi.

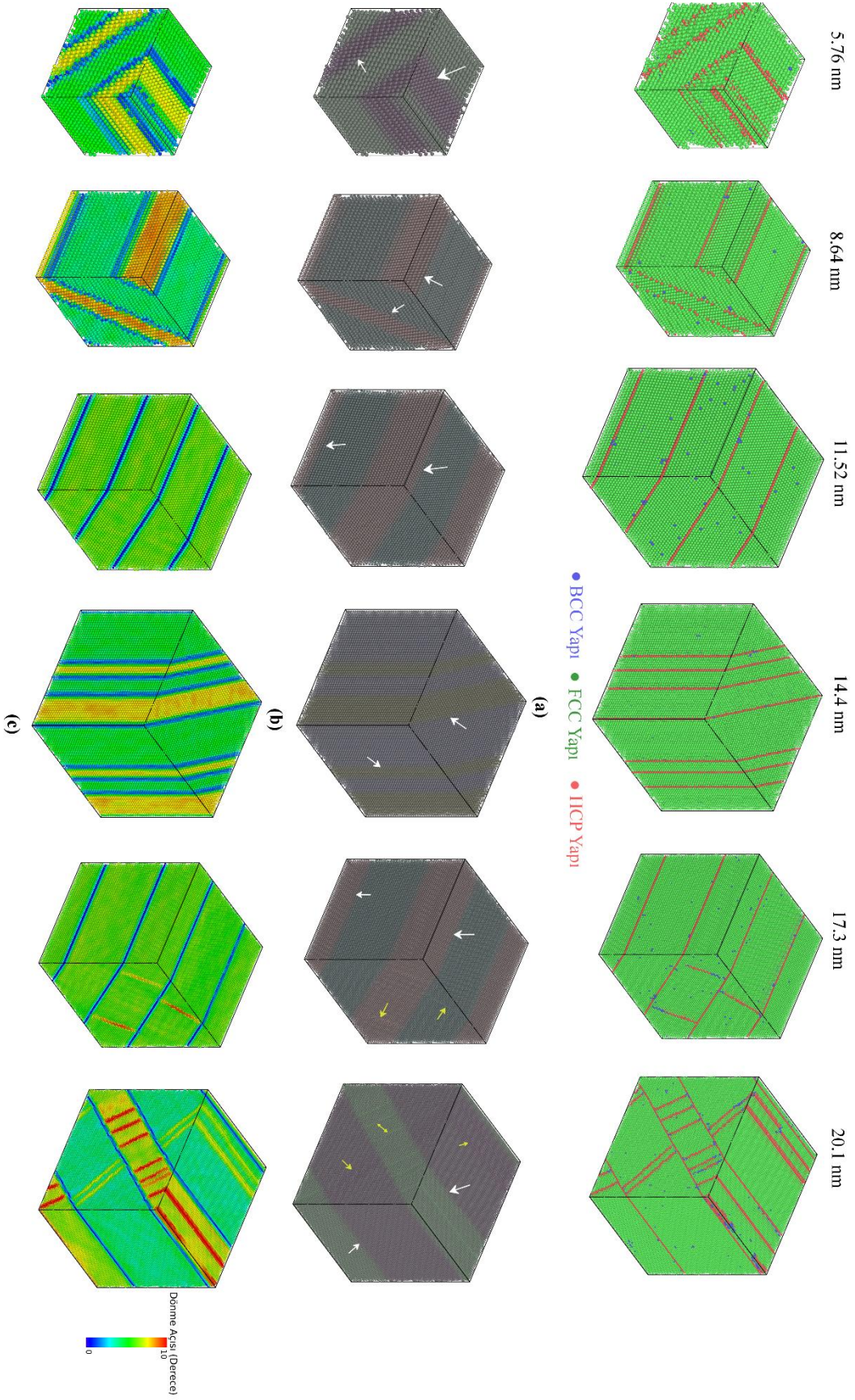
Şekil 6 da HCP yapılarının sıcaklık ile değişimi verilmiştir. HCP yapılar martensit faz dönüşümünde ortaya çıkan ikizlenmeleri ve/veya yığılım kusurların temsil etmede kullanılabilir [22]. Şekil 5a'daki soğutma durumu incelendiğinde HCP yapı oranlarının süreç ilerledikçe arttığı görülmüştür. 20.1 ve 17.3 nm boyutuna sahip modellerde, martensit faz dönüşümü esnasında HCP oranlarına çok keskin bir yükseliş ortaya çıkmış. Her iki model sistemde gözlenen bu anomalinin sebebi tam olarak bulunamamıştır. Bu anomalinin ısıtma durumunda (Şekil 5b) ortaya çıkmaması dikkat çekicidir.

PTM analiz metodu tarafından tanımlamayan ve kusur olarak ele alınabilen yapıların ısıtma sürecindeki değişimi Şekil 7 verilmiştir. Soğutma işleminde (Şekil 7a) dikkate değer bir tanımlamayan yapı oranı gözlenmemiştir. Bunun sebebi, model sistem ilk kurulduğunda tane sınırı gibi kusur kaynağı olan [23] bir yapının sistemde bulunmayışıdır. Ancak Şekil 7b'deki ısıtma süreci göz önüne alındığında tanımlamayan yapılarda dikkate değer değişimler mevcuttur. Martensit faz bölgesinde yaklaşık 500 K sıcaklığından itibaren tanımlanamayan yapı oranında bir artış meydana gelmiştir.



Şekil 7. Tanımlanamayan yapı oranının (kusurlar) sıcaklık ile değişimi.

5 K sıcaklığında, martensit faz dönüşümü sonucunda ortaya çıkan yapısal değişimlerinin (Şekil 8a), martensit plakalar ile bu plakaların sınırlarının (Şekil 8b) ve atomik dönmelerin (Şekil 8c) ekran görüntüleri Şekil 8 deki gibidir. Şekil 8a dikkate alındığında HCP yapıları, farklı yönelime sahip martensit plakaların (Şekil 8b) kesiştiği sınır bölgelerinde bulunmaktadır. Bu bölgeler Şekil 8b de beyaz oklar ile gösterilmiştir. Ayrıca bu yapılarda Şekil 8c dikkate alında herhangi bir dönme söz konusu olmamıştır. 8.64, 11.52 ve 17.3 nm boyutunda ortaya çıkan martensit plakaların yönelimleri aynıdır. Ek olarak 5.76 ile 20.1 nm boyutuna sahip modellerde aynı yönelime sahip martensit plakalar içermektedir. Ancak 14.4 nm boyutlu modeldeki martensit plakaların yönelimleri diğer modellerden farklıdır. Ayrıca 17.3 nm boyutuna kadar martensit plakaların içerisinde bozulmalar meydana gelmezken 17.3 ve 20.1 nm boyutunda Şekil 8b de sarı oklar ile gösterilen bölgelerde bozulmalar görülmüştür. Bu bozulmaların görüldüğü bölgelerde Şekil 8c dikkate alındığında atomik dönmelerinde göreceli olarak oldukça yüksek olduğu (yaklaşık 10 derece) saptanmıştır. Chakravorty ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada, bu simülasyon çalışmasında gözlenen A ve B şeklinde martensit plakaların oluştuğu rapor edilmiştir [24]. Bu verilere dayanarak boyutun martensit plakaların yönelimlerini etkilediği söylenebilir.



Şekil 8. Modellerde 5 K sıcaklığında ortaya çıkan yapısal değişimler(a), martensit plakalar(b), atomik bölgeler(c) ekran görüntüleri.

4. Teşekkür

Bu araştırmada yer alan tüm/kısmi nümerik hesaplamalar TÜBİTAK ULAKBİM, Yüksek Başarım ve Grid Hesaplama Merkezi'nde (TRUBA kaynaklarında) gerçekleştirilmiştir. Ayrıca bilgisayar hesaplamaları için gerekli olan donanımı, FF.16.28 proje numarası ile destekleyen Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (FÜBAP) Koordinatörlüğüne teşekkür ederim.

5. Kaynaklar

1. Nishiyama, Z., 1978, Martensitic Transformations, Academic Press, N.Y., 240s.
2. Nieh TG, Wadsworth J., 1991. Hall-Petch relation in nanocrystalline solids, Scripta Metall Mater., **25**, 955–958.
3. Adnyana, D.N., 1986, Effect of grain size on transformation temperatures in grain-refined copper-based shape memory alloy, Metallography, **19(2)**, 187-196
4. Jani, J.M. and Leary, M., 2014. A review of shape memory alloy research, applications and opportunities, Materials and Design, **56**, 1078–1113.
5. Waitz, T., Antretter T., Fischer, F.D., Karnthaler, H.P., 2008, Size effects on martensitic phase transformation in nanocrystalline NiTi shape memory alloys, Materials Science and Technology, **24(8)**, 934-940.
6. Sutou, Y., Omori, T., Kainuma, R., Ishida, K., 2013, Grain size dependence of pseudoelasticity in polycrystalline Cu-Al-Mn based shape memory sheets, Acta Materialia, **61**, 3842-3850.
7. Morrison, K.R., Cherukara, M.J., Guda Vishnu, K., Strachan, A., 2014. Role of atomic variability and mechanical constraints on the martensitic phase transformation of a model disordered shape memory alloy via molecular dynamics, Acta Mater., **69**, 30.
8. Morrison, K.R., Cherukara, M.J., Kim, H., Strachan, A., 2015, Role of grain size on the martensitic transformation and ultra-fast superelasticity in shape memory alloys, Acta Materialia, **95**, 37-43.
9. Chen, Z., Qin, S., Shang, J., Wang, F., Chen, Y., 2018, Size effects of NiTi nanoparticle on thermally induced martensitic phase transformation, Intermetallics, **94**, 47-54.
10. M. Daw, S. Foiles, M. Baskes., 1993, The embedded-atom method: a review of theory and applications, Materials Science Reports, **9**, 251-310.
11. PurjaPan, G.P., and Mishin, Y., 2009, Development of an interatomic potential for the Ni-Al system, Philosophical Magazine, **34-36**, 3245–3267.
12. Morsi, K., 2001. Review: reaction synthesis processing of Ni-Al intermetallic materials, Materials Science and Engineering A, **299**, 1-15.
13. S. Plimpton, 1995, Fast Parallel Algorithms for Short-Range Molecular Dynamics, J Comp Phys, **117**, 1-19
14. S. Nose, J. 1984, A unified formulation of the constant temperature molecular dynamics methods Chem. Phys. **81** 511.
15. W.G. Hoover, 1985, Canonical dynamics: Equilibrium phase-space distributions Phys. Rev. A **31**, 1695-1697
16. M. Parrinello, 1981, Polymorphic transitions in single crystals: A new molecular dynamics method, J. Appl. Phys. **52** 7182.
17. A. Stukowski, 2010, Visualization and analysis of atomistic simulation data with OVITO - the Open Visualization Tool Modelling Simul. Mater. Sci. Eng. **18** , 015012
18. Larsen, P.M., Schmidt, S., Schiøtz, J., 2016, Robust structural identification via polyhedral template matching, Modelling Simul. Mater. Sci. Eng. **24** 055007.
19. Celik, F.A., Yildiz, A.K., Ozgen, S., 2011. A Molecular dynamics study to investigate the local atomic arrangement during martensitic phase transformation, Molecular Simulation, **37(5)**, 421-429.
20. Pérez-Reche, F.J., Vives, E., Mañosa, L., Planes, A., 2001, Athermal Character of Structural Phase Transitions, Phys. Rev. Lett. **87**, 195701.
21. Potapov, P.L., Song, S.Y., Udovenko, V.A., Prokoshkin, S.D., 1997, X-ray Study of phase transformation in martensitic Ni-Al alloys, Metallurgical and Materials Transactions A, **28a**, 1133-1142.
22. Orhan O., 2017, Polikristal Şekil Hafızalı NiAl Alaşımlarının Modellenmesi Ve Yapısal Özelliklerinin İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 46s.
23. Watanabe, T., 2011. Grain Boundary Engineering: Historical Perspective and Future Prospects, J. Mater Sci., **46**, 4095-4115.
24. Chakravorty, S., Wayman, C.M., 1976, The thermoelastic martensitic transformation in β' Ni-Al alloys: I. Crystallography and morphology

FIRAT ÜNİVERSİTESİ MÜHENDİSLİK BİLİMLERİ, FEN BİLİMLERİ DERGİSİ
TURKISH JOURNAL OF SCIENCE AND TECHNOLOGY (TJST)
YAZIM ESASLARI / GUIDE FOR AUTHORS
<http://www.firat.edu.tr>

Açıklama/Description

Fen ve Mühendislik Bilimleri alanlarında özgün araştırma makaleleri (orijinal bir araştırmayı bulgu ve sonuçlarıyla yansıtan, bilime ve teknolojiye katkı sağlayan çalışmalar) Türkçe dilde Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri ve Fen Bilimleri Dergilerinde, İngilizce olarak da "Turkish Journal of Science and Technology" dergisinde (uluslararası danışma kurulu ve hakemli) yayımlanır. Yazıların telif hakkı devri (copyright), dergi internet sayfasında sunulan form doldurulup imzalanmak suretiyle editörlüğe sunulur. Her yazı, konusu ile ilgili **3 (üç)** hakeme gönderilerek şekil ve içerik bakımından incelenir. Hakem görüşlerinde belirtilen eksikler tamamlandıktan sonra dergide yayınlanabilecek nitelikteki makaleler, yazarlar tarafından son baskı formatında editöre iade edilir. Dergide baskı taslağı (draft) haliyle makale içinde bulunabilecek hataların sorumluluğu yazarlara aittir.

Yazışma Adresi/Corresponding adress: Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi Editörlüğü, Fırat Üniv., Fen Bilimleri Enstitüsü 23119- Elazığ.
e-mail: fenbilim@firat.edu.tr
Tel: 0424 2122707, Fax: 0424 2369955

İLK SUNUŞ FORMATI /Submission of Manuscript

Metin; sayfanın tek yüzüne, bilgisayar ile Office 2000 veya daha üst bir yazı programı kullanılarak çift aralıklı, kenarlarda yeterli boşluk (25 mm) bırakılarak, Times New Roman karakteri ve 12 punto kullanılarak A4 (210x297mm) formunda beyaz kağıda yazılmalıdır. Eserler, kaynaklar ve şekiller dahil 15 sayfayı geçmemelidir (baskı formatında max. 10 sayfa). Şekil, grafik, resim ve formüller orijinal veya temiz ve net bir şekilde bilgisayardan baskıya hazır halde üretilmiş olmalıdır. İlk sunuş formatında, üst bilgi ve alt bilgi kısmına hiç bir şekilde yazı yazılmamalı yalnızca alt bilgi kısmında belgeye sayfa numarası verilmelidir. Belge içinde hiçbir şekilde otomatik numaralandırma kullanılmamalıdır. Yazılar, biri orijinal ikisi fotokopi olmak üzere 3 nüsha olarak word formatında sunulmalıdır. Her başvuru bir **kapak yazısı** (iletişimde bulunulacak yazar bilgileri belirtilerek) ile yapılmalıdır. Çalışma herhangi bir kurumun desteği ile gerçekleşmiş ise, çalışmayı destekleyen kurumun adı ilk sayfa altına dipnot şeklinde yazılmalıdır.

1. Eserin bölümleri/Divisions: Şu sıraya uygun olmalıdır: Başlık, Özet, Anahtar kelimeler, Title, Abstract, Keyword; 1. Giriş, 2. Materyal ve Metot, 3. Sonuçlar 4. Tartışma, 5. Teşekkür (Gerekliyse), 6. Kaynaklar (basılmış eserlere atıf verilmemelidir).

2. Kapak Sayfası/First Page: Başlıklar çalışmayı ve çalışmanın amacını tanımlayıcı şekilde kısa ve açık olmalıdır. **(Türkçe Başlık Ortali 12 Punto, İngilizce Başlık Ortali 11 Punto Olarak Verdane Fontu ile Kalın (Bold) Kelimelerin ilk Harfleri Büyük Olarak Yazılmalıdır.** (Semboller ve kısaltmalar için küçük harfler kullanılabilir). Başlığın altına, eserin yazar yada yazarlarının adı-soyadı ile posta ve sorumlu yazarın e-mail adresleri yazılmalıdır.

3. Özet/Abstract: Özet 200 kelimeyi geçmeyecek şekilde Türkçe ve İngilizce yazılmalıdır. İngilizce özetin başına

eserin başlığı aynı dilden yazılmalıdır. Özetlerin sonunda anahtar kelimeler yer almalıdır.

4. Metin/Text: Genel olarak Giriş, Materyal ve Yöntem, Bulgular ve Sonuç ilişkisi kısımları kapsar. **Tüm başlıklar Bold, kelimelerin ilk harfleri büyük yazılmalıdır.**

5. Semboller/Symbols: Metin içinde kullanılan sembollerin tamamı bu başlık altında verilir. Gerekliğinde "Yunan Harfleri", "Alt İndis" gibi alt başlıklar kullanılabilir.

6. Kaynaklar/References: Metinde parantez içerisindeki [1], [2] vb. rakamlarla numaralandırılmalı (Örnek 1: Bölücek ve diğ. [1] tarafından Örnek 2: Çakır ve Aşkın [5] Baskıl dolayları Örnek 3:taksonomide kullanılmaktadır [6, 8-12]) ve metin sonunda da eser içinde veriliş numara ve sırasına göre yazılmalıdır.

Kaynaklarda literatürün verilmesi;

Makaleler

Örnek 1: Yang, C.M., Chang I.F., Lin, S.J. and Chou, C.H. (2004). Effects of three allelopathic phenolics on chlorophyll accumulation of rice (*Oryza sativa*) seedlings: II. Stimulation of consumption-orientation. *Bot. Bull. Acad. Sin.*, **45**: 119-125.

Örnek 2: Turan, M. (1996). Şiran (Gümüşhane) doğu yöresinin tektonik özellikleri. Karadeniz Teknik Üniversitesi Jeoloji Mühendisliği Bölümü *30. Yıl Sempozyumu, (16-20 Ekim 1995) Bildirileri*, S. Korkmaz ve M. Akçay (Editörler), Trabzon, 275-292.

Kitaplar

Örnek 3: Tatar, Y. (1995). Jeolojik Harita Bilgisi. Fırat Üniversitesi Yayınları, No: 43, Elazığ, 297s.

Kitaptan bir bölüm

Örnek 4: Sarıtaş, S., Davies, T.J. (1987). "Reduction of Oxide Inclusions During Pre-Forging Heat Treatments" in Powder Metallurgy for Full Density Products, New Perspectives in Powder Metallurgy, Cilt 8, (Ed) Kulkarni, K.M., Metal Powder Industries Federation, Princeton, NJ, A.B.D, 417-430.

Tezler

Örnek 5: Bilhan, Ö. (2005). Labirent savakların hidrolik karakteristiklerinin deneysel olarak incelenmesi. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 64s.

7. Tablo ve Şekiller/Tables and Figures: Tablo içermeyen bütün görüntüler (fotoğraf, çizim, diyagram, grafik, harita vs.) şekil olarak isimlendirilmelidir. Her bir Tablo ve Şekil metin içindeki sıralanmasına göre numaralandırılmalıdır. Tablo başlıkları tablonun üstüne, şekil başlıkları şeklin altına konulmalıdır. Tablo başlıkları tablonun üst satırında tablo içerisine yerleştirilmelidir ve Tablo yazısının yerleştirildiği bu kısımdaki tablo çizimleri çıktıda görünmez yapılmalıdır. Şekillerde asla el yazısı kullanılmamalı ve Tablolardaki yazılar hiç bir zaman 8 puntodan küçük olmamalıdır.

YAYINA KABUL EDİLEN MAKALELERİN BASKI FORMATI

	Açıklama	Kontrol
Genel	Hakem değerlendirmesinden sonra yayına kabul edilen makaleler, yazarları tarafından baskı formatında yeniden düzenlenerek, 1 adet basılmış orijinal kopya ve bir cd ile editörlüğe gönderilir. Makalelerin basımı sırasında editörlüğün formatla ilgili uygulamaları dışında hiç bir dizgi işlemi yapılmayacaktır. Makaleler Office 2000 veya üstü ile yazılmalıdır. Metin, Times New Roman Türkçe karakteri ve tek satır aralığı kullanılmalıdır.	
Sayfa Yapısı ve düzeni	Makale başlığından Keywords' un sonuna kadar olan kısım tek sütun halinde düzenlenmelidir. Giriş'ten itibaren makale 7,68 cm genişliğindeki çift sütun halinde yerleştirilmelidir (sütunlar arası boşluk 0,64 cm). Sayfa düzenlemede, üst 35 , sol ve sağ 25 mm ve alt 30 mm olmalıdır. Üstbilgi ve altbilgi 2,5 cm olmalıdır. Üstbilgi, tek ve çift sayfalarda farklı ve ilk sayfada farklı seçenekleri işaretlenmelidir. Üstbilgiler 8 punto Times New Roman fontunda olmalıdır.	Lütfen sayfa yapısı ve düzenine dikkat ediniz.
Türkçe Başlık	Makale başlığı Verdana fontuyla 12 punto , sadece baş harfleri büyük olacak şekilde, ortalı ve koyu (bold) olarak yazılmalı ve Türkçe başlıktan önce ve sonra 18 nk (paragraf'tan) bırakılmalıdır.	
Yazar Adları	Yazar adları Times New Roman fontu ile ortalı, koyu ve 11 punto olarak yazılmalıdır. Yazar adları ile adres arasında boşluk olmamalıdır.	
Adresler	Adresler Times New Roman fontu ile ortalı ve 10 punto olarak yazılmalı. Sadece sorumlu yazarın e-posta adresi, adres satırlarının alt kısmına yine aynı font ve punto ile yazılmalıdır. (Geliş/Received: **.*.200*; Kabul/Accepted: **.*.200*) satırından önce 6 nk ve sonra 12 nk bırakılmalıdır. Adresin hemen alt satırında boşluk bırakmadan 10 punto ile e-posta adresi yazılmalıdır.	
Özet	Özet'ten sonra 6 nk boşluk bırakılmalıdır. "Özet" 10 punto , koyu olarak yazılmalı, baş harfi büyük ve ilk satırın başında yazılmalıdır. Özet metni 10 punto , tek paragraf olacak ve ilk satırda girinti yapılmayacak şekilde yazılmalıdır.	
Anahtar Kelimeler	Özet metninden sonra, 6 nk boşluk bırakıldıktan sonra 9 punto ile yazılmalı. En az 3 ve en çok 6 tane anahtar kelime baş harfleri büyük olacak şekilde yazılmalıdır. Anahtar kelimelerden sonra 12 nk boşluk olmalıdır.	
İngilizce Başlık	Sadece baş harfleri büyük, ortalı ve koyu olarak Verdana fontu ile 11 punto olarak yazılmalıdır. Keywords'den önce 6 nk bırakılmalıdır.	
Abstract	"İngilizce başlıktan sonra 6 nk boşluk bırakılmalıdır. "Abstract" 10 punto , koyu olarak yazılmalı, baş harfi büyük ve ilk satırın başında yazılmalıdır. Abstract metni 10 punto , tek paragraf olacak ve ilk satırda girinti yapılmayacak şekilde yazılmalıdır.	
Keywords	Abstract metninden sonra 6 nk boşluk bırakıldıktan sonra 9 punto ile yazılmalı. En az 3 ve en çok 6 tane anahtar kelime baş harfleri büyük olacak şekilde yazılmalıdır.	
Başlıklar	Başlıklar numaralandırılmalı, 1. derece başlıklarda tüm kelimelerin baş harfleri büyük, diğerlerinde ise sadece ilk kelimenin baş harfi büyük olmalı ve koyu olarak yazılmalıdır. Başlıklardan önce ve sonra bir boşluk bırakılmalı. Başlıklar sola dayalı olmalıdır.	
Metin	Metin, Keywords 'den sonra 12 nk boşluk bırakılarak tek satır aralıklı 11 punto ile yazılmalıdır. Paragraf girintisi 0.7 cm olmalı ve paragraflar arası boşluk bırakılmamalıdır.	Lütfen paragraf girintisine dikkat ediniz.
Tablo	Her bir Tablo ve Şekil metin içindeki sıralanmasına göre numaralandırılmalıdır. Tablo başlıkları Tablonun üst satırında Tablo içerisine yerleştirilmeli ve bu çizgiler görünmez yapılmalı, Tablo ile arasında boşluk bırakılmamalı ve 10 punto ile ortalı yazılmalıdır. "Tablo 1." koyu yazılmalı, açıklaması sadece ilk kelimenin baş harfi büyük olmalı ve bold olmamalıdır. Tablo içerisindeki yazılar 9 punto olmalıdır. Eğer gerekirse 8 punto da olabilir.	
Şekiller	Şekillerin altına 10 punto ortalı olmalıdır. "Şekil 1." koyu yazılmalıdır. Şekil açıklamasından sonra bir boşluk bırakılmalıdır. Şekil yazısı koyu yazılmamalıdır.	
Kaynaklar	İlk sunum ile aynı olmalı ve 10 punto ile yazılmalıdır. Lütfen bir önceki sayfaya bakınız. Örnek: 1. Nurusawa, U. (1999). The second law analysis of mixed convection in rectangular duct. <i>Heat Mass Transfer</i> , 35 , 499-506.	Lütfen kaynakların yazım kurallarına dikkat ediniz.
Not: Makale çift sütuna dönüştürüldüğünde; özellikle sayfa numaraları ve alt ve üstbilgi verildiği zaman makalede tablolar, şekiller vb. değişmekte, karışıklık olabilmektedir. Çift sütun olmayacak kısımların üst satır sonu Ekle →Kesme→Sürekli seçilerek ayarlanabilir. Bu işlemi Şekil ve Tablodan önceki satırın sonunda, Şekil ve Tablodan sonraki satırın başında da yapmak gerekir. Kesme işlemini Kaynaklar yazısından önceki cümlelerin sonuna ve Kaynakların sonuna da yapmak gerekmektedir. Dosya→Sayfa yapısı→Düzen'den altbilgi ve üstbilgi 2,5 cm seçilmeli, tek ve çift sayfalarda farklı ve ilk sayfada farklı seçenekleri işaretlenmelidir.		
Makale dizgisinin doğruluğunu kontrol için, Ekle'den sayfa numaraları vererek her sayfaya doğru olarak numara verilip verilmediği kontrol edilmelidir. Aynı şekilde Görünüm'den ilk sayfada, tek sayfalarda ve çift sayfalarda üstbilgi verip doğruluğu web sitemizdeki örnekte yazılanlar yazılarak kontrol edilmelidir.		



Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi

Telif Hakkı Devir Formu / Copyright Form

Biz aşağıda gerekli bilgileri bulunan,

[Yazarların Adı / Author names]

.....tarafımızdan yazılmış,

[Makale Adı / Article title]

.....

başlıklı makale içeriği, sunduğu sonuç, bilgi, bulgu ve yorumları konusunda, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Editörlüğü'nün hiç bir sorumluluk taşımadığını kabul ederiz.

Sunduğumuz makalenin orijinal olduğunu; herhangi bir başka dergiye yayınlanmak üzere gönderilmediğini; daha önce yayınlanmadığını; tümüyle yada bir bölümü herhangi bir kongre/sempozyum da sunulup fakat tam metin olarak basılmadığını ve orijinal telif hakkı devri formu ile birlikte Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Editörlüğü'ne gönderildiğini garanti ederiz.

Makalenin telif hakkından feragat etmeyi kabul ederek sorumluluğu üstlenir ve imza ederiz. Bu vesileyle makalenin telif hakkı Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü' ne devredilmiştir. Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Editörlüğü makalenin yayınlanabilmesi konusunda yetkili kılınmıştır. Bununla birlikte yazarların aşağıdaki hakları saklıdır:

Aşağıdaki ve diğer bütün durumlarda makalenin Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi tarafından yayınlandığına dair referans verilmelidir.

1. Telif Hakkı dışında kalan patent v.b. bütün tescil edilmiş haklar.
2. Makaleyi satmamak koşulu ile kendi amaçları için çoğaltma hakkı.
3. Yazarın gelecekteki kitaplar ve dersler gibi çalışmalarında; makalenin tümü ya da bir bölümünü ücret ödemeksizin kullanma hakkı.

Bütün yazarlar tarafından imzalanması gerekiyor: (Sorumlu yazar/Corresponding author*)

Yazarın Adı ve Soyadı / Author Names

İmzası / Signature

Tarih / Date

1

2

3

4

5

NOT: Eksik imza durumunda sorumluluk imzalayan yazarlara aittir. Lütfen formu doldurunuz, imzalayanız ve aşağıdaki adrese metinle birlikte gönderiniz.

Adres: Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi Editörlüğü, F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, 23119-Elazığ.