



ÖZEL SAYI/SPECIAL ISSUE 39
TEMMUZ/JULY 2022

EUROPEAN JOURNAL OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi



E-ISSN 2148-2683

<https://dergipark.org.tr/en/pub/ejosat>

Prof. Dr. Osman SAĞDIÇ
Editor-in-Chief and Editor

Prof. Dr. Hüseyin TOROS
Editor

Prof. Dr. Ahmet DOĞAN
Editor

Editorial Board Members

Prof. Dr. Osman SAĞDIÇ
Subjects: Food Sciences and Engineering
Institution: Yıldız Technical University

Prof. Dr. Tuncay GÜMÜŞ
Subjects: Food Sciences and Engineering
Institution: Namık Kemal University

Prof. Dr. Hüseyin TOROS
Subjects: Engineering
Institution: Istanbul Technical University

Assoc. Prof. Dr. Juliana JALALUDIN
Subjects: Air Pollution and Control, Environmental Sciences
and Engineering
Institution: Universiti Putra Malaysia, Faculty of Medicine
and Health Sciences, Department of Environmental and
Occupational Health

Prof. Dr. Ahmet DOĞAN
Subjects: Environmental Sciences and
Engineering, Geological Sciences and Engineering, Civil
Engineering
Institution: Yıldız Technical University

Asst. Prof. Dr. Abdulatef AHHMED
Subjects: Meat Technology
Institution: Aljfarah University

Prof. Dr. Osman TAYLAN
Subjects: Energy Systems Engineering, Machine
Learning, Quality Management, Artificial
Intelligence, Multiple Criteria Decision Making, Fuzzy Logic
Institution: Department of Industrial Engineering, Faculty of
Engineering, King Abdulaziz University.

Prof. Dr. İskender AKKURT
Subjects: Physics, Computer Sciences and Engineering
Institution: Suleyman Demirel University

The European Journal of Science and Technology (EJOSAT) is a scientific and peer-reviewed journal published online four times in January, April, August, and November. The European Journal of Science and Technology is scanned in indexes such as Scilit, Index Copernicus, CiteFactor, International Innovative Journal Impact Factor, Eurasian Scientific Journal Index, SJIFactor, DRJI, Scientific Indexing Services and Google Scholar.

INDEX  COPERNICUS
I N T E R N A T I O N A L



<https://dergipark.org.tr/en/pub/ejosat>

e-ISSN 2148-2683

İÇİNDEKİLER / TABLE OF CONTENTS

On The Geometric Approach of Differential Equations

Vahide BULUT

Sayfa: 1 - 5

ThingSpeak Sunucusunu Kullanarak Sıcaklık ve Nem Bilgisini İzleme

Yunus Emre CENGİZ, Mehmet DUMAN

Sayfa: 6 - 8

Effects of Heat Treatment on Magnetic Properties of NdFeB Based Permanent Magnet Alloys

Muhammed Fatih KILIÇASLAN, Yasin YILMAZ, Bekir AKGÜL

Sayfa: 9 - 12

Metaheuristic FIR Filter Design with Multi-Objective Atomic Orbital Search Algorithm

Mehmet Fatih KARAKAŞ, Fatma LATİFOĞLU

Sayfa: 13 - 16

2.4 GHz and 5 GHz Dual Band Wi-Fi Antenna Design for IoT Based Smart Media Application

Derin Arda ŞAHİN, Adnan KAYA

Sayfa: 17 - 20

Farklı Taşıyıcı Sistemlerin Kaba İnşaat Maliyetine Etkisi

Murad KHALAF, Abdulhalim KARAŞİN, İbrahim Baran KARASİN

Sayfa: 21 - 25

Eğitsel SDR Tekniklerine Dayalı FPGA Tabanlı FM Radyo Verici Tasarım ve Uygulaması

Ahmed ALGHHRİUNİ, Bilgehan ERKAL

Sayfa: 26 - 32

Generalization of an Integer Sequence Associated with Tribonacci Numbers

Bariş ARSLAN, Kemal USLU

Sayfa: 33 - 38

Kentsel Arıcılık Kuralları ve Zorlukları

Fehmi GÜREL

Sayfa: 39 - 43

Development Of Fleet Tracking Systems Using Direct CAN Data

Ferhat Onat ŞİRİN, Reyat YILMAZ

Sayfa: 44 - 50

6 GHz Altı 5G Kablosuz Haberleşme Uygulamalarında Butler Matris Besleme Hattı İçin Küçük Boyutlu Atlama Tasarımı

Gudrat HEYDARLI, Merih PALANDÖKEN

Sayfa: 51 - 54

Passive Intermodulation Measurement System

Huseyin ANIKTAR

Sayfa: 55 - 58

Design and Simulation of Equal Split Wilkinson Power Divider İremnur Duru

İremnur DURU

Sayfa: 59 - 62

Raylı Sistem Araçlarında Enerji Verimliliğinin İyileştirilmesi

Eren AKSU, Mahmut KAPLAN

Sayfa: 63 - 70

Machine Learning Based Classification Algorithm for AP Selection in Cell-Free MIMO Systems

Mert DEMİREL, Esra AYCAN

Sayfa: 71 - 75

Yeni Bir Yaklaşımla Elde Edilen Grafen Oksit Sentezlerinde SEM ve TEM Analizleri

Ömer LAÇİN

Sayfa: 76 - 79

Control over Amplification in Exciton Polariton Condensate

Sergey BORİSENOK

Sayfa: 80 - 84

Design Approaches on Inner Bodies of Gears with Methods Topology Optimization and Lattice Structures

Behlül BECERGEN, Murat ÇAKMAK, Muhammed Fatih MARAL, Ahmet DAYANÇ, Feridun KARAKOÇ

Sayfa: 85 - 90

Farklı Dolgu Tipleri için Çerçevelerin İtme Analizi ile Kıyaslanması

İbrahim Baran KARASİN, Mehmet Emin ÖNCÜ

Sayfa: 91 - 96

Kurumsal Envanter Yönetim Sistemi için Ontoloji Tabanlı Yaklaşım

Özgü CAN, Elif Ezgi EMRE

Sayfa: 97 - 102

Yapılarda Bozulma ve Nem Hasarının Dijital Görüntü İşleme Yöntemi ile Tespiti

Saltuk Taha USTAOĞLU, Betül BEKTAŞ

Sayfa: 103 - 108

Silajdan Elde Edilen Lactobacillus sp. ve Lb. rhamnosus,' un bazı Enzim Aktivitelerinin İncelenmesi

Tuğçe TURGUT, Kemal GÜRLER, Halit YÜCEL, Prof. Dr. Emin ÖZKÖSE, Mehmet Sait EKİNCİ

Sayfa: 109 - 112

Anaerobik Gut Fungusları İle Laktik Asit Bakterilerinin Kokültür Olarak Yetiştirildiklerinde Enzim Aktiviteleri Üzerine Etkileri

Tuğçe TURGUT, Aziz BOLAT, Halit YÜCEL, Prof. Dr. Emin ÖZKÖSE, Mehmet Sait EKİNCİ

Sayfa: 113 - 117

Effect of NaBH₄ concentration on hardness and microstructural properties of electroless deposited St-37 steel

Yasin YILMAZ, Hatem AKBULUT, Mehmet UYSAL

Sayfa: 118 - 121

Local Analysis of a Competitive Problem with Toxicants

Nihal ÖZDOĞAN

Sayfa: 122 - 126

Hava Aracı Batarya Hücresinin Modellenmesi

Fatma YILDIRIM DALKIRAN, Sümeyra ÇELİK

Sayfa: 127 - 131

Epilepsi Tespitinde Gürbüz Yerel Ortalama Ayırışım ve Ampirik Kip Ayırışım Yöntemlerinin Performans Analizi

Oğuzkaan ÇATALKAYA, Tuba HAZMAN, Sabrına TURTUROVA, Tuğba ŞENTÜRK, Fatma LATİFOĞLU

Sayfa: 132 - 137

Çok Ölçekli Temel Bileşen Analizi ve Evrimsel Sinir Ağları ile Elektrokardiyografi Sinyallerinden Miyokart Enfarktüsünün Tespiti

Arda AYDOĞAN, Buse İÇME, Ali İNCE, Sümeyya ARIKAN, Fatma LATİFOĞLU

Sayfa: 138 - 142

Derin Öğrenme Teknikleri Kullanılarak Borsadaki Hisse Değerlerinin Tahmin Edilmesi

İlker DALKIRAN, Mehmet OZAN

Sayfa: 143 - 148

Removal of Phenol by Electro-Fenton Process

Halima AL-THAWR, Ümran TEZCAN ÜN, Özlem ÖZDEN ÜZMEZ

Sayfa: 149 - 152



On The Geometric Approach of Differential Equations

Vahide Bulut

Izmir Katip Celebi University, Faculty of Engineering-Architecture, Department of Engineering Sciences, İzmir, Turkey, (ORCID: 0000-0002-0786-8860),
vahide.bulut@ikcu.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1142206)

ATIF/REFERENCE: Bulut, V. (2022). On The Geometric Approach of Differential Equations. *European Journal of Science and Technology*, (39), 1-5.

Abstract

Expressing physical facts around us possesses to use mathematical models in both theory and application. Since these models usually involves differential equations, we present a novel geometric approach to these models using developable ruled surfaces and line congruences.

In this paper, a tangent developable ruled surface according to first order differential equation and its solution function are presented. Moreover, we expressed a line congruence based on the solution of exact differential equation and its solution function. Also, some examples of tangent developable ruled surfaces and line congruences are given.

Keywords: Developable ruled surface, tangent developable ruled surface, first-order differential equation, exact differential equation, line congruence.

Diferansiyel Denklemlerin Geometrik Yaklaşımı Üzerine

Öz

Çevremizdeki fiziksel gerçekleri ifade etmek, matematiksel modelleri hem teoride hem de uygulamada kullanmayı gerektirir. Bu modeller genellikle diferansiyel denklemleri içerdiğinden, açılabilir regle yüzeyler ve doğru kongrüanslarını kullanarak bu modellere yeni bir geometrik yaklaşım sunuyoruz.

Bu makalede, birinci mertebeden diferansiyel denkleme göre teğet açılabilir bir regle yüzey ve çözüm fonksiyonu sunulmaktadır. Ayrıca, tam diferansiyel denklemin çözümüne ve çözüm fonksiyonuna dayalı bir doğru kongrüansı ifade edilmektedir. Ayrıca, teğet açılabilir regle yüzeyler ve doğru kongrüanslar ile ilgili bazı örnekler verilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Açılabilir regle yüzey, teğet açılabilir regle yüzey, birinci mertebeden diferansiyel denklem, tam diferansiyel denklem, doğru kongrüansı.

1. Introduction

Developable surfaces are very special surfaces in manufacturing industry such as ship hulls (Pérez and Suárez, 2007), car bodies and airplane skins (Frey and Bindschadler, 1993), and clothing (Chen and Tang, 2010), since these surfaces can be unfolded into a plane without stretching or tearing.

A two-parameter set of lines is called a line congruence. Line congruences has been gained big importance in theory but in present congruences have started to attract attention in practice (Bottema and Roth, 1979; Odehnal and Pottmann, 2001; Pottman and Wallner, 2001).

Mathematical models are widely used for understanding of physical phenomena in engineering, the natural sciences, economics, and even business. These models often contains unknown function and its derivatives. This kind of an equation is called a differential equation. If a mathematical model involves the rate of change of one variable with respect to another, this model involves a differential equation (Nagle, Saff and Snider, 2012).

2. Preliminaries

2.1. Developable Ruled Surface and Line Congruence

A one parameter family of straight lines is called ruled surface and defined by;

$$R(u, v) = \alpha(v) + u\mathbf{d}(v) \tag{1}$$

where, $\alpha(v)$ is the directrix curve and $l(u) = \alpha(v_0) + u\mathbf{d}(v_0)$ is a line and called as the generator or the ruling of the ruled surface $R(u, v)$ for a constant value $v = v_0$.

If the tangent plane is constant at all points along a given ruling of the ruled surface, then this surface is called a developable ruled surface (Kreyszig, 1991). A developable ruled surface can be a plane, a conical surface, a cylindrical surface or tangential developable surface (see Figure 1). A ruled surface is called as developable ruled surface if the following relation is satisfied.

$$(\alpha', \mathbf{d}, \mathbf{d}') = 0 \tag{2}$$

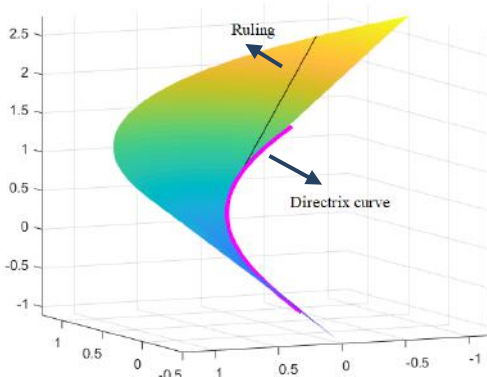


Fig. 1: A tangential developable surface

If the ruled surface in (1) takes one more parameter, therefore a ruled surface family which is called line congruence is obtained. We can express a line congruence with following equation.

$$R(u, v, w) = \alpha(v, w) + u\mathbf{d}(v, w) \tag{3}$$

in which $\alpha(v, w)$ is the base surface and $\mathbf{d}(v, w)$ is the generator vector field.

2.2. First-Order Differential Equations

An equation contains an unknown function and its derivatives is called differential equation. If the unknown function depends on only one independent variable, the differential equation is an ordinary differential equation (ODE). If the unknown function depends on two or more independent variables, it is called a partial differential equation (PDE). A solution of a differential equation is a function that satisfies the differential equation identically for all values of the independent variable in the interval I .

Many physical problems can be solved by using first-order differential equations when these problems formulated mathematically. Standard form of the first-order differential equation is as follows:

$$y' = \frac{dy}{dx} = f(x, y) \tag{4}$$

in which, the dependent variable is y and the independent variable is x . As known from calculus, a derivative $\frac{dy}{dx}$ of a differentiable function $y = y(x)$ yields slopes of tangent lines at points on its graph (Zill, 2001).

3. Geometric Application of First-Order Differential Equations

Let's suppose that we have the solution of given first-order differential equation. Since the first-derivative of a differentiable function gives slopes of tangent lines at points on its graph, a developable surface can be expressed according to tangential developable surface. For this purpose, a developable ruled surface can be expressed according to the first-order differential equation in (4) and the solution function $y = y(x)$ of this equation by

$$D(t, u) = \mathbf{r}(t) + u\mathbf{r}'(t) \tag{5}$$

where
$$\begin{cases} \mathbf{r}(t) = (t, y(t), g(t, y(t))) \\ \mathbf{r}'(t) = (1, y'(t), g_t + g_y \frac{dy}{dt}) \end{cases}$$

Example 1: A first-order differential equation is $\frac{dy}{dt} = \frac{t}{\sqrt{25-t^2}}$. Solution of this equation is $y(t) = -\sqrt{25-t^2} + c$, in which c is the integral constant. Let's write the equation of the developable ruled surface as

$$D(t, u) = \left[t + u, \left(-\sqrt{25 - t^2} + c \right) + u \frac{t}{\sqrt{25 - t^2}}, t - 5 \left(-\sqrt{25 - t^2} + c \right) + 7 + u \left(1 - 5 \left(\frac{t}{\sqrt{25 - t^2}} \right) \right) \right]$$

Developable ruled surfaces belong to above equation by using the values of the integral constant can be seen in Figure 2.

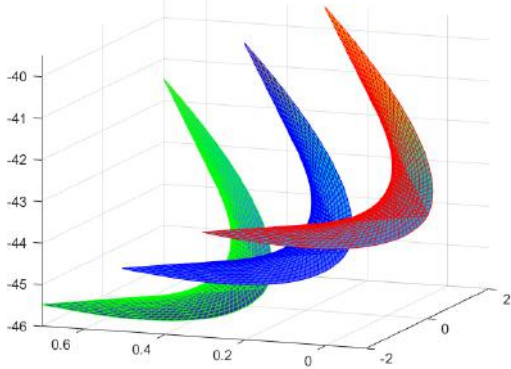


Fig. 2: Developable ruled surfaces according to the values of the integral constant

Example 2: A first-order differential equation is $\frac{dy}{dt} = \sin 5t$. Solution of this equation is $y(t) = -\frac{1}{5} \cos 5t + c$. We can express the equation of the developable ruled surface as

$$D(t, u) = \left[t + u, \left(-\frac{1}{5} \cos 5t + c \right) + u \sin 5t, t + 3 \left(\frac{1}{5} \cos 5t + c \right) + 5 + u(1 - 3(\sin 5t)) \right]$$

Developable ruled surfaces belong to above equation by using the values of the integral constant can be seen in Figure 3.

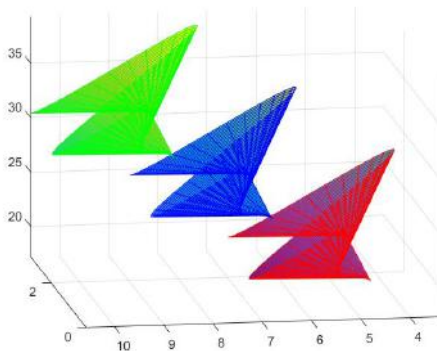


Fig. 3: Developable ruled surfaces according to the values of the integral constant

Example 3: A first-order differential equation is $\frac{dy}{dt} = -\frac{2t}{y^2}$. Solution of this equation is $y(t) = -\frac{1}{t^2 + c}$. The equation of the developable ruled surface is given as follows:

$$D(t, u) = \left[t + u, \left(-\frac{1}{t^2 + c} \right) + u \left(-\frac{2t}{y^2} \right), t - 4 \left(-\frac{1}{t^2 + c} \right) + 9 + u \left(1 - 4 \left(-\frac{2t}{y^2} \right) \right) \right]$$

Developable ruled surfaces can be seen in Figure 4.

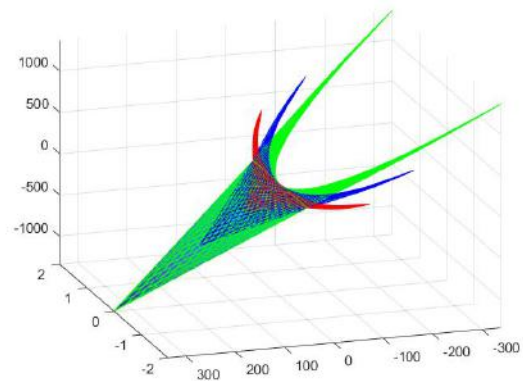


Fig. 4: Developable ruled surfaces according to the values of the integral constant

4. Geometric Application of Exact Equations

Differential of a function of two variables as $z = f(x, y)$ with continuous first partial derivatives in a region R of the xy -plane as

$$dz = \frac{\partial f}{\partial x} dx + \frac{\partial f}{\partial y} dy. \tag{6}$$

If the function is given in the form of $f(x, y) = c$, then a first-order differential equation can be generated by using the equation (6).

Definition: A differential expression $M(x, y)dx + N(x, y)dy$ is an exact differential in a region R of the xy -plane if it corresponds to the differential of some function $f(x, y)$ defined in R . A first order differential equation of the form

$$M(x, y)dx + N(x, y)dy = 0 \tag{7}$$

is called exact equations if the expression on the left-hand side is an exact differential (Zill, 2001).

On the other hand, due to the fact that $R(u, v, w)$ in (3) indicates a line congruence in 3-D real space, the tangent plane of a regular surface forms a line congruence. Assume that the solution $F(x, y)$ of exact equation (7) is given. Since this solution function includes continuous first partial derivatives, a line congruence can be defined as

$$R(u, v, w) = S(u, v) + w[S(u, v) + uS_u(u, v) + vS_v(u, v)] \quad (8)$$

where $S(u, v) = (u, v, F(u, v))$.

Example 4: Let a first-order exact differential equation be

$$(e^x + y)dx + (2 + x + ye^y)dy = 0.$$

Solution of this equation is found as

$$e^x + xy + 2y + ye^y - e^y = c.$$

Hence, the line congruence can be written by

$$R(u, v, w) = \left[\begin{array}{l} u + 2uw, \quad v + 2vw, \quad e^u + uv + 2v + ve^v - e^v - c \\ +w[e^u + uv + 2v + ve^v - e^v - c] \\ +u(e^u + v) \\ +v(2uv + u^2 - 1) \end{array} \right]$$

Line congruence can be seen in Figure 5.

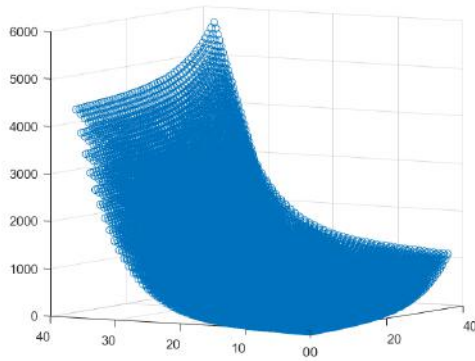


Fig. 5: The line congruence obtained from the exact equation $(e^x + y)dx + (2 + x + ye^y)dy = 0$.

Example 5: Let us given a first-order exact differential equation with

$$2xydx + (x^2 - 1)dy = 0.$$

We can determine the solution of this quation by

$$x^2y - y = c.$$

Therefore, we can express the line congruence as

$$R(u, v, w) = \left[\begin{array}{l} u + 2uw, \quad v + 2vw, \quad u^2v - v - c \\ +w[u^2v - v - c] \\ +u(2uv) + v(u^2 - 1) \end{array} \right]$$

Line congruence can be seen in Figure 6.

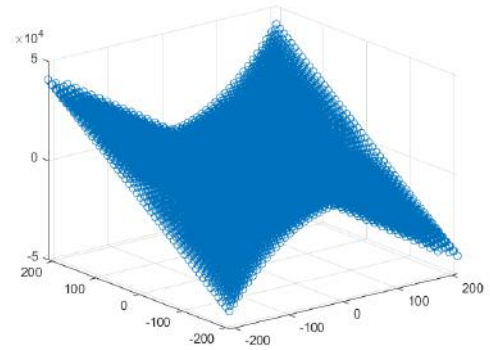


Fig. 6: The line congruence obtained from the exact equation $2xydx + (x^2 - 1)dy = 0$.

Example 6: A first-order exact differential equation given as in the form of below equation:

$$(\sin y - y \sin x)dx + (\cos x + x \cos y - y)dy = 0.$$

If we solve this equation we will get solution as

$$x \sin y + y \cos x - \frac{1}{2}y^2 = c.$$

The line congruence can be presented with the following equation:

$$R(u, v, w) = \left[\begin{array}{l} u + 2uw, \quad v + 2vw, \quad u \sin v + v \cos u - \frac{1}{2}v^2 - c \\ +w \left[u \sin v + v \cos u - \frac{1}{2}v^2 - c \right] \\ +u(\sin v - v \sin u) \\ +v(\cos u + u \cos v - v) \end{array} \right]$$

Line congruence can be seen from Figure 7.

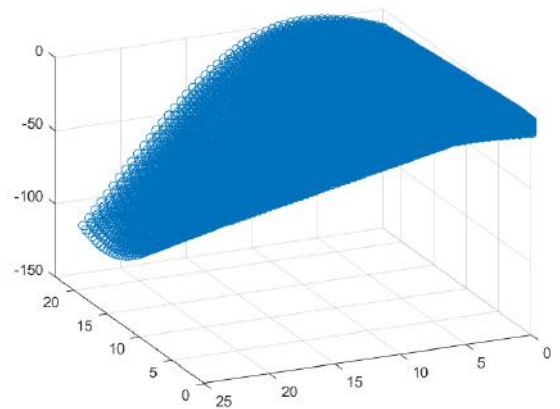


Fig. 7: The line congruence obtained from the exact equation $(\sin y - y \sin x)dx + (\cos x + x \cos y - y)dy = 0$.

Example 7: Let us given a first-order exact differential equation by

$$\left(1 + \ln x + \frac{y}{x}\right)dx - (1 - \ln x)dy = 0.$$

When we solve ebove equation we have the following solution:

$$-y + y \ln x + x \ln x = c.$$

The line congruence can be written as

$$R(u, v, w) = \begin{bmatrix} u + 2uw, & v + 2vw, & -v + v \ln u + u \ln u - c \\ & +w[-v + v \ln u + u \ln u - c] \\ & +u \left(1 + \ln u + \frac{v}{u}\right) \\ & +v(-1 + \ln u) \end{bmatrix}$$

Line congruence can be seen from Figure 8.

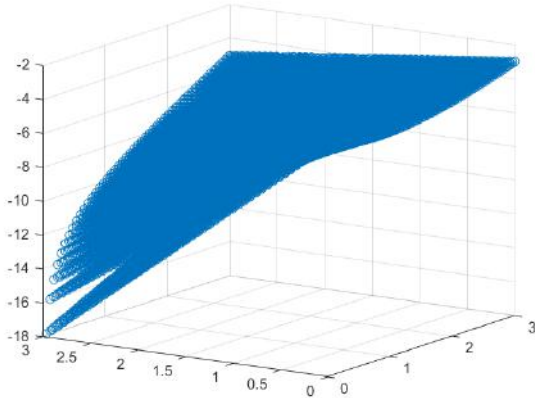


Fig. 8: The line congruence obtained from the exact equation $\left(1 + \ln x + \frac{y}{x}\right) dx - (1 - \ln x) dy = 0$.

5. Conclusion

In this paper, we focused on the geometric approach of the first-order differential equations. For this purpose, we defined a

tangent developable ruled surface which takes the solution of this differential equation as directrix curve and the equation itself as tangent vector of this directrix curve. Additionally, a line congruence is expressed based on exact differential equations. Also we presented some applications of developable ruled surfaces and line congruences.

References

- Bottema, O. and Roth, B. (1979) *Theoretical Kinematics*, North-Holland Press, New York.
- Chen, M. and Tang, K. (2010) A fully geometric approach for developable cloth deformation simulation. *Vis. Computer* 26 (2010), 853–863.
- Frey, W. and Bindschadler, D. (1993) *Computer aided design of a class of developable Bézier surfaces*, vol. 8057, General Motors R & D Publication.
- Nagle, K. R., Saff, E. B. and Snider, A. D. (2012) *Fundamentals of Differential Equations*. Boston: Addison-Wesley.
- Kreyszig, E. (1991) *Differential geometry*, Dover Publications.
- Odehnal, B. and Pottmann, H. (2001) Computing with discrete models of ruled surfaces and line congruences, *Proceedings of the 2nd workshop on computational kinematics*, Seoul.
- Pérez, F. and Suárez, J. A. (2007) Quasi-developable B-spline surfaces in ship hull design. *Comp. Aided Geom. Design* 39 (2007), 853–862.
- Pottmann, H. and Wallner, J. (2001) *Computational Line Geometry*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg.
- Zill, D. G. (2001) *A first course in differential equations with modeling applications*. Pacific Grove, CA: Brooks/Cole Thomson Learning.



ThingSpeak Sunucusunu Kullanarak Sıcaklık ve Nem Bilgisini İzleme

Yunus Emre Cengiz^{1*}, Mehmet Duman²

^{1*} Düzce Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Düzce, Türkiye (ORCID: 0000-0003-2564-1667),
yunusemrecengiz1@outlook.com

² Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Düzce, Türkiye (ORCID: 0000-0002-0831-0172),
mehmetduman@duzce.edu.tr

(3rd International Conference on Engineering and Applied Natural Sciences ICEANS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1142543)

ATIF/REFERENCE: Cengiz, Y.E., Duman, M. (2022). ThingSpeak Sunucusunu Kullanarak Sıcaklık ve Nem Bilgisini İzleme. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 6-8.

Öz

Bu çalışmada amaç ortamın sıcaklık ve nem değerini uygun sensör kullanarak ölçmek, ölçülen değerleri internet haberleşme protokollü Wi-Fi modül ile bir veri depolama merkezinde işlemek, işlenen verilerin gözlem ve takibini sağlamaktır. Çalışmada mikro denetleyici olarak Atmel Atmega328 işlemcisi, sıcaklık ve nem değerini ölçmek için DHT22 sıcaklık ve nem sensörü, internet bağlantısı için ESP8266 seri Wi-Fi modülü kullanılmıştır. İşlemci ile bilgisayar arasındaki internet bağlantısı kullanılarak verilerin, veri depolama sunucusu olan ThingSpeak'e aktarımı sağlanmıştır. ThingSpeak sunucusunda tercihlere göre oluşturulan kilitli veya açık kanal olmak üzere ölçümü yapılan değerler için parametreler ve istenilen parametre birimleri belirlenmiştir. Sıcaklık ve nem değerleri belirlenmiş zaman aralığıyla ölçülerek ThingSpeak üzerinden ölçümün gerçekleştiği zaman bilgisi ile beraber grafiğe aktarılmış ve gözlemlenmeler yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Sıcaklık, nem, sensör, Wi-Fi modül, ThingSpeak.

Monitoring Temperature and Humidity Information Using ThingSpeak Server

Abstract

The aim of this study is to measure the temperature and humidity of the environment using a convenient sensor, to process the measured values in a data storage center with a Wi-Fi module internet communication protocol, and to observe & monitor the processed data. In the study, Atmel Atmega328 processor is used as a microcontroller, DHT22 temperature and humidity sensor is used to measure temperature and humidity, and ESP8266 serial Wi-Fi module is used for internet connection. By using the connection between the processor and the computer, the data is transferred to ThingSpeak, which is a data storage server. Parameters and desired parameter units have been determined for the measured values whether locked or open channel which is created according to preferences in ThingSpeak server. The temperature and humidity values are gathered at a specified time interval, and they are graphed over ThingSpeak, along with the time when the measurement take place, and observations are made.

Keywords: Temperature, humidity, sensor, Wi-Fi module, ThingSpeak.

1. Giriş

Günümüz teknolojisinin gelişmesinden kaynaklanan şartlar, nesnelerin interneti teknolojisinin kullanımının yaygınlaşmasını sağlamıştır. İnsanların hayatını kolaylaştıran sistemlere talepleri bu alanda kullanıcıların ihtiyacı haline gelmiştir. Ev, iş vb. alanlar teknolojik cihazlarla donatılmaktadır. Bu cihazlara bağlanma, bilgi alış-verişi, cihazları yönlendirme ve güvenli hale getirme gibi hizmetlere erişim sağlanabilmektedir. Böylelikle güvenli ve sağlıklı çalışan sistemler geliştirilebilmektedir.

Atmel Atmega328 işlemcisi bir mikro denetleyici kart olarak nesnelerin interneti alanında kullanıcılara hizmet vermek için teknolojik imkanlar sunabilmektedir. İlgili mikro denetleyici kartıyla beraber istenilen hizmet, bilgi ve kontrol; sensörler ve modüller tarafından yapılabilmektedir. Kullanıcı elde etmek istediği veri, kontrol, izleme gibi hizmetlere göre sensör ve modüller seçilmelidir. Bu sensör ve modüller de amaçlanan projeye uygun olmalıdır. Aynı işi yapabilen daha uzun ömürlü, daha geniş kapsama alanı olan sensör ve modüller olabilmektedir.

Literatür araştırmalarında; Arduino Uno, ESP8266 ve DHT22 kullanılarak bebek kuvözündeki hava sıcaklığı ve nem seviyelerinin uzaktan izlendiği görülmüştür [1]. Ayrıca, kırsal alanda yaygın bir uygulama sorunu olan fotovoltajik (PV) santralin sürekli izlenememesi benzer proje ile çözümlenmiştir. Nesnelerin interneti'ne dayalı PV enerji santrali izleme için kablosuz düğüm önerilmektedir. Kablosuz düğüm, PV'den güneş enerjisinin elektriksel parametreyi ve çevresel sıcaklık ve nem parametrelerini izlemeyi amaçlar [2]. Sağlık alanında kullanılmak üzere birçok çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Hastanelerde soğuk zincirin sağlanması için tıbbi amaçlı buzdolapları kullanılmaktadır. Ameliyathaneler, ilaçların muhafazasına yönelik kurallar, kan ve kan ürünleri, yoğun bakım üniteleri vb. yer ve ürünlerin sıcaklık ve nem değerleri takibi yapılması gerekmektedir [3]. Ciddi rahatsızlığa sahip hastaların sürekli gözetim altında tutulması yüksek maliyetli bir süreçtir. Nesnelerin interneti teknolojisi ile hastaların bağlı olduğu cihazlar sürekli hemşireler ve doktorlar tarafından izlenmekte ve hastaların hastanede tutulma zorunluluğu ortadan kalkmaktadır [4]. Tarım alanında da birçok çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Modern tarım teknolojisini uyarlamak, genel verimliliğin yanı sıra eldelerin verimliliğini artırmada önemli bir rol oynar. Çiftçilerin çiftliklerinin gerçek zamanlı koşullarını her yerden kolayca izleyebilmeleri için sensörler aracılığıyla kullanıcıları çiftliklerine bağlar. Bir mantar çiftliğinin çevresel koşullarını izlemek için bir izleme sistemi geliştirilmiştir. Kullanıcının bir mantar çiftliğinde sıcaklık, nem, ve ışık yoğunluğu gibi önemli faktörleri uç cihazlar aracılığıyla izlemesini sağlar [5].

Bu projede ise ortamın sıcaklık ve nem değerlerini ölçme ve verilerin internet üzerinden gözlemlenebilmesi gerçekleştirilecektir. İnsanlar günlük yaşamında ev veya iş yerinde buldukları ortamda sıcaklığa, nem değerine bakma ihtiyacı duyabilmektedir. Bu ihtiyacı sensör yardımıyla yüksek hassasiyetle doğru ölçerek istediği zaman gözlemleyebilecek ve oluşan trendleri takip edebileceklerdir.

2. Materyal ve Metot

2.1. Materyal

Atmel Atmega328 işlemcisi bulunan geliştirme kartı açık kaynak kodlu kullanılabilen, donanım ve yazılım tabanlı çalışan bir mikro denetleyici kartı olarak nitelendirilir. Bir takım karakteristik özelliklere sahip çalışabilen nesnelere geliştirme,

birleştirmek bununla beraber bilgisayar üzerinden yazılımlar sayesinde komutları gerçekleştirmek amacıyla kullanılır.

DHT22 düşük maliyetli, dijital sıcaklık ve nem sensörüdür. Havanın durumunu ölçmek için kapasitif nem sensörü ve termistör kullanır [6].

ESP8266 “Espressif System” tarafından geliştirilen, çeşitli Wi-Fi ve nesnelerin interneti modüllerin üzerinde yer alan ve “SoC” çipine sahip modül olarak tanımlanır [7]. ESP8266 elektronik projelerinde internet erişimi sağlayarak veri yükleme ve veri almaya, projeleri internet üzerinden kontrol edebilmeyi sağlayan modüldür [8]. Tablo 1’de DHT22 sensör özellikleri [9] ve Tablo 2’de ESP8266 modülü özellikleri [10] verilmiştir.

Tablo 1. DHT22 Sensör Özellikleri

Maksimum Akım	2.5mA
Nem Ölçüm Aralığı	%0-%100 arasında ve %2-5 arasında hassasiyet
Sıcaklık Ölçüm Aralığı	-40 ile 80°C arasında $\pm 2^\circ\text{C}$ hassasiyet
Ölçüm Hızı	0.5 Hz frekans
Ölçüler	15,1mm x 25mm x 7,7mm
Pin Sayısı	4 pin

Tablo 2. ESP8266 Seri Wi-Fi Modülü Özellikleri

Frekans	2.4GHz
Veri Gönderim Hızı	54Mb/s
Çalışma Sıcaklık Aralığı	-20° - +70°
Çıkış Gücü	19.5 dBm
Çalışma Besleme Gerilimi	3.3V
Güvenlik	WPA, WPA2, WPS

2.2. Metot

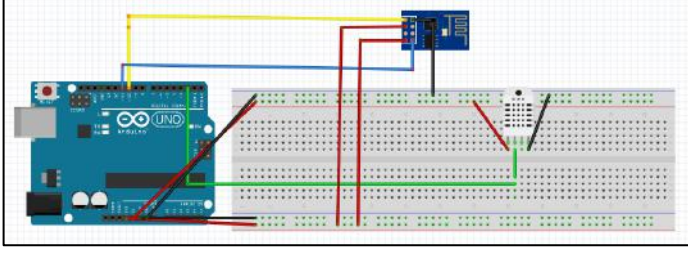
ThingSpeak bir veri görselleştirme ve depolama platformudur. “HTTP ve MQTT” protokolleri kullanarak veri iletimine izin verir. İşlemci ile bilgisayarın internet bağlantısını sağlayan ESP8266 seri Wi-Fi modülünden geçen veriler ThingSpeak üzerinden oluşturulan kanallara iletilirler. Oluşturulan kanal için bir “API KEY” oluşturulur. “API KEY” kanal oluşturulduktan sonra ThingSpeak üzerinden görüntülenir. Yazılımın gerekli kısmında belirtilerek gerekli güvenlik duvarı şartı sağlanarak verilerin kanala ulaşması sağlanır. Verilerin işlenmesi ve grafik görüntülenmesi için sistemde bulunan seçeneklerden uygun olanı seçilir.

DHT22 sensörünün bağlantıları için “VCC” ayağı devrenin 5V noktasına, “DATA” ayağı işlemci kartına tam olarak ise “DIGITAL PWM” kısmındaki herhangi bir pine bağlanır. “GND” ayağı eksi kutuba bağlanır. Bu şekilde DHT22 bağlantıları yapılmış olur.

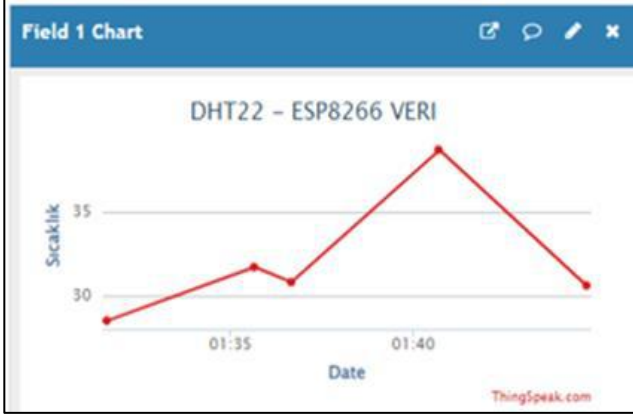
ESP8266 modülünün bağlantıları için dişi-erkek kablo kullanarak GND ve 3.3V “breadboard”ın kenar kısmındaki eksi ve artı kutuplarına bağlanmıştır. “TX ve RX” sırasıyla işlemci kartında “DIGITAL ANALOG” kısmında 10. ve 11. pine bağlanmıştır. “EN” kısmına 3.3V bağlanmıştır. Şekil 1’de devre bağlantı şeması verilmiştir.

Serial Port ekranından sıcaklık ve nem değerleri okunabilir. ThingSpeak üzerinden oluşturulan kanalın “API KEYS” ile giriş yapılarak verilerin doğru kanala gitmesi sağlanır. Oluşturulan

kanalda Şekil 2 ve Şekil 3'te görüldüğü gibi işlenen veriler grafiklendirilebilir.



Şekil 1. Devrenin Fritzing Ortamında Gösterimi



Şekil 2. ThingSpeak Kanalında Sıcaklık Değer Grafiği



Şekil 3. ThingSpeak Kanalında Nem Değer Grafiği

4. Bulgular

Şekil 2 ve Şekil 3'teki grafikler sıcaklık ve nem sensörünün okuduğu, modül tarafından kanala gönderilen verileri göstermektedir. Sıcaklık grafiğinde sensöre çakmak tutulduğunda sıcaklık değerinin saat 01:37'de 30,8°'den 39,8°'e yükseldiğini, soğuk hava verildiğinde saat 01:41'de sıcaklık değerinin 39,8°'den 30,8°'e düştüğü görülmüştür. Nem grafiğinde sensörün buhar makinesine tutulduğunda nem oranının saat 01:41 ile 01:50 arasında %0,5'den %6,4'e arttığı aksi durumda nem oranının azaldığı görülmüştür.

5. Tartışma

Bu projede istenilen verilere daha kolay erişilmesi ve verileri takip edebilme amaçlanmıştır. Günlük yaşamda veya iş sahalarında ortam ayırt edilmeden istenilen her alanda sıcaklık ve nem değerleri ölçülebilmekte ve internet aracılığıyla gözleme konforu sağlanmaktadır.

Projede PCB baskı devre ile daha durağan bir devre elde edilebilirdi. Bir kutulama ile portatif kullanılabilen bir cihaz haline getirilebilirdi. Bu cihaza bir LCD ekran ile sıcaklık ve nem değerleri yazdırılabilir ve gözlemlenebilirdi. ThingSpeak sunucunda işlenen verileri daha uzun süreli gözlemleyerek günlük, aylık takipler ile daha sağlıklı sonuçlar elde edilebilirdi.

6. Sonuçlar

Bu projenin gerçekleşmesi için malzemeler ve yöntem uygun şekilde bir araya getirilmiş, işlemci kart ile devre bağlantıları eksiksiz yapılmış, sıcaklık ve nem sensörleri işlevini tam olarak gerçekleştirmiş, elde edilen değerler okunarak kart, cihazlar ve bulut arasında internet bağlantısını sağlayan Wi-Fi modülü ile veriler ThingSpeak veri depolamasına aktarılmıştır. Daha sonra uygun olan parametrelerle ile grafikler ThingSpeak uygulaması üzerinden türetilmiş ve kullanıcının gözlemleyebilmesi için kullanıcıya belirli bir bağlantı ve şifre belirlenerek sunulmuştur.

7. Gelecek Çalışmalar

Veri aktarımı konusunda Wi-Fi modül yerine farklı haberleşme protokolleri örneğin ZigBee, Lora vb. kullanılabilir. Veriler bir hazır sunucu yerine yeni oluşturulan bir buluta aktarılabilir. Bu bulut bir app. ile desteklenebilir. Kullanıcı kişiselleştirme seçenekleri ile rahat kullanıma sahip olabilir.

Kaynakça

- [1] A. G. Shabeeb, A. J. Al-Askery, Z. M. Nahi, "Remote monitoring of a premature infants incubator," Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, 17(3), pp. 1232-1238, 2020.
- [2] W. Winasis, N. A. W. Widhi, R. Imron, N. Fajar, "Desain Sistem Monitoring Sistem Photovoltaic Berbasis Internet of Things (IoT)," JNTETI Jurnal Nasional Teknik Elektro Teknik Informasi, 5, 328-333, 2016. 10.22146/jnteti.v5i4.281.
- [3] Dorsey, E.R., E.J. Topol, "State of telehealth," New England Journal of Medicine, 375(2): pp. 154-161, 2016.
- [4] B. Çakmak, Ş. Yol, "Nesnelerin İnterneti Tabanlı Isı Nem Takip Projesi," Al Farabi International Conference on Applied Sciences, Farabi Yayınevi. 2020.
- [5] A. Subedi et al., "IoT Based Monitoring System for White Button Mushroom Farming," The 6th International Electronic Conference on Sensors and Applications (ECSA-6), 42(1), 46, 2020.
- [6] W. Adhiwibowo, A. F. Daru, A. M. Hirzan, "Temperature and Humidity Monitoring Using DHT22 Sensor and Cayenne API," J. Transform, 2020.
- [7] C. Mercer, D. Leech, "Cost-Effective Wireless Microcontroller for Internet Connectivity of Open-Source Chemical Devices," J. Chem. Educ., 95(7), pp. 1221-1225, 2018.
- [8] S. Rumalatur, A. Mappa, "Temperature and Humidity Moisture Monitoring System with Arduino R3 and DHT 11," Electro Luceat, 5(2), pp. 40-47, 2019.
- [9] DHT22 DataSheet, <https://www.sparkfun.com/datasheets/Sensors/Temperature/DHT22.pdf>
- [10] ESP8266 Seri Wi-Fi Modül DataSheet, https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp8266-technical_reference_en.pdf



Effects of Heat Treatment on Magnetic Properties of NdFeB Based Permanent Magnet Alloys

Muhammet Fatih Kilicaslan ^{1*}, Yasin Yılmaz ², Bekir Akgül ³

^{1*} Sivas University of Science and Technology, Faculty of Engineering, Department of Fundamental Sciences and Engineering, Sivas, Turkey, (ORCID: 0000-0001-8507-3900), fatihkilicaslan@sivas.edu.tr

² Sivas University of Science and Technology, Faculty of Aeronautics and astronautics, Department of Aeronautical Engineering, Sivas, Turkey, (ORCID: 0000-0003-0690-8004), yilmaz@sivas.edu.tr

³ Sivas University of Science and Technology, Faculty of Aeronautics and astronautics, Department of Aeronautical Engineering, Sivas, Turkey, (ORCID: 0000-0002-4744-9097), bekirakgul@sivas.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1142054)

ATIF/REFERENCE: Kilicaslan, M. F., Yılmaz, Y. & Akgül, B. (2022). Effects of Heat Treatment on Magnetic Properties of NdFeB Based Permanent Magnet Alloys. *European Journal of Science and Technology*, (39), 9-12.

Abstract

In this study, the effect of flash annealing heat treatment applied at 680 °C for 5 minutes on the magnetic properties of NdFeB-based permanent magnet alloys produced by melt spinning method, which is one of the fast solidification methods, was investigated by using a very fast heating and cooling rate of 300 K/s. The obtained results showed that there was a remarkable improvement in the magnetic properties of the alloys with the applied heat treatment. Mainly, the hard magnetic properties were optimized by enhancing magnetic remanence from 21.64 emu/g to 55.76 emu/g, magnetic coercivity from 1184.15 Oe to 9146.30 Oe, and maximum energy product from 4.06 kJ/m³ to 62.02 kJ/m³ respectively.

Keywords: NdFeB alloys, Melt spinning, Heat treatment, Magnetic properties.

* Corresponding Author: fatihkilicaslan@sivas.edu.tr

1. Introduction

The development of NdFeB-based permanent magnets occurred in the early 1980s [1]. This type of permanent magnets, thanks to their superior magnetic properties [2], are becoming increasingly indispensable for societies in parallel with the developing technology day by day [3]. These magnetic properties are high remanence (B_r), high coercivity (H_c) [4], and these properties also enable them to have a high maximum energy product, $(BH)_{max}$ [1, 5]. Their superior magnetic properties; make it possible for them to be widely used in many fields such as hybrid electric vehicles [9] and energy storage systems [10], as well as in fields such as electronics [6], aviation [7], and medical [8]. In the production of NdFeB-based permanent magnets, methods such as rapid solidification (for example, melt spinning), atomization, HDDR process, mechanical alloying, severe plastic deformation, powder metallurgy are used [11]. The development of the application areas of NdFeB-based permanent magnets necessitates the optimization of their magnetic properties. For example, if they are used in hybrid engines, they should have a very high coercivity (approximately 2500 kA/m) and be able to maintain magnetic stability up to 150 °C [8]. It can be said that this situation increases the need for NdFeB magnets with high $(BH)_{max}$ and high H_c properties. Among the existing production methods, melt spinning method is a type of rapid solidification method using very high cooling rates (as high as 10^9 K/s), it provides amorphous and/or nanocrystalline structures [12,13] and thus superior magnetic properties such as high H_c and $(BH)_{max}$ unique to permanent magnets [1].

As is known, the modification of the magnetic properties of NdFeB-based magnets can be achieved with any applied heat treatment [14]. In this respect, the main purpose of our current study is to examine the effect of flash annealing heat treatment applied by rapidly heating NdFeB based alloys produced by melt spinning method to 680 °C temperature and cooling them rapidly after applying heat treatment for 5 minutes.

2. Material and Method

In order to produce NdFeB-based ribbon alloys, first of all, ingot alloys were produced under a high vacuum (approximately 10^{-6} mbar) and in the argon atmosphere (approximately 550 mbar partial pressure) with the help of a vacuum induction melting (VIM) furnace. Nominal chemical composition of the alloys was adjusted to 36% Nd, 62% Fe and 2% B by weight. For each ingot alloy, the melting process was repeated 5 times to ensure maximum homogeneity. The weight of each ingot alloy produced were 260 g. For producing NdFeB based alloys in the ribbon form in melt spinning process, by means of a nozzle with a cross section of 1×8 mm², the liquid metal re-melted under vacuum was ejected onto a copper wheel rotating at a speed of approximately 35 m/s. While the argon partial pressure used to eject the liquid metal onto the copper wheel was 250 mbar, the distance between the wheel and the nozzle was adjusted to 0.5 mm, and thus NdFeB alloys in the form of ribbon with a homogeneous thickness of 8 μ m and a width of 25 mm were produced. X-ray diffraction (XRD) analysis (with Cu-K α radiation) was performed to detect the crystalline and amorphous regions in the alloys. Vibrating sample magnetometer (VSM) analysis was performed to determine the magnetic properties of each alloy. In order to examine the effect of heat treatment on crystallization and magnetic properties, flash annealing heat treatment was applied at very rapid heating and

cooling rates of 300 K/s for 5 minutes, at 680 °C, respectively. The description of each alloy produced within the scope of this study is summarized in Table 1.

Table 1. Description of melt spun NdFeB based alloys that are not heat treated and heat treated at 680 °C for 5 minutes

Melt spun alloys	Description
N0	Melt spun, non-heat treated
N680-5	Melt spun, heat treated at 680 °C for 5 minutes

3. Results and Discussion

In Fig. 1, the XRD patterns of the NdFeB based alloys produced by the melt spinning method are shown in the non-heat treated and heat treated state at 680 °C for 5 minutes. Accordingly, it can be clearly seen that each melt spun NdFeB alloy exhibits an amorphous structure with traces of crystalline structure. The rapid cooling used in the melt spinning method is the main reason for obtaining the amorphous structure [15]. The XRD pattern of the non-heat treated alloy is seen with the crystalline peak of the hard magnetic Nd₂Fe₁₄B phase at an angle of about $2\theta=30^\circ$ and the peak of the soft magnetic α -Fe phase at an angle of $2\theta=45^\circ$. With the applied flash annealing heat treatment, an increase in the intensity of the peaks belonging to the hard and soft magnetic phases was observed. In other words, a transformation from amorphous structure to crystal structure has taken place here [16]. A certain temperature and time are required for the atoms in the material to pass from the amorphous structure to the crystalline order [17]. At high temperatures and/or long periods of time, atomic mobility increases, so crystallization occurs more [18].

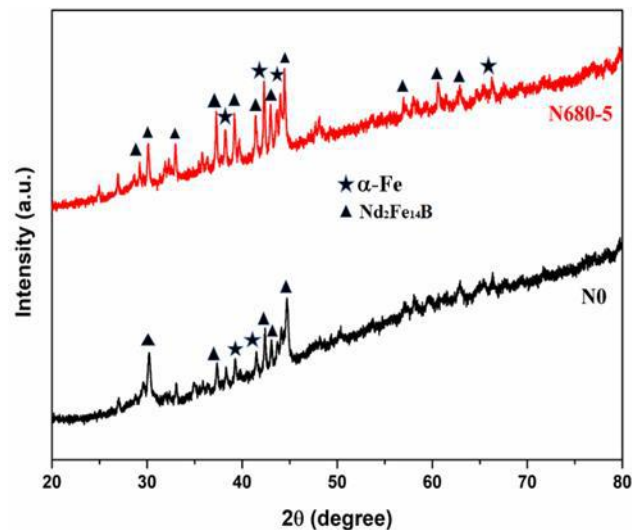


Fig 1. XRD patterns of melt spun NdFeB based alloys in the non-heat treated (N0) and heat treated condition (N680-5) at 680 °C for 5 min.

Fig. 2 shows the results of differential scanning calorimetry (DSC) analyzes applied to determine the Curie temperatures of melt spun NdFeB based alloys at non-heat treated and heat treated conditions at 680 °C for 5 min. According to the obtained DSC analysis results, the Curie temperatures (T_c) of melt spun alloys are 302 °C for the non-heat treated alloy and 310 °C for heat treated at 680 °C for 5 min. respectively. These results are consistent with those of Haiyang et al.'s study. [19] and a slight increase in T_c temperature occurred with the applied flash annealing heat treatment. Whereas, recrystallization temperatures

are 380 °C for the non-heat treated alloy and 388 °C for the heat treated alloy at 680 °C for 5 min.

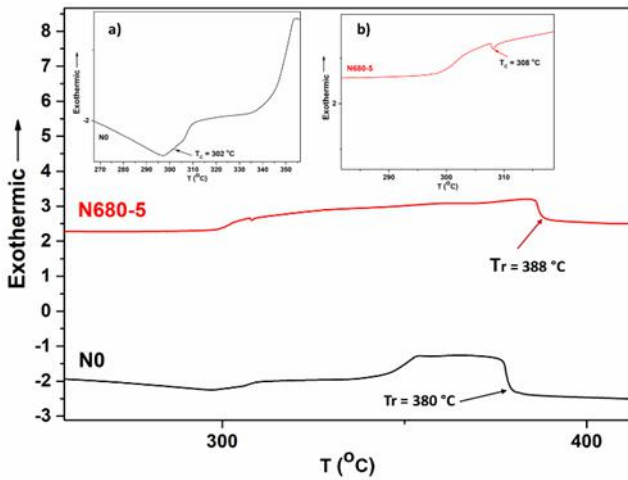


Fig 2. DSC curves of melt spun NdFeB based alloys in the non-heat treated (N0) and heat treated (N680-5) condition at 680 °C for 5 minutes.

In Fig. 3 and 4, the demagnetization curves and second quadrant of the demagnetization curves of melt-spun NdFeB based alloys and are shown in the non-heat treated and heat treated condition at 680 for 5 minutes, respectively. As can be seen, in the non-heat treated alloy, magnetic coercivity (H_c), 1184.15 Oe, maximum energy product ($(BH)_{max}$), 4.06 kJ/m³, magnetic remanance (B_r), 21.64 emu/g and saturation magnetization (B_s), 93.50 emu/g. With the heat treatment applied for 680 °C and 5 minutes, an increase was observed in H_c , $(BH)_{max}$, B_r and B_s properties, and an improvement was observed towards 9146.30 Oe, 62.02 kJ/m³, 55.76 emu/g and 104.65 emu/g, respectively. This increase in magnetic properties can be explained by the emergence of more nanocrystalline α -Fe soft magnetic phase and Nd₂Fe₁₄B hard magnetic phases with the effect of applied flash annealing heat treatment and the dominance of hard magnetic Nd₂Fe₁₄B phase [18]. According to the exchange coupling mechanism that occurs between the hard and soft magnetic phases, the magnetic moment of the soft magnetic phase rotates along the boundaries of the hard magnetic phase, which provides an improvement in the permanent magnetic properties [20]. In Table 2, the magnetic properties of melt spun NdFeB based alloys, at non-heat treated and heat treated condition at 680 °C for 5 minutes, are summarized.

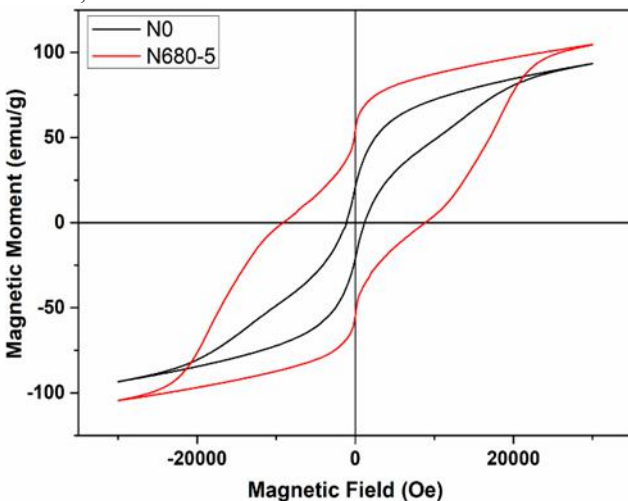


Fig 3. VSM curves of melt spun NdFeB based alloys in non-heat treated (N0) and heat treated (N680-5) condition at 680 °C for 5 minutes.

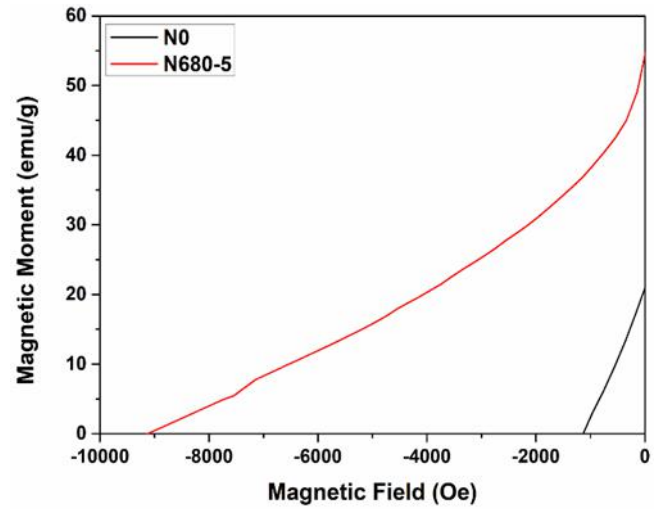


Fig 4. Second quadrant parts of VSM curves of melt spun NdFeB based alloys in the non-heat treated (N0) and heat treated (N680-5) condition at 680 °C for 5 minutes.

Table 1. Summary of the magnetic properties of melt spun NdFeB based alloys in the non-heat treated (N0) and heat treated (N680-5) condition at 680 °C for 5 min.

Melt spun alloy	B_s (emu/g)	B_r (emu/g)	H_c (Oe)	$(BH)_{max}$ (kJ/m ³)
N0	93.50	21.64	1184.15	4.06
N680-5	104.65	55.76	9146.30	62.02

4. Conclusions and Recommendations

Within the scope of our study, the effect of flash annealing heat treatment applied at 680 °C and for 5 minutes using very rapid heating and cooling rates on the magnetic properties of NdFeB based permanent magnet alloys produced using the melt spinning method by rapid solidification is discussed. The XRD pattern of the non-heat treated alloy reveals the coexistence of amorphous and nanocrystalline α -Fe soft magnetic and Nd₂Fe₁₄B hard magnetic phases. Optimization was achieved in the hard magnetic properties, with the emergence of more soft and hard magnetic phases with the crystallization caused by the effect of the applied heat treatment, and the improvement in magnetic properties such as H_c , B_r and $(BH)_{max}$, especially with the dominance of the hard magnetic Nd₂Fe₁₄B phase.

5. Acknowledge

This study was financed by the Scientific Research Projects Coordinator of Sivas University of Science and Technology with Project Number of 2020-TDP-Mühe-0001.

References

- [1] S. J. Z. Haofeng, L. Hongmei, Influence of Heat Treatment on Microstructures and Properties of Nd₈Fe₇₈B₆Co₄ Alloy, J. Rare Earths. 2 (2006) 4–6.

- [2] X. Lin, Y. Luo, H. Peng, Y. Yang, Y. Dou, Z. Wang, K. Xu, S. Diao, D. Yu, Phase structure evolution and magnetic properties of La / Ce doped melt-spun NdFeB alloys, *J. Magn. Magn. Mater.* 490 (2019) 165454. <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2019.165454>.
- [3] H. Jin, P. Afuony, T. Mcintyre, Y. Yih, J.W. Sutherland, Comparative Life Cycle Assessment of NdFeB Magnets: Virgin Production versus Magnet-to-Magnet Recycling, *Procedia CIRP.* 48 (2016) 45–50. <https://doi.org/10.1016/j.procir.2016.03.013>.
- [4] E.E. Kaya, O. Kaya, S. Stopic, S. Gürmen, B. Friedrich, NdFeB Magnets Recycling Process: An Alternative Method to Produce Mixed Rare Earth Oxide from Scrap NdFeB Magnets, *Metals (Basel).* 716 (2021) 1–13. <https://doi.org/https://doi.org/10.3390/met11050716>.
- [5] H.S.-A. K. Hono, Strategy for high-coercivity Nd – Fe – B magnets, *Scr. Mater.* 67 (2012) 530–535. <https://doi.org/10.1016/j.scriptamat.2012.06.038>.
- [6] T. Elwert, D. Goldmann, F. Roemer, S. Schwarz, Recycling of NdFeB Magnets from Electric Drive Motors of (Hybrid) Electric Vehicles, *J. Sustain. Metall.* 3 (2017) 108–121. <https://doi.org/10.1007/s40831-016-0085-1>.
- [7] D.P. M. M. Codescu, W. Kappel, M. Dumitrache, Corrosion tests on alloys and permanent magnets based on NdFeB, used in aerospace industry, *J. Optoelectron. Adv. Mater.* 10 (2008) 790–793.
- [8] M. Lv, T. Kong, W. Zhang, M. Zhu, H. Jin, W. Li, Progress on modification of microstructures and magnetic properties of Nd- Fe-B magnets by the grain boundary diffusion engineering, *J. Magn. Magn. Mater.* 517 (2021). <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2020.167278>.
- [9] K.B. Y. Yang, A. Walton, R. Sheridan, K. Güth, R. GauB, O. Gutfleisch, M. Buchert, B. Steenari, T. V. Gerven, P. T. Jones, REE Recovery from End-of-Life NdFeB Permanent Magnet Scrap: A Critical Review, *J. Sustain. Met.* (2017) 122–149. <https://doi.org/10.1007/s40831-016-0090-4>.
- [10] B. Michalski, M. Szymanski, K. Gola, J. Zygmuntowicz, Experimental evidence for the suitability of the hydrogen decomposition process for the recycling of Nd-Fe-B sintered magnets, *J. Magn. Magn. Mater.* 548 (2022) 1–8. <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2021.168979>.
- [11] D. Brown, B. Ma, Z. Chen, Developments in the processing and properties of NdFeB-type permanent magnets, *J. Magn. Magn. Mater.* 248 (2002) 432–440.
- [12] M.F. Kılıçaslan, Y. Yılmaz, B. Akgül, H. Karataş, C.D. Vurdu, Effect of Fe-Ni Substitution in FeNiSiB Soft Magnetic Alloys Produced by Melt Spinning, *Adv. Mater. Sci.* 21 (2021) 79–89. <https://doi.org/10.2478/adms-2021-0026>.
- [13] H.C. Hua, G.Y. Wang, C.H. Zheng, G.X. Huang, Q.Z. Xu, L.H. Wu, S.Y. Shi, Microstructure of melt-spun NdFeB magnet, *Mater. Lett.* 7 (1988) 65–67. [https://doi.org/10.1016/0167-577X\(88\)90085-7](https://doi.org/10.1016/0167-577X(88)90085-7).
- [14] W.F. Li, T. Ohkubo, K. Hono, M. Sagawa, The origin of coercivity decrease in fine grained Nd-Fe-B sintered magnets, *J. Magn. Magn. Mater.* 321 (2009) 1100–1105. <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2008.10.032>.
- [15] Z.Y. Zhang, L.Z. Zhao, X.C. Zhong, D.L. Jiao, Z.W. Liu, Phase precipitation behavior of melt-spun ternary Ce₂Fe₁₄B alloy during rapid quenching and heat treatment, *J. Magn. Magn. Mater.* 441 (2017) 429–435. <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2017.06.028>.
- [16] M. Zhang, W. Zhang, F. Chen, Y. Guo, F. Li, W. Liu, Effect of Heat Treatment on Microstructure and Magnetic Properties of Ce-Doped NdFeB Ribbons, *J. Supercond. Nov. Magn.* (2018) 2811–2816. <https://doi.org/10.1007/s10948-017-4553-z>.
- [17] W.D. Callister, D.G. Rethwisch, *Materials Science and Engineering: An Introduction*, 10th ed., Wiley, 2018.
- [18] S. Caglar, M.F. Kılıçaslan, A. Atasoy, H. Tiryaki, M. Erkovan, S. jik Hong, Effect of heat treatment on magnetic properties of nanocomposite Nd-lean Nd₇Fe₇₃B₂₀ ribbons, *J. Mater. Sci. Mater. Electron.* 32 (2021) 2338–2345. <https://doi.org/10.1007/s10854-020-04999-9>.
- [19] L.W. N. Haiyang, Z. Liqun, L. Huicong, Effect of Cathodic Hydrogen Evolution on the Coercivity and Thermal Stability of Sintered NdFeB Magnets, *Xiyou Jinshu Cailiao Yu Gongcheng/Rare Met. Mater. Eng.* 46 (2017) 3658–3662. [https://doi.org/10.1016/s1875-5372\(18\)30053-5](https://doi.org/10.1016/s1875-5372(18)30053-5).
- [20] W. Yupu, Y.O.U. Caiyin, W. Junwei, T. Na, L.U. Zhengxin, Coercivity enhancement of Nd₂Fe₁₄B / λ -Fe nanocomposite magnets through neodymium diffusion under annealing, *J. Rare Earths.* 30 (2012) 757–760. [https://doi.org/10.1016/S1002-0721\(12\)60125-2](https://doi.org/10.1016/S1002-0721(12)60125-2).



Metaheuristic FIR Filter Design with Multi-Objective Atomic Orbital Search Algorithm

Mehmet Fatih Karakaş^{1*}, Fatma Latifoğlu²

^{1*} Erzincan Binali Yıldırım University, Faculty of Engineering, Department of Biomedical, Erzincan, Turkey,
(ORCID: 0000-0003-0233-6141), mehmetfatih.karakas@erzincan.edu.tr

² Erciyes University, Faculty of Engineering, Department of Biomedical, Kayseri, Turkey,
(ORCID: 0000-0003-2018-9616), flatifoglu@erciyes.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1145842)

REFERENCE: Karakas, M. F., Latifoglu F. (2022). Metaheuristic FIR Filter Design with Multi-Objective Atomic Orbital Search Algorithm. *European Journal of Science and Technology*, (39), 13-16.

Abstract

In this study, atomic orbital search, one of the newly proposed metaheuristic algorithms, is used to design high-performance and low-order FIR filters in MATLAB. The performance parameters of the designed filter were compared with the given literature. The objective function of filter design includes minimization of pass band ripples and stopband ripples, stop band edge frequency attenuation, square sum of the errors between the estimated frequency response and the ideal filter response. The comparison result shows the proposed method performs better than most algorithms and can be used in practical applications.

Keywords: Metaheuristic, Optimization, FIR Filter Design, Multi Objective.

* Corresponding Author: mehmetfatih.karakas@erzincan.edu.tr

1. Introduction

Simple building blocks designed on Digital Signal Processing (DSP) systems are called digital filters (Litwin, 2000). There are two main types of filters: infinite impulse response (IIR) filters and finite impulse response (FIR) filters. FIR filters are linear time-invariant (LTI) systems consisting of weighted sums of each input sequence. These systems, which are always stationary, have a linear phase response and due to these advantages, they have wide usage areas. FIR filters can be applied to signals for noise reduction, desired frequency enhancement or suppression (Oppenheim, 1999). In this study, an optimization-based filter design was carried out and a filter with the desired properties was created by optimizing the specified parameters of the filter.

There are two approaches to FIR filter design. The first of these are classical methods, while the other is optimization-based methods. In classical methods, windowing, frequency sampling, and weighted least squares FIR filter design can be done. However, in these methods, parameters such as pass and stop band fluctuations, pass band width, pass and stop band cutoff frequency cannot be controlled as desired. In optimization-based designs, which is another approach, these parameters are defined as an error function and it is aimed to minimize this error function.

There are various optimization-based applications for FIR filter design (Parks & Burrus, 1987; Proakis, 2001). For optimization-based filter design in the literature; There are studies using Genetic Algorithm (GA) (Karaboga & Cetinkaya, 2004; Kaya & İnce, 2011; Najjarzadeh & Ayatollahi, 2008; Zhang et al., 2003), Particle Swarm Optimization Algorithm PSO (Chen & Luk, 2010; Gupta & Mehra, 2011; Najjarzadeh & Ayatollahi, 2008), Differential Evolution Algorithm (DE) (Karaboga, 2005; Karaboga & Cetinkaya, 2006; Reddy & Sahoo, 2015) Artificial Bee Colony Algorithm (ABC) (Bose et al., 2014; Karaboga, 2009; Karaboğa & Çetinkaya, 2011; Latifoğlu, 2013), Harmony Search Algorithm (HA) (Manuel & Elias, 2012; Saha et al., 2014), Squirrel Search Algorithm (SSA) (Karakas & Latifoğlu, 2020), Black Widow Optimization (BWO) (Karakas & Latifoglu, 2021).

2. Material and Method

In this study, a low-order and low-pass FIR filter is designed using Atomic Orbit Search (AOS) algorithm. In this algorithm, the basic principles of quantum mechanics, quantum-based atomic model methodology and the general configuration of electrons around the nucleus are used. The basic idea of the AOS optimization algorithm; The fundamental principles of electron density configuration and absorption or emission of energy by atoms are exploited in quantum-based atomic theory (Azizi, 2021a).

An ideal FIR filter can be expressed using difference in the following;

$$h[n] = \sum_{k=0}^M b_k \delta[n - k]$$

The b_k coefficients given in the equation are the coefficients of the FIR filter and are the values that are tried to be optimized in this study.

In this study, the atomic orbital search (AOS) algorithm optimizes the b_k coefficients by using the designed objective

function. The main concept of AOS is based on some principles of quantum mechanics and the quantum-based atomic model in which the general configuration of electrons around the nucleus is in perspective (Azizi, 2021b). In this study, optimization-based FIR filter design was carried out for the first time in the literature by using AOS, one of the new generation metaheuristic algorithms.

In this study, filters of different orders with a normalized passband cut-off frequency (w_p) of 0.4π and a normalized stopband cut-off frequency (w_s) of 0.6π were optimized. An ideal filter with these properties is shown below.

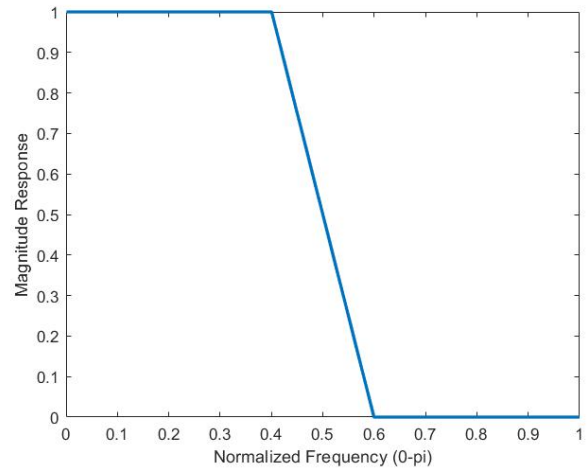


Figure 1 Ideal Filter Response

The error function used for the filter to be designed is the sum of the parameters given below and it is desired to be minimized for this study.

- Square sum of the difference between estimated and desired filter response. (dif)
- Passband Ripple. (pr)

$$pr = \max \left\{ \text{Peaks} \left(H(e^{jw}) \right) \right\} w \leq w_p$$

- Stopband Ripple. (sr)

$$sr = \max \left\{ \text{Peaks} \left(-H(e^{jw}) \right) \right\} w \geq w_s$$

- Stop Band Edge Frequency Attenuation Point. (est)

$$est = (H(e^{jw}) w = w_s)$$

For an ideal filter, all parameters defined above should be zero. These parameters are determined as the error vector for AOS and the error vector and the error function are defined as follows.

$$\text{Error}(X) = [\text{dif pr sr est}]$$

$$\text{Total Error} = \sum_{i=1}^4 X_i$$

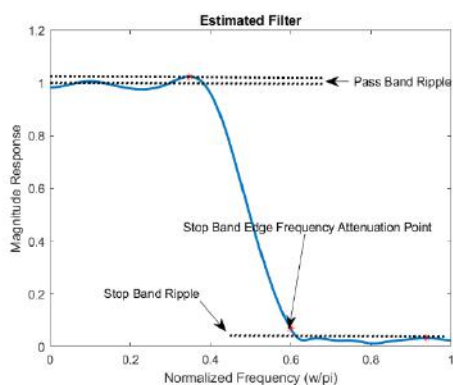


Figure 2 Ideal Filter Parameters

3. Results

In this study, we design a low pass order 20 FIR filter with a normalized passband frequency of 0.4 and a normalized stopband frequency is 0.45. In the MATLAB environment, we obtained 21 optimised coefficients given in Table 1 and the magnitude response is shown in Figure 3.

Table 1 Coefficients

Coefficients	
h(1)	-0.00887730057467292
h(2)	0.0148699194678424
h(3)	0.0114311396074544
h(4)	-0.0327482003827030
h(5)	-0.0348956729741525
h(6)	0.0444437585383665
h(7)	0.00844305416319114
h(8)	-0.261401649031592
h(9)	-0.487546021523425
h(10)	-0.359445145781328
h(11)	-0.0229371317224002
h(12)	0.129062732099396
h(13)	0.0494634041115472
h(14)	-0.0361683457332935
h(15)	-0.0256565923200639
h(16)	0.0129065617697857
h(17)	0.0122948504198526
h(18)	-0.00574123309591572
h(19)	-0.00520042186907001
h(20)	-0.00210494988525669

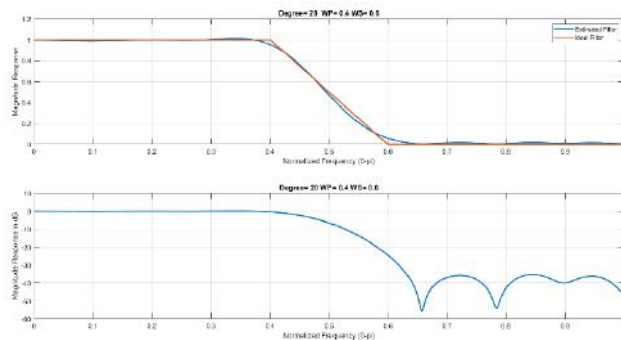


Figure 3 Estimated Filter Response

Table 2 Comparison

Algorithm	Stopband Ripple
DE (Karaboga & Cetinkaya, 2006)	0,0960
GA (Karaboga & Cetinkaya, 2006)	0,0532
ABC (Kumar et al., 2017)	0,1138
PSO (Sarangi et al., 2020)	0,0778
Proposed Method	0.0172

4. Conclusions

In this study, an order 20 low pass FIR filter by using Atomic Orbital Search Algorithm is designed. It is seen it made improvements from other methods and this method can be used in practical filter design.

References

Azizi, M. (2021a). Atomic orbital search: A novel metaheuristic algorithm. *Applied Mathematical Modelling*, 93, 657–683. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.apm.2020.12.021>

Azizi, M. (2021b). Atomic orbital search: A novel metaheuristic algorithm. *Applied Mathematical Modelling*, 93, 657–683. <https://doi.org/10.1016/j.apm.2020.12.021>

Bose, D., Biswas, S., Vasilakos, A. V. & Laha, S. (2014). Optimal filter design using an improved artificial bee colony algorithm. *Information Sciences*, 281, 443–461. <https://doi.org/10.1016/j.ins.2014.05.033>

Chen, S. & Luk, B. L. (2010). Digital IIR filter design using particle swarm optimisation. *International Journal of Modelling, Identification and Control*, 9(4), 327–335.

Gupta, L. & Mehra, R. (2011). Modified PSO based Adaptive IIR Filter Design for System Identification on FPGA. *International Journal of Computer Applications*, 22(5), 1–7. <https://doi.org/10.5120/2583-3569>

Karaboga, N. (2005). Digital IIR filter design using differential evolution algorithm. *Eurasip Journal on Applied Signal Processing*, 2005(8), 1269–1276. <https://doi.org/10.1155/ASP.2005.1269>

Karaboga, N. (2009). A new design method based on artificial bee colony algorithm for digital IIR filters. *Journal of the Franklin Institute*, 346(4), 328–348. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2008.11.003>

Karaboga, N. & Cetinkaya, B. (2004). Design of minimum phase digital IIR filters by using genetic algorithm. *Report - Helsinki University of Technology, Signal Processing Laboratory*, 46, 29–32.

Karaboga, N. & Cetinkaya, B. (2006). Design of digital FIR filters

- using differential evolution algorithm. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 25(5), 649–660.
<https://doi.org/10.1007/s00034-005-0721-7>
- Karaboğa, N. & Çetinkaya, M. B. (2011). A novel and efficient algorithm for adaptive filtering: Artificial bee colony algorithm. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 19(1), 175–190.
<https://doi.org/10.3906/elk-0912-344>
- Karakas, M. F. & Latifoglu, F. (2021). Optimizasyon Tabanlı FIR Süzgeç Tasarımlarında Performans Analizi. *European Journal of Science and Technology*, 31(31), 8–22.
<https://doi.org/10.31590/ejosat.958748>
- Karakaş, M. F. & Latifoğlu, F. (2020). Finite Impulse Response Filter Design Using Squirrel Search Algorithm. *2020 Medical Technologies Congress (TIPTEKNO)*, 1–4.
- Kaya, T. & İnce, M. C. (2011). *Genetik Algoritma Yardımıyla Elde Edilen Yüksek Performanslı Pencere Fonksiyonlarının Yinelemesiz Sayısal Filtre Tasarımında Kullanımı*. May, 16–18.
- Kumar, A., Subhojit, D. & Londhe, N. D. (2017). Low-Power FIR Filter Design Using Hybrid Artificial Bee Colony Algorithm with Experimental Validation Over FPGA. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 36(1), 156–180.
<https://doi.org/10.1007/s00034-016-0297-4>
- Latifoğlu, F. (2013). A novel approach to speckle noise filtering based on Artificial Bee Colony algorithm: An ultrasound image application. *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, 111(3), 561–569.
<https://doi.org/10.1016/j.cmpb.2013.05.009>
- Litwin, L. (2000). FIR and IIR digital filters. *IEEE Potentials*, 19(4), 28–31.
- Manuel, M. & Elias, E. (2012). Design of Sharp 2D Multiplier-Less Circularly Symmetric FIR Filter Using Harmony Search Algorithm and Frequency Transformation. *Journal of Signal and Information Processing*, 03(03), 344–351.
<https://doi.org/10.4236/jsip.2012.33044>
- Najjarzadeh, M. & Ayatollahi, A. (2008). A comparison between genetic algorithm and PSO for linear phase fir digital filter design. *International Conference on Signal Processing Proceedings, ICSP*, 2134–2137.
<https://doi.org/10.1109/ICOSP.2008.4697568>
- Oppenheim, A. V. (1999). *Discrete-time signal processing*. Pearson Education India.
- Parks, T. W. & Burrus, C. S. (1987). *Digital filter design*. Wiley-Interscience.
- Proakis, J. G. (2001). *Digital signal processing: principles algorithms and applications*. Pearson Education India.
- Reddy, K. S. & Sahoo, S. K. (2015). An approach for FIR filter coefficient optimization using differential evolution algorithm. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 69(1), 101–108.
<https://doi.org/10.1016/j.aeue.2014.07.019>
- Saha, S. K., Kar, R., Mandal, D. & Ghoshal, S. P. (2014). Harmony search algorithm for infinite impulse response system identification. *Computers and Electrical Engineering*, 40(4), 1265–1285.
<https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2013.12.016>
- Sarangi, S. K., Panda, R. & Abraham, A. (2020). Design of optimal low-pass filter by a new Levy swallow swarm algorithm. *Soft Computing*, 24(23), 18113–18128.
<https://doi.org/10.1007/s00500-020-05065-6>
- Zhang, G., Gu, Y., Hu, L. & Jin, W. (2003). A novel genetic algorithm and its application to digital filter design. *IEEE*



2.4 GHz and 5 GHz Dual Band Wi-Fi Antenna Design for IoT Based Smart Media Application

Derin Arda Şahin^{1*}, Adnan Kaya²

^{1*} Izmir Katip Celebi University, Faculty of Engineering and Architecture, Department of Electrical and Electronics Engineering, Izmir, Turkey,(ORCID: 0000-0002-4062-514X) derinardasahin@gmail.com

² Izmir Katip Celebi University, Faculty of Engineering and Architecture, Department of Electrical and Electronics Engineering, Izmir, Turkey(ORCID: 0000-0002-9943-6925) adnan.kaya@ikcu.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1144355)

ATIF/REFERENCE: Şahin, D.A. & Kaya, A. (2022). 2.4 GHz and 5 GHz Dual Band Wi-Fi Antenna Design for IoT Based Smart Media Application. *European Journal of Science and Technology*, (39), 17-20.

Abstract

Internet of Things (IoT) based application requires integration with the wireless communication technology to make the application data readily available. In this article, a dual band microstrip patch antenna operating at 2.4 GHz and 5 GHz frequencies is designed for use in Wi-Fi applications. The main purpose is to design a compact, easy to manufacture, cheap and high-performance microstrip patch antenna. The antenna is printed on the substrate of FR4 with two C-shaped strips and a microstrip feed line on the front side. There is L-shaped slot in the ground plane on the bottom side. The overall geometric size of the antenna is 29x26x1.6mm³. The antenna bandwidth is 140MHz and 552MHz at 2.45GHz and 5GHz respectively.

Keywords: *Wi-Fi , WLAN , Dual-Band , Patch Antenna , Microstrip.*

IoT Tabanlı Akıllı Medya Uygulaması için 2,4 GHz ve 5 GHz Çift Bantlı Wi-Fi Anten Tasarımı

Öz

Nesnelerin İnterneti (IoT) tabanlı uygulama, uygulama verilerini hazır hale getirmek için kablosuz iletişim teknolojisi ile entegrasyon gerektirir. Bu makalede, Wi-Fi uygulamalarında kullanılmak üzere 2,4 GHz ve 5 GHz frekanslarında çalışan çift bantlı bir mikroşerit yama anteni tasarlanmıştır. Temel amaç, kompakt, üretimi kolay, ucuz ve yüksek performanslı bir mikroşerit yama anteni tasarlamaktır. Anten, iki C-şekilli şerit ve ön tarafında bir mikroşerit besleme hattı ile FR4'ün alt tabakasına basılmıştır. Alt tarafta yer düzleminde L şeklinde yuva vardır. Antenin genel geometrik boyutu 29x26x1.6mm³'tür. Anten bant genişliği sırasıyla 2.45GHz ve 5GHz'de 140MHz ve 552MHz'dir.

Anahtar Kelimeler: *Wi-Fi , WLAN , Çift Bant , Mikroşerit , Yama Anten.*

* Corresponding Author: derinardasahin@gmail.com

1. Introduction

With the developing technology in microwave and millimeter wave components design necessitates the replacement of conventional wireless components to be replaced with more minimal technological devices [1]-[5]. Microstrip antennas are therefore becoming increasingly useful because they can be printed directly onto a circuit board. Patch antennas are low cost, have a low profile and are easily fabricated and small in size, light in weight, easy to integrate, and inexpensive, making them an ideal choice for dual-band antenna design applications [6]. Modern wireless communications require antennas that can operate in multiple frequency bands for instance 1575.42/1227.60/1176.45 MHz for Global Positioning System (GPS), 900/1800 MHz in Global System for Mobile Communication (GSM), 2.4/5.2/5.8 GHz for Wireless Local Area Networks (WLANs), 2.5/3.5/5.5 GHz for Interoperability for Microwave Access (WiMAX), 700/2300/2600 MHz for Long Term Evolution (LTE)[7]. While using multiple antennas can achieve multiband operation, this methodology increases the cost and complexity of the system. In addition, using multiple antennas creates the coupling problem which in turn degrades the performance of the antennas. An alternative solution is to modify the antenna such that it can be used for multiband wireless communications.[8] Modern systems require multifunctional and smart antennas that are more efficient and compact. As technology evolves rapidly, modern wireless systems (IoT devices) perform a variety of functions and require operation at multiple frequencies without increasing antenna size. 5 GHz band is new where fewer wireless devices use it. A less cluttered frequency provides a faster and more stable wireless connection[9]. The antenna designed in [10] is 75 x 75mm in size and FR-4 material is used as the substrate. There are 4 triangle slot on the antenna. The antenna resonates at 2.4 GHz and 5.4 GHz. The antenna designed in [11] is 50x40mm in size and FR-4 material is used as the substrate. There is a slot loop cut on the ground plane underneath the patch. The top patch acts as a wideband radiating element at the upper operating band. The antenna resonates 2.5GHz and 5.5 GHz . Bandwidth and gain values obtained are low compared to their size. The antenna designed in[12] is 17x18mm in size on FR-4 substrate material with geometric structural form of double-psi-shape. The antenna resonates at 2.2 GHz only. The antenna designed in [13] is 60x70mm in size on FR-4 substrate material. There are five slits on the antenna and one rectangular slot on the ground. The antenna resonates 2.5GHz and 5.8 GHz. The antenna designed in [14] is 40x40mm with the FR-4 material as the substrate. There are five rectangular slots on the antenna. The antenna resonates at 2.4 GHz and 5.8 GHz.

In this article a dual-band microstrip antenna resonating at 2.4 GHz and 5 GHz frequencies is designed for use in Wi-Fi applications. The overall dimensions of the antenna are 29 x 26 x 1.6 mm³ . For the antenna to operate at two different frequencies, the antenna is printed on the substrate of FR4 with two C-shaped strips and a microstrip feed line on the front side. L-shaped slot in ground plane.

2. Material and Method

In this section, the antenna design is explained. The specified geometric parameters are determined through the numerical computation tools. In order to improve the antenna, the geometric parameters are studied and the most efficient antenna is aimed to be designed. Also, detailed information about the antenna is presented in this section. The geometric shape of the designed antenna is shown in the Figure.1 . There are two C-shaped slots on the antenna and one L-shaped slot on the ground. The dimensions of the designed antenna are 29x26x1.6mm³. FR-4 material is used as substrate material with the thickness of 1.6 mm and dielectric constant of $\epsilon_r=4.3$. The designed antenna operates at 2.4GHz and 5GHz frequencies.

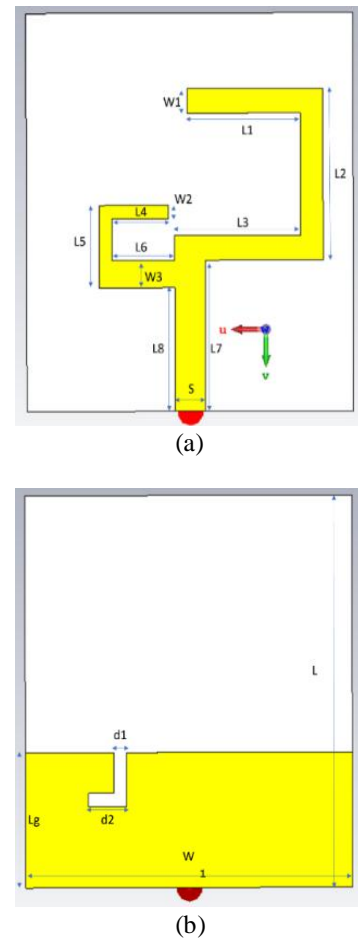


Figure 1. Geometry of the proposed antenna. (a) Top view; (b) Bottom view

Table 1. Design parameters of the proposed antenna

Parameter	Value(mm)	Parameter	Value(mm)
W	26	L8	9
L	29	Lg	10
L1	9	S	2.4
L2	12.5	W	26
L3	10	W1	1.8
L4	4.5	W2	1
L5	6	W3	2
L6	5	D1	1
L7	11	D2	3

3. Results And Discussion

3.1. Results

The graph of the antenna S11 is shown in Figure. 2. While the bandwidth of the antenna at 2.45 GHz resonance frequency is 140 MHz (2.38-2.52 GHz), the bandwidth obtained at 5 GHz resonance frequency is 552 MHz (4.78-5.34 GHz). These obtained bandwidths and frequency ranges show that the antenna complies with IEEE 802.11 a/b/g standards.

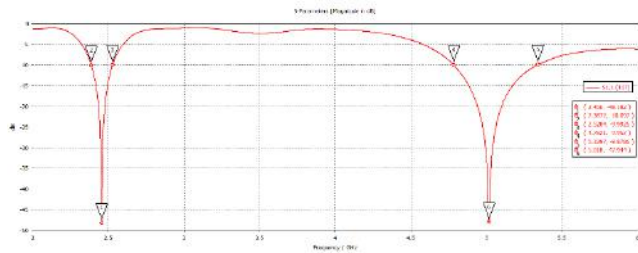


Figure 2. S11 parameter of the proposed antenna

The gain and directivity values of the antenna are given in Figure. 3. The radiation pattern shows the variation of radiation intensity over large distances in different directions of space and which direction radiates better [15]. Figure. 3 is the simulated gain response of the proposed antenna. The gain of the lower band is in the range of 1dBi while the gain of the upper band is in the range of 3.7dBi. The gain of the proposed antenna is acceptable for the requirement in WLAN applications.

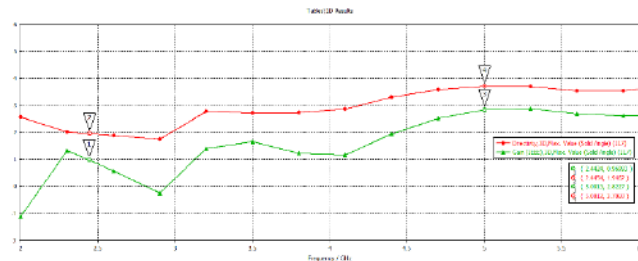
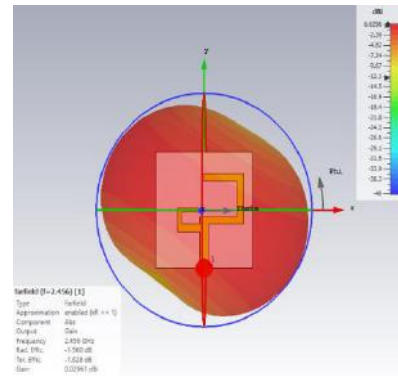
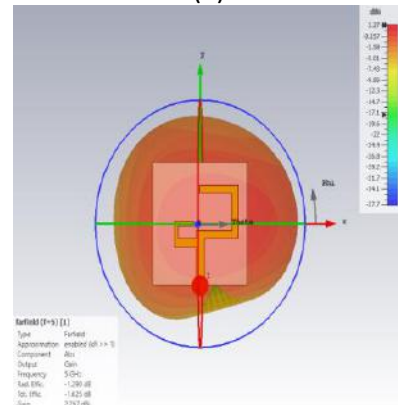


Figure 3. Gain (IEEE) and Directivity of the proposed antenna

The numerically computed radiation patterns on E and H planes at 2.45GHz and 5GHz is shown in Figure. 4. The radiation patterns have the characteristic of bidirectional. Besides, the 3D radiation graph indicates that the radiation orientation changes as the frequency shifts. The radiation intensity is higher along with X-axis and Y-axis at 2.45GHz, while it is highly directed along with X axis and Z axis at 5 GHz. The radiation pattern shows the variation of radiation intensity over large distances in different directions of space and into which direction the radiation is better.



(a)



(b)

Figure 4. 3D Radiation pattern of the proposed antenna at (a)2.45GHz (b)5 GHz

3.2. Parametric Study

A parametric study is done to obtain the best parameters for the final antenna design. The effects of changing the width, length of patch and width of transmission feed on the return loss are studied as shown in Figure 5., Figure 6. and Figure 7.

During the design of the antenna, some selected geometric parameters have important effect on the antenna's RF performance. To get further analysis of the dual-band design, L2 within the strip1, L6 within the strip2 and the ground length Lg are studied. The results of the effect of these parameters are shown in Figure. 5, Figure. 6 and Figure. 7, respectively. L2 and L6 are parts of strip1 and strip2 that used to achieve resonant frequency and improve impedance match at 2.4GHz and 5GHz band. From Figure. 5, it can be seen when L2 increases from 12mm to 13.5mm, the center frequency of the lower band decreases from 2.5 to 2.4GHz. In Figure. 6 it can be obviously observed that as the value of L6 increases from 4.5mm to 6mm, the center frequency of the upper band decreases from 5.1 to 4.9GHz. Though the situation of impedance match also changes as the varying of L2 and L6, the center frequency of the upper band and the center frequency of the lower band are not effected. That is to say, the resonant bands for both bands can be independently optimized by choosing proper parameters of L2 and L6. Besides, the length of the ground plane also effects the characteristics of the antenna. From Figure. 7, it is clear that there is a severe effect on the performance of this antenna by Lg. Not only the upper resonant band is shifted as it changes, but the value of S11 is affected within the both resonant bands. The resonant band is changed when Lg gets smaller or bigger.

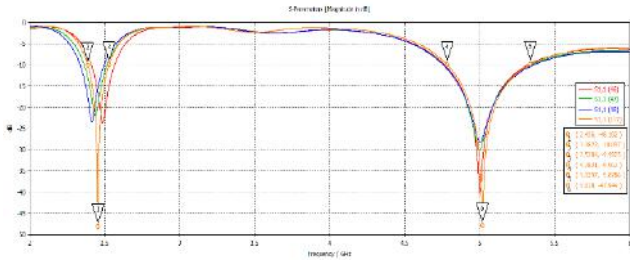


Figure 5. Parametric Sweep L2

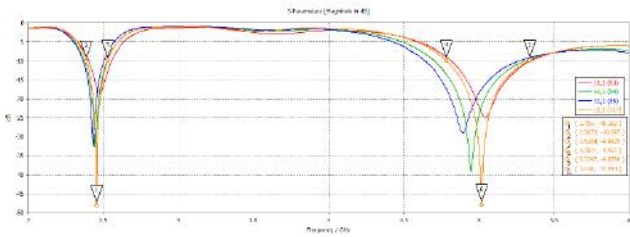


Figure 6. Parametric Sweep L6

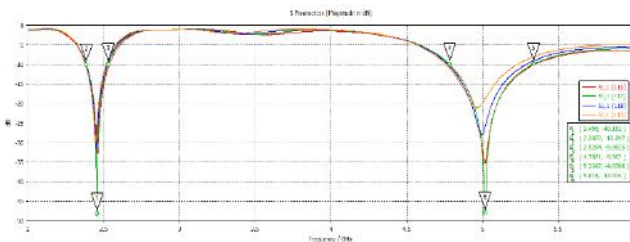


Figure 7. Parametric Sweep Lg

3.3. Discussion

Considering the dimensions of the proposed antenna, it has the performance to meet the demand. These features make the antenna preferable in Wi-Fi applications. In addition, due to the simplicity of the design, it can be developed and is easy to manufacture.

Frequencies(GHz)	2.45	5
S11(dB)	-48	-48
Bandwidth(MHz)	140	552

4. Conclusion

This article proposes a novel dual-band patch antenna for satisfying the Wi-Fi operation requirements in 2.4 GHz and 5 GHz bands. The numerically computed S11 results show that the antenna meets the IEEE 802.11 standards. The compact size of the designed antenna ensure that it is easy to fabricate and can be easily integrated into dedicated wireless communication systems.

5. Acknowledge

This study has been carried out using the laboratory facilities of Izmir Katip Celebi University Smart Factory Systems Application and Research Center

References

- [1] Palandoken, M., & Henke, H. (2010, March). Fractal negative-epsilon metamaterial. In 2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT) (pp. 1-4). IEEE.
- [2] Montero-de-Paz, Javier, et al. "Compact modules for wireless communication systems in the E-band (71–76 GHz)." Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves 34.3 (2013): 251-266.
- [3] Palandöken, Merih, et al. "Compact metamaterial-based bias tee design for 1.55 μm waveguide-photodiode based 71–76GHz wireless transmitter." Progress in Electromagnetics Research Symposium, PIERS. 2012..
- [4] Palandoken, M., and H. Henke. "Fractal spiral resonator as magnetic metamaterial." 2009 Applied Electromagnetics Conference (AEMC). IEEE, 2009.
- [5] Rymanov, Vitaly, et al. "Integrated photonic 71–76 GHz transmitter module employing high linearity double mushroom-type 1.55 μm waveguide photodiodes." 2012 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics. IEEE, 2012.
- [6] Stutzman, W. L., & Thiele, G. A. (2012). Antenna theory and design. John Wiley & Sons. H. Liu, R. Li, Y. Pan, X.
- [7] Quan, L. Yang and L. Zheng. "A multiband planar antenna for gsm/umts/lte and wlan/wimax handsets," IEEE Trans. Antennas and Propag., vol. 62, no. 5, pp. 2856–2860, 2014.
- [8] M. R. Ahsan, M. T. Islam, M. Habib Ullah, H. Arshad, and M. F. Mansor, "Low-cost dielectric substrate for designing low profile multiband monopole microstrip antenna," The Scientific World Journal, vol. 2014, 2014.
- [9] Chen, S.; Dong, D.; Liao, Z.; Cai, Q.; Liu, G. Compact wideband and dual-band antenna for TD-LTE and WLAN applications. Electron. Lett. 2014, 50, 1111–1112.
- [10] A. Ali, F. Mirza, R. A. Abd-Alhameed Electrical Engineering and Computer Science, University of Bradford Bradford, UK. Design of a Sierpinski Patch Antenna around 2.4 GHz/5GHz for WiFi (IEEE 802.11n) Applications.
- [11] Hung-Wei Lo#1 , Eric S. Li#2 , Yu-You Lin#3 , Roger Lu*4, and Kuo-Sheng Chin#5 #Dep. of Electronic Engineering, Chang Gung University, Taoyuan, Taiwan, "R.O.C. Dual-Wideband Patch-Slot Loop Textile Antenna for WBAN/WiFi/LTE Applications".
- [12] Kim Ho Yeap, Faculty of Engineering and Green Technology, Universiti Tunku Abdul Rahman, Jalan Universiti, Bandar Barat, 31900 Kampar, Perak, Malaysia." A compact double-psi-shaped dual band patch antenna for WLAN/LTE applications".
- [13] Radouane Karli • Hassan Ammor" Rectangular Patch Antenna for Dual-Band RFID and WLAN Applications" Electronic and Communication Laboratory-LEC, EMI, Mohammed V University -Agdal UM5A, Rabat, Morocco.
- [14] Raad H. Thaher1 , Zainab S. Jamil* 2 Department of Electrical Engineering, Almustansiriyah University, Iraq" Design of Dual Band Microstrip Antenna for Wi-Fi and WiMax Applications".
- [15] Fujimoto, K. (2008). Mobile antenna systems handbook. Artech House.s



Farklı Taşıyıcı Sistemlerin Kaba İnşaat Maliyetine Etkisi

Murad Khalaf^{1*}, Abdulhalim Karasin², İbrahim Baran Karasin^{3*}

¹ Dicle Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, İnşaat Müh. Bölümü, Diyarbakır, Türkiye, (ORCID: 0000-0001-9882-3889), muradkhalaf93@gmail.com

² Dicle Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, İnşaat Müh. Bölümü, Diyarbakır, Türkiye (ORCID: 0000-0002-8802-0588), karasin@dicle.edu.tr

^{3*} Dicle Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, İnşaat Müh. Bölümü, Diyarbakır, Türkiye (ORCID: 0000-0001-5990-1215), barankarasin@gmail.com

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1144421)

ATIF/REFERENCE: Khalaf, M., Karasin, A. & Karasin, I.B. (2022). A Cost Examination of Different Structural Systems for Low-Rise Building Construction. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 21-25

Öz

Yapı maliyetinin yapı güvenliği gibi her proje için temel hedeflerden biri olduğu söylenebilir. Ekonomiklik, tasarlanan binanın planlanmış sonuçlarına ya da çıktılarına ulaşmak için uygun düzeydeki kalitenin de gözetilerek kullanılan kaynakların maliyetinin en aza indirilmesidir. Diğer bir ifadeyle, en uygun girdinin en düşük maliyetle temin edilmesidir. Bina maliyeti bina üretim sürecinin farklı aşamalarından oluşmaktadır. Bu çalışma ile deprem bölgesinde olduğu varsayılan bir binanın farklı sistemlere göre yapısal tasarımı ve ilk kaba inşaat maliyeti açısından karşılaştırma araştırması yapılmıştır. Bu çalışmada iki katlı, müstakil, 566 metrekare toplam alanı olan, bodrumsuz referans bir binaya ait bir mimari proje esas alınmıştır. Referans alınan projeye göre yapısal olarak binanın yığma ve betonarme olmak üzere iki ayrı alternatifi oluşturulmuştur. İlk alternatif kuşatılmış yığma olan yapının taşıyıcı duvarları kesme bazalt taşından olup yatay ve düşey betonarme hatıllarla çevrilmiş ve 12 cm kalınlığında plak döşeme sistemi kullanılmıştır. İkincisinde ise betonarme yapıda yapılmış olup ilk yapı ile mimari açıdan aynı özelliklere sahiptir. Bu alternatiflerin ayrı ayrı metraj hesabı ve malzemeden kaynaklı maliyet hesabı çıkarılmıştır. Söz konusu alternatiflere ait maliyet değerleri sadece kaba inşaat birim maliyeti betonarme ve yığma modellere için sırasıyla 752,9 TL/m² ve 553,51 TL/m² olarak tespit edilmiştir. Betonarme yapı modelindeki donatı ve beton miktarının yığma modeline göre göreceli olarak fazla olması birim maliyete önemli bir etken olmuştur.

Anahtar Kelimeler: Maliyet, Yapısal analiz, Metraj.

A Cost Examination of Different Structural Systems for Low-Rise Building Construction

Abstract

Economy reduces the cost of the resources used to achieve the planned results or outputs of the designed building, considering the appropriate level of quality. In other words, it is to provide the most appropriate input at the lowest cost. The construction cost consists of various stages during the building process. In this study, a comparative study was made in terms of the structural design and initial construction cost of a building assumed to be located in an earthquake zone according to the regulations. A Building which belongs to a reference building of two floors, detached (not surrounded by any building in any side), total area of 566 square meters, without basement. According to this project, which considered as a reference, two different structural alternatives to the building were created. The first alternative is of the masonry building type (besieged masonry building). The supporting walls of these structures are made of cut basalt stone and are surrounded by horizontal and vertical reinforced concrete beams. In this building solid concrete slab system with a thickness of 12 cm was considered. In the second, reinforced concrete considered with the same architectural features as the first structure. Based on TBYD 2018, these two alternatives are taken as the ZB floor class. For each alternative, the quantity cost-based calculation and the material-based calculation were calculated separately. As a result the cost values of the mentioned alternatives have been determined as 752.9 TL/m² and 553.51 TL/m², respectively, for the rough construction unit cost for reinforced concrete and masonry models, respectively. The fact that the amount of reinforcement and concrete in the reinforced concrete structure model is relatively higher than in the masonry model has been an important factor in the unit cost.

Keywords: Cost Estimation, Structural Analysis, construction quantity.

* Sorumlu Yazar: barankarasin@gmail.com

1. Giriş

İnşaat teknolojisi, malzeme seçimini ve inşaatte kullanılan araç ve teknikleri içerip toplam bina maliyeti, teknoloji seçiminden önemli ölçüde etkilenmektedir. Bu çerçevede dayanıklı ve bakımı ucuz olan yerel malzeme ve teknolojiler ile binaların inşaa, bakım ve yaşam döngüsü maliyetlerini azaltan önemli faktörlerdendir[1]. Ayrıca inşaat maliyetlerinin düşürülmesi, inşaat endüstrisi için değişmez bir hedeftir. Binaların yapım maliyetini düşürmenin bir yolu, verimliliği artıracak bina teknolojilerini geliştirmektir. Şantiyede azaltılmış inşaat süresi ve malzeme ve kaynak sarfiyatının azaltılması, maliyetlerin daha da düşmesine katkıda bulunur[2].

Endüstriyel bir malzeme olarak beton, kullanıma hazır nihai ürünü oluşturmak için çeşitli bileşenlerden oluşur. Çağlar boyunca insanlar binaları, sokakları ve çeşitli yapıları inşa etmek için çeşitli yapı malzemeleri kullanmışlardır. Antik çağlardan beri taş, kamyş gibi malzemeler kullanılmıştır. Her alanda olduğu gibi inşaat alanında da öncelik takdirlere göre ölçüm ve değerlendirmeler yapılır. Tesisin veya binanın tasarımı sırasında, göz önünde bulundurulmuş ana faktörün güvenlik olduğu ve daha sonra ikinci önceliğin ekonomik fizibilite olduğu açıktır, çünkü modern mühendislik çalışmalarında güvenli olmayan çalışma kabul edilemez, başarılı çalışma ise ekonomik olan çalışmadır.

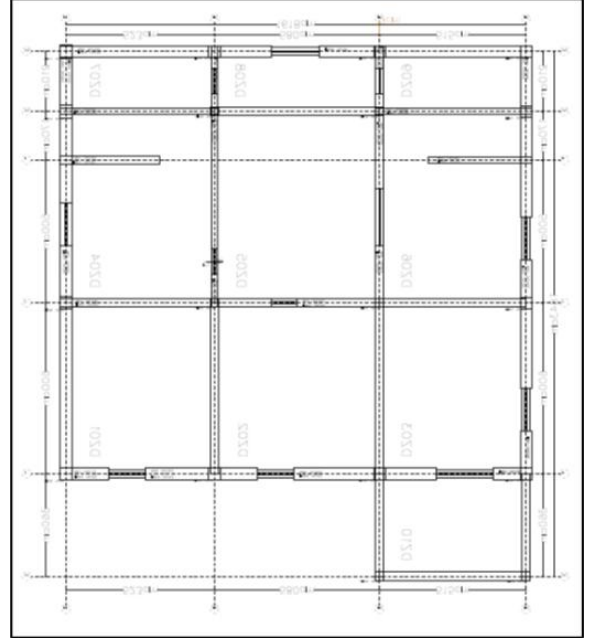
Malzemelerinin çeşitli inşaat sistemlerinin gelişmiş uygulama otomasyonlarının ve hem vakit hem de çalışmadan tasarruf etmek için yüksek hızda çalışmaların keşfedilmiş olması ve yine taş yünü, plastik maddeler, alüminyum plaklar ve Nano teknolojisi malzemeleri gibi bazı yeni yapı malzemelerinin keşfedilmesi ile bu aşamalar gün geçtikçe gelişmiştir. Mimari tasarım, özellik, mimari tesisler gibi konularda bu büyük teknolojik gelişmeler genel olarak etki alanına sahip olmuştur[3]. Binalarda yapım tekniği, döşeme tipi, malzeme özellikleri gibi etkenlerin karşılaştırılması sıkça yapılan çalışmalardır[4,9].

İnşaat koşullarına, inşaat tipine ve işletme amacına göre farklılık gösteren bu iki diğer faktörü takip ederek ekonomik koşullara ulaşır. Kentsel alanlarda inşaat, birçok ve birbiriyle örtüşen kriterlere tabiyken, mevcut alanın optimum kullanımı, dikkate alınması gereken ilk faktör olarak kendisini gösterir ve bu nedenle yapısal yöntemlerinin seçimi bu faktörlerle sınırlı kalırken, kırsal alanlarda yapısal seçenekler daha fazladır. Bu seçenekler içerisinde çevresel etki, işletme ömrü, estetik, çevreye uygunluk gibi diğer faktörler dikkate alınması gereken ek faktörlerdir. Bu bağlamda farklı yapım teknikleri düşünülebilir, yaygın olan yapı teknikleri ele alınarak yapılan çalışmada, iki katlı dört cephesi açık bir binanın yapım durumu ve ilk maliyeti incelenmiştir. Diyarbakır'daki geleneksel bir yapıya benzer şekilde, yığma taş betonarme döşemeli ile inşa edilmiştir. Daha sonra aynı mimariye sahip bina betonarme yapı kullanılarak yeniden tasarlanmıştır. Yapı teknikleri ve ek faktörler yapılandırılarda önemli faktörler iken bir diğer önemli faktör de maliyettir. İnşaat teknolojisi seçimi genellikle maliyetle ilişkilendirilir ve karar verme aşamasında çok önemli bir role sahiptir. Yapı teknikleri ve maliyet göz önüne alınarak yapılan bu çalışmada; ayrı ayrı tasarlanmış, dört cephesi açık toplam 566 m² alana sahip iki katlı konut binası. betonarme döşemeli yığma yapı ve betonarme yapı sistemleri kullanılarak inşa edilmesi durumunda oluşacak ilk yatırım maliyetleri hesabı ve metrekare başına maliyetlerin karşılaştırılması amaçlanmıştır.

2. Materyal ve Metot

Bu çalışmada, öncelikle betonarme ve yığma yapıların tasarımı için yöntemsel inceleme TBDY-2018 [10]'e göre yapılmıştır. Seçilen 2 katlı betonarme ve yığma yapı modellerinin şartname koşullarını sağlayan ilgili konstrüktif kurallar çerçevesinde uygulduğu kontrol edilmiştir. Daha sonra uygulamadaki durumları incelemek üzere; proje iki ayrı yapısal sistem ile tasarlanmıştır. Projenin genel bilgileri şu şekildedir; 566 m² inşaat alanı, iki kat, kat yüksekliği 3 m, zemin kat boyutları 18m × 16m iken alanı 310m² birinci kat boyutları 15m × 16m iken alan 256 m²'dir.

Söz konusu yığma yapı modeli kuşatılmış olup taşıyıcı sistem elemanı olarak taş duvar kullanılmıştır. Bu duvarların kalınlıkları 30-40 cm arasında olup yükseklikleri 270 cm olarak alınmıştır. Bununla beraber yatay ve düşey hatlar kullanılmıştır. Yatay hatların yüksekliği 30 cm olup kalınlıkları ise atlarındaki taş duvarların kalınlığıyla aynıdır. Düşey hatların boyutları 30-40 cm arasında değişmektedir. Her iki hat türünde de C25-S420 betonarme malzemesi kullanılmıştır. Referans kat planları; zemin kat planı Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. Referans zemin kat planı

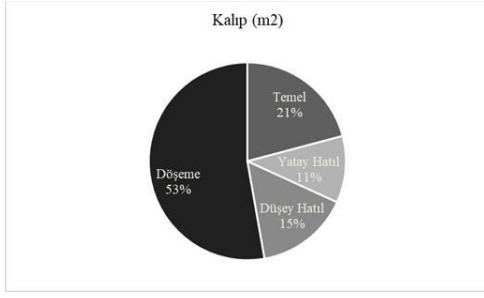
3. Araştırma Sonuçları ve Tartışma

Bu parametrik çalışmada yapılan her bir analiz sonucunda BDYY (betonarme döşemeli yığma yapı) ve BAY (betonarme yapı) imalatları için gerekli olan malzeme metrajları çıkartılmış. Her bir malzeme için yapı elemanları üzerinde malzeme oranı elde edilmiş 2022 kurumları tarafından verilen fiyat listelerine göre malzeme metrajları bulunmuş, farklı yapı sistemlerinin maliyetleri belirlenmiş ve grafikler yardımıyla kıyaslamalar yapılmıştır.

3.1. A. Betonarme döşemeli yığma yapı metraj değerlendirmesi

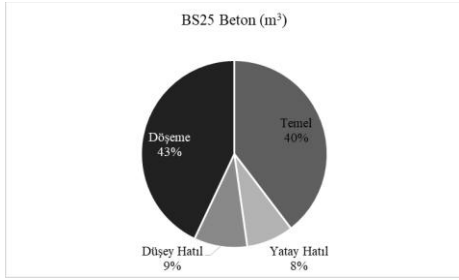
Betonarme döşemeli yığma yapıda alınan metraj kalemleri: kalıp, beton, donatı olarak değerlendirilmiştir. Kalıp metrajı dört yapı elemanları Şekil 2'te görüldüğü gibi bölünmüştür; Döşemeler

(371,03 m² / 53%), Temel (146,77m² / 21%), Yatay Hatlı (76,74m² / 11%), Düşey Hatlı (108,41 m² / 15%).



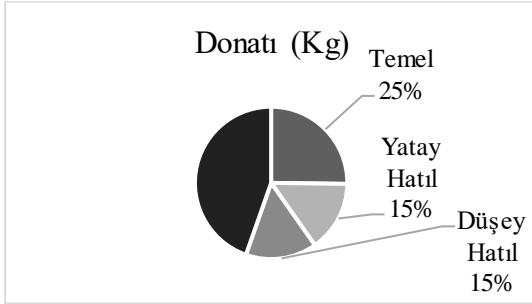
Şekil 2 BDYY kalıp metraj detayları

Hazır beton metraji dört yapı elemanı Şekil 3'de görüldüğü gibi bölünmüş olup Döşemeler (55,72 m³ / 43%), Temel (51,37 m³ / 40%), Yatay Hatlı(10,6 m³ / 8%), Düşey Hatlı (12,02 m³ / 9%).



Şekil 3. BDYY beton metraj detayları

Betonarme donatı metraji dört yapı elemanı Şekil 4'de görüldüğü gibi bölünmüş Döşemeler (2,2 Ton / 45%), Temel (1,2Ton / 25%), Yatay Hatlı (0,7 Ton/ 15%), Düşey Hatlı (0,7Ton / 15%).



Şekil 4. BDYY donatı metraj detayları

Kalıp, hazır beton ve donatı metrajları ve Çevre, Şehircilik ve İklim Değişikliği Bakanlığı Yüksek Fen Kurulu Başkanlığı ait İnşaat ve Tesisat Birim Fiyatları 2022 göre birim maliyetlerle çarpılarak Tablo 1'de sunulmuştur.

Tablo 1. BDYY kalıp, beton ve donatı maliyet detayları

Kalıp (M2)			
Poz Adı	Miktar	Birim Fiyat(Tl)	Toplam
Temel	146,77	× 124,3	= 18249, (Tl)

Yatay Hatlı	76,74	× 124,3	= 9542,4 (Tl)
Düşey Hatlı	108,41	× 124,3	= 13480 (Tl)
Döşeme	371,03	× 124,3	= 46134, (Tl)
Genel Toplam	703	× 124,3	= 87411 (Tl)

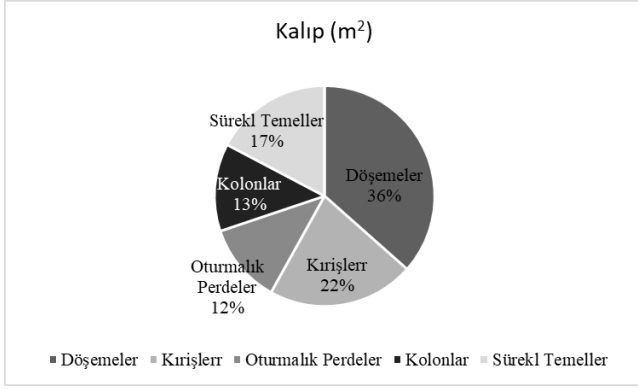
BS25 Beton (m3)

Poz Adı	Miktar	Birim Fiyat(Tl)	Toplam
Temel	51,36	× 500	= 25684 (Tl)
Yatay Hatlı	10,59	× 500	= 5298 (Tl)
Düşey Hatlı	12,02	× 500	= 6010,8 (Tl)
Döşeme	55,71	× 500	= 27857 (Tl)
Genel Toplam	129,70	× 500	= 64851, (Tl)
Toplam Donatı (kg)	4898,537	× 9,1	= 44576 (Tl)
Toplam Taş Duvar (m3)	125,555	× 927,4	= 116446 (Tl)

Yığma yapı modeli için taş duvarı metraji Ulaştırma ve Altyapı Bakanlığı Karayolları Genel Müdürlüğü Araştırma ve Geliştirme Dairesi Başkanlığına ait 2022 Yılı Birim Fiyat Listesine göre birim maliyetlerle çarpılarak elde edilmiştir.

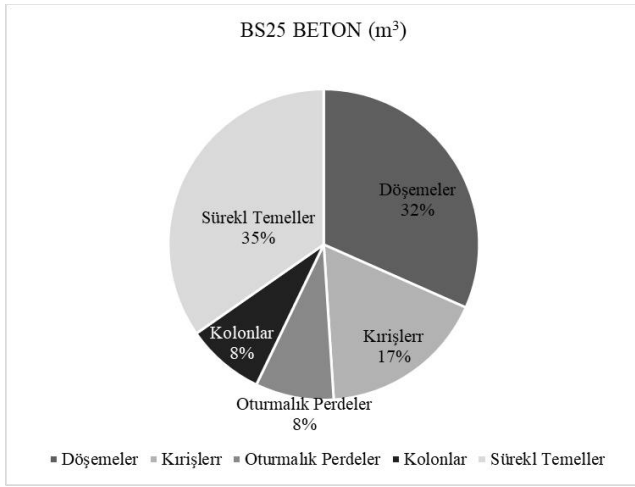
3.2. Betonarme yapı metraj değerlendirmesi

Betonarme yapıda alınan metraj kalemleri: Kalıp, beton, donatı olarak değerlendirilmiş. Kalıp metraji beş yapı elemanı Şekil 5'te görüldüğü gibi bölünmüş Döşemeler (413,28m² /36,5%), kirişler (243,77 m² /21,6%), perdeler (133,12m²/11,8%) kolonlar (145,37m²/12,9%) sürekli Temel (195,64 m²/ 17,3%).



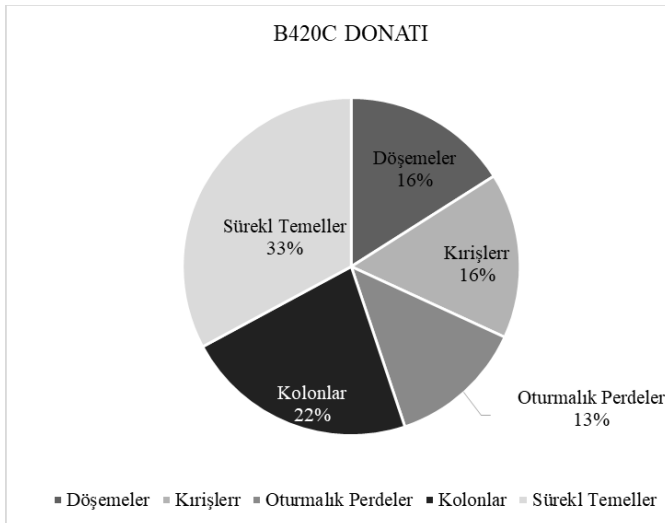
Şekil 5. BAY kalıp metraj detayları

Hazır beton metrajı beş yapı elemanı Şekil 6'da görüldüğü gibi bölünmüş Döşemeler (62m³ / 31,6%), kirişler (34 m³ / 17,2%), perdeler (15,8m³/8,1%) kolonlar (16,1m³/8,2%) sürekli Temel (68 m³/34,9 %).



Şekil 6. BAY beton metraj detayları

Betonarme donatı metrajı beş yapı elemanı Şekil 7'de görüldüğü gibi bölünmüş Döşemeler (3,03Ton/16%), kirişler (3 Ton/15,9%), perdeler (2,46Ton / 13%) kolonlar (4,22Ton / 22,3%) sürekli Temel (6,22 Ton / 32,9%).



Şekil 7. BAY donatı metraj detayları

3.3. Maliyet Değerlendirmesi

Toplam kaba inşaat maliyeti için kalıp, Hazır Beton ve Donatı metrajları ve Çevre, Şehircilik ve İklim Değişikliği Bakanlığı Yüksek Fen Kurulu Başkanlığı ait İnşaat ve Tesisat Birim Fiyatları 2022 göre BDYY kalıp, beton ve donatı maliyetleri birim maliyetlerle çarpılarak Tablo 2'de sunulmuştur.

Tablo 2. BDYY toplam Maliyeti

Poz Adı	Miktar	Birim Fiyat (TL)	Toplam
<i>Beton</i>			
Kalıp	703 m ²	124,3	87411,0 (TL)
<i>Bs25</i>			
Beton	129,7 m ³	500	64850 (TL)
Donatı	4898,56 Kg	9,1	44576,9 (TL)
<i>Kesme</i>			
Taş	125,55 m ³	927,4	116446 (TL)
Genel Toplam			313284 (TL)

Betonarme yapı maliyet (BAY) değerlendirilmesi de benzer biçimde Kalıp, Hazır Beton ve Donatı metrajları ve Çevre, Şehircilik ve İklim Değişikliği Bakanlığı Yüksek Fen Kurulu Başkanlığı ait İnşaat ve Tesisat Birim Fiyatları 2022 göre birim maliyetlerle çarpılarak Tablo 3'de sunulmuştur.

Tablo 3. BAY toplam Maliyeti

Poz Adı	Miktar	Birim Fiyat(TL)	Toplam
<i>Beton Kalıp</i>	1131, 2 m ²	124,34	140650 TL
<i>Bs25 Beton</i>	196 m ³	500	98019 TL
<i>Donatı</i>	18922 Kg	9,1	172190 TL
Genel Toplam			410861 TL

Yapısal olarak betonarme karkas bina modeli için 2022 yılına ait yapı yaklaşık birim maliyetleri ve hesaplanan BDYY ve BAY modelleri 2 katlı 566 m² inşaat alanı için toplam maliyet karşılaştırmıştır. Bu kapsamda sadece beton, kalıp, duvar ve donatı için sözkonusu yapıda kaba inşaat için maliyet karşılaştırılmasında yığma yapı modeli yaklaşık %25 oranında daha ekonomik sonuç elde edilmiştir.

4. Sonuç

Günümüzde Türkiye'de inşaat alanında en fazla kullanılan betonarme sistemlerin yanında yığma sistemlerin de tasarım ilkelerini ve uygulanma teknikleri önem kazanmaya başlamıştır. Aynı kat sayısı ve kat planına sahip ancak iki farklı taşıyıcı sistem ile tasarlanacak olan örnek bir yapı için elde edilen sonuçlar

doğrultusunda sadece kaba inşaat maliyetleri göz önüne alınmış olup yapısal ve maliyet analizi yapılmıştır. Çalışmanın ana sonuçları olarak 2 katlı aynı mimariye sahip iki yapı tipinin maliyet karşılaştırılmasında daha az beton, kalıp ve donatı miktarı gereksiniminden dolayı yığma modeli yaklaşık %25 daha az maliyetli olduğu sonucuna varılmıştır. Bu durum özellikle kırsal alanda gerek taş duvar için lokal yapı malzemeleri temininde gerekse daha ekonomik olması nedeniyle yığma yapı inşaatı daha çok tercih edilmektedir.

Kaynakça

- [1] Warszawski, A. (1984). Construction management program, Journal of Construction Engineering and Management, 110(3), pp. 297–310
- [2] Ayyıldız, D. “Deprem ve Döşeme Parametrelerinin Yapı Maliyetine Etkilerinin Yönetmeliklere Göre Karşılaştırılarak İncelenmesi,” Yüksek Lisans Tezi, KTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2009.
- [3] Nesbitt, N. “Theorizing a New Agenda for Architecture: An Anthology of Architectural Theory,” 1965-1995, Princeton Architectural Press, 1996.
- [4] Işık, E., Harirchian, E., Bilgin, H., & Jadhav, K. (2021). The effect of material strength and discontinuity in RC structures according to different site-specific design spectra. Res. Eng. Struct. Mater, 7, 413-430.
- [5] K. Phaobunjong, “Parametric Cost Estimating Model for Conceptual Estimating of Building Construction Projects,” Faculty of Graduate School of Texas at Austin, USA, 2002.
- [6] Yapısal.net. (2014). Erişim: <http://forum.yapisal.net/dosemeler/30472-asmolen-doseme-plakdoseme-maliyet-farki.html> .
- [7] Işık E., Karasin, İ.B., & Ulu, A.E. (2020). Eğimli Zeminlerde İnşa Edilen Betonarme Binaların Deprem Davranışlarının İncelenmesi. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, (20), 162-170.
- [8] Özbek, O., Akyıldız, M. H., Karaşin, A. H., Öncü, M. E., & Çetin, S. Y. (2017). Assessment of multi-storey masonry buildings in Sur region according to Turkish Seismic Code 2007. DUMF Journal of Engineering, 8(2), 395-402.
- [9] Dilek, Y., & Karasin, A. (2021). Examination of Structures Built with Tunnel Formwork in Terms of Strength and Cost according to the Earthquake Regulations of 2007 and 2018. Advances in Civil Engineering, 2021.
- [10] TBDY2018. “Türkiye Bina Deprem Yönetmeliği,” Afet ve Acil Durum Yönetimi Başkanlığı, Ankara, (2018)



Design and Implementation of an Educational FM Transmitter with FPGA Using SDR Techniques

Ahmed Ibrahim M Alghhriuni^{1*}, Bilgehan Erkal²

^{1*} Ahmed Alghhriuni University, Faculty of Engineering, Department of Electrical and Electronic Engineering, Karabuk, Turkey, (ORCID: 0000-0002-9893-0104), gheriani94@gmail.com

² Bilgehan Erkal University, Faculty of Engineering, Department of Electrical and Electronic Engineering, Karabuk, Turkey, (ORCID: 0000-0002-1405-6932), berkal@karabuk.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, Jul 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1141421)

ATIF/REFERENCE: Alghhriuni, A. & Erkal, B. (2022). Design and Implementation of an Educational FM Transmitter with FPGA using SDR Techniques. *European Journal of Science and Technology*, (39), 26-32.

Abstract

The basic purpose of Software Defined Radio (SDR) systems is to use a digital signal processor to numerically handle radio signals. The use of a processor like a Field Programmable Gate Array (FPGA) to perform tasks like modulation, demodulation, signal creation, and line coding on these systems dramatically decreases the demand for analog circuit-based hardware. FPGAs are digital integrated circuits with a wide range of applications which are made up of links between programmable logic blocks. It's aimed at assisting the creator realize the logic functions that the designer needs. In consequence, the user may change the function of each logic block. VHDL Hardware Description Language (VHDL) is commonly used in FPGA programming. In this study, VHDL code was created, and an FM transmitter was implemented on a FPGA board (CMOD A7) in this research. The sound card interface on the PC used to send and receive the signals while suitable ADC and DAC cards are used on the FPGA side for the same purpose. Audacity program was used to playback the sample wav files while HSDR SDR program was used to monitor and record the signals in wav file format. Finally, using the MATLAB code, the recorded transmitter signal was demodulated offline, and the output was stored to the hard drive. The demodulated signal obtained is identical to the initial modulation signal, indicating that the modulation was correctly executed. As a result, a perfect foundation for the development and training of SDR systems using FPGA has been established.

Keywords: SDR, FPGA, MATLAB, FM, TX.

Eğitsel SDR Tekniklerine Dayalı FPGA Tabanlı FM Radyo Verici Tasarım ve Uygulaması

Öz

Yazılım Tanımlı Radyo (SDR) sistemlerinin temel amacı, radyo sinyallerini sayısal olarak işlemek için bir dijital sinyal işlemcisi kullanmaktır. Bu sistemlerde modülasyon, demodülasyon, sinyal oluşturma ve hat kodlama gibi görevleri gerçekleştirmek için Alan Programlanabilir Kapı Dizisi (FPGA) gibi bir işlemcinin kullanılması, analog devre tabanlı donanıma olan talebi önemli ölçüde azaltır. FPGA'lar, programlanabilir mantık blokları arasındaki bağlantılardan oluşan çok çeşitli uygulamalara sahip dijital entegre devrelerdir. Yaratıcının, tasarımcının ihtiyaç duyduğu mantık işlevlerini gerçekleştirmesine yardımcı olmayı amaçlar. Sonuç olarak, kullanıcı her bir mantık bloğunun işlevini değiştirebilir. VHDL Donanım Tanımlama Dili (VHDL), FPGA programlamada yaygın olarak kullanılır. Bu çalışmada VHDL kodu oluşturulmuş ve bu çalışmada bir FPGA kartına (CMOD A7) bir FM vericisi uygulanmıştır. Sinyalleri göndermek ve almak için PC üzerindeki ses kartı arayüzü kullanılırken, FPGA tarafında ise aynı amaç için uygun ADC ve DAC kartları kullanılmaktadır. Örnek wav dosyalarını oynatmak için Audacity programı, sinyalleri izlemek ve wav dosya formatında kaydetmek için HSDR SDR programı kullanıldı. Son olarak, MATLAB kodu kullanılarak, kaydedilen verici sinyali çevrimdışı olarak demodüle edildi ve çıktı, sabit sürücüye depolandı. Elde edilen demodüle edilmiş sinyal, modülasyonun doğru bir şekilde yürütüldüğünü gösteren ilk modülasyon sinyaliyle aynıdır. Sonuç olarak, FPGA kullanan SDR sistemlerinin geliştirilmesi ve eğitimi için mükemmel bir temel oluşturulmuştur.

Anahtar Kelimeler: SDR, FPGA, MATLAB, FM, TX.

* Corresponding Author: gheriani94@gmail.com

1. Introduction

Software Defined Radio (SDR) is a combination of programmable hardware and software technologies developed for wireless communication. John Mitola proposed the first concepts for software defined radio in 1991, with the idea that radios may be set and programmed in software. Other hardware devices perform actions such as signal lowering/amplifying, modulation/demodulation, and filtering in a traditional hardware radio system. In the software radio, on the other hand, there is a programmable system that the user can change the location of these elements at any time. The development of SDR systems has offered benefits such as cheaper costs and modifying the functionality of hardware-based radios [1-4].

FM radios are commonly used to broadcast audio signals. They are also available for limited bandwidth digital communication systems that need lower receiver sensitivity [5].

Instead of classic analog modems, software defined modems are gaining popularity due to several major advantages such as re-programmability, flexibility, and low cost [6].

FM implementation with analog circuits has various drawbacks, such as non-linearity due to voltage-controlled oscillator (VCO) and stability performance [7]. The expansion of low-cost digital signal processing integrated circuits has gained substantial relevance for the design of digital FM because of recent improvements. They additionally feature exceptional noise figure performance and outstanding voice clarity.

FPGAs can realize digital Numerically Controlled Oscillators (NCOs) and high order filters for software defined FM modulation and demodulation.

Two observations may be made based on the FM output signal. The amplitude of the FM signal remains constant regardless of the message signal, resulting in a constant envelope feature. Furthermore, the frequency-modulated output is based nonlinearly on the message signal. As a result, the FM signal qualities are difficult to examine. The FM signal bandwidth, on the other hand, may be approximated using a tone message signal that represents the number of efficient sidebands. A message signal can be extracted from an FM transmission via frequency demodulation. It has a frequency discriminator that works as a differentiator with a specialized envelope detector [7-8].

The first wireless communication was found in the late 1980s, and since then, various breakthroughs in radio communication technology have evolved to ensure radio users' connectivity. The Triumphant radio, which was created in the 1930s and employed voice communication because of bandwidth limitations at the time, is the earliest sort of transmission. Then, in the 1950s, broadcast communication became mainstream, with analog television communication using a large amount of bandwidth and providing exceptional customer service. In the 1960s, computers were more widely used, and they were able to transport data across large distances through cable and wireless connections. Following the introduction of cell phones, wireless voice communications were found, allowing transmission from any location. Nonetheless, because the mobile gadgets were not portable, they were difficult to utilize [9].

Ali HANDEK designed an AM receiver using SDR methods and implemented it on an FPGA. The study's goal was to create a simple and inexpensive FPGA-based platform for teaching the

fundamentals of SDR. To create the simulation environment, the researchers employed MATLAB programs. A signal was utilized in the simulation to evaluate the FPGA implementation. In addition, the simulation code serves as a framework for the FPGA-based SDR system's VHDL architecture. Another MATLAB script was written by the researcher to examine the simulation and test findings and compare them. Because the greater the SNR ratio, the better, the test results on the two signals revealed that A1 tests signals are better than A2 tests signals. When the actual real-world values were compared to the simulations of each test signal, it was discovered that the real-world SNR findings were somewhat lower than the simulations SNR. SNR value greater than 20dB is regarded as an acceptable level for an AM receiver. The FPGA AM RX system has shown to be a promising contender for AM demodulation and reception based on test and simulation findings. Furthermore, the planned and implemented FPGA AM RX was effective in teaching the fundamentals of basic SDR, which was the study's major focus [10].

In [11] authors utilized MATLAB algorithms to build and implement an AM radio transmitter simulation in an FPGA. Later, using ISE Design Suite 14.7, VHDL code was written and an amplitude modulated transmitter was constructed on the FPGA board (Mimas Spartan 6). The sound card was utilized to send the sample sound that was used in modulation using the Audacity programs to the FPGA card. The ADC (LM4550) card provides an analog signal to the FPGA card, which is then received, demodulated, and recorded using the HDSDR application. The transmitter signal is created in analog form by the FPGA card and delivered to the microphone input of the laptop's sound card through the DAC (LM4550) card. Finally, the recorded transmitter is demodulated offline using the MATLAB code, and the output is stored to the hard disk. The findings of the investigation revealed that there is only a little variation between the simulation and real test results for the same test signal. Because the signal in the genuine test result has been subjected to noise, this is seen to be extremely plausible. Similarly, according to the SNR values obtained, the average value is approximately 20dB, which can be regarded as an acceptable value for an AM receiver. Furthermore, the system is thought to be an excellent platform for implementing and training FPGA SDR systems [11].

Hikmat N. Abdullah created a design approach and the implementation suggested an SDR system using an Altera Cyclone II family board, as well as Embedded MATLAB blocks and MATLAB/Simulink. The design was originally implemented in the MATLAB/Simulink environment, and then translated to VHDL using the Simulink HDL coder. The design has been synthesized and loaded onto an Altera Cyclone II FPGA board using Quartus II 9.0 Web Edition® software. The findings of the study revealed that using programmable logic tools, the implementation of SDR may be readily produced and understood. In addition, the research revealed an efficient design method for obtaining VHDL netlists that may be downloaded to FPGA boards [12].

2. Material and Method

In this study, Digilent CMODA7 "FPGA Card", PMOD ADC and DAC cards are used as hardware. In terms of software, XILINX VIVADO design suite is used to perform VHDL encoding, Audacity is used for editing and playback of the audio files, HDSDR is used to control and display the input/output signals,

and MATLAB is used to demodulate the obtained transmitter signal [13-19].

A. Simulation Studies

Simulation of the FMTX system is done using suitable MATLAB scripts. Firstly, simulation of the FM TX is realized. Then FM receiver simulation is done. Lastly, analysis of the results are done.

The transmitter code uses a 10s sample recording sampled at 8KSps which is a 4KHz music recorded in wav format. This sample wav file is up sampled to 48KSps to provide a 24KHz wide frequency modulated intermediate frequency (IF) waveform whose centre frequency is 12KHz. This IF signal is then normalized and recorded as a wav file (FM.wav). The modulating signal is normalized and integrated before modulation. A modulation coefficient determines the maximum frequency deviation which sets the FM bandwidth according to Carson's rule. Maximum frequency deviation F_{dmax} is derived using the formula below:

$$F_{dmax} = \frac{A_{max}}{2. \pi. T_s}$$

Here,

F_{dmax} : Maximum Frequency Deviation (Hz),

A_{max} : Maximum Amplitude (rad),

T_s : Sampling Period (s),

A_{max} given in the code sets F_{dmax} as 4KHz. The integral of the signal is plugged into the carrier signal phase argument. Thus, an indirectly frequency modulated signal is derived through phase modulation which is a frequently used method in deriving FM in sampled systems. The modulated carrier is filtered through a bandpass filter whose centre frequency is 12KHz and bandwidth is + 8KHz. The bandwidth is selected as 16KHz because Carson's rule gives us so as below equation suggests:

$$BW_{FM} = 2. (F_{dmax} + BW_m) = 2. (4KHz + 4KHz) = 16KHz$$

So, the modulation index β , of the frequency modulated carrier is:

$$\beta = \frac{F_{dmax}}{BW_m} = \frac{4KHz}{4KHz} = 1$$

Since β is equal to 1, the FM signal is said to be wideband. The modulated carrier, FM IF, being an infinite bandwidth signal in analogue form is further bandpass filtered through a FIR filter in the code which limits signal to 4-20KHz range whose bandwidth is now limited. Since it has 98% of its energy reside in the Carson's bandwidth it continues to represent the modulating signal. Carson's bandwidth is sufficient for a successful demodulation and reproduction of the original modulating signal. This filtering is mandatory to eliminate residual spectral components by bandpass filtering before transmitting to prevent interference to neighbouring stations.

So, a 16KHz wideband FM IF is obtained which is normalized and recorded as a wav file for further use in simulations and tests. In the simulations and tests two different music recordings are used which will be called as A1 and A2 and their FM results are FM1 and FM2 respectively.

To test the transmitter, receiver simulation is done through the receiver code. Firstly, FM.wav file at 48KSps is loaded. It is normalized and then sent for demodulation. Demodulation method used is quadrature FM demodulation. It is achieved by delaying the input signal by one sample and then multiplying itself. Selection of 12KHz as IF signal centre frequency is not arbitrary. Phase interval between two samples corresponds exactly 90 degrees for an unmodulated 12KHz carrier sampled at 48KSps. So, one sample delay represents 90 degrees phase delay. If we multiply delayed signal by non-delayed signal, we get zero DC level other than a high frequency component which is filtered after demodulation. This process provides a changing level if instantaneous frequency of the carrier is slightly changed by time. The output signal level and polarity are directly proportional to the direction and amount of frequency change so that we get demodulated signal at the end of the process. The filter at the output is a lowpass FIR filter whose cut-off frequency is set to 4KHz which is compatible with the bandwidth of the modulating signal. The reproduced signal is normalized and recorded as a wav file for analysis.

Analysis of the results provides us a comparison between original test signal with the signal resulted from demodulation. It is very important to time synchronize each signal that will be compared to obtain consistent results. Gain errors are also corrected using a suitable amplitude scaling. It is only possible to see the distortion and noise effects of demodulation over the signal after this pre-processing. Pre-processing of test results is done using the software tool called Audacity which is an easy to use and free audio processing software (Figure 1).

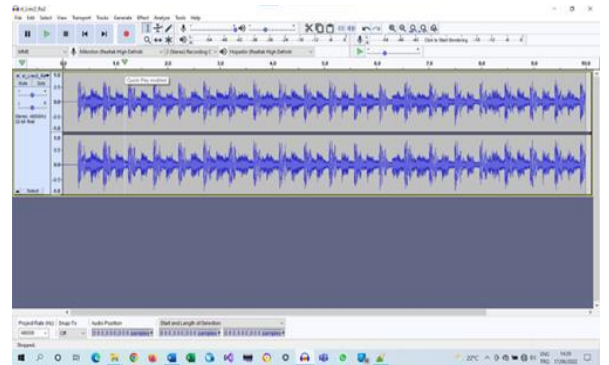


Fig. 1 Audacity audio processing tool

The analysis code uses a dual channel wav file. This input wav file has result signal in the left channel while the original signal is in the right channel. The recording is prepared in the Audacity program. Both signals are added to the project file as stereo. Then both signals are normalized to same level (-1dB). As a last step, result signal is time synchronized to the original by setting a zero crossing as reference which is at the same time point. The synchronization is achieved by discarding enough samples at the beginning of the result signal. The unused parts at the end of the signals are also discarded to set the record length to ten seconds. The test result recordings usually lasts longer than ten seconds to ensure that one full ten second signal is captured in the recording. Recordings are made using the SDR software HSDR. HSDR program is also useful in visual and spectral monitoring of the result in real time. HSDR SDR program in operation is shown in Figure 2.

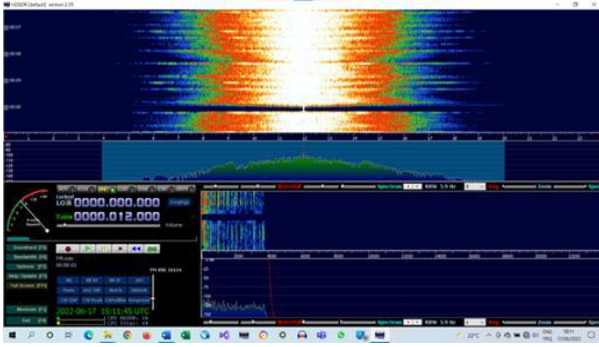


Fig. 2 HSDR SDR software

After analysis code takes this prepared dual channel recording as input, the channels are separated, and then a suitable scaling factor is applied to correct for gain errors. The scaling factor is determined by trial and error. An optimal value should maximize the Signal-to-Noise ratio (SNR) which is calculated and provided at the end of the code execution. SNR in dB is calculated by dividing rms original signal level to rms error signal level and then this ratio is converted to dB. Error is calculated by taking sample by sample difference of original and result signals. The rms level then calculated by squaring and adding each sample and then taking the square root of the average.

B. Implementation of FM Transmitter in FPGA

The implementation of the FM transmitter in FPGA has two stages: Hardware design and software design in VHDL.

1. Hardware Design:

Hardware design part of the study incorporates PC, FPGA card, ADC and DAC cards. A block diagram of the system is presented in figure 3.

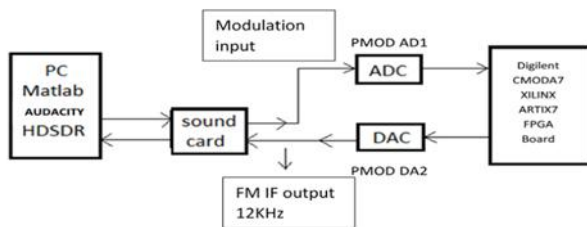


Fig. 3 FMTX System Hardware Block Diagram

FPGA module in the system is Digilent CMODA7-35T which incorporates Xilinx Artix7 FPGA on it. The FPGA chip is XC7A35T in 1CPG236C package whose capacity is 20K-LUT with 225KB Block-RAM. The board has 512KB SRAM with 8-bit bus and 8ns access time, 4MB Quad-SPI Flash to hold FPGA programs and USB-JTAG programming facility which also supplies necessary power from the connected USB bus. The board is in DIP form where total of 48-pins provided at each side. The board provides 44 Digital GPIO pins with 3.3V logic capability. All the connection to the board is provided through a solderless breadboard.

ADC card is Digilent's PMOD-AD1 which uses a dual channel 12-bit, 1MSps/channel sampling rate A/D converter chip AD7476 from Analog Devices. DAC card is Digilent's PMOD-DA2 which incorporates two 12-bit, 1MSps DAC chip DAC121S101 from Texas Instruments. The interface to both cards is through a standardized PMOD connector which

encapsulates a standard multi-channel Serial Peripheral Interface (SPI).

There are also an external USB-soundcard and connecting audio cables to carry analog test signals between PC and FMTX system where built-in soundcard of the PC is reserved for listening of the results.

The recorded test signal (modulation signal) is played back through the soundcard speaker output at a 48KSPs rate repeatedly using Audacity. This analog signal is digitized through the ADC and then sent to FPGA board for processing. After processing and frequency modulating the signal by the internal structure of the FPGA, the digital FM IF output is sent to D/A card for conversion to analog at 48KSPs rate. The internal structure of FMTX system is constructed through programming by the VHDL code whose details are given in the software development part. This analog output signal is then taken through the microphone input of the soundcard and sent to PC for monitoring and recording. Demodulation, monitoring and recording of the modulated signal is through HSDR SDR software environment on the PC. A photo of the FMTX system is shown on Figure 4.

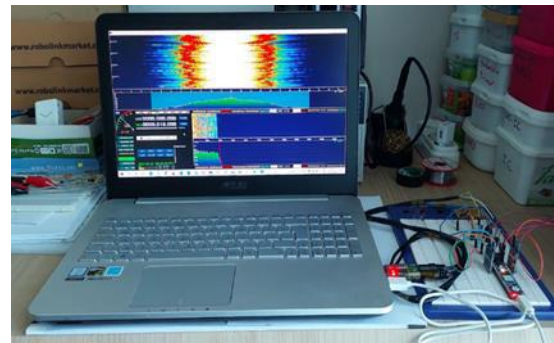


Fig. 4 Photo of the FMTX system in operation

2. Software Design:

Software for the FMTX system on FPGA is developed under the XILINX VIVADO integrated development environment (IDE). It is the standard development environment for XILINX Artix-7 series FPGAs. The language used is VHDL which is a standard language for implementation of hardware logic circuits in FPGAs. The top module code FMTX provides a main body for the other functional modules. The diagram on Figure 5 shows the functional structure of the FM transmitter.

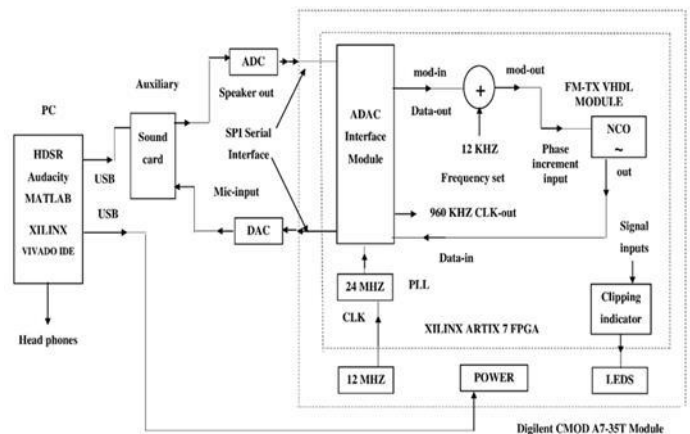


Fig. 5 Block diagram of the FMTX system on the FPGA

PC connection for programming of the module is provided through a spare USB port. This USB port also provides power to the module. Signal flow to the FPGA is analogue through an external USB soundcard interface. This external soundcard provides modulating signal through the speaker output and inputs frequency modulated IF signal through microphone input. Both input and output are single channel (mono) ports with a sampling rate of 48KSps. The input to the FPGA is through the PMOD-AD1 A/D module. The digital output from this module is through a high-speed serial data link in SPI format. The clock provided by the FPGA is 24MHz which is an integer multiple of sampling rate (960KSps). So, 12-bit samples are provided at a rate 960KSps by the ADC. This being an integer multiple of the sampling rate of the soundcard interface at 48KSps, is a very high rate than the required signal bandwidth of 24KHz. However, it does not make any harm because the processed signals remain in the 24KHz bandwidth limit. Such a high sampling rate as 960KSps is necessary because stable operation of ADC and DAC cards used can only be possible at such high rates.

The output from the FPGA is also provided in serial digital data and converted to analog form by the PMOD-DA2 D/A module. The interface is again SPI where the clock rate is 24MHz which must be in conformance to the A/D converter and sampling rate of the FPGA. This clock frequency is derived from an onboard crystal clock module running at 12MHz by a Digital Clock Management (DCM) IP module. The other necessary clocks are derived from 24MHz master clock using suitable divider module which ensure synchronicity through all the FPGA fabric.

Handling of the data acquisition to and from DAC and ADC modules is carried over by the ADAC module. It provides the data to FM modulator and sends the modulator output to the DAC. It also derives the necessary sampling clock of 960KHz which is used by the modulator.

Frequency modulator is a simple direct frequency modulator. A Numerically Controlled Oscillator (NCO) is used as a VCO in this case. Phase increment value is controlled by the digital input samples. A higher phase step means an increase in the instantaneous frequency of the NCO. So, changing phase increment input of the NCO causes a frequency modulation at the output. The output of the ADC is first normalized by adjusting the bit length and then factorized and put as a modulator input. Second input to the modulator, which is a simple 32-bit adder, is an offset value which is factorized to give out a frequency offset adjusted to 12-KHz. So, without a modulation input NCO provides a 12-KHz smooth sinusoid. The phase increment input of the NCO is 32-bit while the output is 16-bits. 32-bit is standard to obtain a suitable frequency resolution in NCOs. The NCO is operated at 960KHz, so the input and output sample rates are also 960KSps. The frequency output of the NCO, f_o is calculated using the equation below:

$$f_o = \frac{f_{clk} \cdot \Delta\theta}{2^{B\theta(n)}}$$

And for calculating the phase increment value ($\Delta\theta$) necessary to generate an output frequency is:

$$\Delta\theta = \frac{2^{B\theta(n)} \cdot f_o}{f_{clk}}$$

Here,

f_o : Output frequency in Hz,

e-ISSN: 2148-2683

$B\theta(n)$: Phase increment bit length in number of bits,

f_{clk} : Clock speed in Hz,

$\Delta\theta$: Phase increment value.

So, for 32-bit phase increment register, 960 KHz clock rate and 12-KHz output the phase increment value must be 0x03333333. And for the same parameters the frequency resolution will be 0.0002235174Hz which is a very small value and hence the error in the actual frequency output will be very low.

Another useful feature of the FMTX system implemented in the FPGA is the clipping indicator module. This module uses two onboard LEDs for the purpose of monitoring the output level. If output or input of any module is overloaded (the level crosses a determined threshold) the corresponding led is lit for approximately 1 seconds. One second time delay is necessary to see even a one-time event since human eye cannot follow an event that lasts only 1/960000 of a second. Use of this feature ensures that the digital output of the ADC and digital input of DAC is not saturated which leads to clipping distortion. Saturating input of any module in the signal chain can lead to unexpected results and hard to determine faults.

3. Results and Discussion

The experiments in the study are obtained in two steps: simulation results and test results. Simulation results come from ideal simulation efforts using MATLAB codes. Test results come from as recordings from actual operational tests of FMTX system implemented on FPGA.

Two modulation test signals used in each stage are A1 and A2. Each test signal lasts 10 seconds and sampled at a rate 48KSps. Results from simulation and tests, which are demodulated audio, are recorded as a separate wave file. These results are also 48KSps wave files. A post-processing is applied to these results under audio processing program Audacity. These post-processes are mainly normalization and synchronization processes which after demodulation results and original modulating signals are combined into a single stereo (2-channel) recording which lasts exactly 10 seconds. These recordings hold demodulation product on left channel (upper signal in the stereo track), while original is held on right channel (bottom signal in the stereo track). Figures 6 and 7 show the simulation results for the A1, and A2 test signals respectively. Results for the test signals A1 and A2 are provided on Figures 8 and 9 respectively.

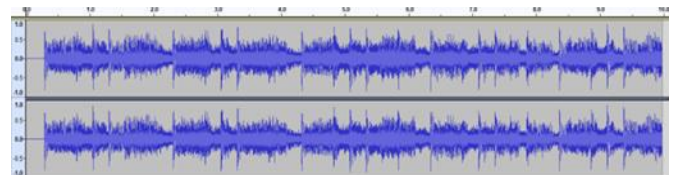


Fig. 6 Simulation Result for A1

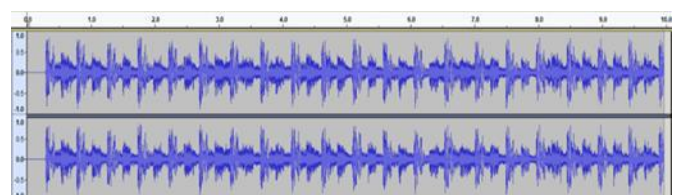


Fig. 7 Simulation Result for A2

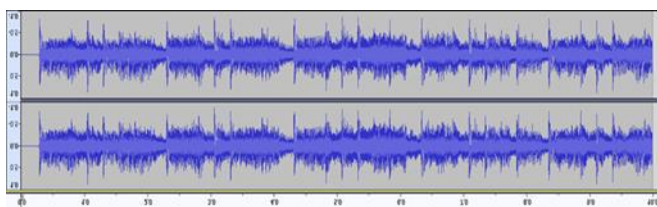


Fig. 8 Test Result for A1

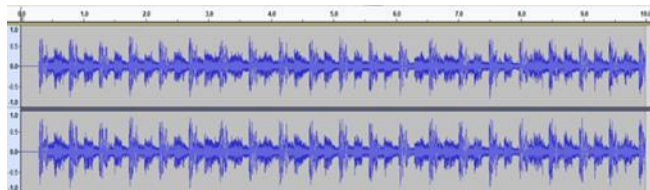


Fig. 9 Test Result for A2

The analysis code compares two signals by subtracting from each other. From this difference (error) signal rms error is calculated. Then S/N ratio is calculated in dB using rms error and rms original signal level whose definition is given below:

$$S/N_{dB} = 20\log(S_{rms}/E_{rms})$$

SNR and rms error results for each simulation and test is given on Table 1.

Table 1. SNR and RMS Error for each Simulation & Test

Test or Simulation	RMS Error ($\times 10^{-3}$)	SNR (dB)
A1 Simulation	1.048	44.18
A1 Test	15.597	20.73
A2 Simulation	1.181	43.09
A2 Test	17.144	19.86

For the comparison of results, higher SNR and lower rms error level is better. So, when we compare the performances, the best results are obtained from the simulations with A1 test signal. The simulation with the test signal A2 provided slightly worse results. The worst result belongs to experiments with test signal A2. It is slightly below the 20dB acceptable performance threshold, while the experiments with test signal A1 provided slightly higher performance above the 20dB threshold. The results prove the FMTX system as a good candidate for generating quality FM signals for broadcast purposes.

4. Conclusions and Recommendations

In this study, an FM transmitter (FMTX) system is designed and implemented on an FPGA platform using SDR techniques. The main purpose is to provide a platform for education of practical SDR systems. The PC is used as a data administration and control central. The obtained results are evaluated using MATLAB scripts. Suitable ADC and DAC modules are used to process analog signals on the FPGA side and an external soundcard is used for the same purposes on the PC side. The collected signals are processed by the FPGA fabric. A signal chain is developed using VHDL hardware description language under XILINX VIVADO IDE for this purpose. The FMTX system generates a 12KHz IF signal as a frequency modulated signal. The frequency modulator depends on a wideband direct modulation method which is a very simple technique to encode frequency modulated signals. An NCO IP is used to provide this facility. Minimal use of filters is preferred in the design of the system to

keep it as simple as possible. This ensures that the cost, complexity, and power consumption of the system is minimal.

The study consists of two stages: first one is the simulation and design of the FMTX system and the second stage is the implementation on FPGA and verification of the actual results. The first stage is accomplished through suitable MATLAB codes which simulates a FM transmitter using a 10 second music recording. Two different samples, A1 and A2 are derived using different audio recordings in wav format. A demodulator code provides an ideal demodulation result used for comparison purposes in the design verification stage. So, a suitable MATLAB code is also used to analysis the experiment and simulation results.

Design of the FMTX system is made on XILINX VIVA DO IDE. The codes are written using VHDL. The design is based on the FM transmitter code written under MATLAB. The modulating signals are continuously played back using Audacity through the PC soundcard speaker output and modulation signal is recorded through microphone input of the same soundcard interface using HDSDR SDR software. HDSDR provides both a visual means for monitoring the results in frequency domain using its waterfall and spectrogram displays and recording them in the hard disk while listening the demodulation products through another spare soundcard output. The recorded results from the experiments are then analyzed and compared to the results from the simulation stages. The analysis results include rms error level which shows the level of noise from the original and calculation of SNR in dB from the rms error and original rms signal level.

Analysis of the results show that FMTX system implemented on FPGA is successful in the generation of FM signals. So, it can be accepted as a good candidate in the training and studying of the practical SDR principles of FM signals. The designed FMTX system can be utilized as a practical FM backend for a SDR equipment such as Softrock Ensemble TX which can be set to accept a 12KHz IF. Thus, FM communication can be possible on Civilization Band (CB) which is located at 27MHz. The FMTX system can be integrated with a suitable FM receiver built on the same FPGA and can be used as a transceiver on HF or VHF band if combined with a suitable up-down converter which can operate with a 12-KHz IF.

References

- [1] Mady Z.G.A. (2016). Transmit and Receive of Quadrature Phase-Shift Keying (QPSK) Signal Using Softrock SDR and Matlab *Natural and Appliance Science of Karabuk University, Turkey*,
- [2] Gareane A.G.A (2016). Transmit and Receive of FM Signals Using Softrock SDR and Matlab, *Natural and Appliance Science of Karabuk University, Turkey*
- [3] Eame M.A.M (2016). Transmit and Receive of FSK Signals Using Softrock SDR and Matlab, *Natural and Appliance Science of Karabuk University, Turkey*
- [4] Feng Z. (2013). A Software Defined Radio Implementation Using Matlab, *Vaasan Ammatikorkeakoulu University of Applied Sciences, Finland*
- [5] N.H. Sefhus, A.D. Lanterman and D.V. Anderson, "Exploring frequency modulation features and resolution in the modulation spectrum," in *Digital Signal Processing and Signal Processing Education Meeting (DSP/SPE), 2013 IEEE* , vol., no., pp.169-174, 11-14

- Aug. 2013
- [6] D.V I. Vitas, D. Šimuniand P. Kneževi, “Evaluation of software defined radio systems for smart home Environments,” in *MIPRO*, Opatija, Croatia, 2015, p 562.
- [7] I. Hatai and I. Chakrabarti “A new high performance digital FM modulator and demodulator for software defined radio and its FPGA implementation,” *International Journal of Reconfigurable Computing*, New York, United States, 2011
- [8] I. Hatai and I. Chakrabarti “FPGA Implementation of a Digital FM Modem,” *International Conference on Information and Multimedia Technology*, 2009, pp 1-4
- [9] D. V. W. L. and f. h., "How to pack a room of analog FM-modulators into a Xilinx FPGA," *Xilinx DSP Magazine*, April 2007
- [10] Ali Ibrahim Khalifa HANDER, 2021 “Design and Implementation of an Educational AM Receiver With FPGA Using SDR Techniques”, Karabük University, Department of Electrical and Electronic Engineering
- [11] C. Kiremitci and B. Erkal, "Eğitim Amaçlı SDR Tekniklerine Dayalı FPGA Tabanlı Genlik Modüleri Radyo Vericisi Tasarımı ve Uygulaması", *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, pp. 184-189, Oct. 2020, doi:10.31590/ejosat.803492
- [12] Hikmat N. Abdullah., “SOFTWARE DEFINED RADIO USING SIMULINK HDL CODER”, University of Al-Mustansiriyah, College of Engineering, Electrical-Engineering Department, Baghdad-Iraq, (2020)
- [13] Internet: Digilent, “CMOD-A7 FPGA board”, https://digilent.com/reference/media/cmod_a7/cmod_a7_rm.pdf
- [14] Internet: Digilent, “PMOD-AD1”, https://digilent.com/reference/media/pmod:pmod:pmod_AD1_rm.pdf
- [15] Internet: Digilent, “PMOD-DA2”, <https://reference.digilentinc.com/reference/pmod/pmodda2/reference-manual>
- [16] Internet: VIVADO Design Suite: <https://www.xilinx.com/products/design-tools/vivado/vivado-ml.html>
- [17] Internet: Audacity Audio Software Systems: <https://www.audacityteam.org/>
- [18] Internet: High Definition Software Defined Radio: <https://hdsdr.software.informer.com/>
- [19] Internet: Mathworks Systems (MATLAB): <https://www.mathworks.com/products/matlab.html/>

Generalization of an Integer Sequence Associated with Tribonacci Numbers

Bariş Arslan^{1*}, Kemal Uslu²

^{1*} Selçuk University, Faculty of Science, Department of Mathematics, Konya, Turkey, (ORCID: 0000-0002-6972-3317), barismath@gmail.com

² Selçuk University, Faculty of Science, Department of Mathematics, Konya, Turkey, (ORCID: 0000-0001-6265-3128), kuslu@selcuk.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1144208)

ATIF/REFERENCE: Arslan, B. & Ulu, K. (2022). Generalization of an Integer Sequence Associated with Tribonacci Numbers. *European Journal of Science and Technology*, (39), 33-38.

Abstract

In this paper we first consider an integer sequence which enumerates the number of subsets of S of the set $[n] = \{1, 2, \dots, n\}$ containing no three consecutive odd integers. Then we generalize this sequence to a polynomial sequence which is associated with the Tribonacci polynomials. Next, we obtain some basic properties of the polynomial sequence.

Keywords: Polynomial sequence, Tribonacci polynomials, Consecutive odd integers, Generating function.

Tribonacci Sayıları ile İlişkili Bir Tamsayı Dizisinin Genellemesi

Öz

Bu çalışmada önce $\{1, 2, \dots, n\}$ kümesinin ardışık üç tek sayı içermeyen S alt kümelerinin sayısına karşılık gelen tam sayı dizisini göz önüne aldık. Sonra bu diziyi, Tribonacci polinomları ile ilişkili bir polinom dizisine genelledik. Daha sonra polinom dizisinin bazı temel özelliklerini elde ettik.

Anahtar Kelimeler: Polinom dizisi, Tribonacci polinomları, Ardışık tek sayılar, Üreteç fonksiyon.

* Corresponding Author: barismath@gmail.com

1. Introduction

Tribonacci numbers can be generalized as Tribonacci polynomials. There are many studies about Tribonacci polynomials. You can see [4-9] for the studies. In 1973 Tribonacci polynomial sequence $(T_n(x))$ was defined by Hoggatt and Bicknell in [3].

For $n \geq 3$,

$$T_n(x) = x^2 T_{n-1}(x) + x T_{n-2}(x) + T_{n-3}(x), \quad (1)$$

with initial conditions

$$T_0(x) = 0, \quad T_1(x) = 1, \quad T_2(x) = x^2.$$

When $x = 1$, we obtain the Tribonacci sequence $(T_n)_{n \geq 0}$. Generating function for Tribonacci polynomial sequence is given in [9] as follows

$$\sum_{n=0}^{\infty} T_n(x) t^n = \frac{t}{1 - x^2 t - x t^2 - t^3}. \quad (2)$$

Binet's formula of Tribonacci polynomial is given in [5] by

$$T_n(x) = \frac{\alpha(x)^{n+1}}{(\alpha(x) - \beta(x))(\alpha(x) - \gamma(x))} + \frac{\beta(x)^{n+1}}{(\beta(x) - \alpha(x))(\beta(x) - \gamma(x))} + \frac{\gamma(x)^{n+1}}{(\gamma(x) - \alpha(x))(\gamma(x) - \beta(x))}, \quad (3)$$

Where $\alpha(x)$, $\beta(x)$ and $\gamma(x)$ are the distinct roots of $t^3 - x^2 t^2 - x t - 1 = 0$ which is the characteristic equation of (1).

Consider the sequence $(a_n)_{n \geq 0}$ counting the number of subsets S of the set $[n] = \{1, 2, \dots, n\}$ such that S contains no three consecutive odd integers. You can see [1] for a detailed study about the sequence $(a_n)_{n \geq 0}$.

$$a_n = 2a_{n-2} + 4a_{n-4} + 8a_{n-6}, \quad n \geq 6, \quad (4)$$

$$a_0 = 1, \quad a_1 = 2, \quad a_2 = 4, \quad a_3 = 8, \quad a_4 = 16, \quad a_5 = 28.$$

Here we first define the polynomial sequence $(a_n(x))_{n \geq 0}$ using (4) and next, we obtain some basic properties of the polynomial sequence.

2. Main Results

2.1. Recursive Definition of the Polynomial Sequence

Let us define the polynomial sequence $(a_n(x))$ with the help of the recurrence relation (4) as follows:

$$a_n(x) = 2x^4 a_{n-2}(x) + 4x^2 a_{n-4}(x) + 8a_{n-6}(x). \quad (5)$$

The first few polynomials are:

$$a_0(x) = 1$$

$$a_1(x) = 2$$

$$a_2(x) = 4$$

$$a_3(x) = 8$$

$$a_4(x) = 16$$

$$a_5(x) = 28$$

$$a_6(x) = 32x^4 + 16x^2 + 8$$

$$a_7(x) = 56x^4 + 32x^2 + 16$$

$$a_8(x) = 64x^8 + 32x^6 + 16x^4 + 64x^2 + 32$$

Notice that $a_n(1) = a_n$.

2.2. Generating Function and the Closed Form Formula of the Polynomial Sequence

Let us try to find the generating function $G(x, t)$ of the polynomial sequence $(a_n(x))$ using the formal power series.

$$G(x, t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(x) t^n$$

To find $G(x, t)$, multiply both sides of the recurrence relation (5) by t^n and sum over the values of n for which the recurrence is valid, namely, over $n \geq 6$. We get,

$$\sum_{n \geq 6} a_n(x) t^n = \sum_{n \geq 6} 2x^4 a_{n-2}(x) t^n + \sum_{n \geq 6} 4x^2 a_{n-4}(x) t^n + \sum_{n \geq 6} 8a_{n-6}(x) t^n \quad (6)$$

Then try to relate these sums to the unknown generating function $G(x, t)$. We have

$$\sum_{n \geq 6} a_n(x) t^n$$

$$\begin{aligned}
 &= G(x, t) - a_0(x) - a_1(x)t - a_2(x)t^2 - a_3(x)t^3 - a_4(x)t^4 \\
 &\quad - a_5(x)t^5 \\
 &= G(x, t) - 1 - 2t - 4t^2 - 8t^3 - 16t^4 - 28t^5, \\
 &\sum_{n \geq 6} 2x^4 a_{n-2}(x)t^n = 2x^4 t^2 \sum_{n \geq 6} a_{n-2}(x)t^{n-2} \\
 &= 2x^4 t^2 (G(x, t) - a_0(x) - a_1(x)t - a_2(x)t^2 - a_3(x)t^3) \\
 &= 2x^4 t^2 (G(x, t) - 1 - 2t - 4t^2 - 8t^3), \\
 &\sum_{n \geq 6} 4x^2 a_{n-4}(x)t^n = 4x^2 t^4 \sum_{n \geq 6} a_{n-4}(x)t^{n-4} \\
 &= 4x^2 t^4 (G(x, t) - 1 - 2t), \\
 &\sum_{n \geq 6} 8a_{n-6}(x)t^n = 8t^6 \sum_{n \geq 6} a_{n-6}(x)t^{n-6} \\
 &= 8t^6 G(x, t).
 \end{aligned}$$

If we write these results on the two sides of (6), we find that

$$\begin{aligned}
 &G(x, t) - 1 - 2t - 4t^2 - 8t^3 - 16t^4 - 28t^5 \\
 &= 2x^4 t^2 (G(x, t) - 1 - 2t - 4t^2 - 8t^3) \\
 &+ 4x^2 t^4 (G(x, t) - 1 - 2t) + 8t^6 G(x, t), \\
 &G(x, t) = \frac{1 + 2t + (4 - 2x^4)t^2 + (8 - 4x^4)t^3}{1 - 2x^4 t^2 - 4x^2 t^4 - 8t^6} \\
 &+ \frac{(16 - 4x^2 - 8x^4)t^4 + (28 - 8x^2 - 16x^4)t^5}{1 - 2x^4 t^2 - 4x^2 t^4 - 8t^6}. \quad (7)
 \end{aligned}$$

Substituting $x = 1$, we get the generating function for the integer sequence $(a_n)_{n \geq 0}$.

Theorem 1. Let $(a_n(x))$ is the polynomial sequence defined by (5). Then we have

$$\begin{aligned}
 a_{2n}(x) &= 2^n [T_{n+1}(x^2) + (2 - x^4)T_n(x^2) \\
 &\quad + (4 - x^2 - 2x^4)T_{n-1}(x^2)], \\
 a_{2n+1}(x) &= 2^n [2T_{n+1}(x^2) + (4 - 2x^4)T_n(x^2) \\
 &\quad + (7 - 2x^2 - 4x^4)T_{n-1}(x^2),
 \end{aligned}$$

where $T_n(x)$ is the n th Tribonacci polynomial.

Proof. If $A(x, t)$ is the generating function for even terms of the polynomial sequence $(a_n(x))_{n \geq 0}$ then it is clear that $A(x, t) = \frac{1}{2}(G(x, t) + G(x, -t))$. From (7) we get,

$$\begin{aligned}
 A(x, t) &= \frac{1 + (2 - x^4)2t^2 + (4 - x^2 - 2x^4)4t^4}{1 - 2x^4 t^2 - 4x^2 t^4 - 8t^6}, \\
 A(x, t) &= \frac{1}{1 - 2x^4 t^2 - 4x^2 t^4 - 8t^6} \\
 &+ (2 - x^4) \frac{2t^2}{1 - 2x^4 t^2 - 4x^2 t^4 - 8t^6} \\
 &+ (4 - x^2 - 2x^4) \frac{4t^4}{1 - 2x^4 t^2 - 4x^2 t^4 - 8t^6}. \quad (8)
 \end{aligned}$$

Let's write the generating function of the Tribonacci polynomial sequence with initial conditions $T_0(x) = 0, T_1(x) = 1, T_2(x) = x^2$ which is given in (2):

$$t(x, z) = \frac{z}{1 - x^2 z - xz^2 - z^3}.$$

Let us indicate the correspondence between a sequence and its generating function with a double-sided arrow as follows:

$$\langle 1, x^2, x^4 + x, \dots \rangle \leftrightarrow \frac{1}{1 - x^2 z - xz^2 - z^3} \quad (9)$$

$$\langle 0, 1, x^2, x^4 + x, \dots \rangle \leftrightarrow \frac{z}{1 - x^2 z - xz^2 - z^3} \quad (10)$$

$$\langle 0, 0, 1, x^2, x^4 + x, \dots \rangle \leftrightarrow \frac{z^2}{1 - x^2 z - xz^2 - z^3} \quad (11)$$

If we right-shift the polynomial sequence in (9) by adding respectively one and two leading zeros, we obtain the polynomial sequences (10) and (11). Hence (9), (10) and (11) are respectively generating functions of the polynomial sequences $(T_{n+1}(x))$, $(T_n(x))$ and $(T_{n-1}(x))$.

Substituting x^2 for x and writing $z = 2t^2$ into (9), (10) and (11). Together with these and using (8) we get the coefficients of t^{2n} which gives the exact formula for the polynomial sequence $(a_{2n}(x))$,

$$\begin{aligned}
 a_{2n}(x) &= 2^n [T_{n+1}(x^2) + (2 - x^4)T_n(x^2) \\
 &\quad + (4 - x^2 - 2x^4)T_{n-1}(x^2)]
 \end{aligned}$$

where $T_n(x)$ is the Tribonacci polynomial sequence defined by (1).

If $B(x, t)$ is the generating function for odd terms of the polynomial sequence then it is clear that $B(x, t) = \frac{1}{2}(G(x, t) - G(x, -t))$. Using (7) we get,

$$B(x, t) = \frac{2t + (8 - 4x^4)t^3 + (28 - 8x^2 - 16x^4)t^5}{1 - 2x^4t^2 - 4x^2t^4 - 8t^6}$$

$$B(x, t) = t \left[\frac{2}{1 - 2x^4t^2 - 4x^2t^4 - 8t^6} + (4 - 2x^4) \frac{2t^2}{1 - 2x^4t^2 - 4x^2t^4 - 8t^6} + (7 - 2x^2 - 4x^4) \frac{4t^4}{1 - 2x^4t^2 - 4x^2t^4 - 8t^6} \right] \quad (12)$$

Substituting (9), (10) and (11) into the equation (12) we get the coefficients of t^{2n+1} which gives the general term for the polynomial subsequence $(a_{2n+1}(x))$

$$a_{2n+1}(x) = 2^n [2T_{n+1}(x^2) + (4 - 2x^4)T_n(x^2) + (7 - 2x^2 - 4x^4)T_{n-1}(x^2)],$$

where $T_n(x)$ is the Tribonacci polynomial defined by (1).

The proof is completed.

Notice that,

$$a_{2n}(1) = a_{2n} = 2^n T_{n+2},$$

$$a_{2n+1}(1) = a_{2n+1} = 2^n T_{n+3}.$$

2.3. The Sum of the First n Terms of the Polynomial Sequence

In [4] the sum of the Tribonacci polynomials is obtained as

$$\sum_{k=0}^n T_k(x) = \frac{T_{n+2}(x) + (1 - x^2)T_{n+1}(x) + T_n(x) - 1}{x^2 + x}.$$

Theorem 2. Let $(a_n(x))$ is the polynomial sequence defined by (5) and $T_n(x)$ is the n th Tribonacci polynomial. Then for $n \geq 4$ we have

$$\sum_{k=0}^{2n} a_k(x) = \frac{2^n A_n(x) + 30x^4 + 12x^2 - 59}{2x^4 + 4x^2 + 7}$$

$$\sum_{k=0}^{2n+1} a_k(x) = \frac{2^n B_n(x) + 30x^4 + 12x^2 - 59}{2x^4 + 4x^2 + 7}$$

Where

$$A_n(x) = [(2x^4 + 4x^2 + 8)T_{n+1}(x^2) + (-2x^8 - 4x^6 - 2x^4 + 14x^2 + 28)T_n(x^2)$$

$$+ (-6x^8 - 16x^6 - 20x^4 + 22x^2 + 62)T_{n-1}(x^2) + (-4x^8 - 16x^6 - 29x^4 + 14x^2 + 58)T_{n-2}(x^2) + (-4x^6 - 16x^4 + x^2 + 26)T_{n-3}(x^2) + (-4x^4 - 2x^2 + 7)T_{n-4}(x^2),$$

$$B_n(x) = [(6x^4 + 12x^2 + 22)T_{n+1}(x^2) + (-6x^8 - 12x^6 - 8x^4 + 30x^2 + 56)T_n(x^2) + (-14x^8 - 36x^6 - 42x^4 + 36x^2 + 111)T_{n-1}(x^2) + (-4x^8 - 16x^6 - 29x^4 + 14x^2 + 58)T_{n-2}(x^2) + (-4x^6 - 16x^4 + x^2 + 26)T_{n-3}(x^2) + (-4x^4 - 2x^2 + 7)T_{n-4}(x^2).$$

Proof. Let $(S_n(x))_{n \geq 0}$ be the sum of first n terms of the polynomial sequence $(a_n(x))$:

$$S_n(x) = \sum_{k=0}^n a_k(x)$$

Using recurrence relation (5) and its initial conditions we have

$$a_n(x) = 2x^4 a_{n-2}(x) + 4x^2 a_{n-4}(x) + 8a_{n-6}(x),$$

$$a_0(x) = 1, a_1(x) = 2, a_2(x) = 4, a_3(x) = 8,$$

$$a_4(x) = 16, a_5(x) = 28.$$

For $n > 5$, we can write the following equalities:

$$a_6(x) = 2x^4 a_4(x) + 4x^2 a_2(x) + 8a_0(x)$$

$$a_7(x) = 2x^4 a_5(x) + 4x^2 a_3(x) + 8a_1(x)$$

.....

$$a_n(x) = 2x^4 a_{n-2}(x) + 4x^2 a_{n-4}(x) + 8a_{n-6}(x)$$

Adding all these equations term by term and substituting initial values we have

$$S_n(x) = \frac{(2x^4 + 4x^2 + 8)[a_n(x) + a_{n-1}(x)]}{2x^4 + 4x^2 + 7} + \frac{(4x^2 + 8)[a_{n-2}(x) + a_{n-3}(x)]}{2x^4 + 4x^2 + 7} + \frac{8[a_{n-4}(x) + a_{n-5}(x)] + 30x^4 + 12x^2 - 59}{2x^4 + 4x^2 + 7}.$$

Let's write $S_{2n}(x)$:

$$S_{2n}(x) = \frac{(2x^4 + 4x^2 + 8)[a_{2n}(x) + a_{2n-1}(x)]}{2x^4 + 4x^2 + 7}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{(4x^2 + 8) [a_{2n-2}(x) + a_{2n-3}(x)]}{2x^4 + 4x^2 + 7} \\
 & + \frac{8 [a_{2n-4}(x) + a_{2n-5}(x)]}{2x^4 + 4x^2 + 7} + \frac{30x^4 + 12x^2 - 59}{2x^4 + 4x^2 + 7}. \quad (13)
 \end{aligned}$$

Using (13) and Theorem 1 we have

$$S_{2n}(x) = \sum_{k=0}^{2n} a_k(x) = \frac{2^n A_n(x) + 30x^4 + 12x^2 - 59}{2x^4 + 4x^2 + 7}, \quad (14)$$

where

$$\begin{aligned}
 A_n(x) = & [(2x^4 + 4x^2 + 8)T_{n+1}(x^2) \\
 & + (-2x^8 - 4x^6 - 2x^4 + 14x^2 + 28)T_n(x^2) \\
 & + (-6x^8 - 16x^6 - 20x^4 + 22x^2 + 62)T_{n-1}(x^2) \\
 & + (-4x^8 - 16x^6 - 29x^4 + 14x^2 + 58)T_{n-2}(x^2) \\
 & + (-4x^6 - 16x^4 + x^2 + 26)T_{n-3}(x^2) \\
 & + (-4x^4 - 2x^2 + 7)T_{n-4}(x^2)].
 \end{aligned}$$

Let us find the following summation formula for $n \geq 4$,

$$\begin{aligned}
 & \sum_{k=0}^{2n+1} a_k(x). \\
 \sum_{k=0}^{2n+1} a_k(x) = & a_{2n+1}(x) + \sum_{k=0}^{2n} a_k(x)
 \end{aligned}$$

From Theorem 1 and (14) we have

$$\sum_{k=0}^{2n+1} a_k(x) = \frac{2^n B_n(x) + 30x^4 + 12x^2 - 59}{2x^4 + 4x^2 + 7}, \quad (15)$$

where

$$\begin{aligned}
 B_n(x) = & [(6x^4 + 12x^2 + 22)T_{n+1}(x^2) \\
 & + (-6x^8 - 12x^6 - 8x^4 + 30x^2 + 56)T_n(x^2) \\
 & + (-14x^8 - 36x^6 - 42x^4 + 36x^2 + 111)T_{n-1}(x^2)] \\
 & + (-4x^8 - 16x^6 - 29x^4 + 14x^2 + 58)T_{n-2}(x^2) \\
 & + (-4x^6 - 16x^4 + x^2 + 26)T_{n-3}(x^2)
 \end{aligned}$$

The proof is completed.

Example 1. Let us compute the following sum.

$$\sum_{k=0}^8 a_k(x)$$

From Theorem 2 we have

$$\sum_{k=0}^8 a_k(x) = \frac{2^4 A_4(x) + 30x^4 + 12x^2 - 59}{2x^4 + 4x^2 + 7}, \quad (16)$$

where

$$\begin{aligned}
 A_4(x) = & [(2x^4 + 4x^2 + 8)T_5(x^2) \\
 & + (-2x^8 - 4x^6 - 2x^4 + 14x^2 + 28)T_4(x^2) \\
 & + (-6x^8 - 16x^6 - 20x^4 + 22x^2 + 62)T_3(x^2) \\
 & + (-4x^8 - 16x^6 - 29x^4 + 14x^2 + 58)T_2(x^2) \\
 & + (-4x^6 - 16x^4 + x^2 + 26)T_1(x^2) \\
 & + (-4x^4 - 2x^2 + 7)T_0(x^2)].
 \end{aligned}$$

Using the definition of Tribonacci polynomials we have

$$\begin{aligned}
 A_4(x) = & [(2x^4 + 4x^2 + 8)(x^{16} + 3x^{10} + 3x^4) \\
 & + (-2x^8 - 4x^6 - 2x^4 + 14x^2 + 28)(x^{12} + 2x^6 + 1 \\
 & + (-6x^8 - 16x^6 - 20x^4 + 22x^2 + 62)(x^8 + x^2) \\
 & + (-4x^8 - 16x^6 - 29x^4 + 14x^2 + 58)(x^4) \\
 & + (-4x^6 - 16x^4 + x^2 + 26).1 \\
 & + (-4x^4 - 2x^2 + 7).0
 \end{aligned}$$

Multiplying the polynomials we have

$$\begin{aligned}
 A_4(x) = & 2x^{20} + 4x^{18} + 8x^{16} + 6x^{14} + 12x^{12} \\
 & + 24x^{10} + 6x^8 + 12x^6 + 24x^4 - 2x^{20} - 4x^{18} \\
 & - 2x^{16} + 10x^{14} + 20x^{12} - 4x^{10} + 26x^8 + 52x^6 \\
 & - 2x^4 + 14x^2 + 28 - 6x^{16} - 16x^{14} - 20x^{12} \\
 & + 16x^{10} + 46x^8 - 20x^6 + 22x^4 + 62x^2 - 4x^{12} \\
 & - 16x^{10} - 29x^8 + 14x^6 + 58x^4 - 4x^6 - 16x^4 \\
 & + x^2 + 26,
 \end{aligned}$$

$$A_4(x) =$$

$$8x^{12} + 20x^{10} + 49x^8 + 54x^6 + 86x^4 + 77x^2 + 54. \quad (17)$$

From (16) and (17) we get

$$\sum_{k=0}^8 a_k(x) = 64x^8 + 32x^6 + 104x^4 + 112x^2 + 115.$$

3. Conclusions

In this paper, we define a polynomial sequence $(a_n(x))$ which is a generalization of the integer sequence (a_n) given in [1]. The polynomial sequence is associated with the Tribonacci polynomials and we get some properties of the polynomial sequence.

References

- [1] Arslan, B. and Uslu, K. (2021). Number of Subsets of the Set $[n]$ Including No Three Consecutive Odd Integers, *European Journal of Science and Technology*, (28), pp. 352-356.
- [2] Bueno, A. C. F. (2015). A note on generalized Tribonacci sequence, *Notes on Number Theory and Discrete Mathematics*, 21, pp. 67-69.
- [3] Hoggatt V. E. and Bicknell, M. (1973). Generalized Fibonacci polynomials, *Fibonacci Quarterly*, Vol. 11, pp. 457-465.
- [4] Kocer E. G. and Gedikli, H. (2016). Trivariate Fibonacci and Lucas polynomials,” *Konuralp J. Math.*, 4, pp. 247-254.
- [5] Koshy, T. (2011). Fibonacci and Lucas Numbers with Applications, Wiley Interscience Publications, New York.
- [6] Ramirez, J. L. and Sirvent, V. F. (2014). Incomplete Tribonacci Numbers and Polynomials, *Journal of Integer Sequences*, 17, Article 14.4.2.
- [7] Rybołowicz, B. & Tereszkievicz, A. (2018). Generalized Tribonacci and generalized Tribonacci polynomials,” *Applied Mathematics and Computation*, 325, pp. 297-308.
- [8] Yılmaz, N. and Taskara, N. (2014). Incomplete Tribonacci-Lucas Numbers and Polynomials.” *Advances in Applied Clifford Algebras*, 25, pp. 741-753.
- [9] Yogesh Kumar Gupta, Badshah, V. H., Mamta Singh, Kiran Sisodiya. (2016). Some Identities of Tribonacci Polynomials, *Turkish Journal of Analysis and Number Theory*. Vol. 4, No. 1, pp. 20-22.



Kentsel Arıcılık Kuralları ve Zorlukları

Fehmi Gürel

Akdeniz Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Zootečni Bölümü, Antalya, Türkiye, (ORCID:0000-0003-1492-8910), fgurel@akdeniz.edu.tr

(3 rd International Conference on Applied Engineering and Applied Natural Sciences ICEANS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1140826)

ATIF/REFERENCE: Gürel, F. (2022). Kentsel Arıcılık Kuralları ve Zorlukları. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 39-43.

Öz

Bal arısı (*Apis mellifera* L.), dünyada en yaygın yetiştirilen ve hem ekonomik hem de ekolojik bakımdan çok önemli bir böcek türüdür. Kentsel alanlarda kırsal alanlara oranla hem pestisit hem de parazit yükünün daha düşük olması ve daha fazla çiçekli bitki çeşitliliğinin bulunması gibi birçok sebepten dolayı son yıllarda kentsel alanlarda da bal arısı yetiştiriciliği giderek artmaya ve bütün dünyada popüler olmaya başlamıştır. Günümüzde bal arısı kolonileri kent merkezlerindeki binaların çatı ve teraslarından evlerin arka bahçelerine kadar her yerde bulunmaktadır. Kentsel arıcılık uygulamaları banliyö ve kırsal alanlardaki uygulamalara benzer olmakla birlikte, yoğun nüfuslu kentsel ortamlarda, kent arıcıları kovan yerleştirme, koloni yönetimi, oğul ve yağmacılığı önleme, su kaynağı temini, insan/arı etkileşimi ve arı dışkısı gibi birçok konuda zorluklarla karşı karşıya kalmaktadırlar. Kentsel arıcılık yeni endişeler de yaratmaktadır. Şehirlerde artan bal arısı koloni yoğunlukları, bal arısı koloni verimliliğini azaltmasının yanı sıra parazit ve patojenleri bulaştırarak ve nektar ve polen kaynakları için rekabet ederek yabancı arı türlerini olumsuz etkileyebilmektedir. Bu nedenle kentsel arıcılık faaliyetlerinde riskleri en aza, faydaları en üst düzeye çıkaracak düzenlemelere ihtiyaç bulunmaktadır. Bu derlemede, kent arıcılığına ilişkin güncel düzenlemeler ele alınmış ve kent sakinlerinden gelen şikâyetlerin azaltılmasına yönelik bazı öneriler sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Kentsel Arıcılık, Düzenlemeler, Zorluklar, Sürdürülebilirlik, Arı Ürünleri.

Urban Beekeeping Rules and Challenges

Abstract

Honey bee (*Apis mellifera* L.) is the most widely grown insect species in the world and is very important both economically and ecologically. Recently, keeping honey bees in urban areas is becoming also increasingly popular around the world due to many reasons such as the presence of more flowering plant diversity in parks, gardens and other green areas of urban areas compared to rural areas, and the lower risk of both pesticides and parasites in urban areas. Today, honey bee colonies are found everywhere, from the roofs and terraces of buildings in city cores to suburban backyards. While urban beekeeping practices are similar to those in suburban and rural areas, in densely populated urban environment, urban beekeepers face many challenges such as hive placement, colony management, preventing of swarming and robbing, provision of water source, human/bee interaction and bee poo. Urban beekeeping creates new concerns. Increased honey bee colony densities in cities might have negative effects on wild bee species by transmitting parasites and pathogens and by competing for nectar and pollen resources in addition to honey bee colony productivity. There is, therefore, a need for good urban beekeeping regulations to maximize the benefits while minimizing the risks. In this review, current regulations regarding urban beekeeping were addressed and some suggestions were presented to reduce complaints from city dwellers.

Keywords: Urban Beekeeping, Regulations, Challenges, Sustainability, Bee Products.

1. Giriş

Bal arısı (*Apis mellifera* L.), dünyada en yaygın yetiştirilen ve hem ekonomik hem de ekolojik bakımdan çok önemli bir böcek türüdür. İnsanlar binlerce yıldır bal arılarını, önceleri bal ihtiyaçlarını karşılamak için, günümüzde ise tüm arı ürünlerini ve tozlaşma hizmetlerini sağlamak amacıyla yetiştirmektedirler. Arıcılık tümüyle doğaya, flora ve hayata bağlı bir tarımsal faaliyet olduğu için genel olarak kırsal alanlarda yapılmaktadır. Ancak özellikle son yıllarda kentsel alanlarda da bal arısı yetiştiriciliği popüler olmuştur. Kentsel arıcılık, kırsal alana erişimi olmayan şehirlerde, yerleşim yerlerinde konutların arka bahçeleri, binaların çatı terasları gibi alanlarda bal arısı yetiştiriciliği yapmak olarak tanımlanabilir. Kentsel alanların park, bahçe ve diğer yeşil alanlarında kırsal alanlara oranla daha fazla çiçekli bitki çeşitliliğinin bulunması, kentsel alanlarda hem pestisit hem de parazit riskinin daha düşük olması gibi birçok sebepten dolayı son zamanlarda kentsel arıcılığa duyulan ilgi bütün dünyada artmakta ve sonuçta dünyanın dört bir yanındaki kentlerde hem koloni sayısında hem de kent arıcılarının sayısında önemli artışlar gözlenmektedir (Egerer ve Kowarik, 2020; Weinreich, 2020; Matsuzawa ve Kohsaka, 2021). Bununla birlikte bu artışın bir taraftan besin kaynakları paylaşımında yaşanan rekabet ve parazit ve patojenlerin taşıma riskinden dolayı kentsel alanlarda yaşayan diğer tozlaştırıcı türler üzerinde olumsuz etkilere yol açabileceği diğer taraftan da kentlerde artan koloni yoğunluğunun verimliliğe olumsuz etkilerinin olabileceği de tartışılmaktadır (Cohen vd., 2017; Mallinger vd., 2017; Henry ve Rodet, 2018; Ropars vd., 2019; Mahe vd., 2021; Abella ve Moretti, 2022). Kentsel arıcılık uygulamaları, kırsal alandaki uygulamalara benzerdir. Bu nedenle arı yetiştiriciliğinin insanların yoğun yaşadığı ortamlarda yapılmasının birçok zorluğu bulunmaktadır. Kovanların yerleştirileceği yerlerin belirlenmesi, kovan yoğunluğunun belirlenmesi, arıların su ihtiyacının temini, arıların savunma davranışı, oğul verme davranışı, yağmacılık davranışı, dışkılama davranışı gibi kırsal alanda yapılan arıcılıkla sorun olmayan birçok konu kentsel arıcılıkla sorun yaratabilmektedir (Matsuzawa ve Kohsaka, 2021, 2022). Bu bildiride, son yıllarda oldukça popüler olan kentsel arıcılıkla ilgili mevcut uygulamalar, alınması gereken önlemler ve kentsel arıcılığın zorlukları açıklanmıştır.

2. Kentsel Arıcılık Kuralları

Kentsel arıcılık, gıda güvenliği, çevre ve kentsel sürdürülebilirlik gibi birçok önemli konuya ilginin artmasıyla birlikte dünya çapında önem kazanmaktadır. Kentsel arıcılıkla ilgili yayınlanmış sınırlı verilere rağmen, küresel olarak genel bir artış eğilimi gözlenmektedir. Dünya genelinde kentsel arıcılık faaliyetleri incelendiğinde hiçbir kuralın olmadığı kentlerden ayrıntılı kuralların bulunduğu kentlere kadar çok farklı uygulamaların olduğu görülmektedir. Kentsel arıcılık yönetmelikleri, genellikle ulusal ölçek yerine eyaletler ve kentler ölçeğinde geliştirilmiştir. Düzenlemeleri oluşturan kuruluşlar arasında yerel yönetimler, ilgili kamu kurumları ve az da olsa arıcılık örgütleri bulunmaktadır. Mevcut kentsel arıcılık düzenlemelerinin çoğu şehir sakinlerinin güvenliğini sağlamaya yöneliktir ve birçoğu bilimsel temeli olmayan çok çeşitli hükümler de içermektedir (Matsuzawa ve Kohsaka, 2021, 2022). En sık rastlanılan düzenleme uygulamaları, kovanların sayısı/yoğunluğu, kovanların yerleştirileceği alanlarla ilgili kısıtlamalar, kovanların önüne bariyerlerin, çitlerin

yerleştirilmesi, su temini, yangın güvenliği gibi konularla ilgilidir. Koloni yoğunluğu ve arılıklar arasındaki mesafe büyük ölçüde çevredeki nektarlı ve polenli bitki miktarına göre değişeceği için bu konuda kentsel arıcılık için genel düzenlemeler yapmak oldukça zordur. Ancak bilimsel kuruluşlarla düzenlemeleri yapan çeşitli kurum ve örgütler arasındaki işbirliği güçlendirilmeli ve büyük yerleşim yerlerinde yapılacak kentsel arıcılık faaliyetlerinde, riskleri en aza, faydaları en üst düzeye çıkaracak düzenlemeler ve kurallar oluşturulmalı ve uygulanmalıdır (Garbuzov ve Ratnieks, 2014; Matsuzawa ve Kohsaka 2022).

3. Kovan Yoğunluğu ve Kovanların Yerleştirilmesi

Konutların balkonlarında bal arısı kolonisi bulundurmamak çevredeki komşular açısından önemli sorunlar yaratabileceğinden uygun olmayan ve tercih edilmeyen bir uygulamadır. Kalabalık şehir merkezlerinde genellikle binaların çatı terasları tercih edilirken, kentlerin müstakil, bahçeli evlerinin yoğun olduğu mahallelerde konutların arka bahçeleri tercih edilmektedir. (Egerer ve Kowarik, 2020; Matsuzawa ve Kohsaka, 2021). Deneyimli arıcılar, kolaylığı nedeniyle koşullar uygun ise kovanları çatıda tutmak yerine zemin seviyesinde tutmayı tercih etmektedir. Kovanların birkaç katlı bir bina çatısının üzerinde konuşlandırılması bal arısı aktivitesinde bir sorun oluşturmayacaktır. Ancak 10 katlı 15 katlı çok yüksek binalar rüzgar vb. daha aşırı çevresel koşullar nedeniyle bal arıların aktivite olumsuz etkileyebilir (Alton ve Ratnieks, 2016). Buna karşın Londra, Paris gibi büyük metropollerin kent merkezlerinde bulunan yüksek binaların çatılarında da bal arısı kolonileri bulunmaktadır (Weinreich, 2020). Kentsel alanlarda arı kovanlarının yerleştirileceği alanların ve bu alanlara yerleştirilecek kovan sayılarının belirlenmesi kent sakinlerinin güvenliği açısından en önemli konuları oluşturmaktadır ve arka bahçe arıcılığı olarak da nitelendirilebilen kentsel arıcılıkla ilgili kurallar ve düzenlemeler bilimsel olarak kanıtlanmamış olsalar da büyük ölçüde bu konularla ilgilidir. En yaygın düzenleme, kovan sayısındaki sınırlama ile ilgilidir. Genel olarak kentsel alandaki bir arılığa konabilecek maksimum kovan sayısı 400 m² den daha küçük bahçelere arı kovanı konmaması, 400-1000 m² arası büyüklükteki bahçelere en fazla 2 adet kovan, 1000-2000 m² arası büyüklükteki bahçelere ise en fazla 4 adet kovan yerleştirilmesinin uygun olacağı yönündedir. Kentsel arıcılar, kovanlarını yollardan, patikalardan ve parklardan mümkün olduğunca uzak, komşularıyla ve yoldan geçenlerle etkileşiminin en az düzeyde olacağı bir yere yerleştirerek sorumluluk risklerini azaltabilirler. Kovanlar, tüm komşu mülkiyet sınırlarından en az üç metre uzakta konuşlandırılmalı ve arıların kovanı ayırdıktan hemen sonra çevredeki insanlarla temasını engellemek için arılık ve bitişik mülk arasında en az iki metre yüksekliğinde sağlam bir çit veya aşılmaz bir bitki bariyeri oluşturularak arıların uçuş yolu düzenlenmelidir (Tasmanian Beekeepers Association, 2014; Matsuzawa ve Kohsaka 2022).

4. Bal Arılarının Savunma Davranışı ve Kontrolü

Kentsel arıcılıkla ilgili kurallar, yasaklar büyük ölçüde kamu güvenliğine yönelik kaygılardan kaynaklanmaktadır. Bu nedenle kentsel alanlarda yapılan arıcılık faaliyetlerinde arıların sokma riskini en aza indirmek birincil önceliktir (Garbuzov ve Ratnieks, 2014; Melathopoulos vd., 2018). Bal arıları genellikle

saldırgan değildir. Ancak genellikle kovanların yakın çevresinde kendilerini ve koloniyi rahatsız edebilecek çeşitli uygulamalara tepki olarak, savunma, sokma davranışında bulunurlar. Bu nedenle kentsel alanlardaki bal arılarının çevrede bulunan insanları sokma riskini en aza indirecek önlemlerin alınması gerekmektedir. Arı sokmasına karşı insanlarda iki türlü reaksiyon görülebilir. Yaygın görülen reaksiyon lokal bir reaksiyondur ve sokulan alanın etrafındaki yakın bölgede kaşıntı, şişme ve kızarıklık ile sonuçlanabilir. Düşük oranda da olsa (% 0.15 – 7.5) bazı insanlarda (Bilo ve Bonifazi, 2008) anafilaktik şok adı verilen ve boğazda şişme, nefes darlığı, baş dönmesi, kurdeşen, tansiyon düşüklüğü ve bilinç kaybı ile sonuçlanabilen, sistemik alerjik reaksiyon görülebilir ve hemen tedavi edilmezse ölüme sonuçlanabilir. Bal arılarının sokma, savunma davranışını etkileyen genetik, çevresel ve koloni yönetimi ile ilgili birçok etmen bulunmaktadır. Arılar tehdit algısını feromonlarla kolonideki diğer arılara iletirler ve böylece koloni savunmaya geçer ve tekrar sakinleşirmek zaman alır. Bu nedenle temel ilke kolonide tehlike algısı oluşturmadan yapılması gereken uygulamaları yapmaktır (Sponsler ve Bratman, 2021). Koloninin hırçınlık özelliği ana arıdan kaynaklanıyorsa daha sakin bir ana arıyla ana arısı değiştirilmelidir. Kentsel alanlarda uysal genotiplerle çalışılmalıdır. Güneşli, rüzgarsız ve nektar ve polen kaynaklarının bol olduğu zamanlarda bal arısı kolonisi daha sakinidir. Kent arıları serin, rüzgarlı ve nektarın az geldiği zamanlarda mümkünse kolonileri açmaktan kaçınmalıdır. Kent arıları, arıları sinirlendirmemek ve sokmalarını önlemek için çevrede insanların olmadığı güzel havalarda, kolonilerine duman vererek, ani hareketler yapmadan nazik bir şekilde, tarlacı arıların kovanda olmadığı sabah ve öğlen saatlerinde (10:00-15:00) kısa süreli kovanlarını açıp, hızlı bir şekilde kontrollerini yapması gerekmektedir (NSW Government report, 2000; Melathopoulos vd., 2018).

5. Bal Arılarının Oğul Verme Davranışı ve Kontrolü

Kentsel alanlarda yapılan bal arısı yetiştiriciliğinde karşılaşılabilecek en önemli sorunlardan birisi de bal arısının oğul verme davranışdır. Oğul bir bal arısı kolonisinin kendiliğinden iki küçük koloniye bölündüğü doğal ancak önlenemez bir çoğalma şeklidir. Oğul, genellikle nektar ve polen kaynaklarının bol olduğu birkaç haftadan sonra, iklim ve floraya bağlı olarak ilkbaharın sonu ile yazın başı arasında 4-6 haftalık bir süreç içerisinde gerçekleşir. Oğul verme aşamasında kolonide ana arı ve işçi arıların bir bölümü, binlerce, bazen on binlerce işçi arı bal midelerini balla doldurarak kovan önünde bir arı bulutu oluşturur ve büyük bir vızlılıkla toplu halde kovana terk ederler. Kovandan çıkan bu arılar birkaç dakika içerisinde ana arı ile birlikte kovanın yakınındaki bir ağaç, çalı veya uygun bir yere üzüm salkımı şeklinde bir küme oluştururlar (Graham, 2003; Korkmaz, 2013). Ancak bazen arıların bu kısa konaklama yeri seçimleri çok şaşırı olabilmekte alınması zor yerlerde de toplanmaktadır. Kentsel alanlarda bazen bir arabanın, pencerenin, duvarın, çatının, çit direğinin veya bir elektrik direğinin üzerinde de oğul görülebilir. Çıkan oğul bu geçici konaklama yerinde, hava durumuna ve yeni bir yuva yeri bulmak için gereken zamana bağlı olarak genellikle bir saatle birkaç güne arasında bir süre sabit kalır. Oğul kümesindeki arılar uygun bir yer, kalıcı bir yuva yeri bulduklarında, küme parçalanır ve yeni yuvaları doğru uçarlar. Oğul'a çıkan arıların karınları dolu olduğu için sokma yetenekleri azalmıştır. Ayrıca

yavrularından ve yiyecek depolarından uzakta oldukları için daha az savunma davranışı sergilerler. Bu nedenle bal arısı oğulları çoğu durumda tehlikeli değildir. Yine de kentsel alanlarda, kent sakinlerinin kapılarının önünde, sokaklarında veya bahçelerinde genellikle bir yöne doğru vızıldayarak birlikte hareket eden binlerce arıyla karşılaşması paniklemelerine, endişelenmelerine ve hatta arılardan ve kent arıcılığından korkmalarına neden olabilir. Koloninin oğul vermesini önlemek arıcının görevidir. Özellikle kentsel alanlarda kolonilerin oğul vermesi mutlaka önlenmelidir (Melathopoulos vd., 2018; UC anı, 2018; Boma, 2019; Matsuzawa ve Kohsaka, 2021).

Arıcalar oğulları yakalayıp kovanlara aktararak arılı kovan sayılarını artırmalarına karşın teknik arıcılıkta da kolonilerin oğul vermesi istenmez. Oğul arıcının kontrolünde olmayan bir bölünerek çoğalma davranışdır. Arıcaların işçi arı popülasyonu zayıf kolonilerle başarılı bir üretim yapması mümkün değildir. Bal arısı kolonilerinin oğul vermesini hem koloniyi oluşturan ana arının genetik yapısı hem de çevre koşulları etkilemektedir. Oğul verme eğilimi yüksek ana arının olması, nektar ve polenin yoğun bir şekilde kovana gelmesi, kolonide ergin arı popülasyonunun çok artması, kuluçkalık sıkışıklığı (ana arının yumurtlayacağı alanın azalması), genç işçi arı miktarının fazla olması, ana arının yaşlı olması, ana arı yaşının ve koloni popülasyonunun fazla olmasından dolayı ana arı feromonlarının etkinliğinin azalması, kovan içi sıcaklığının, neminin artması, havalandırmanın azalması gibi birçok etmen kolonilerin oğul vermesini tetiklemektedir. Kolonilerin oğul vermesini önlemek için ise koloniye ilave alan sağlamak (boş petek ve /veya kat vermek), ana arısını oğul verme eğilimi düşük olan ana arıyla değiştirmek, kalabalık kolonileri bölmek veya bu kolonilerden arılı ve / veya yavrulu çerçeve almak, kovanlara gölgelik yapmak, havalandırma sistemini genişletmek gibi birçok uygulama yapılabilir (Graham, 2003; Korkmaz, 2013). Dünyada kentsel arıcılığın yaygın yapıldığı bazı metropollerde kolonilerin oğul vermesini önleme ve diğer koloni yönetimi konularında arıcalar profesyonel destek veren şirketler kurulmuştur. Ayrıca birçok kentte, kent sakinlerinin kendi mülklerinde veya çevrelerinde oğul gördüklerinde iletişime geçebilecekleri telefon numaraları bulunmakta ve çıkan oğullar kısa sürede yerel arıcı birlikleri, tarım ofisleri veya yerel yönetimlerdeki ilgili birimler tarafından toplanmaktadır (UC anı, 2018; Boma, 2019). Ülkemizde de bu konudaki öncü uygulamalardan birisini Ankara Büyükşehir Belediyesi başlatmış ve Ankara ilinde ilkbahar aylarında ağaçlara, çatılara konan oğulları almak için İtfaiye Daire Başkanlığı bünyesinde eğitilmiş bir arı timi kurmuştur. Ülkemizdeki diğer büyükşehirlerde de arı yetiştiricileri birlikleri, tarım il müdürlükleri ve yerel yönetimlerin işbirliği ile uzman arıcılık ekiplerin kurulması ülkemizdeki kentsel arıcılığın gelişimi için yararlı olacaktır.

6. Bal Arılarının Yağmacılık Davranışı ve Kontrolü

Kentsel arıcılık faaliyeti sırasında kovan çevresinde tehlike oluşturabilecek bir bal arısı davranışı da yağmacılıktır. Bal arıları kaynak ne olursa olsun normal uçuş yapabildikleri her zaman nektar ve polen toplamaya çalışırlar. Özellikle doğada nektarın kıt olduğu dönemlerde kuvvetli kolonilerin işçi arıları zaman zaman zayıf kolonilerin ballarını kovanlara taşımak için zayıf kolonilere saldırımları yağmacılık olarak tanımlanır. Yağmacılık kolonilerin kaybına ve hastalıkların kovanlar ve hatta arıların arasında yayılmasına yol açtığı için teknik arıcılıkta da hiç istenmeyen ve dikkat edilmesi gereken bir arı davranışdır.

Yağmacılık durumunda zayıf kovanların her tarafından uçan ve kovana girmeye çalışan ve kovan önünde yoğunluk oluşturan çok sayıda arı bulunur ve bu durum da yakın çevrede bulunan insanlar ve hayvanlar için de sorun yaratabilir. Bal arılarının yağmacılık davranışı bu konuda bilgili ve dikkatli arıcular için bir sorun oluşturmaz. Yağmacılık davranışı; zayıf ve güçlü kolonilerin yan yana bulundurulmaması, koloniler arasında makul bir mesafe bırakılması, kovanın uçuş deliklerinin daraltılması, kovan yarık ve çatlaklarının kapatılması, koloni beslemesinin kovan içerisinde yapılması, kovanların uzun süre açık bırakılmaması, kovan etrafına şekerli maddeler bulaştırılmaması gibi koloni bakım ve yönetimi ile ilgili kurallara uyularak önlenilmektedir (Graham, 2003; Öder, 2006; Korkmaz, 2013).

7. Bal Arılarının Su İhtiyacı ve Kaynaklanabilecek Sorunlar

Bal arısı kolonilerinde su, larva besininde kullanılacak balı inceltmek, kovan içindeki sıcaklığı düşürmek ve nemi düzenlemek için gereklidir. Ortalama güçteki bir koloninin ilkbaharda yavru yetiştirmek için günlük su gereksinimi yaklaşık 150 gram kadardır. Güçlü koloniler, özellikle sıcaklığın yüksek, nemin düşük olduğu koşullarda günde 1 kg' a kadar su toplayabilmektedirler. Bir işçi arı kovana su toplamak için günde ortalama 50 sefer yapabilir ve her seferde de ortalama 25 mg su taşıyabilir. Kovana günlük 1 kg su taşınabilmesi için yaklaşık 800 işçi arının toplam 40 000 sefer yapması gerekmektedir. Dolayısıyla arıların su ihtiyacını karşılamak için kovanların yakınında sürekli, yeterli miktarda ve temiz bir su kaynağı bulunmalıdır (Graham, 2003; Öder, 2006). Arılar genellikle su temini için boğulmayacakları ıslak, kum çakıl, beton bir havuzun kenarı veya yüzen su otları gibi kılcal nemin olduğu güneşli yerleri tercih etmektedirler. Arılar kentsel alanlarda bulunan yüzme havuzları, ıslak betonlar, su olukları, sulanan çimenler, bahçeler gibi bazı su kaynaklarından su topladığında kent sakinlerini rahatsız edebilecektir. Bu nedenle kent arıcuları kovanlarının bulunduğu yerin yakınında arıların kolaylıkla ulaşabileceği kullanılabilir bir su kaynağı sağladıklarında suyun bulunduğu yere alışan arılar, başka su kaynaklarına yönelmeyecek ve böylece arıların istenmeyen kaynaklardan su toplamaları önlenmiş olacaktır. Su kaynağının erken ilkbaharda arılar su kaynağı aramaya başlamadan önce hazırlanması, su kaynağına arıların batmasını önleyecek şamandıra benzeri aparatlar yerleştirilmesi ve su kaynağının sürekliliğinin sağlanması su kaynağı ile ilgili olası sorunları önleyecektir. Sivrisineklerin üreme alanı haline gelmemesi ve arı hastalık ve zararlılarının bulaşmaması için su taze ve temiz tutulmalıdır (NSW Government report, 2000; Tasmanian Beekeepers Association, 2014; UC anr, 2018).

8. Bal Arılarının Dışkılama Davranışı ve Kaynaklanabilecek Sorunlar

Arılar da yediklerin besinleri mide ve bağırsak sistemlerinden geçirecek sindirirler. Sindiremedikleri maddeleri, metabolizma artıklarını rektumlarında biriktirirler ve dışkı olarak dışarı atarlar. Dışkıları sulandırılmış polene benzer. Hafif tatlı kokulu, yapışkan ve suludur. Genellikle turuncu renktedir, ancak tükettikleri polenlerin rengine göre değişebilir. Bal arıları çok hijyenik böceklerdir. Kovan içine dışkılama yapmazlar. Normal koşullarda çiçeklerin üzerindeyken de dışkılama yapmazlar. Kovandan çıktıktan sonra uçuş yolları üzerinde uçarken haftada birkaç kez dışkı bırakırlar. Kışı sert geçen bölgelerde aylarca,

ılıman geçen bölgelerde günlerce arılar kovan dışına çıkmazlar ve dışkılarını rektumlarında biriktirirler. Baharın güneşli bir gününde binlerce arı dışkılarını bırakmak için kovan dışına çıkar. Kentsel alanlarda bulunan kovanlardan çıkan arılar uçuş yolu üzerinde dışkılarını bıraktıklarında bu dışkıları uçuş yolu üzerinde bulunan kent sakinlerine ait evlerin çamurları, arabalarını, balkon veya bahçelerinde asılı çamaşırlarını kirletebilir. Kovandan çıkan arılar nektar ve polen toplamak için çok farklı yönlere gidebilir. Bu nedenle dışkılama ile ilgili yaşanabilecek bir sorunun kesin bir çözümü yoktur. Ancak kovanları dışkılama sorunu çok az olabilecek yerlere yerleştirmek ve arıları sağlıklı ve hastalıklardan uzak tutmak sorunun azaltılmasına yardımcı olacak uygulamalardır (NSW Government report, 2000; Tasmanian Beekeepers Association, 2014 ;UC anr, 2018). Arılar fermente bal, fermente şeker şurubu gibi uygun olmayan besinler tükettiklerinde veya dizanteri, nosema gibi hastalıklara yakalandıklarında, ıshal olabirler ve bu gibi durumlarda kovan içine de dışkılayabilirler. Hasta arıların dışkısı aynı zamanda diğer arılar için de bir enfeksiyon kaynağıdır (Graham, 2003; Öder, 2006).

9. Türkiye’de Kentsel Arıcılık

Türkiye'nin coğrafik konumu, zengin bitki örtüsü, farklı vejetasyon tipleri ve iklimsel özellikleri arıcılığın antik çağlardan beri gelişerek sürdürülmesini sağlamıştır (Gürel, 2012). Türkiye, yaklaşık 8 milyon adet bal arısı koloni varlığı ve 100 bin ton/yıl bal üretimiyle günümüzde de çok önemli bir arıcılık ülkesidir. Ülkemiz, koloni sayısı ve bal üretimi bakımından dünyada ilk üç sıra içerisinde, koloni sayısı, bal üretimi ve kayıtlı arıcı sayısı bakımından da Avrupa’da ilk sırada yer almaktadır. Oldukça zengin floraya sahip ve çiçeklenme zamanlarının bütün bir yıla yayıldığı Türkiye’de arıcılık deniz seviyesinden yüksek yaylalara kadar hemen her yerde yapılabilen bir faaliyet olarak ön plana çıkmakta ve önem kazanmaktadır (Burucu, 2021). Ülkemizdeki kentlerde de hızlı betonlaşma, çevre kirliliği gibi arıların yaşamlarını etkileyebilecek olumsuzlukların artmasına karşın İstanbul, Ankara gibi birçok büyük kentlerimizdeki çiçekli bitki miktarı ve çeşitliliğindeki bolluk arıcılık için önemli bir potansiyel yaratmakta ve kesin bir veri olmamasına karşın önemli miktarda bal arısı kolonisinin ülkemizdeki kentsel alanlar içerisinde bulunduğu tahmin edilmektedir. Kentlerde arıcılık yapan bireylerin de çoğunlukla kayıtlı olmadığı bilinmektedir. Ülke genelinde ve il bazında kentsel arıcılık faaliyetleri ile ilgili her hangi bir düzenleme, yönetmenlik bulunmamaktadır. Gıda, Tarım ve Hayvancılık Bakanlığı tarafından hazırlanan ve Resmi Gazetede yayımlanan güncel Arıcılık Yönetmenliği’nde (Resmi Gazete 30 Kasım 2021, Sayı, 28128) arıların konaklayacağı yerler ile ilgili düzenlemeler çok sayıda arı kolonisine sahip profesyonel arıcılara, büyük ölçüde de gezginci arıcılık yapan profesyonel arıcılara yöneliktir. Bu yönetmenlikte; arıların trafiğinin yoğun olduğu bölgelerde yoldan en az 200 metre, stabilize ara yollarda ise en az 30 metre uzaklığa yerleştirilmesi gerektiği, gezginci arıcılık yapan arıcuların, arılarını çevreye rahatsızlık vermeyecek şekilde meskün mahal dışında bir yere yerleştirmeleri gerektiği, sabit arıcuların ise kolonilerini köy ve beldelerde çevreye rahatsızlık vermeyecek şekilde ve insanların toplu olarak hizmet aldıkları cami, okul, sağlık ocağı, karakol gibi benzeri alanlardan en az 200 metre uzağa yerleştirmeleri, yerleşimin dağınık olduğu bölgelerde ise bu mesafe en yakın eve en az 50 metre olması gerektiği belirtilmiştir. Ayrıca yönetmenlikte arı kışlatma bölgelerinde arılıklar arasındaki mesafenin flora kapasitesine bakılmadan en

az 150 metre olarak belirlenmesi gerektiği ifade edilmiştir. Ülkemizde de kentsel arıcılıkla ilgili özel kuralların düzenlenmesi, kent arıcılarının mutlaka kayıt altına alınması ve eğitilmesi kentsel arıcılığımızın da gelişmesine önemli katkılar yapacaktır.

10. Sonuç

Son yıllarda tüm dünyada kent nüfuslarının hızla artması sonucu kentlerde tarımsal ürünlere olan talep artmış ve tarımsal ürün fiyatları da yükselmiştir. Bu nedenle kentlerin kendi gereksinimi olan gıdaların üretimine katkıda bulunduğu, gıda güvenliği, çevre bilinci, sivil katılım, istihdam ve ekonomik getiri sağlama gibi yararları olan sürdürülebilir kentsel tarım girişimleri önem kazanmıştır. Kentsel arıcılık da, bu çerçevede son yıllarda tüm dünyada popüler olan, yaygınlaşan bir kentsel tarım uygulamasıdır. Kentsel arıcılığın hızlı gelişimi sonucu kentlerde artan koloni yoğunlukları kentlerdeki biyolojik çeşitliliği ve koloni verimliliğini olumsuz etkileyebilmektedir. Bu nedenle sürdürülebilir koloni sayıları ile ilgili düzenlemeler ve yönetim stratejilerinin oluşturulması gerekmektedir.

Kent sakinlerini korumaya ve kent arıcılarının sorumluluklarına yönelik uygulamaları içeren kentsel arıcılık yönetmeliklerinin bütün kentlerde düzenlenmesi ve uygulanması gerekmektedir. Kentsel arıcılık yönetmenlikleri bilimsel çalışmalarla desteklenmeli, anlaşılır, net ve arıcılık pratiği açısından uygulanabilir olacak şekilde düzenlenmelidir. Kent arıcılarının kayıt altına alınması, temel arıcılık eğitimi verilmesi, kentlerin, mahallelerin kovan kapasitelerinin belirlenmesi, kovan yoğunluklarının ve arılık yerlerinin düzenlenmesi ve arılıklar arası mesafenin belirlenmesi gibi konularla ilgili kent düzeyinde çalışmaların yapılması gerekmektedir. Kentlerde yeşil alan planlamaları yapılırken bal arıları ve diğer tozlaştırıcı böcekler de dikkate alınarak yeşil alanlarda, kent ormanları ve park ve bahçelerinde zengin nektar ve polen içeren çiçekli bitkilerin miktarı ve çeşitliliğinin artırılması yararlı olacaktır.

Kaynakça

Abella, J. C. and Moretti, M. (2022). Challenging the sustainability of urban beekeeping using evidence from Swiss cities. *Urban Sustainability*, 2(3), 1-5.

Alton, K. and Ratnieks, F. (2016). Roof top hives: Practical beekeeping or publicity stunt?, *Bee World*, 93(3), 64-67.

Boma. (2019). Guide to urban beekeeping. Boma, Canada, bomacanada.com, p 38.

Bilo, B. M. and Bonifazi, F. (2008). Epidemiology of insect-venom anaphylaxis. *Current Opinion in Allergy and Clinical Immunology*, 8, 330-337.

Burucu, V. (2021). Ürün Raporu Arıcılık, 2021. Tarımsal Ekonomi ve Politika Geliştirme Enstitüsü, TEPGE, Yayın No: 330, 30s.

Cohen, H., Quistberg, R. D. and Philpott, S. M. (2017). Vegetation management and host density influence bee-parasite interactions in urban gardens. *Environmental Entomology*, 46 (6), 1313-1321.

Egerer, M. and Kowarik, I. (2020). Confronting the modern Gordian knot of urban beekeeping. *Trends in Ecology & Evolution*, 35 (11), 956-959.

Garbuzov, M. and Ratnieks, F.L.W. (2014). Lattice fence and hedge barriers around an apiary increase honey bee flight height and decrease stings to people nearby. *Journal of Apicultural Research*, 53(1), 67-74.

Graham, J. M. (2003). The hive and honey bee. Dadant & Sons. Hamilton, Illinois, p 1324.

Gürel, F. (2012). Arıcılık sektörü ve etik ilkeler. *TSE, Standart Ekonomik ve Teknik Dergi*. 601, 74-79.

Henry, M. and Rodet, G. (2018). Controlling the impact of the managed honey bee on wild bees in protected areas. *Scientific Reports*, 8, 9308.

Korkmaz, A. (2013). Anlaşılabilir arıcılık. Türker Matbaacılık, Samsun, 330 s.

Mahe, C., Jumarie, C. and Boily, M. (2021). The countryside or the city: Which environment is better for the honeybee? *Environmental Research*, 195, 110784.

Mallinger, R. E., Gaines, H. R. and Gratton, C. (2017). Do managed bees have negative Effects on wild bees? A systematic review of the literature. *PLoS ONE*, 12 (12), 1-32.

Matsuzawa, T. and Kohsaka, R. (2021). Status and trends of urban beekeeping regulations: A global review. *Earth*, 2, 933-942.

Matsuzawa, T. and Kohsaka, R. (2022). A systematic review of urban beekeeping regulations of Australia, the United States, and Japan: Towards evidence-based policy making. *Bee World*, 99 (3)1-5.

Melathopoulos, A., Rodia, R.M., Holt, J. and Sagili, R. (2018). Residential beekeeping, best-practice guidelines for nuisance-free beekeeping in Oregon. Oregon State University Extension Service, EM 9186, 17 p.

NSW Government Report. (2000). Inquiry into beekeeping in urban areas. Report, August 2000. The Government of New South Wales, p.29.

Öder, E. (2006). Uygulamalı arıcılık. Meta Basım Matbaacılık. İzmir, 642 s.

Ropars, L., Dajoz, I., Fontaine, C., Muratet, A. and Geslin, B. (2019). Wild pollinator activity negatively related to honey bee colony densities in urban context. *PLoS ONE*, 14(9), e0222316 .

Sponsler, D.B. and Bratman, E.Z. (2021). Beekeeping in, of or for the city? A socioecological perspective on urban apiculture. *People and Nature*, 3, 550-559.

Tasmanian Beekeepers Association . (2014). Code of practice for urban beekeeping in Tasmania, Tasmanian Beekeepers Association Inc (TBA), p 11.

UC anr. (2018). Bees in the neighborhood: Best practices for urban beekeepers. University of California, Agriculture and Natural Resources Communication Services, ANR Publication 8596, pp 19.

Weinreich, C. (2020). A transportation service for urban beehives. Thesis BFA, Universitet Umea, p 53.



Development Of Fleet Tracking Systems Using Direct CAN Data

Ferhat Onat Şirin^{1*}, Reyat Yılmaz²

^{1*}Dokuz Eylül University, Faculty of Engineering, Department of Electrical & Electronics Engineering, İzmir, Turkey, (ORCID: 0000-0001-8189-3848), sirinferhatonat@gmail.com

²Dokuz Eylül University, Faculty of Engineering, Department of Electrical & Electronics Engineering, İzmir, Turkey, (ORCID: 0000-0001-9108-0576), reyat.yilmaz@deu.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1144037)

ATIF/REFERENCE: Şirin, F. O. & Yılmaz, R. (2022). Development Of Fleet Tracking Systems Using Direct CAN Data. *European Journal of Science and Technology*, (39), 44-50.

Abstract

The controller area network (CAN) is a highly integrated system using serial bus and communications protocol to connect intelligent devices for real-time control applications.

Passengers safety, the safety of transported goods and road efficiency of vehicles are important issues for vehicle fleets. Monitoring of these data has an important place in increasing efficiency. Instantly controlling information such as vehicle speed, travel time, tire pressures, and fuel conditions from a single center provides a healthier fleet tracking.

This study aims to provide maximum efficiency for vehicle fleets by transferring the instant data from the vehicles to a center.

The introduced system, which has the capability to transfer instant data such as vehicle's speed, engine's rpm and temperature etc., makes great contributions, especially to the development of the autonomous transportation system. The results show that important vehicle data can be transferred with great accuracy and monitored remotely.

Keywords: CAN(Controller Area Network), Data transfer, Serial Network, CAN-Bus, ECU(Electronic Control Unit)

Doğrudan CAN Verilerini Kullanan Filo Takip Sistemlerinin Geliştirilmesi

Öz

Kontrolör alan ağı (CAN), gerçek zamanlı kontrol uygulamaları için, akıllı cihazları bağlamak için seri veri yolu ve iletişim protokolü kullanan yüksek düzeyde entegre bir sistemdir.

Yolcu güvenliği, taşınan malların güvenliği ve araçların yol verimliliği, araç filoları için önemli konulardır. Bu verilerin izlenmesi verimliliğin artırılmasında önemli bir yere sahiptir. Araç hızı, seyahat süresi, lastik basınçları, yakıt durumu gibi bilgilerin tek merkezden anlık olarak kontrol edilmesi, daha sağlıklı bir filo takibi sağlar.

Bu çalışma ile araçlardan alınan anlık verilerin bir merkeze aktarılması araç filoları için maksimum verim sağlanması amaçlanmaktadır. Araç hızı, motor devri ve harareti gibi anlık verileri transfer etme özelliğine sahip olan tanımlanmış sistem, özellikle otonom ulaşım sisteminin geliştirilmesine büyük katkı sağlıyor. Sonuçlar, önemli araç verilerinin büyük bir doğrulukla aktarılabilmesini ve uzaktan izlenebileceğini gösteriyor.

Anahtar Kelimeler: CAN(Denetleyici Alan Ağı), Veri aktarımı, Seri Veri Yolu, CAN-Bus, ECU(Elektronik Kontrol Ünitesi)

* Corresponding Author: sirinferhatonat@gmail.com

1. Introduction

CAN (controller area network) is a high-speed, half-duplex, two-wire system. It is a microprocessor-based system that enables other subsystems of a system to communicate with each other. The first studies on the CAN Bus system were made in 1983 by BOSCH, a German company. The system developed in the first few years proved its efficiency by being tested in automobiles. In the late 1980s, the first CAN control cards started to be produced and in 1991, the Mercedes-Benz W140 was produced as the vehicle with the first CAN communication protocol. The CAN Protocol was adopted as an international standard by ISO in 1993. In 1995, SAE (Society of Automotive Engineers) adopted the CAN Protocol as a standard in diesel engine applications. CAN Bus was used in all of the automobiles produced in the process until other communication systems started to be used. It becomes widespread in a short time since it physically alleviates the hardware load on a system and its success in transmission speed. After its success in the automotive industry, it has also been used in industrial automation systems, medical devices, maritime industry, test equipment and mobile machinery.[1]-[3]

In automotive electronics, systems such as engine control units, sensors, and airbags are controlled via CAN. CAN connection using bitrates up to 1 Mbit/s. High operating speed is especially necessary for safety systems such as vehicle airbags, electronic transmission, driving stability systems (such as ESP), instrument clusters and anti-slip systems.[1]-[2]

The main working principle is that most of the systems in vehicles are transferred to a single central management unit over a serial bus. There may be more than one bus system on the same car.

There are bus systems developed under the needs of the companies, developing technology and innovations. If all systems were to transfer data with separate connection units, this would cause a lot of cable clutter in the vehicle. CAN helps to reduce this density and to communicate systems over a single bus with a double helix cable. Thanks to its high-speed data transmission, it enables many security systems in the vehicle to react instantly. Transmitters on the CAN line can send and receive messages to the system. Real-time operating systems can now be used even with small 8-bit processors. Another aim of this thesis is on the design of such an operating system and embedded system.

The ease of mass production and its compatibility with different uses have led to the widespread use of CAN in the industry. The low cost of production and the fact that it is a durable system with a high guarantee also makes it preferred. It eases the system load, especially in systems where different units work in partnership with each other. At the same time, it is preferred because of its very low error rate and long-term error-free operation. Due to its widespread use, ISO 11898 standards have been determined for the standardized system. ISO contains the first two basic layers of the OSI reference model.

Systems on the vehicle communicate based on addresses. Therefore, it is necessary to reach the addresses of the units first. The addresses of the units are determined by the listening process in vehicles. After this stage, efforts are made to reach these addresses. A direct connection to the CAN line can be achieved by using the necessary equipment. With the circuit to be designed and programmed in the project, instant information has been obtained from the vehicle by accessing the CAN line of a vehicle

and the received information has been transferred to a visual panel for the fleet center. Getting visual information about the vehicle will be beneficial in terms of travel safety and efficiency of the fleet.[4]

In this study, CAN data is taken from the vehicle and transferred to a center with the GSM module. The technical details of the study are explained in the second section. hardware features and the way it works are mentioned.

2. Material and Method

OSI (Open System Interconnection) communication model is used in CAN protocol. According to this model, the first two layers, Data Link and Physical layers, are used by CAN, and high-level protocols (HLPs) are used for the other layers. [5]

One of the biggest advantages of CAN, and perhaps the reason why it is so preferred, is that it provides short data transfers with medium bandwidth (up to 1 Mbit/s), high efficiency, and provides asynchronous media access control (CSMA type). Line topology is the most widely used method. It is a message-based protocol since CAN data is sent to all connected modules on the system.[6]

There are various studies and improvements on data transfer speed. CAN bus systems, used with optical connections and fiber optic systems, provide both data transfer rate, safe separation of high voltages and prevention of Electromagnetic Interference (EMI).[7]

2.1. Hardware

There are two important points to access CAN data in a vehicle. First of all, a circuit containing a microprocessor to be used in the electronic part should be designed to be directly connected to the system. In the project, modular connections on a perforated copper plate were preferred. In this way, easy intervention is provided in case of a possible error or malfunction. In the second part, the necessary microprocessor is programmed so that the designed hardware can access the system. Arduino's interface and library were sufficient for this.

2.1.1. Vehicle Side Hardware

An Arduino Nano module with an ATmega328P microprocessor was used for the study. The ATmega328P is an 8-bit, low-power CMOS microprocessor built on RISC architecture with AVR enhancements. The ATmega328P executes powerful instructions in a single clock cycle to achieve efficiency close to 1 MIPS per MHz, enabling the system designer to balance power consumption and processing performance as efficiently as possible.[8] This module was chosen for the project because it relieves the workspace in terms of size and has sufficient memory and processing power for processing and transferring data that is pulled from the car. The hardware now includes an MCP 2551 High Speed CAN Transceiver because the module lacks a structure that directly offers CAN connectivity. The MCP2551 is a high-speed CAN transceiver that serves as the physical bus's interface with a CAN protocol controller. It is a gadget with fault tolerance. The MCP2551 device offers differential transmit and receive functionality for the CAN protocol controller and

complies entirely with the ISO 11898 standard, including the 24V requirements. It has a maximum operating speed of 1 Mb/s.[9] The MCP2551 Transceiver IC's CANL and CANH outputs are directly connected to the vehicle's CAN line. The digital signals that each CAN communication system module loads onto the CAN Bus cable must be drawn to the proper level for transmission. The MCP2551 IC has the ability to buffer strong voltage waves on the bus with the CAN module that are brought on by external sources. It offers 500 kbps communication speed, which is the car's standard data transmission rate, in the communication portion with the vehicle.

The hardware takes its power from the vehicle because it is directly connected to the CAN line of the car. Cars have an internal voltage of about 12V. The modules need an operating voltage of 5V on average. The input voltage is set to 5V using an LM2559 Stepdown voltage reducer. The LM2596 Stepdown module is a regulator circuit that has a switching frequency of 150 kHz, can handle a 3A load, and can be modified at fixed output voltages of 3.3V, 5V, and 12V.[10] In this manner, the hardware's Arduino Nano module is not subjected to an additional load. Due to the current it consumes, the GSM module is further fed from a second LM2559.

The SIM800L GSM/GPRS module is the final piece of hardware in the vehicle component. The GSM/GPRS SIM800L module operates on the GSM 850MHz, EGSM 900MHz, DCS 1800MHz, and PCS 1900MHz frequencies. The GPRS multi-slot class 12/class 10 (optional) capability of the SIM800H and SIM800L supports the GPRS coding schemes CS-1, CS-2, CS-3, and CS-4. Its working voltage falls between 3.4 and 4.4 volts. The center receives the data from the car through this module.[11]

The process applied to the receiver side is easier than the other part and is software-based. The data received with the GSM module can be directly controlled by the center. Since the data comes instantly, no continuous data recording is made, but when necessary, the data is sent to a database. In this study, an instrument panel was designed as the central part and connected to a single vehicle.

The application was carried out for a single vehicle and the instantaneous data is 98% accurate.

2.2. Software

Arduino interface and libraries are used in the study. First of all, the AT commands required for the GSM modules to be connected to each other are set. It is necessary to match the GSM numbers to match the modules. After the GSM modules are paired, the data transfer process is performed and the received data is displayed on the central panel.

2.3. Implementation and Stages of the Study

There are 2 logic levels on the CAN Bus. These are Dominant (logic 0) and Recessive (logic 1) voltage levels. The dominant logic level occurs when the differential voltage between CANH and CANL is above the defined voltage level. The defined level is around 1.2V. Recessive logic occurs when the differential voltage between two lines is below a defined level. Usually, this level is 0V. Figure 3.7. shows the voltage levels between CANH and CANL. [12]

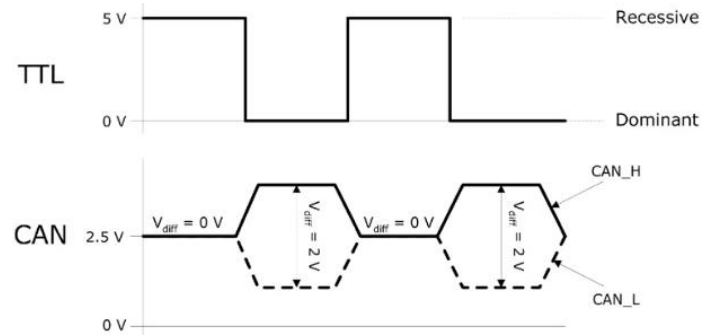


Fig. 1 The Voltage Levels Between CANH And CANL [13]

There are many systems in the vehicle. The presence of a bus line where these systems can communicate in a common and synchronized way alleviates the hardware load. However, some systems do not communicate with CAN-Bus, they have their separate lines. Factors such as the brand, model, and year of manufacture of the vehicle increase the systems in the vehicle or change the communication system of these systems. The CAN-Bus system is a general bus line and most systems are connected to it.

The vehicle used in the project is a 2006 Ford Fiesta. The internal structure of the instrument panel of the vehicle is shown in the figure below. Based on this, it is understood which information on the instrument panel is transmitted via the CAN bus. Then, using the diagnostic device, it is determined through which IDs these data are transferred.

Since the software and technologies developed for each vehicle are different, the IDs of the data to be accessed may also differ. The process of connecting the vehicle's ECU system with the diagnostic tester can be called listening to the vehicle. The data is in hexadecimal structure, so a direct transfer to the passenger side cannot be provided. In addition, the data do not directly show their decimal counterparts. For example, if the data shown in the ID for speed is 4E, the speed is not 78. For this, it is necessary to perform some proportioning operations.

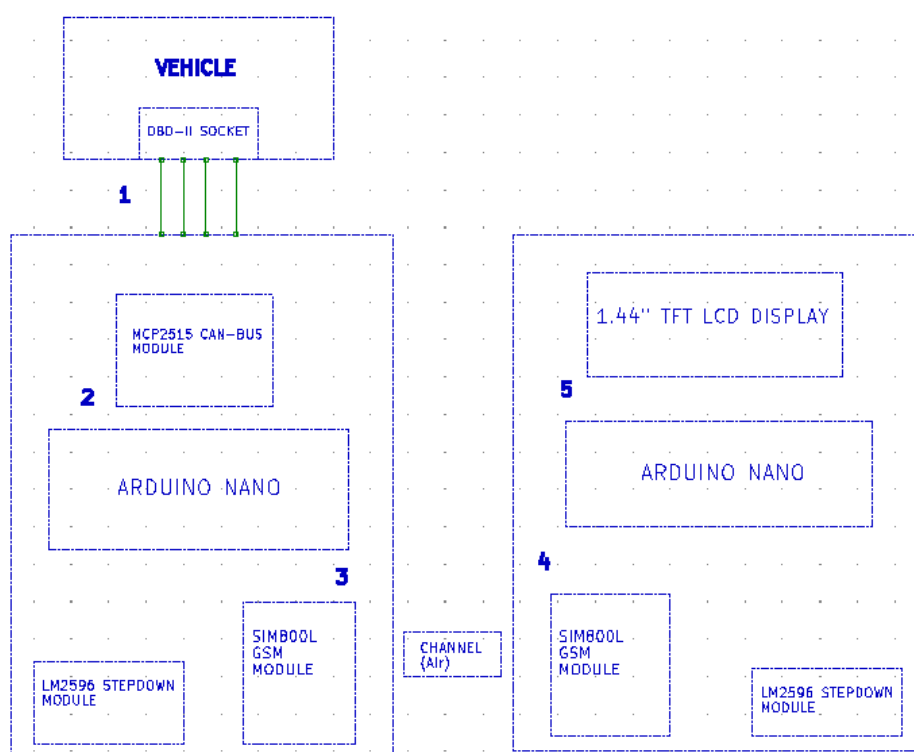


Fig. 2 Block Diagram of The Introduced System

It is necessary to mention the connection of the equipment to the vehicle. First, CAN-H, CAN-L, +12V supply voltage and chassis grounding are taken from the vehicle's OBD-II socket. The part numbered 1 in the diagram is the reception of CAN-H and CAN-L information. The received information is first sent to the MCP2551 CAN Transceiver in the MCP2515 CAN-Bus Module. This is a relay unit that enables the import and export of integrated CAN data. In this respect, the MCP2551 IC can be thought of as a mouth. The received data is transferred to the MCP2515 IC. The MCP2515 IC converts the CAN information received from the vehicle into a digital signal, making it programmable and understandable by the Arduino module. In this respect, the MCP2515 IC can be considered as the speaking ability of the mouth.

The information received and converted into a comprehensible form for the system is transferred to the Arduino Nano module in section number 2. In this section, the information that comes with the program to be prepared is filtered and sent to the SIM800L GSM module to be transferred. Some microprocessor models can do the work of the MCP2515 internally, that is, they contain a CAN controller internally. Since there is no CAN controller unit in Arduino, MCP2515 IC is needed.

The information received in section numbered 3 is transferred to the SIM800L GSM Module. The information is transferred from here to the SIM800L GSM module, which has been on the other circuit. Inter-circuit communication is designed in this section.

The information coming to the GSM module in the circuit with the indicator is received by the Arduino in section number 4. It is transferred to the 1.44" TFT LCD panel for viewing by performing the necessary programming operations. The transfer process is numbered 5.

The LM2596 IC reduced the +12V supply voltage received from the vehicle at all of these stages to around +5V, which is the required level for the system. In other words, CAN-H, and CAN-L has been connected to the MCP2515 CAN Module, and the supply voltage has been connected to the LM2596 Step-down Module. In the circuit with the indicator, the supply has been provided by a +9V battery.



Fig. 3 Boxed And Ready-To-Use Transmitter Device



Fig. 4 Boxed And Ready-To-Use Receiver Indicator Device

3. Results and Discussion

As seen in the results, the project works following its purpose. The speed, speed and temperature information received from the vehicle are instantly transferred to the passenger section. Since CAN data is transmitted at certain time intervals, the receiving and transmitting times of these data are important in the coding part.

Some of the information on the instrument panel of the vehicle was transferred with great accuracy. Likewise, it has been seen that other data carried by the vehicle's CAN-Bus line can be transferred in this way. In this way, it is possible to connect and control a fleet of vehicles to a single center.



Fig. 5 Test Result



Fig. 6 Test Result

4. Conclusions and Recommendations

It was checked that the study was completed in accordance with its purpose and that it was used. The data received from the vehicle was transferred to the central device with great accuracy and the information control of the vehicle was ensured.

The system developed for fleet tracking is especially important in the transportation sector. Thanks to this system, instant information flow is provided from the vehicles and the information is controlled from the center. The system is suitable for use in many areas and can be used a lot in the future. It can be used in important areas such as checking the information of driverless vehicles in the developing autonomous transportation sector.

The CAN-Bus system, which is also used in the industry, paves the way for developments in this field as well.

References

- [1] BOSCH CAN Specification Version 2.0 1991, Robert Bosch GmbH, Postfach 50, D-7000 Stuttgart
- [2] Web page, https://en.wikipedia.org/wiki/CAN_bus
- [3] International SAE , “Surface vehicle standard,” SAE J1979, SAE International, 2002.
- [4] Kishore, T. K., Vardhan, T. S., and Narayana, N. L. , “Vehicle tracking using a reliable embedded data acquisition system with GPS and GSM,” International Journal of Computer Science and Network Security, vol. 10, no. 2, 2010.
- [5] Pat Richards, A CAN Physical Layer Discussion, 2002 Microchip Technology Inc.
- [6] Using Priority Inheritance Techniques To Override The Size Limit Of Can Messages Cesare Bartolini * Giuseppe Lipari * Luis Almeida
- [7] Webpage, <https://www.traquair.com/catalog/can.fiber.html>
- [8] 8-bit Microcontroller with 32K Bytes In-System Programmable Flash ATmega328P 8025FS–AVR–08/08
- [9] MCP2551 High-Speed CAN Transceiver 2010 Microchip Technology Inc.
- [10] LM2596 SIMPLE SWITCHER® Power Converter 150-kHz 3-A Step-Down Voltage Regulator, Texas Instruments, April 2021
- [11] SIMCom, SIM800H&SIM800L_HardwareDesign_V2.02 2015-07-27
- [12] Pat Richards, A CAN Physical Layer Discussion, 2002 Microchip Technology Inc.
- [13] <https://copperhilltech.com/blog/can-bus-and-sae-j1939-bus-voltage>



A Compact Crossover Design for Butler Matrix Feeding Network in 5G Sub 6 GHz Wireless Applications

Gudrat Heydarli^{1*}, Merih Palandoken²

^{1*} Izmir Katip Çelebi University, Faculty of Engineering and Architecture, Department of Electrical and Electronics Engineering, Izmir, Turkey, (ORCID: 0000-0002-0510-5923), haydarli.gudrat@gmail.com

² Izmir Katip Çelebi University, Faculty of Engineering and Architecture, Department of Electrical and Electronics Engineering, Izmir, Turkey, (ORCID: 0000-0003-3487-2467), merih.palandoken@ikc.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1144420)

ATIF/REFERENCE: Gudrat, H and Merih, P (2022). A Compact Crossover Design for Butler Matrix Feeding Network in 5G Sub 6 GHz Wireless Applications. *European Journal of Science and Technology*, (39), 51-54.

Abstract

The butler matrix is one of the passive feeding networks used with array antennas to form beams. There are several advantages to using this beamforming network. One of them is that it is easy to manufacture, and the other is that it is low in cost. Butler matrix structure consists of three passive microwave components. These are directional hybrid couplers, phase shifters, and crossovers. A crossover is a passive microwave component used to cross between two lines with high isolation between them. This article presents microstrip crossover for use in Butler matrix feeding networks designed for 5G applications. The crossover has been presented in the article was designed and simulated. The proposed crossover operates at 4.5 GHz and it is designed for use in mostly butler matrix applications. The crossover has been proposed in the article has been designed using the FR-4 substrate. The dielectric constant of the used substrate is 4.3 and the thickness is 1.57 mm. The size of the designed crossover is 62.8 x 27.8 mm². The reflection coefficient and isolation level are in the permissible level in order for the proposed crossover to be utilized in the Butler matrix beamforming network for 5G the application. The return loss value of the designed crossover is 26.09 dB at 4.5 GHz. Same time the isolation value is 22.78 dB.

Keywords: Crossover, Butler Matrix, 5G Application, FR-4 Substrate, Wireless Communication

6 GHz Altı 5G Kablosuz Haberleşme Uygulamalarında Butler Matris Besleme Hattı İçin Küçük Boyutlu Atlama Tasarımı

Özet

Butler matrisi, hüzmeye oluşturmak için dizi antenlerde kullanılan besleme ağlarından bir tanesidir. Bu besleme ağının kullanmanın birkaç avantajı vardır. Bunlardan biri imalatının kolay olması, diğeri ise maliyetinin düşük olmasıdır. Butler matris yapısı üç pasif mikrodalga bileşeninden oluşur. Bunlar yönlü hibrit kuplörler, faz kaydırıcılar ve atlamalardır. Atlama, aralarında yüksek izolasyon bulunan iki hat arasında geçiş yapmak için kullanılan pasif bir mikrodalga bileşenidir. Bu makale, 5G uygulamaları için tasarlanmış Butler matris besleme ağlarında kullanımı için mikroserit atlama sunar. Makalede sunulan atlama tasarlanmış ve simüle edilmiştir. Önerilen atlamanın çalışma frekansı 4.5 GHz'dir ve çoğunlukla butler matris uygulamalarında kullanılmak üzere tasarlanmıştır. Makalede önerilen çaprazlama, FR-4 malzeme kullanılarak tasarlanmıştır. Kullanılan malzemenin dielektrik sabiti 4.3, kalınlığı 1.57 mm'dir. Tasarlanan geçidin boyutu 62.8 x 27.8 mm²'dir. 5G uygulaması için butler matris besleme ağında önerilen atlamanın kullanılabilmesi için yansımaya katsayısı ve izolasyon seviyesi izin verilen seviyededir. Tasarlanan atlamanın 4.5 GHz'de geri dönüş kaybı 26.09 dB'dir. Aynı zamanda izolasyon değeri ise 22.78 dB'dir.

Anahtar Kelimeler: Atlama, Kablosuz Haberleşme Uygulamaları, Butler Matris, FR-4 Malzeme, 5G Uygulamaları.

1. Introduction

In recent years with the development of 5G technology in wireless communication, we will have download rates, reliable internet everywhere, and more services [1]. However, to obtain these services, we need high-gain antennas that serve higher frequencies and advanced phase progression technology. Therefore, there is a need for antenna systems that will direct the antenna array beams in the desired direction and solve the coverage problems. Phased array antennas are a good choice to meet this requirement [2].

Beam-forming feeding networks are commonly used to design phased array antennas. Examples of these are The Butler matrix, Rotman Lens, Blass, and Nolan matrix. The most widely used of these is the Butler matrix structure.

Butler matrix is a low-cost, simple, passive beam-forming feeding network, which is frequently used to direct the beam of the antenna to desired directions [3-7]. Butler matrix structure consists of quarter wavelength couplers, crossovers, and phase shifters [8].

Crossovers are important microwave components that are permitted two signal lines to crossover each other with perfect isolation [9-11]. Considering the Butler matrix application for the feed of array antennas available in 5G wireless technologies, the crossovers have become a very important component. The conventional crossover structure is achieved by adding two directional couplers back-to-back. On the contrary, in our design, a new type of crossover design has been realized without using the BLC structure. Thus the area of the designed structure has been reduced. The conventional crossover is shown Fig 1.

In this study, a novel miniaturized microstrip crossover is designed and investigated. Also, the designed crossover with a new configuration using the meander microstrip lines technique is proposed to reduce the size of its operating frequency. In this article microstrip crossover has been presented for use in Butler matrix feeding networks designed for 5G wireless communication applications.

2. Material and Method

In this section, the design of the crossover is introduced. The crossover has been designed to operate at 4.5 GHz and implemented on an FR-4 substrate. The dielectric constant of the used substrate is 4.3 and the thickness is 1.57 mm. The size of the crossover is 62.8 x 27.8 mm². Crossover design consists of several stages. Firstly, the crossover has been structured then, the thickness of the meander transmission line in the middle of the structure, which is connecting the bottom side and the upside has been increased and S-Parameters values have been numerically computed.

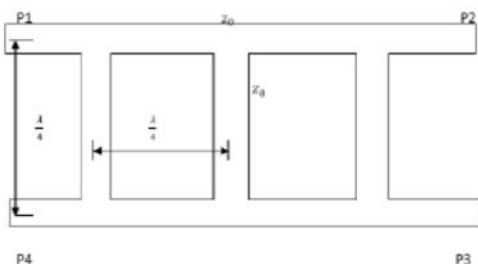


Fig. 1 Conventional Crossover

2.1. Design of Crossover

First of all, the crossover has been structured and S-Parameters values have been investigated. The proposed crossover is shown in Figure 2. The S-parameter results are shown in Figure 3. According to the results, it has been observed that the S_{11} value is -22 dB, the S_{21} value is -10 dB, and the S_{41} value is -14 dB at the operating frequency of 4.5 GHz. The measured S_{31} value is -1.77 dB at 4.5 GHz.

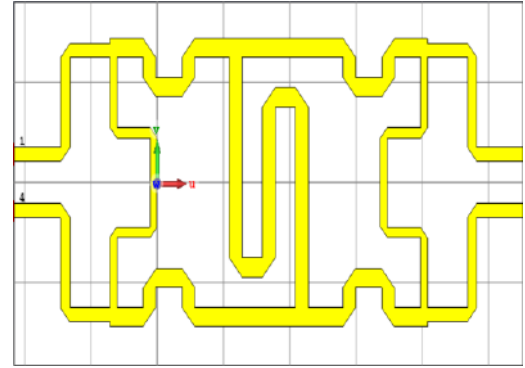


Fig. 2 Initial Designing of Crossover

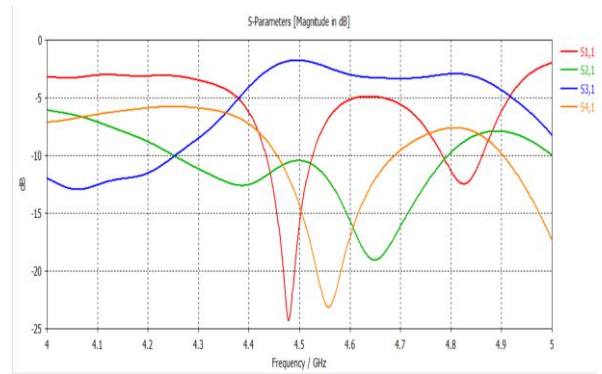


Fig. 3 S-Parameters of Initial Design

In the second stage of the design, the thickness of the meander transmission line in the middle of the structure, which is connecting the bottom side and the upside has been increased by 0.5 mm and S-Parameters values have been investigated. According to the results, it has been observed that the measured S_{11} value is -21.46 dB, the S_{21} value is -14.39 dB, the S_{41} value is -18.18 at the operating frequency of 4.5 GHz. The measured S_{31} value is -1.29 at 4.5 GHz. The designed crossover is shown in Figure 4. The S-parameter results are shown in Figure 5.

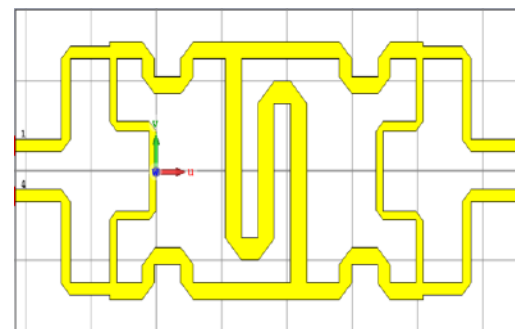


Fig. 4 Designing of Crossover (after thickness has been increased 0.5 mm)

2.3. Dimensions of The Designed Crossover

The dimensions of the designed Crossover are shown in Figure 8 and Figure 9.

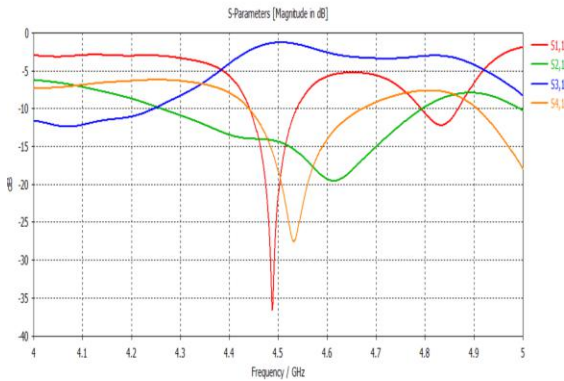


Fig. 5 S-Parameter of Design (after thickness has been increased 0.5 mm)

2.2. The Final Design of Crossover

At the final stage of design, the thickness of the meander transmission line in the middle of the structure, which is connecting the bottom side and the upside has been increased between 0 and 2 mm and the most optimal results have been found at 1.3 mm. According to the results, it has been observed that the measured S_{11} value is -26.09 dB, the S_{21} value is -27.71 dB, and the S_{41} value is -22.78 dB at the operating frequency of 4.5 GHz. The designed crossover is shown in Figure 6. The S-parameter results are shown in Figure 7.

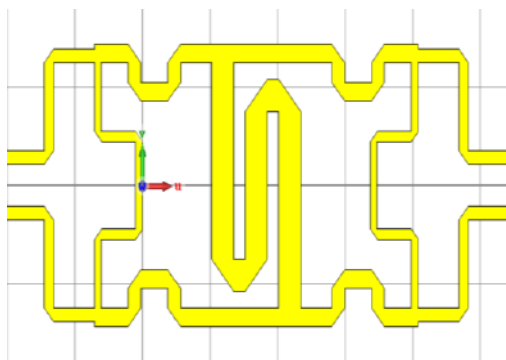


Fig. 6 The Final Designing of Crossover

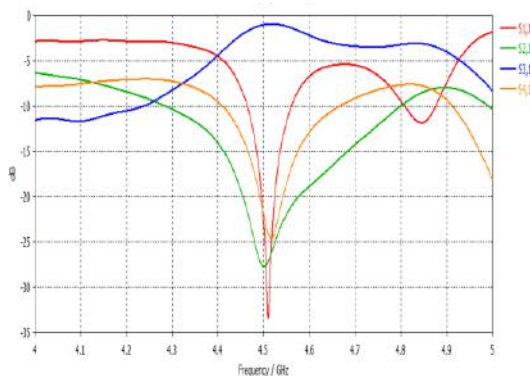


Fig. 7 S-Parameters of The Final Design

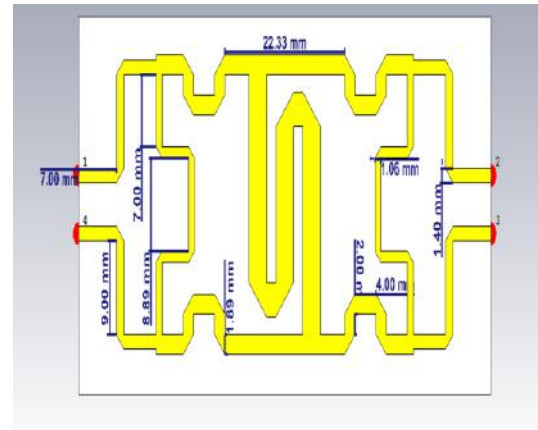


Fig. 8 Dimensions of The Designed Crossover

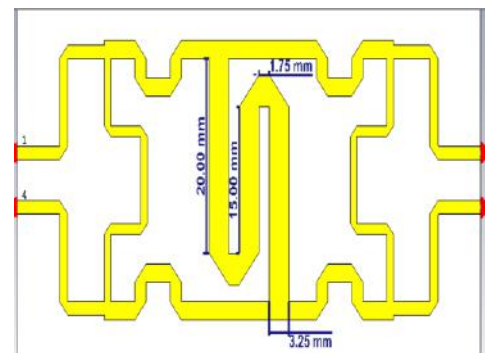


Fig. 9 Dimensions of The Designed Crossover

3. Results and Discussion

As a result in this paper, we design a novel miniaturized crossover for use in the butler matrix feeding network. The designed crossover operates at 4.5 GHz. The reflection coefficient and isolation level are in the permissible level in order for the proposed crossover to be utilized in the butler matrix beamforming network for 5G application. The designed crossover is implemented on a FR-4 substrate with a 4.3 dielectric constant and 1.57 mm thickness. The overall size of the crossover is $62.8 \times 27.8 \text{ mm}^2$. The simulated results satisfy the requirements of 5G wireless communication.

4. Conclusions and Recommendations

In this article microstrip crossover has been presented for use in Butler matrix feeding networks designed for 5G wireless communication applications. The size of the designed crossover is more compact than the conventional crossover. The measured return loss is -26.09 dB, the S_{21} value is -27.71 dB, and the S_{41} value is -22.78 dB at the operating frequency of 4.5 GHz. A novel crossover design has been proposed for use in the butler matrix for 5G Wireless applications.

References

- [1] A. Karimbu Vallappil, M. K. A. Rahim, B. A. Khawaja and M. N. Iqbal, "Compact Metamaterial Based 4x4 Butler Matrix With Improved Bandwidth for 5G Applications," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 13573-13583, 2020
- [2] Rusan Kumar Barik, Qingsha S. Cheng, Nrusingha Charan Pradhan, Karthikeyan Sholampettai Subramanian, A miniaturized quad-band branch-line crossover for GSM/WiFi/5G/WLAN applications, *AEU International Journal of Electronics and Communications*, Volume 134,
- [3] J. Butler, "Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," *Electronic design*, vol. 12, pp. 170-173, 1961
- [4] N. Jamaly, A. Derneryd, and Y. Rahmat-Samii, "Spatial Diversity Performance of Multiport Antennas in the Presence of a Butler Network," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 11, pp. 5697-5705, Nov 2013
- [5] T. Djerafi and K. Wu, "A Low-Cost Wideband 77-GHz Planar Butler Matrix in SIW Technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 10, pp. 4949-4954, Oct 2012.
- [6] C.-H. Tseng, C.-J. Chen, and T.-H. Chu, "A low-cost 60-GHz switchedbeam patch antenna array with Butler matrix network," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 432-435, 2008.
- [7] A. Tajik, A. Shafiei Alavijeh and M. Fakharzadeh, "Asymmetrical 4x4 Butler Matrix and its Application for Single Layer 8x8 Butler Matrix," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 8, pp. 5372-5379, Aug. 2019
- [8] A. M. El-Tager and M. A. Eleiwa, Design and Implementation of a Smart Antenna Using Butler Matrix for ISMband, Progress In Electromagnetics Research Symposium, Beijing, China, March 23-27, 2009
- [9] C. Tang, K. Lin and W. Chen, "Analysis and Design of Compact and Wide-Passband Planar Crossovers," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 12, pp. 2975-2982, Dec. 2014
- [10] Mohammad A. Maktoomi, Mohammad H. Maktoomi, Zeba N. Zafar, Mohamed Helou, and Fadhel M. Ghannouchi, "Simplified Analysis of Symmetrical RF Crossovers Extended with Arbitrary Complex Passive Two-Port Networks," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 85, 1-8, 2019.
- [11] Jordi Verdú Tirado, Endika Bernaola, and Pedro de Paco, "A Compact Microstrip Crossover Based on Capacitively-Loaded Artificial Transmission Lines Branch-Line Sections," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 68, 121-126, 2017.



Passive Intermodulation Measurement System

Hüseyin Anıktar^{1*}

^{1*} Tübitak Bilgem, P.K. 74, 41470, Gebze, Kocaeli, Turkey, (ORCID: 0000-0001-9659-8446), huseyin.aniktar@tubitak.gov.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1137518)

ATIF/REFERENCE: Anıktar, H. (2022). A Passive Intermodulation Measurement System. *European Journal of Science and Technology*, (39), 55-58.

Abstract

The Passive Intermodulation (PIM) phenomenon occurs because of non-linearities in antennas or passive components. When data rates are increasing in next generation communication systems like in 4G, 5G and 6G, PIM is getting even crucial and costly problem. Unwanted harmonics and intermodulation products might occur in communication band and this can take down the communication network. This work presents PIM mechanisms, and PIM measurement test setups for any communication standards (4G, 5G and 6G).

Keywords: Passive intermodulation, Non-linear behavior PN junctions, high speed wireless communication, 4G, 5G, 6G.

Pasif İntermodülasyon Ölçüm Sistemi

Öz

Pasif intermodülasyon (PIM), iki veya daha çok sinyalin birleşerek yeni bir sinyali oluştururken ortaya çıkan girişime denir. GSM baz istasyonları, uydu haberleşme istasyonları gibi çoklu frekans kullanılan iletişim sistemlerinde sinyal kalitesini ve alıcı hassasiyetini etkileyen, bazı durumlarda iletişimi kopma noktasına getiren girişim olarak adlandırılmaktadır. Lineer olmayan malzemeler ve metalik yapılarıdaki düzgün olmayan temaslar PIM oluşumunda en büyük etkenler arasında yer almaktadır. GSM sektöründe yüksek hızlı haberleşme (4G, 5G ve 6G) ve yüksek sinyal kalitesi istekleri PIM testini zorunlu bir hale getirmektedir. Bu yayında PIM ölçüm teknikleri ile ilgili yapılan çalışmalar sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Pasif intermodülasyon, lineer olmayan jonksiyonlar, yüksek hızlı veri iletişimi, 4G, 5G, 6G.

* Corresponding Author: huseyin.aniktar@tubitak.gov.tr

1. Introduction

Non-linear behavior of passive RF structures (connectors, adapters, cables, flanges, antennas, etc.) in communication systems causes passive intermodulation (PIM). Especially in satellite and new generation high-speed communication systems such as 4G, 5G, and 6G, the intermodulation frequencies arising from passive intermodulation, and the intermodulation frequencies coming from their multiplications with each other, fall into the working band. It causes drops and even the system to be disabled after a certain point.

Non-linear behavior of passive components occurs with contacts such as two metals touching each other, screwing, etc. The behavior of these contacts causes the formation of a PN junction or non-linear resistance between the two metals, due to factors such as the metals touching each other being made of different materials, oxidation, how rough the metal surfaces are. RF signals passing through this structure generate harmonics and intermodulation frequencies due to non-linear behavior.

The detailed formation of the PIM mechanism is given in the second part. In the third part, the measurement setup and the comparative results are shared. The presentation of this study is completed with the conclusion and references.

2. PIM Mechanism

Any two metals touching each other (metal-metal contact) or corroded metals cause a junction. We can model this effect with a non-linear resistor (Rusty Bolt effect) in its simplest form [1, 2, and 3]. The current-voltage relationship (I-V) on this resistor is given in Equation 1.

$$I(V_{NL}) = a_1 V_{NL} - a_3 V_{NL}^3 \quad (1)$$

a_1 and a_3 are constant coefficients of the nonlinear resistance. V_{NL} is the voltage across the non-linear resistor. This voltage is a sinusoidal voltage due to the operating frequency. As can be seen from the equation, since the third order force of the sinusoidal voltage will be more dominant, the frequencies of metal-metal contacts, corroded metals or the interaction of two different metal materials will be more dominant (the third harmonic and intermodulation frequencies). The mathematical expressions of interaction of these contacts are given in more detail in the given references.

In Figure 1, some PIM frequency values for two-tone stimulation are presented. The third order harmonics are $3f_1$ and $3f_2$, the third order PIM values are $2f_1-f_2$ and $2f_2-f_1$. The fifth-order PIM values are $3f_1-2f_2$ and $3f_2-2f_1$. Seventh order PIM values can be given as $4f_1-3f_2$ and $4f_2-3f_1$. The ingredients given are the strongest ones, other ingredients are not given. In Figure 2, images of some RF components that can be PIM sources are shared. PIM measurements of these and similar RF components used in communication systems should be determined that they meet the standards and they should be used in the systems in this way.

3. PIM Measurement Setup

In multi-frequency systems, many components can be the cause of PIM. For this reason, the components used in the infrastructure must be tested and meet the requirements. Generally, connection apparatus and/or intermediate apparatus

not being tightened with a certain force, old/corroded antennas or rusted subsystem components appear as the cause of PIM. PIM testing is a solution to see how the antenna system responds to high power and multi-frequency signals. Although there is no PIM test standard yet published worldwide, the most well-known is the IEC62037 standard [4]. PIM test can be evaluated in two separate groups as antenna and other passive component tests. All test equipment used in PIM measurement should have a low PIM value ($<-160\text{dBc}$). The components in the test setup were selected according to the "Low PIM" feature.

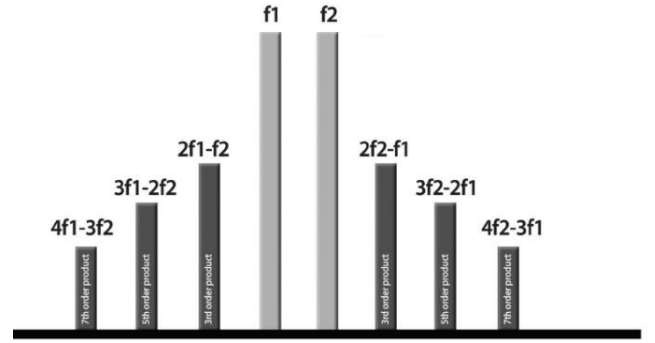


Figure 1. Some PIM values according to two tone excitation.



Figure 2. Some RF components which need PIM measurement.

Operating frequencies and harmonic/intermodulation frequencies for various communication systems are given in Table 1 [2, 3]. For any system, if the PIM requirement is not specified by a standard, this can be determined by calculating the system's receiver sensitivity or noise floor. The PIM value is expected to be below this level. For example, if the LTE communication system has 6 channels and each channel has a bandwidth of 180 kHz, the noise floor for this system can be determined by Equation 2:

$$F = -174\text{dBm} + \text{NF} + 10\log\text{BHz} \quad (2)$$

When Equation 2 is calculated, the noise floor is found approximately -113.66dBm . Bandwidth is taken as $6 * 180\text{ kHz}$, NF noise figure is taken as 0dB , if we take NF as 3dB , and the noise floor will be -110.66dBm . The higher the noise factor, the higher the noise floor. If the intermodulation signals are below this value (the noise floor), they will not be able to interfere with the system. In Table 2, the stimulation intensity and the required PIM values for the two-tone test are given.

Table 1. Frequencies of Communication Systems and Harmonic/Intermodulation Frequencies [5,6]

	f1	f2	2f2-f1	2f1-f2	3f2-2f1	3f1-2f2
LTE 700MHz	733	760	787	706	814	679
LTE 2600MHz	2620	2690	2760	2550	2830	2480
WCDMA 2100MHz	2110	2170	2230	2050	2290	1990
DCS 1800MHz	1820	1870	1920	1770	1970	1720
PCS 1900MHz	1930	1990	2050	1870	2110	1810
GSM 900MHz	935	960	985	910	1010	885

Table 2. Absolute and Relative PIM Power Levels

CW POWER LEVEL	f1 and f2 Test Signal Level	PIM=-118dBm	PIM=-110dbm
40W	2x20w (+43dbm)	-161dbc	-153dbc
25W	2x12.5w (+41dbm)	-159dbc	-151dbc
20W	2x10w (+40dbm)	-158dbc	-150dbc

The method to be applied for testing any component in the LTE 2600MHz communication system is to excitation two tones to the component with a power level of +43dBm for each tone at frequencies of 2620MHz and 2690MHz, and in the response of the component, at harmonic/intermodulation frequencies (2760, 2550, 2830, 2480, ...) should be below -160dBc, to meet the PIM requirement.

There are commercial products available for PIM testing. The products of Rohde&Schwarz, Anritsu, Kathrein are the most well-known. Each device of these companies have been developed for specific application. It's like a different device for the LTE2600, a different device for the LTE700. There is no broadband product that covers all band and wireless communication standards. The reason for this is that they cannot cover more than one band because the devices are portable and their output power is as high as 2x20W.

The test system we suggested in this study is a desktop system (not portable), it works with broadband because there is no heating and space problem, and it covers most wireless communication standards. Two separate test setups are recommended for antenna and passive components:

3.1. PIM Test Setup-Antenna

For antenna measurement, two tone signals (2x43dBm) are transmitted to the power combiner via amplifiers. Two tone signals are combined by the power combiner, after passing through the duplexer, signals reach the antenna, and the measurement is completed by measuring the level of the PIM signals returning over the same port [7, 8]. The setup used for antenna PIM measurement is given in Figure 3.

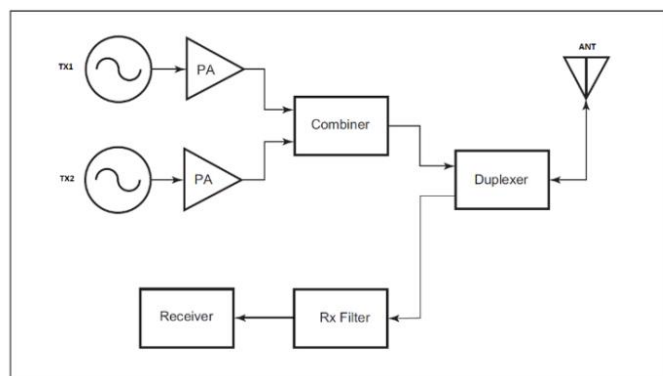


Figure 3. Antenna PIM test setup.

3.2. PIM Test Setup-Passives

The main reason for presenting two separate arrangements for antennas and passives is that the antenna element is single-ported, while the other passive elements consist of two ports. As in antenna measurement, two different tone signals (2x43dBm) are transmitted to the power combiner via amplifiers. The two tone signals collected with the power combiner reach the passive element (dut – device under test) to be measured after passing through the duplexer, unlike the antenna measurement, the second port of the passive element is terminated with a load [9]. The measurement is completed by measuring the level of the PIM signals returning from the first port in the same way. The setup used for PIM measurement of passive elements is presented in Figure 4.

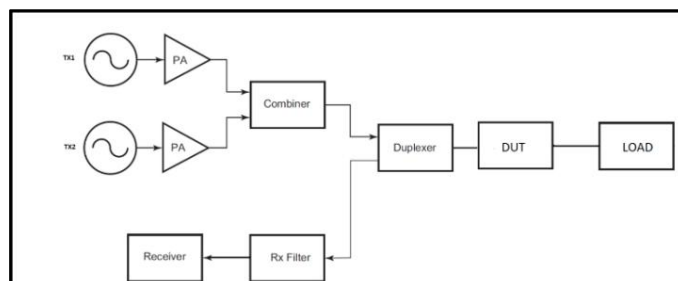


Figure 4. Passive components PIM test setup.

The PIM measurement setups presented in Figure 3 and Figure 4 can measure PIM in a wide frequency range 700MHz-2700MHz. With this performance and frequency range, it covers the function of four of the commercially available narrowband stand-alone PIM meters at the same time. But on the other hand, commercially available PIM meters are portable and it gives possibility to take measurements on site.

In the measurement setup, NI PXIe-5652 was used as two tone signal sources (TX1 and TX2) and NI PXIe-5601 products were used as receivers. To reach +43dBm power level, ZHL-4W-422+ power amplifier from Mini-Circuits was used. Microlab's D2-85FN product with low PIM was used as the power combiner/splitter. MECA ANM-F-M01 load with low PIM value was used as PIM load and Microlab FZ-30N attenuator with low PIM value was used as attenuator. All products used in the setup were selected as "PIM free".

4. Results

Some measurements were taken to confirm the accuracy of the measuring setup and these measurements were compared with the results of commercial products. In this study, one of these measurements is presented for the standard LTE antenna.

The standard LTE antenna used for measurement has an operating frequency band of 0.79 – 2.7GHz. Two tone signals were applied at frequencies of 821MHz and 795MHz. The PIMpro-800C device of the CCI company was used as a commercial test device (See Figure 5) [10]. In the measurement made with this device, the PIM value of the antenna was measured as -128dBc (Yellow colored region). The green zone, which we can say pass for PIM, will show intermodulation signs below -140dBc, but this antenna is not PIM compatible.

When the same antenna was measured using the measurement setup given in Figure 3, it was measured as -130.7dBc. Therefore, the antenna did not pass the PIM test.

5. Conclusion

In this study, information about passive intermodulation formation mechanism is given and PIM measurement setups are presented. The offered PIM measurement setups are broadband and cover 2G, 3G and 4G communication bands, and PIM measurements of the components used in this band can be made precisely. Work continues to prepare a measurement setup for 5G; specifically, the lower frequency band of 5G is targeted for this measurement setup. Especially in new generation communication systems, PIM issue becomes more critical as data rate and bandwidth increase.

References

- [1] Ida, N., Payer J. H., and Shan X., Electromagnetic Radiation Effects on Corrosion, Proceedings of the DoD Corrosion Conf., August 2011.
- [2] Ida, N., Menach, Y. L., Shan, X., and Payer, J., A Nonlinear Model for AC Induced Corrosion, Advanced Electromagnetics, vol. 1, pp.92-96, May 2012.
- [3] Kositsky, J., UXO Detection System by Harmonic Radar, SRI International, May 1999.
- [4] Website: <https://webstore.iec.ch/publication/72270>, "Passive RF and microwave devices, intermodulation level measurement –Part 1".
- [5] Website:<https://www.etsi.org/>, "ETSI (European Telecom. S standards Institute)".
- [6] Website: <https://www.3gpp.org/>, "The 3rd Generation Partnership Project (3GPP)".
- [7] Golikov, V., Hienonen S., and Vainikainen, P., Passive intermodulation distortion measurements in mobile communication antennas, IEEE 54th Vehicular Technology Conference, Atlantic City, 2001.
- [8] Kim J. T., and et. al., Effects of External PIM Sources on Antenna PIM Measurements, ETRI Journal, Vol. 24, No. 6, pp. 435-442, 2002.
- [9] Website: <https://amphenol.com>, What causes PIM in connectors and how does Amphenol design low PIM connectors, 2014.
- [10] Website: <https://cciproducts.com>, PiMpro Tower Series.



Figure 5. Commercial equipment PIM test result.



Design and Simulation of Equal Split Wilkinson Power Divider

İremnur Duru^{1*}

^{1*} Sivas University of Science and Technology, Department of Electrical Electronic Engineering, Sivas, Turkey, (ORCID: 0000-0001-5492-803X), iremduru@sivas.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1148431)

ATIF/REFERENCE: Duru, İ. (2022). Design and Simulation of Equal Split Wilkinson Power Divider. *European Journal of Science and Technology*, (39), 59-62.

Abstract

In this study, the design and simulation of an equally split C Band Wilkinson Power Divider is presented. It is aimed that the divider distributes the power equally and provides lossless, reciprocal, and high isolation between the output ports. Microstrip technology has been utilized as the design process. A micro strip is a transmission line mounted on a copper conductive material. It has been used $\lambda/4$ transformer with characteristic impedance $2 \cdot Z_0$. In this system, improvements have been made to increase bandwidth and high isolation. The designed divider has been simulated in the AWR Microwave Office. It has been used FR4 substrate with 0.21 mm thickness. Operating frequency has been chosen 7.2 GHz. The designed divider is suitable for good matching and isolation according to S parameter values. While the S21 and S31 values should be -3 dB in theory, it is not possible for us to see this value in the designed systems. From the simulation results, Insertion Loss (S21 and S31), Isolation Loss (S32) are about -3.4 dB, -22 dB respectively. Input (S11) and Output return loss (S22) are respectively about -22 dB and -44 dB. The designed power divider is a passive circuit element used to divide power at the same or different frequencies in mobile and small applications. The simulated power divider has useful in RF applications.

Keywords: Wilkinson Power Divider, Equal Split, Microstrip, High Isolation, C Band.

Eşit Bölen Wilkinson Güç Bölücü Tasarımı ve Simülasyonu

Öz

Bu çalışmada, eşit olarak bölünmüş bir C Band Wilkinson Güç Bölücünün tasarımı ve simülasyonu sunulmaktadır. Bölücünün gücü eşit olarak dağıtması ve çıkış portları arasında kayıpsız, karşılıklı ve yüksek izolasyon sağlaması hedeflenmiştir. Tasarım süreci olarak microstrip iletim hattı kullanılmıştır. Microstrip, bakır iletken bir malzeme üzerine monte edilmiş bir iletim hattıdır. Karakteristik empedans $2 \cdot Z_0$ olan $\lambda/4$ transformeri kullanılmıştır. Bu sistemde bant genişliğini artırmak ve yüksek izolasyon sağlamak için iyileştirmeler yapılmıştır. Tasarlanan bölücü, AWR Mikrodalga Ofisinde simüle edilmiştir. 0,21 mm kalınlığında FR4 substrate kullanılmıştır. Çalışma frekansı 7.2 GHz seçilmiştir. Tasarlanan divider, parametre değerlerine göre iyi uyum ve izolasyon için uygundur. Teorik olarak S21 ve S31 değerlerinin -3 dB olması gerekirken tasarlanan sistemlerde bu değeri görmemiz mümkün değildir. Simülasyon sonuçlarından, Ekleme Kaybı (S21 ve S31), İzolasyon Kaybı (S32) sırasıyla yaklaşık -3.4 dB, -22 dB'dir. Giriş (S11) ve Çıkış dönüş kaybı (S22) sırasıyla yaklaşık -22 dB ve -44 dB'dir. Tasarlanan güç bölücü, mobil ve küçük uygulamalarda gücü aynı veya farklı frekanslarda bölmek için kullanılan pasif bir devre elemanıdır. Simüle edilmiş güç bölücü, RF uygulamalarında faydalıdır.

Anahtar Kelimeler: Wilkinson Güç Bölücü, Eşit Bölme, Microstrip, Yüksek İzolasyon, C Bandı.

* Corresponding Author: iremduru@sivas.edu.tr

1. Introduction

The power divider (PD) is an RF electronic component that divides the power from the input port into the output ports. PD is often used with power amplifiers, mixers and different RF applications [1-5]. Although divider is lossless in theory, it is practically impossible to be lossless. Wilkinson power divider, resistive power divider are types of dividers. Resistive dividers can make the ports match, but again there is a loss. Wilkinson power divider (WPD) is one of the basic elements used in microwave electronics. Power is divided into two or more branches with the Wilkinson power divider. It is used in power divider transceiver circuits, signal power splitting, antennas, and many circuits. WPD allocates the power in the input port to the output ports at the desired rate. Three-port power dividers are frequently used in antenna array systems and different applications [6]. The traditional WPD systems are generally adversely affected by the narrow bandwidth. Kalpanadevi et al. [7] simulate different design method to increase bandwidth 3 dB equal split power divider. The WPD has very balanced features. However, they have some disadvantages such as big size due to quarter wavelength. Authors study miniaturization of microwave power divider. Total dimension has been reduced by %50 [8]. In this letter, 2-way equal split power divider is presented. The designed power divider has three ports, one input, and two output. Power divider design parameters and system simulation graphics are created, and the design is analyzed. It is aimed to provide isolation between power divider and output ports and to ensure match between all ports. The result of poor isolation is seen on the output ports. If the S32 value is quite bad, it indicates that the isolation is bad.

2. Material and Method

The basic two-output power divider and power combiner is shown in the Figure 1. below.

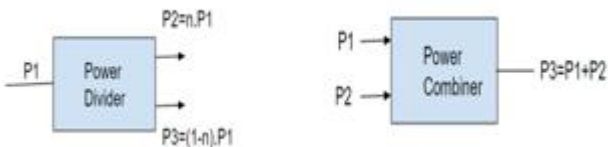


Figure 1. Basic Power Divider and Power Combiner

It can be displayed as Wilkinson Power Divider in Figure 2.

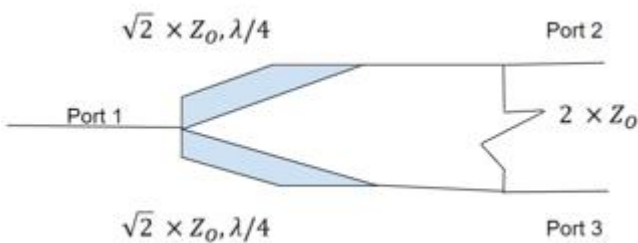


Figure 2. Transmission Line of Wilkinson Power Divider

The designed Wilkinson power divider should provide the following features.

1. Reciprocal

$$S_{ij} = S_{ji}$$

$$S_{12} = S_{21}, S_{23} = S_{32}$$

2. Terminals are matched

$$S_{11}, S_{22}, S_{33} = 0$$

This equation is necessary for all ports to be match. This value must be less than 0 [9]. It is generally expected to be greater than -15 dB in absolute terms.

3. Isolated Output Terminals

$$S_{23} = S_{32} = 0$$

This equality refers to the isolation between the output ports. It is generally expected to be greater than -20 dB in absolute terms.

The characteristics impedance of microstrip line and curved bend are 50 Ohm, 70.7 Ohm. Resistive impedance is 100 Ohm. To avoid simultaneous non-matching of all ports, Wilkinson Power Divider uses an isolation resistor [9, 10].

Microstrip line is used in this design. Parameters for FR4 Substrate are shown in Table 1.

Table 1. Substrate Parameters

Substrate Material	FR4
Dielectric constant	(ϵ_r) =3.85
Height	(H) = 0.21 mm
Tand	=0.018
Rho	= (Copper)0.7

The schematic of the designed circuit is shown in Figure 3.

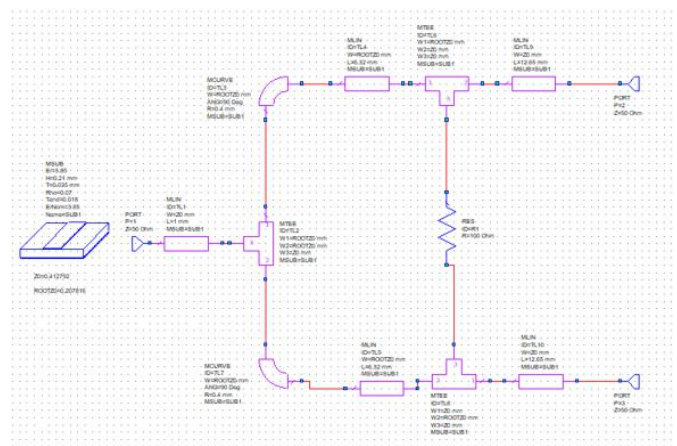


Figure 3. Two Way Power Divider Circuit Schematic

The layout of the designed circuit is shown in Figure 4.

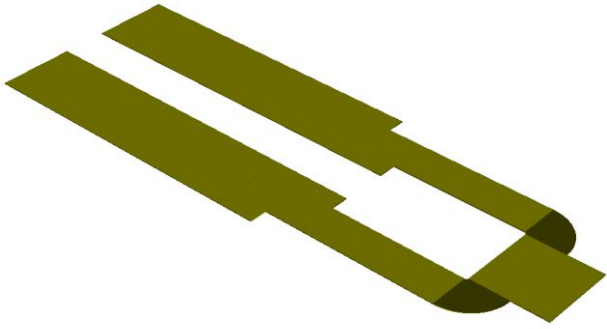


Figure 4. System Layout of Power Divider

3. Results and Discussion

High isolation and good match between output ports has been aimed in this study. From figure 5, Insertion loss (S21, S31) is about -3.4 dB. From figure 6, We see input and output return loss values. From figure 7, Isolation Loss (S32) value is approximately -21.34 dB.

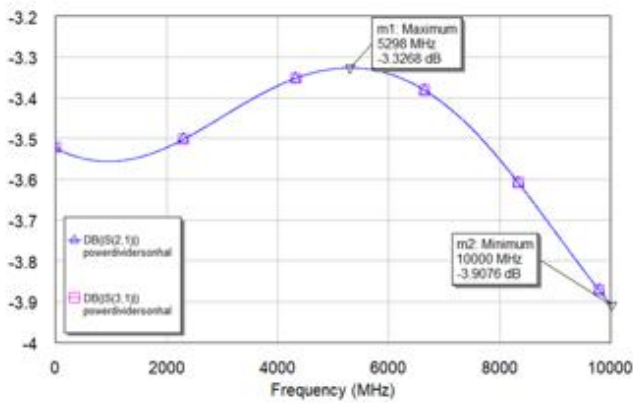


Figure 5. Transmission Graphs

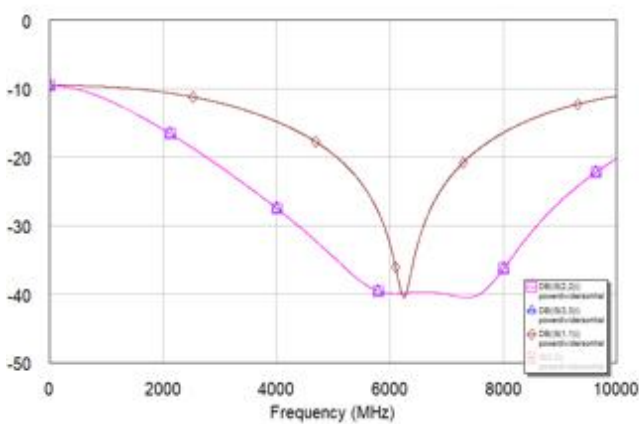


Figure 6. Matching Graphs

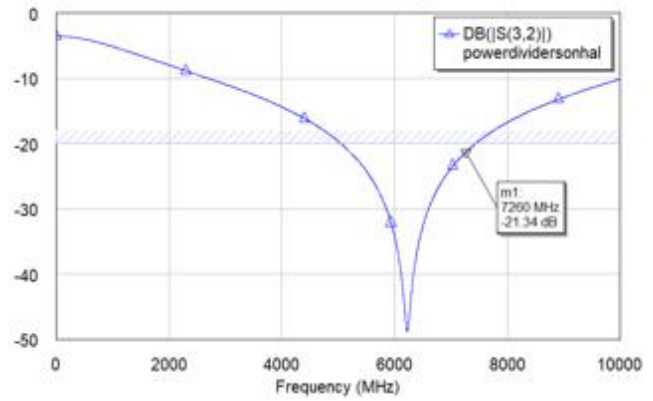


Figure 7. Isolation Graphs

Parameters resulting from the simulation of the designed circuit are given in table 2.

Table 2. The Results of Designed Circuit

Parameters	S Values	Ideal Values (dB)	Microstrip Line Values (dB)
Input Return Loss (Matching)	S11	> -10 dB	≅ -21.86 dB
Output Return Loss (Matching)	S22 S33	> -10 dB	≅ -44 dB
Insertion Loss (Transmission)	S12 S13	= -3 dB	≅ -3.34 dB
Isolation Loss (Isolation)	S23 S32	> -20 dB	≅ -21.34 dB

As mentioned in the first part, the power is expected to be divided equally on the two output ports. The designed WPD has also been studied to have a good match and isolation. While S21 AND S31 values are expected to be -3 dB, in practice this is impossible. The closer these values are to -3 dB, the better the results. The value obtained from the simulation results is -3.34 dB. Having good isolation is one of our main goals.

4. Conclusions and Recommendations

In this study, Wilkinson Power divider design that divides equal power has been made. In the simulation study, insertion loss, isolation loss, return loss values were obtained close to the desired values. It has been observed that the isolation between the output ports is provided. In future work, splitting power with more than one port will be studied and investigated.

5. Acknowledge

I would like to thank Prof. Şimşek Demir for his support throughout my thesis. I would like to thank Asst. Prof. Timuçin Emre Tabaru for his guidance and support.

References

- [1] Wilkinson, E. J. (1960). An N-way hybrid power divider. IRE Transactions on microwave theory and techniques, 8(1), 116-118.
- [2] Wu, L., Sun, Z., Yilmaz, H., & Berroth, M. (2006). A dual-frequency Wilkinson power divider. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54(1), 278-284.
- [3] Cheng, K. K. M., & Wong, F. L. (2007). A new Wilkinson power divider design for dual band application. IEEE microwave and wireless components letters, 17(9), 664-666.
- [4] Ooi, B. L., Palei, W., & Leong, M. S. (2002). Broadbanding technique for in-phase hybrid ring equal power divider. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 50(7), 1790-1794.
- [5] Danaeian, M., Moznebi, A. R., Afrooz, K., & Hakimi, H. (2016). Miniaturised equal/unequal SIW power divider with bandpass response loaded by CSRRs. Electronics Letters, 52(22), 1864-1866.
- [6] Harty, D. D. (2011). Novel design of a wideband Ribcage-dipole array and its feeding network (Doctoral dissertation, Worcester Polytechnic Institute).
- [7] Kalpanadevi, G., Nishaw, M. N., Priyamalli, E., Radhika, V., & Priyanga, V. S. (2017). Design and Analysis of Wilkinson Power Divider Using Microstrip Line and Coupled Line Techniques. IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE) e-ISSN, 2278-2834.
- [8] Pozar, D. M. (2011). Microwave engineering. John Wiley & sons.
- [9] Kumari, R., & Acharya, V. (2017). Design and Simulation of Two-Way Power Divider in S Band. International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET).
- [10] Phan, H. P., Vuong, T. P., Nguyen, T. T., Luong, M. H., Iitsuka, Y., & Hoang, M. H. (2015, October). Simple miniaturized Wilkinson power divider using a compact stub structure. In 2015 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC) (pp. 168-171). IEEE



Raylı Sistem Araçlarında Enerji Verimliliğinin İyileştirilmesi

Eren Aksu^{1*}, Mahmut Kaplan²

^{1*} Amasya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Makine Mühendisliği Bölümü, Amasya, Türkiye, (ORCID: 0000-0001-5147-401X), erenaksu1994@gmail.com

² Gaziantep Üniversitesi, Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu, Makine ve Metal teknolojileri Bölümü, Gaziantep, Türkiye (ORCID: 0000-0003-2675-9229), mahmutkaplan@gantep.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1140257)

ATIF/REFERENCE: Aksu, E., Kaplan, M. (2022). Raylı Sistem Araçlarında Enerji Verimliliğinin İyileştirilmesi. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 63-70.

Öz

Trafik, fosil artığı yakıtlardan kaynaklanan çevresel sorunlar ve bunlara bağlı ekonomik sorunlar nedeniyle tramvay, hafif raylı sistem ve metro gibi raylı toplu ulaşım sistemlere talep hem ülkemizde hem de tüm dünyada hızla artmaktadır. Raylı toplu taşıma sistemleri büyük güç gerektirdiğinden raylı sistemlerde enerji verimliliği büyük önem taşımaktadır. Tramvay hatlarında tüketilen enerji dağılımları farklılık göstermektedir. Bu nedenle özellikle büyükşehirlerde kullanılan tramvay ve metrolarda elektrik tüketimine neden olan etkenler dikkatle incelenmeli ve raylı ulaşım sistemlerinde enerji verimliliğinin iyileştirilmesi ile ilgili yöntemler geliştirilmelidir. Bu çalışmada Samsun'da şehir içi toplu taşıma sisteminde hizmet veren SAMULAŞ A.Ş. işletmesine ait 2 adet CNR marka tramvay için farklı sürüş stillerini içeren testler yapılmıştır. Test sonuçları, cer gücü ve enerji tüketimi-araç ağırlığı ilişkisi bakımından Concerto Maintenance programı kullanılarak analiz edilmiştir. Benzetim sonuçları önerilen sürüş senaryolarıyla benzer ağırlık değerlerinde yapılan pratik sürüşlere göre %20 oranında enerji tasarrufu elde edildiğini göstermişti. Örneğin, Samsun'da raylı toplu ulaşım sistemleri için yılda ortalama yaklaşık 14 milyon kWh enerji tüketilmektedir. Bu nedenle bu çalışmada elde edilen bulguların şehir içi raylı sistemlerinde enerji tüketiminin azaltılmasına katkıda bulunacağı düşünülmektedir.

Anahtar Kelimeler: Raylı Sistemler, Enerji Verimliliği, Sürüş Stilleri, Cer Gücü, Frenleme.

Enhancing Energy Efficiency in Rail System Vehicles

Abstract

Over the years, due to traffic, environmental problems associated with fossil fuels and related economic problems, the demand for urban rail transit system such as trams, light rail systems and metro has increasing rapidly not only in our country but also all over the world. Since rail public transportation systems require high power, the energy efficiency of the railway system is of great importance. The energy consumption on tram lines is different. Therefore, the factors affecting electricity consumption of trams and metro, especially in metropolitan cities should be examined carefully and the new methods for enhancing energy efficiency of the rail transportation systems should be developed. In this study, tests including different driving styles were carried out for 2 CNR railway vehicles owned by SAMULAŞ A.Ş., which serve in the urban public transportation system in Samsun. The test results were analyzed in terms of traction power and relationship between energy consumption and vehicle weight using the Concerto Maintenance program. The simulation results showed that 20% energy saving was achieved by using the suggested driving scenarios, compared to practical driving at similar vehicle weight. For example, an average of 14 million kWh of energy is consumed annually for rail public transportation systems in Samsun. For this reason, it is thought that the findings obtained in this study will contribute to the reduction of energy consumption of urban rail systems in Turkey.

Keywords: Rail Systems, Energy Efficiency, Driving Styles, Traction Power, Braking.

* Sorumlu Yazar: erenaksu1994@gmail.com

1. Giriş

Raylı ulaşım sistemleri yoğun nüfusun talebini karşılaması, gürültü ve hava kirliliğinin azaltılması, yolcu başına enerji tüketiminin az olması, konforlu, güvenilir ve emniyetli taşımacılık sağlaması gibi nedenlerle büyük şehirlerdeki ulaşım sorunun çözümünde büyük önem taşımaktadır (Elbert ve ark., 2019; Su ve ark., 2015; Pan ve ark. 2018) Uluslararası Toplu Taşımacılar Birliği şehir içi raylı toplu ulaşım sistemlerinde enerjinin verimli kullanılmasıyla ilgili çalışmalar yapmaktadır (Mineta, 1997). Ana hat ve şehir içi raylı ulaşım sistemlerinde çalışma ve besleme şartları genel olarak birbirine benzemektedir ve bir hat için yapılan uygulama küçük değişikliklerle başka bir hat için kullanılabilir (Açıkbaş, 2008). Kentsel raylı sistemlerde hizmet kalitesi düşürmeden enerjinin etkin bir şekilde kullanılabilmesiyle ilgili birçok çalışma yapılmıştır (Yuan ve Frey, 2020; Gao ve Yang, 2019; Wang ve ark. 2021, Jin ve ark., 2021).

Raylı sistem araçlarında genellikle hidrolik fren sistemi kullanılmaktadır. Ani ve yüksek kademede yapılan hızlanma ve frenleme sürüş yöntemi teker-ray sürtünme değerinin aşılmasından dolayı araçta olumsuz etkiler göstermektedir (Öge 2015). Yeterli sürtünme karşılanmadığı için kayma kızaklama koruma fonksiyonlarının devreye sıklıkla girmesi ve gereksiz kumlama yapılması ile karşı karşıya kalınmaktadır.

Frenleme mesafesi artışı ve teker hasarı oluşması riski artırmaktadır. Sürücülerin araçta sıklıkla ve ani biçimde uyguladığı cer-fren-cer geçişleri yüksek enerji sarfiyatına ve verimsiz rejeneratif frenleme yapılmasına neden olmaktadır (Günay ve ark., 2020). Aracın fren sistemi daha çok devreye girmekte ve sistemde ömür azalmasına neden olmakta ve arıza riskini artırmaktadır. Bu sürüş biçimi yolcu için konforsuz sürüşe araç için ise yüksek enerji tüketimine neden olur. Yüksek ivmeli hızlanma ve frenleme kaza ihtimalini artırmaktadır.

Bu çalışmada Samulaş işletmesine ait iki adet CNR aracına uygulanan farklı sürüş testi yöntemlerinin bu araçlarda enerji verimini artırmaya etkisi sayısal olarak değerlendirilmiştir.

2. Materyal ve Metot

Testler yüksek enerji sarfiyatı nedeniyle Samulaş işletmesine ait 5517 ve 5519 numaralı iki farklı CNR aracı kullanılarak Yurtlar – Tekkeköy (HAT1) ve Tekkeköy – Yurtlar (HAT2) seferlerinde aynı ayrı yolculu sürüş testleri gerçekleştirilmiştir.

Testlerle ilgili verileri alabilmek için Concerto Maintenance programı kullanılmıştır. Bu programda tramvay üzerinden anlık enerji tüketimi, rejeneratif frenleme ile kazanım kullanım ivmelenme oranı, cer kolu kullanım oranı gibi birçok parametre hesaplanabilmektedir. Farklı sürüş yöntemleri uygulanarak araçlarda ortaya çıkacak farklılıklar incelenecektir. Düşük ivmeli sürüş test ile araçlarda sağlanacak konforlu sürüş biçimi ve bu sayede araç enerji sarfiyatı değişimi analiz edilecektir. Bu çalışmada ana hatta ulaşılacak azami hızlar ve hız limitleri ile ilgili bir talimat verilmemiştir. Bu konuda halihazırda uygulanmakta olan azami hız değerlerindeki sürüş şekliyle testlere devam edilmiştir.

Şekil 1 ve Şekil 2’de, 5517 ve 5519 numaralı CNR araçlarının güzergah saatleri görülmektedir.

UÇ İSTASYONLAR	SAAT	UÇ İSTASYONLAR ARASI HAREKET SÜRESİ	UÇ İSTASYONLARDA TOPLAM BEKLEME SÜRESİ
TEKKEKÖY	VARILDI	06:05	
	TEKKEKÖY İSTASYONUNDA KABİN DEĞİŞİMİ	06:09	00:05
	HAREKETE BAŞLANDI	06:10	
YURTTLAR	VARILDI	07:30	01:20
	YURTTLAR İSTASYONUNA KABİN DEĞİŞİMİ	07:31	
	HAREKETE BAŞLANDI	07:33	01:24
TEKKEKÖY	VARILDI	08:57	
	TEKKEKÖY İSTASYONUNDA KABİN DEĞİŞİMİ	08:58	00:02
	HAREKETE BAŞLANDI	08:59	
YURTTLAR	VARILDI	10:32	01:33
	YURTTLAR İSTASYONUNA KABİN DEĞİŞİMİ	10:34	
	HAREKETE BAŞLANDI	10:36	01:28
TEST	VARILDI	12:04	
	TEKKEKÖY İSTASYONUNDA KABİN DEĞİŞİMİ	12:05	00:02
	HAREKETE BAŞLANDI	12:06	01:26
YURTTLAR	VARILDI	13:32	
	YURTTLAR İSTASYONUNA KABİN DEĞİŞİMİ	13:36	00:05
	HAREKETE BAŞLANDI	13:37	
TEKKEKÖY	VARILDI	15:10	01:33
	TEKKEKÖY İSTASYONUNDA KABİN DEĞİŞİMİ	15:12	
	HAREKETE BAŞLANDI	15:13	01:24
YURTTLAR	VARILDI	16:37	
	YURTTLAR İSTASYONUNA KABİN DEĞİŞİMİ	16:38	00:03
	HAREKETE BAŞLANDI	16:40	

Şekil 1. 5517 numaralı tramvayın güzergâh saatleri

UÇ İSTASYONLAR	SAAT	UÇ İSTASYONLAR ARASI HAREKET SÜRESİ	UÇ İSTASYONLARDA TOPLAM BEKLEME SÜRESİ
YURTTLAR	YURTTLAR İSTASYONUNA KABİN DEĞİŞİMİ	07:20	
	HAREKETE BAŞLANDI	07:23	01:20
	VARILDI	08:43	
TEKKEKÖY	TEKKEKÖY İSTASYONUNDA KABİN DEĞİŞİMİ	08:45	00:03
	HAREKETE BAŞLANDI	08:46	01:23
	VARILDI	10:09	
YURTTLAR	YURTTLAR İSTASYONUNA KABİN DEĞİŞİMİ	10:10	00:06
	HAREKETE BAŞLANDI	10:15	01:26
	VARILDI	11:41	
TEST	TEKKEKÖY İSTASYONUNDA KABİN DEĞİŞİMİ	11:42	00:02
	HAREKETE BAŞLANDI	11:43	01:28
	VARILDI	13:11	
YURTTLAR	YURTTLAR İSTASYONUNA KABİN DEĞİŞİMİ	13:17	00:07
	HAREKETE BAŞLANDI	13:18	01:20
	VARILDI	14:38	
TEKKEKÖY	TEKKEKÖY İSTASYONUNDA KABİN DEĞİŞİMİ	14:39	00:02
	HAREKETE BAŞLANDI	14:40	01:29
	VARILDI	16:09	
YURTTLAR	YURTTLAR İSTASYONUNA KABİN DEĞİŞİMİ	16:11	00:03
	HAREKETE BAŞLANDI	16:12	01:20
	VARILDI	17:32	
TEKKEKÖY	TEKKEKÖY İSTASYONUNDA KABİN DEĞİŞİMİ	17:33	

Şekil 2. 5519 numaralı tramvayın güzergâh saatleri

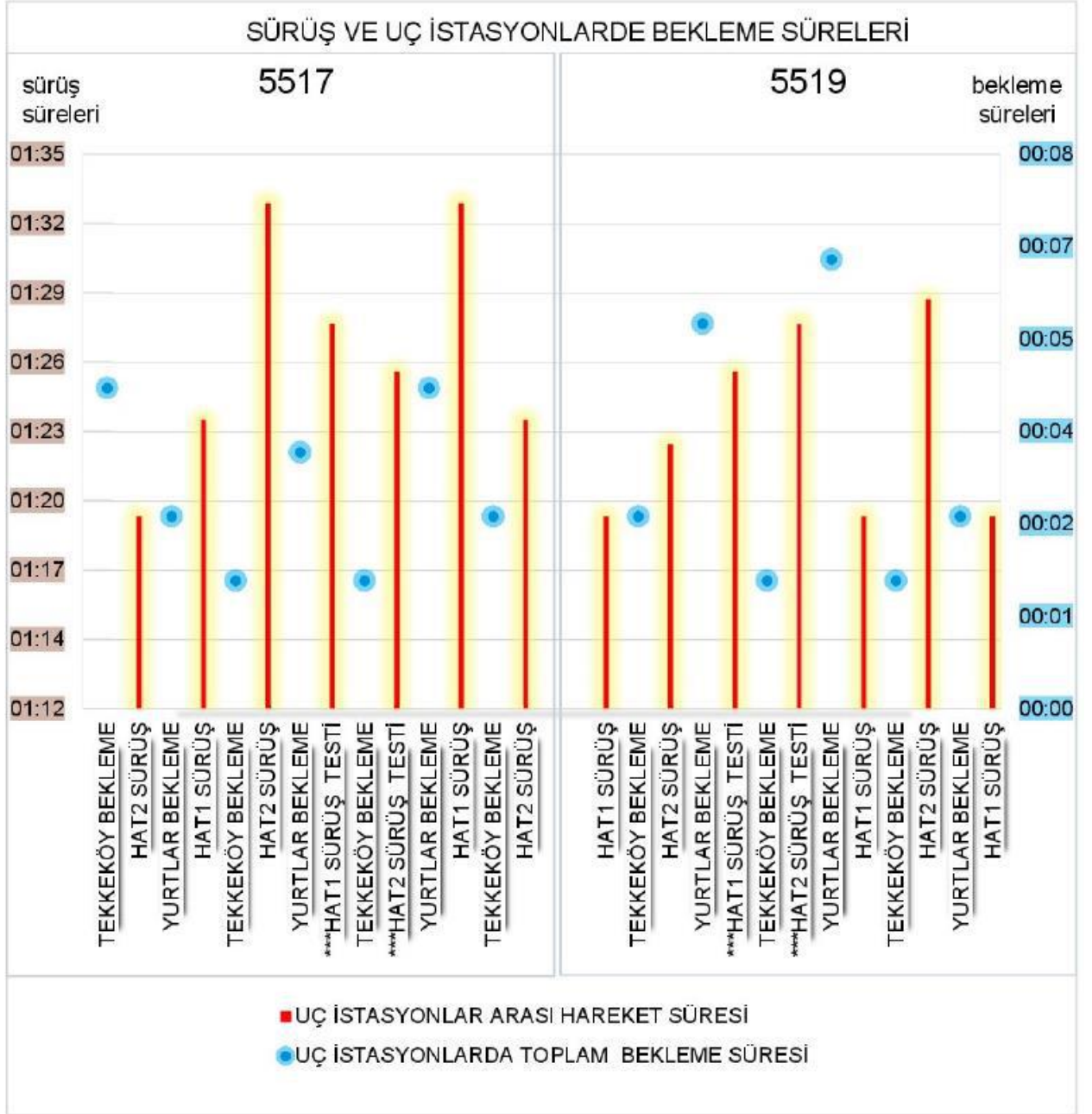
5517 numaralı CNR aracı Şekil 1’de görüldüğü gibi 19.02.2022 tarihinde 10:36’da Yurtlar istasyonundan harekete başlamış 13:32’de test tamamlandıktan sonra yeniden başladığı istasyon olan Yurtlar istasyonuna ulaşmıştır. 5519 numaralı CNR aracı Şekil 2’de görüldüğü gibi 18.02.2022 tarihinde 10:15’de Yurtlar istasyonundan harekete başlamış 13:11’de seferini tamamladıktan sonra yeniden Yurtlar istasyonuna ulaşmıştır.

Aşağıdaki talimatlara göre test sürüşleri gerçekleştirilmiştir.

1. İstasyon bölgelerindeki sürüşleri için kalkışlarda cer kolu ile %70’den fazla tahrik ve duruşlarda %70’den fazla frenleme kademelerinin kullanılmaması.

2. Tırmanma eğiminde olmayan istasyonlarda kalkışlarda cer kolu ile ani yüksek kademede ivme verilmemesi.
3. İstasyon duruşlarında cer kolu ile ani ve yüksek kademelerde frenleme isteği verilmemesi.
4. Cer kolu ile anlık süreler için hızlanma-frenleme-hızlanma şeklinde sürüş yapılmaması.

Şekil 3'de her iki aracın HAT1 ve HAT2'deki test süreleri verilmiştir.

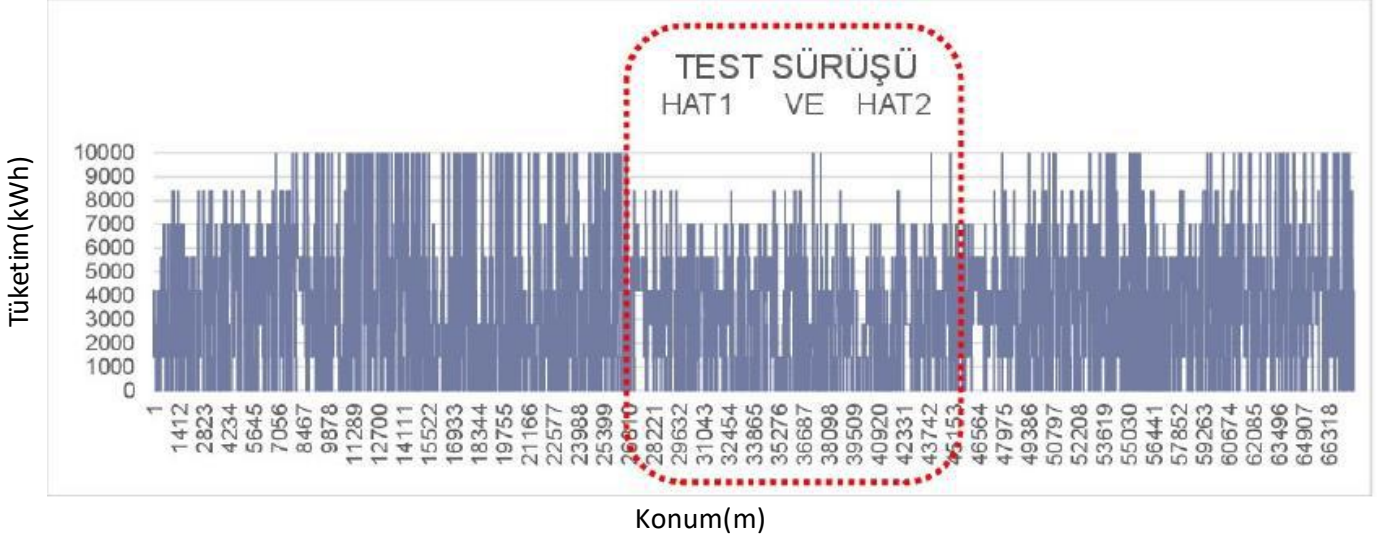


Şekil 3. Her iki aracın HAT1 ve HAT2'deki test süreleri

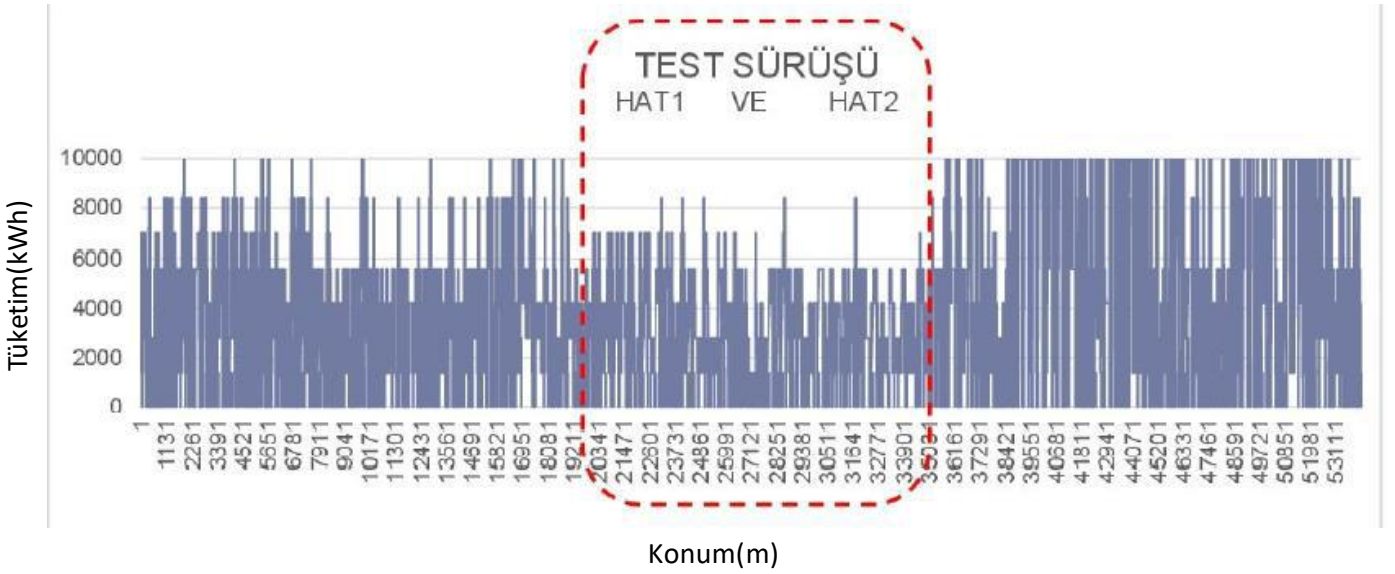
3. Araştırma Sonuçları ve Tartışma

Bu bölümde test sonuçlarından elde edilen benzetim sonuçları cer kolu ile uygulanan tahrik seviyeleri, anlık sarfiyat – araç ağırlığı ilişkisi ve tüketim / araç ağırlığı oranı yönünden analiz edilmiştir.

Şekil 4 ve 5'de 5517 ve 5519 araçlar için belirtilen tüm sürüş süresince tahrik edilen cer kolunun kullanma sıklıkları görülmektedir. Sürücülerin test sırasında yüksek cer kademeleri kullanmadığı görülmektedir. Azami %60-70 değerleri ile tahrik isteği verilmiştir.



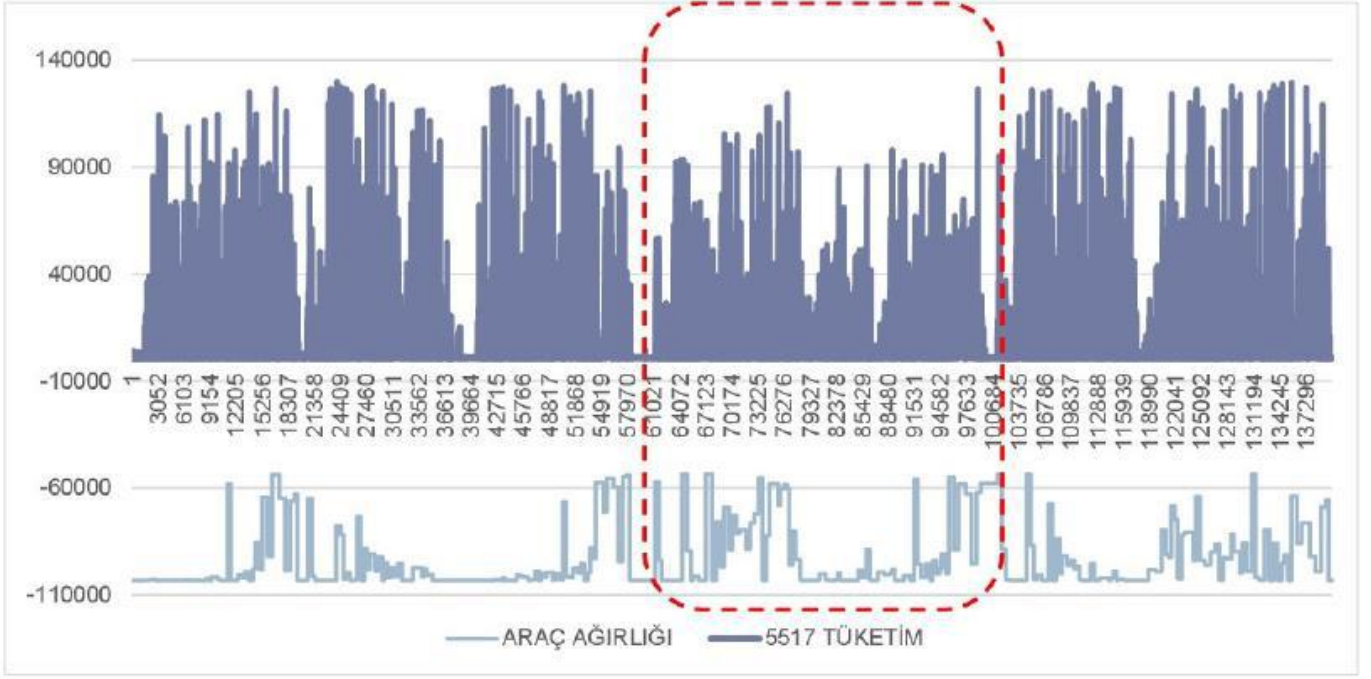
Şekil 4. 5517 numaralı aracın tüm sürüşlerdeki cer kolu kullanımı



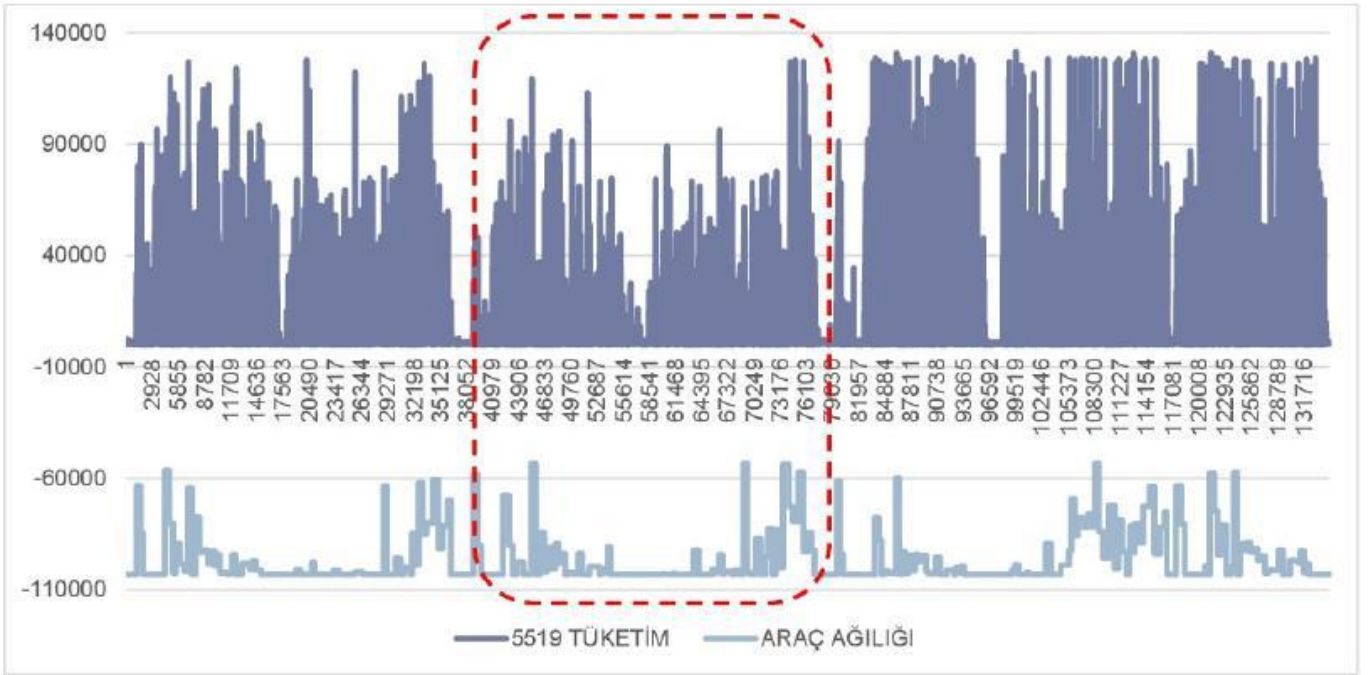
Şekil 5. 5519 numaralı aracın tüm sürüşlerdeki cer kolu kullanımı

Şekil 6 ve 7'de 5517 ve 5519 araçlar için belirtilen tüm sürüş süresince anlık enerji sarfiyatı ve araç ağırlığı ilişkisi görülmektedir. Kesikli çizgilerle gösterilen alanlar, test sürüşlerinin yapıldığı zaman aralıklarıdır. Şekil 6 ve 7'de

görüldüğü gibi diğer kısımlardaki sürüşlerde araç ağırlığı düşük olduğu zamanlarda bile enerji sarfiyatının yüksek olabildiği görülmektedir. Bu nedenle araç yükü az iken yüksek ivmelenme isteğinin yüksek enerji sarfiyatına neden olduğu anlaşılmaktadır.



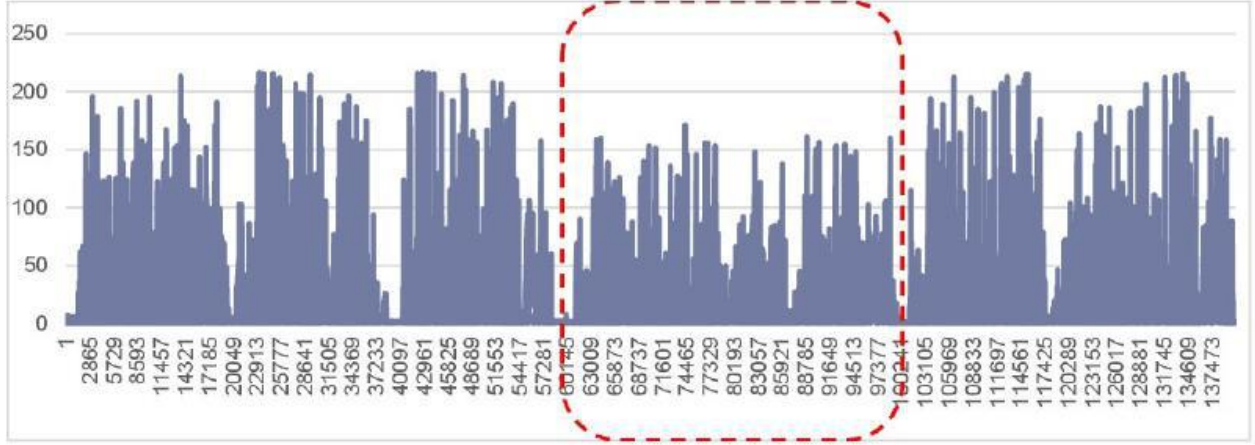
Şekil 6. 5517 CNR araçlarının anlık enerji sarfıyatı ve araç ağırlığı ilişkisi



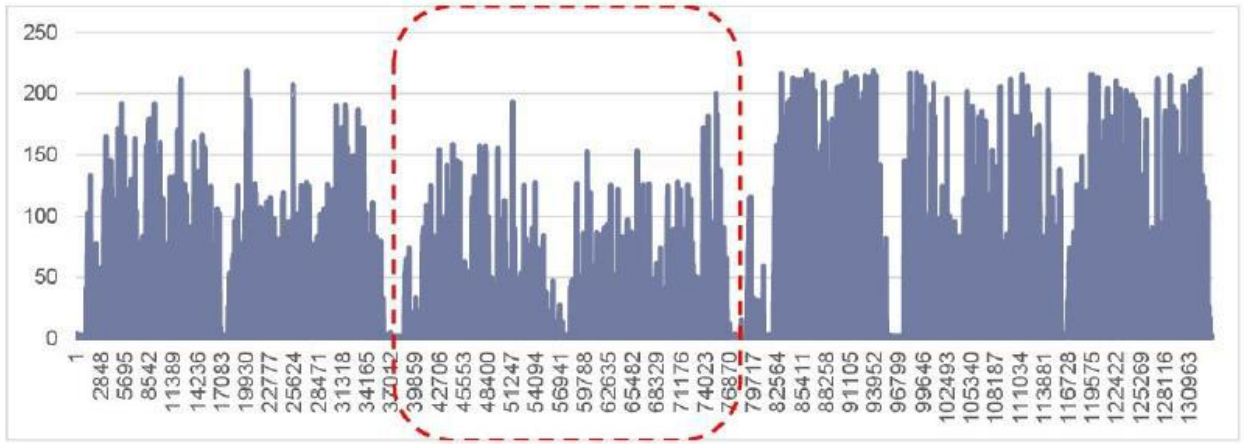
Şekil 7. 5519 CNR araçlarının anlık enerji sarfıyatı ve araç ağırlığı ilişkisi

Şekil 8 ve 9'da 5517 ve 5519 araçlar için anlık sarf edilen enerjinin araç toplam ağırlığına oranını görülmektedir. Şekil 8 ve 9'da görüldüğü gibi kesikli çizgilerle gösterilen test

zamanlarında birim ağırlık için sarf edilen enerji değeri diğer sürüşlerden düşüktür.



Şekil 8. 5517 Tüketim/Araç Ağırlığına Oranı Grafiği



Şekil 9. 5519 Tüketim/Araç Ağırlığına Oranı Grafiği

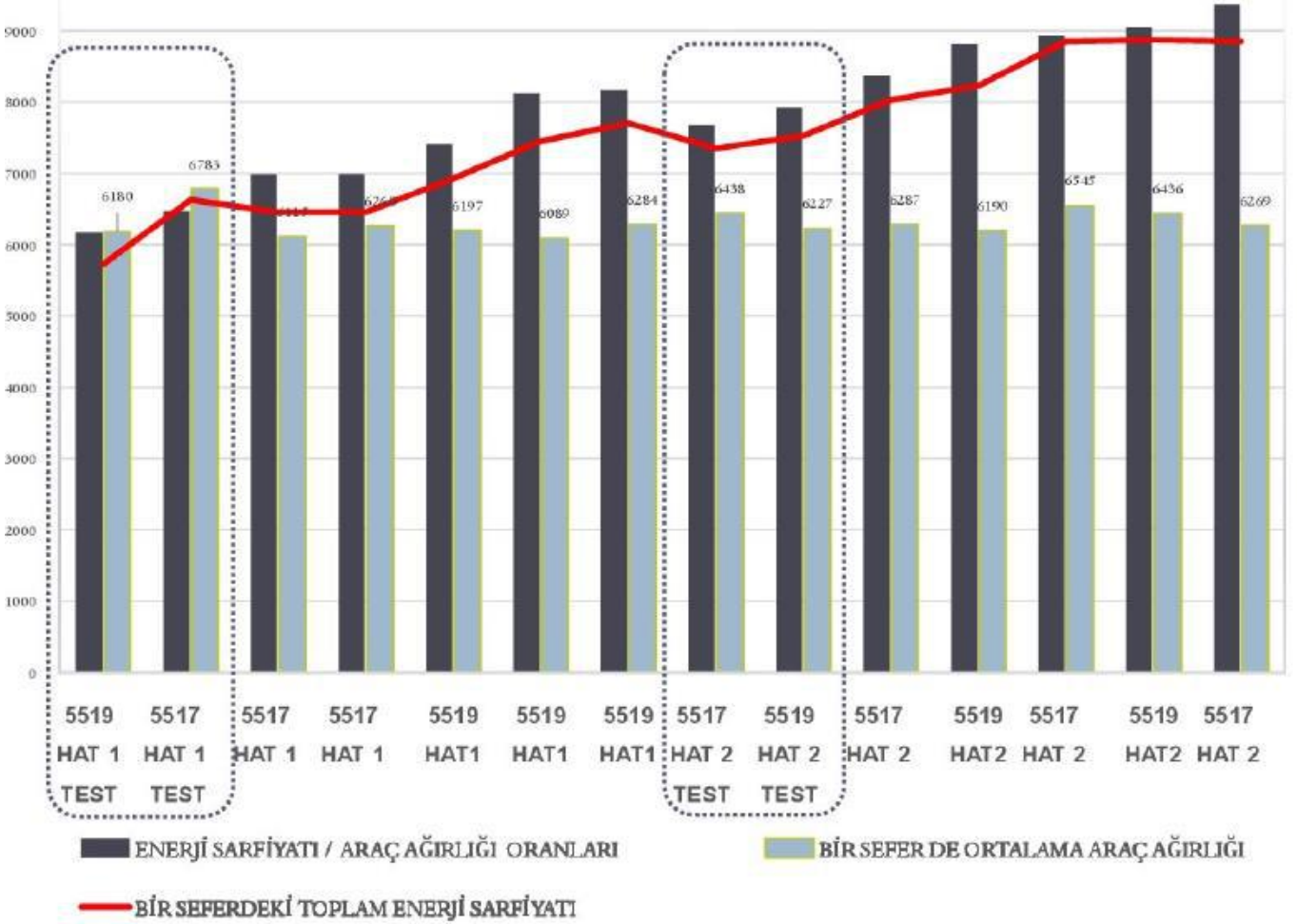
Tablo 1'de 5517 ve 5519 araçların HAT1 ve HAT2'deki ağırlığı ve bir seferde toplam tüketim ile ilgili bilgiler enerji sarfiyatı / araç ağırlığı, bir seferde ortalama araç verilmiştir.

Tablo 1. HAT1 ve HAT2 Karşılaştırılması

ARAÇ	SÜRÜŞE BAŞLAMA SAATİ	ENERJİ SARFIYATI / ARAÇ AĞIRLIĞI ORANI	BİR SEFER DE ORTALAMA ARAÇ AĞIRLIĞI T	BİR SEFER DE TOPLAM TÜKETİM. X. kWh
5519 HAT 1 TEST	10:10	370210	6180	2.29
5517 HAT 1 TEST	10:34	388234	6783	2.65
5517 HAT 1	07:31	419157	6115	2.58
5517 HAT 1	13:35	419295	6260	2.58
5519 HAT1	07:20	444527	6197	2.77
5519 HAT1	13:17	487083	6089	2.98
5519 HAT1	16:11	490037	6284	3.08
5517 HAT 2 TEST	12:05	460340	6438	2.94
5519 HAT 2 TEST	11:42	475306	6227	3.01
5517 HAT 2	08:58	502175	6287	3.21
5519 HAT2	08:45	528615	6190	3.29
5517 HAT 2	15:02	535927	6545	3.54
5519 HAT2	14:39	543024	6436	3.55
5517 HAT 2	06:10	561864	6269	3.54

Şekil 9'da kullanılan araçlara ve sürüş hattına göre enerji sarfiyatı ve araç ağırlığı ile ilgili değerler gösterilmektedir. Test sürüşlerinde oransal olarak hesaplanan en düşük tüketim değerlerine ulaşılmıştır. Belirtilen tüketim değeri net değildir ve hesaplamalar diğer sürüşlerle karşılaştırılarak elde edilen oransal değerlere göre yapılmıştır. Şekil 9'da kesikli çizgilerle gösterilen test sürüşleridir. Siyah sütunlar enerji sarfiyatı / araç ağırlığı

oranını göstermektedir. Şekil 9'da görüldüğü gibi tüm hatlarda en düşük değerlerin test sürüşleri ile elde edildiği görülmektedir. Ayrıca test sürüşlerinde araçların taşıdığı ağırlık değerleri diğer sürüşlere göre yakın ya da daha yüksektir. Buna rağmen bu seferlerdeki toplam enerji sarfiyatı, test sürüşlerinde daha düşük olmuştur.



Şekil 9. Test Sürüşlerinde ki Araç Oranları

Test sırasında istasyonlar arasındaki ana hat sürüşlerindeki maksimum hız değerleri ve boşta sürüş yapılması gibi değişkenler için sürücülere bir talimat verilmemiştir. Sürüşte bu konuda düzenlemeler yapılması tasarruf miktarını arttıracaktır ve sürüş sürelerinde artış olacağından optimizasyon yapılması gerekecektir.

Güzergahlara daha fazla sayıda hız tabelası ilave edilerek optimum hız değişimi gerçekleştirilebilir. Güzergahlarda araç boşta sürüş noktalarının tespit edilmesi düşük ivmeli yavaşlamaya ve konforlu duruşlara neden olacaktır. Hızın azaltılması veya duruşlardan önceki yavaşlama için uygulanacak frenlemenin yüksek kademelerden yapılmaması üretilen hareket enerjisinden maksimum faydalanmayı sağlayacaktır. Bu durum seferde ek olarak yapılacak gereksiz tahrik hızlanma isteği sayısını azaltacak ve toplam enerji sarfiyatını düşürecektir.

Aracın boşta giderken tekrar ek tahrik isteği ile hızlanma ihtiyacı oluşmaması için, aracın düşük hız değerlerinde olmaması gerekmektedir. Eğimden aşağı inişte hız artışına izin

verilir ya da tahrik isteği verilip hız limiti aşılar ise mekanik frenleme devreye girecek ayrıca ekipmanlarda ömür kısalması, arıza ihtimali, fren diski ısınması, teker hasarı, balata aşınması, verimsiz rejeneratif frenleme ve konforsuz sürüş gibi sonuçlarla karşılaşma ihtimali olacaktır.

4. Sonuç

Bu çalışma SAMULAŞ A.Ş işletmesine ait 2 adet CNR marka tramvaya farklı sürüş senaryolarıyla testler yapılmıştır ve makinistlerin alışlagelmiş sürüşleri karşılaştırıldığında önerilen yumuşak ivmelenmeli sürüş yöntemiyle benzer araç ağırlıklarında %20 oranında enerji tasarrufu elde edildiği gözlemlenmiştir. görülmektedir. Kayda değer bir enerji tasarrufu sürüş yöntemi değiştirilerek yapılabilir. Düşük ivmelenme uygulamasından dolayı aracın kayma kızaklama uygulaması test sürelerinde daha azdır. Kayma kızaklamanın az olmasından dolayı tramvay tekerlek bandajlarında aşınmanın az olacağı, fren mekanik ekipmanlarının ömrünün daha uzayacağı,

ivmelenmenin daha az olmasından dolayı kurp bölgelerindeki sarsıntının daha az olacağı ve tramvaylardaki süspansiyon elemanlarının ömrünün uzayacağı öngörülmektedir.

Test sürüşlerinde uç istasyonda bekleme sürelerinde ve uç istasyonlar arası toplam hareket sürelerinde diğer sürüşlere göre büyük süre farklılıkları yoktur. Sürüş yöntemi değiştirilerek daha konforlu yolculuk yapılabilir.

5. Teşekkür

Bu çalışmayı yaparken sayın danışman hocam Dr. Öğretim Üyesi Mahmut Kaplan, SAMULAŞ A. Ş.'de çalışan meslektaşlarım Onur Köseoğlu, Serkan Salmaz ve Erdi Yıldırım'a teşekkürlerimi borç bilirim.

Göstermiş oldukları destek ve hoşgörü ile bu çalışmanın sonuçlanmasını sağlayan Samsun Proje Ulaşım İmar İnşaat Yat. San. ve Tic A.Ş. yönetimine ve çalışma arkadaşlarıma da teşekkürlerimi sunarım.

Kaynakça

- Elbert R., Friedrich C., Boltze M., Pfohl H. C. 2019. Urban, Freight Transportation Systems. 1st ed., Elsevier.
- Su S., Tang T., Chen L., B. Liu, (2015). Energy-efficient train control in urban rail transit systems, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part F: Journal of Rail and Rapid Transit, 229(4), 446-454.
- Pan D., Zhao L., Luo Q., Zhang C., Chen Z., (2018). Study on the performance improvement of urban rail transit system, Energy, 161, 1154-1171.
- Mineta N. Y. (1997). Public Transpport: The environment and economic efficiency, Part 2, UITP 52 International Congress, Stuttgart, Germany.
- Açıkbaş S. (2008). Çok hatlı çok araçlı raylı sistemlerde enerji tasarrufuna yönelik sürüş kontrolü,” Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Türkiye.
- Yuan W., Frey H. C. (2020). Potential for metro rail energy savings and emissions reduction via eco-driving, Applied Energy, 268, 114944.
- Gao Z., Yang L. (2019). Energy-saving operation approaches for urban rail transit systems, Frontiers of Engineering Management, 6, 139-151.
- Wang J., Ghanem A., Rakha H., Du J., (2021). A rail transit simulation system for multi-modal energy-efficient routing applications, International Journal of Sustainable Transportation, 15(3), 187-202.
- Jin B., Feng X., Wang Q., Sun P., Fang Q., (2021). Train Scheduling Method to Reduce Substation Energy Consumption and Peak Power of Metro Transit Systems, Transportation Research Record: Journal of the Transportation Research Board, 2675(4), 201-212.
- Öge F., Hafif raylı sistem araçlarında bakım iyileştirmesi, Yüksek Lisans Tezi, Bahçeşehir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Türkiye, Haziran 2015.
- Günay M., Korkmaz M. E, Özmen R., (2020). An investigation on braking systems used in railway vehicles, Engineering Science and Technology, an International Journal, 23(2), 421-431.



Machine Learning Based Classification Algorithm for AP Selection in Cell-Free MIMO Systems

Mert Demirel^{1*} Esra Aycan Beyazıt²

^{1*} Izmir Katip Celebi University, Faculty of Engineering and Architecture, Department of Electrical and Electronics Engineering, Izmir, Turkey, (ORCID: 0000-0001-7905-8456), mdemirel97@gmail.com

² Izmir Katip Celebi University, Faculty of Engineering and Architecture, Department of Electrical and Electronics Engineering, Izmir, Turkey, (ORCID: 0000-0003-1035-6695), esra.aycan@ikcu.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1142546)

ATIF/REFERENCE: Demirel, M., Beyazıt, E.A. (2022). Machine Learning Based Classification Algorithm for AP Selection in Cell-Free MIMO Systems. *European Journal of Science and Technology*, (39), 71-75.

Abstract

With the rapid development of technology, cellular networks in wireless networks are insufficient to meet the demands. In order to provide a correct and good service to each user, communication systems must change. Although cell-free networks have many advantages over cellular networks, since there are too many users and access points (APs) in cell-free networks, AP selection is very important. In this thesis, the AP selection model has been studied and compared five different machine learning classification methods. The campus of Izmir Katip Celebi University has been chosen as the environment where the study will be carried out, and capacity values have been obtained from the users and APs that have been placed on the campus in the simulation environment. Numerical calculation results have been obtained from the Wireless Insite (WI) software. The AP selection to be created with the capacity values has been supported by artificial intelligence algorithm techniques. With two different data sets have been compared, better results have been tried to be obtained with different feature values. As a result of the comparisons made, the best machine learning classification technique used has been proposed.

Keywords: Cell-free, MIMO System, Access point selection, Machine Learning, Classification algorithm

Hüçresiz ÇGÇÇ Sistemlerinde AP Seçimi için Makine Öğrenimi Tabanlı Sınıflandırma Algoritması

Öz

Teknolojinin hızlı gelişimi ile kablosuz ağlarda hüçresel ağlar talepleri karşılamakta yetersiz kalmaktadır. Her kullanıcıya doğru ve iyi hizmet verebilmek için iletişim sistemlerinin değişmesi gerekmektedir. Hüçresiz ağların hüçresel ağlara göre birçok avantajı olmasına rağmen, hüçresiz ağlarda çok fazla kullanıcı ve erişim noktası (AP) olduğundan, AP seçimi çok önemlidir. Bu tezde, AP seçim modeli incelenmiş ve beş farklı makine öğrenmesi sınıflandırma yöntemi karşılaştırılmıştır. Çalışmanın gerçekleştirileceği ortam olarak İzmir Katip Çelebi Üniversitesi kampüsü seçilmiş ve simülasyon ortamında kampüse yerleştirilen kullanıcı ve AP'lerden kapasite değerleri elde edilmiştir. Sayısal hesaplama sonuçları Wireless Insite (WI) yazılımından alınmıştır. Kapasite değerleri ile oluşturulacak AP seçimi yapay zeka algoritma teknikleri ile desteklenmiştir. İki farklı veri seti karşılaştırılmış, farklı öznelik değerleri ile daha iyi sonuçlar elde edilmeye çalışılmıştır. Yapılan karşılaştırmalar sonucunda kullanılan en iyi makine öğrenmesi sınıflandırma tekniği önerilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Hüçresiz ağ, Çoklu Girişli Çoklu Çıkışlı Sistem, Erişim noktası seçimi, Makine öğrenmesi, Sınıflandırma algoritması

* Corresponding Author: mdemirel97@gmail.com

1. Introduction

Radio frequencies have been used in wireless communication systems to transmit data over the air. Although 5G is similar to 4G, it uses higher radio frequencies. This enables larger volumes of data to be transmitted at a faster rate. However, path loss effect has a greater impact on the transmission of signals at higher frequencies. Moreover, physical influences such as trees and buildings can easily hinder transmission. Massive multiple input and multiple output (massive MIMO) systems have been widely addressed as a solution to the aforementioned issues in recent studies [1,2].

In conventional cellular networks, a macro base stations (BS) serves many users under its coverage area. The farther users get from the macro BS, the lower the signal quality has been served. However, with the increasing demands for higher signal quality, user numbers and users mobility have been increasing. Due to the increasing number of user demands, conventional cellular networks are insufficient. Cell-free MIMO systems have been investigated in order to solve the problems in cellular networks. In principle, Cell-Free MIMO systems include multiple dispersed, low-cost and low-power multi-antenna APs which are connected to a network controller. The number of antennas should be greater than the number of customers. On the contrary of cellular networks, there are no cell boundaries and each user is jointly served by all APs [3,4]. The obtained results show that the cell-free networks have many advantages over cellular networks at many points [5-7]. The first benefit of the Cell-free architecture is that it achieves a higher and more uniform signal-to-noise ratio (SNR) within the coverage area than conventional cellular networks. In addition, mobile users who are switching between cells are exposed to disconnections while trying to establish a new connection with the new base station which is called handover. In order to overcome the handover issue, the concept of Cell-Free topology can overcome the excessive handover issue in small-cell systems by removing the cell boundaries. Another benefit is the ability to manage interference across multiple APs versus cellular networks with an equally dense AP distribution.

Scalability requires a system to accommodate growing demands gracefully. Scalability is critical motivation for user-centric, cell-free, spatially-distributed, MIMO networks [8]. Although cell-free massive MIMO has showed great promise for next generation wireless networks, such as 5G and beyond, understanding how to design algorithms for a low-cost and scalable system is critical.

Proper resource allocation improves the performances of both the associated system and the network, and also helps in avoiding the different kinds of transient bottlenecks involved in the network. Therefore, various algorithms have been developed for resource allocation in studies carried out so far [9-11]. Although algorithms are constantly being developed, they are insufficient to meet the demand. For this reason, especially when 6G is transitioned, resource allocation will now be made by using artificial intelligence methods. With the artificial intelligence methods that will be developed, the user will be able to communicate with the base stations in the most accurate way.

In [12], CAPS (Cluster Based AP Selection) a new AP selection algorithm for cell-free Massive MIMO that aims to reduce computation workload and pilot contamination has been presented by introducing a machine learning algorithm for clustering, which in this case is the K-means++ clustering algorithm. In [13], a Cell-Free MIMO system, a deep learning (DL) based power control technique is suggested to overcome the max-min user fairness problem. In a cell-free massive MIMO uplink configuration, the max-min rate optimization issue is posed, where user power allocations are adjusted to maximize the minimal user rate.

In this study, Three-dimensional modeling of Izmir Katip Çelebi University (IKCU) has been made in the WI simulation program, and AP selection has been recommended in a Cell-Free MIMO system at 1.9 GHz. In the proposed AP selection scenario, five different supervised machine learning techniques have been applied and compared.

2. Material and Method

2.1. System Model

In this section, the Cell-Free MIMO system has been created with M APs and K users equipment in TDD ($M \gg K$). The scenario parameters have been used in WI have been given in Table 1. In Fig.1, the IKCU campus has been drawn in three dimensions. APs are evenly distributed over the entire area. Each AP has four directional antennas. Each user has two isotropic antennas. Users have been placed on a grid, with a distance of five meters between them. In order to create the data set, the capacity values have been collected by constantly changing the positions of the users.



Fig. 1. AP and user equipment distribution in IKCU

Table 1. SIMULATION PARAMETERS OF THE SYSTEM

Parameters	Values
Area	1 km ²
Carrier Frequency	1.9 GHz
User Height	1.64 m
AP Height	15m
Power density	-174 dBm/Hz
Noise figure	7dB
Bandwidth	20 MHz
No. of APs (M)	25
No. of Users (K)	10
No. of Antennas (L)	100
Transmitter input power	23 dBm

The signal at the user is computed as:

$$y = Hx + n$$

Where x is the $N_t \times 1$ vector containing the AP signal, y is the $N_r \times 1$ vector containing user signal, n is a vector of noise, and H is the $N_r \times N_t$ matrix of complex channel gains. N_r is the number of user antennas, and N_t is the number of AP antennas.

$G_k[m]$ is the ratio of the power received by user antenna element k divided by the power radiated by AP antenna element m . $\theta_k[m]$ is the phase in radians of the voltage across a matched load at k under the same conditions. Note that $G_k[m]$ and $\theta_k[m]$ include all of the propagation paths in a complex multi-path environment from AP antenna element m to user antenna element k summed coherently.

The propagation factor, $g_k[m]$, is defined as:

$$g_k[m] = \sqrt{G_k[m]} e^{i\theta_k[m]}$$

Closely associated with g_k is the channel vector h_k , an N -dimensional complex column vector ($N_k \times 1$) given by $h_k = g_k^*$ where $*$ denotes the conjugate transpose.

Maximal Ratio Combining (MRC) has been used as the combining technique. With this technique, the user optimally combines the user voltages from all antenna elements using a weighting vector that adjusts both the phase and the magnitude to maximize the total SNR.

The optimal weighting vector is linearly proportional to h :

$$w = h/\text{norm}$$

where norm is a normalization factor that scales the weighting vector such that the sum of the squares of the magnitudes is equal to N_r .

Interference power is defined as:

$$P_{i,avg} = \sum_{N_{t,m}}^{M-1} \frac{P_{t,m}}{N_{t,m}} \left[\sum_{k=0}^{N_r-1} \sum_{i=0}^{N_t-1} [H_{m,k,i}]^2 \right] / N_r$$

Noise is defined as:

$$P_N = w^T w \sigma^2$$

Total interference power is defined as:

$$P_{i,total} = w^T w P_{i,avg}$$

Weighting vector is then applied to the h -vector to compute the total received power:

$$P_r = \frac{P_t}{N_t} \left[\sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{|h_k|^2}{\text{norm}} \right]^2$$

The signal-to-interferer-plus-noise ratio (SINR) is the ratio of the received power from the transmitter to the sum of power from all interference sources and all noise sources. The ratio is given by:

$$\text{SINR(dB)} = 10 \log_{10}(P_R(i)) - 10 \log_{10}(P_{i,total}) - 10 \log_{10}(P_{N,total})$$

where P_R is the user power from the AP. $P_{i,total}$ is the total interference. $P_{N,total}$ is the total noise.

The channel capacity represents the maximum possible data transmission rate for a communication channel and is calculated using the Shannon-Hartley theorem:

$$\text{Capacity} = B \log_2(1 + \text{SINR})$$

where B is the bandwidth of the channel.

2.2. Dataset Creation

When creating a data set, it is necessary to decide which outputs will be used as features. First of all, the x and y axis values of each user have been taken. Since the height value given as the z -axis is considered the same for each user, it has not been added to the dataset. The capacity values of each user during the communication with the APs have been included as 25 different features. An feature with the best capacity value has been added to monitor which AP the users connect best with.

The modulation technique information and the capacitance value in the output are not included in the data set. The reason for this is to provide the optimum value in the feature values and to get more efficient results in machine learning training. After determining which feature values are used, it has been determined under which conditions the users equipment should establish the best connection with which APs in the dataset. By comparing the capacity value of the connection have been made by the users with each APs value and the best capacity value, values between 1-25 have been given to the output column. For the user equipment who has the same capacity value with two different APs, the choice has been made according to the distance difference.

The reason why distance is not used as feature values is that users who are at a close distance due to buildings and environmental effects may have lower capacity values. Since the decrease in the capacity value has the opposite effect with respect to the distance, it has put the machine learning training in a wrong state. Various arrangements have been made in the data and cleanings have been made and the AP selection model has been used for the training phase. In addition, instead of taking the capacity value between users and each AP, only the capacity value with the best value has been taken. Whether the reduction in the number of features leads to a better result for machine learning is indicated by comparison.

The correlation matrix has been created with 3 features is given in Table 2. Correlation matrix is a table that shows the correlation coefficients for various variables. The correlation between all potential pairings of values in a table is shown in the matrix. When two variables have a positive correlation, their values rise or fall together. One of the two variables that are negatively associated increases in value while the other decline. Negative correlation has been observed between the y -axis and the output. It has been observed that the feature correlations in

the correlation matrix with 28 features are low. With low correlation values, machine learning has been given better results.

Table 2. Simulation parameters of the system

Model (3 features)	X	Y	Capacity Best	OUTPUT
X	1	0.02	-0.07	0.06
Y	0.02	1	-0.08	-0.72
Capacity Best	-0.07	-0.08	1	0.27
OUTPUT	0.06	-0.72	0.27	1

2.3. AP Selection Model

In this section, five different machine learning classification techniques have been used. Classification techniques are K-Nearest Neighbors (K-NN), Support Vector Machine (SVM), Linear Discriminant Analysis (LDA), Gaussian Naive Bayes (GNB) and Decision Tree (DT). Two different scenarios have been created for each classification technique. One of the scenarios has been included the capacity values from all APs as a feature, and the other hasn't been included in the feature. The paired distribution of APs has been given in Fig. 2.

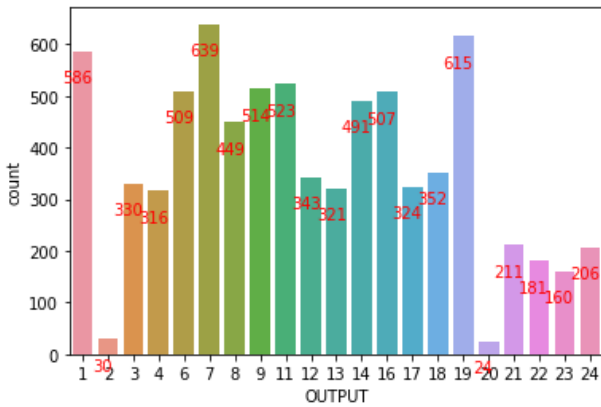


Fig. 2. Dataset output distribution

Considering the K-NN machine learning classification technique first, correlation matrix has been taken into account to determine the number of neighbors to be used. Since no connection could be established with four APs, the number of neighbors (n-neighbors) value has been chosen 25. standardization technique has been used as feature scaling in all models. 25% of the data set has been reserved as test data and 75% as training data.

A kernel is a function used in SVM for helping to solve problems. Shortcuts have been provided to avoid complex calculations. An infinite number of dimensions have been created using kernels. In SVM, Radial Basis Function (RBF) has been selected as the kernel. Gini impurity has been used in DT to divide the data into several branches. Classification have been accomplished using DT. Impurity has been used in DT to choose the optimal characteristic at each. Singular Value Decomposition (SVD) has been applied as a solver in LDA. SVD does not calculate the Covariance matrix, so this solver is recommended for data with a large number of features.

Considering the accuracy distributions, it has been observed that better results have been obtained in terms of estimation, although the number of features increases when 28 features have been used. The detailed comparison between the models created has been given in the numerical analysis section.

3. Results and Discussion

TABLE 3. Classification Techniques Models Outputs

Model (28 features)	Precision	Recall	f1 score	Accuracy
K-NN	0.94	0.94	0.94	0.938
SVM	0.97	0.96	0.97	0.968
LDA	0.93	0.91	0.91	0.911
GNB	0.71	0.66	0.63	0.656
DT	0.97	0.98	0.98	0.975
Model (3 features)	Precision	Recall	f1 score	Accuracy
K-NN	0.75	0.70	0.72	0.769
SVM	0.58	0.58	0.57	0.695
LDA	0.55	0.49	0.49	0.567
GNB	0.60	0.59	0.58	0.602
DT	0.64	0.59	0.60	0.676

The outputs have been used in the comparisons are precision, recall, f1 score and accuracy. Precision is an indicator of the performance of a machine learning model. The quality of a positive prediction has been made by the model. Precision refers to the number of true positives divided by the total number of positive predictions. Recall is the measure of how accurately the model identifies true positives. The f1 score is the harmonic mean of precision and recall. The f1 score is used when both precision and recall are equally important. Likewise, accuracy is the measure of the rate of predictions that the model makes correctly.

A model has been created for all classification techniques and the outputs have been given in Table 3. According to the numerical calculation results, when 28 features have been selected, SVM and DT methods have been given approximately equal and best results. The classification method with the worst mean for this study is GNB.

When 3 features have been selected, K-NN has been given the best results. Although 25 features have been removed, a good result has been obtained with an accuracy average of 76%. Since AP selection must have been made quickly in communication systems, a faster system recommendation has been made with less features value, although there is a margin of error.

4. Conclusions and Recommendations

In this paper, five different machine learning techniques have been compared in order to make the best choice between user equipment and APs installed on the IKCU campus. While making AP selection, classification has been made by creating a data set with the location and capacity values of each user. As a result of the comparisons, the most efficient machine learning technique is the DT classifier method. In addition, other machine learning techniques besides GNB have yielded good results.

References

[1] Zhang, J., Chen, S., Lin, Y., Zheng, J., Ai, B., & Hanzo, L. (2019). Cell-free massive MIMO: A new next-generation paradigm. *IEEE Access*, 7, 99878-99888.

[2] Interdonato, G. (2020). *Cell-Free Massive MIMO: Scalability, Signal Processing and Power Control (Vol. 2090)*. Linköping University Electronic Press.

[3] Ngo, H. Q., Ashikhmin, A., Yang, H., Larsson, E. G., & Marzetta, T. L. (2017). Cell-free massive MIMO versus small

cells. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 16(3), 1834-1850.

[4] E. Nayebi, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta and H. Yang, "Cell-Free Massive MIMO systems," 2015 49th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2015, pp. 695-699, doi: 10.1109/ACSSC.2015.7421222.

[5] Björnson, E., & Sanguinetti, L. (2019, July). Cell-free versus cellular massive MIMO: What processing is needed for cell-free to win?. In 2019 IEEE 20th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC) (pp. 1-5). IEEE.

[6] Buzzi, S., D'Andrea, C., Zappone, A., & D'Elia, C. (2019). User-centric 5G cellular networks: Resource allocation and comparison with the cell-free massive MIMO approach. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19(2), 1250-1264.

[7] Interdonato, G., Björnson, E., Quoc Ngo, H., Frenger, P., & Larsson, E. G. (2019). Ubiquitous cell-free massive MIMO communications. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2019(1), 1-13.

[8] Chen, S., Zhang, J., Björnson, E., Zhang, J., & Ai, B. (2020). Structured massive access for scalable cell-free massive MIMO systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 39(4), 1086-1100.

[9] Shakya, I. L., & Ali, F. H. (2020). Joint Access Point Selection and Interference Cancellation for Cell-Free Massive MIMO. *IEEE Communications Letters*, 25(4), 1313-1317.

[10] Buzzi, S., & D'Andrea, C. (2017). Cell-free massive MIMO: User-centric approach. *IEEE Wireless Communications Letters*, 6(6), 706-709.

[11] E. Björnson and L. Sanguinetti, "Making cell-free massive MIMO competitive with MMSE processing and centralized implementation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 19, no. 1, pp. 77-90, Jan. 2020.

[12] Biswas, S., & Vijayakumar, P. (2021, March). AP selection in Cell-Free Massive MIMO system using Machine Learning Algorithm. In 2021 Sixth International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET) (pp. 158-161). IEEE.

[13] Rajapaksha, N., Manosha, K. S., Rajatheva, N., & Latva-Aho, M. (2021, June). Deep Learning-based Power Control for Cell-Free Massive MIMO Networks. In ICC 2021-IEEE International Conference on Communications (pp. 1-7). IEEE.



Yeni Bir Yaklaşımla Elde Edilen Grafen Oksit Sentezlerinde SEM ve TEM Analizleri

Ömer Laçın*

¹Kimya Mühendisliği / Fen Bilimleri Enstitüsü, Atatürk Üniversitesi, Türkiye
ORCID ID 0000-0002-5276-3056, olacin@atauni.edu.tr

(3th International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1137870)

ATIF/REFERENCE: Laçın, Ö. (2022). Yeni Bir Yaklaşımla Elde Edilen Grafen Oksit Sentezlerinde SEM ve TEM Analizleri. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 76-79.

Öz

Hummers yöntemine yeni bir yaklaşım getirerek elde edilen grafen oksite sentezlerinin, taramalı ve geçirimli elektron mikroskopu analizleri incelenered literatürdeki diğer grafen oksit sentezlerine uyup uymadıkları incelenmiştir. SEM analizlerinden; oksijen içeren fonksiyonel grupların, grafit bazal düzleminde karbon atomları ile kovalent olarak bağlanıp sp^2 konjuge sistemini bozduğunu dolayısıyla dalgalı, katlanmış bölge, ince ve esnek tabakalı bir nano yüzey morfolojisinin hakim olduğu, tabakalar arası boşlukların grafitte göre daha geniş olduğu gözlenmiştir. TEM analizlerinden; ultra ince bir ipeksi görünüm sergilediği ve kenarlarının katlanmış peçe şeklinde bir morfolojiye sahip olduğu, elektron ışını altında karanlık ve yarı saydam alanlar ortaya çıktığı gözlenmiştir. Bu sonuçların da literatürdeki grafen oksit sentezlerine uyum sağladıkları belirlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Grafit, Grafen oksit, Hummers Yöntemi, Nanomalzeme, SEM, TEM.

SEM and TEM Analyses of Graphene Oxide Syntheses Obtained with a New Approach

Abstract

Graphene oxide syntheses obtained by bringing a new approach to Hummers method, scanning and transmission electron microscopy analyzes were examined and it was examined whether they fit other graphene oxide syntheses in the literature. From SEM analysis; , it was observed that oxygen-containing functional groups covalently bond with carbon atoms in the basal plane of graphite and deconstruct the sp^2 conjugate system, so the morphology of a nano-surface with wavy, folded regions, thin and flexible layers prevails, and the inter-layer gaps are wider than in graphite.. From TEM analysis; it was observed that it exhibits an ultra-thin silky appearance and its edges have a folded veil-shaped morphology, dark and translucent areas appear under the electron beam. It has been determined that these results were compatible with the graphene oxide syntheses in the literature.

Keywords: Graphite, Graphene oxide, Hummers Method, Nanomaterial, SEM, TEM.

1. Giriş

Karbon allotroplarından biri olan grafit; güçlü kovalent bağlarıyla bağlanmış karbon atomları ve altıgen bazal düzlemler arasında ise Van Der Walls bağlarıyla bağlanmasıyla üç boyutlu ve çok tabakalı bir kristal yapı sergilemektedir. Zayıf Van Der Walls bağları, tabakaların birbirlerinden kolayca ayrılmasına neden olmaktadır. Ayrıca grafit; kolay elde edilebilir, düşük maliyetli, grafen oksit (GO) ve grafene kolayca dönüşümü nedeniyle son yıllarda çok rağbet görmektedir [1-2].

GO'nun sentez şartlarına göre; sp^2 hibritleşmesi yapan karbon atomlarının sp^3 hibritleşmesi yapan karbon atomlarına oranının kontrollü bir şekilde değişebilir, elektronik ve optik özelliklerinin ayarlanabilir ve hidrofilikliği ile suda çok iyi disperse olması nedeniyle, kaplama teknolojilerinden savunma sanayiine ve enerji depolamadan biyomedikale kadar çok geniş bir uygulama alanı bulmaktadır. Ayrıca, sentez aşamalarında hem reaktanların hem de yan ürünlerin tehlikeli maddeler içermesinden dolayı da grafitten grafen oksit eldesi üzerine farklı yöntemlerle çalışmalar yapılmaktadır [3-9].

Grafen oksitin özellikleri; morfolojisine, doğasına ve reaksiyon şartlarına bağlı olduğundan farklı şartlarda sentezlenen grafen oksitin özellikleri de farklı olmaktadır. Dolayısıyla sentezlenen her grafen oksit literatüre önemli bir katkı sağlamaktadır [9].

Bu çalışmada, Hummers yöntemindeki $NaNO_3$ konsantrasyonunun değiştirilmesi ile elde edilen sentezlerin, GO'ya dönüşümünün SEM ve TEM analizleri ile incelenmesi ve literatürdeki GO sentezlerine uyumluluğunun belirlenmesi amaçlanmıştır.

2. Materyal ve Metot

2.1. Kullanılan Materyal ve Kimyasallar

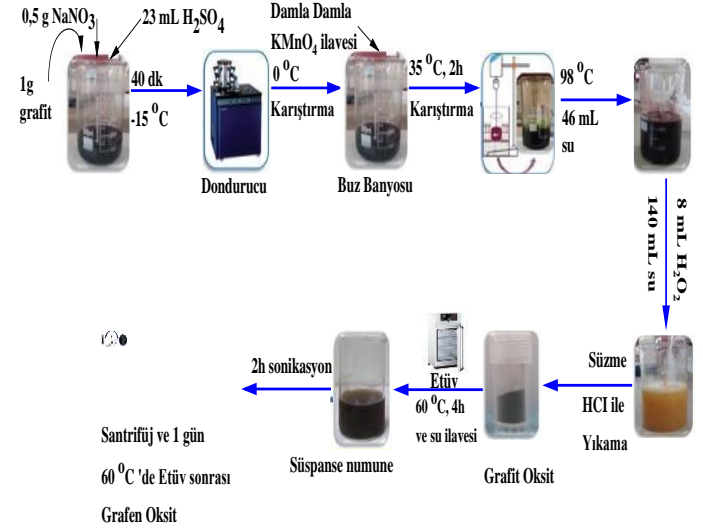
Ultrasonik banyo 150w (çalışkan lab.), ısıtıcı manyetik karıştırıcı (ıka yellowline msh basic), pH metre (mettler toledo), santifürj cihazı, etüv, termometre, 250 ml'lik cam reaktör ve çeker ocak materyalleri kullanılmıştır.

325 meş grafit (merck), $NaNO_3$ (merck), %98'lik H_2SO_4 (merck), $KMnO_4$ (merck), ultra deiyonize su, %30'luk H_2O_2 (merck) ve %37'lik HCl (fluka) kimyasalları kullanılmıştır.

2.2. Deneysel Sistem

Çalışmanın deneysel sistemi Şekil 1'de verilmiştir. Karıştırma hızı, homojen bir süspansiyonun gözlemlendiği 500 rpm olarak belirlenmiştir. Oksidasyon reaksiyonu için 250 mL'lik cam reaktöre; 1 gr grafit tozu, 0-0,50 g $NaNO_3$, 23 ml H_2SO_4 ilave edilmiş ve belirlenen hızda 30 dk süre boyunca karıştırılmıştır. Elde edilen karışımlara uygulama sırasına göre; GO-Na0 ve GO-Na0.50 kodları verilmiştir. Bu karışımlara, buz banyosunda 500 rpm 0 °C'de 3 gr $KMnO_4$ ilave edilmiş ve Eşitlik 1-2'deki oksidasyon reaksiyonları gerçekleştirilmiştir. Patlama riskini indirmek için, sıcaklığın 5 °C'yi geçmeyecek şekilde $KMnO_4$

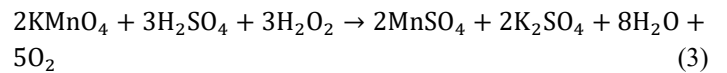
ilavesinin çok yavaş ve kontrollü bir şekilde yapılmasına dikkat edilmiştir.



Şekil 1. Deneysel Sistem

Reaksiyonda oluşan HSO_4^- iyonları grafit bazal düzlemine saldırırken, ortamdaki Na^+ iyonları grafit tabakaları arasında girer ve burada d aralığını genişletir [14].

Eşitlik 1-2'deki reaksiyonlar sonunda elde edilen koyu yeşil renkli grafit oksiti, mekanik olarak grafen okside dönüştürmek amacıyla, sıcaklık 35 °C'ye ayarlanıp 50 °C'yi geçmeyecek şekilde numune 2 saat boyunca karıştırılmıştır. Süre sonunda açık kahverengiye dönen karışımın sıcaklığı 98 °C'ye yükseltilip 46 mL ultra saf su, kontrollü bir biçimde ilave edilmiştir. Bu esnada karıştırmaya 15 dk devam edilmiş ve rengin koyu kahverengiye dönüştüğü gözlemlenmiştir. Daha sonra, 140 mL ultra saf su ve 8 mL H_2O_2 ilavesiyle $KMnO_4$ fazlası, Eşitlik 3'de gösterildiği gibi suda çözünen mangan sülfat tuzuna dönüştürülmüştür (bu esnada renk sarıya dönüşmüştür).



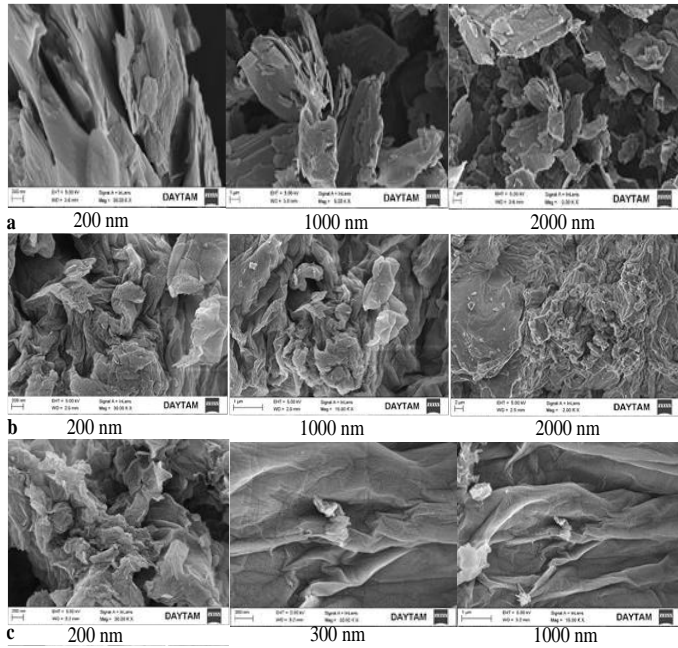
Nihai karışım, 1 gün boyunca oda sıcaklığında bekletildikten sonra süzülmesi ve katı numune bünyesindeki metal iyonlarının giderilmesi için %10'luk HCl ile daha sonra ortamdaki reaksiyona girmeyen asit fazlasının giderilmesi için ise saf su ile nötr olana kadar birkaç kez yıkanmıştır. Daha sonra numune, 60 °C'deki etüvde 4 saat kurutulduktan sonra saf su ilave edilerek grafen oksit süspansiyonu elde edilmiş, 2 saat boyunca sonikasyona (güç: 150 W ve frekans: 33 KHz) tabi tutulmuş ve 5 dk boyunca 3000 dev.dk⁻¹ hızda santrifüj edilmiştir. Son olarak, katı numune 60 °C'de etüvde 1 gün boyunca kurutulmuş grafit oksit sentezleri elde edilmiştir.

2.3. Taramalı ve Geçirimli elektron mikroskobu

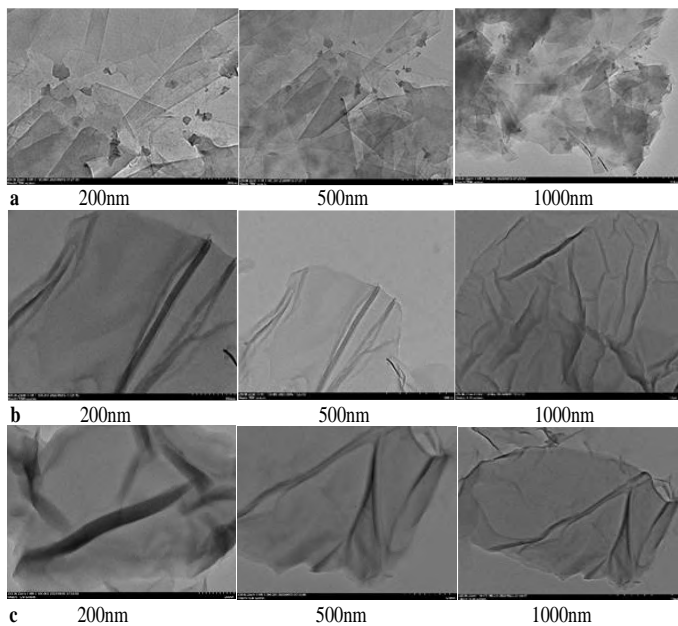
Çalışmada SEM görüntüleri için Zeiss Sigma 300 model cihaz kullanılmıştır. SEM cihazı ile, 500-100.000 aralığında büyütme uygulanarak numuneyi hızlıca taranmış ve yüksek kaliteli görüntüler elde edilmiştir. TEM görüntüleri için ise Hitachi HighTech HT7700 model cihaz kullanılmıştır. TEM ile, numunelerin mikro ve nano ölçeklerde kristal yapısı belirlenmiştir [10].

3. Araştırma Sonuçları ve Tartışma

Grafit ve sentezlenen örneklerde SEM-TEM mikrografları sırasıyla, Şekil 2-3'de verilmiştir.



Şekil 2. SEM Mikrografları, a) grafit b) GO-Na0 ve c) GO-Na0.50



Şekil 3. TEM Mikrografları, a) grafit, b) GO-Na0 ve c) GO-Na0.50

4. Sonuç

Şekil 2'de SEM mikrograflarından; oksijen içeren fonksiyonel grupların, grafit bazal düzleminde karbon atomları ile kovalent olarak bağlanıp sp^2 konjuge sistemini bozduğunu dolayısıyla dalgalı, katlanmış bölge, ince ve esnek tabakalı bir nano yüzey morfolojisinin hakim olduğu, tabakalar arası boşlukların grafitte göre daha geniş olduğu gözlenmiştir. Oksijen içeren fonksiyonel gruplar, grafit bazal düzleminde karbon atomları ile kovalent olarak bağlanıp sp^2 konjuge sistemini bozduklarından, dalgalı tabakaların birbirine yapışmış şekilde görünmesini sağladığı düşünülmektedir [11].

Şekil 3'de TEM mikrograflarından; sentezlenen örneklerde, ultra ince bir ipeksi görünüm sergilediği ve kenarlarının katlanmış peçe şeklinde bir morfolojiye sahip olduğu, elektron ışını altında karanlık ve yarı saydam alanlar ortaya çıktığı gözlenmiştir. Elektron ışını altında oluşan bu karanlık alanlar, yapının esnek ama tek tabakalı yarı saydam alanlar ise az tabakalı yapıyı göstermektedir. Bu yüzden ikiden fazla tabakalı yapıların dağılmadan bir arada bulunabilme imkanı olmaktadır [3].

Bu sonuçların da literatürdeki grafen oksit sentezlerine uyum sağladıkları belirlenmiştir.

5. Teşekkür

Bu çalışma, Atatürk Üniversitesi BAPSİS Birimi tarafından Temel Araştırma Projesi olarak desteklenmiştir.

Kaynakça

- [1] A. Moosa, and M. Abed, (2021) "Graphene preparation and graphite exfoliation." *Turkish journal of Chemistry*, 45(3),493-519.
- [2] G. Dresselhaus, and S. Riichiro (1998) "Physical properties of carbon nanotubes", World scientific.
- [3] P. P. Brisebois, and M. Siaj, (2020) "Harvesting graphene oxide—years 1859 to 2019: a review of its structure, synthesis, properties and exfoliation." *Journal of Materials Chemistry C*, 8(5), 1517-1547.
- [4] B. Paulchamy, G. Arthi, and B. D. Lignesh, (2015). "A simple approach to stepwise synthesis of graphene oxide nanomaterial." *J Nanomed Nanotechnol*, 6(1), 1.
- [5] İ. Tiyek, U. Dönmez, B. Yıldırım, M. H. Alma, M. S. Ersoy, and Ş. Karataş, (2016). "Kimyasal yöntem ile indirgenmiş grafen oksit sentezi ve karakterizasyonu." *Sakarya University Journal of Science*, 20(2), 349-357.
- [6] X. Huang, X. Qi, F. Boey, and H. Zhang, (2012). "Graphene-based composites." *Chemical Society Reviews*, 41(2), 666-686.
- [7] L. Sun, and B. Fugetsu (2013). "Mass production of graphene oxide from expanded graphite." *Materials Letters* 109: 207-210.
- [8] J.,Chen, B. Yao, C., Li and G. Shi, (2013). "An improved Hummers method for eco-friendly synthesis of graphene oxide." *Carbon*, 64, 225-229.
- [9] S. Shamailla, A.K.L. Sajjad, and A. Iqbal, (2016). "Modifications in development of graphene oxide synthetic routes." *Chemical Engineering Journal*, 294, 458-477.
- [10] Dimiev, A.M.; Polson, T.A., Contesting the two-component structural model of graphene oxide and reexamining the

chemistry of graphene oxide in basic media. *Carbon* **2015**, *93*, 544–554.

- [11] Wang, X., Hu, Y., Min, J., Li, S., Deng, X., Yuan, S., & Zuo, X. (2018). Adsorption characteristics of phenolic compounds on graphene oxide and reduced graphene oxide: a batch experiment combined theory calculation. *Applied Sciences*, *8*(10), 1950.



Control over Amplification in Exciton Polariton Condensate

Sergey Borisenok^{1,2*}

^{1*} Abdullah Gül University, Faculty of Engineering, Department of Electrical and Electronics Engineering, Kayseri, Türkiye, (ORCID: 0000-0002-1992-628X), sergey.borisenok@agu.edu.tr

² Boğaziçi University, Feza Gürsey Center for Physics and Mathematics, İstanbul, Türkiye, (ORCID: 0000-0002-1992-628X), borisenok@gmail.com

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1140766)

ATIF/REFERENCE: Borisenok, S. (2022). Control over Amplification in Exciton Polariton Condensate. *European Journal of Science and Technology*, (39), 80-84.

Abstract

Exciton polariton condensates are the most well-studied case of Bose-Einstein condensation (BEC) of quasiparticles. Together with their prominent fundamental importance, the exciton-polariton condensates have a wide spectrum of engineering applications covering interferometry and metrology, different types of SQUIDs and accelerometers, and forming a universal gate set for quantum computing via the control with external laser pulses. The efficient experimental manipulation with the polariton BEC can be realized via the bosonic final-state stimulation, matter-wave amplification, or by lasing of polaritons, but a satisfactory theoretical model for such control has not been developed yet. Here we study the polariton matter-wave amplifier based on the stimulated scattering of massive particles. The amplification of the injected quasiparticles is achieved through an elastic scattering of so-called lower polaritons (LPs). Such an amplifier has many advantages compared with a standard lasing or using a photon amplifier: it can provide a sufficient gain coefficient. To develop an efficient control algorithm for the polariton amplifier we use here the dynamical model for the LP population proposed by Ciuti, Savona, et al. in 1998. The phenomenological model for the gain coefficient is based on the experiments with cold collisions of polaritons performed by Deng, Haug, and Yamamoto in 2010 and later. We use different feedback algorithms (speed gradient vs target attractor) to track efficiently the polariton population in the amplifier. We compare the pros and cons of our alternative approaches and discuss their possible engineering applications.

Keywords: Exciton polariton condensate, Matter-wave amplifier, Cold quasiparticle collisions, Lower polaritons, Feedback control.

Eksiton Polariton Yoğunlaşmasında Amplifikasyon Üzerinde Kontrol

Öz

Eksiton polariton kondensatları, kuasiparçacıkların Bose-Einstein yoğunlaşmasının (BEC) en iyi çalışılmış halidir. Öne çıkan temel önemleriyle birlikte, eksiton-polariton kondensatları, interferometri ve metroloji, farklı SQUID türleri ve ivmeölçerleri kapsayan ve harici lazer darbeleri ile kontrol yoluyla kuantum hesaplama için evrensel bir kapı seti oluşturan geniş bir mühendislik uygulamaları yelpazesine sahiptir. Polariton BEC ile verimli deneysel manipülasyon, bozonik son durum uyarımı, madde-dalga amplifikasyonu veya polaritonların lazerlenmesi yoluyla gerçekleştirilebilir, ancak bu tür kontrol için tatmin edici bir teorik model henüz geliştirilmemiştir. Burada, büyük kütleli parçacıkların uyarılmış saçılımına dayanan polariton madde-dalga yükselticisini incelemekteyiz. Enjekte edilen kuasiparçacıkların amplifikasyonu, alt polaritonların (AP'ler) elastik saçılmasıyla sağlanır. Böyle bir yükselticinin standart bir lazerle veya bir foton yükselticisi ile karşılaştırıldığında birçok avantajı vardır: yeterli bir kazanç katsayısı sağlayabilir. Polariton amplifikatörü için verimli bir kontrol algoritması geliştirmek için burada Ciuti, Savona ve diğerleri tarafından önerilen AP popülasyonu için dinamik modeli kullanmaktayız. Kazanç katsayısı için fenomenolojik model, 2010 ve sonrasında Deng, Haug ve Yamamoto tarafından gerçekleştirilen soğuk polariton çarpışmaları deneylerine dayanmaktadır. Amplifikatördeki polariton popülasyonunu verimli bir şekilde izlemek için farklı geribesleme algoritmaları (hız gradyanı vs hedef çekici) kullanmaktayız. Alternatif yaklaşımlarımızın artılarını ve eksilerini karşılaştırır ve olası mühendislik uygulamalarını tartışmaktayız.

Anahtar Kelimeler: Eksiton polariton yoğunlaşması, Madde dalgası yükselticisi, Soğuk kuasiparçacık çarpışmaları, Alt polaritonlar, Geribesleme kontrolü.

* Corresponding Author: sergey.borisenok@agu.edu.tr

1. Introduction

Bose-Einstein Condensate (BEC) plays an important role in many engineering applications due to its unique properties: it is a state of matter which brings quantum effects to a macroscopic scale. Usually, speaking about BEC we keep in mind a condensation of real quantum particles. Nevertheless, one can consider condensates of quasiparticles. Exciton polariton condensates are the most well-studied case of such BECs (Kasprzak, et al., 2006; Deveaud-Plédran, 2012; Byrnes, et al., 2014).

The first theoretical prediction of polariton BEC has been done as early as in 1996 in (Imamoğlu, et al., 1996), and later it was confirmed experimentally in (Sun, et al., 2017). Exciton polaritons (often called just polaritons for short) appear in the optical cavities, where the excitons (i.e. other quasiparticles made from electron-hole pairs) can couple to photons (Allen, 2018). The details of the environment in which the condensation takes place are also of great importance for forming polariton BEC (Richard, et al., 2010).

Additional very interesting and prominent effects can happen in the system with topological defects, topological corner modes, and low dimensional structures (Flayac, 2012; Xu, et al., 2022).

1.1. Applications of Polariton BEC

Together with their fundamental importance, the exciton polariton condensates have a wide spectrum of engineering applications covering interferometry, metrology, different types of SQUIDS and accelerometers (Moxley, et al., 2021).

Exciton polariton condensates possess many attractive features for quantum computing and quantum communication: they may operate under room temperature, they demonstrate high dynamical speed, they are easy to probe, and finally, they are flexible for different fabrication techniques (Ghosh, Liew, 2020; Moxley, et al., 2021, Kavokin, et al., 2022).

The polariton condensate may help to form a universal gate set for quantum computing via the control with external laser pulses (Ghosh, Liew, 2020; Stroeve, 2021). The polariton BEC can work also as a processor in which quantum superpositions are produced, while the optical field is used for distributing the generated quantum coherence (Lüders, et al., 2021).

1.2. Applications of Polariton BEC

The efficient experimental manipulation with the polariton BEC can be realized via the bosonic final-state stimulation, matter-wave amplification, or by lasing of polaritons (Deng, et al., 2010), but a satisfactory theoretical model for such control has not been developed yet.

In the lasing method, the exciton polariton condensate can be separated from the incoherent high-energy excitonic reservoir located at the pumping laser position. There are many efficient experimental techniques to do it, for instance, optical trapping (Pieczarka, et al., 2022).

1.3. Our Model

Here we study the polariton matter-wave amplifier based on the stimulated scattering of massive particles. The amplification of the injected quasiparticles is achieved through an elastic

scattering of so-called lower polaritons (LPs). Such an amplifier has many advantages compared with a standard lasing or using a photon amplifier: it can provide a sufficient gain coefficient.

To develop an efficient control algorithm for the polariton amplifier we use here the dynamical model for the LP population proposed in (Ciuti, et al., 1998; Ciuti, et al. 2003). The phenomenological model for the gain coefficient is based on the experiments with cold collisions of polaritons performed in (Deng, et al., 2010) and later. We use different feedback algorithms (speed gradient vs target attractor) to track efficiently the polariton population in the amplifier. We compare the pros and cons of our alternative approaches and discuss their possible engineering applications.

2. Model

Mixing of cavity photon with exciton can be described as appearance of new type of quasiparticles: polaritons. Describe in detail. Due to a reversible spontaneous emission, the polariton spectrum splitting into an upper and lower branches, which for short are called ‘upper polaritons’ (UPs) and ‘lower polaritons’ (LPs) (Vladimirova, et al., 2010; Pinsker, et al., 2017). When the cavity-photon resonance is detuned to higher than that of the quantum well exciton (so called ‘blue detuning’), LPs have a longer lifetime, and a shorter cooling time, facilitating thermalization (Deng, et al., 2010). For the process of the polariton condensation, we will focus here on the lower polariton spectrum.

2.1. Lower Polariton Dynamics Model

To describe the LP dynamics, let’s follow the model proposed in (Ciuti, et al., 1998), see also (Ciuti, et al. 2003) for its further development. The population N_{LP} Ciuti of the lower polaritons depends on the exciton polariton population in the reservoir N_{EP} as:

$$\frac{dN_{LP}}{dt} = I_{LP} - \frac{N_{LP}}{\tau_{LP}} + a_{LP}N_{EP}(1 + N_{LP}) + b_{LP}N_{EP}^2(1 + N_{LP}). \quad (1)$$

Here I_{LP} stands for the external pumping rate of the lower polaritons by the optical field, τ_{LP} is the bottleneck LP lifetime. Two last terms represent the scattering processes: scattering between acoustic phonons and LPs with $a_{LP} = 47 \text{ s}^{-1}$, and LP-LP scattering with $b_{LP} = 0.45 \text{ s}^{-1}$.

The reasonable maximum number of the exciton polaritons in the reservoir can be evaluated like 10^3 (Deveaud-Plédran, 2012).

2.2. Gain Phenomenological Model

To develop the gain phenomenological model based on the experimental data, let’s consider the plot in Fig.1. One can see that in the high gain regime is consists of two parts: the first fast growth, and then the exponential decay (it looks like a linear part in the logarithmic scale) up to the time about 200 ps.

To model Fig.1, let’s approximate it with the function te^{-t} as:

$$\ln(G-1) = \ln(700 \cdot t) - 700 \cdot t + 31. \quad (2)$$

In (2) we rescaled the time to ps.

The gain coefficient G increases with the reservoir population N_{EP} as (Deng, et al., 2010):

$$G - 1 = G_0 \exp\{cN_{EP}^2\}. \quad (3)$$

Making logarithm of (3) and comparing with (2), we fit the constants: $\ln(G_0) = 31$, and $c = 30/(10^3)^2 = 3 \cdot 10^{-5}$; for the second constant we matched the peak $G - 1$ in Fig. 1 which is around $10^{1.5}$, i.e. around 30, to the maximum number of N_{EP} which is around 1000.

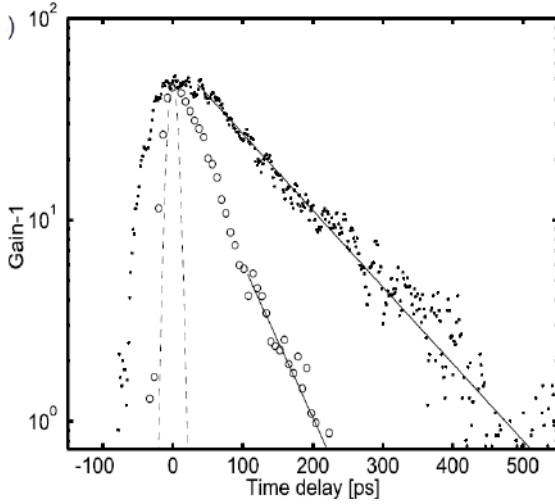


Fig. 1 Open circles: The gain function $G - 1$ vs. the time delay between the pump and probe optical pulses. Solid dots: The intensity of bottleneck LP emission at a low pumping intensity. Source: Fig.7c in (Deng, et al., 2010).

Thus the function $N_{EP}(t)$ can be restored by the gain model (2)-(3).

2.3. Time Scale Hierarchy in the Model

Now, before we develop the control algorithm, let's sum up the time hierarchy in the model. The shortest scale corresponds to the bottleneck LP lifetime τ_{LP} . It can be evaluated experimentally as 10-20 ps (Tassone, et al., 1997), although it can be increased up to 200-300 ps with the special experimental setup (Snoke, 2015; Sun, et al., 2017).

Two other time scales come from the phonon-LP scattering: $1/a_{LP} = 0.02$ s, and from the LP-LP scattering: $1/b_{LP} = 2$ s.

Thus, the control process in the model takes place in the time diapason from 20 ps (it should be greater than the LP lifetime) till 200 ps (it should be faster than the gain function is decreasing, see Fig.1).

3. Control Algorithm

The external pumping rate I_{LP} , the first term in (1), plays a role of control parameter in the model (1)-(3). We propose here two alternative feedback algorithms to track the LP population, or, in other words, to reproduce the goal function $N_{LP}^{[gl]}(t)$ chosen arbitrary. We remind here, that the control is called stabilization for the constant target parameter, and tracking for time-dependent one.

These two approaches are based on different control 'philosophy', and we will compare their pros and cons.

3.1. Speed Gradient Control Algorithm

Let's define non-negative goal function for the LP number tracking:

$$\psi_{SG}(t) = \frac{1}{2} (N_{LP}(t) - N_{LP}^{[gl]}(t))^2. \quad (4)$$

Speed Gradient (SG) algorithm minimizes the function (3) by driving the system along the gradient of its derivative in the space of control parameter (Fradkov, 2007). Particularly, in our case we define the control signal I_{LP} with the 1D speed gradient, i.e. via the partial derivative:

$$I_{LP}^{[SG]} = -\frac{1}{T_{SG}} \frac{\partial}{\partial I_{LP}} \left(\frac{d\psi_{SG}}{dt} \right). \quad (5)$$

Here the positive constant T_{SG} stands for the SG control time scale. To compute the inner time derivative in (5), we use (4) with the substitution of (1) for dN_{LP}/dt , and after evaluation of the partial derivative we get:

$$I_{LP}^{[SG]} = -\frac{1}{T_{SG}} (N_{LP} - N_{LP}^{[gl]}). \quad (6)$$

This control signal should be substituted to RHS(1) to drive the system towards the control goal.

3.2. Target Attractor Control Algorithm

An alternative Target Attractor (TA) approach of feedback has been developed in (Kolesnikov, 2012). The idea is to form in the phase space of (1) an artificial attractor locking the dynamics of the system in the neighborhood of control goal.

Let's consider the goal function as:

$$\psi_{TA}(t) = N_{LP}(t) - N_{LP}^{[gl]}(t) \quad (6)$$

(compare it with (4)), and then demand the exponential convergence toward the attractor in the form:

$$\frac{d\psi_{TA}(t)}{dt} = -\frac{1}{T_{TA}} \psi_{TA}(t), \quad (7)$$

the positive constant T_{TA} represents here the typical scale of TA control. Eq.(7) provides the solution:

$$\psi_{TA}(t) = \psi_{TA}(0) e^{-t/T_{TA}}. \quad (8)$$

Substituting (6) and (8) into (1), we can express the TA control signal explicitly:

$$I_{LP}^{[TA]} = -\frac{1}{T_{TA}} (N_{LP} - N_{LP}^{[gl]}) + \frac{dN_{LP}^{[gl]}}{dt} + \frac{N_{LP}}{\tau_{LP}} - a_{LP} N_{EP} (1 + N_{LP}) - b_{LP} N_{EP}^2 (1 + N_{LP}). \quad (9)$$

To compare with the SG algorithm (6), the TA signal is more complex.

We emphasize here that both algorithms do not have a memory: in (6) and (9) we use only the instantaneous values for $N_{LP}(t)$ and $N_{EP}(t)$, the target LP population $N_{LP}^{[gl]}(t)$ is an arbitrary smooth differentiable positively defined function.

4. Achievability of the Control Goal

Now let's evaluate the achievability of the control goal for the equation (1). To do that, let's analyze first the order of the corresponding terms in RHS(1). We will use here the inverse time scale in ps^{-1} .

As we mentioned in the discussion on the time hierarchy, the control time constants $1/T_{SG}$ and $1/T_{TA}$ for both algorithms should be of the order 10^{-2} - 10^{-1}ps^{-1} . The dissipation term with the polariton lifetime has a similar order 10^{-1}ps^{-1} .

On the contrary, the orders of both scattering terms are much less: if we take the N_{EP} to be of the order 10^3 , then the term with a_{LP} gets the order 10^{-8}ps^{-1} , while the term with b_{LP} becomes around 10^{-7}ps^{-1} . The contribution of both terms to the achievability of the control goal is much less, and we will focus on the role of the control and dissipation terms.

For the speed gradient feedback we can evaluate the achievability through the simplified dynamical equation:

$$\frac{dN_{LP}(t)}{dt} = \frac{N_{LP}^{[g]}(t)}{T_{SG}} - \left(\frac{1}{T_{SG}} + \frac{1}{\tau_{LP}} \right) \cdot N_{LP}(t) \quad , \quad (10)$$

with the solution:

$$N_{LP}(t) = e^{-\gamma t} N_{LP}(0) + \frac{e^{-\gamma t}}{T_{SG}} \int_0^t e^{\gamma \xi} N_{LP}^{[g]}(\xi) d\xi ; \quad (11)$$

$$\gamma = \frac{1}{T_{SG}} + \frac{1}{\tau_{LP}} .$$

Particularly, for the linear growth:

$$N_{LP}^{[g]} = t \quad (12)$$

(200 LP quasiparticles per 200 ps) the solution is given by:

$$N_{LP}(t) = \frac{1}{\gamma T_{SG}} \left(t - \frac{1}{\gamma} \right) + e^{-\gamma t} N_{LP}(0) . \quad (13)$$

The value $1/\gamma^2 T_{SG}$ represents the systematic error of the speed gradient algorithm in goal achievability.

For the target attractor approach, the achievability of the control goal (for the case of differentiable smooth functions) is already guaranteed by (8). The only thing that we need to check is the constrain for the time derivative of the target LP population in the RHS(9) for the control signal. It is safe to demand it not to be greater than the control tracking term with T_{TA} and the dissipation term with τ_{LP} :

$$\left| \frac{dN_{LP}^{[g]}(t)}{dt} \right| \ll \frac{N_{LP}(t)}{\max\{T_{TA}, \tau_{LP}\}} . \quad (14)$$

Under such condition, the control signal does not become too large

5. Discussion

Both methods, SG and TA, demonstrate the achievability of the control over the LP population and, thus, can be applied for the improvement of amplifier characteristics in the polariton BEC.

As one can observe from the results for SG, this approach is easy to formulate, and it does not demand sufficient computational sources. Additionally, speed gradient control works only if the goal is not achieved, and it becomes switched off as soon as the system dynamics enters the target neighbourhood. From another hand, SG works virtually as a decay term ('friction') at the level of the population N_{LP} tracking, and by that, it cannot avoid the energy dissipation in the control process. As a result, in its standard form, the speed gradient cannot guarantee the precise achievement of the control goal. It can be modified slightly, which makes it more similar to the alternative TA method.

Target attractor feedback, from another side, is very rigid and locks the system in the neighbourhood of the control goal exponentially fast. Nevertheless, it has two serious handicaps. First, as one can easily see from (9), it is more sophisticated from the point of computation. Second, the support of the artificially created attractor in the system demands the continuous pumping of the energy via the control field, even if the control goal is achieved: the substitution of $N_{LP} = N_{LP}^{[g]}$ to (9) does not make the signal $I_{LP}^{[TA]}$ to be zero. The instantaneous power of the TA control can be evaluated as $I_{LP}^{[TA]} \bar{\epsilon}_{LP}$, where $\bar{\epsilon}_{LP}$ is the average energy for LP, which can be taken closed to 1.59 eV, i.e. about $2.5 \cdot 10^{-19} \text{J}$ (Deveaud-Plédran, 2012).

To sum up, we can say that the choice between SG vs. TA is the choice between computational simplicity and energy-consuming vs. computational accuracy and fast convergence. Thus, the practical task may define the best algorithm.

6. Conclusions

The algorithm proposed here is virtually the first example of feedback control applied to the condensate of quasiparticles. Recently we used it successfully for other quantum systems (Borisenok, 2018; Borisenok, 2020; Borisenok, 2021; Borisenok, 2022); and in both versions. SG and TA, it demonstrated the robustness, flexibility and stability under the relatively small perturbation of the dynamical systems. Both forms of our algorithm are not sensitive very much to the initial conditions, which is also important for the quantum application.

Our approach opens the new gate to many practical applications of specific quantum phases of quasiparticles (like Bose-Einstein condensate) to quantum engineering, quantum metrology, quantum computations, and quantum communications.

References

- Allen, J. (2018). *Dynamics of an exciton-polariton condensate. Essays*. [Online]. Available: https://guava.physics.uiuc.edu/~nigel/courses/569/Essays_Spring2018/Files/Allen.pdf
- Borisenok, S. (2018). Control over performance of qubit-based sensors. *Cybernetics and Physics*, 7(3), 93-95, doi.org/10.35470/2226-4116-2018-7-3-93-95.
- Borisenok, S. (2020). Ergotropy of quantum battery controlled via target attractor feedback. *IOSR Journal of Applied Physics*, 12(3), 43-47, doi.org/10.9790/4861-1203034347.
- Borisenok, S., (2021). Ergotropy of Bosonic quantum battery driven via repelling feedback algorithms, *Cybernetics and*

- Physics*, 10(1), 9-12, doi.org/10.35470/2226-4116-2021-10-1-9-12.
- Borisenok, S. (2022). Artificial neural network modeling and control for dynamical and statistical characteristics of photonic quantum memristor. *New Trends in Mathematical Sciences*, 10(1), 13-18, dx.doi.org/10.20852/ntmsci.2022.457.
- Byrnes, T., Kim, N. Y., Yamamoto, Y. (2014). Exciton-polariton condensates. *Nature Physics*, 10, 803-813, doi.org/10.1038/nphys3143.
- Ciuti, C., Savona, V., Piermarocchi, C., Quattropani, A., Schwendimann, P. (1998). Role of the exchange of carriers in elastic exciton-exciton scattering in quantum wells. *Physical Review B*, 58, 7926, doi.org/10.1103/PhysRevB.58.7926.
- Ciuti, C., Schwendimann, P., Quattropani, A. (2003). Theory of polariton parametric interactions in semiconductor microcavities. *Semiconductor Science and Technology*, 18, S279, doi.org/10.1088/0268-1242/18/10/301.
- Deng, H., Haug, H., Yamamoto, Y. (2010). Exciton-polariton Bose-Einstein condensation. *Reviews of Modern Physics*, 82, 1489-1537, doi.org/10.1103/RevModPhys.82.1489.
- Deveaud-Pledran, B. (2012). On the condensation of polaritons. *Journal of the Optical Society of America B*, 29(2), A138-A145, doi.org/10.1364/JOSAB.29.00A138.
- Flayac, H. (2012). *New trends in the physics of spinor exciton-polariton condensates: topological defects and low dimensional structures*, PhD. thesis, Université Blaise Pascal, Clermont-Ferrand, France. Available: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00822148/file/Flayac-2012CLF22262.pdf>
- Fradkov, A. L. (2007). *Cybernetical physics: From control of chaos to quantum control*, Berlin, Heidelberg, Germany: Springer.
- Ghosh, S., Liew, T. C. H. (2020). Quantum computing with exciton-polariton condensates. *npj Quantum Information*, 6, 16, doi.org/10.1038/s41534-020-0244-x.
- Imamoğlu, A., Ram, R. J., Pau, S., Yamamoto, Y. (1996). Nonequilibrium condensates and lasers without inversion: Exciton-polariton lasers. *Physical Review A*, 53(6), 4250-4253, doi.org/10.1103/PhysRevA.53.4250.
- Kasprzak, J., Richard, M., Kundermann, S., Baas, A., Jeambrun, P., Keeling, J. M. J., Marchetti, F. M., Szymanska, M. H., Andre, R., Staehli, J. L., Savona, V., Littlewood, P. B., Deveaud, B., Dang, L. S. (2006). Bose-Einstein condensation of exciton polaritons. *Nature*, 443(7110), 409-414, doi.org/10.1038/nature05131.
- Kavokin, A., Liew, T. C. H., Schneider, C., Lagoudakis, P. G., Klemmt, S., Höfiling, S. (2022). Polariton condensates for classical and quantum computing. *Nature Reviews Physics*, 4, 435-451, doi.org/10.1038/s42254-022-00447-1.
- Kolesnikov, A. (2012) *Synergetic control methods of complex systems*, Moscow, Russia: URSS Publ.
- Lüders, C., Pukrop, M., Rozas, E., Schneider, C., Höfiling, S., Sperling, J., Schumacher, S., Aßmann, M. (2021). Quantifying quantum coherence in polariton condensates. *PRX Quantum*, 2, 030320, doi.org/10.1103/PRXQuantum.2.030320.
- Moxley III, F. I., Ilo-Okeke, E. O., Mudaliar, S., Byrnes, T. (2021). Quantum technology applications of exciton-polariton condensates. *Emergent Materials*, 4, 971-988 doi.org/10.1007/s42247-021-00200-x.
- Pieczarka, M., Bieganska, D., Schneider, C., Höfiling, S., Klemmt, S., Sek, G., Syperek, M. (2022). Crossover from exciton-polariton condensation to photon lasing in an optical trap. *Optics Express*, 30 (10), 17070, doi.org/10.1364/OE.452918.
- Pinsker, F., Ruan, X., Alexander, T. (2017). Effects of the non-parabolic kinetic energy on non-equilibrium polariton condensates. *Scientific Reports*, 7, 1891, doi.org/10.1038/s41598-017-01113-8.
- Richard, M., Kasprzak, J., Baas, A., Kundermann, S., Lagoudakis, K., Wouters, M., Carusotto, I., Andre, R., Deveaud-Pledran, B., Dang, L. (2010). Exciton-polariton Bose-Einstein condensation: Advances and issues. *International Journal of Nanotechnology*, 7, 668-685, doi.org/10.1504/IJNT.2010.031738.
- Snoke D. (2015). *New possibilities with long-lifetime microcavity polaritons*. [Online]. Available: https://online.kitp.ucsb.edu/online/denselight15/snoke/pdf/Snoke_DenseLight15_KITP.pdf
- Stroev, N. (2021). *Modelling of exciton-polariton condensates for unconventional computing*, PhD. thesis, Skolkovo Institute of Science and Technology, Moscow, Russia. Available: <https://www.skoltech.ru/app/data/uploads/2021/11/thesis4.pdf>
- Sun, Y., Wen, P., Yoon, Y., Liu, G., Steger, M., Pfeiffer, L. N., West, K., D. Snoke, D. W., Nelson, K. A. (2017). Bose-Einstein condensation of long-lifetime polaritons in thermal equilibrium. *Physical Review Letters*, 118 (1), 016602, doi.org/10.1103/PhysRevLett.118.016602.
- Tassone, F., Piermarocchi, C., Savona, V., Quattropani, A., Schwendimann, S. (1997). Bottleneck effects in the relaxation and photoluminescence of microcavity polaritons. *Physical Review B*, 56, 7554, doi.org/10.1103/PhysRevB.56.7554.
- Vladimirova, M., Cronenberger, S., Scalbert, D., Kavokin, K. V., Miard, M., Lemaître, A., Bloch, J., Solnyshkov, D., Malpuech, G., Kavokin, A. V. (2010). Polariton-polariton interaction constants in microcavities. *Physical Review B*, 82 (7), 075301, doi.org/10.1103/PhysRevB.82.075301.
- Xu, X., Bao, R., Liew T. C. H. (2022). *Non-Hermitian topological exciton-polariton corner modes*, arXiv:2202.06275 [cond-mat.mes-hall]. [Online]. Available: <https://arxiv.org/pdf/2202.06275.pdf>



Design Approaches on Inner Bodies of Gears with Methods Topology Optimization and Lattice Structures

Behlül Becergen^{1*}, Murat Cakmak², Muhammed Fatih Maral³, Ahmet Dayanc⁴, Feridun Karakoc⁵

^{1*} Kutahya Dumlupınar University, Faculty of Engineering, Department of Mechanical Engineering, Kutahya, Turkey, (ORCID: 0000-0002-0488-8719), behlul.becergen@ogr.dpu.edu.tr

² Kutahya Dumlupınar University, Faculty of Engineering, Department of Mechanical Engineering, Kutahya, Turkey, (ORCID: 0000-0002-8266-6281), murat.cakmak1@ogr.dpu.edu.tr

³ Kutahya Dumlupınar University, Faculty of Engineering, Department of Mechanical Engineering, Kutahya, Turkey, (ORCID: 0000-0002-2714-9740), muhammed.maral@ogr.dpu.edu.tr

⁴ Kutahya Dumlupınar University, Faculty of Engineering, Department of Mechanical Engineering, Kutahya, Turkey, (ORCID: 0000-0002-5214-9021), ahmet.dayanc@gmail.com

⁵ Kutahya Dumlupınar University, Faculty of Engineering, Department of Mechanical Engineering, Kutahya, Turkey, (ORCID: 0000-0002-6210-4070), feridun.karakoc@dpu.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1144818)

ATIF/REFERENCE: Becergen, B., Cakmak, M., Maral, M., F., Dayanc, A. & Karakoc, F. (2022). Design Approaches on Inner Bodies of Gears with Methods Topology Optimization and Lattice Structures. *European Journal of Science and Technology*, (39), 85-90.

Abstract

Gears have wide range application areas in various industries which no matter they are small-scaled or large-scaled. As a part of their design, gears inner bodies are full filled with their solid material and significantly increase the weight of systems which they used in. If the weight of gears' body mass can be decrease during their design process, the mechanical properties that expected from the systems can be achieved with the minimum cost of material via additive manufacturing comparing to the traditional manufacturing processes. First ideas which comes to mind presents two choices for the way should follow. This study focused on design optimization of material layout rather than material selection. Generative design technic also known as topology optimization can create new designs via mathematical methods that optimize material layouts within a specific design space. Absolute geometry is depending on various parameters such as given set of loads, boundary conditions and constraints. Alternatively, lattice structures are designs which inspired from bio-entities based on repeating unit cells. As a result of static analysis of a helical gear's uniform lattice structure, output parameters have been used for varying unit cells' beam thickness and optimize lattice design. End of this study which used nTopology as engineering software for whole implicit design and analysis process, the analysis of generative designed geometry and pattern of lattice structure gave different results. These outputs compared on point of weight savings.

Keywords: Helical Gears, Static Analysis, Topology Optimization, Lattice Structures, nTopology.

Topoloji Optimizasyonu ve Kafes Yapıları Yöntemleriyle Dişlilerin İç Gövdelerinde Tasarım Yaklaşımları

Öz

Dişliler, küçük ölçekli veya büyük ölçekli olsun çeşitli endüstrilerde, geniş uygulama alanlarına sahiptir. Tasarımlarının bir parçası olarak dişlilerin iç gövdeleri katı malzeme ile doludur ve kullandığı sistemlerin ağırlığını önemli ölçüde artırır. Dişlilerin gövde kütlelerinin ağırlıkları tasarım sürecinde azaltılabilirse, geleneksel üretim süreçlerine göre eklemeli imalat ile sistemlerden beklenen

* Corresponding Author: behlul.becergen@ogr.dpu.edu.tr

mekanik özelliklere minimum malzeme maliyeti ile ulaşılabilir. Akla gelen ilk fikirler, izlenmesi gereken yol için iki seçenek sunar. Bu çalışma malzeme seçiminden ziyade, malzeme yerleşiminin tasarımı için optimizasyona odaklanmıştır. Topoloji optimizasyonu olarak da bilinen üretken tasarım tekniği, belirli bir tasarım alanı içindeki malzeme yerleşimlerini optimize eden matematiksel yöntemlerle, yeni tasarımlar oluşturabilir. Mutlak geometri verilen yükler, sınır koşulları ve kısıtlamalar gibi çeşitli parametrelere bağlıdır. Alternatif olarak kafes yapıları, tekrar eden birim hücrelere dayanan ve biyo-varlıklardan ilham alan tasarımlardır. Helisel bir dişlinin iç gövdesine uygulanan uniform kafes yapısının statik analizinin bir sonucu olarak, birim hücrelerin giriş kalınlığını değiştirmek ve kafes tasarımını optimize etmek için static analiz çıkış parametreleri kullanılmıştır. Tüm tasarım ve analiz süreci için mühendislik yazılımı olarak nTopology'nin kullanıldığı bu çalışmanın sonunda, generatif tasarımlı geometri ve kafes yapı deseninin analizi farklı sonuçlar vermiştir. Bu analiz çıktıları ağırlık tasarrufu açısından karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Helis dişli, Statik analiz, Topoloji optimizasyonu, Kafes yapılar, nTopology.

1. Introduction

For decades, traditional manufacturing techniques as proven methods have been constantly preferred for mass production of industrial parts. However, additive manufacturing has robust capabilities of production of lightweighted parts which has high-complexity porous geometry its inside that could not seen from outside of the part how its inner structure.

As hardware, software and 3d printers evolve, it is possible to develop innovative parts that could not be produced before with traditional manufacturing methods. Especially thanks to the software, the development processes can be completed in less time. On the other hand, with nTopology, you can solve the hardest advanced manufacturing and engineering problems, generate unique high-performance parts, share, and reuse your workflows with your team, and more [1].

Also gears have wide range application areas in various industries which no matter they are small-scaled or large-scaled. As a part of their design, gears inner bodies are full filled with their solid material and significantly increase the weight of systems which they used in [2]. If the weight of gears' body mass can be decrease during their design process, the mechanical properties that expected from the systems can be achieved with the minimum cost of material via additive manufacturing comparing to the traditional manufacturing processes [3].

First ideas which comes to mind presents two choices for the way should follow. This study focused on design optimization of material layout rather than material selection. Generative design technic also known as topology optimization can create new designs via mathematical methods that optimize material layouts within a specific design space. Absolute geometry is depending on various parameters such as given set of loads, boundary conditions and constraints [4].

Alternatively, lattice structures are designs which inspired from bio-entities based on repeating unit cells [5]. As a result of static analysis of a helical gear's uniform lattice structure, output parameters have been used for varying unit cells' beam thickness and optimize lattice design.

End of this study which used nTopology as engineering software for whole implicit design and analysis process, the analysis of generative designed geometry and pattern of lattice structure gave different results. These outputs compared on point of weight savings.

2. Material and Method

2.1. Implicit Modelling and Meshing

nTopology software has blocks based on functions which accepts appropriate inputs. As a result of calculations, blocks also can give outputs that can be suitable for another block's input arguments. This feature enhances the software's design and analysis capabilities and this study has benefit from its various features. One of them is static analysis result outputs used for changing the thicknesses of lattice structure beams. Thus, instead of the periodic structure's uniform thickness, there are variable thicknesses where it's needed. nTopology blocks can handle various requirements such as import CAD part, convert to implicit body from CAD body, latticing, varying thicknesses with analysis outputs. To do that, a workflow that special to this study's purposes is necessary as a combination of blocks, inputs, and re-used outputs. Figure 1 shows workflow and how blocks look like.

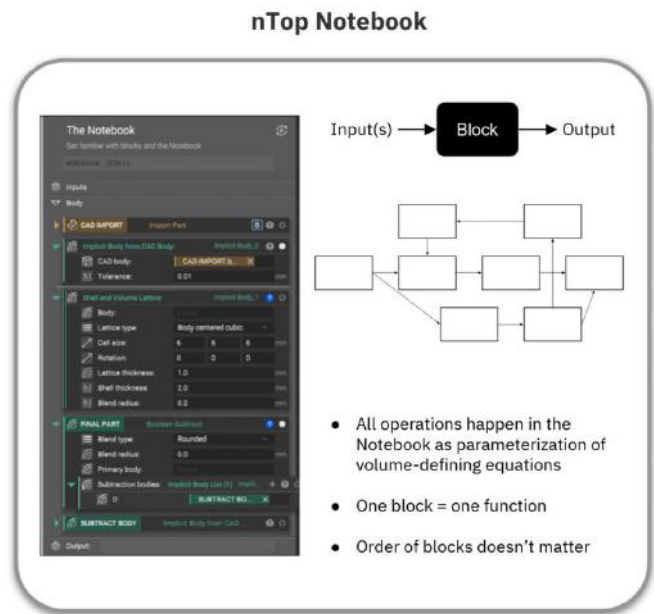


Fig. 1 Workflow and blocks (ntopology.com)

In order to re-design helical gear's full-filled inner body as a lattice structure, previously designed and imported CAD data of the helical gear must be converted to an implicit body. CAD data of gear has some design parameters as shown in the Table 1 [6].

Table 1. Gear Design Parameters

Parameters	Values
Gear Module	3
No. of Teeth	30
Addendum	1*m
Dedendum	1.25*m
Width	22.5

Figure 2 shows the parts of the gear CAD data. Inner body is the necessary part for latticing and topology optimization. The center part is where displacement restraint boundary conditions applied and the outer one is where loads applied.

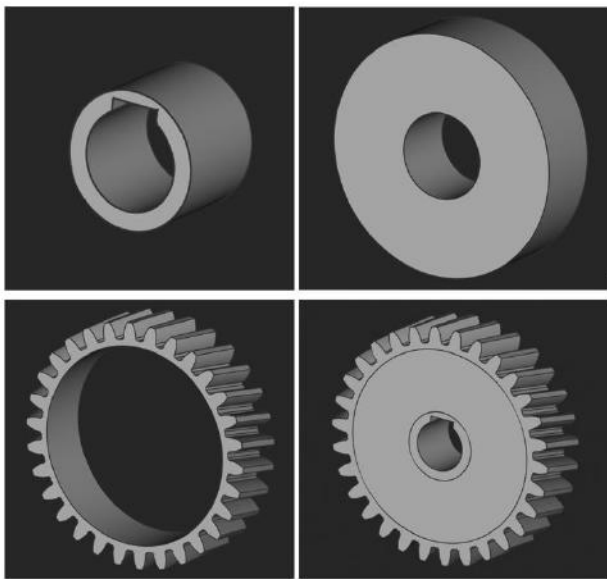


Fig. 2 Parts of CAD Data

To create a lattice structure from implicit body, using of “Volume Lattice” block is essential. Material layouts and volume ratios can be affected depending on selection of “Unit Cell” parameter. Figure 3 shows various graph type unit cells except triply periodic minimal surface ones. Also, table 2 shows that “Octet” unit cell type presents highest weight saving for the biggest unit cell size rather than others.

Table 2. Comparison of Unit Cells

Unit Cell	Cell Size	Ratio
Simple Cube	[4, 4, 4] mm	32.4%
BCC	[5, 5, 5] mm	31%
FCC	[5, 5, 5] mm	28.1%
Diamond	[5, 5, 5] mm	30.7%
Fluorite	[8, 8, 8] mm	32.3%
Octet	[10, 10, 10] mm	32.8%
Truncated cube	[4, 4, 4] mm	29.2%

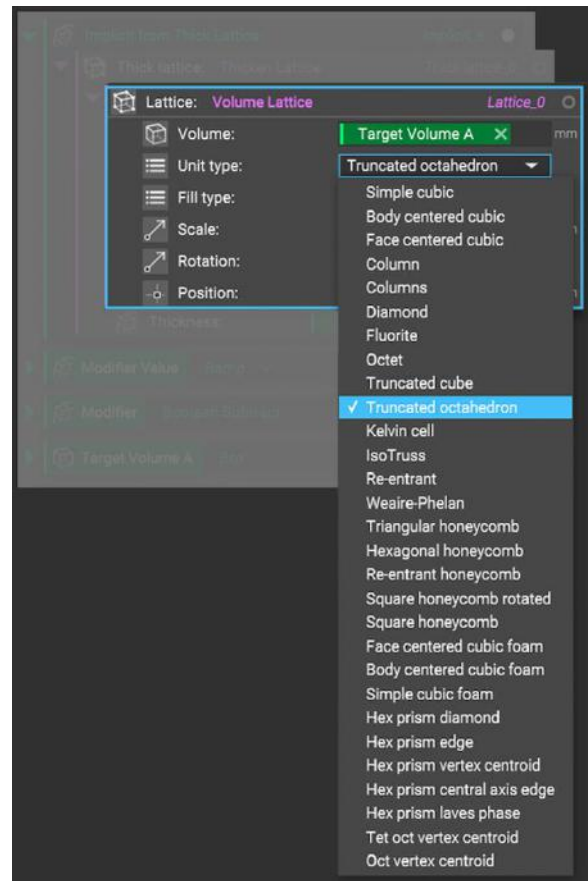


Fig. 3 Various Unit Cells

After settings of input parameters, Figure 4 shows the lattice structure which has uniform beam thickness.

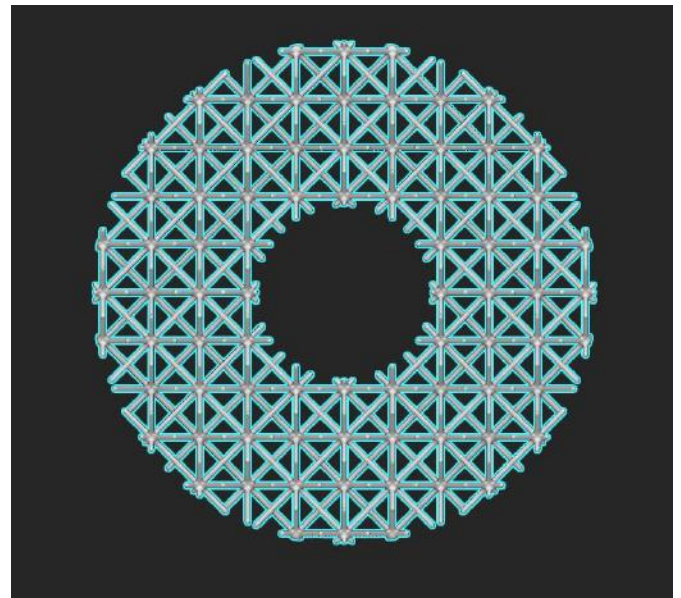


Fig. 4 Lattice structure with uniform thickness

The lattice structure should be merged with other implicit bodies for creating an instance of single implicit body, thus, as a next step, the part can be ready for meshing via the block "Mesh from Implicit Body". To do that, “Boolean Union” block accepts multiple implicit bodies as inputs which you want to merged ones,

also this block presents a radius option which you can select its value to create rounded intersection areas.

“Mesh from Implicit Body” block is first step of whole meshing process. Tolerance setting can affect quality and meshing time. Decreasing of tolerance value can improve the quality and you can observe that captured body curvatures clearly without black lines via uncheck the wireframe option in the block’s properties tab. Adjustment of optimum value may require multiple attempts.

Second step of meshing goes on “Remesh Surface” block. This block tries to create equal surface mesh elements. Mesh metrics should be checked. Mesh metrics are “closed, oriented, manifold and self-intersecting”. In sequence except last one, you should see their values as bool type of “true”. Self-intersecting should be “false”. Otherwise, you will receive a warning from the software.

Third step is using the “Volume Mesh” block that creates a solid mesh with tetrahedral elements. As output data, clean surface meshes can be an input data of the “Volume Mesh” block. Equality of “Edge length” values is recommended. So, volume mesh elements can be created easily derived from surface mesh elements’ edge sizes. Also, last step is using the “FE Volume Mesh” Block that defines placement of nodal elements in the solid mesh elements. Figure 5 shows the order of meshing process and Figure 6 shows the parameters of these mesh blocks. Figure 7 shows the gear which has FE volume mesh.

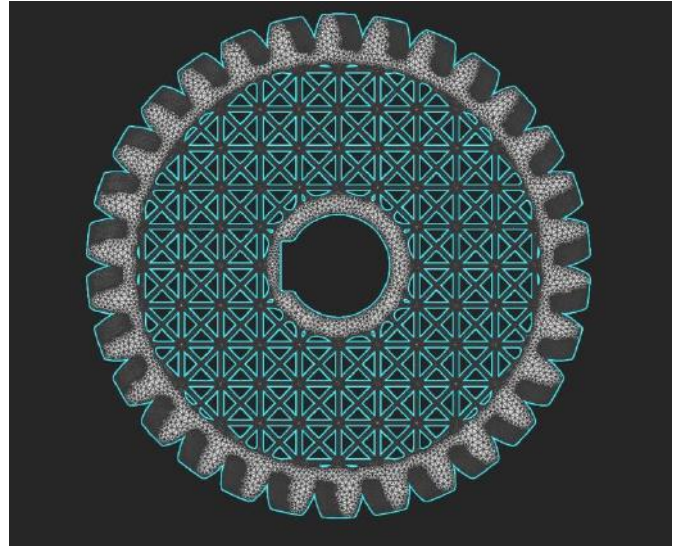


Fig. 7 Gear which has finite element volume mesh

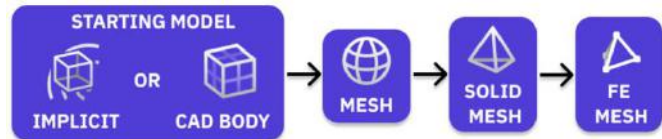


Fig. 5 Order of meshing process (ntopology.com)

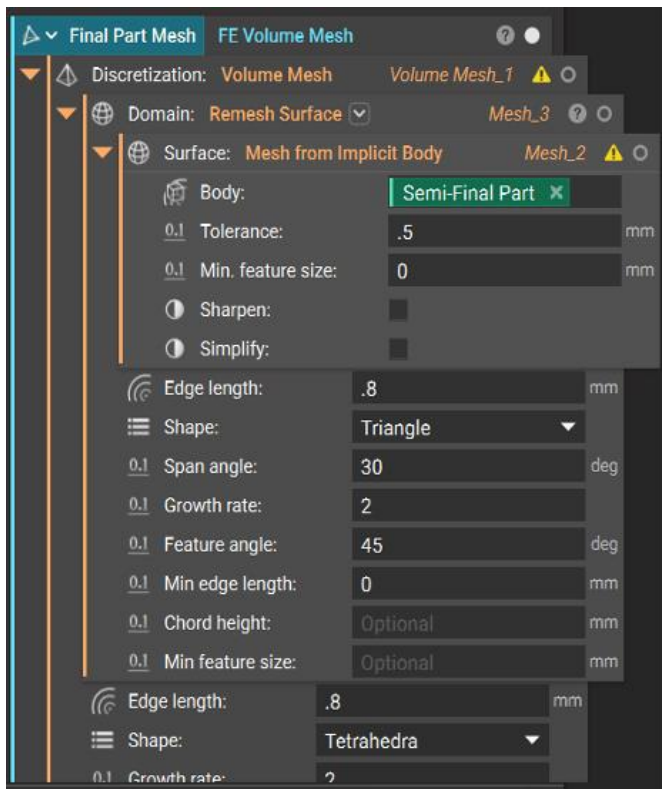


Fig. 6 Parameters of mesh blocks

2.2. Static Analysis Setup

Before running a simulation of static analysis, “FE Model” block parameters and “Load Case” should be set up. To create a “FE Component”, material and mesh components can bring together. In this study, selected material AI6061-T6 is pre-defined in the software’s material library. Also, 250N distributed force applied to the helical gear’s teeth surface. Figure 8 and Figure 9 shows all steps of the analysis set up.

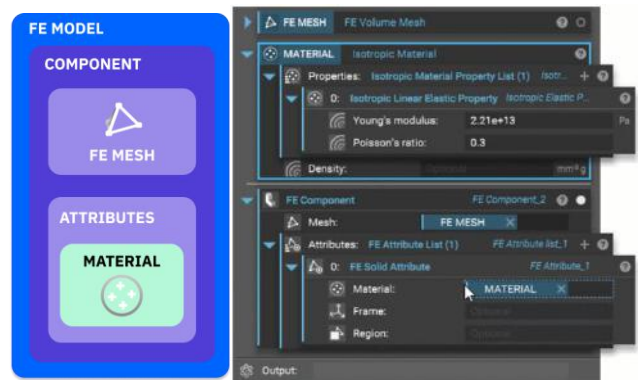


Fig. 8 Creating a FE component before static analysis



Fig. 9 Static analysis case set up

2.3. Field-driven design and Re-construction

Static analysis block’s output property list gives the Von Mises data. As an advantage of implicit modelling technics, this data can be used as an input data to create point map with the

related block. Also, the point map block's output is an input to create "Fields". "Ramp" block gives the capability of Field-driven design that can change uniform thickness of lattice. Ramp block uses the "Field" input. Figure 10 shows the Von Mises data and Figure 11 shows the essential block named "Ramp" for "Field-driven" design.

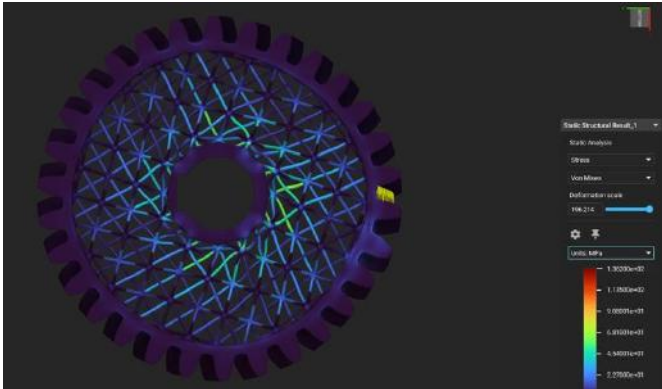


Fig. 10 Von Mises data for "Field-driven" re- construction process

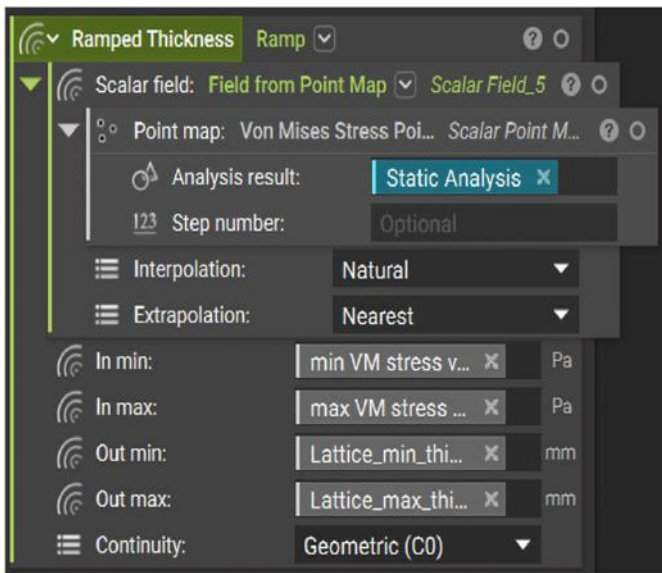


Fig. 11 Point map, scalar fields, and "Ramp" block

Ramp block's one parameter limits the maximum thickness of beams. Engineers can set automatically minimum and maximum diameter of beams based on Von Mises data range. "Field-driven" design technic improves lattice structures material layout and optimizes its periodic lattice design which has uniform thickness depending on analysis. Figure 12 shows "Fields" and Figure 13 shows re-constructed design.

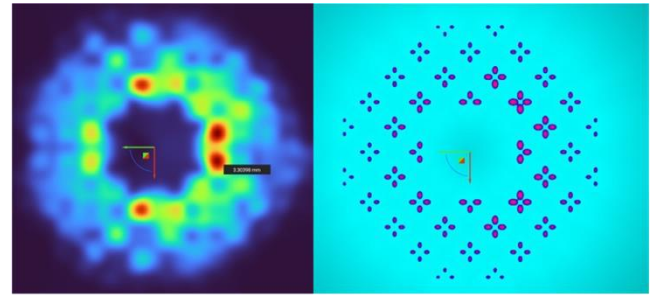


Fig. 12 Field sections based on data and geometry

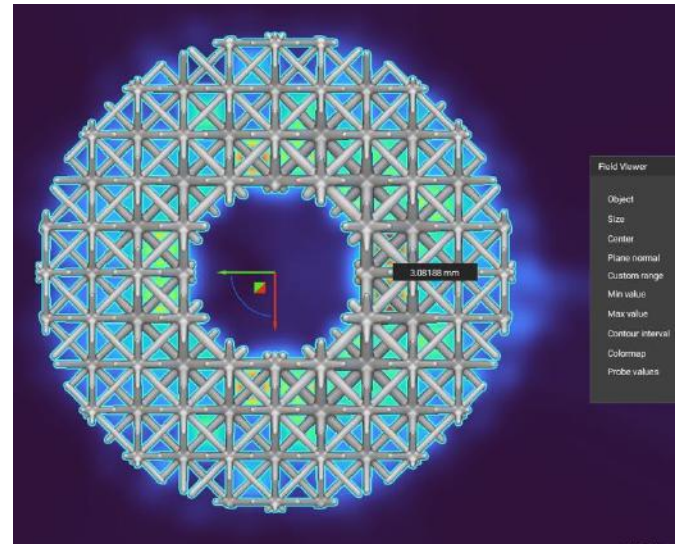


Fig. 13 Re-constructed design

To design the helical gear's inner body geometry via topology optimization, majority of design steps similar such as converting cad body to implicit body, meshing and FE Model. "Structural Compliance Response" block, "Optimization Objective" block, "Optimization Constraint List" block, "Topology Optimization" block, and "Smoothen Body" blocks are different blocks that included in topology optimization workflow comparing to the lattice design workflow. Figure 14 shows topology optimization of gear's inner body.

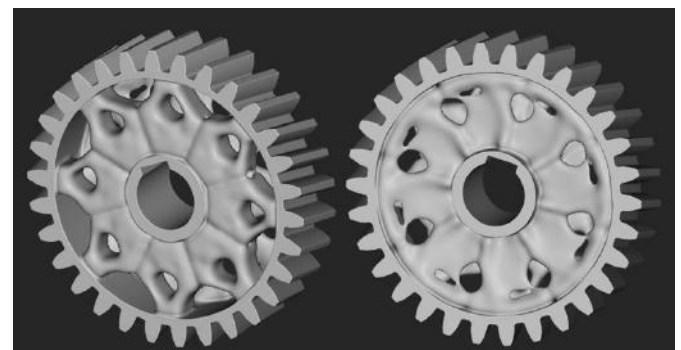


Fig. 14 Topology optimization of gear's inner body.

3. Results and Discussion

Approximately, initial analysis results of lattice structure showed 137 MPa Von Mises value. Field-driven design improved the result and decrease it to 49 MPa. In addition, weight saving is just under %60. Figure 15 shows improved lattice design analysis results.

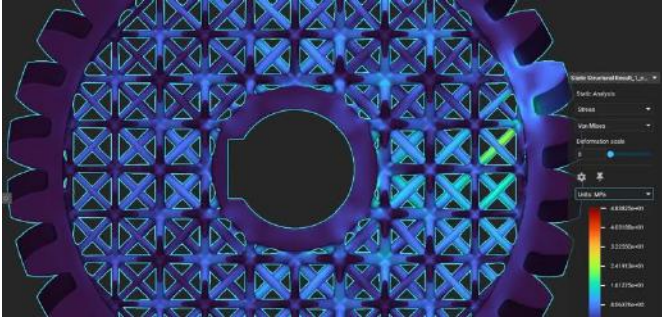


Fig. 15 New lattice design static analysis results

Figure 16 shows the topology optimization analysis results comparing to the initial cad geometry which has full filled inner body of helical gear.



Fig. 16 Weight savings of topology optimization

According to the initial lattice design and load scenario, thin beams caused weak lattice structure and decrease structure's mechanical property. The helical gear's teeth construction looks preserved and more robust although "Deformation scale" that is exaggerated graphical presentation was increased. Figure 17 shows weakness of initial lattice. Figure 18 shows robust new lattice design, however weakness of shell thickness of outer body.

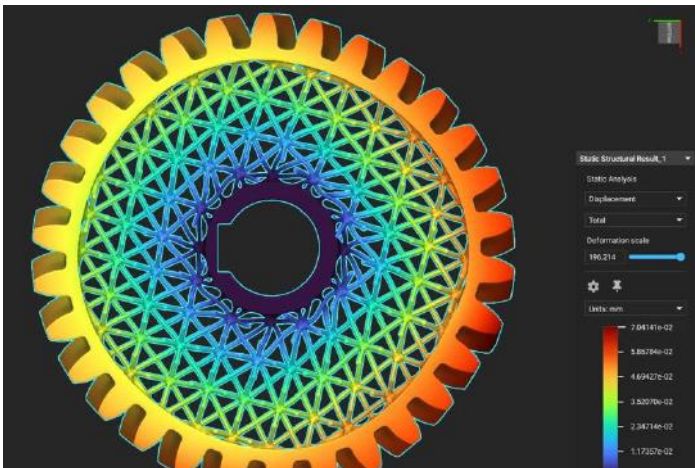


Fig. 17 Weakness of initial lattice design

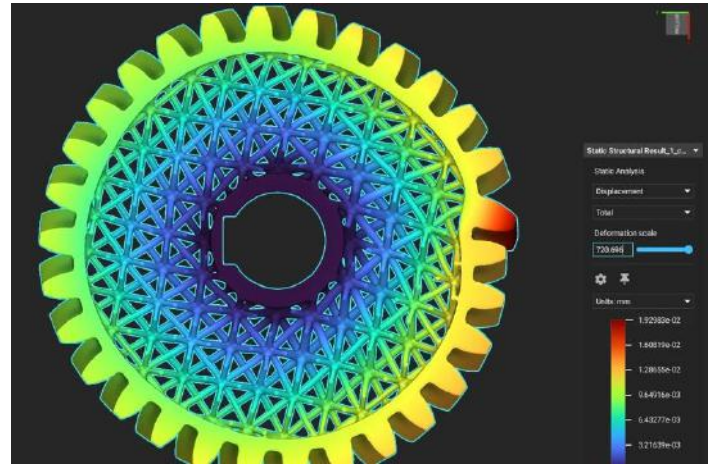


Fig. 18 Weakness of shell thickness of outer body

4. Conclusions and Recommendations

Full filled parts such as brackets, gears should be optimized for weight savings and decrease material costs of additive manufacturing. Field-driven design provides new improved designs that derived from its initial analysis data.

5. Acknowledge

This research was supported with academic licenced software by nTopology Inc. We are grateful for the opportunities that Kutahya Dumlupinar University offers. We would also like to show our gratitude to the Prof. Dr. Ramazan Kose (Kutahya Dumlupinar University) for sharing their pearls of wisdom with us during this research, and we thank 2 reviewers for acceptance of this paper.

References

- [1] (2022) The nTopology website. [Online]. Available: <https://ntopology.com>
- [2] TS 429, Dişli Çarklar -Genel ve Ağır Sanayii Makineleri İçin Silindirik Dişli Çarklar-Modüller, Türk Standartları Enstitüsü, Ankara
- [3] Yaykaşlı H., Kamer M.S., Akay O.E., Kaya A. 2019. Tabla Isıtmalı 3 Boyutlu Yazıcı ile Farklı Yazdırma Hızlarında Üretilen PLA Malzemelerin Mekanik Özelliklerinin İncelenmesi. International Symposium on Advanced Engineering Technologies, 2-4 Mayıs 2019, Kahramanmaraş, 1194-1199.
- [4] Ramadani R., Belsak A. Keçli M. Predan J. Pehan S. 2018. Topology Optimization Based Design of Lightweight and Low Vibration Gear Bodies. Int J. Simul. Model, 17 (1): 92-104.
- [5] Kaya N., Karen İ., Öztürk F. 2010. Re-Design of a Failed Clutch Fork Using Topology and Shape Optimization by the Response Surface Method, Materials and Design, 31: 3008-3014.
- [6] DIN 3961, (1978), Tolerances for Cylindrical Gear Teeth, Deutsches Institut für Normung, Germany.



Farklı Dolgu Tipleri için Çerçevelerin İtme Analizi ile Kıyaslanması

İbrahim Baran Karasın^{1*}, Mehmet Emin Öncü²

^{1*} Dicle Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, İnşaat Bölümü, Diyarbakır, Türkiye, (ORCID: 0000-0001-5990-1215), barankarasin@gmail.com

² Dicle Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, İnşaat Bölümü, Diyarbakır, Türkiye, (ORCID: 0000-0001-6434-293X), oncume@dicle.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1144414)

ATIF/REFERENCE: Karasın İ. B. & Öncü ME. (2022). Farklı Dolgu Tipleri için Çerçevelerin İtme Analizi ile Kıyaslanması. *European Journal of Science and Technology*, (39), 91-96.

Öz

Depreme dayanıklı yapı tasarımı, gerçekleşen yıkıcı depremler neticesinde önemini giderek artırmaktadır. Jeolojik hareketler sonucu gerçekleşen bir doğa olayı olan deprem, deprem etkisi altındaki yapıların davranışlarına göre doğal afete dönüşebilmektedir. Bu çalışmada, yapılar üzerindeki deprem etkisini azaltmak amacıyla güçlendirilmiş bir duvar modeli diğer çerçeve tipleri ile kıyaslanmıştır. Bu güçlendirilmiş duvar modeli ile yapının, perdeli sistemlere göre daha sünek, boş çerçeveli sistemlere göre ise daha rijit olması amaçlanmıştır. Performansa dayalı tasarım kapsamında güncel ve yaygın olarak kullanılmakta olan Statik İtme Analizi (Static Pushover Analysis) kullanılmıştır. Pushover analiz metodu detaylıca izah edilmiş olup tüm modellere uygulanmıştır. Analizler ile kıyaslama yapılabilmesi amacıyla tek katlı çerçeve modelleri; boş çerçeve, perdeli çerçeve ve güçlendirilmiş duvar modeli ile modellenen çerçeve kendi içinde 15x15 ve 20x20 (santimetre) olmak üzere iki farklı tipi olup, toplam 4 modeldir. Bu modeller süneklik ve rijitlik açılarından karşılaştırılmış ve yorumlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Performansa Dayalı Tasarım, Pushover Analiz, Çerçeve Modeli.

Comparison of Frames with Pushover Analysis for Different Infill Types

Abstract

Earthquake-resistant building design is becoming increasingly important as a result of destructive earthquakes. Earthquake, which is a natural event that occurs as a result of geological movements, can turn into a natural disaster according to the behavior of the structures under the influence of earthquakes. In this study, a reinforced wall model was compared with other frame types in order to reduce the earthquake effect on the structures. With this reinforced wall model, the building is intended to be more ductile than shear wall systems and more rigid than bare frame systems. Static Pushover Analysis, which is currently and widely used, was used within the scope of performance-based design. The pushover analysis method is explained in detail and applied to all models. Single-storey frame models in order to make comparisons with the analyzes; The frame modeled with bare frame, shear wall frame and reinforced wall model has two different types, 15x15 and 20x20 (in centimeters) , in total, 4 models. These models were compared and interpreted in terms of ductility and stiffness.

Keywords: Performance Based Design, Pushover Analysis, Framework Model.

1. Giriş

Özellikle son yıllarda dünyada yaşanan yıkıcı depremler ve bu depremlerde oluşan büyük çaplı can ve mal kayıpları deprem konusunda yapılan çalışmaları, araştırmaları ve deprem öncesi alınacak önlemlerin önemini gündeme getirmiştir. Bu bağlamda, güncel yapı stokunun büyük bir kısmını oluşturan betonarme yapıların direnç esaslı tasarımı oldukça önem kazanmıştır. Bu çalışmada betonarme yapıların depreme dayanıklı tasarımına katkıda bulunacak olan güçlendirilmiş bir duvar modeli önerilmeye çalışılacaktır. Betonarme binaların büyük bir kısmı bölme duvarlı çerçeve sistemlerden oluşmaktadır. Bu sebeple bu yapıların davranışlarının iyi araştırılması gerekmektedir. Kiriş ve kolonlardan oluşan çerçeve sistemlerde dolgu duvarların taşıyıcılık etkisi genellikle göz ardı edilmektedir. Fakat yapılan çalışmalarda dolgu duvarların yatay kuvvetler altında çerçevenin taşıma gücüne ve rijitliğine katkı sağladığı görülmektedir. Bu çalışmada yapılmak istenen farklı dolgulu tek açıklıklı tek katlı çerçevelerin tersinir tekrarlı yükler altındaki dinamik karakterlerinin belirlenmesi olacaktır. Bu dinamik karakterler yapının deprem performansının belirlenmesinde oldukça önemli roller taşımaktadırlar.

Dolgu duvar davranışında çerçevede duvarın rijitliği önemlidir. Çerçeve sistem içerisinde kullanılan dolgu duvarın homojen olmaması nedeniyle kullanılan dolgu duvar tiplerine ve yönlerine göre dolgu duvar elastisite modülü farklılıklar göstermektedir. Dolgu duvarın elastisite modülü malzemenin basınç dayanımına, yüksekliğine, harç tabakası basınç dayanımı ve yüksekliğine (sıvalı ya da sıvasız olması sıva kalınlığı) bağlı olarak değişmektedir. Dolgu duvarlar yatay kuvvetler altında basınç çubuğu etkisi oluşturmaktadırlar yapıda yük dağılımını etkileyerek yapıyı rahatlatmaktadırlar

Çalışmada; sık karşılaşılan boş çerçeve, delikli tuğlalı dolgulu ve güçlendirilmiş bir dolgu duvar kullanılacaktır. Betonarme çubuklarla güçlendirilmiş bir donatılı dolgu duvar modeli ile geleneksel çerçeve ve dolgu duvar sistemleri karşılaştırılacaktır.

Betonarme yapılarda düşük rijitliğe sahip taşıyıcı olmayan dolgu duvarlar statik tasarım esnasında göz ardı edilmektedir. Ancak yapılan çalışmalar dolgu duvarların yapının dinamik karakterlerine etki ettiğini göstermiştir. Dolgu duvar uygulamalarında ateş tuğlası, geleneksel tuğla, bims v.b faklı malzemeler kullanılmaktadır. Daha önce yapılan teorik ve deneysel çalışmalar dolgu duvar uygulamasının boş çerçeveye göre yapının yatay yük taşıma kapasitesine ve rijitliğine olumlu katkılarının olduğunu göstermektedir.

Literatürde konu ile ilgili çalışmamızda düşündüğümüz tek açıklıklı ve tek katlı örnekleri kullanılarak dolgulu (tuğla ve beton) çerçeve davranışı ile ilgili benzer çok sayıda çalışma mevcuttur. Bunların önemli bir kısmı 1/1 ölçek yerine laboratuvar koşullarında daha düşük ölçeklerde gerçekleştirilmiştir. Çeşitli tuğla tiplerinin fiziksel, kimyasal ve mekanik özellikleri ile ilgili yapılan çalışmalarda çerçeve sistemlerinden bağımsız olarak incelemeler yapılmıştır. Bununla birlikte çerçevesiz sistemlerde ise bu tür dolgu duvarların davranışı ile ilgili çok sayıda çalışma mevcuttur. [1],[2],[3],[4],[5]

Türkiye, deprem riski açısından dünyanın en önde gelen ülkelerinden biridir. Türkiye'nin yüz ölçümünün yaklaşık % 42'si birinci derece deprem bölgesi üzerindedir. Son yıllarda meydana gelen Erzincan (1992), Dinar (1995), Adana-Ceyhan (1998),

Kocaeli (1999), Bolu-Düzce (Kasım 1999), Afyon-Çay (2002) ve Van (2011) depremleri çok sayıda can kaybının ve maddi kayıpların ortaya çıkmasına neden olmuştur. Bu nedenle betonarme binaların deprem güvenliğinin artırılması için alınabilecek her önlem büyük önem taşımaktadır.

Duvar inşası sırasında yapılan en yaygın işçilik hatalarından biri düşey derzlerin çakışmasıdır. Bu durum düşey yüklerin homojen bir biçimde yayılmasına engel olur ve duvar malzemesi arasında bağlantı yani kenetlenme olmayacağından duvarlar bloklar halinde yanlara açılabilir ve duvar yıkılabilir. Duvar inşasında hedeflenen kenetlenme seviyesi duvarın tamamının yekpare bir blok biçiminde davranmasıdır. Ayrışmalar veya dökülmeler kabul edilebilir değildir. [1]

Betonarme binalarda mimari amaçlarla oluşturulan dolgu duvarlar genellikle taşıyıcı olarak değerlendirilmediklerinden yapısal modellemelerde dikkate alınmazlar. Ancak, betonarme çerçevelerin dinamik özelliklerinde önemli değişime neden olan dolgu duvarların bina yatay ötelenme rijitliğini ve dayanımını önemli derecede artırdığı bilinmektedir. Dolayısıyla dolgu duvarların dayanımının artırılması betonarme binaların deprem güvenliğinin artırılmasında önemli bir etken olarak karşımıza çıkmaktadır. Bunun içinde dolgu duvarların depremdeki zayıflıklarının giderilmesi ve dayanımlarının artırılması gerekmektedir. Taşıyıcı olmayan bölme dolgu duvarlarda meydana gelen deprem hasarları genellikle düzlem içi ve düzlem dışı hasarlar olmak üzere iki grupta toplanabilir. Deprem yükü etkisine maruz duvarlarda meydana gelen düzlem içi hasarlar X şeklinde kesme hasarı ile ortaya çıkarken, düzlem dışı hasarlar duvarın dışa doğru devrilmesi olarak ortaya çıkmaktadır. (Şekil 1 ve Şekil 2). [6],[7]



Şekil 1. Tipik Duvar Hasarları [7]

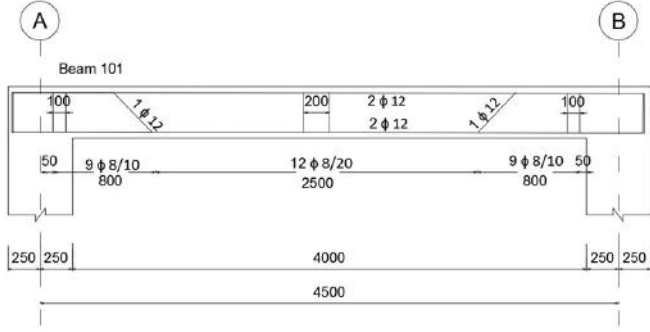


Şekil 2. Tipik Duvar Hasarları [6],[7]

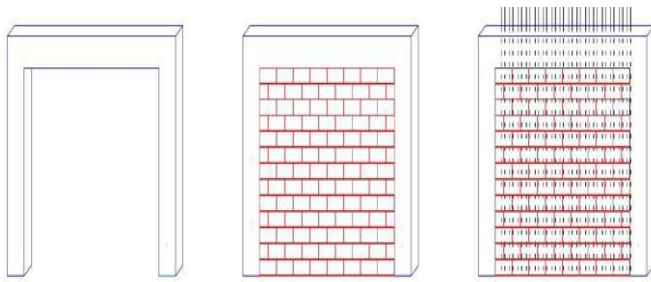
2. Materyal ve Metot

Tek katlı, çerçeve sistemler olarak; salt çerçeve, perdeli çerçeve, 15x15 koloncuk sistemli güçlendirilmiş çerçeve ve 20x20 koloncuk sistemli güçlendirilmiş çerçeve modellenmiştir. Ön görülen güçlendirilmiş duvar kesiti Şekil 3, ilgili duvarın çerçeve yerleşimi Şekil 4'te modellenmiştir. Burada tuğlaların

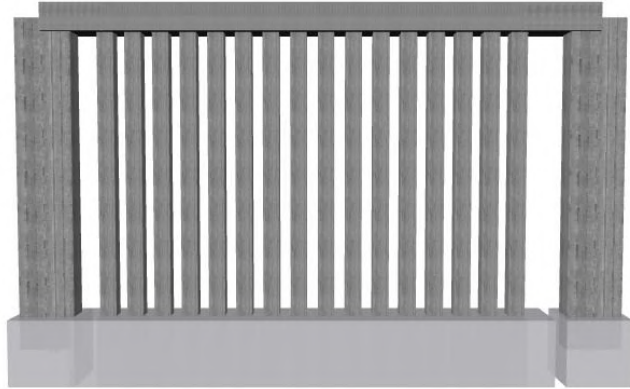
içinden geçirilen donatılar ile bir üst kata uzanan filizler görünmektedir. SeismoStruct [8] yazılım programında oluşturulan modeli ise şekil 5'teki gibi modellenmiştir.



Şekil 3. Çerçeve Kesiti



Şekil 4. Çerçeve Yerleşim Aşamaları

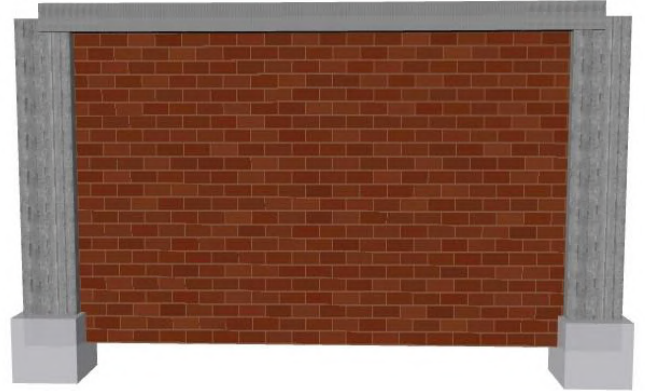


Şekil 5. Yazılım Programında Oluşturulan Model

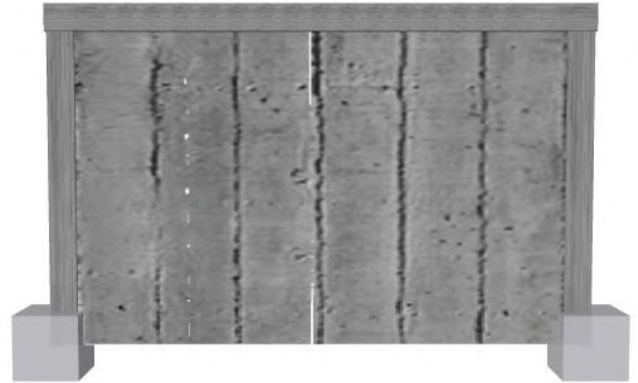
Karşılaştırmada kullanılacak olan modeller yine SeismoStruct yazılım programında modellenmiştir. Boş çerçeve modeli Şekil 6'da, delikli tuğlalı dolgu duvar Şekil 7'de, perdeli sistem ise Şekil 8'de gösterildiği gibidir.



Şekil 6. Boş Çerçeve Modeli



Şekil 7. Delikli Tuğlalı Dolgu Duvar Modeli



Şekil 8. Perdeli Çerçeve Modeli

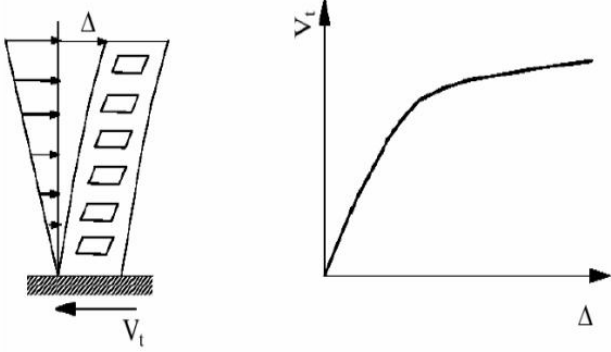
Oluşturulan tüm bu modeller için ayrı ayrı statik itme analizi yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar, bulgular başlığı altında toplanmış ve ifade edilmiştir.

2.1. Pushover Metodu

Yapıların sismik davranışlarının belirlenmesinde kullanılan ve doğrusal olmayan statik analiz metoduna Statik itme analizi (Pushover Analysis) denmektedir. Bu analiz metodu, evrensel olarak kabul gören, uygulanabilirlik bağlamında pratik bir metottür [9]. Bu analiz metodu sayesinde, taşıyıcı elemanlarının aldıkları hasarların ardından yapının kendi içindeki yük dağılımı

ve yapının davranışının nasıl değiştiği gibi birçok bilgiye ulaşılabilir [10].

Pushover analizde, yatay yüklerin sisteme etki ettirilmesi belli bir dağılım çerçevesinde yapılır ve bu yatay yüklerin yine önceden belirlenen adım sayısı ve eşik değerine kadar adım adım biçiminde artırılması analizin temel prensibidir. Burada adım sayısının önceden belirlenmesi sadece analiz sonuçlarının hassasiyetini etkilemektedir. Ancak belirlenmiş olan eşik değeri, yapının stabilitesinin bozulması veya önceden belirlenmiş olan tepe deplasman limitidir. [11] Pushover analizde; iç kuvvetler, yer değiştirmeler ve plastik şekil değiştirmeler analizin her adımında hesaplanır ve yapının kapasite eğrisi bu şekilde belirlenir (Şekil 1). Kapasite eğrisi, pushover analizinin her adımında hesaplanan taban kesme kuvveti ile tepe noktası yatay yer değiştirmesinin lineer olmayan değişimini göstermektedir [12].



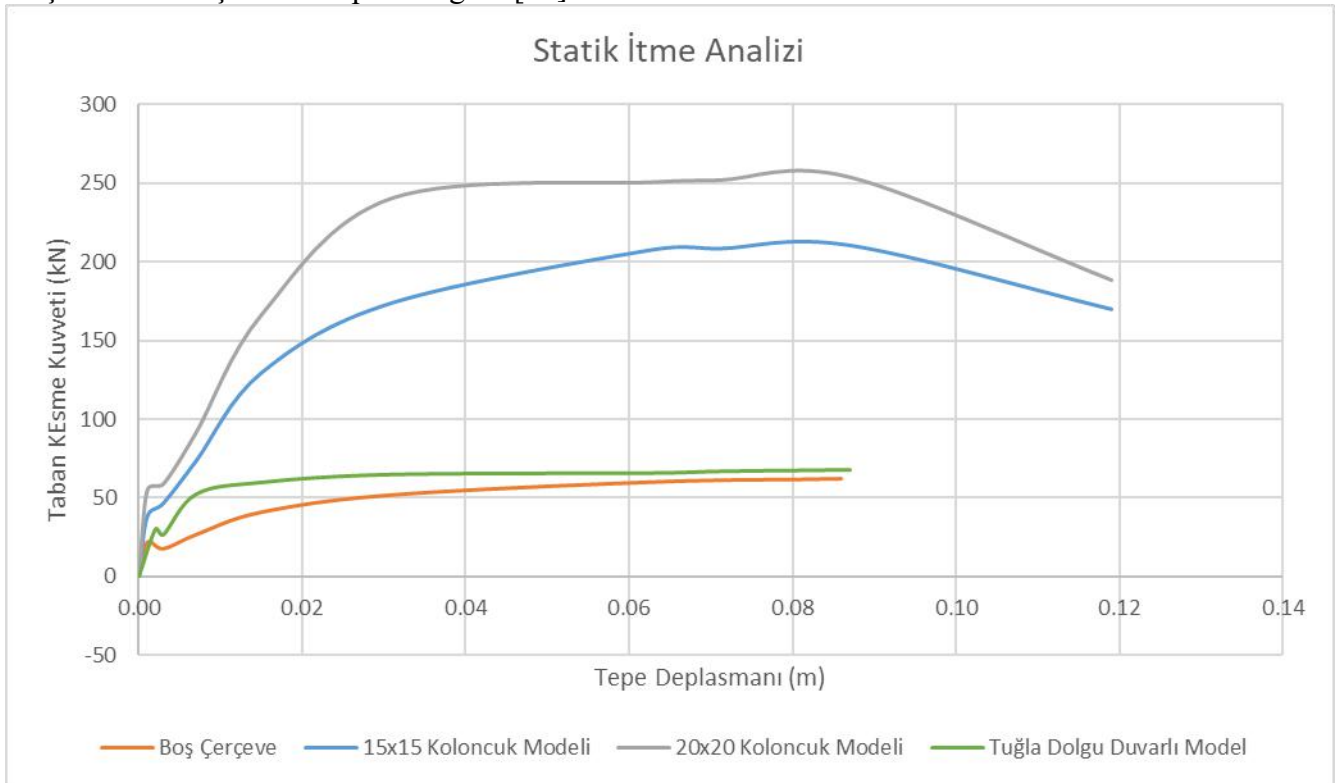
Şekil 9. İtme şekli ve kapasite eğrisi [12]

Yapıya yatay kuvvetlerin uygulanması için değişik yük biçimleri kullanılabilir. Pushover analiz yöntemin tanımlandığı ATC-40'ta, Pushover Analizinde kullanılmak üzere, yapı davranışına bağlı olarak önerilen itme biçimleri tanımlanmıştır [13]. Bu itme biçimlerinden biri yapıya etkiyecek olan yüklerin tamamının tepe düğüm noktalarına etki ettirilebilir veya eşdeğer deprem yükü hesaplamasından faydalanılarak her kat seviyesine ağırlık ayrı deprem yükleri etki ettirilebilir.

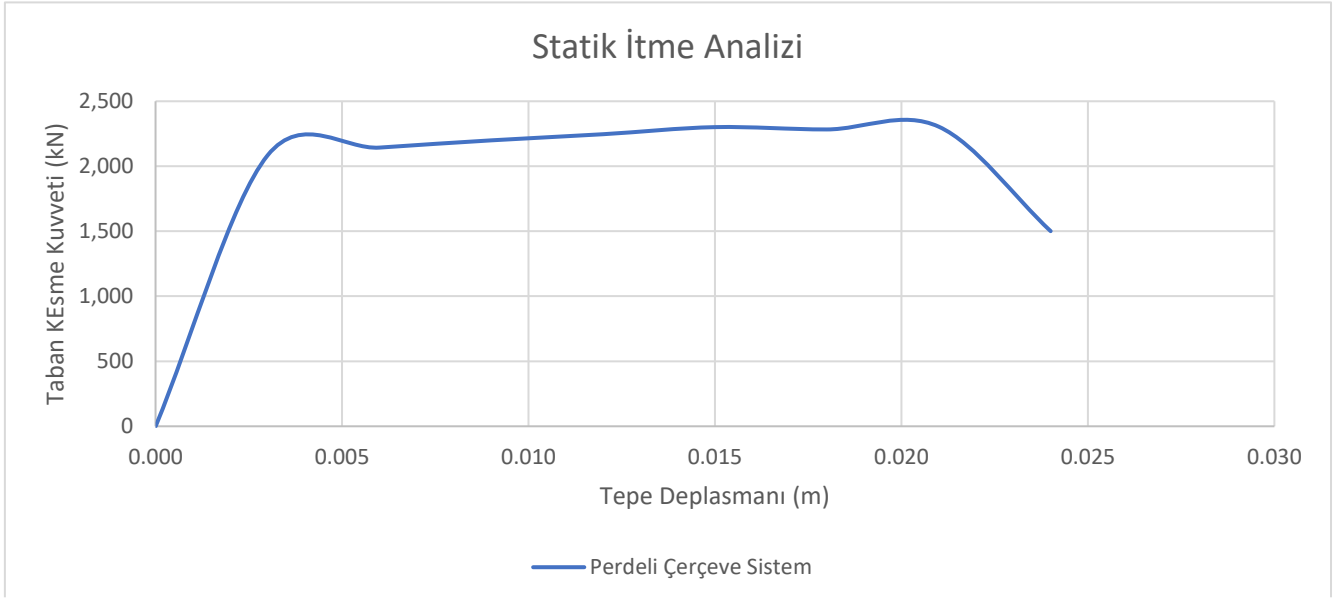
Bunun yanı sıra, baskın modun birinci mod olduğu yapılarda, hakim mod şekli ile kat kütlelerinin çarpımının oranları olan yatay yüklerin kat seviyelerine etki ettirilmesi diğer bir itme biçimidir [4], [14].

3. Araştırma Sonuçları ve Tartışma

Önceki başlıklarda izah edilmiş olan modeller üzerinde statik itme analizi (Pushover Analysis) uygulanmıştır. Bu analizlerin sonuçları Şekil 10'da modellenen çerçevelerin statik itme eğrileri bir arada gösterilmiştir. Şekil 11'de ise Perdeli sisteme ait itme eğrisi gösterilmiştir. Tepe deplasmanı metre cinsinden olup taban kesme kuvveti ise Kilo Newton cinsinden ifade edilmiştir.



Şekil 10. Modellenen Çerçeve Sistemlerinin Statik İtme Eğrileri



Şekil 11. Perdeli Sistem Statik İtme Eğrisi

Perdeli çerçeve modellerinin depreme dayanıklı yapı tasarımında veya mevcut yapıların güçlendirilmesinde kullanılması oldukça yaygındır. Taşıyıcı sisteme kazandırdığı rijitlik sayesinde bu sistemin kullanımı oldukça yaygındır. Bu çalışmada perdeli sistemler kadar rijit olmayan ancak perdeli

4. Sonuç

Çalışma ile güçlendirilmiş duvar modeli ile taşıyıcı eleman olarak kabul edilmeyen dolgu duvarlara taşıyıcılık özelliği kazandırılmıştır. Böylelikle binaların yatay yük taşıma kapasitesine katkı sağlayan bölme duvarlar inşa edilmiş olacaktır. Kazanılan bu kapasite beraberinde çok daha güçlü bir kenetlenme özelliği de sağlamış olacaktır. Sağlanan kenetlenme sayesinde duvarlarda yaygın olarak görülen kesme çatlaklarının önüne büyük ölçüde geçilmiş olacaktır.

Çalışmada elde edilen statik itme eğrileri perdeli çerçeve modellerinin oldukça rijit ve güvenilir olduğunu açıkça göstermiştir. Ancak, gerek maliyet gerek ise işçilik perspektifleri açısından binaların tüm çerçevelerinin veya bölme duvarlarının perde ile oluşturulması pratik olarak mümkün değildir. Hali hazırda böyle bir ihtiyacın olduğu şartlarda tünel kalıp sistemleri kullanılmaktadır. Öte yandan güçlendirilmiş duvar modelinin, standart boş çerçeveye kıyasla oldukça rijit ve bir o kadar da sünek davranış sergilediği açıkça görülmektedir. Perdeli çerçeve modeli ile güçlendirilmiş duvar modeli kıyaslandığında ise rijitlik açısından perdeli model lehine büyük bir fark olduğu açıktır ve bu durum halihazırda olması beklenen durumdur. Ancak süneklik ve dolayısıyla enerji yutma kapasitesi açısından güçlendirilmiş duvar modelinin önemli ölçüde bir performans sergilediği göz önünde bulundurulmalıdır.

Kaynakça

- [1] Işık, E., Aydın, M.C., Büyüksaraç A., Karasin, İ.B. "(2018). Earthquake Resistant Wall Material Production "Puzzle Bims". ICENS 2018. Kiev, Ukraine.
- [2] Aref, Amjad J., and Woo-Young Jung. (2003). "Energy-dissipating polymer matrix composite-infill wall system for

sistemlerden daha sünek olan, öte yandan boş çerçeve veya tuğlalı dolgu duvar çerçeve tiplerine kıyasla hem çok daha rijit hemde daha sünek bir model olarak güçlendirilmiş duvar modeli kullanılmıştır.

- seismic retrofitting." Journal of Structural Engineering 129.4: 440-448.
- [3] M. Baran (2005). "Precast concrete panel reinforced infill walls for seismic strengthening of reinforced concrete framed structures," Ph.D. - Doctoral Program, Middle East Technical University.
- [4] Crisafulli, Francisco J., and Athol J. Carr. (2007). "Proposed macro-model for the analysis of infilled frame structures." Bulletin of the New Zealand society for earthquake engineering. 69-77.
- [5] Crisafulli, Francisco J., Athol J. Carr, and Robert Park. (2000). "Capacity design of infilled frame structures." 12th world conference on earthquake engineering.
- [6] E. Işık, , M.H. Özlük, E. Demir, and H. Bilici. (2012). "23.10.2011 Van Depreminin Adilcevaz ilçesindeki etkilerinin gözleme dayalı incelenmesi", Bitlis, Eren Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 1(1), s.1-10.
- [7] E. Işık. (2014). "The effects of 23.10.2011 Van earthquake on near-field and damaged on structures", International Anatolia Academic Online Journal, ScientificScience, 2(2), 10-25.
- [8] Seisimosoft. (2020). "SeismoStruct 2020 – A computer program for static and dynamic nonlinear analysis of framed structures," Available at: <https://seisimosoft.com/>.
- [9] Lawson RS, Vance V, Krawinkler H . (1994) "Nonlinear static push-over analysis - why, when and how?", Proceedings of. 5th US Conference on Earthquake Engineering, Vol. 1, Chicago, IL., pp 283-292.
- [10]Krawinkler H, Seneviratna GDPK. (1998). "Pros and cons of a pushover analysis of seismic performance evaluation", Engineering Structures., 20, 4-6: 452-464.
- [11]Çağlar, N., Öztürk, H., Demir, A., Akkaya, A. (2014). "TDY2007'ye göre tasarlanmış betonarme bir yapının

- doğrusal elastik olmayan analiz yöntemleri ile incelenmesi.”
ISITES. Karabük, Turkey.
- [12]Koçak İ. (2007). “Seçilen bir kamu binasının doğrusal ötesi davranışında beton dayanımı ve etriye aralığının etkisi.” Yüksek Lisans Tezi. Pamukkale Üniversitesi.
- [13]ATC-40. (1996). Applied Technology Council, “Seismic Evaluation and Retrofit of Concrete Buildings”, Vol 1. Washington, DC. USA.
- [14]Uğurlu, M. A., Karaşin, A., Görgün, H., Gunaslan, E. (2017). “An analytic Study on a New Semi-Rigid Infilled Shear Wall. “Asem17, 9.



Kurumsal Envanter Yönetim Sistemi için Ontoloji Tabanlı Yaklaşım

Özgü Can^{1*}, Elif Ezgi Emre²

^{1*} Ege Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, İzmir, Türkiye, (ORCID: 0000-0002-8064-2905), ozgu.can@ege.edu.tr

² Ege Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, İzmir, Türkiye (ORCID: 0000-0002-5929-1039), elifezgiemre@gmail.com

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1144867)

ATIF/REFERENCE: Can, Ö. & Emre, E.E., (2022). Kurumsal Envanter Yönetim Sistemi için Ontoloji Tabanlı Yaklaşım. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 97-102.

Öz

Envanter yönetim sistemi, bir kurumdaki fiziksel varlıkların korunması ve personellerin bu fiziksel varlıkları kullanımlarının takip edilmesini sağlamaktadır. Envanter yönetimi kurumun sahip olduğu tüm varlıkların verimli bir şekilde dağıtılmasını, doğru aracın doğru personele iletilmesini ve sonrası için araçların hasarsız şekilde geri alınmasını amaçlamaktadır. Uygulama alanlarının kavramsallaştırılmasında en iyi yöntem olarak kabul edilen ontoloji tabanlı yaklaşımlar bilgi yönetiminde etkin bir rol oynamaktadır. Kurumların dijital dönüşüm süreçlerinin hızlanması ile birlikte ontoloji tabanlı çözüm yöntemleri önem kazanmıştır. Bu çalışmada, ontoloji tabanlı bir envanter sistemi geliştirilmiştir. Geliştirilen Ontoloji Tabanlı Envanter Sistemi ile bir kurumdaki zimmetli araçların seri numaraları, markaları, modelleri, veriliş ve iade tarihleri, araçların zimmetli olduğu personelin bilgisi (personelin ismi ve soyadı, iş unvanı, departman bilgisi, işe giriş ve çıkış tarihi gibi bilgileri) ontoloji tabanlı olarak saklanmakta ve sorgulanmaktadır. Böylelikle, kurum içerisindeki envanter takibinin etkin olarak gerçekleştirilmesi ve geliştirilen sistemin kurum içindeki diğer bilgi sistemleri ile entegre bir şekilde çalışması hedeflenmektedir.

Anahtar Kelimeler: Ontoloji, Anlamsal Web, Bilgi Mühendisliği, Bilgi Sistemleri, Envanter Yönetim.

Ontology-Based Approach for Enterprise Inventory Management System

Abstract

The inventory management system ensures the protection of physical assets and the tracking of personnel's usage of these physical assets in an organization. The goal of inventory management is to efficiently distribute all of the company's assets, deliver the appropriate materials to the appropriate person, and retrieve these materials undamaged for future use. Ontology-based approaches, which are regarded as the best method for the conceptualization of application domains play an active role in knowledge management. Ontology-based solution methodologies have gained importance with the acceleration of enterprises' digital transformation processes. In this study, an ontology-based inventory system is developed. The developed Ontology-Based Inventory System enables to store and query the serial numbers, brands, models, the issue and return dates of the embezzled materials in an enterprise, the information of the person to whom these materials are embezzled (information such as the personnel's name and surname, job title, department information, starting and end dates of the employment) through an ontology. Therefore, it is aimed to effectively monitor the inventory within the enterprise and ensure that the developed system operates in an integrated manner with the other information systems within the enterprise.

Keywords: Ontology, Semantic Web, Knowledge Engineering, Knowledge Systems, Inventory Management.

* Sorumlu Yazar: ozgu.can@ege.edu.tr

1. Giriş

Kurumların sahip oldukları demirbaşların etkin bir şekilde dağıtılması ve kontrolü kurumların üretim süreçleri için önemlidir. Günümüzün dijital dünyasında, personellere zimmetlenen eşyalarla ilgili herhangi bir problem zamandan ve konumdan bağımsız olarak hızlıca cevaplanmalı ve problemler mümkün olan en kısa zamanda çözümlenmelidir.

Kurumların verimli bir şekilde çalışabilmesi, kurum personelleri ile birlikte kurumun tüm kaynaklarının etkili bir şekilde kullanılması ile mümkündür. Kurumlar piyasa şartlarında rekabette kalmak ve kurum vizyonlarını ileriye taşımak için dijital dönüşüme gerek duymaktadır (Yıldırım, 2020). Bu gereksinim kapsamında da kurum demirbaşlarının yönetiminin dijitalleşmesi ve envanter bilgisinin anlamlı bir şekilde modellenerek farklı sistemler ile entegre olarak çalışması önemlidir. Böylelikle, personelin kullanımına sunulan demirbaşların güncel durumları, arıza kayıtları, yakıt masrafları ve faturaları gibi birçok bilgiye ulaşılabilmektedir. Envanter yönetim sistemi, herhangi bir problem durumunda hem demirbaş ile hem sorumlu kişiyle iletişimi kolaylaştırmaktadır. Ayrıca, geleneksel işlemlerle uzun uğraşlar gerektiren işlemler hızlı bir şekilde çözümlenmekte ve problemin doğru birimlere iletilmesi sağlanmaktadır.

Anlamsal Web (Web 3.0) teknolojisi, var olan web yapısının bir uzantısıdır. Anlamsal Web, bilgin anlamsal olarak zengin bir şekilde temsil edilmesini ve böylelikle bilginin makineler tarafından anlaşılabilir olmasını hedeflemektedir. Anlamsal Web ile geleneksel web içerikleri sadece doğal dillerde değil, aynı zamanda ilgili yazılımlar tarafından da anlaşılabilir, yorumlanabilir ve kullanılabilir bir biçimde ifade edilebilmesi sağlanarak yazılımların bilgiyi anlamsal tabanda araması, paylaşması ve bilgiyi birleştirmesi gerçekleştirilebilmektedir (Çelik Ertuğrul ve Hürcan Alpay, 2017). Anlamsal Web'in temelini oluşturan ontoloji ise kavramsallaştırmanın açık bir belirtimi olarak tanımlanmaktadır (Gruber, 1993). Anlamsal Web'de ortak ontolojiler ve betimleme dilleri kullanılarak kullanıcıları temsil eden etmenler web sayfalarını okuyup anlayabilir ve karar verebilirler (Can ve Ünalır, 2010).

Günümüzde, Anlamsal Web teknolojisi birçok farklı alanda bilginin modellenmesi amacı ile kullanılmaktadır. Ontoloji tabanlı bir envanter sistemi, demirbaş ile ilgili bilginin anlamsal olarak temsil edilmesini, demirbaş-personel atamalarının personelin ihtiyacına uygun olarak yapılmasını, atamanın geri alınmasını, erişim sınırlamalarının gerçekleştirilebilmesini ve problemin kaynağına yönelik denetimin geriye dönük olarak yapılabilmesini sağlamaktadır. Bu çalışmada envanter yönetim alanındaki bilginin ontoloji tabanlı olarak modellenmesi hedeflenmektedir. Böylelikle, personele zimmetli olan envanter ile kurum içindeki farklı sistemler arasında da bilgi aktarımının sağlanabilecektir. Literatürde, Anlamsal Web teknolojilerini temel alan ağ envanter yönetimi (Adamo vd., 2008), devlet kamu servislerine yönelik bir envanter sistemi (Sönmez vd., 2010) ve üretim süreçlerinde sosyal yaşam döngüsü envanter yönetimi (Shang vd., 2018) kapsamında çalışmalar sunulmuştur. Ancak, bu çalışmada önerilen bir kurum bünyesindeki tüm fiziksel demirbaşların ve demirbaş-personel atama yönetimine yönelik ontoloji tabanlı bir envanter yönetim sistemine benzer bir çalışmaya rastlanılmamıştır.

Bu çalışmada, ontoloji tabanlı bir envanter yönetim sistemi geliştirilmiştir. Önerilen ontoloji tabanlı çözümün temel hedefi

personelere zimmetlenen envanterler hakkındaki bilginin yönetilmesi ve bilgiye erişimin etkin bir şekilde sağlanmasıdır. Bu çalışma kapsamında envanter yönetim sisteminin ontoloji tabanlı modellenmesi ve Envanter Ontolojisi'nin geliştirilme süreci sunulmaktadır.

2. Materyal ve Metot

Bu çalışmada önerilen ontoloji tabanlı envanter yönetim sisteminin geliştirilmesinde Ontoloji 101 (Noy ve McGuinness, 2001) geliştirme adımları takip edilmiştir. Ontolojinin geliştirilmesinde Protégé Ontoloji Editörü (Stanford University, 2022) kullanılmıştır.

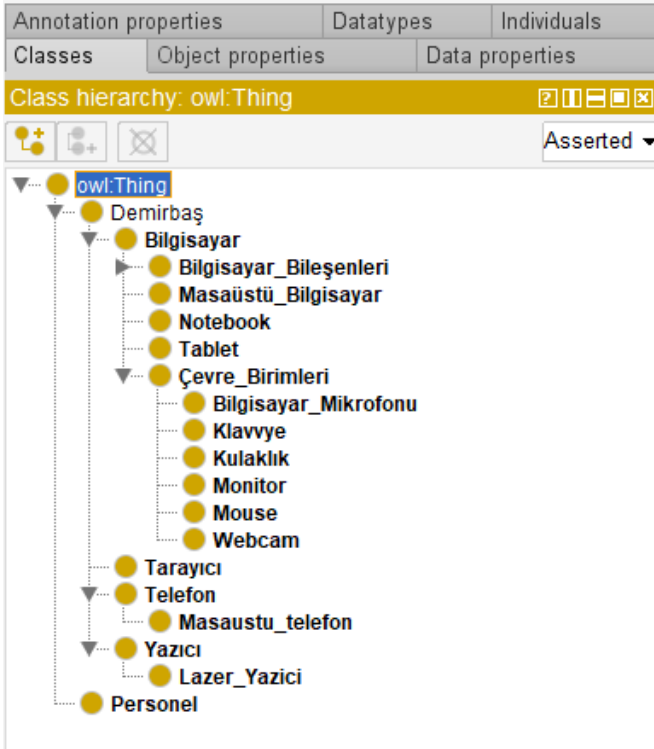
Ontoloji, bir etki alanına ait ortak bir söz varlığı tanımlanmasını sağlamaktadır. Ontoloji oluşturmanın ilk adımı ontolojinin temel aldığı alanın ve kapsamın tanımlanmasıdır. Bu doğrultuda öncelikle alana ait yetkinlik soruları tanımlanmalıdır. Bu amaçla, envanter alanı kapsamında aşağıda belirtilen örnek yetkinlik soruları tanımlanmıştır:

- Demirbaşın markası nedir?
- Bir demirbaşın ait olduğu departman sayısı nedir?
- Hangi demirbaşların bakıma ve onarıma ihtiyaç duyduğu tespit edilebiliyor mu?
- Kurumun genel printerı var mıdır?
- Kurumun genel printerı varsa kaç kişi kullanmaktadır?
- Demirbaşlar ait olduğu personelde ne kadar süre kalmıştır?
- Hangi demirbaşların garanti süresi dolmuştur?
- Personellere zimmetlenen bilgisayarlar aynı özellikleri mi taşımaktadır?
- Bir demirbaş kimin üzerine zimmetlidir?
- Bir envanterin zimmetli olduğu personelin bilgileri nedir?
- Kurumda personele zimmetli bir envantere başka bir personelin erişim sınırları nelerdir?
- Bir demirbaş bir personele ne zaman verilmiş ve iade alınmıştır?
- Hangi envanterler başka bir personelin kullanımına müsaittir?
- Kurumda en çok kullanılan envanter nedir?
- Envanter kullanım ömrünü tamamlamış mı?
- Demirbaşın modeli nedir?
- Personellere tahsis edilen telefon hatlarının güncel harcamalarının toplam tutarı ne kadardır?
- Kaybolan, satılan veya kullanılamaz hale gelen envanterler nelerdir? Demirbaşın seri numarası nedir?
- Personellere tahsis edilen araç benzin masrafları ve km sayısı nedir?
- Geçen hafta kaç demirbaş iade edilmiştir?
- Sadece bir personel tarafından kullanılan demirbaşlar nelerdir?
- Hangi demirbaşların iade tarihi geçmiştir?
- Birden fazla personel tarafından kullanılan demirbaşlar nelerdir?

Ontoloji geliştirmenin ikinci adımı mevcut ontolojilerin yeniden kullanılmasıdır. Ancak, bu çalışmada önerilen ontolojiye benzer bir ontolojiye literatürde rastlanmadığından bu adım atlanmıştır.

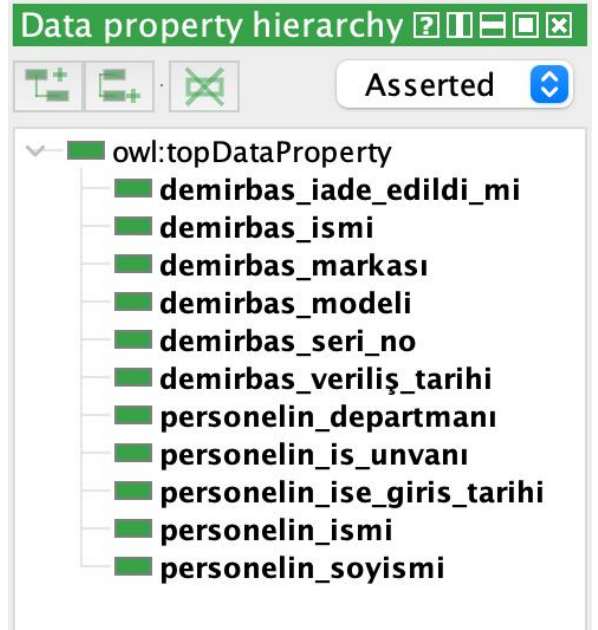
Ontoloji geliştirme sürecinin üçüncü ve dördüncü adımlarında alana ait kavramlar çıkarılmış ve ontoloji sınıfları

oluşturulmuştur. Şekil 1’de Envanter Ontolojisi sınıfları görülmektedir.



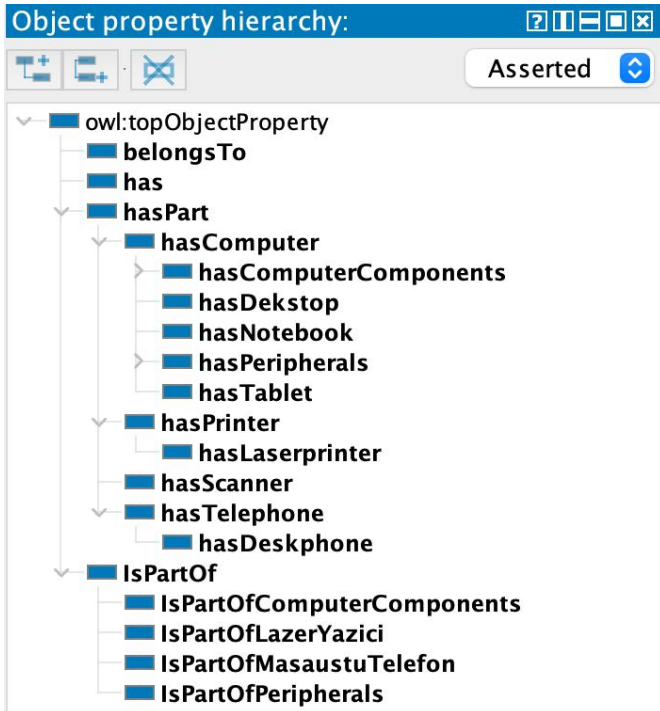
Şekil 1. Envanter Ontolojisi Sınıfları.

Ontoloji sınıfları oluşturulduktan sonra, tanımlanan kavramlar içerisinde sınıflara ait özelliklerini belirten nesne ve veri özellikleri tanımlanmıştır. Şekil 2 ve Şekil 3’de sırası ile nesne ve veri özellikleri sunulmaktadır.



Şekil 3. Envanter Ontolojisi Veri Özellikleri.

Nesne ve veri özelliklerinin tanımlanmasından sonra ontolojiye ait örnekler oluşturulmuştur. Envanter Ontolojisi kapsamında yazıcı cihazı için oluşturulan iki örnek Şekil 4 ve Şekil 5’de görülmektedir. Bu yazıcıların zimmetlendiği kullanıcıları belirten örnekler Şekil 6, Şekil 7 ve Şekil 8’de verilmektedir.



Şekil 2. Envanter Ontolojisi Nesne Özellikleri.



Şekil 4. Envanter Ontolojisi “Yazıcı1” Örneği.



Şekil 5. Envanter Ontolojisi “Yazıcı2” Örneği.



Şekil 6. Envanter Ontolojisi “Personel1” Örneği.



Şekil 9. Envanter Ontolojisi “Demirbas1” Örneği.



Şekil 7. Envanter Ontolojisi “Personel2” Örneği.



Şekil 10. Envanter Ontolojisi “Demirbas2” Örneği.



Şekil 8. Envanter Ontolojisi “Personel3” Örneği.

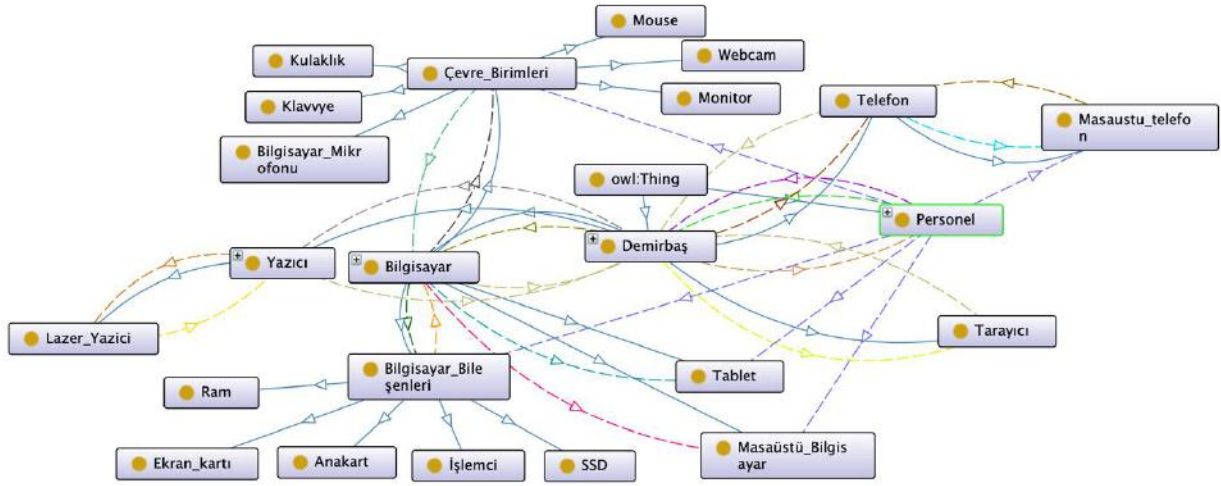
Kuruma ait demirbaş örneklerine ait tanımlamalar Şekil 9 ve Şekil 10’da görülmektedir.

3. Araştırma Sonuçları ve Tartışma

Envanter yönetim ontolojisi oluşturulduktan ve ilgili örnekler ontolojiye eklendikten sonra ontoloji üzerinde SPARQL (W3C Recommendation, 2013) sorgulama işlemleri gerçekleştirilmiştir. Sorgulama işlemleri Java Platformu’nda geliştirilmiş olup Apache Jena Fuseki (Apache Jena, 2022) çatısına ait uygulama geliştirme kütüphanesi kullanılmıştır.

Şekil 11’de Envanter Ontolojisi’nin genel görünümü sunulmaktadır. Şekil 12’de Yazici1 demirbaşına sahip tüm personel listelenmektedir. Şekil 13’de ise Personel1’e zimmetlenen demirbaşlar görülmektedir.

Böylelikle, bir kurum içerisindeki envanterlerin listelenmesi ve kurum personeli üzerine zimmetlenmiş demirbaşların sorgulanabilmesi işlemleri başarılı bir şekilde gerçekleştirilebilmektedir.



Şekil 11. Envanter Ontolojisi genel görünümü.

SPARQL Endpoint Content Type (SELECT)

```
1 PREFIX table:<http://www.semanticweb.org/elife/ontologies/2022/4/untitled-ontology-17#>
2 SELECT * {?Personel table:has table:Yazici1}
```

Table Response 2 results in 0.028 seconds Simple view Ellipse Filter query

Personel	
1	<http://www.semanticweb.org/elife/ontologies/2022/4/untitled-ontology-17#Personel1>
2	<http://www.semanticweb.org/elife/ontologies/2022/4/untitled-ontology-17#Personel2>

Şekil 12. “Yazici1” Demirbaşına Sahip Personel.

```
1 PREFIX table:<http://www.semanticweb.org/elife/ontologies/2022/4/untitled-ontology-17#>
2 SELECT * {?Demirbaş table:belongsTo table:Personel1}
```

Table Response 1 result in 0.027 seconds Simple view Ellipse Filter query results

Demirbaş	
1	<http://www.semanticweb.org/elife/ontologies/2022/4/untitled-ontology-17#Yazici1>

Showing 1 to 1 of 1 entries

Şekil 13. “Personel1”e Zimmetlenen Demirbaşlar.

4. Sonuç

Kurumlar için çok önemli bir konu olan envanter yönetim sistemi gerek zaman yönetimi gerekse insan kaynağı gereksinimi açısından oldukça zorlu ve önemli bir süreçtir. Bu çalışmada, ontoloji tabanlı bir envanter yönetim sistemi geliştirilmiştir. Geliştirilen envanter ontolojisi üzerinde SPARQL sorguları çalıştırılmıştır. Böylelikle, envanter yönetim alan bilgisi için ortak bir anlamın oluşturulması ve alan bilgisinin yeniden kullanımı sağlanmıştır.

Gelecek çalışmalar kapsamında, envanter yönetim ontolojisine yeni sınıflar ve ilişkiler eklenmesi, erişim denetim mekanizmasının envanter yönetim sistemine entegre edilmesi ve ontolojinin içerdiği örnek sayısının artırılarak sorgu işletim performansının ölçülmesi planlanmaktadır.

Kaynakça

- Adamo, A., Cafaro, L., Loiay, V., Romano, C., and Veniero, M., 2008, A Multi-layered Agent Ontology System for Resource Inventory, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 2317-2322.
- Apache Jena, 2022, A Semantic Web Framework for Java. [Online]. <http://jena.sourceforge.net> Son Erişim: 17 Temmuz 2022
- Can, Ö. ve Ünalır, M.O., 2010, Ontoloji Tabanlı Erişim Denetimi, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 16(2):197-206.
- Çelik Ertuğrul, D. ve Hürcan Alpay, P., 2017, Pediatrik Hastalarda Ontoloji Tabanlı Mobil Ateş Takip ve Konsültasyon Sisteminin Geliştirilmesi, Politeknik Dergisi, 20(3):543-556.
- Gruber, TR., 1993, A translation approach to portable ontologies, Knowledge Acquisition, 5(2):199-220.
- Noy, N.F. ve McGuinness, D.L., 2001, Ontology Development 101: A Guide to Creating Your First Ontology.
- Shang, Z., Wang, M., Su, D., Liu, Q. ve Zhu, S., 2018, Ontology Based Social Life Cycle Assessment for Product Development, Advances in Mechanical Engineering, 10(11):1-17.
- Sönmez, V.N., Canlı, M., Gökçe, S., Ünver, M. ve Güçlü, A.N., 2010, Ontology Driven Government Services Inventory and Business Process Management, Enterprise, Business-Process and Information Systems Modeling, Lecture Notes in Business Information Processing, Springer, Berlin, Heidelberg Vol 50, pp. 26-38.
- Stanford University, 2022, Protégé Ontology Editor. [Online]. <https://protege.stanford.edu> Son Erişim: 17 Temmuz 2022
- Yıldırım, B., 2020. İşletmelerde Dijital Dönüşüm Süreci: Nitel Bir Araştırma, Ekonomi Maliye İşletme Dergisi, 3(2):204-223.
- W3C Recommendation, 2013, SPARQL 1.1 Query Language. [Online]. <https://www.w3.org/TR/sparql11-query> Son Erişim: 17 Temmuz 2022



Yapılarda Bozulma ve Nem Hasarının Dijital Görüntü İşleme Yöntemi ile Tespiti

Saltuk Taha Ustaoglu^{1*}, Betül Bektaş Ekici²

^{1*}, Fırat Üniversitesi, Mimarlık Fakültesi, Mimarlık Bölümü, Elazığ, Türkiye, (ORCID: 0000-0001-7378-3374), saltukustaoglu@gmail.com

² Fırat Üniversitesi, Mimarlık Fakültesi, Mimarlık Bölümü, Elazığ, Türkiye (ORCID: 0000-0003-0142-0587), betulbektas80@gmail.com

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1145348)

ATIF/REFERENCE: Ustaoglu, S. T. & Bektaş Ekici, B. (2022). Yapılarda Bozulma ve Nem Hasarının Dijital Görüntü İşleme Yöntemi ile Tespiti. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 103-108.

Öz

Yapı fiziği hasarlarının çözüme kavuşturulması, yapının sağlıklı bir şekilde işlevini yerine getirebilmesi ve sürdürülebilirlik açısından büyük önem arz etmektedir. Bu doğrultuda yapılacak ilk adım olan hasarların doğru tespit edilmesi, sorunların çözüme ulaştırılabilmesi adına en önemli aşamadır. Sonrasında yapılacak olan onarım çalışmalarının düzgün bir şekilde ilerleyebilmesine ve onarımın maliyetine direkt etki etmektedir. Yapı fiziği sorunlarını çıplak gözle tespit etmeye çalışmak öznel yargılar içermekte, tahribatlı yöntemler ise yapıya zarar vermektedir. Bu çalışmada yapay zekâ uygulamalarından biri olan dijital görüntü işleme yöntemi kullanılarak yapılarda oluşan nem hasarlarının/bozulmaların tahribatsız ve nesnel bir şekilde tespit edilmesi amaçlanmıştır. Farklı yapıların yüzeylerinden alınmış hasarlı durumlara ait 3.600 adet görüntü verisi, evrimsel yapay sinir ağı mimarisi kullanılarak makine öğrenmesine tabi tutulmuş ve test verileri sınıflandırılarak uygulama sonuçları elde edilmiştir. Geçerlilik testi sonucunda yöntemin nem hasarı ve bozulmalar üzerinde etkili olduğu, yüksek doğruluk oranı ile başarımlı sağladığı gözlenmiştir. Bu çalışma ile birlikte günümüzde çeşitli alanlarda kullanılan yapay zeka uygulamalarının yapı fiziği sorunlarından nem hasarlarının ve bozulmaların tespit edilmesinde kullanılabileceğini ortaya çıkarmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Görüntü İşleme, Yapay Zeka, Yapay Sinir Ağları, Yapı Fiziği Sorunları.

Detection of Deterioration and Moisture Damage of Buildings with Digital Image Processing

Abstract

Resolving building physics damages is of great importance in terms of the healthy functioning of the building and its sustainability. The first thing to be done in this direction, the correct determination of the damages, is the most important step in order to solve the problems. It directly adds to the smooth progress of the repair work and the cost of the repair. Trying to detect building physics problems with the naked eye involves subjective judgments, and destructive methods damage the structure. In this study, it is aimed to detect moisture damage/deterioration in buildings in a non-destructive and objective way by using digital image processing method, which is one of the artificial intelligence applications. 3.600 image data of damaged states taken from the surfaces of different structures were subjected to machine learning using convolutional neural network architecture and the test data were classified and the application results were obtained. As a result of the validity test, it was observed that the method was effective on moisture damage and deterioration, and achieved a high accuracy rate. With this study, it is revealed that artificial intelligence applications used in various fields today can be used to detect moisture damage and deterioration, which is one of the building physics problems.

Keywords: Image Processing, Artificial Intelligence, Artificial Neural Network, Building Physics Problems.

* Sorumlu Yazar: saltukustaoglu@gmail.com

1. Giriş

Günlük yaşantımızın büyük bir kısmı yapıların içerisinde geçmektedir. Amaçları çerçevesinde farklı türde olan bu yapıların kullanıcıya ve ortam şartlarına uygun bir şekilde tasarlanması, inşa edilmesi ve detaylandırılması gerekmektedir. Söz konusu şartların ihmal edilmesi mekanik, su-nem ve fiziko-kimyasal yapı fiziği problemlerini karşımıza çıkarmaktadır. Bu problemler yapının konfor seviyesini düşürerek kullanıcılara sıkıntılar yaşatmaktadır. Bu şekilde yapıya zarar veren ve konforu etkileyen problemler yapı fiziği sorunları olarak adlandırılmaktadır. Yapı fiziği sorunları kullanıcıların sağlıklı bir şekilde barınmalarının ve ihtiyaçlarını gidermelerinin önünde engel teşkil etmektedir ve kısa süre içerisinde çözümlenerek onarıma gidilmesi gerekmektedir. Bu sorunlar çoğu zaman çıplak gözle tespit edilmeye veyahut ulaşılamayan yerlerden alınan fotoğraflar üzerinden bir kaniya varılmaya çalışılmaktadır bu da öznel sonuçlar doğurmaktadır. Bunun sonucunda yapı ile alakalı sorun net bir şekilde belirlenip bölgesel onarıma gidilemeyip onarım maliyetini ve zamanını artırmaktadır. Diğer taraftan bunun önüne geçmek için aletli ve tahribatlı yöntemler kullanılmaya çalışıldığı takdirde ise yapıya zarar verilmektedir. Bunlar yapı ile alakalı büyük bir problem haline gelmektedir.

Bu problem giderilemediği takdirde yapının sağlığını ve ömrünü azaltmakta bununla birlikte küresel anlamda sürdürülebilir bir geleceği tehdit etmektedir. Dünya üzerinde harcanan enerjinin ve nakitin büyük bir bölümü çeşitli amaçlarla kullanılan yapıların inşası ve onarımında kullanıldığı bilinmektedir. Bundan dolayı yapılarda yapılabilecek bu değişimler tüm dünya ülkelerinde çözüme kavuşturulduğunda ileriye dönük olarak sıfır enerji politikasına katkı vererek küresel bir kalkınma sağlayacaktır.

Literatürde konu ile ilgili olarak Başyigit vd., (2012), görüntü işleme yöntemini kullanarak beton sınıflarını tahmin etmeyi amaçlamışlardır. 3 farklı dayanım sınıfına sahip beton üretmişler ve bu numunelerden su emme, özgül ağırlık, boşluk oranı ve basınç dayanımı olarak deneyler gerçekleştirmişlerdir. Numunelerden alınan görüntülere görüntü işleme yöntemi uygulayarak çözümlenmeler yapılmış, ilk yapılan deneyler ile aralarındaki ilişki karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak görüntü işleme tekniği kullanılarak beton numuneleri içerisindeki agrega ve çimento yüzdelerinin tahmin edilebildiği aynı zamanda basınç dayanımlarının yüksek oranda olarak ilk deneylerle eşleştiği görülmüştür [1].

Çomak vd., (2011), görüntü işleme yöntemleri kullanarak gerçekleştirdikleri çalışmalarında mermer malzemesinin özrünün belirlenmesi, beton ve betonarme malzemenin gözenekliliğinin belirlenmesi, çelik malzemede korozyonun tesiri, kirlişlerde deplasman ölçümü, betonda agrega ve basınç dayanımı arasındaki ilişkinin belirlenmesi, yapıda kullanılan malzemelerdeki çatlak tespiti, hafif betonlarda performans tayini, ağır beton malzemelerdeki radyasyon tutuculuğunun belirlenmesi, asfaltlarda kırılma işleyişinin incelenmesi ve yapı malzemelerindeki hava miktarının belirlenmesi gibi pek çok alanda uygulama yaparak başarılı sonuçlar elde etmişlerdir [2].

Mousa vd. (2021), görüntü işleme yöntemlerinden dijital görüntü korelasyonu (DIC) yöntemini kullanarak beton, asma ve çelik köprüler üzerinde oluşan deformasyon, gerinim, titreşim, sapma ve dönme gibi yapısal parametrelerin tespit edilmesini amaçlamışlardır. Alınan numunelerin belirli şartlar ve ortam oluşturularak kamera yardımı ile dijital veriye aktarılması

sağlanmış ayrıca termal görüntü üzerinden çalışma da yapılmıştır. Önerilen yöntemin köprüler için tahribatsız bir yöntem olduğunu ve güvenilir bir teknik olarak kullanılabilineceğini ifade etmişlerdir [3].

Alemdar vd. (2018), çelik köprülerdeki yer değiştirme deformasyonunu tespit etmek amacı ile dijital fotogrametri görüntü işleme yöntemi kullanmışlardır. İşaretli parçalarda oluşan düzensizlikleri tanımlamayı amaçlamışlardır. Dijital görüntü verileri üzerinden yaptıkları uygulamada oluşan hata payı %3.7 iken, SAP 2000 programı Finite Element üzerinden yapılan tespit hata payı %2,9 olarak ortaya çıkmıştır. Görüntü işleme yönteminin köprü üzerindeki bu uygulamada çok daha net bir şekilde hata payı düşük olarak tespit edilmişlerdir [4].

Yang vd. (2019), görüntü işleme tekniğinden faydalanarak geçmiş yıllarda yapılan kenar sabitleme yöntemleri ile yaptıkları uygulamayı karşılaştırmışlardır. 10mm x 10mm çift kare yapıyı işaretleme yaparak aynı görüntü üzerinde bulunan çatlakların konum ve genişliğini ölçmeyi amaçlamışlardır. Kenar bulunarak daha sonra bu kenarlar üzerinden çatlak odaklamayı hedefleyen bu yöntemin doğruluk oranını %98.56 olarak belirlemişlerdir [5].

Bu çalışmada dijital görüntü işleme yönteminin çeşitli kullanım alanlarından yola çıkılarak yapı üzerindeki bozulma ve nem sorunlarının tespitinde kullanılabilirliğini ele alınacaktır. Görüntü işleme yöntemleri ve evrimsel yapay sinir ağı modeli kullanılarak yapı üzerindeki su ve nem hasarlarının hızlı ve net bir şekilde tespit edilmesi amaçlanmaktadır.

2. Yapı Fiziği Sorunları

İnsanı yakından saran ve çevreleyen etkenlerin tümüne fiziki ortam denir. Fiziki ortamın unsurları hava sıcaklığı, ses ve gürültü, solunan havanın özellikleri, ısı alışverişi, hava devinimleri, yüzey renkleri olarak verilebilir. Bu unsurlar insanın başarısını, sağlığını ve verimliliğini etkilemektedir. Yapı üzerinde ve içerisinde kullanıcılara etki eden fiziki koşullarla alakalı konuların tümüne ise yapı fiziği adı verilmektedir.

Yapılarda bulunan fiziki problemlerle alakalı olarak uluslararası ve ulusal birçok araştırma ve inceleme yapılmıştır. Bu araştırmalarda konunun yapı fiziği sorunları, yapı yapım sistematığı ve yapıda kullanılan malzeme anlamında genel olarak farklı başlıklar altında değerlendirildiği görülmektedir [6, 7, 8]. Bu çalışmalar göz önüne alınıp incelendiğinde yapılarda eksikliklere ve kullanım koşulları ile birlikte yapı fiziği problemlerine değinilmiş bu sorunlara yol açan genel tanı olarak da 'hasar' kavramı ortaya çıkmıştır. Hasar kavramı "zorlu bir olay ve dış etkiler sonucu meydana gelen kırılma, dökülme, çatlama, yıkılma gibi zarar, bir yapının tümünün ya da bir parçasının işlevini göremeyecek durumundaki zararı" olarak tanımlanmaktadır [9].

Malzemelerin birbirine etkilerinden ve kendi içerisinde özelliğini kaybetmesinden dolayı uzun süre önce yapılan yapılar, zaman içerisinde tahribatlı hale gelmektedir. Bu tahribatların ve dış etkenlerin minimum seviyede tutulması, yapının uzun ömürlü olması kullanıcıların göstermiş olduğu öneme bağlıdır. Geçmişte yaşamış olan medeniyetlerin izini onlardan geriye kalan yapılardan ortaya çıkartmaktayız. Farklı malzemelerden ortaya konulmuş yapılarda kullanılan ahşap, beton, tuğla, çelik ve beton malzemeler zamanla tahribata yol açan etkilerle

karşılaşmaktadır. Malzemelerin dayanımını ve ömrünü düşüren fiziksel ve kimyasal olaylar mevcuttur [10].

Yapılarda sıklıkla denk gelinen sorunlar; ısısal problemler, mekanik problemler, su-nem problemleri ve fiziko-kimyasal problemler olarak 4 başlık altında toplanabilmektedir. Yapılan çalışmada bu etkiler sonucunda oluşan nem sorunları ve bozulmalar ele alınmıştır.

2.1. Su-Nem Etkileri

Yapı malzemesi içerisinde nem, basınç farkından dolayı ortaya çıkmaktadır. Kısmi basınca göre hareket eden su buharı basıncın yüksek olduğu yerden düşük olduğu yere doğru hareket etmektedir. Yapı inşasında kullanılan malzemelerin ve elemanların içerisinde oluşan nem hareketi kapilarite etkisi, buhar difüzyonu ve infiltrasyon olarak üç biçimde ortaya çıkmaktadır [11].

Yapı kullanıcılarının, daha iyi ortamda ömür sürmek sebebi ile ortamdaki nem düzeyi belirli seviyede (%35-%70) olmalıdır. Nem ve su; yapı üzerinde çürüme ve kabarma gibi tahribatlara sebep olmasının yanında küflenme ile birlikte sağlıksız koşullara da yol açmaktadır. Sonuç olarak nem ve su sebebiyle oluşan olumsuzluklar yapının sağlamlığını ve dayanımını da önemli ölçüde azaltmaktadır [12].

2.2. Fiziko-Kimyasal Etkileri

Yapılarda zamanla ortaya çıkan tahribatlara neden olan fiziko-kimyasal problemler; yangın, çiçeklenme, korozyon ve güneş gibi muhtelif kimyasal tesirlerden ortaya çıkmaktadır. Yangın da bu problem sınıfına girmesine rağmen, zamanla gelişen bir durum değildir. Güneş etkisi yapıda renk solması, ısı gerilme çatlama gibi tahribatlara yol açmaktadır. Korozyon, kimyasal reaksiyonlar sonucunda ortamda bulunan metallerin bozulmasıdır. Korozyon meydana geldiği takdirde alaşımlar veya metallerin kimyasal, fiziksel veya elektriksel niteliğinde bozulmalara yol açarak özdeksel kayıplara sebep olmaktadır [13].

Korozyon kimyasal etkiler sonucunda yapı malzemelerinde oluşan kütle kaybıdır. Beton ile donatılar ilk buluştuğunda, beton donatıyı sararak koruyucu görevi görür ve paslanmanın önüne geçer. Fakat zamanla gelişen sarsıntı, mekanik yorgunluk ve titreşim gibi fiziko-kimyasal olaylar betonda yıpranmaya yol açarak mikroskobik çatlaklar oluşmasına neden olur. Şekil 1'de yapılarda bozulmalar ve nemden kaynaklanan bazı hasarlar gösterilmiştir.



Şekil 1. Yapılarda Bazı Nem Hasarları ve Bozulmalar

3. Uygulama Çalışması

Bu çalışmada yapı üzerinde oluşan su ve nem etkisi ile oluşan problemlerinin dijital görüntü işleme sistemi kullanılarak tespit edilmesi yapılmıştır. Derin öğrenme disiplininin alt kümesi olan yapay sinir ağlarından evrimsel yapay sinir ağı çeşidi seçilmiştir. Uygulama çalışması Matlab R2020 programı üzerinde yapay sinir ağı oluşturularak yapılmıştır. İlk olarak veri kümesi dosyası sisteme yüklenmiştir. Sonrasında veri kümesi içerisindeki sınıflar belirtilmiştir. Her sınıftan alınacak olan eğitim verisi sayısı modele girilmiştir. Yapay sinir ağı mimarisi

oluşturularak ağı ana sisteminde bulunan katmanlar yerleştirilmiştir. Daha sonra yapay sinir ağındaki parametre ayarları yapılmış ve değerleri işlenmiştir. Bu parametreler öğrenme algoritması, başlangıç öğrenme katsayısı, iterasyon sayısı ve validasyon frekansdır. Son olarak ağı eğitilmesi yapıp, bu eğitilen ağa sınıflandırma uygulanmıştır.

Bu modelde öncelikle veriler nem hasarları ve bozulmalar olarak ikiye ayrılmıştır. Bu iki sınıf içerisindeki verilerin bir kısmı eğitim için kullanılmıştır. Eğitim için kullanılacak veriler toplam verinin %80'i olarak belirlenmiştir. Geriye kalan %20 ise test için ayrılmıştır. Veriler belirli iterasyonlar ile eğitilmiştir.

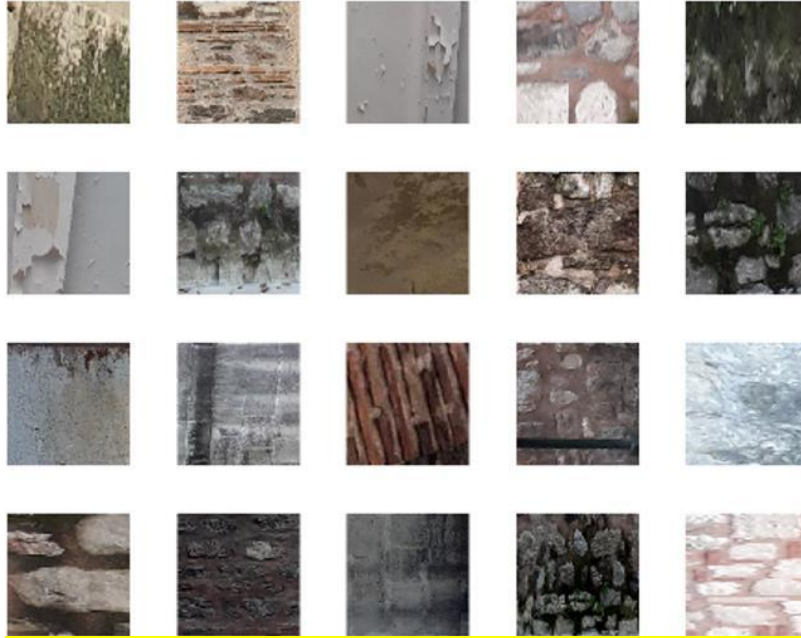
Eğitim aşamasından sonra evrimsel yapay sinir ağı öğrenmiş olmaktadır. Daha sonra validasyon yani geçerlilik testi aşamasına geçmiştir. Test yapıldıktan sonra softmax layer kullanılarak sınıflandırma yapılmış ve doğruluk oranı belirlenmiştir.

Veri kümesi olarak yapı üzerinden alınmış fotoğrafların işlenmesi ile edinilen toplamda 3.600 resimden görüntüler kullanılmıştır. Bu görüntülerin 1.800 tanesi üzerinde bozulmalar, 1800 tanesi nem hasarı olmak üzere ikiye ayrılmıştır. Kullanılan görüntüler 227 x 227 x 3 boyutlarındadır. Bu değerlerden 227 x 227 o boyutlarda olan bir matrisi simgelerken sondaki 3 ise verilerin renkli olduğunu ifade etmektedir. Uygulamada kullanılan resim boyutları sinir ağı performansını zorlasa da öğrenme yetisinin yüksek olması amacı ile boyutlar sabit bir piksele alınırken, makine öğrenmesini engellemeyecek kadar düşürülmemiştir. Başka bir ifade ile resimler herhangi bir filtre uygulanıp 2 boyuta çekilip siyah beyaz formata çevrilmemiştir.

Üzerinde çeşitli hasar türleri olan veriler bir dosya içerisinde 2 ayrı sınıf dosyası olarak modele tanıtılmıştır. Verilerin okunması için gerekli kodlar girilmiş boyut analizi yaptırılmıştır. Şekil 2'de 3.600 örneklem içerisinde rastgele seçilmiş 20 adet veri gösterilmektedir.

Uygulama MATLAB programı üzerinde en uygun parametre değerleri bulunduğundan sonra yapılmış. Elde edilen sonuçlar göz önüne alındığında genel anlamı itibari ile oluşturulan yapay sinir ağının yüksek yüzdeli doğruluk oranları verdiği görülmüştür. Başarı oranının yakalanmasında görüntü verilerinin boyutlarında küçültmeye gidilmeyip piksel sayısı fazla tutularak uygulama yapılması önemli bir rol oynamaktadır.

Uygulamalarda geçen süreler boyut küçültülmesi ile düşürülebilir ancak sağlıklı veriler alınması açısından bu çalışmada boyut küçültülmesi yapılmamıştır.

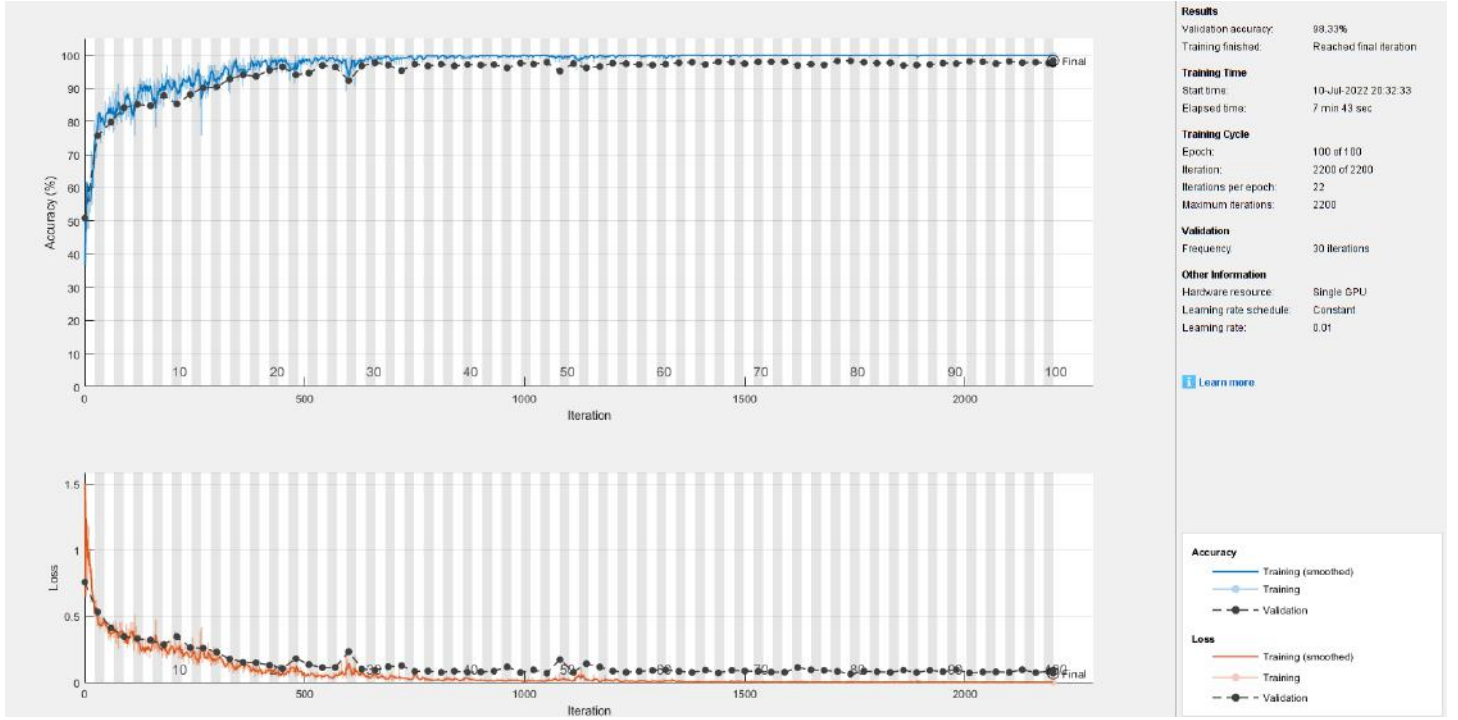


Şekil 2. Veri seti görüntüleri

4. Bulgular ve Değerlendirme

Evrimsel yapay sinir ağı mimarisi kullanarak yapılarıdaki nem hasarları ve bozulmaların tespit edilebilmesi amacı ile hazırlanmış olan veri seti içerisindeki 3600 adet veriden 2880 adeti makine öğrenmesine tabi tutularak ağı eğitimi gerçekleştirilmiştir. Ağı eğitime ait parametreleri içeren öğrenme grafiği Şekil 3'te verilmiştir. Öğrenme verilerinden

geriye kalan 720 adet veri ise sınıflandırma yapılmak üzere ayrılmış ve bu veriler programa rastgele seçtirilmiştir. Öğrenme grafiğinde doğru öğrenme oranı üst grafikte, kayıplar ise oransal olarak alt grafikte yer almaktadır. Eğitim verilerinin kaç parça halinde dâhil olduğu ve öğrenme katsayısı da bu grafikte görülmektedir. Uygulama toplamda 7 dakika 43 saniyede tamamlanmıştır.



Şekil 3. Evrimsel Yapay Sinir Ağının eğitimi

Uygulama sonucunda oluşturulan konfüzyon matrisi şekil 4'te gösterilmiştir. Bu matriste görüldüğü üzere yapılan uygulama çalışmasının test aşamasında 360 adet bozulma hasarı verilerinden 351 adedini % 97.5 oran ile sınıflandırmış. 360 adet nem hasarı verilerinden 357 adedini % 99.2 oran ile doğru

sınıflandırmıştır. Bozulma verilerinde bulunan yanlış olan veri 9 iken nem hasarında bulunan yanlış veri 3 olmuştur. Genel uygulama sonucunda toplam doğruluk oranı % 98.33 olarak ortaya çıkmıştır.



Şekil 4. Çalışma Sonuçlarına Ait Konfüzyon Matrisi

5. Sonuçlar

Bu çalışma ve içeriğinde yer alan yapay sinir ağı ile yapılan yapay zeka uygulaması günümüzde yapılarda sürekli görülen ve yapı sağlığı açısından oldukça önemli fiziki sorunların tespiti

amacıyla yapılmıştır. Yapı fiziği sorunları yapının ömrünü azaltmakla birlikte doğru onarım yapılmadığı takdirde daha büyük sorunlara yol açtığı bilinmektedir. Sorunların tespiti aşamasında farklı yöntemler izlenmekte, bazı durumlarda yapıya ciddi zararlar verilmektedir. Tahribatsız yöntem uygulamaları bu

nedenle yapı için vazgeçilmez bir seçenek olmaktadır. Özellikle tarihi yapılarda yapılacak olan denetleme ve tespit işlemlerinde kullanılması gerekmektedir. Ayrıca yapıdaki sorunun net olarak tespit edilebilmesi, yapı bütünü için değil bölgesel olarak onarıma gidilmesi zamandan ve onarım maliyetini büyük ölçüde azaltacaktır.

Yapay zekâ bulunduğumuz dijital çağda birçok alanda kullanılmaktadır. Görüntü işleme ve makine öğrenmesi uygulaması yapılan çalışmalar incelendiğinde büyük bir başarı elde edildiği görülmüştür. Mimari anlamda ise disiplinler arası bir geçiş ile yapıya entegre edilebilirliği ele alınmıştır. Dijital görüntü işleme yöntemleri bahsettiğimiz sorunların çözümünde kullanıldığı takdirde yapıya hiçbir şekilde zarar verilmemektedir ve yalnızca görüntü üzerinden tespitinin yapılabilmesini mümkün kılmaktadır.

Sonuç olarak yapay zeka yöntemlerinden dijital görüntü işleme yönteminin mimari alanda yapı fiziği problemlerinden bozulma ve nem hasarlarının tespit edilmesinde mevcut tahribatsız yöntemlere alternatif olarak kullanılabilirliği ve yüksek yüzdeli sonuç verdiği açık bir şekilde görülmektedir.

Kaynakça

[1] Başyigit, C. , Kılınçarslan, Ş. & Çomak, B. (2014). Görüntü İşleme Tekniği ile Beton Basınç Dayanımının Tahmin Edilmesi . Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi , 16 (1)
[2] Çomak, B., Beycioğlu, A., Başyigit, C. ve Kılınçarslan, Ş. (2011). Beton Teknolojisinde Görüntü İşleme Tekniklerinin Kullanımı, 6 th International Advanced Technologies Symposium, Elazığ

[3] Mousa, M. A., Yussof, M. M., Udi, U. J., Nazri, F. M., Kamarudin, M. K., Parke, G., Assi, L. N., Ghahari, S. A. (2021). Application of Digital Image Correlation in Structural Health Monitoring of Bridge Infrastructures: A Review, *Infrastructures* , 6, 176.
[4] Alemdar, Z.F., Bilici, S., Alemdar, F. (2018). Deformation Measurement In A Steel Bridge System By Using Image Processing Method, *Publications Prepared for the 20. National Mechanics Congress, Sigma J Eng & Nat Sci* 9 (2).
[5] Yang, G., Wu, J., Hu, Q. (2019). Rapid detection of building cracks based on image processing technology with double square artificial marks, *Advances in Structural Engineering*. Vol 22(5) 1186-1193.
[6] Eriç, M. (1994) *Yapı Fiziği ve Malzemesi*, Nisan, İstanbul, Literatür Yayınları
[7] Heckroodt, R. O. (2002). *Guide To The Deterioration And Failure Of Building Materials*, Thomas Telford Publishing, 1. Baskı. İngiltere, Ss.75
[8] Richardson Barry. A. (1999). *Defects And Deterioration In Building*, 2 Nd Edition, Construction Press, London.
[9] Utkutuğ, Z. (2006). Konutta Kalite Kavramı ve Yapı Hasarları, *Gazi Üniversitesi. Müh. Mim. Fak. Dergisi*, Cilt 21, No 2, 205-211.
[10] Yıldırım, K. (2018). Yapı Fiziği Açısından Yapı Elemanlarında Dayanıma Etki Eden Çiçeklenme Olayı ve Korunma Yöntemleri, *Natural Hazards and Disaster Management*, 04-06 Mayıs (IS HAD2018 Sakarya Turkey).
[11] Ertaş, K. (2001). Binalarda Buhar Difüzyonu Olayının İrdelenmesi, *TMMOB Makina Mühendisleri Odası Yalıtım Kongresi*, Eskişehir-Türkiye.
[12] Güler, H., Şenkal Sezer, F. ve Ülkü S., (2010). Binalarda yapı fiziği problemleri: Bursa'da bir kamu kurumu örneği, *Uludağ Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi*, Cilt 15, Sayı 2.
[13] Yüzer, N. (2003). Betonarme Yapılarda Korozyon Ölçüm Yöntemleri ve Hasar Tespiti, *THM Türkiye Mühendislik Haberleri*, Sayı 426-2003/4.



Enzyme activities *Lactobacillus sp.* and *Lb. Rhamnosus* Isolated from Silage

Tuğçe Turgut^{1*}, Kemal Gürler², Halit Yücel³, Emin Özköse⁴, M. Sait Ekinci⁵

^{1*} Zootečni Bölümü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Kahramanmaraş TÜRKİYE, (ORCID:0000-0003-2147-5526), tugceturgut@ksu.edu.tr

² Zootečni Bölümü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Kahramanmaraş TÜRKİYE, (ORCID:0000-0003-1666-0997), kgurler10@gmail.com

³ Zootečni Bölümü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Kahramanmaraş TÜRKİYE, (ORCID:0000-0002-6196-5303), halityucel@ksu.edu.tr

⁴ Zootečni Bölümü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Kahramanmaraş TÜRKİYE (ORCID: 0000-0001-5710-4175), cozkose@ksu.edu.tr

⁵ Zootečni Bölümü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Kahramanmaraş TÜRKİYE (ORCID: 0000-0001-7994-0203), sekinci@ksu.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1144916)

ATIF/REFERENCE: Turgut T., Gürler K., Yücel H., Özköse E. & Ekinci M.S. (2022). Silajdan Elde Edilen *Lactobacillus sp.* ve *Lb. rhamnosus,*' un bazı Enzim Aktivitelerinin İncelenmesi. *European Journal of Science and Technology*, (39), 109-112

Abstract

Probiotic lactic acid bacteria are vital microbial group for fermentation of silage, which is crucial importance particularly for dairy animal nutrition. These microorganisms are able to degrade amino acids, carbohydrates and fatty acids, our knowledge, however, about their other enzymatic activities is still limited. To investigate the inulinase and invertase activities of silage originated *Lactobacillus sp* and *Lactobacillus rhamnosus*, the isolates were incubated for 24h, 36h and 48h in LB broth and MRS broth. Supernatant and cell associated enzyme activities were determined at pH: 6.0 using inulin and sucrose as substrates, and their specific and total enzyme activities were analysed comparatively. *Lactobacillus sp* showed the highest invertase activity as 22.1 mg/ml (cell associated) for 24h incubation, whilst the utmost invertase activity was observed as 20 mg/ml at the end of 36h incubation period for supernatants. Same enzyme activities were determined as 20,1 mg/ml and 19,9 mg/ml for 24h incubation, for cell associated and supernatant samples of *Lb rhamnosus* respectively. The highest cell associated inulinase activity of *Lactobacillus sp* was recorded as 20,1 mg/ml for 36h incubation time while the maximal activity for supernatant was recorded at 24h incubation. Maximum cell associated and supernatant activities of the isolate was observed as 24,6 mg/ml and 26, mg/ml respectively. Both isolates showed noteworthy amount of invertase and inulinase activities which makes them potential silage inoculants.

Keywords: Lactobacillus sp, Lb rhamnosus, probiotics, invertasez, inulinase

Silajdan Elde Edilen *Lactobacillus sp.* ve *Lb. rhamnosus,*' un bazı Enzim Aktivitelerinin İncelenmesi

Öz

Laktik asit bakterileri hayvan beslemede önemli bir yeri olan silaj materyalinin fermantasyonunda görev alan probiyotik özellikli mikrobiyal bir gruptur. Amino asitleri, karbonhidratları ve yağ asitlerini parçalayabilme yeteneğine sahip oldukları bilinen bu mikroorganizmaların enzim aktiviteleri hakkındaki bilgilerimiz oldukça kısıtlıdır. Bu çalışmada *Lactobacillus sp* ve *Lb. rhamnosus* için inülinaz ve invertaz aktiviteleri incelenmek amacı ile spesifik sıvı besi yerleri (LB Broth ve MRS Broth) içerisinde optimum sıcaklık derecelerinde 24 saat, 36 saat ve 48 saat kültüre alınmışlardır. Gerek hücre içi gerekse süpernatant enzim aktiviteleri pH:6.0 sodyum fosfat tamponu kullanılarak inülin ve sükröz substratlarına karşı analiz edilmiştir. Her iki bakteriyel suş için spesifik ve toplam enzim aktiviteleri belirlenmiş ve sonuçlar karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. *Lactobacillus sp*' sukroza karşı en yüksek spesifik aktiviteyi hücre içi 24. saatte 22.1 mg/ml olarak gösterirken hücre dışında ise 36 saatte 20 mg/ml olarak göstermiştir. Diğer suş, *Lb rhamnosus* ise aynı substart kullanıldığında en yüksek hücre içi ve hücre dışı enzim aktiviteleri 24 saatte sırası ile 20,1 mg/ml ve 19,9 mg/ml olarak belirlenmiştir. İnülin substratında ise *Lactobacillus sp* hücre içi maksimum seviyeye 20,1 mg/ml olarak 36 saatte ulaşırken hücre dışı maksimum seviyeye (22,18 mg/ml) ise 24 saatlik inkübasyon sonunda ulaşmıştır. *Lb rhamnosus* suşunun hücre içi ve süpernatant enzim aktivitelerine 36 saatte sırasıyla 24,6 mg/ml ve 26, mg/ml olarak ulaştığı gözlemlenmiştir. Her iki suşun da yüksek aktiviteli inülinaz ve invertaz enzimlerini üretebilme kabiliyetleri bu suşları potansiyel silaj inokülantı olarak öne çıkarmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Lactobacillus sp, Lb rhamnosus, probiyotikler, invertaz, inulinaz

* Corresponding Author: tugceturgut@kdu.edu.tr

1. Giriş

Laktik asit bakterileri fermentasyon sonucu temel ürün olarak laktik asit oluşturan mikroorganizmalardır. İlk olarak 19. yüzyılın sonlarına doğru süte fermentasyona sebep olmaları ile laktik asit bakterileri olarak sınıflandırılmışlardır. Morfolojik olarak çok farklı yapıya sahip olsalar da fizyolojik olarak ailesi bireyleri birbirine benzerlik göstermektedirler. Bireyler genellikle gram pozitif, katalaz negatif çoğunlukla spor oluşturmeyen ve gıda fermentasyonlarında güvenli bir şekilde kullanılan mikroorganizmaları kapsamakla birlikte, önemli miktarda patojen suş da rapor edilmiştir (Shape ve ark. 1966; Okoye ve ark., 2022). Laktik asit bakterileri (LAB), beslenmedeki faydaları ve fermentasyon yetenekleri sebebi ile endüstriyel alanlarda sıklıkla kullanılmaktadır (Şimşek ve ark., 1996). Probiyotik bakteri olarak adlandırılan ve insan sağlığına olumlu etkisi olduğu bilinen grup içerisinde de en çok kullanılan mikroorganizmalar arasında da bulunmaktadır (Ludwig ve ark., 2009; Alp ve ark., 2009).

Hayvancılıkta yem materyali olarak sıklıkla kullanılan silaj katkı maddesi olarak LAB kullanılmaktadır. LAB ile silajda pH, asetik asit, bütirik asit miktarlarını düzenlediği bilinmektedir (Moran ve ark., 1996). Enzim aktiviteleri yönünden de silaj katkı maddesi olarak kullanılabilen LAB'lar, hücre duvarı parçalayıcı enzimler ile selüloz, hemisellüloz içeriklerinin de parçalanmasını sağlamaktadırlar (Meeske ve ark., 1993; Filya, 2002). Bu çalışmada silajdan izole edilmiş olan *Lactobacillus sp.* ve *Lb. rhamnosus* suşlarının olası invertaz ve inulinaz aktiviteleri araştırılmıştır.

2. Materyal ve Metot

2.1. Mikroorganizmalar ve kültür koşulları

Çalışmada kullanılan mikroorganizmalar çayır silajından izole edilip saflaştırılmış (Tabasco ve ar., 2007) ve putatif olarak *Lactobacillus sp* ve *Lb. rhamnosus* olarak adlandırılmıştır. Suşlar LB besi yeri (5g NaCl, 10g Triptone, 5g Yeast Extract) ve MRS besi yerlerinde (Sigma Aldrich) kültüre alınmıştır. Optimum koşullarda 24, 36 ve 48 saatlik süreler ile inkübe edilen suşlar takibinde enzim analizleri için +4 °C ' de muhafaza edilmiştir.

2.1.1 Enzim analizleri

Enzim ekstraktı hücre dışı (supernatant) ve hücreli olarak iki farklı fraksiyondan hazırlanmıştır. Enzim üretimi araştırılacak kültür ortamı 1200 g' de 10dk santrifüjlenmiş ve besi ortamı ile hücrenin birbirinden ayrılması sağlanmıştır. Hücreli enzim aktivitesinin belirlenmesi amacı ile örnekler sıvı azot ile dondurulmuş ve öğütülerek sodyum fosfat tampon çözeltisi ile 10 000 g'de 2dk çöktürülmüş, üst sıvı temiz bir tüpe alınarak hücreli enzim kaynağı olarak kullanılmak üzere -20°C de saklanmıştır. Enzim aktiviteleri DNS yöntemi ile belirlenmiştir (Miller, 1959), sukroz ile inulinin substrat olarak kullanıldığında açığa çıkan şekerlerin absorpsiyon değerleri spektrofotometrede (Spektramax plus 3084) 540 nm'de ölçülerek enzim aktiviteleri hesaplanmıştır (Ekinci ve ark., 2001).

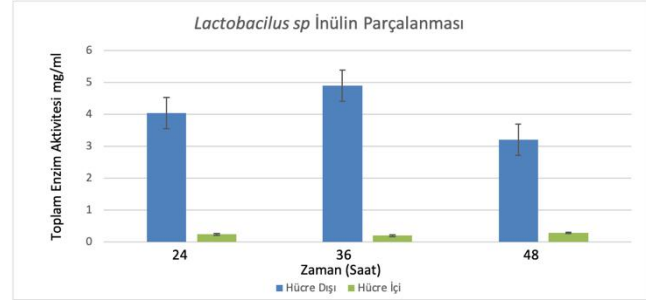
3. Bulgular ve Tartışma

3.1. İnülinaz Aktivitesi

Lactobacillus sp için hücre içi ve supernatant (hücre dışı) toplam enzim aktivitelerinin maksimum seviyeye 48 ve 36

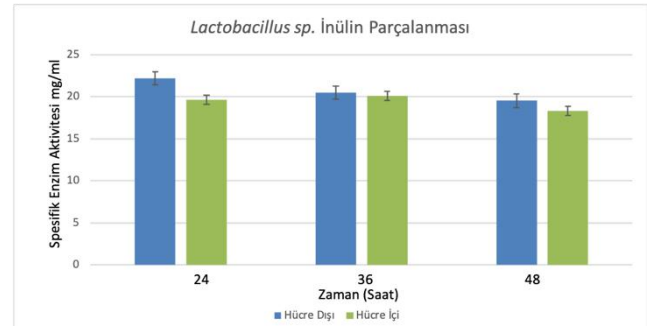
saatlerde ulaştığı belirlenmiştir. Hücre dışı enzim inulinaz aktivitesi ile karşılaştırıldığında Hücre içi enzim aktivitelerinin ihmal edilebilir derecede düşük olduğu belirlenmiştir (Şekil 1).

Şekil 1. *Lactobacillus sp.* gelişim saatlerine göre gösterdiği hücre içi ve hücre dışı toplam enzim aktiviteleri

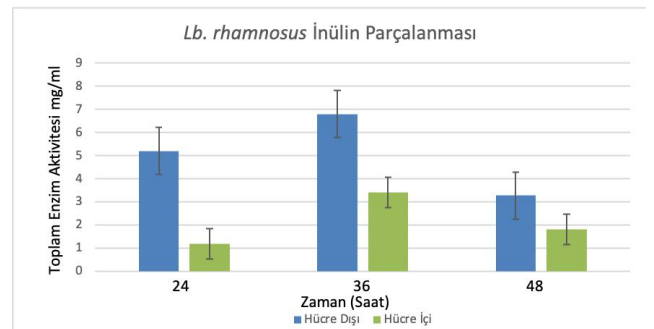


Lactobacillus sp. için hücre içi spesifik enzim aktivitesini maksimum seviyeye 36. Saatte göstermektedir. İnülinaz spesifik aktivitesinin hücre dışı aktivitenin maksimal seviyeye ulaştığı gelişim saati ise 36 saat olarak belirlenmiştir. Hücre içi enzim aktivitesi 24 saatte 19,6 mg/ml, 48. saatte ise 18,3 mg/ml olarak gözlemlenmiştir. Hücre dışı enzim aktivitesi 24 saatte 22,8 mg/ml, 48. saatte ise 19,5 mg/ml olarak gözlemlenmiştir (Şekil 2).

Şekil 2. *Lactobacillus sp* gelişim saatlerine göre İnülinaz Spesifik enzim aktivitesi



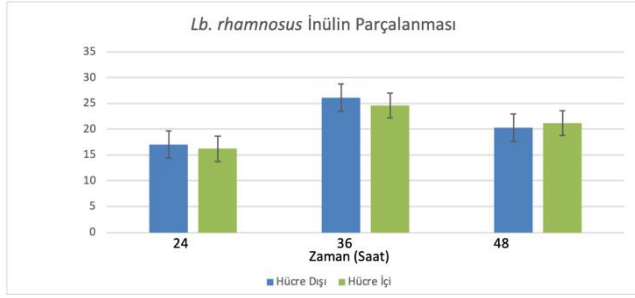
Lactobacillus rhamnosus için inülinaz aktivitesinin gelişim evrelerine göre hücre içi ve hücre dışı enzim aktivitelerinin önemli ölçüde varyasyon gösterdiği gözlemlenmiştir. Hücre içi ve hücre dışı toplam enzim aktivitesinin maksimum olduğu inkübasyon süresinin ise 36h olduğu belirlenmiştir. Hücre içi enzim aktivitesi 24 saatte 1,2 mg/ml, 48. saatte ise 1,8 mg/ml olarak gözlemlenmiştir. Hücre dışı enzim aktivitesi 24 saatte 5,2 mg/ml, 48. saatte ise 3,2 mg/ml olarak gözlemlenmiştir (Şekil 3).



Şekil 3. *Lactobacillus rhamnosus* gelişim saatlerine göre inülinaz toplam aktivitesi

Lactobacillus rhamnosus suşunun hücre içi spesifik enzim aktivitesinin 36 saatlik inkübasyon süreci sonunda en yüksek

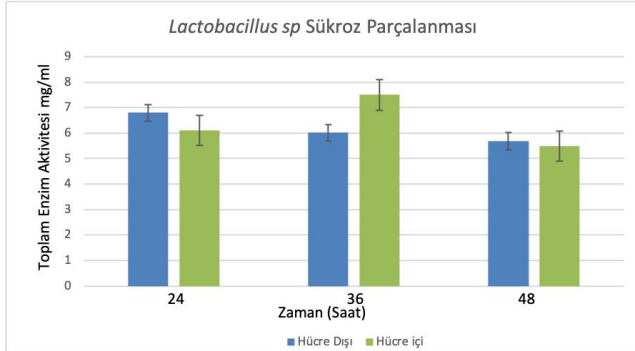
seviyeye ulaştığı bulunmuştur. Hücre içi enzim aktivitesi 24 saatte 16,2 mg/ml, 48.saatte ise 21,2 mg/ml olarak gözlemlenmiştir. Hücre dışı enzim aktivitesi 24 saatte 17 mg/ml, 48.saatte ise 20,3 mg/ml olarak gözlemlenmiştir (Şekil 4).



Şekil 4. *Lactobacillus rhamnosus*' un gelişim saatlerine göre gösterdiği spesifik enzim aktivitesi

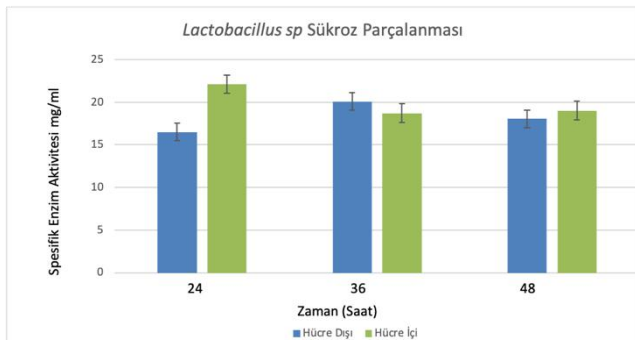
3.2. Sükraz Aktivitesi

Lactobacillus sp için hücre dışı en yüksek toplam sükraz enzim aktivitesi 24 saat sonunda ölçülürken hücre içi en yüksek seviyeye ise 36 saatlik inkübasyon periyodu sonunda ulaştığı gözlemlenmiştir (Şekil 5). Hem hücre içi hem hücre dışı toplam sükraz enzim aktivitelerinin 48. saatte azalma eğilimi gösterdiği belirlenmiştir. Hücre içi enzim aktivitesi 24 saatte 6.1 mg/ml, 48.saatte ise 5.5 mg/ml olarak gözlemlenmiştir. Hücre dışı enzim aktivitesi 24 saatte 6.8 mg/ml, 48.saatte ise 5.6 mg/ml olarak gözlemlenmiştir (Şekil 5).



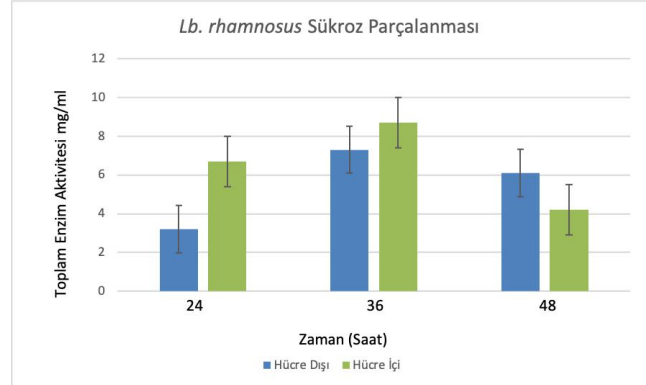
Şekil 5. *Lactobacillus sp*'in gelişim saatlerine göre gösterdiği toplam enzim aktivitesi

Hücre dışı ve hücre içi sükraz enzimi spesifik aktiviteleri belirlenmiş olan *Lactobacillus sp* 'nin hücre içi enzim aktivitesi 24 saatte 22.1 mg/ml, 48.saatte ise 19,01 mg/ml olarak belirlenmiştir. Hücre dışı enzim aktivitesi 36. saatte 20,07 mg/ml, 48.saatte ise 18,05 mg/ml olarak hesaplanmıştır (Şekil 6).



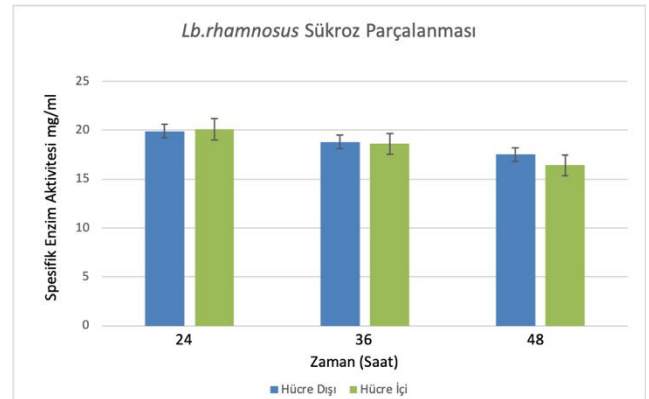
Şekil 6 . *Lactobacillus sp* in gelişim saatlerine göre gösterdiği spesifik enzim aktivitesi

Lactobacillus rhamnosus'un toplam enzim aktivitesinin hücre içi enzim aktivitesi 24 saatte 6,7 mg/ml, 48.saatte ise 4,2 mg/ml olarak gözlemlenmiştir. Hücre dışı enzim aktivitesi 24 saatte 3,2 mg/ml, 48.saatte ise 6,1 mg/ml olarak gözlemlenmiştir (Şekil 7).



Şekil 7. *Lactobacillus rhamnosus* gelişim saatlerine göre sükraz toplam aktivitesi toplam aktivitesi

Lactobacillus rhamnosus 'un hücre içi enzim aktivitesi 24 saatte 20.1 mg/ml, 48.saatte ise 16.4 mg/ml olarak gözlemlenmiştir. Hücre dışı enzim aktivitesi 24 saatte 19.9 mg/ml, 48.saatte ise 17.5 mg/ml olarak gözlemlenmiştir (Şekil 8).



Şekil 8. *Lactobacillus rhamnosus* gelişim saatlerine göre sükraz spesifik enzim aktivitesi

4. Tartışma

Yonca silajından izole edilen *Lactobacillus sp* ve *Lactobacillus rhamnosus* türlerine ait inülinaz ve sükraz enzimi aktiviteleri incelenmiştir. Hücre içi enzim aktiviteleri ve hücre dışı enzim aktiviteleri incelendiğinde inülinaz aktivitesi için optimum sıcaklık olan 50 °C 'de (Neeraj, ve ark.2017) *Lactobacillus sp* için hücre dışı spesifik inülinaz aktivitesi 36. saatte maksimum seviyeye ulaştığı gözlemlenmiştir. Bu durum özellikle bakteriyel gelişimin hızlı olmasını göstermesi açısından önem arz etmektedir. Özellikle silaj inokulantı olarak kullanılma potansiyeli oluşturabilmesi için mikrobiyal gelişimin hızlı olması, uçucu yağ asitlerinin en kısa zamanda ortaya çıkarılıp silaj pH sınırın birkaç gün içerisinde hızlıca düşürülmesi hem yem değerinin korunması açısından hem de yemi tüketecek olan

hayvan sağlığı açısından hayati niteliktedir (Driehuis ve ark., 2018). Her iki suşun da üretme yeteneğine sahip oldukları her iki enziminde önemli oranlarda hücre dışı aktivite olarak gözlemlenmesi ise diğer önemli bir hususu ortaya koymaktadır. Çünkü yem materyalinin silaja dönüşmesi esnasında sahip oldukları farklı polimerik yapıların hayvanların daha kolay kullanabileceği monomerik yapılara dönüşmesi oluşacak olan silaj materyalinden hayvanların çok daha yüksek oranlarda faydalanmalarına olanak tanıyacaktır (Ozkose ve ark., 2009).

Streptococcus thermophilus, *Lactobacillus delbrueckii* subsp. *bulgaricus*, *L. acidophilus*, *L. paracasei* subsp. *paracasei* and *Bifidobacterium lactis* in fermented milk. International Dairy Journal. 17: 1107- 1114.

Kaynaklar

- Alp G., Aslım B. (2009), İnsan bağırsak sistminde probiyotik olarak bulunan bifidbakterilerin önemi. Anadolu üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi 10(2):343-354.
- Driehuis, F., Wilkinson J.M., Jiang Y., Ogunade, I., Adesogan A.T. Silage review: Animal and human health risks from silage. Journal of DairyScienceVol:101(5) : 4093-4110
- Ekinci, M.S., Ozcan, N., Ozkose, E. and Flint, H.J. (2001). A study on cellulolytic and hemicellulolytic enzymes of anaerobic rumen bacterium *Ruminococcus flavefaciens* strain 17. Turkish Journal of Veterinary and Animal Science. 703-709.
- Filya, İ., 2002, Laktik asit bakteri ve laktik asit bakteri+enzim karışımı silaj inokulantlarının mısır silajı üzerine etkileri. Türk J Vet Anim Sci. 26: 679–687.
- Ludwig, W., Schleifer K. H., Whitman, W. B., 2009, Bergey's Manual Of Systematic Bacteriology Classis: Lactobacteriodes, Vol.3, The Firmucutes, second Edition, Springer, USA.
- Meeske, R., Ashbell, G., Weinberg, Z.G., Kipnis, (1993). Ensiling forage sorghum at two stages of maturity with the addition of lactic acid bacterial inoculants. Anim. Feed Sci. Technol.; 43: 165-175.
- Moran, J., Weinberg, Z.G., Ashbell, G., Hen, Y., Owen, T.R. (1996) The Effect of a Bacterial Inoculant on the Fermentation and Aerobic Stability of Whole Crop Wheat Silage. In: Proc. 11th International Silage Conference. Aberystwyth, Wales,.. 164-165.
- Neeraj, G., Shobana Ravi, Ravindran Somdutt, ShriAishvarya Kaliyur Ravi & Vaidyanathan Vinoth Kumar (2017). Immobilized inulinase: a new horizon of paramount importance driving the production of sweetener and prebiotics. Critical Reviews in Biotechnology. VOL. 38, NO. 3, 409–422
- [Okoye C.O.](#), [Dong K.](#), [Wang , Y.](#), [Gao L.](#), [Li X.](#), [Wu Y.](#), [Jiang, J.](#) 2022. Comparative genomics reveals the organic acid biosynthesis metabolic pathways among five lactic acid bacterial species isolated from fermented vegetables. New Biotechnology, 70:73-83.
- Ozkose, E., Akyol, I., Kar, B., Comlekcioglu, U., Ekinci, M.S. (2009).Expression of fungal cellulase gene in *Lactococcus lactis* strains to construct novel recombinant silage inoculants. Folia Microbiologica, 54 (4)335-342
- Shape ME, Fryer TF, Smith DG (1966),Identification of the Lactic Acid Bacteria. “Gibbs, M.M. and Skinner, F.A Identification Methods for Microbiologist” Part A. p. 245, Academic Press, New York
- Şimşek O., Bilgin B. (1996), Gıda Sanayinde kullanılan laktik asit bakterilerinin oluşturdukları antibiyotiklerin biyokimyasal ve genetik özellikleri. Standart, 409, 89-96.
- Tabasco, R., Paarup, T., Janer, C., Peláez, C., Requena, T., 2007, Selective enumeration and identification of mixed cultures of



Effects of coculturing of anaerobic gut fungi and lactic acid bacteria on enzyme activities

Tuğçe Turgut^{1*}, Aziz Bolat², Halit Yücel³, Emin Özköse⁴, M. Sait Ekinci⁵

^{1*} Zootečni Bölümü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Kahramanmaraş TÜRKİYE, (ORCID:0000-0003-2147-5526), tugceturgut@ksu.edu.tr

² Zootečni Bölümü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Kahramanmaraş TÜRKİYE, (ORCID: 0000-0002-4630-2368), bolat10@gmail.com.tr

³ Zootečni Bölümü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Kahramanmaraş TÜRKİYE, (ORCID:0000-0002-6196-5303), halityucel@ksu.edu.tr

⁴ Zootečni Bölümü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Kahramanmaraş TÜRKİYE (ORCID: 0000-0001-5710-4175), cozkose@ksu.edu.tr

⁵ Zootečni Bölümü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Ziraat Fakültesi, Kahramanmaraş TÜRKİYE (ORCID: 0000-0001-7994-0203), sekinci@ksu.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1144941)

ATIF/REFERENCE: Turgut T., Bolat, A., Yücel H., Özköse E. & Ekinci M.S. (2022). Effects of coculturing of anaerobic gut fungi and lactic acid bacteria on enzyme activities. *European Journal of Science and Technology*, (39), 113-117

Abstract

Rumen, main compartment of the stomach of ruminant herbivores, have a low redox potential and anaerobic ecosystem in where various microbial populations inhabit, such as bacteria, anaerobic gut fungi (AGF), protozoa and archaea. These microbial groups have a symbiotic life whilst both synergetic relationship and inhibition of some activities could be observed when they are cultured as mixture. Relatively higher enzyme activities of the AGF is well documented although our knowledge about the possible effects of coculturing with lactic acid bacteria on their enzyme activity is still limited. In current work, AGF *Neocallimastix* GMLF11 was cocultured with *Enterococcus sp* and *Bifidobacterium sp* separately and its enzyme activities (inulinase and sucrase) were determined at 45 °C after 24, 36 and 48 hours incubation periods. The highest supernatant specific sucrase (EC 3.2.1.48) activity of *Neocallimastix* GMLF11 and *Enterococcus sp* coculture was determined as 21,4 µmol/min/mg/ml protein for 36h incubation while cell associated specific sucrase activity of same mixture was observed as 22,4 µmol/min/mg/ml protein for 48 h incubation. *Neocallimastix* GMLF11 and *Bifidobacterium sp* coculture showed the highest cell associated specific sucrase activity at 48h incubation as 22,4 µmol/min/mg/ml protein, whilst that activity was determined as 24,6 µmol/min/mg/ml protein for supernatant samples at the end of 24h incubation period. The highest cell associated and supernatant specific activities of pure culture of *Neocallimastix sp* was 8 and 12,3 µmol/min/mg/ml respectively. Axenic cultures of *Enterococcus sp* and *Bifidobacterium sp* showed 20,7 and 21 µmol/min/mg/ml protein supernatant enzyme activity respectively, while cell associated specific activities of that cultures were calculated as 15,9 and 17,6 µmol/min/mg/ml protein respectively. These results suggest that enzyme activities of these microbial groups are remarkably induced when they were grown in coculture.

Keywords: Anaerobic gut fungi, Bifidobacterium, Enterococcus, Neocallimastix, rumen

Anaerobik Gut Fungusları İle Laktik Asit Bakterilerinin Kokültür Olarak Yetiştirildiklerinde Enzim Aktiviteleri Üzerine Etkileri

Öz

Rumen, ruminant hayvanların sindirim sistemi içerisinde yer alan, dört bölmeden oluşan midenin en önemli kısmını oluşturan, redoks potansiyeli düşük, anaerobik ve mikroflora bakımından geniş popülasyona sahip bir ekosistemdir. Bu mikroflora içerisinde bakteriler, protozoanlar, anaerobik gut fungusları (AGF), arkealar yer almaktadır. Çoğunlukla simbiyotik yaşam sürmekte olan bu mikroorganizmaların birbirleri üzerine sinerjetik ve baskılayıcı etkileri de bulunmaktadır. AGF yüksek fibrolitik enzim aktivitelerine sahip mikroorganizmalardır, ancak laktik asit bakterileri ile birlikte yetiştirildiklerinde enzim aktivitelerinin hangi yönde etkileneceğine dair bilgilerimiz oldukça kısıtlıdır. Bu çalışmada AGF cinslerinden *Neocallimastix sp* GMLF11 ile *Enterococcus sp* ve *Bifidobacterium sp* ayrı ayrı anaerobik besi yerinde 24, 36 ve 48 saatlik inkübasyona bırakılmış ve 45 °C 'deki (inülinaz, sükröz) enzim aktiviteleri incelenmiştir. Hücre dışındaki sukrozun parçalanması ile oluşan spesifik enzim aktivitesi GMLF11 *Enterococcus sp* için

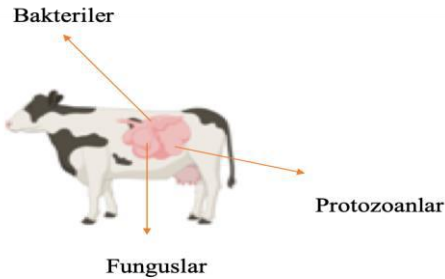
* Corresponding Author: tugceturgut@kdu.edu.tr

21,4 µmol/min/mg/ml protein olarak 36. saatte gerçekleşirken, hücre içi spesifik aktivite 22,4 µmol/min/mg/ml protein olarak 48. saatte en yüksek seviyeye ulaşmıştır. Diğer kombinasyon olan GMLF11 - *Bifidobacterium sp* hücre içi spesifik enzim aktivitesi 48 saat sonunda 22,4 µmol/min/mg/ml protein olarak ölçülmüş, hücre dışı en yüksek seviyeye (24,6 µmol/min/mg/ml protein) ise 24 saat sonunda ulaşılmıştır. *Neocallimastix sp*'nin hücre içi spesifik enzim aktivitesi ise 36. saatte 8 µmol/min/mg/ml hücre dışı aktivite ise 12,3 µmol/min/mg/ml olarak hesaplanmıştır. *Enterococcus sp* ve *Bifidobacterium sp* saf kültür olarak 36 saatlik inkübasyonları sonunda süpernatant enzim aktivitesi sırası ile 20,7 ve 21 µmol/min/mg/ml protein olarak belirlenirken hücre içi aktivite ise 48 saatte 15,9 ve 17,6 µmol/min/mg/ml protein olarak ölçülmüştür. Bu sonuçlar funguslar ile laktik asit bakterilerinin kokültür olarak yetiştirildiklerinde enzim aktivitelerinde önemli derecede artış olduğunu göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: Anaerobik gut fungusları, Bifidobacterium, Enterococcus, Neocallimastix, rumen

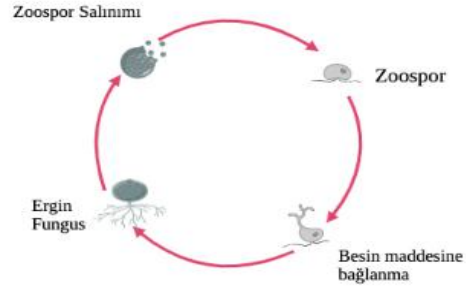
1. Giriş

Hayvancılığın en önemli bireyleri olan sığır, keçi ve koyunlar gibi ruminant hayvanlar için yemden yararlanma oldukça önemli bir konumdur. Rumen, ruminant ve bazı ruminant olmayan tek mideli hayvanların (at, eşek deve vb.) sindirim sistemlerinin tümünü kapsamaktadır. Odacıklar halinde 4 bölümden oluşan bu karmaşık yapı içerisindeki mikroorganizmalar aracılığı ile de sindirimi gerçekleştirmektedir. Rumen içerisinde bulunan bu mikroorganizmaların yemin hayvan tarafından daha etkin kullanılmasına yardımcı olduğu bilinmektedir. Rumenin geniş mikroflorası içerisinde bilinen en büyük gruplar bakteriler, funguslar, protozoanlar olarak sınıflandırılabilirler (Şekil 1). Her bir gruba ait bireylerin kendilerine özgü yaşam şekilleri mevcuttur. Rumen koşulları anaerob olduğundan dolayı burada yaşayan mikroorganizmalarda zorunlu anaerob (oksijensiz solunum) mikroorganizmalar olarak tanımlanmaktadır. Bu özelliklerinin yanı sıra rumen içerisinde belirli bir hiyerarşik düzen söz konusudur.



Şekil 1. Sığır midesi ve rumendeki mikroorganizmalar

Anaerobik gut fungusları (AGF) bu mikroorganizmalar içerisinde önemli bir konumda bulunmaktadır. Ruminant hayvanlardan AGF'lerin ilk izolasyonu 1970'lerde gerçekleştirilmiş ve 50 farklı herbivor sindirim sisteminde buldukları da gözlemlenmiştir (Kittelman ve ark., 2012). Günümüze kadar 20'den fazla tür AGF belirlenmiştir (Paul ve ark., 2018). Yaşam döngüsü hareketli bir zoospor safhası ve yaşam döngüsü üzerinde hareketsiz vejetatif Tallus safhası olmak üzere 2 aşamadan oluşmaktadır (Orpin, 1975, Theodorou ve ark., 1990) (Şekil 2).



Şekil 2. Anaerobik fungusların yaşam döngüsü

2. Materyal ve Metot

2.1. Kullanılan mikroorganizmalar

Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Ziraat Fakültesini Zootehni Bölümüne ait koleksiyonundan *Neocallimastix sp* (GMLF 11), *Bifidobacterium sp* ve *Enterococcus sp* 'ye ait bireyler kullanılmıştır.

2.2. Besiyerlerinin hazırlanması

GMLF 11 suşu için anaerobik besi yeri Orpin (1976)'e hazırlanmıştır. *Bifidobacterium sp* için MRS ticari besi yeri ve *Enterococcus sp* için ise LB besi yeri kullanılmıştır.

2.3. Mikroorganizmaların aktifleştirilmesi

Her üç suş için optimum koşullar düşünülerek hazırlanmış besi yerlerinde 24, 36 ve 48 saat süren inkübasyon süreleri belirlenmiş saf kültür ve GMLF 11 ile *Bifidobacterium sp* kokültür ve de GMLF 11 *Enterococcus sp* kokültürleri oluşturulacak şekilde geliştirilmiştir. Süre sonunda suşlara ait hücre peletleri ve süpernatantlar enzim analizleri için +4 °C 'de muhafaza edilmiştir.

2.3. Enzim Ekstratlarının Hazırlanması

Enzimlerinin aktivesi Miller (1959) 'e ait yöntem kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Buna göre reaksiyon karışımı 25µl enzim ekstraktı ve 225µl substrat (%0.5 substrat, 25mM potasyum fosfat tamponu, pH 6.5 sükröz ve inülin) oluşmaktadır. Karışım 45 °C' de 45dk inkübasyona bırakılmıştır. Karışım üzerine 250µl 3-5 dinitrosalisilik asit (DNS) solüsyonu (%30 sodyum potasyum tartarat, 2N NaOH, %1 DNS) katılmış ve 5dk kaynar su banyosunda bekletilerek enzim reaksiyonu durdurulmuştur. Kontrol grubu sırasıyla 225µl substrat üzerine 250µl DNS ilave edilmiş 25µl enzim ekstratından eklenerek 5dk kaynar su banyosunda bekletilmiştir. Kontrol ve deney grubu karışımları saf su ile 1ml' ye tamamlanarak spektrometrede

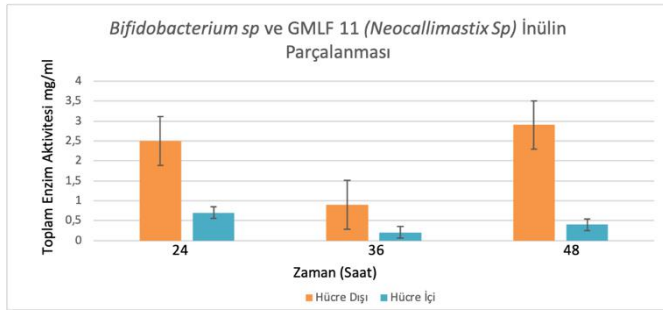
540nm'de okutulmuştur. Standart çözeltisinde glikoz kullanılmıştır bütün enzim çalışmaları 2 tekerrür 3 paralel olarak yürütülmüştür. Bir ünite enzim aktivitesi 1dk içinde alınan 1µ mol indirgenen şeker miktarı olarak tanımlanmıştır.

3. Bulgular ve Tartışma

Saf kültür ve kokültür gelişimleri sonucu oluşan hücre içi ve hücre dışı inülinaz ve sükröz enzim aktiviteleri spesifik ve toplam enzim aktivitesi olacak şekilde hesaplanmıştır.

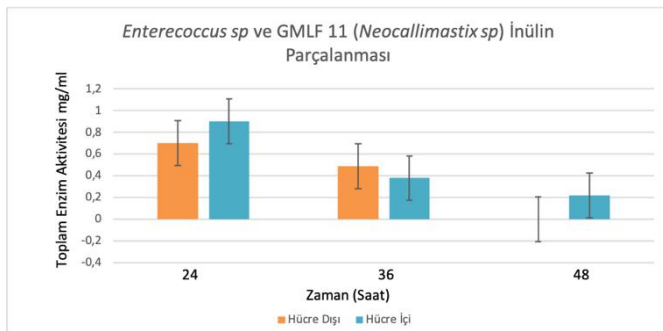
3.1. Toplam inülinaz aktivitesi

Bifidobacterium sp ve GMLF 11 şuşlarına ait toplam enzim aktiviteleri hücre içi ve hücre dışında farklılık göstermektedir. Hücre içi enzim aktivitesi 24 saatte 0,7 µmol/min/mg/ml ile maksimum seviyeye ulaşırken en düşük 36 saatte 0,2 µmol/min/mg/ml miktarına düşüş göstermiştir. Hücre dışı toplam aktivite ise en yüksek değere 48. saatte 2,9 µmol/min/mg/ml ölçülmüş en düşük ise yine 36 saatte 0,9 µmol/min/mg/ml olarak belirlenmiştir (Şekil 3).



Şekil 3. *Bifidobacterium sp* ve GMLF 11 kokültürlerine ait toplam inülinaz aktivitesi

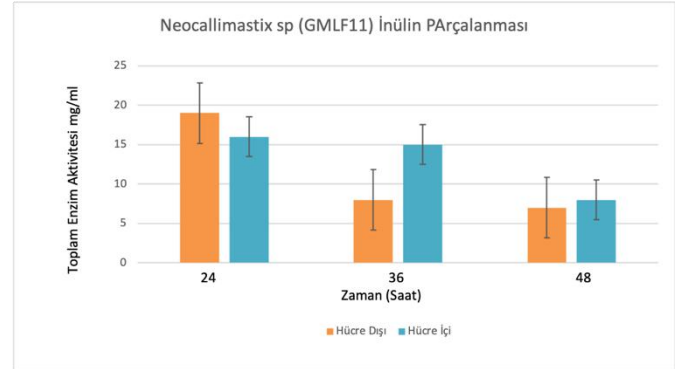
Enterococcus sp le GMLF 11 şuşlarının kokültür gelişimleri sonucunda elde edilen inülinaz toplam enzim aktivitesi hücre dışında ve hücre içinde değişiklik göstermektedir. hücre içi toplam inülinaz aktivitesinin en yüksek olduğu zaman dilimi 24. saatte 0,9 µmol/min/mg/ml iken en düşük olduğu zaman dilimi 48. saatte 0,22 µmol/min/mg/ml olarak belirlenmiştir. hücre dışı toplam inülinaz aktivitesi ise yine 24. saatte en yüksek seviyeye 2,5µmol/min/mg/ml ile ulaşmış olup en düşük değerde 48. saatte hesaplanamayacak kadar az bulunmuştur (Şekil 4).



Şekil 4. *Enterococcus sp* ve GMLF 11 kokültürlerine ait toplam inülinaz aktivitesi

Neocallimastix sp' ye ait bireylerin inülinaz toplam enzim aktivitesinde 24 saatte en yüksek hücre içi enzim miktarına 16 e-ISSN: 2148-2683

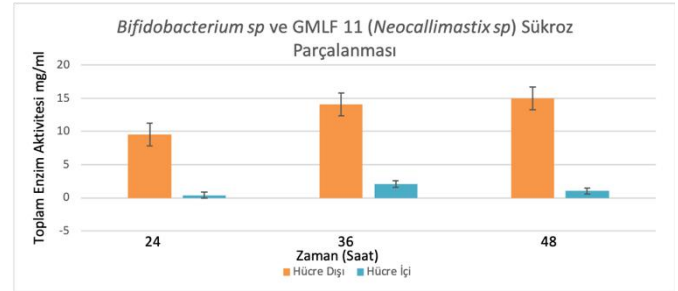
µmol/min/mg/ml protein olarak ulaşmış olup en düşük aktiviteye 48 saatte 8 µmol/min/mg/ml protein olarak belirlenmiştir. Hücre dışı toplam enzim aktivitesi 24 saatte 19 µmol/min/mg/ml protein ile maksimum seviyeye ulaşmış minimum ise yine 48 saatte 7 µmol/min/mg/ml protein değeri ile belirtilmiştir (Şekil 5).



Şekil 5. *Neocallimastix sp* saf kültürüne ait toplam inülinaz aktivitesi

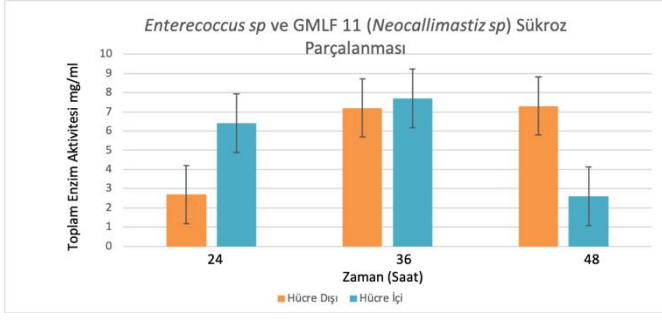
3.2. Toplam inülinaz aktivitesi

Bifidobacterium sp ve GMLF 11 (*Neocallimastix sp*) 'nin kokültür gelişimleri sonucunda ortaya çıkan toplam sükröz aktivitesi hücre içi 36 saatte maksimum seviyeye ulaşmıştır. Toplam hücre içi sükröz aktivitesi 24 saatte 0,4 µmol/min/mg/ml protein miktarı ile önemsiz sayılabilecek düzeydedir. Hücre içi 48 saatte 1 µmol/min/mg/ml protein miktarı ile yeniden azalmıştır. Hücre dışı enzim miktarı 15 µmol/min/mg/ml protein 48 saatte gözlemlenirken 24 saatte 9,5 µmol/min/mg/ml protein olarak belirlenmiştir (Şekil 6).



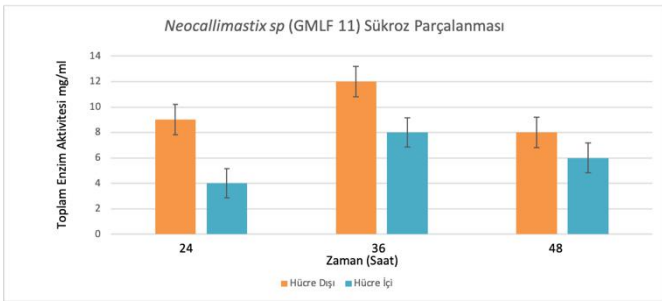
Şekil 6. *Bifidobacterium sp* ve GMLF 11 (*Neocallimastix sp*) kokültür gelişimlerine ait toplam sükröz aktivitesi

Sükröz toplam enzim aktivitesi *Enterococcus sp* ve GMLF 11 şuşu için hücre içi ve hücre dışı en yüksek 36 saatte gözlemlenmiştir. Hücre içi 24 saatte 6,4 µmol/min/mg/ml protein ve 48 saatte 2,6 µmol/min/mg/ml protein olduğu görülmüştür (Şekil 7).



Şekil 7. *Enterococcus sp* ile GMLF 11 sükraz toplam aktivitesi

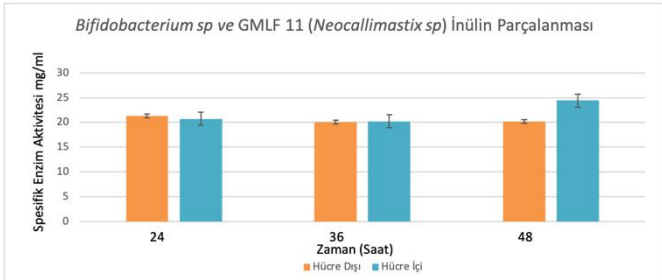
Neocallimastix sp'nin saf kültür geliştirmesi sonucu elde edilen toplam sükraz miktarı hücre içi ve hücre dışında farklı olarak bulunmuştur. En iyi enzim aktivitesi sonucu 36 saatte hem hücre içi hem de hücre dışında aynı zamanda gözlemlenmiştir (Şekil 8).



Şekil 8. *Neocallimastix sp*. saatlik sükraz aktivitesi

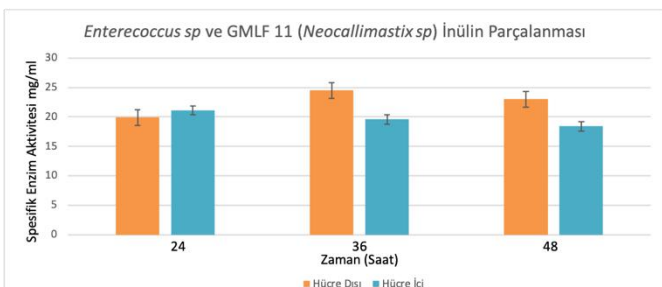
3.3. Spesifik inülaaz aktivitesi

Bifidobacterium sp ve GMLF 11 suşları için spesifik inülaaz aktivitesi incelenmiş ve inülaaz aktivitesinin 48 saatte hücre içi aktivitesinin en yüksek değerde olduğu tespit edilmiştir (Şekil 9).



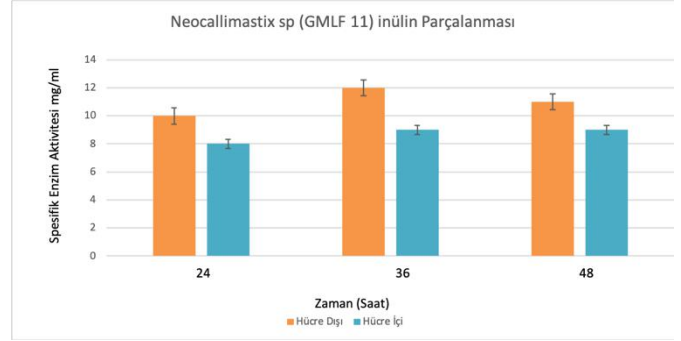
Şekil 9. *Bifidobacterium sp* kokültür çalışması saatlik enzim aktivitesi

Enterococcus sp kokültür çalışması sonucu hücre dışı inülin parçalanması en yüksek 36 saatte en düşük 24 saatte gözlemlenmiştir. Bunun tersi olarak hücre içi aktivite 24 saatte maksimum seviyeye ulaşmış 48 saatte doğru enzim miktarında azalma gözlemlenmiştir (Şekil 10).



Şekil 10. *Enterococcus sp* kolültür çalışması enzim aktivitesi

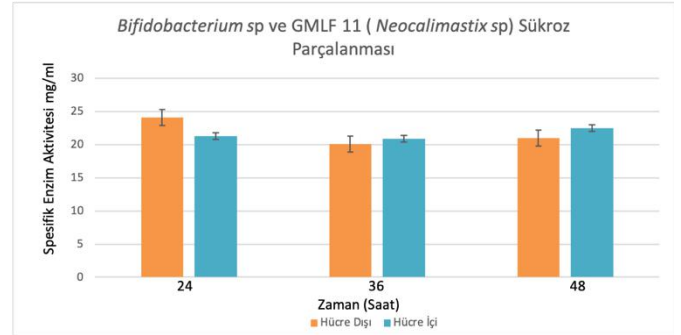
Neocallimastix sp 'ye ait bireyin saf kültür çalışması sonucu inülinaz spesifik aktivitesi hücre içi ve hücre dışı farklılık göstermektedir. Hücre içi aktif enzim miktarı hücre dışı enzim miktarına oranla düşük olurken en yüksek enzim aktivitesi her iki koşulda da 36n saat sonunda gözlemlenmiştir (Şekil 11).



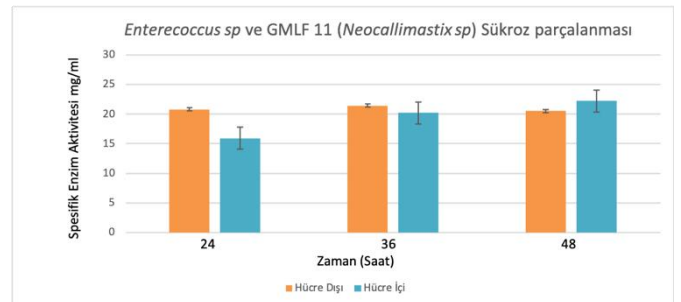
Şekil 11. *Neocallimastix sp* (GMLF 11) zamana göre inülinaz spesifik aktivitesi

3.3. Spesifik sükraz aktivitesi

Spesifik enzim aktivitesi kokültür gelişimlerinde saf kültür gelişimlerine göre farklılık göstermiştir. Buna göre hücre içi ve hücre dışı aktiviteler analiz edilmiş olup hücre dışı enzim miktarlarının hücre içine göre yüksek olduğu belirlenmiştir (Şekil 12).

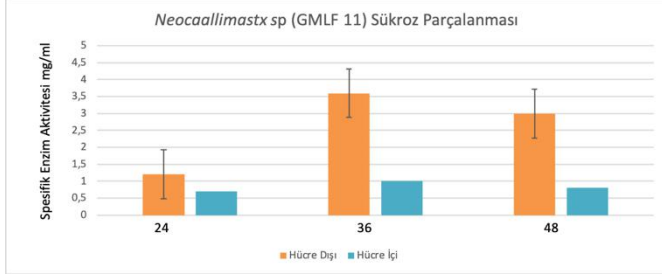


Şekil 12. Spesifik sükraz aktivitesinin *Bifidobacterium sp* kokültür gelişiminde zamana göre değişimi. Kombinasyonlu gelişim sonucu sükraz aktivitesinin zamana göre değişimleri incelenmiş enzim aktivite değerlerinin hücre dışı ve hücre içi miktarlarında benzer sonuçlar elde edilmiştir (Şekil 13).



Şekil 13. *Enterococcus sp* kokültür çalışmaları spesifik sükraz aktivitesinin zamana göre değişim grafiği.

Saf kültür geliştirme sonucu spesifik enzim aktiviteleri supernatant ve hücre içi aktivitelerde önemli derecelerde farklılık tespit edilmiştir (Şekil 14).



Şekil 14. *Neocallimastix sp* saf kültür çalışmaları sükröz aktivitesinin zamana göre değişim grafiği

Neocallimastix sp saf gelişimlerinde hücre dışı sükröz aktivitesi 36 saatte maksimum seviyeye ulaşmış olup, hücre içi aktivite ise tüm zaman dilimlerinde birbirine yakın bulunmuştur.

4.Sonuç ve Tartışma

Enzim aktivitelerine genel olarak bakıldığında hücre dışı enzim aktivitelerinin hücre içi aktivitelerine önemli derecede yüksek olduğu gözlemlenmiştir. Aynı zamanda saf kültür ve kokültür gelişmelerinde de enzim aktivite miktarlarındaki farklılıklar önemli düzeydedir. Kokültür geliştirme sonucu mikroorganizmaların enzim aktivitesi bakımından birbirlerini pozitif yönde etkiledikleri gözlemlenmiştir.

Kaynaklar

- Kittlmann, S.; Naylor, G.E.; Koolaard, J.P.; Janssen, P.H. (2012),A proposed taxonomy of anaerobic fungi (class neocallimastigomycetes) suitable for large-scale sequence-based community structure analysis., 7, 1–13
- Paul, S.S.; Bu, D.; Xu, J.; Hyde, K.D.; Yu, Z.(2018).,A phylogenetic census of global diversity of gut anaerobic fungi and a new taxonomic framework. Fungal Divers., 89, 253–266.
- Orpin, C.G., 1975. Studies on the Rumen Flagellate *Neocallimastix frontalis*. *Journal of general microbiology*, 91(2),249–262.



Effect of NaBH₄ concentration on hardness and microstructural properties of electroless deposited St-37 steel

Y. Yılmaz*, H. Akbulut² and M. Uysal³

^{1*} Sivas University of Science and Technology, Faculty of aeronautics and astronautics, Department of Aeronautical Engineering, Sivas, Turkey, (ORCID: 0000-0003-0690-8004), yyilmaz@sivas.edu.tr

² Sakarya University, Faculty of Engineering, Department of Metallurgical and Materials Engineering, Sakarya, Turkey, (ORCID: 0000-0002-2984-347X), akbulut@sakarya.edu.tr

³ Sakarya University, Faculty of Engineering, Department of Metallurgical and Materials Engineering, Sakarya, Turkey, (ORCID: 0000-0002-9396-7450), mehmetu@sakarya.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences, July 20-23, 2022, Konya, Turkey)

(DOI: 10.31590/ejosat.1140395)

ATIF/REFERENCE: Yılmaz, Y., Akbulut, H., & Uysal, M. (2022). Effect of NaBH₄ concentration on hardness and microstructural properties of electroless deposited St-37 steel. *European Journal of Science and Technology*, (39), 118-121.

Abstract

In this study, electroless Ni-B depositions were achieved on the St-37 steel substrates at different NaBH₄ concentrations and 950 °C and 1 hour. Electroless Ni-B deposited samples had a cauliflower-like surface texture that makes the electroless Ni-B deposited surface lubricating naturally and as the NaBH₄ concentration increased, the grain size decreases in the microstructure. XRD spectra of the sample showed partial amorph region together with the crystalline region. Microhardness testing of the deposited samples were performed with a microhardness tester under a load of 25 g and an indentation time of 10 s. The highest hardness value was obtained in the sample prepared with 1.4 g/l NaBH₄ concentration.

Keywords: Deposition, Microhardness, Ni-B, Microstructure, St-37, Surfaces.

1. Introduction

A great number of hard depositing techniques have been developed to improve the surface of the materials. Generally, these techniques are applied on substrate materials to control their wear and friction behavior. Among the deposition processes, electroless deposition allows the production of wear resistant hard coatings without the use of special equipment [1]. The principle of electroless deposition is relatively simple: It is based on the reduction of metal ions placed in aqueous solution with a chemical substance without the need for an external current source [2]. The electroless deposition process has gained widespread acceptance in the market due to the excellent corrosion and wear resistance properties of the coatings [3]. The electroless deposition method can provide a thin and uniform deposition layer regardless of the size, shape and nature of the substrate material provided that the surface of the material to be deposited is properly treated. Since no external current source is used, the reaction rate during deposition can be controlled and adjusted relatively easily compared to the electrical deposition process. Among the different types of electroless metal deposition, nickel has proven its importance in applications due to its excellent wear and corrosion resistance [4]. There are many of study of the electroless nickel deposition [1-10] but within the framework of this study, the effect of NaBH₄ concentration used

as a reducing agent on hardness and microstructure properties of electroless nickel boron depositions was investigated.

2. Material and Method

In this electroless Ni-B deposition process, 25x35x5 mm St-37 steel samples was used. For the surface cleanliness of steels, they were polished, ground with SiC paper, cleaned ultrasonically with acetone, immersed in vol.30% HNO₃ solution and cleaned with distilled water respectively. The electroless deposition process were performed at solutions having 0.8 g/l, 1.4 g/l, 2.0 g/l and 2.6 g/l NaBH₄ concentrations respectively at 95 °C and 1 hour. The component and their functions used in the electroless deposition process were given Table 1. After the deposition process, the samples were cut and mounted in a resin and prepared for metallographic observation by polishing and etching %2 nital. A Field Emission Scanning Electron Microscopy (FESEM, QUANTA FEG 450) is used to observe the surface characteristics of deposited samples. The microstructure of the deposited samples were analyzed by X- Ray Diffractometer (XRD, Rigaku) using CuK α radiation with wave length of 0.1542 nm The sample was scanned between 20° and 90° at a rate of 3°/min. Hardness testings for the deposited samples were achieved with a microhardness tester (Microhardness Tester, LEICA VMHT MOT) under a load of 25 g and indentation time of 10 s.

Table 1. Components and functions and concentration of the electroless deposition bath

Coating Bath Components	Concentration	Function
Metallic ion source (NiCl ₂ .6H ₂ O)	30 g/l	Supplying the metal atoms to the material deposited on the surface
Reducing agent (NaBH ₄)	0.8 g/l	Providing to reduce the metallic ions
Complexing agent (EDA)	90 g/l	Complexing with metal ions, and increases bath stability.
Stabilizer (TIAs)	16 mg/l	Preventing decomposition of the bathroom spontaneously.
Alkalinity Element (NaOH)	90 g/l	Adjusting the alkalinity of coating solution.

3. Results and Discussion

Fig.1 illustrates the XRD spectra of samples deposited by electroless Ni-B deposition process under different NaBH₄ concentrations. Here, it is obvious that at approximately $2\theta=45^\circ$, there is a partial wide peak with distinct crystalline nickel peaks. This wide peak indicates the amorph region in the microstructure. This result is some more different than the other literature studies [5, 6, 7]. Theoretically, a disturbance in the arrangement of atoms manifests itself as a broad peak in the XRD pattern, the degree of segregation of the metalloid alloys in the electroless deposition process determines the crystallinity of the deposited layer [3]. Since boron segregation was relatively high, it resulted the amorph region.

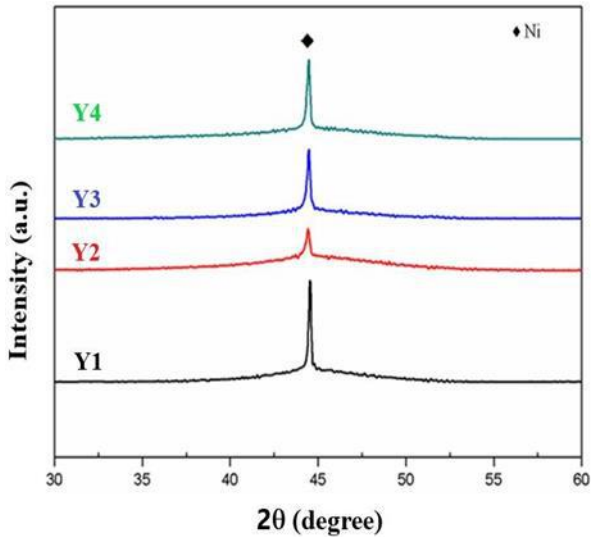


Fig.1. XRD patterns of electroless Ni-B deposited samples produced at different NaBH₄ concentrations (black line: 0.8 g/l (Y1), red line:1.4 g/l (Y2), blue line:2.0 g/l (Y3) and green line: 2.6 g/l (Y4) NaBH₄ respectively).

The surface morphology of electroless Ni-B deposited samples are illustrated in Fig. 2. FESEM micrograph of deposited surface exhibited cauliflower type structure which ensures the electroless deposited samples are naturally lubricating that shows the nature of electroless nickel deposition that this point is consistent with other previous scientific studies [11, 12]. It is obvious that, depending on the increasing NaBH₄ concentration, grain sizes in the microstructure decreases and grains are distributed more tightly and homogenously. This may be explained the Hall- Petch effect of the increasing boron atom in the microstructure [6]. Table 2. summarizes the microharness data of the electroless deposited samples. According to the table, the maximum hardness was obtained the sample with 1.4 g/l NaBH₄

4. Conclusions and Recommendations

In this study, effect of the NaBH₄ concentration on the Ni-B electroless deposited St-37 steel samples' microstructural and mechanical properties was studied. As a result, some findings were reached that in the deposited case, the layer microstructure shows crystalline regions with together some partial amorph regions due to irregular distribution of atoms in the microstructure resulting a broad peak. The surface microstructure of the electroless deposited samples show that depending on increasing the NaBH₄ concentration, the grain size decrease in the microstructure that is an evidence of the Hall-Petch's Law. The hardness value increased as the NaBH₄ concentration increase but after a certain NaBH₄ concentration upwards a certain concentration value, hardness value started to decrease due to spontaneous decomposition of the deposition baths.

5. Acknowledge

The study has been supported by The National Boron Research Institute of Turkey (BOREN, 2017-31-07-25-001).

concentration, in higher NaBH₄ concentrations, hardness values decreased due to may be decomposition of the deposition baths spontaneously during the process.

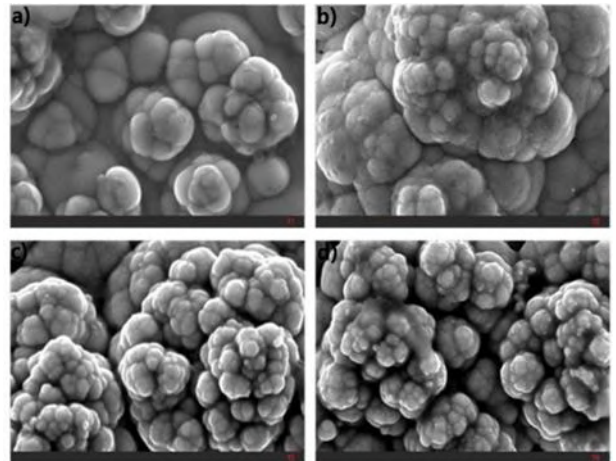


Fig 2. FESEM images of the electroless Ni-B deposited samples obtained at different NaBH₄ concentration (a) Y1:0.8 g/L, b) Y2:1.4 g/l, c) Y3:2.0 g/l and d) Y4:2.6 g/l NaBH₄ concentration respectively.)

Table 2. The average microhardness data of electroless Ni- B deposited samples prepared with different NaBH₄ concentrations. (Y1:0.8 g/l, Y2:1.4 g/l, Y3:2.0 g/l and Y4:2.6 g/l NaBH₄ respectively.)

Electroless Ni-B coated samples	Average Hardness Data (HV _{0.25})
Y1	706
Y2	814
Y3	725
Y4	505

References

- [1] Madah, F., Amadeh, A. A., Dehghanian, C., Investigation on the phase transformation of electroless Ni-B coating after dry sliding against alumina ball. *Journal of Alloys and Compounds* 658., 272-279, 2015.
- [2] Vitry, V., Delaunois, F., Formation of borohydride- reduced nickel-boron coatings on various steel substrates. *Applied Surface Science* 359., 692-703, 2015.
- [3] Krishnavenia, K. Narayanan, T. S. N. S. Seshadri, S.K., Electroless Ni-B coatings: preparation and evaluation of hardness and wear resistance. *Surface & Coatings Technology* 190., 115-121, 2005.
- [4] Zhu, Xiaojing., Processability of Nickel-Boron Nanolayer Coated Boron Carbide. The faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Doctoral Thesis, 2008.
- [5] Vitry, V., Bonin, L., Increase of boron content in electroless nickel-boron coating by modification of plating condition. *Surface & Coatings Technology* 311., 164-171, 2017.
- [6] Narayanan, T. S. N. S., Seshadri, S. K., Formation of characterization of borohydride reduced electroless nickel deposits. *Journal of Alloys and Compounds* 365., 197-205, 2004.

- [7] Vitry, V., Kanta, A. F., Delaunois, F., Mechanical and wear characterization of electroless nickel-boron coatings. *Surface & Coatings Technology* 206., 1879-1885, 2011.
- [8] Riedel, W., "Electroless Nickel Plating", ASM International Metals Park, Ohio, USA, 1991.
- [9] Delaunois, F., Petitjean, J.P., Lienard, P., Jacob- Duliere, M., "Autocatalytic electroless nickel-boron plating on light alloys, *Surface and Coatings Technology*", vol. 124, 2000, 201-209.
- [10] Narayanan, T. S. N. S., Krishnaveni, K., Seshadri, S. K., Electroless Ni-P/Ni-B duplex coatings: preparation and evaluation of microhardness, wear and corrosion resistance, *Mater. Chem. Phys.* 82 (2003) 771-779.
- [11] Baudrand, D. W., *Electroless Nickel Plating in ASM Handbook, Volume 5: Surface Engineering*, 2002.
- [12] Vitry, V., *Electroless Nickel-Boron Deposits: Synthesis, Formation and Characterization; Effect of Heat Treatments; Analytical Modeling of the Structural State*, University of Mons, Belgium, 2010.



Local Analysis of a Competitive Problem with Toxicants

Nihal Özdoğan^{1*}

^{1*} Bursa Technical University, Faculty of Science and Engineering, Department of Mathematics, Bursa, Turkey, (ORCID: 0000-0002-7551-1636), nihal.ozdogan@btu.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1145492)

ATIF/REFERENCE: Özdoğan, N. (2022). Local Analysis of a Competitive Problem with Toxicants. *European Journal of Science and Technology*, (39), 122-126.

Abstract

This study aims to explain the dynamics of a competitive problem affected by toxicants. The effect of toxicants on ecological systems is an interesting topic for mathematical modelling. Discretization of the nonlinear problem is inevitable for right approximation of its solutions due to the difficulty of finding analytical solutions. In this work, a continuous time two species competitive problem was transformed into a discrete time problem. Because, it is very important to create a discrete model that will protect the properties of the original continuous model and the dynamics will be independent of step size. Also, in this study, the dynamic behaviour of a competitive system under the influence of toxicants were investigated. Lastly, the stability properties of each fixed point of the corresponding discrete problem have been examined using some theoretical results.

Keywords: Stability, Toxicants, Fixed point, Competitive system.

Zehirli Maddelerle Rekabetçi Bir Problemin Lokal Analizi

Öz

Bu çalışma, zehirli maddelerden etkilenen rekabetçi bir problemin dinamiklerini açıklamayı amaçlamaktadır. Zehirli maddelerin ekolojik sistemler üzerindeki etkisi matematiksel modelleme için ilginç bir konudur. Analitik çözümleri bulmak zor olduğundan, problemin çözümlerine doğru yaklaşım için lineer olmayan problemin ayrıklaştırılması kaçınılmazdır. Bu çalışmada sürekli haldeki iki tür içeren rekabetçi problem ayrık haldeki probleme dönüştürülmüştür. Çünkü orijinal sürekli modelin özelliklerini koruyacak ayrık bir model oluşturmak çok önemlidir ve modelin dinamikleri adım boyutundan bağımsız olacaktır. Ayrıca bu çalışmada zehirli maddelerin etkisi altındaki rekabetçi bir sistemin dinamik davranışı araştırılmıştır. Son olarak, ilgili ayrık problemin her bir denge noktasının kararlılık özellikleri bazı teorik sonuçlar kullanılarak incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kararlılık, Zehirli maddeler, Rekabetçi sistem.

* Corresponding Author: nihal.ozdogan@btu.edu.tr

1. Introduction

The effect of toxic substances on ecological systems is an interesting topic for mathematical modelling. The uncontrolled contribution of toxic substances to the nature causes the extinction of many species and many others are at the threshold of extinction. Freedman and Shukla [1], Chattopadhyay [2], Samanta [3], Biswas and Bairagi [4], Das et al. [5] and others worked the effects of toxicants on different ecosystems. Recently, nonlinear ordinary differential equations are often used to illustrate the interaction between two species. Due to the difficulties of analytical solutions of these problems, discretization has become inevitable in order to reach approximate solutions.

Numerical methods based on finite difference approximations can be used to predict competitive population dynamics. But disadvantage of these methods is that their accuracy and stability depend on the step size [6]. However, these methods do not guarantee positive solutions for positive initial conditions. On the other hand, using nonstandard finite difference (NSFD) method in the proposed discrete system, this problem can be eliminated. Therefore, it is very important to create a discrete model that will protect the properties of the original continuous model. Dimitrov and Kojouharov [7,8,9], Shokri et al. [10], Banda et al. [11], Sajjad et al. [12] and many others have used nonstandard techniques developed by Mickens [13].

In this paper, we analyze the following competitive problem that is affected by toxic substances in [14]:

$$\frac{dx}{dt} = x(K_1 - \alpha_1 x - \beta_{12} y - \gamma_1 xy) \tag{1}$$

$$\frac{dy}{dt} = y(K_2 - \alpha_2 y - \beta_{21} x - \gamma_2 xy)$$

where $x(t)$ and $y(t)$ denote the population densities at time t . $K_1, K_2, \alpha_1, \alpha_2, \beta_{12}, \beta_{21}, \gamma_1$ and γ_2 are positive constants. K_i is the intrinsic growth rate of species i , α_i indicates the competition coefficient of species i , β_{ij} measures the impact of species j upon the growth rate of species i ($i \neq j; i, j = 1, 2$) and γ_i represents the toxicant coefficients.

2. The Discretization of a Competitive Problem

First of all, we must install the discrete version of the continuous problem with NSFD method. The NSFD method is based on two basic factors [15, 16]:

$$(i) \quad \frac{dx}{dt} = \frac{x_{k+1} - x_k}{\varphi(h)}$$

where $\varphi(h) = h + O(h^2)$.

(ii) nonlinear and linear terms may need a nonlocal presentation.

Building a numerical scheme for equation (1), we discretize the time variable at $t_n = nh, t(\geq 0)$ where $h(> 0)$ is the time step size. To represent the stability analysis of discrete time model, we can employ the following discretizations:

$$x \rightarrow x_k, \quad y \rightarrow y_k, \quad x^2 \rightarrow x_k x_{k+1}, \quad xy \rightarrow x_{k+1} y_k,$$

and

$$yx \rightarrow y_{k+1} x_{k+1}, \quad xy \rightarrow x_{k+1} y_k, \quad y^2 \rightarrow y_k y_{k+1}.$$

Thus, positive solutions can be found. By using NSFD scheme, we can obtain the discrete system:

$$\frac{x_{k+1} - x_k}{\varphi(h)} = K_1 x_k - \alpha_1 x_k x_{k+1} - \beta_{12} x_{k+1} y_k - \gamma_1 x_k x_{k+1} y_k \tag{2}$$

$$\frac{y_{k+1} - y_k}{\varphi(h)} = K_2 y_k - \alpha_2 y_k y_{k+1} - \beta_{21} x_{k+1} y_{k+1} - \gamma_2 x_{k+1} y_k y_{k+1},$$

where $\varphi(h)$ depends on the step size h and it is called denominator function. Let us suppose $h_1 = \varphi(h)$. Then system (2) becomes

$$x_{k+1} = \frac{x_k(1 + h_1 K_1)}{[1 + h_1 \alpha_1 x_k + h_1 \beta_{12} y_k + h_1 \gamma_1 x_k y_k]}, \tag{3}$$

$$y_{k+1} = \frac{y_k(1 + h_1 K_2)}{[1 + h_1 \alpha_2 y_k + h_1 \beta_{21} x_{k+1} + h_1 \gamma_2 x_{k+1} y_k]}.$$

Since all parameters are positive and the initial values are positive, the solution of the discrete system (3) remains positive.

3. Equilibrium Points and Local Stability Analysis

The competitive problem (1) has four equilibrium points: $E_1^* = (0, 0), E_2^* = (\frac{K_1}{\alpha_1}, 0), E_3^* = (0, \frac{K_2}{\alpha_2})$ and $E_4^* = (x^*, y^*)$.

If we take $x_{k+1} = x_k = x$ and $y_{k+1} = y_k = y$ at system (3), the fixed points are satisfying the following equations:

$$x_{k+1} = \frac{x_k(1+h_1K_1)}{[1+h_1\alpha_1x_k+h_1\beta_{12}y_k+h_1\gamma_1x_ky_k]} = x_k,$$

$$y_{k+1} = \frac{y_k(1 + h_1 K_2)}{[1 + h_1 \alpha_2 y_k + h_1 \beta_{21} x_{k+1} + h_1 \gamma_2 x_{k+1} y_k]} = y_k,$$

$$K_1 = \alpha_1 x_k + \beta_{12} y_k + \gamma_1 x_k y_k, \tag{4}$$

$$K_2 = \alpha_2 y_k + \beta_{21} x_{k+1} + \gamma_2 x_{k+1} y_k. \tag{5}$$

In this case the fixed point (x^*, y^*) is satisfying:

$$K_1 = \alpha_1 x^* + \beta_{12} y^* + \gamma_1 x^* y^*,$$

and

$$K_2 = \alpha_2 y^* + \beta_{21} x^* + \gamma_2 x^* y^*.$$

Jacobian matrix of system (3) evaluated at an arbitrary fixed point (x_k, y_k) is found by

$$J(x_k, y_k) = \begin{pmatrix} \frac{\partial x_{k+1}}{\partial x_k} & \frac{\partial x_{k+1}}{\partial y_k} \\ \frac{\partial y_{k+1}}{\partial x_k} & \frac{\partial y_{k+1}}{\partial y_k} \end{pmatrix}$$

where

$$J_{11}(x_k, y_k) = \frac{(1 + h_1 K_1)}{[1 + h_1 \alpha_1 x_k + h_1 \beta_{12} y_k + h_1 \gamma_1 x_k y_k]} - \frac{(1 + h_1 K_1)x_k(h_1 \alpha_1 + h_1 \gamma_1 y_k)}{[1 + h_1 \alpha_1 x_k + h_1 \beta_{12} y_k + h_1 \gamma_1 x_k y_k]^2},$$

$$J_{12}(x_k, y_k) = \frac{-x_k(1+h_1 K_1)(h_1 \beta_{12} + h_1 \gamma_1 y_k)}{[1+h_1 \alpha_1 x_k + h_1 \beta_{12} y_k + h_1 \gamma_1 x_k y_k]^2},$$

$$J_{21}(x_k, y_k) = \frac{-y_k(1+h_1 K_2)(h_1 \beta_{21} + h_1 \gamma_2 y_k)J_{11}}{[1+h_1 \alpha_2 y_k + h_1 \beta_{21} x_k + h_1 \gamma_2 x_k y_k]^2},$$

$$J_{22}(x_k, y_k) = \frac{(1 + h_1 K_2)}{[1 + h_1 \alpha_2 y_k + h_1 \beta_{21} x_k + h_1 \gamma_2 x_k y_k]} - \frac{(1 + h_1 K_2)(h_1 \alpha_2 + h_1 \gamma_2 y_k) J_{12}}{[1 + h_1 \alpha_2 y_k + h_1 \beta_{21} x_k + h_1 \gamma_2 x_k y_k]^2}.$$

Assume that λ_1 and λ_2 are the eigenvalues of the Jacobian matrix.

Lemma 3.1 The fixed point (x_k, y_k) of system (3) is defined stable (sink) if $|\lambda_1| < 1$, $|\lambda_2| < 1$ and unstable (source) if $|\lambda_1| > 1$, $|\lambda_2| > 1$. It is defined unstable (saddle) if $|\lambda_1| > 1$, $|\lambda_2| < 1$ or $|\lambda_1| < 1$, $|\lambda_2| > 1$ and non-hyperbolic if $|\lambda_1| = 1$ or $|\lambda_2| = 1$ [7].

Theorem 3.1 The fixed point E_1^* is a source.

Proof. At the fixed point E_1^* , Jacobian matrix is

$$J(E_1^*) = \begin{pmatrix} J_{11}(E_1^*) & J_{12}(E_1^*) \\ J_{21}(E_1^*) & J_{22}(E_1^*) \end{pmatrix},$$

where

$$J_{11}(E_1^*) = 1 + h_1 K_1,$$

$$J_{12}(E_1^*) = 0,$$

$$J_{21}(E_1^*) = 0,$$

$$J_{22}(E_1^*) = 1 + h_1 K_2.$$

The eigenvalues are $\lambda_1 = 1 + h_1 K_1$ and $\lambda_2 = 1 + h_1 K_2$. Since the eigenvalues are positive and they are greater than one, the fixed point E_1^* is a source.

If we take $y_k = y_{k+1} = 0$ and $x_k = x_{k+1} = 0$ at equation (4), we can obtain x_k and y_k as follows:

$$x_k = \frac{K_1}{\alpha_1}, \quad y_k = \frac{K_2}{\alpha_2}.$$

Theorem 3.2 The fixed point $E_2^* = (\frac{K_1}{\alpha_1}, 0)$ is stable (sink)

if $\frac{\alpha_1}{\beta_{21}} < \frac{K_1}{K_2}$ and it isn't a source. The fixed point $E_2^* =$

$(\frac{K_1}{\alpha_1}, 0)$ is a saddle if $\frac{\alpha_1}{\beta_{21}} > \frac{K_1}{K_2}$ and it is unstable. The fixed

point $E_2^* = (\frac{K_1}{\alpha_1}, 0)$ is non-hyperbolic if $\frac{\alpha_1}{\beta_{21}} = \frac{K_1}{K_2}$ [4].

Proof. At the fixed point E_2^* , Jacobian matrix is

$$J(E_2^*) = \begin{pmatrix} J_{11}(E_2^*) & J_{12}(E_2^*) \\ J_{21}(E_2^*) & J_{22}(E_2^*) \end{pmatrix},$$

where

$$J_{11}(E_2^*) = 1 - \frac{h_1 K_1}{(1+h_1 K_1)},$$

$$J_{12}(E_2^*) = \frac{-h_1 K_1(\beta_{12} \alpha_1 + \gamma_1 K_1)}{(1+h_1 K_1)\alpha_1^2},$$

$$J_{21}(E_2^*) = 0,$$

$$J_{22}(E_2^*) = \frac{1+h_1 K_2}{1+\frac{h_1 K_1 \beta_{21}}{\alpha_1}}.$$

The eigenvalues are $\lambda_1 = 1 - \frac{h_1 K_1}{(1+h_1 K_1)}$, $\lambda_2 = \frac{1+h_1 K_2}{1+\frac{h_1 K_1 \beta_{21}}{\alpha_1}}$.

Since $|\lambda_1|$ is less than one for any $h_1 > 0$, E_2^* isn't a source. If $\frac{\alpha_1}{\beta_{21}} < \frac{K_1}{K_2}$ (for any $h_1 > 0$), $|\lambda_2| < 1$ and E_2^* becomes stable.

Also, if $\frac{\alpha_1}{\beta_{21}} > \frac{K_1}{K_2}$ (for any $h_1 > 0$), $|\lambda_2| > 1$. Thus E_2^* is a saddle.

On the other hand, if $\frac{\alpha_1}{\beta_{21}} = \frac{K_1}{K_2}$, $|\lambda_2| = 1$ and E_2^* is non-hyperbolic.

Theorem 3.3 The fixed point $E_3^* = (0, \frac{K_2}{\alpha_2})$ is stable (sink) if

$\frac{K_1}{K_2} < \frac{\beta_{12}}{\alpha_2}$ and it isn't a source. The fixed point $E_3^* = (0, \frac{K_2}{\alpha_2})$ is a

saddle if $\frac{K_1}{K_2} > \frac{\beta_{12}}{\alpha_2}$ and it is unstable. The fixed point $E_3^* = (0, \frac{K_2}{\alpha_2})$ is non-hyperbolic if $\frac{K_1}{K_2} = \frac{\beta_{12}}{\alpha_2}$ [4].

Proof. At the fixed point E_3^* , Jacobian matrix is

$$J(E_3^*) = \begin{pmatrix} J_{11}(E_3^*) & J_{12}(E_3^*) \\ J_{21}(E_3^*) & J_{22}(E_3^*) \end{pmatrix},$$

where

$$J_{11}(E_3^*) = \frac{1+h_1K_1}{1+\frac{h_1K_2\beta_{12}}{\alpha_2}},$$

$$J_{12}(E_3^*) = 0,$$

$$J_{21}(E_3^*) = \frac{K_2((h_1\beta_{21}+h_1\gamma_2\frac{K_2}{\alpha_2})J_{11}}{(1+h_1K_2)},$$

$$J_{22}(E_3^*) = 1 - \frac{h_1K_2}{(1+h_1K_2)}.$$

The eigenvalues are $\lambda_1 = \frac{1+h_1K_1}{1+\frac{h_1K_2\beta_{12}}{\alpha_2}}, \lambda_2 = 1 - \frac{h_1K_2}{(1+h_1K_2)}$.

Since $|\lambda_2|$ is less than one for any $h_1 > 0$, E_3^* isn't a source. If $\frac{K_1}{K_2} < \frac{\beta_{12}}{\alpha_2}$ (for any $h_1 > 0$), $|\lambda_1| < 1$ and E_3^* becomes stable.

Also, if $\frac{K_1}{K_2} > \frac{\beta_{12}}{\alpha_2}$ (for any $h_1 > 0$), $|\lambda_1| > 1$. Thus E_3^* is a saddle.

On the other hand, if $\frac{K_1}{K_2} = \frac{\beta_{12}}{\alpha_2}$, $|\lambda_1| = 1$ and E_3^* is non-hyperbolic.

Lemma 3.2 Let λ_1 and λ_2 are the eigenvalues of the Jacobian,

$$J(x^*, y^*) = \begin{pmatrix} J_{11}(x^*, y^*) & J_{12}(x^*, y^*) \\ J_{21}(x^*, y^*) & J_{22}(x^*, y^*) \end{pmatrix}.$$

Then $|\lambda_i| < 1$ ($i = 1, 2$) if the following situations are hold:

- (1) $0 < \det(J(x^*, y^*)) < 1$,
- (2) $1 + \det(J(x^*, y^*)) + \text{tr}(J(x^*, y^*)) > 0$,
- (3) $1 + \det(J(x^*, y^*)) - \text{tr}(J(x^*, y^*)) > 0$ [17,18].

Theorem 3.4 The fixed point $E_4^* = (x^*, y^*)$ is stable if the conditions of Lemma 2 satisfy.

Proof. Using the equations $K_1 = \alpha_1 x^* + \beta_{12} y^* + \gamma_1 x^* y^*$, $\alpha_1 x^* + \gamma_1 x^* y^* = K_1 - \beta_{12} y^*$ and $K_2 = \alpha_2 y^* + \beta_{21} x^* + \gamma_2 x^* y^*$, $K_2 - \beta_{21} x^* = \alpha_2 y^* + \gamma_2 x^* y^*$

the Jacobian $J(x^*, y^*)$ at the fixed point E_4^* can be found by:

$$J_{11}(x^*, y^*) = 1 - \frac{h_1 K_1}{1 + h_1 K_1} \frac{K_1 - \beta_{12} y^*}{K_1},$$

$$J_{12}(x^*, y^*) = -\frac{h_1 K_1}{1 + h_1 K_1} \frac{x^*(\beta_{12} + \gamma_1 x^*)}{K_1},$$

$$J_{21}(x^*, y^*) = -\frac{h_1 K_2}{1 + h_1 K_2} \frac{y^*(\beta_{21} + \gamma_2 y^*) J_{11}}{K_2},$$

and

$$J_{22}(x^*, y^*) = 1 - \frac{h_1 K_2}{1 + h_1 K_2} \frac{K_2 - \beta_{21} x^*}{K_2} - \frac{y^* h_1 (\beta_{21} + \gamma_2 y^*) J_{12}}{1 + h_1 K_2}.$$

It is clearly seen that, $J_{12}(x^*, y^*)$, $J_{21}(x^*, y^*)$ are negative and $0 < J_{11}(x^*, y^*) < 1$, $J_{22}(x^*, y^*) > 0$.

Thus,

$$\begin{aligned} \det(J(x^*, y^*)) &= J_{11} \left\{ 1 - \frac{h_1 K_2}{1 + h_1 K_2} \frac{K_2 - \beta_{21} x^*}{K_2} \right\} \\ &- J_{11} \left\{ \frac{y^* h_1 (\beta_{21} + \gamma_2 y^*)}{1 + h_1 K_2} \right\} \left\{ -\frac{h_1 K_1}{1 + h_1 K_1} \frac{x^*(\beta_{12} + \gamma_1 x^*)}{K_1} \right\} \\ &- \left\{ \frac{h_1 K_1}{1 + h_1 K_1} \frac{x^*(\beta_{12} + \gamma_1 x^*)}{K_1} \right\} \left\{ \frac{h_1 K_2}{1 + h_1 K_2} \frac{y^*(\beta_{21} + \gamma_2 y^*) J_{11}}{K_2} \right\} \end{aligned}$$

$$0 < \det(J(x^*, y^*)) = J_{11} \left\{ 1 - \frac{h_1 K_2}{1 + h_1 K_2} \frac{K_2 - \beta_{21} x^*}{K_2} \right\} < 1$$

This shows us that the first condition of Lemma 2 is satisfied. Since $J_{11}(x^*, y^*) > 0$ and $J_{22}(x^*, y^*) > 0$, $\text{tr}(J(x^*, y^*)) > 0$. As $\det(J(x^*, y^*)) > 0$ and $\text{tr}(J(x^*, y^*)) > 0$,

$1 + \det(J(x^*, y^*)) + \text{tr}(J(x^*, y^*)) > 0$. Thus, the second condition is satisfied.

The calculations below show us that

$$\begin{aligned} &1 + \det(J(x^*, y^*)) \\ &- \text{tr}(J(x^*, y^*)) \\ &= 1 + 1 - \frac{h_1 K_2}{1 + h_1 K_2} \frac{K_2 - \beta_{21} x^*}{K_2} - \frac{h_1 K_1}{1 + h_1 K_1} \frac{K_1 - \beta_{12} y^*}{K_1} \\ &+ \frac{h_1 K_1}{1 + h_1 K_1} \frac{h_1 K_2}{1 + h_1 K_2} \frac{K_1 - \beta_{12} y^*}{K_1} \frac{K_2 - \beta_{21} x^*}{K_2} - 1 \\ &+ \frac{h_1 K_1}{1 + h_1 K_1} \frac{K_1 - \beta_{12} y^*}{K_1} - 1 + \frac{h_1 K_2}{1 + h_1 K_2} \frac{K_2 - \beta_{21} x^*}{K_2} \\ &- \frac{y^* h_1 (\beta_{21} + \gamma_2 y^*)}{1 + h_1 K_2} \frac{h_1 K_1}{1 + h_1 K_1} \frac{x^*(\beta_{12} + \gamma_1 x^*)}{K_1}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & 1 + \det(J(x^*, y^*)) \\
 & - \operatorname{tr}(J(x^*, y^*)) \\
 & = \frac{h_1 K_1}{1 + h_1 K_1} \frac{h_1 K_2}{1 + h_1 K_2} \frac{K_1 - \beta_{12} y^*}{K_1} \frac{K_2 - \beta_{21} x^*}{K_2} \\
 & - \frac{y^* h_1 (\beta_{21} + \gamma_2 y^*)}{1 + h_1 K_2} \frac{h_1 K_1}{1 + h_1 K_1} \frac{x^* (\beta_{12} + \gamma_1 x^*)}{K_1}
 \end{aligned}$$

Using the equations $K_1 - \beta_{12} y^* = \alpha_1 x^* + \gamma_1 x^* y^*$ and $K_2 - \beta_{21} x^* = \alpha_2 y^* + \gamma_2 x^* y^*$

$$\begin{aligned}
 & 1 + \det(J(x^*, y^*)) \\
 & - \operatorname{tr}(J(x^*, y^*)) \\
 & = \frac{h_1^2 x^* y^*}{(1 + h_1 K_1)(1 + h_1 K_2)} \{(\alpha_1 \alpha_2 - \beta_{21} \beta_{12}) \\
 & + x^* (\alpha_1 \gamma_2 - \beta_{21} \gamma_1) + y^* (\alpha_2 \gamma_1 - \beta_{12} + \gamma_2)\}.
 \end{aligned}$$

It can be easily shown that $1 + \det(J(x^*, y^*)) - \operatorname{tr}(J(x^*, y^*)) > 0$. So the proof is complete.

4. Conclusion

In this study, it was aimed to observe the dynamic behaviours of the competitive problem with toxicants. Stability analysis of fixed points of the discretized problem were made with the help of some important theoretical evidence. We believe that these analysis will be useful to researchers for the theory of competitive problems.

References

Freedman, H. I., Shukla J. B. (1991). Models for the effect of toxicant in single species and predator-prey systems. *J. Math. Biol.*, 15-30.

Chattopadhyay, J. (1994). Effect of toxic substances on a two-species competitive system. *Eco. Modell*, 287-289.

Samanta, G. P. (2010). A two-species competitive system under the influence of toxic substances. *Applied Mathematics and Computation*, 291-299.

Biswas, M., Bairagi, N. (2020). On the dynamic consistency of a two-species competitive discrete system with toxicity: Local and Global Analysis. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 145-155.

Das, T., Mukherje, R.N., Chaudhuri, K.S. (2009). Harvesting of a prey-predator fishery it the presence of toxicity. *Appl. Math. Model.*, 2282-2292.

Dimitrov, D.T., Kojouharov, HV. (2008). Nonstandard Finite Difference Methods For Predator-Prey Models With General Functional Response. *Mathematics and Computers in Simulation*, 78(1), 1-11.

Dimitrov, DT., Kojouharov, HV. (2007). Nonstandard Numerical Methods for a Class of Predator-Prey Models with Predator Interference. *Electronic Journal of Differential Equations*, 15, 67-75.

Dimitrov, D.T., Kojouharov, H.V. (2009). Positive and Elementary Stable Nonstandard Numerical Methods with Applications to Predator-Prey Models. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 189 (1-2), 98-108.

Dimitrov, D.T., Kojouharov, H.V. (2005). Nonstandard finite

difference schemes for general two-dimensional autonomous dynamical systems. *Applied Mathematics Letters*, 18 (7), 769-774.

Shokri, A., Khalsaraei M.M., Molayi, M. (2021). Dynamically consistent NSFD methods for predator-prey system. *Journal of Applied and Computational Mechanics*, 1-10.

Banda, H., Chapwanya, M., Dumani, P. (2022). Pattern formation in the Holling-Tanner predator-prey model with predator-taxis. A nonstandard finite difference approach. *Mathematics and Computers in Simulation*, 336-353.

Sajjad, M., Din, Q., Safeer, M., Khan, M.A., Ahmad, K. (2019). A dynamically consistent nonstandard finite difference scheme for a predator-prey model. *Advances in Difference Equations*, 2019:381.

Mickens, R.E. (1994). Nonstandard finite difference model of differential equations. World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., Singapore.

Maynard, J. (1974). *Models in Ecology*. Cambridge University Press. Cambridge.

Mickens, R.E. (2005). Dynamic consistency: a fundamental principle for constructing nonstandard finite difference schemes for differential equations. *Journal of Difference Equations and Applications*, 11 (7), 645-653.

Anguelov, R., Lubuma, J.M.-S. (2003). Nonstandard finite difference method by nonlocal approximation. *Mathematics and Computers in Simulation*, 61 (3-6), 465-475.

Xiao, D., Ruan, S. (2001). Global dynamics of a ratio dependent predator-prey system. *Journal of Mathematical Biology*, 43, 268-290.

Ongun, M.Y., Ozdogan, N. (2017). A nonstandard numerical scheme for a predator-prey model with Allee effect. *Journal of Nonlinear Science and Applications*, 10, 713-723.



Hava Aracı Batarya Hücresinin Modellenmesi

Fatma Yıldırım Dalkıran^{1*}, Sümeyra Çelik²

^{1*} Erciyes Üniversitesi, Havacılık ve Uzay Bilimleri Fakültesi, Havacılık Elektrik ve Elektronik Bölümü, Kayseri, Türkiye, (ORCID: 0000-0001-8663-241X), fatmay@erciyes.edu.tr

² Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri, Türkiye (ORCID: 0000-0002-2867-8468), celiksumeyra.94@gmail.com

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1145830)

ATIF/REFERENCE: Yıldırım Dalkıran, F. & Çelik, S. (2022). Hava Aracı Batarya Hücresinin Modellenmesi. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 127-131.

Öz

Enerji depolama aracı olarak kullanılan bataryalar, günümüzde çok yaygın bir şekilde kullanılmakta olup, büyük bir öneme sahiptir. Birçok farklı teknolojide bataryalar kullanılmakta ve geliştirilmektedir. Bataryalar, günümüzde bilgisayarlar, elektrikli araçlar, elektronik cihazlar ve hava araçları gibi pek çok alanda karşımıza çıkmaktadır. Çok farklı ve çeşitli alanlarda kullanılmalarından dolayı batarya tercihleri, kullanım amaçlarına göre olmaktadır. Bu çalışmada uçaklarda kullanılan nikel-kadmiyum (Nickel-Cadmium, Ni-Cad) tipi bataryaların özellikleri ve kullanım amaçları üzerinde durulmuştur. Ni-Cad batarya hücresinin şarj ve deşarj anındaki modellenmesi, MATLAB/Simulink kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Modelleme gerçekleştirilirken Thevenin eşdeğer devre modelinden yararlanılmıştır. Bu çalışma kapsamında Ni-Cad batarya hücresinin şarj ve deşarj testlerinin yapıldığı atölyeden deneysel test verileri alınmıştır. Bu deneysel test verilerinden elde edilen grafikler ile gerçekleştirilen modellemeden elde edilen grafikler karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma neticesinde birbirine yakın başarılı sonuçlara ulaşıldığı görülmüştür. Bu çalışmada yapılan modelleme ile daha hızlı, güvenilir bir sistem yapılmış olup, üretici firmaların test amaçlı verilere kolayca ulaşabileceği düşünülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Batarya, Ni-Cad, Hava Aracı, Simulink, Modelleme.

Modeling of Aircraft Battery Cell

Abstract

Batteries, which are used as energy storage tools, are widely used today and are of great importance. Batteries are used and developed in many different technologies. Today, batteries appear in many areas such as computers, electrical vehicles, electronic devices and aircraft. Since they are used in many different and various fields, battery preferences can be determined according to the purpose of use. In this study, the properties and usage purposes of nickel-cadmium (Nickel-Cadmium, Ni-Cad) type batteries used in aircraft are emphasized. The modeling of the Ni-Cad battery cell at the time of charge and discharge was carried out using MATLAB/Simulink. While modeling, Thevenin equivalent circuit model was used. Within the scope of this study, experimental test data were obtained from the workshop where charge and discharge tests of Ni-Cad battery cells were carried out. The graphs obtained from those experimental test data the modeling performed were compared. As a result of the comparison, it was seen that successful results were obtained close to each other. With the modeling made in this study, a faster and more reliable system was created and it was thought that manufacturers could easily access data for testing purposes.

Keywords: Battery, Ni-Cad, Aircraft, Simulink, Modeling.

* Sorumlu Yazar: fatmay@erciyes.edu.tr

1. Giriş

Uzun bir geçmişe sahip olan bataryaların kullanımı her alanda giderek artmakta olup, günümüzde de oldukça büyük öneme sahiptir. Bataryalar, hava araçlarında özellikle uçak sistemlerinin uçuş esnasında enerjisi kesildiğinde uçağın güvenli bir şekilde inişinin gerçekleşmesi için gerekli olan önemli sistemleri besler. Ayrıca bataryalar, uçaklarda harici bir güç sistemi bulunmadığı durumda motor ve yardımcı güç ünitesini (Auxiliary Power Unit, APU) otomatik olarak çalıştırmak, güç sistemlerinde bir arıza meydana geldiğinde ve uçak yerdeyken elektrik verilmeden önce güç elde etmek amaçlı kullanılmaktadır (Avgın ve ark., 2014; Industrial Electronics, 2020; Operating and maintenance manual for Ni-Cd aircraft batteries, 2017; Polatöz, 2019:97).

Literatürde bataryalar üzerine yapılan modelleme çalışmaları, genellikle Li-Ion ve kurşun asit tipi bataryalar üzerine yapılmıştır. Ni-Cad tipi bataryaların modellenmesi ile ilgili literatürde az sayıda çalışma bulunmakta olup, bu çalışmalardan birinde Ni-Cad'ın batarya sinyalinin analizinde kullanılan spektrogram uygulamasından bahsedilmiştir. Çalışmada batarya şarjı ve deşarjından gelen sinyallerin zaman-frekans gösterimini elde etmek için MATLAB/Simulink programı kullanılmıştır (Kasim ve ark., 2016). Sperandio ve ekibi, batarya deşarj modeli oluşturmuş, batarya voltaj eğrilerinin nasıl üretileceği ve kullanılacağından bahsetmiştir. Yaptıkları modellemeyi kullanarak değişken oda sıcaklığı, değişken deşarj akımı ve kısmen şarj edilmiş batarya gibi çeşitli çalışma koşullarında bataryanın davranışını analiz etmişlerdir (Sperandio, 2011). Mak yaptığı tez çalışmasında hava aracı elektrik sistemlerinin uçuş süresince güç ve enerji akışını analiz ederek, modellemesini yapmış ve MATLAB'da simülasyonunu gerçekleştirmiştir (Mak, 2015:75). Bir diğer çalışmada Ni-Cad bataryaların özelliklerinden bahsedilmiş olup, akım ve sıcaklık değişiminin bu bataryaların çalışmasına etkisi MATLAB/Simulink kullanılarak incelenmiştir (Dirani ve ark., 2013).

Hava araçlarında kullanılan Ni-Cad tipi bir batarya aynı özelliklere ve voltaj değerine sahip 20 hücreden oluşmaktadır. Bu çalışmanın amacı, bu 20 batarya hücresinden birinin şarj ve deşarj esnasındaki modellemesini gerçekleştirmektir. Modellemede MATLAB/Simulink programı kullanılmıştır.

Hazırlanan bu çalışma, aşağıdaki bölümlerden oluşmaktadır: ikinci bölümde Ni-Cad bataryaların özelliklerinden ve uçaklarda kullanılan Ni-Cad batarya hücresinin modellenmesinden bahsedilmektedir. Üçüncü bölümde ise modellemeden elde edilen sonuçlar, grafiksel olarak verilmiştir. Son bölümde, elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

2. Materyal ve Metot

2.1. Nikel Kadmiyum Bataryalar

Ni-Cad bataryalar, diğer bataryalara göre daha yüksek şarj/deşarj oranlarına dayanabilmektedir. Deşarj esnasında hiç kapasite kaybı görülmez. Ni-Cad batarya hücreleri, yüksek deşarj şartlarına rağmen sabit bir voltajı koruyabilirler. Aynı zamanda bu bataryaların uzun ömürlü olması, güvenilir olması, kullanımının kolay olması, geniş bir çalışma sıcaklık aralığına sahip olmaları ve az bakım gerektirmeleri tercih sebepleri olmuştur (Elektrikce.com, 2022; Industrial Electronics, 2020; Operating and maintenance manual for Ni-Cd aircraft batteries, 2017). Ni-Cad batarya içeriğinde pozitif olarak nikel elektrot, negatif olarak

kadmiyum elektrot ve sulu elektrolit olarak potasyum hidroksit kullanır. Uçaklarda kullanılan Ni-Cad batarya, 20 adet hücreden oluşmakta olup, her bir hücrenin nominal potansiyeli 1,2 V' dur (Elektrik Port, 2012; Operating and maintenance manual for Ni-Cd aircraft batteries, 2017; Wikipedia, 2022).

Ni-Cad bataryalar, dış etkilere ve sarsıntıya karşı çok dayanıklı ve sağlam özelliktedir. Uçakta oluşabilecek herhangi bir titreşimden etkilenmemeleri için bataryaların uygun yerine titreşimi kesici yumuşak sünger konularak bataryanın kaymasını ve titreşim etkilerinin hissetmemesi sağlanmıştır (Elektrik Port, 2012; Operating and maintenance manual for Ni-Cd aircraft batteries, 2017).

Ni-Cad bataryalar, kurşun asit bataryalarla kıyaslandıklarında pahalıdır ve her bir hücre başına voltaj çıkışları daha düşüktür. Bu da Ni-Cad bataryaların dezavantajlarından (Wikipedia, 2022).

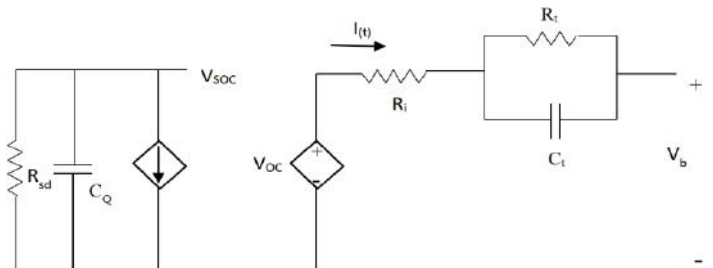
2.2. Uçaklarda Kullanılan Nikel Kadmiyum Batarya Hücresinin Modellenmesi

Sistemlerin tasarlanması, modellenmesi ve analizlerinin yapılmasında kullanılan araçlardan biri olan Simulink, gerçek modellere olan ihtiyacı azalmasını ve maliyetin büyük oranda düşmesini sağlamaktadır (Taşdemir, 2021). Simulink, matematiksel işlem bloklarına sahip olmasının yanında elektrik, elektronik, sinyal, ses, kontrol sistemleri gibi birçok alanda da blok diyagramlara sahiptir. Bunlar sayesinde Simulink'de her türlü sistem modellemesi gerçekleştirilebilir ve analizleri de en kısa sürede yapılabilir (Uzunoglu ve ark., 2003). Bu çalışmada Simulink kullanılarak uçakta kullanılan bataryanın 20 hücresinden birinin şarj/deşarj modellemesi yapılmıştır. Modelleme için MATLAB/Simulink'in Simspace kütüphanesi kullanılmıştır. Simspace kütüphanesindeki bloklar ile hızlı bir şekilde fiziksel sistemlerin modellenmesi gerçekleştirilebilir (MathWorks, 2022).

Bu çalışmada Simspace'de batarya hücresinin şarj/deşarj modellemesi yapılırken Thevenin modeli kullanılmıştır. Thevenin modeli, karmaşık elektrik sistemlerinde, bataryaların şarjında/deşarjında, benzetiminde ve modellenmesinde kolaylık ve hız sağlamak amaçlı kullanılmaktadır (ElectronicsTutorials, 2021). Şekil 1'de bu çalışmada kullanılan Thevenin devresi gösterilmiştir (Şefkat&Özel, 2020). Devrede R_i , iç dirençtir ve bu direnç değeri elde edilirken Denklem 1'de yer alan eşitlik kullanılmıştır (Ceylan ve ark.,2013).

$$R_i = \frac{V_0 - V_1}{I} \quad (1)$$

Denklemden yer alan V_0 ifadesi, bataryanın tam dolu olduğu ilk anda ölçülen gerilimdir. V_1 ise yük devreye girdiği andaki yani gerilim düşümünün görüldüğü andaki ölçülen değerdir. Sabit olan deşarj akımı ise I ile gösterilmiştir (Ceylan ve ark.,2013). Paralel koldaki R_i direncinin değeri bulunurken Denklem 2 kullanılmıştır.



Şekil 1. Thevenin eş değer devre modeli (Figure 1. Thevenin equivalent circuit model) (Taşdemir, 2021)

$$R_t = \frac{V_{OC} - V_t'}{I} \quad (2)$$

Denklemden V_t' , deşarj tamamlandıktan sonra sistem dengeye ulaşmadan önce ölçülen gerilimdir. V_{OC} değeri de deşarj esnasında sistem dengeye ulaştığındaki ölçülen açık devre gerilimdir (Circuit Digest, 2018). Denklem 3 ise paralel koldaki C_t kapasitörünün değeri bulunurken kullanılmıştır.

$$\tau = R_t C_t \quad (3)$$

Denklemden verilen τ , zaman sabiti olup R_t ve C_t değerleri bulunurken kullanılmıştır (Circuit Digest, 2018). Bu denklemlerden faydalanılarak eşdeğer devre modelinde $R_t=0.0139\Omega$, $R_i=0.00088\Omega$, $C_t=1518.6F$ olarak bulunmuştur.

Batarya hücresinin modellenmesinde aşağıdaki denklem takımından faydalanılmıştır.

$$\dot{V}_{SOC} = \frac{-V_{SOC}}{R_{sd}C_Q} + \frac{1}{C_Q} I$$

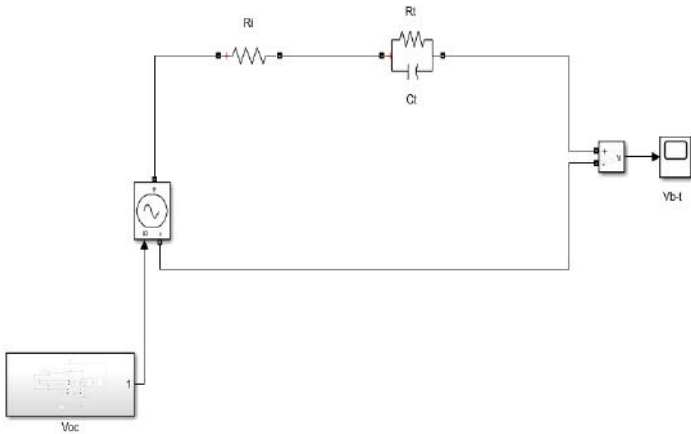
$$\dot{V}_{RC} = \frac{-V_{RC}}{R_t C_t} + \frac{1}{C_t} I \quad (4)$$

$$V_t = V_{OC} + R_i I + V_{RC}$$

Bu denklem takımında yer alan C_Q , batarya hücresinin dahili kapasitesidir ($C_Q=3600 C_{nom}$) (Huria ve ark., 2013). Hücre kendi kendine deşarj olurken kullanılan direnç, R_{sd} olarak belirlenmiştir. V_b ise batarya hücresinin uçlarından ölçülen gerilimdir.

Bataryanın modellenmesinde oluşturulan Simulink tasarımı Şekil 2' de verilmiştir (Çelik, 2022:62). Bu tasarımdaki Voc bloğunda, batarya hücresinin açık devre geriliminin (Open Circuit Voltage, VOC) şarj durumuna (State of Charge, SOC) bağlı fonksiyonunun tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarımda R_t ve C_t için Simulink/Simspace kütüphanesinde yer alan paralel RLC bloğundaki R ve C, R_i için ise seri RLC bloğundaki R kullanılmıştır.

Modelleme sonucunda elde edilecek V_b batarya voltajının ölçümü için voltaj ölçüm bloğu ile ölçülen voltajın zamana göre değişimini göstermek için Scope bloğu kullanılmıştır.



Şekil 2. Batarya hücresinin modellenmesi için gerçekleştirilen tasarım (Figure 2. The implemented design to model battery cell)

3. Araştırma Sonuçları ve Tartışma

Batarya hücresinin modellenmesinde Şekil 1' de yer alan Thevenin eşdeğer devre modelinden yararlanılmış ve Şekil 2'deki tasarım gerçekleştirilmiştir. Tasarım, batarya hücresinin hem şarjı e-ISSN: 2148-2683

için hem de deşarjı için yapılmıştır. Her iki modellemeye de sabit akımla şarj/deşarj işlemi gerçekleştirilmiştir. Benzetimde deşarj esnasındaki kullandığımız batarya hücresinin parametreleri, Tablo 1' de, şarj esnasında kullandığımız batarya hücresinin parametreleri ise Tablo 2' de verilmiştir.

Tablo 1. Deşarj esnasında kullanılan batarya hücresinin parametreleri (Table 1. The parameters of battery cell used during discharge)

Parametre	Değer
Hücresinin Deşarjı Esnasındaki Akım Değeri (Sabit)	-900 mA
Hücresinin Deşarjı Esnasındaki Sıcaklık Değeri (Sabit)	23°C
Hücresinin Deşarj Üst Sınır Gerilimi	1,36 Volt
Hücresinin Deşarj Alt Sınır Gerilimi	1,16 Volt
Hücresinin Deşarj Süresi	7 Saat

Bu çalışma için Ni-Cad batarya hücresine ait deneysel ölçüm verileri, şarj/deşarj testlerinin yapıldığı atölyeden alınmıştır. Batarya hücresinin bu deneysel ölçüm verilerinden elde edilen deşarj grafiği, Şekil 3(a)' da verilmiştir. Şekil 2' deki Simulink tasarımından elde edilen deşarj esnasındaki modelleme sonuç grafiği ise Şekil 3(b)' de gösterilmiştir. Bu iki grafiğe bakıldığında modellemeye elde edilen sonuçların deneysel sonuçlara yakınsadığı görülmüştür.

Tablo 2. Şarj esnasında kullanılan batarya hücresinin parametreleri (Table 2. The parameters of battery cell used during charge)

Parametre	Değer
Hücresinin Şarjı Esnasındaki Akım Değeri (Sabit)	900 mA
Hücresinin Şarjı Esnasındaki Sıcaklık Değeri (Sabit)	23°C
Hücresinin Şarj Üst Sınır Gerilimi	1,48 Volt
Hücresinin Şarj Alt Sınır Gerilimi	1,32 Volt
Hücresinin Şarj Süresi	7 Saat

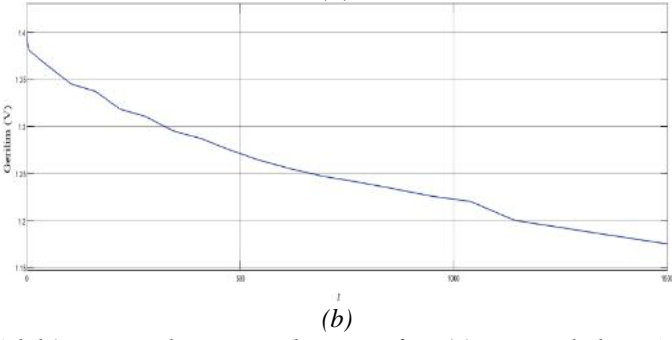
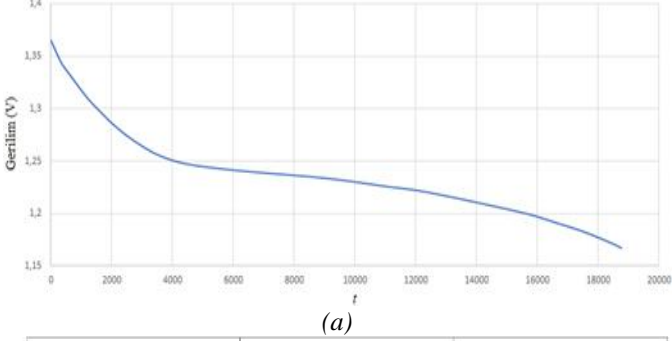
Batarya hücresinin şarj esnasındaki modellenmesinde de Şekil 2 kullanılmıştır. Batarya hücresinin şarjı ve deşarjı için gerçekleştirilen modellemeler arasındaki tek fark akımın işaretidir. Denklem 4' de yer alan I akım ifadesi, şarj esnasında (+), deşarj esnasında (-) olarak alınmıştır.

Batarya hücresinin deşarjında olduğu gibi şarjı esnasında da deneysel ölçümden elde edilen sonuçlar grafiğe aktarılmış olup, Şekil 4(a)' da gösterilmiştir. Batarya hücresinin Simulink' de şarj modellemesi gerçekleştirilmiş olup modelleme sonucunda elde edilen grafik, Şekil 4(b)' de verilmiştir. Şekil 4(a) ile Şekil 4(b) karşılaştırıldığında yapılan modellemenin başarılı olduğu görülmüştür.

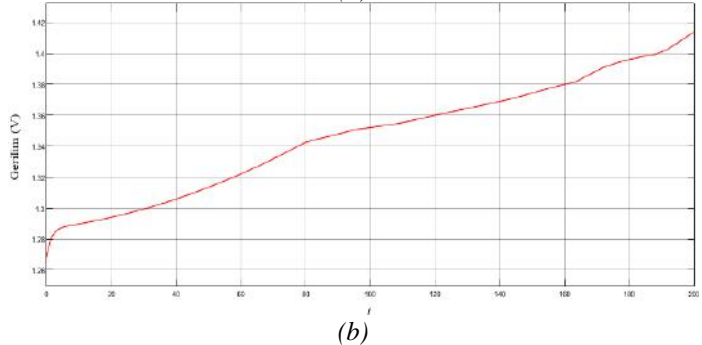
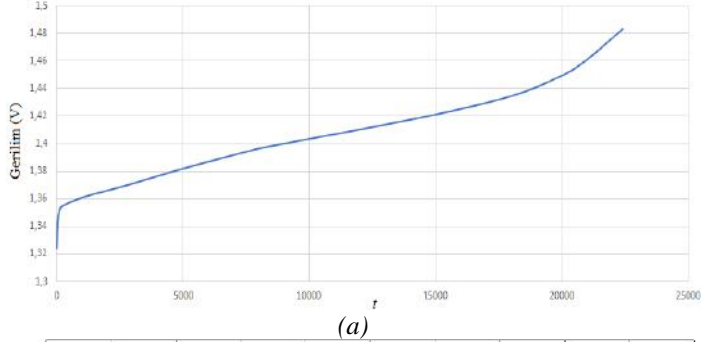
4. Sonuç

Bu çalışmada ilk olarak uçaklarda kullanılan bataryanın özellikleri incelenmiştir. Daha sonra benzetim yöntemlerinden MATLAB/Simulink kullanılarak şarj ve deşarj esnasındaki batarya hücresinin modellenmesi gerçekleştirilmiştir. Model oluşturulurken Thevenin eşdeğer devre modelinden yararlanılmıştır. Modellemeye uçaklarda kullanılan bataryanın 20 hücresinden birinin şarjı ve deşarjı esnasındaki deneysel olarak

alınan test verilerinden elde edilen grafikler, karşılaştırma için referans olarak alınmıştır. Oluşturulan modelde gerekli olan değerler, denklemler yardımı ile hesaplanmış ve modelleme sonucunda batarya hücresinin şarj ve deşarj esnasındaki grafikleri elde edilmiştir. Deneysel verilerden elde edilen grafikler ile bu çalışmada elde edilen grafikler karşılaştırıldığında gerçeğe yakın başarılı sonuçlara ulaşıldığı görülmüştür.



Şekil 3. Batarya hücresinin deşarj grafiği, (a) Deneysel ölçümden elde edilen, (b) Simulink tasarımından elde edilen. (Figure 3. Discharge graphic of battery cell, (a) Obtained from experimental measurements, (b) Obtained from Simulink design.)



Şekil 41. Batarya hücresinin şarj grafiği, (a) Deneysel ölçümden elde edilen, (b) Simulink tasarımından elde edilen. (Figure 4. Charge graphic of battery cell, (a) Obtained from experimental measurements, (b) Obtained from Simulink design.)

Bu çalışmada hava araçlarında kullanılan batarya hücresinin şarj ve deşarj esnasındaki modellemesi ile daha hızlı, güvenilir bir sistem modellemesi gerçekleştirilmiş olup, bu modelleme sistem davranışını incelemek için kolaylık sağlayacaktır.

Kaynakça

- Avgın, M.S., Yılmaz, A.S., & Ünsal, M. (2014). Lityum ion bataryaların deşarj durumu davranışlarının genetik ifade programlama ile kestirimi. *Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 17(1), 10-15.
- Ceylan, M., Sarıkurt, T., & Balıkcı, A. (2013). Elektrikli araçlarda kullanılan lityum-iyon bataryalar için model geliştirilmesi, in 5. *Enerji Verimliliği ve Kalitesi Kongresi*, (23-24. ss).
- Circuit Digest. (2018). Ni-Cad Battery Charger Circuit. Erişim adresi <https://circuitdigest.com/electronic-circuits/ni-cd-battery-charge-circuit>
- Çelik, S. (2022). *Benzetim yöntemleri kullanılarak hava aracı batarya sistemlerinin modellenmesi*, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Kayseri.
- Dirani, H.C., Semaan, E., & Moubayed, N. (2013). Impact of the current and the temperature variation on the Ni-Cd battery functioning. In *2013 The International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE)* (339-343.ss.). Konya, Türkiye.
- Elektrikce.com (2008). Pillerin çalışma prensibi ve pil çeşitleri. Erişim adresi <https://www.elektrikce.com/pillerin-calisma-prensibi-ve-pil-cesitleri/>
- Elektrik Port. (2012). Batarya ve piller. Erişim adresi <https://www.elektrikport.com/makale-detay/batarya-ve-piller/4228#ad-image-0>
- ElectronicsTutorials. (2021). Thevenin's Theorem, Erişim adresi https://www.electronicstutorials.ws/dccircuits/dcp_7.html#:~:text=Thevenin's%20Theorem%20states%20that%20E%80%9CAny,resistance%20connected%20across%20the%20load%20E%80%9C
- Huria, T., Ceraolo, M., Gazzarri, J., & Jackey, R. (2013). Simplified extended kalman filter observer for soc estimation of commercial power-oriented lfp lithium battery cells. *SAE Technical Paper*, 01-1544.
- Industrial Electronics. (2020). Aircraft electronics and electrical system: Batteries. Erişim adresi http://www.industrial-electronics.com/aircraft_5.html
- Kasim, R., Abdullah, A.R., Selamat, N.A., Basir, M.S.S.M., & Ramli, M.Z. (2016). Nickel-cadmium battery analysis using spectrogram, *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, 11(6), 3975-3979.
- Mak, C. (2015). *Modeling and Simulation of Commercial Aircraft Electrical Systems*, University of Illinois at Urbana-Champaign, Degree of Master, Urbana Illinois.
- MathWorks. (2022). MathWorks-Simscape, Erişim adresi <https://www.mathworks.com/products/simscape.html>
- Operating and maintenance manual for Ni-Cd aircraft batteries*. (2017). Saft, France.
- Polatöz, H.S. (2019). *Havacılıkta Kullanılan Lityum Tabanlı Bataryaların Yapay Sinir Ağları ile Ömür Kestirimine Katkılar*, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- Sperandio, G.S., Junior, C.L.N., & Abado G.J. (2011). Modeling and simulation of nickel-cadmium batteries during discharge.

Conference Paper in IEEE Aerospace Conference Proceedings, (1-8. ss.). Big Sky, MT, USA.

Şefkat, G., & Özel, M.A. (2020) Elektrikli Araçlarda Kullanılan Pil Hücrelerinin Elektriksel ve Termal Modeli, *Uludağ University Journal of The Faculty of Engineering*, 25(1), 51-64.

Taşdemir, C. (2021). Simulink dersleri. Erişim adresi <http://www.ee.hacettepe.edu.tr/~solen/Matlab/Coskun%20Tasdemir'den/Simulink'e%20Giris.pdf>

Uzunoglu, M., Kızıl, A., & Onar, Ö.Ç. (2003). *Her Yönü İle Matlab*, Türkmen Kitapevi, İstanbul.

Wikipedia. (2022). Nickel-cadmium battery. Erişim adresi https://en.wikipedia.org/wiki/Nickel%E2%80%93cadmium_battery



Epilepsi Tespitinde Gürbüz Yerel Ortalama Ayırışım ve Ampirik Kip Ayırışım Yöntemlerinin Performans Analizi

Oğuzkaan Çatalakaya¹, Tuba Hazman², Sabrina Turturova³, Tuğba Şentürk⁴, Fatma Latifoğlu^{5*}

¹ Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Bölümü, Kayseri, Türkiye (ORCID: 0000-0001-6585-1728), oguzkaancatalakaya111@gmail.com

² Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Bölümü, Kayseri, Türkiye (ORCID: 0000-0002-9562-4718), hazmantuba@gmail.com

³ Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Bölümü, Kayseri, Türkiye (ORCID: 0000-0002-1570-791X), sabrina.tur.01@mail.ru

⁴ Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Bölümü, Kayseri, Türkiye (ORCID: 0000-0002-1323-5752), tuğba.senturk@inonu.edu.tr

^{5*} Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Bölümü, Kayseri, Türkiye, (ORCID: 0000-0003-2018-9616), flatifoglu@erciyes.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1145969)

ATIF/REFERENCE: Çatalakaya, O., Hazman, T., & Turturova, S. Şentürk, T., Latifoğlu, F. (2022). Epilepsi Tespiti İçin Gürbüz Yerel Mod Ayırışım ve Ampirik Kip Ayırışım Yönteminin Performans Analizi. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 132-137.

Öz

Beynin elektriksel aktivitesi ile ilgili bilgi sağlayan elektroansfalografi (EEG) verileri nörolojik hastalıkların tanısında yaygın olarak kullanılmaktadır. Yaklaşık olarak dünya nüfusunun %1'ini etkileyen hastalıklardan biri olan epilepsi tespitinde de EEG sinyalleri önemli bilgiler sağlamaktadır. Bu çalışmada EEG sinyalleri kullanılarak epilepsi nöbetinin nöbet öncesi tespiti amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda epilepsi ve sağlıklı bireylerden alınan farklı durumlardaki EEG sinyalleri kullanılarak ön işleme adımları gerçekleştirildikten sonra EEG sinyallerinden, Gürbüz Yerel Ortalama Ayırışım (Robust Local Mean Decomposition, RLMD) ve Ampirik Kip Ayırışım (AKA) yöntemi kullanılarak elde edilen alt bant sinyallerinden öznelikler çıkarılmıştır. Elde edilen öznelikler ve Yapay Sinir Ağları (YSA) ile sınıflandırma çalışmaları yapılmıştır. Yapılan çalışmalar doğrultusunda EEG sinyallerinin farklı durumlarına ait sınıflandırma sonuçları doğruluk, duyarlılık, özgüllük, kesinlik ve f1 skoru performans parametreleri kullanılarak ortaya konmuştur.

Anahtar Kelimeler: Epilepsi, EEG, Gürbüz Yerel Ortalama Ayırışım Yöntemi, Ampirik Kip Ayırışım Yöntemi, Yapay Sinir Ağları

Performance Analysis of Robust Local Mean Decomposition and Empirical Mode Decomposition Methods in the Detection of Epilepsy

Abstract

Electroencephalography (EEG) data, which provides information about the electrical activity of the brain, are widely used in the diagnosis of neurological diseases. EEG signals also provide important information in the detection of epilepsy, which is one of the diseases affecting approximately 1% of the world's population. In this study, it was aimed to detect the epileptic seizure before the seizure by using EEG signals. For this purpose, after preprocessing steps were performed by using EEG signals in different situations from epilepsy and healthy individuals, features were extracted from EEG signals from subband signals obtained by using Robust Local Mean Decomposition (RLMD) and Empirical Mode Decomposition (EMD) methods. Classification studies were carried out with the obtained features and Artificial Neural Networks (ANN). In line with the studies, the classification results of the different states of the EEG signals were revealed using the performance parameters of accuracy, sensitivity, specificity, precision and f1 score.

Keywords: Epilepsy, EEG, Robust Local Mean Decomposition, Empirical Mode Decomposition Method, Artificial neural networks

1. Giriş

Epilepsi, beyindeki kısa süreli ve beklenmedik elektriksel bozulma ile karakterize edilen paroksimal rahatsızlığı olarak bilinen ve yaygın olarak görülen bir nörolojik hastalıktır. Merkezi sinir sisteminde (MSS) bir grup nöronun ani ve anormal deşarjlarla ortaya çıkan nöbetler halinde gözlenir [1]. Manyetik rezonans görüntüleme, Bilgisayarlı tomografi, Pozitron emisyon tomografisi, Magnetoensefalogram gibi yöntemler epilepsi teşhisinde kullanılabilir. Ancak bu yöntemler, pahalı olması ve x ışını gerektirmesi gibi dezavantajlara sahiptir. Girişimsel olmayan, beyin elektriksel aktivitesi hakkında bilgi veren EEG, giderek yaygın hale gelmekte olup, epilepsi tanısı ve dolayısıyla tedavinin yönlendirilmesinde en sık kullanılan yöntemlerden biridir [2-4]. EEG sinyalleri, kafa derisi veya intrakraniyal (kafa içi) alana elektrotlar yerleştirilerek kayıt alınan doğrusal ve durağan olmayan zaman serileridir [5]. EEG sinyalleri epileptik nöbetlerin saptanmasında ve ayırımında önemli bir rol oynamaktadır. Ancak nöbet öncesi EEG sinyallerinin karakteri yalnızca epilepsi hastalarında değil aynı zamanda normal insanların EEG sinyallerinde de bulunabilmektedir [2], [3]. Bu nedenle epilepsi nöbeti öncesi epilepsi nöbetinin EEG sinyalleri kullanarak tespiti zordur.

Uzman nörologlar tarafından uzun süreli EEG kayıtlarının incelenmesi sonucu nöbet tespiti yapılmaktadır. Kayıtların elde edilmesi ve incelenmesi zaman alıcı olmasından dolayı teşhisin gecikmesi dezavantaj oluşturmaktadır. Bu dezavantajları giderebilecek ve aynı zamanda EEG verilerinin doğru bir şekilde sınıflandırılmasını sağlayacak otomatik nöbet tespit sistemlerinin geliştirilmesi gerekmektedir. Bu nedenle, uygun bir öznitelik çıkarma yöntemini belirlemek ve etkili bir sınıflandırıcı oluşturmak otomatik nöbet saptama yönteminin geliştirilmesi için çok önemlidir [5]. Epilepsi tespitine yönelik olarak EEG sinyalleri literatürde pek çok yöntemle analiz edilmiştir. Zaman domeni, frekans domeni, zaman-frekans domeni ve doğrusal, doğrusal olmayan yöntemlerle incelenmiştir. Ayrık dalgacık dönüşümü (ADD) [6] ve Stockwell dönüşümü (SD) [7] ve Kısa Zamanlı Fourier dönüşümü (KZFD) [8] gibi zaman-frekans domeni analiz yöntemleri, Tekil Spektrum Analizi (TSA) [9], AKA [10] gibi zaman domeni analiz yöntemleri ve Lyapunov üstelleri, fraktal boyut, çeşitli entropi hesapları gibi doğrusal olmayan yöntemler [11] kullanılmıştır. Ek olarak fraktal boyut (FD) [12] yaklaşık entropi [13], en büyük Lyapunov üsteli [14], korelasyon boyutu (CD) [14] ve İçsel Kip Fonksiyonları (Intrinsic Mode Functions, IMF) [12] gibi yöntemler literatürde epilepsi teşhisine yönelik EEG sinyallerinin analizi için kullanılmıştır.

Mutlu [15] epileptik ve normal EEG sinyallerinin sınıflandırılabilmesi için bir Hilbert Titreşim Ayrışım (Hilbert Vibration Decomposition, HVD) yöntemini önermiştir. Bu çalışmada, HVD yöntemi ile EEG sinyallerinin anlık frekanslarına göre IMF elde edilmiştir. Alt band sinyallerinden çıkarılan özelliklerin farklı fonksiyonlar kullanılarak karar destek makinesi sınıflandırıcı ile sınıflandırma işlemi gerçekleştirilmiştir. Polychronaki ve ark. [16], EEG sinyalleri kullanarak epileptik nöbetlerin başlangıcını tespit etmek üzere farklı fraktal boyutların (Katz, Higuchi ve k-en yakın komşu (k-NN) algoritması) hesabı ile sınıflandırma performansını araştırmıştır. Parametre seçimi aşamasında Çalışmaya göre, k-NN algoritması, EEG sinyalleri kullanarak epileptik nöbetlerin başlangıcının tespiti için umut verici olduğu görülmektedir.

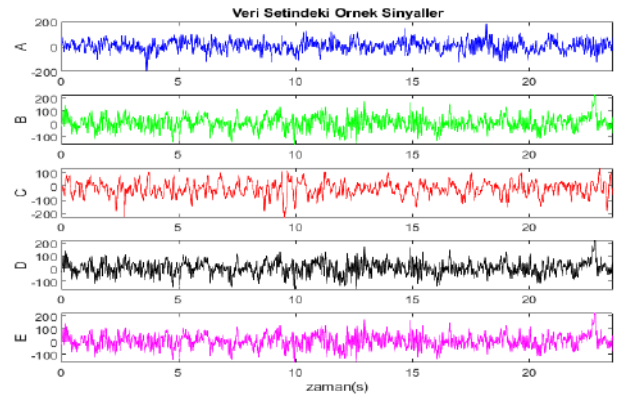
Bu çalışmada epilepsi ve sağlıklı bireylerden alınan farklı durumlardaki EEG sinyalleri kullanılarak epilepsinin erken tespitine yönelik özgün bir yöntem önerilmektedir. Hedeflenen bu yöntemde EEG sinyallerinden öznitelik çıkarmak ve alt-bantlara ayırmak için bu alanda literatürde ilk defa kullanılan çok değişkenli sinyali temel bir fonksiyona ihtiyaç duymadan çarpım fonksiyonu kullanarak ayırtıran RLMD tekniği kullanılmıştır. RLMD alt bant sinyallerinden ortalama değer, maksimum, minimum, standart sapma, entropi, hjorth parametrelerine ait öznitelikleri çıkarılmıştır. Elde edilen özellikler ve YSA ile sınıflandırma çalışmaları yapılmıştır.

Ayrıca RLMD yönteminin performansını karşılaştırmak için AKA yöntemi ile EEG sinyalleri alt bantlara ayırtılmıştır ve özellik çıkarma sınıflandırma işlemleri RLMD-YSA yaklaşımında olduğu gibi benzer şekilde gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen bu çalışma ile epilepsinin erken tespitine yönelik yüksek sınıflandırma performansı sağlayan RLMD yöntemini kullanan yenilikçi yaklaşım ortaya konmuştur.

2. Materyal ve Metot

2.1. Veri Seti

EEG sinyalleri Bonn veri tabanından elde edilmiştir [17]. Veri seti sağlıklı ve epilepsi hastası olan toplam olarak 10 bireyden oluşmaktadır. EEG sinyalleri 173.61 Hz frekans değerinde örneklenecek elde edilmiş olup, kayıt süresi 23.6 saniyedir ve EEG sinyalleri 4097 örnekten oluşmaktadır. Bu veri tabanında 5 adet alt klasör bulunmaktadır. A, B, C, D ve E isimleri verilen kayıtların her biri 100 adet olmak üzere toplam 500 adet kayıttan oluşmaktadır. A klasörü içerisinde gözleri açık ve sağlıklı olan bireylerden elde edilen EEG sinyalleri; B klasörü içerisinde gözleri kapalı ve sağlıklı olan bireylerden elde edilen EEG sinyalleri; C klasöründe epilepsi hastalarından epilepsi nöbeti geçirmeden önce epileptik olmayan bölgeden kaydedilen EEG sinyalleri; D klasöründe epilepsi hastalarından epilepsi nöbeti geçirmeden önce epileptik bölgeden alınan EEG sinyalleri; E klasöründe ise epilepsi hastalarından epilepsi nöbeti sırasında kaydedilen EEG sinyalleri bulunmaktadır. EEG verileri, 0.45–40 Hz frekansları arasındaki frekans bileşenlerinin elde edilmesi amacı ile bant geçiren filtre ile filtrelenmiştir. Şekil-1’de örnek bir EEG sinyali verilmiştir.



Şekil 1. Veri setine ait örnek bir EEG sinyali

2.1.1. Ampirik Kip Ayrışım Yöntemi

Huang ve arkadaşları tarafından geliştirilen AKA yöntemi, durağan olmayan sinyalleri analizi etmek için önerilmiştir [18]. Bu yöntem de temel olarak karmaşıklık durumuna bağlı olarak sinyallerin aynı anda birden fazla farklı eş zamana sahip salınım

kiplerine sahip olabileceği durumu varsayılmaktadır. Böylece karmaşık bir sinyali nispeten durağan alt seriler olan ve modellenen IMF bileşenlerine ayrıştırılabilmektedir [19]. Burada, IMF karmaşık sinyallerin yerel karakteristik ölçeğine dayanılarak çıkarılmaktadır. AKA'da bir fonksiyon aşağıdaki iki koşulu sağlıyorsa IMF olarak tanımlanmaktadır. Bu koşullar;

- Sinyalin tamamında, ekstrem değerlerin toplamı ve sıfır geçişlerin toplamı eşit olmalıdır,
- Yerel maksimum ve minimum şeklinde tanımlanan zarfın ortalaması herhangi bir noktada sıfır olmalıdır [20].

Belirtilen bu iki koşul bir IMF'nin hemen hemen periyodik bir fonksiyon olmasını ve ortalamasının sıfıra ayarlanmasını sağlamaktadır. AKA yöntemi literatürde EEG ve EKG gibi fizyolojik sinyalleri ayrıştırmak ve sinyallerden gürültüyü gidermek için kullanılmıştır. Slimane ve ark. [19] EKG sinyallerinden QRS kompleksini saptamak için AKA yöntemini kullanmıştır. Bajaj ve ark. [20] EEG sinyallerine AKA yöntemini kullanarak epilepsi hastalığının teşhisi için bir yöntem önerirken, Zhang ve ark. [21] EEG sinyallerinden gürültüyü gidermek için AKA yöntem tabanlı bir algoritma geliştirmiştir.

Bu çalışmada ise EEG sinyalleri AKA yöntemi kullanılarak alt banda ayrılmıştır ve alt bant sinyallerinden elde edilen özellikler ile epilepsi tespiti gerçekleştirilmiştir.

2.1.2. Gürbüz Yerel Ortalama Ayrıştırma

Yerel ortalama ayrışma (Local Mean Decomposition, LMD) ilk olarak Smith [22] tarafından sunulmuştur. Doğrusal olmayan ve durağan olmayan sinyal analizi için kullanılabilen yeni bir yinelemeli ayrıştırma yöntemidir. LMD yöntemini kullanarak, karmaşık EEG sinyalleri, frekans modülasyonlu bir sinyale ve bir zarf sinyaline demodüle edilebilir hale getirilmektedir. Bu iki sinyalin çarpımı, fiziksel olarak önemli olabilen çarpım fonksiyonlarıdır (product function, PF) [22]. AKA ile karşılaştırıldığında, LMD, kübik spline çizgileri yerine sinyal zarfını hesaplamak için düzleştirilmiş araçları ve yerel büyüklükleri kullanmaktadır [23]. Az miktarda hesaplama ve hızlı işlem kabiliyeti sayesinde epilepsi gibi nörolojik hastalıklarda LMD'yi gerçek zamanlı nöbet tahmini için uygun hale getirmektedir. LMD yönteminin geliştirilmesi sonucu ortaya çıkan RLMD yöntemi ile orijinal sinyali daha az karmaşık alt sinyallere ayrıştırmak hedeflenmiştir [22]. RLMD, genlik modüleli ve frekans modüleli sinyallerde ayrışım yapmak için uygulanmaktadır [24] ve işlem adımları aşağıda yer almaktadır.

1. $X(t)$ sinyalindeki tüm maksimum ve minimum noktaları içeren ekstreme değerleri eşitlik 1 de görüldüğü gibi belirlenir.

$$n_{II}(k_I), I=1,2,\dots,M \quad (1)$$

Ekstrem değerlerin ortalaması eşitlik 2 de görüldüğü gibi belirlenir (2):

$$m_{II}(t) = \frac{n_{II}(k_I) + n_{II}(k_{I+1})}{2} \quad k_I = k_1, k_2, k_3, \dots, k_{M-1}, t \in [k_I, k_{I+1}] \quad (2)$$

Yerel genlikler eşitlik 3 te görüldüğü gibi belirlenir.

$$a_{II}(t) = \frac{n_{II}(k_I) - n_{II}(k_{I+1})}{2} \quad (3)$$

2. $a_{II}(t)$ yerel genliği ve $m_{II}(t)$ ortalama değeri kullanılarak kayan ortalama (Moving Average, MA) yöntemiyle $\widehat{a}_{II}(t)$ $\widehat{m}_{II}(t)$ değerleri eşitlik 4 te verildiği gibi elde edilmektedir.

$$dh_{II}(t) = x(t) - \widehat{m}_{II}(t), \quad s_{II}(t) = \frac{h_{II}(t)}{\widehat{a}_{II}(t)} \quad (4)$$

Eğer $s_{II}(t)$ sinyali $[-1,1]$ aralığında bir çarpım sinyali değilse yeni $s_{II}(t)$ sinyalini elde etmek için işlemlere devam edilir. Bu işlem $s_{II}(t)$ sinyalini bir çarpım sinyali olana kadar devam ettirilir. Elde edilen $s_{II}(t)$ sinyallerinin ani frekansı (Hilbert frekansı) eşitlik 5 te verildiği gibi elde edilir.

$$f_1(t) = \frac{d\varphi_1(t)}{2\pi dt}, \quad \varphi_1(t) = \arccos(s_{II}(t)) \quad (5)$$

Ani frekans genlikleri yerel genliklerin çarpımı ile elde edilir ve aşağıda verilen eşitlik 6 ile tanımlanmaktadır.

$$a_I(t) = a_{I1}(t)a_{I2}(t)a_{I3}(t) \dots a_{II}(t) = \prod_{q=1}^n a_{Iq}(t) \quad (6)$$

İlk çarpım sinyali eşitlik 7 de görüldüğü gibi elde edilir.

$$PF_1(t) = a_1(t)s_{In}(t) \quad (7)$$

3. İlk çarpım sinyalini ($PF_1(t)$) $x(t)$ sinyalinden çıkarılarak elde edilen $u_1(t)$ sinyali yeni orijinal sinyal olarak kabul edilir ve yeni çarpım sinyalini elde etmek için yukarıda bahsedilen işlem adımları uygulanır. $x(t)$ sinyali eşitlik 8 de görüldüğü gibi çarpım sinyalleri ve artık sinyalin toplamından oluşmaktadır.

$$Cfu_1(t) = x(t) - PF_1(t), \quad x(t) = \sum_{p=1}^k PF_p(t) + u_k(t) \quad (8)$$

2.1.3. Özellik Çıkarma

Öznitelik çıkarımı bir sinyalin karakteristiğinin en iyi şekilde ortaya koyulması işlemidir. Bu çalışmada öznitelik çıkarımı için ortalama, maksimum ve minimum, standart sapma, entropi ve hjorth parametreleri gibi öznitelik çıkarım yöntemleri kullanılmıştır. Öz niteliklerin eldesi aşağıda yer alan Eşitlik 9-16 da görülmektedir.

$n=1, 2, 3, \dots, N$ olmak üzere;

- Ortalama:

$$X_{\text{mean}} = \sum_{i=1}^N \frac{X(n)}{N} \quad (9)$$

- Maksimum:

$$x_{\text{max}} = \max(x(n)) \quad (10)$$

- Minimum:

$$x_{\text{min}} = \min(x(n)) \quad (11)$$

- Standart Sapma:

$$x_{\text{std}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x(n) - x_{\text{ort}})^2} \quad (12)$$

Entropi:

$$x_{\text{entropy}} = - \sum_{i=1}^N x^2(n) \log x^2(n) \quad (13)$$

Hjort Parametreleri:

Hjorth parametreleri bir sinyalin ortalama değeri ve türevi ile ilişkili olarak elde edilen etkinlik, hareketlilik ve karmaşıklık parametrelerinden oluşan bir betimleyicilerdir. Bu parametreler 1970 yılında Hjorth tarafından EEG sinyallerinin analizi için önerilmiştir. Etkinlik değeri işaretin varyansına eşit olmaktadır ve zaman uzayında N örnekten oluşan bir X işaretinin etkinlik değeri eşitlik 14 kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$A(Xi) = \sigma_{xi}^2 \frac{\sum_{i=1}^N (Xi - \bar{X})^2}{N-1} \quad (14)$$

Burada X, X işaretinin ortalamasını göstermektedir. Hareketlilik parametresi, işaretin ortalama frekansının bir ölçütüdür ve eşitlik 15 kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$M(Xi) = \frac{\sigma_{\dot{X}i}}{\sigma_{Xi}} = \frac{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\dot{X}i - \bar{\dot{X}})^2}{N-1}}}{\sqrt{A(Xi)}} \quad (15)$$

Burada \dot{X} , işaretin birinci dereceden türevine karşılık gelmektedir. Karmaşıklık parametresi ise işaretin sinüs işaretinden sapmasının bir ölçüsü olup, eşitlik 16 kullanılarak elde edilmektedir.

$$C(Xi) = \frac{\sigma_{\dot{X}i}/\sigma_{\ddot{X}i}}{\sigma_{\dot{X}i}/\sigma_{Xi}} \quad (16)$$

\ddot{X} , işaretin ikinci dereceden türevini ifade etmektedir [25], [26].

2.1.4. Yapay Sinir Ağları

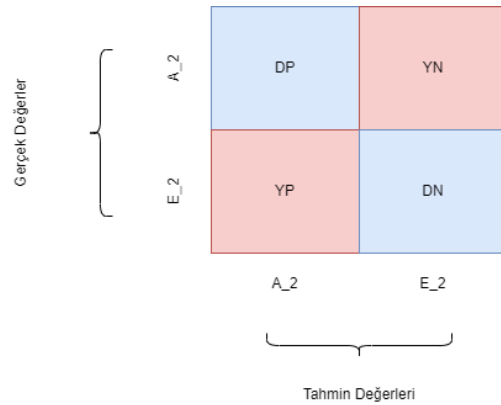
Yapay sinir ağları (YSA), biyolojik sinir sistemlerinin bilgi işleme yöntemlerini örnekleyen matematiksel modellerdir. Birbirine bağlı olarak çalışan nöronlardan oluşan YSA, mimarisıyla veri sınıflandırması gibi uygulamalar için kullanılmaktadır [27]. Bir yapay sinir ağı girdi katmanı, ara katmanlar ve çıktı katmanı olmak üzere temel olarak üç katmandan oluşmaktadır. Girdi katmanı aracılığıyla ağa uygulanan bilgiler, ara katmanlarda ağırlık değerleri kullanılarak çıktı fonksiyonuna dönüştürülür ve çıktı katmanına gönderilir. Ağırlık istenilen çıktıları üretebilmesi için ağırlık değerlerinin uygun bir şekilde güncellenmesi gerekmektedir. Başlangıçta ağırlık değerleri rastgele atanır, sonra her bir örnek ağa girdi olarak uygulanarak ağırlık öğrenme kuralına göre ağırlıklar değiştirilir. Bu işlem ağırlık eğitimi olarak adlandırılır.

Ağırlıkların güncellenmesi ile doğru çıktılar üretilince test setindeki örnekler ağa gösterilir. Ağ test setindeki örneklere doğru cevaplar verirse eğitilmiş olarak kabul edilmektedir [28].

Gerçekleştirilen çalışmada, bir ara katmandan oluşan YSA mimarisini geliştirilmiştir. Ara katman nöron sayısı 1'den 10'a kadar artırılarak en iyi sınıflandırma performansını elde edildiği ara katman nöron sayısı belirlenmiştir. Gizli katmanlar için tanjnat sigmoidal aktivasyon fonksiyonu kullanılırken çıktı katmanında ise lineer aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır. Optimizasyon algoritması olarak Levenberg-Marquardt geri yayımlı optimizasyon algoritması kullanılmıştır. Ağırlık eğitimi

için iterasyon sayısı 100; öğrenme oranı ise 0.001 olarak ayarlanmıştır. Eğitimde aşamasında 5 katmanlı çapraz doğrulama ile yapılmıştır. Çapraz doğrulamada veri 5 eşit parçaya bölünerek her döngüde bu 5 eşit parçanın 1 tanesi test için geri kalanlarını ise ağırlık eğitimi kullanılmaktadır.

Bu çalışmada sınıflandırıcı performanslarının değerlendirilmesi amacıyla karmaşıklık matrisi (Şekil 2) kullanılarak doğruluk, duyarlılık, özgüllük, kesinlik ve f1 skoru parametreleri eşitlik 17-21 den de görüldüğü gibi hesaplanmıştır. Karmaşıklık matrisinde bulunan DN; Doğru Negatif, DP; Doğru Pozitif, YP; Yanlış Pozitif, YN; Yanlış Negatif değerini temsil etmektedir. Gerçek sınıflara karşılık doğru veya yanlış tahminlerin sayısal olarak ifade edilmesi amacıyla karmaşıklık matrisi kullanılmaktadır.



Şekil 2. Karmaşıklık matrisi

$$\text{Doğruluk} = \frac{DN + DP}{DP + DN + YP + YN} \quad (17)$$

$$\text{Duyarlılık} = \frac{DP}{DP + DN} \quad (18)$$

$$\text{Özgüllük} = \frac{DN}{DN + YP} \quad (19)$$

$$\text{Kesinlik} = \frac{DP}{DP + YP} \quad (20)$$

$$\text{F1 skoru} = 2 \times \frac{\text{Kesinlik} \times \text{Duyarlılık}}{\text{Kesinlik} + \text{Duyarlılık}} \quad (21)$$

3. Araştırma Sonuçları ve Tartışma

3.1. Bulgular

Bu çalışmada EEG sinyallerine ön işlem gerçekleştirilmeden yöntem kısmında belirtilen öznelikler (7 adet; ortalama, maksimum ve minimum, standart sapma, entropi ve hjorth parametreleri) ile A-E, B-E, C-E ve D-E grupları YSA kullanılarak sınıflandırılmıştır. Sınıflandırma sonucunda elde edilen performans parametrelerine ait sonuçlar Tablo 1' de görülmektedir.

Tablo 1. A-E, B-E, C-E ve D-E gruplarına ait YSA kullanılarak sınıflandırılması ile oluşan değerler

	A-E	B-E	C-E	D-E
Doğruluk (%)	99.50 (±1.12)	99.50 (±1.12)	97.50 (±3.54)	93.50 (±5.48)
Duyarlılık (%)	99.09 (±2.03)	99.05 (±2.13)	96.52 (±4.86)	92.45 (±5.10)

Özgüllük (%)	100	100	99.00 (±2.24)	95.45 (±7.88)
Kesinlik (%)	100	100	98.95 (±2.36)	94.89 (±8.66)
F1 Skoru (%)	99.53 (±1.04)	99.51 (±1.10)	97.69 (±3.44)	93.50 (±5.81)

Ayrıca RLMD yöntemi kullanılarak EEG sinyalleri alt bantlara ayrıştırılmıştır ve alt bant sinyallerinden öznitelikler çıkarılarak sınıflandırma çalışması yapılmıştır. RLMD-YSA Modeli

kullanılarak elde edilen sınıflandırma sonuçlarını gösteren parametrelerine ait sonuçlar Tablo 2’ de yer almaktadır.

Tablo 2. A-E, B-E, C-E ve D-E gruplarına ait RLMD-YSA modeli kullanılarak sınıflandırılması ile oluşan değerler

	A-E	B-E	C-E	D-E
Doğruluk (%)	99.46 (±1.21)	97.90 (±2.21)	97.74 (±3.72)	92.50 (±4.30)
Duyarlılık (%)	98.18 (±4.07)	97.40 (±3.90)	97.27 (±6.10)	95.52 (±4.53)
Özgüllük (%)	100	99.09 (±2.03)	98.89 (±2.49)	90.74 (±7.35)
Kesinlik (%)	100	98.82 (±2.63)	99.00 (±2.24)	92.34 (±5.01)
F1 Skoru (%)	99.05 (±2.13)	98.04 (±1.98)	98.02 (±3.19)	92.76 (±3.01)

Epilepsinin EEG sinyalleri ile sınıflandırılması ve performansının değerlendirilmesi amacıyla AKA yöntemi de kullanılmıştır. EEG sinyalleri AKA yöntemi ile alt banda

ayrıştırılan sinyallerinden öznitelikler çıkarılmıştır. AKA-YSA Modeli kullanılarak elde edilen sınıflandırma sonuçlarını gösteren parametrelerine ait sonuçlar Tablo 3’ de yer verilmiştir.

Tablo 3. A-E, B-E, C-E ve D-E gruplarına ait AKA-YSA modeli kullanılarak sınıflandırılması ile oluşan değerler

	A-E	B-E	C-E	D-E
Doğruluk (%)	99.50 (±1.12)	98.00 (±1.12)	97.00 (±3.26)	90.50 (±2.74)
Duyarlılık (%)	98.75 (±2.79)	97.13 (±2.64)	98.10 (±2.64)	93.36 (±7.34)
Özgüllük (%)	100	99.26 (±1.66)	98.04 (±2.68)	89.14 (±5.76)
Kesinlik (%)	100	98.57 (±3.20)	97.99 (±2.76)	87.63 (±9.35)
F1 Skoru (%)	99.35 (±1.44)	97.78 (±1.36)	96.92 (±3.37)	89.86 (±4.09)

4. Sonuçlar ve Tartışma

Epilepsi verilerine ait EEG sinyalleri ile ilgili literatürde pek çok analiz yöntemi mevcuttur. Bu çalışmada epilepsi bireylerden elde edilen EEG sinyallerini YSA, RLMD-YSA ve AKA-YSA yöntemleri ile A-E, B-E, C-E ve D-E grupları arasında sınıflandırılarak, önerilen yöntemlerin performansları analizi elde edilmiştir.

A-E grubuna ait arasındaki sınıflandırma sonuçlarına bakıldığında YSA kullanılarak elde edilen sınıflandırma sonucunun özgüllük ve kesinlik değerleri YSA, RLMD-YSA ve AKA-YSA sınıflandırma yöntemlerinde %100 olarak elde edilmiştir. Diğer metrikler bakıldığında, YSA ve AKA-YSA modellerinde sınıflandırıcı doğruluk değeri %99.50 iken RLMD-YSA %99.46 doğruluğu elde edilmiştir.

B-E grubu incelendiğinde YSA ile sınıflandırması sonucu özgüllük ve kesinlik değerleri %100 elde edilirken doğruluk, duyarlılık ve F1 skor değerleri bu model de yüksek performans sergilemiştir.

D-E grubunda; özgüllük, kesinlik ve F1 skoru AKA-YSA modeli kullanılarak sınıflandırılması ile oluşan değerler diğer sınıflandırma yöntemlerine göre düşük performans sergilemiştir. Bu gruba ait doğruluk sonuçları (D; epilepsi hastalarından epilepsi nöbeti geçirmeden önce epileptik bölgeden alınan, E; epilepsi hastalarından epilepsi atağı sırasında kaydedilen sinyaller) YSA ile sınıflandırıldığında %93.50 ulaşırken;

özgüllük hariç diğer metriklerde de yüksek sonuçlar elde edilmiştir.

Yapılan bu çalışmada epilepsinin EEG sinyallerinden tespitine yönelik YSA, RLMD-YSA, AKA-YSA yöntemlerinin performansı analiz edilmiştir.

Gelecek çalışmalarda önerilen bu yöntemlerin farklı EEG veri setlerine uygulanması, ayrıca çeşitli hastalıkların tespitinde literatürde yeni kullanılmaya başlanılan RLMD yönteminin uygulanması planlanmaktadır.

5. Teşekkür

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 2209-A Üniversite Öğrencileri Araştırma Projeleri Destekleme Programı kapsamında 1919B012111299 numaralı proje ile desteklenmiştir. Bu sebeple TÜBİTAK 'a teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

- [1] Ghassemi, N., Shoeibi, A., Rouhani, M., & Hosseini-Nejad, H. (2019, October). Epileptic seizures detection in EEG signals using TQWT and ensemble learning. In *2019 9th International Conference on Computer and Knowledge Engineering (ICCKE)* (pp. 403-408). IEEE.

- [2] Pachori, R. B., & Patidar, S. (2014). Epileptic seizure classification in EEG signals using second-order difference plot of intrinsic mode functions. *Computer methods and programs in biomedicine*, 113(2), 494-502.
- [3] Mader Jr, E. C., & Olejniczak, P. W. (2010). Epilepsy syndromes. *Epilepsy and intensive care monitoring: principles and practice*. New York, 119-150.
- [4] Vidyaratne, L. S., & Iftekharuddin, K. M. (2017). Real-time epileptic seizure detection using EEG. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 25(11), 2146-2156.
- [5] Li, M., Chen, W., & Zhang, T. (2016). Automatic epilepsy detection using wavelet-based nonlinear analysis and optimized SVM. *Biocybernetics and biomedical engineering*, 36(4), 708-718.
- [6] Hamad, A., Houssein, E. H., Hassanien, A. E., & Fahmy, A. A. (2016, December). Feature extraction of epilepsy EEG using discrete wavelet transform. In *2016 12th international computer engineering conference (ICENCO)* (pp. 190-195). IEEE.
- [7] Yan, A., Zhou, W., Yuan, Q., Yuan, S., Wu, Q., Zhao, X., & Wang, J. (2015). Automatic seizure detection using Stockwell transform and boosting algorithm for long-term EEG. *Epilepsy & Behavior*, 45, 8-14.
- [8] Samiee, K., Kovacs, P., & Gabbouj, M. (2014). Epileptic seizure classification of EEG time-series using rational discrete short-time Fourier transform. *IEEE transactions on Biomedical Engineering*, 62(2), 541-552.
- [9] Atoufi, B., Zakerolhosseini, A., & Lucas, C. (2009, October). Improving EEG signal prediction via SSA and channel selection. In *2009 14th International CSI Computer Conference* (pp. 349-354). IEEE.
- [10] Hassan, A. R., & Haque, M. A. (2015, November). Epilepsy and seizure detection using statistical features in the complete ensemble empirical mode decomposition domain. In *TENCON 2015-2015 IEEE region 10 conference* (pp. 1-6). IEEE.
- [11] Valenza, G., Romigi, A., Citi, L., Placidi, F., Izzi, F., Albanese, M., ... & Barbieri, R. (2016, August). Predicting seizures in untreated temporal lobe epilepsy using point-process nonlinear models of heartbeat dynamics. In *2016 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)* (pp. 985-988). IEEE.
- [12] Sharma, M., Pachori, R. B., & Acharya, U. R. (2017). A new approach to characterize epileptic seizures using analytic time-frequency flexible wavelet transform and fractal dimension. *Pattern Recognition Letters*, 94, 172-179.
- [13] Srinivasan, V., Eswaran, C., & Sriraam, N. (2007). Approximate entropy-based epileptic EEG detection using artificial neural networks. *IEEE Transactions on information Technology in Biomedicine*, 11(3), 288-295.
- [14] Adeli, H., Ghosh-Dastidar, S., & Dadmehr, N. (2007). A wavelet-chaos methodology for analysis of EEGs and EEG subbands to detect seizure and epilepsy. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 54(2), 205-211.
- [15] Mutlu, A. Y. (2018). Detection of epileptic dysfunctions in EEG signals using Hilbert vibration decomposition. *Biomedical Signal Processing and Control*, 40, 33-40.
- [16] Polychronaki, G. E., Ktonas, P. Y., Gatzonis, S., Siatouni, A., Asvestas, P. A., Tsekou, H., ... & Nikita, K. S. (2010). Comparison of fractal dimension estimation algorithms for epileptic seizure onset detection. *Journal of neural engineering*, 7(4), 046007.
- [17] Andrzejak, R. G., Lehnertz, K., Mormann, F., Rieke, C., David, P., & Elger, C. E. (2001). Indications of nonlinear deterministic and finite-dimensional structures in time series of brain electrical activity: Dependence on recording region and brain state. *Physical Review E*, 64(6), 061907. Available from: <https://repositori.upf.edu/handle/10230/42894>
- [18] Huang, N. E., Shen, Z., Long, S. R., Wu, M. C., Shih, H. H., Zheng, Q., ... & Liu, H. H. (1998). The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A: mathematical, physical and engineering sciences*, 454(1971), 903-995.
- [19] Slimane, Z. E. H., & Naït-Ali, A. (2010). QRS complex detection using empirical mode decomposition. *Digital signal processing*, 20(4), 1221-1228.
- [19] Chen, C. F., Lai, M. C., & Yeh, C. C. (2012). Forecasting tourism demand based on empirical mode decomposition and neural network. *Knowledge-Based Systems*, 26, 281-287.
- [20] Pachori, R. B., & Bajaj, V. (2011). Analysis of normal and epileptic seizure EEG signals using empirical mode decomposition. *Computer methods and programs in biomedicine*, 104(3), 373-381.
- [21] Zhang, D. X., Wu, X. P., & Guo, X. J. (2008, May). The EEG signal preprocessing based on empirical mode decomposition. In *2008 2nd International Conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering* (pp. 2131-2134). IEEE.
- [22] Smith, J. S. (2005). The local mean decomposition and its application to EEG perception data. *Journal of the Royal Society Interface*, 2(5), 443-454.
- [23] Xie, L., Lang, X., Chen, J., Horch, A., & Su, H. (2016). Time-varying oscillation detector based on improved LMD and robust Lempel–Ziv complexity. *Control Engineering Practice*, 51, 48-57.
- [24] Yongbo, L. I., Shubin, S. I., Zhiliang, L. I. U., & Xihui, L. (2019). Review of local mean decomposition and its application in fault diagnosis of rotating machinery. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 30(4), 799-814.
- [25] Kutlu, F. (2014). Melez sınıflandırma yaklaşımı ile EEG işaretlerinden epileptik dönemlerin algılanması (Doctoral dissertation, Karadeniz Teknik Üniversitesi).
- [26] Ekhlası, A., Nasrabadi, A. M., & Mohammadi, M. R. (2021). Direction of information flow between brain regions in ADHD and healthy children based on EEG by using directed phase transfer entropy. *Cognitive Neurodynamics*, 15(6), 975-986.
- [27] ErKaymaz, H., Ozer, M., & Orak, İ. M. (2015). Detection of directional eye movements based on the electrooculogram signals through an artificial neural network. *Chaos, Solitons & Fractals*, 77, 225-229.
- [28] Öztemel, E., (2012). *Yapay Sinir Ağları*. İstanbul: Papatya Yayıncılık Eğitim



Çok Ölçekli Temel Bileşen Analizi ve Evrişimsel Sinir Ağları ile Elektrokardiyografi Sinyallerinden Miyokart Enfarktüsünün Tespiti

Arda Aydoğan¹, Buse İçme², Ali İnce³, Sümeyya Arıkan⁴, Fatma Latifoğlu^{5*}

¹ Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Kayseri, Türkiye, (ORCID: 0000-0001-5982-1477), aydoganarda@yahoo.com

² Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Kayseri, Türkiye (ORCID: 0000-0001-7262-0725), icmebuse@gmail.com

³ Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Kayseri, Türkiye. (ORCID: 0000-0003-1159-1785), inceali623@gmail.com

⁴ Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Düzce, Türkiye (ORCID: 0000-0001-7582-7537), sumeyyaarikan@duzce.edu.tr

⁵ Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Kayseri, Türkiye (ORCID: 0000-0003-2018-9616), flatifoglu@erciyes.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1146011)

ATIF/REFERENCE: Aydoğan, A., İçme, B., İnce, A., Arıkan, S., Latifoğlu, F., (2022). Çok Ölçekli Temel Bileşen Analizi ve Evrişimsel Sinir Ağları ile Elektrokardiyografi Sinyallerinden Miyokart Enfarktüsünün Tespiti. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 138-142.

Öz

Miyokart enfarktüsü (kalp krizi) çok kısa sürede müdahale edilmesi gereken hayati bir hastalıktır. Hastaya ait elektrokardiyografi (EKG) verilerinin analizi teşhiste önemli bir yer tutmaktadır. Bu nedenle bu hastalığın daha hızlı ve doğru olarak belirlenebilmesi için son yıllarda bilgisayar destekli karar destek sistemlerden faydalanılmaktadır. Bu çalışmada miyokart enfarktüsü tanısı almış 61 hastadan ve 52 sağlıklı bireyden elde edilen EKG sinyalleri ve Evrişimsel sinir ağları (ESA) kullanılarak miyokart enfarktüsüne yönelik sınıflandırma modeli ortaya konmuştur. EKG sinyallerine sonlu dürtü yanıtı (FIR) süzgeç, sonsuz dürtü yanıtı (IIR) süzgeç ve çok ölçekli temel bileşen analizi uygulanarak üç farklı süzgeç ile ön işlemeden geçirilmiştir. Sinyaller daha sonra geliştirilen ESA modeli yardımıyla sınıflandırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre çok ölçekli temel bileşen analizi kullanılarak ön işlemeden geçirilen sinyaller kullanılarak %92.3 doğruluk oranıyla sınıflandırma başarısı elde edilmiştir ve FIR, IIR süzgeç yardımıyla ön işleme yapılan sinyallerin sınıflandırılmasına göre daha başarılı sınıflandırma performansının elde edildiği görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Biyomedikal Sinyal İşleme, Evrişimsel Sinir Ağları, Çok Ölçekli Temel Bileşen Analizi, EKG, Miyokart Enfarktüsü

Detection of Myocardial Infarction from Electrocardiography Signals with Multiscale Principal Component Analysis and Convolutional Neural Networks

Abstract

Myocardial Infarction is a vital disease that needs to be intervened in a very short time. The analysis of the patient's electrocardiography (ECG) data has an important place in the diagnosis. For this reason, computer aided decision support systems have been used in recent years in order to determine this disease more quickly and accurately. In this study, classification was made using convolutional neural network algorithms on the ECG signals obtained from 61 patients diagnosed with myocardial infarction and 52 healthy individuals. ECG signals are preprocessed with three different filters by applying finite impulse response (FIR) filter, infinite impulse response (IIR) filter and multiscale principal component analysis. According to the results obtained, classification success was achieved with 92.3% accuracy by using the preprocessed signals using multi-scale principal component analysis, and it was seen that more successful classification performance was obtained compared to the classification of the preprocessed signals with the help of FIR, IIR filter.

Keywords: Biomedical Signal Analysis, Convolutional Neural Networks, Multislice Principal Component Analysis, ECG, Myocardial Infarction.

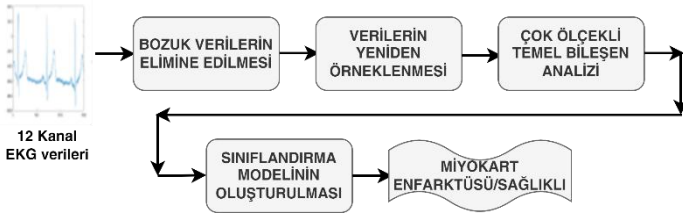
* Sorumlu Yazar: flatifoglu@erciyes.edu.tr

1. Giriş

Miyokart enfarktüsü (kalp krizi), uzun süreli iskemi sonucunda kalpte meydana gelen miyokart hasarına denilmektedir. Dünya nüfusunda her yıl yaklaşık 17,3 milyon kişi kalp-damar hastalıkları sebebiyle yaşamını yitirmektedir [1]. EKG deri üzerinden elektrotlar aracılığı ile ölçüm yapılan kalbin elektriksel aktivitesini yansıtan sinyallerdir. Miyokart enfarktüsünü EKG sinyali ile teşhis edebilmek mümkündür, fakat bu sinyallerin genliği küçük, süresi kısa olduğundan hızlı ve doğru bir şekilde yorumlamak zordur [2].

Miyokart enfarktüsü EKG sinyallerinden PR segmentinde, QRS kompleksinde, ST segmentinde veya T dalgalarında ortaya çıkan anormalliklerle belirlenmektedir [3]. Miyokart iskemisinin en erken belirtileri tipik T dalgaları ve ST segmentindeki yükselme-çökme gibi değişikliklerdir [4]. Normal bireylerin EKG sinyallerinde ST segmentinde 1 mm yükselme-çökme normal karşılanmaktadır [5]. Miyokard enfarktüsünün erken teşhis edilmesiyle birlikte kalp-damar kaynaklı ölüm oranının azalması yönünde önemli etkisi olacaktır.

Günümüzde, EKG sinyallerini hızlı ve güvenilir bir şekilde yorumlamak için bilgisayar destekli tanı cihazı kullanılmasına yönelik çalışmalar hızla artmaktadır. Shane Loeffler ve arkadaşları EKG sinyallerinden miyokart enfarktüsünü otomatik olarak teşhis etmek için Evrişimsel Sinir Ağları (ESA) ile stokastik ve reaksiyon-difüzyon modeli kullanarak miyokard infarktüsünün tanısının yapılmasını önermiştir [3]. Fakat bu yaklaşımın matematiksel modeli oldukça karmaşık, uygulaması ise zorludur. Xinwen Liu ve arkadaşlarının yaptığı genel literatür sınıflandırma performansına etkisi analiz edilmiştir. Çalışmanın akış şeması Şekil 1 de görülmektedir.



Şekil 1. Genel Akış Algoritması

2. Materyal ve Metot

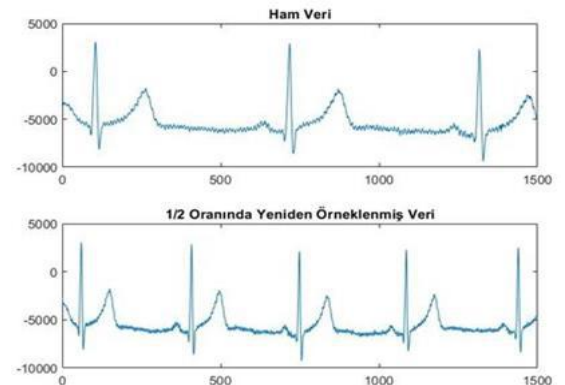
2.1. EKG Verilerinin Eldesi

Bu çalışmada, miyokart enfarktüsünü sınıflandırmak için kullanılan 12 derivasyonlu EKG sinyalleri, Mendeley Database adlı platformda, Gazi Üniversitesi Kardiyoloji anabilim dalına müracaat etmiş, 74 adet koroner arter hastalarının %70'inde ciddi damar tıkanıklığı ve göğüs ağrısı içeren hastalardan elde edilmiştir [10]. Bu halka açık veri setinde 12 kanallı EKG cihazı olan microCOR programı kullanılmıştır. EKG kayıtları, 24-bit örnekleme çözünürlüğü ve 0.1 μ V genlik çözünürlüğü ile 8800 Hz de örneklenecek sayısal formata çevrilmiştir. Elde edilen veri kümesi ham sinyaller olarak herhangi bir filtreleme işlemine tabi tutulmamıştır. Her bireyin EKG verileri tek tek incelenerek ileri derecede faz kayması olan ve sinyalde büyük bozulmalar olan veriler elimine edilerek 61 adet hasta bireylerin veri kümesi oluşturulmuştur [10]. Sınıflandırmada kullanılacak sağlıklı bireylere ait 12 derivasyonlu EKG verileri ise PhysioNet adlı platformdan elde edilmiştir. PTB Diagnostic ECG Database adlı

çalışmalarının özetinde gösterildiği gibi evrişimsel sinir ağları ile yapılan çalışmaların son zamanlarda oldukça arttığı görülmektedir. Ancak yapılan çalışmalar çoğunlukla atriyal fibrilasyon (aritm) üzerine farklı uygulama tekniklerinin kullanımı ile gerçekleştirildiği görülmektedir [4]. Ramesh ve arkadaşları, EKG aritmisinin tespiti için her kalp atışından üç adet özellik çıkarımı yapılmıştır. Bu özellikler Çiftli Ağaç Kompleks Dalgacık Dönüşümü ile morfolojik işlemlerin uygulanması sonucu elde edilmiştir. Özellik çıkarımı ile Evrişimsel Sinir Ağlarına uygulanan veriler ile %98 doğruluk elde etmiştir [6]. Wang ve arkadaşları R-R aralıklarından ve R genliklerinden öznelikleri çıkarmak için farklı bir ESA modeli geliştirmiştir. Bu model iki adet evrişim katmanı ve her evrişim katmanının ardından maksimum havuzlama katmanı içermektedir. Sınıflandırıcı olarak LeNet-5 tekniğini kullanmıştır ve çalışmanın sonucunda %87.6 doğruluk elde edilmiştir [7]. Adaboost metodu kullanılan başka bir çalışmada sinyallerin Q-Faktörlü Dalgacık dönüşümünden elde edilen özellikleri sunmuşlardır. Sınıflandırma doğruluğu ise %87.33 olarak belirlenmiştir [8]. Zarei ve arkadaşları ise sınıflandırma için SVM metodunu kullanmıştır. Dalgacık dönüşümü ile EKG sinyallerinden entropi tabanlı özellikleri elde edilerek sınıflandırma çalışması gerçekleştirilmiştir. Sınıflandırma doğruluğu ise %92.98 olarak belirlenmiştir [9]. Yapılan çalışmalarda kullanılan veri seti kümesi genelde aynı olmakla birlikte aritmi sınıflandırması üzerine yoğunlaşmıştır. Bu çalışmada miyokard infarktüsü tanısı konmuş hastalara ait veri seti [10] ile tarafımızca geliştirilen Evrişimsel Sinir Ağı modeli ile miyokart enfarktüsü sınıflandırılmıştır. Verilerin ön işlenmesi aşamasında FIR, IIR süzgeçleri ve Çok Ölçekli Temel Bileşen Analizi (MPCA) metodu kullanılarak bu ön işlemlerin sı veri kümesi 2000 yılında Department of Cardiology of University Clinic Benjamin Franklin in Berlin hastanesinde kaydedilmiştir. Bu veriler PhysioBank üzerinden elde edilmiştir. 12 kanal olup 52 adet sağlıklı veri vardır ve verilerin örnekleme frekansı 10000 Hz'dir [11].

2.2. Sinyal Önişleme

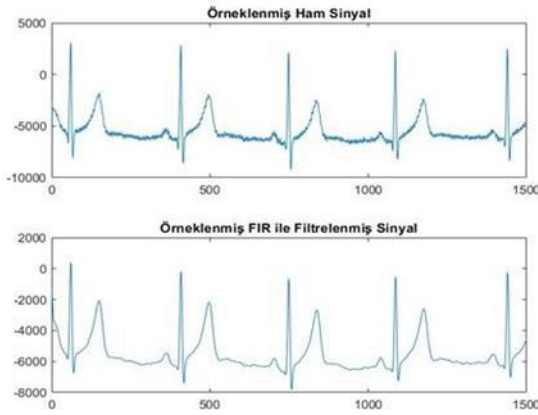
Bu çalışmada iki farklı halka açık veri setinden elde edilen EKG sinyallerinden sağlıklı bireylere ait olanlar 10000 Hz örnekleme frekansı ile örnekleşken Miyokard İnfarktüsü geçirmiş bireylere ait olanlar ise 8800 Hz örnekleme frekansı ile örneklendirilmiştir. Farklı örnekleme frekansları ile örneklenecek elde edilen EKG sinyalleri, örnekleme frekansı 5000 Hz. olacak şekilde sağlıklı bireylerin sinyallerini Şekil 2 de görüldüğü gibi $\frac{1}{2}$ oranında, hasta bireylerin sinyalleri ise $\frac{5}{8.8}$ oranında yeniden örneklendirilmiştir. Şekil 2 de sağlıklı bireye ait örnek bir EKG sinyali görülmektedir.



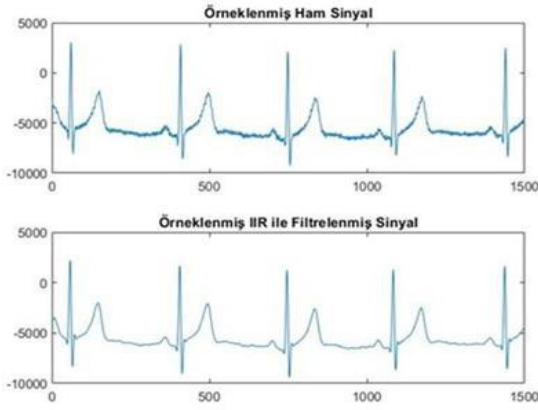
Şekil 2. EKG sinyalinin yeniden örnekleme

Telefon, radyo, radar, uydu, işaret işleme, medikal sistemler gibi hemen hemen her alanda kullanılan süzgeçler genellikle elektronik devrelerde, gürültüyü ve istenmeyen işaretleri süzmek, belirli frekansları birbirinden ayırmak, örnekleme işleminden önce sinyalleri sınırlamak gibi çeşitli amaçlarla kullanılmaktadır [14].

Sonlu dürtü yanıtı (FIR) ve sonsuz dürtü yanıtı (IIR) süzgeçleri dijital sinyal işlemede kullanılan başlıca süzgeçlerdir. FIR süzgeçler lineer fazlı frekans yanıtına sahiptir ve sabit grup gecikmesi sağlarlar. IIR süzgeçler ise FIR süzgeçlere göre daha verimlidir çünkü daha az geciktirici eleman, toplayıcı ve çoğaltıcıya ihtiyaç duymaktadır. FIR süzgeç ile filtrelenmiş örnek bir EKG sinyali Şekil 3 de gösterilmektedir. IIR süzgecin FIR süzgece göre avantajı grup gecikmesinin olmaması ve geçirme bandınının daha dar bir frekans sahasında yer almasıdır. IIR süzgeç ile filtrelenmiş örnek bir EKG sinyali Şekil 4 te gösterilmektedir.



Şekil 3. FIR ile filtrelenmiş sinyal



Şekil 4. IIR ile filtrelenmiş sinyal

2.3. Çok Ölçekli Temel Bileşen Analizi

Temel bileşen analizi (PCA), değişken kombinasyonları üreterek bu kombinasyonlara ait önemli veri çeşitlerinin yönlerini belirlemeye yarayan istatistiksel bir yöntemdir [15]. PCA özellik çıkarma ve boyut küçültme konusunda yüksek performansa sahiptir. Veri seti gözlem ve değişken sayısı ile bir matris üzerinde tanımlanır ve matris birim varyans ve sıfır ortalamalarla standartlaştırılır, tek değerli ayrıştırma ile yeni bir matrise yorumlanır [15]. Bu yöntem Bakshi tarafından dalgacık analizi yöntemiyle birleştirilmiş, her dalgacık ölçeğinde PCA modellerini belirleyen çok ölçekli temel bileşen analizi (Multiscale Principal Component Analysis, MSPCA) yöntemi ortaya çıkmıştır [16]. Bu çalışmada 12 derivasyonlu EKG

sinyallerine çok ölçekli temel bileşen analizi uygulanarak EKG sinyallerinin gürültüsü elimine edilmiştir.

EKG sinyallerinin çok ölçekli temel bileşen analizi sahte kodu aşağıda yer almaktadır [17]:

- for Her EKG matrisi satırı için
 - o dalgacık ayrışımı hesapla
- end
- for Her ölçek için
 - o seçilen ölçekte dalgacık kovaryans matrisini hesapla
 - o PCA yüklerini ve katsayılarını hesapla
 - o uygun sayıda yükleme seç
 - o uygun eşikten daha büyük katsayıları seç
- end
- for tüm ölçekleri birlikte
 - o önemli verilere sahip ölçekleri dahil ederek PCA hesapla
 - o her ölçekte seçilen eşiklenmiş değerlerden yaklaşık veri matrisini tekrar oluşturun
- end

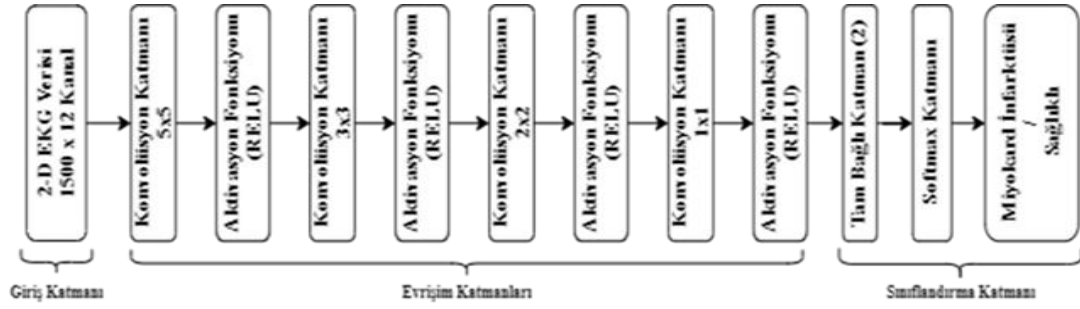
2.4. Evrişimsel Sinir Ağları

ESA derin öğrenmenin alt grubu olarak incelenen çok katmanlı yapıya sahip makine öğrenmesidir. Büyük ölçekli verilerden özellik çıkarmakta kullanılır [18]. Biyolojik süreçlerden esinlenilmiş, özellik çıkarma ve sınıflandırmayı birleştirerek, doğrudan görüntünün piksellerinden veya sinyallerden kalıpları tanımak üzere tasarlanmış ileri beslemeli yapay sinir ağlarıdır [19]. Yapay sinir ağlarında bulunmayan evrişim katmanı filtreler ile görüntüyü sağ-sol, yukarı-aşağı olacak şekilde tarayarak özellik haritasının elde edilmesini sağlar [20]. Son yıllarda ESA mimarisi görüntü sınıflama, nesne tanıma, tespit etme yöntemleri olarak bilgisayar uygulamalarında ve sağlık alanında yüksek sınıflama doğruluk oranları ile kullanılmaktadır [21]. ESA; evrişim (konvolüsyon) katmanı, havuzlama katmanı, aktivasyon (Re-Lu) katmanı, tam bağlı katman ve sınıflandırma katmanlarından oluşmaktadır.

Evrişim (Konvolüsyon) Katmanı: Derin sinir ağının temelini oluşturur. Küçük boyutlu (2x2, 3x3, 5x5) süzgeçlerin görüntünün tamamında gezdirilerek özellik çıkarılmasını, yeni görüntü elde edilmesini sağlayan katmandır [21].

Havuzlama Katmanı: Bu katmanda görüntüdeki piksellerin maksimum, ortalama, minimum değerleri hesaplanarak boyut azaltma işlemi yapılmaktadır. En önemli dezavantajı, işlem esnasında bilgi kaybına, performansın düşmesine neden olabilmesi ve en önemli avantajı ise modelin ezberlemeyi önlemesi, hesaplama yükünü azaltmasıdır [21].

Aktivasyon Katmanı: Re-Lu derin sinir ağlarında sıklıkla kullanılan, girişteki negatif değerleri sıfıra çekerek ağın hızlı öğrenmesini sağlayan katmandır [21].



Şekil 5. Evrişimsel Sinir Ağları Katmanları

Tam Bağlı Katman: Kendisinden sonra gelen katmanın tüm nöronlarına bağlı ve tek boyutlu bir matristir. Sınıf skorları optimize edilir ve derin öğrenme mimarisine göre de katman sayısı değişiklik gösterebilmektedir [21].

Sınıflandırma Katmanı: Sınıflandırma işleminin gerçekleştiği son katmandır. Bu katmanda sıklıkla softmax sınıflandırıcısı kullanılmaktadır. Bu sınıflandırıcı her bir sınıf için ayrı ayrı 0-1 arasında olasılıksal değerler üretmektedir ve sonuç olarak en yüksek olasılıklı modelin tahmin edildiği sınıf belirlenmektedir [21]. Bu çalışmada miyokart enfarktüsünün belirlenmesine yönelik farklı katmanlardan oluşan ESA mimarisi denenmiştir ve sınıflandırma performansının en iyi elde edildiği Şekil 5 te görülen ESA mimarisi geliştirilmiştir.

Model eğitimi sırasında öğrenme algoritması olarak Adam algoritması kullanılmış olup, döngü sayısı 150, Mini Batch boyutu 64 olarak ve öğrenme oranı değeri 0.001 olarak belirlenmiştir.

3. Araştırma Sonuçları ve Tartışma

Bu çalışmada, miyokart enfarktüsünü belirlemeye yönelik bir ESA modeli geliştirilmiştir. Ayrıca EKG sinyalleri üzerinde yer

alan istenmeyen gürültülerin eliminasyonu için farklı süzgeçlerin sınıflandırma başarısına etkisi analiz edilmiştir. EKG sinyallerinin filtrelenmesi aşamasında FIR, IIR süzgeçler ve Çok Ölçekli Temel Bileşen Analizi yöntemlerini kullanılmıştır. Sınıflandırma performansının belirlenmesi aşamasında 10-fold çapraz doğrulama yöntemi kullanılmıştır. 12 derivasyonlu EKG sinyallerine ilk olarak, kesim frekansı 0.13 olan alçak geçiren bir FIR süzgeç uygulanmıştır. FIR süzgeç ile filtrelenmiş sinyallerin geliştirilen ESA modeli ile sınıflandırılması sonucunda Tablo 1 den de görüldüğü gibi doğruluk oranı %75.3, F1 skoru ise 0.79 olan sınıflandırma performansı elde edilmiştir. İkinci olarak kesim frekansı 0.13 olan bir alçak geçiren IIR süzgeç 12

derivasyonlu EKG sinyallerine uygulanmıştır. IIR süzgeç ile filtrelenmiş EKG sinyallerinin ESA modeli ile sınıflandırılması sonucunda Tablo 1 den de görüldüğü gibi doğruluk oranı %89.4, F1 skoru ise 0.88 olan sınıflandırma performansı elde edilmiştir. Bu sonuçlara göre IIR süzgeç kullanılan modelin FIR süzgeç kullanılan modele nazaran daha başarılı bir sınıflandırma performansı ortaya koyduğu görülmüştür. Son olarak da EKG sinyallerine çok ölçekli temel bileşen analizi uygulanarak EKG sinyallerindeki ortak gürültü giderilmiştir. Bu sinyallere ESA modelinin uygulanması sonucunda Tablo 1 den de görüldüğü gibi doğruluk oranı %92.3, F1 skoru ise 0.93 olan sınıflandırma performansı elde edilmiştir.

Tablo 1 - Eğitim Başarı Parametreleri

Doğruluk Değeri											
	1.fold	2.fold	3.fold	4.fold	5.fold	6.fold	7.fold	8.fold	9.fold	10.fold	Ortalama
MSPCA	88.24	91.18	97.06	85.30	79.41	91.67	97.06	100	93.94	100	92.33
IIR	75	81.82	81.82	81.82	100	90.91	100	91.67	90.91	100	89.40
FIR	36.36	81.82	45.46	54.55	81.82	91.67	81.82	91.67	72.73	91.67	72.96
Özgünlük Değeri											
	1.fold	2.fold	3.fold	4.fold	5.fold	6.fold	7.fold	8.fold	9.fold	10.fold	Ortalama
MSPCA	1	0.8	1	0.92	1	1	1	1	0.94	1	0.97
IIR	1	1	0.86	1	1	0.8	1	1	1	1	0.97
FIR	0	1	0	0	1	0.8	1	0.86	1	0.83	0.65
F1 Skoru											
	1.fold	2.fold	3.fold	4.fold	5.fold	6.fold	7.fold	8.fold	9.fold	10.fold	Ortalama
MSPCA	0.89	0.92	0.96	0.88	0.81	0.90	0.97	1	0.93	1	0.93
IIR	0.80	0.80	0.75	0.80	1	0.92	1	0.86	0.89	1	0.88
FIR	0.53	0.86	0.63	0.71	0.83	0.93	0.80	0.91	0.73	0.92	0.79

4. Sonuçlar

Miyokart enfarktüsü; hekimler tarafından bireylerin EKG veya kan tahliline bakılarak teşhis edilebilmektedir. Acil ve anlık karar verilmesi gereken durumlarda uzman bilgisi gerekirken ve EKG sinyallerinin doğru bir şekilde değerlendirilmesinde zorluk çekebilmektedirler. Bu çalışmada 12 derivasyonlu EKG sinyallerinden miyokart enfarktüsünün tespiti üzerine bir ESA modeli geliştirilmiştir. Literatürde Evrişimsel Sinir Ağları çoğunlukla sağlık alanlarında ve sinyalleri görüntü olarak ele alarak sınıflandırma yapılmıştır. Önerilen yöntemde ise ESA mimarisine EKG verileri 1 boyutlu sinyal olarak uygulanmıştır. FIR, IIR süzgeçler ve çok ölçekli temel bileşen analizi ile ön işleme yapılarak elde edilen EKG sinyalleri evrişimsel sinir ağı modelinde girdi olarak uygulanmıştır. Tasarlanan ESA modeli ile yapılan sınıflandırma çalışmasında en yüksek doğruluk oranının çok ölçekli temel bileşen analizi ile ön işlenmiş sinyallerin kullanılması sonucunda elde edildiği görülmüştür. Bu çalışmada 12 derivasyonlu EKG sinyallerinin çok ölçekli temel bileşen analizi ve ESA modeli ile başarılı bir şekilde sınıflandırılabilineceği ortaya konmuştur.

Kaynakça

- [1] Benjamin, E. J., Muntner, P., Alonso, A., Bittencourt, M. S., Callaway, C. W., Carson, A. P., ... & American Heart Association Council on Epidemiology and Prevention Statistics Committee and Stroke Statistics Subcommittee. (2019). Heart disease and stroke statistics—2019 update: a report from the American Heart Association. *Circulation*, 139(10), e56-e528
- [2] Acharya, U. R., Fujita, H., Oh, S. L., Hagiwara, Y., Tan, J. H., & Adam, M. (2017). Application of deep convolutional neural network for automated detection of myocardial infarction using ECG signals. *Information Sciences*, 415, 190-198.
- [3] Loeffler, S., & Starobin, J. (2021). Reaction-diffusion informed approach to determine myocardial ischemia using stochastic in-silico ECGs and CNNs. *Computers in Biology and Medicine*, 136, 104635.
- [4] Liu, X., Wang, H., Li, Z., & Qin, L. (2021). Deep learning in ECG diagnosis: A review. *Knowledge-Based Systems*, 227, 107187.
- [5] Thygesen, K., Alpert, JS, White, HD ve Miyokard Enfarktüsünün Yeniden Tanımlanması için Ortak ESC/ACCF/AHA/WHF Görev Gücü. (2007). Miyokard enfarktüsünün evrensel tanımı. *Amerikan Kardiyoloji Koleji Dergisi*, 50 (22), 2173-2195
- [6] Ramesh, G., Satyanarayana, D., & Sailaja, M. (2021). Composite feature vector based cardiac arrhythmia classification using convolutional neural networks. *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, 12(6), 6465-6478.
- [7] Wang, T., Lu, C., Shen, G., & Hong, F. (2019). Sleep apnea detection from a single-lead ECG signal with automatic feature-extraction through a modified LeNet-5 convolutional neural network. *PeerJ*, 7, e7731.
- [8] Hassan, A. R. (2016). Computer-aided obstructive sleep apnea detection using normal inverse Gaussian parameters and adaptive boosting. *Biomedical Signal Processing and Control*, 29, 22-30.
- [9] Zarei, A., & Asl, B. M. (2018). Automatic detection of obstructive sleep apnea using wavelet transform and entropy-based features from single-lead ECG signal. *IEEE journal of biomedical and health informatics*, 23(3), 1011-1021.
- [10] Terzi, M. B., Abaci, A., Arikan, O., Candemir, M., & Dedeoglu, M. (2020). The GU-ECG Database: ECG Datasets for Detection and Classification of Acute Myocardial Ischaemia Through Machine Learning. *Mendeley Data*, v1.
- [11] Goldberger, A. L., Amaral, L. A., Glass, L., Hausdorff, J. M., Ivanov, P. C., Mark, R. G., ... & Stanley, H. E. (2000). PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: components of a new research resource for complex physiologic signals. *circulation*, 101(23), e215-e220.
- [12] Eltrass, A. S. (2022). Novel cascade filter design of improved sparse low-rank matrix estimation and kernel adaptive filtering for ECG denoising and artifacts cancellation. *Biomedical Signal Processing and Control*, 77, 103750.,
- [13] Özpolat, E., Karakaya, B., & Gülten, A. (2017). FIR Filtre Tasarımı ve FPGA Ortamında Gerçeklenmesi. *Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 29(2), 269-275.
- [14] Dandıl, E., Turkan, M., Mustafa, B. O. Ğ. A., & Çevik, K. K. (2019). Daha hızlı bölgesel-evrişimsel sinir ağları ile sığır yüzlerinin tanınması. *Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, 6, 177-189.
- [15] Ali, H., Maulud, A. S., Zabiri, H., Nawaz, M., Suleman, H., & Taqvi, S. A. A. (2022). Multiscale Principal Component Analysis-Signed Directed Graph Based Process Monitoring and Fault Diagnosis. *ACS omega*, 7(11), 9496- 9512.
- [16] Lee, D. S., Park, J. M., & Vanrolleghem, P. A. (2005). Adaptive multiscale principal component analysis for on-line monitoring of a sequencing batch reactor. *Journal of Biotechnology*, 116(2), 195-210.
- [17] Sharmila, K., Krishna, E. H., Reddy, K. N., & Reddy, K. A. (2011, May). Application of multiscale principal component analysis (MSPCA) for enhancement of ECG signals. In 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (pp. 1-5). IEEE.
- [18] Albawi, S., Mohammed, T. A., & Al-Zawi, S. (2017, August). Understanding of a convolutional neural network. In 2017 international conference on engineering and technology (ICET) (pp. 1-6). IEEE.
- [19] Başaran, E., Cömert, Z., Sengur, A., Budak, Ü., Celik, Y., & Toğaçar, M. (2020). Normal ve Kronik Hastalıklı Orta Kulak İmgelerinin Evrişimsel Sinir Ağları Yöntemiyle Tespit Edilmesi. *Türkiye Bilişim Vakfı Bilgisayar Bilimleri ve Mühendisliği Dergisi*, 13(1), 1-10.
- [20] Ali, A. R. I., & Hanbay, D. (2018). Bölgesel evrişimsel sinir ağları tabanlı MR görüntülerinde tümör tespiti. *Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 34(3), 1395-1408.
- [21] Türkoğlu, M., Hanbay, K., S., Sivrikaya, I., & Hanbay, D. (2020). Derin Evrişimsel Sinir Ağı Kullanılarak Kayıtlı Hastalıklarının Sınıflandırılması. *Bitlis Eren Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, 9 (1), 334-345.



Derin Öğrenme Teknikleri Kullanılarak Borsadaki Hisse Değerlerinin Tahmin Edilmesi

İlker Dalkıran^{1*}, Mehmet Ozan²

^{1*} Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kayseri, Türkiye, (ORCID: 0000-0003-2448-3556), ilkerd@erciyes.edu.tr

² Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri, Türkiye, (ORCID: 0000-0001-5206-336X) mehmet_ozan@outlook.com.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1145949)

ATIF/REFERENCE: Dalkıran, İ. & Ozan, M. (2022). Derin Öğrenme Teknikleri Kullanılarak Borsadaki Hisse Değerlerinin Tahmin Edilmesi *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (39), 143-148.

Öz

Borsada işlem gören hisse senetlerinin fiyatlamasında, farklı tipte ve çok miktarda kuvvet etkindir. Bu kuvvetler arasındaki etkileşimlerin karmaşık olması sebebiyle fiyat hareketlerinin önceden tam doğrulukla tahmin edilmesi oldukça zordur. Ancak istatistik teorilerinden doğan ve ancak günümüz bilgisayarları ile uygulanması mümkün olan karmaşık derin öğrenme teknikleri ile bu değerlerin kısa dönem tahminleri mümkündür. Sunulan çalışmada Borsa İstanbul içerisinde işlem görmekte olan ISCTR hisse senedinin uzun dönem verilerine bakılarak günlük değer tahmini yapılmıştır. Ayrıca ilgili hisselerin verilerine ek olarak, tahmin kabiliyetini artırmak amacıyla VAKBN, GARAN, QNBFB ve AKBNK hisse senetlerinin ve USD/TRY, BIST30, BANKX endekslerinin tarihsel verileri de kullanılmıştır. Sunulan çalışmada çok değişkenli yapıda uzun kısa-dönem hafıza (Long Short-Term Memory, LSTM) algoritması Adam ve RMSProp optimize edicileri ile kullanılmış ve performansı gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Derin Öğrenme, Borsa, Uzun Kısa-Dönem Hafıza, LSTM, Kapılı Tekrarlayan Hücre, GRU.

Predicting Of Stock Market Using Deep Learning Techniques

Abstract

Stock market share values are affected by different and many forces. It is difficult to exactly predict share values in advance due to the fact that the interactions among these forces are complex. However, short-term estimations of these values are possible with complex deep learning techniques that arise from statistical theories and can be realized with today's computer technologies. In this study, one-day value estimation of ISCTR stock traded in the Borsa Istanbul has been made using long term data. In addition to the data of the related stock, historical data of VAKBN, GARAN, QNBFB and AKBNK stock prices and USD/TRY, BIST30 and BANKX indices were also used in the study in order to increase the estimation ability. In the proposed study, Long Short-Term Memory (LSTM) and Gated Recurrent Unit (GRU) algorithms in multivariate structure were used with Adam and RMSProp optimizers and their performances were observed.

Keywords: Deep Learning, Stock Market, Long Short-Term Memory, LSTM, Gated Recurrent Unit, GRU

* Sorumlu Yazar: ilkerd@erciyes.edu.tr

1. Giriş

Borsa; menkul kıymet, emtia, döviz, vadeli işlem ve opsiyon sözleşmelerinin halka açık olarak alınıp satıldığı ve daha da önemlisi denetlenen bir piyasadır. Sermaye piyasası, üretimi desteklerken borsa ise bu amaca ulaşmak için kullanılan mekanizmadır. Hisse senedi piyasası, yatırımcılar için güvenli bir ortam sunarken aynı zamanda düzenli olarak gerçek zamanlı işlem yapmaya ve anlık fiyatlar üzerinden alışveriş yapmaya imkan sağlar (Wikipedia, 2021; Borsa İstanbul A.Ş., 2021).

Borsa veya sermaye piyasalarının tahmini, büyük kâr imkânı sunar ve bu alandaki çoğu araştırmacı için bu durum temel bir motivasyon kaynağıdır. Pazarı tahmin etmek için çoğu araştırmacı ya teknik ya da temel analizi kullanır. Teknik analiz, gelecekteki fiyatları tahmin etmek için fiyatların yönünü analiz etmeye odaklanırken, temel analiz, finansal haberler ve kazanç raporları gibi yapılandırılmamış metin bilgilerini analiz etmeye dayanır (Birgili, 2013).

Klasik teknik ve temel analize alternatif olarak borsa hisse değerlerinin, farklı makine öğrenmesi metodları kullanılarak tahmin edilmesine ilişkin örnekler literatürde yer almaktadır.

Moghar, S&P 500 borsasına ait GOOGL ve NKE hisseleri üzerinde yapmış olduğu çalışmada, Uzun Vadeli Borsa (Long Term Stock Exchange, LTSE) tabanlı bir Tekrarlayan Sinir Ağı (Recurrent Neural Network, RNN) kullanımını önermektedir. Önerilen model, 12 iterasyonluk bir eğitim neticesinde GOOGL için 0.0011 ve NKE için 0.0019 ortalama karesel hata (Mean Squared Error, MSE) cinsinden hata ile gelecek olası hisse değerlerini tahmin etmiştir. Eğitim için gereken iterasyon sayısı 100'e çıkarıldığında MSE cinsinden hataların sırası ile 4,97E-04 ve 8,74E-04'e kadar gerilediğini belirtmiştir (Moghar, 2020).

Raço ve Demirci, yapmış olduğu çalışmada 9 katmanlı Destek Vektör Makinesi (Support Vector Machine, SVM) tipi bir yapay öğrenme modeli kullanarak BIST 30 hisse değerleri üzerinde tahminler yapmaya çalışmışlardır. 01.01.2016'dan 11.04.2018'e kadar olan borsa hisselerinin değerlerini veri seti olarak kullanmışlar ve 5 günlük borsa hisse değerlerini tahmin etmeye çalışmışlardır. Kullanmış oldukları modelin giriş değerlerini belirlerken ekonomi yöntemlerini kullanarak hesaplamış oldukları indikatör ve osilatör değerlerinden faydalanmışlardır. Sonuç olarak birinci günden beşinci güne kadar sırası ile 0.0322, 0.109, 0.09, 0.1069, 0.2581 MSE cinsinden hata ile tahminler yapmışlardır. (Raço ve Demirci, 2019).

Konstantinou, yapmış olduğu çalışmada, borsa hisse senedi değerleri üzerinde Japon Mum Grafikleri, Monte-Carlo modelleri ve binomal modeller gibi klasik metodlar yerine makine öğrenme tekniklerini kullanmayı denemiştir ve Pekıştirmeli Öğrenme (Reinforcement Learning, RL) modelini esas alan bir ileri beslemeli yapay sinir ağı kullanmıştır. Veri seti olarak Kasım-2016'dan Haziran-2017 tarihine kadar Stocholm borsasında işlem gören hisselerini tercih etmiştir. Kullanmış olduğu modelde veri setlerindeki aralığı iki dakika, on dakika, otuz dakika ve bir saat olarak kullandığında hep aynı doğrulukla tahminlerin oluştuğunu gözlemlemiştir. Oluşturmuş olduğu model ile ortalama %8 kazanç elde edildiğini raporlamıştır (Konstantinou, 2017).

İnce yapmış olduğu çalışmada, Bitcoin' in olası değerlerini farklı derin öğrenme yöntemleri kullanarak tahmin etmeye çalışmıştır ve açık, kapalı, düşük değer, hacim gibi indikatörlerin

kullanılmasının ileri beslemeli Derin Sinir Ağı (Deep Neural Network, DNN), LSTM ve GRU gibi modellerin kesinliğini arttırdığını gözlemlemiştir (İnce, 2019).

Linzie, yaptığı çalışmada, yapay sinir ağlarını kullanarak finansal analiz ve kısa vadeli borsa tahmini yapmaya çalışmıştır. Literatürdeki diğer çalışmaların aksine teknik indikatörleri kullanmamış ve stokastik gradyen inişi (Stochastic Gradient Descent) içeren bir Aşırı Öğrenme Makinesi (Extreme Learning Machine, ELM) kullanmıştır. Elde ettiği sonuçlarda algoritmanın yalnızca işlem hacmi, gün içi yüksek değer, gün içi düşük değer gibi az sayıda girdiye sahip olması sebebiyle diğer metodlardan yaklaşık olarak %18 daha hızlı eğitildiğini ve ürettiği sonuçlarda oluşan hataların ortalama %0,6 kadar daha düşük olduğunu raporlamıştır (Linzie, 2017).

Falinouss, yapmış olduğu çalışmada borsa hisse değerleri hakkında çıkan haberlerin metin madenciliği ismi verilen ve yazılı metinlerin içeriklerinin analiz edilerek sayısal değerlere dönüştürülmesini sağlayan metodlar kullanılarak sayısal olarak anlamlı değerlere dönüştürülebileceğini ve bulunan değerlerin yapay sinir ağlarında giriş değeri olarak kullanılabileceğini keşfetmiştir (Falinouss, 2007).

Gündüz ve arkadaşları yapmış oldukları bir çalışmada Borsa İstanbul içerisinde işlem gören bankaların hisselerini LSTM ve Light-GBM modellerini kullanarak tahmin etmeye çalışmış ve bu iki modelin performanslarını karşılaştırmışlardır. Hisse öz niteliklerinin sayısını azaltmak için Değişken Otokodlayıcı (Variational AutoEncoders, VAE) kullanmış ve elde ettikleri en iyi başarı değerini LSTM modeli için makro ortalama F-Skoru cinsinden 0.685 olarak belirtmişlerdir (Gunduz, Cataltepe, ve Yaslan, 2017).

Site A., 2020 yılında yapmış olduğu tez çalışmasında borsa hisselerinin tahmini üzerine literatüre girmiş çalışmaları özetlemiştir (Site, 2020).

2. Materyal ve Metot

Yapılan literatür taraması neticesinde zaman serilerinin tahmini konusunda farklı makine öğrenimi modellerinin kullanıldığı görülmüştür. Şekil 1'de bu ilişki gösterilmiştir. Bu çalışmada ise makine öğrenmesinin bir alt dalı olan derin öğrenme modelleri, hisse senedi fiyatlarının tahmininde kullanılmıştır. Derin öğrenme modelleri, derin öğrenme algoritmaları kullanılarak eğitilirler ve derin öğrenme algoritmaları her çalıştırıldığında model parametreleri güncellenerek modelin tahmin performansı geliştirilmeye çalışılır. Bu durum, insan beyninin bir durumu veya olayı her incelediğinde farklı fikirler üretmesi gibi düşünülebilir. Ayrıca derin öğrenme modelleri, öğrenmenin sağlanması için çok fazla miktarda veri setine gereksinim duyarlar (Çakır, 2019; Alpaydın, 2020).

Sunulan çalışmada tekrarlayan sinir ağlarının (RNN) özelleştirilmiş bir versiyonu olan LSTM, tahminlerde kullanılmıştır. Gizli katman sayısı, kayar pencere uzunluğu, grup boyutu (batch size) gibi parametreler değiştirilerek LSTM esaslı farklı modeller ortaya konmuş ve Python yazılım dili ile kodları yazılmıştır. Veri setlerinin hazırlanmasında Pandas ve Numpy kütüphaneleri kullanılmıştır. Modellerin hazırlanmasında TensorFlow kütüphanesinden türetilmiş Keras Kütüphanesi kullanılmıştır. Tasarlanan modeller, bir Google bulut hizmeti olan Colab üzerinde eğitilmiş olup, alt yapı olarak Google'ın tahsis etmiş olduğu Tesla T4 model GPU ve Google'ın yapay öğrenme



Şekil 1. Yapay zekâ, makine öğrenmesi ve derin öğrenme arasındaki ilişki (Figure 1. The relationship among Artificial Intelligence, Machine Learning and Deep Learning) (Jeffcok, 2018).

alanlarında kullanılmak üzere tasarlanmış olduğu yeni nesil bir işlemci modeli olan TPU (Tensor Processing Unit) kullanılmıştır (Kızrak, 2019).

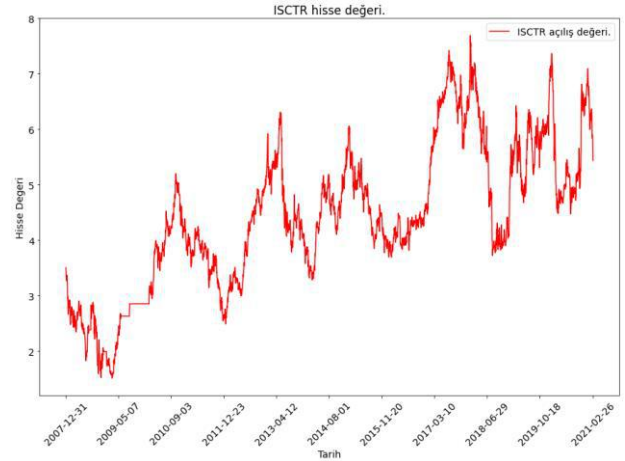
Eğitimi yapılan derin öğrenme modellerinin kararlılığını ve tahmin başarısını artırmak adına volatilitésinin düşük ve işlem hacminin büyük olması sebebiyle tercih edilen, BIST30 ve Borsa İstanbul Bankacılık Endeksi (XBANK) içerisinde yer alan, Türkiye İş Bankası A.Ş. ye ait ISCTR hissesine ilişkin veriler, kaynak veri seti olarak Yahoo Finans sitesinden alınmıştır (Yahoo Finance). Günlük fiyat hareketleri tahmin edilen bu hisseye ek olarak tahmin başarısını artırmak için veri seti içerisine Türkiye Garanti Bankası A.Ş (GARAN), Türkiye Vakıflar Bankası T.A.O (VAKBN), QNB Finansbank A.Ş (QNBFB), Akbank T.A.Ş (AKBNK) hisselerine ve XBANK, BIST30 ve Türk lirası / Amerikan doları endekslerine ait veriler de dahil edilmiştir.

Kaynak veri olarak alınan veri seti içerisinde 31.12.2007 tarihinden 28.02.2021 tarihine kadar olan kısım eğitim (train) verisi olarak kullanılmıştır. Ayrıca 01.03.2021 tarihinden 31.03.2021 tarihine kadar olan kısım, doğrulama (validation) verisi ve 01.04.2021 tarihinden 31.05.2021 tarihine kadar olan kısım ise modelin performansını ölçmek amacıyla test verisi olarak kullanılmıştır. Modelin eğitimi ve testi sırasında hisseye ait 64 günlük gün sonu fiyatları giriş olarak uygulanmış ve 65. günün kapanış fiyatı çıkış olarak alınmıştır. Buna bağlı olarak test süreci ise 2 aşama olarak gerçekleştirilmiştir. 1. aşamada kaynak verisi içerisinden alınan Nisan 2021 dönemine ait veriler tahmin edilirken 2. aşamada ise Nisan 2021 dönemine ait veriler giriş olarak kullanılmış ve Mayıs 2021 dönemi günlük fiyat hareketleri tahmin edilmiştir. Şekil 2' de ISCTR hissesine ait kaynak verisi verilmiştir (Yahoo Finance).

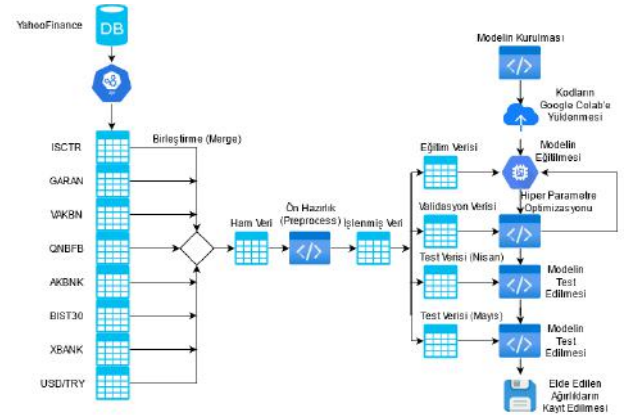
Önerilen derin öğrenme modelinin Keras Kütüphanesi kullanılarak görselleştirilmiş hali Şekil 3(a)'da verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere LSTM hücrelerinin her birinde 256 adet gizli katman bulunmaktadır. Düşüm seyreltme (Dropout) katmanlarının seyreltme oranları 0,2 olarak seçilmiştir. Şekil 3(b)' de ise önerilen modele ilişkin özet yer almaktadır. Model içerisinde 1.852.673 adet eğitilebilir parametre, yani başka bir deyişle ağırlık (W) bulunmaktadır.

2.1. Önerilen Modelin Performansının Ölçülmesi

Eğitimi tamamlanmış derin öğrenme modellerinin performansını ölçmek amacıyla ortalama karesel hata (Mean Squared Error, MSE), ortalama mutlak hata (Mean Absolute Error, MAE) ve ortalama bağıl hata (Mean Relative Error, MRE) şeklinde 3 farklı hata değeri hesaplanmış ve bu hata değerleri üzerinden karşılaştırma yapılmıştır.



Şekil 2. Önerilen modelin eğitiminde kullanılan ISCTR hissesine ait verilerin grafiği (Figure 2. The graph of data belongs to ISCTR stock which is used to train proposed model).



(a)

Total params: 1,852,673
Trainable params: 1,852,673
Non-trainable params: 0

(b)

Şekil 3. Önerilen modelin (a) akış şeması ve (b) özeti (Figure 3. (a) Flowchart (b) Summary of the proposed model).

Matematiksel eşitliği Denklem 1 ile verilen ortalama karesel hata, basitçe bir regresyon eğrisinin bir dizi noktaya ne kadar yakın olduğunu söyler. MSE değeri, her zaman pozitifdir ve bu değerin sifira yakın olması modelin daha iyi bir tahmin yaptığı anlamına gelir (Fitz-Gibbon, 1990).

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \tilde{y}_i)^2 \quad (1)$$

Denklem 2 ile tarif edilen ortalama mutlak hata ise her gerçek değer ile veriye en iyi uyan çizgi arasındaki ortalama dikey mesafedir (Fitz-Gibbon, 1990).

$$MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |y_i - \tilde{y}_i| \quad (2)$$

Bağıl hata, mutlak hatanın gerçek değere bölümü ile hesaplanır. Regresyon problemlerinde çok geniş bir aralıkta tahmin yapılması durumunda MSE veya MAE yerine MRE'nin kullanımı önerilir. Ortalama bağıl hata, elde edilen bağıl hataların aritmetik ortalamalarının hesaplanması ile elde edilir. Bağıl hata ve ortalama bağıl hatanın formülleri Denklem 3 ve Denklem 4 ile verilmiştir (Fitz-Gibbon, 1990).

$$RE = \frac{|y_i - \tilde{y}_i|}{y_i} \quad (3)$$

$$MRE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n RE_i \quad (4)$$

3. Araştırma Sonuçları ve Tartışma

Tablo 1'de de görüleceği üzere hem GPU hem de TPU ortamlarında eğitimler yapılmış olup eğitim süreleri gözlemlenmiştir. Google tarafından Colab ortamında kullanıcıların hizmetine sunulmuş olan GPU'lar, NVIDIA markasına ait ve yapay zekâ çalışmalarında kullanılmak üzere geliştirilmiş olan Tesla T4 modelleridir. Şekil 4'de bu çalışma kapsamında önerilen derin öğrenme modelinin eğitim sürecinin her bir iterasyonuna ait zaman bilgileri verilmiştir (Ozan, 2021). Her bir iterasyonun üç saniyeden daha kısa sürmesi sebebiyle önerilen model için TPU tabanlı sistem kullanılmıştır (Ozan, 2021).

Tablo 1 incelendiğinde, yapılan eğitimler neticesinde farklı parametre değerlerine sahip, LSTM temelli modeller arasında en düşük hata değeri, 32 Batch boyutu, 64 kayar pencere uzunluğu, 256 gizli katman ve RMSProp optimize edici kullanılarak TPU ortamında eğitilen model için elde edilmiştir. Bu modelin doğrulama (validation) ve test hataları Tablo 2'de verilmiştir.

Önerilen modelin test sürecinin 1. aşamasında Nisan 2021 dönemi için ürettiği tahmini çıkışlar Şekil 5'te verilmiştir.

```
Epoch 2/1000
105/105 [=====] - 6s 61ms/step
Epoch 3/1000
105/105 [=====] - 6s 59ms/step
Epoch 4/1000
105/105 [=====] - 6s 60ms/step
```

(a)

```
Epoch 2/1000
105/105 [=====] - 9s 83ms/step
Epoch 3/1000
105/105 [=====] - 9s 84ms/step
Epoch 4/1000
105/105 [=====] - 9s 85ms/step
```

(b)

Şekil 4. LSTM temelli modelin eğitim süresi, (a) TPU tabanlı sistemde, (b) GPU tabanlı sistemde (Figure 4. Training time of the proposed model with LSTM structure on (a) TPU based hardware (b) GPU based hardware).

Şekil 5'te verilen Nisan 2021 dönemi gerçek ve tahmini çıkışlar kullanılarak hesaplanan mutlak ve bağıl hatalar sırasıyla Şekil 6 ve Şekil 7'de verilmiştir.

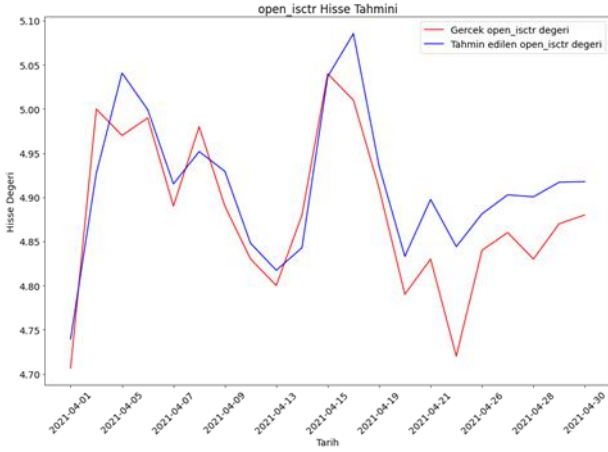
Daha öncede bahsedildiği üzere modelin eğitimi ve testi sırasında hisseye ait 64 günlük gün sonu fiyatları giriş olarak uygulanmış ve 65. günün kapanış fiyatı çıkış olarak alınmıştır. Test sürecinin 2. aşamasında ise Şekil 5'te verilen Nisan 2021 dönemine ait tahmini çıkışlar, modele giriş olarak uygulanmış ve Mayıs 2021 dönemi günlük fiyat hareketleri tahmin edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 8'de verilmiştir.

Tablo 1. ISCTR hisse fiyatlarının tahmini için farklı parametre değerleriyle farklı platformlarda yapılan eğitimlere ait MSE hataları (Table 1. MSE errors of the training processes on different platform with different parameters to predict ISCTR stock market prices).

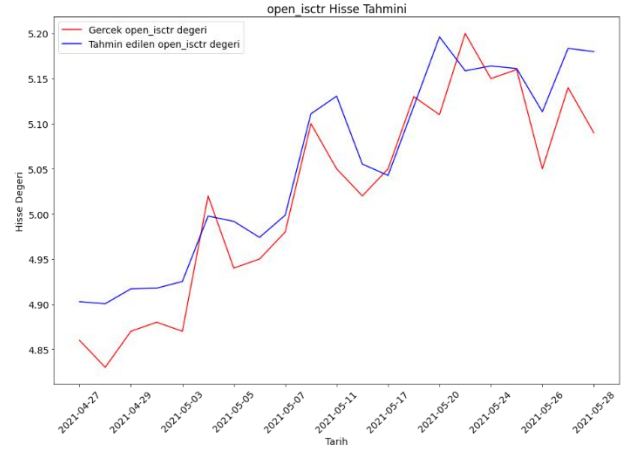
Batch Boyutu	Kayar Pencere Uzunluğu	Gizli Katman Sayısı	Optimize Edici	TPU ortamında eğitilmiş LSTM	GPU ortamında eğitilmiş LSTM
32	32	64	Adam	0.02812	0.02061
32	32	128	Adam	0.06096	0.01599
32	32	256	Adam	0.01886	0.01407
32	32	512	Adam	0.02275	0.05146
32	64	64	Adam	0.01671	0.01734
32	64	128	Adam	0.01487	0.02403
32	64	256	Adam	0.02447	0.01619
32	64	512	Adam	0.01993	0.02938
32	128	64	Adam	0.01899	0.02604
32	128	128	Adam	0.01540	0.01492
32	128	256	Adam	0.02449	0.03910
32	128	512	Adam	0.01813	0.03769
32	32	64	RMSProp	0.02326	0.01374
32	32	128	RMSProp	0.01511	0.03464
32	32	256	RMSProp	0.04402	0.12471
32	32	512	RMSProp	0.02166	0.04352
32	64	64	RMSProp	0.01541	0.02718
32	64	128	RMSProp	0.02853	0.07134
32	64	256	RMSProp	0.01184	0.01305
32	64	512	RMSProp	0.06555	0.02111
32	128	64	RMSProp	0.01446	0.01805
32	128	128	RMSProp	0.02267	0.01223
32	128	256	RMSProp	0.01536	0.02569
32	128	512	RMSProp	0.03352	0.04066

Tablo 2. Önerilen modele ait doğrulama ve test hataları (Table 2. Validation and Test Errors of the proposed model).

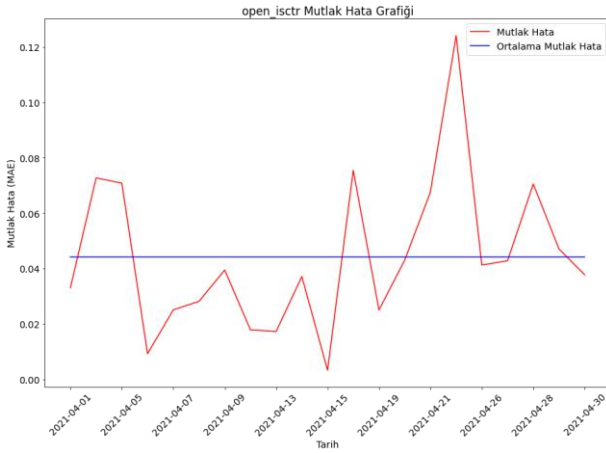
	Hata Türü	Doğrulama Hatası 01.03.2021- 01.04.2021	Test Hatası	
			01.04.2021- 30.04.2021	01.05.2021- 28.05.2021
ISCTR	MSE	0.01844	0.00269	0.00233
	MAE	0.07342	0.04379	0.04068
	MRE	0.01465	0.00900	0.00813



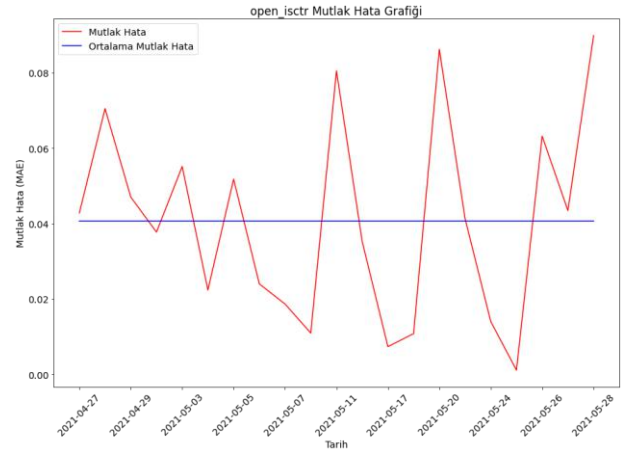
Şekil 5. LSTM temelli modelin Nisan 2021 dönemi test verisi tahmini (Figure 5. Test output of the proposed model with LSTM structure in period of 2021-April).



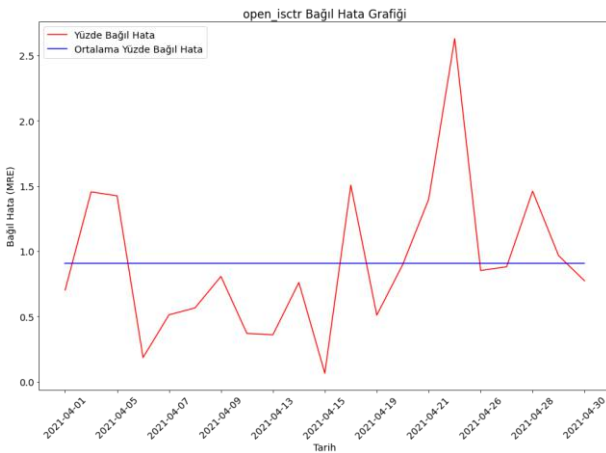
Şekil 8. LSTM temelli modelin Mayıs 2021 dönemi test verisi tahmini (Figure 8. Test output of the proposed model with LSTM structure in period of 2021-May)



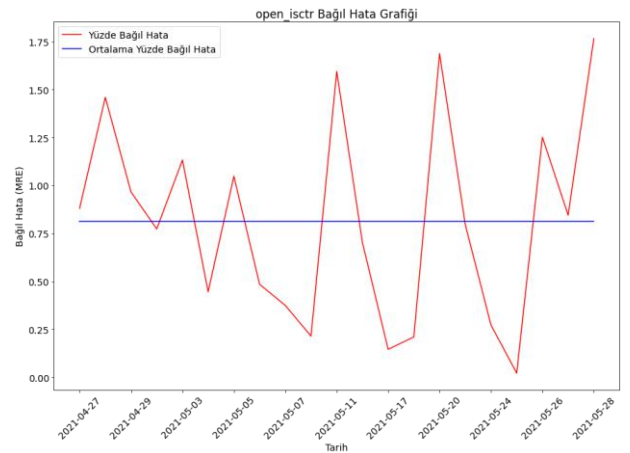
Şekil 6. LSTM temelli modelin Nisan 2021 dönemi test verisine ait mutlak hata grafiği (Figure 6. The absolute error graph of the proposed model with LSTM structure in period of 2021-April).



Şekil 9. LSTM temelli modelin Mayıs 2021 dönemi test verisine ait mutlak hata grafiği (Figure 9. The absolute error graph of the proposed model with LSTM structure in period of 2021-May).



Şekil 7. LSTM temelli modelin Nisan 2021 dönemi test verisine ait bağıl hata grafiği (Figure 7. The relative error graph of the proposed model with LSTM structure in period of 2021-April).



Şekil 10. LSTM temelli modelin Mayıs 2021 dönemi test verisine ait bağıl hata grafiği (Figure 10. The relative error graph of the proposed model with LSTM structure in period of 2021-May).

Şekil 8'de verilen Mayıs 2021 dönemi gerçek ve tahmini çıkışlar kullanılarak hesaplanan mutlak ve bağıl hatalar sırasıyla Şekil 9 ve Şekil 10'da verilmiştir.

Şekil 3(a)'da akış şeması verilen derin öğrenme modelinin Şekil 5'de verilen Nisan 2021 dönemi tahmin başarısının, Şekil 6,

Şekil 7 ve Tablo 2 incelendiğinde kabul edilebilir düzeyde olduğu görülmektedir.

Ayrıca test sürecinin 2. aşamasında Şekil 5'te verilen Nisan 2021 dönemine ait tahmini çıkışlar, modele giriş olarak uygulanmış ve Mayıs 2021 dönemi günlük fiyat hareketleri tahmin edilmiştir. Şekil 8'de verilen Mayıs 2021 dönemine ait tahmini çıkışların da Şekil 9, Şekil 10 ve Tablo 2 incelendiğinde tatmin edici olduğu açıktır.

4. Sonuç

Bu çalışma kapsamında Borsa İstanbul dahilinde BIST 30 ve Borsa İstanbul Bankacılık endeksi (BANKX) içerisinde işlem gören Türkiye İş Bankası A.Ş. ye ait ISCTR hissesine ilişkin gün sonu kapanış fiyatları günlük olarak derin öğrenme modelleri kullanılarak tahmin edilmeye çalışılmıştır. Önerilen modelin başarısını artırmak için veri seti içerisinde Türkiye Garanti Bankası A.Ş (GARAN), Türkiye Vakıflar Bankası T.A.O (VAKBN), QNB Finansbank A.Ş (QNBFB), Akbank T.A.Ş (AKBNK) hisselerine ve XBANK, BIST30 ve Amerikan doları / Türk lirası endekslerine ait veriler de dahil edilmiştir. Eğitim ve test süreçlerinde kullanılmak üzere 31.12.2007 ~ 28.02.2021 tarihlerini kapsayan ve Şekil 2'de grafiği verilen kaynak verisi Yahoo Finance sitesinden alınmıştır.

Modelin eğitimi ve testi sırasında hisseye ait 64 günlük gün sonu fiyatları giriş olarak uygulanmış ve 65. günün kapanış fiyatı çıkış olarak alınmıştır. Buna bağlı olarak test süreci ise 2 aşama olarak gerçekleştirilmiştir. 1. aşamada kaynak verisi içerisinden alınan Nisan 2021 dönemine ait veriler tahmin edilirken 2. aşamada ise Nisan 2021 dönemine ait veriler giriş olarak kullanılmış ve Mayıs 2021 dönemi günlük fiyat hareketleri tahmin edilmiştir.

Elde edilen sonuçlar ve sunulan görseller neticesinde, iletişimin bu denli hızlı olduğu günümüzde askeri, siyasi, ekonomik, jeopolitik her türlü haber akışından oldukça fazla etkilenen borsada günlük fiyat hareketlerinin derin öğrenme modelleri ile tahmini kabul edilebilir hatalar dahilinde yapılmıştır.

Bu çalışmanın ileride yapılacak olan tek bir model ile birden çok hissenin fiyat hareketlerinin tahmini için yapılacak çalışmalara kaynak olacağı düşünülmektedir.

Kaynakça

Alpaydın, E. (2020). *Introduction to Machine Learning, Adaptive Computation and Machine Learning Series, Fourth Edition*. Cambridge, MIT Press.

Birgili, M.E. (2013). *Teknik analiz yöntemini kullanan yatırımcıların davranışsal finans modelleri ile açıklanması Türkiye'de bir araştırma*. (Yüksek Lisans Tezi, Adnan Menderes Üniversitesi, Aydın) Erişim Adresi https://tez.yok.gov.tr/UlusalTezMerkezi/TezGoster?key=iTkOhwevEenJZ3onUvs52sfD9fLcOAWqg7lqyJOSETPnLt6_FdrimGo7dQBiyw7F

Borsa İstanbul A.Ş. (2021). *Vadeli İşlem ve Opsiyon Piyasası*. Erişim adresi <https://www.borsaistanbul.com/tr/sayfa/48/vadeli-islem-ve-opsiyon-piyasasi>

Çakır, Ö. (2019). *Derin Öğrenme Nedir?*. Erişim adresi <https://www.yapayzekatr.com/2019/12/16/derin-ogrenme-nedir/>

Falinouss, P. (2007). *Stock trend prediction using news articles: a text mining approach*. (MSc Thesis, Lulea University of Technology, Lulea). Erişim adresi <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:1019373/FULLTEXT01.pdf>

Fitz-Gibbon, C.T. (1990). *Performance indicators*. Clevedon, Multilingual Matters LTD.

Gunduz, H., Cataltepe, Z. ve Yaslan, Y. (2017). *Stock market direction prediction using deep neural networks*. *25th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)* içinde(1-4. Ss.). Antalya, Türkiye.

İnce, N.T. (2019). *Predicting the bitcoin trend using technical indicators for deep learning algorithmic features*. (MSc Thesis, Boğaziçi University, İstanbul). Erişim adresi <https://tez.yok.gov.tr/UlusalTezMerkezi/TezGoster?key=vjszP7PzV0HebcjFEvDfwM8JDRDiftc4zmyi94wT8TnUyUBU-biobdxj7sRlpSaT>

Jeffcok, P. (2018). *What's the Difference Between AI, Machine Learning, and Deep Learning?*. Erişim adresi <https://blogs.oracle.com/bigdata/post/whatx27s-the-difference-between-ai-machine-learning-and-deep-learning#:~:text=Machine%20learning%20is%20a%20subject,to%20solve%20more%20complex%20problems>.

Kızrak, A. (2019). *Step-by-Step Use of Google Colab's Free TPU*. Erişim adresi <https://heartbeat.fritz.ai/step-by-step-use-of-google-colab-free-tpu-75f8629492b3>.

Konstantinou, R. (2017). *Stock market prediction using artificial neural networks*. (MSc Thesis, Chalmers University of Technology, Gothenburg). Erişim adresi <https://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/256121/256121.pdf>

Linzie, A. (2017). *Financial analysis with artificial neural networks short-term stock market forecasting*. (Undergraduate Honors Theses Gardner-Webb University, Cleveland). Erişim adresi <https://digitalcommons.gardnerwebb.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1006&context=undergrad-honors>

Moghar, A. (2020). *Stock Market Prediction Using LSTM Recurrent Neural Network*. *Procedia Computer Science*, 170, 1168-1173.

Ozan, M. (2021). *Derin öğrenme teknikleri kullanılarak borsadaki hisse değerlerinin tahmin edilmesi*. (Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Kayseri). Erişim adresi https://tez.yok.gov.tr/UlusalTezMerkezi/TezGoster?key=8tbPippmWV_b-Irrn9YEAgQPn0J8uqy13m_LpjiALSWhF4xBuEhNOI_BdTAAET7M

Raço, H. ve Demirci, M. (2019). *Predicting the Turkish Stock Market BIST 30 Index Using Deep Learning*. *Uluslararası Mühendislik Araştırma ve Geliştirme Dergisi*, 11, 7-8.

Site, A. (2020). *Stock market prediction using machine learning models*. (Yüksek Lisans Tezi, Dokuz Eylül Üniversitesi, İzmir). Erişim adresi <https://tez.yok.gov.tr/UlusalTezMerkezi/TezGoster?key=f10Kw4p1rmMDotyKRdYv1GqKGm8UNSWJBWEHU-M2VMQbX6VNTIKchZgQePYi5LVf>

Wikipedia. (2021). *Borsa*. Erişim adresi <https://tr.wikipedia.org/wiki/Borsa>

Yahoo Finance. *İş Bankası A.Ş. ye Ait ISCTR Hisselerinin Geçmiş Verileri* içinde. Erişim adresi <https://finance.yahoo.com/quote/ISCTR.IS/history?p=ISCTR.IS>



Removal of Phenol by Electro-Fenton Process

Halima Al-Thawr^{1*}, Umran Tezcan Un² and Ozlem Ozden Uzmez³

^{1*} Eskisehir Technical University, Faculty of Engineering, Department of Environmental Engineering, Eskisehir, Turkey, (ORCID: 0000-0002-8276-8894), h.althawr77@gmail.com

² Eskisehir Technical University, Faculty of Engineering, Department of Environmental Engineering, Eskisehir, Turkey, (ORCID: 0000-0003-3882-9175), utezcan@eskisehir.edu.tr

³ Eskisehir Technical University, Faculty of Engineering, Department of Environmental Engineering, Eskisehir, Turkey, (ORCID: 0000-0003-4310-788X), oozden@eskisehir.edu.tr

(3rd International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2022, July 20-23, 2022)

(DOI: 10.31590/ejosat.1146833)

ATIF/REFERENCE: Al-Thawr, H., Tezcan Un, U., & Ozden Uzmez, O. (2022). Removal of Phenol by Electro-Fenton Process. *European Journal of Science and Technology*, (39), 149-153.

Abstract

In this study, removal of phenol from wastewater using Electro-Fenton method was achieved. The effect of operational parameters such as current density, initial concentration of phenol, and hydrogen peroxide dosage on the removal of phenol were investigated. The removal efficiencies were determined using chemical oxygen demand (COD) concentrations. The results showed that, the removal of phenol was dependent on the concentrations of hydrogen peroxide and applied current. Increasing the applied current resulted in higher removal efficiency (RE) of phenol. On the other hand, the energy consumption also increased with the increasing the current density. Thus when the optimal current density and potential have been selected, either higher removal rate or lower energy consumption can be preferred. The phenol removal significantly increased by increasing H₂O₂ dosages from 1500 to 2500 mg L⁻¹. The phenol concentration of 300 mg L⁻¹ was removed with the removal efficiency of 93% at the current density of 40 mA cm⁻² with the using of 2500 mg L⁻¹ H₂O₂. Increasing of initial phenol concentration resulted in decreasing of removal efficiency. Removal efficiency decreased from 75% to 62 % when the initial phenol concentration increased from 100 to 500 mg L⁻¹ after 45 min of operating time. As a result of the study, it can be said that, the removal of phenol was successfully achieved using Electro-Fenton method.

Keywords: Phenol, Electro-Fenton, COD, Iron electrodes, Wastewater treatment.

Elektro-Fenton Prosesi ile Fenolün Giderilmesi

Öz

Bu çalışmada, Elektro-Fenton yöntemi kullanılarak atık sudan fenol giderimi gerçekleştirilmiştir. Fenolün uzaklaştırılmasında akım yoğunluğu, başlangıç fenol konsantrasyonu ve hidrojen peroksit dozu gibi işlem parametrelerinin etkisi araştırılmıştır. Giderim verimleri, kimyasal oksijen ihtiyacı (KOİ) konsantrasyonları kullanılarak belirlenmiştir. Sonuçlar, fenolün uzaklaştırılmasının hidrojen peroksit konsantrasyonlarına ve uygulanan akıma bağlı olduğunu göstermiştir. Uygulanan akımın artırılması, fenolün daha yüksek giderim verimliliği (RE) ile sonuçlanmıştır. Öte yandan akım yoğunluğunun artmasıyla birlikte enerji tüketimi de artmıştır. Böylece optimum akım yoğunluğu ve potansiyeli seçildiğinde, ya daha yüksek giderim oranı ya da daha düşük enerji tüketimi tercih edilebilir. Fenol giderimi, H₂O₂ dozunun 1500 mg L⁻¹'den 2500 mg L⁻¹'e yükseltilmesiyle önemli ölçüde artmıştır. 2500 mg L⁻¹ H₂O₂ kullanılarak 40 mA cm⁻² akım yoğunluğunda 300 mg L⁻¹ fenol konsantrasyonu %93 verim ile giderilmiştir. Başlangıç fenol konsantrasyonunun artması, giderim veriminin düşmesine neden olmuştur. 45 dakikalık çalışma süresinden sonra ilk fenol konsantrasyonu 100 mg L⁻¹'den 500 mg L⁻¹'e yükseldiğinde giderim verimliliği % 75'ten % 62'ye düşmüştür. Çalışma sonucunda, Elektro-Fenton yöntemi kullanılarak fenol gideriminin başarılı bir şekilde sağlandığı söylenebilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Fenol, Elektro-Fenton, KOİ, Demir elektrot, Atıksu arıtma.

* Corresponding Author: h.althawr77@gmail.com

1. Introduction

Water is one of the most essential elements for life on Earth, and its significance is only growing as a result of population expansion, climate change, urbanization, and the spread of irrigated agriculture (Kılıç, 2020). The lack of access to clean water supplies, particularly in some nations and regions, hinders human activity and economic growth (Boretti & Rosa, 2019). Water scarcity was included as one of the top global threats in the World Economic Forum's 2019 and 2020 reports in terms of possible impact over the following ten years (March and McLennan, 2020). Because of this, it is crucial to treat and recycle wastewater that is produced after being used for human consumption and after industrial processes.

Due to the depletion of water resources, industrial effluent must now be treated and recycled. Phenolic compounds constitute a group of pollutants particularly toxic to the aquatic fauna, flora and human (Org et al., 2012). Organic pollutants such as phenols, cresol and other substituted phenols are produced in high concentrations from different industries like pharmaceutical, oil refineries, pulp and paper mill, and food-processing (Liao et al., 2001). Phenols are highly corrosive, stable and nerve poisoning agents and recorded in USEPA list of priority pollutants (Liao et al., 2001). In industrial effluents, where phenol is present as an intermediary, phenolic compounds can be found in concentrations of 800-2000 mg/L. The release of phenol into the environment threatens human health and degrades the environment, necessitating the creation of cutting-edge techniques to get rid of phenol.

Such compounds are hard to remove by conventional biological treatment processes. Advanced oxidation processes (AOPs) are considered as possible alternative for the removal of persistent organic pollutants from wastewater (Liao et al., 2001). Among AOPs, the Electro-Fenton process which involves the concurrent use of Fe^{2+} ions and hydrogen peroxide is used to decompose and remove pollutants (Rahmani et al., 2016). No harmful and toxic substances are used in the Electro-Fenton (EF) process, it is an ecofriendly and low-cost method for the treatment of water and wastewater.

In EF, A nonselective powerful oxidant called hydroxyl radicals ($\bullet\text{OH}$) are produced when the ferrous or ferric ions react with H_2O_2 (Xu & Wang, 2011):



The pH, concentration, stirring speed, inter-electrode spacing, electrical conductivity, current density, and temperature are all factors that affect how well the EF process works (Brillas et al., 2009).

There are other EF oxidation processes that have been characterized, including EF-FeRe, EF- FeO_x , EF- H_2O_2 -FeRe, and EF- H_2O_2 - FeO_x (Re denotes regeneration in the oxidation process). In EF-FeRe, Fe^{2+} is constantly produced at the cathode while H_2O_2 and Fe^{2+} are applied externally. In EF- FeO_x , H_2O_2 is delivered externally, and the source of Fe^{2+} is a sacrificial Fe anode. Moreover, depending on how the electrolytic cell is configured, Fe^{2+} may be continually created at the cathode. H_2O_2 and Fe^{2+} are simultaneously produced at the cathode in EF- H_2O_2 -FeRe, with H_2O_2 creation taking precedence. H_2O_2 is produced at the cathode in EF- H_2O_2 - FeO_x , whereas a sacrificial Fe anode provides Fe^{2+} (Tezcan Ün et al., 2009).

In this study, to further capitalize on the dissolved Fe ion present in the bulk phase, H_2O_2 was added externally to the electrolytic reactor whereas a sacrificial iron anode was used as the ferrous ion source (EF- FeO_x). The addition of hydrogen peroxide at the beginning of the experiments resulted in the rapid and efficient production of hydroxyl radicals.

The aim of this study was to investigate the efficiency of Electro-Fenton process using iron electrodes in oxidation of phenol. The effect of different parameters such as current density, operating time, concentrations of phenol and H_2O_2 were investigated.

2. Material and Method

In this study, the wastewater sample was prepared using stock solution of phenol, 500 mg L^{-1} , which was prepared by adding 500 mg of phenol to 1 L of distilled water. The electrochemical system consists of a reactor, a mechanical stirrer, and a direct current (DC) power supply (GW Instek); its schematic representation is shown in Fig. 1. In the experiments, the iron anode and cathode was used. The iron cylindrical reactor that operated as cathode was of 6.6 cm height and had an internal diameter of 10.8 cm. The mechanical stirrer (Heidolph RZR 2102) consisted of blades and operated as the anode; it was dipped into the reactor containing wastewater. By vigorously swirling the liquid at 100 rpm, it was also utilized to maintain consistent composition and to facilitate the aggregation of flocs in the solution. The performance of the reactor was evaluated in the batch mode.

The EF process was carried out at pH 3, using different current densities (30, 40 and 50 mA cm^{-2}) and initial phenol concentrations (100, 300 and 500 mg L^{-1}). In each experiment, the 500 mL of wastewater poured into the cathode chamber and anode was dipped into the wastewater. The anode connected to the mechanical stirrer, and it was acted as anode and as stirrer. It consists of eight blades (each has 2 cm height and 1.5 cm wide) attached to a 4 cm diameter circle. The total surface area of anode was 73 cm^2 . Before the EF experiments, 0.05 M of Na_2SO_4 was added to the wastewater as the supporting electrolyte to improve conductivity and the ionic strength. The iron electrodes were connected to a DC power supply. The determined H_2O_2 amount was also added to the wastewater at the beginning of the experiment. The degradation of phenol solution was determined by measuring chemical oxygen demand (COD) of effluent. The COD was measured by potassium dichromate titrimetric method as explained in Standard Methods (5220 CHEMICAL OXYGEN DEMAND (COD)).

The calculation of removal efficiency (RE%) after EF and the electrical energy consumed per unit volume of treated wastewater (EEC) was calculated using the Eqs. (2), (3), respectively.

$$\text{RE}\% = (C_0 - C) / C_0 * 100 \quad (2)$$

where C_0 and C are the concentrations of COD before and after EF, respectively, in mg L^{-1} and

$$\text{EEC} = V * I * t / v \quad (3)$$

where EEC is the electrical energy consumption (kWh m^{-3}), V is the potential (V), I is the current (A), t is the time (h), and v is the volume of solution treated (m^3).

Different concentrations of H_2O_2 (1500, 2000 and 2500 mg L^{-1}) were also added to start the oxidative degradation of phenol.

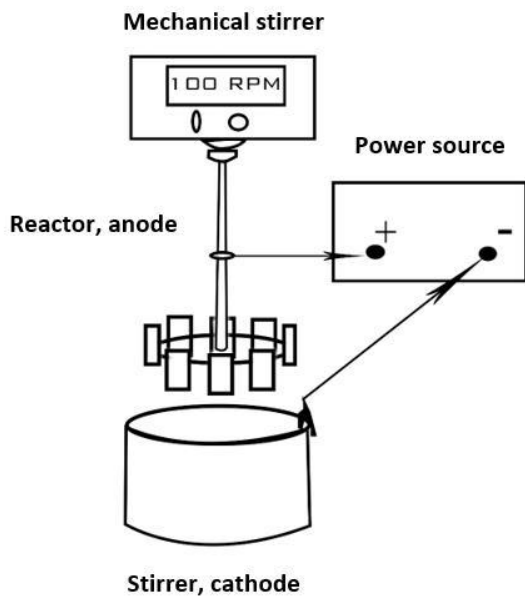


Figure 1. Experimental set-up.

3. Results and Discussion

3.1. The Effect of Current Density

The amount of Fe^{2+} ions released from the anode and the amount of coagulant that results depend on the current supply to the EF system. The phenol concentration of 100 mg L^{-1} which corresponded to the COD concentration of 216 mg L^{-1} was used to determine the effect of current density. The effect of current density on phenol removal efficiency was increasing when applied current was increased. As seen from Fig. 2, the removal efficiencies were 25%, 62% and 63% at 30 mA cm^{-2} , 61%, 72% and 75% at 40 mA cm^{-2} and 77%, 80.8% and 81% at 50 mA cm^{-2} for 15, 30 and 45 min, respectively.

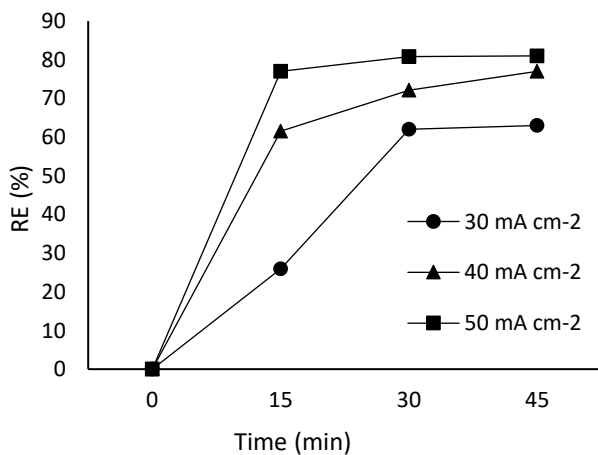


Figure 2. The removal efficiencies of phenol with different current densities (pH:3, $C_{Na_2SO_4}$:0.05 M, C_{Phenol} : 100 mg L^{-1} , $C_{H_2O_2}$: 2000 mg L^{-1}).

Fig. 3 illustrates how the current density affects the EEC during the EC process. Electrical energy consumption increased more quickly as the current density increased. EEC increase as result of the applied potential rising due to an increase in current density. However, the potential and current grew linearly, EEC increased exponentially. Therefore, when the optimal current density and potential have been selected, either higher removal rate or lower energy consumption can be preferred.

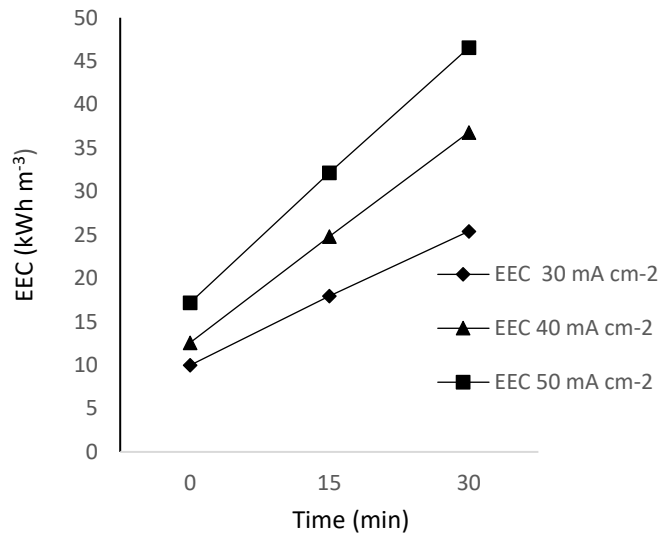


Figure 3. The effect of current density on EEC.

3.2. The Effect of Initial Phenol Concentration

The effect of initial phenol concentrations on EF process was examined in a range of 100, 300, 500 mg L^{-1} at pH 3 and 40 mA cm^{-2} . The initial COD concentrations of each solution were 216, 612 and 1196 mg L^{-1} for the phenol concentrations of 100, 300 and 500 mg L^{-1} , respectively. Increasing of phenol concentration from 100 to 500 mg L^{-1} resulted in a reduction in removal efficiency from 75% to 62% after 45 min EF (Figure 4). It was noticed that pH values were increased with increasing operation time.

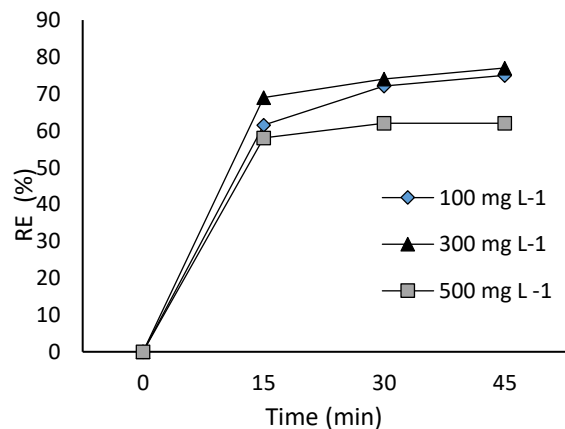


Figure 4. The removal efficiencies of phenol with different initial phenol concentrations (pH:3, $C_{Na_2SO_4}$:0.05 M, i : 40 mA cm^{-2} , $C_{H_2O_2}$: 2000 mg L^{-1}).

3.3. The Effect of The H₂O₂ Dosage

In order to set the optimal dosage of H₂O₂, different concentrations of H₂O₂ such as 1500, 2000 and 2500 mg L⁻¹ were added to each prepared sample. The pH was set to 3, and the experiment was performed. The addition of hydrogen peroxide at the beginning of the experiments resulted in the rapid and efficient production of hydroxyl radicals. The effect of different amounts of H₂O₂ on wastewater processing was investigated, and the results are shown in Fig. 5. The results show that increasing of H₂O₂ from 1500 to 2500 mg L⁻¹ resulted in an increase in the phenol removal efficiency from 70 to 93%, respectively (Figure 5). The effects of hydroxyl radicals originated from H₂O₂ caused the rapid removal of COD at the beginning of the experiments. As the concentration of COD decrease with time, removal rate also decreased as expected as seen from Fig. 5.

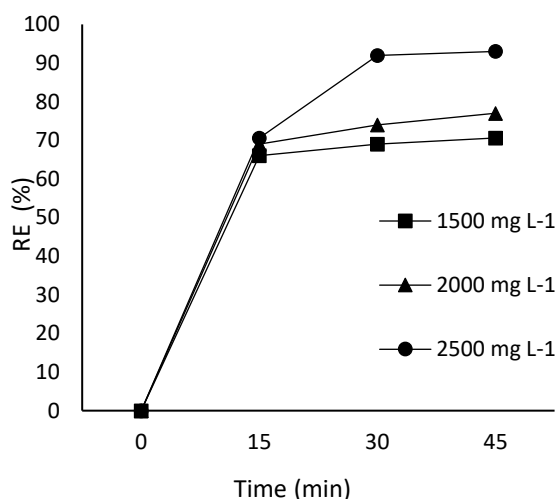


Fig. 5 The removal efficiencies of phenol with different H₂O₂ dosages (pH:3, C_{Na2SO4}:0.05 M, i: 40 mA cm⁻², C_{phenol}: 300 mg L⁻¹).

4. Conclusions and Recommendations

In this study, removal of phenol using the Electro-Fenton method was investigated. The effects of the different operational parameters on the removal of phenol were analyzed. The following conclusions can be drawn from the experimental results:

According to the results obtained from the above experiments, the removal efficiencies increased by increasing the current density. At higher current densities, higher amount of iron ions were released which results to produce more hydroxyl radicals in the system. Moreover, the energy consumption increased by increasing the current density. Thus when the optimal current density and potential have been selected, either higher removal rate or lower energy consumption can be preferred.

The effect of initial phenol concentration on the RE showed that the increase of the concentration of phenol from 100 to 500 mg L⁻¹, the removal efficiency values decreased from 75 to 62%, respectively. This is due to the fact that at a constant current density, the same amount of iron ions and hydroxyl radical passes

to the solution at different phenol concentrations (Org et al., 2012). Rahmani et al. (2016) found that increasing of phenol concentration decreased the RE. The high initial concentration of the pollutants required greater oxidation potential, and thus with a constant amount of oxidant, the efficiency of the process decreased (Khatri et al., 2018)

To investigate the effect of H₂O₂ concentration on EF performance, different amount of H₂O₂ concentrations were used. An increase in H₂O₂ concentrations, phenol removals also increased. The increase in phenol destruction can be assigned to the increase in generation of •OH radicals at higher H₂O₂ dosage (Khatri et al., 2018)

As a result of the study, Electro-Fenton process using iron electrodes for phenol removal is a promising process in terms of environmental and low-cost features.

References

- AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS. 1995. Standard test methods for chemical oxygen demand (dichromate oxygen demand) of water. D1252-95, ASTM Annual Book of Standards. American Soc. Testing & Materials, Philadelphia, Pa.
- Boretti, A., & Rosa, L. (2019). Reassessing the projections of the World Water Development Report. *Npj Clean Water*, 2(1). <https://doi.org/10.1038/s41545-019-0039-9>
- Brillas, E., Sirés, I., & Oturan, M. A. (2009). Electro-fenton process and related electrochemical technologies based on fenton's reaction chemistry. *Chemical Reviews*, 109(12), 6570–6631. <https://doi.org/10.1021/cr900136g>
- Khatri, I., Singh, S., & Garg, A. (2018). Performance of electro-Fenton process for phenol removal using Iron electrodes and activated carbon. *Journal of Environmental Chemical Engineering*, 6(6), 7368–7376. <https://doi.org/10.1016/j.jece.2018.08.022>
- Kılıç, Z. (2020). The importance of water and conscious use of water. *International Journal of Hydrology*, 4(5), 239–241. <https://doi.org/10.15406/ijh.2020.04.00250>
- Liao, C. H., Kang, S. F., & Wu, F. A. (2001). Hydroxyl radical scavenging role of chloride and bicarbonate ions in the H₂O₂/UV process. *Chemosphere*, 44(5), 1193–1200. [https://doi.org/10.1016/S0045-6535\(00\)00278-2](https://doi.org/10.1016/S0045-6535(00)00278-2)
- March and McLennan. (2020). *The Global Risks Report 2020*.
- Org, W. E., Jiang, L., & Mao, X. (2012). ELECTROCHEMICAL SCIENCE Degradation of Phenol-containing Wastewater Using an Improved Electro-Fenton Process. In *Int. J. Electrochem. Sci* (Vol. 7). www.electrochemsci.org
- Rahmani, A. R., Rezaeivahidian, H., Almasi, M., Shabanlo, A., & Almasi, H. (2016). A comparative study on the removal of phenol from aqueous solutions by electro-Fenton and electro-persulfate processes using iron electrodes. *Research on Chemical Intermediates*, 42(2), 1441–1450. <https://doi.org/10.1007/s11164-015-2095-1>
- Tezcan Ün, Ü., Koparal, A. S., & Bakir Ögütveren, Ü. (2009). Hybrid processes for the treatment of cattle-slaughterhouse wastewater using aluminum and iron electrodes. *Journal of Hazardous Materials*, 164(2–3), 580–586. <https://doi.org/10.1016/j.jhazmat.2008.08.045>
- Xu, L., & Wang, J. (2011). A heterogeneous Fenton-like system with nanoparticulate zero-valent iron for removal of 4-chloro-3-methyl phenol. *Journal of Hazardous Materials*,

