



**NO₂ GAZI ÖLÇÜMÜ İÇİN MİKROAKIŞKAN
TABANLI SENSÖR SİSTEM TASARIMI
VE GELİŞTİRİLMESİ**

Doktora Tezi

Kadir KAYA

Kütahya-2025

T.C.
KÜTAHYA DÜMLUPINAR ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

**NO₂ GAZI ÖLÇÜMÜ İÇİN MİKROAKIŞKAN TABANLI SENSÖR
SİSTEM TASARIMI VE GELİŞTİRİLMESİ**

Danışman:
Prof. Dr. Mehmet Ali EBEOĞLU

Hazırlayan:
Kadir KAYA

Kütahya - 2025

Kabul ve Onay

KÜTAHYA DUMLUPINAR ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana bilim dalında, 801820410101 öğrenci numaralı, Kadir Kaya'nın hazırlamış olduğu "NO2 GAZI ÖLÇÜMÜ İÇİN MİKROAKIŞKAN TABANLI SENSÖR SİSTEM TASARIMI VE GELİŞTİRİLMESİ" başlıklı doktora tez çalışması ile ilgili tez savunma sınavı jüri tarafından yapılmış ve adayın tezinin OY BİRLİĞİ ile kabul edilmesine karar verilmiştir.

20/01/2025

Tez Jürisi	İmza	
	Kabul	Ret
Prof. Dr. Mehmet Ali EBEOĞLU(Danışman)		
Prof. Dr. Hamdi Melih SARAOĞLU		
Prof. Dr. Ahmet ÖZMEN		
Prof. Dr. Ahmet ALTUNCU		
Doç. Dr. Fırat AYDEMİR		

Onay:

Doç. Dr. Eray ACAR

Enstitü Müdürü

Bilimsel Etik Bildirimi

Doktora tezi olarak hazırladığım “NO2 Gazı ölçümü için mikroakışkan tabanlı sensör sistem tasarımı ve geliştirilmesi” adlı çalışmanın öneri aşamasından sonuçlandığı aşamaya kadar geçen süreçte bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle uyduğumu, tez içindeki tüm bilgileri bilimsel ahlak ve gelenek çerçevesinde elde ettiğimi, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığımı, bu çalışmamda doğrudan veya dolaylı olarak yaptığım her alıntıya kaynak gösterdiğimi ve yararlandığım eserlerin kaynakçada gösterilenlerden oluştuğunu beyan ederim.

20/01/2025

Kadir KAYA



Özgeçmiş

İlk, orta ve lise öğrenimini Aydın'da tamamladı. Lisans eğitimini 2011 yılında Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde tamamladı. Yüksek lisansını 2018 yılında Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği ABD tamamladı. 2012 yılından itibaren kamuda elektrik elektronik mühendisi olarak görev yapmaktadır. Sensör sistemleri, elektronik donanım tasarımı, gömülü sistemler ve makine öğrenme üzerine literatürde çalışmaları bulunmaktadır.

Çalışmaları:

Kaya, K., & Ebeoğlu, M. A. (2024). Development of a Neural Network for Target Gas Detection in Interdigitated Electrode Sensor-Based E-Nose Systems. *Sensors*, 24(16), 5315.

Kaya, K., Ebeoğlu, M. A & Taşaltın. C. (2024, July 5-7). Interface circuit design for electronic nose system. *In Proceedings of the 6th. International İstanbul Current Scientific Research Congress, İstanbul, Türkiye.*

ÖZET

NO₂ GAZI ÖLÇÜMÜ İÇİN MİKROAKIŞKAN TABANLI SENSÖR SİSTEM TASARIMI VE GELİŞTİRİLMESİ

KAYA, Kadir

Doktora Tezi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Mehmet Ali EBEOĞLU

Ocak, 2025, 110 sayfa

Gelişen dünyamızda gaz emisyonu miktarındaki artış hava kirliliği ile birlikte küresel ısınmaya da yol açmaktadır. Tüm canlılar için tehdit oluşturan hava kirletici gazların tespiti ve izlenmesi önem arz etmektedir. Bu çalışmanın asıl amacı yüksek duyarlılıkta NO₂ (Azot dioksit) gazı tespitine olanak sağlayacak mikroakışkan tabanlı bir sensör sistemi diğer bir deyişle mikro gaz kromatografisi (μ GC) tasarlamaktır.

Bu çalışmada TÜBİTAK MAM (Marmara Araştırma Merkezi) Malzeme Enstitüsü tarafından özgün geliştirilen mikro gaz kolonu ile bütünleşik mikro interdigitated electrode (μ IDE) gaz sensör dizisinin prototip uygulaması gerçekleştirilmiştir. Ayrıca μ IDE sensör ile bütünleşik tasarlanan μ GC sistemin yapısı literatüre tanıtılmıştır. μ IDE sensör kimyasal kapasitif özellikte olup sensör empedansı 10 MHz frekansta 32 k Ω civarındadır. Sensörün empedans genlik ve faz açısındaki değişimin ölçülmesi için ac arayüz devresi tasarlanmıştır. Sensör gaz ölçüm sinyallerinin gürültüden arındırılması ve ölçüm performansını arttırmak için lineer kalman filtresi kullanılmıştır. μ IDE sensör prototipi gaz tespit duyarlılığı NO₂ (6,7ppm) gazına karşın 0,7517 Ω /ppm, aseton (3640ppm) gazına karşın 0,0118 Ω /ppm, ethanol (1820ppm) gazına karşın 0,0067 Ω /ppm ve kloroform (1465ppm) gazına karşın 0,0077 Ω /ppm olarak hesaplanmıştır. Elde edilen sensör verisine PCA (Principal Component Analysis) analizi ile boyut indirgenmesi yapılmış ve lineer olmayan değişim sergilediği gösterilmiştir. Hedef gaz tespiti için geri yayılım algoritmasına sahip sinir ağı BPNN (Back-propagation Neural Network) geliştirilmiş olup NO₂ (6,7ppm), aseton (1820ppm), ethanol (1820ppm) ve kloroform (1435ppm) gazlarının sınıflandırılması %87,16 test başarımları ile gerçekleştirilmiştir. Bu araştırma kapasitif bir sensör ile NO₂ gazı ölçümü öncüsü bir çalışmadır.

Anahtar Kelimeler: Mikro gaz kromatografisi (μ GC), mikro interdigitated electrode sensör (μ IDE), sensör arayüz devresi, geri yayılım sinir ağı (BPNN), temel bileşen analizi (PCA).

ABSTRACT**DESIGN AND DEVELOPMENT OF A MICROFLUIDIC BASED SENSOR
SYSTEM FOR NO₂ GAS MEASUREMENT****KAYA, Kadir****Ph.D. Thesis, Department of Electrical Electronics Engineering****Supervisor: Prof. Dr. Mehmet Ali EBEOĞLU****January, 2025, 110 pages**

In our developing world, the increase in gas emissions is leading to both air pollution and global warming. Detecting and monitoring air-polluting gases, which pose a threat to all living beings, is crucial. The main aim of this study is to design a microfluidic-based sensor system, also known as micro gas chromatography (μ GC), that enables the detection of NO₂ (Nitrogen Dioxide) gas with high sensitivity.

In this study, a prototype application of a micro gas chromatograph (μ GC) system integrated with a micro interdigitated electrode (μ IDE) gas sensor array, uniquely developed by TÜBİTAK MAM (Marmara Research Center) Materials Institute, was implemented. Additionally, the structure of the μ GC system integrated with the μ IDE sensor was introduced to the literature. The μ IDE sensor has chemical capacitive properties, with a sensor impedance around 32 k Ω at a frequency of 10 MHz. An AC interface circuit was designed to measure changes in the amplitude and phase angle of the sensor's impedance. A linear Kalman filter was used to eliminate noise from the gas measurement signals and to improve the measurement performance. The sensitivity of the μ IDE sensor prototype for gas detection was calculated as 0.7517 Ω /ppm for NO₂ (6.7 ppm), 0.0118 Ω /ppm for acetone (3640 ppm), 0.0067 Ω /ppm for ethanol (1820 ppm), and 0.0077 Ω /ppm for chloroform (1465 ppm). Principal Component Analysis (PCA) was used to reduce the dimensionality of the obtained sensor data, demonstrating that it exhibited nonlinear variation. A Back-Propagation Neural Network (BPNN) with a backpropagation algorithm was developed for target gas detection, and classification of NO₂ (6.7 ppm), acetone (1820 ppm), ethanol (1820 ppm), and chloroform (1435 ppm) gases was successfully achieved with a 87.16% test accuracy. This research is a pioneering study for NO₂ gas measurement using a capacitive sensor.

Keywords: Micro gas chromatography (μ GC), micro interdigitated electrode (μ IDE) sensor, sensor interface circuit, backpropagation neural network (BPNN), principal component analysis (PCA),

Önsöz

Bu tez çalışmasının ortaya çıkmasında değerli bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan, yaptığım çalışma ile hem akademik hem de mesleki gelişimimde büyük katkıda bulunan, üzerimde büyük emeği olan değerli danışman hocam Prof. Dr. Mehmet Ali EBEOĞLU'na destek ve sabrından dolayı sonsuz şükran ve minnetlerimi sunarak gönülden teşekkür ederim.

Ayrıca çalışmamda kullandığım sensör üretimi, kimyasal kaplaması ve hedef gaz ölçümü dâhil her aşamada katkılarını sunan, bilgi ve tecrübesini esirgemeyen TÜBİTAK MAM Malzeme Enstitüsü 3B Mükemmeliyet Merkezinde görevli Doç. Dr. Cihat TAŞALTIN'a içtenlikle teşekkür eder şükranlarımı arz ederim. Doktora çalışmam boyunca tüm desteklerini sunan TÜBİTAK MAM Malzeme Enstitüsü 3B Mükemmeliyet Merkezi araştırmacılarına teşekkür ederim.

Tez çalışmamda gerçekleştirdiğim analiz, ölçüm ve değerlendirmelerde çalışmaya yön veren, süreç boyunca desteğini esirgemeyen Prof. Dr. Ahmet ÖZMEN hocama ve Doç. Dr. Fırat AYDEMİR hocama şükran ve minnetlerimi sunarım. Doktora eğitimi boyunca engin bilgi ve desteklerinden faydalandığım aynı zamanda tez jürisinde yer alarak çalışmanın zenginleşmesine katkıda bulunan Prof. Dr. Ahmet ALTUNCU ve Prof. Dr. Hamdi Melih SARAĞLU hocalarıma teşekkürü borç bilirim.

Bugünlere erişmeme vesile olan ve dualarını eksik etmeyen annem Nurten KAYA ve babam Hıdır KAYA'ya, hayatıma kattığı anlam ve enerjinin kaynağı eşim Sevda KAYA ve biricik kızım Zehra Melek KAYA'ya yürekten sevgilerimi sunarım.

Bu uzun araştırma sonucunda ülkemize akademik alanda katkı sunmayı nasip eden, çalışma azim ve ilmini bahşeden rabbime şükrediyorum.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	v
ABSTRACT	vi
TABLolar LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xi
GÖRSELLER LİSTESİ	xii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xiii

BİRİNCİ BÖLÜM

GİRİŞ

1.1. TEZE GENEL BAKIŞ	2
1.2. TEZİN AMAÇ VE HEDEFLERİ.....	3
1.3. TEZİN YAPISI.....	3
1.4. TEZİN ÖZGÜN KATKILARI	5

İKİNCİ BÖLÜM

LİTERATÜR ÖZETİ

2.1. GİRİŞ.....	8
2.2. ELEKTRONİK SENSÖRLER	8
2.3. ELEKTRONİK VOC SENSÖRLERİ.....	15

ÜÇÜNCÜ BÖLÜM

MİKROAKIŞKAN TABANLI SENSÖR SİSTEM GELİŞTİRİLMESİ

3.1. MİKROAKIŞKAN SİSTEMLER GENEL BAKIŞ	20
3.1.1. Mikroakışkan Kanal ve μ IDE Sensörün Geometrik Yapısı.....	20
3.1.2. Mikroakışkan Kanal ve μ IDE Sensörün Kimyasal Yapısı	22
3.1.3. μ IDE Sensörün Prototip Tasarımı.....	23
3.1.4. μ IDE Sensörün Elektriksel Yapısı	25
3.1.4.1 Ölçüm Karakteristiği	25
3.1.4.2. Eşdeğer Devre Modeli	28

DÖRDÜNCÜ BÖLÜM

MATERYAL VE METOT

4.1. SİSTEM TASARIMINA GENEL BAKIŞ.....	33
4.2. DONANIMSAL TASARIM.....	34

4.2.1. Zincir Kuralı ile Fark Alıcı Yükselteç Devre Tasarımı	34
4.2.2. Kazanç ve Faz Dedektör Devresi.....	50
4.2.3. Gürültü (Noise) Azaltma Yöntemleri	51
4.3. YAZILIMSAL TASARIM.....	53
4.3.1. Gömülü Sistem ve ADC	53
4.3.2. Linear Kalman Filtresi	53
4.3.3. Temel Bileşen Analizi (PCA)	54
4.3.4. Geri-yayılım Sinir Ağı (Backpropagation Neurol Network (BPNN)).....	56
4.4. DENEY PARADİGMASI.....	60

BEŞİNCİ BÖLÜM

BULGULAR VE TARTIŞMA

5.1. DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE VERİ İŞLEME.....	63
5.1.1.Sensör Dizisi Referans Empedans Değer Tespiti ve Nem Etkisi.....	63
5.1.2.Sensör Dizisi NO ₂ Gazı Tepkisi.....	65
5.1.3.Sensör Dizisi Aseton, Ethenol ve Kloroform Gazı Tepkisi	68
5.1.4.Sensör Duyarlılığına Kaplama Etkisi.....	73
5.1.5.Hedef Gaz Sınıflandırma Çalışması.....	74

ALTINCI BÖLÜM

SONUÇ

6.1. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME	77
6.2. GELECEKTE YAPILABİLECEK ÇALIŞMALAR VE ÖNERİLER.....	79
KAYNAKÇA	80
DİZİN	94

TABLOLAR LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2. 1: Sensörün Ölçümlendiği Çevresel Değişkenler	9
Tablo 2. 2: Elektronik Sensör Çeşitleri ve Uygulama Alanları.....	10
Tablo 3. 1: μ IDE Sensör ve Prototip Özelliklerinin Karşılaştırılması.	25
Tablo 4.1: μ IDE Sensör Prototip Duyarlılığı ve R Değeri Seçimi.....	54
Tablo 4.2: Sensör Dizisi Aseton Gazı (0-5460ppm) Tepkisinin Kovaryans Matrisi	55
Tablo 4.3: Sensör Dizisi Aseton Gazı (0-5460ppm) Tepkisinin Korelasyon Matrisi	55
Tablo 5.1: μ IDE Prototip Sensor Dizisinin Referans Empedans Değerleri	63
Tablo 5.2: Bağlı Nemin Hedef Gaz Tepkisi Üzerine Tolerans Etkisi.....	65
Tablo 5.3: Sensör Dizisi NO ₂ Gazı Tepkisi Ölçüm Sonucu.....	68
Tablo 5.4: Sensör NO ₂ Tespit Duyarlılığı (S = Empedans Genliği/ Konsantrasyon)	68
Tablo 5.5: Sensör Dizisi Aseton, Ethenol ve Kloroform Gazı Tepkisi.....	71
Tablo 5.6: Sensör Dizisi Aseton, Ethenol Ve Kloroform Gaz Tespit Duyarlılığı	72
Tablo 5.7: Sensör Dizisi Empedans Faz Açısındaki Değişim Ölçümü.....	73
Tablo 5.8: Kaplamanın Sensör Gaz Tespit Duyarlılığı Üzerine Etkisi	74
Tablo 5.9: BPNN Algoritması ile NO ₂ Gazı Sınıflandırma Sonuçları.....	74

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: Mikroakışkan sensör sistemi (μ GC) blok şematiği.	5
Şekil 2. 1: Uçucu bileşik gazları (VOCs) algılama yöntemleri.	16
Şekil 3.1: μ IDE sensör akım gerilim karakteristiği.....	26
Şekil 3.2: Sensörün empedans analizörü gaz tepkisinin ölçüm düzeneği.	26
Şekil 3.3: Sensör frekans-empedans değişimi.	27
Şekil 3.4: a) μ IDE sensör etanol gazı akım tepkisi b) toluene gazı akım tepkisi.	28
Şekil 3.5: μ IDE sensör elektrik eşdeğer devresi.....	30
Şekil 4.1: μ IDE sensör ve prototip uygulaması için sistem tasarım modeli.....	33
Şekil 4.2: Gerilim bölücü devre ve empedans frekans değişim grafiği.	35
Şekil 4.3: Seri RC devresi empedans üçgeni görseli.	38
Şekil 4.4: Zincir kuralı ile gerilim bölücü devre ile pasif filtre bağlantısı.	41
Şekil 4.5: Yüksek geçiren pasif filtre tasarımı LTspice simülasyon görseli.	44
Şekil 4.6: 10 nF kapasite empedans-frekans grafiği.	45
Şekil 4.7: μ IDE sensör ve prototip uygulaması için geliştirilen arayüz devre şematiği.	46
Şekil 4.8: İdeal op-amp negatif geri besleme kapalı çevrim kullanımı.	48
Şekil 4.9: Tasarlanan BPNN mimarisi.	57
Şekil 4.10: BPNN algoritması akış diyagramı.....	58
Şekil 4.11: μ IDE sensör ve prototip uygulaması için deney şematiği.....	61
Şekil 5.1: Sensör dizisi bağıl nem etkisi ve NO ₂ gazı tepkisi ölçüm görseli.....	64
Şekil 5.2: Sensör-3'ün NO ₂ gazı tepkisi ölçümü.	66
Şekil 5.3: Sensör-1'nin NO ₂ gazı tepkisi ölçümü.	67
Şekil 5.4: Sensör-1'in aseton ve ethanol gazına karşı tepkisinin ölçümü.....	69
Şekil 5.5: Sensör-3 ve Sensör-4'ün kloroform gazı tepkisinin ölçülmesi.	70
Şekil 5.6: Test başarımı %87,16 olan gaz sınıflandırmasının MSE değişim grafiği.....	75

GÖRSELLER LİSTESİ

Sayfa

Görsel 1.1: μ GC sistem için geliştirilen μ IDE sensör ve prototipi.	4
Görsel 3.1: Mikroakışkan kanal tasarımı.....	21
Görsel 3.2: a) Mikro kanalın üstten b) ve yandan görüntüsü.	21
Görsel 3.3: Silikon μ IDE sensör dizisi tasarımı.....	22
Görsel 3. 4: Silikon yapıli μ GC sistem görseli.	23
Görsel 3.5: (a) Tümlleştirilmiş MEMS mikrokanal yapısı (b) μ IDE sensör kısım.....	23
Görsel 3.6: Sensörün kloroform gazına karşı empedans kapasite değeriinin ölçümü. ...	28
Görsel 4.1: μ IDE sensör ve prototip uygulaması arayüz devre PCB görseli.....	50
Görsel 4.2: μ IDE sensör için tasarlanan arayüz ölçüm devresi.	52

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simge

Açıklama

V	Volt
mV	Mili volt (10^{-3})
A	Amper
pA	Piko-amper (10^{-12})
W	Watt
kΩ	Kilo ohm (10^3)
MΩ	Mega ohm (10^6)
GΩ	Giga ohm (10^9)
μF	Mikro farad (10^{-6})
nF	Nano farad (10^{-9})
pF	Piko farad (10^{-12})
Hz	Hertz
kHz	Kilo hertz
MHz	Mega hertz

Kısaltma

Açıklama

AC	Alternatif Akım
ADC	Analog Digital Converter
BPNN	Back-propagation Neural Network (Geri-yayılım Sinir Ağı)
BIS	Biyoempedans Spektroskopisi
DCNN	Deep Convolutional Neural Networks (Derin Evrişimsel Sinir Ağı)
E-NOSE	Electronic Nose (Elektronik Burun)
FPGA	Field Programmable Gate Array (Alanda Programlanabilir Kapı Dizisi)

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (Devam)

Kısaltma	Açıklama
FR4	Flame Retardant (Alev geciktirici kompozit malzeme)
IDE	Interdigitated electrode (Gaz sensör)
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
NO₂	Azot dioksit
PID	Micro Photoionozation Dedector
PCA	Principal Compenent Analysis (Temel Bileşen Analizi)
PCB	Printed Circuit Board (Baskı Devre Kartı)
PPM	Part Per Million (Milyonda Bir)
PPB	Part Per Billion (Milyarda Bir)
RNN	Recurrent Neural Network (Özyinemeli Sinir Ağı)
SAW	Surface Acoustic Wave
μGC	Micro Gas Chromatogrady (Mikro Gaz Kramotografisi)
μTCD	Micro Thermal Conductive Dedector
μIDE	Micro Interdigitated electrode (Gaz sensör)



TEZ METNİ



BİRİNCİ BÖLÜM
GİRİŞ

1.1. TEZE GENEL BAKIŞ

Endüstriyel ilerlemeler başta olmak üzere insan kaynaklı aktivitelerin artmasının doğrudan bir sonucu olan hava kirliliği her geçen gün kritik eşiği zorlamaktadır. Hava kalitesini düşüren ve hava kirliliğine yol açan NO₂ (Azot dioksit) gazı insan hayatını olumsuz etkilemektedir. NO₂ gazına maruz kalan insanlarda kanser ve kalp-damar hastalıklarına bağlı erken ölüm riskinin arttığı belirtilmiştir (Khaniabadi, vd., 2017). Dünya sağlık örgütü sınır değerine göre insanın bir saatlik maruz kalacağı NO₂ miktarı 200 µg/m³ 'dir. 24°C sıcaklıkta bu değer yaklaşık 106 ppb (0,106ppm) etmektedir (World Health Organization, 2021). Özellikle fosil yakıtlardan gaz kömür yağ gibi yanıcı maddelerden ve zamanımızın büyük bir kısmını geçirdiğimiz taşıtlardan ortaya çıkan NO₂ gazının takip edilmesi son derece önemli bir konudur.

Hava kirletici gazların tespitinde elektronik burun (e-nose) sistemi popüler olarak kullanılmaktadır (Capelli, Sironi ve Rosso, 2014). E-nose sistemleri ekolojik kirliliğin önlenmesi için hava kirletici gaz tespiti (Yin, vd., 2015) ve hava kalitesi izleme (Zampolli, vd., 2004) gibi başlıca konularda popüler kullanım alanına sahiptir. Günümüzde gerek sensör duyarlılığını arttırmaya yönelik çalışmalar ile gerekse mikro sensör dizilerin kullanımı ile yapılan çalışmalar incelendiğinde havadaki uçucu gazların tespitinde ppm altı konsantrasyonunun tespitinde hedeflenenin gerisinde olduğu görülmektedir (Mohsen, vd., 2014). Bu alanda düşük ppm/ppb konsantrasyonda (part per million/part per billion) yüksek seçicilik ve duyarlılıkla gaz tespiti yapmak için bilimsel çalışmalar yoğun bir şekilde devam etmektedir (Pandey, 2016). Bu nedenle günümüzde geleneksel e-nose sistemleri yerini MEMS (micro-electro-mechanical systems) dayalı mikro gaz kolonu ile bütünleşik olarak tasarlanan sensör dizilerinin yer aldığı µGC (Micro Gas Chromatography) ile bütünleşik e-nose sistemlere bırakmıştır (Regmi ve Agah, 2018). Bu sistemlerin geliştirilmesinde özgün sensör üretimi, sensör arayüz devre tasarımı ve ayrıştırma kolon tasarımındaki bilimsel ilerlemeler popülerliğini korumaktadır.

Mikroakışkan sensör sistemi bir başka deyişle µGC sistemler son 20 yılda ciddi şekilde gelişme göstermiştir. Geleneksel e-nose sistemlerinden ziyade hedef gaz tespitinde daha az numune kullanımı, düşük güç tüketimi, minyatürleşmenin sağladığı avantaj, hızlı analiz gibi üstün performanslardan dolayı sağlık, endüstri, çevre ve güvenlik gibi birçok sahada tercih edilmektedir (Azzouz, 2014; Ghosh, 2018; Zoccali, 2019).

Minyatürleştirme, küçük hacimli numunelerin analizine olanak sağladığı gibi çok daha az enerji harcanarak daha kısa cevap verme süreleriyle analitik sonuçlara daha hızlı ulaşılmasını sağlar (Azzouz, vd., 2017).

Bu çalışmanın konusu insan sağlığını tehdit eden NO₂ gazının tespitine yönelik mikro akışkan tabanlı özgün bir sensör sistemi tasarlamaktır. E-nose sisteminden farklı olarak ortamdaki gaz karışımlarının ayırt edilmesine olanak sağlayan mikro gaz kolonu üzerine yerleştirilmiş mikro sensör dizisi ile sistem kurgulanmaktadır.

1.2. TEZİN AMAÇ VE HEDEFLERİ

Çalışmanın çıkış motivasyonu kapasitif bir sensör üzerinden hava kirletici NO₂ gazı ölçümünün yüksek duyarlılıkta yapılabilirliğinin ne derece mümkün olacağı varsayımına dayanmaktadır. Bu amaçla NO₂ gazı ölçümüne yönelik mikro akışkan tabanlı özgün bir sensör sistemi bileşenleri tasarlanmıştır. Yapılan çalışmada tasarlanan mikro gaz kolonu üzerine yerleştirilecek şekilde 4 dizi μ IDE (mikro interdigitated electrode) sensörden oluşan bir ölçüm sistemi kurgulanmıştır.

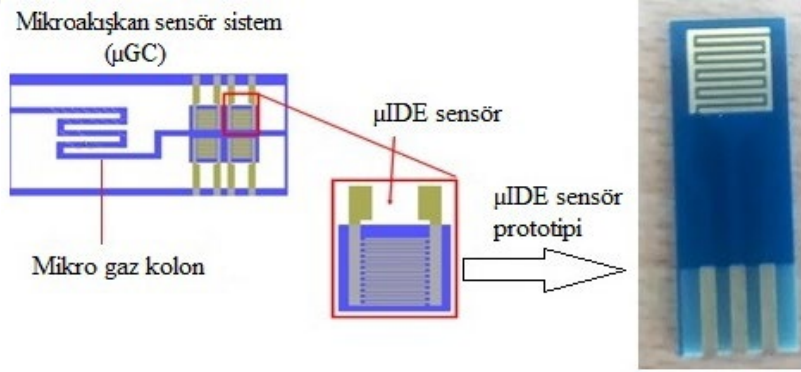
Çalışmanın hedefi ise geliştirilen mikroakışkan tabanlı sensör sisteminde kullanılması planlanan μ IDE (mikro interdigitated electrode) sensör prototipi ile ilk aşamada NO₂ gazının 10 ppm altı konsantrasyon değerinde tespitinin yapılmasına yöneliktir. μ IDE sensör prototipi ile elde edilen bulguların mikro akışkan tabanlı silikon yapılı μ IDE sensör sisteminde daha düşük konsantrasyonda NO₂ gazı ölçümüne öncülük etmesi öngörülmektedir. Çalışmada elde edilen veriler literatürdeki mevcut çalışmaları destekleyici ve geliştirici niteliktedir.

1.3. TEZİN YAPISI

Bu çalışmada NO₂ gazı ölçüm sistemi için geliştirilen mikroakışkan tabanlı 4 adet μ IDE sensör dizinden meydana gelen sensör sistemi tasarlanmıştır. Görsel 1.1’de mikroakışkan sensör sistem, diğer bir deyişle μ GC sistem ile bütünleşik μ IDE sensör dizisi tasarım görseli görülmektedir. Oda sıcaklığında diğer gazları hedef gazdan indirmek ve hedef gaz seçiciliğini arttırmak için mikro ayırıştırma kolonu gerekmektedir. Ayırıştırma kolonu sonrası indirgenen hedef gaz μ IDE sensör dizisine uygulanacaktır.

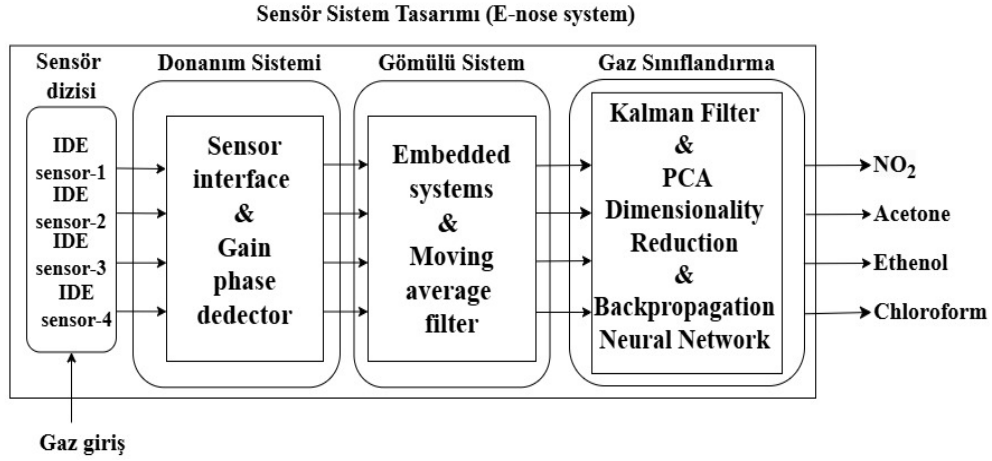
μ IDE sensör dizisine hedef gaz direk uygulanmadan önce mikroakışkan kanal içerisinde ilerlemesi sağlanacaktır. Kanal içerisinde düşük moleküler ağırlığa sahip moleküllerin hızlı bir şekilde μ IDE sensöre ulaşması için akış yolunda bariyerler mevcuttur. Bu sayede μ GC sistemde hedef gaz seçiciliğinin artması hedeflenir. Tüm bu sistemin kurgulanması sürecinde ilk aşama sensör duyarlılığının ortaya çıkarılmasıdır. Silisyum altlık üzerine üretilen μ IDE sensör yapısı gereği daha küçük alanda daha fazla parmak içerebilmektedir. Fakat deneysel uygulama öncesi kontak tellerinin bağlanması için özel cihaza gereksinim duyulması, özel bir PCB'ye bağlantısının yapılması gibi uygulamada pratik olmayan durumlar mevcuttur. Bu nedenle, μ IDE sensörün hızlı karakterize yapılabilmesi için PCB üzerine μ IDE sensör prototipi üretilmiştir.

Görsel 1.1: μ GC sistem için geliştirilen μ IDE sensör ve prototipi.



Şekil 1.1'de NO_2 gazı tespiti için geliştirilen mikroakışkan tabanlı sensör sistemini oluşturan donanımsal ve yazılımsal ana bileşenlerin blok gösterimi sunulmuştur. Sensör sistemleri donanımsal ve yazılımsal kısımdan meydana gelmektedir. Sensör sistemleri bir bütün olarak ele alındığı için sensörün iyi karakterize edilmesi, sensör davranış ve modelinin ortaya çıkartılması, sensöre özgü donanımın oluşturulması, elde edilen verilerin uygun metot ve yöntemler ile analizi sistemin gaz tespit duyarlılığını etkilemektedir. Çalışmamızda μ GC sisteme özgü en uygun yöntem ve metot kullanılarak tüm bulgular ortaya konulmuştur. Donanımsal sensör arayüz devresinin PCB üretiminde Altium Designer programı kullanılmıştır. Donanıma komponent seçiminde ve devrenin simülasyon çalışmasında LTspice programından yararlanılmıştır. Yazılımsal olarak sinyalin gürültüden arındırılmasında kullanılan lineer Kalman filtresi, verilerin analizinde kullanılan PCA ve lineer olmayan verilerin sınıflandırılmasında kullanılan sinir ağı algoritması Matlab ortamında gerçekleştirilmiştir.

Şekil 1.1: Mikroakışkan sensör sistemi (μ GC) blok şematiği.



NO_2 gazı ölçümü için geliştirilen mikroakışkan tabanlı sensör sisteminin deneysel çalışmaları TÜBİTAK MAM Malzeme Enstitüsü 3B Mükemmeliyet Merkezi Laboratuvarlarında gerçekleştirilmiştir. Sensör dizisi duyarlılıklarının detaylı bir şekilde ortaya konulması için NO_2 gazı yanı sıra diğer uçucu gazlardan aseton, etanol ve kloroform ölçümünde gerçekleştirilmiştir. Kapasitif bir sensör ile yapılan NO_2 , aseton, etanol ve kloroform gazı ölçüm sonuçları ile elde edilen bulgular literatüre kazandırılmıştır. Sensör belirsizliği derinlemesine tartışılmıştır. Elde edilen sonuçlar analiz edilerek sensör sistem performansı ortaya konulmuştur. Çalışmanın gelecekteki etkisinden bahsedilmiştir. Ayrıca çalışmanın benzer alandaki araştırmalar ile ilişkilendirmesi yapılarak vereceği katkı vurgulanmıştır.

1.4. TEZİN ÖZGÜN KATKILARI

Literatürde kapasitif değişimi ele alan sensör yapıları güncel bir konudur. Sensör teknolojileri üzerine kapasitif çalışma konusunda açık bir çalışma alanı söz konusudur. Özellikle düşük kapasite değerlerine sahip değişimlerin algılanmasına yönelik arayüz devre tasarım çalışmaları temel zorlukları olan ayrı bir araştırma konusudur (Kanoun, Kallel ve Fendri, 2022). Bu çalışma ile pF mertebesinde kapasitif değişim sergileyen μ IDE sensör dizisi literatüre kazandırılmıştır. NO_2 ölçüm sisteminin mikroakışkan tabanlı kapasitif bir sensör sistemi ile ele alınması çalışmanın spesifik olarak önemini ortaya koymaktadır.

μ GC sistemler ile mikro düzeyde gaz sensörlerinin geliştirilmesi araştırma konusu olarak popülerliğini korumaktadır (Cuevas, Lara-Ibeas ve Le Calve, 2021).

Fakat mikro gaz kolonu ile bütünleşik kullanılması önerilen μ IDE sensör tabanlı μ GC uygulamasında sınırlı sayıda çalışma mevcuttur (Qin ve Yogesh, 2016). Çalışmada kullanılan Mikroakışkan kolon ve μ IDE sensör TÜBİTAK MAM Malzeme Enstitüsünde özgün olarak geliştirilmiş olup kimyasal ve elektriksel yapısı gereği literatürde muadili bulunmamaktadır. Yapılan bu çalışmada elde edilen bulgular ile bilimsel boşluğun doldurulması hedeflenmektedir.

Mikroakışkan kolon ile bütünleşik olarak kullanılacak μ IDE sensörün seçilmesinin temel nedeni gaz tespit hacminde herhangi bir sınırlayıcı değerin bulunmamasıdır. Literatürdeki çalışmalara bakıldığında μ GC sistemde en çok tercih edilen sensör türünün μ TCD'ler (Micro Thermal Conductive Dedector) olduğu görülmektedir. Ancak μ TCD gaz akış kanal hacminin sınırlı olması hedef gaz tespit limitini düşürmektedir (Zhao, vd., 2020). Geliştirilen μ IDE sensör yüzeyindeki polimer kaplama sayesinde gaz moleküllerini akış yönteminin aksine emme yöntemiyle gerçekleştirmektedir. Dolayısıyla μ IDE sensörün geliştirilmesiyle oluşturulan mikroakışkan tabanlı sensör sisteminde μ TCD sensördeki dezavantaj durum olan gaz tespit hacmindeki sınır değer problemi ortadan kalkmaktadır.



İKİNCİ BÖLÜM
LİTERATÜR ÖZETİ

2.1. GİRİŞ

Mikroakışkan tabanlı sensör sistemleri, başka bir deyişle μ GC sistemlerinde hedef gaz tespit performansını doğrudan etkileyen iki kritik bileşen bulunmaktadır: ilki mikro gaz kolonu, ikincisi ise mikro gaz kolonu ile bütünleşik sensör dizisidir. Mikro gaz kolonu fiziksel olarak gaz karışımlarının ayrıştırıldığı kısımdır. Mikro gaz kolonu hedef gaz tespit seçiciliğinde (selectivity) kritik rol oynamaktadır. Mikro gaz kolonu gaz karışımındaki bileşenlerin karakteristik farklılıklarından dolayı gerçekleşen fiziksel bir ayırma tekniğidir. Gaz seçiciliği ve ayırma işlemi kolonlarda gerçekleştiğinden bu kısım sistemin en önemli bölümüdür. Ayırma verimliliği, bir μ GC kolonun performansını ölçmek için kullanılan temel bir özelliktir. Özellikle μ GC ayırma kolon uzunluğunun artırılması hedef gaz tespitinde süreyi uzatsa bile gaz tespit duyarlılığını arttırmaktadır (Bulbul ve Kim, 2020; Lotfi, vd., 2019; Peng, vd., 2021).

Mikroakışkan tabanlı sensör sisteminin performansını etkileyen ve duyarlılığını (sensitivity) değiştiren ikinci kritik bileşen ise sensör dizileridir. Literatürdeki bütün kurgu yüksek seçicilik ve duyarlılıkta gaz sensörlerinin geliştirilmesi üzerine gerçekleşmektedir (Cuevas, Lara-Ibeas ve Le Calve, 2021).

2.2. ELEKTRONİK SENSÖRLER

Sensörler ortamda bulunan fiziksel veya kimyasal enerjideki değişiklikleri algılayarak elektriksel sinyallere dönüştüren aygıtlardır. Transduserler ise bir enerji formunu diğer bir enerji formuna dönüştürür. Transduserler sensör olarak kullanılabilir iken sensörlerin transduser olarak kullanılması imkansızdır. Sensörler mutlaka bir sistemin parçası olup tek başına çalışamazlar. Elektronik yapıların çevresel girdilerden etkilenmesi için sensörler kullanılmaktadır. Tablo 2.1’de sensörlerin ölçüm yaptığı çevresel değişkenler; elektriksel, mekaniksel, manyetiksel, termal, optik, kimyasal, biyolojik, akustik ve radyasyon olarak gruplara ayrılmıştır. Sensörlerin ölçüm yaptığı her bir çevresel bölümde hangi hedef büyüklüğün algılandığı sıralı şekilde verilmiştir (Wilsom, 2004).

Tablo 2. 1: Sensörün Ölçümlediği Çevresel Değişkenler

ELEKTRİK	MEKANİK	MANYETİK	TERMAL	OPTİK
✓akım ✓gerilim ✓iletkenlik ✓elektrik alan ✓endüktans ✓kapasitans	✓pozisyon ✓hız ✓ivme ✓kuvvet ✓basınç ✓moment, tork ✓kütle ✓yoğunluk ✓akış ✓uzunluk, alan	✓manyetik akı ✓manyetik alan ✓manyetik geçirgenlik (permeability)	✓sıcaklık ✓termal iletkenlik ✓ısı akısı	✓dalga genliği ✓dalga fazı ✓dalga frekansı ✓dalga polarizasyon
KİMYASAL	BİYOLOJİK	AKUSTİK	RADYASYON	
✓konsantrasyon ✓yoğunlaşma ✓PH miktarı ✓oksidasyon/redaksiyon	✓antikor/antijen ✓enzimatik etkileşimler ✓DNA etkileşimleri	✓ses dalgası frekansı ✓ses dalgası genliği ✓titreşim	✓foton enerjisi ✓radyasyon akış yoğunluğu	

Sensörler enerji beslemelerine göre aktif ve pasif olarak sınıflandırılmaktadır. Aktif sensörler girişindeki fiziksel değişimi çıkışında elektriksel sinyale dönüştürmek için harici bir enerji kaynağına ihtiyaç duymaktadırlar. Aktif sensörler PN yarı iletken malzemeden yapılmaktadır. Örneğin; Ultrasonik sensörler, görüntü sensörleri, radar, sonar, gibi ölçüm sensörleri aktif sensör grubunda yer almaktadır. Pasif sensörler ise kendi doğal yapısı gereği dışarıdan hiçbir enerji beslemesi olmaksızın girişindeki fiziksel değişimi algılayarak çıkışında değişim meydana getirebilmektedirler. Örneğin; Basınç sensörleri, sıcaklık sensörleri pasif sensör olarak grubunda yer almaktadır (Naresh ve Lee, 2021).

Tablo 2.2’de günümüzde yaygın bir biçimde kullanılan gerek direk gerekse dolaylı olarak varlığı ile hayatımızı kolaylaştıran elektronik sensör çeşitleri verilmiştir. Özellikle sensörlerin yaygın kullanım alanlarına bakıldığında sağlık, endüstri, güvenlik, tarım ve çevre gibi insan hayatında önemli bir yere sahip tüm sahalarda geniş kullanımı bulunmaktadır. Dolayısıyla sensörler elektronik dünyasının vazgeçilmez bir aygıtı olarak görülmektedir. Bu nedenle sensör teknolojinin gün ve gün önemi artmakta, yeni sensör modellerinin üstün performansla üretiminde süregelen bilimsel bir arayış devam etmektedir.

Tablo 2. 2: Elektronik Sensör Çeşitleri ve Uygulama Alanları

Elektronik sensörler	Üretim çeşiti	Uygulama alanı
Akış/seviye sensörü (Javaid, vd., 2021)	Ultrasonik ve radar tip (Mohindru, 2023)	Tsunami alarmı, medical uygulamalar, içecek ve ilaç sektörü, akaryakıt istasyonu vb.
Sıcaklık sensörü (Rai, 2007)	Termistör, termokupl, direnç sıcaklık dedektörü (RTD), yarı iletken sıcaklık sensörler (PTC, NTC), optik tip (Kuzubasoglu ve Bahadır, 2020)	Hava durumu takibi, elektronik cihazlar, tarımsal ürün yetiştirme takibi, sağlık uygulamaları vb.
Yakınlık (proximity) sensörü (Kejık, vd., 2004)	Endüktif, kapasitif ve ultrasonik (Huang, vd., 2023)	GPS uygulamaları, otomotiv sektörü vb.
Basınç sensörü (Zang, vd., 2015)	Piezo elektrik, piezo resistive, kapasitif, optik (Balavalad ve Sheeparamatti, 2015)	Hidrolik ve pnömatik sistemler, tıbbi cihazlar vb.
Kimyasal sensör (Fonollosa, Solorzano, ve Marco, 2018)	Gaz sensörleri (akustik yüzey (SAW), piezo elektrik, polimer, optik, elektrokimyasal, MOS, kimyasal direnç	Hava ve sudaki değişimleri izleme, ilaç endüstrisi, paatlayıcı tespiti, endüstriyel atık gözetleme vb.
Gaz sensörü (Nazemi, vd., 2019)	(chemiresistor), (Zohora, Khan ve Hundewale, 2013)	Uçucu organik bileşik gazların tespiti, hava kalitesi izleme, insanda nefes ile hastalık tespiti, besin kalite kontrolü vb.
Kızılötesi (IR) sensör (Xu, vd., 2017)	Foto resistor, foto diyot, termal (Rogalski, 2002).	Yangın algılama sistemleri, güvenlik kamera sistemleri, robotik, sistemler, sağlık uygulamaları, mobil telefon vb.

Tablo 2. 3: Elektronik Sensör Çeşitleri ve Uygulama Alanları (Devamı)

Elektronik sensörler	Üretim çeşiti	Uygulama alanı
Görüntü (image) sensörü (Bigas, vd., 2006)	CMOS ve CCD (Fossum ve Hondongwa, 2014).	Kamera sistemleri, radar ve sonar algılama, medikal görüntüleme vb.
Hareket (motion) sensörü (Zhou ve Hu, 2007)	Kızılötesi (PIR), ultrasonik, mikrodalga tip (Zeng ve Zhao, 2011)	Kamera sistemleri, otomotiv sektörü vb.
İvme (accelerometer) sensörü (Sabato, Niezrecki ve Fortino, 2016)	Kapasitif, piezo elektrik, piezo resistif (Yang ve Hsu, 2010)	Otomotiv sektörü, hava araçları, yapılarda titreşim takibi, endüstriyel uygulamalar, mobil uygulamalar vb.
Jiroskop (gyroscope) sensör (Passaro, vd., 2017)	Mekanik, lazer tip, fiberoptik tip (Wang, vd., 2022)	Açısal hız ölçüm uygulamaları, drone teknolojisi, hava araçları, robotik kontrol vb.
Nem sensörü (Chen ve Lu, 2005)	Optik, akustik, manyetik, kapasitif, piezo resistif tip (Kolpakov, vd., 2014)	Havalandırma sistemleri, meteorolojik ölçüm, ilaç endüstrisi, tarım endüstrisi vb.
Optik sensör (Ferreira, vd., 2017)	Foto elektrik, İnfrared tip, fiber optik, fotoakustik spektroskopi (PAS), floresan (Fluorescent) tip (Ramakrishnan, vd., 2016).	Güvenlik sistemleri, havacılık ve otomotiv endüstrisi vb.

Sensör performansı sensörün özelliklerine, parametrelerine ve kullanılabilirliğine en uygun olduğu yerde maksimum verimle çalışması olarak tanımlanmaktadır. Sensör performansını ortaya çıkarmak için aşağıda sıralı verilen kriterlerin değerlendirmesi gerekmektedir (Grundler, 2007).

i. Duyarlılık (Sensitivity): Sensörün giriş sinyalindeki en ufak değişikliğe karşılık çıkış sinyalindeki değişimi ifade eder. Bu değişim lineer fonksiyonda eğimi ifade eder. Eğim ise sensör duyarlılığını vermektedir. Sensörün yapısına göre duyarlılık

ölçüsü değişmektedir. Çalışmamızda kullandığımız μ IDE sensör sistemin girişine hedef gazın farklı konsantrasyon aralıklarında uygulanması sonucu sistem çıkışında empedans genlik değişimi meydana gelmektedir. Dolayısı ile bu çalışmada duyarlılık ölçüsü Ω /ppm olarak belirlenmektedir.

ii. Kararlılık (Stability): Sensör sistemin sınırlı giriş değerine karşılık sınırlı çıkış değeri ürettiği ve sensör tepkisinin doğrusal oranda değiştiği yani duyarlılığın maksimum olduğu girdi çıktı ilişkisidir. Lineer sistemlerde farklı zamanlarda aynı sonuçlar elde edilir. Sensör sisteminden de farklı zamanda aynı ölçümü vermesi beklenmektedir.

iii. Seçicilik (Selectivity): Sensörün sadece tespit edilmesi istenen hedefe duyarlı olması ve diğer değişimlere duyarsız olması olarak tanımlanabilir.

iv. Çözünürlük (Resolution): Sensörün algılayabildiği en düşük tespit aralığı olarak tanımlanır. Yapılan deneysel ölçümlerde μ IDE sensör çözünürlüğü ppb konsantrasyon seviyesindedir.

v. Bant genişliği (Bandwidth): Sensörün girdi sinyalini algılayıp lineer bir şekilde çıktı üretebildiği frekans aralığı olarak tanımlanır. μ IDE sensör bant genişliği 45 MHz olarak ölçümlenmiştir.

vi. Cevap süresi (Response time): Sensörün girdiye karşılık vereceği cevabın gecikme süresi olup bir nevi geçici durumdan kalıcı duruma geçeceği zaman aralığı olarak tanımlanır. Bu gecikme süresi 5τ olarak ifade edilmekte olup sensör yapısına ve çalışma frekansına bağlı olarak değişmektedir. Gecikme süresi düştükçe sensör tepkisi hızlanmaktadır. μ IDE sensörün geçici tepkiden kalıcı duruma geçiş süresi 10 MHz frekansta $2,64 \mu s$ 'dir.

vii. Toparlanma süresi (Recovery time): Sensör girdisi ortadan kaldırıldığında çıktı sinyalinin tekrar eski başlangıç noktasına dönmesi için geçen süre olarak tanımlanmaktadır.

viii. Çalışma aralığı (Dynamic range): Sensörün en düşük ve en yüksek girdi sinyaline karşın çıkış üretebildiği aralık olarak tanımlanmaktadır. Bu çalışmada μ IDE sensörün NO₂ gazı için en düşük giriş konsantrasyonu 6,7 ppm iken en yüksek gazı giriş konsantrasyonu 46,7 ppm belirlenmiştir.

ix. Yaşlanma (Aging): Sensöre ait teknik özellikler standart çalışma koşulları altında belirlenir. Fakat sensörün kimyasal yapısı gerek çevresel gerekse kullanımdan kaynaklı olarak zamanla yıpranır ve bozulmaya gider. Bu durumun doğal sonucu olarak sensör doğrusallıktan sapar ve sensör duyarlılığında istem dışı değişimler meydana gelir.

Sensör sistemlerinde lineerliğin ve duyarlılığının artırılması, çözünürlüğün düşürülmesi, sistem cevap süresi ve toparlanma süresinin düşürülmesi sonucu sensör tepkisinin hızlandırılması ve sistem performansının yükseltilmesi için tek bir sensör yerine aynı özellikte birden fazla sensör kullanılarak sensör dizileri ile ölçüm sistemleri oluşturulmaktadır (Mitzner, vd., 2003).

Sensör sistemlerinde sensör dizileri tek başına kullanılamazlar. Geliştirilen sensörlerin elektriksel özellikleri ile uyumlu arayüz devre tasarımı yapılması kaçınılmazdır. Sensörler rezistif kapasitif veya endüktif davranış sergilemektedir. Rezistif davranış sergileyen sensörler için dc arayüz devresi, kapasitif ve endüktif davranış sergileyenler için ise ac arayüz devresi tasarlanmaktadır. Litetatürde gigaohm ($G\Omega$) mertebesinde yüksek direnç ve pikofarad (pF) mertebesinde düşük kapasite ile modellenen farklı arayüz devre tasarımları mevcuttur. Bu arayüz devreleri hem rezistif hem de kapasitif değişimden kaynaklı periyodik hızlı okuma yapabilmektedir. Bu arayüz devreleri hem rezistif hem de kapasitif değişimden kaynaklı periyodik hızlı okuma yapabilmektedir (Flammini ve Depari, 2018; Kanoun, Kallel ve Fendri, 2022; Serbanescu, vd., 2021). Lineer davranış gösteren sensörlerin frekansa bağlı empedans genlik ve açısındaki küçük değişimleri ölçümlemek için ise ac arayüz devresi tasarlanmaktadır.

Sensörlerin tetiklenmesinde 1 MHz frekansa kadar gerilim kontrollü akım kaynağı kullanılmaktadır (Anusha, vd., 2016; Ben Atitallah, vd., 2022; Ibrahim, Hall ve Jafari, 2017; Ruiz, Arkwright ve Ivorra, 2016; Santoso, vd., 2020; Yang, vd., 2006). Fakat her sensörün gerilim kontrollü akım kaynağı ile sürülmesi imkânsızdır. Özellikle yüksek empedansa sahip sensörler için daha yüksek çıkış empedansına sahip akım kaynağı tasarlamak çok zordur. Bu nedenle yüksek frekansta yüksek çıkış empedansına sahip özel gerilim kontrollü akım kaynağı modelleri tasarlanmıştır (Khalighi ve Mikaeilli, 2018). Bu yüzden yüksek empedanslı sensörleri akım kaynağı yerine gerilim kaynağı ile yüksek frekansta (>10 MHz) sürmek daha avantajlıdır (Addabbo, 2019; Bouchaala, vd., 2015;

Munjal, Wendler ve Kanoun, 2019). Sensör sistemlerinde elde edilen ham verilerin anlamlı bilgiye dönüştürülmesinde kullanılan farklı yöntem ve algoritmalar bulunmaktadır. Veri işlemeden önce ham sensor verisinin gürültüden (noise) arındırılmasında Moving Average Method (Elsayed, vd., 2017) ve Kalman filtresi popüler olarak kullanılmaktadır (Liu, Jiang ve Wang, 2020; Tzoumas, Jadbabaie ve Paspas, 2016). Her iki yöntem ile frekanstan bağımsız sinyalde filtreleme yapılabilmektedir. Fakat kalman filtresinin üstünlüğü gürültülü sensör sinyalinde bilgi kaybı olmaksızın gürültü arındırma yapılmasıdır.

Makine öğrenme algoritmalarındaki başarımın artması verilerin maksimum varyansı yansıtması ve birbiri ile korelasyon bağı olmayan verilerden oluşmasına bağlıdır. Veri setlerindeki bilgi taşımayan aykırı değer (outlier) verilerin elenmesi, veri boyutunun indirgenmesi için PCA (Principal Component Analysis) literatürde popüler olarak kullanılmaktadır (Akbar, vd., 2016; Johnson ve Synovec, 2002; Zabalza, vd., 2014). Sensörlerden elde edilen gerçek zamanlı lineer olmayan verilerin anlamlı bilgiye dönüştürülmesinde ve sonucu önceden tahmin eden prognostik görevlerde geri yayılım algoritmasına sahip sinir ağı BPNN (Back-propagation Neural Network), özyinemeli sinir ağı RNN (Recurrent Neural Network), derin evrimsel sinir ağı DCNN (Deep Convolutional Neural Networks) yaygın bir şekilde kullanılmaktadır (Huang ve Wu, 2020; Peel, 2008; Peng, vd., 2018; Santosh, vd., 2009; Venzke, 2020). Farklı gaz sensörleri ile gaz karışımlarının sınıflandırılması çalışmalarında başarılı sonuçlar ortaya koymaktadır (Iwata, vd., 2022; Sultan, 2023; Zhai, vd., 2016).

Özellikle BPNN modeli e-nose sistemlerinde gaz sensor verilerinin sınıflandırılmasında çokça tercih edilmektedir (He, vd., 2017; Yang, vd., 2023). BPNN algoritmasının en üstün özelliği lineer olmayan problemleri hızlı ve yüksek doğrulukla çözümlemesidir (Chen, Hou ve Zhang, 2022; Zhang, Ye ve Li, 2020). Tek dezavantajı ise veri eğitiminin fazla matematiksel hesap içermesidir. Fakat günümüz gömülü sistem teknolojisi bu dezavantaj ortadan kaldırmıştır. Alanında programlanabilir kapı dizilerinden oluşan FPGA (Field Programmable Gate Array) ile BPNN algoritmasının donanımsal olarak uygulanması mümkün kılınmıştır (Jia, vd., 2019; Zhai, vd., 2016).

2.3. ELEKTRONİK VOC SENSÖRLERİ

Elektronik VOCs (Volatile Organic Compounds) sensörler, uçucu organik bileşik gazların algılanmasında kullanılmaktadır. Literatürde uçucu organik bileşik gazlar: BTEX (Benzene, toluene, ethylbenzene, xylene) grubu, acetone, isoperene, CO (karbon-monoksit), CO₂ (karbon-dioksit), Nitrik oksit (NO_x) grubu, O₃ (ozon gazı), H₂ (hidrojen) olarak sınıflandırılmaktadır (Pearce, vd., 2006). Bu gazlardan Nitrik Oksit (NO), Oksijen ve Karbondioksit (CO₂) gibi gazlar inorganik bileşik gazlar olarak adlandırılmaktadır (Agapiou, vd., 2015).

Uçucu bileşik gazların takibi çevresel hava kirletici gazların gözlemi (McKercher, vd., 2017), iç hava kalitesi izleme (Clements, vd., 2017) ve hastalıkların teşhisi (Das, Pal ve Mitra, 2016) gibi yaygın bir alanda kullanılmaktadır (Schutze, vd., 2017).

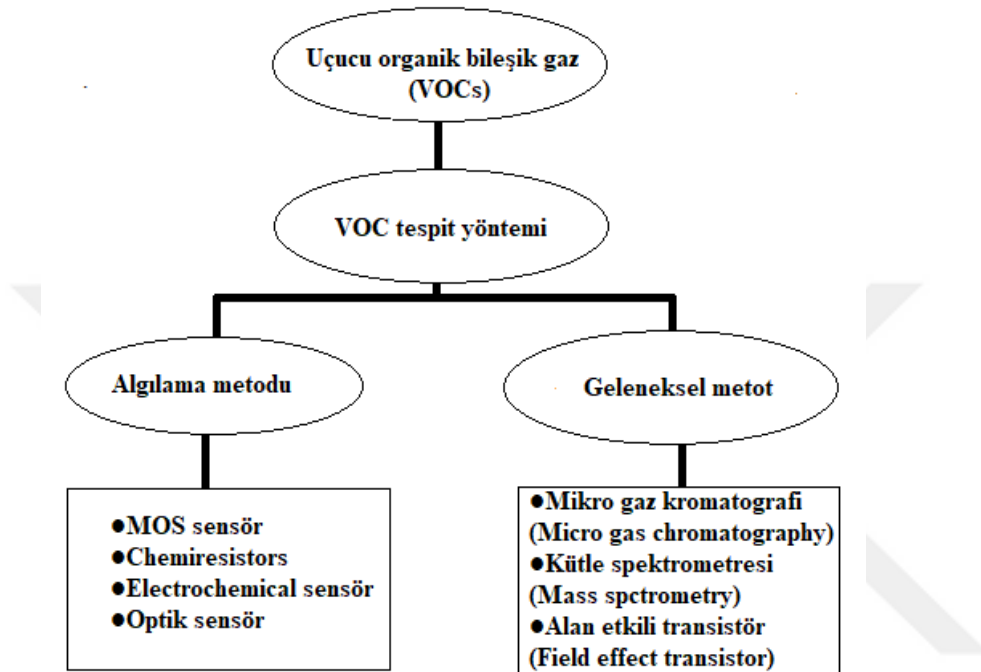
Uçucu bileşik gazların takibi kritik bir konudur. Çünkü uçucu bileşik gazların insanda solunum hastalıkları (Shuai, vd., 2018), deri alerjisi (Ahn, 2014), yorgunluk (Otto, 1992) ve merkezi sinir sistemi rahatsızlıkları (Genc, vd., 2012) gibi yaşam kalitesini etkileyen sağlık problemlerine yol açtığı bilinmektedir.

NO₂ gazı uçucu bileşik gazlardan biri olup bu gazın ortaya çıkmasının en potansiyel sebeplerinden biri, fosil veya petrol ürünü yakıtların yanması sonucu gözle görünür bir duman tabakası ortamda yayılmaktadır (Anenberg, vd., 2017). NO₂ gazına 1 saat maruz kalındığında insan için ölümcül konsantrasyon (LC50) değeri yani başka bir deyişle kalanların %50'sinin öldüğü, öldürücü konsantrasyon değeri 174ppm olarak tahmin edilmektedir (Khan, Rao ve Li, 2019).

Şekil 2.1'de uçucu bileşik gazların bilimsel olarak algılama yöntemleri görülmektedir. Uçucu organik bileşik gazların tespitinde iki farklı yöntem geçmişten günümüze kullanılmaktadır: ilki geleneksel metotlar ile analitik analiz yapma imkânı sunan fakat zaman, maliyet ve nitelikli iş gücü gerektiren geleneksel yöntemlerdir (Azzouz, vd., 2019). Bunlar: mikro gaz kromatografi ile ölçüm (Lee, vd., 2002), kütle spektroskopisi ile ölçüm (Guan, vd., 2019) ve alan etkili transistör ile ölçüm (Bur, vd., 2015) yöntemlerini içermektedir. Günümüzde geleneksel yöntemlerin boyutsal olarak mikro düzeyde tasarımı ile yüksek hassasiyet, düşük maliyet ve az miktarda numune analizi imkânı sunan mikro gaz kromatografisi üretilmektedir. İkincisi; elektronik tabanlı

sensörlerdir. MOS (metal oxide semiconductor) tip sensör, (Tian, vd., 2023), elektro kimyasal (electrochemical) tip sensör, (Sekhar ve Subramaniyam, 2014), kimyasal direnç (chemiresistor) tip sensör, (Szulczynski ve Gębicki, 2017) ve optik tip sensör (Prusti ve Chakravarty, 2020) olarak sınıflandırılmaktadır.

Şekil 2. 1: Uçucu bileşik gazları (VOCs) algılama yöntemleri.



Uçucu organik bileşiklerin tespit ve takibinde gaz sensörleri kullanılmaktadır. Gaz sensör dizilerinden oluşan gaz algılama sistemine elektronik burun (e-nose) ismi verilmektedir. Uçucu bileşik gazların tespit ve takibinde hem bilimsel hem de ticari olarak yaygın kullanıma sahip olan MOS sensörlerde, hedef gazın seçiciliğinde kullanılan kaplama malzemesi SnO_2 (Kida, vd., 2016), Co_3O_4 (Lin, vd., 2019), ZnO (Bhatia, Verma ve Bedi, 2017) ve TiO_2 (Zakrzewska ve Radecka, 2017) olarak yaygın kullanıma sahiptir. Elektro kimyasal sensörler ile toksit gazların tespitinde grafene dayalı (Ko, vd., 2010), metal veya metal oksit nano yapıları sensörler (Choi, vd., 2008; Liu, vd., 2022), organik malzemeden yapıları sensörler (Das, vd., 2007) ve Galyum Nitrür yapıları sensör (Song, vd., 2005) türleri kullanılmaktadır. Gaz tespit uygulamalarında yaygın kullanılan diğer bir sensör türü kimyasal direnç (chemiresistor) tipindedir. Bu sensörde iletken polimer (conductive polymer) yapıları (Haynes ve Gouma, 2022) ve grafen gibi nano malzeme yapıları (Bo, vd., 2020) türleri bulunmaktadır. Optik tipte sensörlerde kızıl ötesi ışığı

kullanan infrared gaz sensör (Chen, vd., 2022), fiber optik teknolojisi kullanan sensörler (Hromadka, vd., 2018), ses dalgalarının ölçümüne dayalı Fotoakustik spektroskopi (PAS-Photoacoustic Spectroscopy Sensors) sensörler (Chen, vd., 2020) ve floresan (Fluorescent) sensör (Wang, vd., 2020) olmak üzere başlıca türler mevcut olarak kullanılmaktadır.

Akıllı sensör teknolojisinin ortaya çıkması ile gaz sensörlerinde yüksek hassasiyetin elde edilmesi için mikro boyutta daha düşük güç tüketimine sahip MEMs tabanlı tasarımlar yapılmaktadır (Khater, vd., 2014; Yi, vd., 2015). Fakat MEMs tabanlı mikro ölçekte her sensör tipinde üretim yapmak birtakım dezavantajlar getirmektedir. Örneğin; MOS gaz sensörler, 300 °C sıcaklığa kadar çalışabilirken mikro boyutta üretim ile yüksek hassasiyet yakalanmasına rağmen çalışma sıcaklığı düşmektedir (Fine, vd., 2010).

Günümüz teknolojisinde uçucu gazların yüksek duyarlılık ve seçicilik ile tespitinde μ GC(micro gas chromatography) sistemler kullanılmaktadır (Chen, vd., 2012). Düşük konsantrasyonda numune analizi imkânı sunan μ GC sistemler son 10 yılda farklı uçucu organik bileşik gazların tespitinde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır (Garg, vd., 2015; Lee, vd., 2016; Wang, vd., 2018; Wang, vd., 2019; Wei-Hao Li, vd., 2021; You, vd., 2020).

μ GC ile bütünleşik e-nose sistemlerinde birlikte uçucu organik gazların tespitine yönelik yaygın olarak kullanılan sensörler SAW (surface acoustic wave), PID (micro photoionization dedector) ve μ TCD (micro thermal conductive dedector) dizilerinden oluşmaktadır (Cruz, vd., 2007; Iwaya, 2022; Zhu, vd., 2015). μ TCD sensorler μ GC sistemde çok tercih edilirler. Uçucu organik gazların tespitinde μ GC sistemler ile kullanımı oldukça yeni olan bir diğer sensör türü ise IDE (Electrode Interdigitated) sensördür.

IDE gaz sensörü kapasitif bir sensör olup düşük maliyet, düşük güç tüketimi ve hedef gaz değişimine karşı hızlı tepki gösterme bu sensörün en etkili özellikleri arasında yer almaktadır. IDE gaz sensör biyosensör uygulamalarında çokça tercih edilmektedir (Prasad, vd., 2014). IDE gaz sensörünün son yıllarda çeşitli alanlarda hedef gaz tespit çalışmalarında kullanımı git gide yaygınlaşmaktadır (Alcantara ve Andrade, 2015; Da

Costa, vd., 2022; Jun, vd., 2018; Liang, vd., 2020; Omran ve Salama, 2015; Vinoth ve Gopalakrishnan, 2020).

MEMs tabanlı μ IDE sensörün mikro gaz kolunu ile bütünleşik kullanımına yönelik sınırlı sayıda çalışma bulunmaktadır. Mikroakışkan gaz kolonu ile bütünleşik IDE sensöre dayalı güncel yapılan bir çalışmada NO_2 gazı tespiti 20-100ppm konsantrasyon aralığında 0,9851 duyarlılıkta gerçekleştirilmiştir (Zhang. vd., 2022).





ÜÇÜNCÜ BÖLÜM
MİKROAKIŞKAN TABANLI SENSÖR SİSTEM GELİŞTİRİLMESİ

3.1. MİKROAKIŞKAN SİSTEMLER GENEL BAKIŞ

Mikroakışkan tabanlı sistem fiziki gaz ayrımının gerçekleştirildiği mikro akışkan kolon bileşeni ve bu kolon ile bütünleşik μ IDE sensör dizisinden meydana gelmektedir. Bu bütünleşik yapı literatürde μ GC, minyatürleştirme, e-nose chip olarak adlandırılmaktadır.

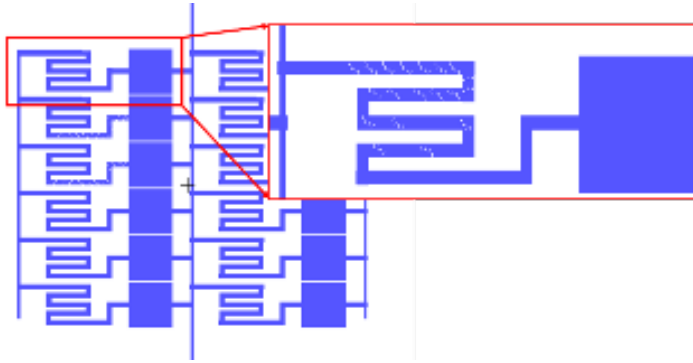
3.1.1. Mikroakışkan Kanal ve μ IDE Sensörün Geometrik Yapısı

Mikroakışkan kanal veya diğer bir adıyla mikro gaz kromatografi (μ GC) kolonu bir gaz karışımında bulunan bileşenlerin biri He, N₂ gibi gazların taşıyıcı olarak kullanıldığı hareketli faz ile sabit faz olan kapiler kolon boyunca taşınarak karışımdaki bileşenlerin karakteristik farklılıklarından dolayı gerçekleşen fiziksel ayırma tekniğidir. Gaz seçiciliği ve ayırma işlemi kolonlarda gerçekleştiğinden bu kısım sistemin en önemli bölümüdür. Ayırma verimliliği, bir μ GC kolonun performansını ölçmek için kullanılan temel bir özelliktir. Ayırma işleminin başarılı olması, büyük ölçüde kolon seçimine bağlıdır. Mikroakışkan kanal tasarımında kullanılan temel literatür bilgileri aşağıda verilmiştir:

- i. Mikro gaz kromatografi kolon geometrisinin dikdörtgensel, karesel, kıvrımlı olması gaz ayırıştırmasında etkili bir parametredir. Ayırıştırma kolonunun dairesel kıvrımsal ve karesel kıvrımsal şekle nazaran dikdörtgensel kıvrımsal olmasının gaz karışımlarının ayırıştırılmasında daha yüksek verim sağladığını, çözünürlüğü ve ayırıştırma hızını arttırdığı ortaya konulmuştur (Radadia, vd., 2010).
- ii. Mikro gaz kromatografi kolon yarıçapının azalması, dar ve uzun yapılı birden fazla paralel mikrogaz ayırıştırma kanalının gaz ayırıştırma verimini arttırdığı gösterilmiştir (Zareian-Jahromi, vd., 2008).

Görsel 3.1’de görüldüğü gibi mikroakışkan tabanlı sensör yapısı başka bir deyişle mikro gaz kromatografisi 40 x 12 mm ebatlarındadır. Silikon altlıklara aşındırılmış $7,8 \times 10^3 \mu\text{m}$ uzunluğunda ve $2 \times 10^3 \mu\text{m}$ genişliğinde mikro kolonlar tasarlanmıştır. Bu yapı kolonların sonlandığı yere konumlandırılmış sensör bölgesinden meydana gelmektedir.

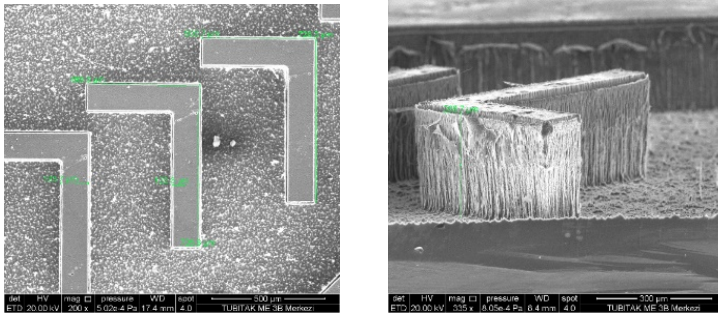
Görsel 3.1: Mikroakışkan kanal tasarımı.



Gaz kromatografi kolonlarının çalışması düşük moleküler ağırlığa sahip moleküllerin daha hızlı olacağı ve çıkış ucuna daha erken ulaşacağı büyük molekül ağırlığına sahip olanların ise daha yavaş olacağı prensibine dayanmaktadır. Bu nedenle gaz akış yolunun düz olmaması ve olabildiğince frenleme yapabilecek geometrik yapıların kullanılması gerektiği öngörülmüştür.

Görsel 3.2’de kanal içerisine yerleştirilen L bariyerlerin üç boyutlu görseli verilmiştir. L bariyerin geometrik ölçütleri 122–123 μm kolon genişliği, 726 μm ile 500 μm uzunluk ve 266 μm yüksekliğe sahiptir. Bu tasarımda kanal genişliği akış miktarının yeterince oluşması için akış yüzeyinin yaklaşık 1000 x 300 μm şeklinde olması öngörülmüştür.

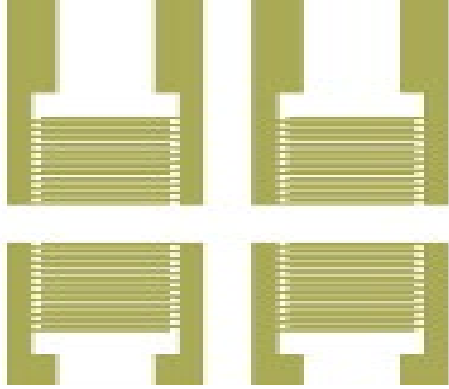
Görsel 3.2: a) Mikro kanalın üstten b) ve yandan görüntüsü.



Görsel 3.3’de görüldüğü üzere mikroakışkan kolon üzerine yerleştirilecek μIDE (interdigitated electrode) sensörler 100 μm parmak genişliği, 2800 μm parmak uzunluğu ve 50 μm boşluklu 22 parmaktan oluşacak şekilde tasarlanmıştır. Dolayısı ile mikro düzeyde sensör yapmanın en büyük avantajı sensörün algılama yüzeyini arttırmaktır. Bu da sensör algılama duyarlılığını yükselten önemli bir parametredir.

Mikroakışkan kolon ve μ IDE sensör üretildikten sonra sensör bölgesinde dört adet μ IDE sensör dizisi yerleştirilecek şekilde μ GC sistem tasarlanmıştır.

Görsel 3.3: Silikon μ IDE sensör dizisi tasarımı.



3.1.2. Mikroakışkan Kanal ve μ IDE Sensörün Kimyasal Yapısı

Bu çalışmada, MEMS esaslı boyutu küçültülmüş mikro gaz kromatografi bileşenleri ve sensörler optik litografi ve kuru aşındırma gibi temiz oda sistemleri kullanılarak üretilmiştir. Mikroakışkan kanal ve IDE sensör fotolitografi işlemi görerek desenlendirilmiştir. Mikro akışkan kolon ve IDE sensör Silisyum altlık üzerine üretilmiştir. IDE sensör temizlenen altlıklara aşındırma aşamasından önce elektron demeti yöntemi ile 30 nm krom, 40 nm altın kaplanmıştır. IDE sensör yüzeyi polimer malzeme ile kaplanmıştır. Yüzeyin hidrofobitesini arttırıp fotorezist polimerin yüzeye tutunmasını arttırmak amacı ile heksametil disilazan (HMDS) buharına tutulmuştur. Kaplandıktan sonra 1,2 μ m olan AZ1512 fotorezist malzeme kaplanmıştır. Polimerin kuruması için pozlama öncesinde 100°C’de kurutulmuş ve ardından $\lambda = 385$ nm dalga boyuna sahip UV lazer kaynağı olan Heidelberg DWL 66+ ile pozlanmıştır.

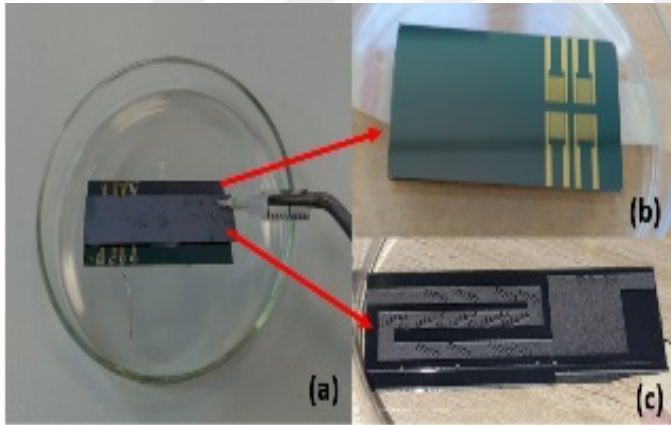
Mikrokolon ve sensör bölmesinin aşındırma öncesi maske görevi görecektir metal katmanı için krom ve alüminyum kullanılmıştır. Krom katman elektron demeti buharlaştırma yöntemi ile 20 ± 5 nm olacak şekilde kaplanmıştır. Üst tabakada bulunan alüminyum katman ise termal buharlaştırma yöntemiyle 30 ± 5 nm kaplanmıştır. Metal aşındırma aşamasında sırası ile alüminyum 45s süre ile 40°C’de 15s süre ile krom aşındırılmıştır. Yaklaşık 270 μ m derinliğinde bir aşındırma sağlanmıştır. Görsel 3.4’ de aşındırma sonrası μ GC sistemin mikro akışkan kanal ve sensör bölgesi görseli görülmektedir.

Görsel 3. 4: Silikon yapılı μ GC sistem görseli.



Algılayıcı polimer madde ile kaplanmış IDE elektrotlar, mikro kanalların sonunda bulunan algılayıcı bölgeye üzerine gelecek şekilde bir araya getirilerek sabitlenmiştir. Görsel 3.5- a görselinde bir araya getirilmiş bileşenler, Görsel 3.5- b’de μ IDE sensör dizisi ve Görsel 3.5- c’de mikroakışkan kanal görseli verilmiştir.

Görsel 3.5: (a) Tümlleştirilmiş MEMS mikrokanal yapısı (b) μ IDE sensör kısım (c) mikro akışkan kanal.



3.1.3. μ IDE Sensörün Prototip Tasarımı

Silisyum altlık üzerine üretilen IDE yapıların; her ne kadar parmaklıklar arası mesafenin daha kısa olarak üretilebileceği gibi olumlu yönleri olmakla birlikte bazı olumsuz yönleri de mevcuttur. Bunların başında deneysel uygulama öncesi kontak tellerinin bağlanması için özel cihaza gereksinim duyulması, özel bir PCB’ye bağlantısının yapılması gibi uygulamada pratik olmayan durumlar gelmektedir. Bu

nedenle malzemelerin hızlı karakterize yapılabilmesi için PCB üzerine IDE yapıların üretilmesinin gerekli olduğu görülmüştür. Bu kapsamda konvansiyonel PCB üretim imkânları kullanılarak IDE yapısı tasarlanmış ve üretilmiştir. PCB üretiminde bakır hatlar tercih edilmiştir. Daha sonra bu hatlar üzerine 4 mikron kalınlığında %99,999 saflığa sahip altın tabaka elektroplating yöntemi ile kaplanmıştır. Kaplama öncesi bakır yüzey üzerindeki oksit tabakası uzaklaştırılmış ve altının bakır yüzeye daha iyi yapışması sağlanmıştır. Elde edilen bu yapı sayesinde sentezi tamamlanan malzemelerin sensör karakteristikleri hızlıca ön testlere tabi tutulmuştur.

Tablo 3.1’de μ GC sistem ile bütünleşik geliştirilen μ IDE sensör ve prototip özellikleri detaylı bir şekilde verilmiştir. μ IDE sensör ile prototipi arasındaki fark μ IDE sensörün daha fazla parmak sayısına sahip olmasından dolayı algılama yüzeyinin daha büyük olmasıdır. Algılama yüzeyi gaz tespit duyarlılığı ile doğrusal olarak değişim göstermektedir. Bu sonuç μ IDE duyarlılığının prototipinden daha hassas gaz algılama performansı sergileyeceğini göstermektedir. Tablo 3.1’de μ GC ile bütünleşik μ IDE sensör ve prototipinin karşılaştırmalı yapısal ve elektriksel özellikleri detaylandırılmıştır. Tablo 3.1’de yer alan elektriksel değerler μ IDE sensör ve prototipinin Agilent 4294A modellenmiş empedans analizörü ile ölçümü sonucu elde edilmiştir. Bu ölçümde sensörler ac 500 mV genlik ve 40 Hz-110 MHz arası değişken frekansta sinüzoidal osilatör ile tetiklenmiştir. μ IDE sensör ve prototipi 45 MHz frekansa kadar kapasitif davranış sergilerken 45-110 MHz arası endüktif davranış sergilemektedir. Sistemde kullanılan 4 adet sensör dizisinin geometrik özellikleri ve kimyasal yapısı aynıdır. Sensör dizisinin tümünde aynı kaplama tekniği ile aynı kaplama malzemesi kullanılmıştır. Fakat tüm elektronik komponentlerde olduğu gibi sensör dizisi geometrik ve kimyasal olarak eşdeğer olmasına rağmen yapılan ölçüm testlerinde sensörlerin iç dinamik R, L ve C değerlerine bağlı olarak referans empedans genlik değerlerinde ufak farklılıklar mevcuttur. Bu farklılıklar hedef gaz ölçüm öncesi bulgular bölümünde detaylı bir şekilde ortaya konulmuştur.

Tablo 3. 1: μ IDE Sensör ve Prototip Özelliklerinin Karşılaştırılması

Sensör özelliği	μ IDE	Prototip
μ IDE malzeme	Silikon	FR4 -PCB
Alt tabaka (Substrate)	Altın (40 nm)	Altın (4 μ m)
Sensör boyutu	3000 μ m x 3200 μ m	700 μ m x 700 μ m
Sensör elektrod sayısı	22 adet	10 adet
Elektrod uzunluğu	2800 μ m	700 μ m
Elektrod kalınlığı	100 μ m	
Elektrod boşluğu	50 μ m	
Duyarlılık katmanı	polimer	
Çalışma sıcaklık aralığı	- 40°C - 125°C	
Çalışma bağıl nem aralığı	%20 -%80	
Çalışma frekansı	0 -45 MHz (kapasitif)	
Empedans aralığı (0 - 45 MHz)	57 k Ω - 45 Ω	
Kapasite aralığı (0 - 45 MHz)	4,2975 pF - 405,158 pF	
Empedans faz açısı aralığı	(- 6,72695°) - (- 162.526°)	
Sensör tepkisi	kapasitif	
Sensör grubu	Kimyasal gaz sensörü	
Linear çalışma gerilimi	< 1,41 Vrms	

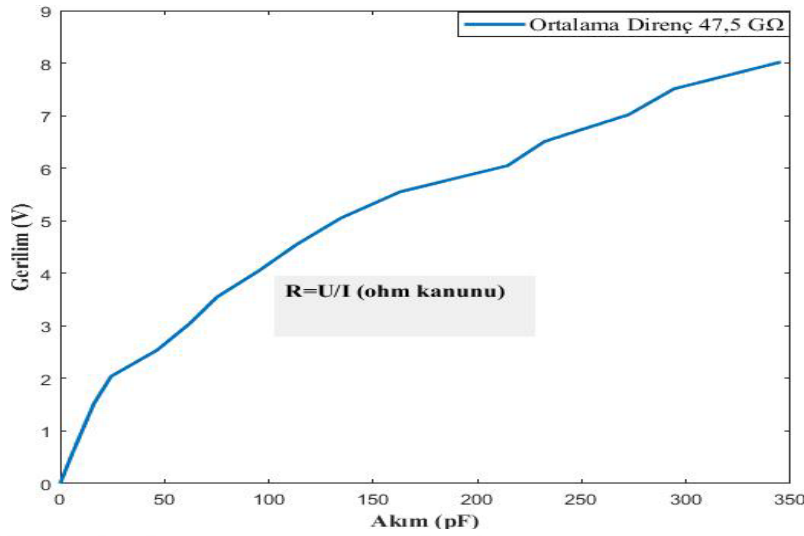
3.1.4. μ IDE Sensörün Elektriksel Yapısı

μ IDE sensörün elektriksel yapısını tanımlamak için ilk aşamada empedans analizörü ile elektriksel karakteristiği ortaya çıkartılmıştır. Daha sonra eşdeğer modeli ve matematiksel davranışı ortaya konulmuştur.

3.1.4.1 Ölçüm Karakteristiği

Şekil 3.1’de görüldüğü üzere μ IDE sensörlerin ilk başta lineerliğinin tespiti için ohm kanuna göre akım-gerilim karakteristiği çıkartılmıştır. Elektrometer cihazı ile dc ölçüm sonucu sensör gerilimi kademeli olarak yükselttirilerek akım ve direnç ölçümü gerçekleştirilmiştir. Sensörlerin dc gerilim altında dirençleri G Ω (giga-ohm) mertebesinde olup üzerinden akan akım değeri pA (pikoamper) mertebesinde dir. Sensör 2V gerilime kadar dc besleme, 1,4184Vrms gerilim değerine kadar ac besleme altında lineer davranmaktadır. Sensörün lineer davranması kararlı bir şekilde kontrol edilebilirliğinin göstergesidir. Lineer çalışan sensörler lineer olmayan sensörlere nazaran matematiksel olarak daha basit modellenmekte, daha geniş çalışma aralığında performans sergilemekte ve daha karmaşık olmayan sistem tasarımları ile kontrol edilmektedir.

Şekil 3.1: μ IDE sensör akım gerilim karakteristiği.



Şekil 3.2’de görüldüğü gibi IDE sensörün Agilent 4294A modeli empedans analizörü ile sabit nem ve oda sıcaklığında ac 500 mV genlik, 40 Hz - 110 MHz aralığında elektriksel ölçümleri yapılmıştır.

Şekil 3.2: Sensörün empedans analizörü gaz tepkisinin ölçüm düzeneği.



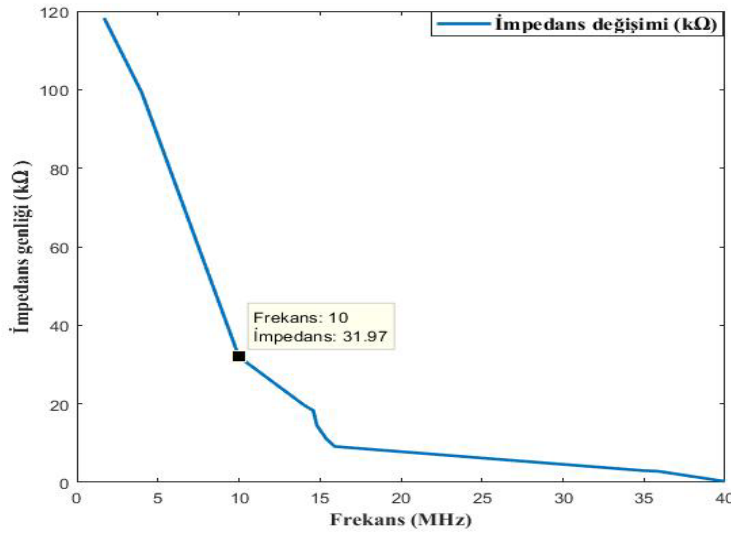
Sensörün deneysel amaçlı 10ppm konsantrasyondaki aseton, etanol ve kloroform gazına karşı verdiği tepkiler aşağıda sıralı şekilde ortaya konulmuştur:

- i. Sensör frekans- empedans genlik değişimi: 14,4 MHz frekansta 330 Ω ’luk empedans değişimi izlenmiştir.

- ii. Sensör frekans- empedans faz açısı değişimi: 14,4 MHz frekansta 0,33°'lik açı değişim izlenmiştir.
- iii. Sensör frekans-kapasite değişimi: 45 MHz frekansta 405,158 pF'lık kapasite değişimi izlenmiştir.
- iv. Sensör 45 MHz frekansa kadar kapasitif tepki verirken 45 MHz ve yukarısı frekansta endüktif tepki vermektedir.
- v. Sensörün empedans faz açısı eksi (-) derece olup sensör 45 MHz frekansa kadar kapasitif davranmaktadır.

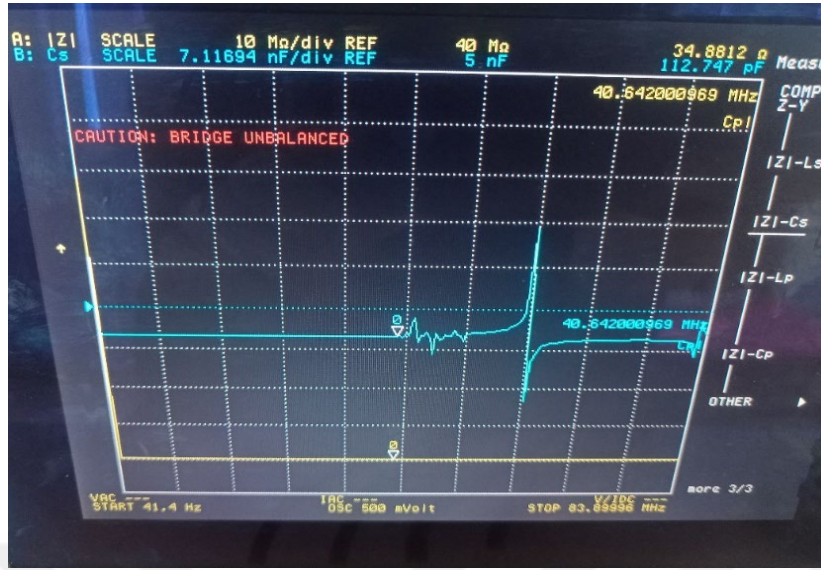
Şekil 3.3'de sensörün frekans ile empedans değişimi görülmektedir. Frekans arttıkça empedans genliği düşmektedir. Bu durum tipik paralel RC devresi davranışdır. μ IDE sensör ve prototipinin 10 MHz frekansta empedans genliği 32 k Ω civarı iken faz açısı (-) 88,949° 'dir. 14,4 MHz frekansta sensör empedans genliği 2,92309 k Ω , empedans faz açısı (-) 93,6198° ve 35,88 MHz frekansta sensör empedans genliği 437,709 Ω iken empedans faz açısı (-) 64,34°'dir.

Şekil 3.3: Sensör frekans-empedans değişimi.



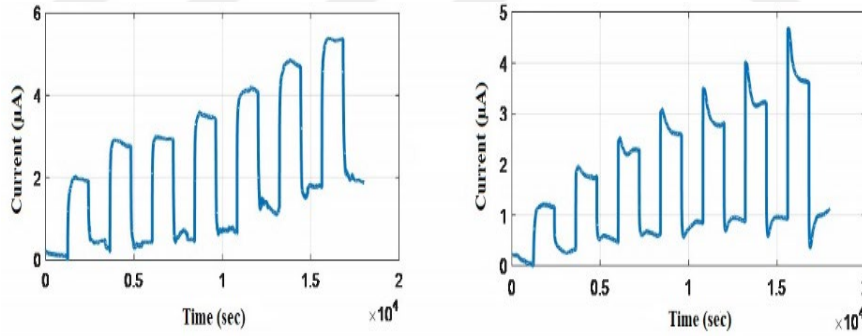
Görsel 3.6'da empedans analizörü ölçüm ekranı görülmektedir. Sensörün kloroform gazına karşı 40.64 MHz frekansta empedans genlik değeri 34,8812 Ω iken aynı frekansta sensör kapasitansı 112,747 pF değer göstermektedir.

Görsel 3.6: Sensörün kloroform gazına karşı empedans kapasite değerinin ölçümü.



Şekil 3.4’de μ IDE sensörün 10-100ppb konsantrasyon aralığındaki etanol ve toluene gazlarına verdiği tepkinin zamana bağlı değişimi görülmektedir. Bu değişim μ GC sistem ile bütünleşik kullanılması planlanan μ IDE sensörün ppb konsantrasyonda duyarlılığa sahip olduğunu göstermektedir.

Şekil 3.4: a) μ IDE sensör etanol gazı akım tepkisi b) toluene gazı akım tepkisi.



3.1.4.2. Eşdeğer Devre Modeli

μ IDE sensör ve prototipinin algılama yüzeyi polimer malzeme ile kaplıdır. Algılama katmanı gaz molekülleri tarafından emildikçe polimer malzemenin hacmi değişir. Bu sayede μ IDE elektrodların iletkenliği değişir.

Hem iletkenliğin değişimi hem de polimer malzemenin hacminde meydana gelen değişim sensör kapasitansının değişimine yol açar. Sensör tepkisi algılama katmanı

geçirgenliğine (ΔP) ve hedef gaza bağlı analitik moleküllerin emilimi sonucu algılama katmanı hacminin genişlemesine (ΔS) bağlı olarak sensör kapasitesinde (ΔC) meydana gelen değişim ile belirlenir.

Eşitlik (3.1-3.3) arasında IDE sensörün geometrik oranı ($\eta = w/(w + G)$) olarak temsil edilmektedir. Burada w elektrod genişliğini, G ise elektrod arasındaki boşluğu temsil etmektedir. Sensörün algılama kalınlığı oranı $r = (h/\gamma)$ ile belirlenmektedir. Burada h katman yüksekliği, $\gamma = 2(w + G)$ boşluktaki dalga yayılımını temsil etmektedir. IDE sensörün iletkenlik değişimi ϕ_ϵ , polimer malzemenin şişmesinden kaynaklı değişim tepkisi ise ϕ_v ile temsil edilmektedir. ϵ_α ve ϵ_{layer} sırasıyla analit malzeme ve algılama katmanının dielektrik sabitidir. V ise sensör tepkisi olup analit konsantrasyonu ile orantılıdır (Filippidou, Chatzichristidi ve Chatzandroulis, 2019; Igreja ve Dias, 2006).

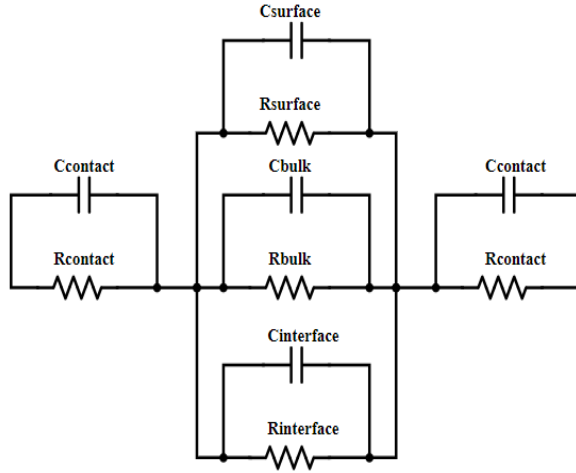
$$\Delta C = \Delta P + \Delta S \quad (3.1)$$

$$\Delta C = \frac{\partial C}{\partial \epsilon} \Delta \epsilon + \frac{\partial C}{\partial r} \Delta r \quad (3.2)$$

$$\Delta C(\eta, r) = \left(\frac{\partial C}{\partial \epsilon} \frac{\epsilon_\alpha - \epsilon_{layer}}{(2 \epsilon_{layer} + \epsilon_\alpha)/3 \epsilon_{layer}} \phi_\epsilon + \frac{\partial C}{\partial r} r \phi_v \right) V \quad (3.3)$$

μ IDE sensör ve prototipinin empedans analizörü ile yapılan ölçümler sonucunda Şekil 3.5’de görüldüğü gibi sensör eşdeğer devre modeli 45 MHz frekansa kadar paralel RC kapasitif davranış modeli ortaya çıkmıştır. Burada iletkenlik C kapasitide değişimini R ise iletkenliğe bağlı direnç değişimini temsil eder. Bulk seçici kaplama malzemesinin yığın iletkenlik değişimini, contact sensörün elektrodlarına bağlı kontak mesafesinden kaynaklı değişimi, interface silikon malzeme ile seçici malzeme arasındaki etkileşimden meydana gelen değişimi, surface ise ortam ile etkileşimden meydana gelen değişimi simgeler. μ IDE sensör tipik paralel RC devresi gibi davranmaktadır. Kapasitif davranış sergileyen RC paralel eşdeğer devresinin empedansının frekans ile düşmesi, ayrıca frekans empedans eğrisinin lineer olmayan değişim göstermesi kapasitif kontrolde birtakım zorluklar barındırmaktadır.

Şekil 3.5: μ IDE sensör elektrik eşdeğer devresi.



Kaynak: Bai ve Shi, 2007.

μ IDE sensör ve prototipi paralel RC devresinin davranışı sergilemektedir. Eşitlik (3.4-3.7) arasında eşdeğer sensör devresinin fazör alanda empedans genliği çıkartılmıştır. Lineer bir devrede girdi işareti sinüzoidal ise bütün devre elamanların akım ve gerilimleri kaynak frekansı ile osilasyon yapmaktadır. Değişim devre elemanlarının genlik ve faz açısında meydana gelmektedir. Bu koşul bize ac devrelerin frekanstan bağımsız bir şekilde fazör analiz ile çözümleme imkânı sunmaktadır. Fazör bir sinüs dalganın genliğini ve fazını temsil eden kompleks sayıdır. Zaman alanında türev fonksiyonu fazör alanda $j\omega$ ile çarpmaya, zaman alanda integral fonksiyonu ise fazör alanda $1/j\omega$ ile çarpmaya eşdeğerdir. Bu sayede frekans ile empedansları değişen L ve C elemanlarının türev, integral denklemleri ile diferansiyel denklemler çözmek yerine fazör alanda cebirsel denklemler ile devre analizi yapılabilmektedir.

$$Z_{sensor} = \frac{\frac{1}{j\omega C} \times R}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{R}{1 + j\omega RC} = \frac{R \times (1 - j\omega RC)}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad (3.4)$$

$$Z_{sensor} = \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} - j \frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \Omega \quad (3.5)$$

$$|Z| = \sqrt{\left(\frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}\right)^2} \quad (3.6)$$

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 R^4 C^2}{(1 + \omega^2 R^2 C^2)^2}} = \sqrt{\frac{R^2 x (1 + \omega^2 R^2 C^2)}{(1 + \omega^2 R^2 C^2)^2}} = \frac{R}{\sqrt{(1 + \omega^2 R^2 C^2)}} \quad (3.7)$$

Eşitlik 3.8’de sensörün empedans denklemine göre uyartım frekansı arttıkça sensörün empedans genliği lineer olmayacak şekilde düşmektedir. Bu nedenle sensör sisteminin lineer çalışmasının temel şartı sensörün mutlaka sabit frekansta tetiklenmesidir.

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R} + (\omega C)^2}} \Omega \quad (3.8)$$

Eşitlik 3.9 ve 3.10’da sensörün empedans açısı ($\emptyset$) çıkartılmıştır. Kapasitif sensörlerin empedans açısı ile üzerindeki kapasite geriliminin açısı eksi (-) derecedir. Kapasitif devrelerde kapasite akımı pozitif (+) derece olup kapasite gerilimi kapasite akımından 90° geridedir.

$$\emptyset = \tan^{-1} \left(-\frac{\frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}}{\frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \right) \quad (3.9)$$

$$\emptyset = -\tan^{-1} (\omega RC) \quad (3.10)$$

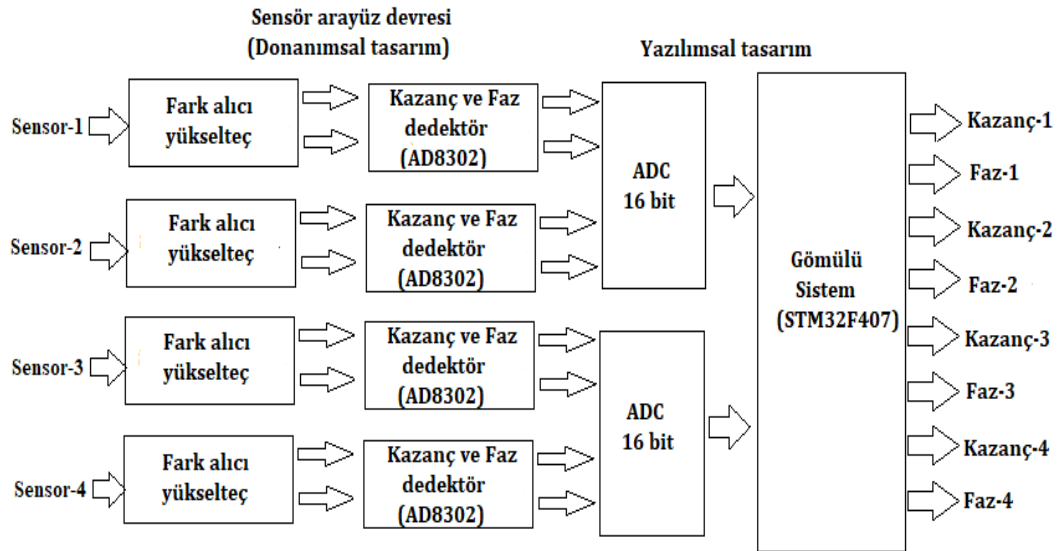


DÖRDÜNCÜ BÖLÜM
MATERYAL VE METOT

4.1. SİSTEM TASARIMINA GENEL BAKIŞ

Mikroakışkan tabanlı sensör sisteminin geliştirilmesinde μ IDE sensörün üstün performans sergilemesi için hem donanımsal hem de yazılımsal tasarımda sensör sistemine özgü yöntemler kullanılmıştır. Şekil 4.1’de görüldüğü üzere donanımsal ve yazılımsal tasarımda kullanılan temel bileşenler verilmiştir. Sensör dizisinin hedef gaz tepkisinin ölçülmesi için sensör arayüz devresi ile faz ve kazanç algılama devresi tasarlanmıştır. Daha sonra elde edilen analog veriler 16 bit harici ADC (Analog to Digital Converter) ile sayısal veriye dönüştürülmüştür. Son aşamada donanımın yazılıma entegrasyonu gömülü sistem ile gerçekleştirilmiştir. Elde edilen veriler sinyal işleme ve veri analiz yöntemleri ile anlamlı bilgilere dönüştürülmüştür.

Şekil 4.1: μ IDE sensör ve prototip uygulaması için sistem tasarım modeli.



4.2. DONANIMSAL TASARIM

Sensörün donanımsal arayüz devre tasarımında sinyal işleme devresi modellenmiş olup sistemin davranışı matematiksel eşitliklerle ortaya konulmuştur. Komponent seçiminde matematiksel sonuçlar göz önünde bulundurulmuştur.

4.2.1. Zincir Kuralı ile Fark Alıcı Yükselteç Devre Tasarımı

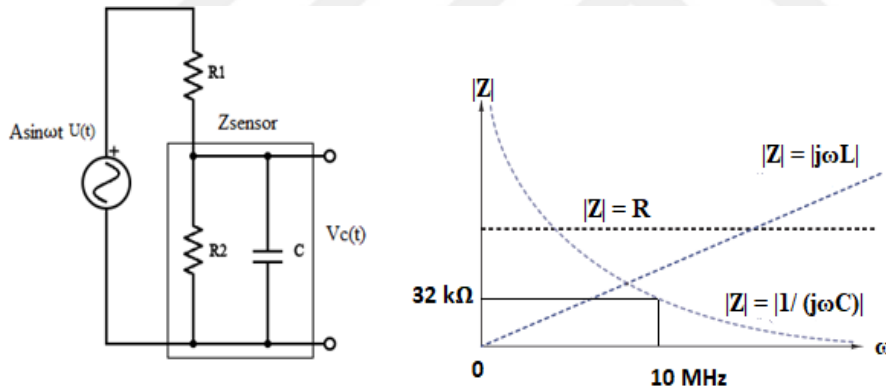
μ IDE sensör ve prototipinin lineer değişim gösterdiği için akım veya gerilim kaynağı ile belli bir frekansta sürülmesi sensörün tepkisel değişimin ölçümünü değiştirmez. Her iki yöntemde de aynı sonuç alınabilir. Fakat burada kritik nokta sensörün 10 MHz frekanstaki empedans değerinin 32 k Ω civarında olmasıdır. Bu çok yüksek bir değerdir. Bu nedenle sistemde kullanılacak olan gerilim kontrollü akım kaynağı çıkış empedansı sensör empedansından fazla olmalıdır. İdeal akım kaynağında olması gereken sonsuz çıkış empedansı gereği pratikte yüksek çıkış empedansı ile ancak yüksek frekansta düşük akım ile sensörün beslenmesi sağlanabilir. Literatürde yüksek frekansta yüksek çıkış empedansına sahip akım kaynağı çok sınırlıdır. Dolayısı ile sensörün düşük çıkış empedansına sahip gerilim kaynağı ile sürülmesi daha olasıdır.

Sensörün gerilim bölücü devre ile sürülmesi için önce matematiksel modeli ortaya konulmalıdır. Fazör alanda sistem sadece sinüzoidal (kosinüs) girdisi için zorunlu kalıcı durumda (steady state) analiz edilebilir. Bu nedenle fazör alanda sistem kararlılığı incelemek olanaksızdır. Çünkü sistem kararlılığının incelenebilmesi için sistemin geçici durum (transient state) ve zorunlu durum (steady state) analizi birlikte yapılmalıdır. Geçici durum analizinin yapılması ise enerji depolayan endüktör (L) ve kapasitör (C) gibi pasif devre elemanlarının başlangıç değerinin analiz çözümüne eklenmesi ile mümkün olabilmektedir. Sistemin çeşitli kaynak girdisi (dc, ac, exponansiyel, sinüzoidal v.s) altında analizi ile geçici durum analizinin yapılması için sistemler s-domain (frekans) alanda laplace dönüşümü ile çözümlenmektedir. Eşitlik 4.1’de zaman alandaki bir $f(t)$ fonksiyonun s-domaine $F(s)$ geçişinde kullanılan dönüşüm formülü verilmiştir. Dönüşümde hem dc hemde ac frekansı temsilen kompleks frekans ($s=\sigma+j\omega$) kullanılmaktadır.

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (4.1)$$

μ IDE sensör hem kapasitif RC devresi karakteristiği göstermekte hem de sinüzoidal ac kaynak girdisi ile tetiklenmektedir. Dolayısı ile enerji depolayan kapasitör elemanından oluşan RC devre modelinde geçici durum analizi yapılmalıdır. Geçici durum analizi RC devresinde kaynak etkisi yok iken ortaya çıkan doğal tepkidir. Şekil 4.2’de gerilim bölücü devre yapısı ve frekans ile empedansın değişim grafiği verilmiştir (Thomas, Rosa ve Toussaint, 2016). Direnç empedans genliği frekans ile değişmezken endüktör empedans genliği frekans ile lineer artmaktadır. Fakat kapasitör direnç ve endüktör empedans genliğinden çok farklı bir değişim sergilemektedir. Bu değişim lineer olmayıp kapasitör empedans genliği frekans arttıkça düşmektedir. μ IDE sensör kapasitif değişim göstermektedir. Sensördeki kapasitif değişimi lineer okuyabilmek için sensör sabit frekansta uyarılmalı ve sensörün empedans genliği sabit bir referans değere karşılık gelmelidir. Bu sayede sensörün hedef gaza karşı tepkisinden doğan paralel kapasite ve direnç değişimini lineer okuyabiliriz. Bu durumun matematiksel ifadesi gerilim bölücü devrenin laplace analizi yapılarak ortaya konulmuştur.

Şekil 4.2: Gerilim bölücü devre ve empedans frekans değişim grafiği.



Kaynak: Thomas, Rosa ve Toussaint, 2016.

Gerilim bölücü devre kullanmamızdaki amaç sabit kaynak frekansından bağımsız olarak hedef gaza karşı sensörün paralel kapasitans ve direncinde meydana gelecek değişim sonucu sensör empedansında meydana gelen değişime bağlı olarak $V_{c(out)}(t)$ gerilimini algılamaktır. Bu çıkıştaki gerilim ve empedans kazanç değişimi okuyarak sensörün empedans genlik ve fazındaki değişimi tespit edebiliriz. Tasarlanan devre topolojisinin matematiksel analizi için Transfer Fonksiyonu çıkartılmıştır. Transfer fonksiyonu enerji depolayan elemanların başlangıç koşulları sıfır kabul edilerek çıkış değerinin Laplace dönüşümünün, giriş değerinin Laplace dönüşümüne oranıdır. Transfer fonksiyonu $H(s)$ giriş işaretinden bağımsız olup sistemin davranışı, geçici-kalıcı cevapları

ve kararlılığı hakkında bilgi verir. Eşitlik 4.2’de genel transfer fonksiyonu laplace domaininde verilmiştir.

$$V_{out}(s) = H(s) \times V_{in}(s) \quad (4.2)$$

Herhangi bir sistem girdisi için transfer fonksiyonu genliği ile giriş genliğinin çarpımı ve transfer fonksiyonu açısı ile giriş sinyalinin açısının toplamı bizi sistem çıkışına götürmektedir. Eşitlik (4.3-4.6) arasında gerilim bölücü devrenin Transfer Fonksiyonu çıkartılmıştır. Sensör empedansı Z_2 , seri bağlı direnç ise Z_1 ile temsil edilmektedir.

$$Z_1(s) = R_1 \quad (4.3)$$

$$\frac{1}{Z_2(s)} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{\frac{1}{sC}} \Rightarrow Z_2(s) = \frac{R_2}{1 + R_2Cs} \quad (4.4)$$

$$H(s) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{R_2}{1 + R_2Cs}}{R_1 + \frac{R_2}{1 + R_2Cs}} \quad (4.5)$$

$$H(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_1R_2Cs} \quad (4.6)$$

Eşitlik 4.7’de eşitlik 4.6’da elde edilen transfer fonsiyonunu standart formda tanımlamak için pay ve paydayı R_1R_2C eşitliği ile bölünmüştür.

$$H(s) = \frac{\frac{1}{R_1C}}{s + \frac{R_1+R_2}{R_1R_2C}} = \frac{\frac{1}{R_1C}}{s + \frac{1}{R_pC}} \quad (4.7)$$

Eşitlik 4.8’te transfer fonksiyonu tanımından yararlanarak çıkış gerilimini $V_{out}(s)$ bir başka deyişle kapasitör gerilimini $V_c(s)$ bulunmuştur. Sinüzoidal giriş geriliminin laplace karşılığı ile transfer fonksiyonunun çarpımı bize çıkış gerilimini vermektedir.

$$V_{out}(s) = \frac{\frac{1}{R_1C}}{s + \frac{1}{R_pC}} \times \frac{A\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (4.8)$$

Eşitlik 4.9’da ters laplace olarak tekrar zaman domaine geçmek için ilk aşamada bilinmeyen K_1 , K_2 ve K_3 katsayılarının bulunması gerekir. Kompleks köke sahip eşlenik payda için sabit ifadelerin yazımında paya paydanın türevi benzetimi yapılmıştır.

$$V_{out}(s) = \frac{(\frac{1}{R_1 C})A\omega}{(s + \frac{1}{R_p C})(s^2 + \omega^2)} = \frac{K_1}{s + \frac{1}{R_p C}} + \frac{K_2 s + K_3}{s^2 + \omega^2} \quad (4.9)$$

Eşitlik 4.10'da K_1 değerini bulmak için Eşitlik 4.9'da $s = -\frac{1}{R_p C}$ yazılarak denklem düzenlenmiştir.

$$K_1 = \left[\left(s + \frac{1}{R_p C} \right) x V_{out}(s) \right]_{s=-\frac{1}{R_p C}} = \frac{A\omega}{R_1 C} x \frac{R_p^2 C^2}{1 + \omega^2 R_p^2 C^2} \quad (4.10)$$

Eşitlik 4.11'de payda da yer alan $z^2 = (R_p^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2})$ ifadesi seri R_p C devresi empedans genliğine eşit olduğundan Z^2 olarak temsil edilmiştir.

$$K_1 = \frac{A\omega}{R_1 C} \frac{R_p^2 C^2}{\omega^2 C^2 (\frac{1}{\omega^2 C^2} + R_p^2)} \Rightarrow K_1 = \frac{AR_p^2}{\omega R_1 C Z^2} \quad (4.11)$$

Eşitlik 4.12'de K_2 ve K_3 bilinmeyenlerini bulmak için eşitlik 4.9'daki ana denklem paydaların eşitlenmesi ile ifade düzenlenerek yazılmıştır. Düzenlenen denklemde s parantezine göre denklem yeniden ifade edilmiştir.

$$\frac{A\omega}{R_1 C} = s^2 (K_1 + K_2) + s \left(\frac{K_2}{R_p C} + K_3 \right) + K_1 \omega^2 + \frac{K_3}{R_p C} \quad (4.12)$$

Eşitlik 4.13'de $(K_1 + K_2) = 0$ olduğundan K_2 bilinmeyeni yazılmıştır.

$$K_2 = -\frac{AR_p^2}{\omega R_1 C Z^2} \quad (4.13)$$

Eşitlik 4.14'de verilen denklemden birisi kullanılarak K_3 bilinmeyeni bulunmuştur.

$$\frac{A\omega}{R_1 C} = K_1 \omega^2 + \frac{K_3}{R_p C} \quad veya \quad \frac{K_2}{R_p C} + K_3 = 0 \quad (4.14)$$

Eşitlik 4.15'de K_3 bilinmeyeni bulunarak yazılmıştır.

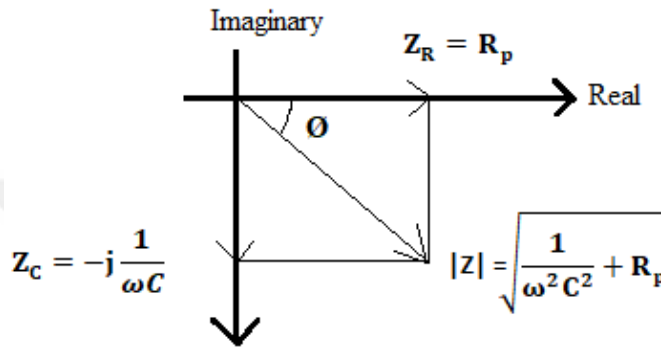
$$K_3 = \frac{AR_p}{\omega R_1 C^2 Z^2} \quad (4.15)$$

Eşitlik 4.16'da $V_{out}(s)$ ifadesi katsayılar bulunduktan sonra düzenlenerek yazılmıştır. K_3 ifadesinde pay ve payda ω ile çarpılarak genişletilerek, bu sayede ters laplace alındığında parantez içerisinde sinüs ifadesinin elde edilmesi sağlanmıştır.

$$V_{out}(s) = \frac{AR_p^2}{\omega R_1 C Z^2} \left(\frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \right) - \frac{AR_p^2}{\omega R_1 C Z^2} \left(\frac{s}{s^2 + \omega^2} \right) + \frac{AR_p}{\omega^2 R_1 C^2 Z^2} \left(\frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (4.16)$$

Şekil 4.3’de seri RC devresi empedans üçgeni verilmiştir. Bu üçgen ile trigonometrik açılar kullanarak RC devresi empedans faz açısı ve devre elemanlarının frekans alandaki karşılıkları trigonometrik olarak elde edilmiştir.

Şekil 4.3: Seri RC devresi empedans üçgeni görseli.



Eşitlik (4.17- 4.19) arasında devre elemanlarının trigonometrik karşılıkları verilmiştir.

$$\tan \emptyset = \frac{-1 / \omega C}{R_p} \Rightarrow \emptyset = \tan^{-1} \left(-\frac{1}{\omega C R_p} \right) \quad (4.17)$$

$$\sin \emptyset = \frac{-1 / \omega C}{Z} \Rightarrow \frac{1}{\omega C} = -Z \cdot \sin \emptyset \quad (4.18)$$

$$\cos \emptyset = \frac{R_p}{Z} \Rightarrow R_p = Z \cdot \cos \emptyset \quad (4.19)$$

Eşitlik 4.20 ‘de empedans üçgeninden çıkartılan trigonometrik karşılıklar yerine yazılarak $V_{out}(t)$ denklemini yeniden düzenlenmiştir.

$$V_{out}(t) = \frac{AR_p^2}{\omega R_1 C Z^2} \left(e^{-\frac{t}{RC}} \right) - \frac{AR_p}{\omega R_1 C Z^2} (Z \cdot \cos \emptyset)(\cos \omega t) - \frac{AR_p}{\omega R_1 C Z^2} (Z \cdot \sin \emptyset)(\sin \omega t) \quad (4.20)$$

Eşitlik 4.21’de $V_{out}(t)$ denkleminde sadeleştirme yapılarak ortak parantez alınmıştır.

$$V_{out}(t) = \frac{AR_p^2}{\omega R_1 C Z^2} \left(e^{-\frac{t}{RC}} \right) - \frac{AR_p}{\omega R_1 C Z} [(\cos \emptyset)(\cos \omega t) + (\sin \emptyset)(\sin \omega t)] \quad (4.21)$$

Eşitlik 4.22’de trigonometrik özdeşlikten faydalanarak trigonometrik ifade düzenlenerek tekrar denklem yazılmıştır.

$$V_{out}(t) = \frac{AR_p^2}{\omega R_1 CZ^2} \left(e^{-\frac{t}{RC}} \right) - \frac{AR_p}{\omega R_1 CZ} \cos(\omega t - \emptyset^\circ) \quad (4.22)$$

Eşitlik 4.23’de kosinüs ifadesi, sinüs kaynak gerilimi cinsinden ifade edilmiştir. Burada $(\sin \omega t - \emptyset^\circ - 90^\circ)$ ifadesi ∓ 1 olacağından, çıkış genliği $\pm$ belirli bir katsayı aralığında osilasyon yapmaktadır.

$$V_{out}(t) = \underbrace{\frac{AR_p^2}{\omega R_1 CZ^2} \left(e^{-\frac{t}{RC}} \right)}_{\text{Geçici durum tepkisi}} \pm \underbrace{\frac{AR_p}{\omega R_1 CZ} \sin(\omega t - \emptyset^\circ - 90^\circ)}_{\text{Kalıcı durum tepkisi}} \quad (4.23)$$

Eşitlik 4.23’de görüldüğü üzere gerilim bölücü devre sensör çıkış geriliminde sensör kapasitansından kaynaklı hem geçici durum tepkisi (transient response) $(Ae^{-t/RC})$ hem de kaynak girdisinden kaynaklı zorunlu durum tepkisi (force response) kaynaklı faz kayması olan sinüzoidal osilasyon $\sin(\omega t - \emptyset^\circ - 90^\circ)$ ifadesi yer almaktadır. Burada $\emptyset$ açısı eşdeğer empedansın frekansa bağlı tepkisinden ortaya çıkan faz açısı iken 90° kapasite reaktansından gelmektedir. $\emptyset$ açısı negatif (-) değer içerdiğinden son osilasyon ifadesi $\sin(\omega t + \emptyset^\circ - 90^\circ)$ şeklinde ifade edilmiştir. Gerilim bölücü devrede R_1 direnç değerini sensörün paralel R_2 direncine eşit alırsak R_p direnci Eşitlik 4.24’de görüldüğü gibi bulunmuştur.

$$R_p = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{2} \quad (4.24)$$

Eşitlik 4.25’de çıkış geriliminin kalıcı durum tepkisinin sadeleşmiş ifadesi elde edilmiştir. Bu denklemden sinüs kaynak genliği A, kaynak frekansı ω sabit tutulduğunda çıkış gerilimindeki değişimi sadece sensörün paralel direnç R_s ve kapasite C_s değişimine bağlı okunmaktadır. Bu değişim kaynak frekansından bağımsız sensörün empedansında meydana gelen değişim ile meydana gelmektedir. Ayrıca çıkış gerilimi genliği frekans ile düşeceği için gerilim yükseltici op-amp ile gerilim değişimi okunabilir.

$$V_{out}(t) = \frac{A}{2\omega C \sqrt{\frac{(R_s)^2}{4} + \frac{1}{\omega^2 C_s^2}}} (\sin \omega t + \emptyset^\circ - 90^\circ) \quad (4.25)$$

Eşitlik 4.26’da giriş olarak verilen ve faz farkı olmayan sinüzoidal giriş gerilimi çıkışta $(\emptyset^\circ - 90^\circ)$ kadar kaymaktadır. Sensör empedans faz açısındaki değişiminde R_p direncinin yerine konulması ile denklemin son hali elde edilmiştir.

Eşitlik 4.26'da görüldüğü üzere empedans faz açısını sabit kaynak frekansında sadece sensörün paralel direnç ve kapasite değişimine bağlı okuyabiliriz.

$$\phi = \tan^{-1}\left(-\frac{1}{\omega C R_p}\right) = \tan^{-1}\left(-\frac{2}{\omega C_s R_s}\right) \quad (4.26)$$

Örneğin; 10 MHz frekansta sensör paralel direnci 101,352 kΩ ve paralel kapasite değeri 5,22 pF değerdedir. Giriş gerilimi 0,7sinωt V değerinde olup sinyalin maksimum genliği A ile tanımlanmaktadır. Eşitlik 4.23 ve 4.26'da ilgili devre elemanları değeri yerine yazıldığında gerilim bölücü çıkışındaki genlik değişimi ile faz açısındaki değişim elde edilmiştir. Bu değişim ile Eşitlik 4.27'de sistemin hem geçici hem de kalıcı durum tepkisini elde edilmiştir. Eşitlik 4.28'de ise geçici durum 5τ sonra sifıra yaklaştığından dolayı kalıcı durum tepkisi ile sinyaldeki zayıflama görülmektedir. Sensör gerilimi yaklaşık 1/3 oranına düşmekte, sensör kapasitif olduğu için Ø açısı yaklaşık (-) 3,43° olmak üzere toplam açı değeri (-) 86,57° hesaplanmıştır. Empedans analizöründe 10 MHz frekansta ölçümlenen sensör gerilim açısı (-) 88,949°'dir. Faz açısının farklılık göstermesi gerilim bölücü devrede eklenen referans direnç değerinden kaynaklanmaktadır. Ayrıca gerilimi en az 4 kat kuvvetlendirmemiz gerekmektedir.

$$V_{out}(t) = 2,07 \left(e^{-\frac{t}{RC}} \right) \pm \frac{A}{3,36} \sin(\omega t - (-3,43^\circ) - 90^\circ) \quad (4.27)$$

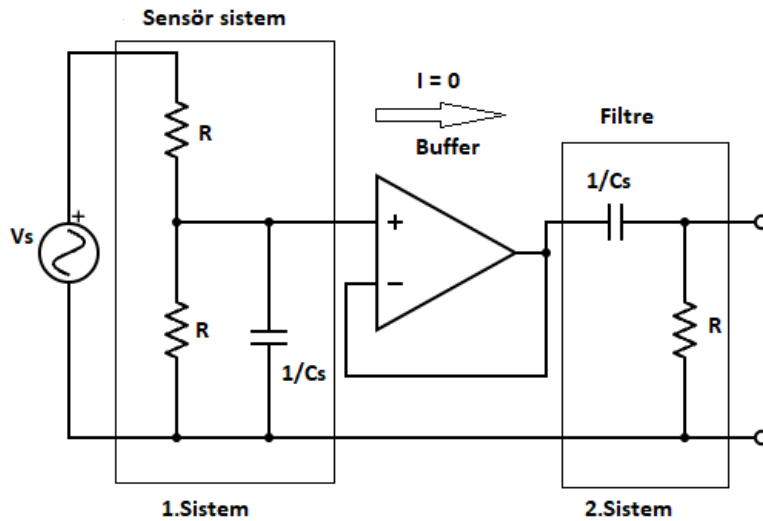
$$V_{out}(t) = \frac{A}{3,36} \sin(\omega t - 86,57^\circ) \quad (4.28)$$

Geçici durum analizinde kritik olan husus sensör sisteminin hemen kalıcı duruma ulaşamamasıdır. Sensörün zaman geçtikçe exponansiyel olarak $\tau=RC$ hızına bağlı yatışkan duruma geçiş süresi vardır. Sistemde τ düştükçe sistem hızı artmaktadır. Sistemlerde geçici tepkiden yatışkan tepkiye geçiş süresi 5τ olarak hesaplanmaktadır. Yani $t=5\tau$ için exponansiyel ifade sifıra yaklaşmaktadır. Sensörden 5τ süresinden daha düşük zamanda örnekleme alınması sensör tepkisini eksik olmasına ve elde edilen değişimin eksik olmasına yol açabilir. Örneğin; empedans analizörü ile yapılan ölçümde μIDE sensörün 10 MHz frekansta paralel direnç değeri 101,352 kΩ ve kapasitör değeri ise 5,22 pF 'dır. Sensörün zaman sabiti $\tau=RC$ formülü gereği 0.529 μs'dir. Sensörün geçici tepkiden yatışkan duruma geçiş süresi 5τ süresi ise 2,64 μs'dir. Fakat düşük frekanslarda sensör tepkisi hızı düşmektedir. Örneğin; empedans analizörü ile yapılan bir diğer ölçümde μIDE sensörün 50 Hz frekansta paralel direnç değeri 67,29 MΩ ve kapasitör değeri ise 49,96 pF 'dır. Zaman sabiti $\tau= 3.36$ ms iken 5τ süresi ise 16,8 ms'dir.

Sensör tetikleme frekansı arttıkça sensör zaman sabiti τ değeri düşmekte ve sensör tepki hızı artmaktadır. Yaptığımı çalışmada sensör örnekleme periyodu 10 ms alınmıştır.

Sinyal işleme devreleri kaskat bağlantılıdır. Dolayısı ile sistemler birbirine bağlanırken mutlaka zincir kuralı uygulanır. Çünkü sistemlerin birbirine bağlanması durumunda eklenen her yeni sistem yük olma durumu meydana getirmektedir. Yük olma etkisi ile girişte elde edilen sinyal sistem çıkışında kazanç kaybı sonucu değişime uğramaktadır. Yük olma etkisinin ortadan kalkması için sistemlerin izole edilmesi, aktarım aşamasında transfer fonksiyonunun değişmeden aktarılması gerekir. Bunun için sistemlerin çıkış empedansı 0Ω , giriş empedansı ise $\infty \Omega$ olması gerekir. Bu sayede sistemler arası akım akışı olmaz ve sistemler birbirinden izole edilmiş olur. Gerilim transfer fonksiyonu yapısı gereği zaten sistem çıkışının açık devre olması gerekir. Bu koşulların sağlanması için sistemler arası gerilim izleyici op-amp ile buffer eklemesi yapılmaktadır. İdeal op-amp giriş empedansı sonsuz çıkış empedansı ise 0Ω 'dur. Kazanç kaybını engellemek için kaskat bağlantıda zincir kuralı gereği sistemin toplam transfer fonksiyonu tüm sistem aşamalarının transfer fonksiyonunun çarpımı ile elde edilir. Şekil 4.4'de sensörün paralel RC yapısı ile gerilim bölücü devreden oluşan 1.sistem ve düşük frekanstaki gürültülerin temizlenmesi için tasarlanan pasif yüksek geçiren filtreden oluşan 2.sistemin kaskat bağlantısı verilmiştir.

Şekil 4.4: Zincir kuralı ile gerilim bölücü devre ile pasif filtre bağlantısı.



Eşitlik 4.29'da zincir kuralı gereği oluşturulan sistem yapısının transfer fonksiyonu verilmiştir. Sistemler arası buffer op-amp eklendiği için 2.sistemin yük olma etkisi ortadan kalkmış ve standart transfer fonksiyonu hesabı yapılmıştır.

$$T_{V(s)} = T_{V(1)} \times T_{V(1)} \quad (4.29)$$

Eşitlik 4.30'da paralel sensör RC işlem kolaylığı açısından Z_s empedansı olarak alınmıştır.

$$Z_s = \frac{R}{1 + RCs} \quad (4.30)$$

Eşitlik 4.31'de 1.sistem ve 2.sistem transfer fonksiyonları ayrı çıkartılmış ve zincir kuralı gereği çarpılarak sistem çıkış transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Yük olma etkisi olmadan elde edilen sistem transfer fonksiyonu $T_{V(s)}$ verilmiştir.

$$T_{V(s)} = \left(\frac{Z_s}{R + Z_s} \right) \times \left(\frac{R}{R + \frac{1}{Cs}} \right) = \frac{Z_s RCs}{Z_s RCs + R^2 Cs + R + Z_s} \quad (4.31)$$

Eşitlik 4.32 ve 4.33'de sistemden buffer op-amp çıkartılarak sistem tek bir bütün olarak ele alınmış olup Kirchhoff çevre akımları yöntemi uygulanması ile aşağıdaki denklemler çıkartılmıştır. 1.kapalı göz çevre akımı $I_{A(s)}$, 2.göz çevre akımı $I_{B(s)}$ olarak saat yönünde alınmıştır.

$$(R + Z_s)I_{A(s)} - (Z_s)I_{B(s)} = Vs \quad (4.32)$$

$$-(Z_s)I_{A(s)} + \left(Z_s + \frac{1}{Cs} + R \right) I_{B(s)} = 0 \quad (4.33)$$

Eşitlik 4.34'de sistemin giriş empedansı $Z(s)$ transfer fonksiyonu aracılığı ile hesaplanmıştır.

$$Z(s) = \frac{V_s}{I_{A(s)}} = \frac{2Z_s RCs + R^2 Cs + R + Z_s}{Z_s RCs + RCs + R} \quad (4.34)$$

Eşitlik 4.35'de sistemin çıkış empedans transfer fonksiyonu $T_{Z(s)}$ verilmiştir.

$$T_{Z(s)} = \frac{V_{2(s)}}{I_{A(s)}} = \frac{I_{B(s)} \times R}{I_{A(s)}} = \frac{Z_s RCs}{Z_s Cs + RCs + 1} \quad (4.35)$$

Eşitlik 4.36'da tüm sistemin transfer fonksiyonunu dolaylı olarak hesaplamada kullanılan transfer fonksiyonu $T_{V(s)}$ formülü verilmiştir.

$$T_{V(s)} = \frac{V_{2(s)}}{V_s} = \left[\frac{V_{2(s)}}{I_{A(s)}} \right] \left[\frac{I_{A(s)}}{V_s} \right] = T_{Z(s)} \frac{1}{Z(s)} \quad (4.36)$$

Eşitlik 4.37’de ise sistemler arası buffer op-amp izolesi olmadığında elde edilen transfer fonksiyonu verilmiştir. Görüldüğü üzere transfer fonksiyonu 4.31’de zincir kuralına göre elde ettiğimiz buffer op-amp’lı sistemin transfer fonksiyonuna göre değişiklik göstermiş olup paydaya gelen 2 rakamı kazanç kaybı olarak yansımıştır. Bu durumda sistemde yük etkisi meydana geldiği aşikârdır. Dolayısı sensör devre tasarımında sistemler arası buffer op-amp kullanılmıştır. Gerilim izleyici (voltage buffer) op-amp kazancı 1 olup sistemler arası yük olma kavramını ortadan kaldırmaktadır.

$$T_{V(s)} = \frac{Z_s R C s}{2 Z_s R C s + R^2 C s + R + Z_s} \quad (4.37)$$

4.2.1.1. Yüksek Geçiren Pasif Filtre Tasarımı

μIDE sensör ve prototipi yüksek frekanslarda (<45 MHz) daha fazla kapasitif değişim göstermektedir. Fakat her frekansta yer alan beyaz gürültü (white noise) tüm frekanslarda yaklaşık 1–10 mV_{rms} genliğe ulaşmakta, düşük frekanslarda yer alan 1/f gürültüsü ki bu 100 Hz ve aşağısında genliği frekansla ters orantılı bir şekilde artan bir gürültü çeşidi, elektronların hareketi sonucu ısınmayla ortaya çıkabilecek termal (johnson noise), 50 Hz şebeke sinyalinden gelen gürültüler sistemlere donanımsal filtre tasarlanmasını zorunlu kılmaktadır (Instruments, K. 2013). Bu nedenle düşük frekanstaki gürültüleri elemek için 15.90 Hz kesim frekansında yüksek geçiren RC filtre tasarlanmıştır. Fakat RC filtre pasif bir filtre yapısı olduğu için çıkışta bir miktar gerilim düşümü ve sinüzoidal girdi için bir miktar faz kaymasına yol açacaktır. Ölçüm devresinin hassasiyeti için bu dezavantaj durumun ortaya konulması gerekmektedir. Eşitlik 4.38’de yüksek geçiren RC filtrenin transfer fonksiyonu verilmiştir.

$$T_{(s)} = \frac{R}{1 + Cs} = \frac{RCs}{1 + RCS} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (4.38)$$

Eşitlik 4.39 ve 4.40’da filtrenin transfer fonksiyonu genlik ve faz açısı hesabı verilmiştir.

$$|T(j\omega)| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (4.39)$$

$$T(\emptyset) = 90 - \tan^{-1}(\omega RC) \quad (4.40)$$

Eşitlik (4.41-4.43) arasında kesim frekansı f_c yani kazancın $1/\sqrt{2}$ 'sine düştüğü değer (-3dB frekansı) hesaplanmıştır.

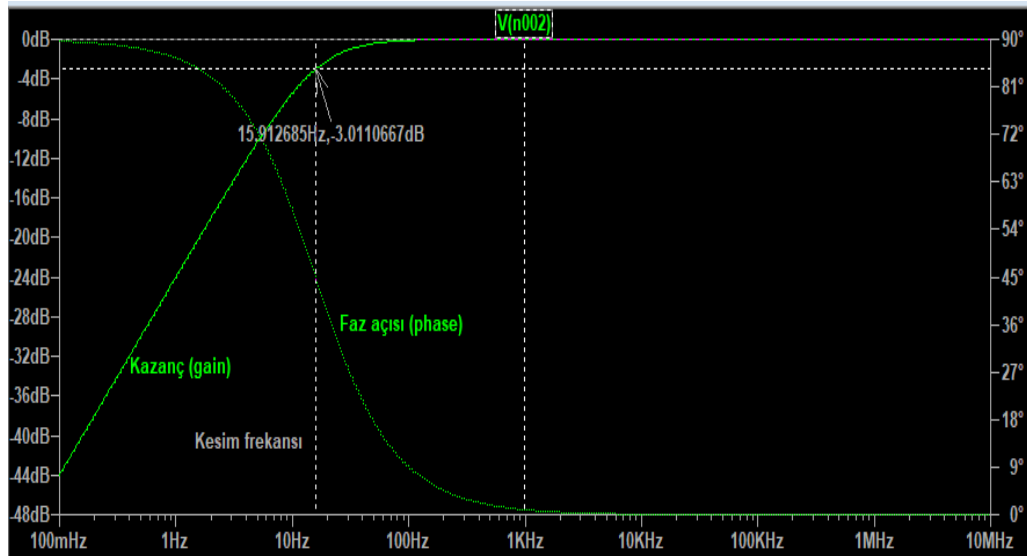
$$|T(j\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2}} |T_{max}(j\omega)| \quad (4.41)$$

$$\frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.42)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.43)$$

Şekil 4.5’de yüksek geçiren RC pasif filtrenin LTspice programı ile simülasyon çalışması görseli verilmiştir. Uygulanan sensör arayüz devre topolojisi içinde filtre komponentleri 10 MHz frekansta $R = 1 \text{ M}\Omega$ ve $C = 1 \text{ nF}$ değerinde alındığında filtre kesim frekansı $f_c = 15,91 \text{ Hz}$, filtre transfer fonksiyonu genliği $|T(j\omega_c)| = 0,99$ ve faz açısı $0,01^\circ$ hesaplanmıştır. Filtre kazanç genliği 0’ dan başlayıp 15,92 MHz kesim frekansında $\frac{1}{\sqrt{2}} |T_{max}(j\omega)|$ değere (-3dB frekans), kesim frekansı sonrası ise $|T_{max}(j\omega)|$ giriş genliği olan 1 değerine ulaşması beklenmektedir. Filtre kazancının faz açısı ise 90° ’ den başlayıp kesim frekansında 45° ve kesim frekansı sonrası 0° değere ulaşması beklenmektedir.

Şekil 4.5: Yüksek geçiren pasif filtre tasarımı LTspice simülasyon görseli.

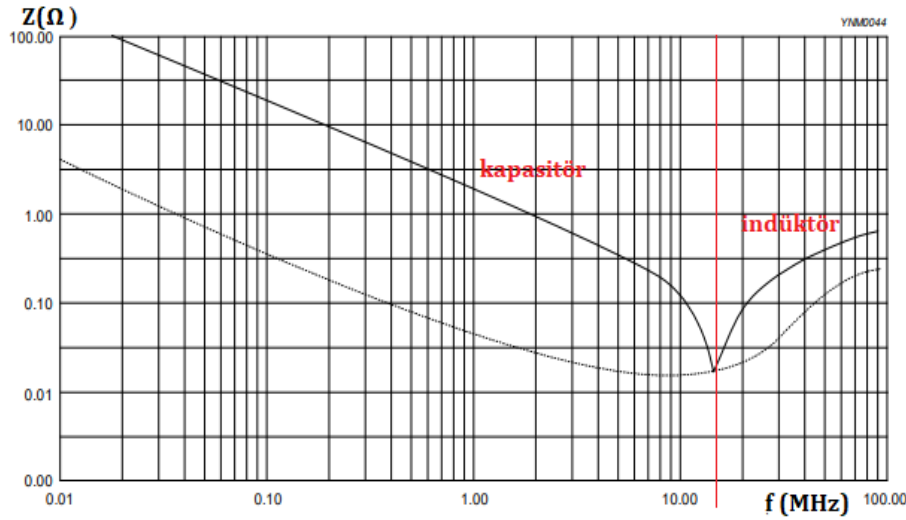


Eşitlik 4.44’de kuvvetlendirme öncesi filtre çıkışındaki gerilim değeri ve filtreden kaynaklı çıkış geriliminde görülecek faz açısı giriş gerilimi cinsinde ifade edilmiştir.

$$V_{out} = A|T(j\omega_c)| \sin(\omega t + \varnothing - 90^\circ + 0,01^\circ) \quad (4.44)$$

Filtre tasarımında en kritik nokta pasif elemanların datasheet içerisinde yer alan frekans ile davranış grafiklerinin incelenmesidir. Şekil 4.6’da RC yüksek geçiren filtrede kullanılan ve datasheetinden alınan 10 nF kapasitöre ait empedans frekans grafiği verilmiştir. Grafiğe bakıldığında yaklaşık 15 MHz sonrası kapasite indüktör empedansı gibi frekansla artışa geçecek şekilde davranmaktadır. Yani 15 MHz frekans ve üzeri yüksek geçiren RC filtre alçak geçiren RL filtre gibi davranacak, devrede kesim frekansı, kazanç genlik ve faz açısı değişecek ve en riskli olanı ise sensör yerine devre gürültü okuyan bir devre topolojisine dönüşecektir. Genel olarak kapasitörlerde kapasite değeri arttıkça çalışma frekansı düşmektedir. Örneğin aynı datasheette 1 μ F kapasite yaklaşık 6 MHz sonrası indüktör davranış sergilemektedir.

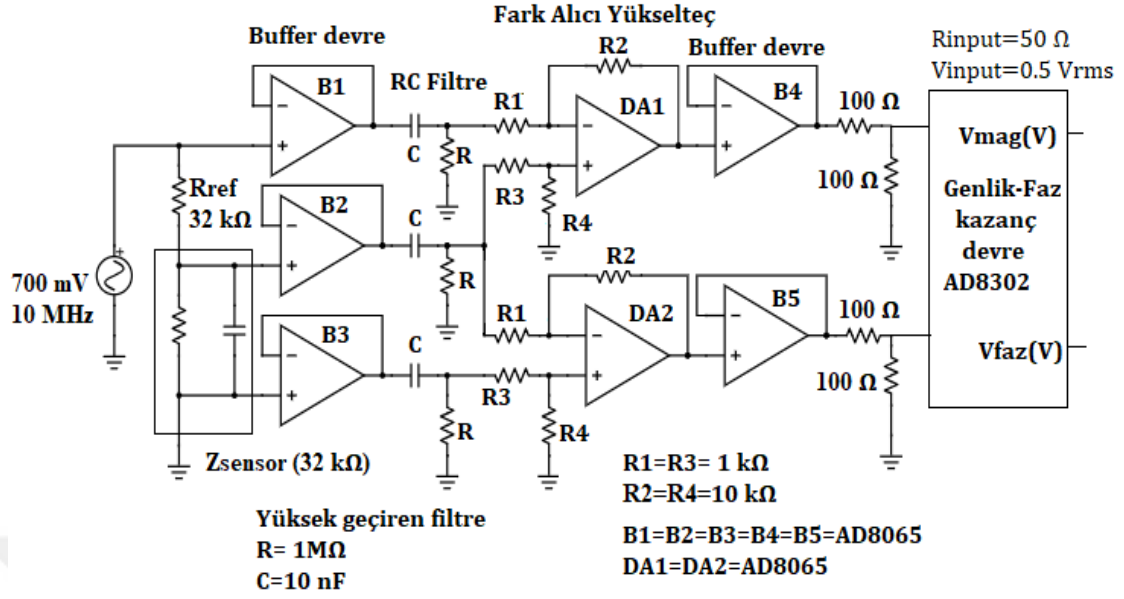
Şekil 4.6: 10 nF kapasite empedans-frekans grafiği.



Kaynak: kapasitör datasheet.

Şekil 4.7’de 10 MHz frekansta sensör empedans genlik ve faz açısındaki değişimin ölçülmesi için kurgulanan arayüz devre tasarımının nihai şematik çizimi görülmektedir. Arayüz devresi AD8302 kazanç ve faz algılayıcı entegresi ile bütünleşik çalışabilir hale getirilmiştir. Sunulan devre tek bir sensörün empedans genlik ve faz açısını ölçmektedir. Çalışmamızda kullandığımız mikroakışkan tabanlı sensör yapısı 4 dizi sensörden oluşmaktadır. Bu sebeple 4 ayrı sensör arayüz devresi tasarlanmış ve deneysel çalışmalar 4 dizi sensörün eş zamanlı çalışması ile elde edilmiştir.

Şekil 4.7: μ IDE sensör ve prototip uygulaması için geliştirilen arayüz devre şematiği.



Arayüz devre yapısında yer alan fark alıcı op-amp'ın hem pozitif hem negatif girişinden V_1 ve V_2 olmak üzere ölçüm sinyali uygulandığında ve op-amp negatif geri besleme ile kontrol edildiğinde çıkış gerilimi V_{out} ideal op-amp için düğüm gerilimleri yöntemi uygulanarak bulunmuştur. İdeal op-amp'ta $V_a = V_b$ olduğu kabulü ile Eşitlik 4.45 ve 4.46'da V_a, V_b düğüm noktasına göre denklemler ortaya konulmuştur.

$$\frac{V_1 - V_a}{R_1} = \frac{V_a - V_{out}}{R_2} \quad (4.45)$$

$$\frac{V_2 - V_b}{R_3} = \frac{V_b}{R_4} \quad (4.46)$$

Eşitlik 4.47'de Eşitlik 4.46'da verilen ifade tekrar düzenlenerek yazılmıştır.

$$V_a = V_2 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (4.47)$$

Eşitlik 4.48'de Eşitlik 4.45'de ki ifadenin düzenlenmesi ve Eşitlik 4.47'de ki V_a ifadesinin yazılması ile çıkış denklemi elde edilmiştir.

$$V_{out} = V_2 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - V_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.48)$$

Eşitlik 4.49'da V_{out} denklemi ortak parantez alınarak tekrar düzenlenmiştir.

$$V_{out} = V_2 \left(\frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_4(\frac{R_1 R_3}{R_4} + R_1)} \right) - V_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.49)$$

Eşitlik 4.50’de Eşitlik 4.49’da yer alan ifade içerisinde R_2/R_1 ortak parantezi alabilmek için tekrar düzenleme yapılarak ifade yazılmıştır.

$$V_{out} = V_2 \left(\frac{R_2(\frac{R_1}{R_2} + 1)}{R_1(\frac{R_3}{R_4} + 1)} \right) - V_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.50)$$

Eşitlik 4.51’de fark alıcı yükseltecin çıkış ifadesi elde edilmiştir.

$$V_{out} = V_2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{(\frac{R_1}{R_2} + 1)}{(\frac{R_3}{R_4} + 1)} \right) - V_1 \quad (4.51)$$

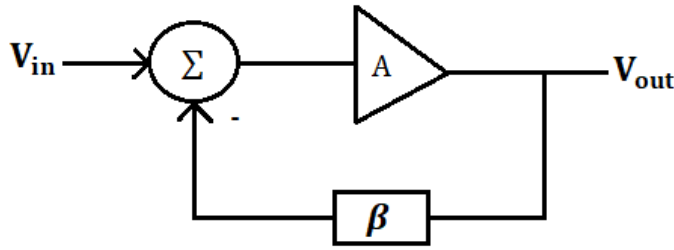
Eşitlik 4.52’de direnç değerlerinin $R_1 = R_3$ ve $R_2 = R_4$ alınması devre topolojisinde kullanılan fark alıcı yükselteç ifadesi elde edilmiştir.

$$V_{out} = V_2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) - V_1 \quad (4.52)$$

4.2.1.2. Op-amp Seçim Kriterleri

Kurgulanan devrenin en önemli komponenti op-amp olup bilindiği üzere op-amp’lar fark sinyalleri güçlendirmek ve ortak işaretleri yani gürültüyü yok etmek için oluşturulan gerilim kuvvetlendiricisidir. Elektronik’in en önemli analog bloğu olup negatif geri besleme sayesinde harici kazanç devresi ile op-amp’ın içyapısındaki yarı iletken transistör, fet, mosfet gibi elemanların üretim parametresi, DC polarma sabiti, sıcaklık değişimi gibi parametrelere bağlı kalmaksızın hassas bir kazanç sağlamaktadır. Ayrıca negatif geri besleme sayesinde transistör, fet, mosfet gibi diğer lineer olmayan yarı iletkenlerdeki küçük işaret sinyali ile lineer çalıştırma koşulu ortadan kalmakta ve doğrusallığı arttıran bir komponent olmaktadır. Çünkü kapalı çevrim negatif geri beslemeye op-amp girişine Şekil 4.8’de görüldüğü gibi giriş ve kuvvetlenen çıkış sinyali farkı uygulanmaktadır. Bu sayede op-amp’ın ∞ kazancını kontrol etme yeteneği sunan negatif geri besleme görülmektedir. Burada op-amp kazancı A ile geri besleme sinyalinin kuvvetlendirilmesi ise β ile temsil edilmektedir.

Şekil 4.8: İdeal op-amp negatif geri besleme kapalı çevrim kullanımı.



Kaynak: Thomas, Rosa ve Toussaint, 2016.

Eşitlik 4.53’de negatif geri besleme ile op-amp çıkış işareti tanımlanmış ve Eşitlik 4.54’de bu ifade düzenlenerek opamp kazancı K verilmiştir. Eşitlik 4.54’de $1 \ll \beta A$ olduğundan dolayı ifade op-amp kazancı dışında bağımsız bir kazanç moduna dönüşmektedir.

$$V_{out} = (V_{in} - V_{out} \times \beta) \times A \quad (4.53)$$

$$K = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{1}{\beta} \quad (4.54)$$

Eşitlik 4.54’e göre op-amp kazancı A ’nın yüksek olması hassasiyeti arttırmaktadır. AD8065 op-amp kazancı çok yüksek olup 100 dB (10^{10}) ki idealde ∞ değer kabulü yapılmaktadır. Kazancın ∞ veya çok yüksek olması sonucu op-amp giriş gerilimini sonlu bir çıkış için eşitlik 4.53’e göre 0 V’a zorlamaktadır. Bu durumda $V_{in}^+ = V_{in}^-$ olmaktadır. İdeal op-amp giriş direnci ∞ değer olup çıkış dreci 0 Ω kabul edilmektedir. Bu sayede op-amp’ın yük olma etkisi ortadan kalkmaktadır. Onun için op-amp giriş direncinin çok yüksek olması gerekmektedir. Seçilen AD8065 op-amp hem ortak mod hem de fark alıcı mod için giriş empedansı 1 T Ω değere sahiptir.

Eşitlik 4.55’de op-amp’larda ortak mod gürültü bastırma oranı CMRR (common mode rejection ratio) oranı verilmiştir. Op-amp’ta fark sinyali kazancı A_{diff} değerinin ortak mod kazancı A_{CM} oranı bize CMRR değerini vermektedir. Op-amp ac analizinde gürültü işaretleri elenir ve op-amp’ın içyapısında dolaşan akım sadece fark sinyallerinin toplamından meydana gelmektedir. Fakat op-amp DC analizinde giriş sinyali uygulanmadan op-amp içerisindeki BJT, fet, mosfet gibi yarı iletkenleri iletme geçirmek için besleme verilmesi gerekmektedir. Bu durumda op-amp girişlerine aynı fazda gürültü verilerek performansı ölçümlenir. Bu gürültü toprağa akmaktadır. Bu durumu

engellenmenin koşulu op-amp'ın kutuplanması için gerekli olan iç akım kaynağının çok iyi tasarlanması ve paralel direncinin ∞ değerinde olmasına bağlıdır. Fakat gerçekte bu pek mümkün değildir. Üretimden kaynaklı yarı iletken elemanların özdeş iç dirence sahip olması olası dışıdır. Bu nedenle CMRR'yi teoride ∞ değerinde arzu etsekte gerçekte sonlu bir değer olarak karşımıza çıkmaktadır. Op-amp seçiminde CMRR değerinin yüksek olması elde edilen çıkış sinyalinin daha az gürültülü elde edilmesine olanak sağlamaktadır. AD8065 op-amp için CMRR 100 dB değeri yakalamaktadır.

$$CMRR = \frac{A_{diff}}{A_{CM}} \quad (4.55)$$

Eşitlik 4.56 ve 4.57'de giriş sinyalinin bozulmadan çıkışa aktarılması için yetiştirme oranı (slew rate) hesabı verilmiştir. Bu değer op-amp'ın giriş sinyalinin belli zamansal sınırlar içerisinde olması gerektiğini göstermektedir.

$$slew\ rate = \frac{dV_{in}}{dt} = A \sin(2\pi ft) \quad (4.56)$$

$$slew\ rate = 2\pi f A \cos(2\pi ft) \quad (4.57)$$

Eşitlik 4.57'ye göre $\cos(2\pi ft)$ ifadesi ∓ 1 olacağından op-amp'ın giriş sinyalini bozmadan aktarması için yüksek frekansta giriş sinyali genliği düşük olmalıdır. Sensör arayüz devresi için giriş sinyali 0,7 V ve 10 MHz frekans için slew rate oranı 43 V/ μ s'dir. AD8065 op-amp datasheet slew rate oranı minimum 130 V/ μ s olduğu için sinyali lineer aktarabilmektedir. Op-amp'larda bant genişliği kazancın çıkışta $1/\sqrt{2}$ değerine düştüğü frekans (-3dB frekans) olup op-amp seçiminde olabildiğince yüksek değer seçilmesi gerekmektedir. Ayrıca Eşitlik 4.58'de GBWP (Gain Bant Width Product) denklemine göre kazanç ile ters orantılı bir şekilde bant genişliği değişmektedir. Dolayısıyla op-amp devre tasarımlarında ya kazançtan ya da bant genişliğinden ödün vermek kaçınılmaz olmaktadır. Tasarlanan sensör arayüz devresinde 10 kat kuvvetlendirme, 10 MHz frekansta yapılmıştır. Dolayısıyla seçilecek op-amp'ın GBWP değeri en az 100 MHz olmalıdır. Seçilen AD8065 op-amp GBWP değeri 145 MHz'dir.

$$GBWP = Kazanç \times Bant\ Width \quad (4.58)$$

Görsel 4.1'de görüldüğü gibi IDE sensör arayüz devresinin PCB tasarımında tüm sinyal kabloları gürültüye karşı koaksiyel kablo ve altın konnektör ile donatılmıştır. Tek bir sensör için arayüz devresi güç tüketimi 30 mW değerindedir. Sinyal üretici ile tüm ölçüm devresinin ground uçları gürültüyü azaltmak için ayrılmıştır.

PCB tüm alt ve üst katmanları topraklama kanalı yapılmıştır. Analog devre ile dijital devre topraklamaları çapraz karışma (cross talk) ve gürültüden (noise coupling) korumak için ayrılmıştır (Instruments, K. 2013).

Görsel 4.1: μ IDE sensör ve prototip uygulaması arayüz devre PCB görseli.



4.2.2. Kazanç ve Faz Dedektör Devresi

Fark alıcı yükselteç devre çıkışına empedans genlik ve faz açısı kazanç değişimin hesaplayan AD8302 ile kazanç ve faz dedektör devresi bağlanmıştır. Eşitlik (4.59-4.61) arasında AD8302 datasheet dokümanından yararlanılarak giriş gerilimi maksimumu -3 dB olarak sınırlandırılacak şekilde giriş geriliminin maksimum ve rms değerleri hesaplanmıştır.

$$20\log V_{input} = -3 \text{ dB} \quad (4.59)$$

$$V_{input} = 0,707 V_{max} \quad (4.60)$$

$$V_{rms} = \frac{V_{input}}{\sqrt{2}} = V_{rms} \quad (4.61)$$

AD8302 datasheet dokümanından V_{mag} çıkışı 0-1,8 V_{rms} çıkış geriliminde ± 30 dB aralıkta, V_{phs} çıkışı ise $\pm 180^\circ$ değişim göstermektedir. AD8302 V_{mag} duyarlılığı 30 mV/dB iken V_{phs} duyarlılığı 10 mV/derece'dir. Eşitlik (4.62-4.67) arasında AD8302 entegresinin çıkış empedans genlik ve empedans faz açısı değişimi hesaplanmıştır.

$$MAG(dB) = \frac{V_{mag(rms)} - 900mV}{30 \text{ mV}} \quad (4.62)$$

$$20 \log \frac{V_{INPA}}{V_{INPB}} = MAG(dB) \quad (4.63)$$

$$20 \log K = \frac{V_{mag(rms)} - 900mV}{30 mV} \quad (4.64)$$

$$MAG(\Omega)(K) = 10^{\frac{V_{mag(rms)} - 900mV}{600 mV}} \quad (4.65)$$

$$MAG(\Omega)(K) = 10^{\frac{V_{mag(db)}}{20}} \quad (4.66)$$

$$\phi(^{\circ}) = \frac{900mV - V_{phs(rms)}}{10mV} + 90^{\circ} - (\phi^{\circ}_{RC \text{ filter}}) \quad (4.67)$$

Eşitlik (4.68-4.70) arasında sensörün empedans genliğindeki değişimi ile faz açısındaki kaymanın tespiti verilmiştir.

$$|Z_{sensor}| = K \times R_{reference} \quad (4.68)$$

$$(\phi^{\circ})_{Z_{sensor}} = |Z_{sensor}| \angle (\phi^{\circ}) \quad (4.69)$$

$$Z_{sensor} = |Z_{sensor}| \cos(\phi^{\circ}) + j \sin (\phi^{\circ}) \quad (4.70)$$

4.2.3. Gürültü (Noise) Azaltma Yöntemleri

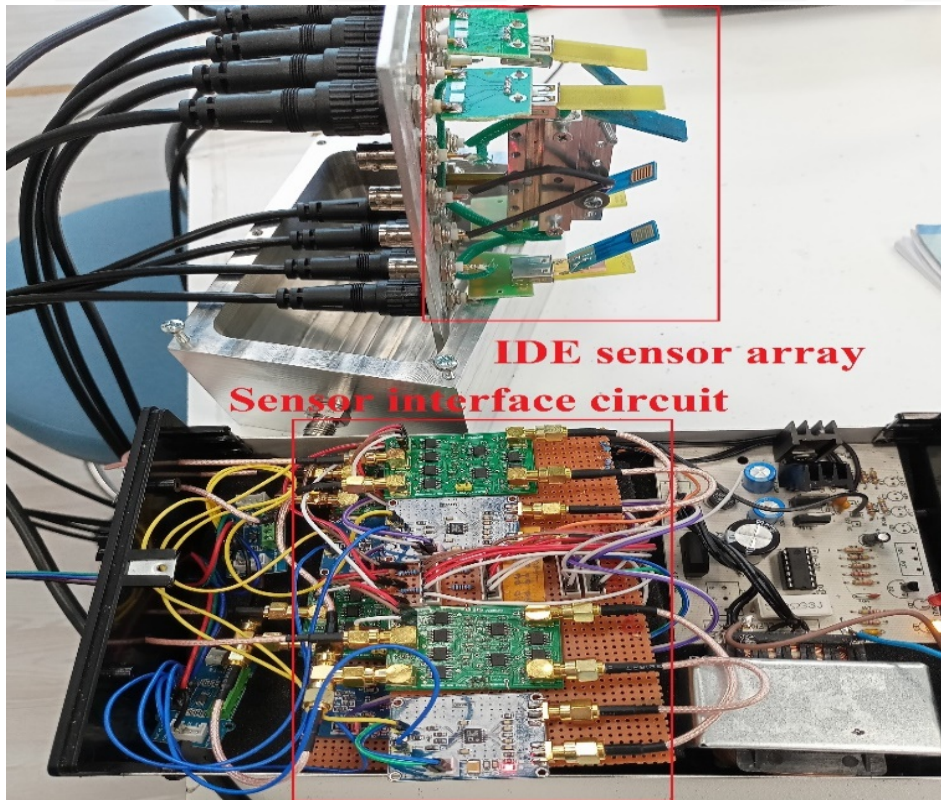
Arayüz devresi yüksek frekansta (>10 MHz) ve düşük gerilimde (<1 Vrms) çalışmaktadır. Dolayısı arayüz devresi sürekli olarak RFI (Radio Frequency Interference) ve EMI (Electromagnetic Interference) maruz kalmaktadır. AM/FM yayınları ($10^5 - 10^8$ MHz), elektronik komponentlerdeki elektronların hareketi ile meydana gelen termal kaynaklı Johnson noise, çevresel sıcaklık değişimlerinden kaynaklı gürültülerden dolayı elektronik devrelerde sürekli beyaz gürültü seviyesinde (white noise level) tüm frekanslarda yaklaşık 1 – 10 mV_{rms} genliğe ulaşabilen gerilim dalgalanmaları meydana gelmektedir (Instruments. K., 2013). Bu durum arayüz devresinin ölçüm sonucunu etkileyecektir. Donanımsal gürültüyü azaltmak için alınan önlemler sıralı verilmiştir:

- i. Bütün sinyal kabloları, sensör ve osilatör besleme kabloları koaksiyel shielding yapılı kullanılmıştır.
- ii. Sinyal üretici ile tüm ölçüm devresinin ground uçları gürültüyü azaltmak için ayrılmıştır. Hassas devreler ile diğer ölçü enstrümanları, makineler veya yüksek güçlü ekipmanların aynı grounda bağlanmasından noise azaltmak için kaçınılmalıdır. hatta analog devre ile digital devre ground domainleride cross talk ve noise couplingten korumak için ayrılmıştır.

- iii. Sadece opamp besleme dc kablolarında normal iletken kullanılmıştır. tüm beslemelerde ve pcb opamp beslemesinde decoupling kapasite kullanılmıştır (100 nF). Bu sayede dc besleme üzerinde oluşan ac gürültüleri minimize edilmiştir.
- iv. PCB kart tasarımında ön ve arka panel komple ground tabakası yapılmıştır. Bu sayede topraklama yüzeyinin artırılarak topraklama empedansı düşürülmüş ve oluşan gürültü gerilimleri azaltılmıştır.
- v. Devrenin tüm topraklama (gnd) uçları tek bir topraklamada birleştirilmiştir. Bu sayede farklı gnd'ler arası ground loop'ların oluşmasını engellenmiştir.
- vi. Arayüz devresinde düşük frekans gürültüleri yok etmek için yüksek geçiren RC filtre eklenmiştir ($f_c > 15,91$ Hz) .
- vii. Bütün devre ve bileşenleri metal kutu içerisine alınarak koruyucu (shielding) gerçekleştirilmiştir.

Görsel 4.2'de deneysel gaz ölçümünde kullanılan ve μ IDE sensor ve prototip dizisi için tasarlanmış arayüz devresinin bütünleştirilmiş görseli görülmektedir. Tüm ölçüm devresi elektromanyetik gürültüyü azaltmak için metal koruyucu (shielding) kutu içerisine monte edilmiştir.

Görsel 4.2: μ IDE sensör için tasarlanan arayüz ölçüm devresi.



4.3. YAZILIMSAL TASARIM

Sensör sisteminde donanımın kontrolü gömülü sistem ile gerçekleştirilmektedir. Analog sinyalin sayısala çevrildiği ayrıca sinyalin gürültüden arındırıldıktan sonra analizinin yapıldığı ve verilerin anlamlı bilgiye dönüştürüldüğü bölüm yazılımsal tasarım olarak adlandırılmaktadır.

4.3.1. Gömülü Sistem ve ADC

Gömülü sistem olarak STM32F407 geliştirme kiti kullanılmıştır. İşlemci hızı 168 MHz olup içerisinde 12 bit 1 MBPS (Mega Bits Per Second) örnekleme hızına sahip analog dijital dönüştürücü (ADC) birimi mevcuttur. Fakat Analog sinyalin sayısala çevrilmesinde ölçüm hassasiyetini arttırmak için 16 Bit 1 MBPS örnekleme hızında harici ADC kullanımı tercih edilmiştir. Harici ADC'nin kontrolü sensör donanımı ile birlikte eş zamanlı olarak yapılmıştır. Sensör sistemi 10 MHz frekansta tetiklenmektedir. Nyquist teoremine göre ADC örnekleme frekansı analog sinyal frekansının iki katından büyük eşit olacak şekilde en az 20 MBPS olmalıdır. 20 MBPS örnekleme frekansından daha düşük frekanslarda yapılan sayısal dönüşümde elde edilecek sinyal frekansında değişim meydana gelmektedir. Bu duruma aliasing etkisi denilmektedir. Elde edilen düşük frekansa ise alias frekansı denilmektedir. Herhangi bir lineer sistemde sinüzoidal giriş sinyalinin frekansının sistem çıkışında değişmesi lineerliği bozmaktadır. Sonuç olarak elde edilen sayısal veriler nyquist teoremine uygun örnekleme hızında dönüştürülmediğinden dolayı non-linearitesi yüksek olmaktadır.

4.3.2. Lineer Kalman Filtresi

Sensör verilerinden elde edilen sinyallerdeki gürültünün bilgi kaybı olmaksızın minimize edilmesi için kalman lineer kalman filtresi algoritması kullanılmıştır. Eşitlik (4.71-4.73) arasında yazılımsal algoritmada kullanılan eşitlikler verilmiştir. Formülde n indisi sıfırdan başlayan bir sayıdır. Model tahmini (P_n), Kalman katsayısı (K_n), gerçek ölçüm değeri (Z_n) ve modelin şimdiki durum tahmini (X_n) katsayılarının n.'nci değerini ifade etmektedir. Burada P_{n-1} önceki model tahmini, Q process noise, R ise measurement noise değeridir.

$$K_n = \frac{(P_{n-1} + Q)}{(P_{n-1} + Q) + R} \quad (4.71)$$

$$X_n = X_{n-1} + K_n \times (Z_n - X_{n-1}) \quad (4.72)$$

$$P_n = (1 - K_n) \times P_{n-1} \quad (4.73)$$

Tablo 4.1’de IDE sensörün hedef gaz ölçüm tespit duyarlılıkları hesaplanarak verilmiştir. Kalman filtresi tasarımında farklı gazlar için R değeri seçiminde μ IDE sensör prototip duyarlılıkları referans alınmıştır. Aseton için R değeri 10^{-2} , etanol ve kloroform gazı için 10^{-3} , NO_2 gazı için ise R değeri 10^{-1} birim seçilmiştir.

Tablo 4.1: μ IDE Sensör Prototip Duyarlılığı ve R Değeri Seçimi

Gaz	Konsantrasyon (ppm)	Duyarlılık (Ω /ppm)	Measurement noise (R)
Aseton	3640	$1,18 \times 10^{-2}$	10^{-2}
Ethenol	1820	$6,7 \times 10^{-3}$	10^{-3}
Kloroform	1465	$7,7 \times 10^{-3}$	10^{-3}
NO_2	6,7	$7,517 \times 10^{-1}$	10^{-1}

İşlem gürültüsü (Process noise) değeri ise 10^{-4} birim seçilmiştir. Kalman filtresi Kalman katsayısı (K_n) göre gerçek ölçüm hatası ile oransal kıyaslama yaparak şimdiki durum tahmininde (X_n) bulunur. (K_n) katsayısına göre gerçek ölçüm (Z_n) ile önceki modelin tahmin değeri (X_{n-1}) farkı son tahmine eklenir (Huang, 2015; Kalman, 1960; Park, vd., 2019).

4.3.3. Temel Bileşen Analizi (PCA)

PCA öncesi veriler farklı ppm konsantrasyon aralıklarda farklı ağırlıklara sahip olduğu için standardizasyona tabii tutulmuştur. Bu işlem sonucu verilerin ortalaması sıfır, standart sapması bir olacak şekilde dağılım elde edilmiştir. PCA Algoritmasında temel bilinen matematiksel eşitlikler kullanılmıştır (Wiesel ve Hero, 2009; Zou, Hastie ve Tibshirani, 2006). Tablo 4.2’de Kovaryans matrisine göre $IDE_i \neq IDE_k$ olacak şekilde $\text{cov}(IDE_i, IDE_k) \neq 0$ olmadığından dolayı sensör verileri arasında doğrusal birlikte değişim var ve sensör verilerine PCA analiz yapılabilirliğini göstermektedir. Değişimin sıfırdan büyük olması pozitif doğrusal değişim, negatif olması negatif doğrusal değişim olduğunu göstermektedir.

Tablo 4.2: Sensör Dizisi Aseton Gazı (0-5460ppm) Tepkisinin Kovaryans Matrisi

Sensör dizi	Sensör-1	Sensör-2	Sensör-3	Sensör-4
Sensör-1	0,999742	0,246557	-0,64649	-0,67897
Sensör-2	0,246557	0,999742	0,231877	-0,68593
Sensör-3	-0,64649	0,231877	0,999742	0,142882
Sensör-4	-0,67897	-0,68593	0,142882	0,999742

Tablo 4.3’de korelasyon matrisi $IDE_i \neq IDE_k$ olacak şekilde kovaryans matrisin birimsizleştirilmiş hali olup verilerin normalizasyonuna gerek kalmaksızın lineer bağlantının şiddeti hakkında bilgi vermektedir. Ayrıca korelasyon matrisi bize kümelenmesi gereken grupları belirtir. Negatif korelasyon verilerin ilişkisinin olmadığını ayrı kümelenmesi gerekliliğini gösterir. Pozitif korelasyon ise verilerin birlikte kümelenmesi gerektiğini gösterir. Korelasyon matrisinde korelasyon katsayıları $<0,2$ olduğundan sensör verilerinde çok düşük lineer ilişki vardır veya başka bir deyişle yüksek derecede lineer olmayan değişim göstermektedir.

Tablo 4.3: Sensör Dizisi Aseton Gazı (0-5460ppm) Tepkisinin Korelasyon Matrisi

Sensör dizi	Sensör-1	Sensör-2	Sensör-3	Sensör-4
Sensör-1	1	0,0001	-0,0003	-0,0004
Sensör-2	0,0001	1	0,0001	-0,0005
Sensör-3	-0,0003	0,0001	1	0,00008
Sensör-4	-0,0004	-0,0005	0,00008	1

Eşitlik 4.74 ve 4.75’de matematiksel denklemler kullanılarak özdeğerler elde edilir ve özdeğerlerden özdeğer uzayı çıkartılır. Denklemden A_s sensör veri setinin kovaryans matrisi, $\vec{X}$ sensör verileri, λ özdeğerleri, I ise birim matrisi ifade etmektedir.

$$A_s \vec{X} = \lambda \vec{X} \quad (4.74)$$

$$\det(\lambda I - A) = 0 \quad (4.75)$$

Aseton gazının 0–5460ppm arası konsantrasyonu için elde edilen veri setinin özdeğerleri büyükten küçüğe sırasıyla (2,2012), (1,4302), (0,2485), (0,1190) elde edilmektedir. En yüksek özdeğer sayısı varyansın veya bilginin en fazla olduğu ve özdeğerlerden elde edilecek özdeğer vektörünün en fazla bilgi taşıyan özellikle boyut indirgemede ve feature selection işleminde bize yol göstermektedir. Eşitlik 4.76’da toplam varyans formülüne göre veri setinde sensörlerin hangisinin en fazla varyansa sahip olduğu ve bilgi taşıdığı görülmektedir.

$$Toplam\ varyans = \frac{\lambda_n}{matris\ köşegen} \frac{2,2012}{4} = 0,5503 \quad (4.76)$$

Sırasıyla 1.ana bileşen toplam varyansın %55,03'ü, 2.ana bileşen toplam varyansın %35,75'i, 3.ana bileşen toplam varyansın %6,212, 4.ana bileşen toplam varyansın %3,008'ini temsil etmektedir. Eşitlik 4.77'de göre veri boyut indirgenmesi yapılır. Burada $\vec{V}$ özdeğerlerden elde edilen özdeğer vektörünü temsil eder. Sensör veri setinin satır sayısını i , indirgenmek istenen boyut sayısını j sensör veri seti sütun sayısını k temsil etmektedir.

$$[Sensor_{reduce}]_{(i,j)} = [Sensor_{normalization}]_{(i,k)} * [\vec{V}]_{(k,j)} \quad (4.77)$$

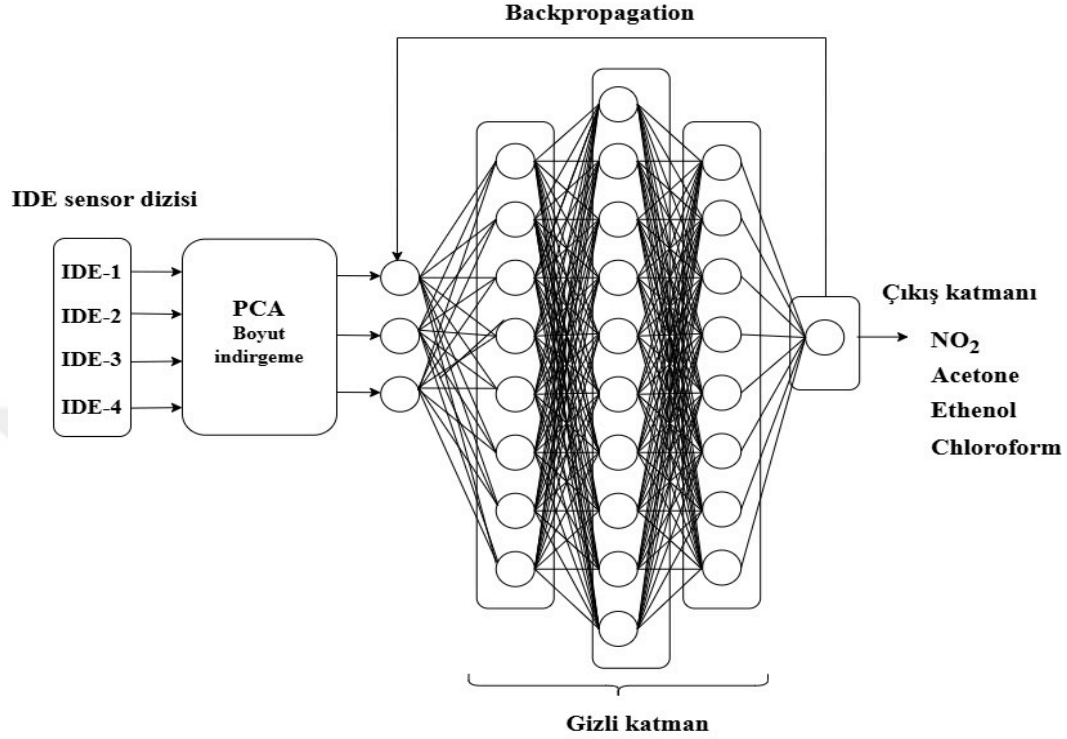
Tüm veri setinin %25'i outliers verilerden oluşmaktadır. Tüm veri seti 8176 adet veriden (4 x 2044) oluşmaktadır. PCA ile boyut indirgeme sonucu en düşük varyansa sahip (%3,008) veri sütunu indirgenmiştir. Sinir ağı 6132 veri (3 x 2044) ile eğitilmiştir. Bu sayede çok az bilgi taşıyan aykırı değer (outlier) veri setinden temizlenmiş olur. IDE sensör veri setinde tüm sınıflandırma çalışmasında PCA analiz ile boyut indirgeme kullanılarak 4 boyutlu sensör dizi seti 3 boyutlu veri setine dönüştürülmüştür. Bu sayede sinir ağının katman ve nöron sayısının düşmesi algoritmanın daha basit kurgulanması, algoritmanın eğitim süresinin düşmesi, başarımın ise artması sağlanmıştır. Boyut indirgeme sonrası yeni matrisin kovaryansı sıfırdır. Çünkü öz vektörler ortogonall olup birbirine diktir. Bu vektörlerin arasında herhangi bir ilişki söz konusu değildir. Dolayısı ile yeni oluşan PCA ile indirgenmiş veya dönüştürülmüş verilerin kovaryans matrisi sıfırdır. Veri sınıflandırma öncesi veriler arasındaki aşırı uyum (overfitting) ortadan kaldırılmıştır. Elde edilen ilişkisiz yüksek varyansa sahip yeni veri seti ile sınıflandırma çalışması yapılmıştır.

4.3.4. Geri-yayılım Sinir Ağı (Backpropagation Neurol Network (BPNN))

Şekil 4.9'da gaz sınıflandırılmasında en yüksek test başarımının yakalandığı sinir ağı mimarisi görülmektedir. Sinir ağının üç gizli katmanı bir çıkış katmanı bulunmaktadır. PCA ile boyut indirgeme sonrası sinir ağı giriş sayısı 4'den 3'e düşmüştür. Sinir ağında en iyi doğrulama sonucunu veren gizli katman sayısı 3 olarak belirlenmiştir. Gizli katman sayısı dört farklı gazın sınıflandırılması ve verilerin non-lineerite derecesinin yüksek olması ile alakalıdır. Sinir ağı tasarımında çoklu gaz karışım verisi olmadığından dolayı ağ yapısı etiketlendirme ile tek çıkışlı olarak tasarlanmıştır.

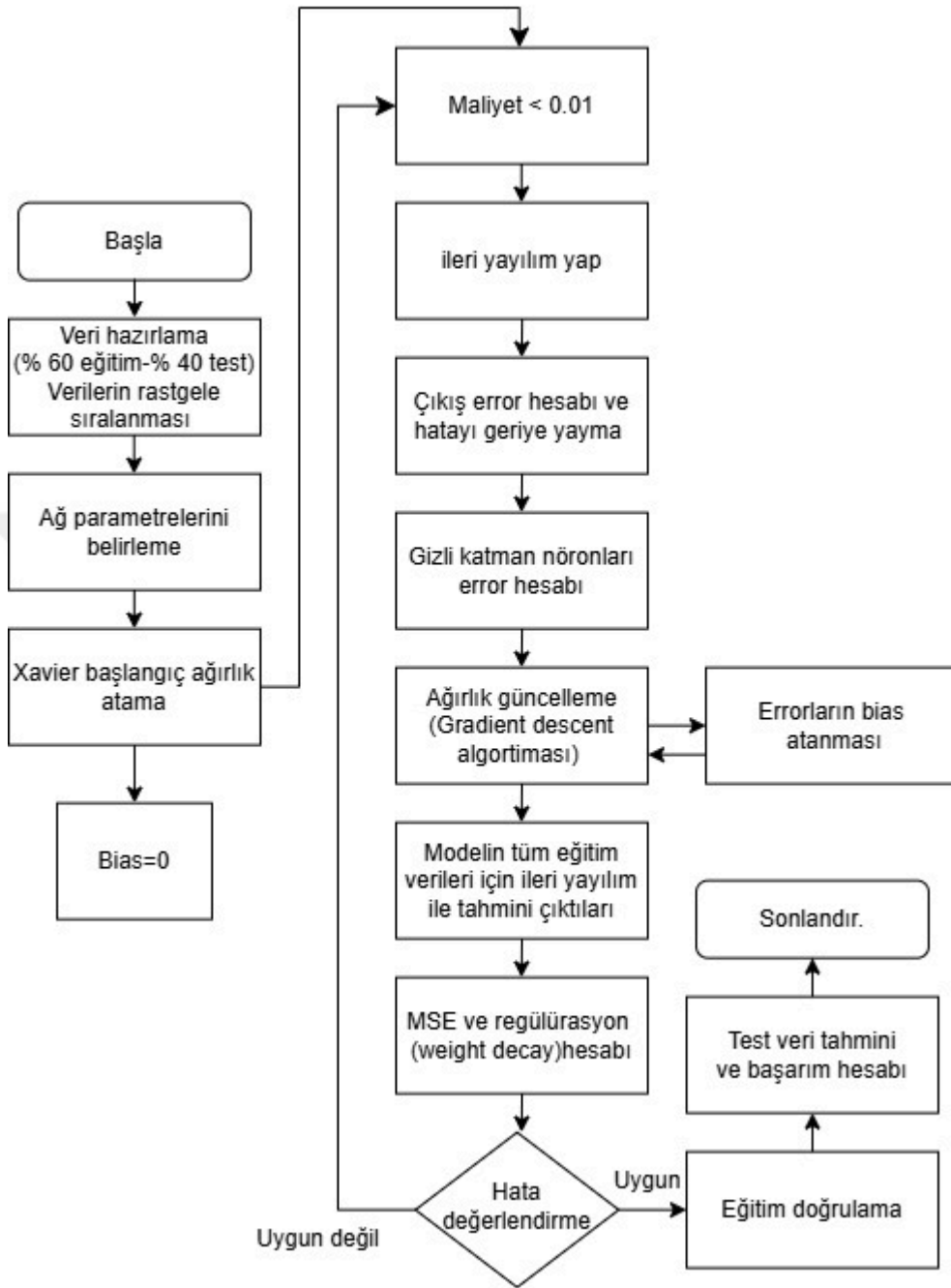
Gaz karışım verilerinin sınıflandırılmasında karışımında olan her bir gaz için ayrı bir çıkış nöronu tanımlamalı ve sinir ağı çok çıkışlı bir yapıya dönüştürülmelidir.

Şekil 4.9: Tasarlanan BPNN mimarisi.



Şekil 4.10'da µGC sistem için geliştirilen BPNN algoritmasının akış diyagramı görülmektedir. Algoritmada geleneksel BPNN ağlarından farklı olarak derin öğrenme yöntemi ile donatılmıştır. Xavier ağırlık ataması yapılması ve maliyet hesabının ağırlık kaybı (weight decay) kontrolü ile BPNN performansı arttırılmıştır. Algoritmada her ne kadar eğitim verilerinin doğrulanması aşamasına yer verilmiş olsa bile sınıflandırma öncesi verilerin PCA analizi ile outlier veriler ayrıştırıldığından dolayı hızlı sonuç almak için eğitim doğrulaması yapılmayabilir.

Şekil 4.10: BPNN algoritması akış diyagramı.



Eşitlik 4.78'e göre sinir ağı gizli katmanlarındaki toplam nöron sayısı 39 sayısını geçmeyecek şekilde belirlenmiştir. Burada N_h gizli katmandaki toplam nöron sayısını, n ise giriş nöron sayısını vermektedir (Sheela ve Deepa, 2013).

$$N_h = (4n^2 + 3)/(n^2 - 8) \quad (4.78)$$

Sensör duyarlılığına göre sinir ağı sınıflandırma başarımlı ve gizli katman nöron sayısı değişmektedir. Sinir ağının aşırı öğrenmesini engellemek için kayıp hesabına ilave olarak ağırlık kaybı eklenerek regülasyon hesabı yapılmıştır.

Sinir ağının eğitim ile test arasındaki aşırı uyumu (overfitting) test etmek ve ağın öğrenme dışı tahminlerini engellemek için verilerin %60'ı eğitim %40'ı ise daha önce hiç görmediği test verilerinden oluşturulmuştur. PCA ile verilerin aşırı uyumu ortadan kalktığından ötürü sinir ağında ayrıca onaylama (validation) işlemi yapılmamıştır. Gizli katman ve çıkış katmanında sigmoid fonksiyonu kullanılmıştır. Çünkü sigmoid fonksiyonu türevinin diğer fonksiyonlara nazaran x eksenindeki en küçük değer değişikliğinin y ekseninde daha fazla karşılığı bulunmaktadır. Buda sınıflandırma başarımını arttırmaktadır.

Sinir ağı algoritmasındaki matematiksel eşitlikler aşağıda verilmiştir (Cilimkovic, 2015; Hecht-Nielsen, 1992; Lee, Delbruck ve Pfeiffer, 2016). Model eğitiminde Sinir ağının daha yüksek başarımla hedef gaz tespiti yapabilmesi için nöronların başlangıç ağırlıklarının seçiminde Xavier başlangıç ağırlık atama yöntemi kullanılmıştır (Datta, 2020; Kumar, 2017).

Eşitlik 4.79'da nöron ağırlıkları rastgele başlatılmayıp, Xavier initialization ile nöron başlangıç ataması yapılmıştır. Burada n_i atama yapılan katman nöron sayısı, n_j bir sonraki katman nöron sayısı, w_i ise katmanlardaki nöron ağırlığını temsil etmektedir. Genelde Xavier initialization derin sinir ağlarında kullanılmakta olup bu sayede tüm katmanlardaki ağırlık gradyanları aynı varyansa sahip olmaktadır. Ayrıca ağırlıklar tüm iterasyonda varyansı korumakta gradyanın yok olmasının önüne geçilmektedir. Öğrenme performansı artmaktadır. Ağırlıklar $[-1 \ 1]$ arası dağılır. Bias değerleri başlangıçta sıfır seçilmiştir. Her iterasyon sonrası hesaplanan nöron hata değerleri bias olarak atanır.

$$W_i = \left[-\frac{\sqrt{6}}{\sqrt{n_i+n_j}}, \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{n_i+n_j}} \right] \quad (4.79)$$

Eşitlik 4.80 ve 4.81'de ileri yayılım eşitliği ve sinir ağının her katmanında kullanılan sigmoid aktivasyon fonksiyonu verilmiştir. Burada katmandaki i.'nci nöron, bağlantının yapıldığı bir önceki j.'nci nöronu temsil etmektedir. Eşitlik 4.82'de mse hata fonksiyonu eşitliği verilmektedir.

$$f(x) = (b_{ij} + \sum_{i=1}^n x_{ij} w_{ij}) \quad (4.80)$$

$$f(act) = \frac{1}{1+e^{-x}} \quad (4.81)$$

$$E = \frac{1}{2} x (target - output)^2 \quad (4.82)$$

Hatayı minimize etmek için gradyan iniş (gradient descent) fonksiyonu kullanılır. Hatanın ağırlığa göre değişimi türev ile hesaplanır. Eşitlik 4.83’de gradyan descent eşitliği ile ağırlık güncelleme verilmiştir. Burada w_i yeni ağırlık değeri, α öğrenme katsayısıdır. Tüm eğitim modellerinde α değeri en yüksek öğrenmenin yakalandığı 0,1 alınmıştır.

$$w_i = w_{i-1} - \alpha \times \frac{dE}{dw_{i-1}} \quad (4.83)$$

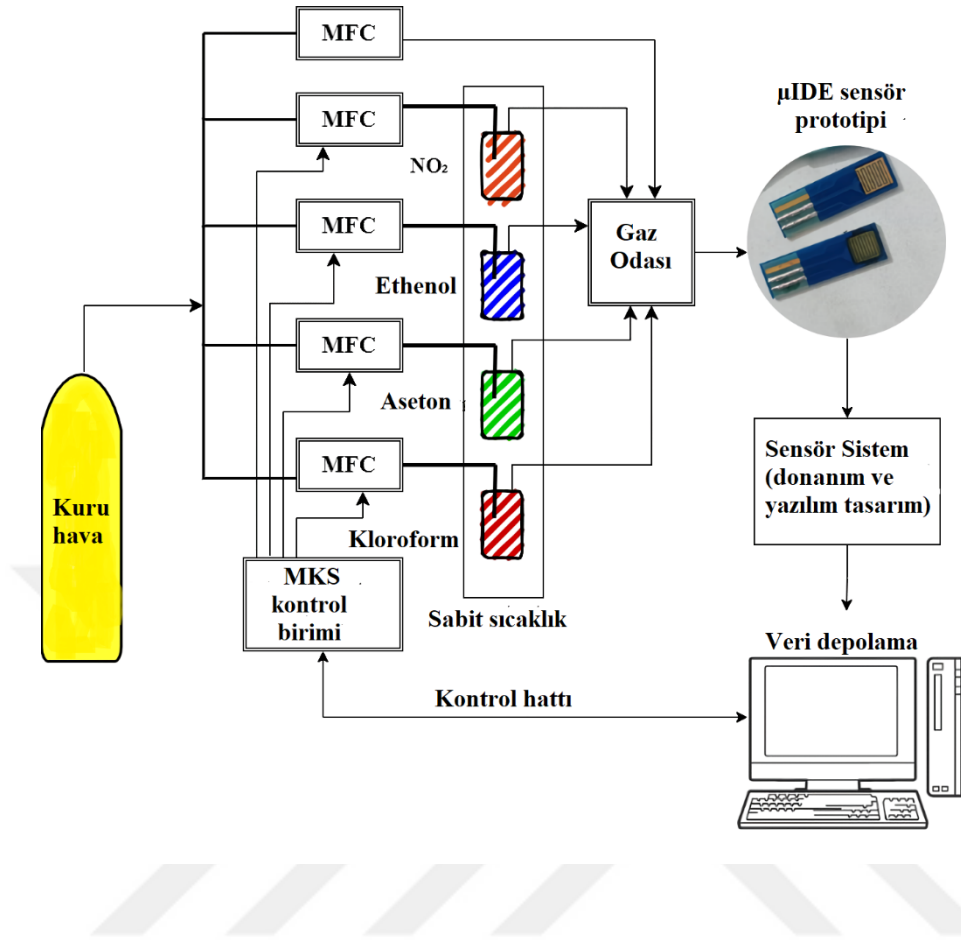
Eşitlik 4.84 ‘de model tahmini ile modele verilen hedefler arasındaki genel maliyet hesabı yapılmaktadır. Model kayıp hesabına ağırlık kaybı regülasyonu eklenmiştir. Burada λ değeri düzenleme sabiti olup algoritmada 0,0001 seçilmiştir (Gnecco ve Sanguineti 2009; Sun, 2020).

$$Lost = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \sqrt{(output - target)^2} + 0.5 \times \lambda \times |w^2| \quad (4.84)$$

4.4. DENEY PARADİGMASI

Şekil 4.11’de deney düzeneğinin şematik görseli görülmektedir. Tüm deneysel gaz ölçümleri TUBİTAK laboratuvarında 23°C sabit sıcaklık ve sabit nem altında gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalarda %100 saf gaz olarak aseton, etanol, kloroform ve NO₂ kullanılmıştır. Hedef gaz ve hava akışının debisi kalibre edilmiş kütle akış kontrol (MFC) tarafından kontrol edilmektedir. Sensörlerin gaz uygulanmadan önce temizlenmesi için kuru hava tüpü kullanılmaktadır. Aseton, etanol, kloroform ve NO₂ gazları -15°C’de sabitlenmiş sıcaklık kontrollü bir kabindeki kabarcıklar kullanılarak kuru havaya ayrı ayrı eklenir. İstenilen gaz konsantrasyonları Antoine denklemi kullanılarak elde edilir (Riddick, 1985). Gaz sıcaklığını sabit tutmak için paslanmaz çelik borulardan akış sağlanmıştır. Gaz karışım odasına gelen gazlar μ IDE sensör veya prototip dizisine 200 ml/dak. sabit akış hızı ile uygulanır. Sensör sistemi gaz tepkilerinden elde edilen veriler 16 bit çözünürlükte sayısal sinyale çevrilmiştir. Sensörlerden veriler 100 Hz örnekleme frekansında kaydedilmiştir.

Şekil 4.11: μ IDE sensör ve prototip uygulaması için deney şematığı.





BEŞİNCİ BÖLÜM
BULGULAR VE TARTIŞMA

5.1. DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE VERİ İŞLEME

Bu bölümde NO₂ gazı ile birlikte diğer uçucu bileşik organik gazlardan aseton, etanol ve kloroform gazına karşın mikroakışkan tabanlı sensör sisteminin verdiği tepkisel ölçüm için gerçekleştirilen deneysel çalışmalar verilmiştir. Elde edilen bulgular derinlemesine tartışılmıştır. Tüm deneysel çalışmalarda μ IDE sensör prototip dizisi kullanılmıştır. Deneysel ölçümler 23°C sabit oda sıcaklığı ve sabit nem altında gerçekleştirilmiştir.

5.1.1. Sensör Dizisi Referans Empedans Değer Tespiti ve Nem Etkisi

Sensör dizisi boşta iken sadece nem uygulanarak referans empedans genlik değerleri ortaya çıkartılmıştır. Bu deneysel çalışmanın amacı sensörün bağıl nem etkisine karşı duyarlılığını belirlemektir. Tablo 5.1’de yapılan deneysel ölçüm sonucu 4 adet μ IDE sensör prototip dizisine ait referans empedans genlikleri verilmektedir. Deney protokolü gereği sensör dizisi sabit sıcaklıkta farklı miktarda bağıl nem değerine maruz bırakılmıştır. İlk aşamada 600s boyunca gaz ölçüm odasındaki gazın dağıtılması işlemi (purge-süpürme) yapılmış daha sonra 600s boyunca nem uygulanmıştır. Bu protokol döngüsü %20 bağıl nemden başlayarak %80 bağıl nem değerine kadar sensör dizisine uygulanmıştır. Genel olarak bağıl nem miktarı arttıkça sensör empedans değeri artmaktadır. Sensör prototip dizisi geometrik ve yapısal olarak aynı olsa da üretimsel iç dinamikleri (R, L, C değeri) açısından farklılık göstermektedir. Bu farklılık sensörlerin hem referans empedans değeri hem de algılama duyarlılığı farklılığı ile ortaya çıkmaktadır.

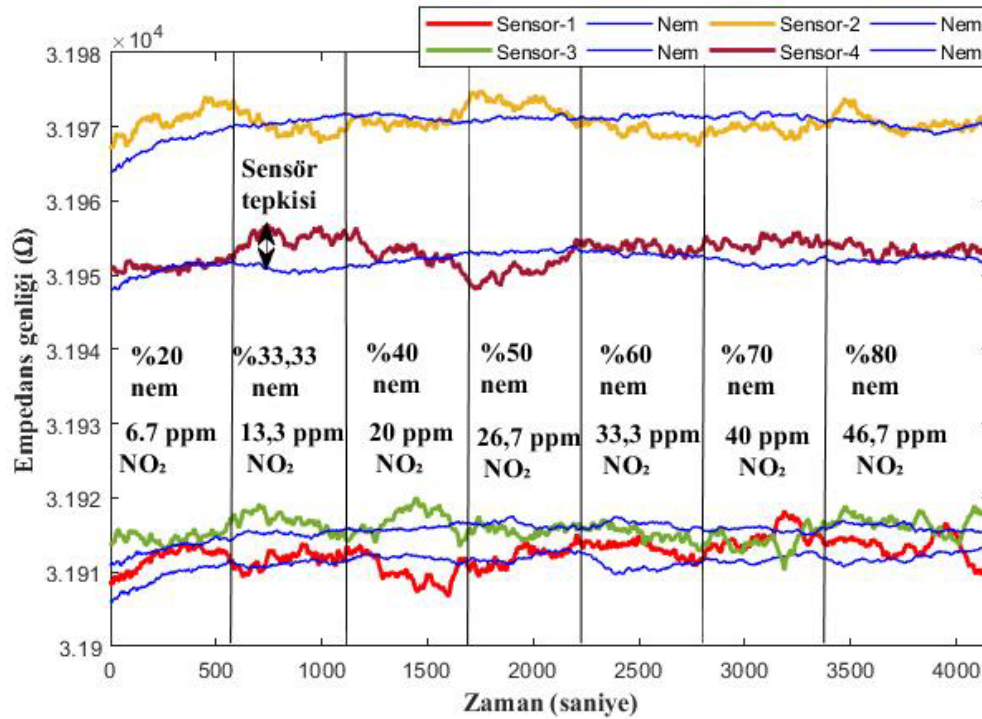
Tablo 5.1: μ IDE Prototip Sensor Dizisinin Referans Empedans Değerleri

Bağıl nem oranı (%)	Sensör başlangıç referans empedans değeri (Ω)			
	Sensör-1	Sensör-2	Sensör-3	Sensör-4
20	31905,84	31963,81	31910,72	31948,03
33,33	31911,18	31970,26	31914,76	31951,64
40	31912,22	31971,68	31915,59	31951,23
50	31911,26	31971,33	31916,88	31952,77
60	31909,83	31971,44	31917,29	31952,74
70	31911,17	31971,30	31916,06	31951,34
80	31911,45	31970,53	31916,35	31951,66

Şekil 5.1’de görüldüğü üzere Tablo 5.1’de verilen sensör başlangıç referans değerler sensör iç dinamiklerine bağlı olarak nemin dağıtılma veya bir başka deyişle

süpürme (purge) işlemi yapılmasına rağmen belirli tolerans değerler arasında değişim göstermektedir. Bu durum sensör kaplamasında bir miktar nem molekülünün alınıp geri verilmemesi, diğer bir deyişle emilmesinden (absorbe) kaynaklanmaktadır. Sensör kaplamasının mükemmel yapılmaması veya kaplamada meydana gelen yıpranma, sensörün nem tepkisine karşı duyarlılığını değiştirmektedir. Anti-nem özelliğe sahip kimyasal kaplamalar ile bu durumun önüne geçilebilmektedir. Özellikle nem dengesinin bozulduğu süpürme işleminin yapıldığı kuru hava tatbiki ve hedef gaz uygulaması sonrası referans empedans değerinde meydana gelen değişim daha fazla gözlemlenmektedir. Aynı grafik üzerinde sensör dizisinin farklı nem geçişlerinde ve farklı konsantrasyondaki NO₂ gazına karşı tepkisel değişimine de yer verilmiştir. Sensörün bağıl neme karşı gösterdiği referans empedans ile NO₂ gazı uygulanması sonrası meydana gelen sensör genlik değişimi farkı, bize sensör tepkisini vermektedir. Bağıl nem dengesinin sabit olması ölçüm doğruluğu açısından önem arz etmektedir. Çünkü sensör yüzeyindeki nem molekülleri NO₂ gazı moleküllerinin yüzeyden tamamen emilmesini engellemekte ve sensör duyarlılığında düşmeye yol açmaktadır. Sensör dizisinin NO₂ gazı ölçümünde sensör tepkisinin nem ile düşmesi bulgusu önceki çalışmaları desteklemektedir (Lontio Fomekong ve Saruhan, 2019).

Şekil 5.1: Sensör dizisi bağıl nem etkisi ve NO₂ gazı tepkisi ölçüm görseli.



Tablo 5.2’de sensör dizisine ait bağıl nem oranına bağlı sensör referans empedans değerindeki değişim miktarları verilmiştir. Şekil 5.1’de görüldüğü gibi bağıl nem etkisi ile sensör referans empedans değerleri değişmektedir. Bu değişim Tablo 5.2’de verilen nem tolerans miktarında meydana gelmektedir. Sensör yüzeyindeki polimer kaplama gaz seçiciliğini arttırmaktadır. Fakat sensör yüzeyinde kaplamanın, süpürme (purge) işlemi sonrasında bile bir miktar nem tutması istenmeyen bir durum olup sensörde referans empedans değeri değiştirmektedir. Gaz tepkisi ölçümünde referans değer kayması empedans değişim farkını düşürmektedir. Hedef gaz ölçümünde nem tolerans etkisinin göz ardı edilmesi durumunda sensör tepkisinin ölçümü hatalı sonuçlanabilir. Çünkü sensörün boşta iken başlangıç empedans değerleri anlık sıcaklık ve bağıl nem miktarına bağlı olarak değişim göstermektedir.

Tablo 5.2: Bağıl Nemin Hedef Gaz Tepkisi Üzerine Tolerans Etkisi

Bağıl nem oranı (%)	Nem etkisi (Ω)			
	Sensör-1	Sensör-2	Sensör-3	Sensör-4
20	3,9671	4,4201	2,5196	2,9646
33,33	1,0620	1,1766	0,8415	1,5545
40	2,0239	2,0995	1,7427	2,2746
50	0,8175	1,0017	0,9933	1,1654
60	1,8818	0,9083	1,8931	0,8643
70	1,6180	0,7877	1,7392	0,8295
80	1,8228	1,1716	1,3056	1,3147

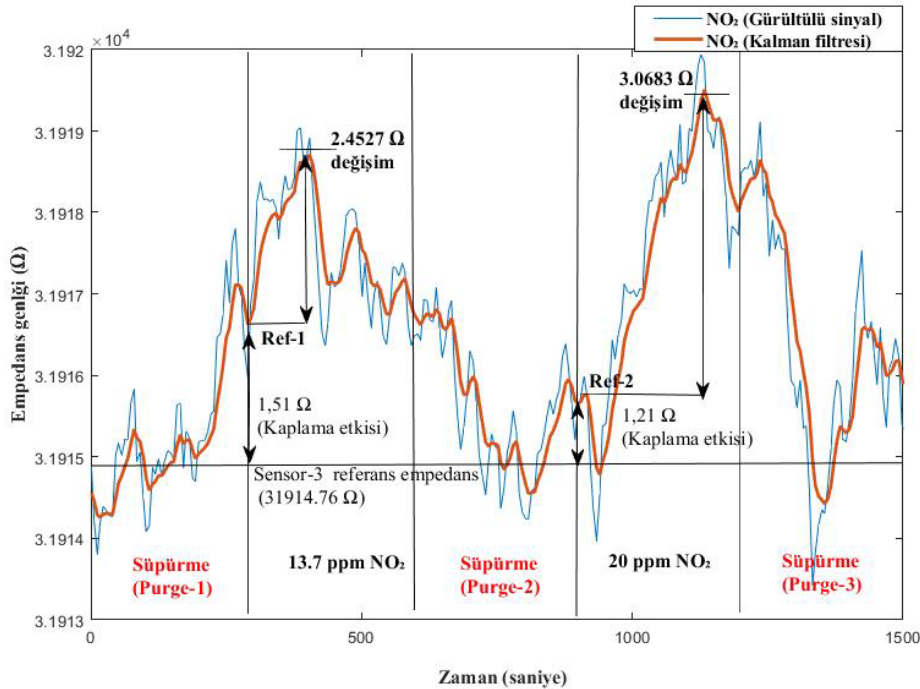
5.1.2. Sensör Dizisi NO₂ Gazı Tepkisi

Şekil 5.2’de sensör-3’ün NO₂ gazına karşı tepkisinin zamansal değişiminden bir kesit görseli verilmiştir. Sensör dizisine hedef gaz uygulama öncesi ve sonrasında gaz odasında 300s kuru hava süpürme işlemi (purge) ile ortamdaki mevcut gaz dağıtılmaktadır. Daha sonra sensör dizisine 300s boyunca farklı konsantrasyonlarda NO₂ gazı uygulanmaktadır. Ölçüm hassasiyeti için sinyal gürültüsü yazılımsal olarak Kalman filtresi ile arındırılmıştır. Sensör-3’ün sabit sıcaklık ve %33,33 sabit nem altındaki referans başlangıç empedans değeri Tablo 5.1’de verildiği gibi 31914,76 Ω ’dur. Normal koşullarda sensörün tepkisel empedans değişimi, kuru hava süpürme işlemi sonrası bu referans başlangıç değeri tekrar yakalaması beklenmektedir. Tablo 5.2’de sensör-3 için farklı bağıl nem oranlarında verilen ve ölçüm hatasına yol açan en yüksek nem tolerans miktarı 2,5196 Ω değere kadar ulaşmaktadır. Referans değer tespiti ve nem ölçümünde kullanılan mevcut polimer kaplamalı sensör dizisi, NO₂ gazı ölçümünde de

kullanıldığından dolayı süpürme işlemi sonrası referans değerinde kayma olması ve sensör yüzeyinde bir miktar NO₂ gazının emilmesi olası bir durum olarak değerlendirilmektedir.

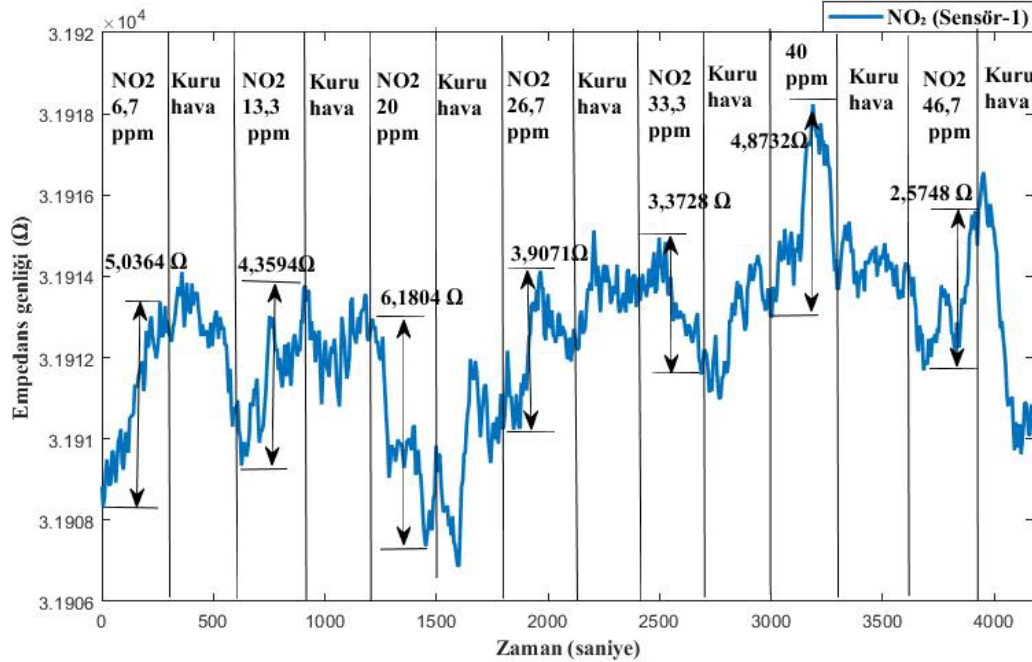
Gaz odasındaki ilk kuru hava süpürme işlemi (purge-1) sonrası sensör-3 başlangıç referans değeri 1,51 Ω artarak Ref-1 noktasına taşınmıştır. Bu kaymanın en temel sebebi sensör kaplamasının görevini tam olarak yerine getirmemesidir. Zamanla yıpranan veya kaplama homojenliği bozulan sensörlerde purge işlemi sonrası bile yüzeyde bir miktar nem veya gaz molekülü tutunabilmektedir. Bu durum referans noktasında kaymaya neden olmaktadır. Dolayısı ile sensör tepkisinin ölçümünde bu sapma değeri mutlaka hesaba katılmalıdır. Süpürme (purge-2) aşamasında kuru hava tatbiki sonrası sensör-3 referans değeri başlangıç referans değerinden 1,21 Ω yukarıda Ref-2 noktasına taşınmıştır. Bu durum gaz dağıtım işlemi sonrası sensör yüzeyinde daha az NO₂ gazı molekülü tutunduğu kanısını göstermektedir. Çünkü Ref-2 noktası Ref-1 noktasına nazaran başlangıç referans noktasına daha çok yaklaşmıştır. Sensör tepkisinin hassas bir şekilde ölçülmesi için yüzey kaplamasının hedef gaz ölçüm hassasiyeti üzerindeki etkisi mutlaka değerlendirilmelidir. Sensör gaz tepkisi ölçümünde Tablo 5.1’de verilen sabit referans empedans değer kullanmak yerine sensörün tepkisel davranışına bağlı olarak anlık referans değeri kullanmak ölçüm doğruluğunu arttıracaktır. Anlık referans değer ile hedef gaza karşı empedans genlik ve açısındaki değişimin farkı bize bağıl nem etkisinin göz ardı edilmediği hassas bir NO₂ gazı ölçümü sunacaktır.

Şekil 5.2: Sensör-3’ün NO₂ gazı tepkisi ölçümü.



Şekil 5.3’de sensör-1’in NO₂ gazına karşı tepkisinin zamana bağlı değişimi görülmektedir. Sensör dizisine gaz protokolü gereği ilk aşmada 300s kuru hava temizliği sonra 300s NO₂ gazı uygulanmaktadır. Sensör-1’in NO₂ gazına karşı verdiği empedans değişim tepkisi grafikte görüldüğü gibi hesaplanmış ve Tablo 5.3’de bu değerler verilmiştir. Bir saatten fazla süren NO₂ gazı ölçümde, ilk 600s boyunca 6,7ppm NO₂ gazı ölçümü ve 2700s – 3600s aralığındaki 40ppm NO₂ gazı ölçümünde kaplama etkisi daha az görülmektedir. Bu ölçüm aralığında NO₂ gaz moleküllerinin kaplama tarafından çok az miktarda emildiği başka bir deyişle az miktarda tutunduğu ve kuru hava ile gazın dağıtımını işleminde yüzeydeki gaz moleküllerinin büyük miktarda geri verildiği değerlendirilmektedir. Sensörden beklentimiz gaz ölçümü öncesi ve sonrasında yapılan süpürme işlemi ile yüzey kaplamada herhangi bir şekilde nem veya gaz molekülünün kalmamasıdır. Bu sayede hem sensör referans empedans değerinde ki kayma miktarı çok düşük olmakta hem de algılama yüzeyi önceki gaz molekülünden tamamen arındırıldığı için yeni ölçümde sensör hassasiyeti maksimum düzeyde olmaktadır.

Şekil 5.3: Sensör-1’nin NO₂ gazı tepkisi ölçümü.



Tablo 5.3’de sensör dizisinin NO₂ gazına karşı gösterdiği empedans genlik değişimi ölçüm sonuçları verilmiştir. En yüksek empedans genlik değişimi sensör-3 tarafından 40 ppm NO₂ gazına karşı 6,4283 Ω olarak ölçümlenmiştir.

Tablo 5.3: Sensör Dizisi NO₂ Gazı Tepkisi Ölçüm Sonucu

Empedans genlik değişimi (Ω)					
Gaz	Konsantrasyon (ppm)	Sensor-1	Sensor-2	Sensor-3	Sensor-4
NO ₂	6,7	5,0364	4,8884	2,4527	1,9226
	13,3	4,3594	4,3680	3,0683	3,8292
	20	6,1804	2,2767	5,9695	3,1284
	26,7	3,9071	2,2446	2,3946	3,3258
	33,3	3,3728	2,2912	2,7524	2,5029
	40	4,8732	2,5859	6,4283	2,9850
	46,7	2,5748	2,3702	2,8136	2,9718

Tablo 5.4'te sensör dizisi NO₂ gazı tespitine karşı sergilediği en yüksek duyarlılık değerleri verilmiştir. Sensör duyarlılıkları hesaplanırken Tablo 5.3'de verilen en yüksek sensör empedans değişim değeri kullanılmıştır. Gaz konsantrasyonu doğrusal artarken sensör empedans genlik değişimi aynı miktarda artış sergilemediği için genelde sensör gaz tespit duyarlılığının düştüğü görülmektedir. En yüksek NO₂ gazı tespit duyarlılığı 6,7 ppm konsantrasyonda 0,7517 Ω /ppm olarak hesaplanmıştır.

Tablo 5.4: Sensör NO₂ Tespit Duyarlılığı (S = Empedans Genliği/ Konsantrasyon)

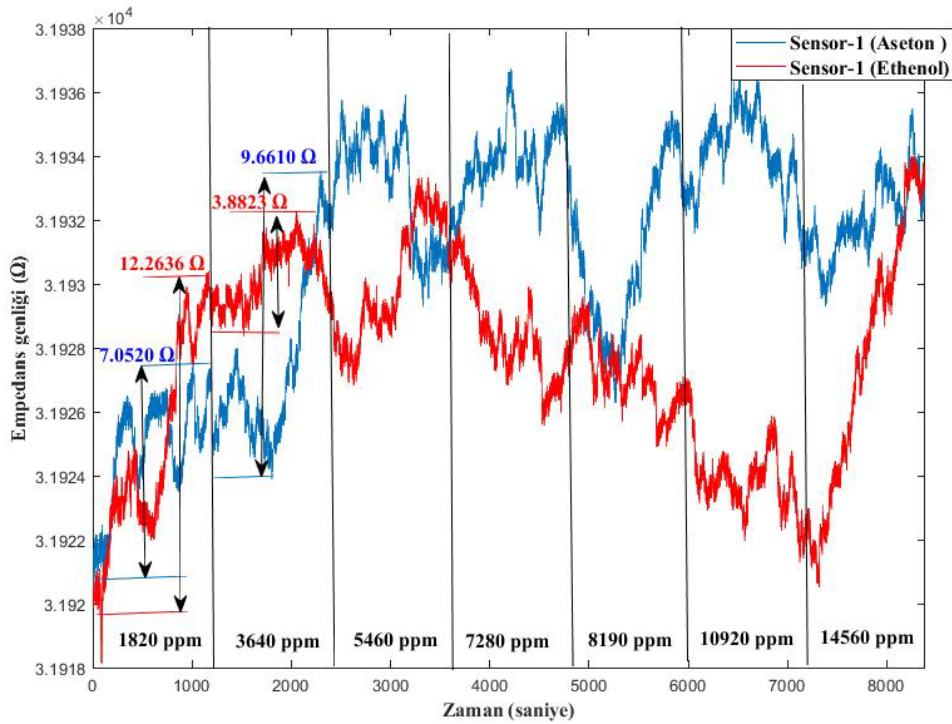
Sensör dizisi	Konsantrasyon (ppm)	İmpedans değişimi (Ω)	Duyarlılık (sensitivity) (Ω /ppm)
Sensör-1	6,7	5,0364	0,7517
Sensör-2	13,3	4,3680	0,3284
Sensör-1	20	6,1804	0,3090
Sensör-1	26,7	3,9071	0,1463
Sensör-1	33,3	3,3728	0,1012
Sensör-3	40	6,4283	0,1607
Sensör-4	46,7	2,9718	0,0636

5.1.3. Sensör Dizisi Aseton, Ethenol ve Kloroform Gazı Tepkisi

Bu deneysel çalışmanın amacı μ IDE sensör dizisinin NO₂ gazı dışında diğer uçucu organik bileşen gazlara karşı duyarlılıklarını ortaya çıkarmaktır. Bu sayede sensörün hedef gaz tespitinde geniş bir çalışma aralığında kullanabilirliği ortaya konulmuştur. Şekil 5.4'de sensör-1'in aseton ve ethenol gazına karşı tepkisinin 0-14560ppm konsantrasyon aralığında ölçümü görülmektedir. Sensör dizisine gaz protokolü gereği 600s kuru hava temizliği ve 600s artan konsantrasyonda aseton ve ethenol gazı uygulanmıştır. Sensörün farklı gazlara verdiği tepkilerde belirgin farkın olması gazların ayırt edilebilirliği açısından bir avantaj sunmaktadır. Fakat Şekil 5.4'te görüldüğü gibi sensörün ethenol gazı tepkisi 3600s sonrası düşme eğilimindedir.

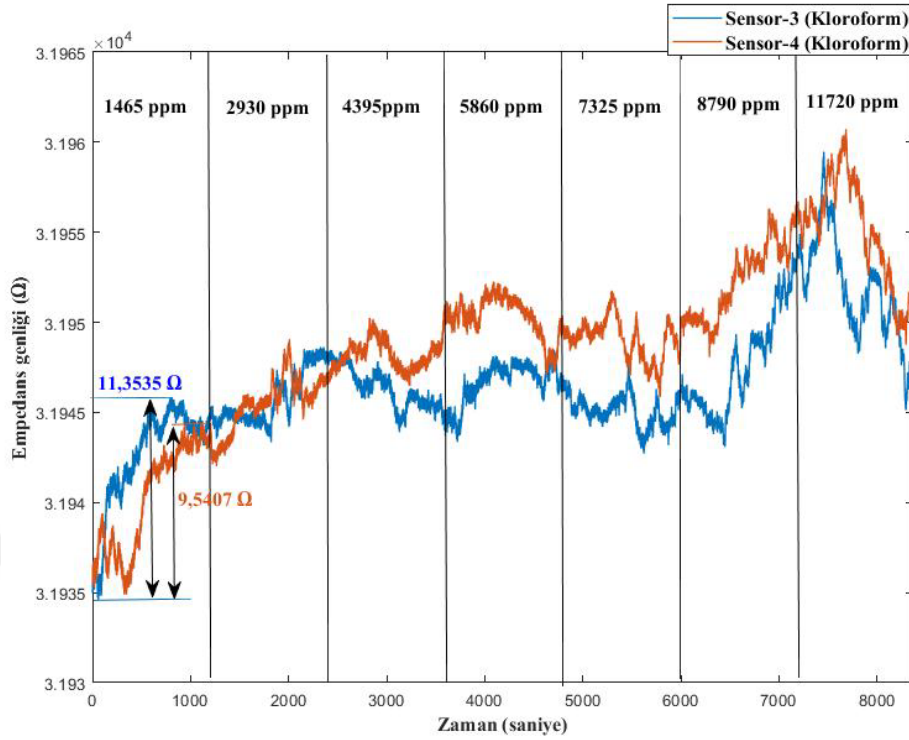
Sensör empedans genliğinin düşmesinin sebebi, sensör kaplamasında ölçüm esnasında alınan etanol gazı moleküllerinin gaz süpürme işlemi sonrası tamamen verilmeden sensörün tekrar ölçüme maruz kalmasından kaynaklanmaktadır. Fakat etanol gazında empedans genliği düşüşünün daha belirgin olması, yüzey kaplama kimyasalının farklı hedef gaz moleküllerine karşı farklı davranış sergilediğinin göstergesidir. Şekil 5.4'e göre sensörde kaplama etkisi aseton gazına nazaran etanol gazında daha belirgin şekilde görülmekte olup sensör duyarlılığını olumsuz etkilemektedir.

Şekil 5.4: Sensör-1'in aseton ve ethanol gazına karşı tepkisinin ölçümü.



Şekil 5.5'de kloroform gazına karşı sensör-3 ve sensör-4'ün tepkisi aynı grafik üzerinde verilmiştir. Sensör dizisine gaz protokolü gereği 600s kuru hava temizliği ve 600s artan konsantrasyonda kloroform gazı uygulanmıştır. Grafiğe bakıldığında sensör dizisinin aseton ve etanol gazına nazaran kloroform gazında daha duyarlı tepki ortaya koyduğu gözlemlenmektedir. Bu durum yüzey kaplamasında süpürme (purge) işlemi sonrasında aseton ve etanol gazı moleküllerine nazaran daha az kloroform gazı molekülünün tutunabildiğini göstermektedir. Dolayısı ile sensör empedans genliği kloroform gazı konsantrasyonunun artışına bağlı olarak genellikle artış göstermektedir. Artan gaz konsantrasyonu karşısında sensör empedans genliğinin artması sensör ölçüm duyarlılığını yükseltmektedir.

Şekil 5.5: Sensör-3 ve Sensör-4'ün kloroform gazı tepkisinin ölçülmesi.



Tablo 5.5’de sensör dizisinin aseton, etanol ve kloroform gazına karşı tepkisel empedans değişimleri Şekil 5.4 ve Şekil 5.5’de görüldüğü gibi ölçümlenmiştir. En yüksek empedans değişim değeri 3640ppm aseton gazına karşı 43,2527 Ω iken, 14560ppm etanol gazına karşı 13,4671 Ω ve 11720ppm kloroform gazına karşı 14,3589 Ω olarak ölçümlenmiştir. Empedans değişim değerinin yüksek olması, sensör duyarlılığını arttıran bir parametredir. Sensörün hedef gaza duyarlı olması sensör performans kriterlerinde istenen bir özelliktir. Sensör duyarlılığının düşük olması hedef gaz tespitinde birtakım zorluklar getirmektedir. Sensörün düşük duyarlılıkta olması dezavantajı sistemin farklı yöntemler ile ele alınıp hem donanımsal hem de yazılımsal seviyede daha hassas sistem ve algoritmaların kullanılması zorunluluğunu getirmektedir. Sensör sistemlerinde, tüm sistemlerde olduğu gibi kararlı, lineer ve basit kontrol tercih edilen bir durumdur.

Tablo 5.5: Sensör Dizisi Aseton, Ethenol ve Kloroform Gazı Tepkisi

Gaz	Konsantrasyon(ppm)	Empedans genlik değişimi (Ω)			
		Sensör-1	Sensör-2	Sensör-3	Sensör-4
Aseton	1820	7,0520	16,0792	7,8931	15,8361
	3640	9,6610	5,2347	43,2527	7,8269
	5460	6,6038	11,1517	19,1184	6,8097
	7280	5,4568	5,5039	7,7806	4,6213
	8190	9,1346	7,9953	7,5527	7,6274
	10920	6,6753	7,1310	10,7071	9,4676
	14560	6,1885	4,6133	5,3020	5,6230
Ethenol	1820	12,2636	7,7270	9,6852	11,2600
	3640	3,8823	5,3717	6,5480	4,6006
	5460	6,5060	4,2359	4,3645	3,9224
	7280	6,2285	4,6771	5,7193	8,8177
	8190	4,7052	8,5036	7,7751	6,7365
	10920	4,7837	6,2717	6,8299	7,6408
	14560	13,4671	7,9885	5,0952	6,9423
Kloroform	1465	8,0610	9,4516	11,3035	9,5407
	2930	7,0749	5,6260	5,2861	7,0658
	4395	7,3433	3,6901	4,6966	4,7050
	5860	6,0084	5,5819	5,1408	5,2265
	7325	8,8404	6,7519	5,1428	5,9089
	8790	6,0505	5,5092	11,8152	8,9796
	11720	13,0261	11,4700	14,3589	11,9788

Tablo 5.6’da sensör dizisinin aseton, ethenol ve kloroform gazı tespitine karşı sergilediği en yüksek duyarlılık değerleri verilmiştir. Bu değerler Tablo 5.5’de verilen en yüksek sensör empedans genlik değişim tepkisinin kullanılması sayesinde hesaplanmıştır. En iyi duyarlılık sırasıyla 3640ppm aseton gazında 0,0118 Ω /ppm, 1820ppm ethenol gazında 0,0067 Ω /ppm ve 1465ppm kloroform gazında 0,0077 Ω /ppm olarak tespit edilmiştir. Sensör dizisi ethenol ve kloroforma nazaran aseton gazında daha üstün duyarlılık sergilemiştir. μ IDE sensörün farklı uçucu gazlara duyarlılık göstermesi çalışmanın genişlemesi açısından önemli bir bulgudur. Özellikle gaz karışımlarındaki duyarlılığın ortaya çıkarılması ve akabinde hava kalitesi, endüstriyel gazların takibi ve iç hastalıkların teşhisinde kullanılan diğer uçucu gazların takibinin μ IDE sensör ile performansının ortaya konulmasında, bu çalışmada elde edilen bulgular destekleyici niteliktedir.

Tablo 5.6: Sensör Dizisi Aseton, Ethenol ve Kloroform Gaz Tespit Duyarlılığı
(S = Empedans Genlik Değişimi / Konsantrasyon)

Gaz	Sensör dizi	Konsantrasyon (ppm)	Empedans değişimi (Ω)	Sensitivity (Ω/ppm)
Aseton	Sensör-2	1820	16,0792	0,0088
	Sensör-3	3640	43,2527	0,0118
	Sensör-3	5460	19,1184	0,0035
	Sensör-3	7280	7,7806	0,0010
	Sensör-1	8190	9,1346	0,0011
	Sensör-3	10920	10,7071	0,0009
	Sensör-1	14560	6,1885	0,0003
Ethenol	Sensör-1	1820	12,2636	0,0067
	Sensör-3	3640	6,5480	0,0017
	Sensör-1	5460	6,5060	0,0011
	Sensör-4	7280	8,8177	0,0012
	Sensör-2	8190	8,5036	0,0010
	Sensör-4	10920	7,6408	0,0007
	Sensör-1	14560	13,4671	0,0009
Kloroform	Sensör-3	1465	11,3035	0,0077
	Sensör-1	2930	7,0749	0,0024
	Sensör-1	4395	7,3433	0,0016
	Sensör-1	5860	6,0084	0,0010
	Sensör-1	7325	8,8404	0,0012
	Sensör-3	8790	11,8152	0,0013
	Sensör-3	11720	14,3589	0,0012

Tablo 5.7’de hedef gazlara karşın sensör empedans faz açısındaki değişimler verilmiştir. Faz açısındaki değişim hedef gaz tespitinde en yüksek duyarlılığın sergilendiği gaz konsantrasyonlarına ait değerlerdir. Fakat sensörlerin en yüksek duyarlılığa karşılık gelen empedans faz açısı değişim miktarları, empedans genlik değişimine nazaran oldukça düşük kalmaktadır. Ayrıca aynı gaz konsantrasyonunda faz açısında meydana gelen değişim değerleri birbirine oldukça yakındır. Bu durum μ IDE sensör ve prototipi için empedans faz açısı kullanılarak gaz tespiti yapmanın duyarlılık performansı açısından belirsizliğini taşımaktadır.

Tablo 5.7: Sensör Dizisi Empedans Faz Açısındaki Değişim Ölçümü

Empedans faz açısı (°) değişimi					
Gaz	Konsantrasyon (ppm)	Sensör-1	Sensör-2	Sensör-3	Sensör-4
NO ₂	6,7	0,0158	0,0157	0,0165	0,0169
Aseton	3640	0,0563	0,0499	0,0563	0,0506
Ethenol	1820	0,0520	0,0559	0,0552	0,0513
Kloroform	1465	0,0549	0,0542	0,0519	0,0544

5.1.4. Sensör Duyarlılığına Kaplama Etkisi

Tablo 5.8’de sensör dizisinin farklı konsantrasyon aralığında NO₂ gazı tespit duyarlılıkları verilmiştir. Sensörde yüzey kaplamasının gaz seçiciliğindeki rolü düşünüldüğünde uzun kullanımda kimyasal özelliğini ve homojenliğini koruması sensör duyarlılığı açısından oldukça önemlidir. Bu durum hedef gaz ölçümü öncesi sensörün neme karşı duyarlılık testi ile ortaya çıkarılabilir. Tablo 3.8’de verilen sensör duyarlılık tespitinde ilk aşamada sensörün kaplamadan kaynaklı referans empedans genlik değeri kayması göz ardı edilerek hesaplama yapılmıştır. Bu hesaplama yönteminde sensörün referans empedans değeri sabit tutulmuştur. Daha sonra duyarlılık tespitinde kaplama etkisi dahil edilerek hesaplama yapılmıştır. Yani gaz dağıtımı veya süpürme (purge) işlemi sonrası referans değerde meydana gelen kayma ile güncel referans empedans genlik değeri alınarak hesaplama yapılmıştır. Yapılan deneysel çalışmalarda elde edilen bulgular doğrultusunda sensör dizisinde ortamdaki gazın dağıtımı yani süpürme işlemi sonrası dahi bir miktar nem veya gaz molekülünün emilip geri verilmediği görülmüştür. Alınan nem veya gaz molekülünün tamamen geri verilmemesinden kaynaklı referans empedans değerde istenmeyen bir değişim meydana gelmiştir. Bu durum sensör tepkisi ölçümüne negatif fark olarak yansıtılır ve sensör duyarlılık hesabında genelde kayba yol açmaktadır. Tablo 5.8’de görüldüğü üzere sensör duyarlılık hesabında kaplama etkisinin göz ardı edilmesinde meydana gelen duyarlılık kaybı %13,5338 oranına kadar ulaşmıştır. Bu durumun kritik sensör uygulamalarında teorik hesap ile uygulama performansında tutarsızlık meydana getirmesi olası bir durumdur. Özellikle gaz sensörlerinde kaplama etkisi önemli bir parametre olarak karşımıza çıkmaktadır. μ IDE sensör ile gaz tespit duyarlılığının ortaya çıkartılmasında mutlaka kaplamadan kaynaklı olumsuz etki hesaba katılmalıdır. Sensör uygulamalarında yüksek duyarlılıkta gaz ölçümünün elde edilmesi için yüzey kaplamanın nem veya gaz moleküllerini üzerinde tutmaması gerekmektedir. Sensör yüzey kaplamasında nem moleküllerine duyarsız anti-nem özellikte kaplama

malzemelerinin kullanılması ölçüm hassasiyetinin yükseltilmesi açısından önem arz etmektedir (Li, vd., 2022).

Tablo 5.8: Kaplamanın Sensör Gaz Tespit Duyarlılığı Üzerine Etkisi

NO ₂ gazı Konsantrasyon (ppm)	Duyarlılık (Sensitivity) (Ω/ppm)		Duyarlılık değişimi (%)
	Kaplama etkisi hesaplanmış	Kaplama etkisi göz ardı edilmiş	
6,7	0,7517	0,7825	4,0973
13,3	0,3284	0,3277	0,2131
20	0,3090	0,3090	-
26,7	0,1463	0,1661	13,5338
33,3	0,1012	0,1012	-
40	0,1607	0,1661	3,3602
46,7	0,0636	0,0636	-

5.1.5. Hedef Gaz Sınıflandırma Çalışması

Tablo 5.9’da NO₂ gazı başta olmak üzere diğer uçucu gazlardan asetona, etanol ve kloroform gazının birlikte sınıflandırma ve tespit başarımı verilmektedir. En yüksek gaz tespit duyarlılığını hesaplandığı 6,7 ppm NO₂ gazı ile diğer uçucu gazların tespitinde %87,16 test başarımı yakalanmıştır. Sensör dizisinin gaz tespit duyarlılığı azaldıkça sinir ağı sınıflandırma test başarımı azalmaktadır.

Tablo 5.9: BPNN Algoritması ile NO₂ Gazı Sınıflandırma Sonuçları

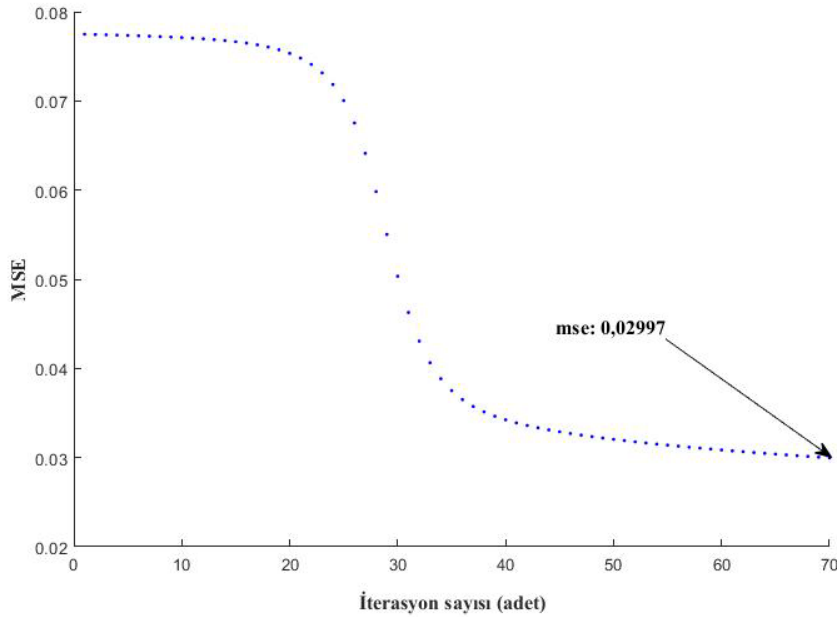
No	NO ₂ (ppm)	Aseton(ppm) Etenol(ppm) Kloroform (ppm)	Gizli nöron sayısı	Eğitim (%)	Test (%)	MSE	Gradient
1	6,7	1820 1820 1465	[8-10-8]	84,19	87,16	0,029970	0,000068
2	13,3	1820 1820 1465	[10-12-14]	89,74	81,70	0,009999	0,000000
3	6,7	3640 3640 2930	[8-10-8]	86,61	76,5	0,019959	0,000067
4	13,3	3640 3640 2930	[12-13-14]	73,28	71,76	0,034974	0,000000

Performans kriterlerinden gradyan normu gizli katman ve çıkış katmanındaki nöronların hata ve bias değerlerini oluşturan vektörün toplam genliği demektir. Bu genlik değeri dizi değerlerinin karelerinin toplamının kareköküne eşittir.

Gradyan iniş (gradient descent) algoritmasında amaç geri yayılım sonrası tüm katmanlarda hesaplanan nöronların hata ve bias değerlerini sıfırlamaktır. Bu değerin sıfır çıkması demek artık sinir ağının belirlenen mse hatası değeri için eğitim ve test verisinden elde edilecek maksimum başarımın elde edilmiş olması demektir. Deneysel gruplarda toplam 6132 adet veri kullanılmıştır.

Şekil 5.6'da eğitim başarımı %84,19 ve test başarımı %87,16 olan 6,7ppm NO₂ ile 1820ppm aseton, ethanol ve 1465ppm kloroform gazının sınıflandırılmasına ait sinir ağı algoritmasının mse hatası değişimi görülmektedir. Ağ eğitimini 0,02997 ms değerinde 70'inci iterasyonda 239,54 ms sürede tamamlamıştır. Yüksek test başarımı için mse'nin iterasyon ile değişimi lineer olmalıdır. Yatay izleyen mse değişimi sadece eğitim başarımını artırmaktadır fakat test başarımı aynı oranda artış göstermemektedir. Bu durumda sinir ağının katman sayısının arttırılması eğitim başarımını bir miktar yükseltse bile test başarımında kayda değer bir artış görülmemektedir. Ayrıca bu durum sinir ağı algoritmasının sonuca ulaşma süresini de uzatmaktadır.

Şekil 5.6: Test başarımı %87,16 olan gaz sınıflandırmasının MSE değişim grafiği.





ALTINCI BÖLÜM
SONUÇ

6.1. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada hava kirletici NO₂ gazı ölçümünün kapasitif özgün üretilen μ IDE sensör dizisi ile ne denli yüksek duyarlılık ve ne denli düşük konsantrasyonda yapılabilirliği araştırılmıştır. Ayrıca çalışmada özgün geliştirilen mikroakışkan kolon ve μ IDE sensör literatüre kazandırılmıştır. μ IDE sensör prototipi ile 6,7ppm konsantrasyonda NO₂ gazı tespitinde 0,7517 Ω /ppm duyarlılığın yakalanması sistemin geleceği açısından umut verici düzeydedir. Çalışma sınırlarının genişletilerek uçucu organik bileşen gazlardan aseton, etanol ve kloroform gazlarının tespitinin yapılması hedef gaz tespitinde μ IDE sensörün sağlık, endüstriyel ve çevresel diğer organik uçucu bileşen gazların tespitinde de kullanılabilirliğini göstermektedir.

Mikroakışkan tabanlı μ GC sistemler ile kapasitif bir μ IDE sensörün kullanılması ve bu bütünleşik yapıyla NO₂ gazının yüksek seçicilik ve duyarlılıkta tespitinin yapılması diğer çalışmaları destekleyici niteliktedir. Çok düşük kapasitif değişim gösteren (pF mertebesinde) μ IDE sensör dizisine özgü geliştirilen sinyal işleme arayüz devre topolojisi sayesinde sensör tepkisinin ölçülmesinde başarılı sonuçlar alınmıştır. Sensörün empedans genlik değişiminde sensör duyarlılığının hesaplanmasına katkı sunacak değişim tasarlanan arayüz devresi ile yakalanmıştır. Fakat aynı başarı sensör empedans faz açısı değişiminde yakalanamamıştır. Bu durumun sebebinin deneysel çalışmalarda μ IDE sensör prototipinin kullanılmasından kaynaklı olduğu düşünülmektedir. μ IDE sensörün PCB prototipine nazaran silikon yapıli μ IDE sensörde elektrod uzunluğu ve elektrod sayısı daha fazladır. Dolayısı ile silikon yapıli μ IDE sensörde hedef gaz algılama yüzeyi daha büyüktür. Hem algılama yüzeyinin büyük olması hem de sensörün elektrod uzunluğu ile elektrod sayısının fazla olması kapasitif değişimi arttıran parametrelerdir. μ IDE sensörde kapasitif değişimin artması ile gaz tespit duyarlılığı yükselecek ve sensörün hedef gaza karşı verdiği tepkide daha belirgin artış olacağı düşünülmektedir. Dolayısı ile sensör tepkisinin ölçüm hassasiyetinin artması olası bir durumdur.

μ IDE sensörde empedans analizörü ile yapılan ölçümlerde uyarım frekansına bağlı olarak 45 MHz frekansa kadar kapasitif değişiminde artış olduğu görülmüştür. Fakat yapılan çalışmada sensör arayüz devresi 10 MHz frekansta çalışılacak şekilde tasarlanmıştır. Devre topolojisinin daha yüksek frekansta çalışacak şekilde tasarlanması ve komponent seçiminin yüksek frekansa göre revize edilmesi ile sensör tepkisindeki ölçüm hassasiyetinin arttıracağı düşünülmektedir. Empedans faz açısındaki değişimin arayüz devresi ile başarılı bir şekilde ölçülmesinde bu koşulunda göz önünde

bulundurulması gerekliliği önemli bir bulgudur. Fakat burada yüksek frekansta çalışmanın en büyük dezavantajı örnekleme frekansının analog sinyalin iki katına eş veya daha fazla seçilmesi gerekliliği gerçeğidir. Aksi taktirde sayısala dönüştürülen sinüzoidal girişli sensör verilerinin frekansı değişmekte ve non-lineeritesi yüksek veriler elde edilmektedir. Her ne denli lineer olmayan verilerin sinir ağı ile tespiti gerçekleştirilebilir olsa da daha yüksek başarımlar için hedef gaz tespitinde daha farklı derin öğrenme algoritmalarının kullanılması gereksinimi kaçınılmaz olmaktadır. Bu durum sensör sistemlerinin gerçekleştirilmesinde donanımsal ve yazılımsal maliyeti arttırmaktadır.

Yapılan araştırmada ortaya konulan bir diğer sonuç ise kaplamanın sensör duyarlılığına etkisidir. Sensör kaplamasının hedef gaz seçiciliğinde kritik rol oynadığı bilinmektedir. Bu çalışmada μ IDE sensör kaplamasında polimer malzeme kullanılmıştır. Hedef gaz uygulandıktan sonra sensör kaplamasının yüzey hacminde meydana gelecek değişim ile orantılı sensörün hem kaplama malzemesinin hem de yüzey bağlantısının iletkenliği ve kapasitesi değişmektedir. Bu sayede sensörün geçici olarak referans empedans genlik ve açısında değişim meydana gelmektedir. Fakat yapılan çalışmada kaplamanın nem ve gaz molekülerinin belli bir miktarını yüzeyden içeri alarak absorbe etmesi ve süpürme (purge) işlemi sonrası dahi geri vermemesi sonucu sensörün referans empedans genliğinde istenmeyen artışların olduğu görülmüştür. Bu olumsuz durum sensör duyarlılığında kayba yol açmaktadır. Bu nedenle kaplama malzemesinin anti-nem duyarlı olması ve yüzeyde homojen dağılım göstermesi ayrıca yıpranmamış olması ölçüm doğruluğu açısından göz ardı edilmemesi gereken kritik bir bulgudur.

Elde edilen sensör verilerinde bilgi içermeyen gürültülü sinyalin lineer Kalman filtresi ile gürültüden arındırılması, PCA analiz ile yüksek varyansa sahip olmayan verileri arındırarak boyut indirgeme yapılması, NO_2 gazı tespitindeki başarımları arttırmıştır. Güçlendirilen BPNN algoritması ile NO_2 gazı tespitinde test başarımları oranı %87,16 'dır. Bu başarımların daha da artırılmasının diğer bir ön koşulu örnekleme hızında nyquist teoremine uygun yüksek örnekleme hızında harici ADC donanımı kullanmaktır. Bu durum sayısala dönüştürülen sensör verilerinin lineerlik ilişkisinin değiştirmektedir. Sinir ağının eğitiminde kullanılan ve lineer olmayan verilerin ilişkisinin kuvvet derecesinin düşmesi ağı eğitim ve test başarımlarını arttıracakı düşünülmektedir.

6.2. GELECEKTE YAPILABİLECEK ÇALIŞMALAR VE ÖNERİLER

Günümüz teknolojisinde kullanılan mikroakışkan tabanlı sensör sistemlerinin geliştirilmesinde yaptığımız çalışmanın önemli katkılar sunacağı ve NO₂ gazı başta olmak üzere diğer uçucu bileşen organik hava kirletici gazların tespitinde de kapasitif bir sensörün kullanılmasının öncü bir yaklaşım olacağı düşünülmektedir. Bundan sonraki çalışmalarda kapasitif silikon yapılı μ IDE sensör dizisi ile gaz karışımlarının ölçülmesi planlanmaktadır. Sensörün gaz karışımlarındaki duyarlılıkları ortaya konularak hangi gazlara karşı daha duyarlı olduğu gösterilmelidir. Bu çalışmada zaman sınırı söz konusu olduğundan geliştirilen mikroakışkan tabanlı sensör sisteminin donanımsal ve yazılımsal bileşenlerine daha çok odaklanılmış olup gelecek çalışmalar için birtakım önerilerde bulunulmuştur. Bu öneriler maddeler halinde sıralanabilir:

- Sensör kaplaması mutlaka gözden geçirilmeli kaplama malzemesi veya kaplama tekniği değiştirilerek kaplamanın sensör duyarlılığına olumsuz etkisi ortadan kaldırılmalıdır. Anti-nem etkili kimyasal malzemeler kaplamada kullanılabilir.
- Mikroakışkan kolon yapısının daha seçici olması için ayrı bir çalışma tertip edilip standartları belirlenerek bu standartlara özgü test prosedürleri geliştirilebilir.
- Sensör sisteminin daha efektif ölçüm yapabilmesi için donanımsal yapısının güçlendirilmesi gerekebilir. Sensör arayüz devresi 10 MHz frekans değerden üst sınır olan 45 MHz frekans değere kadar çalışabilecek şekilde modellenebilir. Bu sayede sensör empedans genlik ve faz açısındaki değişim daha fazla ölçümlenebilir. Ayrıca mevcut çalışmada kullanılan 16 bit 1 MBPS ADC yerine 18 bit 20 MBPS örnekleme hızında harici ADC kullanımı sayesinde sensör tepkisini ölçüm hassasiyeti artırabilir, sinir ağı ile hedef gaz tespitindeki başarıyı yükseltebilir.
- Geliştirilen sensör sisteminde elde edilen veriler derin öğrenme algoritmaları ile eğitilebilir ve hedef gaz tespit başarıyı karşılaştırılabilir. Bu sayede sensör sistemi verilerinin makine öğrenme algoritması ile uyumu sorgulanabilir.

Bu öneriler sayesinde mikroakışkan tabanlı μ IDE sensör sistemi ile NO₂ gazı ve diğer hedef gazların tespitinin ppb konsantrasyonda ayrıştırılması sağlanabilir.

KAYNAKÇA

- Addabbo, T., vd. (2019). On the suitability of low-cost compact instrumentation for blood impedance measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 68(7), 2412-2424.
- Agapiou, A., vd. (2015). Trace detection of endogenous human volatile organic compounds for search, rescue and emergency applications. *TrAC Trends in Analytical Chemistry*, 66, 158-175.
- Ahn, K. (2014). The role of air pollutants in atopic dermatitis. *Journal of Allergy and Clinical Immunology*, 134(5), 993-999.
- Anenberg, S. C., vd. (2017). Impacts and mitigation of excess diesel-related NO_x emissions in 11 major vehicle markets. *Nature*, 545(7655), 467-471.
- Anusha, A. S., vd. (2016, May 15-18). Design and preliminary analysis of a multifrequency bioimpedance measurement scheme. In *Proceedings of the 2016 IEEE International Symposium on Medical Measurements and Applications (MeMeA), Benevento, Italy*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/MeMeA.2016.7533803>
- Akbar, M. A., vd. (2016). An empirical study for PCA-and LDA-based feature reduction for gas identification. *IEEE Sensors Journal*, 16(14), 5734-5746.
- Alcantara, G. P., & Andrade, C. G. M. (2015, July 16-18). Short Review of Gas Sensors Based on Interdigital Electrode. In *Proceedings of the 2015 12th IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI), Qingdao, China*, 1616–1621. <https://doi.org/10.1109/ICEMI.2015.7494489>
- Azzouz, A., vd. (2019). Advances in colorimetric and optical sensing for gaseous volatile organic compounds. *TrAC Trends in Analytical Chemistry*, 118, 502-516.
- Azzouz, I., vd. (2014). Review of stationary phases for microelectromechanical systems in gas chromatography: feasibility and separations. *Analytical and bioanalytical chemistry*, 406, 981-994.
- Azzouz, I., Marty, F. & Bourouina, T. (2017, May 29- June 01). Recent advances in micro-gas chromatography The opportunities and the challenges. In *Proceedings of the 2017 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP), Bordeaux, France*, 1-5. <https://doi.org/10.1109/DTIP.2017.7984485>

- Bai, H., & Shi, G. (2007). Gas sensors based on conducting polymers. *Sensors*, 7(3), 267-307.
- Balavalad, K. B., & Sheeparamatti, B. G. (2015). A critical review of MEMS capacitive pressure sensors. *Sensors & Transducers*, 187(4), 120.
- Ben Atitallah, B., vd. (2022). Comparative study of measurement methods for embedded bioimpedance spectroscopy systems. *Sensors*, 22(15), 5801.
- Bhatia, S., Verma, N. & Bedi, R. K. (2017). Ethanol gas sensor based upon ZnO nanoparticles prepared by different techniques. *Results in physics*, 7, 801-806.
- Bigas, M., vd. (2006). Review of CMOS image sensors. *Microelectronics journal*, 37(5), 433-451.
- Bo, Z., vd. (2020). SnO₂ nanoparticles incorporated CuO nanopetals on graphene for high-performance room-temperature NO₂ sensor. *Chemical Physics Letters*, 750, 137485.
- Bouchaala, D., vd. (2015). Portable device design for in-vitro muscle tissue monitoring. *tm-Technisches Messen*, 82(10), 485-494.
- Bulbul, A., & Kim, H. (2020, January 18-22). In-Situ Monitoring of Gas Molecules in Chromatography by Utilizing a Pressure Sensor. *In Proceedings of the 2020 IEEE 33rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, Vancouver, BC, Canada. 709-712.
<https://doi.org/10.1109/MEMS46641.2020.9056336>
- Bur, C., vd. (2015). Discrimination and quantification of volatile organic compounds in the ppb-range with gas sensitive SiC-FETs using multivariate statistics. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 214, 225-233
- Capelli, L., Sironi, S. & Rosso, R. D. (2014). Electronic noses for environmental monitoring applications. *Sensors*, 14(11), 19979-20007.
- Chen, C., vd. (2012). A new sensor for the assessment of personal exposure to volatile organic compounds. *Atmospheric environment*, 54, 679-687.
- Chen, H., Huo, D. & Zhang, J. (2022). Gas recognition in E-nose system: A review. *IEEE transactions on biomedical circuits and systems*, 16(2), 169-184.

- Chen, K., vd. (2020). Highly sensitive photoacoustic multi-gas analyzer combined with mid-infrared broadband source and near-infrared laser. *Optics and Lasers in Engineering*, 124, 105844
- Chen, Z., vd. (2022). Portable ppb-level carbon dioxide sensor based on flexible hollow waveguide cell and mid-infrared spectroscopy. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 359, 131553.
- Chen, Z., & Lu, C. (2005). Humidity sensors: a review of materials and mechanisms. *Sensor letters*, 3(4), 274-295.
- Choi, Y. J., vd. (2008). Novel fabrication of an SnO₂ nanowire gas sensor with high sensitivity. *Nanotechnology*, 19(9), 095508.
- Cilimkovic, M. (2015). Neural networks and back propagation algorithm. *Institute of Technology Blanchardstown, Blanchardstown Road North Dublin*, 15(1), 1-12.
- Clements, A. L., vd. (2017). Low-cost air quality monitoring tools: from research to practice (a workshop summary). *Sensors*, 17(11), 2478.
- Cruz, D., vd. (2007). Microfabricated thermal conductivity detector for the micro-ChemLab™. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 121(2), 414-422.
- Da Costa, J. P. D. C., vd. (2022). Graphite-Based Multianalyte VOC Gas Detection on Multichannel PCB IDE Sensor. *IEEE Sensors Journal*, 22(22), 22089-22096.
- Das, A., vd. (2007). A nitrogen dioxide sensor based on an organic transistor constructed from amorphous semiconducting polymers. *Advanced materials-deerfield beach then weinheim*, 19(22), 4018.
- Das, S., Pal, S. & Mitra, M. (2016). Significance of exhaled breath test in clinical diagnosis: a special focus on the detection of diabetes mellitus. *Journal of medical and biological engineering*, 36, 605-624.
- Datta, L. (2020). A survey on activation functions and their relation with xavier and he normal initialization. *Delft University of Technology*. Retrieved from <https://arxiv.org/pdf/2004.06632>.

- Elsayed, M., vd. (2017, March 10-12). Walsh transform with moving average filtering for data compression in wireless sensor networks. *In Proceedings of the 2017 IEEE 13th International Colloquium on Signal Processing & its Applications (CSPA), Penang, Malaysia*, 270-274. <https://doi.org/10.1109/CSPA.2017.8064964>
- Ferreira, M. F., vd. (2017). Roadmap on optical sensors. *Journal of Optics*, 19(8), 083001.
- Fonollosa, J., Solórzano, A., & Marco, S. (2018). Chemical sensor systems and associated algorithms for fire detection: A review. *Sensors*, 18(2), 553.
- Fossum, E. R., & Hondongwa, D. B. (2014). A review of the pinned photodiode for CCD and CMOS image sensors. *IEEE Journal of the electron devices society*.
- Filippidou, M. K., Chatzichristidi, M. & Chatzandroulis, S. (2019). A fabrication process of flexible IDE capacitive chemical sensors using a two step lift-off method based on PVA patterning. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 284, 7-12.
- Fine, G. F., vd. (2010). Metal oxide semi-conductor gas sensors in environmental monitoring. *Sensors*, 10(6), 5469-5502.
- Flammini, A., & Depari, A. (2018). Advanced interfaces for resistive sensors. In *Smart Sensors and MEMS*. Woodhead Publishing, 171-219.
- Garg, A., vd. (2015). Zebra GC: A mini gas chromatography system for trace-level determination of hazardous air pollutants. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 212, 145-154.
- Genc, S., vd. (2012). The adverse effects of air pollution on the nervous system. *Journal of toxicology*, 2012(1), 782462.
- Ghosh, A., vd. (2018). Microchip gas chromatography columns, interfacing and performance. *Talanta*, 188, 463-492.
- Gnecco, G., & Sanguineti, M. (2009). The weight-decay technique in learning from data: An optimization point of view. *Computational Management Science*, 6, 53-79.
- Grundler, P. (2007). *Chemical sensors: an introduction for scientists and engineers*. Springer Science & Business Media, Germany.

- Guan, X., vd. (2019). Analysis of volatile organic compounds using cryogen-free thermal modulation based comprehensive two-dimensional gas chromatography coupled with quadrupole mass spectrometry. *Journal of Chromatography A*, 1587, 227-238.
- Haynes, A., & Gouma, P. I. (2022). Perspective—Conducting Polymer Hybrids as Diagnostic Chemosensors. *Journal of The Electrochemical Society*, 169(3), 037513.
- He, J., vd. (2017). A high precise E-nose for daily indoor air quality monitoring in living environment. *Integration*, 58, 286-294.
- Hecht-Nielsen, R. (1992). In Neural networks for perception, H. Wechsler (Ed.), *Theory of the backpropagation neural network* (65-93). Academic Press.
- Hromadka, J., vd. (2018). Carbon dioxide measurements using long period grating optical fibre sensor coated with metal organic framework HKUST-1. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 255, 2483-2494.
- Huang, L. (2015). Auto regressive moving average (ARMA) modeling method for Gyro random noise using a robust Kalman filter. *Sensors*, 15(10), 25277-25286.
- Huang, L., vd. (2023). Research progress of multifunctional flexible proximity sensors. *Sensors and Actuators A: Physical*, 360, 114500.
- Huang, J., & Wu, J. (2020). Robust and rapid detection of mixed volatile organic compounds in flow through air by a low cost electronic nose. *Chemosensors*, 8(3), 73.
- Ibrahim, B., Hall, D. A. & Jafari, R. (2017, October 19-21). Bio-impedance spectroscopy (BIS) measurement system for wearable devices. In *Proceedings of the 2017 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, Torino, Italy, 1–4. <https://doi.org/10.1109/BIOCAS.2017.8325138>
- Igreja, R., & Dias, C. J. (2006). Dielectric response of interdigital chemocapacitors: The role of the sensitive layer thickness. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 115(1), 69-78.
- Instruments, K. (2013). *Low Level Measurements Handbook. Precision DC Current, Voltage and Resistance Measurement* (7th ed.), Keithley Instruments Inc., Cleveland, OH, USA.

- Iwata, K., vd. (2022). Application of neural network based regression model to gas concentration analysis of TiO₂ nanotube-type gas sensors. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 361, 131732.
- Iwaya, T., vd. (2022). Development of ball surface acoustic wave gas chromatograph for environmental monitoring in spacecraft and its application on the ground. *Japanese Journal of Applied Physics*, 61(SG), SG1051.
- Javaid, M., vd. (2021). Sensors for daily life: A review. *Sensors International*, 2, 100121.
- Jia, T., vd. (2019). Mixed natural gas online recognition device based on a neural network algorithm implemented by an fpga. *Sensors*, 19(9), 2090.
- Johnson, K. J., & Synovec, R. E. (2002). Pattern recognition of jet fuels: comprehensive GC× GC with ANOVA-based feature selection and principal component analysis. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 60(1-2), 225-237.
- Jun, L. Q., vd. (2018, August 13-14). Simulation of interdigitated electrodes (IDEs) geometry using comsolmultiphysics. *In Proceedings of the 2018 International Conference on Intelligent and Advanced System (ICIAS), Kuala Lumpur, Malaysia*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/ICIAS.2018.8540599>
- Kalman, R. E. (1960). A new approach to linear filtering and prediction problems. *J. Basic Eng.*, 82(1), 35-45.
- Kolpakov, vd., (2014). Toward a new generation of photonic humidity sensors. *Sensors*, 14(3), 3986-4013.
- Kanoun, O., Kallel, A. Y. & Fendri, A. (2022). Measurement Methods for Capacitances in the Range of 1 pF–1 nF: A review. *Measurement*, 195, 111067.
- Kejik, P., vd. (2004). A low-cost inductive proximity sensor for industrial applications. *Sensors and Actuators A: Physical*, 110(1-3), 93-97.
- Khalighi, M., & Mikaeili, M. (2018). A floating wide-band current source for electrical impedance tomography. *Review of Scientific Instruments*, 89(8), 1-26.
- Khan, M. A. H., Rao, M. V. & Li, Q. (2019). Recent advances in electrochemical sensors for detecting toxic gases: NO₂, SO₂ and H₂S. *Sensors*, 19(4), 905.
- Khaniabadi, Y. O., vd. (2017). Exposure to PM₁₀, NO₂ and O₃ and impacts on human health. *Environmental science and pollution research*, 24, 2781-2789.

- Khater, M. E., vd. (2014). Binary MEMS gas sensors. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 24(6), 065007.
- Kida, T., vd. (2016). Ultrasensitive detection of volatile organic compounds by a pore tuning approach using anisotropically shaped SnO₂ nanocrystals. *ACS applied materials & interfaces*, 8(51), 35485-35495.
- Ko, G., vd. (2010). Graphene-based nitrogen dioxide gas sensors. *Current Applied Physics*, 10(4), 1002-1004.
- Kumar, S. K. (2017). On weight initialization in deep neural networks. *Cornell University*, Retrieved from <https://arxiv.org/abs/1704.08863>.
- Kuzubasoglu, B. A., & Bahadir, S. K. (2020). Flexible temperature sensors: A review. *Sensors and Actuators A: Physical*, 315, 112282.
- Lara-Ibeas, I., Cuevas, A. R. & Le Calve, S. (2021). Recent developments and trends in miniaturized gas preconcentrators for portable gas chromatography systems: A review. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 346, 130449.
- Lee, J. H., Delbruck, T. & Pfeiffer, M. (2016). Training deep spiking neural networks using backpropagation. *Frontiers in neuroscience*, 10, 508.
- Lee, J. H., vd. (2002). Determination of volatile organic compounds (VOCs) using tedlar bag/solid-phase microextraction/gas chromatography/mass spectrometry (SPME/GC/MS) in ambient and workplace air. *Bulletin of the Korean Chemical Society*, 23(3), 488-496.
- Lee, J., vd. (2016). Fully automated portable comprehensive 2-dimensional gas chromatography device. *Analytical chemistry*, 88(20), 10266-10274.
- Liang, T., vd. (2020). Preparation and test of NH₃ gas sensor based on single-layer graphene film. *Micromachines*, 11(11), 965.
- Liu, H., vd. (2022). High sensitivity and anti-humidity gas sensor for nitrogen dioxide based on Ce/SnO₂ nanomaterials. *Sensors and Actuators A: Physical*, 344, 113717.
- Liu, G., Jiang, Z. & Wang, Q. (2020). Analysis of Gas Leakage Early Warning System Based on Kalman Filter and Optimized BP Neural Network. *IEEE Access*, 8, 175180-175193.

- Lontio Fomekong, R. & Saruhan, B. (2019). Influence of humidity on NO₂-sensing and selectivity of spray-CVD grown ZnO thin film above 400 ° C. *Chemosensors*, 7(3), 42.
- Lotfi, A., vd. (2019, October 27-30). Platinum Balanced Cantilever-based Thermal Conductivity Detector for Gas Chromatography Application. *In Proceedings of the 2019 IEEE SENSORS, Montreal, QC, Canada*, 1-4. <https://doi.org/10.1109/SENSORS43011.2019.8956779>
- Lin, T., vd. (2019). Semiconductor metal oxides as chemoresistive sensors for detecting volatile organic compounds. *Sensors*, 19(2), 233.
- McKercher, G. R., vd. (2017). Characteristics and applications of small, portable gaseous air pollution monitors. *Environmental Pollution*, 223, 102-110.
- Mohsen, Y., vd. (2014). Development of a micro-analytical prototype for selective trace detection of orthonitrotoluene. *Microchemical Journal*, 114, 48-52.
- Mohindru, P. (2023). Development of liquid level measurement technology: A review. *Flow Measurement and Instrumentation*, 89, 102295.
- Munjal, R., Wendler, F. & Kanoun, O. (2019). Embedded wideband measurement system for fast impedance spectroscopy using undersampling. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 69(6), 3461-3469.
- Mitzner, K. D., Sternhagen, J. & Galipeau, D. W. (2003). Development of a micromachined hazardous gas sensor array. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 93(1-3), 92-99.
- Nazemi, H., vd. (2019). Advanced micro-and nano-gas sensor technology: A review. *Sensors*, 19(6), 1285.
- Naresh, V., & Lee, N. (2021). A review on biosensors and recent development of nanostructured materials-enabled biosensors. *Sensors*, 21(4), 1109.
- Omran, H., & Salama, K. N. (2015, November 24-25). Design and fabrication of capacitive interdigitated electrodes for smart gas sensors. *In Proceedings of the IEEE International Conference on Smart Instrumentation, Measurement and Application (ICSIMA), Kuala Lumpur, Malaysia*, 1-4. <https://doi.org/10.1109/ICSIMA.2015.7559021>

- Otto, D. A., vd. (1992). Exposure of humans to a volatile organic mixture. I. Behavioral assessment. *Archives of Environmental Health: An International Journal*, 47(1), 23-30.
- Pandey, S. (2016). Highly sensitive and selective chemiresistor gas/vapor sensors based on polyaniline nanocomposite: A comprehensive review. *Journal of Science: Advanced Materials and Devices*, 1(4), 431-453.
- Park, S., vd. (2019). Measurement noise recommendation for efficient Kalman filtering over a large amount of sensor data. *Sensors*, 19(5), 1168.
- Passaro, V. M., vd. (2017). Gyroscope technology and applications: A review in the industrial perspective. *Sensors*, 17(10), 2284.
- Peel, L. (2008, October 6-9). Data driven prognostics using a Kalman filter ensemble of neural network models. In *Proceedings of the 2008 International Conference on Prognostics and Health Management IEEE, Denver, CO, USA*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/PHM.2008.4711423>
- Peng, P., vd. (2018). Gas classification using deep convolutional neural networks. *Sensors*, 18(1), 157.
- Peng, Y., vd. (2021, January 25-29). A Graphene-Based Thermal Conductivity Detector for Low Power Gas Detection. In *Proceedings of the 2021 IEEE 34th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), Gainesville, FL, USA*, 787-790. <https://doi.org/10.1109/MEMS51782.2021.9375329>
- Pearce, T.C., vd. (2006). *Handbook of Machine Olfaction: Electronic Nose Technology*, John Wiley & Sons google schola, Weinheim, Germany.
- Prasad, R. H., vd. (2014). Fabrication and Characterization of IDE Based Sensor through Conventional Lithography Method. *Advanced materials Research*, 832, 517-521.
- Rogalski, A. (2002). Infrared detectors: an overview. *Infrared physics & technology*, 43(3-5), 187-210.
- Prusti, B., & Chakravarty, M. (2020). Electron-rich anthracene-based twisted π -system as a highly fluorescent dye: easy recognition of solvents and volatile organic compounds. *Dyes Pigments*, 181, 108543.

- Qin, Y., & Gianchandani, Y. B. (2016). A fully electronic microfabricated gas chromatograph with complementary capacitive detectors for indoor pollutants. *Microsystems & Nanoengineering*, 2(1), 1-11.
- Radadia, A. D., vd. (2010). The effect of microcolumn geometry on the performance of micro-gas chromatography columns for chip scale gas analyzers. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 150(1), 456-464.
- Rai, V. K. (2007). Temperature sensors and optical sensors. *Applied Physics B*, 88, 297-303.
- Ramakrishnan, M., Rajan, G., Semenova, Y., & Farrell, G. (2016). Overview of fiber optic sensor technologies for strain/temperature sensing applications in composite materials. *Sensors*, 16(1), 99.
- Regmi, B. P., & Agah, M. (2018). Micro gas chromatography: An overview of critical components and their integration. *Analytical chemistry*, 90(22), 13133-13150.
- Riddick, J. A., Bunger, W. B. & Sakano, T. (1985). *Techniques of chemistry, organic solvents* (2th ed.). John Wiley and Sons, New York, USA.
- Ruiz Vargas, A., Arkwright, J. W. & Ivorra, A. (2016, December 4-8). A portable bioimpedance measurement system based on Red Pitaya for monitoring and detecting abnormalities in the gastrointestinal tract. *In Proceedings of the 2016 IEEE EMBS Conference on Biomedical Engineering and Sciences (IECBES)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 150–154. <https://doi.org/10.1109/IECBES.2016.7843433>
- Sabato, A., Niezrecki, C. & Fortino, G. (2016). Wireless MEMS-based accelerometer sensor boards for structural vibration monitoring: A review. *IEEE Sensors Journal*, 17(2), 226-235.
- Santosh, T. V., vd. (2009). Diagnostic system for identification of accident scenarios in nuclear power plants using artificial neural networks. *Reliability Engineering & System Safety*, 94(3), 759-762.
- Santoso, D. R., vd. (2020). Low-cost, compact, and rapid bio-impedance spectrometer with real-time Bode and Nyquist plots. *Applied Sciences*, 10(3), 878.
- Schutze, A., vd. (2017). Highly sensitive and selective VOC sensor systems based on semiconductor gas sensors: how to?. *Environments*, 4(1), 20.

- Sekhar, P. K., & Subramaniyam, K. (2014). Detection of harmful benzene, toluene, ethylbenzene, xylenes (BTEX) vapors using electrochemical gas sensors. *ECS Electrochemistry Letters*, 3(2), B1.
- Serbanescu, M., vd. (2021). A standalone system for resistive smart sensors based on a Wheatstone quarter-bridge. *Romanian Journal of information science and technology*, 24(2), 222-232.
- Sheela, K. G., & Deepa, S. N. (2013). Review on methods to fix number of hidden neurons in neural networks. *Mathematical problems in engineering*, 2013(1), 425740.
- Shuai, J., vd. (2018). Health risk assessment of volatile organic compounds exposure near Daegu dyeing industrial complex in South Korea. *BMC public health*, 18, 1-13.
- Song, J., vd. (2005). Pt-AlGaN/ GaN Schottky diodes operated at 800 C for hydrogen sensing. *Applied Physics Letters*, 87(13), 133501.
- Sultan, A., vd. (2023, March 15-16). An ANN-BP based Multi-Alcohol Classification Model Through Different QCM Gas Sensors. In *Proceedings of the 2023 International Conference on Communication Technologies (ComTech)*, Rawalpindi, Pakistan, 99-104. <https://doi.org/10.1109/ComTech57708.2023.10165110>
- Sun, R. Y. (2020). Optimization for deep learning: An overview. *Journal of the Operations Research Society of China*, 8(2), 249-294.
- Szulczynski, B., & Gębicki, J. (2017). Currently commercially available chemical sensors employed for detection of volatile organic compounds in outdoor and indoor air. *Environments*, 4(1), 21.
- Tian, X., vd. (2023). Recent advances in MoS 2-based nanomaterial sensors for room-temperature gas detection: A review. *Sensors & Diagnostics*, 2(2), 361-381.
- Tzoumas, V., Jadbabaie, A. & Pappas, G. J. (2016, July 6-8). Sensor placement for optimal Kalman filtering: Fundamental limits, submodularity, and algorithms. In *Proceedings of the 2016 American Control Conference (ACC)*, Boston, MA, USA, 191–196. <https://doi.org/10.1109/ACC.2016.7524914>
- Thomas, R. E., Rosa, A. J. & Toussaint, G. J. (2016). *The analysis and design of linear circuits*. John Wiley & Sons.

- Vinoth, E., & Gopalakrishnan, N. (2020). Fabrication of interdigitated electrode (IDE) based ZnO sensors for room temperature ammonia detection. *Journal of Alloys and Compounds*, 824, 153900.
- Venzke, M., vd. (2020). Artificial neural networks for sensor data classification on small embedded systems. *Hamburg University of Technology*, Retrieved from <https://arxiv.org/pdf/2012.08403>.
- Xu, D., Wang, Y., Xiong, B., & Li, T. (2017). MEMS-based thermoelectric infrared sensors: A review. *Frontiers of Mechanical Engineering*, 12, 557-566.
- Wang, H., vd. (2020). An ultrasensitive fluorescent paper-based CO₂ sensor. *ACS applied materials & interfaces*, 12(18), 20507-20513.
- Wang, J., vd. (2018). Compact prototype microfabricated gas chromatographic analyzer for autonomous determinations of VOC mixtures at typical workplace concentrations. *Microsystems & Nanoengineering*, 4(1), 1-10.
- Wang, J., vd. (2019). Belt-mounted micro-gas-chromatograph prototype for determining personal exposures to volatile-organic-compound mixture components. *Analytical chemistry*, 91(7), 4747-4754.
- Wang, Z., Wang, G., Kumar, S., Marques, C., Min, R., & Li, X. (2022). Recent advancements in resonant fiber optic gyro, A review. *IEEE Sensors Journal*, 22(19), 18240-18252.
- Wei-Hao Li, M., vd. (2021) High-sensitivity micro-gas chromatograph-photoionization detector for trace vapor detection. *ACS Sens*, 6, 2348–2355.
- Wiesel, A., & Hero, A. O. (2009). Decomposable principal component analysis. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57(11), 4369-4377.
- Wilson, J. S. (2004). *Sensor technology handbook*. Elsevier.
- World Health Organization. (2021). *WHO global air quality guidelines: particulate matter (PM_{2.5} and PM₁₀), ozone, nitrogen dioxide, sulfur dioxide and carbonmonoxide*. World Health Organization.
- Yang, C. C., & Hsu, Y. L. (2010). A review of accelerometry-based wearable motion detectors for physical activity monitoring. *Sensors*, 10(8), 7772-7788.

- Yang, S., vd. (2023). Identification of industrial exhaust based on an electronic nose with an interleaved grouped residual convolutional compression network. *Sensors and Actuators A: Physical*, 363, 114692.
- Yang, Y., vd. (2006). Design and preliminary evaluation of a portable device for the measurement of bioimpedance spectroscopy. *Physiological Measurement*, 27(12), 1293.
- Yi, W. Y., vd. (2015). A survey of wireless sensor network based air pollution monitoring systems. *Sensors*, 15(12), 31392-31427.
- Yin, X., vd. (2015). Temperature modulated gas sensing E-nose system for low-cost and fast detection. *IEEE Sensors Journal*, 16(2), 464-474.
- You, D. W., vd. (2020). A portable gas chromatograph for real-time monitoring of aromatic volatile organic compounds in air samples. *Journal of Chromatography A*, 1625, 461267.
- Zabalza, J., vd. (2014). Novel folded-PCA for improved feature extraction and data reduction with hyperspectral imaging and SAR in remote sensing. *ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing*, 93, 112-122.
- Zhou, H., & Hu, H. (2007). Inertial sensors for motion detection of human upper limbs. *Sensor Review*, 27(2), 151-158.
- Zakrzewska, K., & Radecka, M. (2017). TiO₂-based nanomaterials for gas sensing influence of anatase and rutile contributions. *Nanoscale research letters*, 12, 1-8.
- Zampolli, S., vd. (2004). An electronic nose based on solid state sensor arrays for low-cost indoor air quality monitoring applications. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 101(1-2), 39-46.
- Zareian-Jahromi, M. A., vd. (2008). Design, modeling, and fabrication of MEMS-based multicapillary gas chromatographic columns. *Journal of microelectromechanical systems*, 18(1), 28-37.
- Zhai, X., vd. (2016). MLP neural network based gas classification system on Zynq SoC. *IEEE Access*, 4, 8138-8146.

- Zhang, F., vd. (2022). A flexible and wearable NO₂ gas detection and early warning device based on a spraying process and an interdigital electrode at room temperature. *Microsystems & Nanoengineering*, 8(1), 40.
- Zang, Y., Zhang, F., Di, C. A., & Zhu, D. (2015). Advances of flexible pressure sensors toward artificial intelligence and health care applications. *Materials Horizons*, 2(2), 140-156.
- Zeng, H., & Zhao, Y. (2011). Sensing movement: Microsensors for body motion measurement. *Sensors*, 11(1), 638-660.
- Zhang, J., Ye, Z. & Li, K. (2020). Multi-sensor information fusion detection system for fire robot through back propagation neural network. *Plos one*, 15(7), e0236482.
- Zhao, B., vd. (2020). Micro thermal conductivity detector based on SOI substrate with low detection limit. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 308, 127682.
- Zhu, H., vd. (2015). Flow-through microfluidic photoionization detectors for rapid and highly sensitive vapor detection. *Lab on a Chip*, 15(14), 3021-3029.
- Zoccali, M., Tranchida, P. Q. & Mondello, L. (2019). Fast gas chromatography-mass spectrometry: A review of the last decade. *TrAC Trends in Analytical Chemistry*, 118, 444-452.
- Zou, H., Hastie, T. & Tibshirani, R. (2006). Sparse principal component analysis. *Journal of computational and graphical statistics*, 15(2), 265-286.
- Zohora, S. E., Khan, A. M. & Hundewale, N. (2013, July 13-15). Chemical sensors employed in electronic noses: a review. *Proceedings of the Second International Conference on Advances in Computing and Information Technology (ACITY), Chennai, India*, 3, 177-184.

DİZİN

-A-

ac, v, 13, 24, 25, 26, 30, 34, 35, 48, 52
ADC, ix, xiii, 33, 53, 78, 79

-B-

BPNN, v, vi, ix, x, xi, xiii, 14, 56, 57,
58, 74, 78

-D-

devre, xi, xii, 2, 5, 13, 28, 29, 30, 34, 35,
38, 39, 40, 41, 43, 44, 45, 46, 47, 49,
50, 51, 52, 77
duyarlılık, 11, 25, 54, 68, 74

-E-

empedans, xi, xii, 12, 13, 24, 25, 26, 27,
28, 29, 30, 31, 35, 37, 38, 39, 40, 42,
45, 50, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70,
71, 72, 73, 77, 78, 79

-F-

filtre, xi, 41, 43, 44, 45, 52
frekans, xi, 12, 26, 27, 29, 30, 34, 35,
38, 39, 44, 45, 49, 52, 79

-K-

Kalman, vi, ix, 4, 14, 53, 54, 65, 78, 84,
85, 86, 88, 90
kapasitif, v, 5, 11, 13, 24, 25, 27, 29, 31
Kaplama, ix, 24, 73, 74

-L-

lineer, v, 4, 11, 12, 14, 25, 29, 31, 34,
35, 47, 49, 53, 55, 70, 75, 78

-M-

MEMS, xii, xiv, 2, 22, 23, 80, 81, 83,
86, 88, 89, 91, 92
MHz, v, xiii, 13, 24, 25, 26, 27, 29, 34,
45, 51
 μ GC, v, vi, xi, xii, xiv, 2, 3, 4, 5, 6, 8,
17, 20, 22, 23, 24, 28, 57, 77
 μ IDE, v, vi, viii, x, xi, xii, xiv, 3, 4, 5, 6,
12, 18, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27,

28, 29, 30, 33, 34, 35, 40, 43, 46, 50,
52, 54, 60, 61, 63, 68, 71, 72, 73, 77,
78, 79

-N-

NO₂, v, vi, ix, x, xi, xiv, 2, 3, 4, 5, 15,
18, 54, 60, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 73,
74, 75, 77, 78, 79, 85, 87, 93
noise, vi, ix, 14, 43, 50, 51, 53, 54, 84,
88

-O-

op-amp, xi, 39, 41, 42, 43, 46, 47, 48,
49

-P-

PCA, v, vi, ix, xiv, 4, 14, 54, 56, 57, 59,
78, 80, 92
PCB, xii, xiv, 4, 23, 25, 49, 50, 52, 77,
82
ppm, v, vi, 2, 3, 12, 18, 26, 54, 55, 67,
68, 70, 71, 72, 73, 74, 75, 77
prototip, v, xi, xii, 24, 33, 46, 50, 52,
54, 60, 61, 63

-R-

RC, xi, 27, 29, 30, 35, 38, 40, 41, 42,
43, 44, 45, 52

-S-

sensör, 3, v, vii, xi, xii, xiv, 2, 3, 4, 5, 6,
8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 16, 17, 20, 21,
22, 24, 25, 27, 28, 29, 30, 31, 33, 34,
35, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 49, 51,
53, 54, 55, 56, 63, 65, 66, 67, 68, 69,
70, 71, 72, 73, 77, 78, 79
silikon, 3, 20, 22, 25, 29, 77, 79
sinyal işleme, 33, 34, 77

-T-

transfer fonksiyonu, 36, 41, 42, 43, 44