

<http://dergipark.gov.tr/saufenbilder>

SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ



CİLT 21 SAYI 4 , 2017
VOLUME 21 NUMBER 4, 2017

PART A

- BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ VE SİBER GÜVENLİK
- ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
- BİYOMEDİKAL MÜHENDİSLİĞİ
- BİLİŞİM SİSTEMLERİ

E-ISSN: 2147-835X

EDİTÖR LİSTESİ

BAŞ EDİTÖR

EMRAH DOĞAN (SAKARYA ÜNİ.)

EDİTÖRLER

AHMET ZENGİN

BEYTULLAH EREN

CEMİL YİĞİT

CÜNEYT BAYILMIŞ

KEREM KÜÇÜK

MEHMET NEBİOĞLU

SADIK BAĞCI

SERKAN ZEREN

ŞEVKET GÜR

YUSUF ÇAY

ZAFER BARLAS

BÖLÜM EDİTÖRLERİ

AHMET AYGÜN

ALİ ÇORUH

ALİ PINAR

ALİ SARIBIYIK

ALİYE SUNA ERSES YAY

ALPARSLAN DEMİR

ARİF ÖZKAN

BARIŞ BORU

BENGÜ BAYRAM

ÇİDEM GÜNDÜZ

DEVİRİM AKGÜN

DİLEK ANGIN

EMRE TABAR

ERTAN BOL

FARUK YALÇIN

FATİH ÇALIŞKAN

HALİL YİĞİT

HÜSEYİN AKSOY

HÜSEYİN PEHLİVAN

İDRİS CESUR

İHSAN PEHLİVAN

İLKAY ŞİŞMAN

İNAN KESKİN

JAMAL KHATİB

MAHMUT ÖZACAR

MARYNA VAN DE VENTER

MEHMET İSKENDER ÖZSOY

MEHMET OZEN

MURAT TUNA

MURAT UTKUCU

MUSTAFA ALKAN

MUSTAFA BOZKURT

MUSTAFA KURT

NAZAN DENİZ YÖN

NESRİN GÜLER

NEVRA AKBİLEK

NİLGÜN BALKAYA

OSMAN KIRTEL

ÖZER UYGUN

ÖZGÜL KELEŞ

PETER CLAÏSSE

RAMAZAN MERAL

SADIK BAĞCI

SEMA SALUR

SERKAN ZEREN

SEZGİN KAÇAR

ŞEVKET GÜR

TAHSİN TURGAY

TİJEN TALAS OĞRAŞ

VEZİR AYHAN

YILMAZ UYAROĞLU



İÇİNDEKİLER

NI LabVIEW kullanarak EKG sinyallerinin gerçek zamanlı özellik çıkarımı	
Ayşe Nur Ay, Mustafa Zahid Yıldız, Barış Boru	576-583
Gezgin tasarsız ağ yönlendirme protokollerinde enerji tüketim değerlendirilmesi	
Belma Korkuter, Ali Hakan Ulusoy, Ahmet Rızaner	584-591
Hareketli ve sabit cisimler için ağ yama yöntemi	
Erdal Yılmaz	592-603
Asenkron motor mil çapının motor performansına etkisi	
Asım Gökhan Yetgin	604-608
Ayrıştırılabilir görüntü filtre maskesinin genetik algoritmalar ile eğitimi	
Süleyman Uzun, Devrim Akgun	609-616
Faz kaydırıcı transformatörlerin güç sistemine etkileri	
Salih Tosun	617-626
Uydu Güç Sistemlerindeki Güneş Hücrelerine Yönelik Uzay Kalifiye Mikro Lens Dizilerin Geliştirilmesi	
Ömer Faruk Keser, Adem YENİSOY, Buğrahan İDARE	627-635
Bilişsel radyo ağlar için servis kalitesini esas alan fiyat politikası	
Tuğrul Çavdar, Zhaleh Sadreddini	637-642
Duvarlardaki ısı kaybının yapay sinir ağı ile belirlenmesi ve karar destek sistemi ile malzeme seçimi	
Egemen Tekkanat, Murat Topaloğlu	643-652
Zaman gecikmeli kontrolcü sinyalleri bozucu etkilere maruz kalan bir DC servomotorun geribeslemeli kontrolü	
Arif Ankaralı, Hüseyin Arslan, Hamza Diken	654-660
Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinlerinde Kanat Ucu Hız Oranı Tabanlı Maksimum Güç İzleme Denetimi; Kapsamlı Bir Tasarım	
Murat Karabacak, Fuat Kılıç, Yasin Cantaş, Özhan Atmaca, Tufan Volkan Küçük	662-671
Elektromanyetik alan teorisinde nümerik tekniklerin görsel programlama yöntemleriyle uygulanması	
Metin Varan, Hasan Hakan Genç	672-680
Sakarya Üniversitesi Esentepe Kampüsü içerisindeki enerji iletim hatlarının elektromanyetik alan etkileri açısından incelenmesi	
Şuayp Çağrı Yener, Fatih Andıç	681-690
Yüksek verimli transformatörlerde buşing bağlantı noktalarında meydana gelen eddy akımı kayıplarının azaltılması	
Mehmet Aytaç ÇINAR, Bora ALBOYACI, Serenay ÇÜRÜKOVA, Oluş SÖNMEZ, Rauf YAPICI	691-697
PI Kontrolörlü Otomatik Gerilim Regülasyon Sisteminin Kararlılık Analizi	
Yrd.Doç.Dr. Mahmut Özdemir, Vedat ÇELİK	698-705
Elektronik devrelerin gerçek zamanlı bode diyagramlarının LabVIEW ile elde edilmesi	
Akif Akgül	706-714
Elektromıknatıs Tetiklemeli Mikro Valf Tasarımında Ortaya Çıkan Toplam Hata ve Belirsizliklerin Analizi	
Ceren Genç, Yasemin Karadana, Vezir Ayhan	715-723
Pantograf-Katener Sistemler için Bulanık Mantık Tabanlı Belirlenen Pantograf Modeli Kullanılarak Ark Tespiti Yaklaşımı	
Orhan Yaman, Ebru Karaköse, İlhan Aydın, Mehmet Karaköse, Erhan Akın	724-739
Determining relationship between fingerprint and gender using 10 finger attributes	
Eyüp Burak Ceyhan, Şeref Sağıroğlu	740-749

YAYIN PLANLAMASI

Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi

Bu dergi Şubat, Nisan, Haziran, Ağustos, Ekim ve Aralık aylarında olmak üzere yılda 6 defa yayımlanan uluslararası indeksli ve ulusal hakemli bir dergidir. Derginin yayın planlaması şu şekildedir.

Şubat, Ağustos

Bilgisayar Mühendisliği, Siber Güvenlik, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Biyomedikal Mühendisliği, Bilişim Sistemleri

Nisan, Ekim



İnşaat Mühendisliği, Jeofizik Mühendisliği, Çevre Mühendisliği, Mimarlık, Makine Tasarım, Metalurji ve Malzeme Mühendisliği, Mekatronik Mühendisliği, Makine ve Enerji, Otomotiv, Yangın&Afet Yönetimi, Endüstri Mühendisliği, Kalite Yönetimi

Haziran, Aralık

Fizik, Kimya, Matematik, İstatistik, Biyoloji, Genetik Mühendisliği, Nanobilim ve Nanoteknoloji, Ziraat Mühendisliği, Gıda Mühendisliği

Tarandığı İndeksler

TR-Dizin, Advanced Science Index, World Cat, Scientific Indexing Services, Journal Index, Cite Factor, International Impact Factor Services, EBSCO, Bielefeld Academic Search Engine, Directory of Open Access Journals, Directory of Research Journals Indexing, Open Academic Journals Index, Arastirmax, Akademik Dizin, Ideal Online, Infobase Index

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 23.01.2017 <u>Kabul/Accepted</u> 13.03.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.287418	

Real-time feature extraction of ECG signals using NI LabVIEW

Ayşe Nur Ay^{*1}, Mustafa Zahid Yıldız², Baris Boru³

ABSTRACT

This study is based on measuring the Electrocardiogram (ECG) signals from the human body in real-time with the help of the software called NI LabVIEW. Not only the raw ECG signals, the digital filtered version of the ECG signals can also be displayed in real-time by processing the signals using the digital filtering tools of the program. The ECG itself provides various diagnostic information and NI LabVIEW biomedical toolkit offers many tools that helps to process the signals and perform feature extraction. Thus, this software was preferred for the ECG data acquisition. In this project, heart rate of a patient is calculated by detecting R-R intervals on the ECG tracing using the method called Teager Energy. In order to test the system, several experiments have been conducted with 12 subjects (6 non-smokers + 6 smokers). Their ECG signals were taken in relaxed and after running conditions. The experimental results were recorded for the graphical and statistical analysis. According to the results, the effect of smoking to the heart rate was discussed.

Keywords: Electrocardiogram (ECG), Feature Extraction, NI LabVIEW

NI LabVIEW kullanarak EKG sinyallerinin gerçek zamanlı özellik çıkarımı

ÖZ

Bu proje, NI LabVIEW programı sayesinde insan vücudundan gerçek zamanlı elektrokardiyogram (EKG) ölçümüne dayanır. Sadece ham sinyaller değil, programın filtreleme toolları sayesinde dijital filtrelenmiş EKG de gerçek zamanlı görülebilir. EKG sinyalinin kendisi birçok diagnostik bilgi içerir. NI LabVIEW biomedical toolkit, biyomedikal sinyalleri işleme ve özellik çıkarımı için birçok tool barındırır. Bu nedenle, EKG verilerini almak için bu program tercih edilmiştir. Bu çalışmada, EKG sinyali üzerinden R-R dalgaları tespit edilerek hastaların kalp atış hızı Teager enerji metodu ile hesaplanmıştır. Bu sistemi test etmek için 12 kişi üzerinde birtakım deneyler yapılmıştır (6 sigara içmeyen + 6 sigara içen). Deneye katılan insanların dinlenme halindeki ve koşuktan sonraki EKG dataları ölçülmüştür. Bu deneylerin sonuçları grafiksel ve istatistiksel analizler için kaydedilmiştir. Bu sonuçlara göre sigara içmenin kalp atış hızına etkisi tartışılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Elektrokardiyogram (EKG), Özellik Çıkarımı, NI LabVIEW

* Corresponding Author

¹ Faculty of Technology, Mechatronics Engineering Department, Sakarya University, Turkey

² Faculty of Technology, Electrical and Electronics Engineering Department, Sakarya University, Turkey

³ Faculty of Technology, Mechatronics Engineering Department, Sakarya University, Turkey

1. INTRODUCTION

The ECG is defined as recording of the heart's electrical activity. In the normal state, cardiac cells are electrically polarized. Inner sides of the cardiac cells are negatively charged whereas the outer sides are positively charged. The essential activity of the heart is called depolarization. In the process of depolarization the cardiac cells can lose their normal negativity. This depolarization spreads out from cell to cell, generating a wave of depolarization that can be transferred through the entire heart. A flow of electric current is produced by the wave of depolarization. With the help of electrodes on the body, this current can be detected. When the depolarization is completed, the cardiac cells restore their normal polarity by a process called repolarization which is also sensed by the electrodes [1].

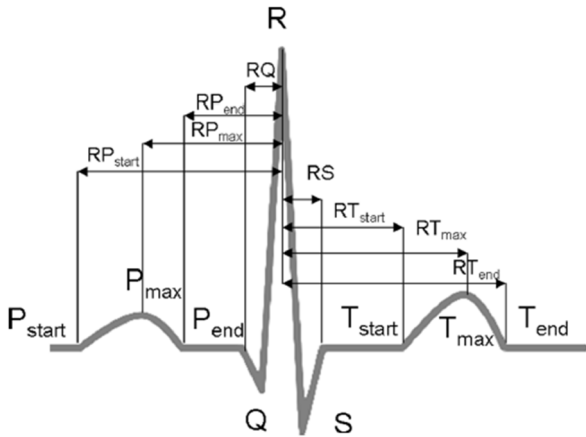


Figure 1. Peaks and valleys of an ECG signal

In the figure above [2] a sample of ECG is displayed which is characterized by five peaks and valleys labeled by the letters P, Q, R, S and T. The ECG analysis depends on the correct and reliable detection of these peaks. In the ECG analysis, the QRS complex detection is an essential task. When the QRS complex is identified and detailed accurately, then the heart rate can be calculated and some other analysis such as ST segment can be performed.

The normal heart rate range lies between 60 and 100 beats per minute (bpm). The heart rate depends on the time between two R waves. In the formula below [3] calculation of heart rate is shown:

$$\text{Heart Rate} = \frac{1}{R-R \text{ interval (sec)}} \times 60 \quad (1)$$

Since the ECG signals are generated by human body, biomedical instrumentation play an

important role for the ECG measurement. The ECG signals are low in amplitude and contaminated by several noises. Therefore, it is not easy to obtain smooth ECG signals.

In this study, an ECG module AD8232 and its surface electrodes were used to measure the signals from the body. NI myDAQ card was used as a data acquisition platform. In addition to that, NI LabVIEW application, which is especially design for data acquisition, was used for data recording and visualization due to its useful tools. In order to obtain ECG signals without any noises, digital filtering tools that is provided in LabVIEW was used.

2. MATERIALS AND METHODS

In this project, firstly the raw ECG signals were obtained using AD8232 ECG module through surface electrodes. This module is an integrated signal conditioning circuit for bio-potential measurement applications. It is designed to extract bio-potentials and perform amplifying and filtering the signals as well [4]. In order to measure the signals, the electrodes are placed on the skin of patient. Locations of the electrodes are specified by Einthoven triangle which refers left and right arms and the left leg as well.

Laboratory Virtual Environment Workbench (LabVIEW) is a software that is provided from the National Instruments Company. In recent years, LabVIEW has become a very popular programming language for measurement and automation [5]. It functions as virtual instrumentation. This software provides a platform that has several tools to perform applications especially in real-time [6]. In order to develop an algorithm in the program, all required functions must be performed in the block diagram. There is also a platform called GUI to control the block diagram. Figure 2 shows the block diagram environment and the GUI as well.

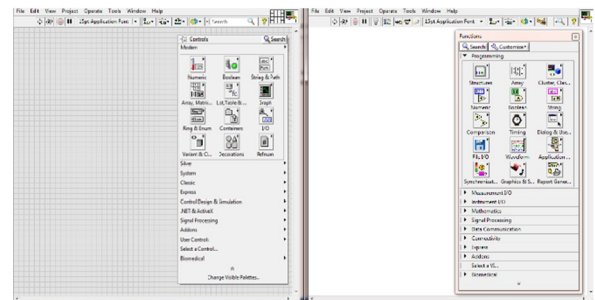


Figure 2. GUI and block diagram of the program

NI myDAQ card is an acquisition platform that converts the analog signals into a digital form. This card provides digital input and output (DIO), analog input and output (AIO), audio, power supplies and digital multimeter (DMM) functions in a compact USB device. It allows user to measure and analyze real-world signals. Combined with NI LabVIEW on the PC, the user can process and analyze acquired signals anytime [7].

In order to obtain waveform of the ECG in this project, the AD8232 module was connected to the card. The card and its connections to the ECG module is displayed in figure 3.



Figure 3. AD8232 ECG module and NI myDAQ card

In LabVIEW, DAQ Assistant tool was used to acquire data from DAQ card into the program. Acquisition mode was chosen as continuous mode in configuration settings of the tool. Additionally, sample rate was 1k (Hz) and sample to read was 3k for the signal. In the figure below, DAQ Assistant and its connection is shown.

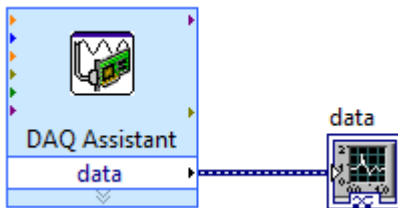


Figure 4. DAQ Assistant tool in the block diagram

When the measurement started from the body, firstly the analog signal was sent to the DAQ card and then the signal was converted into a digital form. With the help of DAQ card tool, the data was acquired. After the data was taken, as a next step signal processing was performed. Therefore, the signals could be seen on the GUI of the program in a smooth waveform. Finally, according to user choice the data was recorded. Figure 5 shows the flowchart of the program.

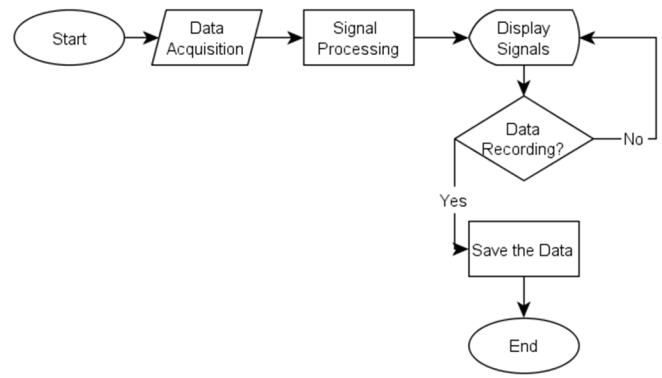


Figure 5. Flowchart of the program

Filtering is one of the most important task in bio-signal processing. After receiving the raw bio-signals from human body through electrodes, it has to be processed in order to bring the signal in detectable form. Since this task is focused on the ECG signals, first step was setting the bandwidth of the signal. To do so, firstly band-pass filter was used. After that, band-stop filter, detrending and wavelet denoising have been performed on the signal.

Band-pass filter is a combination of low-pass and high-pass filter. It basically attenuates lower and higher frequencies from the desired signal frequency range [8]. For the extraction of ECG signals, 0.01 Hz was chosen as low cut-off frequency whereas 120 Hz was high cut-off frequency. The type of filter was Butterworth filter which makes the frequency response of the signal smoother [9]. Additionally, the band-pass filter order was 7.

Band-stop filter is a series combination of high and low-pass filter. This type of filter eliminates the noise which lies in the specific range such as 50 Hz power line interference [10]. Notch filter is a special type of band-stop filter that eliminates power line noise. In the band-stop filter tool of the program, cut-off frequencies were chosen 49 Hz and 51 Hz. Therefore, 50 Hz was removed. Figure 6 shows the band-pass and band-stop filter tools and their connections in the block diagram.

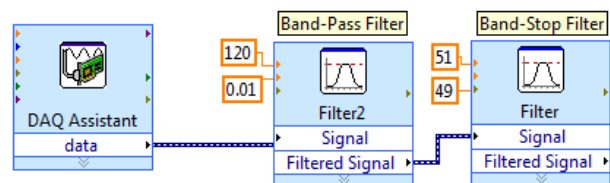


Figure 6. Band-pass and Band-stop filters in LabVIEW

In recent years, wavelet transform became one of the most powerful time-frequency analysis and signal coding tool. It has been particularly useful to process bio-signals especially in case of ECG signals [11]. Wavelet transform represents functions with discontinuities and sharp peaks. This is based on distributing continuous time signals into different scale components. Therefore, after reconstruction of the signal, this non-stationary and non-periodic signal can be seen smoothly [12]. In order to obtain ECG signals accurately, Wavelet transform approach was used in LabVIEW.

One of the ECG contaminants is known as baseline wandering. This noise lies in the frequency range of 0.15 Hz and 0.3 Hz. Baseline wandering can be removed by eliminating the trend of the ECG signal [13]. In the formula below, where t is sampling duration and N is number of sampling points of the signal, the trend level calculation is given:

$$trend\ level = \frac{\log_2 2t}{\log_2 N} \quad (2)$$

According to the formula, trend level of the ECG signal was found 0.7 and wavelet was chosen db06. After removing baseline wandering, the ECG signal was clearer than the original form. Nevertheless, some type of noises, such as wideband noise, might still effect to the signal. Therefore, the wavelet denoising tool was used to remove such artifacts. This method is based on decomposing the ECG signals and then by applying threshold modifying each wavelet coefficient, and finally reconstructing the denoised signal. Therefore, thresholding the wavelet transform will remove the low amplitude noise or undesired signals. In fact, it can remove any noise overlap as little as possible in the frequency domain [14]. In the program, the type of wavelet was set to undecimated wavelet transform (UWT) and db06 was chosen as wavelet [15]. Additionally, soft thresholding was used. Figure 7 displays the detrending and denoising tools and their connections in LabVIEW.

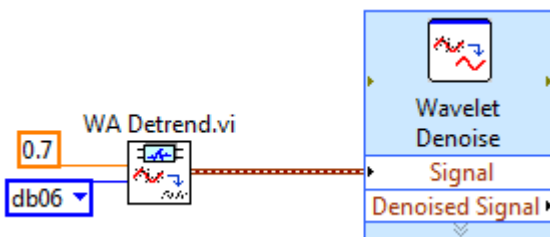


Figure 7. Wavelet Detrending and Denoising in LabVIEW

In order to extract any information from an ECG trace, the signal must be obtained clearly. After completing the filtering process, the next step was focusing on feature extraction.

In this study, the algorithm was made according to R-peak detection. Since the time interval between two periodic R peaks is key issue for the heart rate calculation, firstly amplitude information of the ECG peaks was used. Compare to the other peaks, R peak has the highest amplitude. By using Biosignal Rate Extractor.vi in LabVIEW, firstly low and high threshold values were defined. According to the formula 1, heart beat per minutes could be calculated. Because of the risk that other peaks might reach that threshold values, the results were not reliable. To get rid of this problem, another method called Teager Energy was implemented to the algorithm.

R-peak detection is an essential task in feature extraction. There are several methods for detecting R-peak [16]. In this study, Teager Energy Method, which is based on squaring the signal amplitude, was used. Therefore the peaks which have amplitude in the range of 0-1mV, will be attenuated. Since R-peak has the highest amplitude and it is greater than 1mV, R-peak will be detected more accurately [17]. Figure 8 shows the determination of the heart rate with Teager energy method.

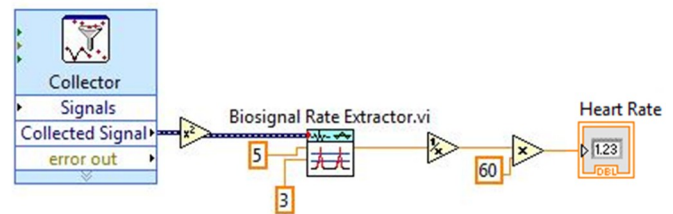


Figure 8. Determination of heart rate using Teager energy method

To use the ECG data for further analysis, it has to be recorded. Therefore, another small algorithm was implemented to the main program. This allows user to record the data on the pc during measurements.

After completing the entire program, the results were displayed on the GUI of LabVIEW. Figure 9 shows the measured signals in three different form. First one is the original noisy signal. The second one is the filtered signal. The last one shows the signal with Teager energy method. Additionally the heart rate can also be seen in real-time.

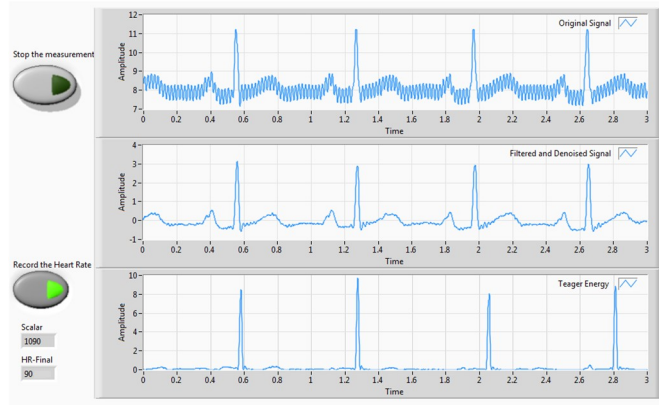


Figure 9. ECG Signals on GUI of the program

After completing the program, the next step was testing the system. In order to test the application, several experiments have been run. During the experiments ECG signals and heart rate values were recorded for each participant. In total, 12 person were participated to the trials. 6 of them were smokers and other 6 of them were non-smokers. All of them were male and their age range lies between 21 and 27.

Firstly, the participant was asked to sit and close their eyes for the relaxing period. Their signals were taken for 2 minutes and recorded. Later on, the participant was asked to run on the smooth floor for 2 minutes as well. After he run, another measurement was performed and the signals were recorded. These steps were repeated for each 12 participants. The recorded data was loaded to MATLAB for the graphical representation and loaded to Microsoft Office Excel 2013 for the statistical analysis.

3. RESULTS

In this study, the ECG signals of 6 smoker and 6 non-smoker subjects were measured and their heart rate values were calculated in relaxing and after run condition. The heart rate values were calculated for each subject and the results were represented graphically. Figure 10-a and 10-b represent the graphical results for the non-smoker and smoker subjects.

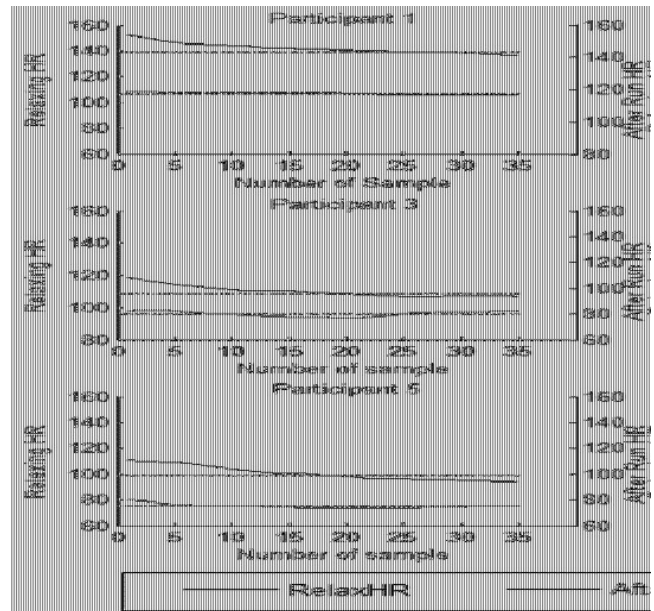


Figure 10-a. Experimental results of non-smoker subjects

The left y-axis of the graphs, which is in blue color, represents the heart rate values when the participant were relaxing, whereas the right y-axis, which is in green color, shows the heart rate values after the participant run. Moreover, the x-axis represents the number of sample, which means 35 different calculated heart rate value. In addition, the smooth lines on the graphs stand for the mean values for both relaxing period and after run. The legend of the graphs are displayed on bottom of the graphs.

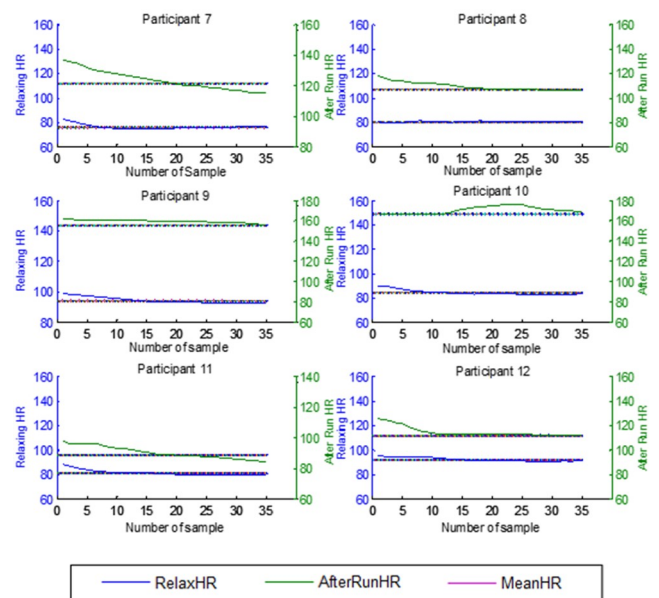


Figure 10-b. Experimental results of smoker subjects

As it can be seen on the results that heart rate values are individual for each person. Therefore, it is not possible to say direct results just by looking at the graphs. Thus, addition to the graphs, statistical analysis were performed. Firstly, mean,

standard error, median, standard deviation values were calculated. Moreover, range, minimum, maximum, count and summation values of the total data were obtained and the results are displayed in a tabular form. Table 1 shows the statistical results of the all subjects' data.

Table 1. Statistical Analysis of the results

	Relaxing	After Run
Mean	85.25	119.53
Standard Error	03.29	07.48
Median	82.96	112.05
Standard Deviation	11.43	25.94
Range	36.63	80.6
Minimum	70.48	90.09
Maximum	107.11	170.69
Sum	1023.09	1434.43
Count	12	12

In order to analyze the experimental results, t-test was used. A t- test is a statistical test that follows t- distribution. The reason to use t-test in this project was to determine if two sets of data (relaxing- after run) are significantly different from each other. Statistical analyses were performed in the Microsoft Office Excel 2013. The t-test results of the subjects are displayed in Table 2.

Table 2. Results of the t-test

Relax.HR	AfterRun.HR		Relax.	AfterRun
107.11	145.62			
93.78	109.12	Mean	85.25	119.53
96.21	97.63	Var.	130.64	673.10
70.48	96.18	Obser.	12	12
75.17	100.53	Pear.Cor.	0.37	
71.38	117.37	Hyp.M.Dif	0	
76.12	123.51	df	11	
80.39	109.48	t Stat	-4.93	
94.39	159.53	P one-tail	0.0002	
84.64	170.69	t Crit.one	1.7958	
81.27	90.09	P two-tail	0.0004	
92.11	114.63	T Crit.two	2.2009	

In Table 2, first and second columns represent the mean relaxing and after run heart rates of each participants. In t-test, p value is a key issue to obtain any results. In this test, p value was considered as 0.05. To understand whether there is significant different between two data sets, the p value should be less than 0.05. In fact, if it is less than 0.001, it is considered as high significant difference. Our results show that the p value in this test is less than 0.001. Therefore, it can be determined that there is high significant difference between the mean heart rate values when they were relaxing and after they run.

In order to understand if there is significant difference between non- smokers and smokers data, another t-test was performed. Firstly the difference between relaxing heart rate and after run of non-smokers was calculated. This calculation was repeated for the smokers as well. Secondly, these two set of difference values were used for the t-test. The results were displayed in Table 3.

Table 3. Results of the t-test for Non-smokers and smokers

NonSmok.					
Relax.	Aft.Run	Diff.		Diff.	
107.11	145.62	38.50		N.Smok	Smok.
93.78	109.12	15.34	Mean	25.38	43.16
96.21	97.63	1.42	Var.	254.37	828.72
70.48	96.18	25.70	Obser.	6	6
75.17	100.53	25.36	Pear. Cor	-0.32	
71.38	117.37	45.99	Hyp. M. Dif	0	
Smok.			df	5	
76.12	123.51	47.38	t Stat	-1.17	
80.39	109.48	29.08	P one-t	0.14	
94.39	159.53	65.14	t Crit.o	2.01	
84.64	170.69	86.04	Ptwo-t	0.29	
81.27	90.09	8.82	T Crit.t	2.57	
92.11	114.6367	22.51			

The results of t-test for the non- smokers and smokers show that there is no significant difference between two data sets. Because, the p value is 0.29 which is greater than 0.05. Therefore, these results were not enough to make any

conclusion about the effect of smoking on the heart rate.

There are many articles in literature that were written about heart rate variability due to the smoking habit. In many of these articles, it has been observed that parameters are the most important fact that effect to the experimental results. For instance, the results could be different when the data were taken in daytime and in nighttime [18]. Moreover, it has been proved that body mass index and physical activity are very effective to the results of the heart rate experiments [19]. In addition to them, refrain time from smoking before the experiments could be also an essential issue for the results [20].

In this study, the experiments were conducted with 12 male (6 non-smokers + 6 smokers) age ranged from 21-27. The results could be different if more parameters would be included to the experiments.

4. CONCLUSION

In this study, ECG was measured from the human body and the ECG signals were acquired using NI myDAQ. By running the program that is developed in LabVIEW, the signals could be read clearly in real-time. With the help of biomedical signal processing toolkit, the ECG signal was filtered and using wavelet transform methods noises of the signal was eliminated. Additionally, by using Teager Energy method the heart rate was calculated in real time.

After completing the program, several experiments have been conducted with 12 male subject (6 smokers+6 non-smokers) and their heart rate values were recorded for 2 minutes in both relaxing and after run condition. Later on, the results were loaded into MATLAB and Excel for the graphical and statistical analysis. The statistical analysis show that there is no significant difference between heart rate values of non-smokers and smokers in relaxing and after run condition.

Future studies should be focused on including more parameters to the experiments and increasing number of subjects to make the results more efficient. It is also essential for the further studies that more peaks and intervals from the ECG tracing should be detected. Therefore, different diagnostic information could be obtained from the ECG. Moreover, not only the ECG signals, by

implementing another channels, it could be also possible to determine different type of information such as body temperature, respiratory rate, EMG at the same time.



ACKNOWLEDGMENTS

This study was supported by Sakarya University Research Fund (BAP) no.2015-09-04-001. The authors are grateful to Biomedical Instrumentation Lab. students for their contributions and being volunteers for the experiments.

REFERENCES

- [1] C.Saritha, V.Sukanya and Y.Narasimha Murthy, "ECG signal analysis using wavelet transforms," *Bulgarian Journal of Physics*, vol. 35, pp. 68-77, 2008.
- [2] A. Fratini, M. Sansone, P. Bifulco and M. Cesarelli, "Individual identification via electrocardiogram analysis," *Biomedical Engineering Online*, no. DOI 10.1186/s12938-015-0072-y, 2015.
- [3] M. K. Islam, A. N. M. M. Haque, G. Tangim, T. Ahammad and M. R. H. Khondokar, "Study and Analysis of ECG Signal Using MATLAB & LABVIEW as Effective Tools," *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, vol. 4, no. 3, June 2012.
- [4] M. Babu, R. R. Raju, S. Sylevester, T. M. Mathew and K. M. Abubeker, "Real Time Patient Monitoring System Using LabVIEW," *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, vol. 5, no. 3, 2016.
- [5] S. Gupta and J. John, "Virtual Instrumentation Using LabVIEW," in *Principle and Practices of Gaphical Programming*, 2nd ed., New Delhi, Tata McGraw Hill, 2010.
- [6] A. Kumar, L. Dewan and M. SINGH, "Real Time Monitoring System for ECG Signal Using Virtual Instrumentation," *WSEAS TRANSACTIONS on BIOLOGY and BIOMEDICINE*, vol. 3, no. 11, 2006.
- [7] *User Guide NI myDAQ*, National Instruments Company, 2014.

- [8] J. G. Webster, *Medical Instrumentation Application and Design*, 4th ed., John Wiley & Sons, Inc, 2010, pp. 109-110.
- [9] S. Butterworth, "On the Theory of Filter Amplifiers," *Experimental Wireless & the wireless engineer*, vol. 7, pp. 536-541, October 1930.
- [10] F. Holmqvist, P. G. Platonov, R. Havmöller and J. Carlson, "Signal-averaged P wave analysis for delineation of interatrial conduction – Further validation of the method," *BMC Cardiovascular Disorders*, Lund, Sweden, 2007.
- [11] P. S. Addison, "Wavelet transforms and the ECG: a review," *PHYSIOLOGICAL MEASUREMENT*, vol. 26, pp. 155-199, 2005.
- [12] B. Xhaja, E. Kalluci and L. Nikolla, "WAVELET TRANSFORM APPLIED IN ECG SIGNAL PROCESSING," *European Scientific Journal*, vol. 11, no. 12, April 2015.
- [13] "LabVIEW for ECG Signal Processing," National Instruments Tutorials, 2012.
- [14] M. Alfaouri and K. Daqrouq, "ECG Signal Denoising By Wavelet Transform Thresholding," *American Journal of Applied Sciences*, vol. 5, no. 3, pp. 76-281, 2008.
- [15] F. Hajiaghababa, S. Kermani and H. R. Marateb, "An Undecimated Wavelet-based Method for Cochlear Implant Speech Processing," *Journal of Medical Signals and Sensors*, vol. 4, no. 4, pp. 247-255, 2014.
- [16] M. Z. Rad, S. R. Ghuchani, K. Bahaadinbeigy and M. M. Khalilzadeh, "Real Time Recognition of Heart Attack in a Smart Phone," *ACTA INFORM MED*, vol. 23, pp. 151-154, 2015.
- [17] V. Sharmila and A. K. Reddy, "Identification of Premature Ventricular Cycles of Electrocardiogram Using Discrete Cosine Transform-Teager Energy Operator Model," *Journal of Medical Engineering*, vol. Article ID 438569, 2015.
- [18] B. Cingozbay, E. Demiralp, E. Kardesoglu, B. Cebeci and M. Dincturk, "Effect of Smoking on Heart Rate Variability," *Kosuyolu Heart Journal*, vol. 5, no. 2, 2001.
- [19] G. Papathanasiou, D. Georgakopoulos, E. Papageorgiou, E. Zerva, L. Michalis, V. Kalfakakou and A. Evangelou, "Effects of Smoking on Heart Rate at Rest and During Exercise, and on Heart Rate Recovery, in Young Adults," *Hellenic Journal of Cardiology*, no. 54, pp. 168-177, 2013.
- [20] K. IS, R. MA and I. T, "Effect of Smoking on Heart Rate," *Dinajpur Med Col J*, vol. 8, no. 2, pp. 222-225, 2015.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE	
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder	
	<u>Geliş/Received</u> 01.04.2016 <u>Kabul/Accepted</u> 07.04.2017	

Gezgin tasarsız ağ yönlendirme protokollerinde enerji tüketim değerlendirilmesi

Belma Korkuter^{1*}, Ali Hakan Ulusoy², Ahmet Rizaner³

ÖZ

Hızla gelişen kablosuz ağ teknolojisi, günümüzde de akademik anlamda ilgi odağı konular arasında olmaya devam etmektedir. Gezgin tasarsız ağlar (MANETs) gezgin düğümlerden oluşur. Bu düğümlerden verilerin en uygun yolu kullanarak iletilmesi mevcut ağ için önem arz eder. Bu çalışmada, en yaygın yönlendirme protokollerinden olan AODV, DSR, OLSR ve DSDV protokolleri farklı senaryolar kullanılarak, NS-2 benzetim ortamında değerlendirilmiştir. Bilindiği gibi, bir kablosuz ağın ömrü içinde barındırdığı düğümlerin batarya limitleriyle orantılıdır. Bu sebeple gezgin tasarsız ağlar için seçilen yönlendirme protokolü, ağın ömrü adına oldukça önemlidir. Bu çalışmada, yukarıda bahsi geçen yönlendirme protokollerinin enerji tüketimleri farklı koşullar altında analiz edilmiş ve başta DSDV olmak üzere tabloya dayalı yönlendirme protokollerinin farklı senaryolarda enerji konusunda en iyi performansla sahip oldukları sonucuna varılmıştır.

Anahtar Kelimeler: AODV, DSR, OLSR, DSDV, enerji tüketimi

Energy consumption evaluation for mobile ad hoc routing protocols

ABSTRACT

Rapidly developing wireless network technology has been continued to become the most popular research field for a couple of years. Mobile Ad hoc Networks (MANETs) are formed by mobile nodes. It is a crucial issue for the network that the data passing through these nodes is delivered by the most appropriate route. In this study, the most common routing protocols, AODV, DSR, OLSR and DSDV, are evaluated by using different scenarios in NS-2 simulation environment. As is well known, the lifetime of a wireless network is restricted to battery limits of nodes located inside. Because of this reason, chosen routing protocol for MANET is significant for the lifetime of the network. In this study, energy consumption of above-mentioned routing protocols was analyzed under different conditions. It is shown with extensive simulation results that the table-driven protocols such as DSDV have better performance in terms of energy efficiency.

Keywords: AODV, DSR, OLSR, DSDV, energy consumption

*Sorumlu Yazar / Corresponding Author

1 Doğu Akdeniz Üniversitesi, Bilgisayar Teknolojisi ve Bilişim Sistemleri, Kuzey Kıbrıs – belma.korkuter@emu.edu.tr

2 Doğu Akdeniz Üniversitesi, Bilgisayar Teknolojisi ve Bilişim Sistemleri, Kuzey Kıbrıs – alihakan.ulusoy@emu.edu.tr

3 Doğu Akdeniz Üniversitesi, Bilgisayar Teknolojisi ve Bilişim Sistemleri, Kuzey Kıbrıs – ahmet.rizaner@emu.edu.tr

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Kablosuz ağlar, ağın mimarisine göre altyapılı ve altyapısız olarak kategorilendirilebilirler. MANET, baz istasyonu gibi herhangi bir altyapı desteğine ihtiyaç duymaksızın çalışan bir kablosuz ağ çeşididir [1]. Bu ağ yapısı, kendiliğinden organize olup, yapılabilen [2] ve her biri gönüllü olarak yönlendirici görevini gören [3] mobil düğümlerden oluşur. Mobil düğümler, ağ içerisinde herhangi bir anda önceden tahmin edilemeyen bir yöne doğru ilerleyebilirler [4]. Bu hareketlilik, mevcut ağın topolojisinin sürekli olarak değişmesine yol açar. MANET, günümüzde çevrimiçi konferans, mobil oyunlar gibi birden fazla düğümün işbirliği içinde çalıştığı, birçok farklı alanda kullanılır. Bu iş birliği işlemi yönlendirme (routing) olarak bilinir [5].

Ağ içerisinde kaynak düğümden hedef düğüme verilerin, en uygun yolu kullanarak ulaşması, MANET için önemlidir [4]. İnternet Mühendisliği Görev Gücü (IETF) tarafından standartlaştırılan birçok farklı yönlendirme protokolü mevcuttur. Bu çalışmada, en sık kullanılan yönlendirme protokollerinden Ad hoc On-Demand Distance Vector (AODV), Dynamic Source Routing (DSR), Optimized Link State Routing (OLSR) ve Destination Sequence Distance Vector'ün (DSDV) enerji tüketimleri düğüm sayısı, yük miktarı, hız ve alan olmak üzere dört farklı koşul altında değerlendirilmiştir.

Günümüz teknoloji dünyasında, mümkün olan en az enerjiyi tüketerek sonuca varmak önemlidir. Özellikle MANET gibi kısıtlı enerji kaynaklı düğümler içeren ağlarda, enerji yönetimi kimi koşulda hayat kurtarıcı olabilir. Acil durumlarda, mevcut koşulları haberdar etme adına, en önemli ihtiyaçlardan biri iletişimdir. MANET, sabit iletişim ağının kullanılabilir olmadığı şartlarda hızlı bir çözümdür. Bu gibi durumlarda ağ içerisindeki düğümlerin enerji tüketimi ciddi bir konudur. En verimli enerji kullanımına ulaşmak, içinde bulunulan koşula göre yönlendirme protokolünün seçilmesi ile olanaklıdır.

1.1. Gezgin Tasarsız Ağlar için Yönlendirme Protokolleri (Routing Protocols for MANETs)

Temelde yönlendirme protokollerinin çalışma prensipleri en uygun yolu seçerek, veriyi hedef düğüme ulaştırmaktır. En uygun yolu belirlemede farklı yönlendirme protokolleri, farklı ölçütler

kullanırlar. Mevcut uygulamanın ihtiyaçlarına göre herhangi bir yönlendirme protokolü seçilebilir. Yönlendirme stratejisi bazında protokolleri, tabloya dayalı (table-driven) ve isteğe dayalı (on-demand) olarak iki gruba ayırmak mümkündür.

Tabloya dayalı yönlendirme protokollerinde, tüm hedef-kaynak arası mümkün yol bilgileri, ihtiyaç duyulmadan önce hazırlardır ve bu bilgiler tablolarda tutulurlar. Ağ içerisindeki her bir düğüm, periyodik biçimde yönlendirme bilgilerini diğer düğümlere gönderirler ve düğümler tablolarını, bu bilgilere göre düzenli olarak güncellerler. OLSR ve DSDV bu yönlendirme sınıfına düşer.

OLSR yönlendirme protokolü içerisinde düğümler, bağlantı durum bilgisini 1 sıçrama (1-hop) ve 2 sıçrama (2-hop) uzaklıktaki komşularını belirlemek için "Hello" mesajları yayarak iletirler. Hello mesajları düğümlerin komşu listesini ve kendi adresini içerirler ve 2 saniye ön tanımlı [4] olarak yayılırlar. Bu yönlendirme protokolü saf yayılım (pure flooding) kullanmak yerine farklı bir strateji izler. Çoklu yayın mekanizması (multipoint relay) kullanarak aynı yöne yayın paketlerinin tekrarlı olarak gitmesini engeller. Mevcut ağ içerisinde bazı 1 sıçramalı düğümler, çoklu yayın düğümü olarak seçilirler. Bu mekanizma ile ağ içerisinde düğümlerin gereksiz enerji kullanmaları azalır. Özellikle yoğun olan büyük ağlarda, bu yönlendirme protokolü tercih edilir. Ayrıca hedefe ulaşılan en uygun yol, en kısa (en az sıçramalı) yol olarak belirlenir.

DSDV yönlendirme protokolünde, OLSR'den farklı olarak tablolarda rotaların sıra numaraları (sequence number) tutulur. Tutulan sıra numaraları, belirlenen rotaların güncel olup olmadığını belirlemede kullanılır. Bu sayede eski yolların (stale routes) elenmemesi sağlanır [1].

İsteğe dayalı yönlendirme protokollerinde rotaların bilgileri ancak gerek duyulduğunda oluşturulur. Eğer iki düğümün arasında herhangi bir iletişim yoksa bu iki düğüm arasındaki rota bilgilerine de ihtiyaç yoktur. Ağ içerisinde bir düğüm diğer düğüme veri göndermek istediğinde rota keşif işlemi başlar. Bu işlemden dolayı, isteğe dayalı yönlendirme protokolü vakit harcar ve en uygun yolu en az gecikmeli yol olarak belirler. AODV ve DSR bu yönlendirme protokolünde yer alırlar.

AODV yönlendirme protokolünde kaynak düğüm (source node) bir paket göndermek istediğinde öncelikle hedefine rota istek paketi (RREQ) yayar. Ara düğümler sırasıyla bu isteği kendi komşularına iletirler, bu işlem sürerken tüm ara düğümler, bu istek paketinin ilk kopyasını aldığı komşunun adres bilgilerini saklarlar. Saklanan bu bilgi ters yolun (reverse route) oluşmasını sağlar. İstek paketi hedefe ulaşana dek bu işlem devam eder ve topoloji değiştiğinde rota keşif işlemi tekrar başlatılabilir. Hedef düğüm istek paketini aldığı rota cevap (RREP) paketini, kaynak düğüme gönderir. Bu işlem ile ileri yol (forward route) saptanmış, en az gecikmeli yol bulunmuş ve rota keşfi tamamlanmış olur. Belirlenen rotadaki bir ara düğüm, rota üzerindeki herhangi bir komşusundan Hello mesajı almaz ise, kaynak düğüme doğru bir başarısızlık mesajı (RERR) yayar. Ayrıca, DSDV protokolünde olduğu gibi bu protokolde de eski yolları belirlemek ve temizlemek adına rotaların sıra numaraları bilinir.

DSR yönlendirme protokolü AODV protokolü ile benzer olsa da, rota keşif işlemleri farklıdır. DSR, ileri ve geri yolları yerine tek bir kaynak yolu (source route) kullanır. Kaynak düğüm bu yol ile yalnızca en az gecikmeli rota bilgisini değil aynı zamanda diğer tüm alternatif yol bilgilerini de öğrenmiş olur. DSR’de eski rota bilgilerini elemek için kullanılan bir mekanizma yoktur. Bu eksiklikten ötürü, DSR protokolünde düğümler eski rotalarla karşılaşabilirler. Ek olarak, bu yönlendirme protokolünde düğümler komşularını belirlemek adına Hello mesajları kullanmadıklarından rota bozulduğunda bu rotayı kullanana kadar durumdan haberdar olmazlar.

2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI (LITERATURE REVIEW)

Bu bölümde, bahsi geçen yönlendirme protokolleri ile yapılan, sınırlı sayıdaki enerji tüketimi değerlendirme çalışmalarına ve bu çalışmaların sonuçlarına yer verilmiştir. Enerji tüketimi bir ölçüt olarak ilk kez AODV, DSR, TORA ve DSDV için Network Simulator 2 (NS 2) benzetim ortamında kullanılmıştır [6]. Bu çalışma düğüm sayıları, alan, duraklama süresi, kaynak düğüm sayısı ve veri boyutu olmak üzere beş farklı koşul altında değerlendirilmiştir. Ayrıca aynı protokoller bir başka çalışmada düğüm sayısı, sabitlenmiş hız, duraklama süresi ve rasgele hız şartları altında kıyaslanmıştır [7]. Her iki çalışma sonuçlarına göre, TORA yönlendirme protokolü tüm şartlar

altında en fazla enerji tüketim miktarına sahipken AODV, DSR ve DSDV yönlendirme protokollerinin enerji tüketimleri birbirlerine yakın olarak gözlenmiştir [6], [7].

Diğer bir çalışmada aynı protokoller (AODV, DSR, TORA ve DSDV) yine NS 2 ortamında düğüm sayısı ve duraklama süresi kullanılarak enerji tüketimleri analiz edilmiş ve DSDV yönlendirme protokolünün diğerlerine oranla daha iyi performans sergilediği, TORA’nın ise en aşırı enerji tüketimine sahip olduğu sonucuna varılmıştır [8].

Farklı bir çalışmada ise, AODV, DSR ve DSDV protokolleri düğüm sayısı ve hız değişkenleri ile kıyaslanıp, DSDV’nin en az enerji harcadığı grafiklerde aktarılmıştır [9]. Bunun yanı sıra AODV ve DSR hız değişimi senaryosunda birbirlerine yakın sonuçlar verdiği gözlenmiştir.

AODV, DSDV ve OLSR protokollerinin hız ve paket sayısı değişkenlerine göre değerlendirildiği bir çalışma sonuçlarında ise, AODV’nin en çok tüketime sahip olduğu kanısına varılmıştır. Diğer yandan DSDV’nin OLSR’ye kıyasla belli belirsiz de olsa daha verimli olduğu gözlenmiştir [10].

Son olarak AODV, DSR ve OLSR ile yapılan NS 2 ortamındaki enerji tüketimi değerlendirilmesinde, grafikler her koşulda AODV ve DSR protokollerinin yakın seyretmesi ve OLSR protokolünün her daim en iyi performansla sahip olması yönündedir [4].

3. PERFORMANS ÖLÇÜTLERİ VE BENZETİM ORTAMI (PERFORMANCE METRICS AND SIMULATION ENVIRONMENT)

Belirtilen protokollerin enerji tüketimlerini değerlendirebilmek adına kullanılan önemli değişkenler ve farklı senaryolar Tablo 1 de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi bu benzetim ortamında dört farklı senaryo kullanılmıştır.

Alan boyutu senaryosunda, düğümlerin yayıldığı alan $500 \times 500 \text{ m}^2$ ’den $1000 \times 1000 \text{ m}^2$ ’ye artarak değişmektedir. Diğer şartlarda ise alan $1000 \times 1000 \text{ m}^2$ olarak kullanılmaktadır. Düğüm sayısının enerji tüketimindeki etkisini analiz edebilmek adına, ağ içerisindeki düğüm sayısı 10’dan 60’a belli aralıklarla arttırılmıştır. Farklı senaryolarda bu sayı, 50 düğüm olarak düzenlenmiştir. Yük

miktarı senaryosunda ise belirlenen yük miktarı 25-150 Kbit/s olarak değişir, bunun yanında diğer senaryolarda kullanılan yük miktarı 100 Kbit/s olarak sabitlenmiştir. Son olarak hız değişimi senaryosu için düğümlere 2-30 m/s arasında değişen hızlar verilmiştir. Bunun dışındaki senaryolarda hız 2 m/s olarak düzenlenmiştir.

Düğüm enerjilerini dört farklı durumda (modda) harcarlar. Bunlar transfer modu, alma modu, boşa kalma modu ve uyku modudur. Ağ içerisinde bir düğüm diğer düğüme veri gönderiyorsa bu düğüm transfer modunda, bir düğüm diğer düğümden veri alıyorsa alma modundadır. Bu düğümler sırasıyla transfer ve alma enerjilerine ihtiyaç duyarlar. Eğer bir düğüm veri alıp vermiyor fakat bir veri için hazırsa boşa kalma modundadır ve belli bir enerji harcar. Düğümlerin boşa kalma modunda harcadıkları enerji transfer modunda harcanan enerjiden az olmasına karşın alma modunda harcanan enerjiye çok yakındır. Ayrıca, bir düğüm veri alıp vermiyor ve bir veri için hazır değilse uyku modundadır ve bu düğüm yine bu modda da belli bir enerjiye ihtiyaç duyar. Harcanan bu enerji diğer modlara kıyasla gözardı edilebilecek kadar az miktardadır ve çalışmamızda düğümler uyku modunda hiç bulunmayacak şekilde düzenlenmişlerdir.

Bu sebeple çalışmamızdaki protokollerin enerji tüketimlerini değerlendirmek için dört farklı ölçüt kullanılmıştır. Bu ölçütler ağ içerisindeki düğümlerin Toplam Enerji Tüketimleri, toplam enerji tüketimine kıyasla Boşa Kalma Modunda iken harcadığı enerji yüzdesi (Boşa Enerji Tüketimi), toplam enerji tüketimine kıyasla Transfer Modunda iken harcadığı enerji yüzdesi (Tx Enerji Tüketimi) ve toplam enerji tüketimine kıyasla Alma Modunda harcadığı enerji yüzdesi (Rx Enerji Tüketimi) olarak belirlenmiştir. Bu performans ölçütlerinden Toplam Enerji Tüketimi Joule cinsinden verilmiştir ve enerjinin modlara göre yüzdelik olarak dağılımını görebilmek adına diğer ölçütler yüzdelik olarak ele alınmıştır.

4. PERFORMANS DEĞERLENDİRME SONUÇLARI (RESULTS OF PERFORMANCE EVALUATION)

Bu bölümde belirtilen yönlendirme protokollerinin farklı senaryolar kullanılarak değerlendirilmesi ve bu değerlendirmelerin sonuçları sunulmuştur. Her bir senaryo için elde

edilen veriler, NS 2 benzetim programının 50 kez çalışmasının ortalaması alınarak belirlenmiştir.

Tablo 1. Benzetim Ortamında Kullanılan Değişkenler (Parameters used in Simulation Environment)

Değişkenler	Düğüm Sayısı	Yük Miktarı	Hız	Alan Boyutu
Alan Boyutu	1000×1000 m ²			500×500 - 1000×1000 m ²
MAC Protokolü	IEEE 802.11a			
Kanal Kapasitesi	2 Mbit/s			
Başlangıç Enerjisi	1000 J			
Transfer Menzili	250 m			
Düğüm Sayısı	10-60 adet	50 adet		
Hız	2 m/s	2-30 m/s	2 m/s	
Duraksama Süresi	0 s			
Kaynak - Hedef Çifti Sayısı	10 bağlantı			
Yük Miktarı	100 Kbit/s	25-150 Kbit/s	100 Kbit/s	
Transfer Modu (Tx) Enerjisi	1.4 W			
Alma Modu (Rx) Enerjisi	1.0 W			
Boşa Kalma Modu Enerjisi	0.32 W			
Uyku Modu Enerjisi	0 W			
Benzetim Süresi	300 saniye			

4.1. Düğüm Sayısı Değişim Senaryosu (Number of Node Varying Scenario)

Yukarıda bahsi geçen tüm yönlendirme protokollerinin enerji tüketim performansları, düğüm sayısı değişimine göre değerlendirilmiş ve Şekil 1'de gösterilmiştir. Şekil 1(a)'da gözlenebildiği gibi, tüm protokollerin toplam enerji tüketim miktarı ağda bulunan düğüm sayısının artmasına oranla düzenli olarak yükselmektedir. En yoğun düğüm sayısının olduğu durumda, DSDV'nin toplam enerji tüketimi 223 J ile en az olduğu belirlenmiştir. Diğer bir tabloya dayalı yönlendirme protokolü olan OLSR ise DSDV'yi 245 J ile takip etmektedir. Aynı sınıfa düşen AODV ve DSR birbirlerine çok yakın olmalarının yanı sıra, toplam enerji tüketim miktarları sırası ile 257 J ve 262 J olarak

belirlenmiştir. Şekil 1(d)'den anlaşıldığı gibi, kaynak düğüm ile hedef arasında yer alan düğüm sayısı yoğunluğu arttıkça ara düğümler düzenli olarak alma moduna geçiş yaptıklarından dolayı, bu modda daha çok zaman harcarlar. Aynı sebeple boşa kalma modunda uzun süre kalamazlar. Daha önce belirtildiği üzere, DSDV ve OLSR en uygun yolu, en kısa yol olarak belirleyip verilerini bu şekilde iletirler. AODV ve DSR ise en az gecikmeli yolu kullanırlar, fakat bu yol en uzun yol da olabilir. Bundan dolayı, DSDV ve OLSR boşa kalma modunda daha fazla zaman geçirebilmekte ve isteğe dayalı yönlendirme protokollerine nazaran daha fazla enerji harcamaktadırlar.

4.2. Yük Miktarı Değişim Senaryosu (Load Varying Scenario)

Yönlendirme protokollerinin yük miktarı değişim grafikleri, Şekil 2'de verilmiştir. Şekil 2(a)'nın gösterdiği gibi yük miktarı artışı, düğümler arasında paket alışveriş sıklığını arttırıp, tüm protokollerin toplam enerji tüketim miktarlarını da yükseltmektedir. Belirlenen yük miktarının 150 Kbit/s ile en fazla olduğu durumda, DSDV'nin 251 J toplam enerji tüketim

miktarı ile yine en az olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca OLSR, AODV ve DSR'nin toplam enerji tüketim miktarları sırasıyla 259 J, 268 J ve 270 J olarak elde edilmiştir. Ağdaki düğümler sürekli veri alıp gönderdiklerinden dolayı Tx ve Rx enerji tüketim grafikleri (Şekil 2(c) ve (d)) yukarı doğru seyretmekte, bunun sonucu olarak düğümler boşa kalma modunda (Şekil 2(b)) daha az zaman geçirebilmektedirler. Ayrıca DSDV, Tx ve Rx durumunda da en az enerji yüzdeliğine sahip olan yönlendirme protokolü olarak gözlenmiştir.

4.3. Hareket Hızı Değişim Senaryosu (Movement Speed Varying Scenario)

Ağda bulunan düğümlerin hareket hızındaki artış, Şekil 3(a)'da görüldüğü gibi tüm protokollerin toplam enerji tüketim miktarlarını aşağı doğru çekmektedir. Tabloya dayalı yönlendirme protokollerinden olan DSDV'nin toplam enerji tüketimi diğer protokollere nazaran bu senaryoda da en azdır. Düğümlerin hız kazanması, mevcut ağın topolojisinin sürekli değişmesine ve ağın istikrarlı yapısının bozulmasına sebep olmaktadır. Bu bağlantı kopmalarını da beraberinde getirip, paketlerin hedef düğüme ulaşamamasına neden olmaktadır. Tx enerji tüketim yüzdesi

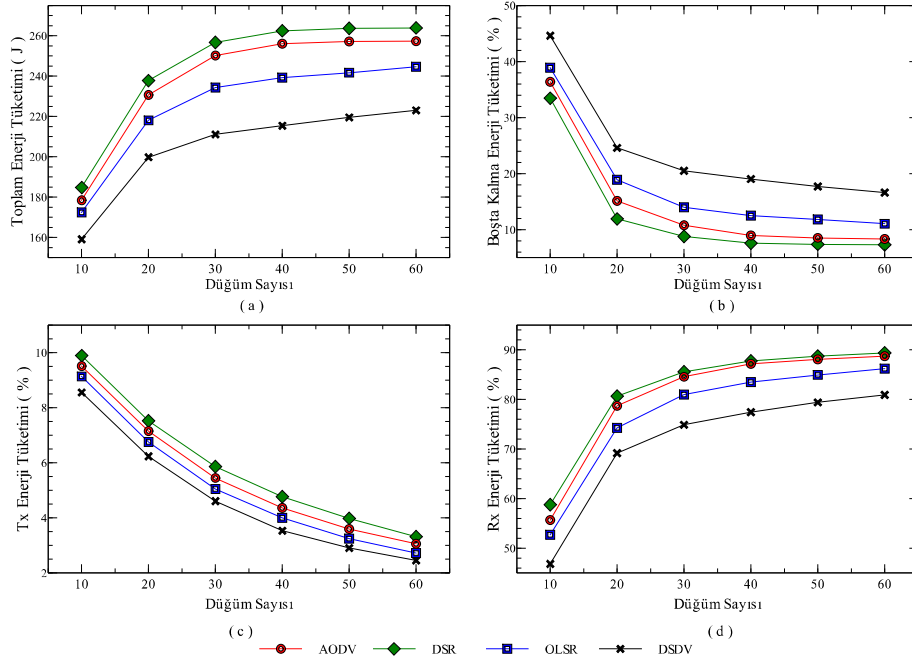
değişmezken, yaşanan paket kayıplarından dolayı Rx enerji tüketim yüzdesi düşmektedir. Düğümler arası paket alışverişlerinin azalmasından kaynaklı olarak, tüm protokollerde boşa kalma süresi artıp, bu modda enerji tüketiminin yükselmesine neden olmaktadır.

4.4. Alan Değişim Senaryosu (Area Varying Scenario)

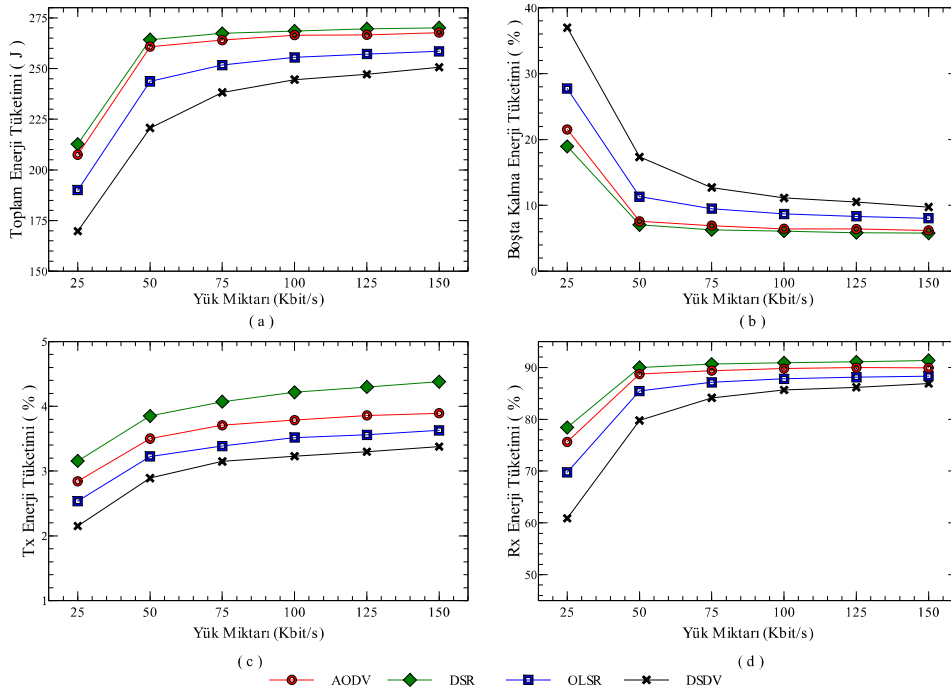
Bahsedilen yönlendirme protokollerinin enerji tüketimleri, ağın yayıldığı alanın değişimine göre değerlendirilmiş ve Şekil 4'de gösterilmiştir. Düğümlerin dağıldığı alan boyutunun artması ile tüm protokollerin toplam enerji tüketimlerinin $500 \times 500 \text{ m}^2$ 'den $600 \times 600 \text{ m}^2$ 'e geçtiği bölümde çok yakın seyretmesine karşın, bundan sonraki bölümlerde kademeli olarak azaldığı Şekil 3(a)'da gözlenmektedir. Kaynak düğümle hedef düğüm arasındaki ara düğüm sayısı yoğunluğu, alanın artmasıyla azalabileceğinden ve düğümler birbirlerinin menzilleri dışına çıktıklarından dolayı düğümler boşa kalma modunda (Şekil 3(b)) daha fazla zaman harcayıp bu modda daha çok enerji tüketirler. Aynı sebeplerle Tx modunda (Şekil 3(c)) enerji harcama yüzdeliği artarken Rx modunda (Şekil 3(d)) düşmektedir. Görüldüğü gibi yine DSDV başta olmak üzere tabloya dayalı yönlendirme protokolleri, alan değişimi senaryosunda da en az enerji tüketimine sahiptirler.

5. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)

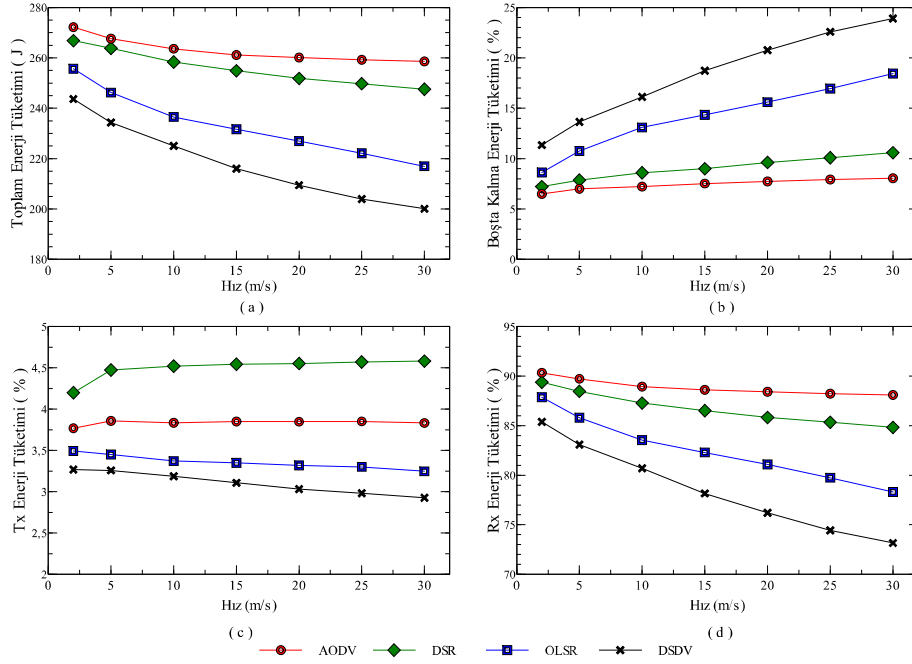
Bu çalışmada AODV, DSR, OLSR ve DSDV yönlendirme protokollerinin farklı senaryolardaki toplam enerji tüketim ve diğer durumlardaki enerji tüketim (boşa kalma, alma ve transfer etme) davranışları değerlendirilmiştir. Ulaşılan sonuçlara göre diğer tüm protokollere kıyasla enerji tüketiminin her koşulda en az olduğu protokol DSDV'dir. Bir diğer tabloya dayalı yönlendirme protokolü olan OLSR, DSDV'yi takiben her senaryoda isteğe dayalı protokollere nazaran iyi bir performans sergilemiştir. AODV ve DSR tüm senaryolarda birbirlerine çok yakın seviyede enerji tüketmektedirler. Buna ek olarak gelecekteki çalışmalarımız MANET için verimli enerji tüketmeye odaklı yeni yönlendirme protokolleri geliştirmek olacaktır.



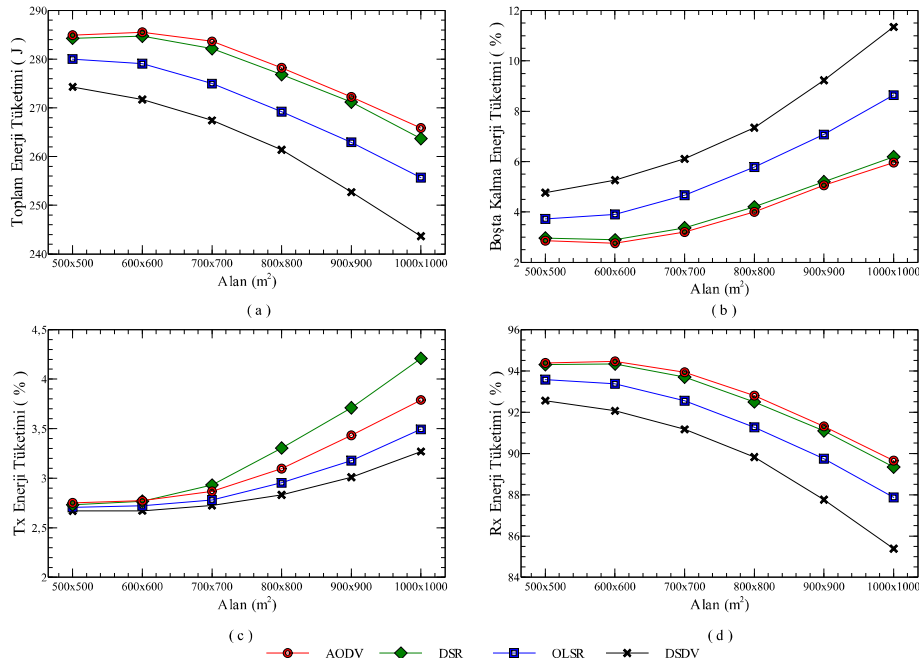
Şekil 1. Düğüm sayısına göre (a) Toplam Enerji Tüketimi (b) Boşta Kalma Enerji Tüketimi (c) Tx Enerji Tüketimi (d) Rx Enerji Tüketimi (Number of Node Varying (a) Total Energy Consumption (b) Idle Energy Consumption (c) Tx Energy Consumption (d) Rx Energy Consumption)



Şekil 2. Farklı Yük Miktarında (a) Toplam Enerji Tüketimi (b) Boşta Kalma Enerji Tüketimi (c) Tx Enerji Tüketimi (d) Rx Enerji Tüketimi (Load Varying (a) Total Energy Consumption (b) Idle Energy Consumption (c) Tx Energy Consumption (d) Rx Energy Consumption)



Şekil 3. Hız Değişimine göre (a) Toplam Enerji Tüketimi (b) Boşta Kalma Enerji Tüketimi (c) Tx Enerji Tüketimi (d) Rx Enerji Tüketimi (Speed Varying (a) Total Energy Consumption (b) Idle Energy Consumption (c) Tx Energy Consumption (d) Rx Energy Consumption)




Şekil 4. Alan Değişimine göre (a) Toplam Enerji Tüketimi (b) Boşta Kalma Enerji Tüketimi (c) Tx Enerji Tüketimi (d) Rx Enerji Tüketimi (Area Varying (a) Total Energy Consumption (b) Idle Energy Consumption (c) Tx Energy Consumption (d) Rx Energy Consumption)

KAYNAKLAR(REFERENCES)

- [1] S. K. Sarkar, T. G. Basavaraju ve C. Puttamadappa, Ad Hoc Mobile Wireless Networks: Principles, Protocols and Applications, New York: CRC Press, 2008.
- [2] S. E. Khediri, N. Nasri, A. Benfradj, A. Kachouri ve A. Wei, "Routing Protocols in MANET: Performance Comparison of AODV, DSR and DSDV Protocols using NS2", IEEE International Symposium on Networks, Computers and Communications, Hammamet, 2014.
- [3] R. Gupta ve R. Bhatia, "A Review of Performance Comparison of DSR, AODV and TORA Routing Protocols", International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering, cilt 4, no. 8, 592-596, 2014.

- [4] K. Kunavut, "Performance and Comparative Analysis of Energy Consumption for Mobile Ad Hoc Routing Protocols", 14th IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies, Incheon, 2014.
- [5] K. Pandey ve A. Swaroop, "A Comprehensive Performance Analysis of Proactive, Reactive and Hybrid MANETs Routing Protocols", International Journal of Computer Science, cilt 8, no. 6, 432-441, 2011.
- [6] J. C. Cano ve P. Manzoni, "A Performance Comparison of Energy Consumption for Mobile Ad Hoc Network Routing Protocols", 8th IEEE International Symposium on Modeling, Analysis and Simulation of Computer and Telecommunication Systems, San Francisco, CA, 2000.
- [7] J. H. Zhang, H. Peng ve F. J. Shao, "Energy Consumption Analysis of MANET Routing Protocols based on Mobility Models", 8th IEEE International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, Shanghai, 2011.
- [8] M. V. Khiavi, S. Jamali ve S. J. Gudakahriz, "Performance Comparison of AODV, DSDV, DSR and TORA Routing Protocols in MANETs", International Research Journal of Applied and Basic Sciences, cilt 3, no. 7, 1429-1436, 2012.
- [9] A. Kumar, M. Q. Rafiq ve K. Bansal, "Performance Evaluation of Energy Consumption in MANET", International Journal of Computer Applications, cilt 42, no. 2, 7-12, 2012.
- [10] C. Samara, E. Karapistoli ve A. A. Economides, "Performance Comparison of MANET Routing Protocols based on real-life scenarios", 4th IEEE International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops, St. Petersburg, 2012.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 12.12.2016 <u>Kabul/Accepted</u> 20.04.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.309643	

Mesh stitching method for moving and stationary bodies

Erdal Yılmaz*¹

ABSTRACT

An efficient and versatile mesh method is suggested and implemented for problems involving individual overlapping mesh blocks around moving objects. The overlapped mesh blocks are combined using a stitching stripe, which considers smooth transition of the mesh element size between the blocks. Interpolation of the flow values between the mesh blocks is not needed. This is considered as a relative advantage of this method compared to the overset mesh method. Unsteady flow around an oscillating body test case is used to demonstrate applicability of this method. Other test cases include hypothetical multiple flapping airfoils in relative motion and store separation from a store bay.

Keywords: unstructured mesh, mesh stitching, moving mesh, grid adaptation, grid stitching

Hareketli ve sabit cisimler için ağ yama yöntemi

ÖZ

Bu çalışmada hareketli nesnelere etrafında birbiri ile örtüşen çözüm ağlarını içeren problemler için az çaba ile üretilen ve yaygın olabilecek bir yöntem önerilmiş ve uygulanmıştır. Örtüşen çözüm ağ blokları dikiş atma yöntemi kullanılarak, ağ hücre büyüklüklerini dikkate almak suretiyle yumuşak yama bandı oluşturularak birleştirilmiştir. Çözüm değerlerini aktarırken interpolasyon yapmaya ihtiyaç duyulmamaktadır. Bu sebeple, mevcut yöntem benzer chimera yöntemine göreceli bir avantaj sağlamaktadır. Yunuslama hareketi yapan bir kanat profile etrafındaki akış, bu yöntemi göstermek için kullanılmıştır. Diğer test problemleri ise bu çalışmaya özel olarak deneme amacıyla oluşturulmuş birbirine göre hareket eden çoklu kanat profile ile uçaktan ayrılan bir nesneye benzetim yapmaktadır.

Anahtar Kelimeler: yapısal olmayan çözüm ağı, ağ dikme, ağ uyumlandırma, hareketli ağlar, ağ adaptasyonu

* TÜBİTAK-Space Technology Research Institute / TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsü
1 Adjunct Faculty, Aerospace Engineering Dept, METU/ Ziyaretçi Öğretim Üyesi, Havacılık Müh. Blm. ODTÜ

1. INTRODUCTION

When multiple mesh blocks are used to define computational domain composed of several static and moving objects, an approach to combine mesh and solution for these blocks are needed. In many engineering systems, moving components such as pintles, balls, disks, and flapper valves, are essential parts of the systems to be analyzed. In aerospace applications, oscillating and flapping wings, propeller analysis, store separation, and launch systems etc. all involves moving components. Therefore, flow solvers and mesh methods must have capability to analyze carefully the interaction of multiple static and moving objects.

Among several methods, multi-block mesh approach assumes matching interface boundaries between the mesh blocks. With tens of the individual mesh blocks in whole domain, forcing matching of the interface boundary for the mesh blocks is a major drawback of this method. Though non-matching block interface can also be employed, it comes with additional computational cost due to the interpolation of flow values at the interface between the blocks.

Dynamic/moving mesh methods involve relocation of grid points at every time steps in response to motion of the objects. Several algorithms such as based on the spring analogy or elasticity theory to move/deform the mesh have been implemented in the past [1] [2] [3] [4]. Mesh deformation is very costly if a single block grid is used to define the complete domain. Some approaches use different mesh blocks for the moving components to limit mesh movements in the computational domain. However, after certain time, stretched grids loose accuracy especially in the flux calculations. Regeneration of the grids is essential in such cases and can be comparatively time consuming.

Overset or Chimera grid approach allows overlapping of the mesh blocks, which are widely used in fluid-structure interaction problems [5], and communicates interpolated flow values between mesh blocks at the overlapped regions of the mesh blocks. While it is an established method for both stationary and moving objects and in use for a couple of decades, major drawback is loss of accuracy due to the interpolation and cost of overall mesh processes. The main concern in

interpolation procedure is whether conservation of the fluxes is satisfied. Some of the overset grid approaches uses non-conservative tri-linear interpolation schemes [6]. On the other hand, conservative interpolation approaches proposed for patched surfaces and arbitrarily overlapped regions [7] [8] are difficult to apply in three dimensions. To overcome those difficulties another approach [9] has been proposed for hybrid grids, hexagonal and tetrahedral grids, by eliminating the interpolation procedure at the cost of filling holes or gaps at interface region of two mesh blocks with new grids. That approach relies on two existing CFD codes, combination of the Overflow and USM3D flow solvers [10] [11] to get best out of these two codes with a new flux calculation algorithm on the faces, which are not initially designed for such applications. A powerful toolset for overset grid, Suggar and Dirlib [12], has been implemented to use with different solvers [13]

Embedded or immersed mesh is constructed by overlaying the object of interest over a standard Cartesian mesh [14] [15] [16] [17]. It is first applied in artificial heart flow modeling [18] [19]. It has been used in geophysical flow applications as well [20] [21]. It is somewhat similar to overset mesh methods. Mesh elements that intersect with the boundary are identified and appropriate boundary conditions are imposed on the cell stencil specifically modified for the immersed bodies. This method also requires interpolation for the surface definition over the Cartesian grids.

Outside Computational Fluid Dynamics, (CFD) mesh practice, mesh morphing is another approach to smoothly combine surfaces of meta-elements. It is commonly used in computer solid modeling and special effects designs. Meta-elements automatically fuse together when placed in close proximity, thereby generating a smoothly connected polygon mesh, called Metamesh [22] [23]. However, CFD meshes have different natures and purposes than existing mesh-morphing. The CFD meshes seek merging of the volume meshes as well as the surface if collapses are allowed. In fusing process, the new vertices might be introduced to meet objective of the smooth transitions. When the overlap of two mesh blocks occurs, CFD requires finest mesh elements in the overlapping domain to get better resolution and solution quality.

Different than traditional approaches such as the overset and embedded meshes, this paper considers a better approach, as far as interpolation accuracy concerned, called *mesh stitching method* for flows around moving objects. It can be applicable to several disciplines, not just CFD. The mesh stitching in general is not a newly introduced concept, yet to be studied in depth for different applications. Weber et al. [24] implemented a kind of stitching grids for multiple adaptive grid patches to extract iso-surfaces from a given set of static grid data, which includes multiple refinement level. In another study, an unstructured triangulation to stitch between the boundary layers and background mesh has been proposed [25]. However, the mesh stitching in this paper has started unaware of those studies, indeed, this study differs from them. The mesh stitching approach in this paper is to combine two or more mesh blocks using seamless stitching mesh. The stitching mesh in this study is based on optimum mesh element size of the overlapping mesh blocks. The proposed approach facilitates integration of the overlapping mesh blocks without going through the interpolation of the flow solutions between the mesh blocks as in the case of the overset mesh method or generating new vertices to force smooth transition between mesh blocks as in the metamesh approach. In the following section, detail of the mesh stitching is introduced. After that, it follows with the flow solver algorithm used in this study. Finally, applications of the stitching method are demonstrated using three test cases; oscillating single NACA 0012 airfoil, multiple airfoils configurations, and stores in motion.

2. MESH STITCHING METHOD

2.1. Overview

For the sake of convenience, in further sections of this paper, some definitions are made to present this approach better. Two kinds of mesh blocks are defined: 1) minor mesh block, which is attached to moving object(s), and 2) background mesh block, which covers the complete flow domain. The background mesh is a single block mesh, which is stationary, while the minor mesh blocks may be in relative motion within the background mesh domain. To put the stitching concept in a simpler form, a one-dimensional representation is presented in

Figure 1. The first step is to identify overlapping nodes of the mesh blocks. For better mesh

resolution, finest mesh elements of all overlapping mesh blocks are maintained to construct the final mesh. Then, coarser mesh in the overlapped region of all blocks will be removed by cutting them off from the computational domain, hence generating a gap between the mesh blocks. This follows with triangulation of the gap region. The mesh blocks will be fused as seamlessly possible using the stitching mesh generated for this gap region. The final mesh is a unified single block mesh that will be used in the flow solution process. In this method, four items contribute the computational cost: identification of the overlap regions, cutting the overlapped region off, generating element connectivity in the gap region, and then fusing the mesh blocks with the stitching grid.

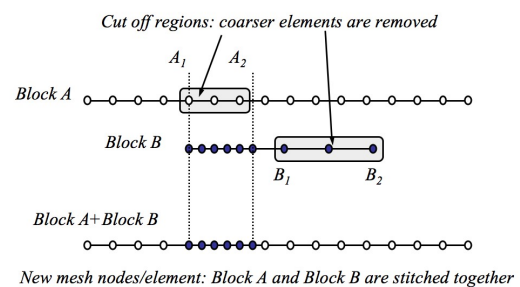


Figure 1. One-dimensional representation of the stitching method for two mesh blocks. Block A represents the *background mesh* and Block B represents the *minor mesh*.

2.2. Mesh Stitching Steps

After unstructured mesh blocks for the individual objects and background flow domain are generated, following steps are used in constructing the stitching mesh in this paper:

Step 1: Move the mesh blocks with the prescribed motion to the next position in time. First check is whether there is any solid-to-solid collision or not. Moving objects have all closed solid boundaries most of the time except zero-thickness shells. A criterion called *containment test*, detail is given in Step 3, is applied for any mesh point of a block that overlaps with given closed boundary. Solid-to-solid collision is determined using the containment test. If there is solid-to-solid collision, the stitching process stops. At this time bounce back is not implemented to handle the collision.

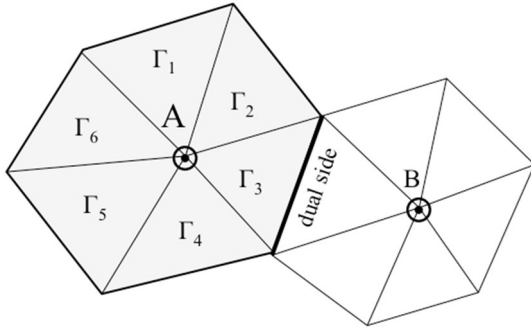


Figure 2. Finite control volume at node A and B with shared dual side referring to two elements on both sides.

Step 2: Calculate mesh spacing for the elements of all mesh blocks. The flow solver used in this study is based on the cell-vertex based finite volume discretization. Therefore, a finite control volume around a node is constructed by all triangular elements connected at that node as given in Figure 1. In the grid data structure, shared edges between two triangles forms dual edges, which address the control volume points on both sides, points A and B as in Figure 2. Corresponding cell spacing at a node is calculated as average of areas of the cells connected to that node using:

$$\bar{\Gamma}_A = \frac{1}{N_{elem_A}} \sum_{i=1}^{N_{elem_A}} \Gamma_i \quad (1)$$

where, at node A, Γ_i is area of individual triangular elements connected to node A, N_{elem_A} is total number triangular elements connected to node A, and $\bar{\Gamma}_A$ is average of all triangular elements connected to node A. Note that total area at node A is constructed by summing up areas of all triangular elements around node A, Ω_A . Area of a triangle is calculated using the line integral over three edges of the triangles, rather than the Heron’s formula, as follows:

$$\Gamma_i = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \{(x_a + x_b)(y_a - y_b)\} \quad (2)$$

where, $x_a, x_b,$ and y_a, y_b are coordinates of terminal points $\{a,b\}$ of edges of triangle, respectively.

Step 3: Identify nodes of the *background mesh* overlapped with the *minor mesh* and vice versa. To determine status of a given node whether it is in or out of an irregular area formed by a closed curve, a simple search criteria, *containment test*, is used. Figure 3 gives description of the containment test for a convex/concave shaped object. In Figure 3, node A is inside the object while node B is outside. Node A intersects the boundary of the object in one

way either (+x or -x-direction) at odd numbers while node B intersects the object in either way (+ or -y) direction at even numbers.

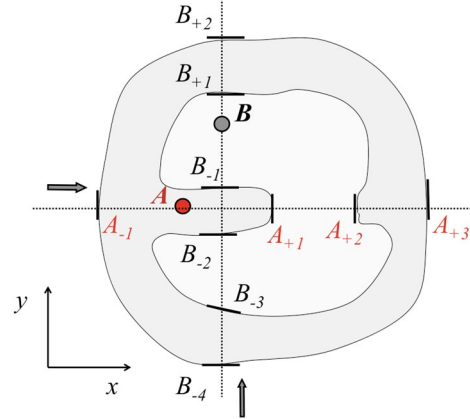


Figure 3. Description of the containment test for in-and-out criteria of a node for a convex/concave shaped object.

This process can be decomposed into following steps:

- I. Sweep along x- (or y-) direction and search for the intersection of x- (or y-) coordinate of a given point with mesh edges on the surface of given closed area.
- II. Count number of intersection in either + (right side) or - (left side) of the point along either x-axis (or y-axis).
- III. If the number of intersections along x-direction (or y-direction) is odd, then the given point is inside the closed area. If it is even, then the point is outside of the area. Point A in Figure 3 is inside the closed curve because the intersection count is 1 and 3 along - and + direction of the x-axis, respectively. Similarly, Point B in Figure 3 is out of because intersection count is even, 2 and 4 along + and y-direction, respectively. Note that if the inner curve in Figure 3 is considered as closed object, the confinement test would yield point A as out and point B as in.

Step 4: Construct a front where element size of the minor mesh and the background mesh (or any two overlapping meshes of different blocks) are the same or within a given tolerance. In other words, if the mesh spacing of a control volume at a node in a one of the overlapping mesh blocks is greater than the mesh spacing of an element on the other overlapping block, where the node of the other block lies in, then, that node is cut out. That is if $s_A \geq s_{23}$, where s_A is mesh spacing of node A in

one block and S_{123} is mesh spacing of an overlapping triangle with edges 1, 2, and 3 in the other block, where node A of the other block lies in. The front is at inner and outer boundaries of the cut-out mesh blocks. Note that front line can be concave or/and convex. Two fronts, inner and outer boundary of the stitching stripe, form a narrow stripe, where no node is maintained in between. The stripe width is set around one-mesh size depth. However, sometimes it may be close to twice of an element size in its neighborhood. A criterion is set so that this stripe can not be thinner than a given percentage of the element size in the vicinity. The mesh spacing calculated in Step 2 is used here. The process in this step ensures that when two mesh blocks overlap, minimum mesh elements of both blocks are used to form single block mesh for the flow solution.

Step 5: All nodes of the background mesh that are inside the front line will be cut out, in a similar way but conversely for the minor mesh all the nodes that are outside of the front line are cut out.

Step 6: Once the nodes at the inner and outer fronts of the *minor mesh* and *background mesh*, are identified then triangulation process of these nodes takes place. In this paper, Delaunay triangulation algorithm is adopted [26].

Step 7: Triangulation generates all possible elements regardless of concave or convex nature of the stitching stripe. Therefore, all triangular elements outside of the stripe should be cleaned out for final stitching. A neighborhood searching method is applied for this purpose. As summarized below items and also depicted in Figure 4.

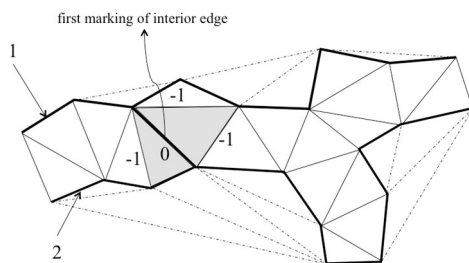


Figure 4. Cleanup of unused Delaunay triangles outside the stitching stripe.

Mark front edges of overlapping blocks with their block numbers, such as “1”, “2”, etc. All other edges will be marked as “-1” initially.

Find an edge in-between the inner and outer front lines, an edge that lies inside the stitching stripe, then mark it as “0”. This edge will be starting point to advance the search.

Loop over dual edges that are marked as “0” and check edges of the triangles on both sides of the dual edge, whether the edges of the triangles are marked as “-1”. If so, change the marker of that edge from “-1” to “0”. Looping continues several times until no such edge is found. At the end of this looping, only edges outside the stitching stripe will maintain “-1” marker.

Delete all triangular elements, which have edge marker as “-1”. Only elements inside the stitching stripe remain.

Step 8: Find pair edges on both sides of the stitching stripe, which match all edges of the *minor mesh* and the *background mesh*, respectively. This is also known as *edge-to-edge tessellation* of two mesh domains, which is sharing of full edges with the adjacent mesh blocks. Figure 5 shows two mesh blocks and stitch mesh with edge-to-edge pairing.

Step 9: Update connectivity of the elements from all three kinds of blocks: minor, major, and stitching stripe to merge all into single connectivity data set.

Finally, the merged mesh will be ready for the flow solution. Above process will be repeated every time step after objects are moved to their new positions.

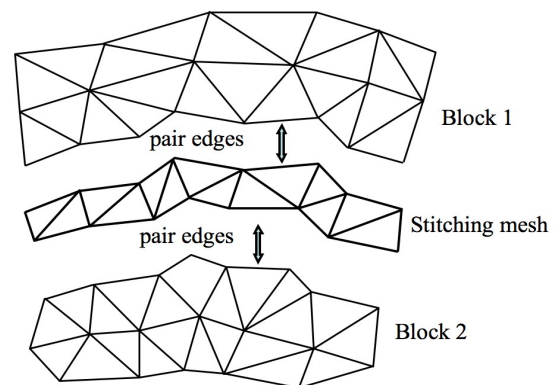


Figure 5. Edge-to-edge tessellation of two mesh blocks using stitching stripe.

3. FLOW SOLVER

Flow solver used in this paper is based on two-dimensional finite volume formulation at cell-vertex with explicit time stepping [27]. Conservations of mass, momentum, and energy lead to the following equation for two-dimensional, compressible, and inviscid flows:

$$\frac{\partial}{\partial t} \int U dV + \oint_{\Omega} (F dy - G dx) = 0 \quad (3)$$

where U is called solution vector and represents the conserved quantities, density, velocity and internal energy. F and G are x and y Cartesian components of the flux vector of these quantities, respectively. Hereafter F and G are used for the convective flux terms only, which are functions of density, velocity, and internal energy. When the integral form of the Euler equation (Equation 3) is applied to a finite control volume Ω_K , one obtains the coupled ordinary differential equations given in Equation 6.

$$\frac{\partial}{\partial t} (U_K \Omega_K) + \sum_i^{Nedge} (F_i \Delta y_i - G_i \Delta x_i) = 0 \quad (4)$$

where, at node K , Ω_K is the surface area of the control volume associated with node K ; U_K is the solution vector; F_i and G_i are the Cartesian components of the flux vector on edge (face in 3D) i of the control volume; $Nedge$ is the total number of edges which surround the control volume; Δx_i and Δy_i are the increments of x and y along edge i , respectively. The fluxes F_i and G_i are functions of flow variables at the neighboring points, and thus the system of equation is coupled in space. Further details of the flow solution can be found at [27].

4. RESULTS

The mesh stitching method was applied to three problems to demonstrate capabilities and understand challenges. First test case is an airfoil oscillating with small amplitude. This test case has experimental flow solution to compare with. Though it is not the intension of this study to demonstrate flow solver aspect, for the completeness of this study, the stitching algorithm is run together with the flow solver for the unsteady oscillation. Next two examples demonstrate hypothetical cases without any flow solution. The second test case uses the same airfoil

but in biplane and tandem configuration to demonstrate stitching of three objects separated with high angles in relative motion. Third test case is a store separation problem with two stores released from a bay using a prescribed motion. All runs were performed on a high-end laptop computer since computational time was not an issue for the size of problems demonstrated in this study.

4.1. Case1: Oscillating Airfoil With Flow Solution

Flow field validation of the present method has been demonstrated using a commonly studied oscillating airfoil. The test case chosen is NACA 0012 symmetric airfoil at Mach number $M_{\infty} = 0.755$, with mean free-stream angle of attack of $\alpha_m = 0.016$ degrees, with pitching amplitude of $\alpha_p = 2.51$ degrees. Airfoil goes through pitching mode of oscillation given in Equation 5.

$$\alpha(t) = \alpha_m + \alpha_p \sin\left(\frac{2kV_{\infty}}{c} t\right) \quad (5)$$

where k is defined as reduced frequency, V_{∞} is free-stream velocity number, t is time, and c is airfoil chord length.

Figure 6 gives the overlapped *minor and background mesh* blocks for the airfoil at zero degrees angles of attack. The background mesh comprised of 10,602 triangular elements while airfoil mesh has 6,823. Note that mesh element size for the *background mesh* is almost constant, however getting denser where it overlaps, while the *minor mesh*, mesh around the airfoil, has varying mesh distribution, dense in the vicinity of the airfoil surface and gradually coarsen away from the airfoil. Once the *confinement test* marks the overlapped nodes and elements, the cut-out process identifies nodes at the cut-out fronts comprising the *stitching stripe* for triangulation.

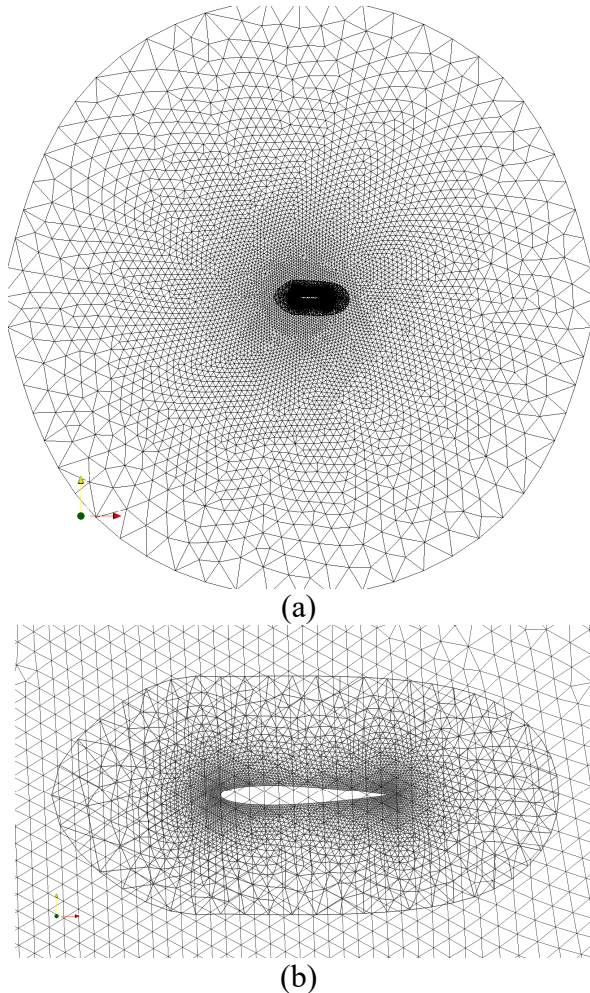


Figure 6. Two overlapping mesh blocks for the NACA 0012 airfoil: minor mesh around the airfoil and background mesh to cover whole domain. (a) Overall mesh domain and (b) Close up view.

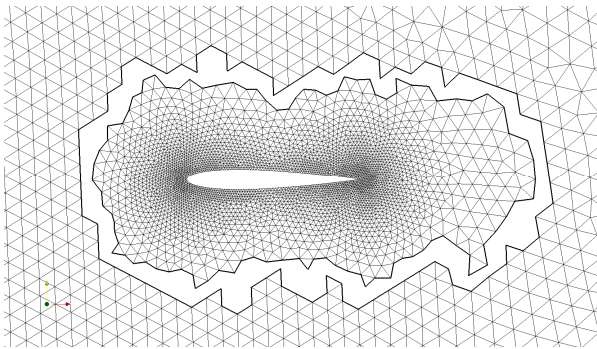


Figure 7. Mesh after cutting out of overlapping elements for the NACA 0012 airfoil.

Figure 7 shows the mesh after the cut-out process for the NACA 0012 airfoil. Nodes from both minor and background mesh blocks are cut out. Boundary of the cut-out section is set where element sizes of the overlapping mesh blocks are almost equal. The width of this stripe is about 1/3 to 2 times of the local element size. To guarantee a continuous stitching stripe, the width should not be very narrow. Since the stitching region is far from the airfoil, some mesh stretching can be

tolerated inside the stitching stripe. Figure 8 shows the triangulated stitching stripe. The Delaunay triangulation generates elements outside the stitching stripe too. Therefore, these extra elements need to be cleaned before the stitching process is applied. Final merged mesh, where the flow solution takes place, with the stitching mesh highlighted is presented in Figure 9. Note that there is not any new node added into the domain. Some of the elements are a little more stretched than original elements nearby, which are far from the solid wall and can be easily tolerated by the finite volume flow solvers.

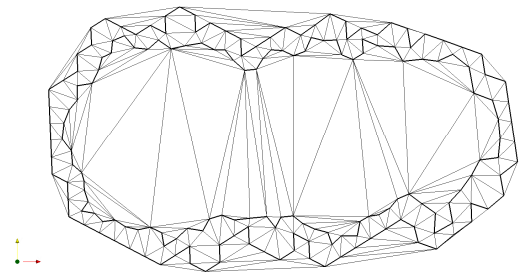


Figure 8. Delaunay triangulation of nodes at the cut-out boundary, bold edges, to generate the stitching mesh. All elements outside the hollow stitching stripe, some are in the inner closed area, are deleted.

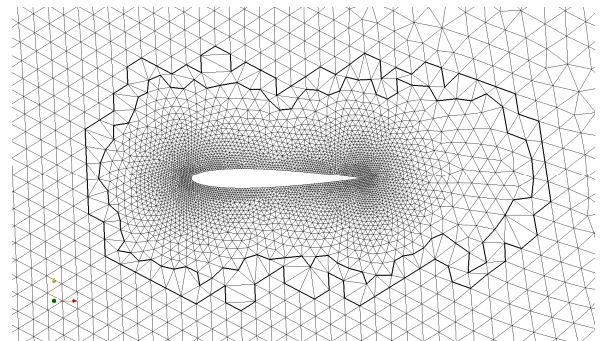


Figure 9. Final mesh after the cut-out region filled with the stitching mesh, highlighted edges of at the boundary.

For the flow solution, pitching oscillation starts with a converged initial flow solution at angle of attack equal to $\alpha_m=0.016$. Therefore, initial solution has been obtained by local time stepping to have faster convergence. For this explicit solver, 3000 local time steps have been used for the initial solution. Then the pitching motion starts. The time step used for the unsteady solution is determined using the time step for the maximum amplitude of the pitching and the time step for the Courant number for the particular mesh used. Therefore, minimum of those two time steps is used to advance the solution in time. The time step from

the pitching motion depends on how many steps will be taken for one cycle. Current solution assumes about 4000 time steps for one cycle of pitching.

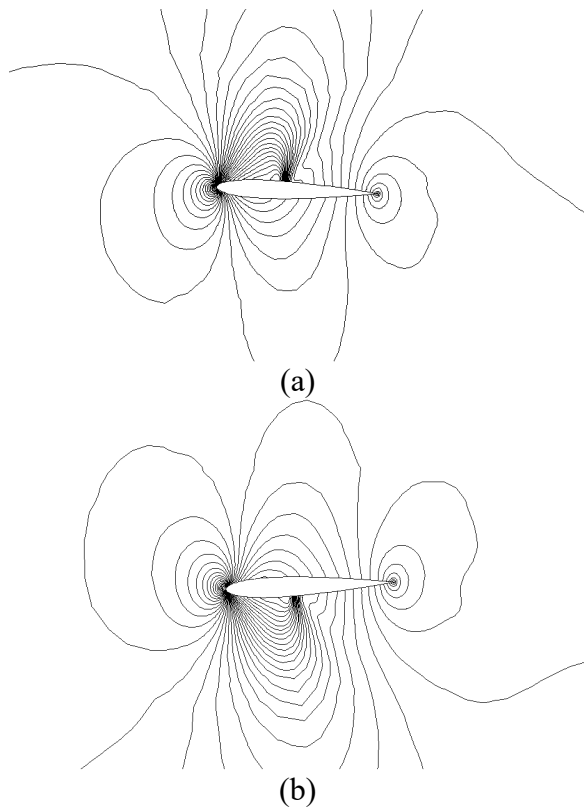


Figure 10. Flow solution at the end of third pitching oscillation cycle for the NACA 0012 airfoil for Mach number 0.755. Pressure contours at a) +2.51 degrees of angle of attack, b) -2.51 degrees of angle of attack.

Figure 10 demonstrates pressure contours at maximum and minimum angles of attacks, respectively. Pressure contours show continuity in the overall solution. The flow is transonic, therefore, shock waves are formed in the upper and lower surfaces at the maximum and minimum angles of attacks, respectively. To capture shock wave accurately it is necessary to use finer mesh in the vicinity of shock positions. The unsteady flow solution is run for three cycles of oscillations.

Figure 11 shows lift curve comparison with the experiment [28] for three cycles. There is a minor shift from the experimental result. This might be associated with the nature of the Euler solution as well as mesh element size on the airfoil where the shock wave occurs. However, main objective of this paper is to demonstrate the stitching concept rather than inquiry of the flow solver accuracy. History of the lift coefficient is given in Figure 11. Minimum and maximum values of the lift coefficient converges almost after one cycle.

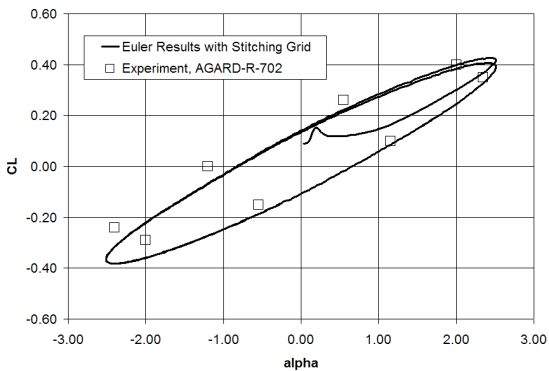
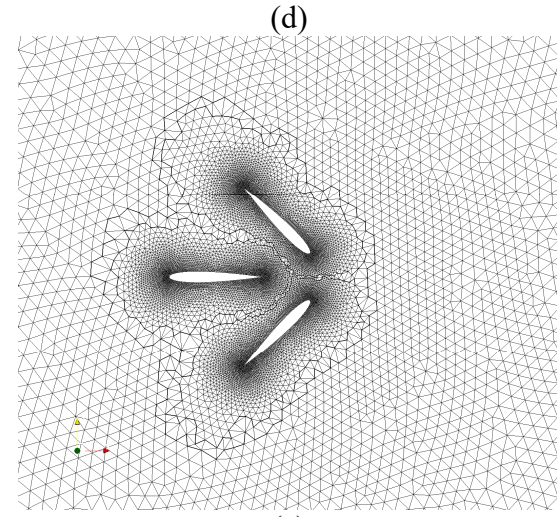
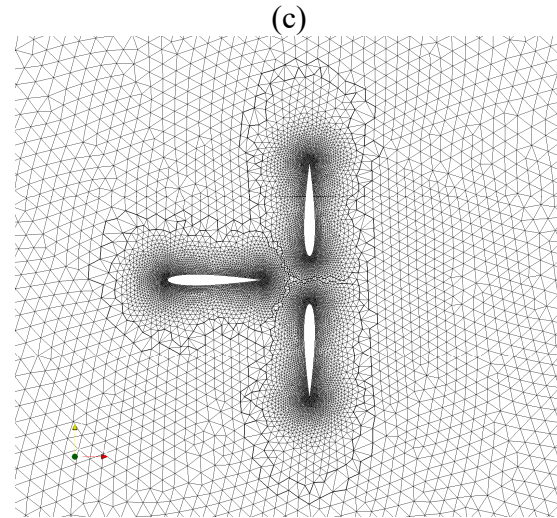
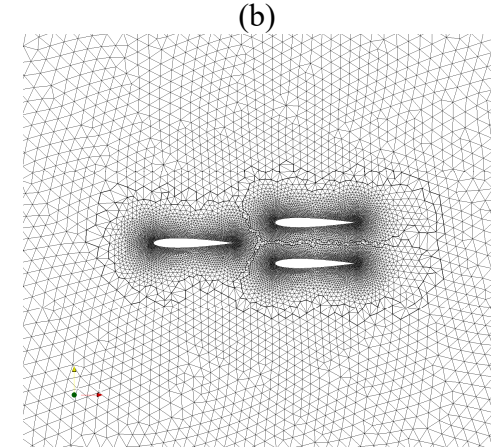
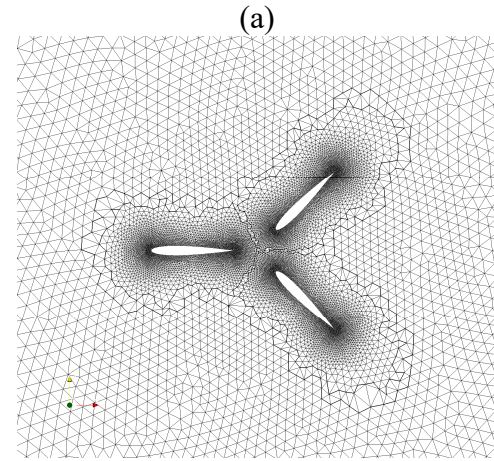
4.2. Case 2: Multiple airfoil configurations

Next, the stitching method is applied to three airfoils in relative motion such as in flapping airfoil problems. The same airfoil mesh in the previous case is duplicated, with one placed at half chord length apart in biplane configuration and the other at one and half chord upstream in tandem configuration on the same background mesh. Imposed motion on the airfoils in biplane configuration are counter clockwise and clockwise rotations around the leading edge of the upper and lower airfoils, respectively. The stitching program was run for 180 degrees with one-degree increment continuously. Stitched meshes at different positions are presented in Figure 12. The stitching method overall generates fairly acceptable meshes. The mesh cut-off process between the two airfoils rarely generates meshes size of more than one element size of the neighboring cells. This is most likely due to the cut-out decision applied individually on each block in sequential order. Another reason would be due to cut-out decision applied at nodes first instead of edges. When a node is cut-out, it naturally cuts all the elements connected to a node off, hence creating a bigger hole than cutting out a single element. Since solid-to-solid collision is not implemented yet, airfoils are not let to rotate all the way to collide. However, a stopping criterion is set to end the stitching process if solid collision occurs.

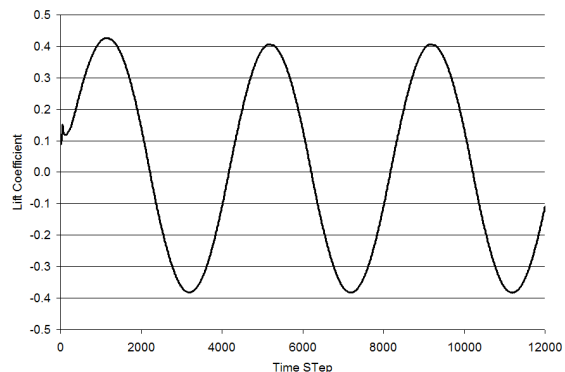
4.3. Case 3: Store separation

Last example is a hypothetical store separation problem. Two stores are placed in close proximity in a rectangular bay of an airplane and then dropped along a prescribed path. Special care should be taken when solid-to-solid collision occurs, which is not covered in this study. This example also shows how the stitching method handles objects when they are placed closely and moves through comparatively coarse background mesh. Each store comprised of 3760 triangles while the background mesh composed of 10,373 triangular elements. Imposed motions on the stores are translation along the vertical axis and one-degree rotation about their tails every motion step. Original mesh blocks for two stores, background mesh, and stitched meshes at different time instances are given in Figure 13. Outer mesh boundary of one of the stores extends out of the

background domain at the beginning. In the stitching process, this non-overlapping section of the store mesh is cut out as well. The stitching mesh boundary is given in bold lines. The stitching mesh provides fairly smooth transition between the blocks when they are at still in the store bay since local mesh size variation is not too high for all blocks. The stitching mesh is also shown when the stores are off the bay. Since the mesh elements get coarser far from the bay, stitching of fine store mesh with the coarse background mesh generates stretched mesh elements, which is unavoidable without local mesh refinement procedure, which is not the purpose of this study.

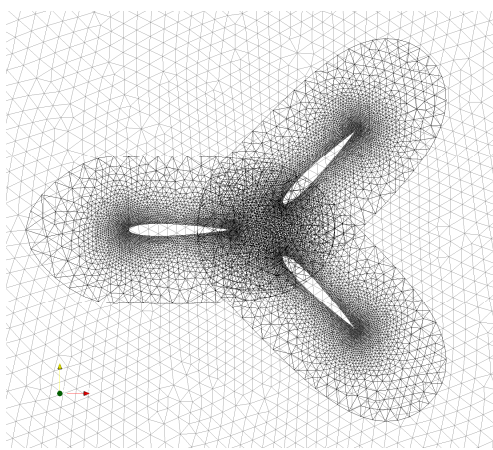


(a)



(b)

Figure 11. Lift coefficient vs angle of attack comparison of pitching NACA 0012 airfoil with the experiment [21] for Mach number of 0.755 and lift coefficient history for three cycle of pitching oscillation.



(e)

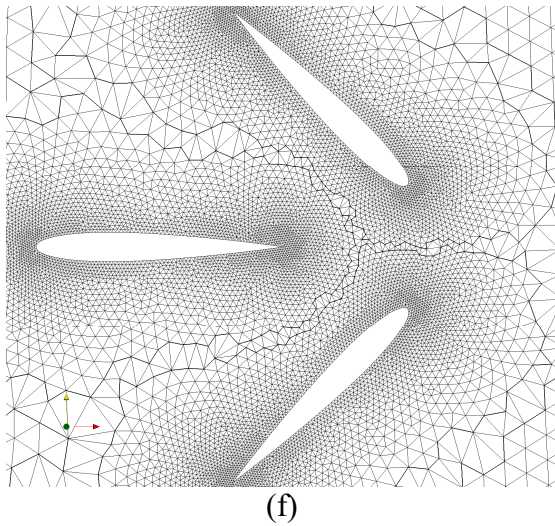


Figure 12. Stitching mesh application to multiple NACA 0012 airfoils in relative motion with respect to their leading edges. Two airfoils in tandem arrangement rotate linearly, one in counter clockwise direction and the other in clockwise direction, while one on the left is stationary. a) Original overlapped mesh blocks at 45 degrees rotation. b) Stitched mesh at 0 degrees. c) Stitched mesh at 45 degrees. d) Stitched mesh at 90 degrees. e) Stitched mesh at 135 degrees close up view with cut-out boundary highlighted.

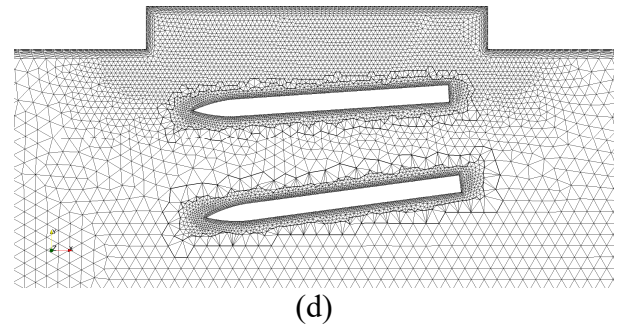
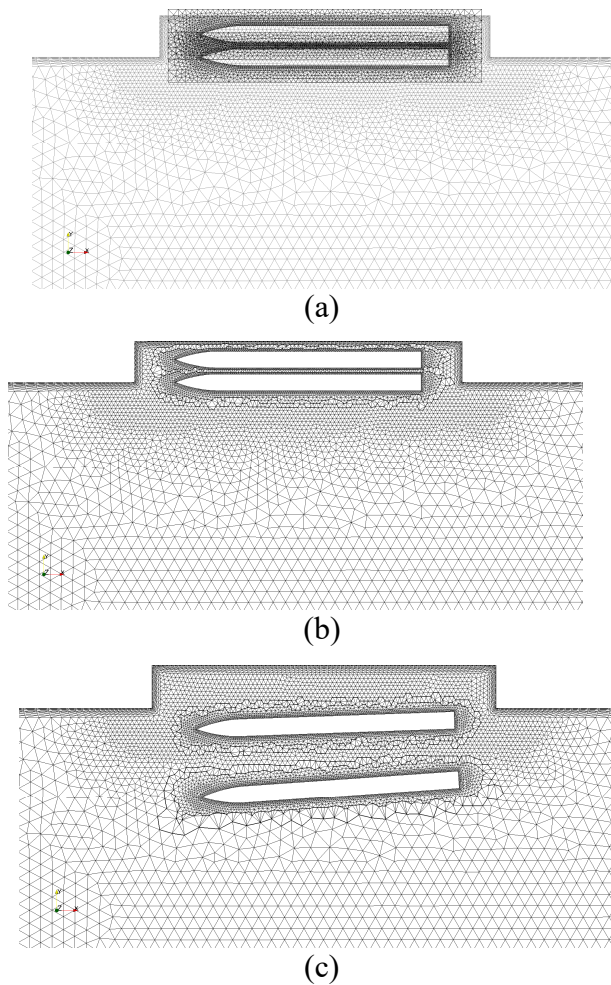


Figure 13. Stitching mesh application to two stores dropped from a rectangular weapon bay of an aerial platform. Prescribed motion is linear translation and one-degree rotation with respect to tails of the stores at each motion step. a) Original overlapped mesh blocks. b) Stitched mesh before the stores are released. c) and d) Stores at different instances of separation after released.

5. CONCLUSIONS AND DISCUSSIONS

In this paper, an alternative mesh strategy for moving objects, the mesh stitching method, is introduced and applied to some test cases. Unique part of the present method is to eliminate interpolation of the flow solution variables between the mesh blocks, as in the case of the overset mesh methods. Another advantage of the stitching method is that it requires no modification of the original flow solver code since the final mesh is unified to form a single continuous mesh block. Finally, the stitching stripe is constructed using optimum mesh size of all overlapping blocks. The only overhead would be computational cost of constructing the *stitching stripe*. However, this needs to be compared with an overset mesh implementation using the same flow solver. Since similar search for the overlapping nodes and elements needs to be done for the overset method, a fair comparison of these two methods would include interpolation cost of the overset method versus cost of the triangulation of the stitching stripe.

Three test cases are used to demonstrate applications of the stitching method. The first one is an oscillating airfoil with flow solution. It is unsteady and solution is compared with an experiment. Since the stitching region is far from the airfoil surface, some mesh stretching can be tolerated inside the stitching stripe. Second test case included multiples airfoils at relative motions such as in flapping wing problems. However, this case has no real flow solution and generated solely for the purpose of showing more complexity. Final case was a simple store separation involving two payload stores released from a hypothetical

aircraft weapon bay. This case demonstrated interaction of fine mesh around a store and coarse mesh around the bay. Mesh spacing difference for blocks seems to be significant for this case, therefore stitching stripe has stretched mesh elements as the store moves far.

Some improvements can make the stitching approach demonstrated here even more competitive such as an intelligent search of the overlapping region from one time step to the next when solving moving object problems. Such a search procedure would allow using previous locations of the stitching mesh front so that setting up the search domain from the scratch can be avoided. This can be done using nearest neighborhood search starting with the existing front. However, it comes with additional memory requirements since the previous time information needs to be stored. Instead of using standard Delaunay triangulation, a simple customized element construction can be implemented since the only two parallel layers of nodes are meshed to construct a stitching stripe. This would eliminate cleanup process after the Delaunay triangulation. Lastly, solid-to-solid collision implementation would make this method very useful for contact problems. However, the challenge in viscous flow applications for solid contact problems would require the treatment of highly stretched viscous mesh layers.



6. ACKNOWLEDGEMENT

This study was partially conducted in Indiana University-Purdue University at Indianapolis, IN, USA and supported through an SBIR program from MDA/NAVY: *SBIR 2004.4 Topic MDA04-136, Phase I*. Views expressed here reflects views of the author only.

REFERENCES

- [1] L. Ding, L. Zhiliang ve G. Tongqing, «An efficient dynamic mesh generation method for complex multi-block structured grid.,» *Advances in Applied Mathematics and Mechanics*, cilt 6, no. 01, pp. 120-134, 2014.
- [2] J. Batina, "Unsteady Euler airfoil solutions using unstructured dynamic meshes," *AIAA Journal* 28 (8), p. 1381–1388, 1990.
- [3] A. Johnson ve T. Tezduyar, «Mesh Update Strategies in Parallel Finite Element Computations of Flow Problems with Moving Boundaries and Interfaces,» *Comput. Methods Appl. Mech. Engrg.*, cilt 119, pp. 73-94, 1994.
- [4] A. Montorfano, F. Piscaglia ve A. Onorati, «An extension of the dynamic mesh handling with topological changes for LES of ICE in OpenFOAM,» 2015.
- [5] S. T. Miller, R. L. Campbell, C. W. Elsworth, J. S. Pitt ve D. A. Boger, «An Overset Grid Method for Fluid-Structure Interaction,» *World Journal of Mechanics*, no. 4, pp. 217-237, 2014.
- [6] J. Benek, P. Buning ve a. S. J.L., «A 3D Chimera Grid Embedding Technique,» 1986.
- [7] M. Rai, «A conservative treatment of zonal boundaries for Euler equation calculations,» *Journal of Comp. Physics*, cilt 62, pp. 472-503, 1986.
- [8] N. Suhs ve R. Tramel, «PEGSUS 4.0 User's Manual,» Arnold AFB TN, 1991.
- [9] M. Liou ve Y. Zheng, «A Flow Solver for Three-dimensional DRAGON Grids,» 2002.
- [10] P. G. Bunning, 23 February 2016. [Çevrimiçi]. Available: <https://overflow.larc.nasa.gov/>.
- [11] N. Frink, «Recent Progress Toward a Three-Dimensional Unstructured Navier-Stokes Flow Solver,» %1 içinde *AIAA Paper*, 1994, pp. 94-0061.
- [12] R. Noack ve D. A. Boger, «Improvements to Suggar and Dirlib for Overset Store Separation Simulations.,» %1 içinde *Proceedings of the 47th AIAA Aerospace Sciences Meeting Including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition*, Orlando, 2009.
- [13] S. T. Miller, R. L. Campbell, C. W. Elsworth, J. S. Pitt ve D. A. Boger, «An Overset Grid Method for Fluid-Structure Interaction,» *World Journal of Mechanics*, cilt 4, no. 7, p. 21, 2014.
- [14] E. Fadlun, R. Verzicco, P. Orlandi ve J. Mohd-Yusof, «Combined Immersed-Boundary Finite- Difference Methods for Three-Dimensional Complex Flows

- Simulations,» *Journal of Computational Physics*, cilt 161, 2000.
- [15] C. Zhou ve J. Ai, «Mesh adaptation for simulation of unsteady flow with moving immersed boundaries,» *Int. J. Numer. Meth. Fluids*, no. 72, p. 453–477, 2013.
- [16] J. Mohd-Yusof, «Combined Immersed-Boundary/B-Spline Methods for Simulations of Flow in Complex Geometries,» Stanford, CA, 1997.
- [17] R. Verzicco, J. Mohd-Yusof, P. Orlandi ve D. Haworth, «Large Eddy Simulation in Complex Geometric Configurations Using Boundary Body Forces,» *AIAA Journal*, cilt 38, no. 3, 2000.
- [18] C. Peskin, «Flow Patterns Around Heart Valves: A Numerical Method,» *Journal of Computational Physics*, cilt 10, 1972.
- [19] I. Borazjani, «Fluid–structure interaction, immersed boundary-finite element method simulations of bio-prosthetic heart valves,» *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, cilt 257, pp. 103-116, 15 April 2013.
- [20] Y. Tseng ve J. Ferziger, «A ghost-cell immersed boundary method for flow in complex geometry,» *Journal of Computational Physics*, cilt 192, no. 2, pp. 593-623, 2003.
- [21] A. Landsberg ve J. Boris, «The Virtual Cell Embedding Gridding Method: A Simple Approach for Complex Geometries,» %1 içinde *Proceedings of 13th AIAA CFD Conference, paper 97-1982*, 1997.
- [22] F. Lazarus ve A. Verroust, «Three-dimensional Metamorphosis: A survey,» *The Visual Computer*, cilt 14, no. 8/9, p. 373–389, 1998.
- [23] M. Ahn ve S. Lee, «Mesh Metamorphosis with Topological Transformations,» %1 içinde *Proceedings of Pacific Graphics 2002: IEEE Computer Society Press; p. 481–482.*, 2002.
- [24] G. Weber, O. Kreylos, T. Ligocki, J. Shalf, H. Hagen, B. Hamann ve K. Joy, «Extraction Of Crack-Free Isosurfaces From Adaptive Mesh Refinement Data,» %1 içinde *Data Visualization 2001 (Proceedings of VisSym '01); p 25–34*, 2001.
- [25] C. T. D. JR, «An Adaptive Hybrid Mesh Generation Method For Complex Geometries,» Chattanooga, 2011.
- [26] B. Joe, «GEOMPACK--a software package for the generation of meshes using geometric algorithms,» *Advanced Engineering Software*, cilt 13, pp. 325-331, 1991.
- [27] E. Yilmaz ve M. Kavsaoğlu, «Euler Solution of Axisymmetric Jets in Supersonic Flow,» *Journal of Spacecraft and Rockets*, cilt 35, no. 1, 1998.
- [28] R. Landon, «Compendium of Unsteady Aerodynamic Measurements,» AGARD Report 702, 1982.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 12.12.2016 <u>Kabul/Accepted</u> 20.04.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.309406	

Asenkron motor mil çapının motor performansına etkisi

Asım Gökhan Yetgin^{1*}

ÖZ

Asenkron motorlar geçmişten günümüze kadar birçok alanda kullanılmış ve teknolojinin gelişmesiyle birlikte daha farklı alanlarda da kullanılmaya devam etmektedir. Asenkron motorların veriminde yapılacak bir iyileştirme, enerji tasarrufu açısından büyük getirilere sebep olacağı açıktır. Bu bağlamda asenkron motor üretici firmaları ve tasarımcılar motor performansını ve verimini artırabilmek için sürekli olarak yeni yöntemler denemektedirler. Bu çalışmada ise asenkron motorun verimini artırabilmek amacıyla mil çapının optimum değerinin ne olacağı araştırılmıştır. Çalışmada 5.5 kW, 7.5 kW ve 11 kW gücündeki motorlar için analizler gerçekleştirilmiştir. Elde edilen değerler üretici firmaların mil çapı değerleri ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca motorun manyetik akı değerleri, ağırlık, performans değerleri gibi kritik noktalar incelenip her bir motor için optimum mil çapı değerleri tespit edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: asenkron motor mil çapı, asenkron motor tasarımı, performans analizi

The effect of induction motor shaft diameter on motor performance

ABSTRACT

Induction motors are used in many areas from the past to the present and in different fields with the development of technology has continued to be used. It is obvious that induction motors as an improvement to the efficiency in terms of energy saving would cause great benefit. In that context, induction motor manufacturers and designers are constantly trying out new methods to improve motor performance and efficiency. In this study, what would be the optimum diameter of the shaft in order to increase the efficiency of the induction motor were investigated. In the study, 5.5 kW, 7.5 kW and 11 kW motors analyzes were also performed. Obtained shaft diameter values were compared with the manufacturer values. In addition, critical points such as the magnetic flux values, weight values and performances of the motors were examined and optimal shaft diameter values for each motor have been determined.

Keywords: induction motor shaft diameter, induction motor design, performance analysis

* Sorumlu Yazar / Corresponding Author

¹ Dumlupınar Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kütahya-gokhan.yetgin@dpu.edu.tr

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Asenkron motorlar endüstride ve diğer sektörlerde çok geniş bir uygulama alanına sahiptir. Sağlam ve güvenilir olmasının yanı sıra değişik hız uygulamalarında kullanılabilmesi, düşük maliyetli olması, yüksek güvenilirlikte olması, verimlerinin yüksek olması, bakımlarının kolay olması gibi nedenlerden dolayı dünyada en çok tercih edilen motorlardır [1]. Dünyada kullanılan motorların % 80' ninden daha fazlasını asenkron motorlar oluşturmaktadır. Bu sebeple motor veriminin ve güç faktörü değerinin artırılması asenkron motor tasarımı ve optimizasyonu yapanların en önemli konuları arasında yer almaktadır [2]. Asenkron motor tasarımı ve performansın (verim, moment vb.) artırılması ile ilgili yapılan çalışmalardan bazıları aşağıda verilmiştir.

Aguiar ve arkadaşları çalışmalarında asenkron motorun stator sargılarında bobin adımını kısaltarak verim analizi yapmışlardır. Elde ettikleri sonuçlara göre bobin adımındaki kısalma değeri arttıkça verim değerinin arttığını ifade etmişlerdir [3]. Agamloh ve arkadaşları asenkron motorun verimini artırmada bilinen en iyi yöntemin motorun paket boyunun artırılması olarak ifade etmişlerdir. Ayrıca birçok motor üreticisinin, maliyet, hacim, ağırlık, bakır, demir vb. parametrelerin optimizasyonunu yaparak motor tasarımları gerçekleştirdiklerini ifade etmişlerdir [4]. Boglietti ve arkadaşları çalışmalarında asenkron motorun tasarım aşamalarını adım adım özetlemişlerdir. Hedeflenen moment değerini elde edinceye kadar rotor çapını artırmak suretiyle tasarım aşamalarını gerçekleştirmişlerdir [5]. Ortega yüksek lisans çalışmasında 55 kW' lık asenkron motoru Diferansiyel Gelişim Algoritması kullanarak motorun optimizasyonunu gerçekleştirmiş [6]. Chiricozzi ve arkadaşları asenkron motorun nüve kısmında farklı malzemelerin kullanılmasının performansa etkisini incelemişlerdir. 5350H elektriksel çelik kullanımı ile motor veriminin 0.4 ile 0.7 arasında artırılabilirliğini, ayrıca rotor barlarında alüminyum yerine bakır kullanılması durumunda verim değerinin 2.1 puan artırılabilirliğini ifade etmişlerdir [7]. Yanawati ve arkadaşları asenkron motorun nüvesinde kullanılan sacların kalınlıklarının motor performansına etkilerini incelemişlerdir. Yaptıkları çalışmada 0.35 mm sac kalınlığına sahip motorun 0.5 mm sac kalınlığına sahip motora göre verim değerinde % 6 iyileşme, rotor bakır kayıplarında % 18.8 azalma ve demir kayıplarında % 19.52 oranında bir azalma elde etmişlerdir [8]. Han ve arkadaşları çalışmalarında genetik algoritma kullanarak asenkron motorun maliyet optimizasyonunu gerçekleştirmişlerdir. Kullandıkları yöntem ile motor maliyetini % 5 azaltmışlardır [9]. Khazin ve arkadaşları çalışmalarında stator nüvesinde kullanılan çelik sacların amorphous ve silisyum katkılı malzemelerin kullanılması durumundaki performans analizlerini gerçekleştirmişlerdir. Amorphous malzemesinin kayıp güç değerlerinin oldukça düşük olmasından dolayı motor performansında ve manyetik alan dağılımlarında daha iyi sonuçlar verdiğini ifade etmiştir [10]. Verma ve arkadaşları motor milinin yanlış hizalanması ile motor veriminin azalacağını, titreşime yol açacağını ve daha uzun süreli çalışmalarda stator ve rotor sargılarının zarar göreceğini ifade etmişlerdir [11]. Kolgiri ve Petkar çalışmalarında asenkron motorun mil hesabını hem teorik olarak hem de ANSYS sonlu elemanlar paketi ile dinamik olarak modellemişlerdir. Araştırmalarında mile gelen kuvvetlerin analizlerini hesap etmişlerdir [12]. Bonnett çalışmasında asenkron motorların mil yapısında sıcak haddelenmiş karbon çelik malzeme kullanılmasının iyi bir

seçim olacağını ifade etmiştir. Eğer mil daha büyük yüklere maruz kalacaksa krom-molibden (Cr-Mo) gibi haddelenmiş malzemelerin sıklıkla kullanıldığını, çok fazla korozyon oluşabilecek uygulamalarda veya çevrenin uygun olmadığı ortamlarda paslanmaz çelik malzeme kullanılmasının gerekli olduğunu ifade etmiştir. Ayrıca motorlarda kullanılacak mil türlerini ve motor millerinde meydana gelen hataları da sınıflandırmıştır [13]. Singh ve arkadaşları asenkron motorlarda en kritik parçalarından birinin motor mili olduğunu ifade etmişlerdir. Motor milinde meydana gelebilecek bir hatanın rulman arızasına yol açabileceğini ve bakım yapılmadığı takdirde devamında sargı arızasına yol açabileceğini ifade etmişlerdir [14]. Kadhim çalışmasında üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun verim, yol alma momenti ve sıcaklık artışına ilişkin parametreleri dikkate alarak optimum tasarımı gerçekleştirmeye çalışmıştır. Geleneksel motor tasarım yöntemleri ile benzetim tavlama yöntemini karşılaştırmıştır. Elde ettiği sonuçları deneysel sonuçlarla karşılaştırmıştır [15]. Ayrıca asenkron motorun performansını artırmak için stator sargılarında da değişiklik yapılmaktadır [16, 17].

Bu çalışmada asenkron motorların tasarımı sırasında pek de önemsenmeyen kısım olan mil çapının hesap yöntemlerinden bahsedilmiş, üretici firmaların mil çapları incelenmiş, 5.5 kW, 7.5 kW ve 11 kW güçlerindeki asenkron motorlar için optimum mil çapı boyutları analiz edilmiştir. Farklı çaplardaki mil boyutlarının asenkron motorun rotor boyunduruk kısmındaki manyetik akı değerlerine, verim gibi performans parametrelerine, nüve ağırlığı gibi fiziksel parametrelere olan etkileri incelenmiştir.

2. MİL ÇAPININ HESABI (CALCULATION OF SHAFT DIAMETER)

Asenkron motorlarda kullanılan malzemeler (sac, iletken), performans değerleri (verim, güç faktörü, yol alma momenti ve akımı, devrilme momenti vb.), sıcaklık değerleri, yalıtım sınıfı, gövde boyutları, mil boyutları, soğutma türü, çalışma sınıfı, koruma sınıfı vb. birçok parametre uluslararası standartlar tarafından (NEMA, IEEE, IEC, EU, vb.) belirlenmiştir. Bu standartlar üretici firmaları ve tasarımcıları sınırlamakla birlikte ekonomik açıdan kabul görmüş durumdadır [18]. Türkiye' de çeşitli güçlerdeki asenkron motorların mil boyutlarını belirleyen standart ise "Endüksiyon Motorları-Üç Fazlı, Standard Boyutlu ve Çıkış Güçlü, Genel Amaçlı-Şasi Numaraları 56 ile 315 ve Flanş Numaraları 65 ile 740" isimli TS EN 50347 standardıdır [19].

Asenkron motor milinin teorik olarak hesap edilmesi için tasarım işlemlerinin sırasıyla yapılması gerekmektedir. Stator iç- dış çap değerleri, stator nüve ve oluk değerleri, hava aralığı uzunluğu, rotor iç çap değeri, rotor oluk değerleri, rotor boyunduruk değeri belirlendikten sonra mil çapı belirlenebilir. Çeşitli tasarım kitaplarında mil çapının hesap yöntemi, motor tasarım formülleri vb. verilmiştir [18, 20].

Asenkron motorda maksimum mil çapı d_{mil} , tasarım parametrelerine göre aşağıdaki formül ile hesap edilebilir [18].

$$d_{mil} = D_{is} - 2 * g - 2 * (h_{or} + h_r + h_{cr}) \text{ mm} \quad (1)$$

Burada D_{is} stator iç çapını, g hava aralığı uzunluğunu, h_{or} , h_r ve h_{cr} sırasıyla rotor kama yüksekliğini, rotor oluk

yüksekliğini ve rotor boyunduruk yüksekliğini ifade etmektedir.

Yung çalışmasında asenkron motorun minimum mil çapının (kamalı mil için) güç değerine P (kW) ve hız değerine N (d/d) bağlı olarak aşağıdaki gibi hesap edilebileceğini ifade etmiştir [21].

$$d_{mil} = \sqrt[3]{\frac{1.33 \cdot 10^6 \cdot P}{N}} \text{ mm} \quad (2)$$

Yung aynı çalışmada kamasız mil için ise minimum mil çapını aşağıdaki gibi ifade etmiştir.

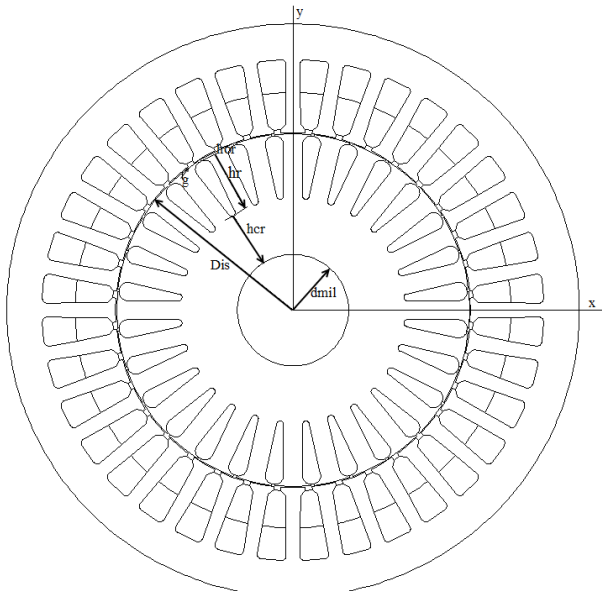
$$d_{mil} = \sqrt{\frac{0.677 \cdot 10^6 \cdot P}{N}} \text{ mm} \quad (3)$$

Modellemelerde 5.5 kW, 7.5 kW ve 11 kW'lık üç fazlı sincap kafesli asenkron motorlar kullanılmıştır. Motorlara ait bilgiler Tablo 1' de verilmiştir. Ayrıca 5.5 kW motor 132S, 7.5 kW motor 132M ve 11 kW motor 160M gövde yapısına sahiptir.

Tablo 1. Motorların özellikleri (Specification of motors)

	Motor 1	Motor 2	Motor 3
Güç (kW)	5.5	7.5	11
Gerilim (V)	460	400	380
Hız (d/d)	1764	1478	1462
Dış çap (mm)	160	215	260
İç çap (mm)	111.6	130	170
Mil çapı (mm)	35	44	60

Şekil 1' de modellenmesi yapılan 5.5 kW gücündeki sincap kafesli asenkron motorun iki boyutlu kesit görüntüsü verilmiştir.



Şekil 1. 5.5 kW gücündeki asenkron motorun kesit görünüşü (Sectional view of 5.5 kW induction motor)

Mil çaplarının etkisinin görülebilmesi için modellenmesi yapılan asenkron motorların sadece mil çaplarında değişiklik yapılmıştır. Motorların diğer herhangi bir parametresinde değişiklik yapılmamıştır.

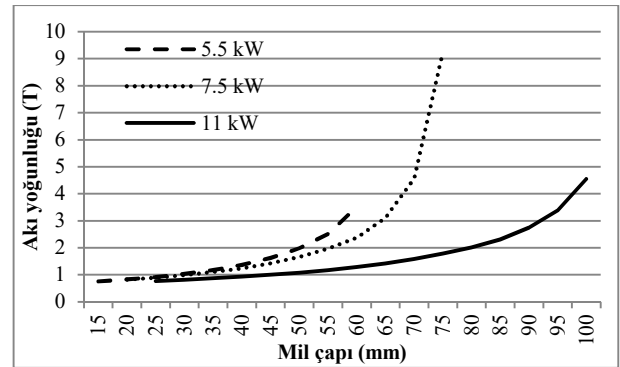
Ulusal ve uluslararası boyutta asenkron motor tasarımı ve imalatı yapan firmalara ait mil çapı değerleri Şekil 2' de

verilmiştir [22-31]. Şekil incelendiğinde mil çaplarının standartlarda [32] belirtilen boyutlarda olduğu görülmektedir. Gövde yapısının büyümesi ve pik dökümlü gövde kullanılan asenkron motorlarda farklı devir sayıları için farklı mil çaplarının kullanıldığı görülmektedir.

3. ELDE EDİLEN SONUÇLAR (OBTAINED VALUES)

Bu çalışmada 5.5 kW, 7.5 kW ve 11 kW gücündeki üç motorun mil çaplarının değerleri değiştirilerek motor performansının nasıl değiştiği incelenmiştir. Özellikle rotor boyunduruk kısmındaki manyetik akı değerlerinin değişimi, rotor ağırlığı ve verim gibi parametreler karşılaştırılmıştır. Optimum mil çapı belirlenmeye çalışılmıştır. Analizler için asenkron motor tasarım kitaplarından faydalanılmıştır [18, 20].

Mil çapı ile rotor boyunduruk kısmındaki manyetik akı yoğunluğu değerlerinin değişimi her üç motor tipi için Şekil 3' de verilmiştir.





Şekil 2. Mil çapı-akı yoğunluğu grafiği (Graphic of shaft diameter-flux density)

Grafik incelendiğinde mil çapının artması ile birlikte rotor boyunduruk kısmının azalmasına bağlı olarak manyetik akı yoğunluğu değerlerinin her üç motor için de arttığı görülmektedir.

Şekil 4' de ise mil çapı ile rotor nüve ağırlığı arasındaki değişim verilmiştir. Şekil incelendiğinde mil çapının artması rotor nüve ağırlıklarında azalma ile sonuçlanmış olup, rotor boyunduruk yüksekliğinin azalmasına bağlı olarak gözle görülür oranda azalma söz konusu olmuştur.

- Case Study,” Presented At ProceedIngs Of The International Conference On Electrical Machines (Icem 2004), Krakow, Poland, Pp. 5-8, Sept. 2004.
- [8] Y. Yanawati, I. Daut, S. N. Shafiqin, I. Pungut, M. N. Syatirah, N. Gomesh, A. R. S. Rafidah And N. Haidar, “Efficiency Increment On 0.35 Mm And 0.50 Mm Thicknesses Of Non-Oriented Steel Sheets For 0.5 Hp Induction Motor,” *Int. J. Mater. Eng.*, Vol. 2, No. 2, Pp. 1-5, 2012.
- [9] P. W. Han, U. J. Seo, J. H. Choi, Y. D. Chun, D. H. Koo And J. Lee, “Optimizing Design Variables For High Efficiency Induction Motor Considering Cost Effect By Using Genetic Algorithm,” *J. Electr. Eng. Technol.*, Vol. 7, No. 6, Pp. 948-953, 2012.
- [10] A. F. Khazin, S. Rajendran, M. K. A. Khan, R. Gobbi And K. Anayet, “Design Of A Three Phase Induction Motor Based On Efficiency Improvement Using Amorphous Iron Material,” Presented At 2nd Engineering Conference On Sustainable Engineering Infrastructures Development & Management, Kuching, Sarawak, Malaysia, Dec. 2008.
- [11] A. K. Verma, S. Sarangi And M. H. Kolekar, “Shaft Misalignment Detection Using Stator Current Monitoring,” *Int. J. Adv. Comput. Res.*, Vol. 3, No. 1, Pp. 305-309, 2013.
- [12] S. G. Kolgırı And R. K. Petkar, “Study Of Different Stresses Induced In Rotor Shaft Of Electric Motor,” *Int. J. Appl. Innovation Eng. Manage.*, Vol. 3, No. 1, Pp. 167-175, 2014.
- [13] A. H. Bonnett, “Root Cause Ac Motor Failure Analysis With A Focus On Shaft Failures,” *Ieee Trans. Ind. Appl.*, Vol. 36, No. 5, Pp. 1435-1448, 2000.
- [14] V. K. Singh, S. Chatterji And L. Mathew, “Bearing Fault Detection Of An Induction Motor Using Non-Stationary Signal Analysis,” *Int. J. Adv. Res. Comput. Sci. Software Eng.*, Vol. 4, No. 8, Pp. 1170-1177, 2014.
- [15] H. H. Kadhim, “Technical And Economic Design Of Three Phase Induction Motor Using The Multi-Criterion Optimization Method,” *J. Babylon Univ./Eng. Sci.*, Vol. 22, No. 1, Pp. 13-24, 2014.
- [16] L. Zhang, Y. Huang, J. Dong, B. Guo And T. Zhou, “Stator Winding Design Of Induction Motors For High Efficiency,” Presented At 17th International Conference On Electrical Machines And Systems (Icems), Hangzhou, China, Pp. 130-134, Oct. 2014.
- [17] J. Buksnaitis, “New Approach For Evaluation Of Electromagnetic Properties Of Three-Phase Windings,” *Electron. Electr. Eng.*, Vol 3, No. 75, Pp. 31-36, 2007.
- [18] I. Boldea And S. A. Nasar, “The Induction Machine Handbook,” Crc Pres Llc, Washington, 2002.
- [19] Ts En 50347, “Endüksiyon Motorları–Üç Fazlı, Standard Boyutlu Ve Çıkış Güçlü, Genel Amaçlı-Şasılı Numaraları 56 İla 315 Ve Flaş Numaraları 65 İla 740,” Türk Standartları Enstitüsü, Ankara, Türkiye, Şubat, 2005.
- [20] J. H. Kuhlmann, “Elektrik Makinalarının Hesabı,” 3th Ed. 1974.
- [21] C. Yung, “Relationship Of Torque And Shaft Size,” 2015.
- [22] Abb, “Motor Gulde–Basic Technical Information About Low Voltage Standard Motors,” Pp. 1-128, Feb. 2014.
- [23] Elsan Elektrik San. Ve Tic. A.Ş., “Norm Elektrik Motorları,” Pp. 1-16, 2016.
- [24] Gamak, “Genel Ürün Kataloğu, Asenkron Motorlar,” Pp. 1-104, 2016.
- [25] Leeson Electric, “Basic Training Industrial-Duty & Commercial-Duty Electric Motors, Gear Reducers, Gear Motors, Ac & Dc Drives,” Pp. 1-114, 2012.
- [26] Volt Elektrik, “Teknik Katalog, Volt Elektrik Motorları,” 2016.
- [27] Wat, “Motor Katalog,” Pp. 1-56, 2016.
- [28] Mıksan, “Trifaze Motor Ölçüleri,” Pp. 1, 2016.
- [29] Siemens, “Simotics Low Voltage Motors,” Pp. 1-501, Jan. 2012.
- [30] Tesla, “Series Three-Phase Asynchronous Motors, Aluminum Housing,” Pp. 1-4, 2016.
- [31] Crompton Greaves, “Induction Motors, Frame 63 To 355 Low Tension Tefc & Spdp Induction Motors,” Pp. 1-50, 2016.
- [32] Grupo Weg, “Motors, Specification Of Electric Motors,” Pp. 1-68, 2016.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 12.12.2016 <u>Kabul/Accepted</u> 20.04.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.298932	

Ayrıştırılabilir görüntü filtre maskesinin genetik algoritmalar ile eğitimi

Devrim Akgün^{*1}, Süleyman Uzun²

ÖZ

Ayrıştırılabilir görüntü filtreleri, görüntü işlemede yaygın kullanılan yöntemlerden konvolüsyon ile görüntü filtreleme işleminin bir alt sınıfıdır. Görüntü filtrelerinin katsayıları analitik yöntemlerle belirlenebileceği gibi örnek eğitim görüntüleri üzerinden eğitilerek de belirlenir. Bu çalışmada, ayrıştırılabilir görüntü filtre çekirdeği genetik algoritmalar ile eğitilerek ayrıştırılamayan görüntü filtresi ile karşılaştırmalı bir analizi gerçekleştirilmiştir. Eğitim süreleri ve görüntü kalitesi başarımları için sonuçlar, farklı boyutlardaki görüntü filtre çekirdekleri kullanılarak ayrıştırılabilir ve ayrıştırılamaz görüntü filtreleri için karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Ayrıştırılabilir görüntü filtresinin hesaplama süreleri ayrıştırılamaz görüntü filtresi ile kıyaslandığında, katsayı adedinin daha az dolayısıyla çarpma ve toplama işlemleri adedinin düşmesinden dolayı ayrıştırılamaz görüntü filtresine göre eğitim süreleri daha kısa elde edilmiştir. Ancak kalite bakımından karşılaştırma yapıldığında, ayrıştırılamaz görüntü filtresinin başarımlarının daha yüksek olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Ayrıştırılabilir Görüntü Filtresi, Konvolüsyon Görüntü Filtresi, Genetik Algoritmalar

Training of separable image filter mask with genetic algorithms

ABSTRACT

Separable image filters are a subclass of convolutional image filtering process which is one of widespread image processing applications. The coefficients of such image processing filters can be determined by sample training images as well as analytical methods. In this study, a comparative analysis for separable image filter kernel trained using genetic algorithms and compared with the non-separable image filters. Comparative results for various kernel sizes are obtained in terms of the training durations and performance analyses using both separable and non-separable filters are presented. The training durations of the separable image filter is obtained shorter when compared with the non-separable image filter due to smaller number of coefficients and hence smaller number of multiplication and addition operations. On the other hand, when compared according to quality, it is seen that non-separable filter performed better.

Keywords: Separable Image Filter, Convolutional Image Filter, Genetic Algorithms

* Corresponding Author

¹ Bilgisayar ve Bilişim Bilimleri Fak., Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Sakarya Üniversitesi, Türkiye – dakgun@sakarya.edu.tr

² Bilgisayar ve Bilişim Bilimleri Fak., Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Sakarya Üniversitesi, Türkiye

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Görüntü işleme son zamanlarda en popüler çalışma alanlarından biri haline gelmiştir. Çeşitli alanlarda farklı amaçlar için kullanılan görüntü işleme teknikleri temelde elde edilen sayısal görüntünün daha iyi yorumlanması, farklı zamanlarda çekilen görüntüler arasındaki farkların çıkartılması, görüntünün anlamlandırılması, vb. gibi amaçlar için kullanılmaktadır [1]–[3]. Görüntü üzerinden bu gibi bilgileri elde etmek için çoğunlukla görüntü filtreleme teknikleri kullanılır. Doğrusal konvolüsyon veya korelasyon ile görüntü filtreleme, görüntü iyileştirme, görüntü üzerinde gürültü yok etme, kenar belirleme, doku tanıma gibi birçok işlem gerçekleştirildiği yaygın olarak kullanılan görüntü işleme yöntemlerinden birisidir [4]. Simetriklik özelliğine sahip filtre çekirdekleri satır ve sütun vektörlerin çarpımı olarak ayrıştırılabilir ve böylece görüntü üzerinde daha az işlem ile filtreleme gerçekleştirilebilir. Literatürde, temel görüntü işleme yöntemlerinden ayrıştırılabilir görüntü filtreleri araştırmacıların ilgisini çeken konulardan birisidir. Talbi ve arkadaşları, iki boyutlu konvolüsyon uygulamalarını FPGA platformu üzerinde sonlu durum makinalarını temel alan ara bir denetleyici kullanarak sunmaktadırlar. Burada geleneksel iki boyutlu konvolüsyon ve ayrıştırılabilir konvolüsyon uygulamalarının her ikisini de uygulamaktadırlar. [5]. Narendra, bir görüntünün satır ve sütunları üzerinde tek boyutlu medyan filtrenin ardışık uygulamalarından ortaya çıkan ayrıştırılabilir filtrenin bazı özelliklerini incelemektedirler. [6]. Siekmann ve arkadaşları, ayrıştırılabilir wiener filtrenin uygulamalarını yapmışlardır. [7].

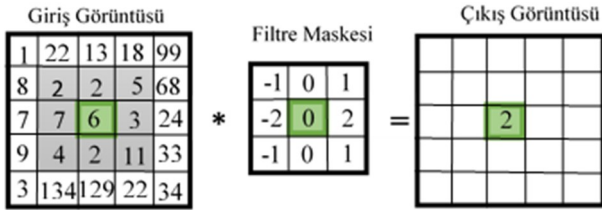
Görüntü filtreleme yöntemlerinde görüntü filtre katsayılarıyla giriş resminin her bir pikselinin değerleri farklı yöntemlerle yeniden hesaplanır. Filtre Çekirdeği, 3×3 , 5×5 veya daha yüksek boyutlu bir sayı matrisidir. Kullanılacak olan filtre çeşidine ve davranışına göre bu boyutlar farklılık arz etmektedir. Görüntü filtreleme işlemi, filtre çekirdeği ile giriş görüntüsü üzerindeki bütün pikselleri dolaşarak yeni değerlere hesaplamasıyla giriş görüntüsünden farklı piksel değerlere sahip bir görüntü oluşturacak şekilde yapılır [4]. Bu işlem, korrelasyon veya filtre çekirdeğinin döndürüldüğü ancak pratikte benzer işleme karşılık gelen konvolüsyon işlemi olarak ifade edilir. Görüntü filtre çekirdeği katsayılarının belirlenmesi filtrenin davranışı açısından önem

arzeder. Literatürde analitik yöntemlere alternatif olarak, bir eğitim setinin sağlanması durumunda genetik algoritmalar, parçacık sürüsü optimizasyonu algoritmaları gibi sezgisel (Heuristic) yöntemler yaygın olarak kullanılmaktadır [8]–[10]. Sunulan çalışmada, ayrıştırılabilir görüntü filtre çekirdeği katsayılarının eğitimi genetik algoritmalar ile gerçekleştirilerek ayrıştırılmaz görüntü filtresi ile karşılaştırılmıştır. Bu amaçla farklı, 3×3 , 5×5 ve 7×7 boyutlarındaki görüntü filtre çekirdekleri kullanılarak çalışma süreleri ve her bir filtre çekirdeği için elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Makalenin 2. bölümünde ayrıştırılabilir ve ayrıştırılmaz görüntü filtrelerinin hakkında temel bilgiler verilmiştir. Bölüm 3'te genetik algoritmalar ile eğitim açıklanmıştır. Bölüm 4'te de karşılaştırmalı deneysel sonuçlar elde edilmiş ve sonuçlar Bölüm 5'te değerlendirilmiştir.

2. DOĞRUSAL GÖRÜNTÜ FİLTRESİ (LINEAR IMAGE FILTER)

2.1. Ayrıştırılmaz Görüntü Filtresi (Non-Separable Image Filter)

Doğrusal konvolüsyon ile filtre işlemi, görüntü piksellerinin komşuluğundan faydalanarak bir filtre matrisinin görüntü üzerinde gezdirilmesiyle yapılır. Örnek olarak şekil 1'de gösterildiği gibi bir giriş görüntüsü, 3×3 'lük yatay sobel filtre çekirdeği kullanılarak filtrelenmektedir. Şekil 1'de gösterilen giriş görüntüsü matrisi üzerindeki işaretli pikselin değeri hesaplanırken filtre matrisinin merkezi buraya gelecek şekilde yerleştirilir. Denklem 1'de görüldüğü gibi giriş görüntüsü ve filtre matris elemanlarının karşılık gelen piksel değerleri birbirleriyle çarpılarak toplanmaktadır. Sonuç olarak elde edilen değer filtre matrisinin merkezinin bulunduğu giriş görüntüsünün yeni piksel değeri olmaktadır. Görüntü filtreleme işleminde kullanılan filtre matrisinin türüne göre keskinleştirme, gürültü temizleme, kenar belirleme, vb. görüntü işleme teknikleri elde edilebilir [5], [11].



Şekil 1 Ayrıştırılabilir Görüntü Filtresi (Non-separable Image Filter)

$$c = 2 * (-1) + 2 * 0 + 5 * 1 + 7 * (-2) + 6 * 0 + 3 * 2 + 4 * (-1) + 2 * 0 + 1 * 1 = 2 \quad (1)$$

İki boyutlu giriş görüntüsü ile katsayıları belirlenmiş olan filtre matrisinin konvolüsyonunun matematiksel denklemi Denklem. 2’de gösterilmektedir [4].

$$y(i, j) = \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-M}^M w_{m,n} x(i-m, j-n) \quad (2)$$

Denklemden gösterilen w filtre katsayılarını, $y(i, j)$ çıkış görüntü matrisini ve $x(m, n)$ giriş görüntü matrisini temsil etmektedir. Burada görüntü filtreleme işlemi giriş görüntüsünün ilk pikselinden başlayarak bütün piksel değerleri yeniden hesaplanana kadar devam etmektedir. Burada filtre matrisi çıkış görüntüsü üzerinde oldukça etkilidir. Bundan dolayı bu filtre matrisinin katsayıları belirlenirken çok dikkat edilmelidir. Genel olarak bu filtre katsayıları deneme yanılma yöntemleriyle bulunabileceği gibi bazı sezgisel (Heuristic) algoritmalarla da bulunabilmektedir.

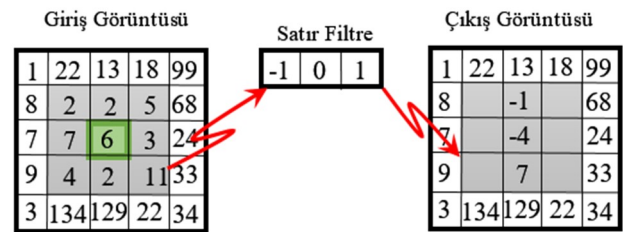
2.2. Ayrıştırılabilir Görüntü Filtresi (Separable Image Filter)

Ayrıştırılabilir görüntü filtresindeki işlemler ayrıştırılmaz görüntü filtresindeki işlemlerden biraz daha farklı olmaktadır. Şekil 1’de gösterilen filtre ile görüntünün işlenmesi işlemi kullanılan filtre ayrıştırılabilir görüntü filtresinde de kullanılmaktadır. Şekil 2’de gösterildiği gibi bu filtre çekirdek matrisi sütun ve satır vektörlerin çarpımı şeklinde ifade edilebilir. Buradan anlaşılacağı üzere örneğin 3x3 filtre çekirdeği için ayrıştırılmaz filtre 9 adet katsayı gerektirirken, ayrıştırılabilir filtre çekirdeği için bu sayı 6 adet olacaktır.

$$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ -2 \\ -1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

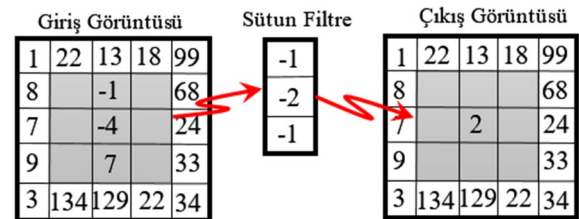
Şekil 2 Filtre çekirdeğinin satır ve sütunlarına ayrıştı (The separation of rows and columns of the filter core)

Ayrıştırılabilir görüntü filtrelerinde filtre çekirdeği olarak Şekil 2’de gösterilen satır ve sütun vektörleri kullanılacaktır. Bu filtreleme işlemleri iki aşamada gerçekleşecektir. İlk aşamada filtre çekirdeğinin satır (sütun da olabilir) vektörü Şekil 3’de gösterildiği gibi giriş görüntüsü piksellerinde gezdirilerek filtreleme işlemi yapılır.



Şekil 3 Giriş görüntüsünün satır filtre vektörü ile filtelenmesi (The input image filtering with row filter vector)

İkinci aşamada ise, ilk aşamada elde edilen görüntü üzerinde filtre çekirdeğinin sütun vektörü Şekil 4’de gösterildiği gibi gezdirilir. Böylece giriş görüntüsü filtre çekirdeklerinin hem satır hem de sütun vektörleriyle matematiksel hesaplamalar sonucunda ayrıştırılabilir şekilde filtelenmiştir [6], [13 - 14].



Şekil 4 Satır Filtreleme sonrasında elde edilen görüntünün sütun vektörü ile filtelenmesi (After row filtering of obtained by image filtering with column vector)

Ayrıştırılabilir görüntü filtrelerinde, aslında ayrışan kısım filtre çekirdeği olmaktadır. Yani filtre çekirdeği Şekil 2’de gösterildiği gibi 3x3 boyutlarına sahip filtre çekirdeği için altı katsayı ile ifade edilebilmektedir. Şekil 2’de 3x3 boyutlarına sahip filtre çekirdeği vektörel olarak

ifade edilebilmektedir. Bu vektörlerin çarpımı yine filtre çekirdeğini vermektedir. Ayrıştırılabilir görüntü filtreleri ile ayrıştırılmaz görüntü filtreleri sonucunda elde edilen filtreli görüntü aynı olmaktadır. Ayrıca genetik algoritmalar tarafından eğitilecek filtre katsayı sayısı azalacağı için çok daha kısa sürelerde eğitim tamamlanacaktır. $M \times N$ 'lik bir giriş görüntüsü ile $Q \times W$ 'lik bir filtre çekirdeği kullanıldığında ayrıştırılmaz görüntü filtrelerinde filtre çekirdeği giriş görüntüsü ile çarpılacağından $M \times N \times Q \times W$ 'lik bir çarpım elde edilmelidir. Ayrıştırılabilir görüntü filtrelerinde filtreleme işlemleri iki aşamada olmaktadır. İlk aşamada $M \times N \times Q$ 'luk bir çarpım elde edilir, ikinci aşamada ise $M \times N \times W$ 'lik bir çarpım elde edilir. Toplamda ise $M \times N \times (Q+W)$ 'lik bir çarpım elde edilir. Böylece ayrıştırılabilir görüntü filtreleme işlemleri ayrıştırılmaz görüntü filtrelerine göre avantajı $Q \times W / (Q+W)$ olmaktadır. Bunun sonucunda ayrıştırılabilir görüntü filtresi ile ayrıştırılmaz görüntü filtresinde hesaplanması gereken filtre çekirdek katsayı sayıları ve bunların oranı Tablo 1.'de görülmektedir. Ayrıştırılabilir görüntü filtresi ile ayrıştırılmaz görüntü filtrelerinin kullanılabilirlikleri yönünden incelenecek olursa; $M \times M$ 'lik bir giriş görüntüsü ile $n \times n$ 'lik bir filtre çekirdeği kullanıldığında, ayrıştırılmaz görüntü filtresi çekirdeği ile giriş görüntüsü filtrelandığında, filtreleme işleminin karmaşıklığı $O(M^2 \times n^2)$ olmaktadır. Ayrıştırılabilir görüntü filtreleri için filtreleme işlemi karmaşıklığı $O(M^2 \times n)$ olacaktır. Bundan dolayı ayrıştırılabilir görüntü filtreleri daha kullanışlı olmaktadır. Yapılan bu çalışmada filtre katsayıları Genetik algoritmalar kullanılarak hesaplanmaktadır. 3×3 'lük filtre matrisi için hem ayrıştırılabilir görüntü filtresi hem de ayrıştırılmaz görüntü filtresi için hesaplanan filtre katsayıları zaman bakımından çok fark görülmeyebilir fakat filtre çekirdeği büyüdükçe bu fark oldukça belirgin hale gelmektedir. Yapılan bu çalışmada 3×3 , 5×5 ve 7×7 'lik filtre çekirdekleri için en uygun filtre katsayıları genetik algoritmalar tarafından hesaplanarak bu hesaplama süreleri bir birleriyle karşılaştırılacaktır.

Tablo 1. Hesaplanması gereken filtre çekirdeği değişken sayıları(The number of filter kernel variables to be calculated)

Filtre Çekirdeği	Ayrıştırılmaz Görüntü Filtresin Değişken Sayısı (dK)		Ayrıştırılabilir Görüntü Filtresi Değişken Sayısı (dA)		Oran (dK/dA)
	Görüntü Değişken Sayısı	Filtresin Değişken Sayısı	Görüntü Değişken Sayısı	Filtresi Değişken Sayısı	
3×3	9	6	6	6	1,5
5×5	25	10	10	10	2,5
7×7	49	14	14	14	3,5

3. GENETİK ALGORİTMALAR İLE KATSAYILARIN EĞİTİLMESİ (TRAINING COEFFICIENTS WITH GENETIC ALGORITHMS)

Genetik algoritmalar doğal seçim ve doğal genetik yapısına dayanan bir arama ve optimizasyon yöntemidir [15 - 16]. Bu tip algoritmalar çözüme ulaşmak için çaprazlama ve mutasyon operatörlerini kullanırlar. Genetik algoritmalarında elde edilen her bir çözüme birey ya da kromozom adı verilir [16]. Bu çözümlerden en iyilerinin belirlenerek bir sonraki nesle aktarılması işlemine ise seçme işlemi denir [17]. Genetik algoritmalar sonucunda rastgele çok fazla çözüm üretilebilir. Üretilen bu çözümlerden en iyi olanları bir sonraki nesle aktarılırken kötü olanları ise zamanla elenerek yok olmaktadır. Böylece aktarılan en iyi çözümler zamanla yeni nesillerin de ortaya çıkmasına vesile olmaktadır. Sonuç olarak kötü çözümler elenmiş en iyi çözümler ise bir sonraki nesillere aktarılmış olmaktadır. En iyi çözümlerin sonraki nesillere aktarıldığını, o nesillerin kriterlere uygunluklarıyla belirlenir. Her problemin kendine özgü uygunluk fonksiyonu vardır. Elde edilen her nesil için çözüme ait uygunluk değerleri hesaplanır, bunlar içinden en iyi bireyler seçilir ve kötü olan bireyler çözüm kümesinden silinir. Silinen bireylerin yerine ise yeni bireyler üretilir [18]. Şekil 3'de genetik algoritmalarının çalışma prensibini anlatan şema görülmektedir. Genel olarak Genetik Algoritmaların çalışması;

İlk çözüm kümesinin oluşturulması. Bu çözüm kümesine başlangıç popülasyonu denir.

Bu çözüm kümesindeki her bir çözüm için ya da her bir kromozom için uygunluk fonksiyonu değerlendirilir.

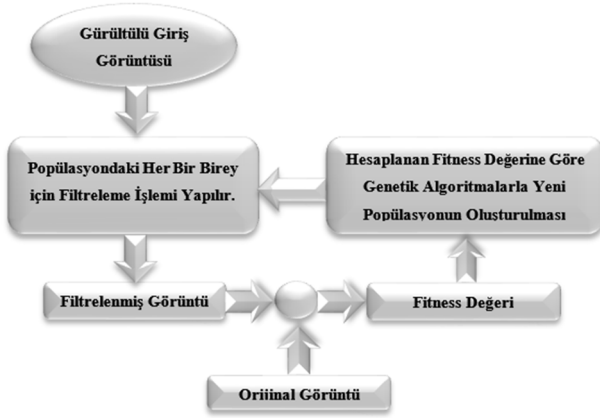
Oluşturulan popülasyondan iki ebeveyn kromozom seçilir. Buna seçim işlemi denir.

Çaprazlama operatörü kullanarak yeni bireyler oluşturulur.

Mutasyon operatörü ile oluşturulan yeni nesil mutasyona uğratılır.

Yukardaki işlemler durdurma kriterine Kadar tekrarlanır. Eğer durdurma kriteri sağlandıysa son durumda en iyi kromozom seçilir.

Yeni popülasyon oluştuktan sonra tekrar 2. Adıma geri dönlür.



Şekil 5 Eğitimde Kullanılan Akış Şeması (Flow chart used in training)

Genetik algoritmalar, karmaşık optimizasyon problemlerine en iyi yada en iyiye yakın bir çözümü mümkün olan en kısa sürede ve en kolay bir şekilde bulmayı hedefler [19]. Bu hedefleri gerçekleştirmek için var olan çözüm alternatiflerinin en iyisini uygunluk (fitness) fonksiyonu kullanarak belirler. Uygunluk fonksiyonu, çözüm olabilecek bu alternatiflerin uygunluk değerlerini rakamsal bir değere eşleştirir. Hesaplanan uygunluk değeri o alternatif çözümün istenilen çözüme olan yakınlığını göstermektedir. Genetik algoritmalar görüntü filtresi katsayılarını hesaplarırken bütün testlerde iterasyon sayısı 400, popülasyon sayısı 200, mutasyon oranı 0.05, çaprazlama oranı 0.3 ve elit popülasyon adeti %5 olacak şekilde sabit olarak belirlenmiştir. Kullanılan filtre çekirdeği aynı görüntü üzerinde 10 kez çalıştırılmış ve her çalışma sonucunda elde edilen en iyi sonuçlar kaydedilmiştir.

4. DENEYSSEL ÇALIŞMA (EXPERIMENTAL STUDY)

Ayrıştırılmaz görüntü filtresi ve ayrıştırılabilir görüntü filtresi çalışma süreleri ve başarımları analiz edilmiştir. Yöntemler için algoritmalar Visual Studio 2012™ ortamında VC++ kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel sonuçlar Windows 7 Home Premium™ 64 bit işletim sistemi, Intel™ Core2 Duo 2.13GHZ işlemci ve 4GB RAM belleği bulunan bir bilgisayar üzerinde elde edilmiştir. Testlerde 384×512 piksel boyutuna sahip renkli görüntü [20] ve 3×3, 5×5 ve 7×7 piksel boyutlarına sahip filtre çekirdekleri kullanılmıştır. Giriş görüntüsüne Gaussian gürültüsü eklenmiş olup orijinal görüntüden çıkartıldığında elde edilen

MSE (Mean Squared Error – Karesel Hata Ortalaması) değeri 25,45'dir. Tasarlanan algoritma 400 iterasyon, 200 popülasyon adeti sabit olacak şekilde kullanılarak 10 kez çalıştırılmıştır. Çaprazlama oranı 0,3, mutasyon oranı 0,05, elit popülasyon adedi %5 olarak alınmış ve genetik algoritmaları durdurma kriteri olarak iterasyon sayısı belirlenmiştir. Bu çalışma sonucunda filtre katsayılarının eğitim süreleri ve görüntü filtreleme sonrası elde edilen MSE değerleri alınmıştır.

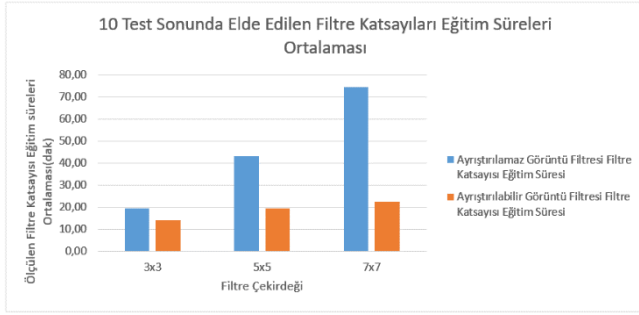
Tablo 2. Ayrıştırılmaz filtre katsayılarının eğitim süreleri (Training time of Nonseparable filter coefficient)

Ayrıştırılmaz Görüntü Filtresi İçin Elde Edilen Filtre Katsayıları Eğitim Süreleri (Dakika)											
Filtre Çekirdeği	test1	test2	test3	test4	test5	test6	test7	test8	test9	test10	Ortalama
3×3	19,57	19,55	19,55	19,55	19,55	19,55	19,54	19,55	19,55	19,55	19,55
5×5	43,10	43,98	42,03	43,16	43,72	43,10	43,09	43,06	43,09	43,10	43,14
7×7	74,48	74,50	74,43	74,60	74,59	74,45	74,60	74,49	74,63	74,73	74,55

Tablo 3. Ayrıştırılabilir görüntü filtre katsayılarının eğitim süreleri (Training time of separable filter coefficient)

Ayrıştırılabilir Görüntü Filtresi İçin Elde Edilen Filtre Katsayıları Eğitim Süreleri (Dakika)											
Filtre Çekirdeği	test1	test2	test3	test4	test5	test6	test7	test8	test9	test10	Ortalama
3×3	14,16	14,16	14,16	14,11	14,17	14,16	14,18	14,16	14,18	14,20	14,16
5×5	19,37	19,33	19,35	19,33	19,37	19,59	19,78	19,34	19,34	19,36	19,42
7×7	22,84	22,41	22,44	22,46	22,44	22,49	22,44	22,46	22,45	22,46	22,49

Tablo 2'de genetik algoritmaların hesapladığı ayrıştırılmaz filtre katsayıları eğitim süreleri verilmektedir. Süreler dakika cinsinden verilmektedir. Filtre çekirdeği boyutları arttıkça eğitim sürelerinin arttığı gözlemlenmektedir. Tablo 3'de ayrıştırılabilir filtre katsayıları eğitim süreleri verilmektedir. Yine tablodan da filtre çekirdeğinin boyutlarının artması eğitim sürelerinin artmasına neden olduğu gözlemlenmektedir. Eğitim sürelerinin artmasının sebebi ise, genetik algoritmaların eğittiği katsayı adetleri filtre çekirdeği boyutlarıyla doğru orantılı olarak artmaktadır. Örneğin 5×5 boyutlarındaki filtre çekirdeği için ayrıştırılmaz filtrede genetik algoritmalar 25 adet katsayıyı eğitirken bu sayı 7×7'lik bir filtre çekirdeğinde 49 olmaktadır. Aynı şekilde 5×5 boyutlarındaki filtre çekirdeği ayrıştırılabilir filtrede genetik algoritmalar 10 adet katsayı eğitirken bu sayı 7×7'lik bir filtre çekirdeği için 14 olmaktadır.



Şekil 6 Testler sonunda elde edilen filtre katsayıları eğitim süreleri ortalaması(The average training time filter coefficients are obtained as a result of the tests)

Şekil 4’de Tablo 2 ve Tablo 3’de verilen değerler bir birleriyle karşılaştırılmaktadır. Ayrıştırılmaz filtrelerde, filtre çekirdeği katsayılarının eğitim sürelerinin ayrıştırılabilir filtrelere göre çok daha fazla olduğu gözlemlenmektedir. Bu fark 3×3’lük filtrede çok fazla olmasa da 5×5 ve 7×7 boyutlarındaki filtre çekirdeklerinde oldukça fazla olduğu görülmektedir. Bunun sebebi ise, 3×3 boyutlarındaki filtre çekirdeği için ayrıştırılmaz filtrelerde genetik algoritmaların eğitmesi gereken katsayı adeti 9 iken bu sayı ayrıştırılabilir filtreler için 6 olmaktadır. Burada eğitilmesi gereken katsayı adetleri farkı çok fazla olmadığı için süreler bir birine yakın çıkmaktadır. Fakat 7×7 boyutlarındaki filtre çekirdeği için ayrıştırılmaz filtrelerde genetik algoritmalar 49 adet katsayı eğitirken bu sayı ayrıştırılabilir filtrelerde 14 olmaktadır. Buradaki eğitilmesi gereken katsayılar arasındaki fark fazla olduğundan eğitim süreleri de fazla olmaktadır.

Tablo 4 Ayrıştırılmayan görüntü filtre katsayılarının MSE değerleri (MSE values of the non-separable filter coefficient)

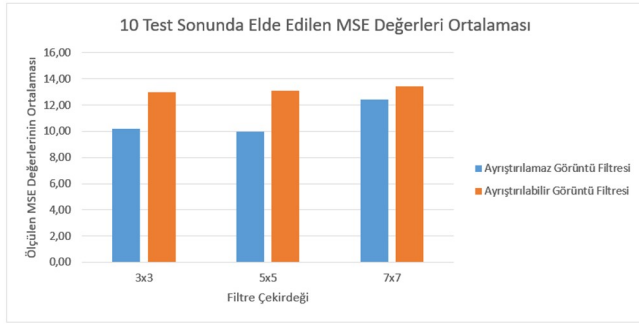
Ayrıştırılmayan Görüntü Filtresi İçin Elde Edilen MSE Değerleri												
Filtre Çekirdeği	test1	test2	test3	test4	test5	test6	test7	test8	test9	test10	Ortalama	iyileştirme
3×3	10,2	10,1	10,2	10,2	10,2	10,2	10,2	10,2	10,2	10,2	10,2	15,2
	1	7	1	1	1	0	0	1	5	3	1	4
5×5	9,47	9,49	12,7	10,1	9,67	9,58	9,58	9,58	9,59	9,72	9,96	15,4
	4	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	9
7×7	10,9	11,7	11,3	12,7	13,7	11,5	12,3	11,9	13,3	14,6	12,4	13,0
	1	8	8	1	3	3	4	1	3	9	3	2

Tablo 5 Ayrıştırılabilir görüntü filtre katsayılarının MSE değerleri (MSE values of the separable filter coefficient)

Ayrıştırılabilir Görüntü Filtresi İçin Elde Edilen MSE Değerleri												
Filtre Çekirdeği	test1	test2	test3	test4	test5	test6	test7	test8	test9	test10	Ortalama	iyileştirme
3×3	12,9	12,9	12,9	12,9	12,9	12,9	12,9	12,9	12,9	13,0	12,9	12,4
	8	7	7	8	6	7	5	8	2	1	69	8
5×5	13,0	13,0	13,1	13,1	13,0	13,0	13,0	13,0	13,1	13,1	13,0	12,3
	7	8	13,1	1	13,1	6	8	9	13,1	13,1	89	6
7×7	13,4	13,4	13,5	13,4	13,4	13,4	13,4	13,4	13,4	13,4	13,4	12,0
	3	2	4	3	4	13,5	4	1	3	1	45	1

Tablo 4 ve Tablo 5’de 3×3, 5×5 ve 7×7 boyutlarında filtre çekirdekleri kullanılarak 384×512 piksel boyutuna sahip renkli bir görüntü [20] arka arkaya on kez filtrelenmiş ve bu filtrelemeler sonucunda elde edilen MSE değerleri görülmektedir. Tablo 4’de bu işlem ayrıştırılmaz görüntü filtresi ile Tablo 5’de ise ayrıştırılabilir görüntü filtresi ile gerçekleştirilmektedir. Her iki tabloda da dikkat edilecek olursa aynı filtre çekirdeği ile filtrelenen görüntü sonucunda elde edilen MSE değerleri birbirine çok yakın olmaktadır. Bu sonuç beklenen bir durumdur, çünkü görüntü filtreleme işlemlerinde filtre çekirdeğinin sezgisel algoritmalar tarafından eğitildiği durumlarda eğitim sürelerinin eğitilecek olan katsayıların sayısına bağlı olarak arttığı ancak filtrelemede hem görüntü boyutları hem de filtre çekirdeği katsayıları sayısı değişmediği için elde edilen MSE değerlerinde de çok farklılıklar beklenemez. Ancak küçükte olsa görülen farklılıkların sebebi ise, genetik algoritmalar her bir test için filtre çekirdeği katsayılarını en başından yeniden hesaplamaktadır ve bu hesaplama rastgele elde edildiği için bu tip küçük farklılıklar olabilmektedir.

Görüntü filtrelemede aynı filtre çekirdeği kullanıldığında, ayrıştırılabilir filtrelerde elde edilen MSE değerleri çok daha iyidir. Bu fark küçük boyutlardaki filtre çekirdekleri kullanıldığında çok fazla görülmede filtre çekirdeği boyutları arttıkça fark çok daha net bir şekilde görülmektedir. Çünkü filtre çekirdeği boyutları arttıkça eğitilmesi gereken filtre çekirdeği katsayı sayıları artacağından genetik algoritmaların da iterasyon ve popülasyon sayıları sabit tutulduğunda eğitim başarısı daha düşük olabilmektedir. Bu başarının artırılması için genetik algoritmaların iterasyon sayıları ve popülasyon sayıları artırılabilir. Ayrıca gürültülü görüntünün MSE değeri 25,45’dir. Tablo 4 ve Tablo 5’e bakıldığında iyileştirme oranları filtre çekirdekleri büyüdükçe ayrıştırılmaz filtrelerde çok daha yüksek olduğu görülmektedir. Genetik algoritmalarla iterasyon sayısı ve popülasyon sayısı sabit olarak elde edilen bu sonuçlarda 7×7 boyutlarındaki filtre çekirdeği sonuçlarına bakıldığında iyileştirme oranı 13,02 olarak görülmektedir. Aynı filtre çekirdeği ayrıştırılabilir filtreler için kullanıldığında ise iyileştirme oranı 12,01 olmaktadır. Bunun anlamı ise girişteki gürültülü görüntü 12,01 birim daha iyileştirilmiştir.



Şekil 7 Testler sonunda elde edilen MSE değerleri ortalaması(The average MSE values are obtained as a result of the tests)

Şekil 5’de Tablo 4 ve Tablo 5’de elde edilen sonuçların ortalama grafiksel gösterimi görülmektedir. Bu grafikte filtre çekirdeği boyutları arttığında ayrıştırılabilir filtrelerin başarımlarının ne kadar yüksek olduğu görülmektedir. 3×3 ve 5×5 boyutlarındaki filtre çekirdekleri kullanımı sonucunda elde edilen MSE değerleri birbirine yakın olduğu görülmektedir. Sebebi ise her iki filtrede ayrıştırılmaz filtre ve ayrıştırılabilir filtreler için eğitilemesi gereken katsayı sayılarının birbirine yakın olmasından kaynaklanmaktadır.

5. SONUÇLAR


Sunulan çalışmada doğrusal görüntü filtrelerinin katsayılarının genetik algoritmalarla eğitiminin ayrıştırılabilir ve ayrıştırılmaz filtreler ile karşılaştırmalı analizi yapılmaktadır. Deneysel sonuçlara göre, iterasyon sayısı 400, popülasyon sayısı 200 ve 384×512 boyutlarında giriş görüntüsü sabit tutulduğu zaman ayrıştırılabilir filtreler ayrıştırılmaz filtrelere göre hesaplama zamanı bakımından daha kısa sürelerde eğitilmektedir. Bu sonuçlar filtre çekirdeği boyutları arttıkça çok daha net bir şekilde ortaya çıkmaktadır. Bunun sebebi, filtre çekirdeği büyüdükçe genetik algoritmaların eğitmesi gereken filtre çekirdeği katsayı sayısı ayrıştırılmaz filtrelerde çok daha fazla artması ayrıştırılabilir filtrelerde ise çok daha yavaş olarak artmasıdır. Örneğin 7×7’lik bir filtre çekirdeğinde ayrıştırılabilir filtre için eğitilmesi gereken katsayı sayısı 14 iken bu sayı ayrıştırılmaz filtre için 49 olmaktadır. Bu örneğe paralel olarak eğitilmesi gereken katsayı sayılarının artması eğitim sürelerini de oldukça arttırmaktadır. Değişken adetinin artması ile düşen performans iterasyon sayısı ve popülasyon sayılarının artırılmasıyla telafi edilebilir. Böyle bir durumda da ayrıştırılabilen filtreler ayrıştırılmayan filtrelere göre çok daha düşük iterasyon sayılarında istenilen

hedeflere ulaşabilecektir. Gelecek çalışmalarda algoritmanın hızlandırılması için paralel programlama ve çok çekirdekli programlama tekniklerinin hesaplama süreleri üzerindeki etkilerinin incelenmesi planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] M. Y. Çelikdemir, “Beton Yapılarda Görüntü Filtreleme Tekniklerinin Uygulanması,” 2014, pp. 308–310.
- [2] D. Akgün, “A practical parallel implementation for TDLMS image filter on multi-core processor,” *J. Real-Time Image Process.*, Jan. 2014.
- [3] D. Akgün, “TDLMS Filtresinin Görüntü İyileştirme İçin Başarım Analizi,” *NWSA Eng. Sci.*, 2011.
- [4] R. C. Gonzalez, R. E. Woods, and S. L. Eddins, “Digital Image Processing Using Matlab - Gonzalez Woods & Eddins.pdf,” *Education*, vol. 624, no. 2. p. 609, 2004.
- [5] F. Talbi, F. Alim, S. Seddiki, and I. Mezzah, “Separable convolution gaussian smoothing filters on a xilinx FPGA platform,” *(INTECH), 2015 Fifth ...*, 2015.
- [6] P. Narendra, “A separable median filter for image noise smoothing,” *Mach. Intell. IEEE Trans.*, 1981.
- [7] M. Siekmann, S. Bosse, and H. Schwarz, “Separable Wiener filter based adaptive in-loop filter for video coding,” *Pict. Coding*, 2010.
- [8] Q. Ma and C. Cowan, “Genetic algorithms applied to the adaptation of IIR filters,” *Signal Processing*, 1996.
- [9] W. Chang, “Coefficient estimation of IIR filter by a multiple crossover genetic algorithm,” *Comput. Math. with Appl.*, 2006.
- [10] D. Akgün and P. Erdoğan, “GPU accelerated training of image convolution filter weights using genetic algorithms,” *Appl. Soft Comput.*, vol. 30, pp. 585–594, 2015.
- [11] D. Akgün, “Paralel Görüntü Filtreleme İçin Çok Çekirdekli Bilgisayar Üzerinde Başarım Analizi,” *İleri Teknol. Bilim. Derg.*, 2013.

- [12] V. Lakshmanan, “A Separable filter for directional smoothing,” *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.*, vol. 1, no. 3, pp. 192–195, 2004.
- [13] V. Areekul, U. Watchareeruetai, K. Suppasriwasuseth, and S. Tantaratana, “Separable gabor filter realization for fast fingerprint enhancement,” in *Proceedings - International Conference on Image Processing, ICIP, 2005*, vol. 3, pp. 253–256.
- [14] G. J. E. Rawlins, “Foundations of Genetic Algorithms,” in *Foundations of Genetic Algorithms*, 1991, vol. 21, p. 341.
- [15] K. de Jong, “Learning with Genetic Algorithms: An Overview,” *Mach. Learn.*, vol. 3, no. 2, pp. 121–138, 1988.
- [16] B. BOLAT, K. EROL, and C. İMRAK, “Genetic algorithms in engineering applications and the Function of operators,” *Sigma*, 2004.
- [17] E. U. Ergül, “Çok amaçlı Genetik Algoritmalar: Temelleri ve Uygulamaları,” Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Doktora Tezi, 2010.
- [18] U. Çekmez, “İnsansız Hava Araçlarında Büyük Ölçekli Yol Planlama Problemlerinin GPU Üzerinde CUDA Yardımı İle Çözümü,” Hava Harp Okulu, Havacılık ve Uzay Teknolojileri Enstitüsü, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Yüksek Lisans Tezi, 2014.
- [19] U. Maulik and S. Bandyopadhyay, “Genetic algorithm-based clustering technique,” *Pattern Recognit.*, 2000.
- [20] G. Schaefer and M. Stich, “UCID - An Uncompressed Colour Image Database,” *SPIE, Storage Retr. Methods Appl. Multimed.*, vol. 5307, pp. 472–480, 2003.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	Geliş/Received 08.04.2017 Kabul/Accepted 21.04.2017	Doi 10.16984/saufenbilder.304887	

Faz kaydırıcı transformatörlerin güç sistemine etkileri

Salih Tosun^{*1}

ÖZ

Elektrik Enerjisine olan talebin giderek artması, elektrik enerjisinin daha ekonomik ve güvenli kullanımı ortaya çıkarmıştır. Güç sistemlerinin kararlı ve güvenilir bir şekilde işletilmesi konusu da çok önemli bir çalışma konusu haline gelmiştir. Günümüzde güç sistemlerinin kontrolü ve işletilmesi açısından Esnek Alternatif Akım İletim Sistemleri (Flexible Alternating Current Transmission Systems - FACTS) önemli rol oynamaktadırlar. FACTS cihazları ile güç sistemlerinin gerilim ve frekans kararlılığının iyileştirilmesinin yanında, hatlardaki güç transferinin de kontrolü söz konusudur. Faz Kaydırıcı Transformatörler de (FKT) bu FACTS araçları içerisinde sayılmaktadırlar. Bu çalışmada (IEEE) 6 baralı güç sistemine faz kaydırıcı transformatörün ilave edilmesiyle güç akışı analizi yapılmıştır. FKT'nin değişik faz açılarındaki katkılarına göre güç sisteminin analizi yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Faz Kaydırıcı Transformatörler, Güç Sistemi, Yük akışı

Effects of phase shifting transformers on power system

ABSTRACT

Increasing demand for electric energy has led to more economical and safe use of electric energy. The operation of power systems in a stable and reliable manner has been a very important work. Today, Flexible Alternating Current Transmission Systems (FACTS) play an important role in controlling and operating power systems. In addition to improving the voltage and frequency stability of power systems with FACTS devices, they also control the power transfer in the lines. Phase Shifting Transformers (PST) are also considered as FACTS instruments. In this study, power flow analysis was done by adding Phase Shifting Transformer to IEEE 6-bus power system. The analysis of the power system was made according to the contributions of the PST to the various phases.

Keywords: Phase Shifting Transformers, Power System, Load Flow

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Elektrik tüketiminin hızlı artması ve dengesiz kullanımına bağlı olarak son yıllarda güç sisteminin oldukça etkilendiği ve yapısal değişikliklere uğradığı görülmüştür. Bu durumda güç sisteminin çalışma şartlarının iyileştirilmesine ve yapısal değişikliklere gereksinimi vardır. Güç sistemlerinin yapılandırılmasında dağıtım ve iletim seviyesinde düzenlemeler genel olarak generatörlerin güç üretimi ile sağlanmaktadır.

Ancak son zamanlarda mevcut güç sistemi üzerine ilave sistemler ile sistemin kararlılığı artırılmaya başlanmıştır[1]. Elektrik piyasasının serbestleşmesi güç sistemlerinde önemli değişikliklere neden olmuştur. Üreticiler ve tüketiciler farklı ülkelerde olabilir. Buda kontrolsüz yük akışına neden olabilir[2]. Güç sistemlerinde kontrolsüz güç akışından dolayı hatlar aşırı yüklenebilirler, bu güç akışı doğrudan iletim hatlarının empedansları ile ilgilidir[3]. Bu kontrolsüz güç akışı ve aşırı yüklenme

* Sorumlu Yazar / Corresponding Author

¹ Düzce Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Bölümü, Düzce, Türkiye - salihtosun@duzce.edu.tr

problemlerinden dolayı aktif güç kontrol edilmelidir. FKT'ler bu sorunların çözümü için uygun elemanlardır[2]. Güç sistemlerinde enerji iletim hatlarından en uygun fayda elde edebilmek için faz değiştirici transformatörler kullanılabilir[4]. FKT transformatörler birkaç ülkede uygulanmakta veya planlama aşamasına gelmiştir ve böylece güç sistemlerindeki iletim hatlarının güç yoğunluğunu azaltmakta veya kapasitesinde çalıştırmaktadırlar [5-8]. Yapılan çalışmalar incelendiğinde;

Tunus- Cezayir sınır hattında bulunan yüksek gerilim hattında FKT vasıtasıyla gerilim iyileştirme çalışmaları yapılmıştır. Yapılan çalışma sonucunda güç akışında iyileşmeler sağlanırken gerilim konusunda yeterince iyileştirme sağlanamamıştır[9]. Bir başka çalışmada FKT'lerin optimal yerleştirilmeleri konusu ele alınmıştır. Simülasyon büyük boyutlu sistemlerden 24, 118, 300 baralı sistemin yanı sıra 904 baralı sisteme uygulanmış ve sonuçlar elde edilmiştir[10]. Yapılan bu çalışmada ise optimal yük akışı FKT ile birleştirilerek güç sisteminin güvenirliliği genişletilmiştir. Sürekli çalışma durumlarında hatların aşırı yüklenmesi çeşitli test yöntemleri ile kontrol edilmiştir[11]. Değişik araştırmacıların yaptığı analizlerde ise, güç sisteminin kararlılığın göstergesi olan gerilim ile maksimum yüklenme parametresinin geliştirilmesinde Esnek Alternatif Akım İletim Sistemi (FACTS) cihazları kullanılmıştır. FACTS cihazları vasıtasıyla maksimum yüklenme parametrelerinin çeşitli güç sistemlerindeki etkileri incelenmiştir[12-15]

Belçika'da iletim operatörü, güç sistemi üzerine "akıllı" cihazlar kurarak güç akış kontrol çalışmaları yapmıştır. Sistemde güç akışı yeni iletim hatları kurulmadan esnek bir şekilde yönetilmiştir. Bu sistemin koordinasyonu sayesinde Belçika enerji sistemindeki güç akışı yaklaşık olarak 2500 MW etkilenmiştir[16]. Meksika ile Kaliforniya, Baja arasındaki güç sistemi üzerine -180 den +180 dereceye sınırları olan FKT'ler kullanılarak geçici durum ve kararlılık analizi yapılmıştır. Yapılan çalışma sonucunda 132MVA_r reaktif güç tüketimi sırasında sistemin kararlılığını sürdürdüğü belirlenmiştir[17]. Diğer bir çalışma ile ise FKT, uzun iletim hatlarına sahip şebekelerdeki aşırı ve düşük gerilimlerin eliminasyonunda kullanılabileceğini göstermiştir. Burada faz açısının dikkatle seçilmesi gerektiği ortaya çıkmıştır. Transformatör güç sisteminin

işletmesinde daha kötü bir durumun oluşmasına izin vermemelidir. Bu durumda FKT'lerin primer sargıları doğrudan tüketicilere bağlanmamalıdır[18].

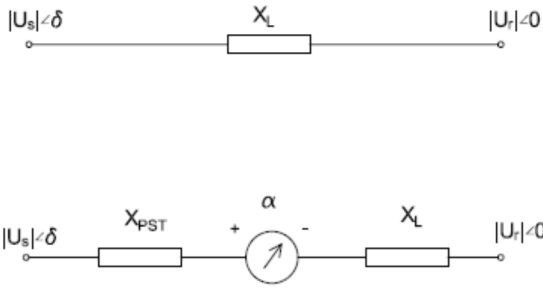
Yapılan bu çalışmada IEEE'nin 6 baralı test sistemi üzerine incelemeler yapılmıştır. Sisteme FKT ilave edilerek yük akışı ve sürekli yük akışı analizi Güç Sistemleri Analizi Programı (PSAT) üzerinden yapılmıştır. Sürekli yük akışı ile Gerilim-Maksimum Yüklenme Parametresi (G_MYP) ilişkisi üzerinde durulmuştur. Sistemde ayrıca FKT ile kayıp ilişkisi analiz yapılmıştır. Ayrıca sisteme ilave edilen FKT belli faz açısı sınırları arasında tutularak hattan akan gücün değişimi de incelenmiştir.

2. TEORİK ALTYAPI (THEORITICAL BACKGROUND)

2.1. Faz Kaydırıcı Transformatörler (Phase Shifter Transformers)

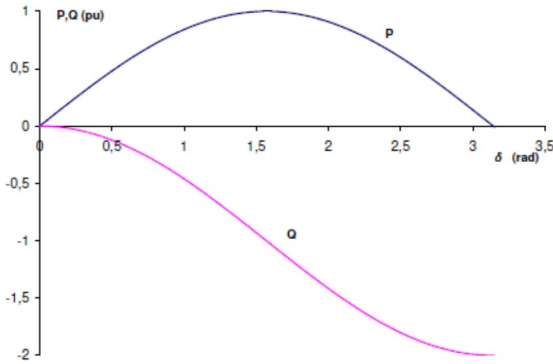
FKT, iletim hattı üzerinde güç akışı kontrolünü sağlamaya yarayan özel tip transformatörlerdir. Yapısındaki özel sargı sayesinde çıkış gerilimi, giriş geriliminden farklı faz açısına sahip olur. Bu durum, güç sistemine farklı faz açısına sahip bir gerilim vermek olarak da ifade edilebilir. Bunun sonucunda FKT transformatörleri, güç sistemleri iletim hatlarında enerji akış yönünü belirlemek için kullanılırlar[19]. FKT'nin ana işlevi, faz açısını değiştirerek enerji iletim hattı üzerinde akan gücü kontrol etmektir. Bu faz kaydırma işlemi, hattın faz geriliminin birine genliği değiştirilebilir bir gerilim bileşeni ilave ederek veya çıkararak yapılır. Faz kaydırıcı transformatörün elektriksel eşdeğeri Şekil 1'de gösterilmiştir.

Şekil 1'de ifade edilen, U_s ve U_r gönderici ve alıcı gerilim değerleridir. δ ise güç açısıdır. α açısı ise FKT'un açısıdır. X_L hattın reaktansı ve X_{PST} ise sisteme bağlanan FKT'ün kaçak reaktansıdır ve hatta seri olarak bağlanmaktadır.



Şekil 1. Enerji iletim hattının FKT'lı ve FKT'sız modeli (Model of a transmission line with and without a PST)[2]

Enerji iletim hattı üzerinden akan aktif ve reaktif gücün değişimi δ 'ya olarak değişmektedir. Bu durum Şekil 2'de verilen grafikte de görülmektedir. Şekil 2'deki eğri δ acısının fonksiyonu olduğu görülmektedir.



Şekil 2. Enerji iletim hattı üzerindeki aktif ve reaktif gücün δ 'ya bağlı değişimi (Active and reactive power over a transmission line as a function of δ)[2]

Bu durumda enerji iletim hattı üzerinden taşınan aktif ve reaktif güç denklemleri Eşitlik 1 ve Eşitlik 2'deki formüllerle verilmiştir.

$$P = \frac{|U_s||U_r|}{X_L} \sin\delta \quad (1)$$

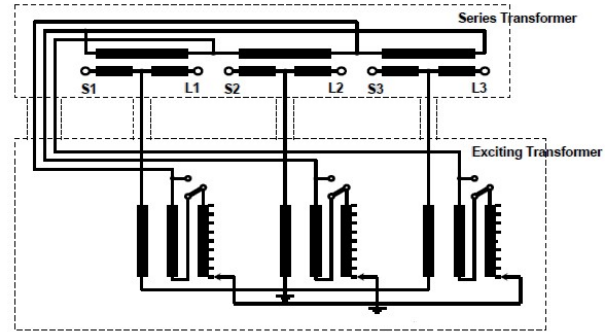
$$Q = \frac{|U_s||U_r|}{X_L} \left(\cos\delta - \frac{|U_r|}{|U_s|} \right) \quad (2)$$

Buradaki eşitliklere göre; aktif güç, gönderici ve alıcı uçlarındaki gerilimlerle ve her iki tarafın elektriki açı olarak $\sin\delta$ ile doğru orantılıdır. Hattın reaktansına ise ters orantılı olarak bağlıdır. Aktif güç, gerilimler değiştirilerek kontrol edilebilir. Fakat bu durum reaktif güç üzerinde oldukça büyük etki yaptığından bu metot verimli değildir. Bunun için hattın reaktansını düşürmek gerekir. FKT trafo modelinde reaktans, faza seri olarak bağlanması nedeniyle α açısının δ acısına ilave edilmesiyle güç akışı artırılır. Bu durumda faz açısı belli sınırlar içerisinde kontrol edilebilir[2].

Bu durumda Eşitlik 1 değişerek Eşitlik 3'deki gibi oluşur.

$$P = \frac{|U_s||U_r|}{X_L + X_{PST}} \sin(\delta + \alpha) \quad (3)$$

Şekil 3'de geleneksel faz kaydırıcı trafonun bağlantısı görülmektedir. FKT uyarma transformatörü ve yükseltici transformatörden oluşur ve sistemde mekanik anahtarlama vardır. FKT bu şekilde basit olarak güç akışını kontrol eder. Hatta seri bağlı trafo ile faz açısı değiştirilerek gerilime ilave edilir. Genliği kademe değiştirici trafo tarafından değiştirilen uyarma trafosu tarafından sağlanır.



Şekil 3. FKT'nun bağlantısı (Connection diagram of phase shifting transformer)[20]

2.2. Statik Gerilim Kararlılığı (Static Voltage Stability)

Güç sistemlerinde statik gerilim kararlılığı reaktif gücün değişimine bağlı olarak şekillenmektedir. Reaktif gücün artırılması ile yük barasının yüklenebilme kapasitesi artırılmış ve güç sisteminin çalışma şartları iyileştirilmiş olur. Reaktif güç değeri belli limitlerin altında kaldığında ve gerilim düşümü yaşanmaya başladığında sistem çökmeye kadar gidebilir. Bu istenmeyen durumu engellemek için reaktif güce bağlı gerilim dengelemesi önemli bir durumdur. Güç sisteminin Gerilim- Yükleme Parametresi ($V-\lambda$) ile baranın, aktif ve reaktif güç değeri arasındaki ilişki Eşitlik 4 ve 5'de ifade edilmiştir[21].

$$P_L = P_{L0} (1 + \lambda) \quad (4)$$

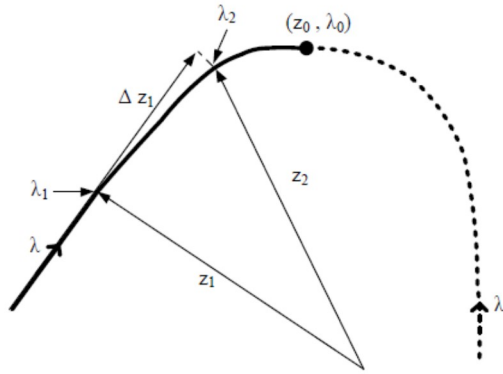
$$Q_L = Q_{L0} (1 + \lambda) \quad (5)$$

Eşitlikte ifade edilen P_{L0} ve Q_{L0} değerleri başlangıç aktif güç ve reaktif güç değerleridir. P_L

ve Q_L ise yükün aktif güç ve reaktif güç değerleridir. λ ise maksimum yüklenme parametre değeridir.

2.3. Sürekli Yük Akışı (Continuous Load Flow)

Gerilim ve maksimum yüklenme parametresi ($V-\lambda$) arasındaki ilişkiyi kurmak için sürekli yük akışı yapılması gerekmektedir. Sürekli yük akışı analizi ile belli bir sistem modeli olmaksızın belli zorlukları çözümlenmede kolaylık sağlar ilaveten sistemden elde edilen eşitliklerde tekil çözümlenme durumunda gerilimi değiştirme özelliğine de sahiptir. Ayrıca sistem eşitliklerindeki tekil çözümlenme durumunun oluşturacağı olumsuz durumlara karşı gerilimi otomatik olarak değiştirme özelliğine sahiptir. Sürekli yük akışındaki strateji kullanımı Şekil 4'de gösterilmiştir.



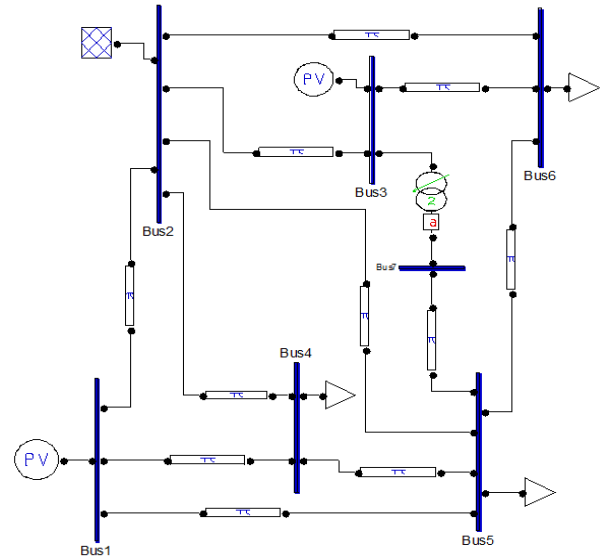
Şekil 2. Sürekli yük akışı metodu (Continuous load flow method)

Burada, (z_1, λ_1) denge noktaları olarak bilinen konumlardır, $\Delta\lambda_1$, sistemdeki parametrenin değer değişimi ve vektör çözümlenmesinde kullanılmaktadır. İlk adım tahmin etme işlemi olarak gerçekleştirilir. Başlangıçta $z_1 + \Delta z_1$, $\lambda_1 + \Delta\lambda_1$ değerleri üretilir. Bu üretilen yeni değerler sistemdeki yeni denge noktalarını oluşturmada kullanılır[22].

3. BENZETİM ÇALIŞMASI (SIMULATION STUDY)

Yapılan çalışmada IEEE'nin 6 baralı test sistemi kullanılmıştır. Sistemin toplam yükü 280 MW ve 190 MVar değerinde olup bu güçler 3 adet generatör tarafından sağlanmaktadır. FKT etkisini incelemek için önce sistemde yük akışı yaparak yoğun güç akışının olduğu hatlar belirlenmiştir. Benzetim çalışması Güç Sistemleri Analizi Programı (PSAT) ile gerçekleştirilmiştir[23, 24].

Bu hat üzerine FKT yerleştirilerek hattan akan aktif güç akışı gözlemlenmiştir. 6 baralı test sisteminde FKT 3-5 nolu baraları birbirine bağlayan hatta bağlanmıştır. Şekil 5'de incelemenin yapıldığı güç sistemi görülmektedir.



Şekil 5. 6 baralı sistem modellemesi (6 bus system modeling)

Güç akışı analizi sonucu elde edilen verileri gözlemleyebilmek için FKT'nın bağlı olduğu hat üzerine 7. bir bara ilave edilmiştir. FKT etkilerini inceleyebilmek amacıyla FKT'nın faz açısını sınırları -45° ile $+45^\circ$ arasında belirlenmiştir.

4. BENZETİM ÇALIŞMASI SONUÇLARI (RESULT OF SIMULATION STUDY)

4.1. Kayıplar (Losses)

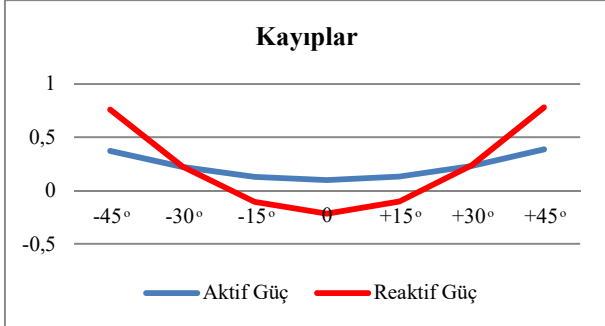
FKT 5 nolu bara ile 6 nolu bara arasında bağlanmıştır. -45° den başlayarak $+45^\circ$ kadar 15° lik açılarla FKT üzerinde değişim yapılarak sistemdeki toplam güç kayıplar incelenmiştir. Tablo 1'de kayıpların FKT faz açısına göre elde edilen değerler görülmektedir.

Tablo 1. Faz açılara göre kayıpların değişimi (Change of losses according to phase angles)

	-45°	-30°	-15°	0	$+15^\circ$	$+30^\circ$	$+45^\circ$
Aktif Güç (pu)	0.371	0.221	0.128	0.098	0.132	0.230	0.388
Reaktif Güç (pu)	0.761	0.224	-0.101	-0.210	-0.105	0.235	0.780

Tablo 1'e bakıldığında aktif güç kayıpları en düşük 0° , reaktif güç kayıpları ise $+15^\circ$ değerindedir. Diğer bütün değerlerde kayıplar artmaktadır. Reaktif güçte durum farklılık

göstermektedir. 0° üretilen güç reaktif güç 1.6841 pu, tüketilen reaktif güç 1,9 pu olmuştur. Yani üretim tüketimden az olmuştur. Aradaki fark FKT'nin yapısından kaynaklanmaktadır. Tablodaki (-) işaretler sisteme reaktif güç verildiğini ifade etmektedir. Şekil 6'da bu kayıpların değişim eğrileri verilmiştir.



Şekil 6. Faz açılarına göre kayıpların değişimi (Change of losses according to phase angles)

Grafik incelendiğinde faz açısı 0° olduğunda kayıplar en düşük değerdedir. Aktif kayıplar Faz açısı -45° veya $+45^\circ$ doğru değiştikçe artmaktadır. Ancak reaktif kayıplarda ise -15° ile $+15^\circ$ arasında kayıplar – yöndedir. Yani sisteme reaktif güç enjekte etmektedir. Aktif kayıplardan ziyade reaktif güç kayıplarındaki değişimler daha fazla olmaktadır.

4.2. Baralar arası transfer edilen güç (Transferred power between buses)

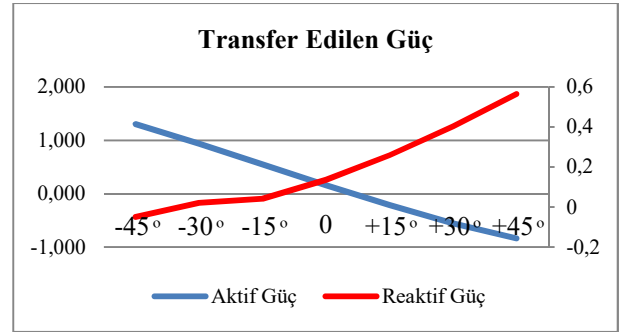
FKT 5 nolu bara ile 6 nolu bara arasında bağlanmıştır. -45° den başlayarak $+45^\circ$ kadar 15° lik açılarla FKT üzerinde değişim yapılarak sistemdeki 5.bara ile 7.bara arasında transfer edilen güç incelenmiştir. Tablo 2'de kayıpların FKT faz açısına göre elde edilen değerler görülmektedir.

Tablo 2. Faz açılarına göre 3-5 baralar arası transfer edilen güç (Power transferred between 3-5 bars according to phase angles)

	-45°	-30°	-15°	0°	$+15^\circ$	$+30^\circ$	$+45^\circ$
Aktif Güç(pu)	1.30	0.93	0.55	0.16	-	-	-
Reaktif Güç(pu)	-	0.04	0.02	0.04	0.13	0.25	0.40
	0.04						0.56

Tablo 2'ye göre FKT'nin bağlı olduğu hat üzerinde aktif güç değişimi, -45° den itibaren faz açısı arttırıldıkça transfer edilen güç azalmaktadır. $+15^\circ$ den itibaren ise transfer edilen gücün yönü değişmektedir. Bu durum reaktif güçte tam aksi

yönde etki etmektedir. Bu durum Şekil 7'deki grafikte görüldüğü gibidir.



Şekil 7. Faz açılarına göre 3-5 baraları arası transfer edilen güç (Power transferred between 3-5 bars according to phase angles)

Şekil 7'de verilen grafikte de görüldüğü üzere FKT'nin faz açısını azaltıkça Aktif güç artmaktadır. Buna mukabil reaktif güç azalmaktadır. Ayrıca aktif güçte 15° den sonra güç akışının yönü değişmektedir. Reaktif güçte ise FKT'nin açısı -45° den daha küçük değerlerde güç akışının yönü değişmektedir.

4.3. Bara gerilim ve açı değerleri (Voltage and angle values of buses)

FKT 5 nolu bara ile 6 nolu bara arasında bağlanmıştır. -45° den başlayarak $+45^\circ$ kadar 15° lik açılarla FKT üzerinde değişim yapılarak sistemdeki 5.bara ile 7.bara arasında baraların gerilim genlik değerleri ve baraların faz açıları incelenmiştir. Tablo 3'de güç akışı sonucu elde edilen değerler görülmektedir.

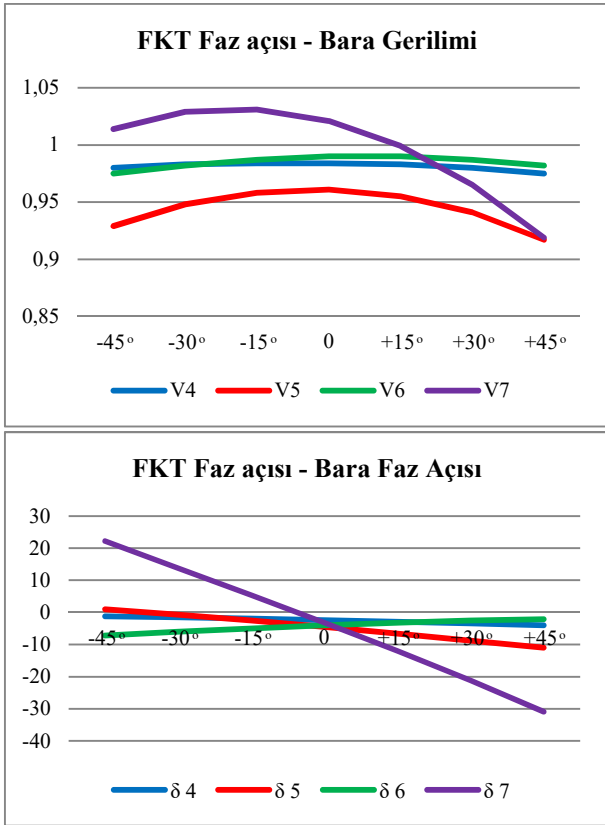
Tablo 3. Bara gerilim genlik ve faz açısı değerleri (V_{pu} , δ°) (Bus voltage amplitude and phase angle values)

	-45°	-30°	-15°	0°	$+15^\circ$	$+30^\circ$	$+45^\circ$
Bara 4	0.980	0.983	0.984	0.984	0.983	0.980	0.975
Bara 5	0.929	0.948	0.958	0.961	0.955	0.941	0.917
Bara 6	0.975	0.982	0.987	0.990	0.990	0.987	0.982
Bara 7	1.014	1.029	1.031	1.021	0.999	0.965	0.919

	-45°	-30°	-15°	0°	$+15^\circ$	$+30^\circ$	$+45^\circ$
Bara 4	-1.22	-1.55	-1.95	-2.41	-2.92	-3.45	-3.98
Bara 5	0.92	-0.69	-2.51	-4.48	-6.58	-8.75	-10.96
Bara 6	-7.21	-6.05	-4.96	-3.99	-3.17	-2.53	-2.09
Bara 7	22.17	13.75	5.351	-3.18	-11.97	-21.17	-30.94

Tablo 3'deki verilere göre; 4. ve 6. baranın gerilimi FKT'nin değişimlerinde çok az etkilenmektedir. 5. bara ve bilhassa 7. bara daha

fazla etkilenmektedir. Benzer durum açı değişimlerinde de görülmektedir. Bu durum görsel olarak Şekil 8’de açıklayıcı şekilde verilmiştir.



Şekil 8. Bara gerilim genlik ve faz açısı değerleri (Bus voltage amplitude and phase angle values)

Şekil 8’de verilen grafikler incelendiğinde, gerilim genliği açısından 0°’ye ayarlanmış FKT, 4., 5., 6. nolu baralar için en uygun değeri vermektedir. Ancak FKT en yakın olan bara 7 için ise en uygun değer -15° faz açısıdır. FKT’e en yakın yük barası olan 5 ve 7 nolu baralar faz açısı kaydırmadan en çok etkilenen baralar olduğu gözlemlenmiştir. Bara gerilim açısı olarak bakıldığında ise yine benzer görüntü ortaya çıkmaktadır. Yalnız burada sisteme ilave edilen 7 nolu baranın faz açısında FKT ile orantılı büyük değişiklikler gözlemlenmiştir. Bunun nedeni de FKT’e yakın bara olduğu için en fazla bu bara etkilenmektedir.

4.4. Statik Gerilim Kararlılığı (Static Voltage Stability)

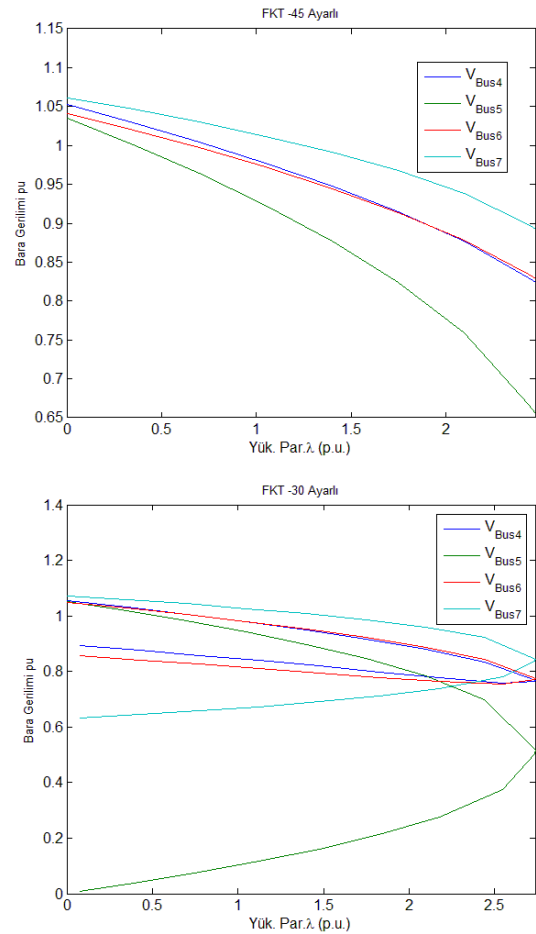
FKT 5 nolu bara ile 6 nolu bara arasında bağlanmıştır. -45°’den başlayarak +45°’kadar 15°’lik açılarla FKT üzerinde değişim yapılarak sistemdeki 5.bara ile 7.bara arasında statik gerilim kararlılığı incelenmiştir. FKT’ün ayarlandığı her kademe değeri için sürekli yük akışı yapılmış olup baraların maksimum yüklenme noktaları tespit

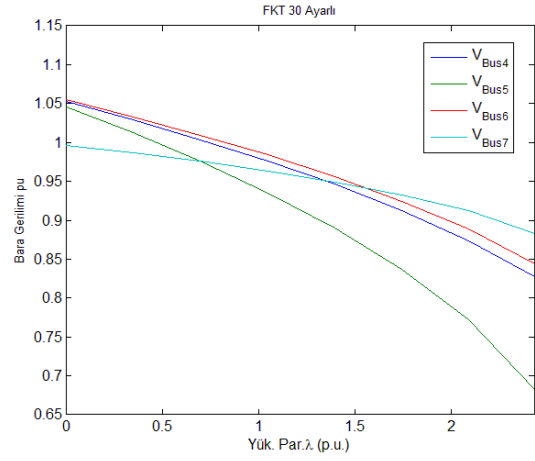
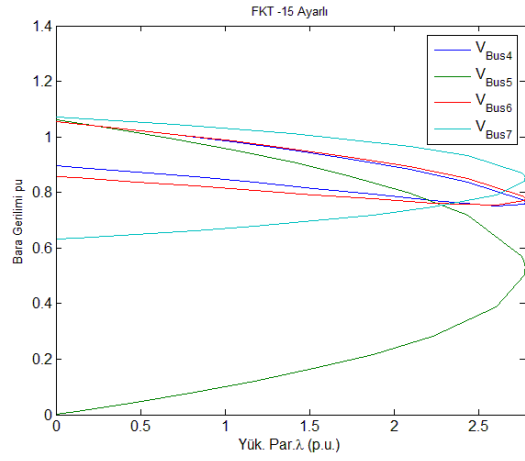
edilmiştir. Baraların maksimum yüklenme parametre değerleri Tablo 4’de verilmiştir.

Tablo 4. FKT açılara göre maksimum yüklenme parametreleri (Maximum load parameters according to PST angles)

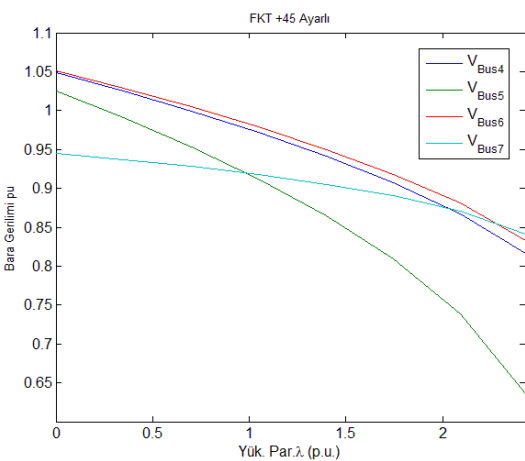
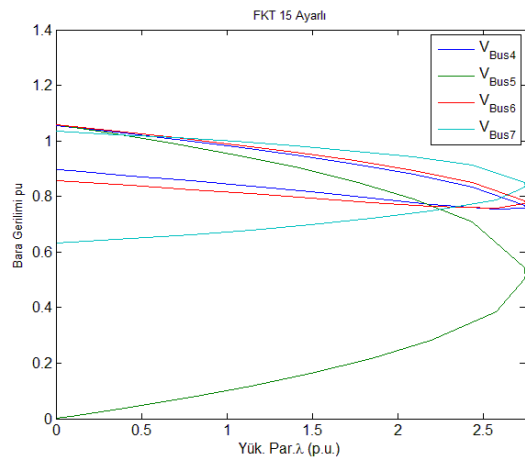
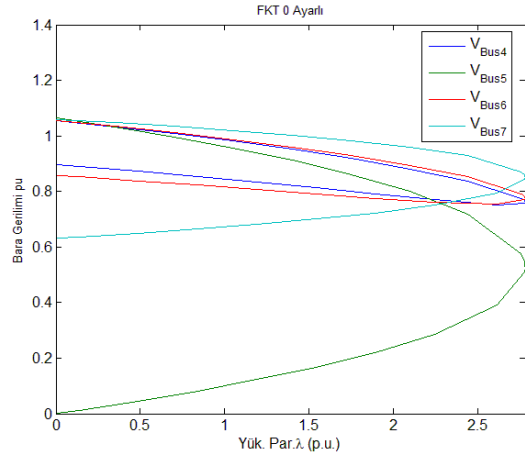
	-45 °	-30 °	-15 °	0	+15 °	+30 °	+45 °
Yük.Par	2.4	2.7	2.7	2.7	2.7	2.4	2.4
λ (pu)	7	3	7	7	4	3	2

Tablo 4’de elde edilen veriler göre güç sistemi en fazla 0 °’de yüklenmiştir. -15° ve +15 °’de ise maksimum yüklenme parametreleri yakın değerlerdedir. Ancak FKT’ün diğer açı değerlerinde λ değeri düşmektedir. Bu değerlere bağlı olarak λ -V eğrileri Şekil 9’da gösterilmiştir.

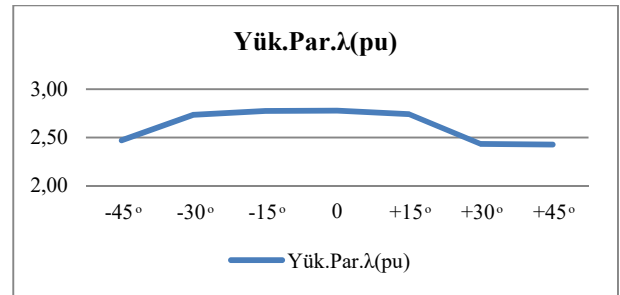




Şekil 9. Baraların λ -V ilişkisini gösteren eğriler (Curves showing the λ -V relationship of the buses)



FKT'ün farklı faz ayarları sonucunda güç sisteminin maksimum yükleme parametreleri incelendiğinde, -30° ile $+15^\circ$ arasında parametre değeri 2,7 pu'e yakın değerlerdedir. Fakat diğer açı değerlerinde ise maksimum yüklenme değerleri düşmektedir. λ parametresinin FKT'nün farklı açılara ayarlanması sonucu elde edilen değerleri gösteren grafik Şekil 10'da verilmiştir.



Şekil 10. Yükleme parametresinin FKT açıları ile ilişkisi (Relation of loading parameter to PST angles)

5. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)



Yapılan bu çalışmada IEEE'nin 6 baralı test sistemi kullanılmıştır. Sistemde en yoğun güç akışının yaşandığı hat üzerine FKT konulmuştur. -45° den başlayarak $+45^\circ$ kadar 15° lik açılarla FKT üzerinde değişim yapılarak sistemdeki analizler yapılmıştır. FKT'ün bulunduğu hat üzerindeki akan güç incelenmiştir. FKT'ün faz değeri değiştirilerek hattan akan gücün değeri ve yönü kontrol edilebileceği bu sistem üzerinde gözlemlenmiştir. Kayıplar bakımından incelendiğinde aktif kayıplar faz açısı -45° veya $+45^\circ$ doğru değıştikçe artmaktadır. Ancak reaktif kayıplarda ise -15° ile $+15^\circ$ arasında kayıplar (-) yöndedir. Yani sisteme reaktif güç enjekte edildiğini göstermektedir. Gerilim genliği açısından incelendiğinde 0° 'ye ayarlanmış FKT normal seviyelerdedir. FKT'e en yakın yük barası

olan 5 ve 7 nolu baralar, gerilim genliği bakımından faz açısı kaydırma işleminden en çok etkilenen baralar olduğu gözlemlenmiştir. Bara gerilim açısı olarak bakıldığında ise yine benzer bir durum ortaya çıkmıştır. Sürekli yük akışı sonucunda elde edilen maksimum yüklenme noktası açısından incelendiğinde ise -30° ile $+15^\circ$ arasında parametre değeri 2,7 pu'e yakın değerlerdedir. Fakat diğer açı değerlerinde ise maksimum yüklenme değerleri düşmektedir. Bu analiz sonucunda FKT'nün sistemin parametrelerine önemli ölçüde etki ettiği gözlemlenmiştir.

KAYNAKÇA (REFERENCES)

- [1] G. Verbič, M. Pantoš, F. Gubina, On voltage collapse and apparent-power losses, *Electric power systems research*, 76(9), 760-767, (2006).
- [2] J. Verboomen, et al. "Phase shifting transformers: principles and applications." *Future Power Systems*, 2005 International Conference on. IEEE, 2005.
- [3] IEEE Power Engineering Society, "C57.135 : IEEE Guide for the Application, Specification, and Testing of Phase-Shifting Transformers," May 2002
- [4] R. Tirupathi, et al. "Application of Phase Shifting Transformer in Indian Power System." *International Journal of Computer and Electrical Engineering* 4.2 (2012): 242
- [5] R. M. G. Castro, F. M. R. Batista, and J. M. M. Medeiros Pinto, "Application of FACTS in the Portuguese Transmission System : Investigation on the Use of Phase-Shift Transformers," in *IEEE Porto PowerTech2001*, Porto, 2001.
- [6] J. Bladow and A. Montoya, "Experiences with Parallel EHV Shifting Transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, no. 3, pp. 1096–1100, July 1991.
- [7] P. Moore and P. Ashmole, "Flexible AC transmission systems part 4 : Advanced FACTS controllers," *Power Engineering Journal*, pp. 95–100, April 1998.
- [8] H. Saadat, *Power System Analysis*. McGraw-Hill, Singapore, 2004
- [9] El Hraïech, A., Ben-Kilani, K. ve Elleuch, M., "Control of parallel EHV interconnection lines using Phase Shifting Transformers", 11th International Multi-Conference on Systems, Signals&Devices (SSD), Barcelona, 2014, pp.1-7.
- [10] L. Flavio GM, et al. "Phase shifter placement in large-scale systems via mixed integer linear programming." *IEEE Transactions on Power Systems* 18.3 (2003): 1029-1034.
- [11] J. A. Momoh, et al. "Power system security enhancement by OPF with phase shifter." *IEEE transactions on power systems* 16.2 (2001): 287-293.
- [12] M. A. Kamarposhti, M. Alinezhad, H. Lesani, N. Talebi, Comparison of SVC, STATCOM, TCSC, and UPFC controllers for static voltage stability evaluated by continuation power flow method, *Electric Power Conference*, 2008. EPEC 2008. IEEE Canada, pp. 1-8.
- [13] A. Sode-Yome, N. Mithulananthan, K. Y. Lee, Static voltage stability margin enhancement using STATCOM, TCSC and SSSC, *Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific*, 2005 IEEE/PES, 1-6
- [14] A. Sode-Yome, N. Mithulananthan, K. Y. Lee, A comprehensive comparison of FACTS devices for enhancing static voltage stability, *Power Engineering Society General Meeting*, 2007. IEEE, 1-8
- [15] M. Dogan, S. Tosun, A. Ozturk, M. K. Dosoglu, Investigation of TCSC and SSSC controller effects on the power system. 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2011, IEEE, 127-131.
- [16] D. Van Hertem, J. Rimez, and R. Belmans, "Power Flow Controlling Devices as a Smart and Independent Grid Investment for Flexible Grid Operations: Belgian Case Study," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 4, no. 3, pp. 1656-1664, Sept. 2013.
- [17] L. Contreras-Aguilar, et al. "Implementation of a VFT model in PSS/E suitable for power flow and transient stability simulations." *Power and Energy Society General Meeting*, 2012 IEEE. IEEE, 2012.
- [18] S. Sithole, M. Nhlanhla, and J. H. C. Pretorius. "Improvement of the Ulco network voltage regulation using a phase

- shifting transformer." AFRICON, 2011. IEEE, 2011
- [19] M. Tumay, et al. "Faz Kaydırıcı Transformatörlerin Dünyadaki Durumu ve Uygulama Alanlarının Literatür İncelemesi The Current Status of Phase Shifting Transformers Around The World and a Literature Review of The Application Areas."
- [20] PJM Power Pool, Phase Shifter Application Workshop, Siemens Energy, Inc., March, 2015
- [21] N. Talebi, M. Ehsan, S.M.T. Bathaee, Effect of SVC and TCSC control strategies on static voltage collapse phenomen, IEEE Southeast Conference, 161-168, 2004.
- [22] A. Kazemi, B. Badrzadeh, Modeling and simulation of SVC and TCSC to study their limits on maximum loadability point, Journal of Electric Power and Energy Systems, 26, 381-388, 2004.
- [23] F. Milano, Documentation for PSAT version 1.3.4, 2005.
- [24] <http://faraday1.ucd.ie/psat.html>, son erişim 10.04.2017.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 24.02.2017 <u>Kabul/Accepted</u> 25.04.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.294872	

Uydu güç sistemlerindeki güneş hücrelerine yönelik uzay kalifiye mikro lens dizilerinin geliştirilmesi**

Ömer Faruk Keser^{*1}, Adem Yenisoy², Buğrahan İdare³

ÖZ

Uydunun ana sistemlerinden olan güç sistemi uydu için gerekli enerjiyi sağlamaktadır. Güç sisteminde en çok kullanılan enerji kaynağı ise güneş hücreleridir. En yüksek performansa sahip güneş hücrelerinin üçüncü nesil çok eklemlili güneş hücreleri olduğu bilinmektedir. Güneş hücrelerinin performanslarının artırılmasında kullanılan çeşitli yöntemlerden birisi de Mikro Lens Dizileri-MLA ile yansıma önleyici yüzey kaplamalarıdır. Uydu teknolojilerinde gerekli enerjinin yüksek verimde elde edilmesi ve ilgili kaynağın düşük kütlede olması beklenmektedir. Uzay ortamı radyasyon, atomik oksijen ve ısı döngü gibi birbirinden farklı pek çok etkeni içermektedir. Yapılan araştırmalar güneş hücresinin performanslarının geliştirilmesinde kullanılan ışığı soğurma etkinliğinin artırıldığı MLA kaplamalarda, hücre ısısının artmadığını ve bunların hücreye yok denecek kadar az ağırlık getirdiğini göstermektedir. Ancak güneş hücrelerinin MLA ile kaplanması üzerine yapılan az sayıdaki çalışmanın uzay uygulamalarına yönelik olmadığı da tespit edilmiştir.

Bu çalışmada uydu güç sistemlerine yönelik MLA'ların geliştirilmesi süreci yöntemsel olarak incelenmektedir. Bu bağlamda tasarlanacak uydu güç sistemleri için çok eklemlili güneş hücrelerinin MLA ile kaplamasına dayalı olarak geliştirilen bir yöntem sunulmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Güneş hücreleri, mikro lens dizileri, uzay kalifiye, uydu güç sistemleri, MLA

Development of space qualified microlens arrays for solar cells used on satellite power systems

ABSTRACT

The power system, one of the main systems of satellite, provides energy required for the satellite. Solar cells are also the most used energy source in the power system. The third generation multi-junction solar cells are known as the ones with highest performance. One of the methods to increase the performance of the solar cells is anti-reflective surface coatings with the Micro Lens Array-MLA. It's expected that satellite technologies has high power efficiency and low mass. The space environment has many effects like atomic oxygen, radiation and thermal cycles. Researches for increasing the solar cells performance shows that MLA coated solar cell has increased light absorption performance and less cell heating with very low additional mass. However, it is established that few studies on MLA coatings of solar cells are not applicable on space platforms. In this study, the process of development of MLA which is convenient to space power systems is investigated in a methodological way.

In this context, a method which is developed based on MLA coatings of multi-junction solar cells for satellite power systems is presented.

Keywords: Solar cells, microlens arrays, space qualified, satellite power systems, MLA

** Bu çalışmanın üretilmesinde ISITES2016'de sunulan bir çalışmadan yararlanılmıştır [24]

¹ Havacılık ve Uzay Bilimleri Fakültesi, Necmettin Erbakan Üniversitesi, Türkiye, ve TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsü, Türkiye

² TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsü, Optik Sistemler Grubu, Türkiye

³ Enerji Sistemleri Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Fen Bilimleri Enstitüsü, Necmettin Erbakan Üniversitesi, Türkiye

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Tüm cihazlar gibi uydular da enerji kaynağı ile çalışmaktadır. Uydu sistemleri, faydalı yük ve depolama için gerekli olan bu enerji ihtiyacı uydunun güç sistemi tarafından karşılanmaktadır. Bu nedenle uyduların görevlerinin tamamlanmasında güç sistemleri hayati bir rol oynamaktadır [1]. Uydu güç sistemlerinde ihtiyaç duyulan enerjinin sağlandığı kaynaklardan başlıcası da güneş hücreleridir [1]. Bu nedenle son zamanlarda güç sistemlerinin performanslarının artırılmasına yönelik çalışmalardan en önemlisi güneş hücrelerinin performans araştırmalarıdır.

1.1. Uydu Güç Sistemleri (Satellite Power Systems)

Uydu güç sistemi, uydu için gerekli enerjinin üretiminden kontrollü şekilde dağıtımına kadar olan süreci yöneten sistemdir [2]. Genel olarak uydu güç sistemleri; birincil enerji kaynakları, ikincil enerji kaynakları ve güç kontrolü olmak üzere üç ana bölümden oluşmaktadır [1].

Birincil enerji kaynakları bir yakıtı elektrik enerjisine dönüştüren sistemlerdir. Birincil enerji kaynakları olarak güneş hücreleri, yakıt hücreleri, nükleer sistemler ve radyoizotop termoelektrikler kullanılmaktadır [1]. İkincil enerji kaynakları ise enerjiyi depolayan ve birincil enerji kaynağının enerji üretmediği durumda uyduya elektrik gücü sağlayan sistemlerdir. Bu sistemlerin bir yakıt elemanı yoktur [1]. Örneğin birincil enerji kaynağı olan güneş hücreleri uydu için gerekli olan enerjiyi uydunun güneşi gördüğü *aydınlık bölgede* sağlamaktayken, uydunun güneşi görmediği *karanlık bölgede* ise ilgili enerji ikincil enerji kaynağı olan bataryalar tarafından sağlanmaktadır. Ayrıca güneş hücreleri *aydınlık bölgede*, mevcut güç ihtiyacını karşılarken biten bataryaları da yeniden doldurmaktadır [3]. Güç kontrolünün görevi ise bu aşamada ön plana çıkmaktadır. Güç kontrolü elektrik enerjisinin, tüm uydu için uygun akım ve voltaj seviyelerinde olmasını sağlamaktır. Ayrıca bir batarya sisteminin şarj kontrolü, bataryaların ömrünü ve güvenilirliğini korumak için özellikle gereklidir.

Birincil güç kaynağı görev sırasında daima bozulmaktadır. Bu değişimler, hem uzay ortamından kaynaklanan bozulma etkileri hem de güneş ışığının hücrelere giriş açılarının değişmesinden kaynaklanan aydınlatma değişimi

nedeniyle ortaya çıkmaktadır [1]. Bu durumlar gerekli enerjiyi sağlamak için voltaj veya akım düzenleme gereksinimini ortaya çıkarmaktadır. Bu nedenle uydu güç sistemlerinde birincil enerji kaynakları *ömür sonu* – ÖS (end of life – EOL) performansları dikkate alarak tasarlanmaktadır. Bu ise *ömür başlangıç* – ÖB (begin of life – BOL) performansı açısından bakıldığında uydu için ilk zamanlarda ihtiyaç fazlası bir gücün yönetimini gerektirmektedir. Bu işlem fazla enerjinin ikincil enerji kaynaklarında depolanması veya daha basit olarak ilave bir yük üzerinden tüketilmesi şeklinde gerçekleştirilebilir [1]. Bundan dolayı uydularda güç yönetimi alanındaki araştırmalar birincil enerji kaynakları kadar büyük önem taşımaktadır.

1.2. Güneş Hücreleri (Solar Cells)

Güneş hücreleri güneş ışığını fotovoltaik etki ile elektrik enerjisine dönüştüren cihazlardır. Günümüzde yaygın olarak kullanılan güneş hücrelerinin tarihi 1839 yılına dayanmaktadır. İlk olarak Si hücreler uzay teknolojisinde 1958 yılında Vanguard I isimli uzay aracında kullanılmıştır [4]. Daha sonraları GaAs hücreler kullanılmıştır. Günümüzde ise yüksek radyasyon direnci ve radyasyon sonrası güç çıkışının iyi oluşundan dolayı çok eklemli GaInP/GaAs/Ge hücreler kullanılmaktadır [5, 6]. Güneş hücreleri yapıldığı materyale göre çeşitlenmekte ve hücrelerin performansları buna göre değişmektedir. En yüksek performans elde edilen güneş hücreleri çok eklemli güneş hücreleridir. Güneş hücrelerinin performansları üretildikleri materyaller yanında çeşitli yöntemler ile de geliştirilmektedir.

Güneş ışınımı güneş hücresinde birçok yolla yansımaya uğrayarak kaybolmaktadır. Yansıma ile kaybolan bu ışınım güneş hücresinin performansını düşürmektedir. Yüzeyden yansımaları engellemek için yüzeye düz plaka şeklinde yansıma önleyici kaplamalar yapılmaktadır. Bu kaplama sonucu yansıma kayıplarının %1'in altına indiği belirtilmektedir [7]. Düz plaka yansıma önleyici kaplama ile hücrenin performansı artırılmaktadır. Ancak ilgili literatürde yansıma önleyici kaplamanın düz olmasından ziyade bir mikro lens yüzey profiline sahip olması performansı daha da artırdığı ifade edilmektedir [7, 8, 9, 10]. Nam ve arkadaşları yaptıkları çalışmada MLA ile kaplanan güneş hücresinin performansının düz plaka şeklindeki kaplamanın performansına göre %18,5 oranında arttığını belirtmişlerdir [8].

1.3. Mikro Lens Dizileri ve Uzay Koşulları (Microlens Arrays and Space Conditions)

Mikro lensler 1 mm'den küçük genellikle 10 µm civarında çapa sahip olan küçük lenslerdir [11]. MLA kaplamanın bu küçüklüğü güneş hücresinin kütleini ihmal edilebilecek seviyede artırmaktadır [12]. Hücrede meydana gelen yüksek sıcaklıklar, hücrelerin etkinliğini azaltmakta ve bozulmayı hızlandırmaktadır [13]. MLA kaplama güneş ışığını yüksek seviyelerde yoğunlaştırma yapmasından ziyade güneş hücresinin ışığı soğurma etkinliğini artırmasından dolayı hücre ısısını da artırmamaktadır. Hücrenin ısısının artmaması ise soğutma sistemine ihtiyaç duyulmaması anlamına gelmektedir.

Uydu teknolojilerinde kullanılacak olan her sistemin hafif olması beklenmektedir [14]. Güneş hücrelerinden verimlerinin yüksek ve güç çıkışının istikrarlı olması da ayrıca beklenmektedir [5]. Aksi takdirde hücrelerdeki verim kaybı, güç çıkışın istikrarsızlığı ve güneş hücresinin arızası uydunun görevini tamamlayamamasına sebebiyet verecektir [15]. Uyduların ömrünün 3-15 yıl arasında olduğu düşünülürse güneş hücrelerinin bu süreçte yüksek verimli olması ve istikrarlı güç çıkışını sağlaması için uzay ortamına dayanıklı olmaları gerekmektedir [16].

Uzay ortamı birbirinden farklı etkenlerden oluşmaktadır [16]. Uzay ortamındaki optik kaplamaların maruz kaldığı bu etkilerin çalışmamıza konu olan MLA'lar üzerinde de etkili olması beklenmektedir. Bu etkiler özetle ifade edilecek olursa;

Yeryüzünden uzaklaştıkça vakum seviyesi artmaktadır. Tipik bir uydunun Alçak Dünya Yörüngesi/Low Earth Orbit-LEO'da bulunduğu düşünülürse 10^{-7} torr vakuma maruz kalmaktadır. Daha uzak yörüngelerde ise vakum daha da artmaktadır. Bu vakum, malzeme içerisindeki uçucu kimyasalların yüzeye çıkmasına sebep olmaktadır. Yapılan deneysel çalışmalar da yüzeye çıkan kimyasalların ince kirletici tabaka olarak güneş hücreleri ve optik parçalar gibi hassas yüzeyler üzerine birikerek üzerine düşen ışığın geçişine yönelik olumsuz bir etki oluşturduğu belirtilmektedir [16].

Uzay şartlarındaki etkenlerden birisi de yörüngedeki uyduların hareketlerine bağlı olarak

sıcaklığın sürekli değişimidir. LEO yörüngede bulunan bir uydu için termal döngü -50°C ile 125°C arasında değişmektedir. Ayrıca bu döngü yıl içerisinde ortalama olarak 5000 kere gerçekleşmektedir. Vakum altında gerçekleşen bu termal döngünün yüzeylerde çatlak oluşturabildiği ve yüzey şeklinin değişmesine sebep olabildiği belirtilmektedir [16].

Uzay ortamındaki 1367 W/m^2 'lik enerjiye sahip olan güneş ışınımı AM0 olarak tanımlanmaktadır. Dünyadaki güneş ışınımı için bu değer genel olarak 1000 W/m^2 'lik enerji seviyesine karşılık gelecek şekilde AM1,5 olarak tanımlanmıştır. AM0 aynı zamanda içerisinde yüksek enerjili Ultraviyole-UV dalgalar içermektedir. Bu UV dalgalar optik yüzeylerde renk öbeklerinin oluşmasına ya da yüzeyde biriken kirletici tabakadan dolayı kararmaya neden olmaktadır [16].

Uzay ortamında bulunan bir diğer etken olan parçacık radyasyonu ise yüksek enerjili protonlar, elektronlar, ağır iyonlar ve nötronlar gibi parçacıklardan oluşmaktadır. Parçacık radyasyonunu oluşturan parçacıklar diğer yüzeylere etkidikleri gibi uydunun dışında bulunan optik yüzeylere de etkimektedirler. Farklı enerjilerde ve farklı akıcılıklarda olan protonlar optik malzemeler üzerinde birikebilmekte ya da bir atom çekirdeği ile çarpışması sonucu malzemenin yapısını bozabilmektedir. Bozunma sonucu optik malzemenin geçirme ve yansıtma özellikleri değişebilmektedir. Aynı enerjilerde elektronlar da aynı bozunmaya sebep olabilmektedirler. Güneş hücrelerinin bozunma değerlerini test etmek için genellikle 1 MeV enerjili ve $2,5 \times 10^{14}$, 5×10^{14} , $1 \times 10^{15} \text{ e/cm}^2$ akıcılıklarda protonlar kullanılması önerilmektedir [17].

Atomik oksijen-ATOX ise LEO yörüngede ve 700 km altındaki mesafelerde tanımlanan uzay ortamındaki etken bileşenlerden birisidir. Atomik oksijenin ana etkileri, özellikle oksijen ile tepkimeye giren elementleri içeren yüzeylerdeki reaktif saçılma ve yüzey erozyonu şeklinde ortaya çıkar. Atomik oksijenin ana etkilerinden biri olan erozyonun sebebi uzay aracının yörüngedeki hızı ile oksijen atomlarının arasındaki yaklaşık 8 km/s hızdan kaynaklanmaktadır [16].

Yapılan literatür incelemesinde MLA'nın güneş hücreleri üzerinde kullanılması ile ilgili

araştırmaların sınırlı olduğu görülmüştür. Güneş hücrelerinin performansını geliştiren MLA'ların tasarımı ve üretimi için birçok yol izlenebilmektedir [7, 8, 9, 10]. Bu çalışma kapsamında yürütülen araştırmalarda belirtilen uzay ortamı etkenlerine dayanıklı yani uydu güç sistemlerinde ve uydu platformlarında kullanılabilir MLA'ların nasıl üretileceği yönelik bilgi içeren özel bir literatür bulgusuna da rastlanılmamıştır. Bu durum yürütülen bu çalışmanın temel problemini oluşturmaktadır.

Bu bağlamda bu çalışmanın amacı, uydularda kullanılan çok eklemlili güneş hücrelerine yönelik yansıma önleyici özellikli MLA'ların üretilmesi için uygun bir yöntem geliştirmek ve sunmaktır.

2. MATERYAL VE METOD (MATERIAL AND METHOD)

Bu çalışmada yapılacak bir araştırmada kullanılmak üzere uydu güç sistemleri ve uydu platformlarına uygun MLA'ların tasarımına yönelik bir yöntemin geliştirilebilirliği literatüre dayalı olarak süreçler bağlamında tartışılmaktadır. Bu kapsamda yapılan literatür incelemesinde;

- Uydu güç sistemleri,
- Güneş hücreleri,
- Mikro Lens Diziler/Micro Lens Arrays- MLA,
- Uydu platformları ve uzay koşulları,
- MLA kaplı güneş hücrelerinin test süreçleri,
- Uzay ve uydu platformlarına uygunluk testleri,

hakkında kapsamlı araştırmalar yapılarak değerlendirilmelerde bulunulmuştur. Yapılan değerlendirmeler sonucunda literatüre dayalı olarak geliştirilen uzay kalifiye MLA'ların tasarım süreci, MLA için malzeme seçimi, MLA üretim yöntemi, MLA ile kaplı güneş hücrelerinin testleri ve uzay kalifikasyon testlerinin yapısal özellikleri uzman görüşleri ile birlikte uygulamaya yönelik olarak sunulmaktadır.

3. BULGULAR VE SONUÇLAR (FINDINGS AND CONCLUSIONS)

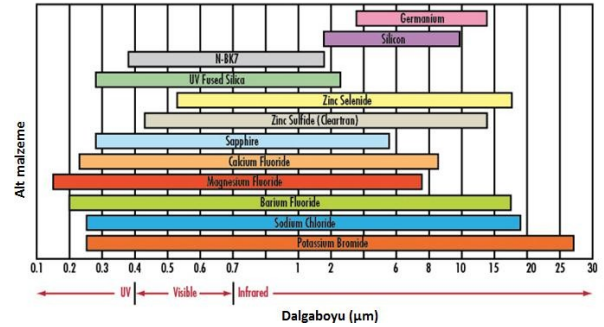
3.1. MLA Tasarımı (Designing MLA)

MLA tasarımına, malzeme seçimi ve yüzey profilini belirleyerek başlanır. Malzeme seçiminde uzay ortamı etkenlerine karşı dayanacak

malzemeler kullanılmalıdır [4]. Yüzey profilinin belirlenmesinde güneş hücreleri üzerindeki kontakların gölgeleme etkisi ve güneş hücresi yüzeyine geniş giriş açılarında gelen ışığın yansımadan hücreye girebilmesi göz önünde bulundurulmalıdır [9]. Bu kapsamda ilgili süreçlere yönelik detaylı bilgiler aşağıda sunulmuştur.

3.1.1. MLA Malzemesinin Seçimi (Selection of MLA Material)

MLA'nın üzerine düşen ışığın dalga boylarına göre geçirme ve yansıtma miktarları, üretildiği optik malzemeye göre değişmektedir (Şekil 1) [18]. Bu malzeme GaInP/GaAs/Ge güneş hücresinin çalışma dalga boyu aralığı ile uyumlu olarak seçilmelidir. Bu sayede hücrenin elektrik enerjisine dönüştüremeyeceği dalga boylarının hücre üzerine düşmesi engellenir. Dolayısıyla hücrenin bozulması, ısınması gibi etkenler engellenmiş olur [4]. Bununla beraber malzemenin uzay ortamına dayanıklı olması göz önünde bulundurulmalıdır.



Şekil 1. Optik malzemelerin geçirgenlik bölgeleri (Permeability zones of optical materials) [18]

Optik verimliliği ve ultraviyole ışığa karşı filtre sağlamasından dolayı uydu teknolojilerinde kullanılan güneş hücrelerinde standart haline gelmiş çift katmanlı kaplama olarak TiO_2/Al_2O_3 tercih edilmektedir [4]. Bu çalışmada tasarım ve üretime yönelik yönetsel bir bakış açısı oluşturmak adına MLA malzemesi olarak aynı malzemeler seçilmiştir. Belirtilen kaplama malzemeleri olan TiO_2 ve Al_2O_3 'ün kırılma katsayıları literatürde sırasıyla 2.3, 1.7 olarak verilmektedir [19].

3.1.2. MLA Yüzey Profili Oluşturulması (Performing MLA Surface Profile)

MLA malzemesinin seçilmesinden sonra MLA'nın yüzey profili, kalınlığı gibi özellikler tasarlanmaktadır. Yüzey profili silindirik, dairesel

ve altıgen gibi çeşitli geometrik şekillerde olabilmektedir. Bu tasarımda Zemax gibi kaplama ve lens programları kullanılarak lens yüzeyine düşen ışığın geçen, yansıyan miktarları ve yüzeyde oluşturduğu görüntü belirlenmektedir [20]. Güneş hücrelerinin üzerindeki kontaklar, üzerine düşen ışığı yansıtmaktadır [8]. Yüzeyde oluşan görüntünün bu kontaklar üzerinde oluşmamasına dikkat edilmelidir. Programda tasarlanan MLA profillerinden yüksek verimli olan MLA yüzey profili seçilmelidir. Seçilen yüzey profiline göre üretim sürecine geçilmelidir.

3.2. MLA Üretim Yöntemi (MLA Production Method)

MLA'nın üretimi mikro elmas tekerlek ve fotolitografi teknikleri gibi çeşitli yöntemler ile yapılmaktadır [7, 8, 9, 10]. Bu yöntemler kaplanan yüzeye, kaplanacak malzemeye ve oluşturulacak yüzey profiline göre değişmektedir. Fotolitografi teknikleri izotropik aşındırma, yeniden eritme-reflow, çok katmanlı, hibrit ve lazer ile yazma gibi farklı tekniklerdir ve MLA üretimine olanak sağlamaktadır [21]. Bu çalışmada kaplamaya dayalı üretim yapılacağından dolayı fotolitografi teknikleri ile üretim tercih edilmektedir [9]. Fotolitografi üretim yöntemleri ile hücre yüzeyine yapılacak kaplamalar, yapıştırıcıya ihtiyaç duyulmadan buharlaştırılarak yapılabilmektedir. Güneş hücresinin üzerine yapılacak kaplamalar Elektron Demeti Buharlaştırıcısı ile 10⁻⁶ torr vakumda gerçekleştirilmelidir.

MLA üretimindeki en önemli faktörlerden bir tanesi dolgu faktörü/fill factor- FF 'dir. FF , kaplanan yüzey alanının MLA alanına oranı olarak tanımlanmaktadır. Bir MLA'nın dolgu faktörünün %100'e yakın olması istenmektedir [21]. Ayrıca güneş hücresinin yüzeyine kaplama yapılacağından dolayı yüksek sıcaklıklara çıkılmadan yüzey şekillendirilmesi yapılmalıdır. Aksi takdirde hücre yapısı bozulmaktadır [13].

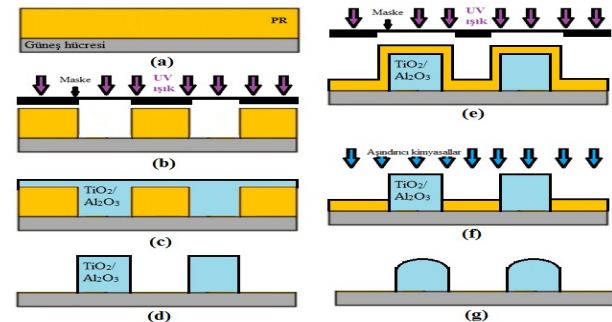
Bu çalışmada MLA kaplaması için fotolitografi tekniklerinden birisi olan izotropik aşındırma yöntemi tercih edilmektedir [21]. Bunun en önemli nedenleri nispeten ucuz olması, hücreyi yüksek sıcaklıklara maruz bırakmadan istenilen yüzey profilinin sağlanabilmesi, mükemmel küresel profili ve kaplama yoğunluğu elde edilmesi yanında lens performansının yüksek olması şeklinde sıralanabilir.

3.2.1. İzotropik Aşındırma Tekniği ile MLA Üretimi (MLA Production with Isotropic Etching Technique)

İzotropik aşındırma adından da anlaşılacağı gibi eş yönlü aşındırma demektir. Aşındırma ile üretim mantığı, aşındırılacak yüzeye açılan bir delikten veya küp bir yüzeyi izotropik aşındırma yaparak tabakanın her yönünde eşit miktarda aşındırma yapılabildiği gerçeğine dayanmaktadır [21]. Deliklerin veya kürelerin bir dizisi kullanılarak MLA oluşturulmaktadır. Hassas aşındırma işleminin zamanlaması ve sürecin köşeleri aşındırana kadar devamlılığın sağlanması ile dolgu faktörü % 100 olan MLA'lar üretilebilmektedir [21].

Öncelikle izotropik aşındırma yönteminde kullanılmak üzere tasarlanan MLA yüzey profilinin ölçülerine göre Maske Yazıcısı ile maske üretilmelidir. Daha sonra güneş hücrelerinin yüzeyi üretime göre fotorezist-PR ile kaplanmalıdır.

Şekil 2'de izotropik aşındırma tekniği ile MLA üretiminin şeması verilmektedir. Güneş hücresinin üzerine yapılacak kaplamanın kaliteli ve doğru olmasını, bununla birlikte sonradan oluşabilecek safsızlıkların engellenmesini sağlamak için güneş hücresinin yüzeyi temizlenmelidir. Güneş hücresinin üzerindeki yağları ve organikleri arındırmak için aseton, metanol, etanol ve deiyonize su kullanılmalıdır. Bu temizlikten sonra azot ile kurutma yapılarak PR kaplama için ideal bir altaş-substrade elde edilir. Temizlenmiş olan altaş üzerine Şekil 2.a'da görüldüğü gibi PR ile yatay eksende döndürülerek kaplanmalıdır. Döndürerek kaplama işleminde istenilen PR kalınlığı, döndürülme devir sayısı değiştirilerek ayarlanmalıdır [18].



Şekil 2. İzotropik aşındırma tekniği ile MLA üretimi (MLA production with isotropic etching technique)

Kaplandıktan sonra PR'nin içerisindeki çözücü kısmın buharlaşmasını sağlamak için ön ısıtma

yapılmalıdır. Alttaşı ısıtma tablasında malzemeye uygun ısıl işleme tabi tutulmalıdır. Daha sonra maske deseninin hücre yüzeyine aktarılması için pozlama işlemi gerçekleştirilmelidir. Maske üzerindeki desen Maske Hizalayıcı sistemi ile pozlama yapılarak PR üzerine aktarılır. Pozlama işlemi genel olarak UV kaynağı ile yapılmaktadır. Şekil 2.b'de gösterildiği gibi pozlama işlemi sonrası PR ile kaplı olan alttaşı yüzeyi çözücü solüsyon ile banyo edilerek geliştirilmektedir. Bu işlem ile PR'in pozitif/negatif olmasına göre pozlamaya maruz kalan kısımları kaldırılır/sertleştirilir ve maske deseni alttaşı üzerine aktarılmış olur. Desenin üzerine Elektron Demeti Buharlaştırıcısı ile Şekil 2.c'deki gibi TiO_2/Al_2O_3 ile kaplanır. Daha sonra PR kaldırma işlemi ile Şekil 2.d'deki gibi kare şeklindeki kaplama elde edilmektedir. Devamında MLA'nın yüzey profilinin elde edilmesi ve diğer yüzeylerin zarar görmemesi için tekrar PR ile kaplanmalıdır. Bu işlemden sonra Şekil 2.e'deki gibi daha geniş bir maske ile pozlanarak, aşındırılacak yüzeylerden PR'nin kaldırılması sağlanmalıdır. Böylelikle MLA'nın yüzey profili izotropik olarak aşındırılarak MLA oluşturulacak yüzeyler elde edilecektir. Şekil 2.f'de TiO_2/Al_2O_3 kaplama üzerindeki kimyasallar ile yapılan izotropik aşındırma görülmektedir. Aşındırma sonrası PR'nin tamamen kaldırılması ile Şekil 2.g'de görülen güneş hücresi üzerindeki kaplamanın MLA yüzey profiline sahip olması sağlanmalıdır. Tüm işlemler sonucunda bu çalışma için seçilen TiO_2/Al_2O_3 malzemesinden oluşan yansıma önleyicili MLA ile kaplı güneş hücresi elde edilecektir.

Tasarım ve üretim sürecinin ardından MLA kaplı güneş hücresine yönelik test süreçleri yürütülmelidir.

3.3. Test Süreçleri (Testing Processes)

Güneş hücrelerinin test edilmesi farklı şekillerde ve farklı parametrelere göre yapılabilmektedir. Bu çalışmada MLA kaplamasının güneş hücresinin performansına etkileri de göz önünde bulundurulmaktadır. Bundan dolayı bu çalışmada önerilen yöntemle üretilecek MLA kaplı güneş hücresi ile aynı yansıma önleyici malzemelerle düz plaka şeklinde kaplanan uzay kalifiye güneş hücreleri karşılaştırılmalıdır. Bu sayede MLA deseninin güneş hücresinin performansına etkileri daha kapsamlı incelenebilecektir.

Bir güneş hücresinin uzay kalifikasyon testleri ise güneş hücresinin uzay ortamında maruz kalacağı radyasyon, vakum, termal döngü ve atomik oksijen gibi etkenler laboratuvar ortamlarında oluşturularak gerçekleştirileceği gibi ülkelerin alt yapı ve teknolojik imkanlarına göre uydular üzerinde doğrudan uzaya gönderilerek de yapılabilmektedir [22]. Güneş hücrelerinin uzay kalifiye olup olmadığı bu etkenlere maruz kaldıktan sonraki davranışlarına göre belirlenmektedir. Bu testler Amerika Uzay ve Havacılık Enstitüsü-AIAA'nın belirlediği AIAA S-111A-2014 standartlara göre yapılabilmekte ve değerlendirilebilmektedir [17]. Ayrıca uydunun çalışacağı yörüngeye göre uzay ortamı etkenleri benzetilip, MLA kaplı güneş hücresi ile uzay kalifiye güneş hücresinin bu etkenler altındaki davranışları karşılaştırılarak da değerlendirilebilmektedir.

Bu çalışma içerisinde uzay kalifiye güneş hücreleri ile aynı etkenlere maruz kaldıktan sonraki performans değişimleri karşılaştırılarak değerlendirme yapılmaktadır. Her test için farklı hücre kullanılacağından yeterli sayıda hücre üretimi yapılmalıdır.

Bir güneş hücresinin performansı farklı parametrelerle tanımlanmaktadır. Bu parametreler; kısa devre akımı – I_{SC} , açık devre gerilimi – V_{OC} , maksimum güç noktası – P_{mpp} , güneş hücresi dolum faktörü – FF_{GH} ve verim – η olarak kabul edilmektedir.

I_{SC} , güneş hücresinin aydınlatılarak bağlantı uçlarının kısa devre edilmesi ile ($V=0$) oluşturulan akım değeridir. Aynı zamanda güneş hücresinin ulaşabileceği maksimum akım değeridir.

V_{OC} , güneş hücresinin aydınlatılarak bağlantı uçları arasında herhangi bir devre tamamlayıcı elemanın bağlanmaması durumundaki ($I=0$) gerilim değeridir. Bu değer iki uç arasındaki maksimum gerilim farklılığı değeridir.

P_{mpp} , güneş hücresinin I ve V değerlerinin çarpımının en büyük değerini aldığı yani gücün en yüksek olduğu zamanki noktadır. Doğal olarak V_{OC} ve I_{SC} değerlerinde güneş hücresinden güç elde edilememektedir.

FF_{GH} , güneş hücresi içindeki seri dirençlerin ölçümü ve $I-V$ eğrisinin altındaki en büyük alandır. Güneş hücresinin dolum faktörünün yüksek

olması hücrenin seri direncinin az olduğu, bundan dolayı mevcut akımın az bir kısmının ısı olarak kaybolacağı anlamına gelmektedir. FF_{GH} Denklem 1’de tanımlanmaktadır.

$$FF_{GH} = \frac{P_{mpp}}{V_{OC} \times I_{SC}} \quad (1)$$

η , güneş hücrelerinin performans değeri olarak tanımlanmaktadır. P_{max} ’ın, güneş hücresinin üzerine düşen ışınımın gücü P_{in} ’e oranıdır. Denklem 2’de A_{GH} , güneş hücresinin alanı, $P_{ışınım}$ ise gelen ışınım şiddetidir.

$$\eta = \frac{P_{max}}{P_{in}} \times 100 = \frac{I_{SC} \cdot V_{OC} \cdot FF_{GH}}{A_{GH} \cdot P_{ışınım}} \quad (2)$$

Güneş hücreleri üzerine düşen ışınımın ne kadarını elektrik enerjisine dönüştürebiliyorsa o kadar verimlidir.

Öncelikle her iki güneş hücresi de AM0 şartlarına sahip güneş simülatörü altında ölçümleri yapılarak performansları hesaplanmalıdır [16, 17]. Bu ikisi arasındaki fark MLA kaplamanın güneş hücresi üzerindeki etkisini gösterecektir. Ayrıca bu performans değerleri her iki hücre içinde başlangıç değeri olarak kabul edilmektedir. Uzay kalifikasyonu için yapılması öngörülen testlerin başlıca olanları ise aşağıda belirtilmektedir.

Çalışmanın giriş bölümünde belirtilen radyasyona maruz bırakma testleri proton ve elektron tanecikleri kullanılarak yapılabilmektedir. Hücrenin davranışlarının incelenmesi açısından etkisi daha büyük olan proton radyasyon testi yapılması ön görülmektedir [16, 17]. $I-V$ testleri yapılan hücreler, farklı enerji seviyelerinde ve farklı akıcılıklarda olan proton demetlerine maruz bırakılmalıdır. Ardından tekrar AM0 ortamında 28 °C’de tekrar $I-V$ testleri yapılmaktadır [17]. Hücrelerin maruz bırakıldığı proton radyasyon değerleri Tablo 1’de verilmektedir. Her hücrenin kendi içerisinde $I-V$ değerleri karşılaştırılıp hücredeki meydana gelen tahribatın düzeyi hakkında enerji seviyelerine ve akıcılıklarına göre değerlendirilmesi yapılmalıdır. Devamında MLA ile kaplanan hücre ile uzay kalifiye hücrenin değerleri karşılaştırılıp tartışılmaktadır.

ATOX testleri ise oksijen plazması oluşturularak gerçekleştirilmelidir [23]. Öncelikle MLA ile kaplı güneş hücreleri ile uzay kalifiye hücrelerin AM0 koşullarında 28 °C’de $I-V$ testleri yapılmaktadır.

Daha sonra hücreler Tablo 2’de belirtilen ATOX ortamına maruz bırakıldıktan sonra tekrar AM0 altında 28 °C’de $I-V$ testleri gerçekleştirilmektedir. Sonuçlar öncelikle aynı tür hücreler içerisinde daha sonra MLA ile kaplı hücre ile uzay kalifiye hücreler arasında kıyaslanıp değerlendirilmektedir.

Tablo 1. Hücrelerin maruz kalacağı proton radyasyon değerleri (Proton radiation values that cells will be exposed to) [17]

Sıra	Enerji, MeV	Akıcılık, e/cm ²		
1	1	5x10 ¹⁰	5x10 ¹¹	1x10 ¹²
2	1	2,5x10 ¹⁴	5x10 ¹⁴	1x10 ¹⁵
3	3	1x10 ¹¹	1x10 ¹²	1x10 ¹³

Tablo 2. Hücrelerin maruz kalacağı ATOX değerleri (ATOX values that cells will be exposed to) [23]

Sıra	ATOX miktarı (atom/cm ²)	Ortalama ışın hızı (km/s)	Basınç (Torr)	Sıcaklık (°C)
1	1x10 ²⁰	7	10 ⁻⁴	28
2	1x10 ¹⁶	7	10 ⁻⁴	28
3	1x10 ¹²	7	10 ⁻⁴	28

Güneş hücrelerinin yörüngedeki sürekli değişen sıcaklıklara maruz kalması sonucu performans değerindeki değişim de incelenerek test edilmelidir. Her aşamada olduğu gibi MLA ile kaplı güneş hücresi ile uzay kalifiye hücrelerin AM0 altında 28 °C’de $I-V$ testleri yapılmalıdır. Daha sonra hücreler Tablo 3’de belirtilen termal döngü ve vakum değerlerine maruz bırakılmalıdır. Hücreler tüm termal döngüye maruz kaldıktan sonra test edilebildikleri gibi belli periyotlarla belirlenecek mola noktaları ilave edilerek de test edilebilmektedirler [17]. Bu çalışma da her 10 döngü sonrası hücrelere AM0 altında 28 °C’de $I-V$ testleri yapılması öngörülmektedir. Toplamda 50 döngüye maruz kalan ve 6 adet $I-V$ değerleri alınan hücrelerin sonuçları öncelikle aynı tür hücreler içerisinde daha sonra MLA ile kaplı hücre ile uzay kalifiye hücreler arasında kıyaslanıp değerlendirilmesi önerilmektedir.

Tablo 3. Termal döngü değerleri (Thermal cycle values) [16]

Termal Döngü (°C)	Basınç (Torr)
-50/125	10 ⁻⁵

Uzay kalifikasyon testleri hem sayısal sıklık hem de çeşitlilik açısından artırılabilir. Ayrıca uydu fırlatılmadan önce alt sistemlerinin tamamen

birleştirilerek test edildiği de düşünülürse oldukça fazla test geliştirilebilir. Ancak güneş hücresinin performans gelişimi baz alındığı için öncelikle bu çalışma kapsamındaki testler önerilmektedir. Bu değerlendirmeler sonucunda MLA ile kaplı güneş hücresi ile uzay kalifiye güneş hücresinin değerleri birbiri ile örtüşüyorsa üretim uzay kalifiye gerçekleşmiş denebilmektedir.



Tasarlanacak uydu güç sistemlerine yönelik uzay kalifiye MLA üretimi için bu çalışma ile önerilen sistematığın gerektirdiği test ortamları tasarlanabilir olmakta birlikte, radyasyon testi ve termal döngü testleri gibi testler için köklü alt yapılar gerekmektedir. Bu bağlamda uzay kalifiye MLA üretimi için alan uzmanları ile yapılan görüşmelerde Bilkent Üniversitesi, TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsü, Türkiye Atom Enerjisi Kurumu gibi kurumların alt yapılarından yararlanabileceği belirtilmektedir. İlgili uzmanlar tarafından ayrıca Ülkemizdeki laboratuvarların test aralıkları dışında kalan testler için yurtdışı laboratuvar imkânlarından yararlanılabileceği belirtilmektedir.

KAYNAKÇA (REFERENCES)

- [1] Fortescue, P., Stark, J., Swinerd, G., *Spacecraft Systems Engineering*, West Sussex: John Wiley & Sons, 2004.
- [2] Patel M.R., *Spacecraft Power System*, London: CRC Press, 2005.
- [3] Aydın, K., «Uydu entegre güç ve yönelim kontrol sistemlerinde kullanılacak bir volanlı enerji depolama biriminin tasarımı ve gerçekleşmesi», *Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, 2010.
- [4] Iles, P.A., «Evolution of space solar cells,» *Solar Energy Materials & Solar Cells*, cilt 68, pp. 1-13, 2001.
- [5] Iles, P.A., «Photovoltaic Conversion: Space Applications,» *Encyclopedia of Energy*, cilt 5, pp. 25-33, 2004.
- [6] Flood, D.J. ve Weinberg, I., «Advanced Solar Cells for Satellite,» *NASA Technical Memorandum 106777*, 1994.
- [7] Xie, J., Wu, K., Cheng, J. ve arkadaşları, «The micro-optic photovoltaic behavior of solar cell along with microlens curved glass substrate,» *Energy Conversion and Management*, cilt 96, pp. 315-321, 2015.
- [8] Nam, M., Kim, K., Lee, J. ve arkadaşları, «Concentrating microlens array mounted on an InGaP/GaAs/Ge solar cell for photovoltaic performance enhancement,» *Solar Energy*, cilt 91, p. 374–380, 2013.
- [9] Tseng, J.K., Chen, Y.J., Pan, C.T., ve arkadaşları, «Application of optical film with micro-lens array on a solar concentrator,» *Solar Energy*, cilt 85, p. 2167–2178, 2011.
- [10] Chen, C.H., Juan, P.C., Liao, M.H., ve arkadaşları, «The effect of surface treatment on omni-directional efficiency of the silicon solar cells with micro-spherical texture/ITO stacks,» *Solar Energy Materials & Solar Cells*, cilt 95, p. 2545–2548, 2011.
- [11] «Optics and photonics - Microlens arrays - Part 1: Vocabulary,» *ISO 14880-1:2016*, 2016.
- [12] Pritchard, J., Simon, K., Dowd C., ve arkadaşları, «Solar power concentrators for space applications,» *Pam Review: Energy Science & Technology*, cilt 3, pp. 1-26, 2016.
- [13] Jakhar, S., Soni, M.S., ve Gakkhar, N., «Historical and recent development of concentrating photovoltaic cooling technologies,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, cilt 60, pp. 41-46, 2016.
- [14] Menteş, E. , «Kompozit 3U küp uyduların yapısal analiz ve tasarımları,» *Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul*, 2015.
- [15] Lisbona, E.F., «Calibration, Testing, and Monitoring of Space Solar Cells,» *Practical Handbook of Photovoltaics (Second Edition), Chapter IIA-2*, 2013, pp. 502-519.
- [16] Wernham, D., «Optical Coatings in Space,» *Proc.. SPIE*, cilt 8168, 2011.
- [17] The American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA), «Qualification and Quality Requirements for Space Solar Cells (AIAA S-111A-2005),» *AIAA Standards*, 2005.
- [18] H. Soykuvvet, «İki yönlü yanal etki algılayıcı optik sistem tasarımı ve bu sistemin operasyonel kullanımı ile ışımaya kaynaklarının konumlarının bulunması,» *Yüksek Lisans Tezi, Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara*, 2015.
- [19] Kanda, H., Uzum, A., Harano, N., ve arkadaşları, «Al₂O₃/TiO₂ double layer anti-reflection coating film for crystalline silicon solar cells formed by spray

pyrolysis.» *Energy Science and Engineering*, cilt 4, pp. 269-276, 2016.

- [20] Hayashi, N., Inoue, D., Matsumoto, M., ve arkadaşları, «High-efficiency thin and compact concentrator photovoltaics with micro-solar cells directly attached to a lens array,» *Optics Express*, cilt 23, pp. 594-603, 2015.
- [21] Akatay, A.A., «Beam steering using microlens arrays,» *Yüksek Lisans Tezi, Koç Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul*, 2006.
- [22] Myers, M.G., Wolford, D.S., Prokop N.F. ve arkadaşları, «NASA Glenn research center solar cell experiment onboard the international space station,» *43rd IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Portland, 2016.
- [23] De Rooij, A., «Corrosion in Space,» *Encyclopedia of Aerospace Engineering*, pp. 1-15, 2010.
- [24] Keser, Ö.F., Yenisoy, A., İdare, B., «Development of anti-reflective micro lens arrays for multi junction solar cells used on satellite platforms,» *ISITES, 4th International Symposium on Innovative Technologies in Engineering and Science*, Antalya, 2016.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X		
	Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 12.12.2016		
	<u>Kabul/Accepted</u> 20.04.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.276721	

QoS-driven pricing policy for cognitive radio networks

Tuğrul Çavdar^{*1}, Zhaleh Sadreddini²

ABSTRACT

Recently, a large amount of spectrum and bandwidth are demanded by mobile network operators (MNOs) in order to obtain the high data rates quality of service (QoS). For optimal spectrum utilization for better efficiency, MNO should handle unused spectrums through a convenient spectrum management. Significantly, MNOs should trade-off among the proposed QoS, service pricing and secondary users' (SUs) satisfaction. In this study, adaptive spectrum management based on the requesting SUs' (RSUs) QoS requirement is proposed in cognitive radio network (CRN). QoS-driven pricing policy is developed so that MNO charges RSUs fairly while improving spectrum utilization and network revenue (NR) efficiency in the long term. Simulation results illustrate the RSUs charging strategy based on dynamic switch system in off-peak and peak hours.

Keywords: Cognitive Radio Networks, Spectrum Management, Pricing Policy, QoS Satisfaction

Bilişsel radyo ağlar için servis kalitesini esas alan fiyat politikası

ÖZ

Son zamanlarda, gezgin ağ operatörleri (MNO), yüksek veri hızı ve servis kalitesi (QoS) sağlamak için yüksek miktarda spektrum ve bantgenişliğine ihtiyaç duymaktadırlar. Spektrumun daha etkin ve optimum kullanımı için MNO, uygun bir spektrum yönetimi üzerinden kullanılmayan bantları sevk ve idare eder. MNO, önerilen servis kalitesi, servis fiyatı ve ikincil kullanıcıların memnuniyeti arasında bir denge kurması çok önemlidir. Bu çalışmada, bilişsel radyo ağlar için, spektrum isteğinde bulunan ikincil kullanıcıların (RSU) servis kalitesine dayalı olan uyarlanabilir bir servis yönetimi önerilmektedir. MNO, uzun vadede kendi ağ gelirini ve spektrum kullanımını iyileştirirken RSUlar arasında da spektrum kullanımına bağlı olarak adil bir ücretlendirme yapmasını sağlayan QoS-esas alan bir fiyat politikası geliştirilmiştir. Yoğun ve yoğun olmayan saatlerde dinamik anahtarlama sistemine dayalı RSU ücretlendirme stratejilerinin benzetim sonuçları verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Bilişsel Radyo Ağlar, Spektrum Yönetimi, Ücretlendirme Politikası, Servis Kalitesi Memnuniyeti

* Corresponding Author

¹ Faculty of Engineering, Computer Engineering Department, Karadeniz Technical University, Trabzon, Turkey – ulduz@ktu.edu.tr

² Faculty of Engineering, Computer Engineering Department, Karadeniz Technical University, Trabzon, Turkey

1. INTRODUCTION

With the rapid increasing of using wireless communication, requirement for unused radio spectrum has been more significant. Regarded as convenient technology, cognitive radio (CR) offers the possibility to increase the spectrum efficiency. Thereby, CR senses the licensed unused spectrums which are to be used by SUs with optimal QoS Satisfaction Level (QSL) [1], [2].

Spectrum management, sharing, sensing, and moving are intensively researched to provide QSL in different radio access technologies (RATs) [1], [3]. Authors in [4] design data pricing and spectrum allocation algorithm for using in CRN by formulating a Stackelberg game. In [5], Authors proposed an adaptive decision-making optimization scheme (ADMS) for CRN with multiple sub-carriers. In [6], the charging and resource management policy based on reducing the network call blocking ratio (CBR) and the call dropping ratio (CDR) is implemented. In this policy, customer will be charged based on the requesting bandwidth market price (BMP). The cooperative spectrum sharing between the primary user (PU) and CRNs is studied in [7]. In order to benefit from the cooperation between PU and SUs, a Nash bargaining problem is modeled. In [8], User Spectral Efficiency (USE) for cellular networks is presented by using data from 4 different MNOs from different parts of the world. Finally in [9], a spectrum utility model is used to allow a user to make trades among some attributes such as spectrum capacity, monetary cost, and interference potential.

In fact, each RSU has different QoS needs, despite which MNO should find a way to meet their demands. Providing the highest QSL, MNO can attract RSUs to use the spectrum and maintain their demand for the future use. Thus, both RSUs and network attributes should be considered as important parameters in QSL based charging policies which are not completely implemented in the above mentioned works.

As [1] describes about the related open research issue in section VII.A and VII.C., this work presents a QoS-Driven pricing policy to optimize the long term income of the network from MNO's point of view and to motivate RSUs with providing high QSL. The policy charges Accepted RSUs (ARSUs) differently based on their QoS

requirement in each time instant. Adaptive charging by MNO will increase the network efficiency as some RSUs may pay a higher price for better service, whereas others may request a lower QoS in return for a cheaper price.

The proposed pricing policy is implemented in our previous framework, Instant overbooking framework for CRN (IOFCR) [10]. The main part of this work is providing optimal spectrum allocation via providing high RSUs QSL and balance the total revenue (TR) in both off-peak and peak hours based on dynamic switch system in the long term [11].

The rest of the paper is organized as follows. In section II, spectrum management system model is presented. In section III, Pricing policy functionality is classified as two main part, IOFCR and QoS-Driven pricing policies. Then, simulation results are shown in section IV. Finally, conclusion and the future works are discussed in section V.

2. SYSTEM MODEL

QSL-Driven pricing policy can allocate the amount of spectrums to RSUs according to their QoS requirement. In this model, the main part of spectrum allocation will be handled by MNO via CRN technology as shown in Fig. 1. According to the spectrum allocation system model (Fig. 1) PUs can use the spectrums whenever sensed. However, SUs should request a spectrum; MNO will check whether there is a free spectrum (FS) bands in the network or not. If available, MNO will allocate spectrum license to ARSUs. For more detail, Fig. 2 illustrates MNO activity at each time instant. Accordingly, each RSU sends its spectrum band request to MNO in each time instant t_i . MNO calculates the FS status that is formulated as

$$FS(t_i) = \varphi - [|L_{PU}(t_i)| + |L_{ASU}(t_i)|] \quad (1)$$

where φ is the total number of licensed spectrums kept by MNO, $L_{PU}(t_i)$ and $L_{ASU}(t_i)$ are the lists of PUs and active SUs (ASUs) at time instant t_i , respectively [10].

After FS calculation at t_i , spectrum availability will be evaluated by four main cases:

$$\begin{aligned} \text{Case 1:} & \quad |L_{RSU}(t_i)| \leq FS(t_i) \\ \text{Case 2:} & \quad 0 \leq FS(t_i) < |L_{RSU}(t_i)| \\ \text{Case 3:} & \quad 0 \leq FS(t_i) < |L_{PU}(t_i)| \end{aligned}$$

Case 4: $|L_{pu}(t_i)| = \varphi$

According to case1 and 2, in the next step of the Fig. 2, MNO offers the spectrum price based on RSU’s QoS requirement. Therefore, MNO should consider some important attributes of RSUs in pricing policy. The pricing policies strategy is introduced in Section 3. If the RSU agrees with the calculated price, spectrum allocation status will be started.

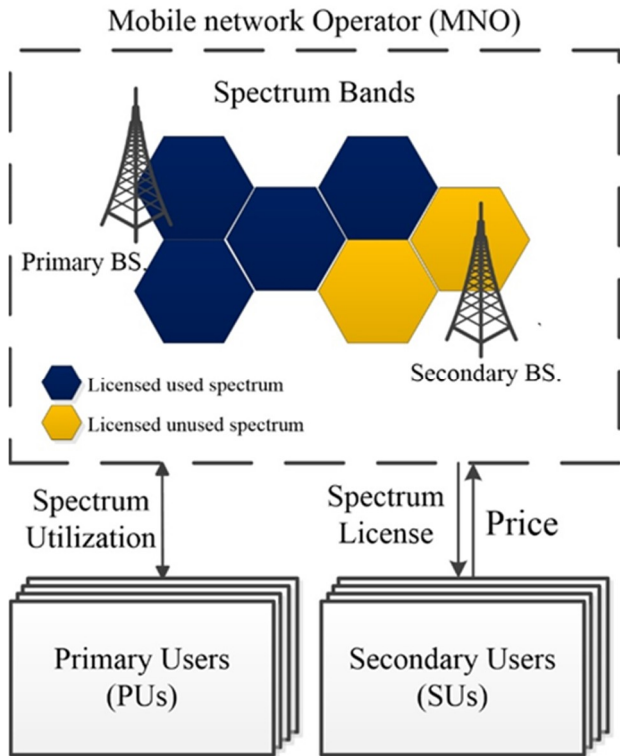


Fig. 1. Spectrum management system model

With regard to the next step in Fig. 2, ASU remain service time (ASU_RST) will be calculated for each ASU as follows

$$ASU_RST(t_i) = TotalReqST - TI(t_i) \tag{2}$$

where $TotalReqST$ is the total requested service time by RSU and $TI(t_i)$ shows the i^{th} time instant. If $ASU_RST(t_i) <> 0$ and case 3 are occurred simultaneously, it means that some PUs are sensed and MNO has to reject some ASUs. But, if $ASU_RST(t_i) = 0$ and case 3 are occurred, MNO will eliminate the finished ASUs (FASUs) from the ASUs’ list and PUs kept using the service. All these steps will be continued until the end of the total time intervals (TTI).

3. PRICING POLICY FUNCTIONALITY

3.1. IOFCR Pricing Policies

In our previous works [10], [11], three different pricing policies are implemented as follows:

- Fixed pricing policy: MNO charges all ARSUs with the same price as P_{base} .
- Flexible pricing policy: This policy prioritizes the ARSU spectrum request time, in which booking price varies with respect to request order in time domain. It is denoted by p_{flex} that is set as Equation (3).

$$p_{flex} = \begin{cases} p_{base} * (1 - r), & \text{if } t_{req} < -\sigma \\ p_{base}, & \text{if } -\sigma \leq t_{req} \leq +\sigma \\ p_{base} * (1 + r), & \text{if } t_{req} > +\sigma \end{cases} \tag{3}$$

where σ is the standard deviation (SD) during t_i and t_{i+1} time instants and t_{req} is the ARSU booking demand time, and r is the booking price constant as $0 \leq r \leq 1$.

- Adaptive pricing policy: In this policy, the spectrum price is depends on the number of available FSs at time instant t_i . $p_{adaptive}$ is shown as follow

$$p_{adaptive} = p_{base} * \left(1 + \frac{\varphi}{FS(t_i) * 100}\right)^2 \tag{4}$$

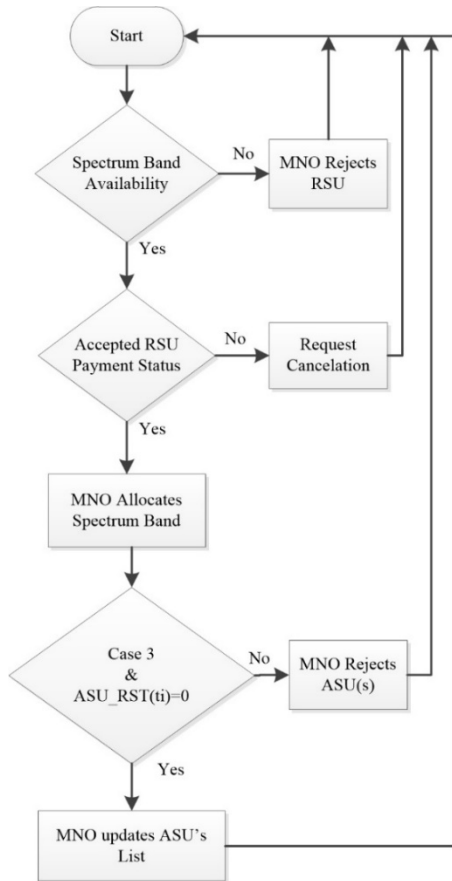


Fig. 2. Time instant spectrum requesting by RSU

3.2. QoS-Driven Pricing Policy

In this section, the QoS-Driven pricing policy is implemented. At first, MNO should consider RSUs attributes. In this model, some important RSU attributes are introduced as follow:

- Requested service time (*ReqST*): shows the amount of time instants RSUs want to be active in the network.
- Requested bandwidth level (*ReqBW*): shows the amount of bandwidth RSUs want to use during *ReqST*. In this paper, bandwidth is classified to four different level as Table 1.
- Rejected ratio (*RR*): This attribute shows the history of how many times RSUs were rejected by MNO in the previous ASUs situation in the network.

Table 1. Bandwidth level classification

Bandwidth level	Bitrate (Mb/s)
Excellent	16
High	8
Normal	4
Low	2

At time instant t_i , each RSU must determine *ReqBW*, *ReqST* attributes value during requesting process. On the other hand, if RSUs have *RR*, it should be defined simultaneously. Because, QoS-Driven Pricing Policy will charge ARSU based on the above mentioned attributes, and also based on the number of RSUs in current time instant that presents the traffic load (*TL*) of the network. Therefore, MNO should calculate *TL* in each time instant t_i that is assumed as follows

$$TL(t_i) = (|L_{PU}(t_i)| + |L_{ASU}(t_i)|/\varphi)\% \tag{5}$$

TL will be classified into two categories such as high and low presenting peak and off-peak hours, respectively. According to this classification, pricing function will be presented as Equation (6) for each ARSU.

$$P_{ARSU_j}(t_i) = P_{base} \times R_{QoS_j}(t_i) \tag{6}$$

where P_{base} is the basic default price of each spectrum, the maximum value of j is the total number of ARSU as $j = [1, |L_{ARSU}|]$. On the other hand, $R_{QoS_j}(t_i)$ is the QoS ratio of the j th ARSU at time instant t_i that is presented as Equation (7).

$$R_{QoS_j}(t_i) = \begin{cases} (1 + (ARSU_j(ReqST) \times ARSU_j(ReqBW))) \times (1 - ARSU_j(RR)), & \text{if } TL == \text{high} \\ (1 + (ARSU_j(ReqST) \times ARSU_j(ReqBW))^{\frac{1}{2}}) \times (1 - (ARSU_j(RR))^2), & \text{if } TL == \text{low} \end{cases} \tag{7}$$

where it has a direct effect in increasing or decreasing $P_{ARSU_j}(t_i)$ according to the ARSUs QoS requirement via *ReqST*, *ReqBW* and *RR* in both off-peak and peak hours.

When *TL* is high, the assumption of MNO is that the total revenue (*TR*) is high. RSUs attributes play an important role in calculating the discounted price of ARSUs. On the other hand, when *TL* is low, it proves that there aren't enough PUs and ASUs in the network. Therefore, the *TR* will probably be low. So, MNO try to decrease the effects of ARSUs attributes in calculating $P_{ARSU}(t_i)$. For instance, if ARSU wants the maximum *ReqBW* and *ReqST* in low *TL*, MNO charges the ARSU with the lowest observed effect level of its attributes. In this case, though ARSUs pay more, their QSL will be high based on achieving high demanded *ReqST* and *ReqBW*.

Algorithm 1: Dynamic Switch System

```

1. while ( $t_i < TTI$ ) begin
2.    $FS(t_i) \leftarrow \varphi - [|L_{PU}(t_i)| +$ 
 $|L_{ASU}(t_i)|]$ ;
3.   if  $FS(t_i) > 0$  then
4.     if  $TL$  is low then
5.        $ObLimit = No-ObPolicy(FS(t_i));$ 
6.        $P_{ARSU_j}(t_i) = P_{base} \times \left( 1 + \right.$ 
 $\left. (ARSU_j(ReqST) \times ARSU_j(ReqBW))^{\frac{1}{2}} \right) \times$ 
 $(1 - (ARSU_j(RR))^2);$ 
7.     elseif  $TL$  is high then
8.       switch Overbooking_Policy
9.         case 1
10.         $ObLimit = SLPolicy(FS(t_i));$ 
11.        case 2
12.         $ObLimit = RBPoly(FS(t_i));$ 
13.        case 3
14.         $ObLimit = PBPoly(FS(t_i));$ 
15.       end switch;
16.        $P_{ARSU_j}(t_i) = P_{base} \times \left( 1 + \right.$ 
 $\left. (ARSU_j(ReqST) \times ARSU_j(ReqBW)) \right) \times (1 -$ 
 $ARSU_j(RR));$ 
17.     end if;
18.   end if;
19. end while;
```

To sum up, Algorithm 1 shows the dynamic switch system depends on off-peak and peak hours based on the TL . In off-peak hours, No-ObPolicy functionality is applied [11]. In the proposed method, MNO charges ARSUs in reasonable way via $P_{ARSU}(t_i)$ in comparison with the previous pricing policy. In peak hours, MNO applies overbooking strategy [12], [13] to keep all RSUs in the system for both reasons; SUs satisfaction and increasing the TR. There are three different overbooking policies implemented in IOFCR such as risk based (*RB*), service level (*SL*) and probability based (*PB*) overbooking policies [14]. Algorithm 1 will run until the end of the TTI.

4. SIMULATION RESULTS

In this section, evaluation of different pricing policies in off-peak and peak hours is shown in terms of network revenue (NR) and QoS satisfaction level (QSL). Capacity is set to 100 and the framework is run for 1000 TTL for 20 times. The simulation results show the average standard

deviation (SD) and some important parameters in following Table 2 to Table 4 and Fig. 3.

Table 2 presents the TR of the IOFCR pricing policies in comparison with QoS-Driven pricing policy in both peak and off-peak hours. Obviously, TR in off-peak hour is higher than peak hours. In both fixed and flexible pricing policies, TR is the same value as 56500 and 20200 in off-peak and peak hours, respectively (Table 3 will prove the reason for it). However, QoS-Driven TR cannot exceed the IOFCR pricing policies. Because, QoS-Driven policy's strategy is based on RSUs attributes which have a direct effect on ARSUs calculated price. Thus, during the average 1000 TTI, it is almost impossible to show the benefits of the QoS-Driven pricing policy. The benefit of using the proposed pricing policy will be proved in the long term with getting high QSL of RSUs as it is shown in details in Table 3.

Table 3 is captured in the time instant t_{100} which shows the calculated payment price via the four mentioned pricing policies. In fixed pricing policy, all of the payment is fixed as $P_{base} = 100$. In flexible pricing policy, MNO keeps balance among ARSUs based on the SD during t_i and t_{i+1} time instants. However, the TR at the end of the each time instant will be the same for both fixed and flexible pricing policy. As calculated price in adaptive pricing policy is just variable according to each time instant, it is fixed as 106 during t_{100} and t_{101} time instants. Therefore, high RSUs demand in the short term leads to a setback in the system in which adaptive pricing policy works like a fixed pricing policy. Finally, QoS-Driven pricing policy shows the variable prices for each one of ARSUs in t_{100} . For more description Table 4 illustrates ARSUs attributes' value in t_{100} . For instance, the third ARSU has 0.95 RR, 0.25 *Req-BW*, and 0.651 *Req-ST*. The payment price by $ARSU_3$ via QoS-Driven is the minimum one in the Table 3 as 11. Because, $ARSU_3$ had the almost 95% RR and in this case MNO charges ASRU for getting high QSL with the lowest price payment. On the other hand, the first ARSU charges with the maximum price by QoS-Driven policy among all pricing policies as 121. Likewise, $ARSU_1$ had 32% RR and he requests almost the high bandwidth in comparison with other ARSUs. In this case MNO charges the highest price for high NR. As a result, MNO keeps balance between NR and QSL in setting appropriate price for each ARSUs.

Finally, Fig. 3 presents the standard derivation (*SD*) of the IOFCR pricing policies in comparison with QoS-Driven pricing policy in 10 time intervals. Fixed pricing policy's SD is 0 as it is fixed during all time intervals. QoS-Driven policy shows the highest SD which proves the variability of the price based on the ARSUs attributes. Even though, QoS-Driven pricing policy's NR does not exceed another pricing policies' NR in 1000 TTI, the benefits of using the proposed policy will be seen in the long term with getting the highest RSUs' QSL.

Table 2. The total revenue (TR) based on PU and SU activity ratio

Pricing Policies		TR based on PU and SU activity	
		Off-Peak hour	Peak hour
IOFCR pricing policies	Fixed	56500	20200
	Flexible	56500	20200
	Adaptive	58740	21242
QoS-Driven		52690	18014

Table 3. Calculated payment price for ARSUs in t_{100}

Pricing Policies	ARSUs payment value according to their ID in t_{100}							
	1	2	3	4	5	6	7	8
Fixed	100	100	100	100	100	100	100	100
Flexible	80	80	100	100	100	100	120	120
Adaptive	106	106	106	106	106	106	106	106
QoS-Driven	121	102	11	30	116	42	104	94

Table 4. ARSUs attributes in t_{100}

ARSUs Attributes	ARSUs Attributes Value according to their ID in t_{100}							
	1	2	3	4	5	6	7	8
RR	0.32	0.19	0.95	0.86	0.09	0.81	0.29	0.28
Req-BW	1	0.5	0.25	0.25	0.25	1	0.25	0.5
Req-ST	0.35	0.11	0.65	0.63	0.71	0.24	0.55	0.04
	6	8	1	4	3	4	9	7

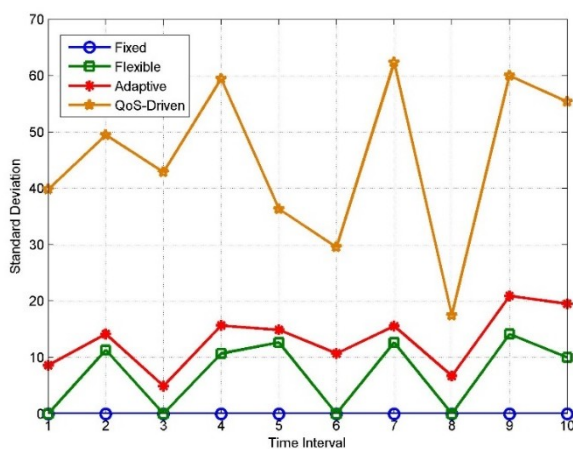


Fig. 3. Standard Deviation (SD) of the pricing policies in 10 time intervals

5. CONCLUSIONS


In this paper, QoS-Driven pricing policy is implemented in dynamic switch for cognitive radio networks. In the proposed method, MNO charges RSUs fairly while improving spectrum utilization and network revenue (NR) efficiency in the long term by providing high QSL. The results of different pricing policies in off-peak and peak hours are given in terms of NR and QSL. In the future work, authors are planning to design different pricing utility functions based on secondary and primary users' QoS requirements. Also, the analysis of implemented pricing policies in different radio access technology (RAT) via licensed shared access (LSA) and cognitive radio (CR) facilities in LTE-A network.


REFERENCES

- [1] G. I. Tsiropoulos, O. A. Dobre, and M. H. Ahmed, "Radio resource allocation techniques for efficient spectrum access in cognitive radio networks," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 1, pp. 824-847, firstquarter 2016.
- [2] F. Akyildiz, W. Lee, M. C. Vuran, S. Mohanty, "Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: a survey," *Computer Networks*, vol. 50, pp. 2127-2159, 2006.
- [3] E. Z. Tragos, S. Zeadally, A. G. Fragkiadakis, and V. A. Siris, "Spectrum assignment in cognitive radio networks: a comprehensive survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol.15, no.3, pp. 1108-1135, 2013.
- [4] Y.-X. Yang, L. T. Park, N. B. Mandayam, I. Seskar, A. L. Glass, and N. Sinha, "Prospect pricing in cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, vol. 1, no. 1, March 2015.
- [5] I. Alqerm and B. Shihada, "Adaptive decision-making scheme for cognitive radio networks," in *IEEE 28th International Conference on Advanced Information Networking and Applications (AINA 2014)*, Victoria, Canada, May 13-16, 2014.
- [6] W. Ibrahim, J. W. Chinneck, and S. Periyalwar. "QoS satisfaction based charging and resource management policy for next generation wireless networks," in

International Conference on Wireless Communications, Networking And Mobile Computing (WCNM'05), Wuhan, China, June 13-16 2005, pp. 868-873.

- [7] Y. Wu, and W.-Z. Song, "Cooperative resource sharing and pricing for proactive dynamic spectrum access via Nash bargaining solution," *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 25, no.11, pp. 2804-2817, November 2014.
- [8] H.-X. Nguyen, and B. Northcote, "User spectral efficiency: combining spectral efficiency with user experience," in *IEEE International Conference on Communication (ICC 2016)*, May 22-27 2016.
- [9] T. Martin and K.-C. Chang, "Assessing user decision behaviors for dynamic spectrum sharing and pricing models," in *19th International Conference on Information Fusion (FUSION)*, Heidelberg, Germany, July 5-8 2016, pp. 1011–1018.
- [10] T. Çavdar, E. Güler, and Z. Sadreddini, "Instant overbooking framework for cognitive radio networks," *Computer Networks*, vol. 76, pp. 227– 241, 15 January 2015.
- [11] Z. Sadreddini, T. Çavdar, and E. Güler, "Performance analysis of the dynamic switch system based on user activity in cognitive radio network," in *39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP 2016)*, Vienna, Austria, June 27-29 2016, pp. 145-148.
- [12] R. L. Philips, "Pricing And Revenue Optimization," Stanford University Press, 2005.
- [13] K. T. Talluri, K. T. Ryzin, "The Theory and Practice of Revenue Management," Springer Science + Business Media, Inc., 2004.
- [14] A. Sulistio, K.-H. Kim, and R. Buyya, "Managing cancellations and no-shows of reservations with overbooking to increase resource revenue," in *IEEE 8th International Symposium on Cluster Computing and the Grid (CCGRID'08)*, Lyon, France, May 19-22 2008.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>	
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder	
	<u>Geliş/Received</u> 31.03.2017 <u>Kabul/Accepted</u> 26.04.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.309565



Duvarlardaki ısı kaybının yapay sinir ağı ile belirlenmesi ve karar destek sistemi ile malzeme seçimi

Egemen Tekkanat^{1*}, Murat Topaloğlu²

ÖZ

Günümüzde ülkemizde ve dünyada enerji tasarrufu önemli yer teşkil etmektedir. Bu çalışmada bina duvarlarındaki ısı kaybının önüne geçebilmek için var olan etmenler değerlendirilerek ısı kaybını minimize etmek ve dolayısıyla enerji tasarrufu sağlamak amaçlanmaktadır. Yapılacak işlemler de öncelikle, duvarlardaki ısı kaybına sebep olabilecek etmenler yapay sinir ağları yöntemiyle geri yayımlı bir ağ modeli kullanılarak işleme sokulmuştur. Yapılan çalışmada duvarların yalıtımlı durumları göz önüne alınmıştır. Yapılan bu işlem sonrasında, Isı yalıtımında Karar Destek Sistemleri kullanılarak uygun malzeme seçimine karar verilmiştir. Isı yalıtımında kullanılacak malzeme seçme probleminde, müşteri beklentisini en yüksek derecede karşılayabilmek için ve daha sağlıklı karar alınabilmesi amacıyla Analitik Hiyerarşi Proses (AHP) yönteminden yararlanılan örnek bir Karar Destek Modeli önerilmiştir. Yöntem inşaat firmaları tarafından en iyi malzeme seçimine karar vermek amacıyla uygulanmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. Tüm bu değerlendirmelerin sonucunda ısı kaybına sebep olan etmenler değerlendirilmiş ve ısı kaybını engelleyebilmek için hangi etmenin daha önemli olduğu konusunda bir sonuç ortaya çıkmıştır.

Anahtar Kelimeler: Isı Kaybı, Karar Destek Sistemleri, Yapay Sinir Ağları

Detection of heat abduction on the walls by artificial neural network and selection of materials with decision support system

ABSTRACT

Today energy conservation is a very important issue in the world and Turkey. The aim of this study is to minimize the heat abduction, thus to save energy by utilizing the factors to prevent the heat abduction on the walls of buildings. First of all, a back-propagation network model with artificial neural network model was used for the factors that can cause heat loss on the walls. Whether the walls have insulation were considered. After that, Decision Support Systems were used for heat insulation to select the appropriate materials. A Decision Support Model with Analytic Hierarchy Process (AHP) was recommended to meet the needs of a customer best and to make better decisions for the selection of the materials. The method was used by construction firms for their decision processes for the best materials and the results were evaluated. After the evaluations were done, the factors that cause heat loss were considered and it became clear which factors were more important for the prevention of heat loss.

Keywords: Heat Loss, Decision Support Systems, Artificial Neural Network

* Sorumlu Yazar / Corresponding Author

1 Trakya Üniversitesi, Keşan Yusuf Çapraz Uygulamalı B.Y.O., B.T.B.S. Bölümü, Edirne – egementekkanat@trakya.edu.tr

2 Trakya Üniversitesi, Keşan Yusuf Çapraz Uygulamalı B.Y.O., B.T.B.S. Bölümü, Edirne – murattopaloglu@trakya.edu.tr

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Enerji, insan hayatındaki en önemli girdilerden biridir. Gelişen teknoloji ile birlikte insanların enerjiye bağımlılığı gün geçtikçe artmaktadır. Dolayısıyla dünyanın enerji talebi gün geçtikçe çoğalmaktadır [1]. “Yalıtım” kavramı enerji tasarrufunun önemli unsurlarından biridir. Özellikle çevre ve hava kirliliği açısından günümüzde en öncelikli konulardan bir tanesidir. Yalıtımın sağlayacağı enerji tasarrufunun önemi açısından toplumun bilinçlendirilmesi giderek önem kazanmaktadır [2]. Ülkemizde gelişimi konusunda çalışmalar yapılması gereken konulardan biri olan enerji tüketiminde en büyük pay şüphesiz ki inşaat ve yapı sektöründe görülmektedir[3]. Enerji verimliliği çözüm geliştirilmesi gereken en önemli konulardan biridir [3]. Dünyada verimliliğe yeterince önem verilmemekte ve bu sebeplerden ötürü enerji verimli kullanılmamaktadır. Bu durum da enerji israfına sebep vermek ve bunun yanında da çevre kirliliğine neden olmaktadır.

Bina sektörü, en fazla enerjinin tüketildiği sektörlerden biridir. Bu yüzden binalardaki enerji kullanımının daha verimli hale getirilmesi gerekmektedir [1]. Enerji verimliliği basit bir kısıntı uygulaması değildir; belli davranışları yerleştirerek, iyileştirme yöntemlerini uygulayarak ve ya yeni teknolojiler kullanarak, üretimi ve kaliteyi düşürmeden, sosyal yaşamın standardını korumak suretiyle enerjiyi daha etkin kullanmak demektir [1]. Enerji verimliliği; üretim potansiyelini etkilemeden ve gündelik hayatı engellemeden enerji tüketiminin azaltılmasıdır [4]. Binalarda enerji tasarrufunu sağlamanın ilk şartı ise ısı kayıpları engellemektir. Binalarda ısı kayıplar iç ortam ile dış arasında ısı transferi ile gerçekleşmektedir. Yani kış mevsiminde, sıcak içeriden soğuk dışarıya, yaz mevsiminde ise sıcak dışarıdan soğuk içeriye doğru gerçekleşen ısı geçişidir [1]. Binalarda gerçekleştirilen ısı yalıtımının amacı; var olan bina içi ısısının dış ortama çıkmasını engellemektir. Bununla birlikte bina içi sıcaklığı değişmeyecek ve böylece enerji tüketimi açısından fayda sağlamaktır [2]. Bina içi ve bina dışındaki sıcaklık farkı 30-40 °C arasında olduğu gözlenmektedir. Bu durumdan dolayı ısı yalıtımı için tesisatlar da yapılacak yalıtımlar ile enerji tasarrufu sağlanması söz konusu olabilmektedir [2].

Yapay sinir ağları (YSA), beynin içindeki sinir hücrelerinin birbirlerine bağlı olarak paralel işlem yapması ile oluşan ve amacı bilgi işleme olan bir sistemdir. Beynin düşünme, hatırlama ve problem çözme yetenekleri gibi belli başlı fonksiyonlarını bilgisayara sistemine çevirme işlemine dayalı teknolojidir. Yapay sinir ağları (YSA), örnekler ile öğrenme metodlarının makine diline aktarılması mantığına dayanmaktadır [5]. Yapay sinir ağları, yapay sinir hücrelerinin katmanlar şeklinde bağlanmasıyla oluşturulan veri tabanlı sistemler olup insan beyninin öğrenme ve değişik koşullar altında çok hızlı karar verebilme gibi yeteneklerinin, basitleştirilmiş modeller yardımıyla karmaşık problemlerin çözülmesinde kullanılmasını amaçlamaktadır [6]. Yapay sinir ağlarında, yapay olarak bulunan sinir hücreleri kümelenendirilmiş şekilde yer almaktadırlar. Bu şekilde bulunan sinir hücreleri tabakalar şeklinde diğer tabaka halinde bulunan sinir hücreleri ile ilişki kurabilmektedir. Genel olarak, tüm yapay sinir ağları benzer bir yapıya sahiptirler [7]. Yapay sinir ağları sistemleri aynı insan beynin de olduğu gibi örnekler aracılığıyla öğrenme işlemini gerçekleştirmektedir. Belli başlı problemleri sistem içerisinde bulunan işlem elemanlarını kullanarak bir düzen içerisinde çözmek için bağlantılar oluşturabilmektedir. Yapay sinir ağları, uygulamaların kullanılabilmesi için veri sınıflandırma yöntemleri kullanarak öğrenme işleme yapabilmektedirler. Öğrenme işlemi, insan beyninde olduğu şekilde yapay sinir hücrelerinde de belirli kuralları gerçekleştirmek kaydıyla gerçekleşmektedir [8].

Tuğla duvardaki ısı kaybının tespit ve analiz edilebilmesi için Yapay Sinir Ağları yöntemi kullanılmıştır. Oluşan ağ yapısından elde edilen sonuçlar sayısal sonuçlarla karşılaştırılma işleminden geçirilmiştir.

Karar Destek Sistemleri (KDS (DSS – Decision Support Systems)) kurum ile kuruluşlarda görev yapan yöneticilerin karar almasını destekleyen en önemli sistemlerdendir [9]. Analitik Hiyerarşi Prosesi (AHP), karar verici konumunda bulunan yönetici ve araştırmacıların kullandığı çok amaçlı karar verme araçlarından biri olmuştur. AHP, Thomas L.Saaty tarafından 1970’li yıllarda ortaya atılmış bir yöntemdir [10]. Analitik Hiyerarşi Prosesi(AHP); karar vericilere nasıl karar vermelerini gösteren bir yöntem kullanılmak yerine, kendi kararlarını verme olanağı sağlayan

ccsistem sayesinde daha etkili sonuçlar elde edebilme olanaklarına sahip olmuşlardır [10].

Analitik Hiyerarşi Prosesi, ilk olarak 1968 yılında Myers ve Alpert ikilisi tarafından ortaya atılmış ve 1977’de ise Profesör Thomas Lorie Saaty tarafından bir model olarak geliştirilerek karar verme problemlerinin çözümünde kullanılabilir hale getirilmiştir[10]. Analitik Hiyerarşi Prosesi, faktörlerin içinde buldukları hiyerarşik yapı içerisinde birbirinden bağımsız değerlendirilmesinde kullanılır [11].

AHP yöntemi birçok kriteri olan karar verme yöntemlerinden birisidir. Amacı, karar vermede kullanılan kriterleri ve alternatifleri kullanarak bir hiyerarşik yapı kurmak ve farklı alternatifleri önem değerlerine göre sıralamaktır.

2. LİTERATÜR (LITERATURE REVIEW)

Bu konular ile ilgili olarak daha önce yapılmış çalışmalar incelenmiş ve belirtilen sonuçlar elde edilmiştir. 2006 yılında yapılan çalışmada, binaların yapısındaki tuğla duvarlar ve tesisat borularındaki ısı kayıpları YSA yönteminde geri yayımlı yapay sinir ağı kullanarak tespit etmişlerdir [2]. 2008 yılında yapılan çalışmada, binalarda ortaya çıkan yıllık ısı kaybı ve enerji ihtiyaçlarının belirlenmesi için ağ yapısı olarak geri yayımlı yapay sinir ağı faydalanılmıştır [12]. 2000 yılında yapılan çalışmada pasif güneş binanın enerji tüketiminin tahmini için yapay sinir ağları ile tespiti sağlanmış ve YSA kullanılarak bir simülasyon programı üretilmiştir [13]. 2011 yılında yaptığı çalışmada İleri beslemeli yapay sinir ağları modeli kullanılarak hava sıcaklığı ölçümü tahmin edilme işlemi gerçekleştirilmiş [14]. 1998 yılında yapılan çalışmada betonların dayanıklılığını ölçmek amacıyla yapay sinir ağları aracılığı ile inceleme işlemi gerçekleştirilmiştir [15]. 2001 yılında yapılan çalışmada Yapay sinir ağları yöntemi kullanarak derin beton kırımların kesme dayanıklılıklarının belirlenmesi çalışmasını uygulandığı görülmüştür [16]. 2003 yılında yapılan çalışmada dairesel beton kolonların gerilme ve dayanım analizlerinde Yapay Sinir Ağları tekniği kullanılarak sağlıklı sonuçlara ulaşıldığı gözlenmiştir [17]. 2006 yılında yapılan çalışmada; enerjinin etkin bir biçimde kullanıldığı akıllı binalar için güneş enerjisinin etkili kullanılabilmesi adına var olan parametrelerin doğru değerlerinin hangisi olduğunun belirlenmesi için bir yöntem üzerinde durulmuştur [18].

Celalettin Çelik tarafından yapılan çalışmada, Avrupa genelinde incelemeler yapılmış ve doğalgazın enerji verimliliği açısından önemi ile ilgili araştırmalar yapılmış. Bunun yanında doğalgazlı ısıtma sistemlerinde kullanılmakta olan yoğunlaşma tekniği tanıtılmıştır [19]. 2014 yılında yapılan çalışmada; ekolojik ve yeşil bina tasarımında kullanılan kriterlerin, pasif ve aktif enerji sistemleri tanımlanarak, bu sistemlerin sahip oldukları enerji tasarruf potansiyelleri, işletilmekte olan bir ofis binasının, enerji performans analizleri doğrultusunda tespit edilmektedir [20]. 2016 yılında yapılan çalışmada, Malatya ilinde bulunan, hem eğitim hem de ofis amaçlı kullanım amaçlı seçilen örnek bir bina üzerinde farklı mimari durumlara göre yıllık enerji tüketimi, yıllık enerji maliyeti ve sebep olduğu CO₂ salınımı incelenmiştir [21].

3. MATERYAL VE METOT (MATERIAL AND METHODS)

3.1. Çalışmanın Amacı (Aim of the Study):

Bu çalışmada öncelikle, tuğla duvardaki ısı kayıpları Yapay Sinir Ağları yöntemleri ile belirlenmesi amaçlanmaktadır. Belirli uygulamalar kullanılarak tuğla duvarlardaki durumlar göz önünde tutulmuştur. Yapay Sinir Ağlarının yapısı olarak ileri beslemeli geri yayımlı algoritması tercih edilmiştir ve bu yöntem dâhilinde veriler normalizasyon işleminden geçirilerek oluşturulan ağa iletilmiştir. Ardından ağdan elde edilen değerler gerekli hassasiyet olup olmadığını tespit etmek amacı ile sayısal sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Sonraki aşamada ise, Isı yalıtımında Karar Destek Sistemleri kullanılarak uygun malzeme seçimine karar verilmiş amaçlanmıştır. Isı yalıtımında kullanılacak malzeme seçme probleminde, müşteri beklentisini en yüksek derecede karşılayabilmek için ve daha sağlıklı karar alınabilmesi amacıyla Analitik Hiyerarşi Proses (AHP) yönteminden yararlanılan örnek bir Karar Destek Modeli önerilmiştir. Yöntem inşaat firmaları tarafından en iyi malzeme seçimine karar vermek amacıyla uygulanmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir.

3.2. Çalışmanın Önemi (Importance of the Study):

Binaların iç ortam ve dış ortamlar arasındaki ısı kaybını önlemek için kullanılan tuğla duvarlardaki yalıtım daha düşük ısı kaybı ve bununla birlikte

ekonomik açıdan kazanç da sağlamaktadır. Yalıtım yaparken kullanılan malzemenin kalınlığı arttıkça tasarruf artmaktadır fakat bununla birlikte de doğal olarak maliyetinde yükselebildiği görülmektedir. Isı yalıtımında kullanılan malzemenin cins ve kalınlığının belirlenme aşamasında, yalıtım kalınlığının en uygun değerinin tespit edilmesi gerekmektedir. Bina duvarlarında yapılacak başarılı bir yalıtım sistemi ile binalarda eskisine oranla daha iyi bir enerji tasarrufu sağlanması söz konusudur.

3.3. Veri Seti Oluşturulması (Creation of Data Set):

Bu çalışmada kullanılacak olan veriler çalışmanın amacına uygun olacak şekilde çeşitli inşaat firmalarından kullanılmak üzere toplanmıştır.

3.4. Veri Seti Üzerinde Yapılan İşlemler ve Kullanılan Algoritmalar (Using Processes and Algorithms on Data Set)

Basit Matematik: Analitik Hiyerarşi Süreci, basit bir matematik sistemini tercih eder. Yani bu işlemler dört işlem olarak bilinen işlemlerdir.

Kriter: Karar verici tarafından tespit edilen ve önemli görünen bir bilgidir.

Standart Tercih Tablosu: Karar vericiler için mevcut kriterlerin ne ifade ettiğini ve ne kadar önemli olduğunu belirtmeye yarayan değerler içerir.

Standart Tercih Tablosu kullanım olarak tek sayılardan oluşmaktadır, tek sayıları arasında kalan çift sayılar ise uzlaşma değerleri olarak kullanılmaktadır.

Tablo 1. Standart tercih tablosu (Standart Preference Table)

Önem Değerleri	Değer Tanımları
1	Eşit önemde
3	Biraz Daha Önemli (Az Üstünlük)
5	Oldukça Önemli (Fazla Üstünlük)
7	Çok Önemli (Çok Üstünlük)
9	Son Derece Önemli (Kesin Üstünlük)
2,4,6,8	Ara Değerler (Uzlaşma Değerleri)

Yapay Sinir Ağları kısmında ısı kaybı tespiti için MATLAB programı kullanılmıştır. Matlab 'ta ısı kaybı tespiti için bulunması gereken girdiler inşaat

firmaları tarafından temin edilmiş ve daha sonra veriler eğitilerek test edildikten sonra ısı kaybıyla ilgili yüzdeler Matlab 'ta hedef olarak verilmiştir.

Karar Destek kısmı için malzeme seçimine karar vermede AHP (Analytic Hierarchy Process) yöntemi ile hesaplama metotları kullanılmıştır.

3.5. Karar Destek Sistemleri ile Veri Seti Oluşturma (Creation a Data Set with Decision Support Systems)

İnşaat firmaları ısı yalıtımında kullanılan tuğla ve strafor seçme kararını, müşterilerinin beklentisini en yüksek derecede karşılayabilmek için, karar verme yöntemlerinden AHP (Analitik Hiyerarşi Prosesi) denilen yöntem kullanılacaktır.

AHP de ilk aşama olan karar problemimiz tuğla ve strafor seçimidir. Sonraki aşamada karar hiyerarşisinin çıkarılması gerekmektedir. Bunun için karar kriterlerinin ve karar alternatiflerinin belirlenmesi gerekmektedir. Karar Destek Sistemi ile karar vermek için kullandığımız AHP yönetimindeki alternatiflerimiz sırasıyla şu şekildedir.

A1- 14,5'luk, **A2-**19'luk, **A3-**24'lük, **A4-**30'luk Tuğla

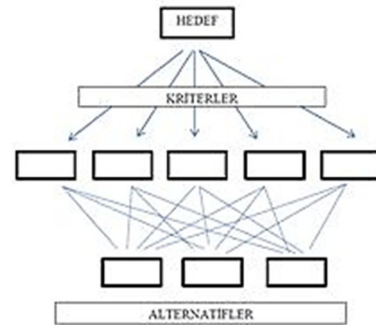
B1- 3 cm, **B2-**4 cm, **B3-** 5 cm kalınlığında strafor

C1- 1cm, **C2-** 2.5cm, **C3-** 3cm iç sıva

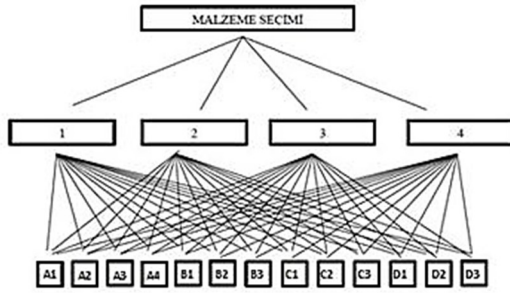
D1- 2cm, **D2-** 3 cm, **D3-** 4 cm dış sıva

Karar Destek Sistemi ile karar vermek için kullandığımız AHP yönetimindeki kriterlerimiz ise şu şekildedir.

- 1-Tuğla Kalınlığı
- 2-Strafor Kalınlığı
- 3-İç sıva
- 4-Dış Sıva



Şekil 1. Probleme ilişkin örnek karar hiyerarşisi (Decision Hierarchy Example of the problem)



Şekil 2. Probleme ilişkin karar hiyerarşisi (Hierarchy of Decision Problems)

Uygulamaya ilişkin karar hiyerarşisi oluşturulduktan sonra Analitik Hiyerarşi Prosesi içerisinde bulunan ana, alt ve segment içi kriterlerinin birbirlerine göre olan öncelik sıraları inşaat firmalarına uygulanan anket aracılığıyla belirlenmiştir.

Anket uygulaması yapılarak karar seçenekleri azaltılacak ve en önemli kriterler bulunarak en doğru malzeme seçimine karar verilme işlemi gerçekleştirilecektir. 10 puanı kriterler arasında dağıtarak ile inşaat firmaları tarafından belirlenmesi istenmektedir.

Oluşturulan KDS modelinin başarılı işlem gerçekleştirebilmesi için, uygulamada kullanılacak olan model ve buradan yola çıkarak yapılan seçimlerin sonuç üzerindeki etkileri inşaat firmalarındaki yetkililere iletilmektedir. Ankette firmalar tarafından karşılaştırma yapılması istenen faktörler ile ilgili kısa açıklamalar yer almaktadır, İstenildiği takdirde inşaat firmaları daha ayrıntılı sorulara cevap verebilmektedir.

İnşaat firmalarından bilgi almak için kullanılan anket şu şekildedir.

Tablo 2. Firmalara Uygulanan Anket (The Survey Applied to the Companies)

Soru 1: ısı yalıtımında kullanacağınız malzemeye ilişkin ana kriterlerine verdiğiniz önemi 10 puan paylaştırarak belirler misiniz?	
<input type="checkbox"/>	Tuğla Kalınlığı
<input type="checkbox"/>	Strafor Kalınlığı
<input type="checkbox"/>	İç Sıva
<input type="checkbox"/>	Dış Sıva
Soru 2: Kullanacağınız Malzemenin Tuğla kalınlığını 10 puanı belirleyeceğiniz önem sırasına paylaştırmak kaydı belirleyiniz?	
<input type="checkbox"/>	14'5 cm tuğla
<input type="checkbox"/>	19 cm tuğla
<input type="checkbox"/>	24 cm tuğla
<input type="checkbox"/>	30 cm tuğla

Soru 3: Kullanacağınız malzemenin Strafor seçimini için aşağıdaki kriterlere göre 10 puanı belirleyeceğiniz önem sırasına paylaştırmak kaydı belirleyiniz?	
<input type="checkbox"/>	3 cm kalınlığında Strafor
<input type="checkbox"/>	4 cm kalınlığında Strafor
<input type="checkbox"/>	5 cm kalınlığında Strafor

Soru 4: Yalıtım için iç sıva seçeneğine ait seçimini 10 puanı belirleyeceğiniz önem sırasına paylaştırmak kaydı belirleyiniz?	
<input type="checkbox"/>	1 cm
<input type="checkbox"/>	2,5 cm
<input type="checkbox"/>	3 cm

Soru 5: Yalıtım için dış sıva seçeneğine ait seçimini 10 puanı belirleyeceğiniz önem sırasına paylaştırmak kaydı belirleyiniz?	
<input type="checkbox"/>	2 cm
<input type="checkbox"/>	3 cm
<input type="checkbox"/>	4 cm

Analitik Hiyerarşi Süreci kullanımına geçerken İnşaat firmalarının karar vermeleri gereken alternatifleri vardır: A,B,C ve D.

Örneğin aşağıdaki hesaplamada, kullanılan malzemenin İç Sıva kriterleri göz önüne alındığında, A ve C yerleşimleri eşit önem verilerek tercih edilmiştir, ancak B daha üstün tutulmuştur. Ya da strafor için B, A'ya göre daha üstün ayrıca C kesin üstünlüktedir.

	A	B	C	D
A	1	1	1/3	1/7
B	1	1	1/3	1/7
C	3	3	1	1/7
D	7	7	7	1

12	12	26/3	10/7
----	----	------	------

Şekil 3: Tuğla için tercih tablosu (Preference table for Brick)

	A	B	C
A	1	1/7	1/9
B	7	1	1/9
C	9	9	1

17	71/7	11/9
----	------	------

Şekil 4. Strafor için tercih tablosu (Preference table for Strafor)

	A	B	C
A	1	1/7	1
B	7	1	1/3
C	1	3	1
9	29/7	7/3	

Şekil 5. İç sıva için tercih tablosu (Preference table for indoor plaster)

	A	B	C
A	1	1/7	1/3
B	7	1	1/3
C	3	3	1
11	29/7	5/3	

Şekil 6. Dış Sıva için tercih Tablosu (Preference table for Outdoor plaster)

Standart tercih tablosuna önem değerleri yazımında yapılan anketlerden yararlanılmıştır. Mevcut olan Her bir sütundaki değerler alt alta toplanarak sütun toplamaları bu şekilde elde edilmiştir.

Ardından ortaya çıkan değerler elde edilmiş olan aynı sütunun toplamına bölmektedir. Elde edilen matriste, her sütunun toplamı 1'e eşit olacaktır. Satır ortalamalarını bulunmasının ardından matrislere ulaşılmıştır. Yapılan işlemler sonucunda, seçilecek yer alternatiflerini elimizdeki kriterlere göre karşılaştırarak bir matrise ulaşılmış olmaktadır. Bu yöntem tekrar tekrar kullanılarak, kriterlerin kendi aralarındaki önem sırasını da belirlememiz gerekmektedir. Bu işlemler ise şu şekilde gösterilmiştir:

MALZEME	TUĞLA	STRAFOR	İÇ SIVA	DIŞ SIVA
A	0,0725	0,0566	0,186	0,106
B	0,0725	0,203	0,383	0,356
C	0,1575	0,736	0,416	0,53
D	0,665	-	-	-
KRİTERLER	TUĞLA	STRAFOR	İÇ SIVA	DIŞ SIVA
TUĞLA	1	1/5	1/3	1/3
STRAFOR	5	1	1/3	1/3
İÇ SIVA	3	3	1	1/4
DIŞ SIVA	3	3	4	1

Şekil 7. Satır matrisi tablo ortalamaları (Average of line matrix table)

KRİTERLER	AĞIRLIK
TUĞLA	0,085
STRAFOR	0,196
İÇ SIVA	0,243
DIŞ SIVA	0,473

Şekil 8. Kriter ağırlık tablosu (Criteria weight table)

Kriterlerde en önemliden önemsiz doğru sıralama:

- 1.Dış sıva
- 2.İç Sıva
- 3.Strafor
- 4.Tuğla şeklindedir.

Mevcut Alternatiflerin var olan kriterler düzeyinde almış olduğu önem puanını ve var olan kriterlerin kendi aralarındaki önem puanlarını içeren 2 adet matris bulunmaktadır. Yapılan son hesaplama, alternatifler matrisindeki her alternatifin, her kriter bazındaki değerini o kriterin ağırlık puanıyla çarparak bulunduğu satırı toplamak olacaktır.

İşlem bu şekilde gerçekleştirilmektedir:

4. BULGULAR (FINDINGS) :

	TUĞLA	STRAFOR	İÇ SIVA	DIŞ SIVA	
A	0,0725*0,8525	+ 0,0566*0,196	+ 0,186*0,243	+ 0,106*0,473	= 0,112489
B	0,0725*0,8525	+ 0,203*0,196	+ 0,383*0,243	+ 0,356*0,473	= 0,30746
C	0,1575*0,8525	+ 0,736*0,196	+ 0,416*0,243	+ 0,53*0,473	= 0,50945
D	0,665*0,8525	+ -	+ -	+ -	= -

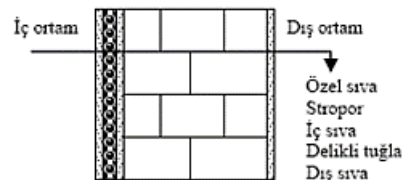
MALZEME	PUAN
A	0,112 11%
B	0,307 30%
C	0,509 50%
D	0,014 1%

Şekil 9. Malzemeye ilişkin sonuç tablosu (Table of Results for Material)

Tüm bunların sonucunda C alternatifi seçilmelidir. Malzeme seçiminde Dış Sıva önemli olup, C seçenekleri seçilmesi uygun görülmüştür.

4.1. Yapay Sinir Ağları ile Tuğla Duvardaki Isı Kaybının Tespiti (Detection Of Heat Abduction On The Walls By Artificial Neural Network)

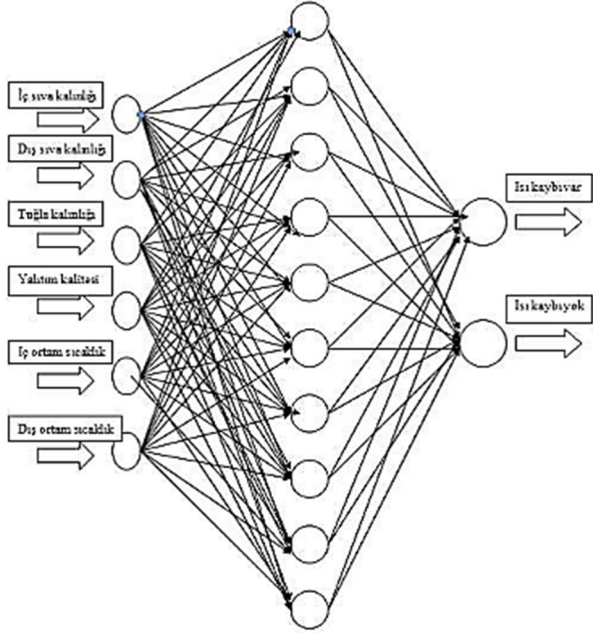
Bu uygulamada, Binalarda bulunan bir tuğla duvardaki ısı kaybının yapay sinir ağları yöntemi kullanılarak tespit edilmesi amaçlanmıştır.



Şekil 10. Yalıtımlı duvar (Insulated Wall) [5]

Bu problemin çözümü için kullanılacak Yapay Sinir Ağları modelinde 1 giriş katmanı, 2 ara katman ve 1 çıkış katmanı bulunmakta ve algoritma olarak da ileri beslemeli geri yayımlı yapay sinir ağı kullanılmıştır. Girdi katmanında 6

girdi elamanı kullanılmaktadır. Ağ içinde bulunan 2 ara katmanda ise sırasıyla 6 ve 4 er adet olmak üzere toplam 10 adet yapay nöron kullanılmıştır. Oluşturmuş olduğumuz Yapay Sinir Ağı'nın çıkışı değeri ise yalıtımlı duvardaki ısı kaybı olup olmamasıdır.



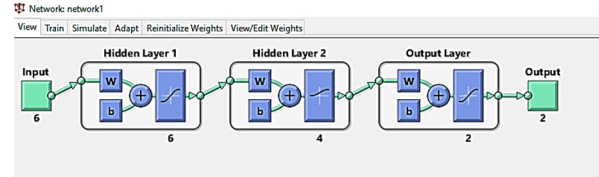
Şekil 11. Yalıtımlı duvar için hazırlanan YSA mimarisini (ANN Architecture Prepared for Insulated Walls)

Yalıtımlı Duvar İçin Hazırlanan Eğitim Seti İçin Kullanılan Değerlerimiz şu şekilde belirlenmiştir;

Giriş ve çıkış parametreleri (Input and Output Parameters):

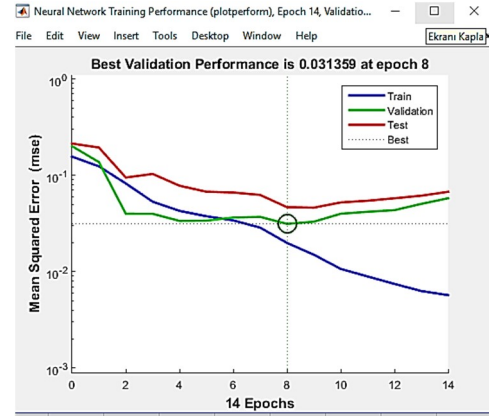
- X1-sıva kalınlığı (iç)
- X2- sıva kalınlığı (dış)
- X3-kullanılan tuğla kalınlığı
- X4-bina içi sıcaklığı
- X5-bina dışı sıcaklığı
- X6-yalıtım malzeme kalınlığı
- Y1- ısı kaybı var
- Y2- ısı kaybı yok

Yapılan çalışmadaki giriş ve çıkış değerleri normalizasyon (tekrarlardan ayrıştırma) işlemi gerçekleştirilerek ağa sunulmuştur. Yapılan denemeler sonucunda sırasıyla 6 ve 4 adet olmak üzere toplamında 10 nörondan oluşan iki adet ara katmanın olması uygun görülmüştür. MATLAB' ta hazırlanan programda Yapay Sinir Ağları eğitilmiştir. Matlab programı ağırlık değerlerini rastgele belirleme işlemi gerçekleştirmektedir. Bu işlemden sonra da var olan her bir örneği sırasıyla ağa sunarak çalışmasını gerçekleştirmektedir.



Şekil 12. MATLAB' ta Yapay sinir ağı yapısı (Artificial Neural Network in MATLAB)

Şekil 12 de MATLAB programında yapay sinir ağı modelinde kullanılan algoritmalar ve yapay sinir ağı modeli gösterilmektedir. Yapay sinir ağı olarak İleri Beslemeli Geri Yayılım Algoritması ağ tipi 2 adet gizli katman kullanılmıştır. Bunlar 1. Gizli katman=6, 2. Gizli katman= 4 prosesli (6-6-4-2) olduğu görülmektedir. Kullanılan algoritmalar ise, eğitim işlemi Levenberg-Marquart algoritması kullanıldığı görülmektedir. Ayrıca performans ölçütü olarak ortalama kare hatası (M.S.E) kullanıldığı görülmektedir. Öğrenme fonksiyonu olarak da Momentum değişkenli olduğu için "leangdm" kullanılmıştır. Yapılan analizler sonucunda Yapay Sinir Ağı eğitimi hata diyagramı aşağıdaki şekilde gibidir:

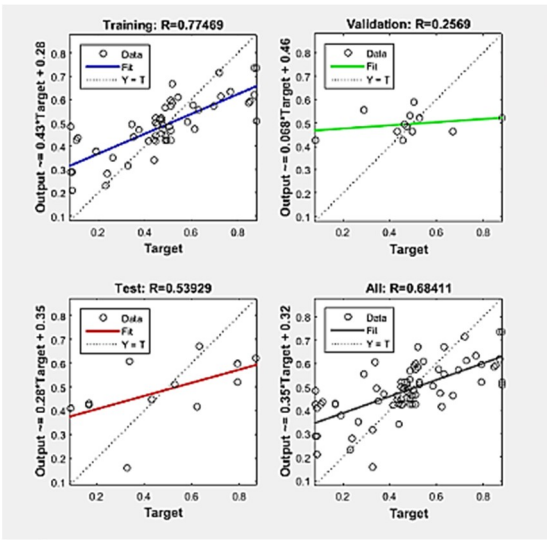


Şekil 13. Yapay Sinir Ağı'nın iterasyona bağlı performans grafiği (performance charts depends on iterations of Artificial Neural Network)

Performans ölçütü olarak MSE kullanılmıştır. YSA modelinde ısı kaybı için en iyi modelin MSE değeri en küçük olan yani en iyi Performans değerinin 8.periyotta yer alan 0,031359 değeri olduğu tespit edilmiştir. En iyi performans değeri kısa çizgilerle ifade edilmiştir. Mavi ile gösterilen kısımlar eğitilen verilerin performans değerini, kırmızı kısım da test verilerimizin performansını göstermektedir. Analiz sonucunda gösterilen girdi değerlerine bağlı olarak ağın çıktı değerleri hesaplanmaktadır. Ayrıca oluşturulmuş olan eğitim verileri program tarafından kullanılarak çıkış değerlerinin tahmin edilme işlemi yapılmaktadır. İleri hesaplamalı yöntemlerde en düşük hata ile çıkış değerlerinin tahmin edilmesi işlemi YSA'nın en temel kurallarından biridir

[14]. Yapay Sinir Ağları ile oluşturulan model verilen eğitim verilerini kullanarak istenilen öğrenmeyi sağlar ve bundan sonra öğrenme setinde bulunan örneklerin ağı uygulanması ile öğrenme gerçekleştirilmektedir. Yapay Sinir Ağlarının test için kullanılan eğitim verilerini oluşturulan ağı uygulanması ile test eğitim verisindeki çıkışı belli bir hata değeri ile tahmin etme işlemi YSA'nın öğrenme yeteneğini göstermektedir. Bu işlemde ağırlıklar öğrenme sırasında rastgele olarak belirlenmektedir. Öğrenme işlemi gerçekleştirildikten sonra bu işlemin gerekliliğinden dolayı Yapay Sinir Ağlarının eğitilmesi sırasında da ağırlıklar çıkış değerlerine bağlı olarak güncellenmektedir. İleri beslemeli YSA modelinde hata oranı istenilen seviyenin altına indiğinde ya da belli bir yinleme işlemi tamamlandığı andan itibaren öğrenme işlemi ile birlikte oluşturulmuş olan ağı eğitiminin bitmiş olduğu anlaşılmaktadır.

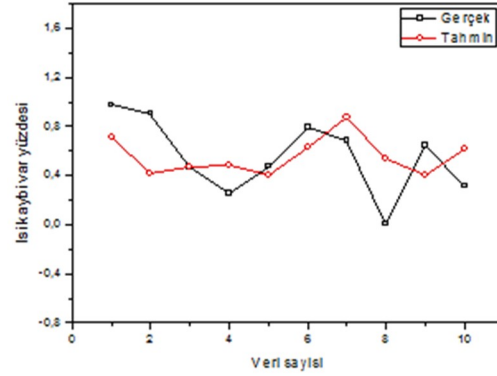
YSA ile ısı kaybının tespit edilmesi işleminin gerçekleştirilmesinde Matlab programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Oluşan ısı kaybının belirlenebilmesi için sırası ile aşağıdaki aşamalar sırasıyla test edilmiştir. Eğitim verilerinden daha verimli sonuçlar elde edebilmek için Matlab 'ta normalize edilmiştir.



Şekil 14. Yapay Sinir Ağları Eğitim Regresyon analizi grafikleri (Artificial Neural Network Training Regression analysis charts)

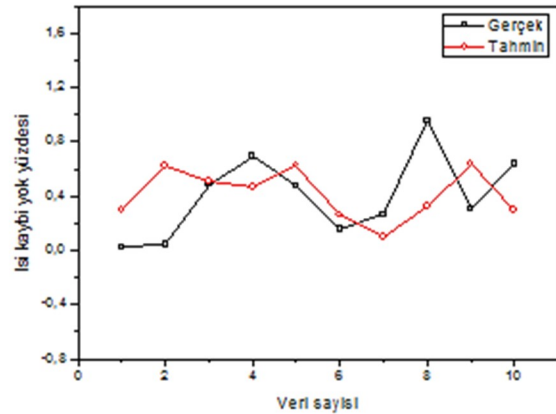
Şekil 14 te kullanılan yapay sinir ağlarının eğitimine ait regresyon grafikleri gösterilmektedir. İlişki analizi olarak ta adlandırılan regresyon analizi, herhangi bir değişkenin, bir veya daha fazla değişkenle arasındaki ilişkinin matematik bir fonksiyon şeklinde yazılmaktadır [22]. Yapılan analizler sonucunda veri sayısına göre

duvarlardaki ısı kaybı var ve ısı kaybı yok ile ilgili gerçek ve tahmini değerleri gösteren grafikler aşağıda belirtildiği gibidir.



Şekil 15. Isı kaybı var yüzdesi grafiği (has heat loss percentage chart)

Yapılan analizler sonucunda veri sayısında göre ısı kaybı var yüzdesi için tahmini ve gerçek değerlerinin yakın değerler olduğu görülmektedir. Buradan da oluşturulan yapay sinir ağının performanslı bir şekilde çalıştığı ve doğru sonuçlar verdiği görülmüştür.



Şekil 16. Isı kaybı yok yüzdesi grafiği (No heat loss percentage chart)

Yapılan analizler sonucunda veri sayısında göre ısı kaybı yok yüzdesi için tahmini ve gerçek değerlerinin yakın değerler olduğu görülmektedir. Buradan da oluşturulan yapay sinir ağının performanslı bir şekilde çalıştığı ve doğru sonuçlar verdiği görülmüştür.

5. SONUÇ (RESULTS)

Gerçekleştirilen uygulamalarda tuğla duvarlarında kriter olarak yalıtımlı durumu tercih edilmiştir. Kullanılan Yapay Sinir Ağı yapısı olarak ileri beslemeli geri yayımlı yapay sinir ağı tercih edilmiştir. Bu tercih sonrasında veriler normalizasyon işleminden geçirilerek Yapay Sinir Ağında oluşturulan ağı yapısına iletilmiştir. Yapılan bu işlemler sonucunda gerekli hassasiyet

olup olmadığını tespit etmek amacı ile elde edilmiş olan çıkış değerleri sayısal sonuçlarla karşılaştırılmış ve hassasiyetin yeterli olduğu tespit edilmiştir. Yapay sinir ağını MATLAB programında eğitim ve sonrasında test işlemlerini gerçekleştirdikten sonra; problem için elde edilmiş olan değerler yapay sinir ağına sunulduğunda elde edilen ısı kaybı oranları tespit edilmiştir.



Isı yalıtımında Karar Destek Sistemleri kullanılarak uygun malzeme seçimine karar verilmiştir. Isı yalıtımında kullanılacak malzeme seçme probleminde, müşteri beklentisini en yüksek derecede karşılayabilmek için ve daha sağlıklı karar alınabilmesi amacıyla Analitik Hiyerarşi Proses (AHP) yönteminden yararlanılan örnek bir Karar Destek Modeli önerilmiştir. Yöntem inşaat firmaları tarafından en iyi malzeme seçimine karar vermek amacıyla uygulanmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir.

İnşaat firmaları ile yapılan 10 anket sonucu değerlendirilerek AHP yöntemi ile hesaplamalar yapılmıştır. Hesaplamaların sonunda, eldeki alternatiflerin kendi arasında ağırlık kazandığı görülmüştür. Analitik Hiyerarşi Süreci ile sıralama baz alındığında, firmaların malzeme seçimi olarak "C" alternatifini seçmesi gerekecektir. Sonuç olarak firmaların "Dış Sıva" ya daha çok önem vermesi gerektiği, alternatiflerden 24'lük izole tuğla, 4cm strafor, 3cm iç sıva, 4cm dış sıva seçilmesi uygun olacağı hesaplamalar sonucunda tespit edilmiştir.

KAYNAKÇA (REFERENCES)

- [1] E. Çetinkaya, "Binalarda Enerji verimliliğinin analizi", Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2012.
- [2] Ö. Keleşoğlu ve A. Fırat, "Tuğla Duvardaki ve Tesisattaki Isı Kaybının Yapay Sinir Ağları İle Belirlenmesi", Fırat Üniversitesi Fen ve Müh. Bil. Der. cilt. 18, no. 1, pp. 133-141, 2006.
- [3] B. Köse, O. Isıkan ve A.T. İnan, "Isı Yalıtım Uygulamalarının Üç Bölge İçin Enerji Verimliliği Açısından İncelenmesi", Makine Teknolojileri Elektronik Dergisi, sayı. 3, pp. 1-9, 2006.
- [4] A.S. Dizkırıcı, "Konutlarda Enerji Verimliliğinin Ölçümü İçin 5-Yıldızlı Derecelendirme Sistemi ve Ekonometrik Uygulama", Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi, Sosyal Bilimler Enstitüsü, 2009.
- [5] T. Mete, "Kesikli bir biyoreaktörde yapay sinir ağlarının kullanımı", Yüksek Lisans Tezi, Ankara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2008.
- [6] M.L. Koç, C.E. Balas ve A. Arslan, "Taş Dolgu Dalgakıranların Yapay Sinir Ağları ile Ön Tasarımı", İMO Teknik Dergi, pp. 3351-3375, yazı. 225, 2004.
- [7] B. Ataseven, "Yapay Sinir Ağları ile Öngörü Modellemesi", Öneri Dergisi, cilt. 10, no. 39, pp. 101-115, 2013.
- [8] M. Fırat ve M. Güngör, "Askı madde konsantrasyonu ve miktarının yapay sinir ağları ile belirlenmesi", Teknik Dergi, yazı. 219, pp. 3267-3282, 2004.
- [9] Ö. Turunç, "Bilgi teknolojileri kullanımının işletmelerin örgütsel performansına etkisi", Doktora Tezi, Süleyman Demirel Üniversitesi, Sosyal Bilimler Enstitüsü, 2006.
- [10] İ.F. Gülenç ve G.Aydın Bilgin, "Yatırım kararları için bir model önerisi: AHP yöntemi", Öneri, URI: <http://hdl.handle.net/11424/1586>, cilt. 9, no. 34, pp. 97-107, 2010.
- [11] H. Min, "Location analysis of international consolidation terminals using the analytic hierarchy process", Journal of Business Logistics, vol. 15, no. 2, pp. 25, 1994.
- [12] Ö. Keleşoğlu, "Betonarme Bir Binada Yıllık Isı Kaybı ve Enerji İhtiyacının Yapay Sinir Ağları ile Belirlenmesi", e-Journal of New World Sciences Academy, cilt. 3, no. 2, pp. 381-390, 2008.
- [13] S.A. Kalogirou and M.Bojic, "Artificial neural networks for the prediction of the energy consumption of a passive solar building", Energy, vol. 25, no. 5, pp. 479-491, 2000.
- [14] H. Erkaymaz ve Ö.Yaşar, "Yapay Sinir Ağı ile Hava Sıcaklığı Tahmini", 5th International Computer & Instructional Technologies Symposium, Elazığ, 2011.
- [15] I. C. Yeh (1998), "Modeling concrete strength with augment-neuron networks", Journal of Materials in Civil Engineering, Cilt 10, No. 4, pp. 263-268.
- [16] Z. Zhang, C.T.T. Hsu and J.Moren, "Shear strengthening of reinforced concrete deep beams using carbon fiber reinforced polymer laminates" Journal of Composites for

- Construction, vol. 8, no. 5, pp. 403-414, 2004.
- [17] A. Oreta and K. Kawashima, “Neural network modeling of confined compressive strength and strain of circular concrete columns”, Journal of Structural Engineering, vol. 129, no. 4, pp. 554-561, 2003.
- [18] Z. Yılmaz, “Akıllı binalar ve yenilenebilir enerji”, Tesisat Mühendisliği Dergisi, İzmir, sayı. 91, pp.7-15, 2005.
- [19] C. Çelik, “Binalarda enerji verimliliği”, I. Ulusal Enerji Verimliliği Forumu, İstanbul, 2009.
- [20] M. Öztürk, “Yeşil binalarda enerji verimliliğinin incelenmesi ve bina enerji modelleri”, Doktora Tezi, İstanbul Arel Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2014.
- [21] A. Erdoğan ve S. Canbazođlu, “Farklı Mimari Durumların Enerji Tüketimi ve Çevresel Etkileri Üzerine Bir Araştırma”, Bartın Üniversitesi Mühendislik ve Teknoloji Bilimleri Dergisi, cilt. 3, no. 2, pp. 51-60, 2015.
- [22] N. Orhunbilge, “Uygulamalı Regresyon ve Korelasyon Analizi”, 2.Baskı, İ.Ü. İşletme Fakültesi Yayınları, 2002.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	Geliş/Received 05.02.2017 Kabul/Accepted 26.04.2017	Doi 10.16984/saufenbilder.289938	

Zaman gecikmeleriyle birlikte bozucu etkilere maruz kalan bir dc servomotorun geribeslemeli kontrolü

*¹Arif Ankaralı, ²Hüseyin Arslan and ³Hamza Diken

ÖZ

Kablosuz kontrol sistemlerinde, kontrol sinyallerin iletiminde oluşan zaman gecikmeleri sistemin kararlı bir cevap üretmesini zorlaştırır. Özellikle ileri hatta ve geribesleme hattında oluşan toplam gecikmelerin etkisi nedeniyle, kontrol edilen sistemde kararlılık problemleri oluşur. İnsansız hava araçlarında, uzay manipülatörlerinde ve insansı robotlar gibi elektromekanik sistemlerde bulunan servomotorların, uzaktan gönderilen kontrol sinyalleriyle gerçek zamanlı kontrolünde, gecikme zamanlarının etkisi oldukça önemlidir. İleri hatta bilgisayar yazılımlarının koşturulma süreleri, verilerin ara birimlerde depolanma süreleri, antenler üzerinden kablosuz gönderilme-alınma süreleri ve ilave donanımlar üzerinden geçerken oluşan gecikmeler kontrol sinyallerinin toplam gecikme zamanını oluşturmaktadır. Benzer şekilde geri besleme hattında da ölçülen konum/hız geribesleme sinyallerinin, ters yönde donanımlar üzerinden benzer işlemlerle geçerken oluşan toplam gecikmeler sözkonusudur. Bu makalede, PID ile kontrol edilen bir DC motorun her iki yönde de oluşan sabit zaman gecikmeleri için davranışı detaylı bir şekilde incelenecektir. Zaman gecikmelerinin sistem davranışı üzerindeki etkilerini inceledikten sonra, modele Smith kestiricisi ilave edilerek servomotorun cevabında oluşacak ve istenmeyen davranışların minimize edilmesi sağlanacaktır. İlave olarak, kontrol edilen sistemdeki bozucu etkilerin kestirilerek düzeltilmesi için yeni bir Smith algoritması modele ilave edilmiştir. Bozucu etkinin hesaba katıldığı ve katılmadığı durumlar için geliştirilen Smith kestiricilerin ayrı ayrı başarıları, PID kazanç değerleri optimize edilmiş bir kontrolcüyle sürülen düşük güçlü bir servomotor üzerinde benzetimlerle gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: kablosuz kontrol, yenilenmiş Smith kestiricisi, servomotor, zaman gecikmesi, PID kontrol

Feedback control of a dc servomotor with time delays subjected to disturbance signals

ABSTRACT

The time delay imposed in the wireless control systems makes it difficult to guarantee stable response in many cases. Especially, delays in feedforward path combined with feedback path may result in some stability problems of the controlled system response. For the remote control of servomotors used on unmanned aerial or underwater vehicles, space manipulators and humanoid robots time

*Sorumlu Yazar/Corresponding Author: Arif Ankaralı

¹Faculty of Engineering and Natural Sciences, Ankara Yıldırım Beyazıt University, Ankara, Türkiye

² School of Engineering and Natural Sciences, İstanbul Medipol University, İstanbul, Türkiye

³Faculty of Engineering, King Abdulaziz University, Jeddah, Saudi Arabia

This paper is the reorganized version of the paper presented at ISITES 2017 conference. This study is supported by College of Engineering of the USF and partly supported by BAP Office of Ankara Yıldırım Beyazıt University.

delays has got great importance in real time remote control of those systems. The time delay in the feedforward path may be caused by computer control algorithm processing, buffering, transmitting process of control signals through antenna, receiving process of control signals through antenna on the vehicle and the complementary hardware processing. Similarly, on the feedback path, position feedback signal measured by encoder is transmitted in reverse order of the control signal with some delay time. In this paper, the PID control of a DC servomotor with constant time delays will be discussed in detail. After specifying the effects of the delays in the system, Smith predictor will be added to the model to minimize the undesired effects on the output response of the servomotor. For the wireless control of the servomotors actuating some mechanical systems, a modified Smith predictor is designed to drive the system efficiently to take care of the disturbance effects coming from the dynamics of the driven parts. The success of the calculated predictors together with the tuned PID controller and the controllable range for disturbance to controller signal ratio are shown on a low power DC servomotor by simulations.

Key words: wireless control, Modified Smith predictor, servomotor, delay, PID control.

1. INTRODUCTION

The wireless control of actuators with time delays in feedforward and feedback paths has great importance because of the closed loop instability caused by these delays. Time delays result in linear phase shifts that limit the control bandwidth and affect closed-loop instability. With the technological developments on wireless communication and the increasing need to remotely controlled mechatronic systems, more researches on this topic will be realized in addition to the studies that have been already done. Remote control of different systems like mobile robots, unmanned aerial vehicles (UAVs), chemical or nuclear processes require the time delay effects to be taken into consideration. Song et al. studied on network based time delay and they proposed a new distributed control scheme that can compensate for the effects of the time delay. Their study is based on the PID controller with the Smith predictor and disturbance observer. Theoretical analysis are implemented with tracking position control experiment of a geared DC Servo motor and the performance is improved by augmenting a PID controller with both the Smith predictor and disturbance observer under the time delay in the network [1]. The controller design for a class of systems with actuator failures as well as time delays in control inputs is studied by Zhao et al. They applied Lyapunov stability criteria to guarantee the robust stability and certain performance of the delayed system for both normal operation and actuator failure cases [2]. Luck and Ray had developed a predictor-controller algorithm to minimize the effects of the delays and the performance of the compensator tested on a

DC motor velocity control [5]. An early study to overcome the time delay issue is done by Furukawa and Shimemura. They proposed a predictive control to stabilize an unstable system with time delays. They also showed mathematically that a Smith predictor is unable to effectively control the unstable system [6]. Anguleova and Wennberg studied on the identifiability of the delay parameter with a single time delay. They gave the theorems and the proofs of identifiability for nonlinear systems for one time delay and applied on several examples [7]. The effects of the time delays in wired and wireless networks studied by many researchers. One of the recent surveys focused on Networked Control Systems (NCS) is realized by Hapanha et al. [12]. In the wireless controlled systems described in Fig. 1, there are two parameters subjected to delays. One of them is the controller signal delay in feedforward path from controller to the actuator and the other is feedback signal delay from sensor to the controller. Those delays are mainly caused by the processing delays of control algorithms, buffering delays of the generated information, device delays of electronic components, transmitting-receiving delays and transportation delays of the signal on the way. Similarly, the delays in control of wireless sensor-actuator systems, the total delay is the sum of processing delay, buffering delay, in feedforward path and sensor measuring delay, transmitting-receiving delays in feedback path. The importance of the delays of the sensor-actuator systems is that it directly effects the dynamic behavior of the actuator and can even make the actuator unstable. The main purpose of this study is to understand the basics of a remotely controlled DC servomotor under the effect of delays and the disturbances

coming from the dynamics of the actuated mechanical system. Since the torque disturbance on the servomotor shaft can be calculated through equations of motions of the driven system, it's quite possible to introduce these varying torque values to the Smith predictor and produce a control signal which takes care of those disturbing effects. For the future modelling and simulation of servomotor actuated robotic systems, as a first step, the overall closed loop transfer functions of the system on hand will be obtained and tested if they works accurate. This paper is organized as follows: First of all, closed loop transfer function of a PID controlled servomotor with feedforward and feedback constant delays including disturbance is obtained. This system is given in Fig. 1. Then, a modified Smith predictor is included in the model to overcome delays and disturbance effects together. In simulations section, all of the derived transfer functions are utilized to show the designed PID controller-Smith predictor collaboration success by means of step input response of the servomotor.

2. MODIFIED SMITH COMPENSATOR DESIGN FOR DISTURBANCES

Fig. 1 shows the closed loop system on hand with a disturbance input. When the mechanical systems driven by servomotors are considered, the inertia effects of the loads may be included to the system as a disturbance [13] and a study is realized by Ankaralı previously [14].

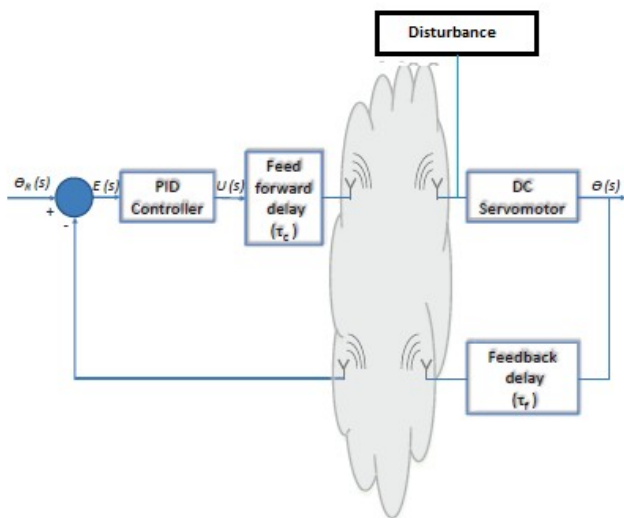


Figure 1. The wireless PID controlled servomotor and sensor system.

a link rotated by the servomotor will cause a torque and this torque will be calculated through dynamic

equations and introduced to the controlled system to compensate the effect of the inertia. The mathematical model of P can be found in [15]. In this case, the compensator obtained in [16] will be modified to overcome the effect of this type of external loading applied on the motor shaft. Ankaralı and Arslan studied on the effects of time delays in feed forward and feedback paths for wireless control of the DC servomotor. A Smith Predictor is successfully obtained and applied to the servomotor to compensate the delay effects [16]. In this case, the closed loop transfer function of the system is again obtained by assuming that the system is time-invariant and linear. From the block diagram in Fig.2, modified Smith predictor can be formulated as:

$$\tilde{S}(s) = \frac{P(s)[1-(D_c+\lambda)D_f]}{D_c} \tag{1}$$

$P(s)$ is the transfer function of the plant and obtained as [15, 16],

$$P(s) = \frac{\theta_r(s)}{\theta_s(s)} = \frac{K}{Js^2 + Bs}$$

Where

$$J = \frac{J_0}{n^2}, B = \frac{b_0 + (K_2K_3/R_a)}{n^2}, K = \frac{K_0K_1K_2}{nR_a}$$

D_c and D_f are the delays in feedforward and feedback paths and defined as,

$$D_c(s) = e^{-\tau_c s}$$

$$D_f(s) = e^{-\tau_f s}$$

The term λ represents the ratio of disturbance signal to controller signal and defined as:

$$\lambda(s) = \frac{d(s)}{u(s)}$$

After replacing the related terms into Eqn.(1) given above, and making necessary simplifications, modified Smith predictor is obtained as

$$\tilde{S}(s) = \frac{\tilde{\alpha}_s s^2 + \tilde{\beta}_s s + \tilde{\gamma}_s}{\tilde{\delta}_s s^3 + \tilde{\vartheta}_s s^2 + \tilde{\nu}_s s} \tag{2}$$

Where

$$\tilde{\alpha}_s = K\tau_c\tau_f, \tilde{\beta}_s = K(\tau_c + \tau_f - \lambda\tau_c),$$

$$\tilde{\gamma}_s = -K\lambda, \tilde{\delta}_s = J\tau_f, \tilde{\vartheta}_s = B\tau_f + J, \tilde{\nu}_s = B.$$

From the Fig. 2, it's clear that the overall closed

loop response of the system can be obtained by adding the reference input response and the disturbance response of the system [14]. The closed loop transfer function of the system for reference input may be obtained by letting the external disturbance input is zero. So, the closed loop transfer function for reference input can be obtained as:

$$\begin{aligned}\tilde{G}_R &= \frac{\theta(s)}{\theta_r(s)} \\ &= \frac{D_c G_c(s) P(s)}{1 + D_c G_c(s) \tilde{S}(s) + D_c D_f G_c(s) P(s)} \\ &= \frac{\tilde{\theta}_r s^3 + \tilde{\alpha}_r s^2 + \tilde{\beta}_r s + \tilde{\delta}_r}{\tilde{\sigma}_r s^5 + \tilde{\epsilon}_r s^4 + \tilde{\zeta}_r s^3 + \tilde{\gamma}_r s^2 + \tilde{\kappa}_r s + \tilde{\nu}_r}\end{aligned}\quad (3)$$

Where

$$\begin{aligned}\tilde{\theta}_r &= KK_d \tau_c \lambda, \\ \tilde{\alpha}_r &= K(K_d \lambda + K_d + K_p \tau_c \lambda), \\ \tilde{\beta}_r &= K(K_p \lambda + K_p + K_i \tau_c \lambda), \quad \tilde{\delta}_r = KK_i(1 + \lambda) \\ \tilde{\sigma}_r &= J \tau_c^2 \lambda, \quad \tilde{\epsilon}_r = \tau_c(J + 2J\lambda + B \tau_c \lambda), \\ \tilde{\zeta}_r &= J + J\lambda + B \tau_c + KK_d \tau_c + 2B \tau_c \lambda, \\ \tilde{\gamma}_r &= B + B\lambda + KK_d + KK_p \tau_c, \\ \tilde{\kappa}_r &= K(K_p + K_i \tau_c), \quad \tilde{\nu}_r = KK_i.\end{aligned}$$

Similarly, the closed loop transfer function for disturbance input can be obtained as:

$$\begin{aligned}\tilde{G}_D(s) &= \frac{\theta(s)}{D(s)} \\ &= \frac{[1 + D_c G_c(s) \tilde{S}(s)] P(s)}{1 + D_c G_c(s) \tilde{S}(s) + D_c D_f G_c(s) P(s)} \\ &= \frac{\tilde{\omega}_d s^5 + \tilde{\rho}_d s^4 + \tilde{\theta}_d s^3 + \tilde{\alpha}_d s^2 + \tilde{\beta}_d s + \tilde{\delta}_d}{\tilde{\sigma}_d s^7 + \tilde{\epsilon}_d s^6 + \tilde{\eta}_d s^5 + \tilde{\gamma}_d s^4 + \tilde{\kappa}_d s^3 + \tilde{\nu}_d s^2 + \tilde{\zeta}_d s}\end{aligned}\quad (4)$$

Where

$$\begin{aligned}\tilde{\omega}_d &= KJ \tau_c \tau_f, \\ \tilde{\rho}_d &= K(J \tau_c + J \tau_f + B \tau_c \tau_f + KK_d \tau_c \tau_f), \\ \tilde{\theta}_d &= K(J + B \tau_c + B \tau_f + KK_d \tau_c + KK_d \tau_f \\ &\quad + KK_p \tau_c \tau_f - KK_d \tau_c \lambda), \\ \tilde{\alpha}_d &= K(B + KK_p \tau_c + KK_p \tau_f \\ &\quad - KK_d \lambda + KK_i \tau_c \tau_f - KK_p \tau_c \lambda), \\ \tilde{\beta}_d &= K(KK_i \tau_c + KK_i \tau_f - KK_p \lambda - KK_i \tau_c \lambda), \\ \tilde{\delta}_d &= -K(KK_i \lambda), \quad \tilde{\sigma}_d = J(\tau_c + \tau_f),\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tilde{\epsilon}_d &= J \tau_f (J + B \tau_c) + J \tau_c (J + B \tau_f) + KK_d \tau_f, \\ \tilde{\eta}_d &= (J + B \tau_c)(J + B \tau_f + KK_d \tau_f) + BJ \tau_f + \\ &\quad J \tau_c (B + KK_d + KK_p \tau_f - KK_d \lambda), \\ \tilde{\gamma}_d &= (J + B \tau_c)(B + KK_d + KK_p \tau_f - KK_d \lambda) \\ &\quad + B(J + B \tau_f + KK_d \tau_f) \\ &\quad + J \tau_c (KK_p + KK_i \tau_f - KK_p \lambda), \\ \tilde{\kappa}_d &= (J + B \tau_c)(KK_p + KK_i \tau_f - KK_p \lambda) \\ &\quad + B(B + KK_d + KK_p \tau_f - KK_d \lambda) \\ &\quad - JKK_i \tau_c (\lambda - 1), \\ \tilde{\nu}_d &= BK(K_p + K_i \tau_f - K_p \lambda) \\ &\quad - K_i (J + B \tau_c) (\lambda - 1), \\ \tilde{\zeta}_d &= -BKK_i (\lambda - 1).\end{aligned}$$

The overall closed loop transfer function of the system with external disturbance input is the sum of reference input response and disturbance input response

$$\tilde{G}(s) = \tilde{G}_R(s) + \tilde{G}_D(s) \quad (5)$$

For simulation purposes, the value of λ in Eqn. (1) should be kept within a limited range for the system to run in stable region. In this case, selection of the reference input signal as a step input together with a retuned PID controller gains for the possible λ range will be reasonable. The effect of the λ variations on steady state because of the disturbance input with constant feedforward and feedback delays are shown in Figure 5.

3. SIMULATIONS

Several Matlab scrips are written to make the desired simulations. Simulink models of the systems are designed in parallel to double check if the codes are giving reliable results. The derived closed loop transfer functions utilized in scripts give almost the same result as the Simulink diagrams in which all of the individual blocks are joined to each other as given in Fig.2. The values of characteristic parameters of the selected servomotor are given in Table 1 [8]. This is a small sized and low power DC motor suitable for low torque required applications with high sensitivity. The remote control system block diagram is given in Fig.2. D_c and D_f blocks represents controller signal delay and sensor feedback delay regarding respectively during the wireless communication between controller and the servomotor with an encoder. PID gains of the controller for desired performance of the motor are obtained by tuning the linear model and given in Table 2. These gains

correspond to zero time delays in the system. The 3-D surface plot of the response of the system with respect to time delays and simulation time between 0-60 ms can be seen in Fig. 3.

Table 1. Characteristics of the servomotor used in simulations

Explanation	Symbol	Value
Inertia of the rotor ($g\ cm^2$)	J_0	11
Inductance (mH)	L_a	0.108
Resistance (Ohm)	R_a	1.46
Torque constant (mNm/A)	K_2	19
Mechanical time constant (ms)	T_m	4.43

Table 2. Optimized gains of the PID controller used in simulations

Explanation	Symbol	Value
Proportionality gain	K_p	7.69
Integral gain	K_i	39.35
Derivative gain	K_d	0.00

It's clear that increase in time delays introduced to the system with tuned PID gains dramatically affects the step response of the servomotor. The delay time range is defined by considering the maximum allowable wireless communication delays like ZigBee, Wi-fi and Bluetooth. The simulation results belonging to Modified Smith predictor-PID controlled servomotor as given in

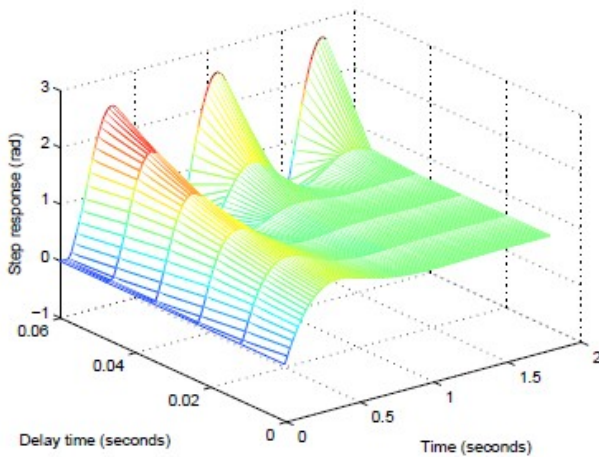


Figure 3. PID controlled DC servomotor response for delays between 0-60 ms.

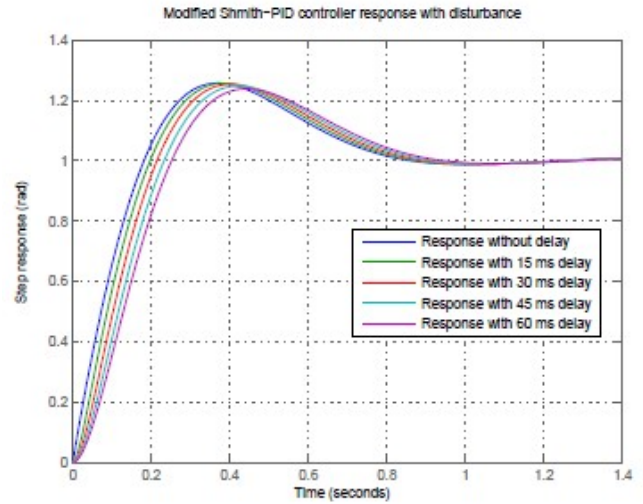


Figure 4. Modified Smith Predictor-PID controlled servomotor response with disturbance input for different wireless communication delays ($\lambda=0.01$, $K_p=7.6983$, $K_i=39.3528$, $K_d=0$).

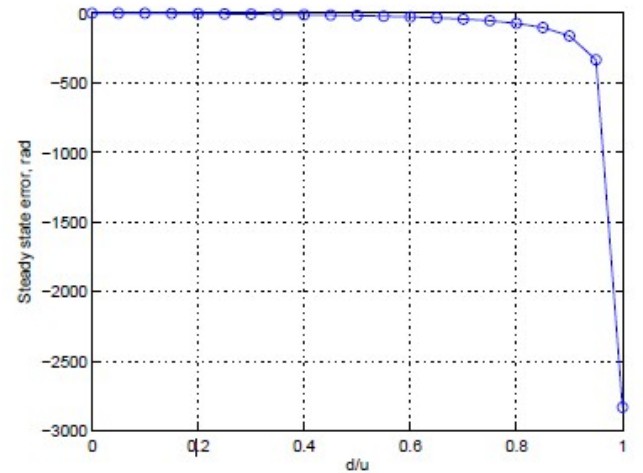


Figure 5. The effect of disturbance on steady state error of the servomotor with PID- Modified Smith controller ($K_p=7.6983$, $K_i=39.3528$, $K_d=0$)

Fig. 4 are plotted on the same graph for varying delay times between 0-60 ms. For the same range of delays, the Matlab script written for the system given in Fig. 1, which is including an external disturbance, is run and results are seen on Fig. 3. In these simulations, simulation time is selected as 1.4 second which corresponds to settling time of the servomotor. By keeping the simulation time small enough, the difference between each delay dependent response tried to make observable on the same graph. The effect of the λ on steady-state error is given in Fig. 5. Simulation time is taken as the same with previous simulation, which provides required information about the whole system's sensitivity to this parameter's variation.

4. CONCLUDING REMARKS

This study is planned as the first step towards wireless control of mobile robotic systems where main control unit is far away from the electromechanical system itself. Because, most of those systems use servomotors for actuation and sensors for feedback information about position, velocity and/or torque. So, understanding the response behavior of these systems subjected to delays together with external disturbances is quite important.

To prevent the servomotor from instability because of delays and external disturbance, Modified Smith predictor is designed. The performance of the Modified Smith predictor with PID controller is examined by means of simulations on a specific servomotor. In this model, in addition to delays, an external disturbance is added to the system and the Modified Smith predictor is calculated for this case and the success is tested on the servomotor.

In this perspective, the response of a low power, small sized high frequency servomotor is studied by simulations under the effect of delays and external disturbances in detail. The basic technical specifications of the studied servomotor are given in Table 1. The tuned gains of the PID controller without delay case are given Table 2. All of the evaluations for the cases studied above are done due to these gain values. The servomotor is assumed to be used on a mobile robot and controlled from a fixed controller unit in a wireless fashion. So, the delay range related with wireless communication methods are taken into consideration and the effect of those are examined on the control of the selected servomotor.

First of all, the closed loop transfer function of the servomotor control system for constant delays in feedforward and feedback paths is obtained. The step response of the system between 0-60 ms delays without compensator are simulated and given in Fig.3. It's clear that time delays in the system directly affects the dynamic behavior of the motor and results in changes in rise time, peak time, max. peak and settling time as seen in Fig. 3. As the delay time is increased the system response to step input becomes more oscillatory and tends to go to instability. To keep the DC servomotor response in the stable region and eliminate the delay effects, a Modified Smith predictor is

introduced to the system as given in Fig. 2. By reduction of this block diagram and replacing the transfer functions of individual components together with \tilde{S} block, the overall transfer function of the Modified Smith predictor PID controlled servomotor with delays is obtained and given as Eq. (5).



The simulations using the given block diagram and the related closed loop transfer functions for a step input shows that the designed modified compensator is perfect and the response is almost the same although the applied time delays are varying as given in Fig.3 if the disturbance is zero. It's observed that the Modified Smith predictor works well and does not allow the maximum peaks to jump some undesired values.

However, the effect of the delay is observed as a time shift in step response behavior of the servomotor and this shift is directly proportional to the delay time. The rise time and the peak time are also shifting slightly towards right with increasing delays as expected. The settling time is about 1.4 seconds and almost the same for each simulation. For external disturbance compensation, a modified Smith predictor is designed as given in Eq. (2). For this case, again, the closed loop transfer function of the whole system is obtained and used for simulations. Fig. 4 declares that the predictor works well and similar response characteristics of the first case given in [15] is observed for the value of λ parameter as zero.

The eligibility region of λ remains to be determined. Because for small values of $\lambda \leq 0.4$ steady state errors are nearly zero but for higher values they increase to unallowable values as seen on Fig. 4. Additionally, as λ increases, maximum peaks of step responses also increase as given in Fig. 5. So, it can be concluded that up to some certain values of λ system work fine depending on the expected requirement criteria of the system. But after that value, for keeping the peaks in a certain limited range the system may need some adaptive nature. So that PID gains may be tuned due to the changing dynamics of the system which result in λ increase to get the satisfactory response from the system.

REFERENCES

- [1] Ki-Won Song, Gi-Sang Choi, and Gi-Heung Choi, Tracking Position Control of DC Servo Motor in LonWorks/IP Network, International Journal of Control, Automation, and Systems, vol. 6, no. 2, pp. 186- 193, 2008.
- [2] Qing Zhao and Chuwang Cheng, State Feedback Control for Time Delayed Systems with Actuator Failures, Proceedings 01 the American Control Conference, Denver, Colorado June 4-6, 2003.
- [3] Qing-Chang Zhong, Robust Control of Time-delay Systems, Springer Verlag London Limited 2006
- [4] Katsuhiko Ogata, Modern Control Engineering, Prentice Hall, 2010
- [5] Rogelio Luck and Asok Ray, Experimental verification of a delay compensation algorithm for integrated communication and control systems, Int. J. Control, Vol. 59, No.6, 1357-1372, 1994
- [6] Toshio Furukawa and Etsujiro Shimemura, Predictive control for systems with time delay, Prentice Hall, 2010
- [7] Milena Anguelova and Bernt Wennberg, State elimination and identifiability of the delay parameter for nonlinear time-delay systems, Automatica 44, 1373-1378, 2008
- [8] <http://www.maxonmotorusa.com/maxon/view/catalog/>
- [9] Han-Qin Zhou, Qing-Guo Wang and Liu Min, Modified Smith predictor design for periodic disturbance rejection, ISA Transactions, V. 46, 493- 503, 2007
- [10] Chien-Liang Lai and Pau-Lo Hsu, Design the Remote Control System With the Time-Delay Estimator and the Adaptive Smith Predictor, IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 6, No. 1, 2010
- [11] A. Terry Bahill, A Simple Adaptive Smith-Predictor for Controlling Time-Delay Systems, Control systems magazine, 16-22, 1983
- [12] Joao P. Hespanha, Payam Naghshtabrizi, and Yonggang Xu, A Survey of Recent Results in Networked Control Systems, Proceedings of the IEEE, Vol. 95, No. 1, January 2007
- [13] K.S. Fu, R.C. Gonzales and C.S.G. Lee, Robotics: Control, Sensing and Vision, McGraw Hill Book Company, 1987
- [14] Arif Ankaralı, Fuzzy Logic Velocity Control of a Biped Robot Locomotion and Simulation, Int J Adv Robotic Sys., 2012, Vol. 9, 1-10, 2012
- [15] Katsuhiko Ogata, System Dynamics and Control, Prentice Hall, 2010
- [16] Arif Ankaralı and Hüseyin Arslan, "Smith Predictor Application on Wireless Dc Servomotor Control", 16. National Machine Theory Symposium, Atatürk University, Engineering Faculty, 12-13 June, 2013, Erzurum, TURKEY

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 25.05.2016 <u>Kabul/Accepted</u> 09.05.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.327114	

Değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde kanat ucu hız oranı tabanlı maksimum güç izleme denetimi; kapsamlı bir tasarım

Murat Karabacak^{*1}, Fuat Kılıç¹, Yasin Candaş¹, Özhan Atmaca¹, Tufan Volkan Küçük¹

ÖZ

Rüzgârdan elektrik enerjisi üretmek için kullanılan rüzgâr türbinlerinin en ilkel denetim yöntemi, sabit hızlı denetim yöntemidir. Bu yöntemle, türbin giriş gücünün maksimum oranda şebekeye aktarılması mümkün değildir. Bu nedenle Maksimum Güç İzleme (MGİ) şemaları önerilmiştir. MGİ yapabilmek için rüzgâr hızının her farklı değerinde, pervane farklı bir hızla dönmelidir. Bu durum MGİ tabanlı sistemlere Değişken Hızlı Rüzgâr Türbini (DHRT) sistemleri denilmesine yol açmıştır. DHRT sistemlerinde türbin giriş gücü maksimum güce yakın oranlarda şebekeye aktarılabilmektedir. DHRT sistemlerinin MGİ tabanlı denetimi söz konusu olduğunda iki önemli işlem öne çıkar. Bunlar MGİ noktasının anlık olarak saptanması ve izlenmesidir. Bu çalışmada kanat ucu hız oranı tabanlı maksimum güç izleme şeması kullanılarak, Sabit Miknatıslı Senkron Generatörlü (SMSG) bir DHRT sistemi ile rüzgârda bulunan güç değeri maksimum oranda arka arkaya bağlı çevirici sistem üzerinden şebekeye aktarılmaktadır. Ayrıca fiziksel bir rüzgâr türbini modellenmiş ve benzetimi yapılmıştır. Sonuçlar zamanla değişen bir MGİ noktasının yüksek performansla izlendiğini göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: MGİ, Rüzgâr Türbini, SMSG

Tip speed ratio based maximum power tracking control of variable speed wind turbines; a comprehensive design

ABSTRACT

The most primitive control method of wind turbines used to generate electric energy from wind is the fixed speed control method. With this method, it is not possible that turbine input power is transferred to grid at maximum rate. For this reason, Maximum Power Tracking (MPT) schemes are proposed. In order to implement MPT, the propeller has to rotate at a different speed for every different wind speed. This situation has led MPT based systems to be called Variable Speed Wind Turbine (VSWT) systems. In VSWT systems, turbine input power can be transferred to grid at rates close to maximum power. When MPT based control of VSWT systems is the case, two important processes come into prominence. These are instantaneously determination and tracking of MPT point. In this study, using a Maximum Power Point Tracking (MPPT) method based on tip speed ratio, power available in wind is transferred into grid over a back to back converter at maximum rate via a VSWT system with permanent magnet synchronous generator (PMSG). Besides a physical wind turbine simulator is modelled and simulated. Results show that a time varying MPPT point is tracked with a high performance.

Keywords: MPPT, Wind Turbine, PMSG

* Corresponding Author

¹ Faculty of Technology, Mechatronics Engineering Department, Sakarya University, Turkey

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Rüzgârdan elektrik enerjisi elde etmek için rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemleri, kısaca rüzgâr türbinleri kullanılmaktadır. Bir yenilenebilir enerji kaynağı olarak rüzgâr enerjisinden elektrik üretimi, doğa dostu olma, yüksek seviyelerde elektrik enerjisi sağlama ve uzun ömürlü olma gibi önemli üstünlüklere sahiptir. Bu durum dünyada birçok ülkenin bu alanda büyük yatırımlar yapmasını sağlamıştır [1]. Rüzgâr rejiminin iyi olmadığı bölgelere Sabit Hızlı Rüzgâr Türbini (SHRT) sistemleri kurmak çok verimli enerji üretimi sağlayamamaktadır [2-4].

DHRT sistemlerinin kurulumu ve tasarımı daha zor ve maliyetli, denetimi ise daha karmaşıktır. Fakat DHRT sistemleri ile rüzgârdan alınabilecek güç değerini, idealde maksimum, gerçekte ise maksimuma yakın seviyelerde tutmak mümkündür. Rüzgâr rejiminin iyi olmadığı bölgelerde veya rüzgâr hızının düşük olduğu belirli zaman aralıklarında, DHRT sistemleri SHRT sistemlerine göre çok daha verimli çalışmaktadır. Bir karşılaştırma yapmak gerekirse, DHRT sistemleri ile aynı koşullarda SHRT sistemlerine göre %38 daha fazla elektrik enerjisi elde etmek mümkündür. Buradaki önemli olan nokta şudur, rüzgâr hızı düştükçe DHRT sistemleri ile elde edilen elektrik enerjisi SHRT sistemlerine göre artmaktadır [5].

Rüzgâr türbinlerinin değişken hızlı denetiminde amaç rüzgârdan alınabilecek enerjiyi her zaman maksimum seviyede tutmaktır. Bu amaçla DHRT sistemlerinde generatör arka arkaya bağlı iki adet güç elektroniği çeviricisi üzerinden şebekeye bağlanır. Generatör tarafındaki çevirici ile maksimum güç izleme, şebeke tarafındaki çevirici ile şebekeye güç aktarma ve DC barayı sabit bir değerde tutma amaçları yerine getirilmektedir. Bu tür bir şemada şebeke tarafı ve generatör tarafı birbirinden bağımsızdır.

SHRT ve DHRT sistemleri denetim ve tasarım gibi parametreler açısından kendi içlerinde çeşitli sınıflara ayrılmaktadır. SHRT sistemlerinin çalışmasında pervane, dolayısıyla generatör hızı sabittir. Bu bağlamda denetim karmaşık değildir fakat rüzgârdan alınan enerji hiçbir zaman maksimum seviyede olmaz. SHRT sistemlerinin DHRT sistemlerine göre üstünlükleri daha basit, ucuz ve az karmaşık olmalıdır. Bununla birlikte bir SHRT sisteminin kurulumu için çok iyi bir

bölgesel rüzgâr rejimi analizi yapmak gereklidir. Rüzgâr rejiminin her farklı ortalama değeri için özel bir SHRT tasarımı iyi bir verim elde etmek için elzemdir ki bu durum da neredeyse mümkün değildir. Sonuç olarak SHRT sistemleri genellikle 8-12m/s rüzgâr hızları aralığında verimli çalışmak üzere üretilirler. Rüzgârdaki ani değişimlerle şebekeye aktarılan aktif güçler de anlık olarak yüksek veya düşük değerlere ulaşmaktadır. Bu durum şebekede anlık frekans dalgalanmasına neden olmaktadır. Ayrıca SHRT sistemlerinde yaygın olarak kullanılan asenkron generatörler, diğer generatörler ile karşılaştırıldığında yüksek miktarda reaktif güç tüketmektedir. Bu durum ise şebekede gerilim düşümüne ve dolayısıyla şebekede gerilim kararlılığı ile ilgili problemler yaşanmasına neden olabilir. Sonuç olarak, büyük güçlü çok sayıda SHRT sisteminin oluşturduğu geniş güç ölçekli bir alt şebekenin ana şebekeye doğrudan bağlanması, yukarıdaki sebepten ötürü ana şebekede, frekans ve gerilim kararlılığı ile ilgili problemler yaşanmasına neden olabilmektedir [6-12].

DHRT sistemleri reaktif güç tüketmediği için şebekede gerilim kararlılığı problemlerine neden olmaz, fakat frekans kararlılığı ile ilgili problemler DHRT sistemlerinde de yaşanabilmektedir. Bu problemi de gidermek için günümüzde rüzgâr türbini sistemleri enerji depolama sistemleri ile beraber kurulmaktadır. Böylece rüzgârdaki anlık güç değişimleri enerji depolama sistemi ile kompanze edilerek şebekeye düzgün sürekli bir güç aktarımı yapılmaktadır [13-14].

Bu çalışmada, bir DHRT sistemi için kanat ucu hız oranı tabanlı bir MGİ şeması ile bir denetim sistemi tasarlanmıştır. Rüzgârda bulunan mevcut güç değeri ise maksimum oranda şebekeye aktarılabilir.

Çalışmanın geri kalanında ilk olarak rüzgâr türbinin dinamikleri açıklanmış, ardından denetim sistemi ve MGİ şeması verilmiş ve son olarak Benzetim çalışması sonuçları sunulmuştur. Benzetim sonuçlarına göre, kanat güç katsayısı ve kanat ucu hız oranı çok yaklaşık olarak optimal değerlerinde kalmakta ve MGİ amacı yüksek performansla yerine getirilmektedir.

2. RÜZGÂR TÜRBİNİ DİNAMİKLERİ (DYNAMICS OF WIND TURBINES)

Rüzgâr türbini karakteristiklerini anlamak için sıvı ve hava araçları aerodinamikleri temelinde bazı bilgilere sahip olmak gereklidir. Bu konuda çok sayıda yayınlanmış kaliteli ayrıntılı yayınlar bulunmaktadır. Rüzgâr türbinlerinde kullanılan pervanenin şekli, türbinin karakteristiğini baştan sona etkiler. Bunlar arasında 3 bıçaklı pervaneler en yüksek pervane güç katsayısına sahiptir. Bu durum, özellikle büyük güçlerde 3 bıçaklı pervaneleri en çok kullanılan pervaneler haline getirmiştir.

Rüzgâr türbinleri yatay ve dikey eksenli olarak ikiye ayrılmaktadır. Yatay eksenli türbinlerde pervane rüzgârı önden almaktadır. Bu tarz türbinler yüksek verimlidir, güç yoğunlukları yüksektir, kapatma rüzgâr hızları düşüktür ve birim güç çıkışı başına daha düşük maliyetlidir. Fakat bu türbinlerde rota (yaw) denetimi yapılmak zorundadır, yani yönleri rüzgâra döndürülmelidir. Düşük güçlerde bu denetim pasif, yani bir kuyruk mekanizması ile kendiliğinden yapılır. Büyük türbinlerde ise aktif, yani elektrik motorlarının konum kontrolü ile yapılır. Rüzgâr türbinleri dikey eksenli olarak da üretilmektedir, bu türbinlerin en büyük üstünlüğü her yönden esen rüzgârın pervaneye etki etmesidir. Bu durum pervanenin rota denetimini ortadan kaldırır. Bununla birlikte, yatay eksenli türbinlerin üstünlükleri burada bulunmaz.

Rüzgâr türbinlerindeki ana fikir, pervane alanından geçen hava kütlelerinin (yani rüzgârın) hızını azaltarak, hava kütlelerinin sahip olduğu kinetik enerjinin belirli bir kısmını önce mekanik sonra elektrik enerjisine dönüştürmektir.

Burada dikkat çeken en önemli nokta, pervanenin önünden gelen hava akımının pervaneden geçerken hız kaybettiği, fakat pervanenin arkasında hâlâ belirli bir hız değerine sahip olduğudur. Bu durum, rüzgârda bulunan kinetik enerjinin tamamının alınmadığını göstermektedir. Hava kütlelerinin hareketinin (yani rüzgârın) oluşturduğu kinetik enerjinin sahip olduğu güç miktarı ve diğer aerodinamik formüllerin gelişimi aşağıda verilmektedir. Öncelikle, pervanenin çizdiği "A" alanından geçen havanın kinetik enerjisi,

$$E_w = \frac{1}{2} m V_w^2 \quad (1)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada m , pervane alanından geçen havanın kütlesi (kg), V_w pervane alanından geçen rüzgârın hızı (m/s), E_w ise bu havanın sahip olduğu kinetik enerjidir (Joule). Bu enerjinin zamana göre türevi alındığında, birim zamanda aktarılan enerji miktarı, yani güç bulunur.

$$P_w = \frac{dE_w}{dt} = E_w = \frac{1}{2} \dot{m} V_w^2 \quad (2)$$

Bu durumda, hava kütlesi akış oranı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\dot{m} = \rho A V_w \quad (3)$$

Burada ρ , havanın yoğunluğudur (kg/m³) ve A pervanenin çizdiği etkin daire alanıdır (m²). Hava yoğunluğu havanın sıcaklığı ve basıncı aracılığı ile hesaplanır. Denklem (3), (2)'de yerine konulduğunda o an rüzgârda bulunan güç miktarı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A V_w^3 \quad (4)$$

Yukarıdaki denklemde gördüğümüz gibi pervanenin çizdiği daire alanı ne kadar fazla ise, diğer bir deyişle pervane bıçaklarının boyu ne kadar uzun ise, rüzgârdan alınan güçte o kadar fazla olmaktadır. Diğer taraftan, rüzgâr hızı ve yoğunluğu da rüzgârda bulunan güç ile doğru orantılıdır. Genellikle rakım yükseldikçe rüzgâr hızı artar. Güç formülünde rüzgâr hızının küpü alındığı için, rüzgâr hızındaki küçük bir artış bile güç miktarını çok artırır. Bu yüzden rüzgâr türbinleri uygun şekilde tasarlanarak türbin gücü ile orantılı olarak yükseğe imal edilir. Redüktör bulunmayan rüzgâr türbinlerine doğrudan sürülen veya redüktörsüz rüzgâr türbinleri, redüktör bulunanlara ise redüktörlü rüzgâr türbinleri denilmektedir [15-16].

Doğrudan sürülen rüzgâr türbinleri, redüktörlü olanlara göre daha üstündür, çünkü bu tür türbinlerde gürültü düşük, arıza ve bakım onarım az, tasarım daha kolay ve verim daha yüksek olmaktadır. Bu duruma paralel olarak, arıza ve bakım süreçlerinin oldukça azalması güvenilirliği önemli ölçüde artırmaktadır. Doğrudan sürülen rüzgâr türbinleri Sürekli Miknatıslı Senkron

Generatör (SMSG)'lerden başka generatörler ile imal edilememektedir [16-17]. Kanat ucu hız oranı rüzgâr hızına ve pervanenin yarıçapına bağlıdır. Aşağıdaki formülle değeri hesaplanmaktadır ve birimsiz bir büyüklüktür.

$$\lambda = \frac{\omega_r R}{V_w} \quad (5)$$

Yukarıda ω_r pervanenin açısal hızı (rad/s)'dir. R ise pervanenin yarıçapı (m)'dir. Sabit bir rüzgâr hızı için biri çok büyük biri çok küçük iki farklı hız oranında bir rüzgâr türbinin çalıştığı kabul edilsin. Küçük hız oranında pervaneler yavaş dönecek ve rüzgârın büyük bir kısmı pervane alanından bıçaklar arasından serbest geçiş yapacaktır. Bu durumda rüzgârda bulunan gücün ilgili kısmı bu serbest geçişle kaybolacaktır. Yüksek hız oranında ise pervane hızlı dönecek ve pervane alanından geçen rüzgâra engel teşkil edecektir. Bu durumda pervane alanından geçen hava akımının kütlesi azalacak ve yine rüzgârdan alınan güç azalacaktır. Buradaki yorumdan her rüzgâr türbini için hız oranına ait optimum bir değer bulunduğu ortaya çıkmaktadır. Yani hız oranını optimum yapmak demek, her rüzgâr hızında pervaneyi farklı bir hızda döndürerek, rüzgârdan alınan mekanik gücü maksimum yapmak demektir.

C_p birimsiz bir büyüklüktür, pervanenin mil gücü rüzgârda bulunan güce bölündüğünde pervane güç katsayısı bulunmuş olur. Pervane güç katsayısının değerini hız oranı ve birtakım sabitler belirlemektedir, değeri ise aşağıdaki formüller aracılığı ile hesaplanmaktadır.

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (6)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3\beta - C_4 \right) e^{\left(\frac{C_5}{\lambda_i} \right)} + C_6\lambda \quad (7)$$

Buradaki sabitler, $C_1=0.5176$, $C_2=116$, $C_3=0.4$, $C_4=5$, $C_5=21$, $C_6=0.0068$ olarak verilmektedir [4-5]. β ise pervanelerin rüzgâr eğimidir. Küçük güçlü türbinlerde bu mekanizma bulunmadığı için $\beta=0$ alınır. Yukarıda görüldüğü gibi önce hız oranı hesaplanır, hız oranı ve β aracılığı ile λ_i ara değeri hesaplanır. Daha sonra katsayılar yerine konarak pervane güç katsayısı hesaplanır. Bu katsayı ile türbin giriş gücü P_{in} bulunur.

$$P_{in} = C_p P_w \Rightarrow P_{in} = \frac{1}{2} C_p \rho A V_w^3 \quad (8)$$

Türbin giriş gücü türbinin elektromekanik denklemi aracılığı ile de hesaplanabilmektedir.

$$P_{in} = \omega_r T_w \quad (9)$$

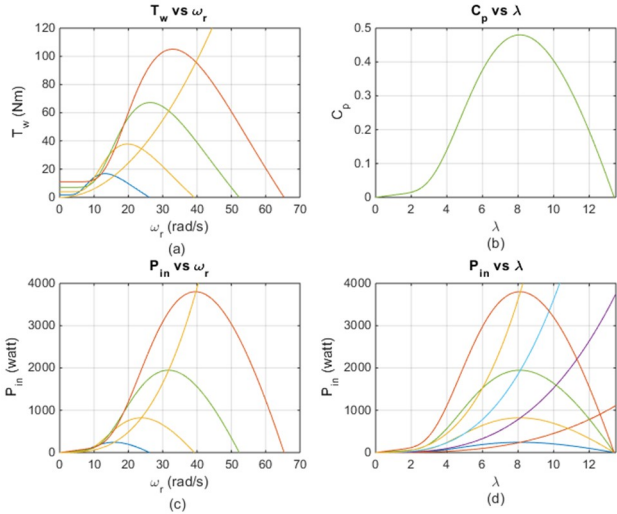
Yukarıdaki denklemde T_w , rüzgârdan kaynaklanan milde indüklenen momenttir. Eğer sistemde redüktör var ise, redüktörün her iki tarafı için hızmoment eşitlikleri kullanılarak miller arasında hızmoment dönüşümleri yapılabilir. Denklem (4)'de görüldüğü gibi rüzgârda bulunan mevcut gücün hesaplaması verilmektedir. Denklem (4), (8) ve (9)'u kullanılması ile

$$T_w = \frac{P_{in}}{\omega_r} = \frac{C_p P_w}{\omega_r} = \frac{1}{2} \rho A C_p V_w^2 \quad (10)$$

elde edilir [18]. Formüllerden anlaşıldığı gibi, rüzgâr hızı arttıkça rüzgâr gücü ve dolayısıyla türbin giriş gücü artmaktadır. Türbin giriş gücünü belirleyen diğer parametre pervane güç katsayısıdır. Güç katsayısını ise hız oranı belirlemektedir. Hız oranı optimum değerinde tutulursa, Betz teoremine göre pervane güç katsayısının değeri de maksimum, yani en fazla 0.5926 olabilmektedir. Fakat gerçek uygulamalarda birçok ideal olmayan durumdan ötürü, genellikle 0.45 ile 0.55 arasında kalmaktadır [15-17].

Şekil 1'de rüzgâr hızı ve generatör hızının değişimine karşı pervane güç katsayısının ve türbin giriş gücünün değişiminin grafikleri verilmektedir. Ayrıca hız oranının değişimine karşı kanat güç katsayısının değişimi ve türbin giriş gücünün değişimi de verilmektedir. Şekildeki rüzgâr türbini karakteristikleri; 3 bıçaklı, yatay eksenli, $R = 2.05m$, $\beta = 0$, $\rho = 1.235$, redüktörsüz bir sistem, "up-wind" tasarım ve 3.7 kW'lık bir türbin giriş gücü için elde edilmiştir.

Şekil 1 (b)'de hız oranına karşı pervane güç katsayısı çizdirilmiştir. Görüldüğü gibi hız oranının optimum değeri (λ_{opt}) 8.134 olarak bulunmaktadır. Şekil 1 (d)'de, hız oranının değişimine karşı farklı rüzgâr hızları için türbin giriş gücü çizdirilmiştir. Şekil 1 (b)'de açıklandığı gibi, hız oranının optimum değerinde pervane güç katsayısı maksimum değerine ulaşmakta, bu durumda rüzgâr hızı ne olursa olsun türbin giriş gücünü o rüzgâr hızı için maksimum yapmaktadır [18].

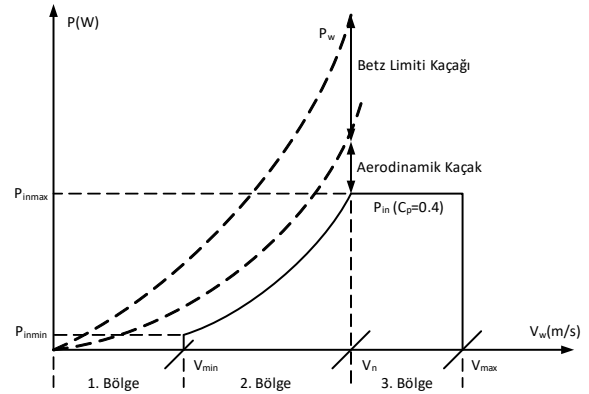


Şekil 1. Rüzgâr türbini dinamiklerinin değişimi (a) Moment ve Hız (b) Güç Katsayısı ve Kanat Ucu Hız Oranı (c) Giriş Gücü ve Hız (d) Giriş gücü ve Kanat Ucu Hız Oranı (Variation of wind turbine dynamics (a) Torque and Speed (b) Power Coefficient and Tip Speed Ratio (c) Input Power and Speed (d) Input Power and Tip Speed Ratio)

Şekil 1 (a)'da görüldüğü gibi, farklı rüzgâr hızları için pervanenin hızı (redüktör olmadığı için generatörün hızı da denilebilir) değiştirilerek pervane güç katsayısının değişimi elde edilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi, belirli bir rüzgâr hızı için pervane uygun bir değerinde döndürülürse pervane güç katsayısı maksimum değerine ulaşmaktadır. Bu durum da türbin giriş gücünü maksimum yapmaktadır. Örnek olarak Şekil 1 (c)'deki pembe eğri incelenir. Bu eğri için rüzgâr hızı 10m/s'dir. Bu rüzgâr hız değerinde, eğer generatör hızı 29.76 rad/s değerine sürülürse hız oranı, pervane güç katsayısı ve türbin giriş gücü maksimum değerlerine ulaşmaktadır. Yani türbin giriş gücünü maksimum yapmak amacıyla her rüzgâr hızında pervane farklı bir hızla dönmelidir. Bu değişken hızı sağlamak için generatör tarafındaki güç elektroniği çeviricisi anahtarlanır. Anahtarlanmanın temeli ise generatör denklemlerine ve seçilen denetim yöntemine dayanır. Şekil 1'de görüldüğü gibi kanat ucu hız oranının optimum değeri (λ_{opt}) 8.134'tür. Kanat ucu hız oranı her zaman bu optimal değerde tutulabilirse, MGİ gerçekleşmiş olacaktır. Rüzgâr türbinlerinde kullanılan generatörlerin hepsinin birbirlerine göre üstünlükleri ve sakıncaları vardır. Rüzgâr türbinin gücü, boyutu, güvenilirliği, verimi ve maliyet parametreleri göz önüne alınır. Bulunulan durumda hangi parametre önemli ise, o parametre açısından üstün bir generatör seçimi yapılır. Çoğu zaman en önemli parametre verimdir. Şekil 2'de, bir DHRT sisteminin çalışma bölgeleri

verilmektedir, bu bölgelerin oluşumunda generatörün önemli bir payı vardır. Şekil 1'deki eğriler 3, 5, 7 ve 10 m/s rüzgâr hızları için elde edilmiştir (turuncu:10, yeşil: 7, sarı: 5, mavi: 3).

DHRT sistemlerinde en yaygın kullanılan generatörler, (uyarımlı) senkron generatör, SMSG, asenkron generatör ve rotoru sargılı asenkron generatördür. Bu generatörler arasında verimi en yüksek olan SMSG'dür. Bu generatörlerin 80-100 arasında kutup sayısına sahip olacak şekilde tasarlanmasıyla, birçok uygulamada redüktör ihtiyacı ortadan kaldırılmaktadır. Güç miktarı arttıkça kutup sayısı artmaktadır ve dolayısıyla boyut, ağırlık ve maliyet diğer generatörlerin kullanıldığı DHRT sistemlerine nazaran yükselmektedir. 1,5 MW ve üstü DHRT sistemlerinde SMSG'ün kullanımı bu nedenlerden dolayı kısıtlı, küçük ve orta ölçekli rüzgâr türbinlerinde kullanımı ise yaygındır [19-29]. Bu çalışmada DHRT sistemi sadece 2. Bölge'de çalıştırılmıştır, bu bölge MGİ yapılması gereken bölgedir.



Şekil 2. DHRT sisteminin çalışma bölgeleri (Operation areas of a VSWT system)

Şekil 2'de 1. bölge türbinin çalışmadığı bölgedir. Bu bölgede rüzgâr enerjisi türbin kayıplarını bile karşılamayacak değerde olduğu için türbin çalıştırılmaz. 2. bölge MGİ yapılması gereken bölgedir, bu bölgede rüzgâr enerjisi türbin çıkışında sıfırdan generatör anma gücüne kadar değişen değerlerde yansır. 3. bölge ise rüzgâr enerjisi türbin gücünden, yani generatör gücünden daha yüksek değerdedir. Bu bölgede MGİ yapılmaz, kanat eğim oranı veya türbin yönü değiştirilerek türbin gücü anma değerinde tutulur, yani türbin aşırı güçten korunmuş olur.

2.1. Rüzgâr türbininin bir tahrik elemanı kullanılarak modellenmesi (Modelling of wind turbine)

Benzetim çalışmasında rüzgâr türbini bir sürekli mıknatıslı senkron motor aracılığıyla modellenmiştir, kısım 2’de verilen denklemler temelinde rüzgâr türbininin modeli, Şekil 3’te verilmektedir. Şekil 3’te, üç fazlı kaynaktan beslenen üç fazlı diyotlu doğrultucunun girişinde bir L filtre kullanılmaktadır. Bu filtrenin amacı, kondansatörün çektiği yüksek genlikli ani şarj akımlarını bastırmaktır.

2.2. LCL Filtre Tasarımı (LCL filter design)

Generatörden elde edilen gücün şebeke bağlantılı evirici ile şebekeye aktarılması gereklidir. Aktarım yapılırken şebekeye gönderilen akımların harmonik bozunumu %5.0 Toplam Talep Bozunumu (TTD) değerini, ilgili güç kalitesi standartları (IEEE STD 519 CURRENT HARMONIC LIMITS) gereği geçmemelidir. Bu amaçla şebeke bağlantılı eviriciler için giriş filtreleri, yaygın olarak L, LCL ve LLCL çeşitleri kullanılır. L filtrede sadece bir endüktans, LCL filtrede endüktansı-(paralel) kondansatör-endüktans kullanılır. LLCL filtrede paralel kolda kondansatöre seri bir endüktansta bulunur. Geri kalan kısmı LCL ile aynıdır. LLCL filtre ile anahtarlama frekansındaki harmonik sıfırlanır, çoklu ayarlı (multi-tuned) filtre olarak isimlendirilir. LCL filtre hepsi arasında en çok kullanım alanı bulan filtre çeşitlerinden biridir. LCL filtre tasarımında, Toplam Harmonik Bozunum (THD), reaktif güç ve güç faktörü değerlerinin üç faz için yaklaşık formülleri kullanılarak grafik tabanlı nümerik bir yaklaşım kullanılır. Bu yaklaşım literatürde önerilmiş en son ve en gelişmiş tasarım yöntemlerinden biridir [30]. Bu bağlamda reaktif güç;

$$q = \frac{(r_q - 1)(1 + r_l)(r_f f_n)}{f_{sw} \sqrt{r_q} \sqrt{r_l}} \tag{11}$$

olarak verilir. Burada, r_q bir ara değişkendir ve 1.0 seçildiğinde, sistemde reaktif güç sıfır çıkar. r_l ise L_1 ve L_2 arasındaki orandır, yenilenebilir enerji sistemleri ve kesintisiz güç kaynakları gibi uygulamalarda değeri optimum olarak 1.0 seçilir [21]. Güç faktörü ise reaktif güce bağlı olarak aşağıdaki gibi verilir.

$$PF = 1/\sqrt{1 + q^2} \tag{12}$$

PF 0.995’e ayarlandığında, $q = 0.1$ pu olarak sonuçlanır. Bu durumda evirici yaklaşık olarak %1 aşırı yüklenir [30]. L_1 ve L_2 ’nin toplamı olarak, toplam endüktans değeri ise;

$$L_T = \frac{(\sqrt{3}V_n)^2 r_f f_n (1 + r_l)}{P_n \cdot \omega_n f_{sw} \sqrt{r_l r_q}} \tag{13}$$

Burada V_n faz gerilimidir. “Filtre kondansatörü akımı geri besleme” sönmleme yöntemine göre $r_f = 3.12$ optimum olarak seçilir [21]. Buradan faz akımlarının THD’si;

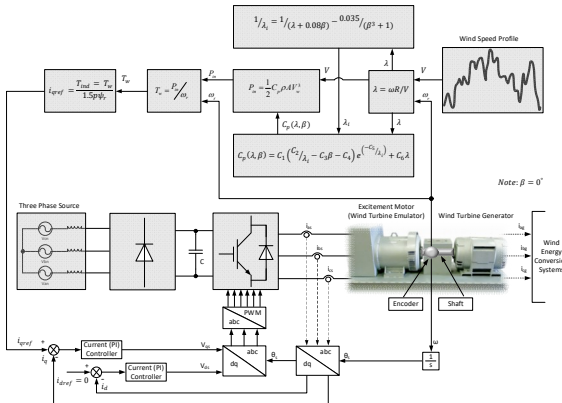
$$THD = \left(\frac{\pi V_{dc} \sqrt{3}}{12 I_a V_n} \right) \left(\frac{\sqrt{r_l}}{r_f^2} \right) \left(\frac{\sqrt{r_l}}{1 + r_l} \right) \left(\frac{1}{(1 - 6/m_f)^2 - (1/r_f^2)} \right) \sqrt{\frac{3}{2} m^2 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} m^3 + \frac{9}{8} \left(\frac{3}{2} - \frac{9\sqrt{3}}{8\pi} \right) m^4} \tag{14}$$

olarak bulunur [21]. Burada m , modülasyon oranıdır ve 1.0’a yakın bir değerdedir. Buradaki m ile denklem (1)’deki m farklı değişkenleri ifade etmektedir. Denklem (14)’te bulunan L_T değerine göre C_f ise aşağıdaki hesaplanır. m_f ise frekans modülasyonudur.

$$C_f = \frac{r_f^2 (1 + r_l)^2}{4\pi^2 L_T f_{sw}^2 r_l} \tag{15}$$

Burada f_{sw} anahtarlama frekansıdır. Yukarıda verilen analiz temelinde, Şekil 4’teki grafik elde edilmekte ve grafik üzerinden değerler seçilerek aşağıdaki gibi tasarım tamamlanmaktadır.

Şekil 4’deki grafikten, şebeke akımlarının THD’si %3.0 seçildiğinde, $PF = \%99.5$ ve $L_T = 0.0002644$ H olarak sonuçlanır. Bu durumda, $r_l = 1$ seçildiği için, $L_1 = L_2 = L_T/2 = 0.1322$ mH olarak bulunur. Denklem (15) kullanılarak C_f , 37.303 uF olarak hesaplanır. Rezonans problemlerinin yaşanmaması için, anahtarlama frekansı, kondansatör akımı geri besleme aktif söndürme

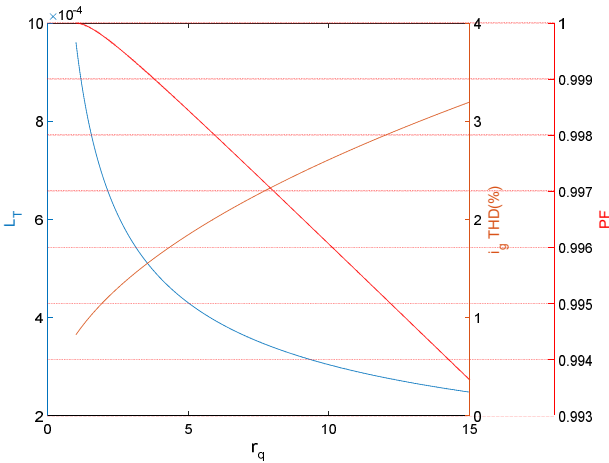


Şekil 3. Rüzgâr Türbini modeli (Wind turbine model)

sisteminde, rezonans frekansının en az iki katı olmalıdır. (Sayısal işaret işleyici) DSP tabanlı sayısal gerçekleştirme durumunda, aynı oran örnekleme frekansı ve rezonans frekansı arasında da bulunmaktadır. Yani, örnekleme frekansı da rezonans frekansının en az iki katı olmalıdır. Aynı zamanda, rezonans frekansı şebeke frekansının en az on katı olmalıdır. Bu durum aşağıda verilmektedir.

$$f_{resLCL} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (16)$$

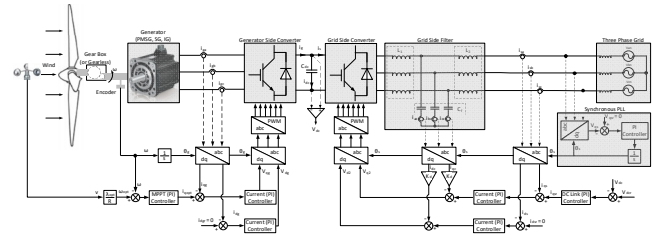
Rezonans frekansı denklem (16)'dan 3205.6 Hz olarak bulunmaktadır. Burada yapılan tasarımda, $r_f = f_{sw} / f_{resLCL}$ a ve $r_f = f_{sampling} / f_{resLCL}$ 'e eşittir. Burada $f_{sampling}$, geribeslenen değişkenlerin örnekleme frekansdır. Dolayısıyla, anahtarlama frekansı ve örnekleme frekansı, rezonans frekansının 3.12 katı olmakta ve koşul sağlanmaktadır. Burada yapılan tasarım referans [30] temel alınarak yapılmıştır.



Şekil 4. LCL filtre tasarım grafiği (LCL filter design graphic)

3. DENETİM SİSTEMİ TASARIMI (CONTROL SYSTEM DESIGN)

Bu başlık altında, denetim sisteminin genel şeması verilmiş ayrıca şebeke tarafındaki çevirici için LCL filtre tasarımı yapılmıştır. Öncelikle rüzgâr türbini sisteminde kullanılan generatörün ve tahrik motorunun parametreleri; çift kutup sayısı $p = 4$, faz endüktansı $L_s = 0.5$ mH, faz direnci $R_s = 0.5 \Omega$, eylemsizlik momenti $J = 0.00100324$ kgm², viskoz sürtünme katsayısı $B = 0.01$ Nms, moment sabiti $k_t = 1$ olarak verilmektedir. Tasarlanan türbin sisteminin tüm şeması aşağıda, Şekil 5'te verilmektedir. Buradaki parametreler, yapılan TUBİTAK projesi kapsamında yapılan proje ile ilgili uyumlu seçilmiş parametrelerdir.



Şekil 5. DHRT sistemi tüm şeması (Overall scheme of VSWT system)

Doğru Akım (DA) bara gerilimi 350 V'tur, bu durumda generatör ve şebeke tarafı eviricilerin (yükseleç) kazancı, 1.0 modülasyon indeksi için, $K_{inv} = 302.92/3750 = 0.0808$ olarak bulunmaktadır. Bu kazanç, herhangi bir modülasyon indeksi değeri için, evirici çıkış geriliminin o modülasyon indeksi değeri için var olan doluluk oranına bölünmesiyle bulunur. Hız döngüsü (MPPT denetleyicisi) açık çevrim yerleşme zamanı 0.5 s olarak alınmıştır. Akım döngüsü açık çevrim yerleşme zamanı ise 0.005 s olarak alınmıştır. Belirlenen yerleşme zamanları için, hız döngüsü Oransal-İntegral (PI)_ω denetim kazançları; $K_{p\omega} = 10J = 0.01$, ve $K_{i\omega} = 10B = 0.1$ olarak bulunur. Sonuç olarak hız döngüsünde ileri yol transfer fonksiyonu ve hız döngüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi sırasıyla bulunur. Kapalı çevrim transfer fonksiyonundan anlaşıldığı gibi, 5τ'dan yerleşme zamanı 0.5 s olarak bulunmaktadır. Yani denetim amacına ulaşılmaktadır.

$$\omega_{ol} = \frac{K_{p\omega}s + K_{i\omega}}{s} \cdot \frac{1}{Js + B} = \frac{10}{s} \quad (k_t = 1) \quad (17)$$

$$\omega_{cl} = \frac{10}{s + 10}$$

Burada unutulmaması gereken diğer bir dinamik, hız PI denetleyicisinin çıkışının, 1/k_t ile çarpılmasıdır. d-q eksenlerinde akım denetimi için ayrıştırma (decoupling) tabanlı denetim uygulanmış ve PI_i denetim kazançları her iki eksen için de, $K_{pi} = 1000L_s = 0.5$, ve $K_{ii} = 1000R_s = 500$ olarak hesaplanmıştır. d-q eksenlerinde ileri yol ve kapalı çevrim transfer fonksiyonları sırasıyla aşağıdaki gibi bulunur.

$$i_{ol} = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s} \cdot \frac{1}{L_s s + R_s} = \frac{1000}{s} \quad (18)$$

$$i_{cl} = \frac{1000}{s + 1000}$$

Yukarıda görüldüğü gibi, kapalı çevrim transfer fonksiyonunda yerleşme zamanı 0.005 s'dir. Sonuç itibariyle akım döngülerinde de denetim amacına ulaşılmıştır. Akım döngülerinde, PI denetleyici çıkışında önce ayırıştırma yapılmalı, ardından ayırıştırma çıkışı $1/K_{inv}$ ile çarpılmalıdır.

Şekil 5'te SMSG'ün denetim bloğunun açık şeması, şebeke tarafındaki eviricinin denetim bloğunun açık şeması ve (Faz Kilitlemeli Döngü) PLL şemaları verilmektedir. PLL şebeke açısını elde etmek için kullanılmaktadır, böylece tüm d-q (park) dönüşümleri yapılabilmektedir. PLL sisteminin kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$G_{cl(s)} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (19)$$

Burada, $k_p = 15$ ve $k_i = 100$ alındığında, PLL kapalı çevrim sisteminin aşması %20, yükselme zamanı ise 0.497 s olmaktadır.

Generatör ve motor olarak aynı değerlere sahip sürekli mıknatıslı senkron makineler kullanıldığı için, akım döngülerinde kullanılan PI denetim kazançları, generatör için verilen kazançlar ile aynıdır. Motorun denetiminde yine aynı şekilde ayırıştırma tabanlı denetim uygulanmıştır.

K_d 'nin değeri 2'ye ayarlanmıştır. K_d arttıkça, harmoniklerin artacağı unutulmamalıdır. K_d 'nin seçimi ve analizi için ilgili kaynak incelenebilir [21]. Şebeke bağlantılı eviricinin denetimi, ayırıştırma tabanlı PI denetleyiciler ile yapılmıştır. PI denetleyicilerin tasarımında, C_f kapasitörü ihmal edilerek, $L = L_1 + L_2$ endüktanslarının toplamı dikkate alınmaktadır. Yani, LCL filtre L filtre olarak kabul edilmekte ve akım döngülerinde PI denetleyicilerin tasarımı, ayırıştırma tabanlı kutup-sıfır yok etme yöntemi ile yapılmaktadır. DC bara geriliminin denetiminde kullanılan PI denetleyiciler ise, teknik optimum (technical optimum) yaklaşımı ile tasarlanmıştır.

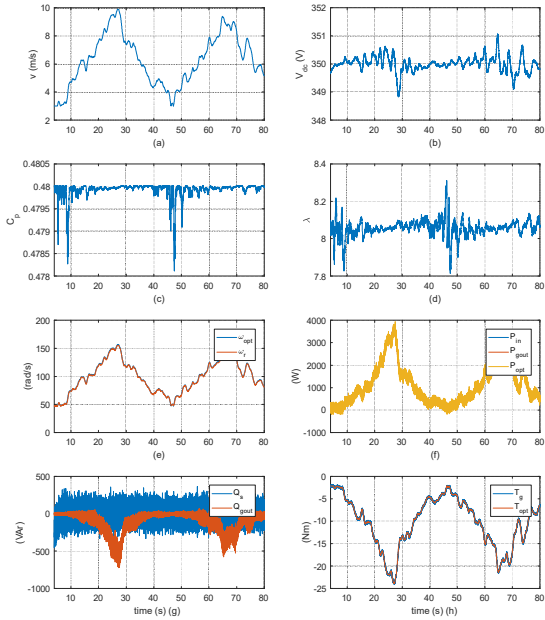
4. SİMÜLASYON SONUÇLARI (SIMULATION RESULTS)

Benzetim çalışmalarında Şekil 6 (a)'daki rüzgâr hızı profili kullanılmıştır. Bu rüzgâr hızı, DHRT sistemi çalışmasında, Şekil 2'de görüldüğü gibi 2. Bölge'ye denk gelmektedir. Bu bölge MGİ bölgesidir. Şekil 3'te verilen DHRT sisteminin tüm dinamikleri çizdirilmiştir. Şekil 6'da

görüldüğü gibi, DHRT dinamiklerin tüm değişimleri sunulmuştur. (a)'da kullanılan rüzgâr hızı profili, (b)'de DC bara geriliminin değişimi (c)'de kanat güç katsayısının, (d)'de kanat ucu hız oranının, (e)'de optimum ve gerçek generatör hızları (f)'de türbin gücü, generatör çıkış gücü ve şebekeye aktarılan güç değerleri (g)'de generatör çıkışı ve şebekeye aktarılan reaktif güç değerleri ve son olarak (h)'de ise türbin ve generatör momenti grafikleri verilmiştir. Şekillerde görüldüğü gibi generatör hızı optimum kanat hızını takip etmektedir. Bunun sonucu olarak C_p ve λ sırasıyla 0.48 ve 8.134 olan optimum değerlerine yerleşmiştir. DC baradaki gerilim değişimi en fazla 1 V olmuştur. Bütün aktif güç değerleri tüm rüzgâr profili boyunca yaklaşık olarak üst üste çakışıktır. Reaktif güç değeri ise şebeke tarafında kararlı bir şekilde sıfırda tutulmuş, generatör tarafında ise ihmal edilebilecek seviyede küçük bir değişim yaşanmıştır. Generatör momenti ise gücün maksimize olduğu optimal türbin momenti değerini tüm çalışma boyunca izlemiştir. Benzetim sonuçları önerilen sistemin performansını doğrulamaktadır.

Şekil 6'da görüldüğü gibi, DHRT dinamiklerin tüm değişimleri sunulmuştur. (a)'da kullanılan rüzgâr hızı profili, (b)'de DC bara geriliminin değişimi (c)'de kanat güç katsayısının, (d)'de kanat ucu hız oranının, (e)'de optimum ve gerçek generatör hızları (f)'de türbin gücü, generatör çıkış gücü ve şebekeye aktarılan güç değerleri (g)'de generatör çıkışı ve şebekeye aktarılan reaktif güç değerleri ve son olarak (h)'de ise türbin ve generatör momenti grafikleri verilmiştir.

Şekillerde görüldüğü gibi generatör hızı optimum kanat hızını takip etmektedir. Bunun sonucu olarak C_p ve λ sırasıyla 0.48 ve 8.134 olan optimum değerlerine yerleşmiştir. DC baradaki gerilim değişimi en fazla 1 V olmuştur. Bütün aktif güç değerleri tüm rüzgâr profili boyunca yaklaşık olarak üst üste çakışıktır. Reaktif güç değeri ise şebeke tarafında kararlı bir şekilde sıfırda tutulmuş, generatör tarafında ise ihmal edilebilecek seviyede küçük bir değişim yaşanmıştır. Generatör momenti ise gücün maksimize olduğu optimal türbin momenti değerini tüm çalışma boyunca izlemiştir. Benzetim sonuçları önerilen sistemin performansını doğrulamaktadır.



Şekil 6. DHRT sisteminin dinamiklerinin değişimi (a) rüzgâr hızı (b) DC bara gerilimi (c) C_p (d) λ (e) ω_{opt} , ω_r (f) P_{in} , P_s , P_{gout} (g) Q_s , Q_{gout} (h) T_g , T_t (L filter simulation scheme)

5. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)

Bu çalışmada, DHRT sistemlerinin tasarımı ve benzetimi yapılmıştır. DHRT sisteminde generatör olarak SMSG kullanılmıştır. Yapılan tasarımlarda, literatürdeki son zamanlarda önerilmiş güncel yaklaşımlar kullanılmıştır. Özetle, şebeke tarafı eviricide giriş filtresi olarak LCL filtre kullanılmıştır, ayrıca grafik tabanlı tasarım yapılmıştır. Bir fiziksel rüzgâr türbini tahrik modeli SMSG kullanılarak elde edilmiştir. Tüm kapalı çevrim döngülerde denetleyici olarak PI kullanılmış, tasarımlar sıfır-kutup yok etme yöntemiyle gerçekleştirilmiştir. Sonuç itibarıyla, tasarlanan sistem zamanla değişen bir MGİ notasını yüksek performansla izlemiştir.

TEŞEKKÜR (ACKNOWLEDGEMENT)

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından desteklenmiştir (Proje Numarası: 114E159).

REFERENCES

[1] G. J. Herbert, S. Iniyar, E. Sreevalsan and S. Rajapandian. (2007, Aug.). A review of wind energy technologies. *Renewable and sustainable energy*

Reviews. Renewable and Sustainable Energy Reviews. 11(6). pp. 1117-1145. Available:

<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403210500095X>

[2] G. Raina, and O. P. Malik. (1983, Dec.). Wind energy conversion using a self-excited induction generator. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. (12).* pp. 3933-3936. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4111922>

[3] K. Natarajan, A.M. Sharaf, S. Sivakumar and S. Naganathan. (1987, Sept.). Modeling and control design for wind energy power conversion scheme using self-excited induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion. 2(3).* pp. 506-512. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5527429>

[4] P. Novak, T. Ekelund, I. Jovik and B. Schmidtbauer. (1995, Aug.). Modeling and control of variable-speed wind-turbine drive-system dynamics. *Control Systems, IEEE. 15(4),* pp. 28-38. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=408463>

[5] M. A. Mayosky and G. I. Canelo. (1999, Jul.). Direct adaptive control of wind energy conversion systems using Gaussian networks. *Neural Networks, IEEE Transactions on, 10(4).* pp. 898-906. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=774245>

[6] M. Mauri, L. Frosio and G. Marchegiani. "Integration of Hybrid Distributed Generation Units in Power Grid" in *Electrical Generation and Distribution Systems and Power Quality Disturbances*, Prof. Gregorio Romero (Ed.), (2011). ISBN: 978-953-307-329-3

[7] A. Lin. (2012, January). Research on Voltage Stability in Grid-Connected Large Wind Farms. *In Advanced Materials Research. 354.* pp. 989-992.

[8] J. D. Duan and R. Li, L. An. (2012, January). Study of Voltage Stability in Grid-Connected Large Wind Farms. *In*

- Advanced Materials Research*. 433, pp. 1794-1801.
- [9] Sarika D. Patil. (2012). Improvement of Power Quality Considering Voltage Stability in Grid Connected System by FACTS Devices. *International Journal of Electrical and Electronics Engineering*. 1(3). pp. 14-19.
- [10] S. M. Muyeen, S. Shishido, M. Ali, R. Takahashi, T. Murata and J. Tamura. (2008). Application of energy capacitor system to wind power generation. *Wind energy*. 11(4), pp. 335-350. Available: <http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/we.265/epdf>
- [11] M. H. Ali, J. Tamura and B. Wu. "SMES strategy to minimize frequency fluctuations of wind generator system" *In Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE. Orlando USA*. (2008, November). (pp. 3382-3387). IEEE.
- [12] M. H. Ali, B. Wu and R. A. Dougal. (2010, April). An overview of SMES applications in power and energy systems. *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*. 1(1). pp. 38-47. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5433171>
- [13] L. Wang, J. Y. Yu and Y.T. Chen. (2011, Oct.). Dynamic stability improvement of an integrated offshore wind and marine-current farm using a flywheel energy-storage system. *Renewable Power Generation, IET*, 5(5), pp. 387-396. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6009135>
- [14] X. Li, D. Hui and X. Lai. (2013, April). Battery energy storage station (BESS)-based smoothing control of photovoltaic (PV) and wind power generation fluctuations. *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, 4(2), pp. 464-473. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6473871>
- [15] F. W. Lanchester. (1915, May). A contribution to the theory of propulsion and the screw propeller. *Journal of the American Society for Naval Engineers*, 27(2). pp. 509-510. Available: <http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1111/j.1559-3584.1915.tb00408.x/epdf>
- [16] D. Bang, H. Polinder, G. Shrestha, J. A. Ferreira, "Review of generator systems for direct-drive wind turbines", *Presented at the EWEC (European Wind Energy Conference Exhibition)*, Brussels, Belgium, (2008, March), pp. 1-10.
- [17] A. Betz. (1920). Das maximum der theoretisch möglichen ausnützung des windes durch windmotoren. *Zeitschrift für das Gesamte Turbinewesen*. 26. pp. 307-309.
- [18] S. Heier, "Grid integration of wind energy conversion systems", Wiley, Chichester, UK, (1998).
- [19] Z. Alnasir and M. Kazerani. (2013, Dec.). An analytical literature review of stand-alone wind energy conversion systems from generator viewpoint. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 28. pp. 597-615. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032113005674>
- [20] M. A. Khan, P. Pillay and K. D. Visser. (2005, Sept.). On adapting a small pm wind generator for a multiblade, high solidity wind turbine. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*. 20(3). pp. 685-692. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1495542>
- [21] J. R. Bumby and R. Martin. (2005, Sept.). Axial-flux permanent-magnet air-cored generator for small-scale wind turbines. *In Electric Power Applications, IEE Proceedings*. 152(5). pp. 1065-1075. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1516795>
- [22] G. K. Singh. (2004, May). Self-excited induction generator research—a survey. *Electric Power Systems Research*, 69(2). pp. 107-114. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779603002037>
- [23] R. C. Bansal, T. S. Bhatti, and D. P. Kothari. (2003, Sept.). Bibliography on the application of induction generators in nonconventional energy systems. *Energy*

- Conversion, IEEE Transactions on.* 18(3). pp. 433-439. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1223612>
- [24] P.K. Shadhu Khan and J.K. Chatterjee. (1999). Three-phase induction generators: a discussion on performance. *Electric Machines & Power Systems*, 27(8). pp. 813-832. Available: <http://www.tandfonline.com/doi/abs/10.1080/073135699268867>
- [25] M. Ermiş, H. B. Ertan, M. Demirekler, B. M. Sarıbatır, Y. Üçtuğ, M. E. Sezer and I. Çadırcı, (1992, January). Various induction generator schemes for wind-electricity generation. *Electric Power Systems Research*. 23(1). pp. 71-83. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/037877969290036Z>
- [26] S. Müller, M. Deicke and R. W. De Doncker. (2002, May/June). Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *Industry Applications Magazine. IEEE*. 8(3). pp. 26-33. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=999610>
- [27] R. Datta and V. T. Ranganathan. (2002, Sept.). Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine-a comparison with alternative schemes. *Energy Conversion. IEEE Transactions on.* 17(3). pp. 414-421. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1033974>
- [28] L. Holdsworth, X. G.Wu, J. B. Ekanayake and N. Jenkins. (2003, May). Comparison of fixed speed and doubly-fed induction wind turbines during power system disturbances. *In Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings*. 150(3). pp. 343-352. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1201854>
- [29] S. Grabic and V. Katic,"A comparison and trade-offs between induction generator control options for variable speed wind turbine applications" *In Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT'04*, (Vol. 1, pp. 564-568), Hammamet Tunisia, (2004, December).
- [30] R. Pena-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez and Y. Yang. (2014, Nov.). LCL-filter design for robust active damping in grid-connected converters. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, 10(4), pp. 2192-2203. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6917012>

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 30.04.2016 <u>Kabul/Accepted</u> 09.05.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.221361	

Elektromanyetik alan teorisinde nümerik tekniklerin görsel programlama yöntemleriyle uygulanması

H.Hakan Genç¹, Metin Varan^{*2}

ÖZ

Elektrik-Elektronik mühendisliğinin iki alt teorisinden biri olan alan teorisi lisans öğrencilerinin algılamada güçlük çektiği bir konudur. Lisans döneminde elektromanyetik alanlar kapsamında alan teorisi, parçalı diferansiyel denklemler ve integral yöntemlerinin kullanıldığı analitik yöntemlerle anlatılmaktadır. Alan problemlerinin matematiksel modelinin çıkartılması esasına dayalı olan analitik çözüm yöntemleri lisans öğrencilerinin matematik ve fizik altyapılarına bağlı olarak algılama güçlüklerinin yaşanmasına neden olabilmektedir. Basit modellerde uygulanabilir olan analitik yöntemler daha karmaşık modellerde uygulanabilirliğini yitirmektedir. Bu durumda da daha karmaşık denklemleri çözmek için nümerik yöntemlere başvurulması uzunca zamandır kullanılan bir yöntemdir. Bu çalışmada, alan teorisi kapsamında lisans üstü öğrenim düzeyinde kullanılan bazı nümerik yöntemlerin web tabanlı grafik arayüzlü uygulamalarının, lisans öğrencilerinin bilgisayar programlama kabiliyetleri de göz önünde bulundurularak öğrencilerce geliştirilmesi ve algılama güçlüğü yaşanan alan teorisi çözümlerinin kalıcı öğrenimi sağlayabilmesi hedeflenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Elektromanyetik alan teorisi, nümerik çözüm, görsel programlama, java tabanlı benzetim.

Implementation of visual programming methods for numerical techniques used in electromagnetic field theory

ABSTRACT

Field theory is one of the two sub-field theories in electrical and electronics engineering that for creates difficulties for undergraduate students. In undergraduate period, field theory has been taught under the theory of electromagnetic fields by which describes using partial differential equations and integral methods. Analytical methods for solution of field problems on the basis of a mathematical model may result the understanding difficulties for undergraduate students due to their mathematical and physical infrastructure. The analytical methods which can be applied in simple model lose their applicability to more complex models. In this case, the numerical methods are used to solve more complex equations. In this study, by preparing some field theory's web-based graphical user interface numerical methods of applications it has been aimed to increase learning levels of field theory problems for undergraduate and graduate students while taking in mind their computer programming capabilities.

Keywords: Electromagnetic field theory, numerical solutions, visual programming techniques, java based simulation

* Sorumlu Yazar / Corresponding Author

¹ Yük.Lisans, Sakarya Univ. Fen Bilimleri Enstitüsü - Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, Sakarya, 54187, Türkiye
hakan.genc@ogr.sakarya.edu.tr

² Yrd. Doç. Dr., Sakarya Univ. Teknoloji Fakültesi - Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, Sakarya, 54187, Türkiye
metin.varan@sakarya.edu.tr

1. GİRİŞ

Diğer pek çok disiplinde olduğu üzere, elektrik elektronik mühendisliği alanında da ileri düzey mühendislik matematiği konuları bulunmaktadır. "Devre" ve "alan" teorisi olarak iki ana alt disiplinden oluşan elektrik-elektronik mühendisliği elektromanyetik alanlar teorisi kapsamında çeşitli analitik yöntemler (değişkenlerin ayrılması, seri açılımları, vb.) teorik olarak lisans öğrencilerine sunulmaktadır. Bu konuların anlaşılmasında ve somutlaştırılmasında güçlükler yaşanmaktadır. Daha karmaşık alan problemlerinin çözümünde ise bir dizi nümerik teknik (sonlu fark yöntemi, moment yöntemleri, sonlu farkı yöntemi, iletim hatları yöntemi, monte carlo yöntemi, vb.) kullanılmaktadır. Nümerik tekniklerin avantajı bilgisayar programlama yöntemleriyle uygulanabilir olmalarıdır ve bu teknikler uzunca bir süredir bilgisayar programlama dilleri (FORTRAN, BASIC, C, vb.) kullanılarak akademik düzeyde incelenmektedir [1]. Bilgisayarların fizikte kullanımı nümerik analizler, sembolik işletme, görselleştirme, simülasyon ve veri analizi olarak kategorize edilebilir. Nümerik analiz, iyi tanımlanmış matematiksel problemlerin, sembolik çözümler yerine nümerik çözümlerini ifade eder [2]. Nümerik teknikler deterministik olan ve deterministik olmayan şeklinde ikiye ayrılmaktadır. Monte Carlo tekniği deterministik olmayan bir nümerik tekniktir ve elektrik-elektronik mühendisliğinde kullanılan çeşitli üst seviye devre ve alan analiz programlarında da (PSPICE, vb.) kullanılmaktadır. Monte Carlo tekniği bir sistemin rastgelelik durumuna göre davranışını ortaya koyan bir teknik olarak [3], bilgisayar programcılığı açısından rastgele sayı analizini de içermektedir.

Lisans düzeyinde eğitim gören öğrencilerin matematik ve fizik altyapılarına bağlı olarak farklı öğrenme seviyelerinin yaşandığı bu gibi derslerde, bizzat öğrencinin daha modern bir öğrenme süreciyle uygulama geliştirme ve karşılaşılan problemleri bilgisayar programlama teknikleriyle birleştirerek analiz etme fırsatı elde etmeleri sağlanır. Bu bağlamda tüm mühendislik disiplinlerinde uygulama alanı olan bilgisayar programcılığı, elektrik-elektronik mühendisliğinde de farklı seviyelerde üst seviye ve alt seviye programlama dilleri ya da hazır araçlar içeren paket programlar (MATLAB, vb.)

vasıtalarıyla kullanılmaktadır. EM problemlerinin ve alan teorisinin bilgisayar yazılımı tabanlı materyallerle desteklenmesiyle ilgili çeşitli çalışmalar da mevcuttur [4,5]. Bu çalışmanın öncelikli amacı, bazı alan problemlerinin nümerik teknikler kullanılarak, grafik arayüz tabanlı üst seviye bilgisayar programlama dilleri yardımıyla incelenmesini ve öğrencilere bu analiz tekniklerinin bilgisayar programlama yöntemleriyle öğretimini sağlayacak bir uygulamanın geliştirilmesidir. Öğrencilere bu tür grafik arayüzlü programlama teknikleriyle, alan problemlerinin analiz yöntemlerinin öğretilmesinin kalıcı öğrenmeye katkı sağlayacağı düşünülmüştür [6,7]. Çalışmada, Sabit Rasgele Yürüyüş ve Kayan Rasgele Yürüyüş olmak üzere iki önemli Monte Carlo yönteminin Java AWT ile web tabanlı grafik arayüzlü olarak programlaması ayrıntılı olarak sunulmuştur. Programlama platformu olarak Eclipse Java seçilmiş ve Java programlama dilinin Graphic AWT (Abstract Window Toolkit) aracı kullanılmıştır. Bu programlama dili 2000'li yılların başından günümüze çeşitli mühendislik çalışmalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Java programları rahatlıkla web ortamına uyarlanabilmektedir. Java, ses, video ve diğer medya araçlarıyla etkileşim içinde olan grafik kullanıcı arayüzü geliştirmeye imkan sağlayan pek çok güçlü kütüphane sunar [2].

2. MONTE CARLO ANALİZİ METODU

Monte Carlo analizi metodu diğer nümerik yöntemlerden farklı olarak rastgelelik ve olasılık durumuna göre matematiksel ve fiziksel analiz ortaya koyan bir nümerik analiz metodudur. Problemlerin rastgele sayı dizileri kullanılarak yaklaşık olarak çözülmesi prensibine dayanır. Matematiksel problemleri, olasılıksal bir benzeşim ve ardından bu benzeşime deneysel örnekleme yöntemiyle yaklaşık cevaplar bularak çözmektedir. Bu haliyle klasik matematiksel tekniklerden ziyade, daha çok fiziksel deneylerde izlenen çözüm modeline benzerliği vardır [3].

Monte Carlo analizi metodu simülasyon ve örnekleme olarak iki şekilde uygulanır. Simülasyon en kısa haliyle rastgele olarak gerçekleşen bir dizi fiziksel olayın matematiksel olarak taklit edilmesidir. Rastgele yürüyüş (random walk) tekniğiyle, bir nükleer reaktör içinde nötron parçacığının gerçekleştirdiği zigzag hareketlerinin simülasyonu buna tipik bir örnek

olarak gösterilebilir. Örneklemeye ise, çok geniş bir eleman kümesinin özelliklerinin, rastgele seçilmiş olan küçük bir kısmının incelenerek belirlenmesidir. Örneğin $a < x < b$ şeklindeki bir $f(x)$ fonksiyonunun ortalama değeri, bu aralıktan rastgele seçilecek sonlu adet noktanın ortalama değerinden tahmin edilebilir. Monte Carlo analiz metodları (MCM), öz değerlerin (eigenvalue) bulunması, matris dönüşümleri ve özellikle çok katlı integrallerin ölçülmesi için diferansiyel ve integral denklemlerin çözümünde de kullanılmaktadır. [3].

Özünde rastgele değişen bileşenler içeren bir sistemin ya da prosesin simülasyonu için, öncelikle rastgele oluşan sayılar üretmek ya da elde etmek gerekir. Monte Carlo hesaplamaları, belli olasılık dağılımlarından rastgele olarak çekilmiş gözükten sayı dizilerine sahip olmayı gerektirir. Monte Carlo Analizleri rassal davranış sergileme durumu olan tüm alan ve devre uygulamalarında kullanılan bir yöntemdir. Yarı iletken malzemelerin davranışını izlemede de kullanılır [8].

Monte Carlo prosedürleri bir dizi testin ortalamasını veren çözümler sunar. Bu nedenle çözümler ortalama bir değerden sapmalar içerir. Elde edilen sonucun %100 güvenilir olduğu söylenemez. Monte Carlo hesaplamalarındaki istatistiksel kararsızlığı ölçmek için, rassal sayılarla ilişkili çeşitli istatistiksel tekniklere başvurmamız gerekir. Kısaca bir hata tahmini gerçekleştirmek için varyans ve merkezi limit teoremi kavramlarına başvurmak gerekir.

X'in rassal bir değişken olduğunu varsayalım. X'in beklenen ya da ortalama değeri \bar{x} olsun ve şu şekilde ifade edilsin:

$$\bar{x} = \int_{-\infty}^{\infty} xf(x)dx \quad (1)$$

Burada, $f(x)$, X'in dağılımının olasılık yoğunluğudur. Bunu sayısallaştıracak olursak,

$$\hat{x} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_n \quad (2)$$

X'in gerçek ortalama değeri \bar{x} iken gerçek ortalamayı tahmin edici olarak \hat{x} değişkeni kullanılır.

X değişkeninin varyansı x'in her bir değerinin ortalama değerden sapmalarının karelerinin ortalamasıyla bulunur.

$\text{Var}(X) = \sigma^2 = \overline{(x - \bar{x})^2}$, standart sapma σ ise,

$$\sigma = \sqrt{\overline{(x - \bar{x})^2}} \text{ olarak elde edilir.}$$

Standart sapma, x'in \bar{x} ortalama değeri boyunca dağılımının bir ölçümünü verir. Bize hatanın şiddetinin ölçüsünü sunar. x ve \hat{x} değerlerinin standart sapmaları arasında şu şekilde bir ilişki vardır:

$$\sigma(\hat{x}) = \frac{\sigma(x)}{\sqrt{N}} \quad (3)$$

Bu ilişki bizlere, \bar{x} 'i tahmin etmek için xn'in N değerlerinden elde edilmiş \hat{x} 'i kullanırsak, \hat{x} 'in bizim sonuçlarımızdaki \bar{x} 'e ilişkin dağılımının $\sigma(x)$ ile orantılı olduğunu ve örneklerin N sayısı yükseldikçe azaldığını gösterir. N örneklerinin sayısı sonlu olduğu için, Monte Carlo hesaplamalarında mutlak kesinliğe ulaşamaz. Bu nedenle \bar{x} ortalaması boyunca bir limit ya da aralık tahmin edilmeye çalışılır. \hat{x} in bu limit içine denk geldiğini kestirebileceğimiz bir güven aralığı belirlenir. \hat{x} in $\bar{x} - \delta$ ve $\bar{x} + \delta$ arasında yer aldığı ihtimalini varsayalım.

Rassal ve bağımsız gözlemler elde etmek için Monte Carlo prosedürünü kullanacak ve bununla ilişkili olarak N değerleri için tekrar eden rastgele $\bar{x} + \delta$ aralığını ortaya koyacak olursak, yaklaşık olarak bu rastgele aralıkların

$$\text{err} \left(\sqrt{\frac{N}{2}} \frac{\delta}{\sigma(x)} \right) \times \%100 \text{ hata oranı kadar } \hat{x}'i \text{ kapsar.}$$

Rastgele $\bar{x} + \delta$ aralığı güven aralığı olarak adlandırılır ve $\text{err} \left(\sqrt{\frac{N}{2}} \frac{\delta}{\sigma(x)} \right)$ hata fonksiyonu güven seviyesini ifade eder. Yüksek güven seviyesi isteniyorsa, iki ya da üç standart sapma kullanılabilir.

3. RASTGELE YÜRÜYÜŞ PROBLEMLERİ

Sabit yürüyüş modelli Monte Carlo metodunun aşağıdaki Laplace denklemine uygulandığını düşünelim. $\Delta^2 V = 0$ denklemi R bölgesinde, R bölgesini ağ gözeneklerine böldüğümüzde ve yerine sonlu fark eşdeğerini koyduğumuzda iki boyutlu R için sonlu fark gösterimi aşağıdaki şekilde olur.

$$V(x, y) = p_{x+}V(x + \Delta, y) + p_{x-}V(x - \Delta, y) + p_{y+}V(x, y + \Delta) + p_{y-}V(x, y - \Delta) \quad (4)$$

Burada,

$$p_{x+} = p_{x-} = p_{y+} = p_{y-} = \frac{1}{4} \quad (5)$$

Δ boyutlu ağ gözeneklerinden oluşan kare şeklindeki bir ızgaralı alan içinde yer alan ve rastgele yürüyüş yapacak bir parçacık için aşağıdaki gibi dört farklı hareket ihtimali vardır. Eğer rastgele yürüyüş hareketi yapacak olan parçacık herhangi bir (x, y) noktasındaysa, parçacığın hareketinin p_{x+} , p_{x-} , p_{y+} ve p_{y-} noktaları için (x, y) 'den sırasıyla $(x+\Delta, y)$, $(x-\Delta, y)$, $(x, y+\Delta)$, $(x, y-\Delta)$ koordinatlarına yer değiştirme olasılıkları vardır.

Parçacığın nereye hareket edeceğini belirlemenin bir yolu $0 < U < 1$ aralığında U rastgele sayısı üretmek ve parçacığın hareketini Tablo 1'deki şekilde tanımlamaktır.

Tablo 1. Parçacık hareketi için sınır değerleri

Eğer	$0 < U < 0,25$	\Rightarrow	$(x, y) \rightarrow (x+\Delta, y)$
Eğer	$0,25 < U < 0,5$	\Rightarrow	$(x, y) \rightarrow (x-\Delta, y)$
Eğer	$0,5 < U < 0,75$	\Rightarrow	$(x, y) \rightarrow (x, y+\Delta)$
Eğer	$0,75 < U < 1$	\Rightarrow	$(x, y) \rightarrow (x, y-\Delta)$

Eğer kare yerine dikdörtgen şeklinde bir ızgaralı yüzey üzerinde çalışılacaksa, $p_{x+} = p_{x-}$ ve $p_{y+} = p_{y-}$ olmakla birlikte $p_x \neq p_y$ 'dir. (x, y) noktasındaki potansiyeli hesaplamak için, rastgele yürüyecek parçacığa o noktadan başlama talimatı verilir. Parçacık sınıra ulaşana kadar bir düğümde bir diğer düğüme hareket etmeye başlar. Sınıra ulaştığında, gezinme hareketi sonlandırılır ve daha önceden belirtilmiş o noktadaki V_p potansiyeli kaydedilir. İlk yürüyüş sonundaki V_p değerinin şekilde gösterildiği üzere $V_p(1)$ olarak atandığını varsayalım. Ardından ikinci bir parçacık (x, y) noktasından gönderilir ve bir sınır noktasına ulaşana kadar gezinmesi sağlanır. Bu gezintinin son bulunduğu nokta da şekilde görüldüğü üzere $V_p(2)$ olarak adlandırılır. Bu prosedür $V_p(3)$., $V_p(4)$ $V_p(N)$ şeklinde devam ettirilir. (x, y) noktası için çözüm eşitliği (6) nolu eşitlikte verildiği üzere toplam fonksiyonuyla gösterilebilir.

$$V(x, y) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_p(i) \quad (6)$$

Burada N toplam yürüyüş sayısıdır ve büyük bir değerdir. Yakınsama oranı \sqrt{N} oranında değişir ve doğru sonucun alınması için çok sayıda rastgele yürüyüş yapılması gerekir. Bu MCM adım boyutu Δ 'nın sabit olması nedeniyle sabit rastgele yürüyüş türü olarak adlandırılmıştır ve yürüyüş adımları koordinat düzlemine paraleldir. Neumann sınır koşullarına sahip düzgün olmayan şekilli

gövdelerin çözümlerinde kullanımı uygun değildir. Bu sorun rastgele kayan yürüyüş (floating random walk) tekniğini kullanan MCM ile çözülmüştür. Ayrıca kayan rastgele yürüyüş tekniği sabit yürüyüş tekniğine göre çok daha hızlı işler.

Kayan Rastgele Yürüyüş yönteminin matematiksel temeli, potansiyel teorisinin orta değer teoremine (mean value theorem) dayanır. İki boyutlu bir çember için x, y noktasındaki gerilim, $V(x, y)$ ile hesaplanır.

$$V(x, y) = \frac{1}{2\pi\rho} \oint_L V(\rho') d\rho' \quad (7)$$

Burada; (x, y) merkezli ve ρ yarıçaplı bir çemberin integrali alınmaktadır. (7) nolu eşitlik aşağıdaki şekilde de gösterilebilir.

$$V(x, y) = \int_0^1 V(a, \phi) dF \quad (8)$$

Burada,

$$F = \frac{\phi}{2\pi} \text{dir.} \quad (9)$$

ϕ açısı düzgün dairesel koordinat değişkenidir. F fonksiyonu ϕ 'ye karşılık gelen olasılık dağılımı olarak düşünülebilir ve tüm ϕ açıları eşit olasılıklıdır. Kayan rastgele yürüyüşlü MC modeli (7) nolu denklemin istatistiksel bir boyutta ele alınmasına bağlıdır. İki boyutlu bir problem için, i 'nci yürüyüşde j adım sayısı sonrası herhangi (x_j, y_j) noktasında yer alan rastgele hareket eden bir parçacık düşünün. Bir sonraki $(j+1)$ 'inci adım aşağıdaki gibi elde edilir. İlk önce, (x_j, y_j) merkezli ve sınır ile (x_j, y_j) arasında en kısa mesafeye eşit ρ_j yarıçaplı bir çember çizilir. $(0, 2\pi)$ arasında düzgünce dağılmış rastgele bir değişken olarak ϕ koordinatı üretilir. Böylece, parçacığın bir sonraki adımı aşağıdaki şekilde ifade edilir.

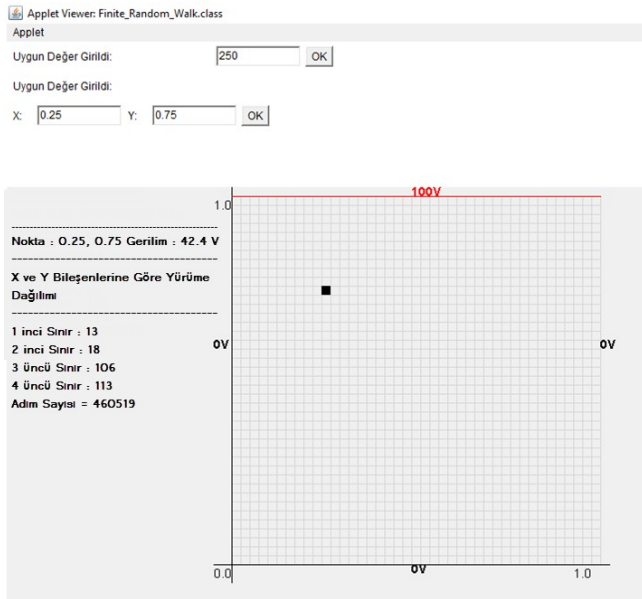
$$x_{j+1} = x_j + \rho_j \cos\phi_j; \quad y_{j+1} = y_j + \rho_j \sin\phi_j \quad (10)$$

Bu prosedür birkaç defa tekrar ettirilir ve sınıra daha önceden tanımlanmış bir değere kadar yaklaşıldığında yürüyüş sonlandırılır. Bu i 'nci yürüyüş sonunda $V_p(i)$ potansiyeli Sabit Rastgele Yürüyüş modelinde olduğu gibi (x, y) için kaydedilir. (6)'da yer alan ortalama değer hesabı formülüyle de o noktanın N yürüyüş sonundaki $V(x, y)$ değeri hesaplanır.

4. RASTGELE YÜRÜYÜŞ PROBLEMLERİNİN GÖRSEL PROGRAMLAMA TEKNİKLERİYLE ÇÖZÜMÜ

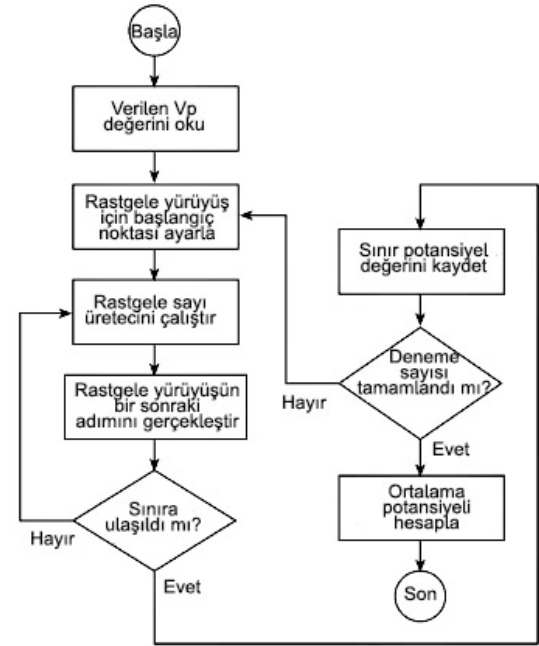
4.1. Sabit Rasgele Yürüyüş Yönteminin Görsel Olarak Programlanması

Şekil 1'deki Java Apleti ekranında kesit alanı gösterilen sonlu uzunlukta bir iletkenin bir yüzeyine $y=1$ koordinatında 100V uygulandığını ve diğer yüzeylerinin topraklandığını düşünelim. Böyle bir iletkenin kesit alanı içinde tanımlanan bir nokta için potansiyel değerini, MC sabit rastgele yürüyüş modelini kullanarak bulabiliriz.



Şekil 1. MC Sabit Rastgele Yürüyüş modeli (N=250)

Şekil 2'de MC rastgele yürüyüş modellerinin bilgisayar analizi için kullanılan akış diyagramı verilmiştir.



Şekil 2. MC rastgele yürüyüş modellerinin bilgisayar analizi için kullanılan akış diyagramı

Sabit rastgele MCM'nin uygulanmasıyla aşağıda JAVA kodları verilmiş olan program elde edilebilir. Adım boyutu Δ 0,05 olarak seçilmiştir. Programın ekran çıktısında sınıra ulaşmak için gerçekleşen rastgele ortalama m adım sayısı ve potansiyel hesapları listelenir. MCM sonuçlarının hata oranının %1'den daha küçük olması için küçük adım boyutları için büyük miktarda rastgele adım sayısı gerekmektedir. Kullanıcıdan 250-1000 arasında bir N örnek değeri ve x-y koordinat noktası girmesi istenir.

Tablo 2. MC Sabit Rastgele Yürüyüş (Fixed Random Walk) modeli için Java kodu

```
public void run() {
    for (k=1;k<=sayac;k++){
        i=0;
        j=0;
        while (akis){
            r=Math.random();
            m3++;
            if (r>=0 && r<p1)
                i++;
            else if (r>=p1 && r<p2)
                j++;
            else if (r>=p2 && r<p3)
                i--;
            else if (r>=p3)
                j--;
            if (i==0) { // -x sol sınır
                sum+=v4;
                m4++;
                akis=false;
            }
            else if (i>imax) { // +x sağ sınır
                sum+=v2;
                m2++;
                akis=false;
            }
            else if (j==0) { // -y alt sınır
                sum+=v1;
                m1++;
                akis=false;
            }
            else if (j>jmax) { // +y üst sınır
                sum+=v3;
                m3++;
                akis=false;
            }
            x_kor = (int) (i*4*delta/0.01)+250;
            y_kor = (int) (400-j*4*delta/0.01)+10;
            V=(double)sum/this.sayac;
            repaint();
            try {
                Thread.sleep(1, 1);
            } catch (InterruptedException e) {
            }
            akis=true;
        }
        v=(double)sum/this.sayac;
        repaint();
    }
}
```

Burada "sayac" değişkeni örnekleme değeridir. Ne kadar büyük olursa gerçek çözüm değerine o kadar yakın sonuç elde edilir, ancak çözüm süresi uzar. Şekil 3'te 500 örnek değeri için analizin bitmiş hali gösterilmiştir. Başlangıç noktası girilen nokta için hareket yönleri rastgele üretilir. Noktanın geldiği her sınır değeri için o sınırdaki gerilim değeri toplama eklenir ve "sayac" değerine ulaşıldığında

toplam değeri "sayac" değerine oranlanarak gerçek gerilim değeri hesaplanır.

Noktanın rastgele hareketi,

$r = \text{Math.random}()$; satırında Java Matematik kütüphanesinin $\text{random}()$ prosedürü kullanılarak 0-1 arasında elde edilen sayının değerine göre sağlanır. Hazır kütüphane prosedürü yerine, ilgili kodda izlenen değişiklik yapılarak programlayıcı kendi rassal üreticini yapabilir.

Tablo 3. Yerel saat değerinden rassal değişken için tohum değerinin elde edilmesi

```
LocalDateTime tarih = LocalDateTime.now();
saat = tarih.getHour();
dakika = tarih.getMinute();
saniye = tarih.getSecond();
degerTohum = saniye*dakika*saat;
```

Tablo 3'te rassal değer elde edilmesi için gerekli tohum değerinin sistem saatinden üretilmesi gösterilmiştir. Bu kodun ilgili programın,

```
public void guncelle(){
...
...
...
}
```

Güncelleme işlemi için gerekli alana yazılması yeterlidir. Yeni bir koordinat ve N örnekleme değeri girildiğinde bu prosedür yeni baştan işletilir. Böylece kullanıcı ilgili simülasyonu her çalıştırdığında yeni bir başlangıç tohum değerine göre rassal üreteç çalışır.

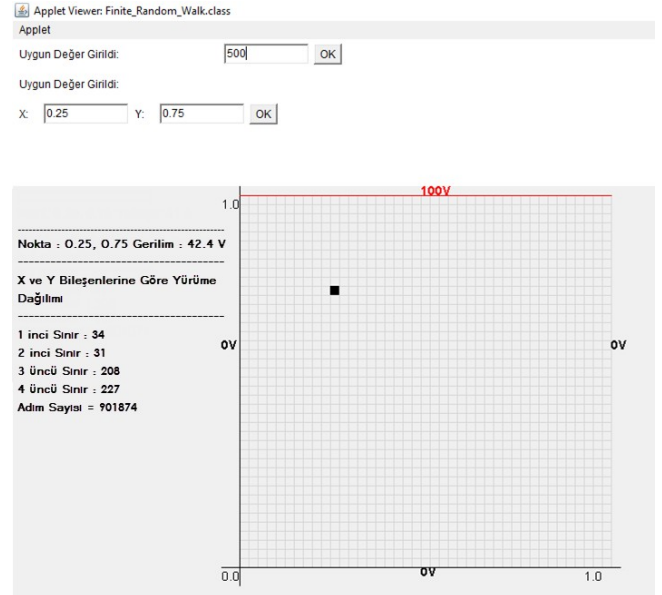
Tablo 4'te gösterilen kullanıcı tanımlı rastgele sayı prosedürü ile "teta" değişkeni adında rassal sayı üretilir.

Tablo 4. Kullanıcı tanımlı rassal sayı üretici

```
public double random(){
degerTohum = (a*degerTohum)%del;
r = degerTohum/del;
teta= Math.acos(1-2*r)/Math.PI;
return teta;
}
```

"del" değikeni $m=2^{31}-1$ değerine (2147483647), "a" değikeni ise 7^5 değerine (16807) karşılık gelen bir sayıdır. "degerTohum" değikeni ise sistem saatinden elde edilen tohum değeridir ve m değerinden küçüktür.

Java programlama dili "Thread" denilen ve birbirinden bağımsız olarak çalışan iş parçacıklarını yürütme imkanı sunar. İlgili simülasyonlarda da "Thread" kullanılarak programın adımlama işini nasıl yaptığı canlandırılmış ve programı kullanacakların süreci yavaş yavaş izlemesi sağlanmıştır.



Şekil 3. : MC sabit rastgele yürüyüş modelinin N=500 için uygulama sonucu

Şekil 3'te simülasyonu sonlanmış ekran görüntüsü görülmektedir. $x=0,25$ ve $y=0,75$ koordinat değeri için 41,6 volt değeri elde edilmiştir. 500 örnekleme değerine 901874 adım sayısında ulaşılmıştır. Burada simülasyon adımları uzun sürmektedir ve istatistiksel hata analizi mevcut değildir. Böyle bir koordinat düzlemi içindeki bir noktaya etki eden gerilimin, hata analiziyle birlikte daha hızlı şekilde hesaplanmasını sağlayan, daha gelişmiş bir Monte Carlo yöntemi Kayan Rastgele Yürüyüş (Float Random Walk) modelidir.

4.2. Float Random Walk Yönteminin Örnek Üzerinden Görsel Programlanması

Bu yöntemin uygulama prosedürü Şekil-4 üzerinden Tablo-4'te yer alan kodlama ile gösterilmiştir. Sırasıyla $y= 2.5$ koordinatında 20V, $x= 2.0$ koordinatında 30V ve $y= 1.0$, $x= 1.0$ koordinatlarında 0 V olduğu varsayılan iki boyutlu bir potansiyel enerji sistemi tasarlanmıştır. Bu kapalı sistem içinde tanımlı herhangi bir noktanın potansiyel enerjisini bulmak için Kayan Rastgele Yürüyüş tekniği kullanılmıştır. Bu koordinatlardaki gerilim değerlerini değiştirmek suretiyle bu kapalı elektrik alanı içinde tanımlı (x , y) noktası için farklı gerilim değerleri elde edilebilir.

(x , y) noktasından en kısa ρ noktasını bulmak için Şekil 4'teki örnek potansiyel alanı 3 adet dikdörtgen çözüm alanına bölünür. Denklem-10'da yer alan ρ değerlerini bulmak için şu adımlar izlenir:

Eğer $\{(x, y) : 1 < x < 2, 0 < y < 1\}$,

$$\rho = \text{minimum}\{x - 1, 2 - x, y\}$$

Eğer $\{(x, y) : 0 < x < 1, 1 < y < 2.5\}$,

$$\rho = \text{minimum}\{x, y - 1, 2.5 - y\}$$

Eğer $\{(x, y) : 1 < x < 2, 1 < y < 2.5\}$,

$$\rho = \text{minimum} \left\{ 2 - x, 2.5 - y, \sqrt{(x - 1)^2 + (y - 1)^2} \right\}$$

Tolerans $\tau = 0.05$ olarak seçilir. Böylece rastgele yürüyüş içindeki yeni bir nokta ve sınır arasındaki mesafe tolerans değerinden daha düşükse en yakın sınırdaki potansiyel kaydedilir. 4.1'deki örnek için hazırlanan programa ilave olarak, 4.2'deki örnek için geliştirilen programda hata tahmini analizi de yapılmıştır. Hata hesabı için Denklem-11 kullanılmıştır:

$$\delta = \frac{St_{\alpha/2; n-1}}{\sqrt{n}} \quad (11)$$

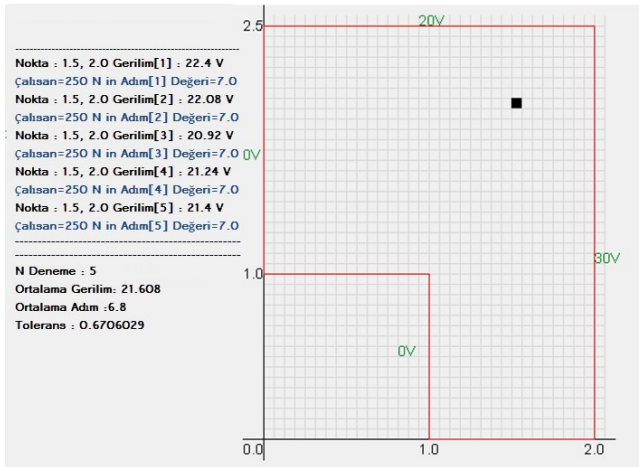
Applet Viewer: Float_Random_Walk.class

Applet

Uygun Değer Girildi:

Uygun Değer Girildi:

X: Y:



Şekil 4. MC Kayan Rastgele Yürüyüş modeli (N=250)

Tablo 5. Kayan Rastgele Yürüyüş (Float Random Walk) yöntemi için Java kodu

```
public void run() {
    while(nrun<sayac){
        nrun+=250;
        for(j=1;j<=nrun;j++){
            sum=0;
            m=0;
            for (int i=1;i<=nrun;i++){
                x=x0;
                y=y0;
                while(akis){
                    rd=Math.random();
                    phi=2.0*Math.PI*rd;
                    rc=Math.sqrt(Math.pow(x-1, 2) +
                    Math.pow(y-1, 2));
                    // En kısa yol algoritması --- en kısa yol
                    hesaplanıyor...
                    if(y>1){
                        if(x>1){
                            r = 2 - x;
                            if(r>rc){
                                r = rc;
                            }
                            if(r>(2.5-y)){
                                r = 2.5 -
                                y;
                            }
                        }
                        else{
                            r = x;
                            if(r>(y-1)){
                                r = y -
                                1;
                            }
                            if(r>(2.5-y)){
                                r = 2.5 -
                                y;
                            }
                        }
                    }
                    else{
                        r = x - 1;
                        if(r>(2-x)){
                            r = 2 - x;
                        }
                        if(r>y){
                            r = y;
                        }
                    }
                    x = x + r*Math.cos(phi);
                    y = y + r*Math.sin(phi);
                    m++;
                    // (x,y) sınırımı kontrol ediyor.
                    if(x<(1+tolerans) && y<(1+tolerans)){
                        akis=false;
                    }
                    else if(x>(2-tolerans) && y>(2-tolerans)){
                        sum = sum + 30;
                        akis=false;
                    }
                    else if(y>=(2.5-tolerans)){
                        sum = sum + 20;
                        akis=false;
                    }
                    else if(y > 1 && x < tolerans)
                    akis=false;
                    else if(y < 1 && x < (1 - tolerans))
                    akis=false;
                    else if(y <= tolerans && x >= 1)
                    akis=false;
                    else if(y <= (1 + tolerans) && x < 1)
                    akis=false;
                    x_kor = (int)(x*1.6/delta)+250;
                    y_kor = (int)(400-y*1.6/delta)+10;
                    repaint();
                    try{
                        Thread.sleep(1, 1);
                    }
                    catch(InterruptedException e){
                    }
                    akis=true;
                }
                if(nrun==0){
                    v[j]=(float)(sum/nrun);
                    adimlar[j]=(float)(m/nrun);
                }
            }
            // V ve adım sayısının ortalama değerleri
            hesaplanıyor.
            sum = 0;
            suml = 0;
            for(int i=1;i<=nrun;i++){
                sum = sum + v[i];
                suml = suml + adimlar[i];
            }
            v_ortalama=(float)sum/nrun;
            adim_ortalama=(float)suml/nrun;
            // hata oranı hesaplanıyor.
            sum=0;
            for(int i=1;i<=nrun;i++){
                sum = sum + Math.pow(v[i]-
                v_ortalama,2);
            }
            std = (float)Math.sqrt(sum/(nrun-
            1));
            error =
            (float)(std*t[nrun]/Math.sqrt(nrun));
            x_kor = (int)(x*1.6/delta)+250;
            y_kor = (int)(400-y*1.6/delta)+10;
        }
    }
}
```

Bu analiz yönteminde adım boyutları değişkenlik göstermektedir ve Sabit Rastgele Yürüyüş yöntemindeki pek çok ara değerler işletilmez. Böylece sınır değerlere erişmek için daha az adım gerekir ve analiz süresi kısalmır.

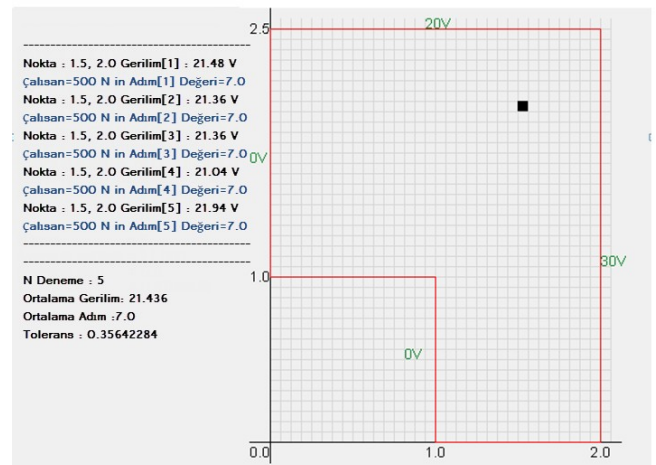
Applet Viewer: Float_Random_Walk.class

Applet

Uygun Değer Girildi:

Uygun Değer Girildi:

X: Y:



Şekil 5. MC kayan rastgele yürüyüş modelinin N=500 için uygulama sonucu

Şekil 5'te simülasyonun sonlanmış ekran görüntüsü görülmektedir. $x=1,25$ ve $y=2$ koordinat değeri için 21,436 volt değeri elde edilmiştir. Örneklem değeri yükseldikçe hata payı (tolerans)

düşmektedir. Her bir gerilim değeri için 5 kez farklı tohum değerleriyle yeni baştan örnekleme yapılmaktadır. Bu şekilde daha önceki örnekte elde edilen tek bir ortalama gerilim değerine göre 5 farklı ortalama gerilim değeri elde edilmekte ve bunların da ortalaması alınmaktadır. Böylece rastgelelik durumunun standart sapması da hesaba katılmaktadır.

5. SONUÇ VE TARTIŞMA

Elektrik-elektronik mühendisliği eğitimi alan öğrencilerin alan teorisine ilişkin matematiksel düşünme yeteneklerini artırmalarını sağlamak amacıyla söz konusu disiplinle ilgili nümerik analiz tekniklerinden Monte Carlo yöntemi seçilerek programlama örnekleri hazırlanmıştır. Çok sayıda nümerik analiz yöntemi içinden Monte Carlo yönteminin seçilmesinin nedeni deterministik olmayan ve rastgelelik durumlarını içeren bir analiz mantığına sahip olması, istatistiksel çözüm modeli sunması ve elektrik-elektronik devre ve alan analizi programlarında yaygın olarak kullanılan bir yöntem olmasıdır. Uygulamaların grafik tabanlı görsel olarak hazırlanması ve matematiksel gösterimlerin simüle ettirilerek canlandırılmasının matematiksel denklemlerin daha iyi anlaşılmasına katkı sağlayacağı değerlendirilmiştir. Elektromanyetik alanların ve alan teorisinin, çeşitli öğrenme araçları ve uygulama teknikleriyle görselleştirilerek öğretilmesi üzerine yapılan çalışmalar bu sonucu ortaya koymuştur [9].

Lisansüstü öğrenimde "elektromanyetik teoride analitik ve nümerik yöntemler" dersi olup, bu ders kapsamında, elektromanyetik hesaplamalarında kullanılan 2 ve 3 katlı integral hesapları, laplace ve fourier dönüşümleri gibi öğrencilerin lisans döneminde algılama güçlüğü çektikleri analog hesaplama tekniklerinin yerine nümerik hesaplama yöntemleri gösterilmektedir. Bu tür derslerin görsel programlama uygulamalarıyla desteklenerek işlenmesi, belli bir bilgisayar programcılığı altyapısıyla gelen lisans öğrencilerinin de hem geçmiş dönemlerden kalan konu eksiklerini daha iyi tamamlayacakları, hem de nümerik hesapları programlama teknikleriyle gerçekleştirmeleri sonucu bilgisayar programcılığı konusunda da kendilerini geliştirme fırsatı bulacakları değerlendirilmektedir. Elektromanyetik alan teorisi üzerine karmaşık problem egzersizlerinin, öğrencilerin kavramsal ve prosedürel bilgilerinde gelişim sağladığı açıktır



[10]. Çeşitli alan problemleri üzerine yapılan çalışmalar farklı problem çözme tekniklerinin uygulanmasını zorunlu kılmıştır [11], [12].

Bu çalışmada üzerinde durulması gereken iki temel durum yer almaktadır. Birincisi, mühendislik eğitiminde kullanılan alan analizlerinin, grafik arayüz temelli bilgisayar programlama teknikleriyle oluşturulması sırasında, grafik arayüze aktarım sırasında grafik değişkenlerinin iyi ayarlanmasıdır. Bilgisayar programcılığı konusunda zayıf olanlar için Java ve benzer programlama dilleri için geliştirilmiş çeşitli mühendislik kütüphaneleri vardır. Grafik arayüz özelliğinin daha hızlı kullanılmasını sağlayan kütüphaneler yardımıyla hızlı programlama prosedürü gerçekleştirilebilir [2]. Grafik arayüzünün iyi kalibre edilmemesi elde edilecek çıktıların yanlış yorumlanmasına neden olabilir. İkincisi, bu çalışmaların iyi bir vakit planlamasıyla yürütülmesidir ki, programlama konusunda yeterince altyapı sahibi olmayan öğrenciler açısından uygulama güçlüğü yaşanabilir. Alan teorileri ile ilgili olarak bilgisayar programlama yeterliğinin kullanılarak uygulama geliştirilmesi üzerine çalışmalar zenginleştirilebilir. Benzer çalışmalar geliştirilerek ve eksik kalan yanlar güçlendirilerek bilgisayar programlamayla elektromanyetik alan analizlerinin simülasyonlarını yapacak öğrenciler için geniş bir başlangıç kaynağı oluşturulabilir.

KAYNAKÇA

- [1] P. Paultre, E. Lapointe, C. Carbonneau and J. Proulx, "LAS: A Programming Language and Development Environment for Learning Matrix Structural Analysis", *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 24, no. 1, pp. 89-100, 2016.
- [2] H. Gould, J. Tobochnik and W. Christian, *An Introduction to Computer Simulation Methods*, Third Edition, ISBN: 0-8053-7758-1, 2011.
- [3] M.N.O. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*, CRC Press LLC, 2001.
- [4] F. Sagnard, *Educational Graphical Interfaces to Learn About Radiation and Propagation of Electromagnetic Waves*, *IEEE Transactions on Education*, vol. 47, no. 3, pp. 389-396, 2004.
- [5] Y.J. Dori and J. Belcher, *How Does Technology-Enabled Active Learning*

- Affect Undergraduate Students' Understanding of Electromagnetism Concepts?, *The Journal of The Learning Sciences*, vol. 14, no. 2, pp. 243-279, 2005.
- [6] Y.J. Dori, J. Belcher, M. Bessette, M. Danziger, A. McKinney and E. Hult, *Technology for active learning*, Elseiver, ISSN:1369 7021, 2003.
- [7] J. Guisasola, J.M. Almudi, L. Jose and J.L. Zubimendi, Difficulties in Learning the Introductory Magnetic Field Theory in the First Years of University, *Wiley Periodicals*, Sci Ed 88:443 464, 2004.
- [8] Y. Chen and R. Xu, Analysis of the RF and noise performance of junctionless MOSFETs using Monte Carlo simulation, *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 22, pp. 822-833, 2014.
- [9] J. Gilbert, *Visualization in Science Education*, Springer, 2005.
- [10] J. Leppävirta, H. Kettunen and A. Sihvola, Complex Problem Exercises in Developing Engineering Students' Conceptual and Procedural Knowledge of Electromagnetics, *IEEE Transactions on Education*, vol. 54, no. 1, pp. 63-66, 2011.
- [11] J.R. Cardoso, V.C. Silva, N.M. Abe and L.N. Rossi, Approach to Teaching the Finite Element Method Applied to Electromagnetic Problems with Axial Symmetry to Electrical Engineering Students, *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 7, no. 3, pp. 133-145, 1999.
- [12] K. Zuza, J.M. Almudi, A. Leniz and J. Guisasola, Addressing students' difficulties with Faraday's law: A guided problem solving approach, *Physics Education Research*, vol. 10, no. 1, 2014.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	Geliş/Received 27.10.2016 Kabul/Accepted 10.05.2017	Doi 10.16984/saufenbilder.327121	

Sakarya Üniversitesi Esentepe Kampüsü içerisindeki enerji iletim hatlarının elektromanyetik alan etkileri açısından incelenmesi

Şuayb Çağrı Yener^{*1}, Fatih Andıç²

ÖZ

Günümüzde insanın teknoloji ile olan ilişkisi ve buna bağlı olarak elektrik ile çalışan cihazlardan yayılan elektromanyetik alanlarla olan etkileşimi sürekli artmaktadır. Bunun yanında enerji iletim hatları ve trafolar gibi enerji kaynaklarının yakınlarında ikamet edenler ya da bulunanlar bahsi geçen elektromanyetik alanlardan da etkilenebilmektedirler. Enerji iletim hatlarının, özellikle giderek genişleyen ve çoğu zamanda da kapsamlı planlar olmaksızın ortaya çıkan yerleşim yerlerine çok yakın noktalardan geçmesi, bu elektromanyetik alan kaynaklarının insan sağlığı üzerine olan etkilerinin araştırılması ve buna yönelik tedbirlerin uygulanması yönüyle hayati önem taşımaktadır. Bu çalışmada Sakarya Üniversitesi Esentepe Kampüsünden geçen Temelli-Adapazarı (380kV) enerji iletim hatları elektromanyetik alan etkileri yönüyle; gerçekleştirilen elektrik ve manyetik alan ölçümleri ve bunların ANSYS Maxwell programı ile yapılan benzetimleri ile incelenmiştir. Farklı hava, yük ve diğer fiziksel koşullarını daha doğru ortaya koyabilmek için ölçümler farklı zamanlarda tekrarlanarak elde edilen sonuçların doğruluğu ve güvenilirliği teyit edilmiştir. Karşılaştırma açısından gerçekleştirilen benzetimlerde hatların olabildiğince doğru modellemeleri için hatlara ait SEDAŞ ve TEİAŞ kurumlarından alınan parametre ve veriler kullanılmıştır. Son olarak, elde edilen ölçüm sonuçları ulusal ve uluslararası yönetmelikler ve bunların içerdiği sınır değerler açısından değerlendirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Elektromanyetik radyasyon, Elektrik Alan, Manyetik Alan, Enerji İletim Hatları, Alçak Frekans, ANSYS Maxwell

Investigation of electromagnetic fields radiated from power transmission lines at Sakarya University Esentepe Campus

ABSTRACT

In today's world, people's interaction with technology and accordingly the connection of electromagnetic radiation spreading from electrical devices, is continuously raising. Especially people living or temporarily existing near power transmission lines and transformers are affected much more with these electromagnetic fields. Nowadays, energy transmission lines, sometimes without adequate planning, are established very close to the residential areas. Therefore, measurement of this sources and to investigate their effects in terms of electromagnetic fields on human health is vital to define proper policies and to get required precautions. This paper presents the real measurements results of electric field and magnetic field and their simulations results obtained using ANSYS Maxwell program of Power Transmission Lines passing through Campus of Sakarya University. To consider each external influences, if any and to prove results' accuracy and reliability the measurements have been repeated in different times and air conditions. During simulations of power transmission lines, parameters and data taken from SEDAŞ and TEİAŞ have been used in terms of the credibility of the simulation results their comparison with measurement results. Finally, obtained electric and magnetic field values obtained via measurements and simulations have been compared with those of presented in national and international as the limit values.

Keywords: Electromagnetic Radiation, Electric Field, Magnetic Field, Power Transmission Lines, Low Frequency, ANSYS Maxwell

* Sorumlu Yazar / Corresponding Author

¹ Sakarya Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, 54187, Sakarya, Türkiye, syener@sakarya.edu.tr

² Sakarya Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, 54187, Sakarya, Türkiye, fthandc@gmail.com

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Elektriksel enerjinin her alanda yoğun kullanılması dolayısıyla EMR'nin (Elektromanyetik Radyasyon) bileşenleri olan EM (elektromanyetik) alanlar çevremizde sürekli var olmaktadır. Elektromanyetik Radyasyon, frekans spektrumunun belli bir bölgesini, genel olarak DC – 300GHz aralığını ifade eder. Bu aralıkta en yaygın kullanılan bantlar özellikle enerji iletim hatları ve türevlerinin ana kaynağı olduğu ELF (ekstrem düşük frekans) biçimindeki düşük frekans bölgesi ve yine ana kaynağının haberleşme antenleri olduğu RF/MW (radyo frekans/mikro dalga) aralığındaki yüksek frekans bandıdır. Genel olarak bu iki temel frekans bandına ait inceleme mekanizmaları, ölçüm cihazları ve sınır değerleri farklıdır [1]–[3].

Düşük frekans elektromanyetik alanların ana kaynakları alternatif akım taşıyan enerji iletim hatları, elektrikle çalışan güçlü makine sistemleri, trafolar, tren kataner hatları, bina elektriksel tesisatları vb. şeklindedir. Elektromanyetik alanın iki temel bileşenini oluşturan elektrik alan değerleri yüksek gerilim altında çalışan enerji iletim hatlarının altında yüksek miktarda ölçülürken, manyetik alan ise özellikle yüksek akım taşıyan kablolar ve sistemlerin yakınında daha da yükselmektedir. Taşınan elektrik enerji ve elektrik akımının büyüklüğü yönüyle, birden çok ana üç faz iletim hatları çevresinde oluşan elektromanyetik alan, tek faz ve bina içlerindeki hatlara oranla daha yüksektir. Bir elektrik gerilimi varken oluşan elektrik alanına karşın, manyetik alan alternatif akım varken oluşur. İletken yapısından bağımsız bir şekilde ortaya çıkan manyetik alanın şiddeti akımın büyüklüğüne bağlıdır. Elektrik alan ile karşılaştırıldığında manyetik alan etkisi daha dikkat çekici olup korunma tedbirlerinin uygulanması daha zordur [4]–[7].

Elektromanyetik alanların insan bedenine yaptığı biyolojik etkiler bilimsel araştırmaların ilgi alanı olup uzun süreli farkında olmaksızın elektromanyetik alan maruziyetinde organizmalar üzerinde sağlık sorunları oluşmasından endişelenilmektedir [8]–[12]. Non-iyonize radyasyon türünde olan elektromanyetik radyasyon, canlıların DNA'sına direkt etki eden nükleer radyasyondan farklı olup, genel olarak EMR açısından ısıl etki prensibi üzerinde durulmuş ve yasal regülasyonlar da buna göre oluşturulmuştur [1], [6], [12], [13]. Ancak

günümüzde özellikle elektromanyetik radyasyon - kanser arasında arasındaki bağlantı sürekli araştırılmakta, farklı biyolojik etkilerin olduğuna dair raporlar sunan çeşitli çalışmalar bulunmaktadır [8], [11], [13], [14]. Türkiye'nin de içinde bulunduğu çok sayıda ülkede insan sağlığının korunması temelinde, ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection – İyonize olmayan radyasyondan koruma komisyonu) gibi uluslararası otoritelerce önerilen sınır değerler doğrudan ya da belli düzeyde değiştirilerek uygulanmaktadır [1], [15]. Ancak EMR kaynakların ve etkilerinin sürekli artışı ile yeni bilimsel bulgular önerilen mevcut sınır değerlerin sorgulanmasını ve güncellenmesini gerektirmektedir. Bu yöndeki çalışmalara temel teşkil edebilecek biçimde, elektromanyetik alanların gerek ELF gerek RF/MW frekans bantlarında seviyelerini ve değişim trendini araştıran çok sayıda bilimsel araştırma gerçekleştirilmektedir [5]–[7], [16]–[19].

Elektromanyetik dalgaların oluştuğu kaynağından azaltılamadığı durumlarda, özellikle kapalı yaşam alanlarındaki elektromanyetik alan seviyeleri alan bileşenleri bu ortama girişte zayıflatılarak düşürülebilir. Ekranlama olarak tanımlanan bu işlem ile elektromanyetik enerjinin ilgili bölgeye girişi çok büyük ölçüde engellenmiş olur. Ekranlama için genel manada iletkenlik seviyeleri uygun metal malzemeler kullanılır [20], [21]. Ancak günümüzde, literatürde bazı gelişmiş malzemelerin yeni nesil ekranlama uygulamaları için kullanılabilmesine dair çalışmalar bulunmaktadır [22], [23].

Çalışma şu şekilde organize edilmiştir: Bu giriş bölümünün ardından çalışmanın ikinci bölümünde inceleme konusu enerji iletim hatlarının teknik özellikleri ve uygulanan yasal mevzuat kapsamında elektromanyetik etki açısından durumları ele alınmıştır. Çalışmanın üçüncü bölümünde yapılan elektromanyetik alan ölçümleri ve gerçekleştirilen benzetimlere ilişkin sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Son olarak elde edilen ölçüm sonuçları, geçerli regülasyonlar kapsamında değerlendirilmiş, ölçüm yapılan Sakarya Üniversitesi Esentepe Kampüsünün elektromanyetik alan projeksiyonunun ulusal ve uluslararası sınır değerler açısından durumu analiz edilmiştir.

2. ENERJİ İLETİM HATLARI VE ELEKTROMANYETİK ALAN MARUZİYETİ AÇISINDAN ETKİLERİ (POWER TRANSMISSION LINES AND THEIR ANALYSIS THROUGH ELECTROMAGNETIC FIELD EXPOSURE)

2.1. Havai Hat İletken Özellikleri ve Yüksek Gerilim İletken Özellikleri (Aerial Lines Conductor Features and High Voltage Conductor Features)

Elektrik enerjisinin üretildiği ve tüketildiği yerler arasını bağlayan hatta Enerji İletim Hattı denir. Enerji hatlarının gerilim seviyeleri ile tel kesitleri uluslararası standartlarla saptanmıştır. Gerilim seviyeleri 0-1(kV) arası alçak gerilim, 1-36 (kV) arası orta gerilim, 36-170 (kV) arası yüksek gerilim, 170 (kV) ve üzeri ise çok yüksek gerilim olarak tanımlanmıştır.

Yüksek gerilim hava hatlarında kullanılan iletkenlerin hem enerji taşınması hem de mekanik yönden uygun seçilmesi gerekmektedir. İletken malzeme seçiminde göz önünde bulundurulacak özellikler; iletkenlik, özgül ağırlık, iletken çapı, sehim, titreşim eğilimi ve koronaya karşı dayanıklılıktır. Yüksek gerilimde kullanılan teller örgülü biçimdedir. Bu sayede, gerekli esneklik sağlanarak titreşimler sebebiyle askı noktalarındaki zedelenmeler önlenir, korona kayıpları ve Deri olayı (Skin Effect) etkisi azalır. Örgülü iletkenlerde tabakalar, oluşan manyetik alanın birbirini yok etmesi esasınca, birbirleri ile zıt yönde sarılma esası ile oluşturulur. Üzerinden geçen akım ve gerilimin büyüklüğüne göre iletken demetlerinin boyutu ve sayısı değişmektedir. İletken demetlerinin ölçütleri seçilirken AWG (American Wire Gauge, Amerikan Tel Ölçütü) ya da MCM (Mega Circular Mile, Mega Dairesel Mil) ölçütleri göz önüne alınır.

İncelenen hattın iletken cinsinin adı Pheasant olup özellikleri Tablo 1'de verilmiştir. Bu iletken birincil ve ikincil, iletim veya dağıtım havai iletim hatlarında kullanılmaktadır. Kendisine ait çelik özün ve alüminyum demetinin özellikleri sayesinde gereken dayanıklılığı akım kaybı olmadan sağlamaktadır. Ortasında 19 çelik, etrafında sıralanmış 54 alüminyum telden oluşmaktadır. Maksimum akım geçirgenliği 1187 A olarak belirlenmişse de hattın bulunduğu ortamın iklim koşulları sebebiyle değişkenlik göstermektedir.

Tablo 1. Yüksek gerilim iletkenleri (High voltage conductors)

İletken Cinsi	Anma Kesiti	Örgüleme (Al/Steel)	Ayrı Alüm. Çap Uzunl. (mm)	Ayrı Çelik Çap Uzunl. (mm)	Komple Kablo Çapı (mm)	Maksimum Akım Geçirgenliği (A)
Pheasant	1272 MCM	54/19	3,9	2,34	35,1	1187

2.2. ELF Bandı Elektromanyetik Kaynaklar İçin Yasal Düzenlemeler (Legal Regulations for ELF Band Electromagnetic Sources)

İyonizan Radyasyon'da (Nükleer Radyasyon) Atom ve moleküllerden elektron koparabilen yüksek enerjili ışınlar, gamma ışını yayan radyoaktif maddeler, x ışınları ile bazı morötesi ışınlar vücuda girdiklerinde DNA yapısını bozabilirler. Enerjileri yüksek, dalga boyları küçük, ancak frekansları yüksektir. Elektromanyetik radyasyon için temel olan Non - İyonizan Radyasyonun ise enerjisi (etkileştikleri maddede değişiklik oluşturma gücü) nispeten düşük olduğu için hücrelerdeki kimyasal bağları kırarak güce sahip değildir. Ancak uzun süre bu tür ışınlarla maruz kalan ve vücut direnci de normal bireylere göre düşük olan şahıslarda beklenen zararlı biyolojik etkiler olabilir. Bu zararlı biyolojik etkiler iki çeşittir. Birinci tür etkiler ısı etkileridir. Vücuda giren düşük enerjili ışınların vücut içindeki doku ve hücreleri oluşturan elementlerin atomları ile etkileşime girerek enerjilerini transfer etmeleri ve onları titreştirmek suretiyle vücut sıcaklığını artırmak şeklinde gösterdikleri etkiler bu sınıfa girer. İyonize etmeyen elektromanyetik ışınların ısı etkisi en net ve ölçülebilir etkidir ve mevcut standartlar buna göre belirlenmiştir. İkinci tür etki ısı olmayan etkilerdir. Radyasyon etkisi ile vücutta hassas moleküllerde meydana gelen değişiklikler bu sınıfa girmektedir [1], [6], [13].

2kHz frekans altındaki elektromanyetik alanlar genel manada ELF bandını oluşturur. 100kHz ile 300 GHz arası ise yüksek frekanslı dalgalar olarak tanımlanır. Standart bir ev içerisinde ev içerisinde ELF frekanslı alanlar 0.05µT gibi değerlerde iken etrafında yüksek gerilim hattı bulunan bir ev için bu seviyelerin onlarca katı değerlerde EMR seviyesi ölçülebilir. Bu durumda bir benzeri baz istasyonu (RF) frekanslı elektromanyetik alanlar için geçerlidir. Standart bir ev ortamı için 0.5 - 1 V/m seviyeleri olağan iken, evin çeşitli bölümleri baz

istasyonu etkisi altında alan konutlarda bu değer 10-20 katı nispetinde olabilmektedir [6], [7].

ELF frekanslı Elektromanyetik radyasyon ile ilgili olarak her ülke kendi mevzuatında limit değerler belirlemiştir. ABD ve Avrupa Birliği ülkeleri de dâhil olmak üzere birçok Dünya ülkesinde genel manada kabul gören limit değerleri uygulanmaktadır. Bu sınır seviyeler Dünya Sağlık Örgütü (WHO) tarafından da kabul gören uluslararası bir kuruluş olan ICNIRP tarafından ortaya konmuştur. Sınır değerler elektromanyetik radyasyonun frekans seviyesine bağlı olarak tanımlanır ve buna göre yasal mevzuatlarda yer alır [1], [7], [15].

Ülkemizde de Çevre ve Orman Bakanlığı tarafından 24.07.2010 Tarih ve 27651 Sayılı Resmi Gazetede yayımlanan “İyonlaştırıcı Olmayan Radyasyonun Olumsuz Etkilerinden Çevre Ve Halkın Sağlığının Korunmasına Yönelik Alınması Gereken Tedbirlere İlişkin Yönetmelik” kapsamında çok düşük frekans değerlerine ilişkin sınır değerler de ICNIRP limitleri temel alınarak belirlenmiş ve bu biçimde uygulanmaktadır [1], [15].

Uluslararası İyonize Olmayan Radyasyondan Koruma Komisyonu –ICNIRP (International Commission On Non-Ionizing Radiation Protection) kurumunca 2010 yılında yayınlanan uluslararası bir bildirge ile istenmeyen sağlık problemlerine karşın elektrik ve manyetik alandan korunma için, maruz kalınan limitlere yönelik bir prensipler(limit değerler) koymaktadır. Hem doğrudan hem dolaylı yönden EMR etkilerini incelemiştir. Bildirgede birçok farklı frekans değerleri için hem mesleki hem de umumi değerler belirlenmiştir. Bu bildirgenin sınır değerleri çeşitli ülkeler tarafından doğrudan ya da bazı değişikliklerle uygulanmaktadır.

T.C. Orman Bakanlığı tarafından yayınlanan ulusal yönetmelikte Türkiye’de elektromanyetik alan etkileri için sınır değerler belirlenmiştir. Yönetmeliğin adı İyonlaştırıcı Olmayan Radyasyonun Olumsuz Etkilerinden Çevre ve Halkın Sağlığının Korunmasına Yönelik Alınması Gereken Tedbirler’dir. Bu yönetmelik ile özet olarak,

1. İyonlaştırıcı olmayan radyasyon kaynaklı elektromanyetik alanların, insan sağlığı ve çevre üzerindeki olası olumsuz etkilerinin araştırılması ve bu etkilerin azaltılmasına temel teşkil edecek ölçütlerin belirlenmesi,

2. İyonlaştırıcı olmayan radyasyonun ve bunu oluşturan kaynakların insan ve çevre sağlığı üzerinde olası olumsuz etkileri konusunda toplumun bilgilendirilmesinin sağlanması,

3. Kurumların alması gereken tedbirlerin belirlenmesi amaçlarını taşımaktadır.

Bu yönetmelik, hem düşük frekans alanları hem de radyo frekans alanları içeren ve çok geniş bir aralık olan 0-300 GHz frekans bandındaki elektromanyetik alanları ve insanların bu alanlara karşı maruziyetine yönelik konuları kapsamaktadır.

ICNIRP ve Orman Bakanlığı’nın yönetmeliklerindeki sınır değerler sırasıyla Tablo 2 ve Tablo 3’te; ayrıca analiz ve ölçümü gerçekleştirilen yüksek gerilim hattının çalışma frekansı olan 50 Hz için uygulanan limit değerler Tablo 4’te verilmiştir [1], [15].

Tablo 2. ICNIRP limit değerler-genel halk için (ICNIRP limit values-for public)

Frekans Aralığı	Elektrik Alan Şiddeti E(kV/m)	Manyetik Alan Şiddeti (A/m)	Manyetik Akı Yoğunluğu B(T)
1 Hz–8 Hz	5	$3.2 \times 10^4 / f^2$	$4 \times 10^{-2} / f^2$
8 Hz–25 Hz	5	$4 \times 10^3 / f$	$5 \times 10^{-3} / f$
25 Hz–50 Hz	5	1.6×10^2	2×10^{-4}
50 Hz–400 Hz	$2.5 \times 10^2 / f$	1.6×10^2	2×10^{-4}
400 Hz–3 kHz	$2.5 \times 10^2 / f$	$6.4 \times 10^4 / f$	$8 \times 10^{-2} / f$
3 kHz–10 MHz	8.3×10^{-2}	21	2.7×10^{-5}

Tablo 3. 0Hz-300GHz frekans bantlarındaki elektrik, manyetik ve elektromanyetik alanlar için limit değerler (Limit values for electric, magnetic and electromagnetic fields in 0hz-300ghz frequencies)

f(Hz)	Elektrik Alan Şiddeti E(V/m)	Manyetik Alan Şiddeti H(A/m)	Manyetik Akı Yoğunluğu B(μT)
1Hz'e Kadar	-	32000	40000
1Hz-8Hz	10000	$32000 / f^2$	$40000 / f^2$
8Hz-25Hz	10000	$4000 / f$	$5000 / f$
0.025kHz-0.8kHz	$750 / f$	$8 / f$	$10 / f$
0.8kHz-3kHz	$250 / f$	5	6,25
3kHz-150kHz	87	5	6,25
0.15MHz-1MHz	87	$0,73 / f$	$0,92 / f$
1MHz-10MHz	$87 / f^{1/2}$	$0,73 / f$	$0,92 / f$
10MHz-400MHz	28	0,073	0,092
400MHz-2000MHz	$1,375 * f^{1/2}$	$0,0037 * f^{1/2}$	$0,046 * f^{1/2}$
2GHz-300GHz	61	0,16	0,2

Tablo 4. 50Hz için yönetmeliklerin öngördüğü sınır değerler (Limit values for 50Hz set by regulations)

Yönetmelikler	Elektrik Alan Şiddeti (kV/m)	Manyetik Alan Şiddeti (A/m)	Manyetik Akı Yoğunluğu (μT)
ICNIRP-Mesleki Maruziyet	10	800	1000
ICNIRP-Umumi Maruziyet	5	160	200
Orman Bakanlığı-24.07.2010	15	160	200

3. SELEKTROMANYETİK ALAN ÖLÇÜM VE BENZETİMLERİ (ELEKTROMAGNETİK RADIATION MEASUREMENT AND SIMULATIONS)

Sakarya Üniversitesi Esentepe Kampüsü'ndeki ELF kaynaklı elektromanyetik alan seviyelerinin belirlenmesi amacıyla kampüsün güney bölgesinden geçen 380kV'luk enerji iletim

hattının elektromanyetik alan ölçümleri ve hattın benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Benzetimler ANSYS Maxwell programında gerçekleştirilmiş ve benzetimlerde hatların modeli için TEİAŞ ve SEDAŞ kurumlarından alınan gerçek parametreler kullanılmıştır. Benzetimler yanında hattın altında belirlenen noktalarda gerçek zamanlı elektromanyetik alan ölçümleri yapılmıştır.

İnceleme, ölçüm ve analizleri gerçekleştirilen hattın adı Temelli Fideri'dir. Hattın uydu fotoğrafı görünümü Şekil 1 ile verilmiştir. Bu hattın seçilen 124 numaralı direğinin en yüksek yeri yerden 35 m yüksekliktedir. Bu iletkende her faz 3 demet halinde yapılmıştır. Bu 3 iletken demeti her bir kenarı 40 cm olan eşkenar üçgen üzerine spacer adı verilen ara bağlantı elemanı yardımıyla tutturulmuştur. Hattın ilgili ölçüm noktasına ait uzak ve yakın plan fotoğrafları Şekil 2 ve Şekil 3 ile verilmiştir.



Şekil 1. 380 kV Temelli Fideri hattının uydu fotoğrafı görüntüsü (Satellite photo view of 380 kV Temelli Fideri line)



Şekil 2. 380kV Pheasant hattı görünümü (View of 380kV Pheasant line)



Şekil 3. 380kV Pheasant hattının ölçüm yapılan noktadan görüntüsü (View of 380kV Pheasant line from measurement point)

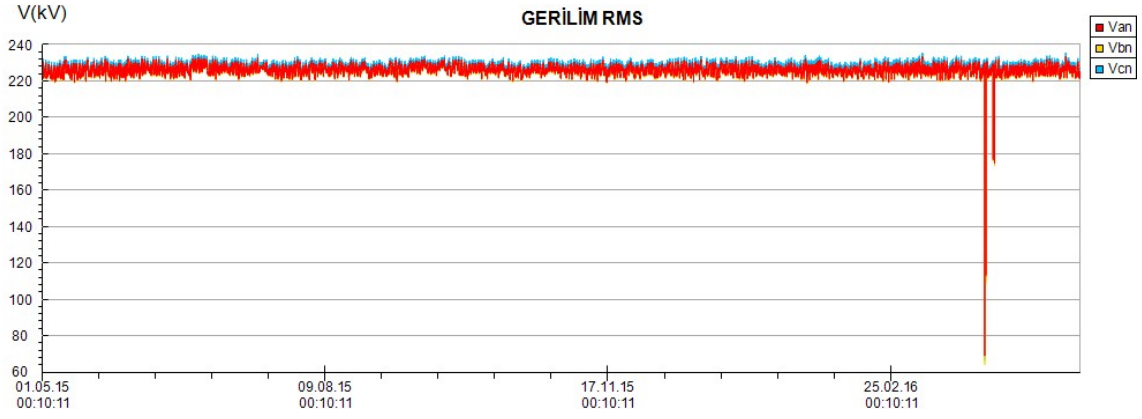
Belirlenen bu hat için benzetim programından alınan elektromanyetik ölçüm değerleri ile karşılaştırma için ölçüm noktasının hatta olan mesafesi lazer metre ile yapılan ölçümlerle belirlenmiştir. Hattın altındaki iki nokta için yapılacak olan ölçümler için hatta olan mesafe ilk nokta için 30 metre, ikinci nokta için 23 metre olarak ölçülüp kaydedildi.

TEİAŞ ve SEDAŞ kurumlarından alınan hattın gerçek zamanlı yıllık akım ve gerilim değerleri Şekil 4 ve Şekil 5 ile verilmiştir. Gerilim grafiğinde görüldüğü üzere 3 fazlı yıldız bağlı sistemin her birer fazı için gerilim değerleri 220-230 kV arasında değişmektedir. Bazı yerlerde bu değerlerin düştüğü görülmektedir. Bunun sebepleri çekilen gücün sürekli olarak değişmesi sonucu enerjinin başka yerlerden karşılanmasıyla

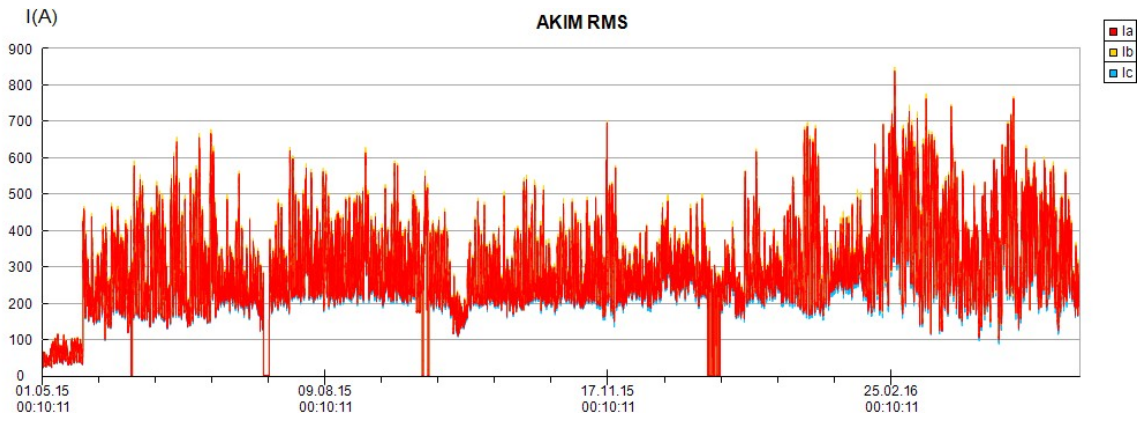
hat üzerindeki enerjinin düşmesidir. Akım grafiğindeki değerlerin uzun süre 0'da kalmasının sebepleri hat arızasından kaynaklanan güç kesintisi ya da bakım için hattın açılması ve enerjisiz kalması olabilir.

Hattın benzetimi için gerekli akım ve gerilim değerleri TEİAŞ 5.Bölge Müdürlüğü ve SEDAŞ'tan, geometrik ve yapısal özellikleri ise TEİAŞ Yönetmeliği'nden temin edildi. Benzetimler sonucunda hattan aşağıya doğru sırasıyla 23, 19, 15 ve 11 metre mesafeleri için elde edilen elektrik alan değişimleri Şekil 6 ile gösterilmiştir.

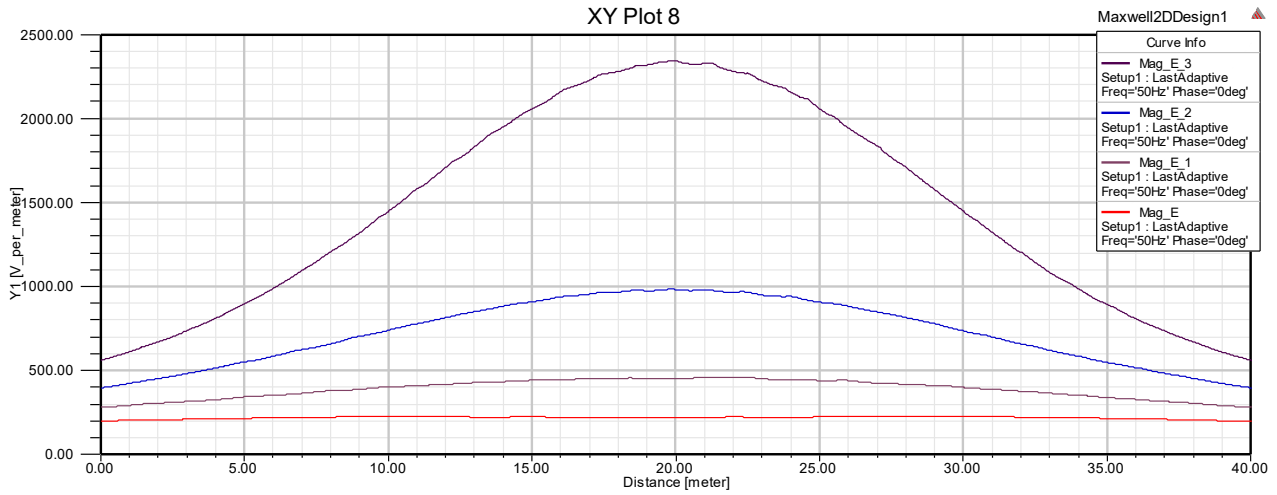
Benzer biçimde manyetik alan değişimleri hattan aşağıya doğru sırasıyla 23, 19, 15 ve 11 metre mesafeleri için elde edilmiş ve Şekil 7 ile gösterilmiştir.



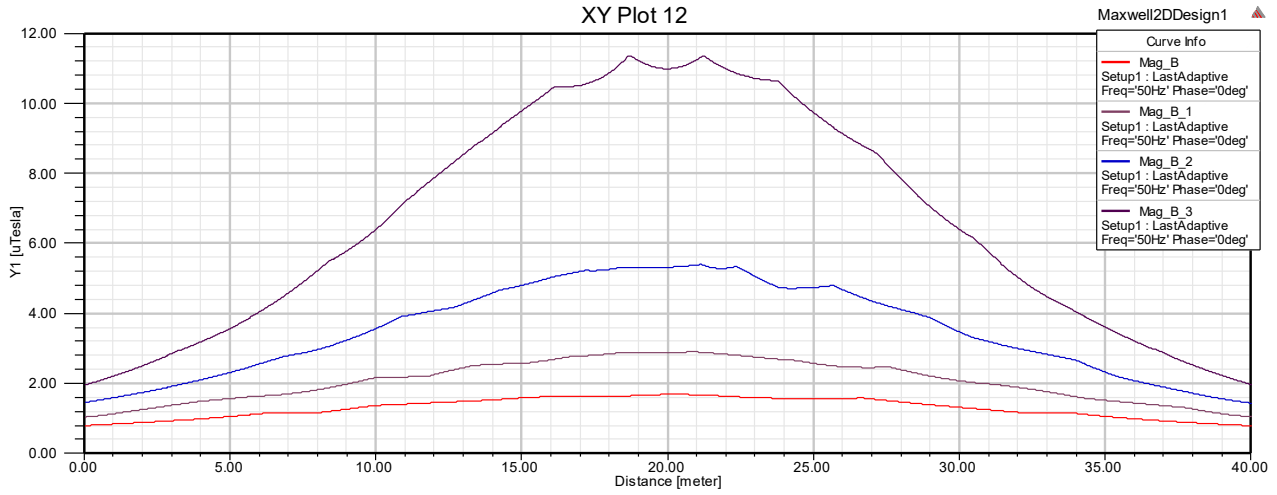
Şekil 4. Gerilim grafiği (Voltage characteristics)



Şekil 5. Akım grafiği (Current characteristics)



Şekil 6. Hattın en üst mesafesinden aşağıya doğru Mag_E:23 m, Mag_E_1:19 m, Mag_E_2:15 m ve Mag_E_3:11 m için elektrik alan değerleri (Electric field values in distance from the top of the line to down Mag_E:23 m, Mag_E_1:19 m, Mag_E_2:15 m and Mag_E_3:11 m, respectively)



Şekil 7. Hattın en üst mesafesinden aşağıya doğru Mag_B:23 m, Mag_B_1:19 m, Mag_B_2:15 m ve Mag_B_3:11 m için manyetik alan değerleri (Magnetic field values in distance from the top of the line to down Mag_B:23 m, Mag_B_1:19 m, Mag_B_2:15 m and Mag_B_3:11 m, respectively)

Hattın altında belirlenen noktalarda yapılan gerçek ortam elektromanyetik alan ölçümleri ilgili yönetmeliklerle karşılaştırmalı analizi 30m ve 23m uzaklık değerleri için sırasıyla Tablo 5 ve Tablo 6'da verilmiştir.

Tablo 5. 380 kV Pheasant hattı için birinci ölçüm noktası (30 metre) EMR değerleri (EMR values from first (30 meter) measurement point of 380 kV Pheasant line)

Pheasant (380kV)	Ölçüm Sonuçları	ICNIRP	ICNIRP	T.C. Orman Bakanlığı 24.07.2010 Yönetmeliği
		Mesleki Maruziyet Referans Düzeyi	Umumi Maruziyet Referans Düzeyi	
Elektrik Alan (kV/m)	0,99	10	5	15
Manyetik Alan (A/m)	1,09	400	80	160

Tablo 6. 380 kV Pheasant hattı için ikinci ölçüm noktası (23 metre) EMR değerleri (EMR values from second (23 meter) measurement point of 380 kV Pheasant line)

Pheasant (380kV)	Ölçüm Sonuçları	ICNIRP	ICNIRP	T.C. Orman Bakanlığı 24.07.2010 Yönetmeliği
		Mesleki Maruziyet Referans Düzeyi	Umumi Maruziyet Referans Düzeyi	
Elektrik Alan (kV/m)	2,3	10	5	15
Manyetik Alan (A/m)	1,7	400	80	160

Elektromanyetik alan ölçümleri sırasında kullanılan ölçüm cihazlarının listesi Tablo 7'de verilmiştir.

Tablo 7. Ölçüm cihazları (Measurement equipment)

Marka	Model	Ölçüm Aralığı
Holiday	HI-3604	30 Hz – 2kHz
NARDA	ELT 400	1Hz – 400kHz
NARDA	SRM 3006	9kHz-6 GHz

4. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)

Geçmişten farklı olarak günümüzde geçerli olan, modern çağın ekosistemine karşı yapılan çevresel etkilerin en önemlilerinden biri elektromanyetik alan kirliliğidir. Enerji iletim hatları elektromanyetik alanlar yönünden etrafındaki her türlü canlı yaşamı için bir etki oluşturmaktadır. Bu çalışmada, doğrudan iletim hatların gerçek EMR ölçümleri ve gerçekleştirilen benzetimler ile Sakarya Üniversitesi Esentepe Kampüsü'ndeki enerji iletim hatlarının oluşturduğu elektromanyetik alan değerleri ve bu kapsamda EMR kirlilik profili ortaya çıkarıldı.

TEİAŞ ve SEDAŞ kurumlarından benzetim programı için gerekli yapısal özellikler ve uzun dönemli akım-gerilim karakteristikleri temin edildi. Yapılan ölçümler sonucunda hattın aşağıya 30 metre mesafesinde elektrik alan 0,99 kV/m, manyetik alan 1,09 A/m, 23 metre mesafesinde elektrik alan 2,3 kV/m, manyetik alan 1,7 A/m olarak ölçüldü. Hattın gerçek karakteristikleri kullanılarak yapılan benzetimlerle ölçüm sonuçlarının uyumlu olduğu görülmüştür.

Çalışmada elde edilen elektromanyetik radyasyon değerlerinin, Türkiye'de düşük frekanslı elektromanyetik alanlar için geçerli sınır değerler açısından karşılaştırılması, ICNIRP regülasyonları ve bu temel alınarak uygulanan Orman ve Su İşleri

Bakanlığı yönergeleri göz önüne alınarak yapılmıştır. Elde edilen elektromanyetik alan değerlerinden, ortamdaki elektromanyetik alan seviyesinin büyük ölçüde yüksek gerilim hatları kaynaklı olduğu hatlara yaklaştıkça ortaya çıkan değerlerin büyük ölçüde artması, hattan uzak noktalarda ise çok daha düşük değerlerle karşılaşılması ile anlaşılmaktadır. Ölçüm değerlerinden ortamda belli oranda elektromanyetik alan seviyesi elde edildiği söylenebilmekle birlikte, bu değerlerin özellikle manyetik alan açısından geçerli limit değerlerden çok daha düşük olduğu görülmüştür.

Ancak limitlerin altında olsa bile, EMR seviyeleri sürekli ve anlık maruziyet etkileri yönüyle ayrı ayrı ele alınmalıdır. Bu çerçevede sürekli maruziyet açısından yeni limitler oluşturulması ele alınmalı ya da yönetmeliklerde bu konu ayrıca tanımlanarak mevcut limitlerin belli bir oranı üst sınır olarak dikkate alınmalıdır. Bunun yanında, güncel çalışmalar ışığında ve “kanıtın yokluğu, yokluğun kanıtı değildir” ilkesi çerçevesinde, ihtiyat prensibi uygulanmalıdır. Bu prensip çerçevesinde, elektromanyetik alan seviyeleri ve limit değerlerin gözden geçirilmeleri ve aşağı çekilmesi için arayış içerisinde olunmalıdır.

TEŞEKKÜR

Bu çalışmada gerçekleştirilen benzetimlere temel teşkil etmek üzere kullanılan iletim hatlarına ilişkin spektleri sağlayan TEİAŞ/SEDAŞ kurumlarına; çalışmanın ilk aşamasında ve saha ölçümleri esnasında katkı sunan Müh. Ozan Bayraktaroğlu'na teşekkür ederiz.



KAYNAKÇA

- [1] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, “Guidelines For Limiting Exposure To Time-Varying Electric, Magnetic, And Electromagnetic Fields (Up To 300 GHz),” *Health Phys.*, vol. 75, no. 5, p. 535, 1998.
- [2] Bilgi Teknolojileri ve İletişim Kurumu, “Elektronik Haberleşme Cihazlarından Kaynaklanan Elektromanyetik Alan Şiddetinin Uluslararası Standartlara Göre Maruziyet Limit Değerlerinin Belirlenmesi, Kontrolü Ve Denetimi Hakkında Yönetmelik,” 2011.
- [3] Bilgi Teknolojileri ve İletişim Kurumu, “Elektronik Haberleşme Cihazlarından Kaynaklanan Elektromanyetik Alan Şiddetinin Uluslararası Standartlara Göre Maruziyet Limit

Değerlerinin Belirlenmesi, Kontrolü Ve Denetimi Hakkında Yönetmelikte Değişiklik Yapılmasına Dair Yönetmelik,” 2015.

- [4] S. Muroga et al., “Electromagnetic shielding effectiveness of non-magnetic metal coated non-woven fabric noise suppressor,” in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2014, vol. 2014–Sept, no. September, pp. 134–137.
- [5] R. Tukimin, W. N. L. Mahadi, M. Y. M. Ali, and M. N. M. Thari, “Extremely Low Frequency Electromagnetic Field (ELF EMF) Survey of Residential Areas Around Transmission Lines,” in *Applied Electromagnetics*, 2007. APACE 2007. Asia-Pacific Conference on, 2007.
- [6] O. Çerezci, B. Kanberoğlu, and Ş. Ç. Yener, “Analysis on trending electromagnetic exposure levels at homes and proximity next to base stations along three years in a city,” *J. Environ. Eng. Landsc. Manag.*, vol. 23, no. 1, pp. 71–81, 2015.
- [7] Ş. Ç. Yener, O. Çerezci, and A. Y. Çitkaya, “Yüksek Gerilim ve Trafolardan Kaynaklanan Çevremizdeki Manyetik Alan ların Risk Analizi,” in *Elektromanyetik Alanlar Ve Etkileri Sempozyumu, EMANET 2015*, Mersin, 2015, pp. 272–275.
- [8] Advisory Group on Non-Ionising Radiation, “Power Frequency Electromagnetic Fields, Melatonin and the Risk of Breast Cancer,” 2006.
- [9] NIEHS EMF-RAPID Program Staff, “NIEHS Report on Health Effects from Exposure to Power-Line Frequency Electric and Magnetic Fields,” 1999.
- [10] T. Interphone and I. Study, “Interphone study reports on mobile phone use and brain cancer risk,” *Int. J. Epidemiol.*, no. May, pp. 1–8, 2010.
- [11] Christopher J. Portier and M. S. Wolfe, “Assessment of Health Effects from Exposure to Power-Line Frequency Electric and Magnetic Fields,” 1998.
- [12] O. Çerezci, Ş. S. Şeker, and Ş. Ç. Yener, “The evaluation of electromagnetic radiation exposure in workplaces in terms of occupational health and safety,” in *Conference On Safety & Health*, İstanbul, 2016.
- [13] Biolinitiative Working Group 2012, “Biolinitiative 2012: A Rationale for Biologically-based Exposure Standards for Low-Intensity Electromagnetic Radiation,” 2012.
- [14] Scientific Committee on Emerging and Newly Identified Health Risks SCENIHR, “Possible

- effects of Electromagnetic Fields (EMF) on Human Health,” 2007.
- [15] Çevre ve Orman Bakanlığı, “İyonlaştırıcı Olmayan Radyasyonun Olumsuz Etkilerinden Çevre Ve Halkın Sağlığının Korunmasına Yönelik Alınması Gereken Tedbirlere İlişkin Yönetmelik,” 2010.
- [16] P. S. Neelalanta, “Electromagnetic Fields Due To Overhead And Buried High-Voltage Power-Lines: A Quantitative Comparison,” in Southeastcon '89. Proceedings. Energy and Information Technologies in the Southeast., IEEE, 1989, p. 682–685 vol2.
- [17] P. S. Maruvada and A. Turgeon, “An experimental study of residential magnetic fields in the vicinity of transmission lines,” IEEE Trans. Power Deliv., vol. 13, no. 4, pp. 1328–1334, 1998.
- [18] A. Ferikoglu, O. Cerezci, M. Kahrıman, and S. C. Yener, “Electromagnetic absorption rate in a multilayer human tissue model exposed to base-station radiation using transmission line analysis,” IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 13, pp. 903–906, 2014.
- [19] L. N. O. Polat, M. Kahrıman, and S. Çömlekçi, “Creating head model by using 3-D pattern and evaluation of SAR mapping with numerical methods,” Biomed. Eng. Meet. BIYOMUT 2010 15th Natl. 21-24 April 2010, no. 1, pp. 6–8, 2010.
- [20] S. C. Yener and O. Cerezci, “Material Analysis and Application for Radio Frequency Electromagnetic Wave Shielding,” Acta Phys. Pol. A, vol. 129, no. 4, pp. 635–638, 2016.
- [21] D. M. Pozar, Microwave Engineering, vol. Fourth Edi. JohnWiley & Sons, Inc, 2012.
- [22] T. Yener, S. C. Yener, and S. Zeytin, “Electromagnetic-shielding effectiveness and fracture behavior of laminated (Ni–NiAl₃) composites,” Mater. Tehnol., vol. 50, no. 6, pp. 899–902, 2016.
- [23] T. Yener et al., “Mechanical characterizations and electromagnetic wave shielding properties of metallic Ni particulated Al₂O₃ ceramic matrix composites,” in 26th International Conference On Metallurgy and Materials - METAL 2017, Brno, Czech Republic, 2017.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 12.01.2017 <u>Kabul/Accepted</u> 11.05.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.285569	

Yüksek verimli transformatörlerde buşing bağlantı noktalarında meydana gelen eddy akımı kayıplarının azaltılması

Mehmet Aytaç Çınar^{*1}, Bora Alboyacı², Serenay Çürükova³, Oluş Sönmez⁴, Rauf Yapıcı⁵

ÖZ

Alçak gerilim sargılarının bağlantı uçları sebebiyle transformatörlerin kazan kapağı üzerinde önemli ölçüde eddy akımı kayıpları meydana gelmektedir. Bu çalışmada, bu kayıpların azaltılması amacıyla kapak tasarımı manyetik özellikli olmayan paslanmaz çelik malzeme kullanılarak iyileştirilmektedir. İyileştirme çalışmalarında kayıplardaki azalmanın yanı sıra imalat koşulları ve maliyet göz önünde tutulmaktadır. Farklı kapak tasarımları için manyetik akı dağılımları ve eddy akımı kayıpları üç boyutlu sonlu elemanlar analizi ile incelenmiş ve sonuçlar deneysel çalışmalarla doğrulanmıştır. Alçak gerilim buşing bağlantı bölgelerinin paslanmaz çelikten imal edilen I-biçimli tek parça levha kullanılarak üretilmesi ile kapak üzerinde meydana gelen güç kayıplarının tamamına yakını ortadan kaldırılmıştır. Yeni kapak tasarımı ile transformatör kazanında oluşan toplam kayıplar %18.22 oranında azaltılmıştır.

Anahtar Kelimeler: eddy akımı kayıpları, sonlu elemanlar analizi, kayıp azaltılması, transformatör

Reduction of eddy current losses around bushing holes on the top-plate of a high efficient transformer

ABSTRACT

Low voltage winding leads cause local eddy current losses in top-plate of the transformer tank. In this paper, this loss component which also causes local hot spots is investigated. Top-plate design is modified using stainless steel non-magnetic material, around the low voltage bushing holes. Manufacturing issues and cost as well as power losses are considered as main criteria during modification study. Magnetic flux distributions and eddy current losses are analysed and compared for different designs. Comparisons are based on 3D finite element simulations and experimental studies. Results show that, insertion of single I-shaped stainless steel plate around low voltage bushing holes reduces eddy current losses to nearly zero. Using modified top-plate design, total stray losses on whole transformer tank is reduced by 18.22%.

Keywords: eddy current losses, finite element analysis, loss reduction, transformer

* Sorumlu Yazar / Corresponding Author

¹ Kocaeli Üniversitesi, İzmit Meslek Yüksekokulu, Kocaeli – aytac@kocaeli.edu.tr

² Kocaeli Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, Kocaeli – alboyaci@kocaeli.edu.tr

³ Sönmez Transformatör A.Ş., Gebze, Kocaeli – s.curukova@sonmeztrafo.com.tr

⁴ Sönmez Transformatör A.Ş., Gebze, Kocaeli – osonmez@sonmeztrafo.com.tr

⁵ GENETEK Güç & Enerji Ltd. Şti., Başiskele, Kocaeli – r.yapici@genetek.com.tr

1. INTRODUCTION

Transformers are very important components of a power system. Even if they operate with very high efficiencies, due to reached high power level and numbers of the transformers installed in grid, loss minimization studies continue their importance. Total power loss of a transformer is expressed as the sum of no-load and load losses. Unlike no-load losses, which are constant, load losses depend on the load current and include I^2R losses in the windings, stray losses due to leakage fluxes in the windings and other parts and loss due to circulating currents in parallel windings and parallel winding strands [1].

Distribution transformers are the second largest loss making components of distribution grid. Currently, total installed power capacity of distribution transformers is estimated as 15000 GVA on the World and the global stock of distribution transformers is about 118 million units [2]. Dry and oil type distribution transformers had been regulated by CEI EN 50541-1 in 2007 and CEI EN 50464 in 2011, respectively. However, since 1st July, 2015, these regulations were replaced by the new and stricter European Standard EN 50588-1 [3] according to EU Regulation 548/2014. To obtain the strict necessities of this standard, all loss making parameters of the transformers should be carefully considered and total loss should be reduced. Stray losses on structural parts are one of these losses. Occurred stray losses are directly related to the parameters such as leakage field, winding geometry, distance between tank and windings, electromagnetic parameters of metal parts, etc. These losses cause local hot-spots and overheating on the tank walls, top and bottom plates and other structural parts, sometimes resulting overheating failures of transformers. The electromagnetic parameters of materials such as electrical conductivity and magnetic permeability strongly affect the stray losses. To overcome of the difficulties to calculate, finite element method has been extensively used for the definition of leakage flux and stray losses [4-9].

In literature, many studies had been presented to define and reduce stray losses and overheating problems. Most of these studies were focusing on stray losses on tank walls. However, high current leads near tank walls and top-plates cause additional local losses and hot-spots. Only a

number of studies specifically realized to reduce these local losses.

In [10], local stray losses on tank wall near the low voltage cable leads of a power transformer were studied. Local hot-spots and the effects of aluminium shields placed between tank wall and low voltage leads were investigated. In [11], eddy current losses in bushing mounting plates of a 225kVA pad-mounted transformer were analysed. Eddy current losses were calculated using both analytical and FEA as well as measured from temperature rise. In [12], stray losses in the metallic ducts of a 2000kVA distribution transformer were studied. FEM was used to calculate these losses. Using stainless steel ducts instead carbon steel, throat losses were decreased. However, selection of plastic material was also proposed by authors. In [13], a numerical analysis of the eddy current loss due to current carrying primary conductor of a current transformer was presented. Three different types of insert material and shape were analysed and compared. Obtained results show that, by means of stainless steel inserts, total losses in the current transformer were considerably reduces.

In this study, eddy current losses on the tank top-plate around bushing mounting holes, which are generated by low voltage winding leads, are investigated. Leakage field around the phase windings also cause additional stray losses on the top-plate of tank. This stray loss component was neglected here, because of these losses are very little part of total stray losses. At first, stray losses on the transformer top-plate made by low carbon steel, were calculated. Then, top-plate was modified using stainless steel material around the bushing mounting holes and flux distribution and power losses are re-analysed. Manufacturing issues as well as total cost were also considered during modification study of top-plate. Obtained simulation results are also verified by experimental studies.

2. STUDIED TRANSFORMER

Studied transformer in this paper is a three phase, 1500kVA, 34.5/0.9kV, two winding, specially designed transformer with Dy11 connected windings. Cooling system was designed as ONAN and extra coolant radiators have been placed onto the tank walls, to provide efficient heat transfer and optimal cooling.

As a result of electrical and mechanical design procedures, transformer top-plate dimensions are calculated as 820x1870x8mm and made by low carbon steel material. Bushing holes with the diameter of 57mm and 76mm are placed on top-plate for the connection of low voltage and high voltage bushings, respectively.

A photograph of the studied transformer, including oil conservator, cooling radiators, bushings and other accessories on the top-plate, is shown in Figure 1.



Figure 1. Photograph of studied transformer

3. LOSS ANALYSES AND OPTIMIZATION OF THE TOP-PLATE

Low carbon steel is widely preferred material in the manufacturing of transformer tank walls and top-plate by manufacturers. However, considering the electromagnetic nature of low carbon steel material, calculation of stray losses using analytical methods is not easy. Therefore, electromagnetic analyses using finite element method (FEM) provides great advantage and easiness for eddy loss calculations. Simulation studies were performed by ANSYS Maxwell v16.0 electromagnetic analysis software. To simulate the rated operation of transformer, the leakage field and resulting losses have been calculated for a short circuit condition with a rated current.

Solution of the described three-dimensional analysis of the transformer model is performed in time domain with the following equations.

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} \quad (2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3)$$

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} (\nabla \times \vec{A}) = \vec{j} - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (4)$$

In these equations; \vec{H} is the intensity of magnetic field, \vec{j} is the current density μ is the permeability, σ is the conductivity, \vec{E} is the intensity of electric field, \vec{B} is the magnetic flux density and \vec{A} is the magnetic vector potential.

The field equations which are solved by Maxwell3D are derived from the differential form of Maxwell's equations. In three dimensional electromagnetic problems, the quantities solved are the magnetic field and the current density while magnetic flux density is automatically calculated from the H field. Boundary conditions are automatically used by the software to reduce the complexity of the model. The skin depth which the induced currents penetrate of the tank, is expressed as,

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \mu_r \sigma}} \quad (5)$$

where; ω is the angular frequency, μ_0 is the permeability of the free space, μ_r is the relative permeability of the tank material and σ is the electric conductivity. Tank top-plate are made of low carbon steel, which has an electrical conductivity $\sigma = 5000000 \text{ S/m}$ and a relative permeability $\mu_r = 500$. Due to the necessity of very small and high number of finite elements on the top-plate, solution process takes too many times and need very high computer capacity. Therefore, surface impedance method was applied to the top-plate model. With this method, total number of finite elements was decreased and solution time was shortened. The quantity of stray loss considering skin depth is calculated by the surface impedance as [7],

$$P = \iint_S \sqrt{\frac{\omega \mu \mu_0^2}{2\sigma}} dS \quad (6)$$

To improve the solution, finite element mesh on top-plate was optimized. Total number of finite elements on whole top-plate is 132400 and 110000 of them are described around the low voltage bushing mounting holes. Due to the flux distribution could be neglected, a specific mesh description was not needed around high voltage bushing holes. Resultant finite element mesh is given in Figure 2.

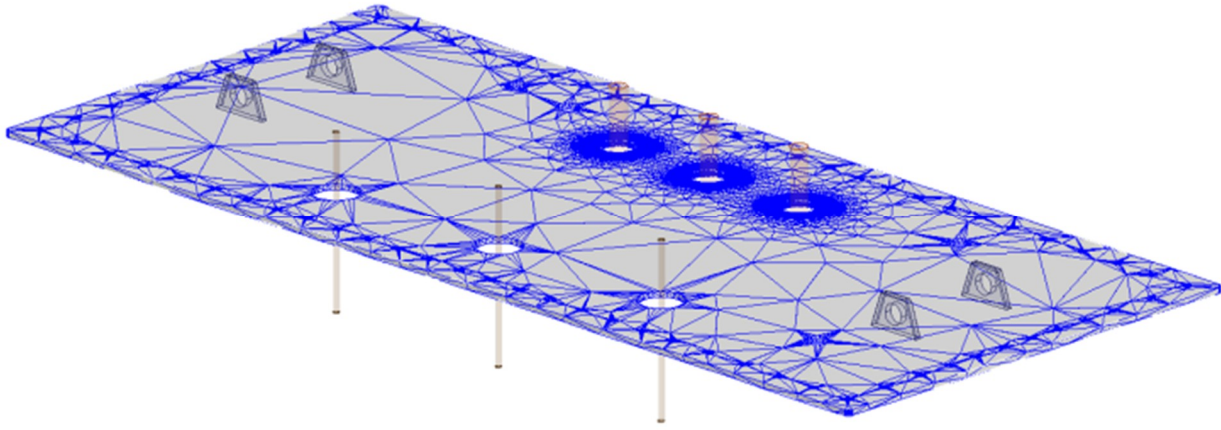


Figure 2. Finite element mesh for original low carbon steel top-plate

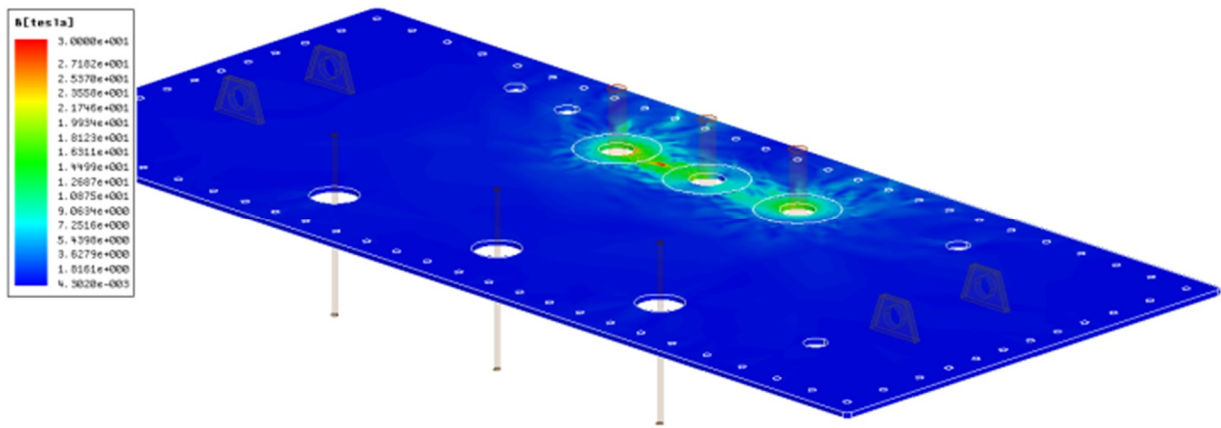


Figure 3. Flux distribution on original low carbon steel top-plate

To simulate the rated operation of transformer, pure sinusoidal rated current was applied to low and high current leads. Harmonic contents of phase currents were neglected. Obtained initial flux distribution on top-plate at rated current is given in Figure 3. Considering these flux distributions, it is clearly observed that the stray fluxes are mainly located around the low voltage bushing holes on top-plate. These fluxes cause high power losses and create local overheating problems. As a result of this simulation study, total power loss on tank top-plate was calculated as 230,73W.

Shielding and shunting methods are applied to the transformers to reduce the stray losses in tank walls. Both of these methods were well explained in literature. These methods could be easily applicable in manufacturing stage and very efficient against the leakage field and resulting stray losses, especially on tank walls and the other structural parts. In addition, these methods also prevent the stray field losses, caused by parallel placed winding leads to the tank walls of the transformer. However, to reduce the stray losses on the top-plate, which are caused by vertically passing conductors through the bushing holes, the

most efficient but cost-making way is to use non-magnetic materials to manufacture the top-plate of transformer tank. Aluminium and stainless steel are the most used materials for this goal. As a solution to the stray losses, whole top-plate could be manufactured by such materials. However, material cost of a stainless steel top-plate is higher about 3.5 times, compared to carbon steel top-plate. Therefore, partial use of non-magnetic material on top-plate was preferred.

Due to the explained issues above, only bushing mounting regions of the top-plate are modified and re-designed, instead of whole top-plate. Considering the flux distribution of low carbon steel plate, given in Figure 3, design of circular area of three low voltage bushing mounting holes with the diameter of 140mm are optimized. These regions were produced by using three O-shaped non-magnetic stainless steel materials. Aluminium material is not preferred due to the welding problems to carbon steel top-plate. For O-shaped stainless steel material, stray losses on top-plate were calculated as 41.89W with finite element analysis. Resulting flux distribution for this condition is given in Figure 4.

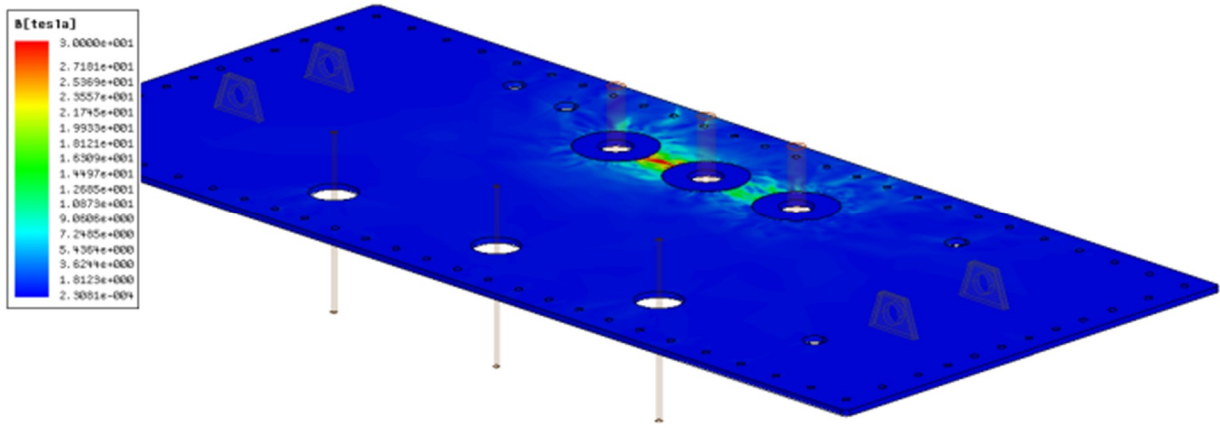


Figure 4. Flux distribution for inserted three O-shaped stainless steel plate

Obtained results show that, the stray loss on the modified top-plate is decreased by 81.8%, compared to the original iron top-plate. However, flux densities on the low carbon steel regions between stainless steel disc plates are still high and cause losses. With such a construction, material cost of top-plate could be reduced. However, due to the high manufacturing costs and long manufacturing time as well as mechanical issues, such a construction is not efficient and not preferable by transformer manufacturers.

Considering these issues, top-plate of the tank was re-designed once more. The region, which is 110mm wide and 550mm long, defined from Figure 3, was designed using single I-shaped plate. This plate was made by stainless steel material and placed onto the cut 100x540mm wide hole on the iron top-plate. Flux distribution and power loss of the re-optimized top-plate was simulated again and calculated as 242.54mW. Developed finite element mesh and flux distribution of re-optimized top-plate are given in Figure 5-6, respectively.

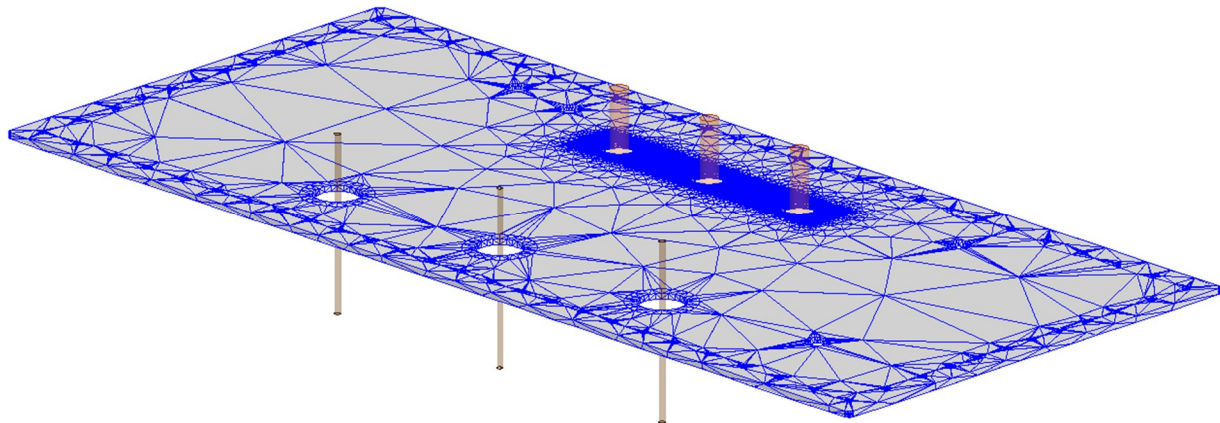


Figure 5. Finite element mesh for inserted single I-shaped stainless steel plate

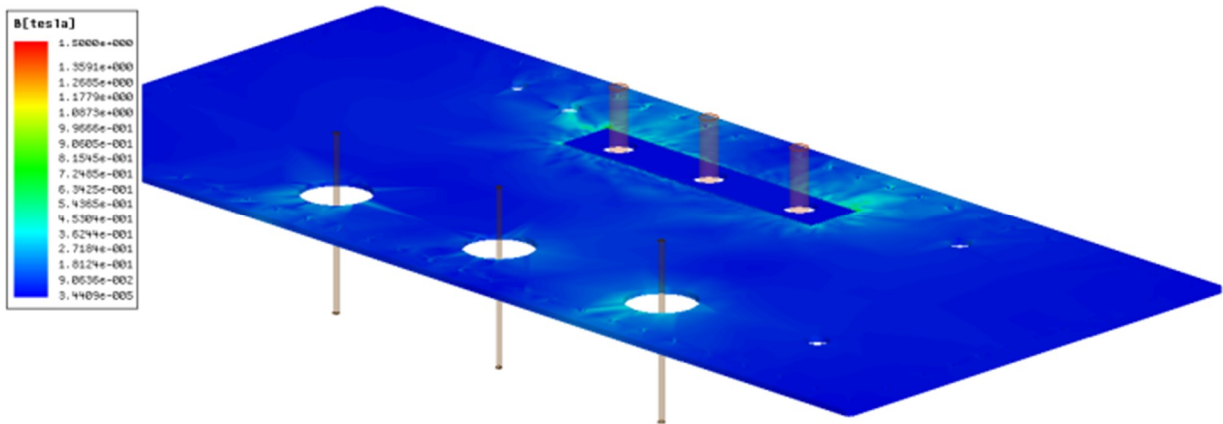


Figure 6. Flux distribution for single I-shaped stainless steel plate

4. EXPERIMENTAL STUDIES

Simulation results, presented in previous section, were also verified by experimental studies. Experiments were only realized for two conditions: fully iron top-plate and optimized top-plate using single I-shaped stainless steel plate. Considering the economic issues, top-plate optimized by three O-shaped stainless steel plates condition was not experimented. Tests and measurements were performed according to EN60076-1 necessities. For power measurements, an A-eberle PQ-Box 150 Mobile Power Analyzer was used.

Calculated and measured power losses are given in Table 1-2, respectively.

Table 1. Simulated eddy-current losses on top-plate

Low carbon steel top-plate	I-shaped stainless steel modified top-plate	reduction in power loss
230.73 W	242.54 mW	230.49 W

Table 2. Measured power losses of transformer

No-load test	Short circuit test		
	Low carbon steel top-plate	I-shaped stainless steel modified top-plate	reduction in power loss
2268 W	16608 W	16360 W	248 W

During the experimental studies, separation of measured stray losses on different parts of tank is not possible. Therefore, short circuit experiment was done for both conditions and measured total short circuit losses were compared to define the efficiency of top-plate optimization study. At first, original iron-made top-plate was placed on the transformer tank and total power loss was measured. Obtained power loss includes core loss, winding I^2R losses and stray losses of metallic structural parts of distribution transformer. No-load test was also performed to separate the core loss component. Then, top-plate was modified and single I-shaped stainless steel plate was placed onto the opened hole on top-plate. Short circuit experiment was repeated and power loss was also measured for this condition. Difference between the power losses of two experiments is accepted as the gain of the optimization study.

In Figure 7, final design of the top-plate of transformer tank with I-shaped stainless steel plate is shown.

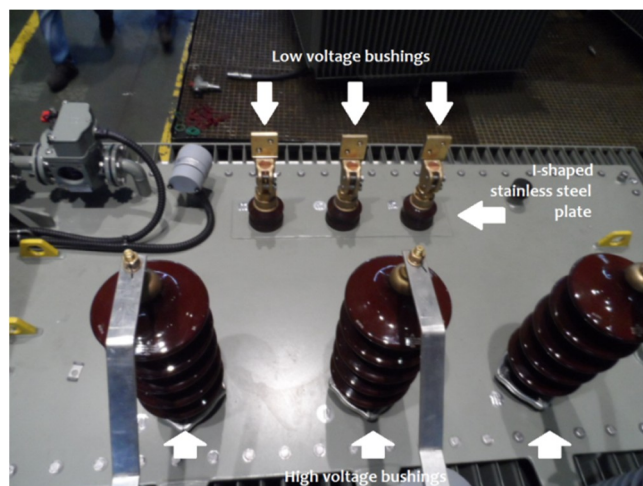


Figure 7. Top-plate of transformer tank with I-shaped stainless steel plate

With the original iron-made top-plate, transformer short circuit losses were measured as 16608W. Winding I^2R losses were also calculated as 15247W. According to these results, difference among these loss values mostly corresponds to the stray losses occurred on whole transformer tank.

Using I-shaped stainless steel plate, short circuit losses were measured as 16360W, which are 248W less than original top-plate measurement results. Due to the all test conditions are identical, it is clear that the modification of the top-plate cause this loss reduction. This decrease corresponds to 18.22% of total stray loss value of whole transformer tank, which is calculated as 1361W. Considering the necessities of the loss classifications in EN 50588-1 regulation, this decrease provides an important advantage for high efficient transformer designs.

Measurement results were also compared to the finite element analysis results. Percentage error was calculated as about 7% which is in acceptable level.

5. RESULTS

Loss minimization studies have been gaining more importance since the publication of EN 50588-1 regulation. One of the loss components is stray loss occurred in the tank and other structural components of a transformer.

In this study, stray losses of a 1500kVA ONAN cooled distribution transformer was reduced by modifying the low voltage bushing hole region on

the top-plate. Both the original and modified top-plate of the tank was analysed by finite element method and power losses were calculated. Stainless steel material was used in modification of the top-plate. Using single I-shaped stainless steel plate locally around the bushing holes, local eddy-current losses on top-plate were almost completely defeated. By means of a single I-shaped stainless steel plate, total stray losses were reduced about 18.22%. Simulation results were also verified by experimental studies. Obtained results show that the percentage error between simulation and experimental results is about 7% which is in acceptable level.

During this study, simplicity and easiness of manufacturing was also considered as well as total transformer cost. Using single I-shaped stainless steel plate, material cost, manufacturing cost and spent time in manufacturing stage would be minimum.

ACKNOWLEDGMENTS

This study is supported by Scientific and Technological Research Council of Turkey (TUBITAK), TEYDEB 1507, Grant No: 7140894.

REFERENCES

- [1] M. Scholand, T. Blackburn, P. Hopkinson and M. Sampat, "SEAD Distribution Transformer Report Part 3: Energy Efficient Class Definitions," 2013.
- [2] P. Waide and M. Scholand, "The potential for global energy savings from high-efficiency distribution transformers – Final report," 2014.
- [3] EN 50588-1, Medium power transformers 50 Hz, with highest voltage for equipment not exceeding 36 kV – Part 1: General requirements, 2015.
- [4] M. Venegas Vega, R. Escarela Perez and T. Niewierowicz, "3D Finite Element Estimation of Stray Losses in Three-Phase Transformers," *Journal of Applied Computer Science*, vol. 16, no. 1, pp. 89-100, 2008.
- [5] L. Kralj and D. Milijavec, "Stray losses in power transformer tank walls and construction parts," *Proceedings of the 19th International Conference on Electrical Machines*, 2010.
- [6] L. Susnjic, Z. Haznadar and Z. Valkovic, "3D finite-element determination of stray losses in power transformer," *Electric Power System Research*, vol. 78, no. 1, pp. 1814-1818, 2008.
- [7] Y. Kim, J. Lee, H. Ahn and S. Hahn, "Numerical Investigation for Stray Loss Analysis of Power Transformer," *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2013.
- [8] C. Adalja and M. Jain, "Analysis of Stray Losses in Power Transformers by 3-D Magnetic Field Simulation," *Proceedings of the 15th National Power Systems Conference*, 2008.
- [9] J. Olivares, R. Escarela Perez, S. Kulkarni, F. deLeon and M. Venegas Vega, "2D finite-element determination of tank wall losses in pad-mounted transformers," *Electric Power System Research*, vol. 71, no. 1, pp. 179-185, 2004.
- [10] S. Magdaleno Adame, J. Olivares Galvan, R. Escarela, O. raichenko and A. Kladas, "Hot Spots Mitigation on Tank Wall of a Power Transformer using Electromagnetic Shields," *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*, 2014.
- [11] S. Kulkarni, J. Olivares, R. Escarela Perez, V. Lakhiani and J. Turowski, "Evaluation of eddy current losses in the cover plates of distribution transformers," *IEE Proceedings – Science, Measurement and Technology*, vol. 151, no. 1, pp. 313-318, 2004.
- [12] J. Olivares Galvan, E. Campero Littlewood, J. Hernandez, R. Escarela Perez and S. Adame, "Evaluation of Stray Losses in Throats of Distribution Transformers Using Finite Element Simulation," *Proceedings of the Andean Region International Conference*, 2012.
- [13] G. Kumbhar, S. Mahajan and W. Collett, "Reduction of Loss and Local Overheating in the Tank of a Current Transformer," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 1, pp. 2519-2525, 2010.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 05.12.2016 <u>Kabul/Accepted</u> 26.05.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.270251	

Stability analysis of the automatic voltage regulation system with PI controller

Mahmut Temel Özdemir^{*1}, Vedat Çelik²

ABSTRACT

The system voltage is one of the most important parameters, which determines the power quality. The stability of the system voltage is critical for the power system. This paper investigates the stability analysis of the automatic voltage regulation system controlled by a PI controller related to the controller gains. For this purpose, a graphical-based technique called as the stability boundary locus method is proposed in the paper to obtain the stable parameters space of PI controller gains. Stability of closed region computed on parameters space determines from roots of characteristic equation of automatic voltage regulation system. The time-domain simulations are performed in Matlab/Simulink environment to validate the theoretical results.

Keywords: Automatic voltage regulation, stability boundary locus, stable parameters space, electric power system, PI controller

PI Kontrolörlü otomatik gerilim regülasyon sisteminin kararlılık analizi

ÖZ

Elektrik güç sistemlerinde güç kalitesine etki eden en önemli parametre sistem gerilimidir. Sistem geriliminin kararlılığı güç sistemi açısından çok kritik öneme sahiptir. Bu çalışma, otomatik gerilim regülasyon (OGR) sisteminde PI kazançlarının değerlerine bağlı olarak sistem kararlılığını analiz etmiştir. Bu amaçla, kararlı PI parametre uzayını elde etmek için grafik tabanlı olan kararlılık sınır eğrisi metodu önerilmiştir. OGR sisteminin karakteristik denkleminin köklerine göre kararlılık kapalı bölgesi hesaplanmıştır. Teorik olarak elde edilen bu bölge, Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilen zaman domain benzetimleri ile doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Otomatik gerilim regülasyonu, kararlı sınır eğrisi, kararlı parametre uzayı, elektrik güç sistemi, PI kontrolör

¹ Fırat University, Faculty of Engineering, Department of Electrical and Electronics Engineering, 23119, Elazığ, Turkey (e-mail: mto@firat.edu.tr)

² Fırat University, Faculty of Engineering, Department of Electrical and Electronics Engineering, 23119, Elazığ, Turkey (e-mail: celik@firat.edu.tr)

1. INTRODUCTION

The system that provides electrical energy flow from electricity production centers to consumption centers is called an interconnected system. This energy flow should be continuously provided on demand for system stability [1]–[3]. The active and/or reactive power change occurring in demand shows itself in two different ways in the electricity production center. The first one is the case resulted in the change of frequency of the system, that is, rotation speed of the generator. Load frequency control systems are used to hold at the desired frequency [4]–[6]. The second one is the change occurring in the terminal voltage of the generator due to the change especially in reactive power. Generator excitation control or automatic voltage regulator (AVR) systems are used to keep the terminal voltage at nominal values [7]–[9]. When these two parameters (frequency and voltage) can not be maintained at the desired values, the power system can black out. This condition is one of the most tragic scenarios for a power system.

Voltage sag occurs as a result of voltage instability caused by voltage drop in most of systems [4], [10]. One of the most important issues needed to be overcome in power systems is voltage sags and drops [10]. Transformers whose electrical connections are changed via mechanical or static switches, saturated reactor regulators, phase controlled regulators, ferro resonance transformers and motorized variac can be used to handle this problem as first solution [4]. The second solution uses AVR that keeps the generator voltage at the desired value. The primary goal of AVR is ensuring that output voltage or reactive power is kept at absolute value by controlling the excitation current in case of nominal, small and slow changes occurring in the reactive loads [1], [3], [11]. AVR is the control mechanism that detects variations in the output voltage of the generator and provides a controlling excitation current. If the response of regulator is slow; that means it has a dead band and is insensitive to changes. This is not a desired situation. Therefore AVR is a critical component of the power systems. Thus, it should detect even small variations in the output voltage of the system and generate a feedback signal proportional to this value by its control system [1], [3], [11]. Even though AVRs support the power system to maintain its synchronism by increasing the synchronizer torque value with their high

operating speeds, they cause deterioration of dynamic stability of the power system due to their reducing effect of damping torque. Control system called power system stabilizer for producing assistive control signals is added to the excitation system to eliminate the negative effect of AVRs on dynamic stability of power systems [12], [13]. At this point, the stability analysis of power system with AVRs is also an important issue.

The response speed of AVRs is critical for stability [1], [13], [14]. Because, AVRs have significant effects on transient events that occur in electrical systems [14]–[16]. For this reason, PID type controllers widely used in the industry due to their simple structure [17] are used in power systems. P controller reduces the steady-state error to a certain extent with the help of proportional gain. On the other hand, it can cause instability or high-frequency oscillations in case of increasing the proportional gain to reduce the steady-state error [17]–[19]. Therefore, integral structure is also added to eliminate steady-state error. Thus, PI controllers are the most widely used PID type controllers.

The primary objective is to run the system in a stable parameters space in all control systems. For this purpose, many studies have been conducted to compute stable parameters space [8], [19]–[23]. In those studies, systems using PI and PID controllers as the controller with [19]–[21], [24] and without [22], [23] time-delay has been investigated.

In this study, it has been aimed to compute the stable parameter space of controller gains when AVR system is controlled by a *PI* controller. To obtain the stable parameter space, stability boundary locus method which is a frequency based graphical method given in [25] will be used. The obtained results will be verified by time domain simulations. After the introduction, in the second section the structure of AVR systems with *PI* controller and stability boundary locus of this system will be determined. In the third section, stability boundary locus of the system in K_p – K_i space will be computed by utilizing the analytical results which are obtained, and time-domain simulations will be presented. In the last section of this study, the results will be discussed.

2. MATERIAL AND METHOD

Voltage regulators are the center of excitation systems in terms of many aspects [1], [11], [18].

AVR enables regulating effect by detecting changes in the output voltage. Previously, this regulation was manually performed in the voltage regulation systems. In these systems, the terminal voltage of generator used to be changed by a rheostat on the exciting current until the desired output voltage is reached.

2.1. The automatic voltage regulation systems with PI controller

In Figure 1, the schematic diagram of an AVR system is presented [11].

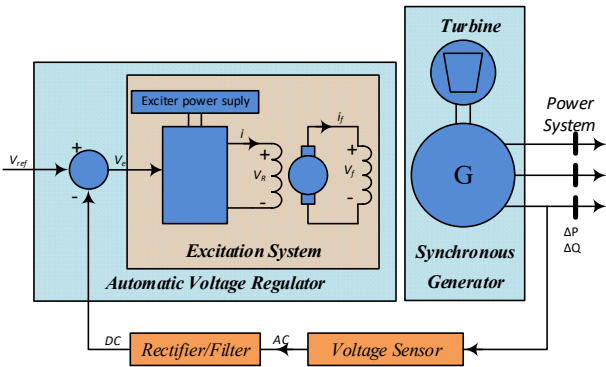


Figure 1. Schematic diagram of AVR of a synchronous generator

Considering Figure 1, any change in the output voltage of the generator will change the terminal voltage. The voltage value measured by a voltage sensor is transmitted to AVR. Then AVR alters the terminal voltage of excitation system to keep the terminal voltage of generator at the desired value. The field current of generator changes by this way. This condition also changes the generated EMF. The power generation of the generator is adjusted to a new equilibrium point and the terminal voltage is maintained at the desired value[11]. Block diagram of AVR system whose schematic diagram is presented in Figure 1 is given in Figure 2.

AVR given in Figure 2 is the system that detects the output voltage of the generator and provides the regulating impact by controlling the excitation system to the desired value. In this block diagram, each subsystem is presented as below:

Amplifier Model

Excitation system may be an amplifier which can be a magnetic amplifier, a rotating amplifier or a modern electronic amplifier. The amplifier is defined by a transfer function including K_a gain and τ_a time constant [1], [11], [7], [13], [26].

$$G_a(s) = \frac{K_a}{1 + \tau_a s}$$

A typical value of K_a is between 10 and 500 and the typical value of τ_e in the range of 0.02-0.1 seconds [1], [11], [7], [13], [26].

Excitation Model

These are DC-based excitation, AC-based excitation and static based excitation [27]–[29]. In modern excitation systems, there are the linear models that take time constant into account but ignore saturation or other non-linear structures. The relationship between output voltage and the terminal voltage of the excitation system is a function non-linear with saturation effect in the magnetic circuit [27]–[29]. In its simplest form, the transfer function of modern excitation is defined with τ_e time constant and K_e gain is obtained as below.

$$G_e(s) = \frac{K_e}{1 + \tau_e s}$$

A typical value of K_e is between 1 and 10 and the typical value of τ_e in the range of 0.4-1.0 seconds [1], [11], [7], [13], [26]

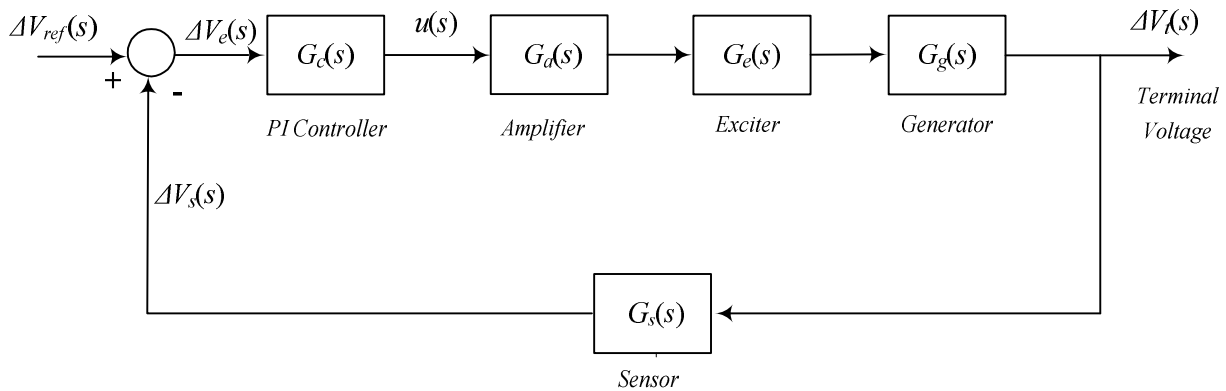


Figure 2. Block diagram of AVR system

Generator Model

Electromagnetic force generated by the synchronous machines is a function of machine magnetization curve. Terminal voltage depends on the generator load. In the linearized model, the transfer function is defined with K_g gain and τ_g time constant.

$$G_g(s) = \frac{K_g}{1 + \tau_g s}$$

These constants change depending on fully loaded or unloaded system. K_g gain varies between 0.7 and 1 and τ_g may vary within the range of 1.0 to 2.0 seconds [1], [11], [7], [13], [26]

Sensor Model

The sensor converts the terminal voltage of AC generator into the DC form so that error signal can be obtained.

$$G_s(s) = \frac{K_s}{1 + \tau_s s}$$

It can be modeled by simple first-degree transfer function of a sensor. τ_s is very small and varies between 0.01 and 0.06 seconds [1], [11], [7], [13], [26]

PI Controller Model

The transfer function of the PI controller is:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

where K_p and K_i are proportional and integral gains respectively.

By using the defined subsystems as above, transfer function of the system given in Figure 2 is obtained as follows:

$$aa = K_a K_e K_g (K_p s + K_i)(1 + \tau_s s)$$

$$bb = s(1 + \tau_a s)(1 + \tau_e s)(1 + \tau_g s)(1 + \tau_s s) + K_a K_e K_g K_s (K_p s + K_i)$$

$$\frac{V_t(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{aa}{bb} = \frac{\Delta_N(s)}{\Delta_D(s)} \quad (1)$$

Where numerator polynomial of the transfer function is as below:

$$\Delta_N(s) = q_2 K_p s^2 + q_1 (K_p + \tau_s K_i) s + q_0 K_i = 0 \quad (2)$$

where,

$$q_2 = \tau_s K_a K_e K_g$$

$$q_1 = q_0 = K_a K_e K_g$$

The characteristic equation of the system shown in Figure 2 is obtained as follows:

$$\Delta_D(s, K_p, K_i) = p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + (1 + p_1 K_p) s + p_0 K_i = 0 \quad (3)$$

where,

$$p_5 = \tau_a \tau_e \tau_g \tau_s$$

$$p_4 = \tau_a \tau_e \tau_g + \tau_a \tau_e \tau_s + \tau_a \tau_g \tau_s + \tau_e \tau_g \tau_s$$

$$p_3 = \tau_a \tau_e + \tau_a \tau_g + \tau_e \tau_g + \tau_a \tau_s + \tau_e \tau_s + \tau_g \tau_s$$

$$p_2 = \tau_a + \tau_e + \tau_g + \tau_s$$

$$p_1 = p_0 = K_a K_e K_g K_s$$

Since the roots of characteristic equation of the system are also poles of the system, stability analysis of the system will be performed by utilizing the characteristic equation obtained by the Eq. (3). There are three boundaries according to the characteristic equation. They are real root boundary (RRB), complex root boundary (CRB) and infinite root boundary (IRB) [29].

$$\text{RRB: } \Delta_{D,0}(0, K_p, K_i) = 0$$

$$\text{CRB: } \Delta_{D,\omega}(\pm j\omega, K_p, K_i) = 0$$

$$\text{IRB: } \Delta_{D,\infty}(\infty, K_p, K_i) = 0$$

For stability analysis of the system, RRB is $K_i=0$ and its CRB is $\ell(\omega, K_p, K_i)$, however, because IRB does not depend on K_p, K_i controller parameters, there is no IRB on K_p - K_i plane.

2.2. Argins The stability boundary locus analysis of AVR systems with PI controller

The system will have poles on only the axis of $j\omega$ with K_p and K_i values that will make characteristic equation equal to zero for $s=j\omega$. This case corresponds to the critical stability of the system. It should be made real and imaginary parts of the characteristic equation equal to zero separately to compute gains of PI controller from the equation.

$$\text{Re}[\Delta_D(j\omega)] = p_4 \omega^4 - p_2 \omega^2 + p_0 K_i = 0$$

$$\text{Im}[\Delta_D(j\omega)] = p_5 \omega^5 - p_3 \omega^3 + (1 + p_1 K_p) \omega = 0 \quad (4)$$

Gain values of PI controller can be obtained as below:

$$K_i = \frac{p_2\omega^2 - p_4\omega^4}{p_0} \tag{5}$$

$$K_p = \frac{p_3\omega^2 - p_5\omega^4 - 1}{p_1} \tag{6}$$

Stability boundary locus of the system can be achieved on the K_p-K_i plane for AVR system in the range of $\omega=(0,\infty)$. The change obtained is the parameters that make the system critically stable. The roots of Eq. (3), which are poles of the system, can be determined whether inside of closed region obtained on K_p-K_i plane is stable.

3. RESULTS AND DISCUSSION

In this section, stability boundary locus of AVR system provided with the characteristic equation in the previous section will be obtained, and the region computed on the K_p-K_i plane will be tested. Then, the obtained results will be verified by time domain simulations.

3.1. Computation stability region of AVR systems with PI controller

Stability boundary locus of the system is determined by using Eq. (5) and (6) given in Figure 3 for system parameter values ($K_a=10, K_e=1, K_g=1, K_s=1; \tau_a=0.1 s, \tau_e=0.4 s, \tau_g=1 s, \tau_s=0.01 s$) used in [7].

Considering the stability boundary locus obtained on K_p-K_i plane, the closed region is stable as it will be seen the analysis of the system according to the roots of the characteristic Eq. (3).

One of the boundaries of the stable region is *RRB* which is the line of $K_i=0$. This condition means that the system has only proportional controller K_p and *RRB* line is the border of the instability. The other boundary is *CRB* for the system. This change is obtained from Eq. (5) and (6) by changing ω . This means that the system has a complex conjugate pole on the $j\omega$ axis and is critically stable.

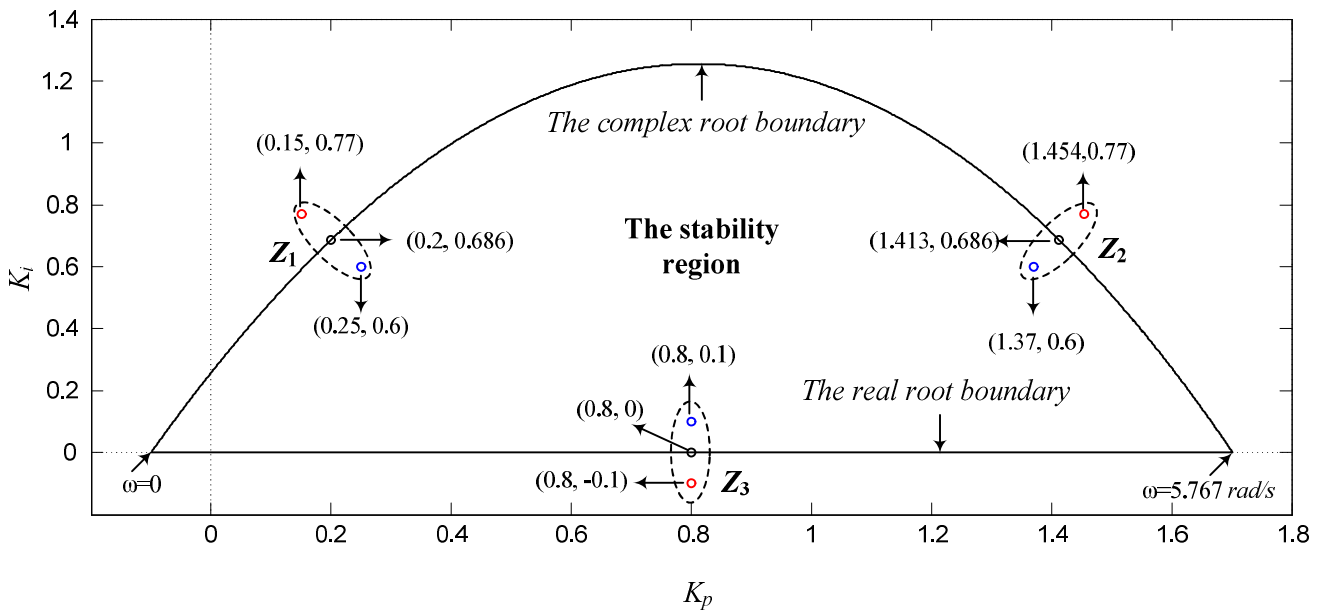


Figure 3. The stability boundary locus of AVR system

Table 1. Poles of the system for PI controller gains pair given Z_1, Z_2 and Z_3

	Gains of PI		Poles of the System				
	K_p	K_i	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5
Z_1	0.15	0.77	-99.99	-10.28	-3.55	0.16-j2.28	0.16-j2.28
	0.2	0.686	-99.99	-10.49	-3.01	-j2.32	j2.32
	0.25	0.6	-99.99	-10.68	-2.42	-0.19-j2.39	0.19+j2.39
Z_2	1.45	0.77	-99.95	-13.11	-0.51	0.04-j5.32	0.04+j5.32
	1.413	0.686	-99.95	-13.06	-0.47	-j5.27	-j5.27
	1.37	0.6	-99.96	-13.01	-0.42	-0.05-j5.21	-0.05-j5.21
Z_3	0.8	0.1	-99.97	-12.1	-0.11	-0.65-j4.22	-0.65-j4.22
	0.8	0	-99.97	-12.12	-0.69-j4.25	-0.69-j4.25	---
	0.8	-0.1	-99.97	-12.14	0.1	-0.74-j4.28	-0.74-j4.28

K_p - K_i parameters selected outside of the closed region will destabilize the system. K_p - K_i parameters chosen in the closed region will stabilize the system according to the analysis of the poles of system. The poles of the system for K_p - K_i parameters given in Z_1 , Z_2 and Z_3 have been obtained in Table 1.

The characteristic equation of the system for K_p - K_i parameters pair (0.25, 0.6), which is inside of closed region given in Z_1 , has been obtained as follow:

$$\Delta(s) = 4 \cdot 10^{-4} s^5 + 0.0454 s^4 + 0.555 s^3 + 1.51 s^2 + 3.5 s + 6 = 0$$

In this case the poles of the system are $s_1 = -99.99$, $s_2 = -10.68$, $s_3 = -2.42$ and $s_{4,5} = -0.19 \pm j2.39$. As it is seen, the system has no poles in right half s -plane. Hence, the system is stable for these parameter pairs. Because dominant poles of the system are s_4 and s_5 that are complex conjugate, there will be a damped oscillation in the system. On the other hand, characteristic equation of the system for K_p - K_i parameter pair (0.15, 0.77), which is outside of the closed region given in Z_1 , has been obtained as follows:

$$\Delta(s) = 4 \cdot 10^{-4} s^5 + 0.0454 s^4 + 0.555 s^3 + 1.51 s^2 + 2.5 s + 7.7 = 0$$

Therefore the system poles have been obtained as $s_1 = -99.99$, $s_2 = -10.28$, $s_3 = -3.55$ and $s_{4,5} = 0.16 \pm j2.28$. Note that the system has two complex conjugate poles in right half s -plane and is unstable.

Finally, characteristic equation of the system for K_p - K_i parameter pair (0.2, 0.686), which is on CRB given in Z_1 , has been obtained as follows:

$$\Delta(s) = 4 \cdot 10^{-4} s^5 + 0.0454 s^4 + 0.555 s^3 + 1.51 s^2 + 3 s + 6.86 = 0$$

Poles of this characteristic equation are $s_1 = -99.99$, $s_2 = -10.49$, $s_3 = -3.01$ and $s_{4,5} = \pm j2.32$. According to the poles, the system is critically stable and value of the frequency in this point on K_p - K_i plane is $\omega = 2.32 \text{ rad/s}$. This value is also the frequency of the undamped oscillation occurred in the system for this controller parameters pair.

The similar results are obtained for Z_2 and Z_3 and Table 1 indicates this condition. Because the system for controller gains marked in bold in Table 1 has one pole and one zero at the origin, these two effects will neutralize each other. Therefore, the number of poles of the system will be reduced to

four poles. Considering the poles of the system, it has one real unstable pole and two dominant complex conjugate poles in left half s -plane. Hence, while a damped oscillation is expected in the transient response of the system, output of the system in the steady state will exponentially increase.

3.2. Time domain simulation results

In this section, simulation results for K_p - K_i parameter pairs given in Figure 3 will be presented. Time responses of the system are obtained in Figure 4, Figure 5 and Figure 6 for K_p - K_i parameters in Z_1 , Z_2 and Z_3 respectively.

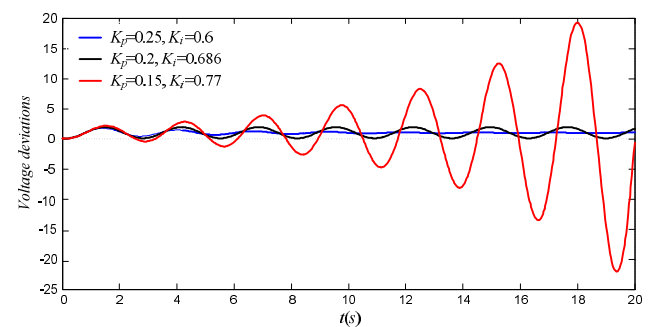


Figure 4. Time responses of the system for parameters in Z_1

As it can be seen in Figure 4 and 5, the response of the system for parameters chosen from stable region illustrates a stable behavior with blue. The response of the system for parameters chosen on stability boundary locus is critically stable with black, and also the response of the system for parameters chosen outside of the stable region is unstable with red. Considering Figure 3, since the frequency value corresponding to parameters on the stability boundary locus in Z_2 is greater than those in Z_1 , frequency of damped oscillations in Z_2 are greater than oscillations in Z_1 as shown in Figure 4 and 5 with responses of the critically stable system in Z_1 and Z_2 .

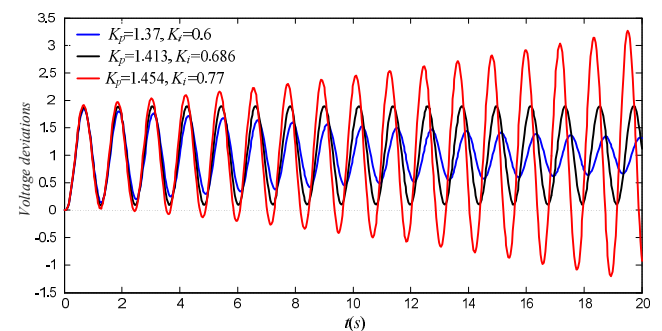


Figure 5. Time responses of the system for parameters in Z_2

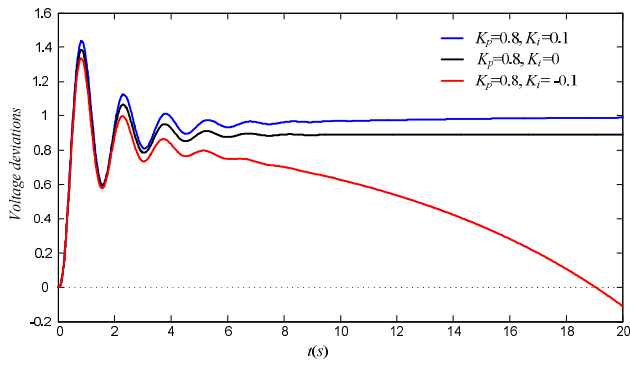


Figure 6. Time responses of the system for parameters in Z_3

As expected, the system is exponentially unstable for the controller gains outside of stability boundary locus for Z_3 . On the other hand, the system is stable for the controller gains inside of stability boundary locus or on it.

4. CONCLUSION

While controlling power systems, it is intended to improve their performances. In this article, however, since it is important to keep the stability for security and efficiency of the system; it has been aimed to determine stable parameter space of PI controller when an AVR system is controlled by a PI controller. For this purpose, the characteristic equation of AVR system is firstly obtained. Secondly, stable K_p - K_i parameter space is obtained by a graphical method stability boundary locus by utilizing this equation. Then, it is determined that the stable K_p - K_i parameter space is the closed area between real root boundary and complex root boundary. Finally, time domain simulations are performed for different PI controller parameters selected in, over and outside of this area. The obtained simulation results prove the accuracy of the method.

Consequently, the stability boundary locus method can also be used as an effective tool to determine the stable PI parameter space for AVR systems. This issue will not only help to determine stability region of PI controller but also help to limit the search space for system optimization problems.

REFERENCES

[1] P. Kundur, *Power System Control and Stability*, vol. Vol. I. McGraw-Hill, 1994.
 [2] H. Saadat, *Power System Analysis*. PSA Publishing LLC, 1994.
 [3] C. W. Taylor, "Power System Voltage Stability," *IEEE Transactions on Power*

- Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, no. 10, 1982.
- [4] H. L. Zeynelgil, A. Demirören, and N. S. Şengör, "Load frequency control for power system with reheat steam turbine and governor deadband non-linearity by using neural network controller," *European Transactions on Electrical Power*, vol. 12, no. 3, pp. 179–184, 2002.
- [5] E. Çam, "Application of fuzzy logic for load frequency control of hydroelectrical power plants," *Energy Conversion and Management*, vol. 48, no. 4, pp. 1281–1288, 2007.
- [6] H. Gozde and M. C. Taplamacioglu, "Automatic generation control application with craziness based particle swarm optimization in a thermal power system," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 33, no. 1, pp. 8–16, 2011.
- [7] H. Gozde and M. C. Taplamacioglu, "Comparative performance analysis of artificial bee colony algorithm for automatic voltage regulator (AVR) system," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 348, no. 8, pp. 1927–1946, 2011.
- [8] İ. Eke, M. C. Taplamacioglu, and K. Y. Lee, "Robust Tuning of Power System Stabilizer by Using Orthogonal Learning Artificial Bee Colony," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 30, pp. 149–154, 2015.
- [9] M. T. Özdemir, D. Öztürk, I. Eke, V. Çelik, and K. Y. Lee, "Tuning of Optimal Classical and Fractional Order PID Parameters for Automatic Generation Control Based on the Bacterial Swarm Optimization," in *IFAC-PapersOnLine*, 2015, vol. 48, no. 30, pp. 501–506.
- [10] M. F. McGranaghan, D. R. Mueller, and M. J. Samotyj, "Voltage sags in industrial systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 2, pp. 397–403, 1993.
- [11] E. Dembicki and T. Chi, "System analysis in calculation of cantilever retaining walls," *International Journal for Numerical and Analytical Methods in Geomechanics*, vol. 13, no. 6, pp. 599–610, Nov. 1989.
- [12] R. Mohammadi-Milasi, M. J. Yazdanpanah, and P. Jabejdar-Maralani, "A novel adaptive gain-scheduling controller for synchronous generator," in *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on*

- Control Applications*, 2004., 2004, vol. 1, pp. 800–805.
- [13] M. Rezaei Estakhrouieh and A. Gharaveisi, “Optimal iterative learning control design for generator voltage regulation system,” *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 21, pp. 1909–1919, 2013.
- [14] E. E. Juárez and A. Hernández, “An analytical approach for stochastic assessment of balanced and unbalanced voltage sags in large systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 3, pp. 1493–1500, 2006.
- [15] M. E. Aboul-Ela, A. A. Sallam, J. D. McCalley, and A. A. Fouad, “Damping controller design for power system oscillations using global signals,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 11, no. 2, pp. 767–773, 1996.
- [16] D. İsmail and H. Altaş, “Bulanık Mantık : Bulanıklılık Kavramı,” *Bilesim yayıncılık A.Ş.*, vol. 62, no. 62, pp. 80–85, 1999.
- [17] K. Astrom, “PID controllers: theory, design and tuning,” *Instrument Society of America*. p. 343, 1995.
- [18] U. Eminoglu and S. Ayasun, “Modeling and design optimization of variable-speed wind turbine systems,” *Energies*, vol. 7, no. 1, pp. 402–419, 2014.
- [19] S. Gomes, N. Martins, and C. Portela, “Computing small-signal stability boundaries for large-scale power systems,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 18, no. 2, pp. 747–752, 2003.
- [20] N. Tan, I. Kaya, C. Yeroglu, and D. P. Atherton, “Computation of stabilizing PI and PID controllers using the stability boundary locus,” *Energy Conversion and Management*, vol. 47, no. 18–19, pp. 3045–3058, 2006.
- [21] N. Tan and D. P. Atherton, “Design of stabilizing PI and PID controllers,” *International Journal of Systems Science*, vol. 37, no. 8, pp. 543–554, 2006.
- [22] P. Albertos and P. García, “Robust control design for long time-delay systems,” *Journal of Process Control*, vol. 19, no. 10, pp. 1640–1648, 2009.
- [23] N. Tan, “Computation of stabilizing PI and PID controllers for processes with time delay,” *ISA Transactions*, vol. 44, pp. 213–223, 2005.
- [24] F. Koç, V. Çelik, and M. T. Özdemir, “The Effect of Derivative Gain to System Stability in Automatic Voltage Regulator Systems,” in *International Engineering, Science and Education Conference (INESEC)*, 2016, pp. 829–836.
- [25] S. Sonmez and S. Ayasun, “Stability Region in the Parameter Space of PI Controller for a Single-Area Load Frequency Control System With Time Delay,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 829–830, 2016.
- [26] Z. L. Gaing, “A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in AVR System,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 384–391, 2004.
- [27] I. C. Report, “Computer Representation of Excitation Systems,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-87, no. 6, pp. 1460–1464, 1968.
- [28] PES, *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*, vol. 2005, no. April. 2006.
- [29] S. E. Hamamci, “An algorithm for stabilization of fractional-order time delay systems using fractional-order PID controllers,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, no. 10, pp. 1964–1969, 2007.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 05.05.2017 <u>Kabul/Accepted</u> 01.06.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.310655	

Obtaining real-time Bode (analysis) of electronic circuits with LabVIEW

Akif Akgül*¹

ABSTRACT

Bode diagram is a term used in many fields of science and engineering that can be described as frequency response analysis. LabVIEW is a multifunctional program for acquiring, processing and analyzing data. In this paper, real time Bode diagram of electronic circuits are obtained in LabVIEW platform without using special VIs(virtual instruments) such as SI Bode Plot VI. In addition to this, the realized study can be easily integrated in to other commonly used platforms such as MATLAB and C to obtain bode diagram results in real time. To evaluate performance of the realized study, Bode diagram results obtained from LabVIEW is compared with the results obtained from ORCAD-PSpice simulations.

Keywords: Bode diagram, real-time applications, LabVIEW, ORCAD-PSpice

Elektronik devrelerin gerçek zamanlı bode diyagramlarının LabVIEW ile elde edilmesi

ÖZ

Bode diyagramı, bilim ve mühendisliğin birçok alanında kullanılan, kısaca frekans cevabı analizi olarak tanımlanan bir kavramdır. LabVIEW; verilerin toplanması, işlenmesi ve analizlerinin yapılabilmesi için çok uygun ve işlevli bir programdır. Bu çalışmada, SI Bode Plot VI gibi özel VI'lar (sanal enstrümanlar) kullanılmadan, elektronik devrelerin gerçek zamanlı bode diyagramlarının LabVIEW programı ile elde edilmesine yönelik farklı bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, gerçekleştirilen çalışma, çok sık kullanılan MATLAB veya C gibi diğer platformlara da kolaylıkla entegre edilerek, gerçek zamanlı bode diyagram sonuçları alınabilir. LabVIEW'de elde edilen bode diyagram sonuçları, ORCAD-PSpice benzetim sonuçları ile karşılaştırılarak, yapılan çalışmanın başarımı gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Bode diyagramı, gerçek zamanlı uygulamalar, LabVIEW, ORCAD-PSpice

* Sorumlu Yazar / Corresponding Author

¹ Sakarya University, Faculty of Technology, Department of Electrical and Electronics Engineering, Sakarya-aakgul@sakarya.edu.tr

1. INTRODUCTION

LabVIEW [1] (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) is developed as a graphical programming language in 1986 by National Instruments [2]. In the LabVIEW functions are represented with blocks called VIs(virtual instrumentation) and these blocks are connected through input and a-output terminals of VI's. Applications in Labview are automatically run with multiple threads by recognizing code block which can be run in parallel. [3].

LabVIEW is very user friendly since it is a graphical programming language and there is no need for manual memory allocation as in C. Another advantages can be listed as: some of the included libraries hide File I/O implementation and network connectivity and programing is realized by dragging and dropping code blocks. [3]. An additional important feature of LabVIEW is the availability of a comprehensive set of easy-to-use functions dedicated to signal acquisition, processing, and analysis [4].

Bode diagrams were presented to the literature by Bode and Nyquist in 1930's. Bode diagrams are used in many fields of science and engineering as a frequency response analysis of linear and non-linear systems [5-8]. Bode diagrams are consist of magnitude diagram and phase diagram. The magnitude diagram describes magnitude of frequency response of a system while phase diagram describes phase shift in the system's response [9, 10]

Bode plots are usually semilog plots, the magnitude is given in decibels and phase is given in degrees for a desired frequency ranges.

The transfer function of a system can be written as:

$$H(j\omega) = H e^{j\varphi} \quad (1)$$

Here H is the magnitude of the transfer function, φ is the phase of the transfer function.

By taking the natural logarithm of both sides of Equation 1,

$$\ln H(j\omega) = \ln H + \ln e^{j\varphi} = \ln H + j\varphi \quad (2)$$

Equation 2 is obtained. As it is seen clearly in Equation 2, the real part of $\ln H(j\omega)$ is varying with the magnitude while the imaginary part is the phase. In the bode diagram,

$$\text{HdB} = 20\log_{10}H \quad (3)$$

magnitude is plotted in decibels (dB) with respect to frequency and phase, φ is plotted in degrees with respect to frequency.

For simulation of electronic circuits ORCAD-PSpice program is usually employed. In the literature, there are many studies realized with ORCAD-PSpice[11-23]. In this study ORCAD-PSpice program is employed to evaluate performance of the Bode results obtained from LabVIEW.

The setup of the paper is as follows: gain and phase difference calculation is presented in Section 2; plots of real time bode diagrams in LabVIEW that is obtained with NI myDAQ [24] for LPF, HPF, differentiator and integrator circuits and ORCAD-PSpice simulation of those circuit is given in Section 3; limitations of real time measurement application is given in Section 4 and conclusion is given in the last section.

2. GAIN AND PHASE DIFFERENCE CALCULATION

In the experiments the input signal, which is a sinusoidal, is generated by NI myDAQ. Input signal's frequency sweep is done between the frequency values specified by the user in the front panel of the LabVIEW.

Gain, in electronics circuit, can be calculated as dividing the amplitude of the output signal by the amplitude of the input signal. Gain calculation in LabVIEW is given in Figure 1.

$$\text{Gain} = A = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (4)$$

Let $\sin(\omega t)$ be the input signal and then the output equals to $A\sin(\omega t + \varphi)$. Here ω is the angular frequency, A is the gain of the circuit and φ is the phase of the output signal.

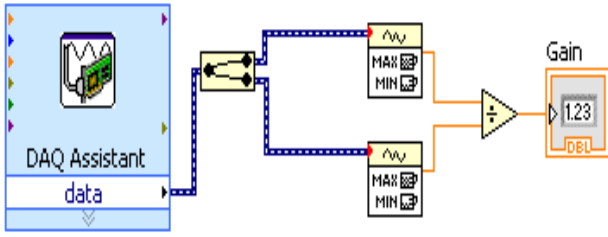


Figure 1. Block diagram for calculation of the gain of the circuit

The block code for calculation of phase difference is given in Figure 2. For the calculation of the phase difference between the input and the output signals, the input signal is multiplied with the gain to level the amplitudes of both the input and output signals as a first step. Then, the resulting signal, $Asin(\omega t)$, is subtracting from the output signal. By applying trigonometric conversion:

$$Asin(\omega t) - Asin(\omega t + \varphi) = 2A(\cos(\omega t + \frac{\varphi}{2}) \sin(-\frac{\varphi}{2})) \tag{5}$$

here the resulting signal is a sinusoidal, $\cos(\omega t + \frac{\varphi}{2})$, and the amplitude of the signal in equation 5 equals to $2A|\sin(-\frac{\varphi}{2})|$. If we divide the amplitude of the difference signal by two times of the gain ($2A$), we obtain the sine of the half of the phase difference ($\varphi/2$) between the input and output signals and by taking the inverse sine (arcsine) of this value we obtain the half of phase difference ($\varphi/2$). Normally, the arcsine function returns values between $-90 \leq \varphi/2 \leq 90$ degrees, but since we get the absolute value of the $\sin(-\frac{\varphi}{2})$, the arcsine function returns values

between $0 \leq \varphi/2 \leq 90$, thus the phase difference is between $0 \leq \varphi \leq 180$ degrees. Hence, we can obtain phase difference between the input and output signals, but we cannot decide whether the output signal is lagging or leading.

To determine whether the output signal is lagging or leading, we multiply the output signal with the signal that is the input signal multiplied with gain of the circuit, A.

$$Asin(\omega t)Asin(\omega t + \varphi) = 0.5A^2(-\cos(2\omega t + \varphi) + \sin(-\varphi)) \tag{6}$$

The resulting signal in equation 6 is a sinusoidal with an offset value, $(A^2 \sin(-\varphi))/2$. If we obtain the offset value of the signal in equation 6, we can decide the output signal of the circuit whether lagging or leading. The offset value is positive means φ degree is negative that is between -180 and 0 degrees, the output is lagging, and the offset value is negative means φ degree is positive that is between 0 and 180 degrees, the output is leading.

Let V_m and V_{off} be the amplitude and offset value of a sinusoid, respectively. The maximum value of this sinusoid is $V_m + V_{off}$ and the minimum value of the sinusoid is $V_{off} - V_m$. To calculate the offset of the signal in equation 6, the maximum ($V_m + V_{off}$) and the minimum ($V_{off} - V_m$) values of the signal added together $((V_m + V_{off}) + (V_{off} - V_m) = 2 V_{off})$ and then, this value is divided by two.

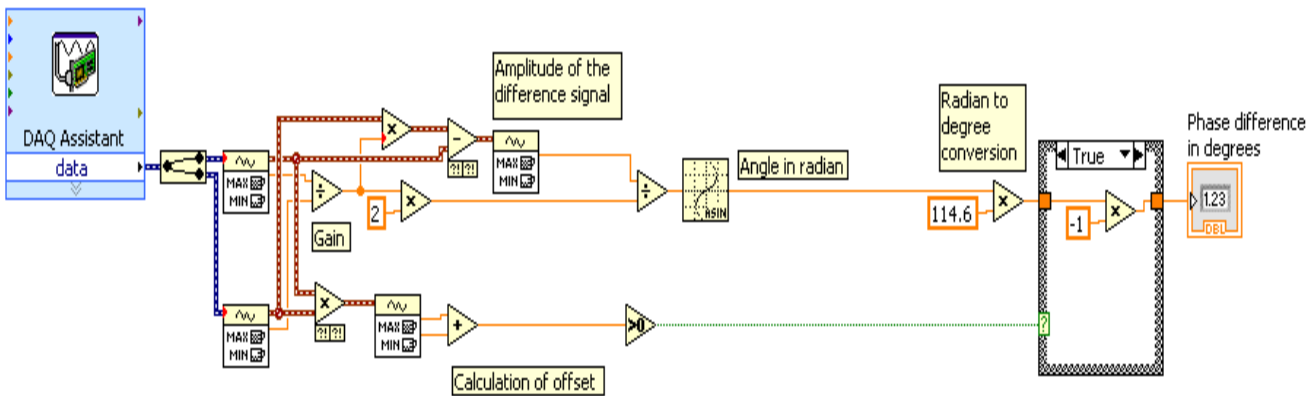


Figure 2. The block diagram for calculation of phase difference

3. MEASUREMENT & SIMULATION RESULTS

In the experiment, the bode diagrams of four different circuits are being plotted. These circuits are passive low pass (LPF) and high pass(HPF) filter, Op-amp differentiator and integrator amplifier circuits. The experimental setup is shown Figure 3.

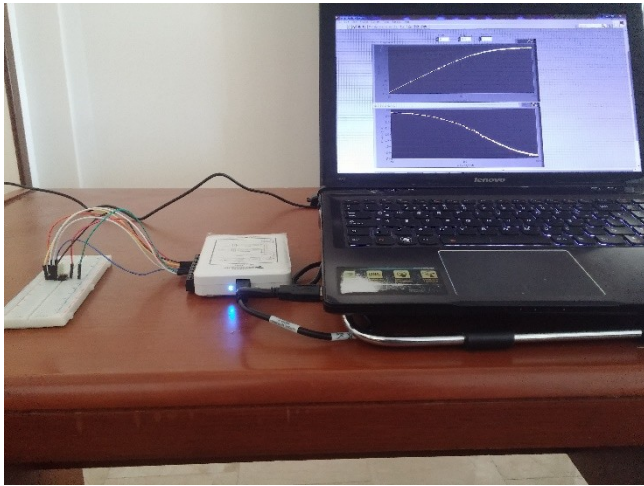


Figure 3. The real-time experimental setup

3.1. The results for passive LPF

The circuit for the Low Pass Filter (LPF) can be seen in Figure 4, the value of the resistor is 1k ohm and the value of the capacitor is 0.82uF. The cut-off frequency of the circuit, ω_c , is about 194 Hz.

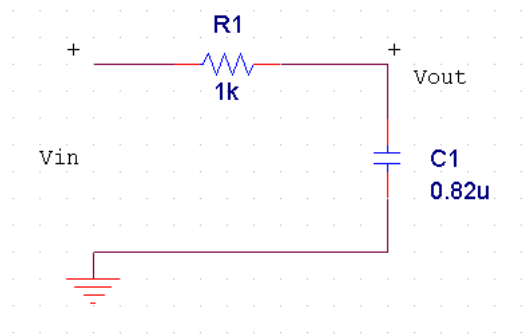


Figure 4. The circuit for LPF

The simulation result can be seen in Figure 5 and the measurement result can be seen in Figure 6.

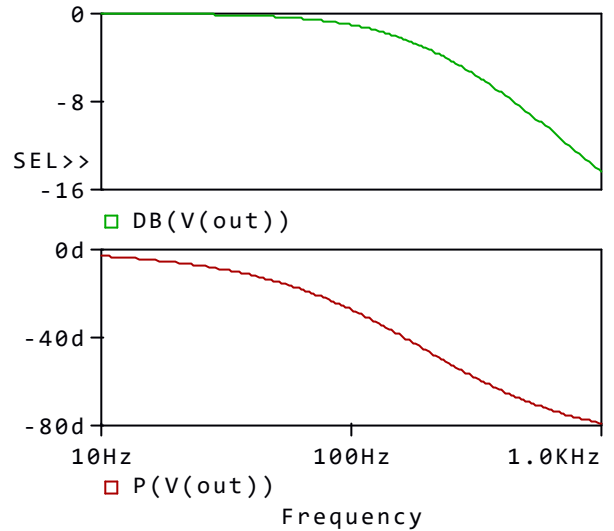


Figure 5. The simulation result of the LPF circuit

The cut-off frequency ω_c is about 195 Hz and the phase difference is -45 degrees at the cut-off frequency in the simulation. In the measurement, the cut-off frequency ω_c is near 200 Hz and the phase difference at this frequency is also near -45 degrees.

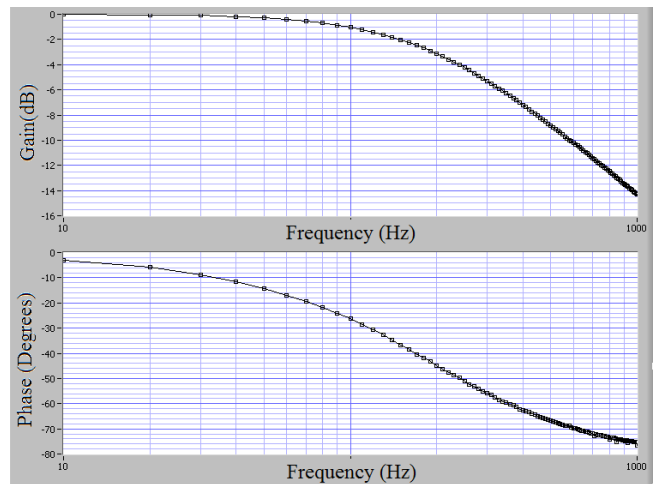


Figure 6. The measurement result of the LPF circuit

3.2. The results for passive HPF

The circuit of the High Pass Filter (HPF) is given in Figure 7. The cut-off frequency ω_c is again about 194 Hz, since we use same resistor and capacitor as in the LPF circuit.

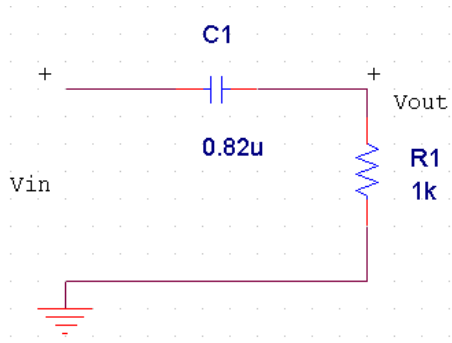


Figure 7. The circuit for HPF

The simulation result for the HPF circuit is given in Figure 8 and the measurement result is given in Figure 9.

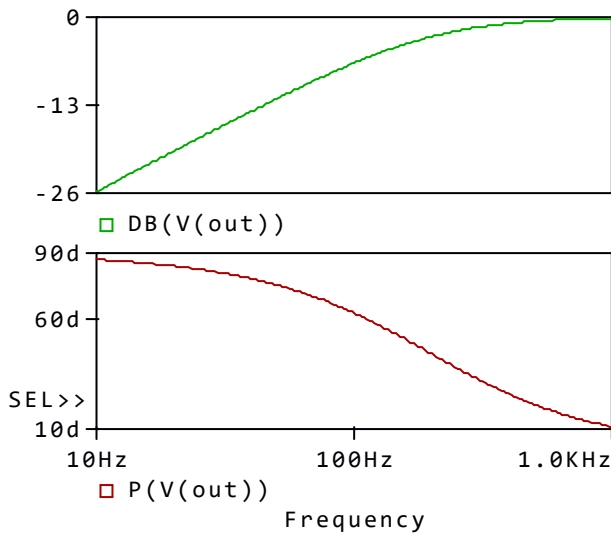


Figure 8. The simulation result of the HPF circuit

The cut-off frequency ω_c is about 195 Hz and the phase difference is 45 degrees at the cut-off frequency in the simulation.

In the measurement, the cut-off frequency ω_c is near 200 Hz and the phase difference at this frequency is also near 45 degrees.

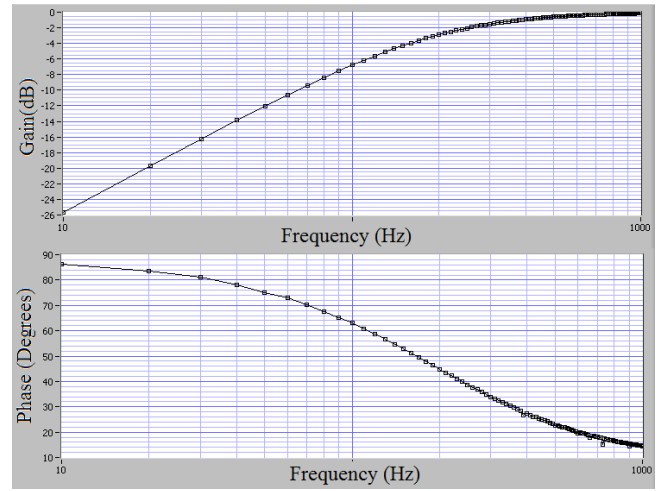


Figure 9. The measurement result of the HPF circuit

3.3. The results for Op-amp differentiator circuit

The differentiator circuit is given in Figure 10. The cut-off frequency of the circuit is about 194 Hz and the gain of the circuit is 2.2 V/V (6.85 dB).

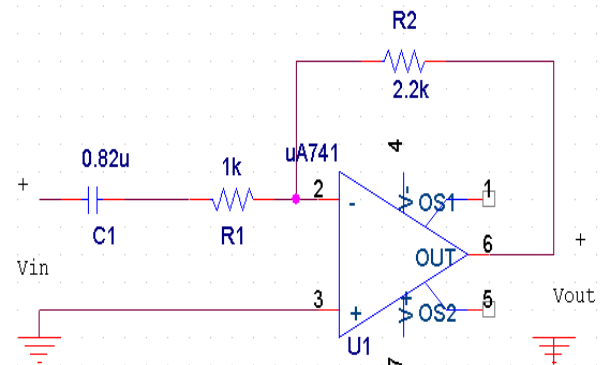


Figure 10. Op-amp differentiator circuit

The simulation result is given in Figure 11. In the simulation, the cut-off frequency is near 190 Hz, the gain is about 6.7 dB and the phase difference

is about - 135 degrees. The measurement result for the differentiator circuit is given in Figure 12.

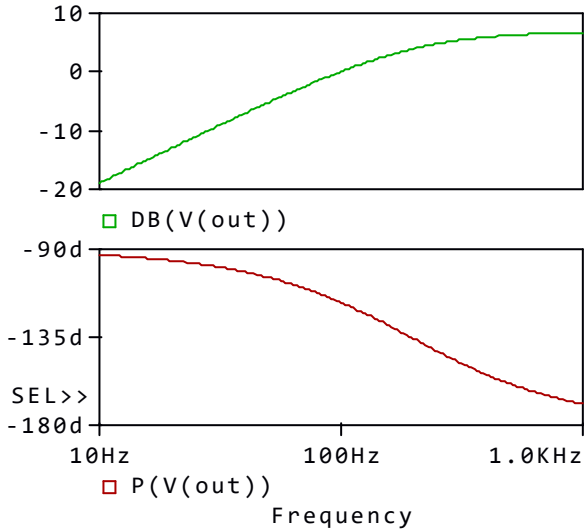


Figure 11. The simulation result for the differentiator circuit

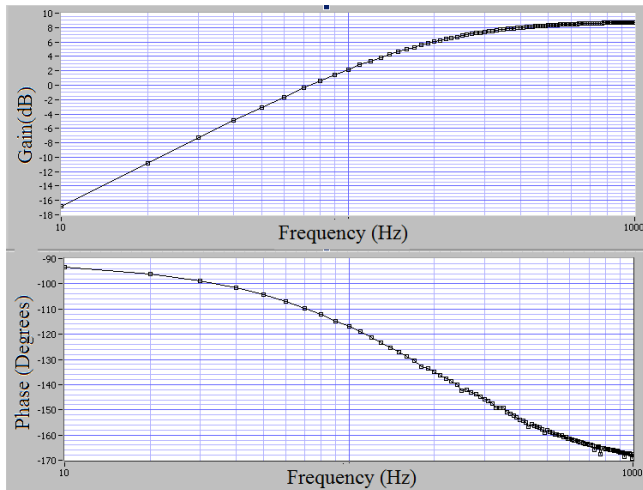


Figure 12. The measurement result for the differentiator circuit

In the measurement the gain is about 8.6 dB (2.69V/V), the cut-off frequency is about 200 Hz and the phase difference at the cut-off frequency is -135 degrees.

3.4. The results for Op-amp integrator circuit

The integrator circuit is given in Figure 13. The bandwidth of the circuit is about 88 Hz and the gain of the circuit is 2.2 V/V (6.85 dB).

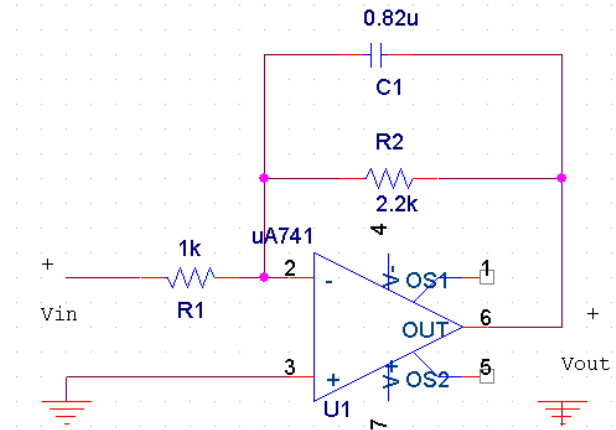


Figure 13. The Op-amp integrator circuit

The simulation result for this circuit is given in Figure 14. According to the simulation results, the cut-off frequency is 88 Hz, the phase difference at the cut-off frequency is 135 Hz and the gain is 6.8 dB (2.18 V/V).

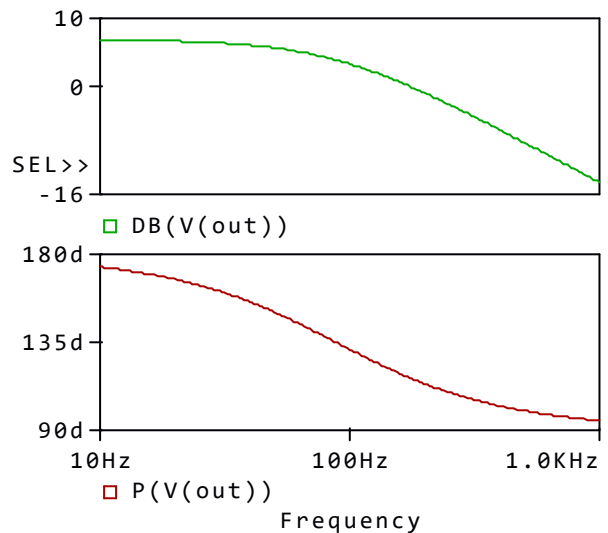


Figure 14. The simulation result for the integrator circuit

The measurement result for the integrator circuit is given in Figure 15. As it can be seen in the Figure, the cut-off frequency is about 75 Hz , the phase difference at the cut-off frequency is 135 degrees and the gain is about 8.5dB (2.66 V/V).

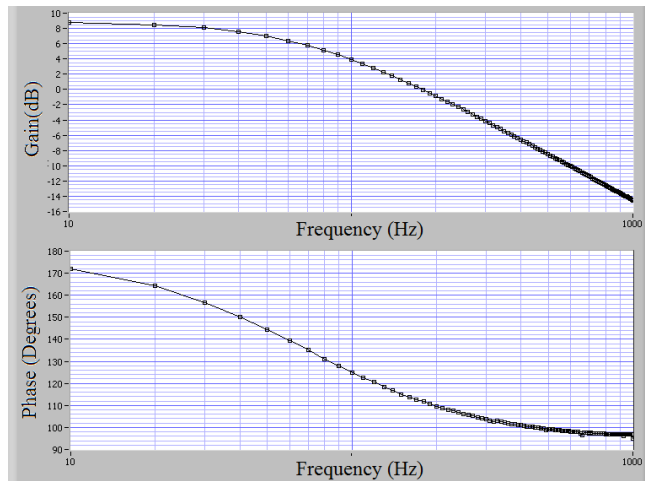


Figure 15. The measurement result for the integrator circuit

4. MEASUREMENT LIMITATIONS

There are two main limitations for measurement: analog input range and the sampling rate of the Data Acquisition (DAQ) card.

The amplitude of the output signal of the circuit must be within the boundaries of the analog input range of the DAQ card.

The other important limitation factor is the sampling rate. According to the Nyquist theorem, a signal must be sampled with at least two times of the highest frequency present in the signal (Nyquist frequency), to capture all the information the signal possesses. However, in the frequency domain, the sampling rate must more than twice of the signal's highest frequency component for practical reason and preferably between five and ten times of it. If the signals are sampled with 10 times of its highest frequency component, the sampled signals are a reasonable approximation of the original signals [25, 26].

The analog input range of the NI-myDAQ card, the DAQ card that is used in the experiment, is between -10V and 10V and the sampling rate of it is 200kS/s. Since the DAQ card is multiplexed DAQ card, the sampling rate for the one analog channel is 100kS/s. Thus, the experiment is setup such that the amplitude of the output signal is less than 10V and, the end frequency of the bode plot is 1 kHz since we sample the signals with 10 times of its highest frequency component.

5. CONCLUSION



The real time bode diagram of the electronic circuits are successfully plotted in LabVIEW without using special VIs (virtual instruments) such that SI Bode Plot VI. For the gain calculation four operations and logarithmic operation is used while for the phase difference calculations four operations and trigonometric operations are used. Hence, with same algorithm real time Bode diagram of the circuits can be plotted in MATLAB or in other programming languages like C.

REFERENCES

- [1] National Instruments. [Online]. Available: <http://www.ni.com/labview/>, LabVIEW, National Instruments Website. [Accessed: 04-May-2017].
- [2] Beyon, Jeffery Y. *LabVIEW programming, data acquisition and analysis*. Prentice Hall PTR, 2000.
- [3] A. Mason and S. Parkes, "Using SpaceWire with LabVIEW", *In SpaceWire Conference (SpaceWire)*, International, pp. 1-4, IEEE, 2014.
- [4] P. J. Moriarty, B. L. Gallagher, C. J. Mellor and R. R. Baines, "Graphical computing in the undergraduate laboratory: Teaching and interfacing with LabVIEW". *American Journal of Physics*, vol. 71, no. 10, pp. 1062-1074, 2003.
- [5] S. Kacar and I Cankaya, "Analysis of nonlinear systems using matlab and asp. net based web interface", *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, vol. 27, no.4, pp. 795-806, 2012.
- [6] E. Sonmez and S. Kacar, "Kontrol Sistemleri dersi için Matlab Builder Ne ve Asp. net tabanlı web laboratuvarı tasarımı", *Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, vol. 20, no. 2, pp. 155-165, 2016.

- [7] S. Kacar, I. Cankaya and A.F. Boz, "Investigation of computational load and parallel computing of Volterra series method for frequency analysis of nonlinear systems", *Optoelectronics and advanced materials/rapid communications*, vol. 8, no. 5-6, pp. 555-566, 2014.
- [8] S. Kacar and I. "Cankaya, Design of an interface for non-linear systems analysis with Volterra series method", *In Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), IEEE 18th* pp. 566-569, 2010.
- [9] What is Bode Diagram?
[Online]. Available:
<http://www.elektrikport.com/teknik-kutuphane/bode-diyagrami-nedir/17345#ad-image-0> [Accessed: 04-May-2017].
- [10] Y. Li, D.M. Vilathgamuwa and P.C. Loh, "Design, analysis, and real-time testing of a controller for multibus microgrid system", *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 19, no.5, pp. 1195-1204, 2004.
- [11] A. Akgul, I. Moroz, I. Pehlivan and S. Vaidyanathan, "A new four-scroll chaotic attractor and its engineering applications" *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol.123, no.13, pp. 5491-5499, 2016.
- [12] A. Akgul, S. Hussain and I. Pehlivan, "A new three-dimensional chaotic system, its dynamical analysis and electronic circuit applications" *Optik-International Journal for Light and Electron Optics* vol.127, no.18, pp.7062-7071, 2016.
- [13] C.Li, I. Pehlivan, J.C. Sprott, and A. Akgul, "A novel four-wing strange attractor born in bistability" *IEICE Electronics Express*, vol. no.4, pp. 20141116-20141116, 2012.
- [14] A. Akgul, H. Calgan, I. Koyuncu, I. Pehlivan and A. Istanbulu, "Chaos-based engineering applications with a 3D chaotic system without equilibrium points." *Nonlinear Dynamics*, vol. 84, no.2, pp. 481-495, 2016.
- [15] A. Akgul, C. Li and I. Pehlivan. "Amplitude Control Analysis of a Four-Wing Chaotic Attractor, its Electronic Circuit Designs and Microcontroller-Based Random Number Generator." *Journal of Circuits, Systems and Computers*,1750190, 2017.
- [16] G. Kai, W. Zhang, Z.C. Wei, J.F. Wang and A. Akgul, "Hopf Bifurcation, Positively Invariant Set, and Physical Realization of a New Four-Dimensional Hyperchaotic Financial System", *Mathematical Problems in Engineering*, 2017.
- [17] Z. Wei, I. Moroz, J.C. Sprott, A. Akgul and W. Zhang, W, "Hidden hyperchaos and electronic circuit application in a 5D self-exciting homopolar disc dynamo", *Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*, vol.27, no. 3, 033101, 2017.
- [18] W. Hu, A. Akgul, C. Li, T. Zheng and P. Li, "A Switchable Chaotic Oscillator with Two Amplitude-Frequency Controllers", *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 1750158, 2017.
- [19] C. Volos, A. Akgul, V.T. Pham, I. Stouboulos and I. Kyprianidis "A simple chaotic circuit with a hyperbolic sine function and its use in a sound encryption scheme", *Nonlinear Dynamics*, pp. 1-15, 2017.
- [20] M.A. Jafari, E. Mliki, A. Akgul, V.T. Pham, S.T. Kingni, X. Wang, X and S. Jafari, "Chameleon: the most hidden chaotic flow" *Nonlinear Dynamics*, 1-15, 2017.
- [21] A. Akgul and I. Pehlivan, "A new three-dimensional chaotic system without equilibrium points, its dynamical analyses and electronic circuit application." *Tech. Gaz.(Croatia)* vol. 23, no. 1, pp. 209-214, 2016.
- [22] U. Cavusoglu, A. Akgul, S. Kaçar, I. Pehlivan and A. Zengin, "A novel chaos-based encryption algorithm over TCP data packet for secure communication" *Security and Communication Networks*, 2016.
- [23] S. Kacar, "Analog circuit and microcontroller based RNG application of a new easy realizable 4D chaotic system", *Optik-International Journal for Light and Electron Optics* vol. 127, no. 20, pp. 9551-9561, 2016.

- [24] National Instruments. [Online]. Available: <http://www.ni.com/mydaq/> NI-myDAQ, National Instruments Website. [Accessed: 04-May-2017].
- [25] The McGill Physiology Virtual Laboratory. [Online]. Available: http://www.medicine.mcgill.ca/physio/vlab/biomed_signals/atodvlab.htm. [Accessed: 04-May-2017].
- [26] Measurement Computings. [Online]. Available: <http://www.mccdaq.com/PDFs/specs/Multiplexing-and-Sampling.pdf> [Accessed: 04-May-2017].

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 30.05.2016 <u>Kabul/Accepted</u> 05.06.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.327117	

Elektromıknatis tetiklemeli mikro valf tasarımında ortaya çıkan toplam hata ve belirsizliklerin analizi

Ceren Genç¹, Yasemin Karadana², Vezir Ayhan*³

ÖZ

Hata ve belirsizlik analizi ürünün üretim aşamasına ulaşmadan iş adımlarında gerçekleştirilen ölçümlerde meydana gelebilecek olası hataların belirlenmesi ve önlenmesi için uygulanan teknik bir yöntemdir. Arge, ürün tasarımı, kalite ve üretim iyileştirme gibi incelemeye konu olan çalışmaya göre olası hata türünün belirlenmesi amacı ile kullanılmaktadır. Ölçümün gerçekleştirildiği her yerde hatalar mevcuttur. Bu sebepten ölçüm sonuçları verilirken ölçülen değer belirsizliği verilmelidir. Yani, ölçülen büyüklüğün gerçek değerinin belirli bir olasılıkla bulunduğu aralık belirtilmelidir. Yapılan bu çalışmada, elektromanyetik tetiklemeli valf tasarımının gerçekleştirilmesi esnasında deneysel ve teorik çalışmalarda meydana gelen hata oranı ve belirsizlik analizleri gerçekleştirilmiştir. Çalışma sonucunda, elektromanyetik bir valf tasarımında karşılaşılan olası hatalar ve belirsizlik değerleri hesaplanmış ve ölçüm sonuçlarına ait veriler toplam belirsizlik değerleriyle birlikte verilmiştir.

Anahtar Sözcükler: Hata analizi, üretim iyileştirme, belirsizlik analizi, risk

Analysis of total errors and uncertainties on electromagnet triggered micro valve design

ABSTRACT

Analysis of total errors and uncertainties is a technical method to identifying and prevention potential errors that may occur on product before reaching the manufacturing stage. It is used for determining probable error types in R&D, product design, quality and production improvements etc. There are always errors in every step of measurement. For this reason the measurement results should be given the uncertainty of the measured value. So, it should be specified certain probability of the true value of measured. In this study, error rate and uncertainty analysis in experimental and theoretical trials that may occur obtained during the realization of the electromagnet triggered micro valve design. As a result, encountered potential errors and uncertainties of electromagnetic valve design were calculated and dates of measured results with uncertainty values were given.

Keywords: Error analysis, production improvements, uncertainty analysis, risk

¹Ceren Genç Sakarya Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Makine Mühendisliği Bölümü

²Yasemin Karadana – Astra Medikal

³Vezir Ayhan - Sakarya Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Makine Mühendisliği Bölümü

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Bir nesnenin bazı özelliklerinin standart birimlere göre belirlenmesi olarak tanımlanan ölçme işlemi, hiçbir zaman mutlak doğrulukla gerçekleştirilememektedir. Doğruluğu etkileyen en önemli faktör ise ölçümler sırasında ortaya çıkan hatalardır. Ölçüm sonucundan elde edilmek istenen değerle, gerçekte ölçme sürecinde elde edilen değer arasındaki farka ölçme hatası denir. Tüm ölçüm sonuçları ölçme araçlarının kısıtları, ölçme alanı, ölçme süreci ve insan hatalarından dolayı gerçek değil, yaklaşık değerler olarak elde edilebilmektedir. Bu nedenle bir ölçümde mümkün olan en çok hatayı bulmak ve belirsizliği en aza indirmek genel hedefdir[1]. Hatalar genel olarak iki sebepten dolayı ortaya çıkmaktadır. Bunlar sistematik hatalar ve rastlantısal hatalar olarak tanımlanmaktadır[2]. Sistematik hata; ölçüm düzeneğinin ve ölçü aletinin yapısından kaynaklanan ve tüm ölçümlerde kendini tekrarlayan hatalardır. Sistematik hatalar genellikle yanlış ölçüm aracı / ölçek seçimi, yanlış ölçüm süreci gibi nedenlerle meydana gelmektedir. Bu tür hatalar ölçüm cihazlarından ve sisteminden kaynaklandığı için belirlenmesi ve giderilmesi her zaman mümkün olmayabilir. Rastlantısal hatalar ise; tesadüfi olarak çeşitli öngörülemeyen unsurlardan kaynaklanan hatalardır. Ölçüm sayısını arttırmak ve tecrübeli birisinin ölçümleri gerçekleştirmesi ile bu hataların azaltılması veya etkilerinin kaldırılması mümkündür. Özetle, bir ölçümedeki tam hata payı bilinemediği gibi ölçülen şeyin gerçek değerini bilmek mümkün değildir. Dolayısıyla ölçüm sonuçlarının doğruluğu ve kesinliğinin belirsizlik analizi ile tespit edilmesi deneysel ve teorik çalışmalarda oldukça önem arz eden bir konudur. Ölçü sisteminde sistematik hataların belirlenmesinde birkaç yöntem mevcuttur. Bunlardan biri de “belirsizlik analizi” yöntemidir. Belirsizlik analizi sonuçların hassasiyeti hakkında yöntemsel bir yaklaşım sunar. Bu yaklaşım ile olası hatalar için bir aralık belirlenmektedir. Belirsizlik analizi ile ölçüm sonuçlarına en büyük hataya neden olan değişkenin hemen tespit edilebilmesi mümkündür. Bu sayede, ölçüm sonuçlarının sadece yorumlanmasına değil, aynı zamanda uygun ölçüm metodu ve ölçüm aralığının seçilmesinde de önemli rol oynayacaktır. Ölçülen büyüklüklerden hangisinin toplam hata üzerinde en fazla etkiye sahip olduğunun belirlenmesi, ölçümlerin daha hassas yapılması için önlem almayı gerektirdiğinden sonuçların belirsizliğinin

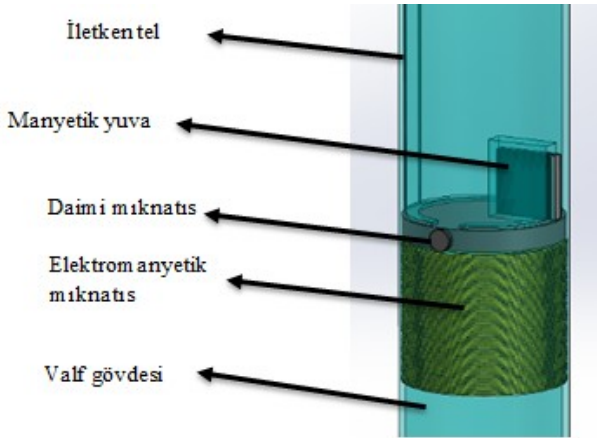
azalmasına ve bu sayede arzu edilen kesin ve doğru sonuçların elde edilmesine olanak sağlayacaktır. Ölçüm sonuçlarının doğru ve güvenilir olması özellikle üretime yönelik kalite artışını beraberinde getirecektir.

Bu çalışmada tasarımı ve prototip üretimi gerçekleştirilen elektromanyetik tetiklemeli bir mikro valfin çalışma parametrelerine etki eden faktörlerin hata oranları belirsizlik analizi yöntemi ile tespit edilmiştir. Geliştirilen valf elektromıknatis ve mıknatisin aynı ortamda ve aralarında belirli mesafe bulunması durumunda oluşan elektromanyetik çekim kuvveti sayesinde çalışmaktadır. Bobin ve mıknatis arasında oluşan elektromanyetik çekim kuvveti direkt olarak tek bir formülle ve ayrıca tek bir cihaza bağlı olarak hesaplanıp ölçülemediğinden dolayı çalışmada öncelikle bu çekim kuvvetini oluşturan manyetik alanların belirsizlik yöntemi ile hata oranlarının hesaplanması gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla, ilk olarak daimi mıknatis için hata oranı bulunmuştur. Bir sonraki adımda elektromıknatis için hata oranı hesaplanmıştır. Son olarak elektromıknatis ve mıknatisin aynı ortamda bulunması durumu için hata oranı belirsizlik analizi yöntemi ile hesaplanmıştır.

2. MATERYAL VE METOT (MATERIAL AND METHOD)

Elektromıknatis tetiklemeli mikro valf tasarımında kullanılan ölçümler, yöntemleri ve ölçümlerde kullanılan cihazların özellikleri aşağıda verilmiştir. Hata ve belirsizlik analizi yapılması için gereken ölçümler dört ana başlık altında toplanmıştır. İlk olarak daimi mıknatisin manyetik alanı ölçümleri, devamında elektromıknatisin manyetik alanı sonrasında her iki mıknatisin aynı ortamda bulunması durumunda oluşan manyetik alan ölçümleri ve en son her iki mıknatisin etkileşimi ile oluşan kuvvet ölçümleri yapılmıştır. Üç farklı durum için manyetik alan ölçümü alınmasının sebebi; bilindiği gibi daimi mıknatisin ve elektromanyetik mıknatisin buldukları ortamda tek başlarına farklı, birlikte (etkileşim halinde) olduklarında farklı manyetik alanların ortaya çıkmasından dolayıdır. Prototipi üretilen elektromıknatis tetiklemeli mikro valfin izometrik ve kesit görünümü Şekil 2.1’ de görülmektedir. Aşağıdaki şekilde şematize edilen valf bileşenleri; daimi mıknatis, daimi mıknatisin açık ve kapalı

konumda durmasını sağlayan manyetik yuva, elektromanyetik mıknatis görevi gören bir bobin, bobine elektrik veren iletken tel ve tüm bu parçaların oturduğu ve içerisinden akışkan geçen silikon bir gövdeden oluşmaktadır.

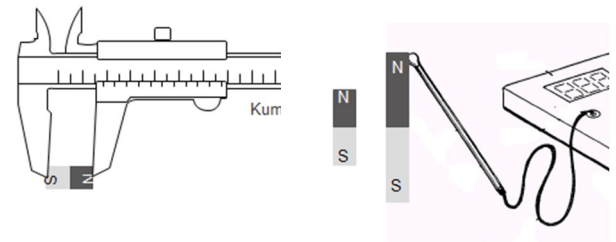


Şekil 2.1. Elektromıknatis tetiklemeli mikro valfin izometrik ve kesit olarak şematize edilmiş görüntüleri (Electromagnetically triggered microvalves are isometric and sectioned figures)

2.1. Daimi Mıknatisın Manyetik Alan Ölçümleri (Magnetic Field Measurements of The Permanent Magnet)

Çalışmada, tasarlanan valfin elektromanyetik kuvvetinin hesaplanabilmesi için derecesine, şekillerine ve kutuplarına göre neodyum mıknatisların manyetik alan hesaplamaları gerçekleştirilmiştir[3]. Manyetik malzemelerin şekillerine (silindir, prizma, delikli) bağlı olarak farklı geometri ve farklı derecelerdeki mıknatisların ölçümü, kutupsal olarak ölçülmüş, uzaklığa bağlı olarak manyetik alan değerinin değişimi incelenmiştir. Elde edilen veriler, hesaplanan veriler ile karşılaştırılarak deneysel farklar çıkarılmıştır.

Deneyselerde manyetik malzemelerin dış ölçülerinin ölçümünde kullanılmak üzere 0-150 mm ölçüm aralığına sahip, hata payı $\pm\%2$ olan Absolute Digimatic marka kumpas kullanılmıştır. Çalışmada kullanılan manyetik malzemelerin ölçülerine göre teorik olarak manyetik alan hesaplanabilmektedir.

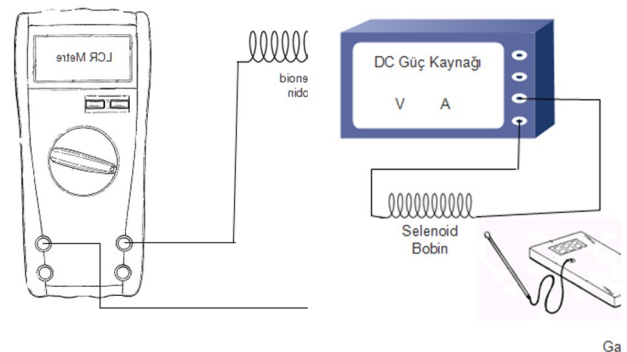


Şekil 2.2. Daimi mıknatisın manyetik alan ölçümü (Magnetic field measurement of permanent magnet)

Manyetik alan ölçümlerinde 0-300 mT ölçüm aralığına sahip, hata payı $\pm\%5$ olan EXTECH MF100 model AC/DC manyetik alan ölçüm cihazı (Gaussmetre) kullanılmıştır. Şekil 2.2' de daimi mıknatisın manyetik alan ölçümünde kullanılan cihazlar verilmiştir.

2.2. Elektromıknatisın Manyetik Alan Ölçümleri (Magnetic Field Measurements of The Electromagnet)

Bu aşamada valfi kontrol eden elektromıknatisin optimum değerlerini belirlemek, teorik sonuçlar ile karşılaştırmasını yapmak ve sistemin pili en iyi şekilde kullanımını sağlayabileceği iç direnç ve indüktans değerini belirlemek için bir dizi çalışma yapılmıştır. Öncelikle, farklı bobin çaplarında, aynı sarım sayısında sarılan bobinlerin iç direnç ve indüktans değerlerinin farklı tel çaplarına göre kıyaslaması yapılması amacı ile teorik ve pratik değerler kıyaslanmış, hata oranı hesaplanmıştır. Daha sonra, Bobine DC güç kaynağı bağlanarak elektromıknatislik özelliği kazandırılmıştır[4].



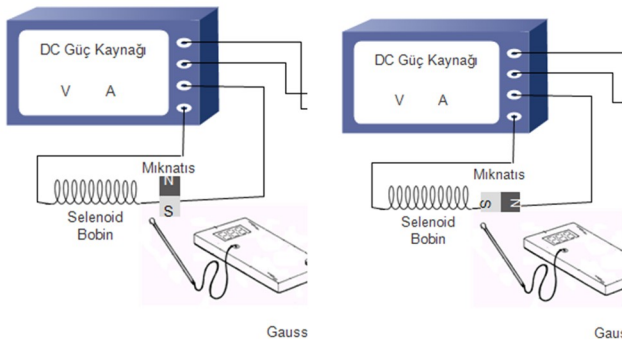
Şekil 2.3. Elektromıknatisın manyetik alan ölçümü (Magnetic field measurement of electromagnet)

Bu esnada oluşan manyetik alan değeri de Gaussmetre ile ölçülmüştür. Elektromıknatis tasarımı sonucu oluşturulan bobinin iç direnç ve

indüktans değerlerinin ölçümünde hata payı $\pm 0.5\%$ olan EXTECH LCR200 model LCR metre kullanılmıştır. Elektromıknatisa DC güç kaynağı olarak hata payı $\pm 10\%$ olan Yıldırım Elektronik marka Y-0012/1 model güç kaynağı kullanılmıştır. Şekil 2.3' de elektromıknatisın manyetik alan ölçüm yönteminin şematik şekli verilmiştir.

2.3. Elektromıknatis ve Daimi Mıknatisin Aynı Ortamda Bulunması Durumunda Oluşan Manyetik Alan Ölçümleri (Magnetic Field Measurements of The Permanent Magnet and Electomagnet in the Same Environment)

İki daimi mıknatis aynı ortamda bulunması durumunda aralarındaki mesafeye bağlı olarak bir çekme/itme kuvveti oluştururlar[5]. Elektromıknatis özelliği kazandırılmış selenoid bobin ve daimi mıknatisin aynı ortamda bulunması durumunda meydana gelen manyetik alan değerleri ve çekim kuvveti oluşturmaktadır[6,7]. Bobin ve mıknatisin aynı ortamda bulunması durumunda farklı kutuplanmaların olması durumlarından mıknatisin rotasyonel hareket yönleri ve oluşan çekim kuvveti belirlenmiştir.

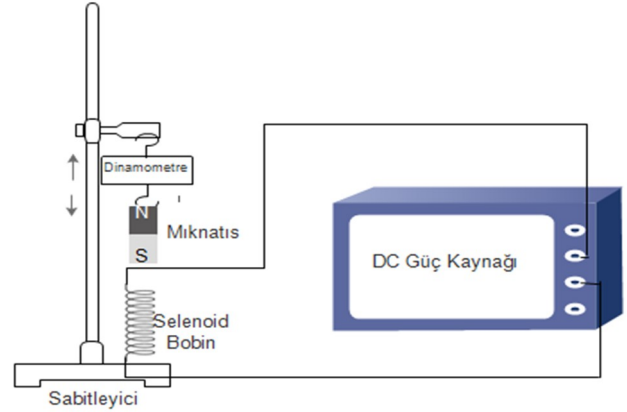


Şekil 2.4. Bobin ve mıknatisin birlikte manyetik alan değerinin ölçümü (Measurement of coil and magnet together with magnetic field)

Kutuplanma şekli sağ-sol şeklinde olan (diametrically magnet) mıknatis ve kutuplanma şekli alt-üst şeklinde olan (axially magnet) mıknatis ile rotasyonel hareketler incelenmiştir. İki manyetik malzemenin bir araya geldiğinde ortamdaki manyetik alan gaussmetre ile ölçülmüştür. Şekil-2.4' te elektromıknatis özelliği kazandırılmış selenoid bobin ve daimi mıknatisin aynı ortamda bulunması durumunda meydana gelen manyetik alan değerlerinin ölçülmesinde kullanılan sistemin şematik şekli verilmiştir.

2.4. Daimi mıknatis ve Elektromıknatis Arasında Oluşan Kuvvet Ölçümleri (Measurement of the Force Between The Permanent Magnet and Electomagnet)

Elektromıknatisın itme ve çekme kuvveti değerleri Şekil-2.5' te verilen ölçüm düzeneği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kuvvetin ölçülmesinde ölçüm aralığı 0-5 N olan, hata payı $\pm 1\%$ olan YISIDA DS-2 marka dinamometre kullanılmıştır.



Şekil 2.5. Elektromıknatisın itme ve çekme kuvvetinin ölçümü (Measurement of pushing and pulling force of electromagnet)

3. HATA ANALİZİ (ERROR ANALYSIS)

Elektromanyetik tetiklemeli bir mikro valfin çalışmasında meydana gelen hata oranlarının ve bu hatanın en fazla hangi kısımdan meydana geldiğinin tespit edilmesi için hata analizleri aşamalı olarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalarda ve ölçülen büyüklükler kullanılarak hesaplanan sonuçlarda büyüklüklerin hata oranları, deney ekipmanlarının kalibrasyonları yapıldıktan sonra cihaz üreticileri tarafından belirlenen hata oranları baz alınarak gerçekleştirilmiştir.

Kısmi diferansiyel yöntem olarak da bilinen belirsizlik analizinde n adet bağımsız değişkeni olan bir ölçümde;

R: Ölçülecek boyut,

$x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$: Ölçümü etkileyen parametreler,

$w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$: Bağımsız değişkenle ilgili hata oranı olarak kabul edilirse;

Toplam hata oranı W_R şu şekilde ifade edilir:

$$W_R = \left[\left(\frac{\partial R}{\partial x_1} W_1 \right)^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial x_2} W_2 \right)^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial x_3} W_3 \right)^2 + \dots + \left(\frac{\partial R}{\partial x_n} W_n \right)^2 \right]^{1/2} \quad (1)$$

ya da

$$\frac{W_R}{R} = \left[\left(\frac{W_{x_1}}{x_1} \right)^2 + \left(\frac{W_{x_2}}{x_2} \right)^2 + \left(\frac{W_{x_3}}{x_3} \right)^2 + \dots + \left(\frac{W_{x_n}}{x_n} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2)$$

Burada belirsizlik analizinin en büyük üstünlüğü, en büyük hataya sebep olan değişkenin hemen tespit edilebilmesidir.

4. VALF TASARIMI ÖLÇÜMÜNDE ORTAYA ÇIKAN TOPLAM HATALARIN ANALİTİK İFADELERİNİN ELDE EDİLMESİ (OBTAIN ANALYTIC VALUES OF TOTAL ERRORS WHEN MEASURING VALVE DESIGN)

İki manyetik malzeme arasında oluşan çekim kuvveti denklem 3 ve denklem 4 kullanılarak denklem 5'teki gibi hesaplanmıştır:

$$F_m = (\pi \times \mu_0 \times (2 \times H_1) \times R^4) \times \left(\frac{1}{x^2} + \frac{1}{(x+2 \times D)^2} - \frac{2}{(x+D)^2} \right) \quad (3)$$

$$B = \mu \times H \quad (4)$$

olduğundan;

$$F_m = \left(\frac{4 \times \pi \times B_1 \times B_2 \times R^4}{\mu_0} \right) \times \left(\frac{1}{x^2} + \frac{1}{(x+2 \times D)^2} - \frac{2}{(x+D)^2} \right) \quad (5)$$

Denklemlerde kullanılan ifadelerin açıklamaları aşağıda verilmiştir.

F_m : Mıknatıs çekim kuvveti (N),

μ_0 : Manyetik Geçirgenlik (H/m),

H : Manyetik alan şiddeti (A/m),

R : Valf ve mıknatıs yarıçapı (m),

x : Valf ve mıknatıs arasındaki mesafe (m),

D : Mıknatıs Kalınlığı (m),

B : Manyetik akı yoğunluğu (T)

Bu denklem üzerinden hareketle, her bir manyetik alan değeri formülde değeri yerine girilerek manyetik çekim kuvveti bulunabilmekte ve manyetik alan ölçümü Gaussmetre ile Tesla ya da Gauss birimi ile ölçülebilmektedir. Bu sebeple öncelikle manyetik alan değerlerinin ayrı ayrı belirsizlik analizi yapıp, ardından manyetik çekim kuvvetinin belirsizlik analizi hesaplanmıştır.

5. BELİRSİZLİK HESAPLAMALARI (CALCULATION OF UNCERTAINTY)

5.1. Daimi mıknatısın manyetik alan hesaplamasında oluşan belirsizlik hesaplaması (Calculation Uncertainty in Magnetic Field of The Permanent Magnet)

Mıknatısın manyetik alan ölçümü hata payı denklem 6'da verilen formül üzerinden hesaplamalar yapılmıştır. Öncelikle mıknatıs seçiminde malzeme ve mıknatısın boyutsal hesaplamalarında yapılan hata payı bulunmuştur:

$$B = \frac{B_r}{2} \times \left(\frac{D+z}{\sqrt{R^2+(D+z)^2}} - \frac{z}{\sqrt{R^2+z^2}} \right) \quad (6)$$

Burada;

B_r : Rezidüel manyetik alan (T)

R : Mıknatısın yarıçapı (m)

D : Mıknatısın Kalınlığı (m)

z : Mesafe (m) ' ifade etmektedir.

B_r (Rezidüel manyetik alan değeri) nin hata payı $\pm 5\%$ alınmıştır.

Denklem 1'de verilen toplam hata oranı formülünden belirsizlik değeri denklem 7 kullanılarak hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned}
W_{B1} &= \left[\left(\frac{W_{B_r}}{B_r} \right)^2 + \left(\frac{R^2 \times \sqrt{R^2 + z^2}}{R^2 + (D+z)^2 \times ((D+z) \times \sqrt{R^2 + z^2} - z \times \sqrt{R^2 + (D+z)^2})} W_D \right)^2 \right. \\
&+ \left(\frac{R^2 \times (R^2 + z^2)^{3/2} - (R^2 + (D+z)^2)^{3/2}}{(R^2 + z^2) \times (R^2 + (D+z)^2) \times ((D+z) \times \sqrt{R^2 + z^2}) - (z \times \sqrt{R^2 + (D+z)^2})} W_z \right)^2 \\
&\left. + \left(\frac{R \times (z \times [(R^2 + (D+z)^2]^{3/2}) - (D+z) \times (R^2 + z^2)^{3/2}]}{((D+z) \times \sqrt{R^2 + z^2}) \times (R^2 + z^2) \times ((D+z) \times \sqrt{R^2 + z^2}) - (z \times \sqrt{R^2 + (D+z)^2})} W_R \right)^2 \right]^{1/2} \quad (7)
\end{aligned}$$

Denklem 7’de kullanılan ifadelerin açıklamaları aşağıda verilmiştir.

W_{B1} : Daimi mıknatis manyetik alan hata oranı
 W_{B_r} : Mıknatisin rezidüel manyetik alan değerinin hata oranı
 W_D : Mıknatisin kalınlık ölçümündeki hata oranı
 W_z : Mıknatisin ölçüm cihazına olan uzaklığının ölçülmesindeki hata oranı
 W_R : Mıknatisin yarıçap ölçümündeki hata oranı

Bu aşamada mıknatisin manyetik alan değerinin belirsizlik analizi yöntemi ile hata payı hesaplanmıştır. Elde edilen denklemde Tablo 5.1 A’ da verilen değerler yerlerine koyularak manyetik malzemenin manyetik alan ölçümlerindeki hata değeri belirsizlik analizi ile elde edilmiştir. Mıknatisin manyetik alan hata oranı W_{B1} : 0,099328 = ±%9,9 olarak elde edilmiştir.

5.2 Elektromıknatisin Manyetik Alan Değeri Hesabında Oluşan Belirsizlik Hesaplaması (Calculation Uncertainty in Magnetic Field of The Electomagnet)

Elektromıknatisin manyetik alan değeri formülünün en açık hali kullanılarak belirsizlik analizi hesaplanmıştır.

$$B = \mu \times H \quad (4)$$

$$H = \frac{F_{mmf}}{l_b} \quad (8)$$

$$F_{mmf} = N \times I \quad (9)$$

$$V = I \times R_{iç} \quad (10)$$

$$N = \frac{l_t}{2 \times \pi \times (r_b + \frac{r_t}{2})} \quad (11)$$

$$B = \frac{v}{R_{iç}} \times \left(\frac{l_t}{2 \times \pi \times (r_b + \frac{r_t}{2})} \right) \times \mu \quad (12)$$

Burada;

B : Manyetik akı yoğunluğu (T)

μ : Manyetik Geçirgenlik (H/m)

H : Manyetik alan şiddeti (A/m)

r_b : Bobin yarıçapı (m)

r_t : Tel yarıçapı (m)

N : Bobin sarım sayısı

I : Akım değeri (A)

V : Gerilim/ Volt (V)

$R_{iç}$: Bobin iç direnci (Ω)

l_b : Bobin boyu (m)

l_t : Bobinde kullanılan tel boyu (m)

F_{mmf} : Manyetomotor kuvveti (amper-sarım) ifade etmektedir.

Denklem 12 kullanılarak elektromıknatisin manyetik alan değeri hesabında oluşan belirsizlik hesaplanarak hata payı bulunmuştur.

$$W_{B2} = \left[\left(\frac{\partial B}{\partial V} W_1 \right)^2 + \left(\frac{\partial B}{\partial R_{iç}} W_2 \right)^2 + \left(\frac{\partial B}{\partial l_t} W_3 \right)^2 + \left(\frac{\partial B}{\partial l_b} W_4 \right)^2 + \left(\frac{\partial B}{\partial r_b} W_5 \right)^2 + \left(\frac{\partial B}{\partial r_t} W_6 \right)^2 \right]^{1/2} \quad (13)$$

$$W_{B2} = \left[\left(\frac{W_V}{V} \right)^2 + \left(\frac{W_{R_{iç}}}{R_{iç}} \right)^2 + \left(\frac{W_{l_t}}{l_t} \right)^2 + \left(\frac{W_{r_b} \times (-2r_b + r_t)}{2(r_b)^2} \right)^2 + \left(\frac{W_{l_b}}{l_b} \right)^2 + \left(\frac{W_{r_t}}{2(r_t)^2} \times \left(r_b + \frac{r_t}{2} \right) \right)^2 \right]^{1/2} \quad (14)$$

Burada;

W_{B2} : Elektromıknatisin manyetik alan ölçümünde oluşan hata oranı

W_V : Güç kaynağından çekilen gerilimim değerinin hata oranı

$R_{iç}$: Bobin iç direnci (Ω)

V : Gerilim/ Volt (V)

$W_{R_{iç}}$: Bobinin iç direnç ölçümündeki hata oranı

W_{l_t} : Tel boyu ölçümünde oluşan hata oranı

l_t : Bobinde kullanılan tel boyu (m)

W_{r_b} : Bobin yarıçapı ölçümünde oluşan hata oranı

r_b : Bobin yarıçapı (m)

r_t : Tel yarıçapı (m)

W_{l_b} : Bobin boyu ölçümünde oluşan hata oranı

l_b : Bobin boyu (m)

W_{r_t} : Tel yarıçapı ölçümünde oluşan hata oranı' nı ifade etmektedir.

Bu aşamada elektromıknatisin manyetik alan değerinin belirsizlik analizi yöntemi ile hata payı bulunmuştur. Tablo 5.2-B'de verilen değerler kullanılarak elektromıknatisin manyetik alan değerinde meydana gelen hata oranı tespit edilmiştir. Hata oranı W_{B2} : 0,066211 = \pm %6 olduğu tespit edilmiştir.

5.3. Çekim Kuvveti Hesaplamasında Kullanılan Formül Üzerinden Belirsizlik Hesaplaması (Calculation Uncertainty with Formula Which is Used for Gravitational Force)

Çekim kuvveti hesaplamasında kullanılan formül üzerinden hata analizinin yapılması amacı ile belirsizlik analizi yöntemi manyetik alan çekim kuvveti formülüne de uygulanmıştır.

$$F_m = \left[\frac{\pi \times B_1 \times B_2 \times R^4}{\mu_0} \right] \times \left[\frac{1}{x^2} + \frac{1}{(x+2 \times D)^2} - \frac{2}{(x+D)^2} \right] \quad (15)$$

Burada;

F_m : Bobin-Mıknatis çekim kuvveti(N)

μ_0 : Manyetik Geçirgenlik (H/m)

R : Valf ve mıknatis yarıçapı (m)

x : Valf ve mıknatis arasındaki mesafe (m)

D : Mıknatis Kalınlığı (m)

B_1 : Mıknatis manyetik akı yoğunluğu (T)

B_2 : Elektromıknatis manyetik akı yoğunluğu (T)' nu ifade etmektedir.

$$W_{F_m} = \left[\left(\frac{\partial F_m}{\partial B_1} W_1 \right)^2 + \left(\frac{\partial F_m}{\partial B_2} W_2 \right)^2 + \left(\frac{\partial F_m}{\partial R_1} W_3 \right)^2 + \left(\frac{\partial F_m}{\partial R_2} W_4 \right)^2 + \left(\frac{\partial F_m}{\partial x} W_5 \right)^2 + \left(\frac{\partial F_m}{\partial D} W_6 \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$W_{F_m} = \left[\left(\frac{W_{B1}}{B_1} \right)^2 + \left(\frac{W_{B2}}{B_2} \right)^2 + \left(\frac{W_{R1}}{R_1} \right)^2 + \left(\frac{W_{R2}}{R_2} \right)^2 + \left(-2 \times \left(\frac{1}{x^3} + \frac{1}{(x+2 \times D)^3} - \frac{2}{(x+D)^3} \right) \times \left(x^2 + (x+2 \times D)^2 - \frac{(x+D)^2}{2} \right) W_x^2 + \left(-4 \times \left(\frac{1}{(x+2 \times D)^3} - \frac{1}{(x+D)^3} \right) \times \left(x^2 + (x+2 \times D)^2 - \frac{(x+D)^2}{2} \right) W_D^2 \right)^2 \right]^{1/2} \quad (16)$$

Buradaki ifadelerin açıklamaları aşağıda verilmiştir.

W_{F_m} : Bobin-Mıknatis çekim kuvveti ölçümünde oluşan hata oranı

W_{B1} : Mıknatisin manyetik akı yoğunluğu ölçümünde oluşan hata oranı

B_1 : Mıknatis manyetik akı yoğunluğu (T)

W_{B2} : Elektromıknatisin manyetik akı yoğunluğu ölçümünde oluşan hata oranı

B_2 : Elektromıknatis manyetik akı yoğunluğu (T)

W_{R_1} : Mıknatis yarıçapı ölçümünde oluşan hata oranı

R_1 : Mıknatis yarıçapı (m)

Denklem 17' de Tablo 5.1-C'de verilen değerler kullanılarak manyetik alan çekim kuvvetinde meydana gelen hata oranı tespit edilmiştir. Hata oranı W_{F_m} : 0,100085 = $\pm\%10$ olarak hesaplanmıştır.

Bu esnada çalışmada bahsi geçen sağ-sol şeklinde kutuplu mıknatisın seçilme sebebi de deneysel çalışmada, 90°lik hareket yaptığından ancak; alt-üst şeklinde kutuplu mıknatisa 180°lik hareket yaptığından, sıvı akışını kontrol etmek amacı ile sağ-sol kutuplu mıknatisın kullanılması gerektiği görülmüştür.

Tablo 5.1. Belirsizlik hesaplamalarında kullanılan değerler ve hesaplanan hata sonuçları (Values used in uncertainty calculations and calculated error results)

A-Daimi mıknatis manyetik alan ölçümü hata hesaplamasında kullanılan değerler (5.1)		B- Elektro mıknatis manyetik alan ölçümü hata hesaplamasında kullanılan değerler (5.2)		C-Valf çekim kuvveti ölçümü hata hesaplamasında kullanılan değerler (5.3)	
W_{B_r}	0,05	W_V	0,1	W_{B_1}	0,1
W_D	0,02	$W_{R_{iç}}$	0,005	W_{B_2}	0,06
W_z	0,02	W_{l_t}	0,02	W_{R_1}	0,02
W_R	0,02	W_{r_b}	0,02	W_{R_2}	0,02
R	5mm	W_{r_t}	0,02	W_x	0,02
D	1mm	W_{l_b}	0,02	W_D	0,02
z	0,001	V	2	B_1	2500
B_r	1,42	$R_{iç}$	10	B_2	3
		l_t	0,05	R_1	0,005
		r_b	0,005	R_2	0,005
		r_t	0,0001	x	0,001
		l_b	0,03	D	0,001
Sonuç 5.1		Sonuç 5.2		Sonuç 5.3	
W_{B_1} : 0,099328 = $\pm\%9,9$		W_{B_2} : 0,066211 = $\pm\%6$		W_{F_m} : 0,100085 = $\pm\%10$	

W_{R_2} : Bobin yarıçapı ölçümünde oluşan hata oranı

R_2 : Bobin yarıçapı (m)

W_x : Valf ve mıknatis arasındaki mesafe ölçümünde oluşan hata oranı

x : Valf ve mıknatis arasındaki mesafe (m)

W_D : Mıknatis kalınlığı ölçümünde oluşan hata oranı

D : Mıknatis kalınlığı (m)

6. SONUÇLAR (CONCLUSION)

Yapılan bu çalışmada; tasarlanan döner kapaklı mikro elektro-manyetik valf in manyetik/elektromanyetik davranışındaki bileşenler ele alınarak, deneysel çalışmalarda hata analizinin belirlenmesi için çalışmalar yapılmıştır. Bu sistem için hata oluşturan kriterler belirlenerek hataların dereceleri ve miktarları tespit edilmiştir.



Sistemdeki en büyük hata değeri daimi mıknatis manyetik alanın ölçümü (1. adım) ve Valf çekim kuvveti ölçümünden (3. adım) kaynaklandığı tespit edilmiştir. Elektro mıknatis manyetik alan ölçümünde (2. adım) ise hata değeri daha düşük bir değerde olduğu (W_{B_2} : 0,066211 = $\pm\%6$) tespit edilmiştir. 1. adımın yüksek çıkmasının sebebi; rezidüel manyetik alanın hata payının yüksek olmasıdır (-/+0.5) ve hesaplanan hata oranı W_{B_1} : 0,099328 = $\pm\%9,9$ olarak bulunmuştur. 3. adımdaki hata oranının hesabında ilk ve ikinci adımlardaki hata paylarının da hesap içerisinde kullanılmasından dolayı hata oranı yüksek bulunmuştur. 3. Adımda hesaplanan hata oranı W_{F_m} : 0,100085 = $\pm\%10$ olarak hesaplanmıştır. Dolayısıyla deney düzeneğinde ölçümlerde kullanılan, özellikle 1. Adımda daimi mıknatis manyetik alan ölçümünde kullanılan cihazların

hassasiyetlerinin arttırılması gerektiği görülmüştür.

Bu çalışmanın ileride yapılacak olan deneysel çalışmalardaki hata analizlerinin tespitinde araştırmacılara yardımcı olacağı düşünülmektedir.

KAYNAKLAR (REFERENCES)

- [1] Akpınar E. K., “Deneysel Çalışmalardaki Hata Analizine Bir Örnek: Kurutma Deneylerindeki Hata Analizi”, Mühendis ve Makina Dergisi, 46(540),41-48, 2005.
- [2] Holman J.P., “Experimental Methods for Engineers”, McGrawHill Book Company, 37-52, 1971.
- [3] J. M. Camacho and V. Sosaa, “Alternative method to calculate the magnetic field of permanent magnets with azimuthal symmetry”, Revista Mexicana de Física E 59 (2013) 8–17, 8 January 2013.
- [4] Manish Jain (1990) “Build your own coils and transformers” BPB publications B-14, Connaught place, new Delhi-1 India.
- [5] E. V.Villanueva, V. Zermeno, and V. Sosa, “Calculation of vertical force between finite, cylindrical magnets and superconductors”, REVISTA MEXICANA DE FÍSICA 54 (4) 293–298, 22 April 2008.
- [6] Vokoun, David; Beleggia, Marco; Heller, Ludek; Sittner, Petr, “Magnetostatic interactions and forces between cylindrical permanent magnets”. Journal of Magnetism and Magnetic Materials 321 (22): 3758–3763, 2009.
- [7] D. S. Shu’aibu and, S. S. Adamu, Design, “Development and Testing of an Electromagnet for magnetic levitationsystem”, Bayero University, Kano Nigeria, 2015.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 04.03.2016 <u>Kabul/Accepted</u> 06.07.2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.327098	

Pantograf-katener sistemler için bulanık mantık tabanlı belirlenen pantograf modeli kullanılarak ark tespiti yaklaşımı

Orhan Yaman¹, Ebru Karaköse², İlhan Aydın³, Mehmet Karaköse*⁴, Erhan Akın⁵

ÖZ

Elektrikli trenler, günümüzde yaygın olarak kullanılan, önemli bir ulaşım türüdür. Diğer ulaşım türleri ile karşılaştırıldığında elektrikli trenlerin güç tüketimi ve çevre kirliliğine olan etkisi daha azdır. Ayrıca konfor ve güvenlik gibi birçok avantajı vardır. Elektrikli trenlerde kullanılan en önemli bileşenlerden biri pantograf katener sistemidir. Pantograf katener sistemi, demiryolu hattı boyunca bulunan katener sistemi ve lokomotif üzerinde bulunan pantograf sisteminden oluşmaktadır. Lokomotifin ihtiyaç duyduğu elektrik enerjisi pantograf üst bölgesi ile katener telinin teması sonucunda sağlanmaktadır. Temas sırasında birçok nedenden dolayı arklar oluşmaktadır. Oluşan arklar elektrik enerjisinin sağlıklı aktarılmasını engellemektedir. Lokomotifin sağlıklı bir şekilde çalışabilmesi için elektrik enerjisinin sürekli alınabilmesi gerekmektedir. Bu nedenle pantograf katener sistemi elektrikli trenler için oldukça kritik bileşenlerdir. Bu çalışmada, pantograf katener sistemi için model ve ark tespiti için yeni bir yöntem önerilmektedir. Görüntü işleme ve bulanık mantık tabanlı bu yöntemde, birçok farklı türde pantograf sisteminin görüntüsü kullanılmıştır. Kullanılan görüntüler üzerinde Canny kenar çıkarımı yapıldıktan sonra Hough dönüşümü ile doğrular elde edilmektedir. Elde edilen doğruların bazı özellikleri bulanık mantığın giriş verileri olarak kullanılmaktadır. Bulanık mantık sonucunda pantograf sisteminin modeli tespit edilmektedir. Tespit edilen pantograf modeli kullanılarak pantograf temas bölgesinde oluşan arklar tespit edilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Pantograf-Katener sistemi, Pantograf model tespiti, Pantograf ark tespiti, görüntü işleme, bulanık mantık.

Arc detection approach using fuzzy logic based pantograph model for pantograph-catenary systems

ABSTRACT

Electric trains are now widely used, is an important transport modes. Compared with other types of transportation, the effect of an electric train power consumption and environmental pollution are less. There are also many advantages such as comfort and safety. One of the most important tools used in the electric train is pantograph catenary system. Pantograph catenary system consists of two parts. a catenary system along the railway line and the pantograph system consists placed on the locomotive. The locomotive's electrical energy needs are provided as a result of contact with the upper region of the pantograph and catenary wire. Arcs can occur for many reasons during the contact. The arcing in the electrical energy in a healthy way hinders the transfer. Locomotive must be received continuous electrical energy to function in a healthy way. Therefore, the pantograph catenary system are quite critical components for electric railway. In this study, a new method to model and arc detection for pantograph catenary system is proposed. In this image processing and fuzzy logic based method, images of many different types of pantograph system are used. After Canny edge extraction on the images, the lines are obtained by the Hough transform. Some properties of the obtained lines are used as input data to fuzzy logic. Model of the pantograph system is determined as a result of fuzzy logic. The arcing at the contacts of the pantograph is determined using the pantograph model.

Keywords: Pantograph-catenary system, Pantograph model detection, Pantograph arc detection, image processing, fuzzy logic.

¹ Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, orhanyaman@firat.edu.tr

² Fırat Üniversitesi, Sivil Havacılık Yüksek Okulu, cozbay@firat.edu.tr

³ Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, iaydin@firat.edu.tr

* Sorumlu Yazar / Corresponding Author

⁴ Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, mkarakose@firat.edu.tr

⁵ Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, eakin@firat.edu.tr

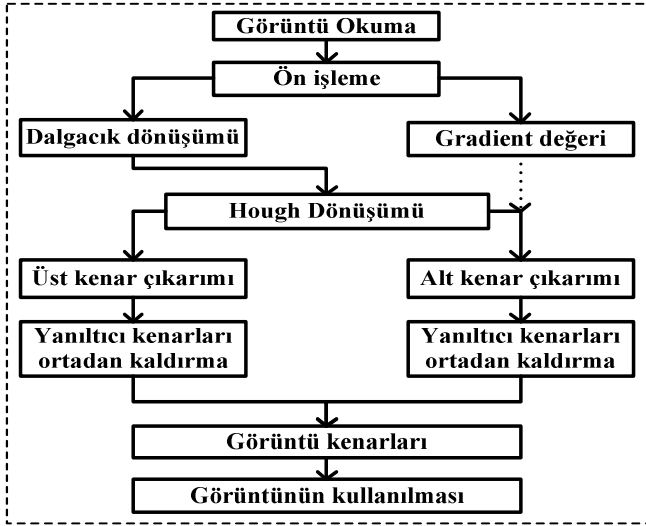
1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Güvenilir bir ulaşım türü olan demiryolu ulaşımı, son yıllarda elektrikli trenlerin gelişmesiyle birlikte daha da avantajlı duruma gelmiştir. Elektrikli trenler, ihtiyaç duydukları enerjiyi elektrik hattından aldıkları için diğer ulaşım araçlarına göre düşük maliyetlidir [1,2]. Ayrıca bu trenlerin elektrikle çalışması çevre kirliliğini önlemektedir. Elektrikli trenin hareketi süresince pantograf katener sistemi birbiriyle etkileşim halindedir. Pantograf üst şeridi ile katener temas teli birbirine temas ederek elektrik enerjisini aktarmaktadır. Bu aktarma işleminin sürekliliğinin sağlanması için pantograf katener sistemi önemlidir. Fakat bazı çevre şartları ya da pantograf katener sisteminde oluşan küçük arızalardan dolayı elektrik aktarılması sırasında kesintiler oluşmaktadır. Bu kesintilerin önlenmemesi durumunda daha büyük arızalar oluşarak ulaşımın aksaması, maliyetli bakımlar ve güvenliği tehdit eden unsurlar ortaya çıkabilir. Mevsim şartlarından dolayı katener telinde oluşan buz katmanları, sistemin yanlış yapılandırılması, aşırı sürtünme ve ark oluşumu gibi nedenlerden dolayı büyük arızaları oluşabilir [3]. Bu arızaların erken teşhis edilmesi durumunda daha büyük arızalar oluşmaktadır. Bu nedenle bütün elektrikli sistemlerde olduğu gibi pantograf katener sistemlerde de erken arıza teşhisi oldukça önemlidir.

Pantograf katener sisteminde oluşan arızaların tespit edilmesi için genel olarak iki farklı yöntem bulunmaktadır [4]. Akım gerilim tabanlı arıza teşhis yönteminde pantograf katener sistemde kullanılan elektriğin akım ve gerilim sinyalleri analiz edilerek arıza teşhisi yapılmaktadır [5-8]. Bu arıza teşhis yönteminde pantograf temas bölgesinde oluşan ark arızaları gibi bazı arızalar tespit edilmektedir. Akım ve gerilim sinyallerinin elde edilebilmesi için lokomotifin üzerine bir sistem kurulması gerekmektedir. Ayrıca bu sistemin kurulumu zor olmakla birlikte uzman kişilerin çalışması gerekmektedir. Bu nedenle maliyetli bir arıza tespit yöntemidir. Diğer bir arıza tespit yöntemi ise görüntü işleme tabanlı arıza tespitidir [9-11]. Bu yöntemde, lokomotifin üzerine yerleştirilen kameralardan gerçek zamanlı görüntüler alınarak pantograf katener sistemi analiz edilmektedir. Bu yöntem kullanılarak ark oluşumu gibi birçok arıza tespiti yapılmaktadır. Ayrıca görüntü işleme tabanlı yöntemler

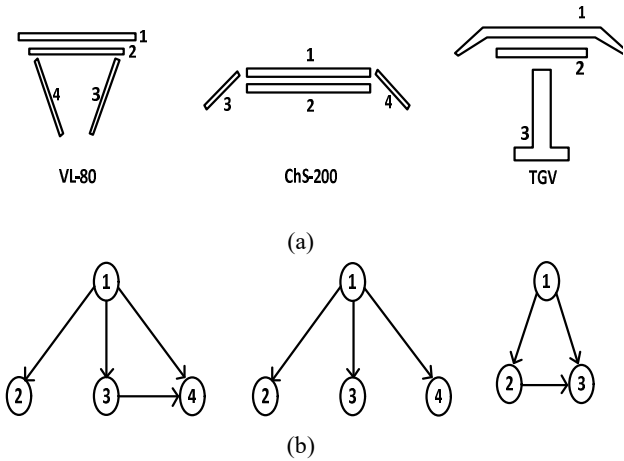
kullanılarak pantograf yüksekliğinin ölçülmesi, katener temas telinin takip edilmesi gibi yöntemler geliştirilmektedir.

Günümüzde, pantograf katener sistemler için birçok çalışma mevcuttur. Bu çalışmaların büyük çoğunluğu arıza tespiti için yeni yöntemler önermektedir. Genellikle arkım gerilim tabanlı ve görüntü işleme tabanlı arıza tespit yöntemleri kullanılmaktadır. Ayrıca model tabanlı yöntemler kullanılarak pantograf katener sisteminin akım ve gerilim sinyalleri ile birlikte arıza tespiti yapılmaktadır. Matvejevs ve diğ [12]. Pantograf ve katener sistemin model yapısını oluşturarak pantograf sistemin aktif ve pasif kontrolünü gerçekleştirmiştir. Liu ve diğ [13]. Pantograf katener sisteminde oluşan ark arızalarının tespit edilmesi için bir yöntem önermiştir. Mayr ark model kullanarak pantograf sisteminde oluşan arkları modellemiştir. Modelleme sonucunda pantograf sistemde oluşan arkları tespit etmektedir. Görüntü işleme tabanlı arıza tespit yöntemleri düşük maliyetli ve kurulumu kolay yöntemlerdir. Hamey ve diğ [14]. Pantograf sisteminin incelenmesi için görüntü işleme tabanlı bir yöntem önermiştir. CCD kameralar kullanarak pantograf sisteminin görüntüsünden segmentasyon yöntemi kullanarak pantograf sisteminin karbon şeridinde oluşan arızaları tespit etmektedir. Li ve diğ. [15] pantograf temas bölgesinde oluşan aşınmayı algılamak için görüntü işleme algoritması sunmaktadır. Görüntü içinde kenarları elde etmek için dalgacık dönüşümü ve Hough dönüşümü kullanarak pantograf temas şeridinin alt ve üst kenarlarını elde etmiştir. Literatürde önerilen bu yöntemin akış şeması Şekil 1'de verilmektedir. Literatürde yapılan bu çalışmada, sadece pantograf üst bölgesinin görüntüsü kullanılmıştır. Önerilen yöntem bütün pantograf görüntüsü ve farklı türde pantograflar için gerçekleştirilmemiştir. Ayrıca önerilen bu yöntem gerçek zamanlı bir sistem üzerinde gerçekleştirilmemiştir.



Şekil 1. Literatürde kullanılan yöntemin akış şeması [15]. (Flow diagram of the used method in literature [15])

Boguslavskii ve diğ [16]. Bilgisayarlı görme yöntemleriyle pantograf geometrik model tespiti için gerçek zamanlı bir yöntem önermiştir. Farklı türde pantograf görüntüleri kullanılarak her bir pantograf türü için bir model yapı oluşturmuştur. Oluşturulan model yapı ile birlikte graf yöntemi kullanılarak pantografin üst ve yan bölgelerini tespit etmektedir. Önerilen yöntemde kullanılan pantograf modelleri ve graf yapıları Şekil 2’de verilmektedir.



Şekil 2. Literatürde kullanılan pantograf modelleri ve graf yapıları [16]. (a) Pantograf modelleri (b) Graf yapıları (Pantograph models and graph structures used in literature [16] (a)Pantograph models (b) Graph structures)

Şekil 2’de verilen graf yapılarında her üç graf için de öncelikle pantograf üst bölgesi tespit edilmektedir. Daha sonra pantograf yan bölgeleri tespit edilerek pantograf bölgelerini belirlemektedir. Literatürde kullanılan algoritmanın sözde kodu Şekil 3’te verilmektedir.

Algoritma:	
1	İkili tabanlı görüntünün kopyalanması
2	Kenar elemanlarına karşılık gelen piksel sayısını belirle ve pikselleri işlenmemiş olarak işaretle
3	while (Görüntü işlenmemiş pikseller içeriyorsa)
4	Geçerli bölüm olarak belirtilen bir kenar tespit edilir
5	Geçerli bölüm artırılır
6	Geçerli bölüm çıkış veri setine depolanır
7	Geçerli bölüme ait pikseller görüntüde çıkarılır
8	İşlenmemiş piksel sayısını azalt
9	İşlem süresini kontrol et
10	end

Şekil 3. Literatürde kullanılan yöntemin sözde kodu [16]. (Pseudocode of method used in literature [16])

Literatürde yapılan bu çalışmada, pantograf üst doğrusu tespiti 1,6ms, alt doğru tespiti 1,5ms ve toplamda başarılı izleme süresi 3,1ms dir. Başarılı tespit etme oranı ise %83’tür. Boguslavskii ve arkadaşlarının [16] yaptığı bu çalışma önerilen yöntem ile Tablo 4’te karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonucunda önerilen yöntemin daha yavaş ama başarı oranının daha yüksek olduğu tabloda görülmektedir.

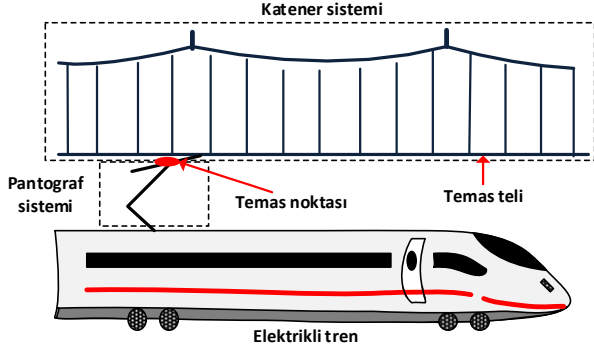
Sacchi ve diğ [17]. Pantograf sisteminde oluşan arızaları tespit etmek için görüntü işleme tabanlı bir yöntem önermiştir. Farklı türde pantografların üstten görüntülerini kullanarak pantograf üst bölgelerini tespit etmektedir. Pantograf temas bölgelerini inceleyerek oluşan arızaları tespit etmektedir.

Bu çalışmada, pantograf katener sistemlerde model tespiti ve ark tespiti için bulanık mantık ve görüntü işleme tabanlı bir yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntemde öncelikle farklı tür pantograflardan alınan görüntüler kullanılarak kenar çıkarımı ile pantograf doğruları elde edilmiştir. Hough dönüşümü ile elde edilen bütün doğruların özellikleri bir bulanık mantık ile birlikte kullanılarak pantograf üst ve yan doğruları tespit edilmektedir. Tespit edilen yan doğruları kullanılarak pantograf modeli belirlenmektedir. Ayrıca pantograf üst doğruları kullanılarak pantograf temas yüzeyinde oluşan arklar tespit edilmektedir. Böylece ark tespiti için görüntü üzerinde sadece belirli bir alan incelenmektedir.

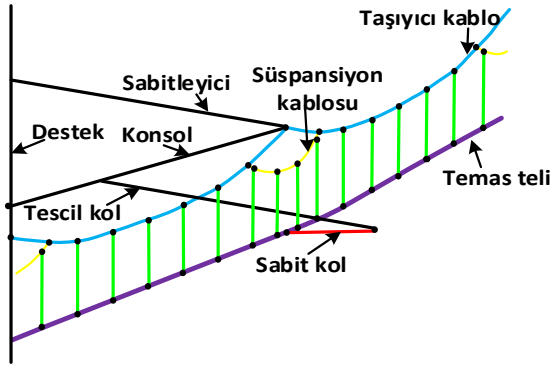
2. PANTOGRAF KATENER SİSTEMLER (PANTOGRAPH CATENARY SYSTEMS)

Pantograf katener sistemi elektrikli trenler için en önemli sistemlerden biridir. Elektrikli trenlerin ihtiyacı olan elektrik enerjisini pantograf katener sisteminden sağlamaktadır [2]. Pantograf sistemi, lokomotifin üzerinde bulunarak katener

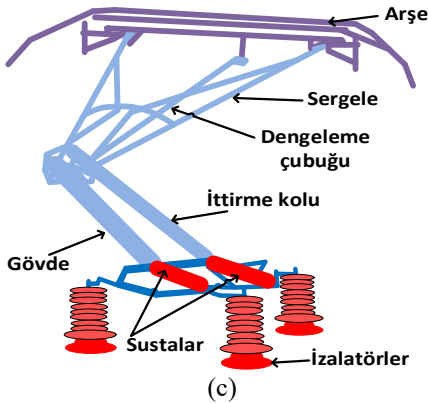
sisteminden aldığı elektrik enerjisini lokomotifle iletmektedir. Katener sistemi ise demiryolu hattı boyunca sabit olup trafo merkezinden alınan elektrik enerjisini pantograf sistemine iletmektedir. Şekil 4'te örnek bir pantograf katener sistemine ait görüntüler verilmiştir.



(a)



(b)



(c)

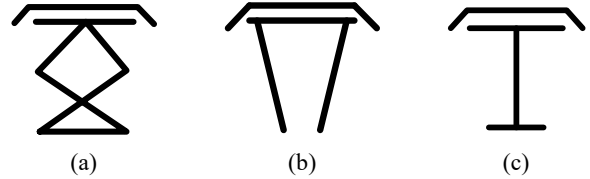
Şekil 4. (a) Örnek pantograf katener sistemi (b) Katener sistemi (c) Pantograf sistemi ((a) Sample pantograph catener systems (b) Catener systems (c) Pantograph systems)

Pantograf katener sistemlerde oluşan arızalar demiryolu ulaşımının aksamasına neden olduğundan oluşan arızaların erken teşhis edilmesi oldukça önemlidir. Günümüzde pantograf katener sistemlerde oluşan arızaların erken teşhisi için gerçek zamanlı kontrol ve takip yöntemleri geliştirilmektedir. Pantograf katener sistemi gerçek zamanlı izlenerek oluşan arızalar erken

teşhis edilmektedir. Pantograf katener sistemlerde görüntü işleme tabanlı arıza teşhis yöntemleri yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biridir. Literatürde yapılan çalışmalar taranarak pantograf katener sistemlerin durum izleme ve arıza tespitinde kullanılan sensörler, tespit edilen arıza türleri, arıza tespit yöntemleri incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Tablo 1'de verilmiştir.

3. ÖNERİLEN MODEL VE ARK TESPİT YÖNTEMİ (PROPOSED MODEL AND ARC DETECTION METHOD)

Bu çalışmada bulanık mantık kullanılarak pantograf görüntüsü üzerinde model ve ark tespiti yapılmaktadır. Pantograf katener sistemlerde birçok farklı türde pantograf modelleri bulunmaktadır. Bu modeller kullanılan elektrikli trenlerin türlerine göre farklılık göstermektedir. Bu çalışmada genel olarak üç farklı türde pantograf modeli kullanılmaktadır. Kullanılan pantograf modelleri Şekil 5'te verilmektedir.

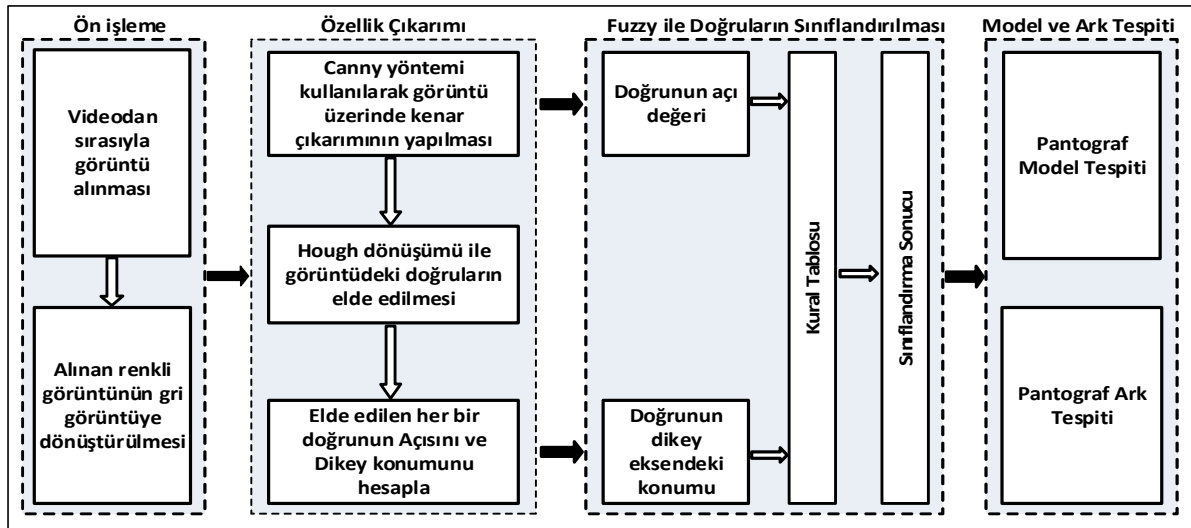


Şekil 5. Pantograf türleri (a) Chs-200 (b) VL-80 (c) TGV (Pantograph types (a) Chs-200 (b) VL-80 (c) TGV)

Şekil 5'te verilen pantograf türleri kullanılarak pantograf model tespiti yapılmaktadır. Günümüzde kullanılan demiryolu araçlarının türlerine göre pantograf katener türleri geliştirilmektedir. Pantograf katener sistemlerde pantograf modellerinin belirlenmesi gerekirse temel olarak üç farklı model bulunmaktadır. Pantograf türleri genellikle Şekil 5'te verilen pantograf modellerine benzerlik göstermektedir. Bu nedenle bu çalışmada çoğu pantograf modelini temsil eden üç farklı model kullanılmıştır. Şekil 5.a'da verilen pantograf modeli 86-sınıfı ve 87-sınıfı lokomotiflerde yaygın olarak kullanılmaktadır. En çok kullanılan pantograf türü Şekil 5.b'de verilen ve 1970 yıllarında geliştirilen BR/Brecknell modelidir. Şekil 5.c'de verilen pantograf modeli 25 kV lokomotiflerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada pantograf model ve ark tespiti için önerilen yöntemin blok şeması Şekil 6'da verilmektedir.

Tablo 1. Arıza ve arıza tespit yöntemlerinin sınıflandırılması (Classification of fault and fault detection methods)

Kullanılan sensörler	Arıza	Kullanılan yöntem
Akım ve gerilim	<ul style="list-style-type: none"> Pantograf arkından bir tahrik sistemindeki dc bileşenlerin analizi Ark arızaları 	<ul style="list-style-type: none"> Parametrelerin deneysel analizi Destek vektör makineleri Bulanık mantık
Normal ve Termal Video görüntüsü	<ul style="list-style-type: none"> Pantograf ile temas telinin pozisyonunun belirlenmesi ve ikisi arasındaki etkileşim Pantograf şeridinin durumunun izlenmesi Temas telinin temas performansı Temas performansının değerlendirilmesi Temas telinin yüksekliğinin tespiti Aşırı sürtünme, yanlış statik temas kuvveti 	<ul style="list-style-type: none"> Kenar çıkarımı ve yapısal geometrik modelleme Kenar çıkarımı Temas kuvvetinin analizi Yapay sinir ağı ile temas teli yüksekliğinin tespiti Watershed segmentasyon yöntemi Otsu segmentasyon yöntemi Diğer segmentasyon yöntemleri Hough dönüşümü Line Segment Detection Mean shift nesne takip algoritması Otsu segmentasyon yöntemi
Ark modelleme	<ul style="list-style-type: none"> Temas telinin performansı 	<ul style="list-style-type: none"> Ark akım ve gerilimi
Modelleme	<ul style="list-style-type: none"> Üst temas telinin analizi 	<ul style="list-style-type: none"> Sinyal işleme
Video görüntüsü	<ul style="list-style-type: none"> İletim tellerinin analizi 	<ul style="list-style-type: none"> Dalgacık analizi
Akım Mikrografik görüntü	<ul style="list-style-type: none"> Pantograf şeridi ve temas telinin aşınmaları ve sürtünmelerin tespiti 	<ul style="list-style-type: none"> Sinyal ve spektrum analizi



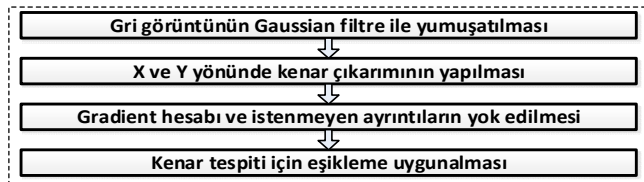
Şekil 2. Önerilen model ve ark tespiti yöntemi için kullanılan blok diyagramı (Proposed model and block diagram using for arc detection method)

Şekil 6'da verilen blok şemasında ön işleme, özellik çıkarımı, fuzzy ile doğruların sınıflandırılması, model ve ark tespiti olmak üzere dört farklı temel adımdan oluşmaktadır. Ön işleme adımında önerilen yöntemde kullanılan pantograf videolarından sırasıyla görüntü alınmaktadır. Alınan renkli görüntüler gri görüntü formatına dönüştürülerek görüntü işleme için uygun duruma getirilmektedir. Özellik çıkarımı adımında gri görüntü üzerinde Canny kenar çıkarım yöntemi uygulanarak pantograf görüntüsünün kenarları elde edilmektedir. Elde edilen kenar çıkarım görüntüsü üzerinde Hough dönüşümü uygulanarak görüntüde bulunan doğrular tespit edilmektedir.

Tespit edilen doğruların açı değeri ve dikey eksenindeki konumu elde edilmektedir. Fuzzy ile doğruların sınıflandırılması adımında görüntü üzerinde bulunan doğruların özellikleri bulanık sistemin girişine verilerek bulanık sistemin çıkışında sonuçları elde edilmektedir. Sınıflandırma sonucunda görüntü üzerinde bulunan doğruların pantograf üst doğrusu, pantograf yan doğrusu veya geçersiz doğru olmak üzere üç farklı sonuç elde edilmektedir. Elde edilen bu sonuçlarda geçersiz doğrular önerilen yöntemde kullanılmamaktadır. Böylece önerilen yöntemin başarı oranı arttırılmaktadır. Model ve ark tespiti adımında ise pantograf üst ve yan

doğruları kullanılarak pantografin modeli ve temas bölgesinde oluşan arklar tespit edilmektedir.

Bu çalışmada özellik çıkarımı adımında kullanılan Canny kenar çıkarım yöntemi kenar çıkarım algoritmaları içerisinde en yaygın olarak kullanılan algoritmadır. Bir görüntüde bulunan kenarlar, kenar bölgelerinde bulunan piksel değerlerinin ani değişmesi olarak tanımlanmaktadır. Kenar çıkarım yöntemleri görüntü işleme uygulamalarında özellik çıkarımı için oldukça önemlidir [18,19]. Canny kenar çıkarım algoritması çok aşamalı olarak gerçekleşen bir kenar çıkarım algoritmasıdır ve diğer kenar çıkarım algoritmalarına göre daha iyi sonuç vermektedir [20]. Canny kenar çıkarım algoritmasının genel akış şeması Şekil 7’de verilmektedir.



Şekil 3. Canny kenar çıkarım algoritmasının akış şeması (Flow diagram of Canny edge detection algorithm)

Şekil 7’de verilen Canny kenar çıkarım algoritmasının akış şemasında dört temel adım bulunmaktadır. Gri görüntünün Gaussian filtreleme ile yumuşatılması adımında öncelikle görüntü gri formata dönüştürülmektedir. Renkli bir görüntünün matrislerinin gri formatı görüntü matrislerine dönüştürülmesi denklem 1’de verilmektedir.

$$f(i, j) = R(i, j) * 0,2989 + G(i, j) * 0,5870 + B(i, j) * 0,1140 \quad (1)$$

Denklem 1’ de kullanılan $f(i, j)$ gri seviyeli görüntü matrisini, $R(i, j)$ red görüntü matrisini, $G(i, j)$ green görüntü matrisini ve $B(i, j)$ blue görüntü matrisini ifade etmektedir. Elde edilen gri formattaki görüntüye gaussian filtresi uygulanarak görüntüde yumuşatma işlemi yapılmaktadır. Gauss filtresinde 5×5 boyutunda bir gaussian maskesi kullanılmaktadır. Gaussian maskesi denklem 2’de verilmektedir.

$$Fg = \begin{bmatrix} 2 & 4 & 5 & 4 & 2 \\ 4 & 9 & 12 & 9 & 4 \\ 5 & 12 & 15 & 12 & 5 \\ 4 & 9 & 12 & 9 & 4 \\ 2 & 4 & 5 & 4 & 2 \end{bmatrix} * \frac{1}{159} \quad (2)$$

Gaussian filtre uygulanarak görüntü yumuşatma işlemi yapılmıştır. Bu işlemin ardından görüntünün X ve Y yönünde kenar çıkarımı yapılmaktadır. Bu aşamada Sobel matrisleri kullanılarak X ve Y yönünde kenar çıkarımı yapılmaktadır. Bu adımda kullanılan S_x ve S_y sobel matrisleri denklem 3’te verilmektedir.

$$S_x = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad S_y = \begin{bmatrix} -1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Elde edilen görüntü matrisleri üzerinde gradient büyüklüğü hesaplanarak belirli açı sınırlamalarına göre görüntü oluşturulmaktadır. Her piksel için hesaplanan gradient büyüklüğü denklem 4’te verilmektedir.

$$G(i, j) = \sqrt{G_x(i, j)^2 + G_y(i, j)^2} \quad (4)$$

Denklem 4’te her piksel için gradient büyüklüğü hesaplandıktan sonra her pikselin açı değeri denklem 5’te ki gibi hesaplanmaktadır.

$$\alpha(i, j) = \tan^{-1} \frac{G_y(i, j)}{G_x(i, j)} \quad (5)$$

Denklem 5’te hesaplanan açı değerleri dikkate alınarak özel açı olmayan açı değerleri kullanılmayarak istenmeyen ayrıntılar yok edilmektedir.

Kenar tespiti için eşikleme uygulanması adımında ise elde edilen görüntünün ikili formatta bir görüntüye dönüştürülmesi için eşikleme işlemi yapılmaktadır. Bu eşikleme sonucunda görüntüde bulunan kenarlar belirgin bir şekilde görülmektedir. Ayrıca pantograf katener sistemlerde görüntü üzerinde eşikleme yapılarak özellik çıkarımı da yapılmaktadır [20].

Kenar çıkarımı işleminden sonra görüntüde bulunan doğruları elde etmek için Hough dönüşümü kullanılmaktadır. Hough dönüşümü genellikle kenar çıkarımı yöntemleriyle birlikte kullanılarak görüntü üzerinde geometrik modellerin tespit edilmesinde kullanılmaktadır [21]. Hough dönüşümü, kenar bilgisi elde edilmiş imgeler üzerine uygulanmaktadır [22]. Yöntem imge uzayındaki bilgiyi parametre uzayına taşıyarak şekil bulma problemini bir yoğunluk bulma problemine dönüştürür. Hough dönüşümü, şekli tespit edebilmek için görüntü üzerindeki noktaların yan yana veya bağlantılı olmalarını gerektirmemektedir. Önerilen yöntemde kullanılan Hough dönüşümünün sözde kodu Şekil 8’de verilmektedir.

Algoritma:	
1	Image ← İkilik görüntü kenar çıkarımı görüntüsü
2	Sutun ← Image'nin piksel genişliği
3	Satir ← Image'nin piksel yüksekliği
4	for i=1:Sutun
5	for j=1:Satir
6	if (Image(i,j) bir kenar çıkarım pikseli ise)
7	for $\theta=0:\theta_{max}$
8	$r = \text{Sutun} * \cos(\theta) + \text{Satir} * \sin(\theta)$
9	$r = \text{round}(r)$
10	$H(\theta,r) = H(\theta,r)+1$
11	end
12	end
13	end
14	end

Şekil 4. Hough dönüşümün sözde kodu (Pseudocode for Hough transform)

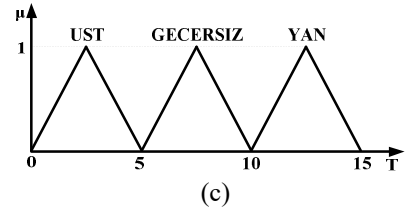
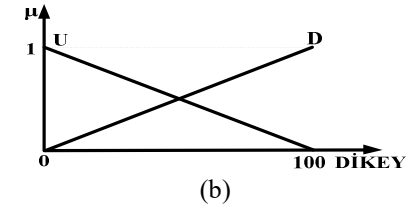
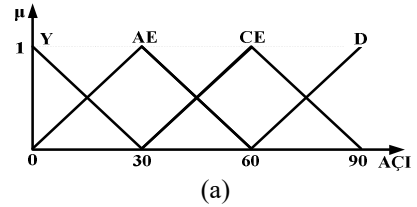
Şekil 8'de verilen Hough dönüşümün sözde kodunda öncelikle kenar çıkarım sonucunda elde edilmiş ikilik tabanlı bir görüntü kullanılmaktadır. Düz doğrular denklem 6'da ki gibi ifade edilmektedir.

$$y = mx + n \quad (6)$$

Bu denklemde herhangi bir düz doğruyu belirtmek için iki parametreye sahiptir. Bu parametreler eğim (m), ve kesişim noktası (n)'dir. Düz doğrular parametre uzayında bir nokta (m,n) olarak gösterilir. Düz doğrular koordinat sistemine dönüştürülerek denklem 7'de ki gibi gösterilmektedir.

$$r = x \cos(\theta) + y \sin(\theta) \quad (7)$$

Bu denklemde orjinden en yakın vektör (r, θ) çifti ile gösterilmektedir. Pantograf görüntüsünden Hough dönüşümü ile elde edilen doğrular model ve ark tespiti için bulanık mantık ile birlikte kullanılmaktadır. Bulanık mantık, arıza teşhis uygulamalarında sınıflandırma ve karar verme işlemleri için yaygın olarak kullanılmaktadır [23, 26]. Görüntüde tespit edilen her bir doğru için özellik çıkarımı yapılmaktadır. Her bir doğru için açı değeri ve dikey eksenindeki konumu dikkate alınmaktadır. Elde edilen özellikler bulanık mantıkta giriş verisi olarak kullanılmaktadır. Pantograf görüntüsünde elde edilen bütün doğrular özellik çıkarımı için bulanık mantık ile birlikte kullanılmaktadır. Pantograf modelinde pantograf üst bölgesi ve pantograf yan bölgeleri önemlidir. Bu nedenle pantograf modelini belirlerken üst ve yan doğrular tespit edilmelidir. Önerilen yöntemde kullanılan giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları Şekil 9'da verilmektedir.



Şekil 9. Bulanık sistemde kullanılan üyelik fonksiyonları (a) Açı değeri (Y: Yatay, AE: Az Eğik, CE: Çok Eğik, D: Dikey) (b) Dikey konum (U: Yukarı, D: Aşağı) (c) Çıkış üyelik fonksiyonu (Membership functions used in fuzzy system (a) angle value (b) Vertical position (c) Output membership function)

Şekil 9'da verilen giriş üyelik fonksiyonları kullanılarak net giriş değerleri bulanık giriş değerlerine dönüştürülmektedir. Elde edilen bulanık giriş değerleri bir kural tablosuyla birlikte kullanılarak çıkarsama yapılmaktadır. Önerilen yöntem için kullanılan kural tablosu Tablo 2'de verilmektedir.

Tablo 2. Önerilen yöntemde kullanılan kural tablosu (Rule table used in proposed method)

Numara	Kural
Kural-1	Açı = Y & Dikey = U → SONUC = UST
Kural-2	Açı = Y & Dikey = D → SONUC = GECERSİZ
Kural-3	Açı = AE & Dikey = U → SONUC = GECERSİZ
Kural-4	Açı = AE & Dikey = D → SONUC = YAN
Kural-5	Açı = CE & Dikey = U → SONUC = GECERSİZ
Kural-6	Açı = CE & Dikey = D → SONUC = YAN
Kural-7	Açı = D & Dikey = U → SONUC = GECERSİZ
Kural-8	Açı = D & Dikey = D → SONUC = YAN

Tablo 2'de verilen kural tablosu kullanılarak bulanık sonuçlar elde edilmektedir. Elde edilen bulanık çıkış değerleri çıkış üyelik fonksiyonu ile kullanılarak net çıkış değerleri elde edilmektedir.

Önerilen yöntemde pantograf doğrularının türleri belirlendikten sonra geçersiz doğrular kullanılmayarak üst ve yan doğrular kullanılmaktadır. Böylece pantograf modeli belirlenirken geçersiz doğrular göz ardı edilerek daha başarılı sonuçlar elde edilmektedir. Pantograf modeli belirlenirken yan doğrular

kullanılmaktadır. Elde edilen her bir yan doğrunun eğimleri dikkate alınarak pantograf modeli belirlenmektedir.

Önerilen yöntemde ayrıca bulanık mantık sonucunda elde edilen üst doğrular kullanılarak pantograf temas bölgesinde oluşan arklar tespit edilmektedir. Fuzzy ile sınıflandırma işleminin ardından elde edilen pantograf üst doğrusu kullanılarak görüntü üzerinde pantograf üst bölgesi tespit edilmektedir. Daha sonra pantograf üst bölgesine Otsu yöntemi uygulanarak pantograf temas bölgesinde oluşan arklar tespit edilmektedir.

Otsu yöntemi görüntü üzerinde yapılan bir threshold işlemdir. Görüntü üzerinde piksellerin yoğunluğu dikkate alınarak eşikleme yapılmaktadır [27,28]. Şekil 10'da Otsu yönteminin sözde kodu verilmektedir.

Algoritma:	
1	Görüntü üzerinde K sınıf sayısı belirlenir
2	while (En büyük σ_B^2 değeri elde edilene kadar aşağıdaki adımları tekrarla)
3	K-1 tane eşik değeri belirlenir (T_1, T_2, \dots, T_{K-1})
4	Görüntünün pikseli K farklı sınıfa bölünür (C_1, C_2, \dots, C_K)
5	Her sınıfa karşılık gelen sıfırıncı derecede birikimli momentleri hesaplanır
6	Her sınıfa karşılık gelen birinci derecede birikimli momentleri hesaplanır
7	Bütün imgelerin yoğunluk ortalaması hesaplanır
8	Eşiklenmiş imgenin sınıflar arası değişimi hesaplanır (σ_B^2)
9	end
10	Eşik değerlerini kullanarak görüntü piksellerini sınıflandır

Şekil 5. Otsu yönteminin sözde kodu (Pseudocode for Otsu method)

Şekil 10'da verilen Otsu yönteminin sözde kodunda, her sınıfa karşılık gelen sıfırıncı derecede birikimli momentleri denklem 8'de ki gibi hesaplanmaktadır.

$$\omega_k = \sum_{i \in C_k} P_i = \frac{1}{N} \sum_{i \in C_k} f_i \quad \text{for } k=1,2,\dots,K \quad (8)$$

Denklem 8'de verilen f_i değeri i gri seviyesine sahip olan toplam piksel sayısını ifade etmektedir. N değeri ise görüntü üzerinde bulunan toplam piksel sayısıdır. Birinci derece birikimli momentleri ise denklem 9'da ki gibi hesaplanmaktadır.

$$\mu_k = \frac{1}{\omega_k} \sum_{i \in C_k} i P_i = \frac{1}{N \omega_k} \sum_{i \in C_k} i f_i \quad \text{for } k=1,2,\dots,K \quad (9)$$

Bütün imgelerin yoğunluk ortalaması ise denklem 10'da verilmiştir.

$$\mu = \sum_{k=1}^K \omega_k \mu_k \quad (10)$$

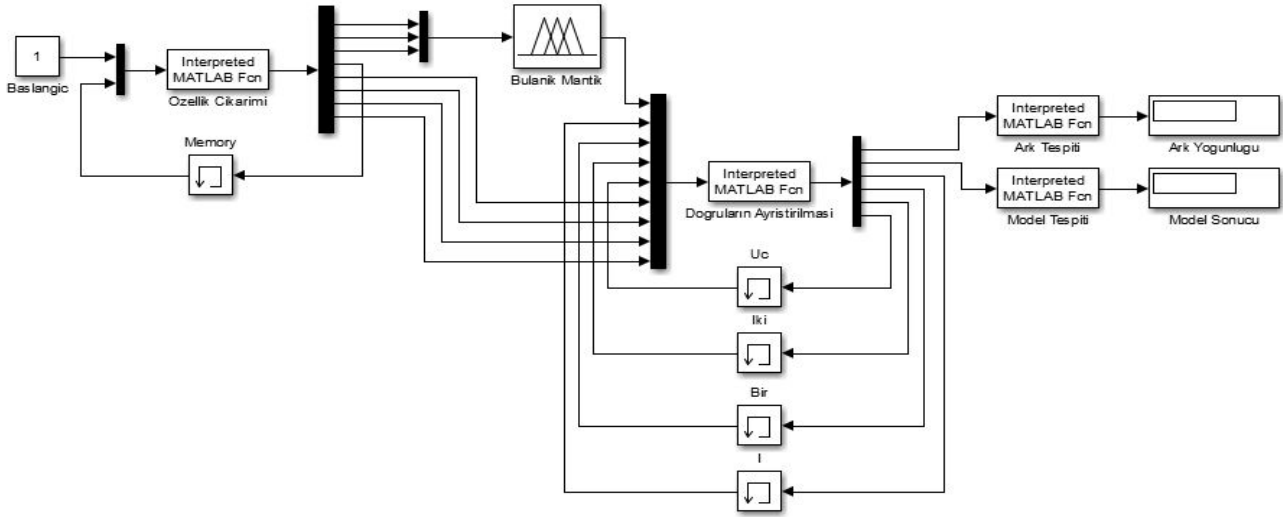
Son olarak, eşiklenmiş imgenin sınıflar arası değişimi denklem 11'de ki gibi tanımlanmıştır.

$$\sigma_B^2 = \sum_{k=1}^K \omega_k (\mu_k - \mu)^2 = \left(\sum_{k=1}^K \omega_k \mu_k^2 \right) - \mu^2 \quad (11)$$

σ_B^2 değerini en büyük yapan eşik değerleri threshold işlemi için en uygun değerlerdir. Belirlenen eşik değerler kullanılarak görüntü üzerinde uygulanmaktadır.

4. DENEYSEL SONUÇLAR (EXPERIMENTAL RESULTS)

Bu çalışmada bulanık mantık tabanlı pantograf model ve ark tespiti yöntemi için birçok farklı pantograf görüntüsü kullanılmaktadır. Pantograf model ve ark tespiti için önerilen yöntem MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Pantograf görüntülerinden Canny kenar çıkarımı ve Hough dönüşümü kullanılarak doğrular elde edilmiştir. Elde edilen doğruların özellikleri kullanılarak bir bulanık sistem ile birlikte kullanılarak pantograf üst ve yan doğruları elde edilmiştir. Elde edilen pantograf üst ve yan doğruları dikkate alınarak pantografin modeli tespit edilmiştir. Ayrıca elde edilen pantograf üst doğruları dikkate alınarak pantografin temas bölgesi tespit edilmiştir. Tespit edilen pantograf temas bölgesine Otsu yöntemi uygulanarak oluşan arklar tespit edilmektedir. Önerilen model ve ark tespiti yönteminde kullanılan Simulink modeli Şekil 11'de verilmektedir.



Şekil 6. Önerilen model ve ark tespiti yönteminde kullanılan MATLAB/Simulink modeli (MATLAB/Simulink model used in proposed model and arc detection method)

Önerilen yöntemde kullanılan Simulink modelinde Özellik Çıkarımı bloğunda görüntülerden özellik çıkarımı yapılmaktadır. Canny kenar çıkarım algoritması ve Hough dönüşümü uygulanarak görüntü üzerinde bulunan doğrular tespit edilmektedir. Tespit edilen doğrular üç girişli bir çıkışlı Bulanık Mantık bloğunda kullanılarak doğrular üzerinde sınıflandırma yapılmaktadır. Doğruların Ayrıştırılması bloğunda ise sınıflandırılmış pantograf doğruları ile bu doğruların özellikleri birleştirilerek Model Tespiti ve Ark Tespiti bloklarına gönderilmektedir. Model tespiti bloğuna gelen pantograf doğrularının özellikleri kullanılarak pantograf modeli tespit edilmektedir. Elde edilen sonuç Model Sonucu bloğunda görüntülenmektedir. Ark Tespiti bloğunda ise pantograf üst doğruları kullanılarak temas bölgesinde oluşan arkların yoğunluğu tespit edilmektedir. Elde edilen sonuç Ark Yoğunluğu bloğunda görüntülenmektedir.

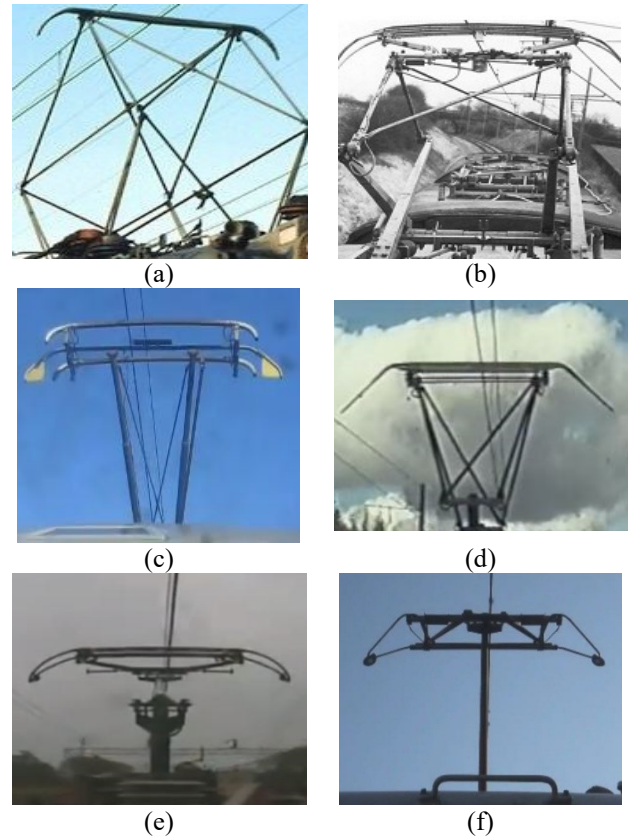
4.1. Önerilen Model Tespiti Yöntemi için Uygulama Sonuçları (EXPERIMENTAL RESULTS FOR PROPOSED MODEL DETECTION METHOD)

Önerilen yöntemde pantograf görüntülerinden pantograf modellerinin belirlenmesi için altı farklı pantograf görüntüsü kullanılmıştır. Kullanılan pantograf görüntüleri Şekil 12’de verilmiştir.

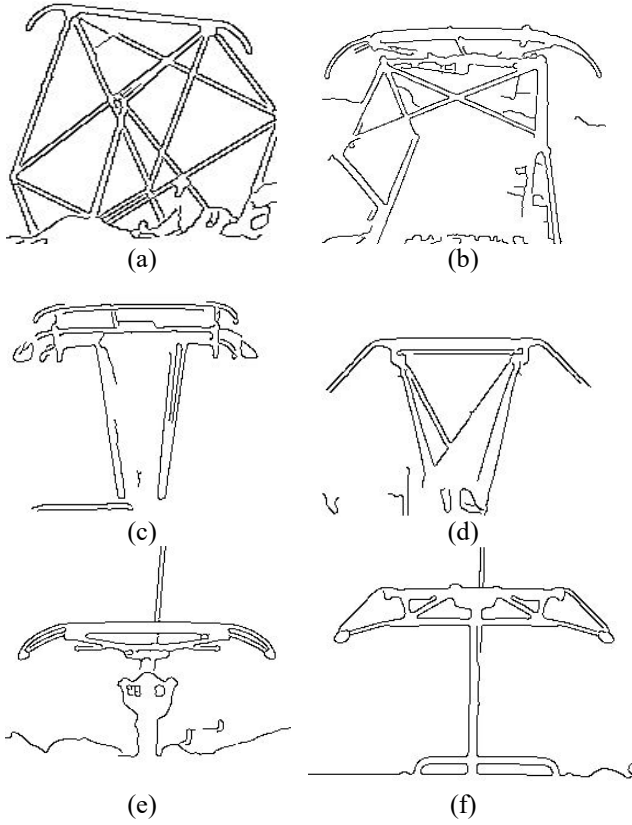
Şekil 12’de verilen farklı türde pantograf görüntüleri kullanılarak bütün pantograf görüntüleri için model tespiti yapılmaktadır. Öncelikle kullanılan görüntüler gri formata dönüştürülerek Canny kenar çıkarımı için uygun hale getirilmiştir. Daha sonra Canny kenar

çıkarımı yapılmaktadır. Önerilen yöntemde kullanılan görüntülerin kenar çıkarımı sonucunda elde edilen görüntü Şekil 13’te verilmiştir.

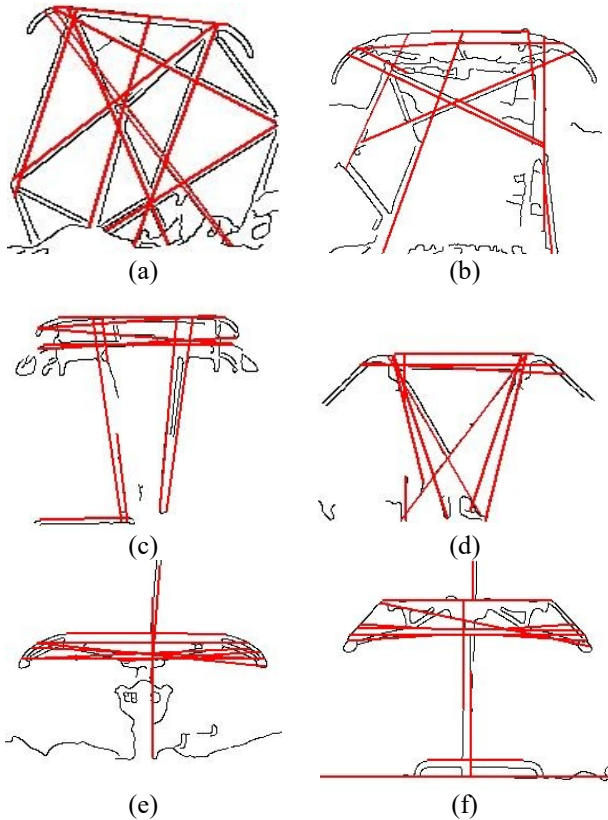
Şekil 13’te verilen kenar çıkarım sonucunda elde edilen görüntüler verilmiştir. Kenar çıkarımı sonucunda elde edilen görüntüler Hough dönüşümü ile birlikte kullanılarak görüntüler üzerindeki doğrular tespit edilmektedir. Tespit edilen doğrular kırmızı renk ile çizdirilerek doğrular daha belirgin bir olarak Şekil 14’te verilmiştir.



Şekil 12. Pantograf model tespiti için kullanılan görüntüler (Images used for pantograph model detection)

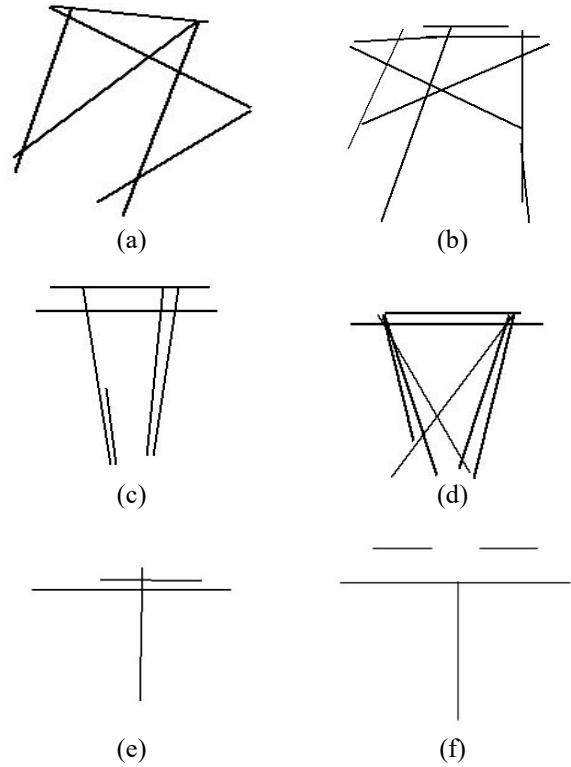


Şekil 13. Pantograf model tespiti için kullanılan görüntülerin kenar çıkarım sonuçları (Edge detection results of images used for pantograph model detection)



Şekil 14. Pantograf model tespiti için kullanılan görüntülerin Hough dönüşümü sonucu (Hough transform result of images used for pantograph model detection)

Şekil 14'te verilen görüntülerde kenar çıkarımı elde edilen görüntüler üzerinde Hough dönüşümü ile doğrular elde edilmiştir. Elde edilen doğruların bazıları pantograf üst ve yan doğrularını temsil ederken bazıları da farklı doğruları tespit edilmektedir. Pantograf modelini tespit edebilmek için öncelikle pantograf modelini belirleyecek doğruların kullanılması gerekmektedir. Görüntüde bulunan bütün doğruların kullanılması durumunda pantograf modelinin türü başarılı bir şekilde belirlenmeyebilir. Bu nedenle Hough dönüşümü ile elde edilen doğruların sadece pantograf üst ve yan doğrularını temsil eden doğrular kullanılmaktadır. Elde edilen doğruların açı değeri ve dikey eksendeki konumu dikkate alınarak pantograf görüntüsünde elde edilen doğruların sınıflandırılması yapılmaktadır. Yapılan sınıflandırma sonucunda elde edilen pantograf üst ve yan doğrular kullanılarak diğer doğrular ise dikkate alınmamaktadır. Şekil 15'te bulanık sistem çıkışında tespit edilen pantograf üst ve yan doğruları verilmektedir.



Şekil 15. Pantograf model tespiti için kullanılan görüntülerden pantograf üst ve yan doğruların elde edilmesi (Getting up and side lines of different type of pantograph images used for pantograph model detection)

Şekil 15’te görüldüğü gibi, bulanık sistem sonucunda pantograf görüntülerinden pantograf üst ve yan doğruları elde edilmektedir. Önerilen model tespiti yönteminde pantograf modelinin belirlenmesinde pantograf yan doğruları daha çok etkili olmaktadır. Bu nedenle pantograf yan doğruları kullanılarak modeli tespiti yapılmaktadır. Pantograf yan çizgilerinin açı değerleri dikkate alınarak pantograf model tespiti yapılmaktadır. Önerilen yöntemde kullanılan görüntülerin model tespit sonuçları ve benzerlik oranları Tablo 3’te verilmiştir.

Tablo 3. Önerilen yöntemde kullanılan görüntülerin model tespit sonuçları (Model detection results of images used in proposed model detection method)

Kullanılan görüntüler (Şekil 15)	Benzerlik Gösteren Model Türü	Benzerlik Oranı (%)
a	ChS-200	62.5
b	ChS-200	66.6
c	VL-80	100
d	VL-80	100
e	TGV	100
f	TGV	100

Tablo 3’te de görüldüğü üzere Şekil 15.a ve Şekil 15.b incelendiğinde pantograf yan doğruları diğer pantograf görüntülerindeki pantograf yan doğrularına göre açı değeri düşüktür. Ayrıca Şekil 15.e ve Şekil 15.f görüntüleri incelendiğinde aynı şekilde pantograf yan doğrularının dik olduğu görülmektedir. Bu şekilde pantograf yan doğrularının açı değerleri kullanılarak önerilen yöntemde pantograf modeli tespit edilmiştir. Önerilen yöntem sonucunda Şekil 15.a ve Şekil 15.b görüntülerinde kullanılan pantograflar “ChS-200” türündeki pantograf modeli ile daha çok benzerlik göstermektedir. Şekil 15.c ve Şekil 15.d görüntülerindeki pantograflar “TGV” türündeki pantograf modeli ile benzerlik gösterirken Şekil 15.e ve Şekil 15.f görüntüsündeki pantograflar ise “VL-80” türündeki pantograf modeli ile benzerlik göstermektedir. Önerilen yöntemde benzer bir çalışma literatürde bulunmaktadır [16]. Önerilen yöntemin farklı görüntüler kullanarak gerçekleştirilmesi sonucunda elde edilen performans analizi ve literatürde yapılan çalışmada verilen performans sonucu Tablo 4’te verilmiştir.

Tablo 4. Önerilen yöntem ile literatürün karşılaştırılması (Comparison of proposed method and the study in literature)

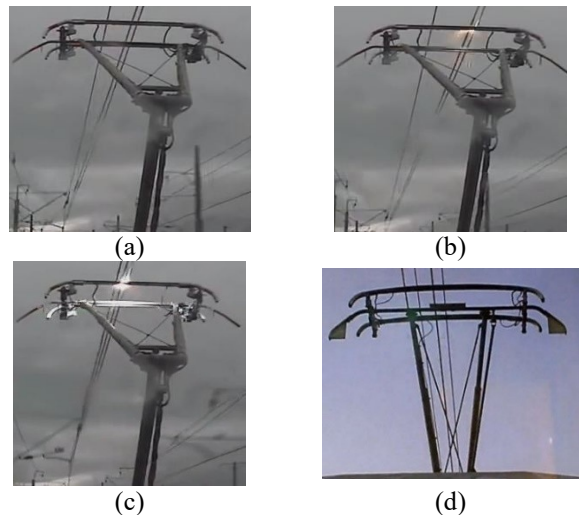
		Ortalama Süre, (ms)	Standart Sapma, (ms)	Oran (%)	Standart Sapma, (%)
Önerilen yöntem	Başarılı işleme	9.6	1.06	94	6.9
	Başarısız işleme	9.6	1.06	6	7.5
	Üst doğru tespiti	4.5	0.60	-	-
	Alt doğru tespiti	4.5	0.60	-	-
Literatürde yapılan çalışma [16]	Başarılı işleme	3.1	0.87	83	-
	Başarısız işleme	3.0	1.43	17	-
	Üst doğru tespiti	1.6	0.64	-	-
	Alt doğru tespiti	1.5	0.60	-	-

Önerilen yöntem literatürde yapılan çalışma ile karşılaştırıldığında literatürde yapılan çalışmanın daha hızlı sonuç verdiği görülmektedir. Önerilen yöntemde daha yüksek bir başarı elde edebilmek için kullanılan algoritmalarından dolayı literatürde yapılan çalışmaya göre daha yavaş sonuç vermektedir. Fakat önerilen yöntemde literatürde yapılan çalışmaya göre daha yüksek başarı oranı sağlamıştır.

4.2. Önerilen Ark Tespit Yöntemi için Uygulama Sonuçları (EXPERIMENTAL RESULTS FOR PROPOSED ARC DETECTION METHOD)

Önerilen yöntemde ark tespiti için iki farklı videodan üç farklı durumda alınan görüntüler kullanılmaktadır. Önerilen yöntem için hiç ark oluşmamış, küçük ve şiddetli ark oluşmuş

görüntüler kullanılmaktadır. Kullanılan pantograf görüntüleri Şekil 16’da verilmektedir.



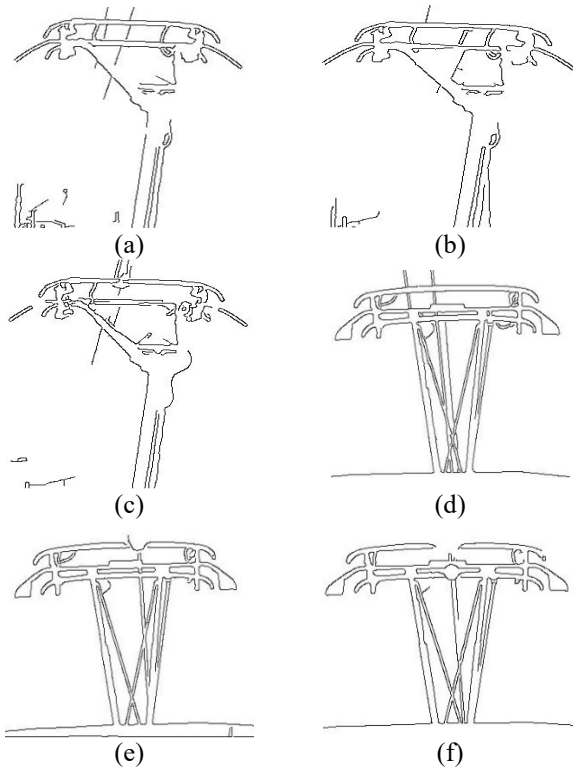


Şekil 16. Pantograf ark tespiti için kullanılan video görüntüleri (Video images used for pantograph arc detection)

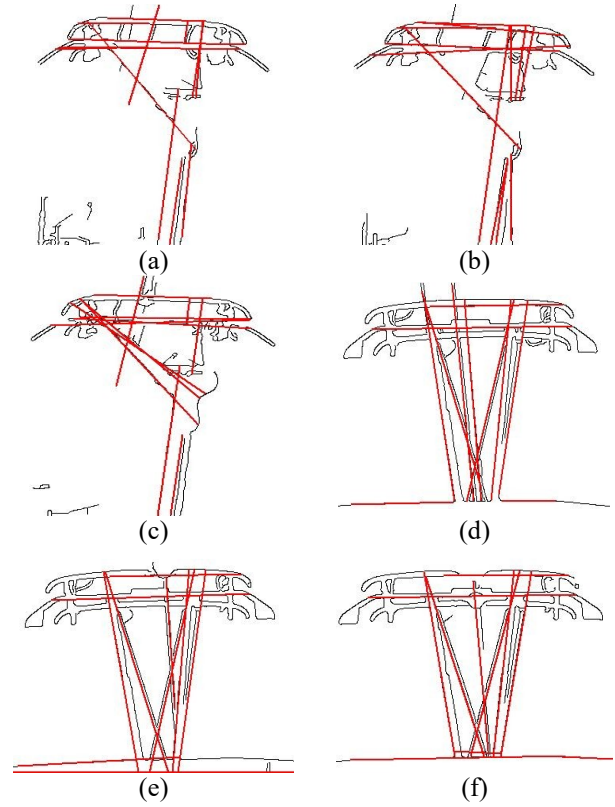
Şekil 16'da verilen pantograf görüntüleri gri görüntüye dönüştürüldükten sonra Canny kenar çıkarım yöntemi uygulanmıştır. Canny kenar çıkarım sonucunda elde edilen görüntüler Şekil 17'de verilmiştir.

Şekil 17'de verilen kenar çıkarımı yapılmış görüntüler üzerinde Hough dönüşümü yapılarak Şekil 18'de verilen görüntülerdeki gibi doğrular tespit edilmiştir. Tespit edilen doğrular kırmızı renk ile çizdirilerek belirgin bir şekilde gösterilmektedir.

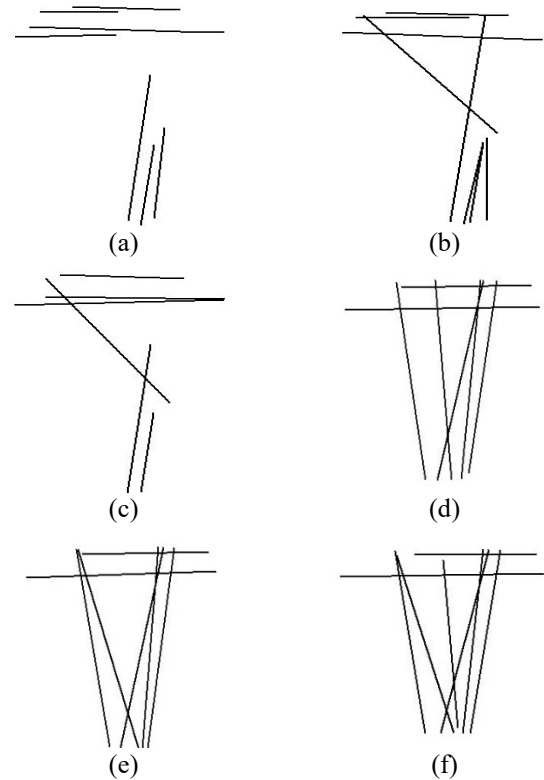
Önerilen yöntem için kullanılan pantograf görüntülerinde tespit edilen doğrular bulanık sistem ile birlikte kullanılarak pantograf üst ve yan doğruları elde edilmiştir. Elde edilen pantograf üst ve yan doğruları Şekil 19'da verilmiştir.



Şekil 17. Pantograf ark tespiti için kullanılan görüntülerin kenar çıkarımı sonuçları (Edge detection results of images used in pantograph arc detection)



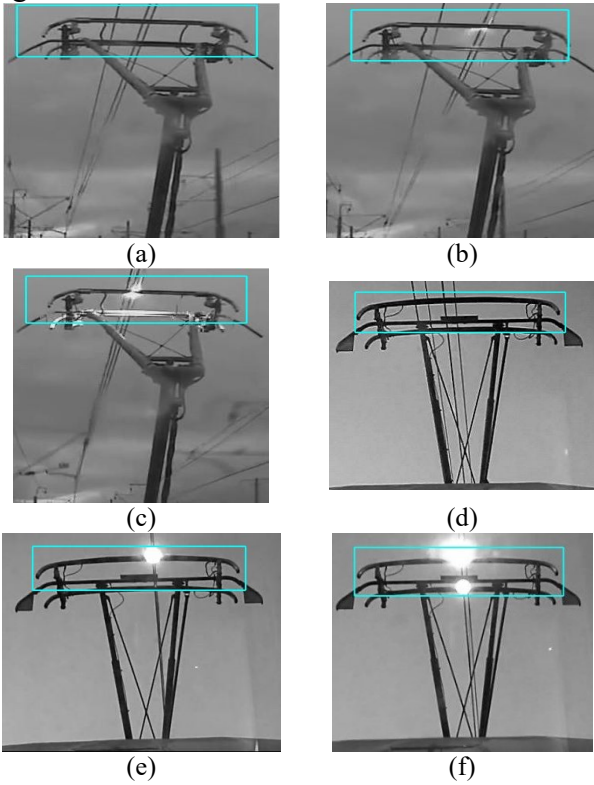
Şekil 18. Pantograf ark tespiti için kullanılan görüntülerin Hough dönüşümü sonucu (Hough transform result of images used for pantograph arc detection)



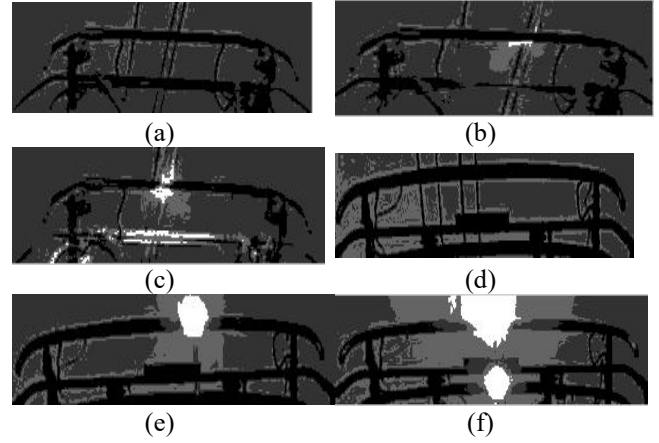
Şekil 19. Pantograf ark tespiti için kullanılan görüntülerden pantograf üst ve yan doğrularının elde edilmesi (Getting side and upper lines of pantograph from image used for pantograph model detection as result of fuzzy logic)

Şekil 19'da verilen pantograf üst ve yan doğruları pantograf şeklini belirtmektedir. Pantograf katener

sistemlerde temas bölgesinde oluşan arkların tespit edilmesi için pantograf temas bölgesi gözlemlenmektedir. Şekil 19’da verilen pantograf üst doğrularından pantograf temas bölgesi elde edilmiştir. Kullanılan pantograf görüntülerinde temas bölgesi bir alan içerisine alınarak Şekil 20’de verilmiştir. Şekil 20’de bütün görüntülerde görüldüğü gibi pantograf temas bölgesi tespit edilerek bir alan içerisine alınmıştır. Daha sonra pantograf temas bölgesine Otsu yöntemi uygulanarak temas bölgesinde oluşan arklar tespit edilmektedir. Önerilen ark tespiti yönteminde kullanılan bütün görüntülerde pantograf temas bölgesinden alınan alana Otsu yöntemi uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 21’de verilmiştir. Şekil 21’de görüldüğü gibi önerilen yöntemde kullanılan bütün görüntülerden pantograf temas bölgesi kolaylıkla tespit edilmiştir. Tespit edilen temas bölgesine uygulanan Otsu yöntemi ile ark oluşan bölgelerin beyaz olduğu belirlenmiştir. Bu şekilde kullanılan pantograf temas alanı görüntülerinde beyaz bölgeler incelenerek ark tespiti yapılmıştır. Ayrıca beyaz bölgelerin yoğunluğuna göre oluşan arkların şiddeti de belirlenmektedir. Önerilen ark tespiti yönteminde kullanılan görüntülerde ark yoğunlukları Tablo 5’te verilmektedir.



Şekil 20. Pantograf ark tespiti için kullanılan görüntülerden pantograf üst bölgesinin tespit edilmesi (Detection of pantograph upper region from images of pantograph arc detection)

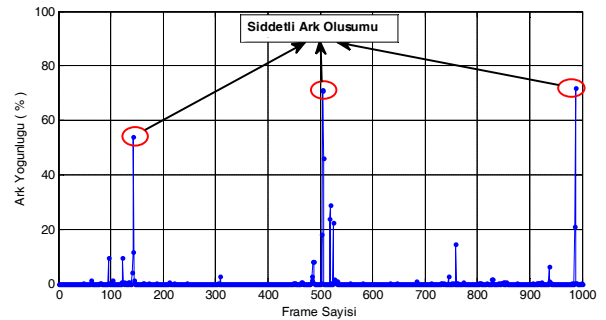


Şekil 21. Pantograf üst bölgesinde Otsu yöntemi ile arkların tespit edilmesi (Detection of arcs as result of applying Otsu method to pantograph upper region)

Tablo 5. Kullanılan görüntülerde oluşan ark yoğunlukları (Arc density at used images)

Kullanılan görüntüler (Şekil 21)	Ark oluşan piksel sayısı	Temas alanındaki toplam piksel sayısı	Ark yoğunluğu %
a	0	16080	0
b	32	14405	0.22
c	345	15232	2.26
d	0	15565	0
e	415	15504	2.67
f	1454	17615	8.25

Tablo 5’te de görüldüğü gibi Şekil 21.a ve Şekil 21.d görüntülerinde hiç ark oluşmadığı, Şekil 21.b’de ark oluştuğu ve oluşan arkın şiddetinin çok küçük olduğu görülmektedir. Şekil 21.c ve Şekil 21.e görüntülerinde ark oluştuğu ve oluşan arkın şiddetinin büyük olduğu, Şekil 21.f’de ise oluşan arkın şiddetinin daha büyük olduğu tespit edilmiştir. Bu çalışmada kullanılan video görüntülerine önerilen ark tespiti yöntemi uygulandığında 1000 frame için elde edilen sonuç Şekil 22’de verilmiştir.



Şekil 22. Önerilen ark tespiti yönteminin 1000 Frame için uygulanması (Applying proposed arc detection method for 1000 Frames)

Şekil 22’de görüldüğü gibi bir pantograf videosundan alınan 1000 frame için önerilen yöntem uygulanmıştır. Her frame için oluşan ark yoğunluğu elde edilmiştir. Şekil 22’de görüldüğü üzere üç farklı noktada şiddetli arklar oluşmuştur. Oluşan şiddetli arklar pantograf temas bölgesinde arızaların oluşumuna neden olmaktadır. Arkların şiddeti arttıkça temas bölgesinde oluşturduğu zarar daha da artmaktadır.

5. SONUÇLAR (CONCLUSION)

Bu çalışmada pantograf model ve ark tespiti için yeni bir yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntemde pantograf görüntülerinden pantograf üst ve yan doğrularının tespit edilmesi için bulanık mantık tabanlı bir sistem kullanılmıştır. Öncelikle pantograf model ve ark tespiti için önerilen iki yöntemde de pantograf üst ve yan doğruları tespit edilmektedir. Pantograf görüntülerinden pantograf üst ve yan doğrularının tespit edilmesi için öncelikle özellik çıkarımı yapılmaktadır. Yapılan özellik çıkarımında Canny kenar çıkarım yöntemi ve Hough dönüşümü kullanılarak pantograf görüntüsünde bulunan bütün doğrular elde edilmektedir. Elde edilen doğrular bulanık sistemde kullanılarak pantograf üst ve yan doğruları tespit edilmektedir. Pantograf model tespiti için bulanık sistem sonucunda tespit edilen pantograf yan doğruları kullanılmıştır. Pantograf yan doğrularının açı değerleri göz önünde bulundurularak pantograf modeli belirlenmiş ve hangi tür pantografa daha çok benzerlik gösterdiği tespit edilmiştir. Pantograf ark tespiti için önerilen yöntemde ise pantograf üst doğruları kullanılarak pantograf temas bölgesi elde edilmiştir. Pantograf temas bölgesine Otsu yöntemi uygulanarak ark tespiti yapılmıştır. Önerilen ark tespiti yönteminde bütün görüntü üzerine Otsu yöntemi uygulanacağına sadece tespit edilen temas bölgesine uygulanmıştır. Böylece önerilen yöntemin daha hızlı çalışması sağlanarak temas bölgesi dışından oluşan ışık kaynaklarının ark olarak tespit edilmemesi engellenmiştir. Böylece önerilen yöntemde daha hızlı ve daha doğru sonuç vermektedir. Önerilen yöntem ile literatürde yapılan çalışmalar ile karşılaştırıldığında daha başarılı sonuçlar verdiği görülmektedir.

ACKNOWLEDGMENTS

Bu çalışma TÜBİTAK (Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu) tarafından desteklenmiştir. Proje No: 112E067.

REFERENCES



- [1] H. Kim, "Pantograph Detection System using Image Processing Techniques,1", 2015.
- [2] E. Karakose, M. T. Gencoglu, M. Karakose, O. Yaman, I. Aydin, E. Akin, "A new arc detection method based on fuzzy logic using S-transform for pantograph–catenary systems," *Journal of Intell. Manufacturing*, 2015, pp. 1-18.
- [3] I. Aydin, E. Karakose, M. Karakose, M.T. Gencoglu, E. Akin, "A new computer vision approach for active pantograph control", *Innovations in Intelligent Systems and Applications*, 2013, pp. 1-5.
- [4] I. Aydin, M. Karakose, E. Akin, "A Robust Anomaly Detection in Pantograph-Catenary System Based on Mean-Shift Tracking and Foreground Detection," 2013 IEEE Int. Conf. Syst. Man, Cybern., Oct, 2013. pp. 4444–4449.
- [5] S. Midya, R. Thottappillil, "An overview of electromagnetic compatibility challenges in European Rail Traffic Management System," *Transp. Res. Part C Emerg. Technol.*, vol. 16, no. 5, Oct. 2008, pp. 515–534,
- [6] A. Mariscotti, A. Marrese, N. Pasquino, R.S.L. Moriello "Time and frequency characterization of radiated disturbance in telecommunication bands due to pantograph arcing," *Measurement*, vol. 46, no. 10, Dec. 2013, pp. 4342–4352.
- [7] F. Romano, M. Tucci, M. Raugi, S. Barmada, "Arc detection in pantograph-catenary systems by the use of support vector machines-based classification," *IET Electr. Syst. Transp.*, Nov. 2013, pp. 1–8.
- [8] G. Chiriac, C. Dumitru, N. Costica, "Critical Speed Impact over the Pantograph-Catenary System’s Behaviour." *Indian Journal of Science and Technology* 9.40 2016.

- [9] G. Bucca, A. Collina, "A procedure for the wear prediction of collector strip and contact wire in pantograph–catenary system," *Wear*, vol. 266, no. 1–2, Jan. 2009, pp. 46–59.
- [10] J. Skibicki, B. Mikołaj, "Analysis of measurement uncertainty for contact-less method used to measure the position of catenary contact wire, performed with the use of Monte Carlo method." *Measurement* 2016.
- [11] S. Östlund, A. Gustafsson, L. Buhrkall, M. Skoglund, "Condition monitoring of pantograph contact strip," *IET International Conference on Railway Condition Monitoring*, 2008, pp. 1-6.
- [12] A. Matvejevs, A. Matvejevs, "Pantograph-Catenary System Modeling Using MATLAB-Simulink Algorithms," *Publication in a Scientific Journal of the Series of Scientific Journal of RTU*, vol. 44, 2010, pp. 38–44.
- [13] Y. Liu, G. W. Chang, H. M. Huang, "Mayr's Equation-Based Model for Pantograph Arc of High-Speed Railway Traction System," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 3, 2010, pp. 2025–2027.
- [14] L. G. C. Hamey, T. Watkins, S. W. T. Yen, "Pancam: In-Service Inspection of Locomotive Pantographs," *9th Bienn. Conf. Aust. Pattern Recognit. Soc. on Digit. Image Comput. Tech. and Appl.*, Dec. 2007, pp. 493–499.
- [15] M. Li, W. Ze-yong, G. Xiao-rong, W. Li, Y. Kai, "Edge Detection on Pantograph Slide Image," *2nd Int. Congr. Image Signal Process.*, Oct. 2009, pp. 1–3.
- [16] A. A. Boguslavskii, S. M. Sokolov, "Detecting objects in images in real-time computer vision systems using structured geometric models," *Program. Comput. Softw.*, vol. 32, no. 3, May 2006, pp. 177–187.
- [17] M. Sacchi, S. Cagnoni, D. Spagnolettix, L. Ascariz, G. Zunino, A. Piazzzi, "PAVISYS A computer vision system for the inspection of locomotive pantographs," *Pantograph Catenary Interaction Framework for Intelligent Control*, 2011.
- [18] A. Haghi, U. U. Sheikh, M. N. Marsono, "A Hardware/Software Co-design Architecture of Canny Edge Detection," *2012 Fourth Int. Conf. Comput. Intell. Model. Simul.*, vol. 2, no. 2, Sep. 2012, pp. 214–219.
- [19] X. Zhu, X. Gao, Z. Wang, L. Wang, and K. Yang, "Study on the Edge Detection and Extraction Algorithm in the Pantographslipper's Abrasion," *2010 Int. Conf. Comput. Inf. Sci.*, Dec. 2010, pp. 474–477.
- [20] I. Aydın, O. Yaman, M. Karaköse, S.B. Çelebi, "Particle swarm based arc detection on time series in pantograph-catenary system". *IEEE International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA) Proceedings*, 2014, pp. 344-349.
- [21] A. Landi, L. Menconi, L. Sani, "Hough transform and thermo-vision for monitoring pantograph-catenary system," *Proc. Inst. Mech. Eng. Part F J. Rail Rapid Transit*, vol. 220, no. 4, Jan. 2006, pp. 435–447.
- [22] D. Rujiao, Z. Wei, H. Songling, C. Jianye, "Automatic inspection of the localizer slope based on improved Hough transform," *IEEE Int. Instrum. Meas. Technol. Conf.*, May 2011, pp. 1–4.
- [23] S. Walters, "Simulation of Fuzzy Control Applied to a Railway Pantograph-Catenary System 2 A Model of a PAC System," *Knowledge-Based and Intelligent Information and Engineering Systems*, vol.6277, 2010, pp. 322–330,
- [24] O. Yaman, M. Karakose, I. Aydın, E. Akin, "Detection of pantograph geometric model based on fuzzy logic and image processing", *IEEE 22nd In Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 2014, pp. 686-689.
- [25] E. Karakose, M.T. Gencoglu, "Adaptive fuzzy control approach for dynamic pantograph-catenary interaction," *IEEE International Symposium on Mechatronika*, 2012, pp. 1-5,
- [26] I. Aydın. "A new approach based on firefly algorithm for vision-based railway overhead inspection system." *Measurement* 74, 2015, pp. 43-55.
- [27] Q. Chen, L. Zhao, J. Lu, G. Kuang, N. Wang, Y. Jiang, "Modified two-dimensional otsu image segmentation algorithm and fast

realisation,” IET Image Processing, vol. 6, Issue. 4, 2012, pp. 426-433.

[28] D.H. AlSaeed, A. Bouridane, A. Elzaart, R. Sammouda, “Two modified Otsu image segmentation methods based on Lognormal

and Gamma distribution models,” International Conference on Information Technology and e-Services, 2012, pp. 1-5.

	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Geliş/Received</u> 22-09-2016 <u>Kabul/Accepted</u> 26-07-2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.254153	

Determining relationship between fingerprint and gender using 10 finger attributes

Eyüp Burak Ceyhan^{*1}, Şeref Sağıroğlu²

ABSTRACT

This study investigates the relationship among fingerprint and gender for all 10 fingerprints. 410 fingerprints taken from 19 females and 22 males aged between 18 and 25 years old were considered for this investigation. This is the first comprehensive study in literature that investigates 10 fingerprints for Turkish citizens. Ridge density, ridge thickness to valley thickness ratio and total ridge breadth values gained from our fingerprint database were used to determine gender. The results have shown that gender determination is successful for Turkish citizens with any of ten fingerprints. The average values for ridge density-ridge breadth-RTVTR are 13.09-36.56-0.46 for men and 14.43-37.44-0.47 for women, respectively. The gender difference of ridge density is determined as 1.34, which is the lowest value among the other studies in the literature.

Keywords: Fingerprint, ridge density, RTVTR, ridge breadth, gender determination

10 parmak öznitelikleri kullanılarak parmak izi ile cinsiyet arasındaki ilişkinin tespiti

ÖZ

Bu çalışma 10 parmak için parmak izi ve cinsiyet arasındaki ilişkiyi araştırmaktadır. Yaşları 18 ve 25 arasında olan 19 bayan ve 22 baydan alınan 410 parmak izi araştırma için değerlendirilmiştir. Bu çalışma Türk vatandaşlarının 10 parmak izini inceleyen literatürdeki ilk kapsamlı çalışmadır. Parmak izi veritabanımızdan elde edilen tepe yoğunluğu, tepe kalınlığının vadi kalınlığına oranı ve ortalama tepe genişliği değerleri cinsiyeti tespit etmek için kullanılmıştır. Sonuçlar, Türk vatandaşları için on parmaktan herhangi biri ile cinsiyet tespitinin başarılı olduğunu göstermektedir. Tepe kalınlığı-tepe genişliği-RTVTR için ortalama değerler baylar ve bayanlar için sırasıyla 13,09-36,56-0,46 ve 14,43-37,44-0,47'dir. Tepe yoğunluğunun cinsiyetler arasındaki farkı literatürdeki diğer çalışmalara göre en düşük değer olan 1,34 olarak tespit edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Parmak izi, tepe yoğunluğu, RTVTR, tepe genişliği, cinsiyet tespiti

¹ Bartın Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Bilgisayar Mühendisliği Bölüm Başkanı

² Gazi Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Bilgisayar Mühendisliği Bölüm Başkanı

1. INTRODUCTION

Fingerprints have the patterns constituted by the ridges on the surface of fingers. Fingerprint is peculiar to each person and remains stable for a lifetime. It is also the most suitable and reliable method for personal identification and verification.

Fingerprints are reliable for identification because they do not change from birth to death. Fingerprints consist of features that make classification possible and that enable a person to be recognized easily. They can be used not only to recognize criminals but also to discriminate amnesiac people and unrecognized dead bodies. Ever-increasing fingerprint control has become indispensable in police investigations [2]. There is no currently accepted method for determining the age of a fingerprint [24].

Fingerprints have great importance in scientific, morphological, criminological, biological and anthropological studies [1-23]. They are used to properly identify any person or suspect who touches any surface in the crime scene or fingerprint reader with an enough feature of fingerprints. Fingerprints give some or more information about gender, origin, face sketch, age, etc. [18-23,26]. Ridge numbers and characteristics are generally worked on [9]. In a recent study, Sağıroğlu and Ozkaya have reported a study that predicts a person's face sketch from only fingerprints [16].

In recent studies, gender predictions from fingerprints have more attention in the scientific and judicial fields [3]. The number of ridges on the right hand is more than the number of ridges on the left hand by 20% in most people [6]. Gender recognition from fingerprint has facilitated for police to investigate the criminals [2]. Gender classification using fingerprints is a significant step in the studies of identifying the gender of criminals for judicial anthropology, and of narrowing the suspect list down [4]. Since the individual identity recognition is of high importance in forensic investigations, gender prediction from fingerprints is suitable and reliable method to be used in [5].

This study is organized in five sections. Section 2 presents the studies which analyze the relationship between fingerprint and gender. Section 3 introduces materials and methods. Section 4 gives the obtained results from experiments and its

comparison with the literature. Finally, the work is concluded in Section 5.

2. GENDER PREDICTION FROM FINGERPRINTS

In a study conducted with 193 Argentinian adults from Puna-Quabrada region (2500m above sea level) and 200 Argentinian adults from Ramal region (500m above sea level), ridge density was identified in three different parts (radial, ulnar, proximal) for 10 fingers of each individual, and significant differences were found among the three parts in the samples taken from both regions. The results showed that radial ridge density is higher than ulnar ridge density, and ulnar ridge density is higher than proximal ridge density. The study also reported that females had higher ridge density and, thus, they had thinner ridges in all fingers and all parts [9].

In another study having 99 male and 110 female Indians aged between 6-25 years from Mataco-Mataguayo population, it was found that ridge density decreases with age, and ridge density is higher in distal parts rather than proximal parts. It was also seen that females had higher ridge density than males in the sample group of those who are over 12 years old. In addition, both genders in Mataco-Mataguayo population have ridge density values similar to Spanish samples in radial parts; however, they have higher ridge density than all the populations analyzed within the method so far [8].

In a recent study, the aim of authors was to check whether there are differences between the ridge density of fingerprints depending on where the counting area is placed and how the fingerprints are obtained. For this aim, 50 females 50 males total 102 people was selected and each fingerprints of them are obtained. They used plain and rolled fingerprint methods. The ridge density of each fingerprint was assessed in five different areas of the dactylogram. Regardless of the method used and of the position of the counting area, thumbs and forefingers show a higher ridge density than middle, ring, and little fingers in both sexes, and females present a higher ridge density than males in all areas and fingers. In both males and females, ridge density values on the core region are higher than those on the outer region, irrespective of the technique of fingerprinting used (rolled or plain) [25].

Moreover, in a study having 194 individuals aged between 18-25 years from North Indian population, different ridge density values among genders in radial, ulnar and proximal parts were compared with t-test. The results have shown that females have considerably higher ridge density than males in these three parts. Furthermore, ridge density has been found to be notably higher in ulnar and radial parts [10].

Another study conducted with 200 medical students aged between 20-30 years in Indian Mauritian population, females tended to have higher ridge density in distal parts on all fingers. Maximum ridge density on all ten fingers of males (12,26~12) was found to be lower than the minimum ridge density for all fingers of females (12,71~13) [11].

Furthermore, in a study of 684 Thailanders using transparent-adhesive tape technique (a black pencil for fingerprints collection and a magnifying lens for fingerprint patterns analysis), percentages of fingerprint patterns on left thumb are found to be 3.07, 0.61, 36.5 and 59.82 in males; and 5.59, 0.0, 43.02 and 51.4 in females for arches, radial, ulnar and spiral loops. In addition, it was found that males, compared to females respectively, have quite different fingerprint patterns on their right thumbs. They were observed as 1.84, 0.31, 30.37 and 67.48 in males, and as 4.6, 0.92, 44.48 and 59.82 in females for arches, radial, ulnar and spiral loops respectively [12].

Another study having with 550 individuals (275 females, 275 males) aged among 18-65 years from North Indian population reported that females have more ridges than males. The study also supported the fact that people whose ridge density is less than 13 ridges/25 mm² are most likely to be males, and people whose ridge density is more than 14 ridges/25 mm² are females [13].

Another study also presented the results having Indian population with 100 females and 100 males. The results have shown that fingerprints are most likely to belong to males and females if ridge density is 12 ridges/25 mm² or less, or it is more than 12 ridges/25 mm², respectively [14].

In addition, according to the results of another study with 380 male and 372 female Egyptians aged among 20-30 years, compared to males, females have significantly narrower finger breadth (right hand: male > 9.54 ≥ female, left hand: male > 9.38 ≥ female), smaller quad (right hand: male ≥ 16.1 > female, left hand: male > 15.1 ≥ female),

higher ridge number (right hand: female > 21.0 ≥ male, left hand: female > 21.2 ≥ male) and higher ridge density (right hand: female > 1.35 male, left hand: female > 1.5 male). It was finally observed that ridge density of left hand is the only accurate parameter to determine the gender. The best classification accuracy achieved was 82% by combining ridge number, quad and ridge density [15].

The last study in the literature was to have 200 Spanish (100 females, 100 males) aged among 20-30 years. Fingerprints belong to females that females have significantly higher ridge density in distal part (radial and ulnar); however, it is not the same in proximal part [7].

As a result of this, it can be clearly said that, gender predictions can be achieved accurately for many nationalities. In these studies, prediction is based on only one fingerprint. This article focuses on ten fingerprints to predict gender with ridge density, RTVTR and ridge breadth for the first time.

3. MATERIALS AND METHODS

The aim of this study is to analyze all ten fingerprints of an individual to achieve the differences and understand the big picture of fingerprints. In the analysis, the fingerprints taken from 41 Turkish citizens (19 females, 22 males) aged among 18-25 years were used. All data were collected according to the permission from Gazi University Ethical Commission. Totally 410 fingerprints were used in this analysis. Each fingerprint was presented to have a square cut of 5 mm x 5 mm cropped from the upper right by taking the fingerprint core point as a reference. Ridge density, total ridge breadth and RTVTR values on the cropped pictures were acquired and used in the analysis.

Before collecting the samples, all individuals were requested to wash and clean their hands. The fingerprints were then obtained with the help of a fingerprint reader. The fingerprint pictures - primarily taken as colored- were converted into black and white. While the fingerprint was being analyzed, an area of 5 mm x 5 mm from the upper left was worked on. 80 pixels were obtained from the diagonal in the square cut. Black pixels were indicated as '0', and white pixels as '1'. All these procedures were applied sequentially to all 10 fingers. Total ridge breadth, ridge density and RTVTR values on the square cut were collected,

recorded, reorganized and then used in the analysis. Total ridge breadth, ridge density and RTVTR parameters are extracted by using “0” and “1” values. Total ridge breadth is explained by the total count of “1” values in 80 pixels, ridge density is explained by the total count of “1” clusters in 80 pixels and RTVTR is explained by ratio of total count of “1” values to total count of “0” values in 80 pixels.

As it can be seen in Figure 1, fingers were numbered as F1, F2, F3, F4, F5, F6, F7, F8, F9, F10 successively starting from the left little finger to right little finger.

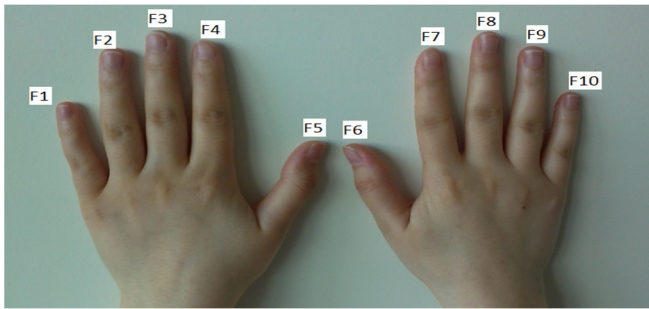


Figure 1. Numbering the fingers

4. RESULTS AND DISCUSSION

As stated earlier, the fingerprints acquired from ten fingers of two hands were used to analyze throughout this study. The results of all analyses are given in Tables 1-4 and Figures 1-3.

When we review the literature, it is generally recognized that ridge density values are higher in females compared to males. Likewise, total ridge breadth and RTVTR values are also higher in females.

The fingerprint ridge values of Turkish citizens were analyzed and given in Table 1. As can be seen in Table 1 (a), total ridge density mean in males is found to be lower than the mean of females, and this state does not change for right and left hands.

Total ridge breadth values are illustrated In Table 1 (b). When the values are evaluated, total ridge breadth mean in males is found to be lower than the mean of females, and this state does not change for right and left hands but the difference rate is very low in right hand.

The results of RTVTR rates are depicted In Table 1 (c). As it can be seen clearly in the table, statistical differences among males and females

are very low in both hands according to RTVTR values. It is found that males have lower values than females in total RTVTR rates, and this state does not change for right and left hands.

In Table 2 (a), the statistics of ridge density means for all fingers of Turkish males and females are given. When the obtained ridge density values were analyzed, females have higher ridge density values. Minimum and maximum values are lower in males compared to females.

Statistics of total ridge breadth means for all fingers of males and females are summarized in Table 2 (b). As can be seen from the table, the total ridge breadth mean is lower in males; however, minimum and maximum values are quite close to each other.

In Table 2 (c), statistics of RTVTR rate means for all 10 fingers of males and females are given. RTVTR rate mean is a bit lower in males compared to females but minimum and maximum values are equal to each other.

The results for ridge density analysis for each finger of Turkish males and females are depicted In Table 3. Males have ridge density ranging from 8 to 17 (average 12.94) for left hand, from 9 to 18 (average 13.22) for right hand. Females have ridge density ranging from 8 to 18 (average 14.43) for left hand, from 7 to 20 (average 14.42) for right hand. Therefore, males have lower ridge density mean than females. In males, the finger that has the lowest mean value is 5th finger with the value of 12.09 and the finger that has the highest mean value is 8th finger with the value of 13.86. In females, the finger that has the lowest mean value is 6th finger with the value of 13.37 and the finger that has the highest mean value is 9th finger with the value of 15.21.

Figures 2 and 3 show the range of average ridge densities in right and left hands of females and males. When average ridge density values are analyzed, it can be seen that F5, F6 and F7 numbered fingers are similar to each other, and the values belonging to the remaining fingers are also similar to one another in females. The values are almost similar to the fingers F1, F4 and F6 in males. The values belonging to F2, F3, F9 and F10 fingers have also near values each other in males. The 8th finger is remarkably different from the others because it has the highest value of ridge density.

Table 1. The values for right and left fingerprints of Turkish citizens.

a) Total ridge density

Type of Analyses	Gender			
	Male		Female	
	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation
Left hand fingers (1-5)	12.94	1.21	14.43	1.47
Right hand fingers (6-10)	13.22	1.10	14.42	1.41
Total ridge density	13.09	1.06	14.43	1.33

b) Total ridge breadth

Type of Analyses	Gender			
	Male		Female	
	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation
Left hand fingers (1-5)	35.94	2.18	37.18	1.68
Right hand fingers (6-10)	37.18	1.62	37.69	1.53
Total ridge breadth	36.56	1.52	37.44	1.40

c) RTVTR rates

Type of Analyses	Gender			
	Male		Female	
	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation
Left hand fingers (1-5)	0.45	0.03	0.46	0.02
Right hand fingers (6-10)	0.46	0.02	0.47	0.02
Total RTVTR rate	0.46	0.02	0.47	0.02

Table 2. The values for all ten fingerprints of Turkish citizens.

a) Analysis of ridge density means

Type of Analysis	Gender	
	Male	Female
Mean	13.09	14.43
Standard Deviation	1.06	1.33
Min	11.1	12.0
Max	14.9	16.5

b) Analysis of total ridge breadth means

Type of Analysis	Gender	
	Male	Female
Mean	36.56	37.44
Standard Deviation	1.52	1.40
Min	33.5	33.9
Max	39.3	39.4

c) Analysis of RTVTR rate means

Type of Analysis	Gender	
	Male	Female
Mean	0.46	0.47
Standard Deviation	0.02	0.02
Min	0.42	0.42
Max	0.49	0.49

Table 3. Ridge density values for 10 fingers of Turkish citizens

Finger No.	Gender					
	Male			Female		
	Mean	Standard Deviation	Range	Mean	Standard Deviation	Range
1	12.73	1.70	10-16	14.47	2.27	8-18
2	13.55	1.77	10-17	14.74	2.26	10-18
3	13.50	1.85	8-17	14.79	2.04	10-18
4	12.86	1.58	9-16	14.74	1.76	10-17
5	12.09	1.51	9-14	13.42	1.39	11-16
6	13.00	1.45	11-15	13.37	2.19	7-17
7	12.45	1.47	10-16	13.47	2.29	7-17
8	13.86	1.73	11-18	15.16	1.64	12-17
9	13.45	1.77	9-17	15.21	2.07	11-20
10	13.36	1.40	11-16	14.89	1.82	10-18
Average	13.09	1.62	8-18	14.43	1.97	7-20

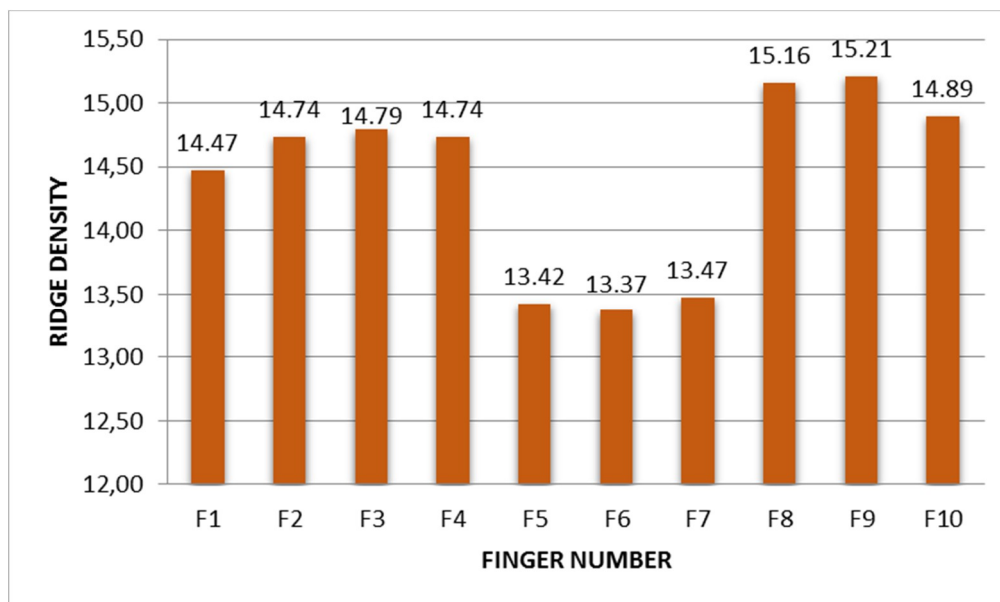


Figure 2. Average ridge density values for all fingers of females

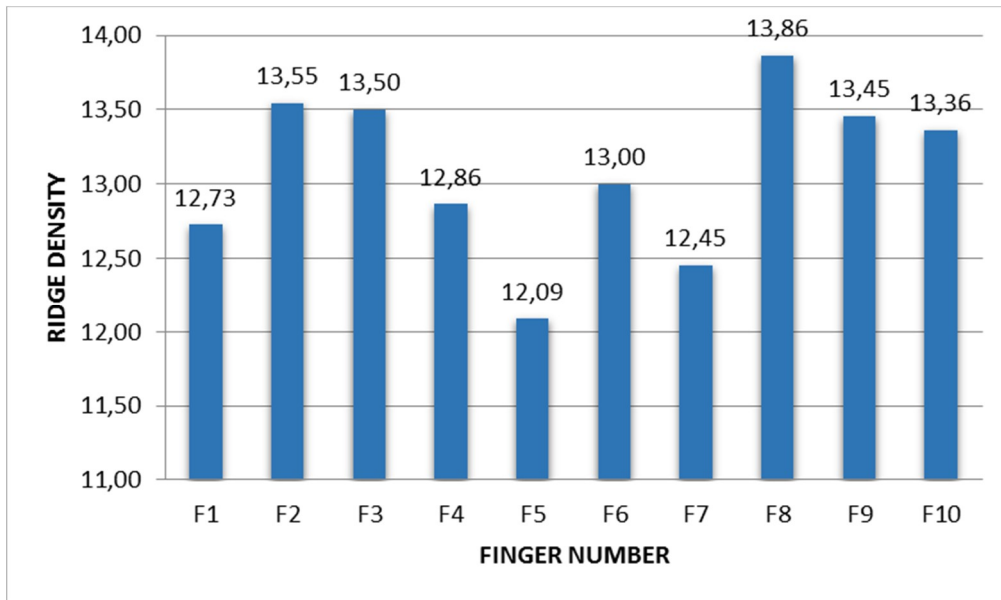


Figure 3. Average ridge density values for all fingers of males

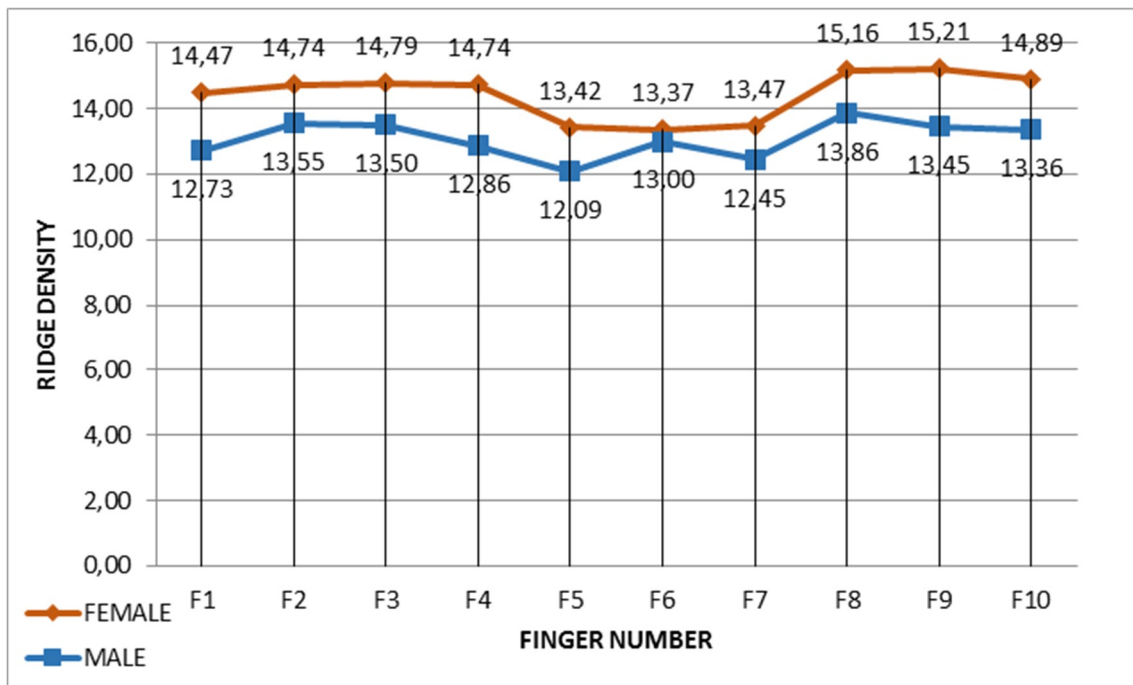


Figure 4. A different way of comparison of average ridge density for 10 fingers according to gender

Table 4. Ridge density differences in fingerprints of different populations according to gender.

Literature Comparison	Gender						Gender Difference
	Female			Male			
	Min.	Max.	Average	Min.	Max.	Average	
White American [17]	10.60	16.80	13.32	7.90	14.70	11.14	2.18
Black American [17]	9.70	16.00	12.61	8.2	14.30	10.90	1.71
Spanish [7]	14.60	21.50	17.91	13.00	19.22	16.23	1.68
Indian [14]	12.0	15.9	14.19	9.6	12.5	11.04	3.14
Chinese [2]	11.1	16.4	14.15	9.3	14.9	11.73	2.42
Malaysian [2]	11.4	15.3	13.63	9.4	14.4	11.44	2.19
Turkish (Present study)	9.6	17.6	14.43	9.8	16.2	13.09	1.34

As it can be seen in Figure 4, females have higher ridge density on their right and left fingers at a statistically significant rate not only one finger but also ten fingers as stated in the literature for one finger [23].

Descriptive statistics for fingerprint ridge density of all fingers are shown in Table 4. Average ridge density is found to be 13.09 in males and 14.43 in females. In Table 4, ridge density values obtained in this study are compared with the results of other studies. Turkish citizens show similarity to Chinese people especially in terms of minimum and maximum values. The difference between genders is found to be 1.34 in this study. It should be emphasized that the lowest gender difference belongs to Turkish in comparison with the references [2, 7, 14, 17].

5. CONCLUSIONS

This paper investigates to determine gender of a person for Turkish citizens using basic features of fingerprints. This is the first study to be conducted with Turkish citizens having 10-fingers. In order to achieve the task, ridge density, total ridge breadth and RTVTR values in the database were formed with fingerprints taken from 41 Turkish citizens (22 males, 19 females) in the analysis. Likewise the previous studies, the findings report once more that ridge density of females are more than the ridge density of males, and ridge density values in the left hands of females and males are quite different from each other (male = 13.09, female = 14.43). It was also found that ridge density values were quite close in the right hands of both genders. When 10 fingers were analyzed, it was found that males have the highest ridge density in their right middle finger, whereas females have the highest ridge density in their right ring finger (male = 13.86, female = 15.21). The average ridge breath is 36.56 and average RTVTR is 0.46 for men. The average ridge breath is 37.44 and the average RTVTR is 0.47 for women.

It was also found that, like ridge density, ridge breadth and RTVTR values were lower in males not only one finger but also ten fingers. This study proves that the gender of a fingerprint can be easily identified not only from one fingerprint but also all fingerprints.

ACKNOWLEDGMENTS

We thank to our students Elif Yayla for her contributions to this study.

REFERENCES

- [1] E. Gutiérrez, V. Galera, J. M. Martínez and C. Alonso, "Biological variability of the minutiae in the fingerprints of a sample of the Spanish population", *Forensic Science International*, vol. 172, no. 2-3, pp. 98-105, 2007.
- [2] V. C. Nayak, P. Rastogi, T. Kanchan, K. Yoganarasimha, G. P. Kumar and R. G. Menezes, "Sex differences from fingerprint ridge density in Chinese and Malaysian population", *Forensic Science International*, vol. 197, pp. 67-69, 2010.
- [3] E. Gutierrez-Redomero, N. Rivalderi, C. Alonso-Rodriguez, L. M. Martin, J. E. Dipierri, M. A. Fernandez-Peire and R. Morillo, "Are there population differences in minutiae frequencies? A comparative study of two Argentinian population samples and one Spanish sample", *Forensic Science International*, vol. 222, pp. 266-276, 2012.
- [4] A. Badawi, M. R. Mahfouz, R. Tadross and R. Jantz, "Fingerprint-based gender classification", *International Conference on Image Processing, Computer Vision, & Pattern Recognition*, Las Vegas, Nevada, USA, pp. 41-46, 2006.
- [5] M. D. Nithin, B. M. Balaraj, B. Manjunatha and S. C. Mestri, "Study of fingerprint classification and their gender distribution among South Indian population", *Journal of Forensic and Legal Medicine*, vol. 16, no. 8, pp. 460-463, 2009.
- [6] D. Kimura and M. W. Carson, "Dermatoglyphic asymmetry:relation to sex handedness and cognitive pattern", *Personality and Individual Differences*, vol. 19, no. 4, pp. 471-478, 1995.
- [7] E. Gutierrez-Redomero, C. Alonso and V. Galera, "Variability of fingerprint ridge density in a sample of Spanish Caucasians and its application to sex determination", *Forensic Science International*, vol. 180, pp. 17-22, 2008.

- [8] E. Gutiérrez-Redomero, M. C. Alonso and J. E. Dipierri, "Sex differences in fingerprint ridge density in the Mataco-Mataguayo population", *HOMO - Journal of Comparative Human Biology*, vol. 62, pp. 487–499, 2011.
- [9] E. Gutiérrez-Redomero, A. Sánchez-Andrés, N. Rivaldería, C. Alonso-Rodríguez, J. E. Dipierri and L. M. Martín, "A comparative study of topological and sex differences in fingerprint ridge density in Argentinian and Spanish population samples", *Journal of Forensic and Legal Medicine*, vol. 20, pp. 419-429, 2013.
- [10] K. Krishan, T. Kanchan and C. Ngangom, "A study of sex differences in fingerprint ridge density in a North Indian young adult population", *Journal of Forensic and Legal Medicine*, vol. 20, pp. 217-222, 2013.
- [11] A. K. Agnihotri, V. Jowaheer and A. Allock, "An analysis of fingerprint ridge density in the Indo-Mauritian population and its application to gender determination", *Medicine, Science and the Law*, vol. 52, no. 3, pp. 143-147, 2012.
- [12] S. Nanakorn, P. Poosankam and A. Nanakorn, "An Application of Automated Inkless Fingerprint Imaging Software in Fingerprint Collection and Pattern Analysis", *IEEE Second International Conference on Innovative Computing, Information and Control (ICICIC '07)*, Kumamoto, Japan, pp. 53, 2007.
- [13] M. D. Nithin, B. Manjunatha, D. S. Preethi and B. M. Balaraj, "Gender differentiation by finger ridge count among South Indian population", *Journal of Forensic and Legal Medicine*, vol. 18, pp. 79-81, 2011.
- [14] V. C. Nayak, P. Rastogi, T. Kanchan, S. W. Lobo, K. Yoganarasimha, S. Nayak, N. G. Rao, G. P. Kumar, B. S. K. Shetty and R. G. Menezes, "Sex differences from fingerprint ridge density in the Indian population", *Journal of Forensic and Legal Medicine*, vol. 17, pp. 84–86, 2010.
- [15] G. A. Eshak, J. F. Zaher, E. I. Hasan and A. A. Ewis, "Sex identification from fingertip features in Egyptian population", *Journal of Forensic and Legal Medicine*, vol. 20 pp. 46-50, 2013.
- [16] S. Sagioglu and N. Ozkaya, "An Intelligent and Automatic Face Shape Prediction System From Fingerprints", *Intelligent Automation & Soft Computing*, vol. 17, no. 3, pp. 309-317, 2011.
- [17] M. A. Acree, "Is there a gender difference in fingerprint ridge density?", *Forensic Science International*, vol. 102, pp. 35–44, 1999.
- [18] E. B. Ceyhan, S. Sagioglu, S. Tatoglu and E. Atagun, "Age Estimation from Fingerprints: Examination of the Population in Turkey", *IEEE 13th International Conference on Machine Learning and Applications (ICMLA)*, Detroit, USA, pp. 478-481, 2014.
- [19] E. B. Ceyhan, S. Sagioglu and E. Akyil, "Gender Classification Based on ANN with Using Fingerprint Feature Vectors", *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, vol. 29, no. 1, pp. 201-207, 2014.
- [20] E. B. Ceyhan and S. Sagioglu, "Gender inference within Turkish population by using only fingerprint feature vectors", *IEEE Symposium on Computational Intelligence in Biometrics and Identity Management (CIBIM)*, Orlando, USA, pp. 146-150, 2014.
- [21] E. B. Ceyhan, S. Sagioglu and M. E. Akyil, "Statistical gender analysis based on fingerprint ridge density", *IEEE 21st Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, Lefkosa, KKTC, pp. 1-4, 2013.
- [22] S. Sagioglu, U. Yavanoglu, E. B. Ceyhan and M. E. Akyil, "System for estimating gender from fingerprints", US Patent App. 14/408,102.
- [23] R. Kaur and S. G. Mazumdar, "Fingerprint Based Gender Identification Using Frequency Domain Analysis", *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, vol. 3, no. 1, pp. 295-299, 2012.
- [24] S. Cadd, M. Islam, P. Manson and S. Bleay, "Fingerprint composition and aging: A literature review", *Science & Justice*, vol. 55, no. 4, pp. 219-238, 2015.
- [25] E. Gutiérrez-Redomero, N. Rivaldería, C. Alonso-Rodríguez and Á. Sánchez-Andrés, "Assessment of the methodology for estimating ridge density in fingerprints and

its forensic application”, *Science & Justice*, vol. 54, no. 3, pp. 199-207, 2014.

Thesis, *Gazi University Institute of Science and Technology*, Ankara, 2012.

- [26] E. B. Ceyhan, “Intelligent system for identifying gender from fingerprint”, MSc

YAYIN İLKELERİ

1. Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi (SAÜ Fen Bil Der), Ocak 1997'de kurulmuş bir dergidir. Dergimiz 2012 yılından itibaren fen, mühendislik ve doğa bilimleri alanlarında olmak üzere düzenli olarak Nisan, Ağustos ve Aralık aylarında yılda üç sayı halinde yayımlanan ulusal hakemli ve uluslararası indeksli bir dergidir. Yayınlanmak üzere gönderilen bütün makaleler, editör, yayın danışma kurulu ve hakemlerce değerlendirilir.
2. Dergimizde Türkçe veya İngilizce yazılmış orijinal araştırma makalesi, teknik not, editöre mektup ve derleme türünde bilimsel çalışmalar yayınlanır.
3. Yalnızca özgün niteliği olan bilimsel araştırma çalışmalarına yer verilir. Bilimsel çalışmada üretilen bilginin yeni olması, yeni bir yöntem öne sürmesi ya da daha önce var olan bilgiye yeni bir boyut kazandırmış olması gibi niteliklerin aranması esastır.
4. Yayımlanmak üzere gönderilen makaleler iki veya üç hakem tarafından değerlendirilir; kabul-ret kararı Yayın Kurulu tarafından verilir. Yazıları değerlendiren hakemlerin adları yazarlara bildirilmez. Hakemler de yazarların adlarını göremez. Yeterli görülmeyen yazıların hakem önerileri doğrultusunda geliştirilmesi genel esastır. Amaçlanan düzeye varamayan yazılar, bilimsel açıdan yeterli görülmeyen çalışmalar gerekçesi açıklanmadan reddedilir.
5. Yayınlanması istenilen eserlerin herhangi bir yerde yayınlanmamış veya yayınlanmak üzere herhangi bir dergiye gönderilmemiş olması zorunludur. Bunun için yazarlardan makaleyi gönderdiklerinde bu durumu açıklayıcı bir ön yazı talep edilir.
6. Eserlerin tüm sorumluluğu ilgili yazarlarına aittir. Eserler uluslararası kabul görmüş bilim etik kurallarına uygun olarak hazırlanmalıdır. Gerekli hallerde, Etik Kurul Raporu'nun bir kopyası eklenmelidir.
7. Dergimize yayınlanmak üzere gönderilen makaleler 01.08.2013 tarihinden itibaren bir benzerlik kontrol programı olan i-Thenticate ile kontrol edilecektir. Benzerlik raporu ilgili yayın danışma kurulu üyesine kontrol etmesi için gönderilecektir.
8. Dergimizde yayınlanması kabul edilen eserler için, imzalı Telif Hakkı Devir Formu sisteme yüklenmeli ya da saujs@sakarya.edu.tr e-posta adresine gönderilmelidir.
9. Dergimizde yayımlanmak üzere gönderilen eserler dergi yazım kurallarına göre hazırlanmalıdır. Yazım kuralları ve ilgili şablon www.saujs.sakarya.edu.tr adresinde mevcuttur.
10. Yayımlanan her sayının ön kapağında, o sayıdaki makalelerden yayın danışma kurulunca belirlenen bir görsel bir şekil veya grafik yer alır.
11. Makale kabulünde verilen minör revizyondan sonra 30 gün, majör revizyondan sonra 60 gün, yeniden yazılması gerekli revizyonundan sonra 90 gün içinde gerekli değişiklikler yazar tarafından yapılmalıdır.

PRINCIPLES OF PUBLICATION

1. Sakarya University Journal of Science (SAÜ Fen Bil Der) is a journal founded in January 1997. Our journal of science is a national journal with referees and international indexed which is published in the areas of engineering and natural sciences three times in a year including in April, August and December regularly since 2012. All articles submitted for publication, are evaluated by editor, editorial advisory board and the referees.
2. Original research paper, technical notes, letters to the editor and reviews in Turkish or English are published in our journal.
3. Only the original scientific research are included. It is essential that the information created in scientific study needs to be new, suggest new method or give a new dimension to an existing information.
4. Articles submitted for publication are evaluated by 2 or 3 referees, accept-decline decision are taken by editorial board. Names of referees evaluating studies aren't informed to the authors. And also referees can't see the names of authors. It's general essential that studies which aren't seemed enough need to be changed in accordance with suggests of referees. Studies which aren't reached intended level or aren't seemed enough in terms of scientific are refused with unexplained reason.
5. Studies mustn't be published in another journal or mustn't be sent another journal to be published. For this, a cover letter explaining this situation is asked from authors.
6. All responsibility of the studies belong to the authors. Studies should be prepared in accordance with international scientific ethics rules. Where necessary, a copy of the ethics committee report must be added.
7. Articles submitted for publication in our journal are checked with i-Thenticate which is a similarity control software since 01.08.2013. Similarity report will be sent on the advisory board to be checked.
8. For the studies accepted for publication in our journal, copyright transfer form signed must be added to the system or mail to saujs@sakarya.edu.tr.
9. Studies submitted for publication in our journal must be prepared according to the rules of spelling of journal. Spelling and template are included in www.saujs.sakarya.edu.tr
10. On the front cover of each issue, an image, a pattern or a graphic determined by editorial board is located.
11. 30 days after minor revision, 60 days after major revision, 90 days after needed to rewrite revision required changes must be done by authors