

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KULAK KEMİKÇİKLERİNİN TİTREŞİMİNİ ALGILAYAN
ALGILAYICININ YÜKLEME ETKİSİNİN ANALİZİ VE
ALGILAYICI VERİLERİNİN ANLAMLAŞTIRILMASI**

Ahmet Günsu ÖZSÖNMEZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Programı

Danışman

Doç. Dr. Serkan Kurt

Ocak, 2024

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KULAK KEMİKÇİKLERİNİN TİTREŞİMİNİ ALGILAYAN
ALGILAYICININ YÜKLEME ETKİSİNİN ANALİZİ VE
ALGILAYICI VERİLERİNİN ANLAMLAŞTIRILMASI

Ahmet Günsu ÖZSÖNMEZ tarafından hazırlanan tez çalışması 01/03/2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektronik Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Serkan KURT
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Serkan KURT, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Umut Engin AYTEN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Aysel ERSOY, Üye
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa

Danışmanım Doç. Dr. Serkan KURT sorumluluğunda tarafımda hazırlanan “Kulak Kemikçiklerinin Titreşimini Algılayan Algılayıcının Yükleme Etkisinin Analizi ve Algılayıcı Verilerinin Anlamlandırılması” başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Ahmet Günsu ÖZSÖNMEZ

Sevgili Eşime

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamın tamamlanmasında, akademik rehberim Doç. Dr. Serkan KURT'a yönlendirme ve bilgi sağlaması nedeniyle derin bir minnettarlık ifade etmek isterim. Doç. Dr. Serkan KURT'un disiplinler arası bilgi birikimi, metodolojik ustalığı ve akademik deneyimi, çalışmamın bilimsel bütünlüğüne katkıda bulunmuştur. Kendisinin sağladığı düşünce rehberliği ve araştırma yönergeleri, çalışmamın teorik çerçevesini güçlendirmem konusunda değerli olmuştur. Bu vesileyle, Doç. Dr. Serkan KURT'a tez çalışmamın başarılı bir şekilde tamamlanmasında sağladığı kapsamlı destek ve rehberlik için içten teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca bu tezin öncül çalışmasına olan katkılarından dolayı TÜBİTAK'a teşekkür etmek isterim.

Tez çalışmamın yazım sürecinde sevgili eşimin sonsuz destek, emek ve sabrı benim için kıymetli birer kaynak olmuştur. Bu süreçte yaşadığım zorluklarda ve yoğun çalışma temposunda, eşimin sağladığı destek ve anlayış, araştırmama odaklanmamı ve hedefime ulaşmamı kolaylaştırmıştır. Kendisine çalışmama olan katkıları için minnettarlığımı sunar, bu süreçte bana eşlik ettiği için teşekkür ederim.

Ahmet Günsu ÖZSÖNMEZ

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR	iv
SİMGE LİSTESİ	vii
KISALTMA LİSTESİ	viii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
TABLO LİSTESİ	xiii
ÖZET	xiv
ABSTRACT	xvi
1 GİRİŞ	18
1.1 Literatür Özeti	18
1.2 Tezin Amacı.....	20
1.3 Hipotez.....	21
2 ENDÜKTİF ALGILAYICILAR	22
2.1 Endüktif Algılayıcıların Çeşitleri.....	22
2.2 Eddy Akım Algılayıcılarının Çalışma Prensipleri	23
3 METODOLOJİ	26
3.1 Deneylerde Kullanılan Bileşenler	27
3.1.1 Endüktif Algılayıcı Seçimi ve Özellikleri.....	27
3.1.2 Baskı Devre İndüktör ve Metal Parça Seçimi	32
3.1.3 Hoparlör ve Yükselteç.....	42
3.1.4 Mikrodenetleyici	44
3.2 Deney Sistemi Tasarımı	44
3.2.1 Baskı Devre Tasarımı.....	45
4 DENEYSEL UYGULAMALAR	47
4.1 Uygulama – D9.4	49
4.2 Uygulama – D8.1	50
4.3 Uygulama – D8.2	50
4.4 Uygulama – D8.3	59
4.5 Uygulama – D4.1	68
4.6 Uygulama – D4.2	68
4.7 Uygulama – D4.3	77
4.8 Uygulama – Mikrofon ile Hoparlör Testi	85

4.9 Kapsamlı Genel Sonuçlar.....	88
5 SONUÇ VE ÖNERİLER	92
KAYNAKÇA	94
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	98

SİMGE LİSTESİ

dB	Desibel
dB SPL	Desibel biriminde ses basıncı seviyesi
L	İndüktör / İndüktans
C	Kapasitör / Kapasitans
d	Uzaklık

KISALTMA LİSTESİ

MEMS	Micro-Electromechanical System (Mikro-Elektro Mekanik Sistem)
FFT	Fast Fourier Transform (Hızlı Fourier Dönüşümü)
FDA	Food and Drug Administration (Gıda ve İlaç Dairesi)
THD	Total Harmonic Distortion (Toplam Harmonik Bozulma)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Manyetik Alanın Metal Yüzeyle Etkileşimi [19]	24
Şekil 2.2 Eddy Akımı ve Algılayıcının Modeli	24
Şekil 2.3 LC Tank Devresinin Norton Eşdeğeri	25
Şekil 3.1 Deney için Tasarlanan Sistemin Diyagramı	26
Şekil 3.2 Örnek LDC1101 Devresi [20]	29
Şekil 3.3 300Hz-3kHz Frekans Aralığı için Tasarlanmış Bant Geçiren Butterworth Filtrenin Bode Diyagramı	32
Şekil 3.4 Daire Baskı Devre İndüktör	32
Şekil 3.5 Çok Katmanlı Baskı Devre İndüktör Yapısı [22]	33
Şekil 3.6 Baskı Devre İndüktör için Endüktans ve Sarım Sayısı İlişkisi [21]	34
Şekil 3.7 Baskı Devre İndüktörün Parazitik Kapasitansı [22]	35
Şekil 3.8 Çeşitli İletkenler için Frekans – Deri Kalınlığı İlişkisi [19]	40
Şekil 3.9 Akım-Deri Kalınlığı İlişkisi [19]	41
Şekil 3.10 Hoparlörün Diyaframının Hareketinin Eşitlenmesi için Gereken Filtre	43
Şekil 3.11 Tasarlanan Fiziksel Ayırıcı	43
Şekil 3.12 NUCLEO-G431KB Geliştirme Kartı [25]	44
Şekil 3.13 Sistem Tasarımı	46
Şekil 3.14 Tasarlanan Baskı Devre	47
Şekil 4.1 Hoparlörün Frekans Cevabının Ölçümü	49
Şekil 4.2 Hoparlörün Frekans Cevabı	49
Şekil 4.3 D8.2 — 6.05MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 300Hz Sinüzoidal Sinyal	51
Şekil 4.4 D8.2 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (300Hz)	52
Şekil 4.5 D8.2 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (300 Hz)	52
Şekil 4.6 D8.2 — 6.05MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 500Hz Sinüzoidal Sinyal	53
Şekil 4.7 D8.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (500Hz)	53
Şekil 4.8 D8.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (500 Hz)	54
Şekil 4.9 D8.2 — 6.05MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 1kHz Sinüzoidal Sinyal ..	54
Şekil 4.10 D8.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (1kHz)	55
Şekil 4.11 D8.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (1kHz)	55
Şekil 4.12 D8.2 — 6.05MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 2 kHz Sinüzoidal Sinyal ..	56
Şekil 4.13 D8.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2kHz)	56

Şekil 4.14 D8.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2kHz)	57
Şekil 4.15 D8.2 — 6.05MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2.5kHz Sinüzoidal Sinyal	57
Şekil 4.16 D8.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2.5kHz)	58
Şekil 4.17 D8.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2.5kHz)	58
Şekil 4.18 D8.2 —Algılanan Sinyalin ve Orijinal Sinyalin Spektrum Analizi	59
Şekil 4.19 D8.3 — 7.065MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 300Hz Sinüzoidal Sinyal	60
Şekil 4.20 D8.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (300 Hz)	60
Şekil 4.21 D8.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (300 Hz)	61
Şekil 4.22 D8.3 — 7.065MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 500Hz Sinüzoidal Sinyal	61
Şekil 4.23 D8.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (500 Hz)	62
Şekil 4.24 D8.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (500 Hz)	62
Şekil 4.25 D8.3 —7.065MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 1kHz Sinüzoidal Sinyal	63
Şekil 4.26 D8.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (1 kHz)	63
Şekil 4.27 D8.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (1 kHz)	64
Şekil 4.28 D8.3 —7.065MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2kHz Sinüzoidal Sinyal	64
Şekil 4.29 D8.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2 kHz)	65
Şekil 4.30 D8.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2 kHz)	65
Şekil 4.31 D8.3 —7.065MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2.5kHz Sinüzoidal Sinyal	66
Şekil 4.32 D8.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2.5 kHz)	66
Şekil 4.33 D8.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2.5 kHz)	67
Şekil 4.34 D8.3 —Algılanan Sinyalin ve Orijinal Sinyalin Spektrum Analizi	67
Şekil 4.35 D4.2 — 4.12MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 300Hz Sinüzoidal Sinyal	69
Şekil 4.36 D4.2 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (300Hz)	69
Şekil 4.37 D4.2 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (300 Hz)	70
Şekil 4.38 D4.2 — 4.12MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 500Hz Sinüzoidal Sinyal	70

Şekil 4.39 D4.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (500Hz).....	71
Şekil 4.40 D4.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (500 Hz)	71
Şekil 4.41 D4.2 — 4.12MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 1kHz Sinüzoidal Sinyal	72
Şekil 4.42 D4.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (1kHz).....	72
Şekil 4.43 D4.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (1kHz)	73
Şekil 4.44 D4.2 — 4.12MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2 kHz Sinüzoidal Sinyal	73
Şekil 4.45 D4.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2kHz).....	74
Şekil 4.46 D4.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2kHz)	74
Şekil 4.47 D4.2 — 4.12MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2.5kHz Sinüzoidal Sinyal	75
Şekil 4.48 D4.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2.5kHz).....	75
Şekil 4.49 D4.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2.5kHz)	76
Şekil 4.50 D4.2 —Algılanan Sinyalin ve Orijinal Sinyalin Spektrum Analizi	76
Şekil 4.51 D4.3 — 3.97MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 300Hz Sinüzoidal Sinyal	77
Şekil 4.52 D4.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (300Hz).....	78
Şekil 4.53 D4.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (300 Hz)	78
Şekil 4.54 D4.3 — 3.97MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 500Hz Sinüzoidal Sinyal	79
Şekil 4.55 D4.3 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (500Hz).....	79
Şekil 4.56 D4.3 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (500 Hz)	80
Şekil 4.57 D4.3 — 3.97MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 1kHz Sinüzoidal Sinyal	81
Şekil 4.58 D4.3 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (1kHz).....	81
Şekil 4.59 D4.3 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (1kHz)	81
Şekil 4.60 D4.3 — 3.97MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2 kHz Sinüzoidal Sinyal	82
Şekil 4.61 D4.3 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2kHz).....	82
Şekil 4.62 D4.3 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2kHz)	83
Şekil 4.63 D4.3 — 3.97MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2.5kHz Sinüzoidal Sinyal	84
Şekil 4.64 D4.3 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2.5kHz).....	84

Şekil 4.65 D4.3 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2.5kHz)	84
Şekil 4.66 D4.3 —Algılanan Sinyalin ve Orijinal Sinyalin Spektrum Analizi	85
Şekil 4.67 Hoparlörün Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (300Hz)	86
Şekil 4.68 Hoparlörün Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (500Hz)	86
Şekil 4.69 Hoparlörün Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (1kHz)	87
Şekil 4.70 Hoparlörün Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2kHz)	87
Şekil 4.71 Hoparlörün Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2.5kHz)	88
Şekil 4.72 Uygulamaların Toplam Harmonik Bozulma Analizi Karşılaştırması	89
Şekil 4.73 Uygulamaların Normalize Edilmiş Frekans Cevabı	90

TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1 Algılayıcı Seçimi için Parametrik Gereksinimler.....	27
Tablo 3.2 Deneylere Uygun Algılayıcı Seçimi.....	28
Tablo 3.3 LD1101'in Katalog Verileri	29
Tablo 3.4 Baskı Devre İndüktörler için Geometrik Şekil Katsayıları [22].....	33
Tablo 3.5 Deneylerde Kullanılan Baskı Devre İndüktörler	37
Tablo 3.6 Parametrik Kriterler	37
Tablo 3.7 8 MHz'te Salınım Yapacak LC Tank Devresi Değerleri	38
Tablo 3.8 4 MHz'te Salınım Yapacak LC Tank Devresi Değerleri	38
Tablo 3.9 1 MHz'te Salınım Yapacak LC Tank Devresi Değerleri	39
Tablo 3.10 9.4 MHz'te Salınım Yapacak LC Tank Devresi Değerleri	39
Tablo 3.11 Bakır ve Alüminyumun Parametreleri [24].....	41
Tablo 3.12 Bakır ve Alüminyumun Seçilen Frekanslar için Gereken Deri Kalınlıkları	42
Tablo 3.13 Bileşenlerin Kütleleri.....	43
Tablo 3.14 Gerçekleştirilen Deneyler ve Kullanılan Komponentler	45
Tablo 4.1 LDC1101 Akümülatörlerine Yazılan Veriler	47
Tablo 4.2 Uygulama – D9.4 için Deney Seti Parametreleri	49
Tablo 4.3 Uygulama – D8.1 için Deney Seti Parametreleri	50
Tablo 4.4 Uygulama – D8.2 için Deney Seti Parametreleri	50
Tablo 4.5 Uygulama – D8.3 için Deney Seti Parametreleri	59
Tablo 4.6 Uygulama – D4.1 için Deney Seti Parametreleri	68
Tablo 4.7 Uygulama – D4.2 için Deney Seti Parametreleri	68
Tablo 4.8 Uygulama – D4.3 için Deney Seti Parametreleri	77
Tablo 4.9 Uygulamalara Göre Ölçülen Toplam Harmonik Bozulma.....	89
Tablo 4.10 Frekansa Göre Ölçüm Hassaslığı (Normalize).....	90
Tablo 4.11 Frekansa Göre Sinyalin Gürültüye Oranı	91

Kulak Kemikçiklerinin Titreşimini Algılayan Algılayıcının Yükleme Etkisinin Analizi ve Algılayıcı Verilerinin Anlamlandırılması

Ahmet Günsu ÖZSÖNMEZ

Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Programı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Doç. Dr. Serkan KURT

Bu çalışma, sensorinöral işitme kaybı ve koklear implantlar üzerine odaklanmakta olup, koklear implantlarda mevcut mikrofonlara alternatif bir sensör tasarımı önermektedir. Sensorinöral işitme kaybı, iç kulağın veya işitme siniri boyunca ortaya çıkan anatomik veya fizyolojik sorunlardan kaynaklanan bir işitme bozukluğu olarak tanımlanmıştır. Bu tür işitme kaybı, genetik faktörler, çeşitli hastalıklar, yüksek ses düzeyine maruz kalma, travma ve çevresel etmenler gibi çeşitli nedenlerle ortaya çıkabilir.

Koklear implantlar, sensorinöral işitme kaybını yönetmek için kullanılan invaziv cihazlardır ve klasik işitme cihazlarından farklı bir çalışma prensibine sahiptir. Bu implantlar, dış ortam seslerini işleyip iç kulaktaki işitme sinirlerini uyaran cihazlardır, ancak, bu yöntemler bazı dezavantajları beraberinde getirir; bu dezavantajlar arasında yüksek maliyet, cerrahi riskler, işitme sonrası adaptasyon zorlukları ve psikolojik problemler yer almaktadır.

Bu tez çalışması, koklear implantlarda mevcut mikrofonlara alternatif bir sensör tasarımı üzerine odaklanmaktadır. Geliştirilen sensörlü sistem endüktif algılayıcıları içermekte

olup, tamamen implante edilebilir bir metodolojiyi sunmayı amaçlamaktadır. Bu metodolojinin potansiyelini kanıtlamak ve kulak frekans tepkisine olan etkisini tahmin etmek, çalışmanın temel hedeflerindedir.

Deney sonuçları, oluşturulan sensörün potansiyelini açığa çıkarmış ve mikrofon yerine kullanılabilir bir alternatif olarak değerlendirilmiştir. Sensör baskı devre tasarımı, indüktör ve endüktif algılayıcı kullanılarak geliştirilmiştir. Bu çalışma, indüktif sensör çıkış verisinin algılanan indüktör uzaklığı ile değişebileceğini ve bu sayede vibrasyon (titreşim) algılanabileceğini göstermektedir.

Önerilen sensör tasarımının avantajları arasında, tamamen kulak içine yerleştirilebilmesi, hastalara psikolojik ve fiziksel avantajlar sunabilmesi ve dış kulağın filtre özelliklerinden faydalanabilmesi bulunmaktadır. Bu çalışma, koklear implant teknolojilerinde yeni bir perspektif sunarak, mevcut mikrofon yerine daha etkili ve konforlu bir sensör tasarımı geliştirmeyi amaçlamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Koklear implant, işitme kaybı, endüktif algılayıcı, düzlemsel baskı devre, sinyal analizi

Analysis of the Loading Effect on the Sensor Perceiving Vibrations of Ear Ossicles and Interpretation of Sensor Data

Ahmet Günsu ÖZSÖNMEZ

Department of Electronics and Communications Engineering

Master of Science Thesis

Advisor: Assoc. Prof. Serkan KURT

This study focuses on sensorineural hearing loss and cochlear implants, proposing an alternative sensor design to the existing microphones. Sensorineural hearing loss is defined as an auditory disorder resulting from anatomical or physiological issues within the inner ear or along the auditory nerve. Such hearing loss can arise from various factors such as genetic factors, various diseases, exposure to high noise levels, trauma, and environmental factors.

Cochlear implants are invasive devices used to manage sensorineural hearing loss, operating on a different principle than conventional hearing aids. These implants process external environmental sounds and stimulate the auditory nerves in the inner ear. However, these methods come with some disadvantages, including high costs, surgical risks, post-hearing adaptation challenges, and psychological issues.

This thesis focuses on an alternative sensor design for existing microphones in cochlear implants. The developed sensor printed circuit design includes inductors and inductive sensors, aiming to provide a fully implantable methodology. Demonstrating the potential of this methodology and predicting its impact on ear frequency response are fundamental objectives of the study.

The experimental results reveal the potential of the created sensor and evaluate it as an alternative to microphones. The sensor printed circuit design is developed using inductors and inductive sensors. This study demonstrates that the output of the inductive sensor can vary with the perceived inductor distance, allowing the detection of vibrations.

Among the advantages of the proposed sensor design are its complete implantation within the ear, offering psychological and physical benefits to patients and leveraging the filtering capabilities of the external ear. By presenting a new perspective in cochlear implant technologies, this study aims to develop a more effective and comfortable sensor design as an alternative to the existing microphones.

Keywords: Cochlear implant, hearing loss, inductive sensor, planar printed circuit, signal analysis.

1.1 Literatür Özeti

Orta kulak implantları uygulanabilirliği 1935 yılında timpanik membrana demir parçaları yerleştirilmesi ve bu demir parçalarının endüktif alan ile hareket ettirilmesi sağlanarak araştırılmaya başlanmıştır [1]. 1959'da kulak kemikçiklerine mıknatıs yerleştirilmiş ve benzer bir yöntem ile duyma fonksiyonu sağlanmaya çalışılmıştır [2]. Benzeri çalışmalar yıllarca etmiş ve 2000 yılında “Vibrant Soundbridge” isimli bir cihaz Birleşik Devletler Gıda ve İlaç Dairesi (FDA) tarafından onay almıştır. Yüzen Kütle Çeviricisi (*Floating Mass Transducer*) ismi verilmiş olan bir yapı kulak kemikçiklerinden örsün (*incus*) uzantısına yerleştirilmiş ve elektromanyetizma kullanılarak titreşimler oluşturulmuştur. Titreşimler kemikçiklerin hareketini oluşturarak duyma fonksiyonunun sağlamıştır [3]. Yanagihara ve diğerleri, çevirici fikrini daha da geliştirmek üzere çekiç (*malleus*) kemikçığının başına piezo-elektrik sensör yerleştirmişlerdir [4]. Bir yandan, tamamen implant edilebilir bir cihaz olan Envoy geliştirilmiştir. Titreşimleri piezo-elektrik sensörler ve eyleyiciler kullanarak yükseltip, üzengi (*stapes*) kemikçığıne ileterek çalışan cihaz başarılı olmuştur [5].

Nishihara ve diğerleri, örsün uzun parçasına veya çekicinin baş kısmına yerleştirilecek bir kütle titreşen bu yapıların nasıl etkileyeceğini araştırmışlardır ve titreşimin yüksek frekanslarında sönümlenmeye sebep olduğunu keşfetmişlerdir [6]. Serttaş ve Kurt, MEMS kullanarak oluşturulacak bir koklear implantın yükleme etkisi üzerine matematiksel modellemeler kullanarak çalışmış ve örs (*incus*) kemikçığının ve yerleştirilen sensörün kütlesiyle orantılı olarak değişen bir alçak geçiren filtre etkisiyle karşılaşmışlardır [7]. Özsönmez ve Kurt'un yaptığı bu çalışmada örsün üzerine 36 mg bir kütle yerleştirilmesinin işitmede kesim noktası 1kHz olan bir alçak geçiren filtreye sebep olacağını göstermektedir [8]. Bu tez çalışması Murat Serttaş'ın yüksek lisans çalışmasının devamı niteliğinde bilimsel katkı sağlamaktadır. Aynı zamanda farklı ve yenilikçi yöntemler ile çalışmada implanttan elde edilen sinyallerin anlaşılmasına da odaklanmıştır.

Seidman ve diğerleri işitme kaybı (62.3dB – yüksek seviye işitme kaybı) olan kişiler üzerinde lazer doppler vibrometre cihazı kullanarak kemikçiklerin hareketini tespit

etmişlerdir. 100dB ses uyarımı ile yaptıkları ölçümlerde, örs kemikçiğinin hareketinin ortalama 100nm olduğunu tespit etmişlerdir [9]. MacDougall ve diğerlerinin yaptığı çalışmada da benzer bir yöntemle sağlıklı insanlarda 500Hz, 100 dB SPL ses uyarımı ile örs kemikçiğinin 79nm ve timpanik zarın çıkıntısının ise 150nm hareket ettiğini belirlemişlerdir [10].

Mitchell-Innes ve diğerleri, tamamen implante edilebilir işitme cihazlarının görünüş, genel rahatsızlık hissi ve aktivite kısıtlayıcılık problemlerine çözüm olabileceğini ancak geleneksel yöntemlere göre deri altı implantların performansının özellikle vücut ve yüzey temas gürültüsü nedeniyle daha düşük olduğunu vurgulamaktadırlar ve çözüm olarak kulak kemikçiklerinin hareketinin sese çevrilmesini önermektedirler [11]. Woo ve diğerleri, deri altına yerleştirilen mikrofonun 1.5 ile 8 kHz frekans aralığında hassaslığının önemli ölçüde azalmaya sebep olduğunu tespit etmişlerdir [12].

Huang ve diğerleri, kapasitif MEMS sensörü kullanarak timpanik zarın hareketinden faydalanmış ve bu şekilde bir implant geliştirmişlerdir [13]. Benzer bir yöntemle, Ko ve diğerleri kapasitif MEMS sensörünü kullanmış ancak farklı olarak sensörü direk timpanik zarın çıkıntısına (*umbo*) yerleştirmişlerdir [14]. Zurcher ve diğerleri, kapasitif MEMS ivme sensörünü toplam 25mg'lık bir paket haline getirip timpanik zarın çıkıntısına (*umbo*) yerleştirmişlerdir ve en az 60 dB SPL ses ile uyarıldığında sensörün bant genişliğini 6.4 kHz olarak ölçmüşlerdir [15].

Hastalar sessiz ortamda koklear implantlardan aşırı derecede şikayetçi değil iken gürültülü ortamlarda duymanın çok daha zor olduğundan bahsetmektedirler. Henry ve diğerleri gürültü azaltma algoritmalarının ve yapay zekanın koklear implantlar üzerine etkileri incelemiş ve özellikler makine öğrenmesinin koklear implantların performansını önemli ölçüde iyileştirdiğini savunmaktadır [16]. Waltzman ve diğerleri ise yapay zeka kullanarak koklear implantların daha iyi kişiselleştirilebileceğini önermektedir [17]. Benzer şekilde Crowson ve diğerlerinin yaptığı çalışmalar da göstermektedir ki yapay zeka ve makine öğrenmesi kullanarak mevcut teknoloji implantların hastaya adaptasyonu, sensörün ve elektrodların optimizasyonu daha iyi hale getirilmeye çalışılmaktadır [18].

1.2 Tezin Amacı

En yaygın işitme kaybı türü olan sensorinöral işitme kaybı, iç kulağın (koklea) veya işitme siniri (koklear sinir) boyunca ortaya çıkan anatomik veya fizyolojik sorunlardan kaynaklanan bir işitme bozukluğu türüdür. Ses dalgaları sırasıyla dış kulak, orta kulak ve iç kulağa iletilir. İç kulakta işitme sinirleri uyarılır. İç kulakta doğuştan veya sonradan anatomik ve fonksiyonel kusurlar gerçekleşebilir. Kokleadaki tüy hücreleri veya işitme siniri hasar gördüğünde, ses sinyalleri etkili bir şekilde işlenemez veya iletilemez, bu da sensorinöral işitme kaybına yol açar. Bu tip işitme kaybı majör olarak yaşa bağlı olarak gelişse de genetik faktörler, çeşitli hastalıklar, yüksek ses düzeyine maruz kalma, travma, belirli farmasötik ajanlar veya diğer çevresel etkenler bu süreçte rol oynayabilir.

Bu tür bir işitme kaybı genellikle işitme cihazları ile yönetilebilir. Koklear implant bilinen işitme cihazlarından farklıdır. Klasik işitme cihazları dış ortam seslerini yükselterek dış kulaktan içeri sesi aktaran aygıtlardır. Koklear implantlar dış ortam seslerini işleyip iç kulaktaki işitme sinirlerini uyaran cihazlardır. Bu tür invaziv yöntemler gerektiren işitme cihazları, ağır işitme kayıpları olan ve özellikle çocuk hastalara yüksek seviyede bir fayda sağlamaktadır ancak yüksek maliyet, cerrahi riskler, işitme sonrası adaptasyon zorlukları, pil ve cihaz sorunları, uzun vadeli bakım gereksinimleri, işitme kalitesinde sınırlamalar ve hastalarda sebep oldukları psikolojik problemler gibi dezavantajları mevcuttur. Hastalar, yüzme gibi sporlarda da işitme problemi yaşamaya devam etmektedir. Bahse konu dezavantajlar, önemli ölçüde dış üniteye kaynaklanmakta olup, tamamen implante edilebilir bir metot, hastalar için önemli ölçüde fayda sağlayacaktır.

Koklear implantların dış ünitelerinde yer alan mikrofonlar, bu cihazların tamamen implante edilebilirliğini kısıtlamakta ve dış kulağın filtreleyici özelliklerinin kullanılamamasına sebep olmaktadır.

Bu tez çalışmasında koklear implantlarda mevcut olan mikrofon yerine kullanılacak ve tamamen implante edilebilir bir yöntem üzerine çalışılmıştır. Amaç ise bu yöntemin potansiyelini kanıtlamak ve kulak frekans tepkisine olan yüklenme etkisini tahmin etmeye çalışmaktır. Tezin ana hedefi, düzlemsel baskı devre tasarımı indüktör ve endüktif algılayıcıların koklear implantlarda kullanılması yöntemini ilk defa uygulayarak, bu alanda önceki çalışmalardan farklı ve özgün bir yaklaşım sunmaktır.

1.3 Hipotez

Bu tez çalışması koklear implantlarda kullanılabilir yeni bir sensör hedeflemektedir. Yapılan deney sonuçları analiz edilmiş ve bu sonuçlar oluşturulan sensörün potansiyelini açığa çıkarmaktadır. Çalışmanın konusu olan mikrofon yerine geliştirilmiş olan sensör baskı devre tasarımı bir indüktör ve endüktif algılayıcı ile oluşturulmuştur. Kullanılan endüktif sensörün çıkış verisi, algılanan indüktörün uzaklığı ile değişebilmektedir ve bu şekilde vibrasyon (titreşim) algılanabilmektedir.

Baskı devre indüktörün kulak kemikçilerinden birine yerleştirilmesi durumunda, orta kulak kemikçiklerinin hareketi dolayısıyla bu kemikçikleri titreştiren ses dalgaları bir endüktif algılayıcı ile elektrik sinyallerine çevrilerek sayısallaştırılabilecektir. Yapılan çalışma, koklear implantlarda yaygın kullanılan mikrofonlara göre tamamen kulağın içine yerleştirilen bir yöntem olması dolayısıyla daha iyi alternatif bir sunmaktadır. Bu şekilde, hastalar sadece psikolojik ve fiziksel yönlerden avantaj kazanacak, dış kulağın filtre özelliklerinden de faydalanılacaktır.

ENDÜKTİF ALGILAYICILAR

Endüktif algılayıcılar, iletken bir hedefin varlığını tespit edebilen elektronik yaklaşım ve mesafe sensörleridir. Fiziksel temas gerektirmezler. Endüktif sensörlerin yaygın uygulamaları arasında metal dedektörleri, trafik lambaları, araba yıkama sistemleri ve çeşitli otomatik endüstriyel uygulamalar bulunmaktadır. Endüktif sensörlerin temas gerektirmemesi, özellikle zorlu çevresel koşullarda (örneğin, kirli ortamlar) kullanılmasını mümkün kılar. Endüktif sensörler yalnızca metalleri algılayabilir. Çelik, bakır ve alüminyum gibi farklı metal malzemelere farklı tepki verirler. Bu nedenle, farklı metalleri tanımlamak için kullanılabilirler.

Yüksek performanslı endüktif sensörler, genellikle eddy akımı sensörleri olarak adlandırılır ve herhangi bir iletken hedefin pozisyonunun ve/veya pozisyon değişikliklerinin yüksek çözünürlüklü ölçümlerini gerçekleştirebilir. Düşük maliyetli endüktif sensörler ise genellikle yakınlık anahtarları olarak kullanılır; bunlar, bir iletken hedefin sensörün algılama aralığında olup olmadığını gösteren basit bir açık/kapalı çıkışı sağlar.

Endüktif sensörlerin temas gerektirmeyen ve güvenilir doğası, fiziksel temasın pratik olmadığı veya çevresel koşulların zorlu olduğu durumlarda değerlidir. Bu sensörlerin çok yönlülüğü ve çeşitli endüstriyel ortamlarda çalışabilme yetenekleri, otomasyon ve kontrol sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılmasına katkıda bulunur.

2.1 Endüktif Algılayıcıların Çeşitleri

Endüktif sensörler, belirli uygulamalar ve çalışma prensipleri için tasarlanmış çeşitli tiplerde gelir. Bazı yaygın endüktif sensör tipleri:

Endüktif Yaklaşım Sensörleri: Fiziksel temas olmadan metal nesnelerin varlığını veya yokluğunu algılamak için yaygın olarak kullanılır. Elektromanyetik indüksiyon prensibine dayanırlar.

Endüktif Pozisyon Sensörleri: Metal nesnelerin pozisyonunu veya yer değiştirmesini belirlemede kullanılır. Hedefin sensörün menzili içindeki kesin pozisyonu hakkında bilgi sağlarlar.

Endüktif Lineer Pozisyon Sensörleri: Lineer hareket uygulamaları için özel olarak tasarlanmış olan bu sensörler, bir metal nesnenin belirli bir yol boyunca lineer pozisyonunu ölçer.

Endüktif Açısal Pozisyon Sensörleri: Lineer pozisyon sensörleriyle benzer şekilde, bu cihazlar metal bir hedefin açısal pozisyonunu veya dönüşünü ölçmek için kullanılır.

Endüktif Hız Sensörleri: Bu sensörler, bir metal nesnenin hızını veya pozisyonunun değişim hızını ölçmek için kullanılır. Endüstriyel uygulamalarda döner hızın izlenmesi önemli olduğunda kullanılırlar.

Eddy Akım (Girdap Akımı) Sensörleri: Bu, iletken bir hedefte indüklenen eddy akımlarına dayanan özel bir endüktif sensör türüdür. Pozisyon ve yer değiştirme ölçümlerinde yüksek çözünürlük sağlayabilirler.

Endüktif Sıcaklık Sensörleri: Metal bir nesnenin endüktif özelliklerindeki değişiklikleri algılayarak sıcaklık değişikliklerini ölçmek için tasarlanmıştır. Sıcaklık izleme kritik olduğunda kullanılırlar.

Endüktif Hareket Sensörleri: Metal nesnelerin hareketini algılamak için kullanılır. Malzeme akışının doğru olup olmadığını sağlamak için konveyör sistemleri gibi uygulamalarda kullanılabilirler.

Endüktif Halka Sensörleri: Bu sensörler halka şeklinde bir yapıya sahiptir ve belirli uygulamalarda dairesel bir algılama alanına ihtiyaç duyulduğunda kullanılır.

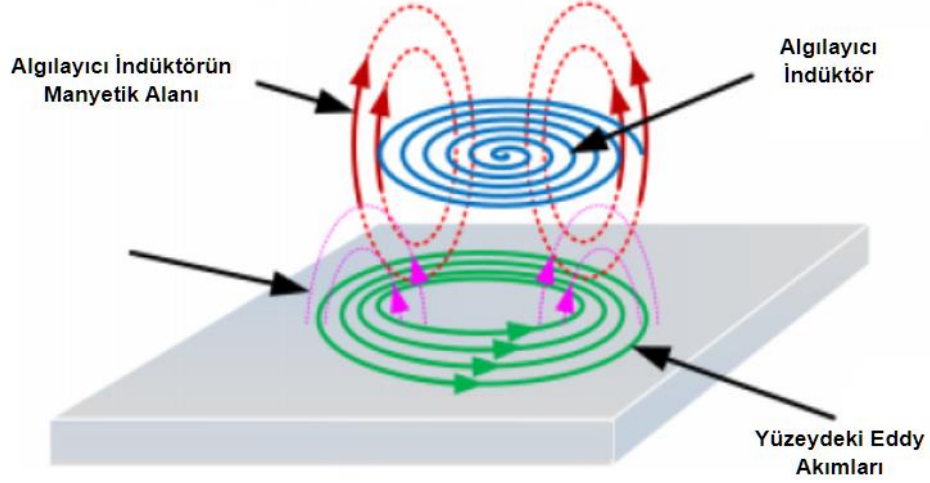
Endüktif Metal Dedektörleri: uygulamalarında metal nesnelere tespit etmek için kullanılır, örneğin havalimanı güvenlik kontrol noktalarında.

Uygulamanın spesifik gereksinimlerine, algılanacak malzemenin türüne, algılama mesafesine ve çevresel koşullara dayalı olarak uygun endüktif sensör türünü seçmek önemlidir. Bu tez çalışması yüksek hassasiyet gerektirdiği için Eddy akım sensörleri kullanılmıştır.

2.2 Eddy Akım Algılayıcılarının Çalışma Prensipleri

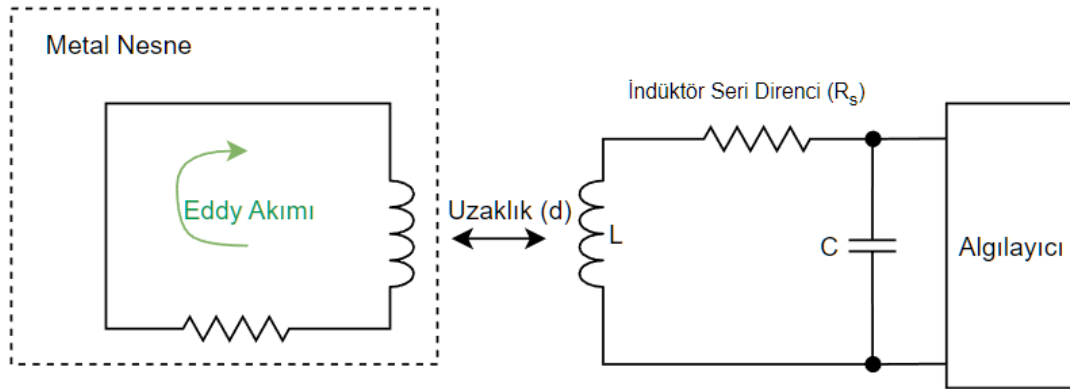
AC akımını bir indüktörden geçtiğinde, etrafında bir manyetik alan oluşturur. İletken bir malzeme, örneğin bir metal nesne, indüktörün yakınına getirildiğinde, bu manyetik alanın etkisiyle nesnenin yüzeyinde döngüsel bir akım ortaya çıkar, bu da eddy akımı olarak bilinir. Eddy akımı, iletkendeki mesafe, boyut ve bileşim gibi faktörlere bağlı olarak

değişir. Eddy akımı, kendi manyetik alanını üretir ve bu alan, sensör indüktörü tarafından üretilen orijinal alana karşı gelir. Bu karşıt alan, orijinal alanı zayıflatır ve sonuç olarak endüktans, nesne olmadığı durumdaki endüktansına göre azalır.



Şekil 2.1 Manyetik Alanın Metal Yüzeyle Etkileşimi [19]

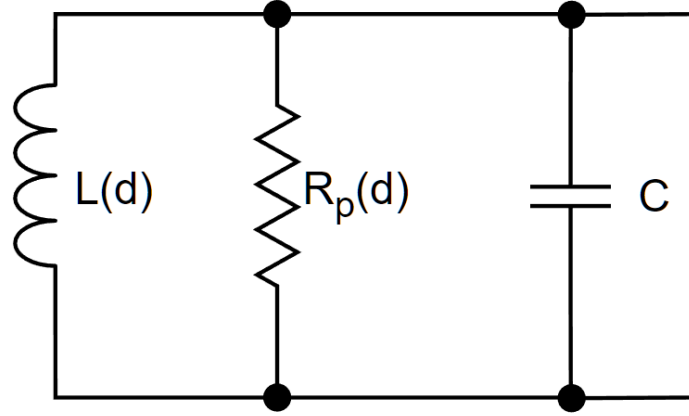
Elektromanyetik alan oluşturmak için Şekil 2.2’de verildiği gibi bir L-C tank devresi uygun olacaktır. Bu devrenin osilasyon frekansı, iletken nesnenin cinsine, kalınlığına, yapısına, indüktörün parametrelerine, kapasitörün parametrelerine ve iletken nesne ile indüktör arasındaki mesafeye bağlıdır.



Şekil 2.2 Eddy Akımı ve Algılayıcının Modeli

Algılayıcı sabit olarak görülmekte olup kolaylık sağlamak için değişkenlere dahil edilmemiştir ve ölçüm esnasında sadece uzaklığın değiştirileceği göz önüne alınmıştır. Bu durumda, hedef konumunda herhangi bir değişiklik, endüktans değerinin ($L(d)$) değişmesine neden olur, bu da rezonans frekansının değişmesine yol açar. Bu nedenle, frekans değişikliğini ölçmek, endüktans değişikliğini belirlemek için bir temel olabilir. Ayrıca, L-C devresine enjekte edilen akım izlenerek, oluşan kayıplar ölçülebilir.

Uzaklığın değişmesiyle eddy akımı da değişecek ve enjekte edilen toplam akımdaki değişim ile uzaklık takip edilebilecektir. L-C tank devresinin norton eş değeri (Şekil 2.3) kullanıldığında, osilasyon voltajı bu akım ile bölündüğünde devrenin AC empedansı (rezonant empedans) yani $R_p(d)$ bulunur. $R_p(d)$, yüzey etkisi nedeniyle metal nesnenin uzaklığına bağlı olarak değişmektedir.



Şekil 2.3 LC Tank Devresinin Norton Eşdeğeri

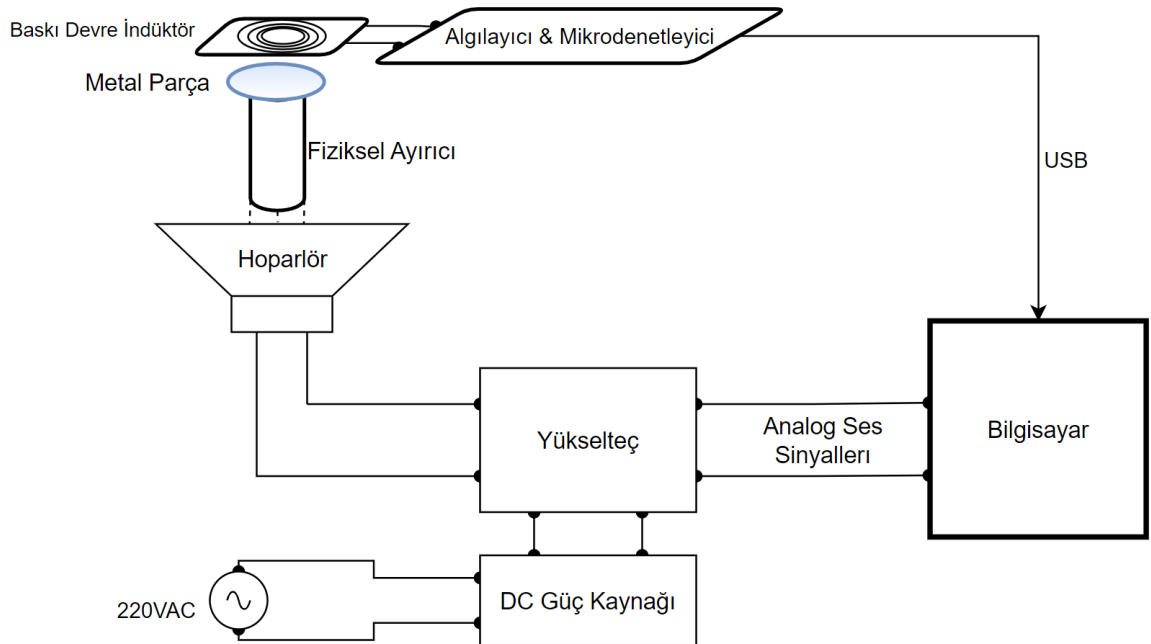
$$R_p = \frac{L}{C \times R_s} = \frac{(2\pi f_{sensör} L)^2}{R_s} \quad (2.1)$$

$$f_{sensör}(d) = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{L(d) \times C}} \quad (2.2)$$

Sensör ve hedef birbirine yaklaştıkça, metal nesnenin yüzeyindeki eddy akımlarının yoğunluğu artar ve karşı manyetik alanın gücü artar. Sonuç olarak, rezonatörün R_p 'si ve sensörün gözlemlenen endüktansı, metal nesne, sensöre yaklaştıkça azalır. Bu sensör endüktansındaki azalma, rezonans frekansında bir artış olarak ortaya çıkar. (2.1) ve (2.2) eşitliklerinden yola çıkılarak, metal nesnenin mesafesi, şekli, büyüklüğü ve malzemesi hakkında bilgi edinilebilir.

3 METODOLOJİ

Tamamen implante edilebilir bir orta kulak implantı için mümkün olan en küçük sensörler ile az güç gerektiren ve kayıpları düşük bir sistem tasarlanması uygulanabilirlik açısından çok önemlidir. Sistemin biyo uyumlu olması veya değilse biyo uyumlu malzemeler ile kaplanarak toksik olmayan bir yapıya dönüştürülmesi gerekmektedir. Tasarlanan sensörün hastaların MR (manyetik rezonans) gibi tıbbi cihazları kullanmasını engellememesi için ferromanyetik malzeme kullanılmamalıdır. Bu kısıtlamalar göz önünde bulundurularak Şekil 3.1’te verilen sistem ile hipotezi kanıtlamak üzere bir deney ortamı oluşturulmuştur. Tümlleşik devre şeklinde bir eddy akım algılayıcısı, bir baskı devre indüktör ile beraber kullanılmıştır. Bu yöntemde, orta kulağa implant edilecek parçalar baskı devre indüktör ve metal parçadır. Sistem parametrelerini değiştirerek malzemelerin boyutlarını küçültmek mümkün olduğundan implante edilebilirliği yüksek bir yöntemdir. Seçilen tümlleşik devre Eddy akım algılayıcısının ise dijital çıkış vermesi durumunda ayrı bir analogdan dijitale çevirici tümlleşik devreye ihtiyaç olmayacaktır. Sistem, hoparlör diyaframının hareketini sayısallaştırdığı takdirde bir mikrofon gibi görev görerek tamamen implante edilebilir işitme cihazlarına alternatif bir metot olacaktır.



Şekil 3.1 Deney için Tasarlanan Sistemin Diyagramı

Oluşturulan deney düzenekleri aşağıda verilen adımları içermekte ve bu adımlar farklı bileşen kombinasyonları için tekrarlanmıştır.

1. Bilgisayar üzerinde ses oluşturulması ve ardından hoparlöre uygun bir şekilde filtrelenmesi işlemi
2. Bilgisayardan gönderilen ses sinyallerinin hoparlöre uygun bir biçimde yükseltilmesi
3. Yükseltilemiş ses sinyallerinin hoparlör üzerinden ses dalgalarına dönüştürülmesi
4. Fiziksel bir ayırıcı ile hoparlörden uzaklaştırılan metal parçanın, hoparlör diyaframı ile eşzamanlı hareketi sırasında belirli aralıklarla baskı devresine olan mesafesinin bir algılayıcı tarafından ölçülmesi.
5. Algılayıcının elde ettiği verilerin USB aracılığıyla bilgisayara iletilmesi.
6. Bilgisayar üzerinde alınan verilerin filtrelenerek ses dosyasına dönüştürülmesi işlemi

3.1 Deneylerde Kullanılan Bileşenler

Algılayıcının başarımını göstermek üzere oluşturulan deneyler, çeşitli boyutlarda baskı devre indüktör, çeşitli boyut ve türlerde metal parçalar gerektirmektedir.

3.1.1 Endüktif Algılayıcı Seçimi ve Özellikleri

Deneyde kullanılacak algılayıcı için ana gereksinimler aşağıda maddeler halinde ve parametrik gereksinimler ise Tablo 3.1’de verilmiştir. Yapılan deneylerde verilen gereksinimlerin uygunluğu doğrulanacaktır.

Ana gereksinimler:

- a. Algılayıcı tümleşik devre biçiminde olmalıdır.
- b. Dijital çıkış mevcut olmalıdır.
- c. Endüktans veya LC tank devresinin paralel eş değeri (R_p) direncini ölçebilmelidir.

Tablo 3.1 Algılayıcı Seçimi için Parametrik Gereksinimler

Parametreler	Min. Değer	Tipik Değer	Maks. Değer	Açıklama
Çalışma Voltajı	1 V	3.3V	5V	Mikrodenetleyicilere lojik voltaj seviye dönüştürücüsü olmadan bağlanabilmesi için faydalı olacaktır.
Sensör Çalışma Frekansı	>1MHz	10MHz	50MHz	Frekans yükseldikçe algılayıcı da daha hızlı tepki verebilmektedir.

Çözünürlük	8bit	16bit	32bit	Deneyde sesi yeniden oluşturmak için 8bit çözünürlük yeterli görülmüştür.
Örnekleme Hızı	1kHz	20kHz	48kHz	Deneyde sesi yeniden oluşturmak için 1kHz örnekleme hızı yeterli görülmüştür.
Çalışma Sıcaklığı	0°C	36°C	60°C	İnsan vücudunda ortam sıcaklığının 36.7°C olduğu göz önüne alınırsa algılayıcının en az 60°C'de çalışabilmesi yeterli görülmüştür.

Tablo 3.2 Deneylere Uygun Algılayıcı Seçimi

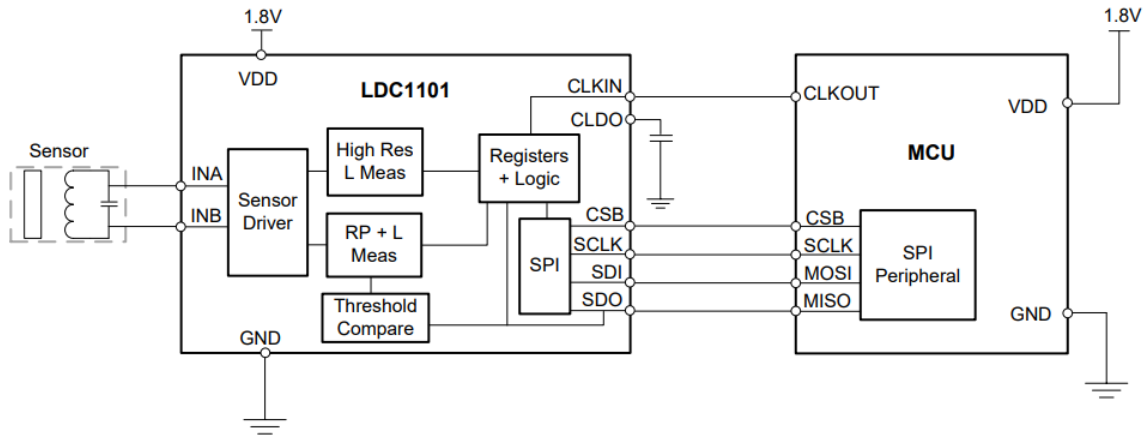
Üretici adı ve Ürün Kodu	Çalışma Voltajı	Sensör Çalışma Frekansı	Çözünürlük	Örnekleme Hızı	Çalışma Sıcaklığı
Texas Instruments LDC1101	1.8V-3.3V	500kHz-10MHz	16bit	150ksps	-40°C ...+125°C
Texas Instruments LDC1612	2.7V-3.3V	1kHz-10MHz	28bit	4.08ksps	-40°C ...+125°C
Melexis MLX90513	5V	Bilinmiyor	16bit	7ksps	-40°C ...+160°C
Microchip LX34070	5V	Bilinmiyor	Bilinmiyor	Bilinmiyor	-40°C ...+160°C
Renesas ZMID5203	5V	2.2MHz-5.6MHz	12bit	10kHz	-40°C ...+150°C

MLX90513, LX34070 ve ZMID5203, verici ve alıcı şeklinde birden fazla indüktöre ihtiyaç duymaktadır. Verici ve alıcı indüktörler aynı baskı devrede yer alsa dahi baskı devrenin yüzey alanı LDC1101 ve LDC1612 tümleşik devrelerinin gerektirdiği indüktörün yüzey alanından daha büyük olacağı kesindir. Çalışma voltajları göz önünde bulundurulduğunda, LDC1101 tamamen implante edilebilir bir sistem için daha avantajlıdır. Sensör çalışma frekansı ne kadar yüksek olursa o kadar küçük bir baskı devre ile sistem tasarlanabilir. Tüm kriterler dikkate alındığında, çalışma frekansı olarak 10MHz'e izin vermesi de dolayısıyla LDC1101'in yapılacak deneyler için uygun olduğu

tespit edilmiştir. Tablo 3.3'te LDC1101'in önemli katalog verileri ve bazı özellikleri belirtilmiştir.

Tablo 3.3 LD1101'in Katalog Verileri

Parametreler	Min. Değer	Maks. Değer
Çalışma Voltajı	1.8V	3.6V
Sensör Çalışma Frekansı	500kHz	10MHz
Çözünürlük	6.7bit	16bit
Örnekleme Hızı	244	156.25kHz
Çalışma Sıcaklığı	-40°C	125°C
Çalışma Akımı (LC tank devresi hariç)	135uA (Uyku durumu)	1.9mA (Aktif durum)
Çıkış	Dijital – 4 pin SPI (Maks. 8MHz)	
Boyut	3.00 mm × 3.00 mm (10 pin VSON)	



Şekil 3.2 Örnek LDC1101 Devresi [20]

Toplamda 32 adet akümülatörü bulunan LDC1101, bir mikrodenetleyici ile SPI protokolü üzerinden kontrol edilebilmektedir. 2 adet ölçüm modu bulunmakta; birincisi R_p ve endüktans ölçümünü beraber yapan R_p+L ve ikincisi sadece endüktans ölçümü yapan LHR'dir. Bu 2 mod aynı anda çalıştırılmamakta ve birisi seçilmelidir. R_p+L modunda, LDC1101 bağlı sensörün empedansını ve rezonans frekansını eş zamanlı olarak ölçer. Cihaz, bu görevi rezonatör tarafından soğurulan enerjiyi izlerken osilasyon genliğini kapalı bir çevrim konfigürasyonunda sabit bir seviyeye düzenleyerek gerçekleştirir.

Rezonatöre enjekte edilen güç miktarını izleyerek, LDC1101 cihazı R_p değerini belirleyebilir. Cihaz, bu değeri R_p 'ye orantılı 16 bit'e kadar bir çözünürlükte dijital değer olarak döndürür. Yüksek Çözünürlüklü L ölçüm (LHR) modunda ise LDC1101 cihazı, bir referans frekansının döngülerini sayarak LC devresinin osilasyon frekansını ölçer. Ölçülen sensör frekansı 24 bit'e kadar olup, LC devresinin endüktansını belirlemek için kullanılabilir.

LHR modu aynı zamanda sabit bir dönüşüm zaman aralığı sağlar, oysa R_p+L dönüşüm aralığı sensör frekansının bir fonksiyonudur. LHR ölçümü, R_p+L ölçümüne göre asenkron olarak çalışır. LHR modunda sıcaklık değişimi ve ortam gürültü girişimi sonuca R_p+L moduna göre daha az etkilidir. LHR modu sabit frekansta bir salınım gerektirmekte ve ölçümler bu referans salınımına göre yapılmaktadır. Bu sebeple, ortam sıcaklığı değişimini telafi edebilen referans amaçlı yani yüksek doğruluklu salınım yapan bir osilatör kullanımı gerekmektedir ancak böyle bir osilatör sistemin ihtiyaç duyduğu akımı çok artıracak ve daha çok yüzey alanı gerektirecektir. Dolayısıyla, LHR modu koklear implant uygulaması için uygun görülmemiştir. LDC1101'in örnekleme dönüşüm süresi (2.3) R_p+L modunda sensörün frekansına ve 0x04 adresli akümülatöre girilen değere (*RESPONSE TIME*) göre değişim göstermektedir [20].

$$Dönüşüm Süresi = \frac{YANIT SÜRESİ}{3 \times f_{sensör}} \quad (3.1)$$

Verilen bir sistemdeki R_p varyasyonu, genellikle LDC1101 tarafından desteklenen (0.75k Ω ile 96k Ω) aralıktan çok daha küçük olması beklenmektedir. Daha küçük R_p aralıklarına sahip sistemlerde daha iyi çözünürlük elde etmek için LDC1101 cihazı RP_SET (adres 0x01) akümülatörü ile R_p aralığı programlanmalıdır. LDC1101, R_p ölçüm aralığını ölçeklendirmek için ayarlanabilir akım sürücülerini kullanır; daha sıkı bir akım aralığı belirlenerek daha yüksek doğrulukta bir R_p ölçümü gerçekleştirilebilir [20]. Metal parça olmaksızın LC tank devresinin R_p değeri bölüm 3.1.2'de hesaplanmıştır.

Texas Instruments, LDC1101 için dönüşüm süresi ile endüktans ölçümünün çözünürlüğü arasındaki ilişkiyi doğru orantılı olarak tanımlamıştır. Dönüşüm süresini ayarlarken 0x04 adresli akümülatöre gönderilen *YANIT SÜRESİ* değeri en yüksek değer olan 6144 olduğunda R_p ölçümünde 16 bit çözünürlük elde edilebilmektedir. *YANIT SÜRESİ* değeri en düşük değer olan 192 olduğunda ise katalog verilerine göre çözünürlük 6.7 bit olmaktadır. Bu çözünürlük değeri, sadece R_p+L modundaki L yani endüktans ölçümü için

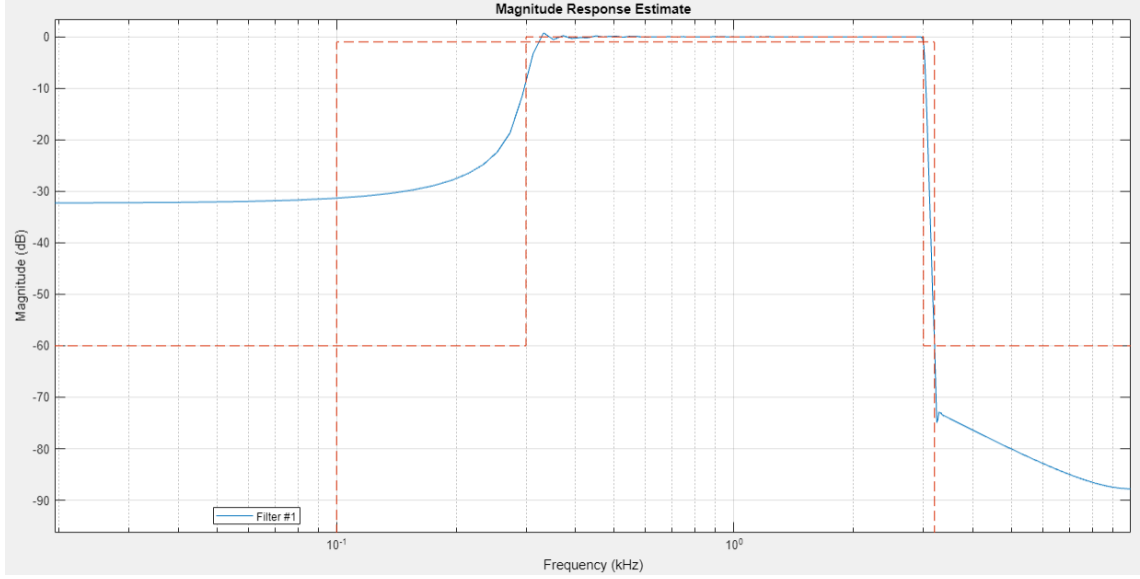
geçerlidir. *YANIT SÜRESİ* değeri 192 olarak ayarlandığında R_p ölçümündeki dönüşüm süresi LC tank devresinin yani algılayıcı indüktör devresinin salınım frekansına bağlı olacaktır ancak *YANIT SÜRESİ* değerinin düşük değere ayarlanması ölçümün gürültüsünü ve doğruluğunu azaldığı Texas Instruments tarafından belirtilmiştir [20]. Maksimum salınım frekansı 10MHz olan LDC1101, deneydeki oluşacak hata payları göz önünde bulundurularak yaklaşık 8MHz salınım frekansında çalışacak şekilde ayarlanacak ve LC tank devresi elemanları buna göre seçilecektir. Denklem (2.4) ve (2.5)'te verildiği üzere 8MHz salınım frekansında düşük gürültü için ayarladığında yaklaşık 7.81kHz örnekleme frekansı sunmaktadır.

$$\text{Ayarlanan Dönüşüm Süresi} = \frac{3072}{3 \times 8 \text{ MHz}} = 128 \text{ us} \quad (3.2)$$

$$\text{Ayarlanan Örnekleme Frekansı} \cong 7.81 \text{ kHz} \quad (3.3)$$

Teorem 3.1 (Nyquist teoremi) Bir sinyalin doğru bir şekilde örneklendirilebilmesi için gereken örnekleme frekansını belirleyen bir kuraldır. Bu kural, bir sinyalin örnekleme frekansının, sinyalin en yüksek frekansının en az iki katı olması gerektiğini belirtir.

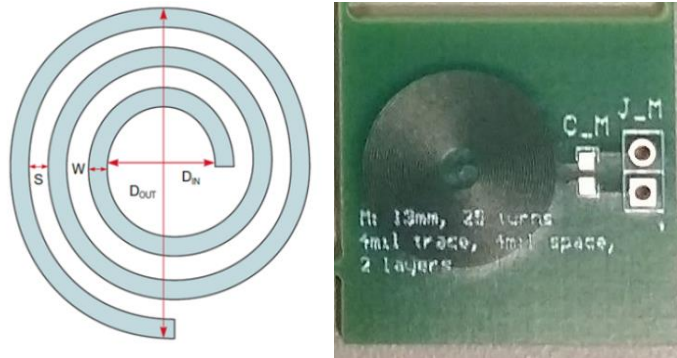
7.81 kHz örnekleme frekansı kullanıldığında, yaklaşık olarak sinyalin 3.9 kHz'ten sonraki bileşenleri doğru bir şekilde yeniden oluşturulamayacağından filtrelenecektir. Konuşmanın anlamlandırabilmesi işitilmesi gereken frekans aralığı insanlar ve insanların konuştuğu dillere göre değişim göstermektedir ancak 80Hz ile 8kHz frekans aralığında baskın olduğu söylenebilir. Bu tez çalışmasında, analog telefon hatları örnek alınmış olup 300Hz ile 3kHz frekans aralığı kullanılacaktır. Bilgisayardan hoparlöre gönderilecek olan ses sinyalinin ve algılayıcı ile ölçülen sinyalin bu frekans aralığı dışındaki bileşenleri MATLAB ile dijital olarak filtrelenecektir. Şekil 3.3'de bode diyagramı verilmiş Butterworth topolojisindeki bant geçiren filtre uygulanacaktır.



Şekil 3.3 300Hz-3kHz Frekans Aralığı için Tasarlanmış Bant Geçiren Butterworth Filtrenin Bode Diyagramı

3.1.2 Baskı Devre İndüktör ve Metal Parça Seçimi

Baskı devre indüktörlerin çeşitli şekillerde ve endüktanslarda tasarlanması mümkündür. İndüktörün şekli, oluşturulan manyetik alanın da şeklinin belirlediği için önemli bir parametredir. Daire şekli simetrik manyetik alanlar oluşturduğu için baskı devre indüktör için optimum şekil olarak kabul edilmektedir. Mesafe ölçümü uygulamaları için, bir metal parça, indüktörün düzlemine dik olarak hareket ettirildiğinde, en uygun şekil, belirli bir alana göre en iyi kalite faktörüne (Q) ve en düşük seri dirence (R_s) sahip olan bir daire baskı devre indüktör olmaktadır [21].



Şekil 3.4 Daire Baskı Devre İndüktör

(2.6)'dan (2.11)'e kadar verilen denklemler ile baskı devre indüktörün endüktansı yaklaşık olarak hesaplanabilmektedir. Tablo 2.4'te ise indüktörün geometrisine bağlı katsayılar verilmiştir [22].

Tek Katmanlı Baskı Devre İndüktör için Yaklaşık Endüktans Denklemi:

$$L = \mu_0 \frac{n^2 d_{avg} c_1}{2} \left(\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right) \quad (3.4)$$

μ_0 : Boş uzayın geçirgenliğidir ($4\pi 10^{-7}$ H/m).

n : İndüktörün sarım sayısıdır.

d_{avg} : İndüktörün sarımlarının ortalama çapıdır ($(d_{OUT} + d_{IN})/2$).

d_{OUT} : İndüktörün dış çapıdır.

d_{IN} : İndüktörün iç çapıdır.

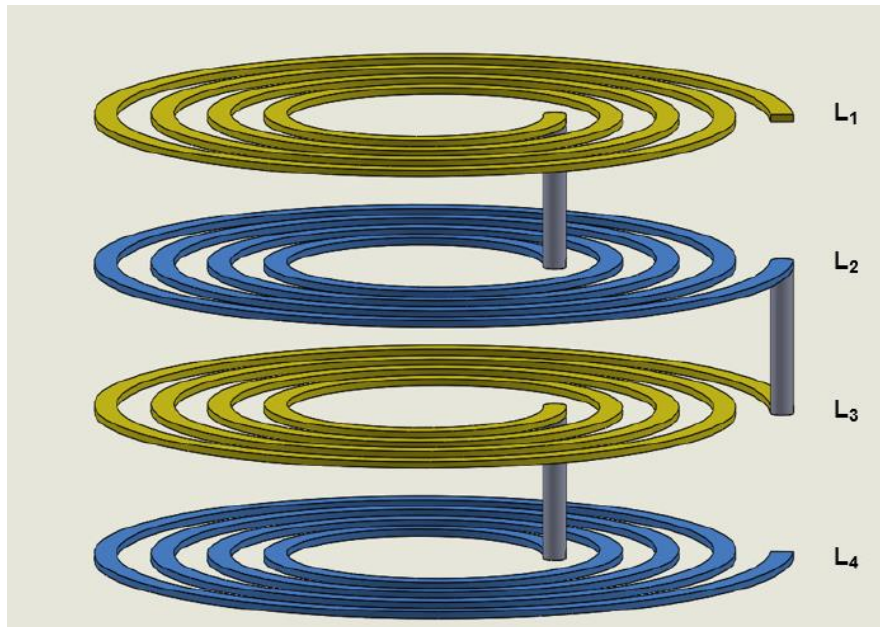
ρ : İndüktörün sıklık oranıdır (*fill ratio*) $((d_{OUT} - d_{IN})/(d_{OUT} + d_{IN}))$

c_i : İndüktörün geometrisine bağlı katsayılar

Tablo 3.4 Baskı Devre İndüktörler için Geometrik Şekil Katsayıları [22]

Geometri	c_1	c_2	c_3	c_4
Kare	1.27	2.07	0.18	0.13
Altıgen	1.09	2.23	0.00	0.17
Sekizgen	1.07	2.29	0.00	0.19
Daire	1.00	2.46	0.00	0.20

Çok Katmanlı Baskı Devre İndüktör için Endüktans Denklemi:



Şekil 3.5 Çok Katmanlı Baskı Devre İndüktör Yapısı [22]

İki Katmanlı Baskı Devre İndüktör için Yaklaşık Endüktans Denklemi:

$$L_{toplam} = L_1 + L_2 \pm 2M \quad (3.5)$$

M: Ortak Endüktans (*Mutual Inductance*)

$$M = K_c \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.6)$$

$$K_c = \frac{0.64n^2}{0.184x^3 - 0.525x^2 + 1.038x + 1.001} \times (1.67n^2 - 5.84n + 65) \quad (3.7)$$

n: Sarım sayısı (tüm katmanlar için aynı olduğu varsayılmıştır)

x: Katmanlar arasındaki mesafe (mm)

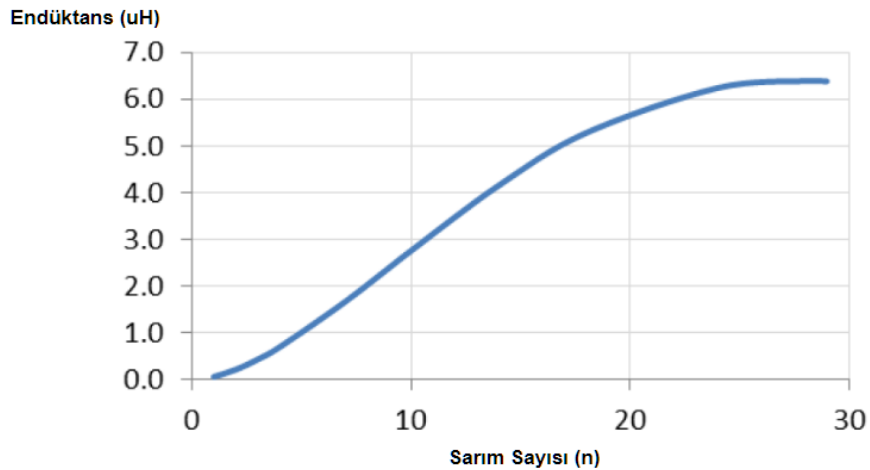
Dört Katmanlı Baskı Devre İndüktör için Yaklaşık Endüktans Denklemi:

$$L_{toplam} = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + 2(K_{c12} + K_{c13} + K_{c14} + K_{c23} + K_{c24} + K_{c34})\sqrt{L_1 L_2} \quad (3.8)$$

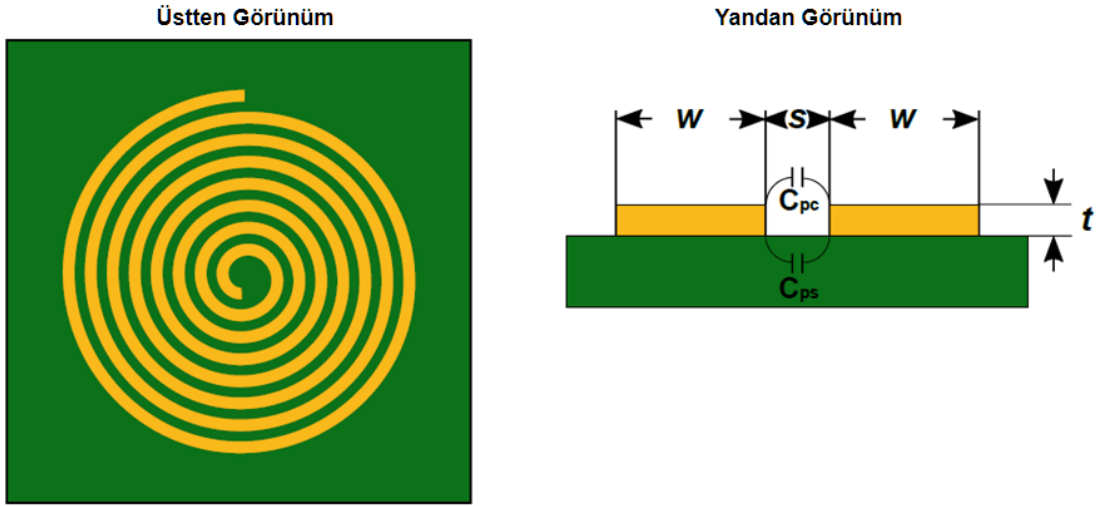
Tüm katmanlar aynı geometrik şekle sahip olduğunda endüktansları da aynı olacaktır. Buradan yola çıkılarak (2.10)'da verilen denklem (2.11)'deki gibi yeniden yazılabilir.

$$L_{toplam} = 4L_1 + 2(K_{c12} + K_{c13} + K_{c14} + K_{c23} + K_{c24} + K_{c34})L_1 \quad (3.9)$$

(2.6)'dan (2.11)'e kadar verilen denklemler ile anlaşılacağı üzere endüktans sarım sayısı (Şekil 3.6'da), ortalama indüktör çapı ve katman sayısı ile beraber artmaktadır.



Şekil 3.6 Baskı Devre İndüktör için Endüktans ve Sarım Sayısı İlişkisi [21]



Şekil 3.7 Baskı Devre İndüktörün Parazitik Kapasitansı [22]

Şekil 3.7’de verildiği üzere baskı üzerindeki bakır yollar arasındaki mesafeye ve katmanlar arasındaki mesafeye bağlı indüktörün parazitik kapasitansları oluşmaktadır. İndüktörün parazitik kapasitansı, indüktörün öz rezonans frekansından sonra baskın hale gelecek ve kapasitans olarak görev görecektir. Algılayıcının çalışma frekansı için verilen denklemde (2.2) kapasitans değeri olarak indüktörün parazitik kapasitans değeri girildiğinde indüktörün öz rezonans frekansı bulunacaktır. İndüktörün parazitik kapasitans etkisinden kaçınmak için sensörün çalışma frekansı, baskı devre indüktörün kendi rezonans frekansının %80’ininden daha az olmalıdır ve LC tank devresinde kullanılan kapasitör 10pF değerinden daha yüksek kapasitansa sahip olmalıdır. Tavsiye edilen kapasitans ise en az 50pF’tır. Ayrıca, nano Henry seviyelerinde bir indüktör kullanıldığında ise kapasitörün de parazitik endüktansının da dikkate alınması gerekmektedir. Parazitik kapasitanslar aynı zamanda kalite faktörü (Q) değerini ve R_p değerini de etkileyecektir. Baskı devre indüktörün (Q) değeri hesaplanması için gereken denklem (3.10)’da verilmiştir.

$$Q = R_p \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R_p}{2\pi f_{sensör} L} = \frac{f_{sensör}}{f_{bant\ genişliği}} \quad (3.10)$$

(2.2)’de verildiği gibi endüktans veya kapasitans arttıkça sensörün çalışma frekansı düşecektir. Sensörün çalışma frekansı yükseldikçe ise sensörün çıkışındaki maksimum değişim hızı da artmaktadır. Bunun yanı sıra, orta kulağa yerleştirilecek metal parça ve baskı devre indüktörün mümkün olan en küçük boyutta ve kütlede olması gerekmektedir ancak metal parça ve baskı devre indüktör seçiminde aşağıda maddeler halinde verilen

Texas Instruments firmasının konu ile ilgili yayınladığı çalışmalar kapsamında ortaya çıkan sınırlayıcı etkenler de dikkate alınmalıdır [19] [20] [21].

- a) Baskı devre indüktör ile metal parça arasındaki mesafe, ideal olarak baskı devre indüktörün çapının %20'sinden daha az olmalıdır ancak %100'e kadar ölçüm yapılabilmektedir.
- b) Metal parça ile baskı devre indüktörün yüzey alanların aynı veya metal parçanın yüzey alanının daha büyük olması durumunda sistem en hassas ölçümleri gerçekleştirebilmektedir.
- c) Sistemin frekansı yükseldikçe daha ince metal parça kullanımı mümkündür.
- d) R_p değeri algılayıcının izin verdiği aralıkta olmalıdır aksi takdirde ölçüm yapılabilecek olsa bile çözünürlük ve doğruluk düşecektir.
- e) Metal parçanın baskı devre indüktöre yakınlaştıkça ölçülen endüktans ve R_p değeri azalacak dolayısıyla sensörün çalışma frekansı artacaktır. Metal parça en yakın olduğu durumda, sensör mümkün olan en yüksek R_p değerinde (en düşük frekansta) çalışmalıdır.
- f) R_p değeri yüksek olduğunda kalite faktörü Q da yüksek olacak ve sensör salınımı devam ettirmek için daha az akıma ihtiyaç duyacaktır.
- g) Düşük Q değerine sahip LC tank devreleri ortam gürültüsünün girişiminden daha çok etkilenmektedir [23].
- h) Stabil bir salınım için LC tank devresinin Q değeri en az 10 ve fazla 400 olmalıdır.
- i) Salınımın zirve voltaj değeri (V_{pk}) 0.25V'tan büyük 1.25V'tan küçük olmalıdır.

Sınırlayıcı etkenler göz önüne alınarak deneyler için 3 ayrı salınım frekansı için sistem değerleri belirlenmiştir. Denklem (2.13), (2.14) ve (2.15)'te LC tank devresi için en düşük kapasitör olarak 50pF kullanılması durumunda sırasıyla 8MHz, 4MHz ve 1MHz için kabul edilebilir en yüksek endüktans değerleri hesaplanmıştır.

$$f_{sensör_1} = 8MHz, C_{min} = 50pF \rightarrow L_{maks} = \frac{1}{C \times (2\pi f)^2} \cong 7.9uH \quad (3.11)$$

$$f_{sensör_2} = 4MHz, C_{min} = 50pF \rightarrow L_{maks} = \frac{1}{C \times (2\pi f)^2} \cong 31.7uH \quad (3.12)$$

$$f_{sensör_3} = 1MHz, C_{min} = 50pF \rightarrow L_{maks} = \frac{1}{C \times (2\pi f)^2} \cong 506.6uH \quad (3.13)$$

Texas Instruments, mühendislerin LDC serisi tümleşik devreleri ile daha hızlı ürün geliştirme yapabilmesi için LDCCOILEVM ismiyle farklı boyutlarda ve endüktans değerlerinde 19 adet baskı devre indüktör tasarlamıştır. Deneyleerde kolaylık açısından bu baskı devre indüktörlerin boyut ve endüktans olarak uygun olduğu düşünölen ve dairesel şekilde olanlarından aşğıdaki tabloda verilenler dikkate alınmıştır. Texas Instruments firmasının bu indüktörler ile ilgili yayınladığı katalogda, aşğıdaki indüktörlerin öz rezonans frekansının 15MHz'ten daha yüksek bir frekansta olduğu bilgisi verilmiş ancak tam değerdan bahsedilmemiştir. Firmanın yayınladığı hesaplama aracı (*WEBENCH*) kullanıldığında elde edilen yaklaşık veriler Tablo 3.5'e eklenmiştir.

Tablo 3.5 Deneyleerde Kullanılan Baskı Devre İndüktörler

İndüktör Adı	Çap	Sarım Sayısı	Yol kalınlığı	Yol aralığı	Katman Sayısı	Öz Rezonans Frekansı
N	3mm	3	0.1mm	0.1mm	4	~370MHz
R	4mm	6	0.1mm	0.1mm	4	~135MHz
P	5mm	9	0.1mm	0.1mm	4	~75MHz
Q	6mm	9	0.1mm	0.1mm	4	~56MHz
O	8mm	11	0.1mm	0.1mm	4	~32MHz

Verilen sınırlayıcı etkenler ile kullanılan baskı devre indüktörlerin özellikleri birleştirilerek Tablo 3.6'da verilen parametrik kriterler oluşturulmuştur.

Tablo 3.6 Parametrik Kriterler

İndüktör Adı	Min. Metal Parça Çapı	Ölçüm Mesafesi ¹	En Düşük R _p	En Yüksek R _p	En Düşük Q	En Yüksek Q	Minimum Kapasitör
N	≥3mm	<3mm	0.75kΩ	96kΩ	10	400	50pF
R	≥4mm	<4mm					
P	≥5mm	<5mm					
Q	≥6mm	<6mm					
O	≥8mm	<8mm					

¹: Metal parça ile baskı devre indüktör arasındaki en fazla uzaklık.

Tablo 3.7, Tablo 3.8 ve Tablo 3.9’de seçilen baskı devre indüktörler için LC tank devresinin R_p , Q ve salınım için gereken kapasitans değerleri verilmiştir. Değerler, (2.1), (2.2) ve (2.12) denklemleri kullanılarak 8 MHz, 4 MHz ve 1 MHz için ayrı ayrı hesaplanmıştır. Endüktans ve seri direnç değerleri, Texas Instruments firmasının yaptığı ölçümler sonucu oluşturduğu katalog bilgileridir.

Tablo 3.7 8 MHz’te Salınım Yapacak LC Tank Devresi Değerleri

İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R_s)	Kapasitör ²	R_p ¹	Q ¹	Durum
N	0.245uH	0.77 Ω	1.615nF	196.96 Ω	16	Uygun Değil
R	1.065uH	2.1 Ω	371.6pF	1.36k Ω	25.5	Uygun
P	2.815uH	4.2 Ω	140.6pF	4.77k Ω	33.7	Uygun
Q	4.9uH	4.5 Ω	80.8pF	13.48k Ω	54.7	Uygun
O	9uH	6.7 Ω	44pF	30.55k Ω	67.5	Uygun Değil

¹: Yaklaşık 8 MHz’teki değeri.

²: LC tank devresinin 8 MHz’te salınım yapması için gereken kapasitans değeri

Tablo 3.7 incelendiğinde, Tablo 3.6’daki kriterlere uymayan N ve O baskı devre indüktörü vardır. R, P ve Q indüktörleri ile hesaplanan kapasitör değerlerine en yakın olan kapasitörler kullanılarak deney yapılmıştır.

Tablo 3.8 4 MHz’te Salınım Yapacak LC Tank Devresi Değerleri

İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R_s)	Kapasitör ²	R_p ¹	Q ¹	Durum
N	0.247uH	0.7 Ω	6.4nF	55 Ω	8.87	Uygun Değil
R	1.065uH	1.7 Ω	1.49nF	421 Ω	15.75	Uygun Değil
P	2.815uH	3.3 Ω	562.4pF	1.52k Ω	21.44	Uygun
Q	4.82uH	4 Ω	328.5pF	3.67k Ω	30.29	Uygun
O	8.7uH	5.6 Ω	182pF	8.54k Ω	39.05	Uygun

¹: Yaklaşık 4 MHz’teki değeri.

²: LC tank devresinin 4 MHz’te salınım yapması için gereken kapasitans değeri

Tablo 3.8 incelendiğinde, 4 MHz salınım için N ve R uygun olmadığı anlaşılmış ve P, Q ve O indüktörleri ile deneyler yapılmıştır.

Tablo 3.9 1 MHz'te Salınım Yapacak LC Tank Devresi Değerleri

İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R _s)	Kapasitör ²	R _p ¹	Q ¹	Durum
N	0.252uH	0.62Ω	100.5nF	4Ω	2.55	Uygun Değil
R	1.09uH	1.45Ω	23.2nF	32Ω	4.72	Uygun Değil
P	2.84uH	2.45Ω	8.9nF	130Ω	7.28	Uygun Değil
Q	4.82uH	3.4Ω	5.3nF	270Ω	8.91	Uygun Değil
O	8.6uH	4.6Ω	3nF	635Ω	11.75	Uygun Değil

¹: Yaklaşık 1 MHz'teki değeri.

²: LC tank devresinin 1 MHz'te salınım yapması için gereken kapasitans değeri

Tablo 3.9 incelendiğinde ise seçilen hiçbir indüktörün LDC1101 tümleşik devresiyle beraber kullanılmak üzere 1 MHz'te salınım yapmaya uygun olmadığı gözlemlenmiştir. Bu sebeple, 1 MHz frekansında herhangi bir deney yapılmamıştır.

Salınım frekansının etkisinin daha iyi gözlemlenmesi için seçilen indüktörler arasında çapı en küçüklerden olan R indüktörü için Tablo 3.10'da verilen 9.4 MHz'te salınım yapan konfigürasyon da deneysel uygulamaya eklenmiştir.

Tablo 3.10 9.4 MHz'te Salınım Yapacak LC Tank Devresi Değerleri

İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R _s)	Kapasitör ²	R _p ¹	Q ¹	Durum
R	1.06uH	2.18Ω	270pF	1.8kΩ	28.68	Uygun

¹: Yaklaşık 9.4 MHz'teki değeri.

²: LC tank devresinin 9.4 MHz'te salınım yapması için gereken kapasitans değeri

Metal parça seçiminde ise Tablo 3.6'da belirtilen en düşük çap değerleri kullanılacak olup aşağıda açıklanan deri etkisi göz önüne alınarak gereken en düşük kalınlık hesaplanmıştır.

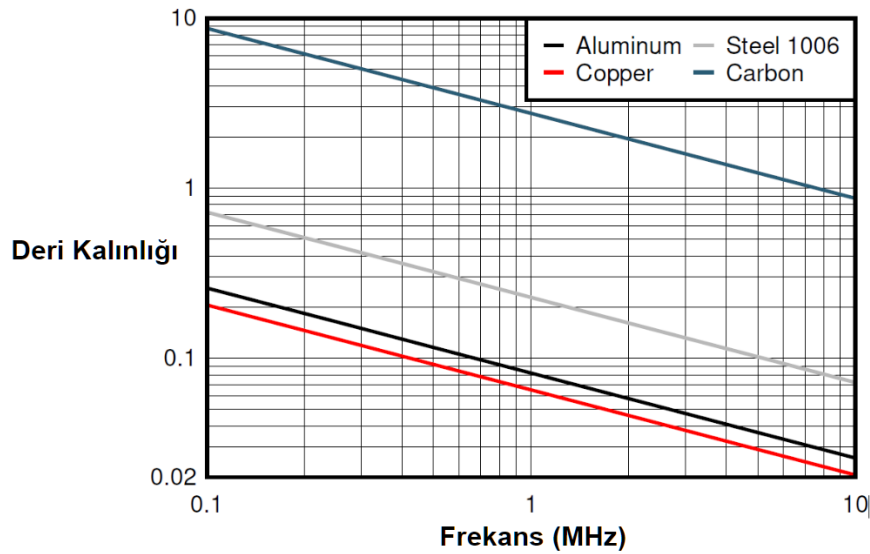
Tanım 3.1 (Deri kalınlığı) AC manyetik alanı tarafından indüklenen eddy akımları, iletkenin yüzeyine yakın bir şekilde akar ve daha derine nüfuz ettikçe azalır. Akımın genliğindeki azalma, yüzeyden uzaklıkla ilgili olarak üstel bir desen izler. Buna deri etkisi (*skin effect*) denilmektedir. Deri kalınlığı (*skin depth*) olarak adlandırılan δ , akımın yüzeydeki yoğunluğunun yaklaşık %37 kadar azaldığı mesafeyi temsil eder. Yüzeyden her bir deri kalınlığı, δ kadar derine inildiğinde, akımda %37 daha azalma olur. Deri kalınlığı (δ_s) formülü (2.16)'da verilmiştir [19].

$$\delta_s = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (3.14)$$

μ : İletkenin manyetik geçirgenliği ($\mu_0 \times$ (İletkenin geçirgenlik katsayısı))

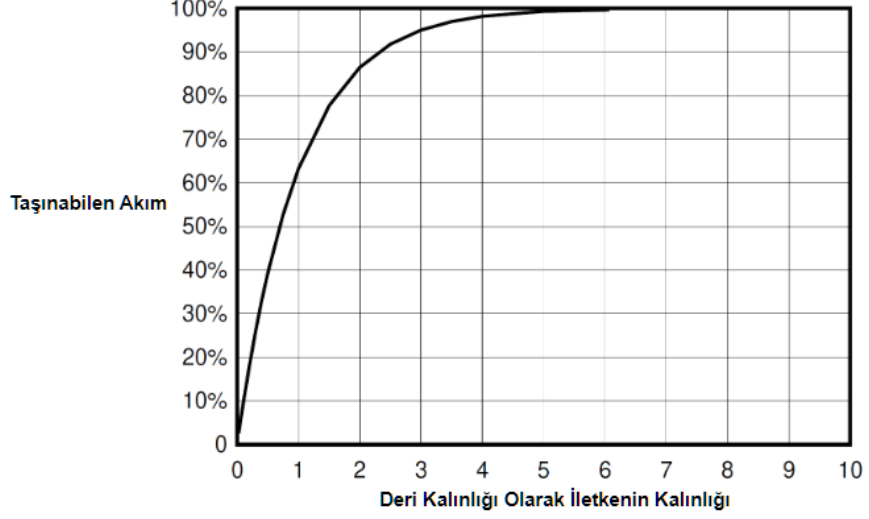
ρ : İletkenin direnci

f : Manyetik alanın frekansı



Şekil 3.8 Çeşitli iletkenler için Frekans – Deri Kalınlığı İlişkisi [19]

Şekil 3.8'de verilen grafikten çıkarılabileceği üzere alüminyum ve bakır diğer iletkenlere göre daha az deri kalınlığına ihtiyaç duymaktadır ve bu iki malzeme sistem gereksinimlerine uygun bir şekilde ferromanyetik özellik göstermemektedir. Alüminyum bakıra göre bir miktar daha fazla kalınlık gerektirse de iletkenliğinin sıcaklıkla değişimi ve birim hacimdeki kütlesi bakıra göre daha azdır [19]. Eddy akımının %95'ini (Şekil 3.9) taşıyabilmesi için 3 deri kalınlığındaki bir metal parça ile deney düzenekleri oluşturulmuştur



Şekil 3.9 Akım-Deri Kalınlığı İlişkisi [19]

Tablo 3.11 Bakır ve Alüminyumun Parametreleri [24]

Parametre	Bakır	Alüminyum
İletkenlik (1/ρ)	5.96×10^7 S/m	3.5×10^7 S/m
Manyetik geçirgenlik	1.256629×10^{-6}	1.256665×10^{-6}

$$f = 9.4 \text{ MHz} \rightarrow \delta_{S_{bakır}} \quad (3.15)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{5.96 \times 10^7 \times \pi \times 1.256629 \times 10^{-6} \times 8 \times 10^6}}$$

$$\cong 21.3 \text{ } \mu\text{m}$$

$$f = 8 \text{ MHz} \rightarrow \delta_{S_{bakır}} \quad (3.16)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{5.96 \times 10^7 \times \pi \times 1.256629 \times 10^{-6} \times 8 \times 10^6}}$$

$$\cong 23.05 \text{ } \mu\text{m}$$

$$f = 4 \text{ MHz} \rightarrow \delta_{S_{bakır}} \quad (3.17)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{5.96 \times 10^7 \times \pi \times 1.256629 \times 10^{-6} \times 4 \times 10^6}}$$

$$\cong 32.60 \text{ } \mu\text{m}$$

$$f = 9.4 \text{ MHz} \rightarrow \delta_{s\text{alüminyum}} \quad (3.18)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{3.5 \times 10^7 \times \pi \times 1.256665 \times 10^{-6} \times 8 \times 10^6}}$$

$$\cong 28.4 \text{ um}$$

$$f = 8 \text{ MHz} \rightarrow \delta_{s\text{alüminyum}} \quad (3.19)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{3.5 \times 10^7 \times \pi \times 1.256665 \times 10^{-6} \times 8 \times 10^6}}$$

$$\cong 30.08 \text{ um}$$

$$f = 4 \text{ MHz} \rightarrow \delta_{s\text{alüminyum}} \quad (3.20)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{5.96 \times 10^7 \times \pi \times 1.256629 \times 10^{-6} \times 4 \times 10^6}}$$

$$\cong 42.54 \text{ um}$$

Tablo 3.12 Bakır ve Alüminyumun Seçilen Frekanslar için Gereken Deri Kalınlıkları

Materyal	Deri Kalınlığı (δ_s)			3 Deri Kalınlığı ($3 \times \delta_s$)		
	4 MHz için	8 MHz için	9.4 MHz için	4 MHz için	8 MHz için	9.4 MHz için
Bakır	~33um	~23um	~21um	~99um	~69um	~63um
Alüminyum	~43um	~30um	~29um	~129um	~90um	~85um

Tablo 3.11, (3.15), (3.16), (3.17), (3.18), (3.19) ve (3.20) kullanılarak elde edilmiş olan deri kalınlıkları Tablo 3.12’de verilmiştir. Söz konusu frekanslar için parçalar arasında önemli bir kalınlık farkı tespit edilmemiştir. Buradan yola çıkılarak, 9.4 MHz, 8 MHz ve aynı zamanda 4 MHz için deneysel uygulamalarda sadece 100um kalınlığında 8mm çapında bir bakır parça kullanılmıştır. Metal parça ile sensör arasındaki mesafe, her uygulamada 1.5mm olacak şekilde ayarlanmıştır.

3.1.3 Hoparlör ve Yükselteç

Hoparlörler çapları küçüldükçe yüksek frekansları daha yüksek doğrulukla oluşturabilmekte ve diyaframları daha çok hareket edebilmektedir. Bu sebeple, 45mm çapında yüksek frekanslar için özel üretilmiş bir hoparlör edinilmiş ve deney düzeneğine dahil edilmiştir.

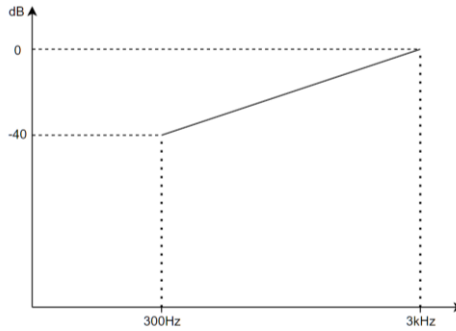
Bir hoparlörün maksimum diyafram hareketi frekansın karesi ile ters orantılıdır; yani frekans her 2 katına çıktığında aynı seviyedeki uyarıma (voltaja) karşılık diyafram bir

önceki frekanstaki hareketin 0.25'i kadar hareket etmektedir. Maksimum diyafram hareketinin değişmemesi için frekans 10 katına çıktığında uyarım seviyesinin veya hoparlörün hassaslığının 100 katına çıkması gerekmektedir. Diyafram hareketini 300Hz ile 3kHz arasında eşitlemek için Şekil 3.10'te gösterildiği gibi eğimi 40dB/dekat olan bir filtre özelliği gösterecek şekilde hoparlörün frekans tepkisi ayarlanmalı ve gerekirse bilgisayardan gönderilen ses sinyali bu amaçla filtrelenmelidir.

Yükselteç için ise 50W çıkışlı bir *Class D* yükselteç kullanılmıştır. Hoparlörün manyetik alanının ve metal parçalarının sensörü mümkün olduğunca etkilememesi için 3D yazıcı kullanarak bir fiziksel ayırıcı parça üretilmiştir. Fiziksel ayırıcı PLA malzemesi ile Şekil 3.11'te gösterildiği gibi 25mm uzunluğunda, 10mm dış çapı ve 9.2mm iç çapı olan boş bir silindir olarak tasarlanmıştır. Hoparlör, fiziksel ayırıcı ve metal parça birbirlerine yapıştırıcı kullanarak Şekil 3.1'de gösterildiği üzere bir araya getirilmiştir. Bileşenlerin yaklaşık kütleleri Tablo 3.13'te verilmiştir. Bileşenlerin hoparlör üzerine yapacağı yükleme etkisi bileşenlerin toplam kütlelerinin küçük olması nedeniyle hesaba katılmamıştır.

Tablo 3.13 Bileşenlerin Kütleleri

Hoparlör	Fiziksel Ayırıcı	Metal Parça – Bakır	Kullanılan Yapıştırıcı
135.7	0.23g	0.24g	0.44g



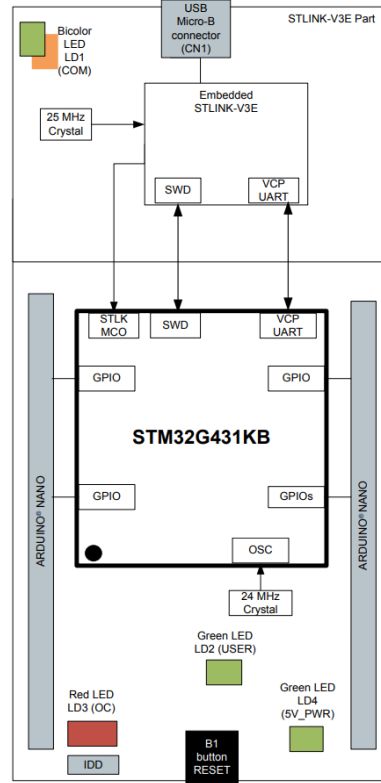
Şekil 3.10 Hoparlörün Diyaframının Hareketinin Eşitlenmesi için Gereken Filtre



Şekil 3.11 Tasarlanan Fiziksel Ayırıcı

3.1.4 Mikrodenetleyici

Mikrodenetleyici LDC1101 sensöründen SPI protokolüyle gelen verileri bilgisayara USB ile gönderilmesi için kullanılmıştır. Bu amaçla hızlı prototipleme için STM32G431KB mikrodenetleyicisini ve USB kontrolcüsü gibi çalışan STLINK-V3E (STM32F723) barındıran NUCLEO-G431KB geliştirme kartı kullanılmıştır. Şekil 3.12’de geliştirme kartının mimarisi verilmiştir. STM32G431KB mikrodenetleyicisi 128MHz saat hızında çalıştırılmakta olup 8MHz saat hızında SPI protokolüyle giden verileri oluşturmakta ve gelen verileri işlemektedir. İşlenen veriler, yine 8MHz saat hızında çalıştırılan UART protokolü ile STLINK-V3E’ye gönderilmektedir. STLINK-V3E ise verileri paketleyip USB üzerinden bilgisayara göndermektedir. Kullanılan USB protokolü ise *Virtual COM PORT (VCP)* olarak işlev görmekte ve 16 Mbps data iletim hızına kadar çalışabilmektedir.



Şekil 3.12 NUCLEO-G431KB Geliştirme Kartı [25]

3.2 Deney Sistemi Tasarımı

4 adet düzlemsel daire baskı devre indüktör ile farklı salınım frekanslarında 7 deneysel uygulama gerçekleştirilmiştir. Kullanılan baskı devre indüktörler ve kapasitörler ile

LDC1101 için gereken R_p değerleri Tablo 3.14’te verilmiştir. Tabloda, deneyler salınım frekanslarına göre isimlendirilmiştir.

Tablo 3.14 Gerçekleştirilen Deneyler ve Kullanılan Komponentler

Deney Seti Adı	İndüktör Adı	Endüktans	Kullanılan Kapasitör	Hesaplanan Yeni Salınım Frekansı ¹	Hesaplanan Yeni R_p ¹
D9.4	R	1.06uH	220pF + 47pF	9.46MHz	1.82k Ω
D8.1	R	1.065uH	330pF + 47pF	7.94MHz	1.3k Ω
D8.2	P	2.815uH	120pF + 15pF	8.2MHz	5k Ω
D8.3	Q	4.9uH	47pF + 47pF	7.416MHz	15.7k Ω
D4.1	P	2.815uH	220pF + 330pF	4MHz	1.5k Ω
D4.2	Q	4.82uH	330pF	4MHz	3.6k Ω
D4.3	O	8.7uH	180pF	4MHz	8.5k Ω

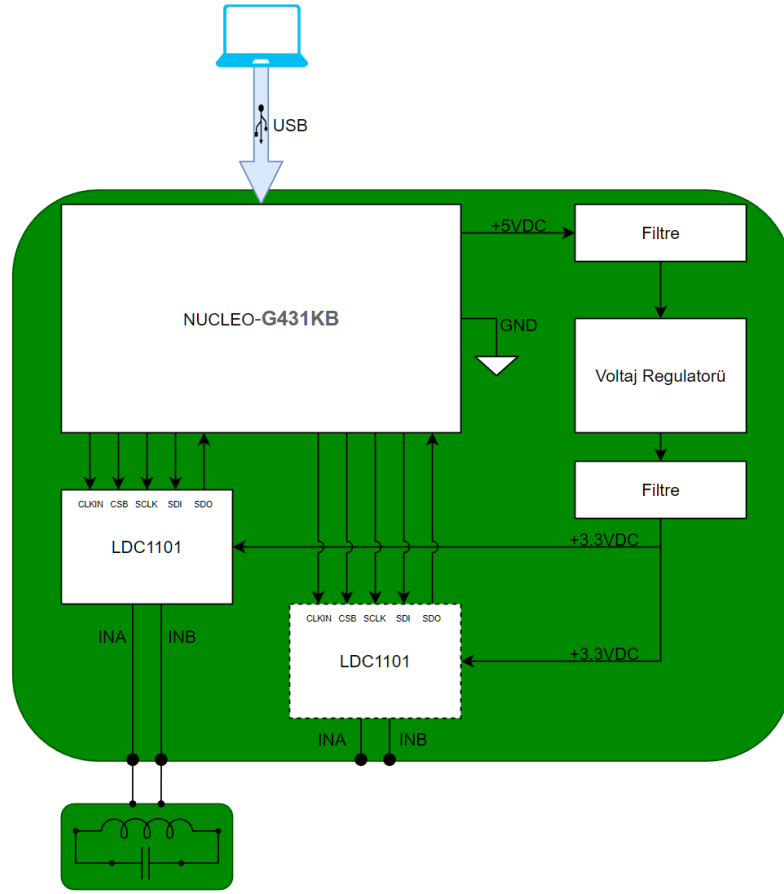
¹: Kullanılan kapasitör değerine göre hesaplanan yeni değer

3.2.1 Baskı Devre Tasarımı

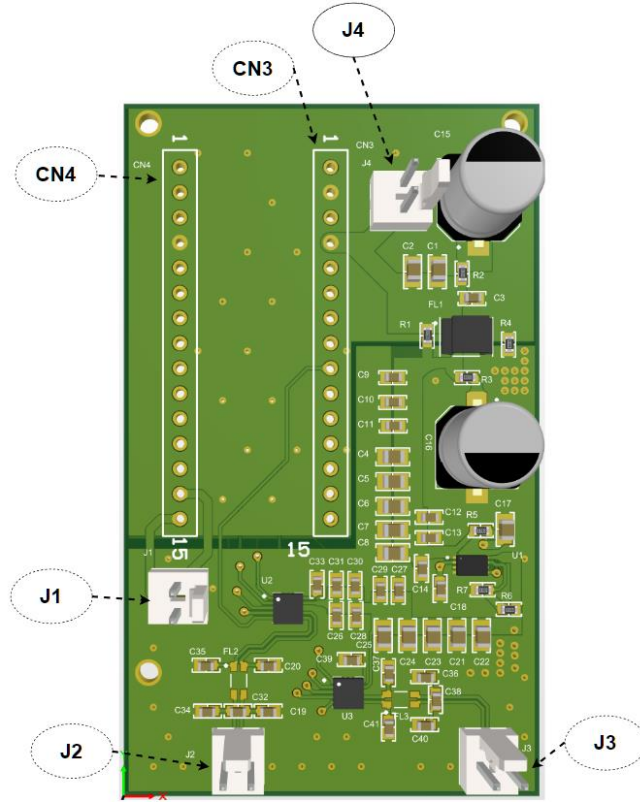
Mikrodenetleyiciyi ve LDC1101’i birbirine bağlayan bir baskı devre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Baskı devre, LDC1101’e güç verecek olan ve USB üzerinden gelen +5V’yi +3.3V’ye indiren bir lineer voltaj regülatörü de (ST1L08PUR) barındırmaktadır. NUCLEO-G431KB geliştirme kartının üzerinde barındırdığı USB girişi kullanılmıştır. USB ile gelen besleme hattı özellikle kablonun empedansı nedeniyle elektriksel gürültüye açıktır. Seçilen voltaj regülatörü tasarlanan analog filtreler ile beraber elektriksel gürültüyü azaltmaktadır. Analog filtrelerden oluşmakta olup kablonun DC direncinin 1 ohm olması durumunda yaklaşık 150Hz’te başlayan bir alçak geçiren filtre oluşturmaktadır. Bu frekans, hoparlöre gönderilen ve elden edilen sinyaldeki yüksek geçiren filtre kesim noktası 300Hz’in altında kaldığı yeterli görülmüştür.

Şekil 3.13’te verilen sistem tasarımı diyagramından anlaşılacağı üzere, baskı devre 2 adet LDC1101 tümleşik devresini barındıracak şekilde tasarlanmıştır. Deneysel uygulamada ise birbirleriyle etkileşim göstermemesi adına sadece birisi lehimlenmiş, diğeri için ayrılan boş bırakılmıştır. Şekil 3.14’te ise tasarlanan 4 katlı baskı devre verilmiştir. 2 adet 15 pin konektör (CN3, CN4) alanı NUCLEO-G431KB için ayrılmıştır. Geliştirme kartının devre üzerinde hiçbir değişiklik yapılmadan yerleştirilmesi deney esnasında hasar görebilme ihtimali mevcut olan sistemin maliyetini düşürmektedir. J1 konektörü pinleri kısa devre edildiğinde ise mikrodenetleyici diyagnostik görevi gören LDC1101’in kimlik numarası gibi verileri bilgisayara yine USB üzerinden ancak çok daha yavaş bir hızda göndermektedir. J2 ve J3 konektörü pinleri

ise baskı devre indüktör ve/veya kapasitörlerinin bağlanma noktasıdır. Ayrıca hemen bu konektörlerin arkasında kapasitörler için ayrıca yer ayrılmıştır.



Şekil 3.13 Sistem Tasarımı



Şekil 3.14 Tasarlanan Baskı Devre

4 DENEYSEL UYGULAMALAR

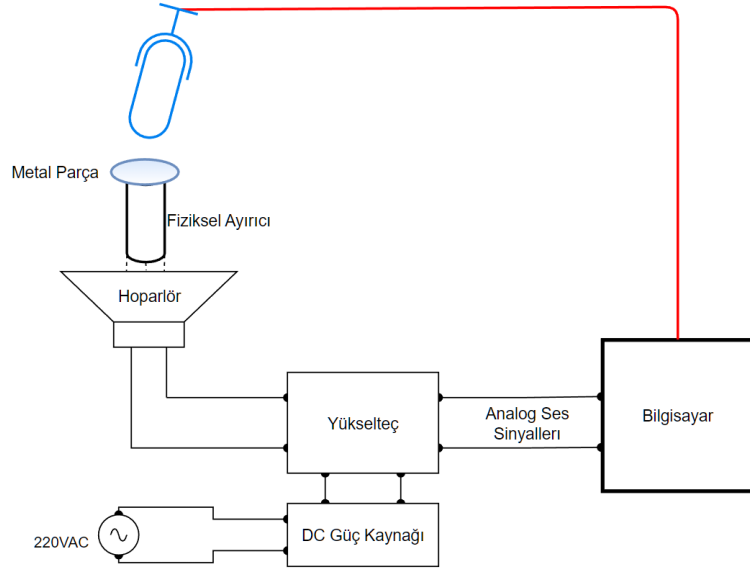
LDC1101'in Tablo 3.14'te verilen deneylere ve genel deney sistemine uygun çalışabilmesi için mikrodenetleyici tarafından bazı akümülatörlere gerekli verilerin gönderilmesi gerekmektedir. Bunun yanı sıra, ölçüm çözünürlüğünün mümkün olduğunca düşmemesi ve ölçümün doyuma ulaşmaması için RP_MAX ve RP_MIN değerlerinin uygun seçilmesi gerekmektedir. HIGH_Q_SENSOR, RP_MAX ve RP_MIN akümülatörleri deney setlerine göre değişim göstermektedir. Tablo 4.1'te verilenler haricinde, diğer akümülatörlerdeki verilerin değişimine gerek görülmemiştir.

Tablo 4.1 LDC1101 Akümülatörlerine Yazılan Veriler

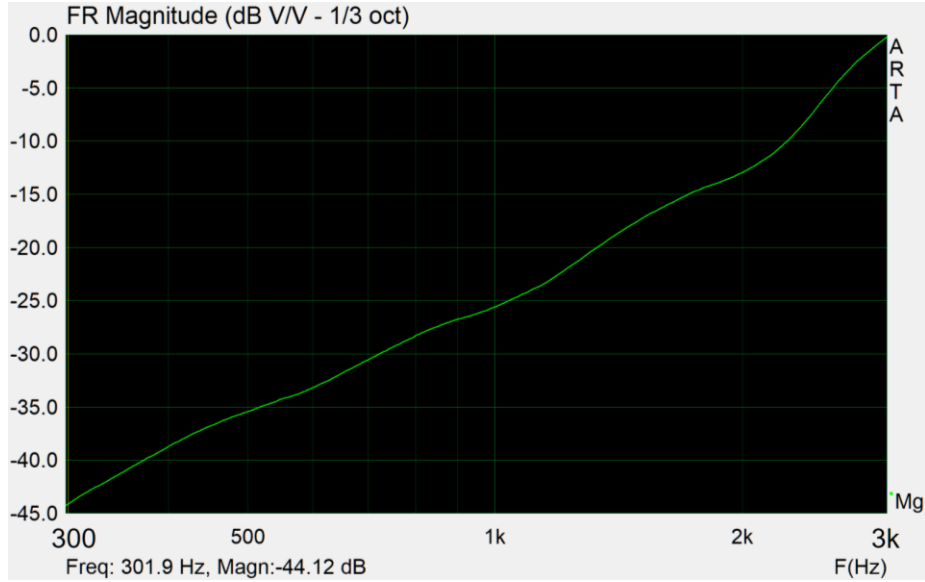
Bit ve Akümülatör Adı		Yazılan Veri	Açıklama
HIGH_Q_SENSOR (RP_SET)	D8.3	b1	D8.3 haricindeki deney setlerinde Q değeri 50'den daha küçüktür. Sadece D8.3'te yazılan veri b1'dir.
	Diğer	b0	
RP_MAX (RP_SET)	D9.1	b101	RP_MAX = 3 kΩ
	D8.1	b101	RP_MAX = 3 kΩ
	D8.2	b100	RP_MAX = 6 kΩ

	D8.3	b010	RPMAX = 24 k Ω
	D4.1	b101	RPMAX = 3 k Ω
	D4.2	b100	RPMAX = 6 k Ω
	D4.3	b011	RPMAX = 12 k Ω
RP_MIN (RP_SET)	D9.1	b110	RPMIN = 1.5 k Ω
	D8.1	b111	RPMIN = 0.75 k Ω
	D8.2	b101	RPMIN = 3 k Ω
	D8.3	b011	RPMIN = 12 k Ω
	D4.1	b111	RPMIN = 0.75 k Ω
	D4.2	b101	RPMIN = 3 k Ω
	D4.3	b100	RPMIN = 6 k Ω
RESP_TIME (DIG_CONFIG)		b110	Denklem (3.1), (3.2) ve (3.3) ile belirtilmiştir. Cevap Süresi katsayısı (Response Time) = 3072
FUNC_MODE (START_CONFIG)		b00	Aktif çevirim durumu
DOK_REPORT (D_CONF)		b1	Ölçümde gürültüye sebep olması nedeniyle sensörün genlik kontrolü iptal edilmiştir.

Deney sisteminin oluşturulması için gereken bir diğer aşama hoparlörün frekans cevabı grafiğinin çıkarılması ve Şekil 3.10’da verilen frekans cevabı grafiğine uydurulması işlemidir. Bu amaçla, Şekil 4.1’te verilen düzenek oluşturulmuş ve 300Hz ile 3kHz arasındaki frekanslarda hoparlörün frekans cevabı bir referans mikrofon ile (Behringer ECM8000) tarama yaparak çıkarılmıştır. Ölçümün hata payını azaltmak amacıyla, fiziksel ayırıcı ve metal parça hoparlörden ayrılmadan, mikrofon baskı devre indüktörün bulunduğu mesafeye yerleştirilmiştir. Şekil 4.2’te ARTA (*Audio Real Time Analysis*) yazılımıyla yapılan ölçümün sonucu verilmiş ve hoparlörün frekans cevabının eğimi 300Hz ile 3kHz arasında 44dB/dekat olduğundan yapılacak deneysel uygulama için uyumlu bulunmuştur.



Şekil 4.1 Hoparlörün Frekans Cevabının Ölçümü



Şekil 4.2 Hoparlörün Frekans Cevabı

4.1 Uygulama – D9.4

Uygulama, Tablo 4.2’de verilen deney seti parametrelerine göre oluşturulmuş ancak LC tank devresinden sürekli bir salınım elde edilememiştir. LDC1101 tümleşik devresi katalog bilgilerinin aksine yeterince salınım için gerekli akımı sağlayamadığı için ölçüm yapılamamıştır. Bu sebeple, sonuçlara dahil edilmemiştir.

Tablo 4.2 Uygulama – D9.4 için Deney Seti Parametreleri

İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R _s)	Kullanılan Kapasitör	Hesaplanan Frekans	Ölçülen Frekans	Hesaplanan Yeni

						R_p^1
R	1.06uH	2.18Ω	267pF	9.460MHz	9.374MHz	1.82kΩ

¹: Yaklaşık 9.4 MHz'teki değeri.

Ortam sıcaklığının 20.0°C olduğu durumda, çalışma anında (başlangıçtan 5 dakika sonra) düzlemsel baskı devrenin yüzeyindeki sıcaklık 20.8°C olarak ölçülmüştür.

4.2 Uygulama – D8.1

Uygulama, Tablo 4.3'de verilen deney seti parametrelerine göre oluşturulmuş ancak LC tank devresinden sürekli bir salınım elde edilememiştir. LDC1101 tümleşik devresi katalog bilgilerinin aksine yeterince salınım için gerekli akımı sağlayamadığı için ölçüm yapılamamıştır. Bu sebeple, sonuçlara dahil edilmemiştir.

Tablo 4.3 Uygulama – D8.1 için Deney Seti Parametreleri

İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R _s)	Kullanılan Kapasitör	Hesaplanan Frekans	Ölçülen Frekans	Hesaplanan Yeni R _p ²
R	1.06uH	2.18Ω	377pF	7.94 MHz	7.84MHz	1.3kΩ

¹: Yaklaşık 8.3 MHz'teki değeri.

²: Yaklaşık 7.416 MHz'teki değeri.

Ortam sıcaklığının 19.9°C olduğu durumda, çalışma anında (başlangıçtan 5 dakika sonra) düzlemsel baskı devrenin yüzeyindeki sıcaklık 20.8°C olarak ölçülmüştür.

4.3 Uygulama – D8.2

Uygulama, Tablo 4.4'de verilen deney seti parametrelerine göre oluşturulmuştur. Elde edilen zaman domeni analizi, spektrum analizi ve toplam harmonik bozulma grafikleri 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5kHz frekanslarındaki sinüzoidal test sinyalleri için ayrı ayrı oluşturulmuş ve Şekil 4.3 ile Şekil 4.17 arasında verilen şekillerde gösterilmiştir. Şekil 4.18'de ise algılanan sinyalin ve orijinal sinyalin spektrum analizi karşılaştırılmıştır.

Tablo 4.4 Uygulama – D8.2 için Deney Seti Parametreleri

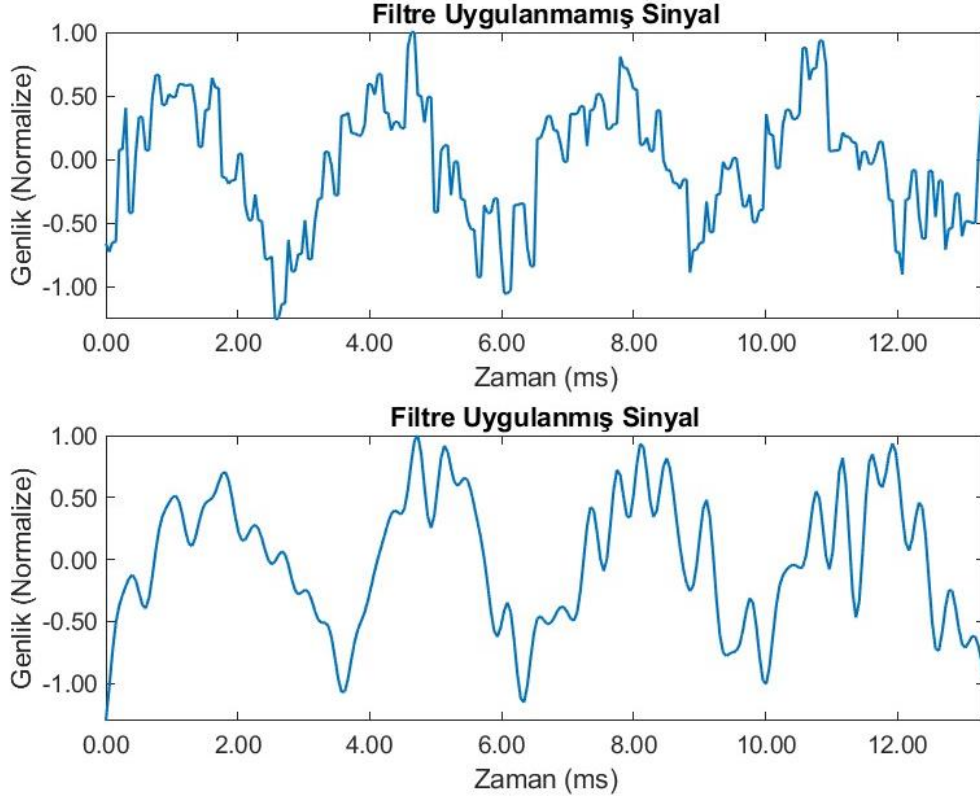
İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R _s)	Kullanılan Kapasitör	Hesaplanan Frekans	Ölçülen Frekans	Hesaplanan Yeni R _p ²
--------------	----------------------------	--	----------------------	--------------------	-----------------	---

P	2.815uH	4.2Ω	135pF	7.94 MHz	6.05MHz	5kΩ
---	---------	------	-------	----------	---------	-----

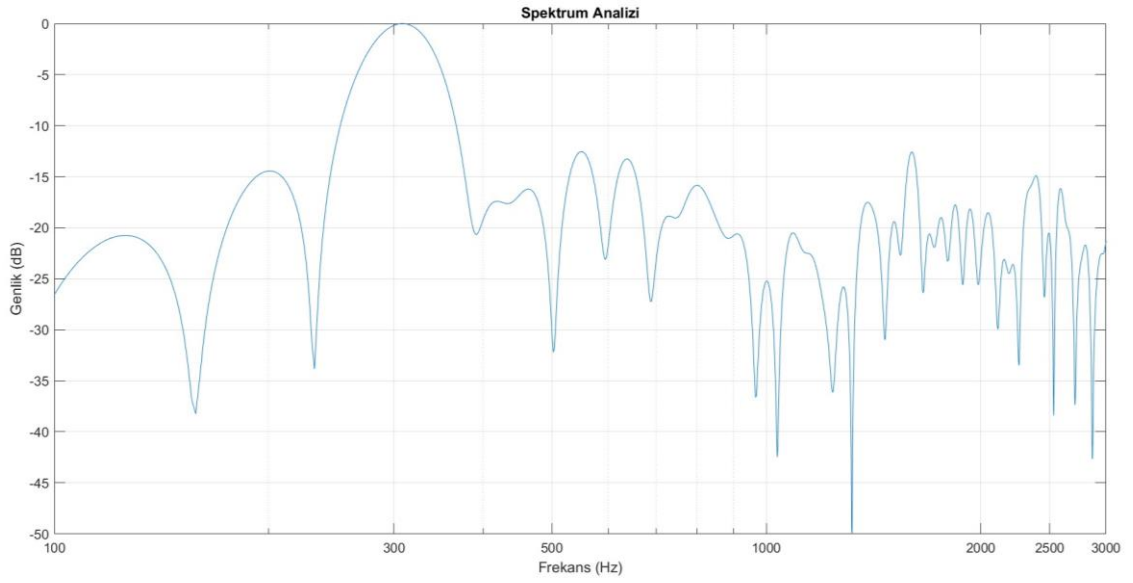
¹: Yaklaşık 8.3 MHz'teki değeri.

²: Yaklaşık 7.416 MHz'teki değeri.

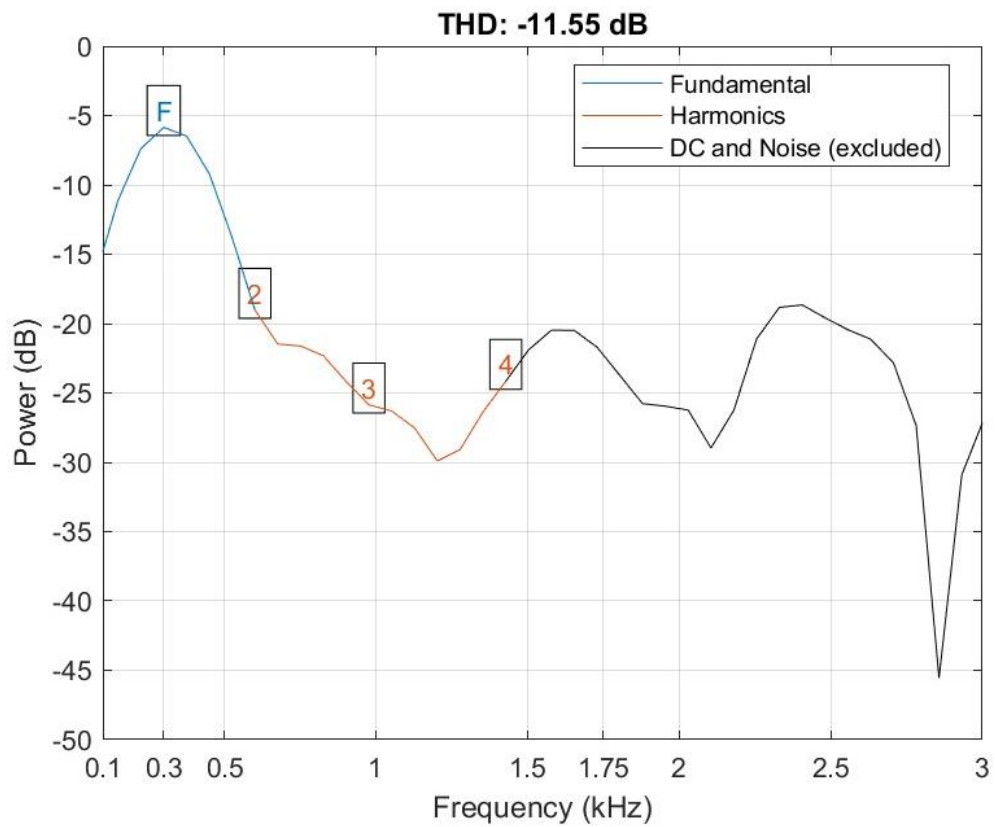
Ortam sıcaklığının 20.1°C olduğu durumda, çalışma anında (başlangıçtan 5 dakika sonra) düzlemsel baskı devrenin yüzeyindeki sıcaklık 20.6°C olarak ölçülmüştür.



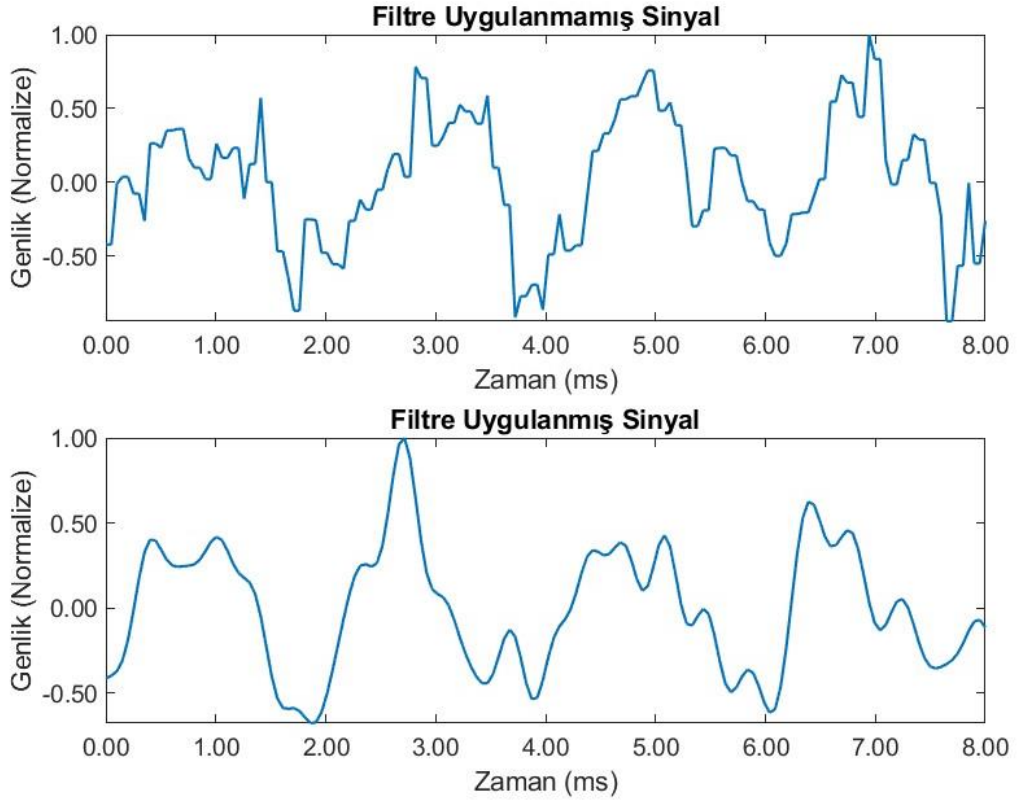
Şekil 4.3 D8.2 — 6.05MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 300Hz Sinüzoidal Sinyal



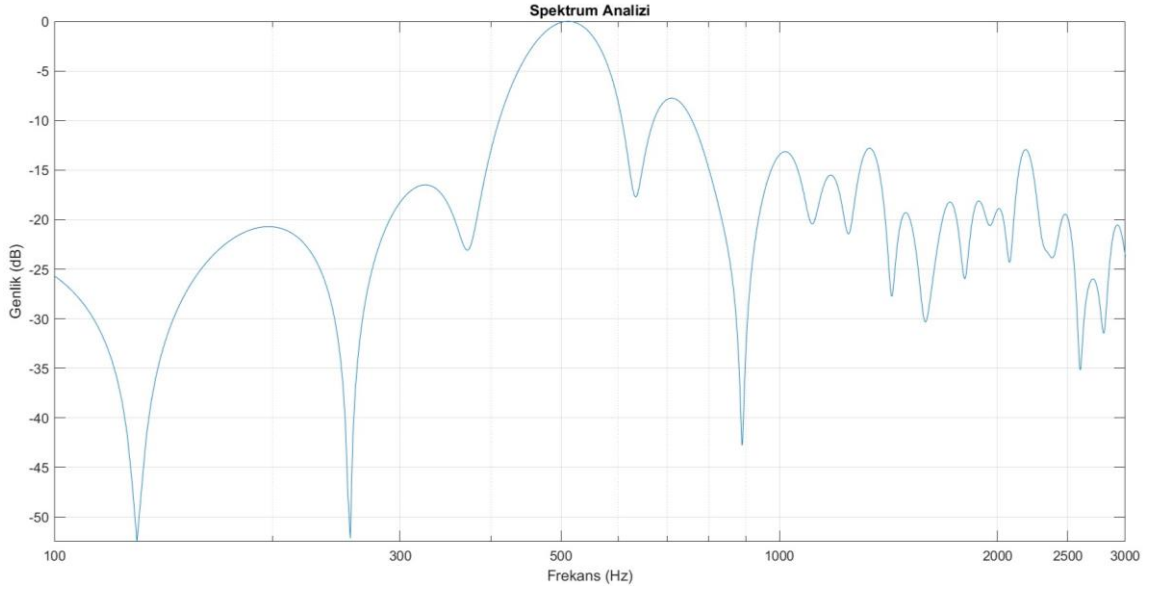
Şekil 4.4 D8.2 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (300Hz)



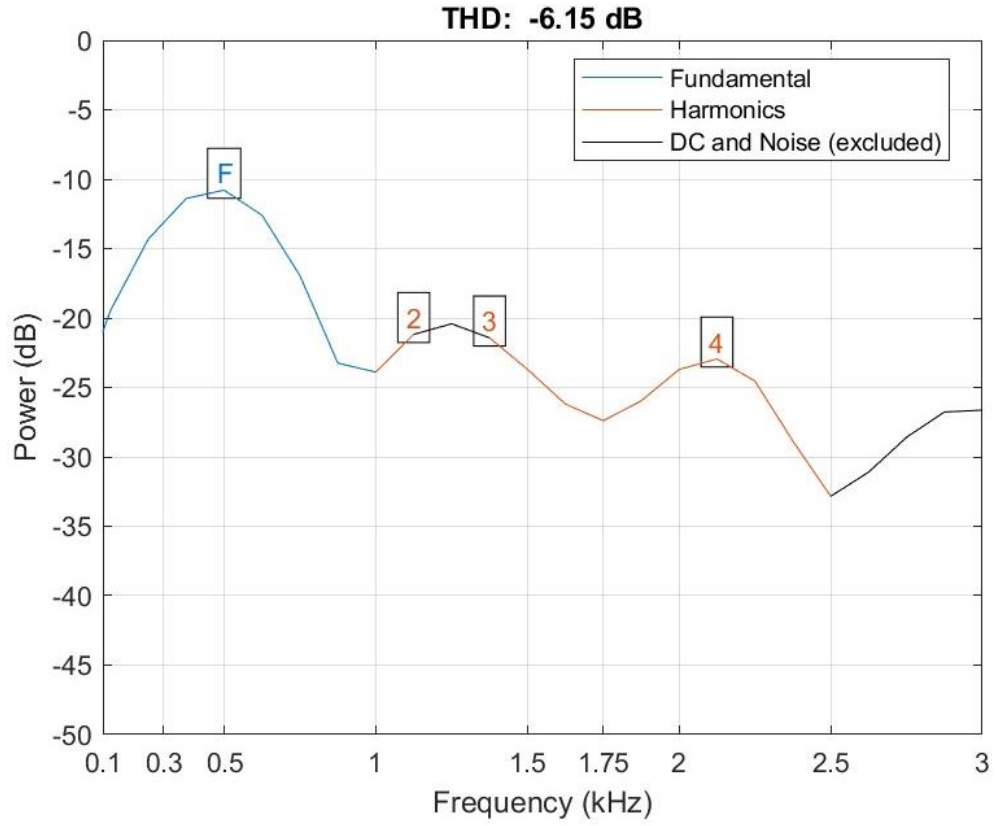
Şekil 4.5 D8.2 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (300 Hz)



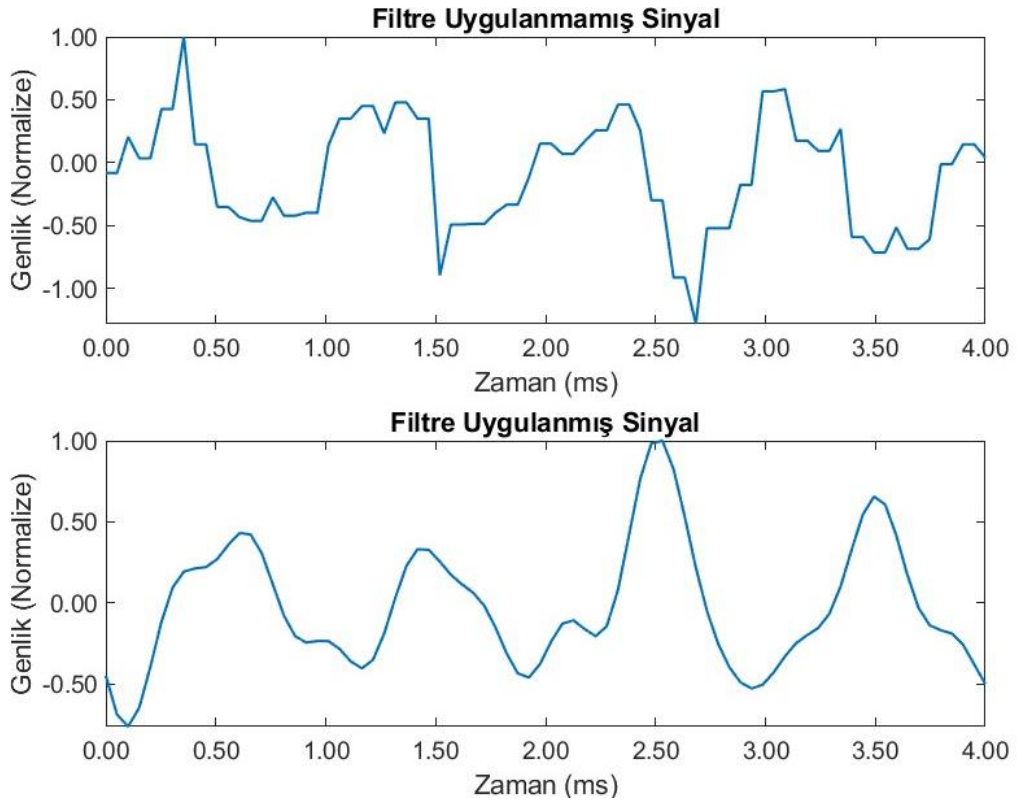
Şekil 4.6 D8.2 — 6.05MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 500Hz Sinüzoidal Sinyal



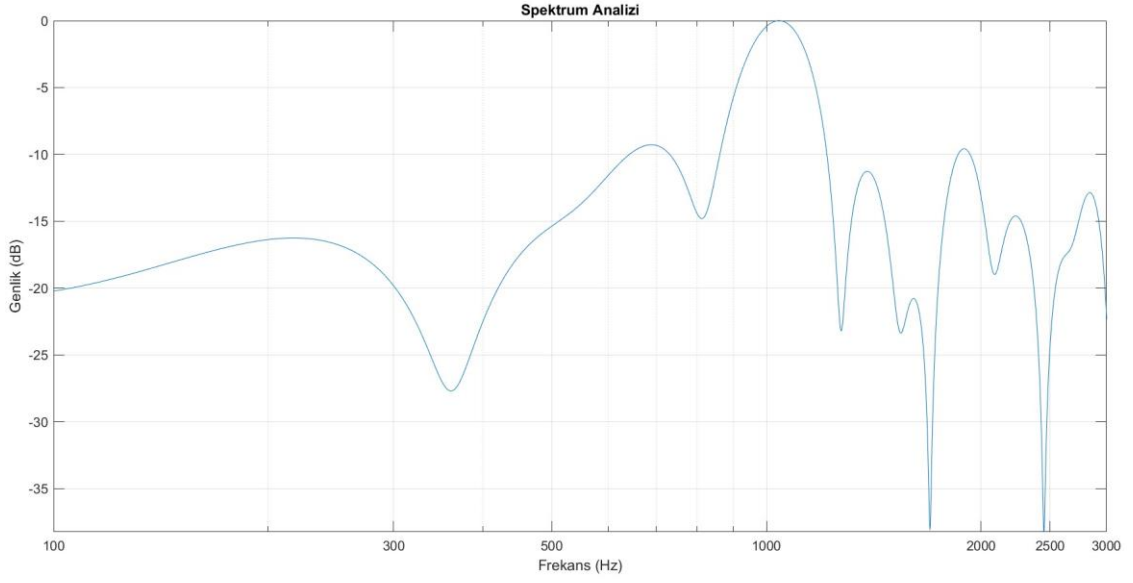
Şekil 4.7 D8.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (500Hz)



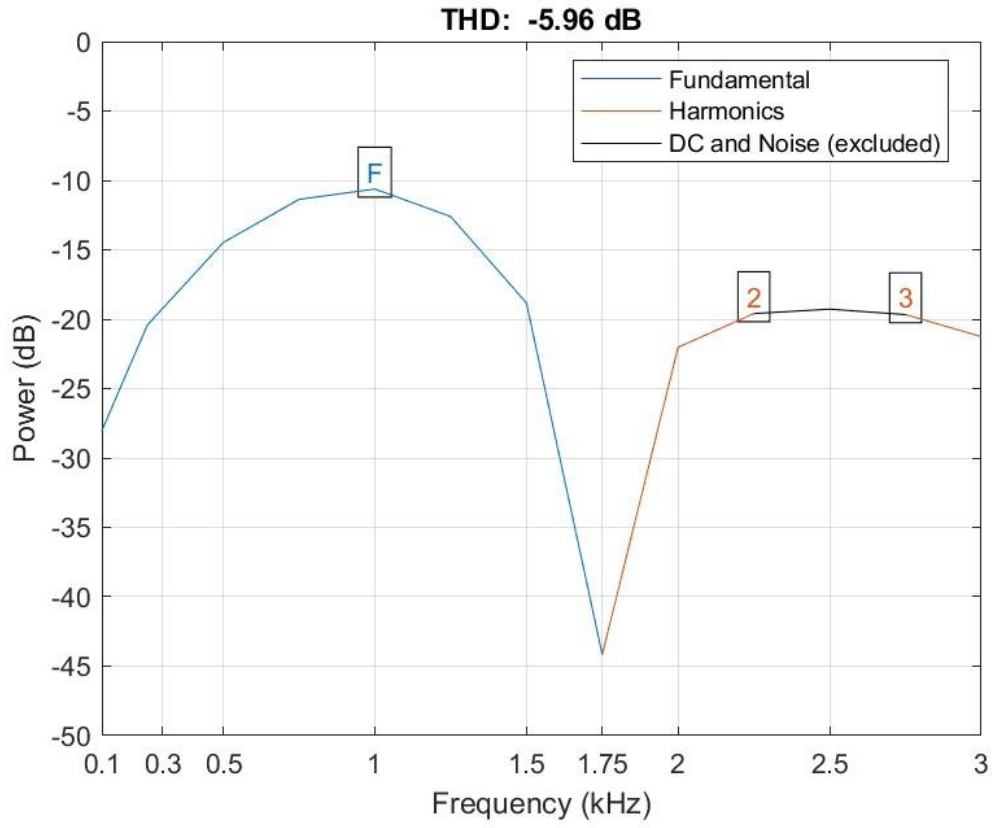
Şekil 4.8 D8.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (500 Hz)



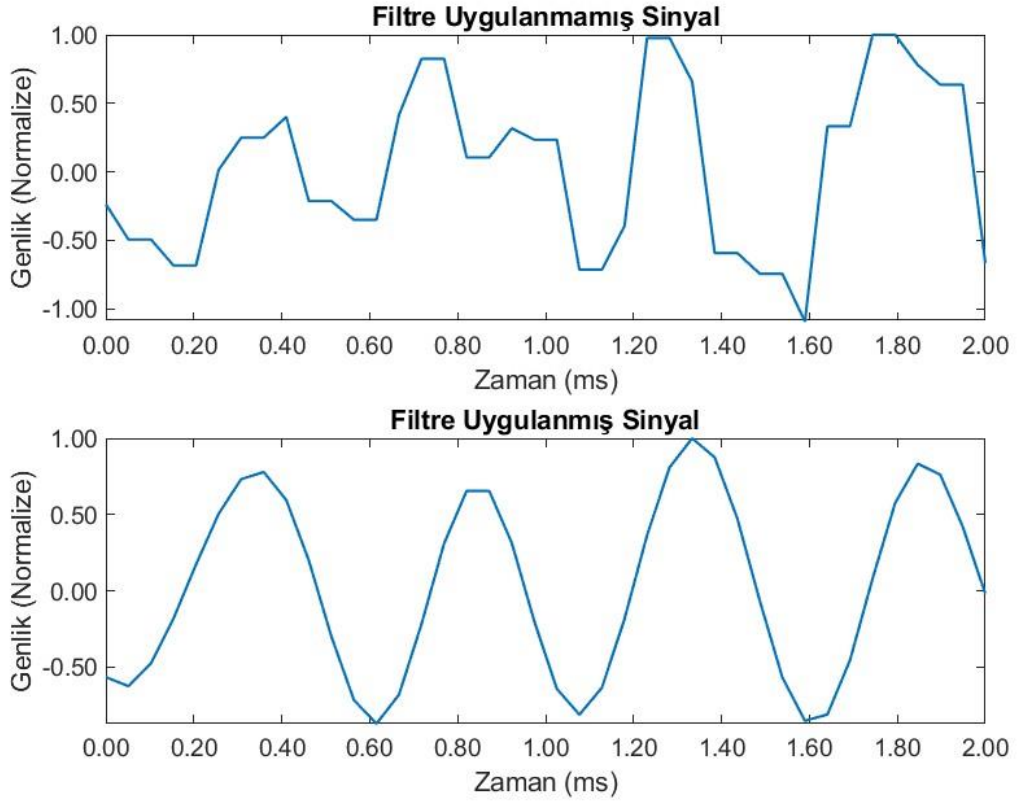
Şekil 4.9 D8.2 — 6.05MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 1kHz Sinüzoidal Sinyal



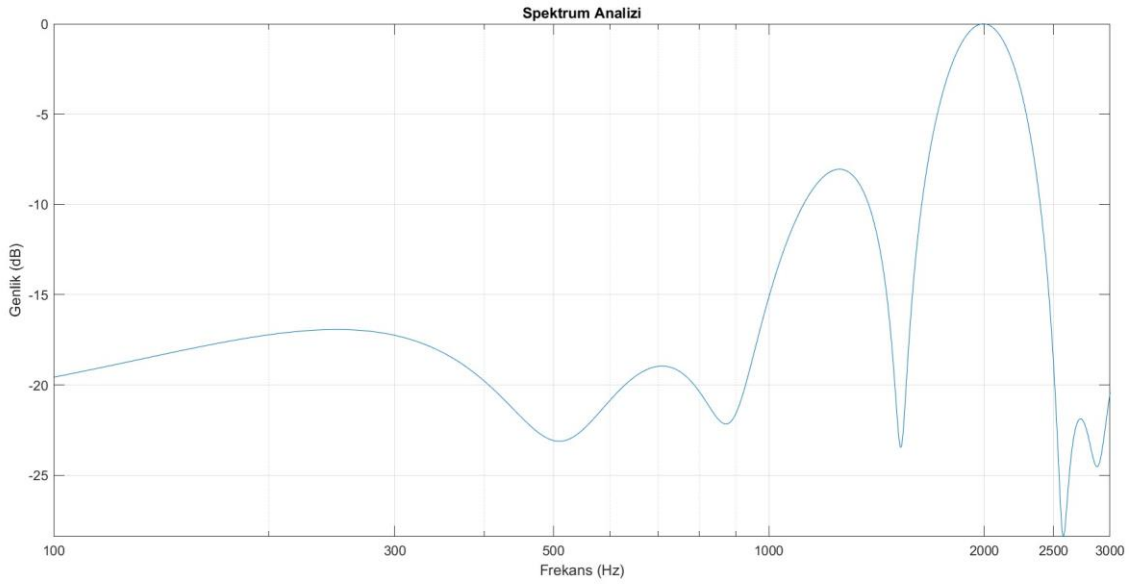
Şekil 4.10 D8.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (1kHz)



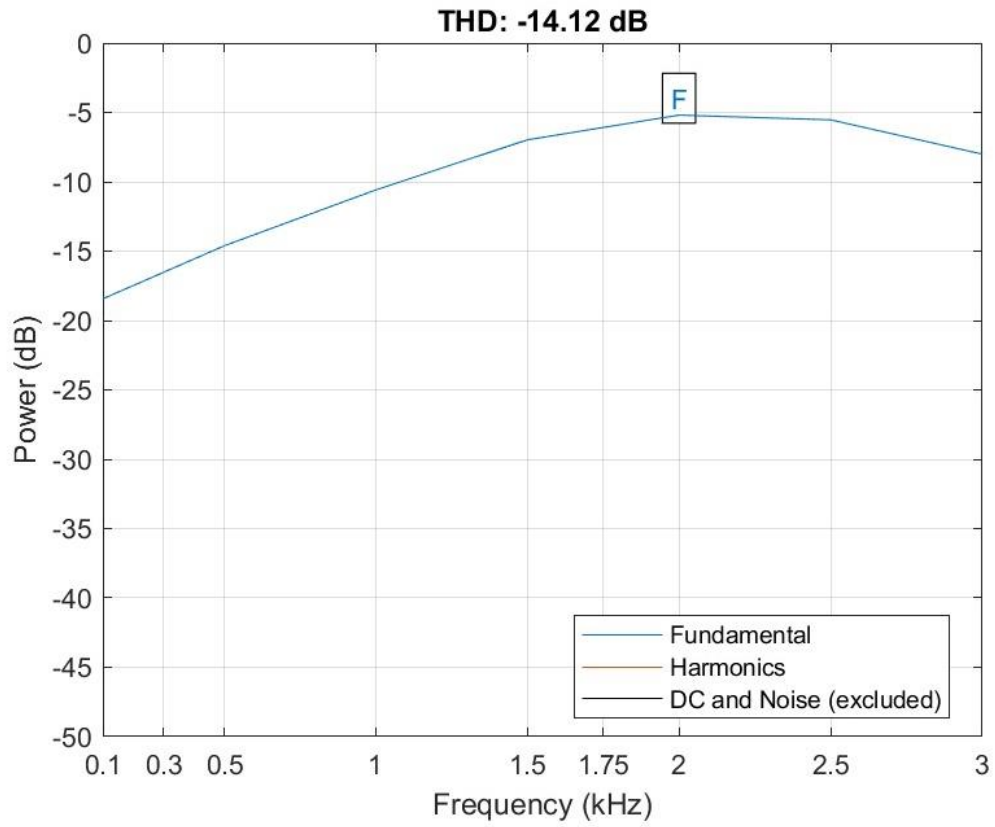
Şekil 4.11 D8.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (1kHz)



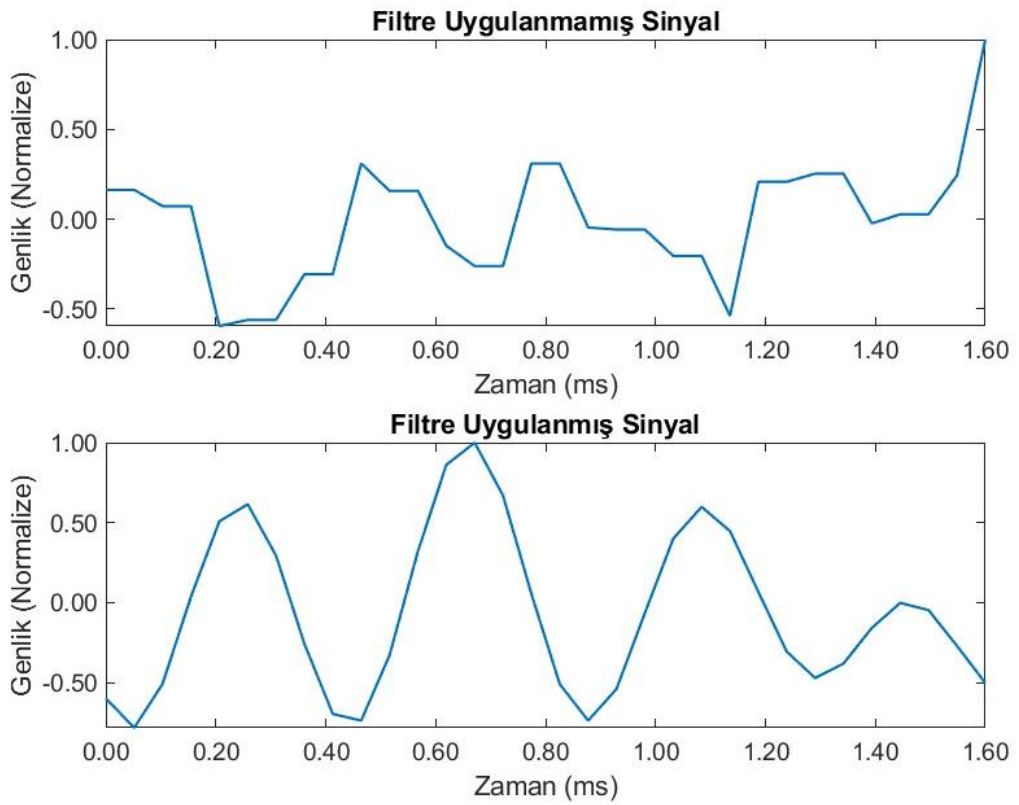
Şekil 4.12 D8.2 — 6.05MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 2 kHz Sinüzoidal Sinyal



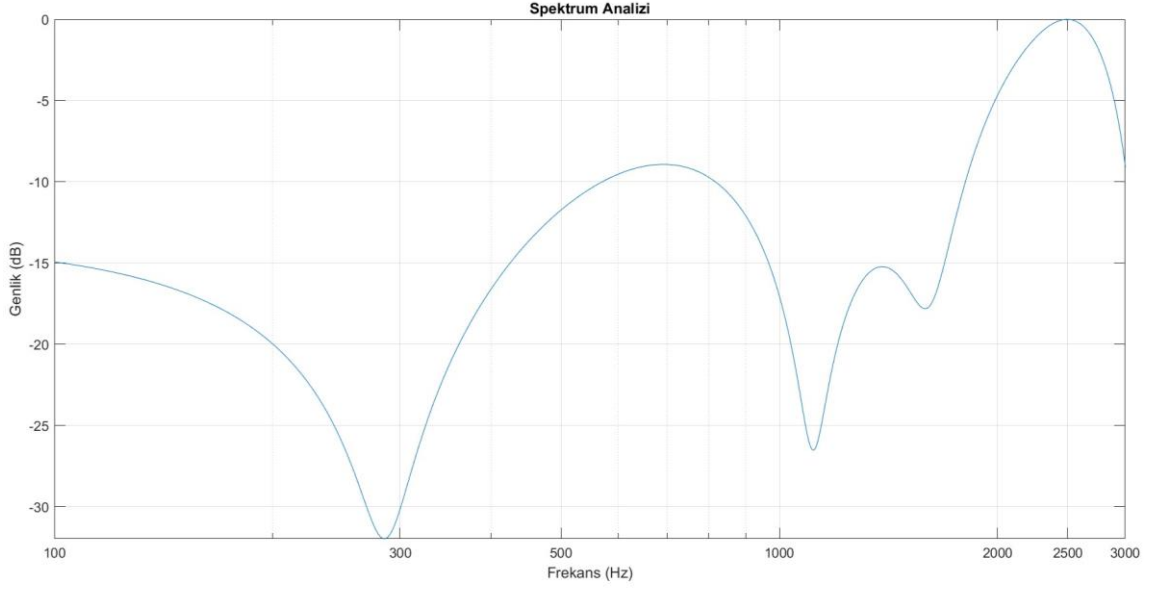
Şekil 4.13 D8.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2kHz)



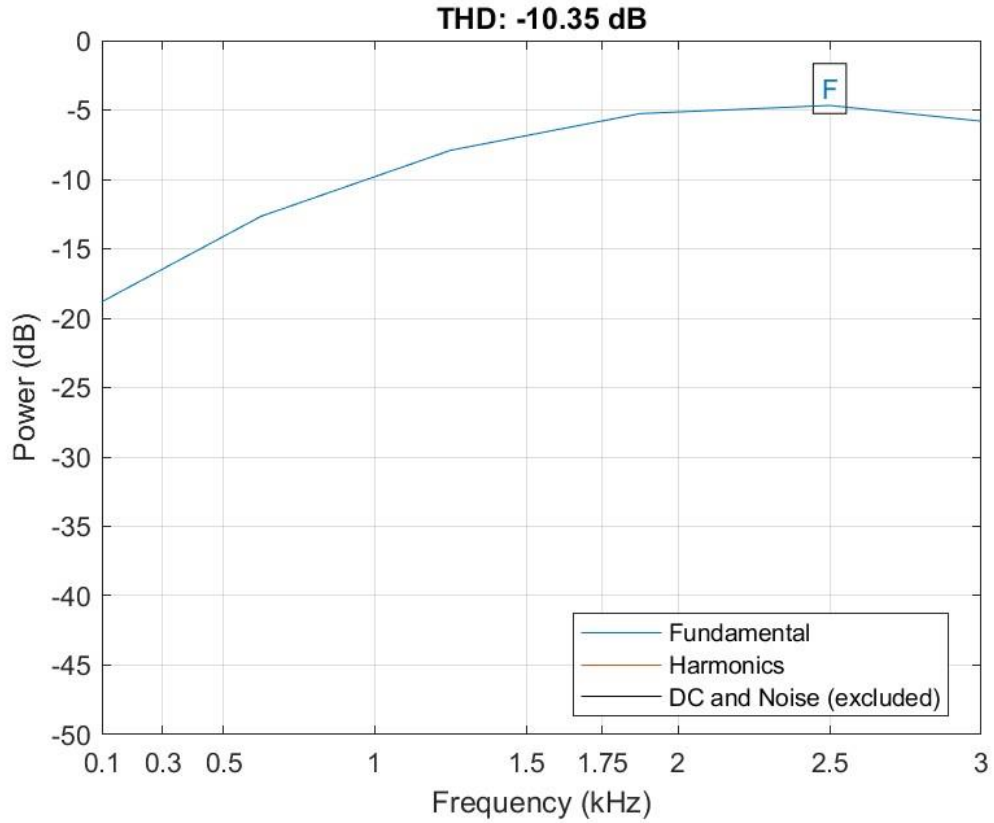
Şekil 4.14 D8.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2kHz)



Şekil 4.15 D8.2 — 6.05MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2.5kHz Sinüzoidal Sinyal



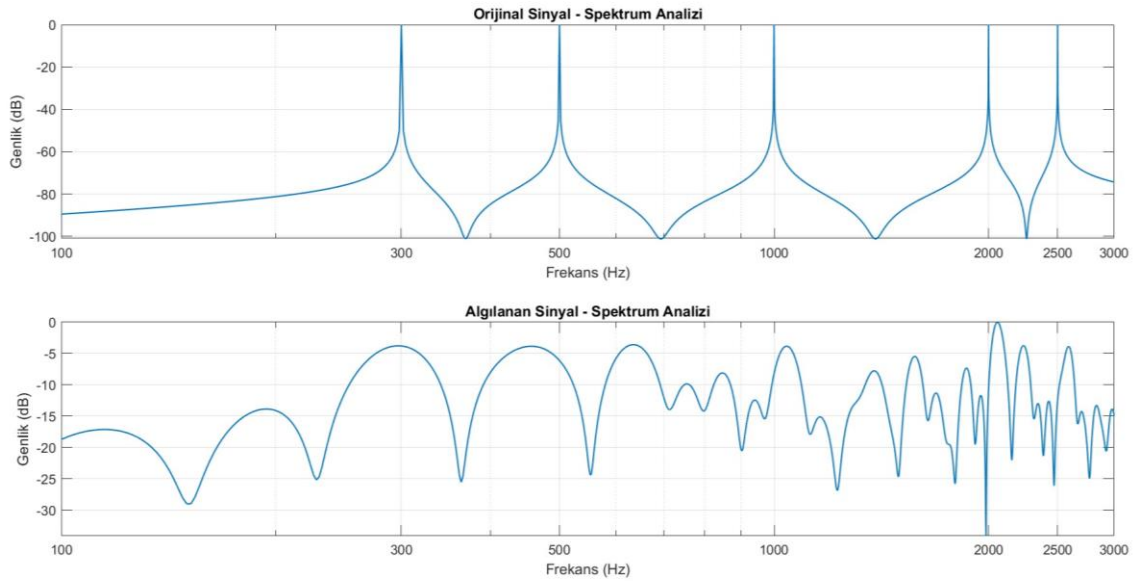
Şekil 4.16 D8.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2.5kHz)



Şekil 4.17 D8.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2.5kHz)

Sensörün farklı frekanslardaki hassaslığını gözlemlemek amacıyla 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5KHz frekanslarındaki sinüs dalgası olarak Matlab programında üretilen

sinyaller toplanmış ve normalize edilerek sensöre uygulanmıştır. Şekil 4.18’de orijinal sinyal ve algılanan sinyalin spektrum analizleri karşılaştırma açısından verilmiştir.



Şekil 4.18 D8.2 —Algılanan Sinyalin ve Orijinal Sinyalin Spektrum Analizi

4.4 Uygulama – D8.3

Uygulama, Tablo 4.5’de verilen deney seti parametrelerine göre oluşturulmuştur. Elde edilen zaman domeni analizi, spektrum analizi ve toplam harmonik bozulma grafikleri 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5kHz frekanslarındaki sinüzoidal test sinyalleri için ayrı ayrı oluşturulmuş ve Şekil 4.19 ile Şekil 4.33’ye arasında verilen şekillerde gösterilmiştir. Şekil 4.34’te ise algılanan sinyalin ve orijinal sinyalin spektrum analizi karşılaştırılmıştır.

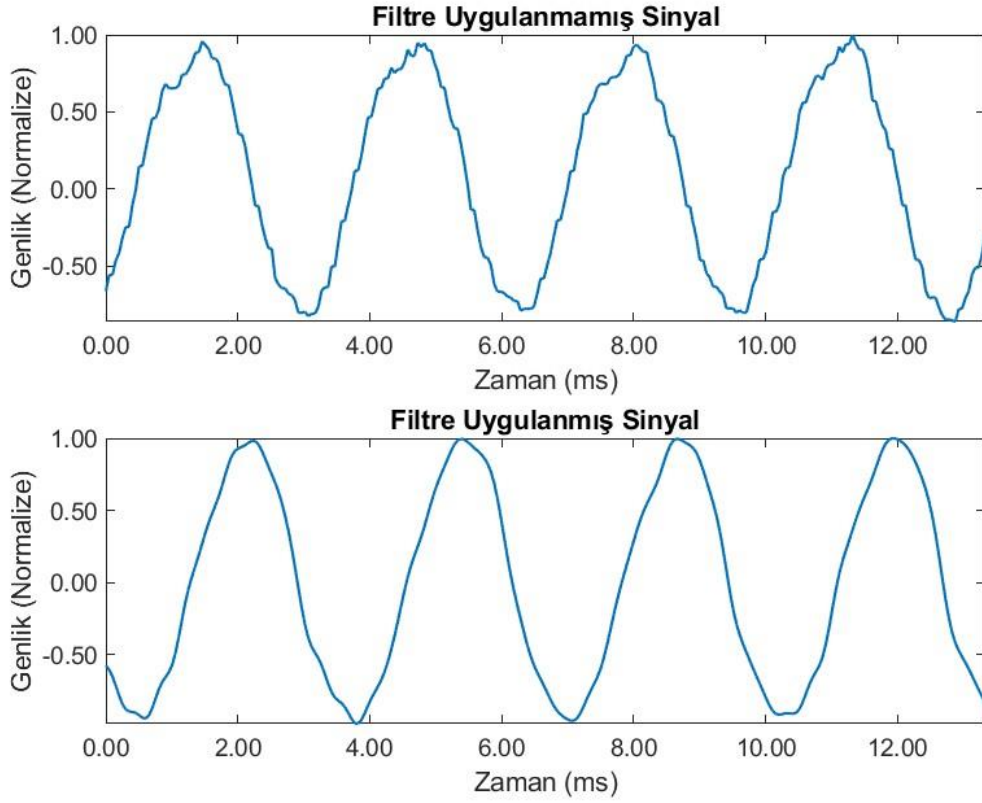
Tablo 4.5 Uygulama – D8.3 için Deney Seti Parametreleri

İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R _s)	Kullanılan Kapasitör	Hesaplanan Frekans	Ölçülen Frekans	Hesaplanan Yeni R _p ²
Q	4.9uH	4.5Ω	94pF	7.416MHz	7.065MHz	11.71kΩ

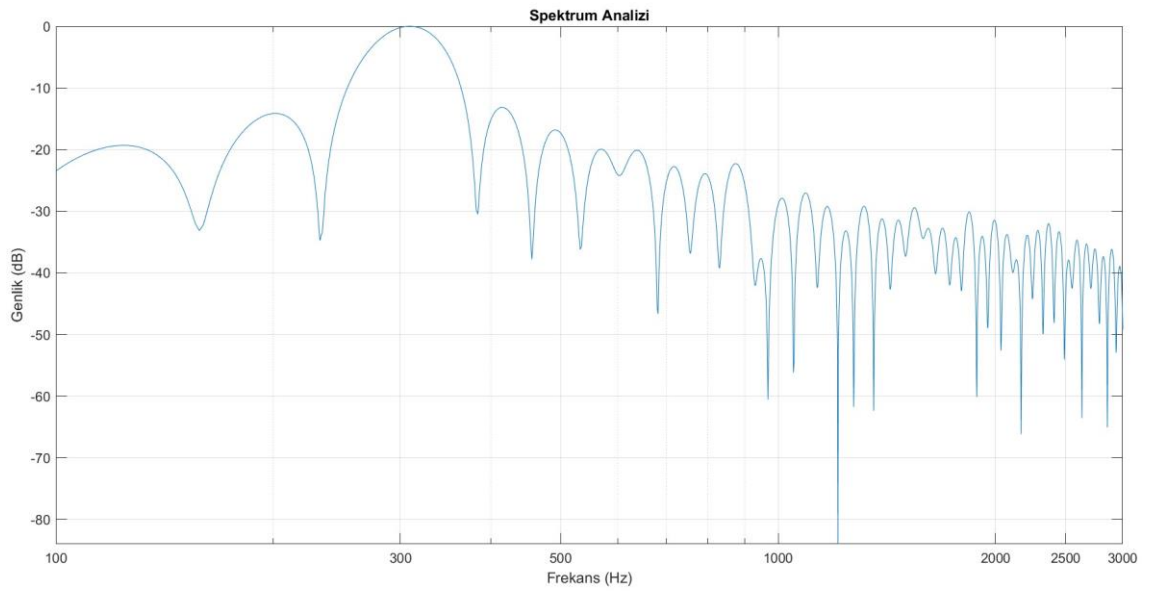
¹: Yaklaşık 8.3 MHz’teki değeri.

²: Yaklaşık 7.416 MHz’teki değeri.

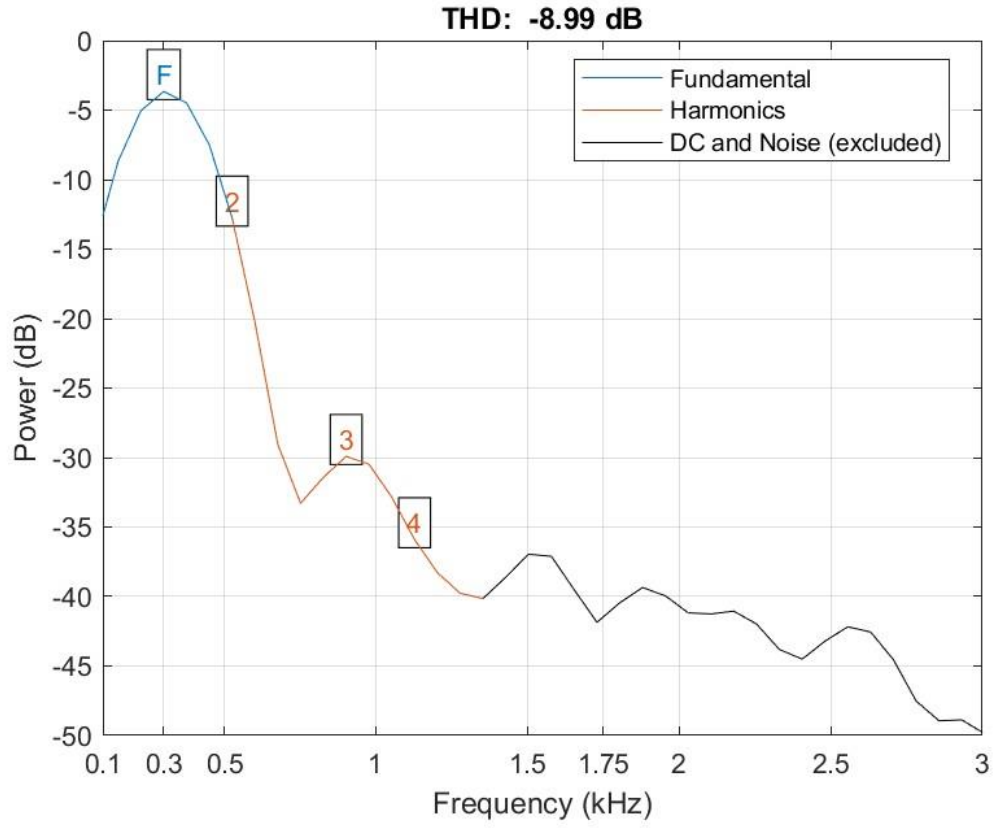
Ortam sıcaklığının 19.8°C olduğu durumda, çalışma anında (başlangıçtan 5 dakika sonra) düzlemsel baskı devrenin yüzeyindeki sıcaklık 20.4°C olarak ölçülmüştür.



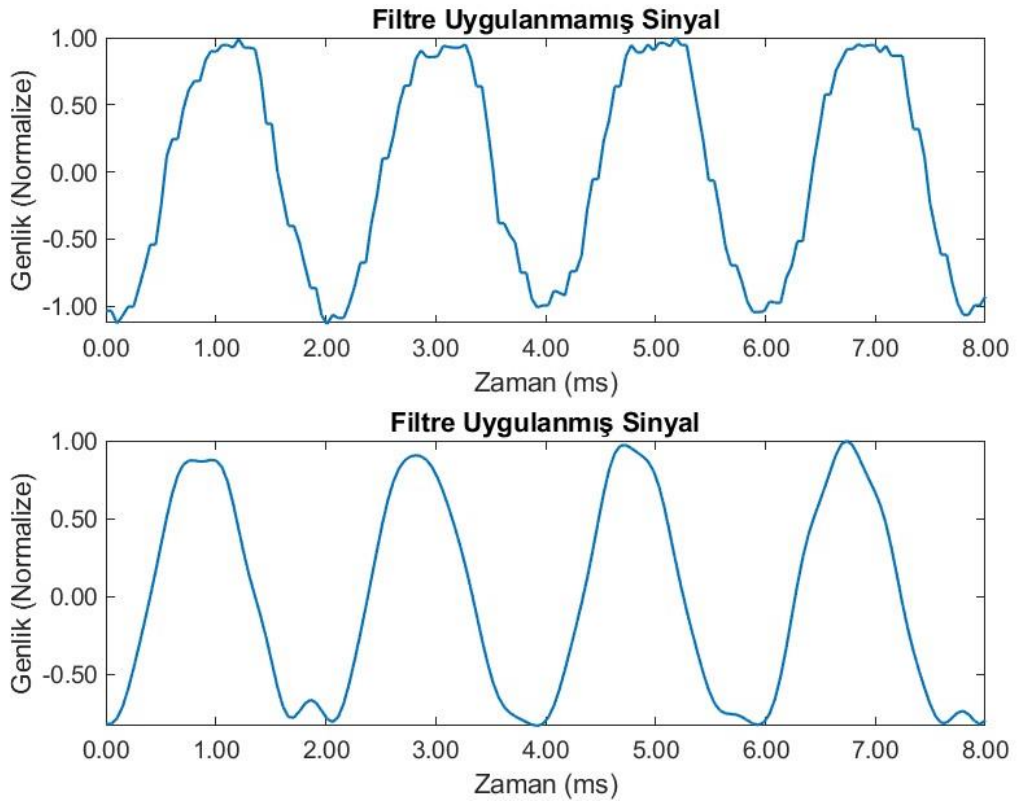
Şekil 4.19 D8.3 — 7.065MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 300Hz Sinüzoidal Sinyal



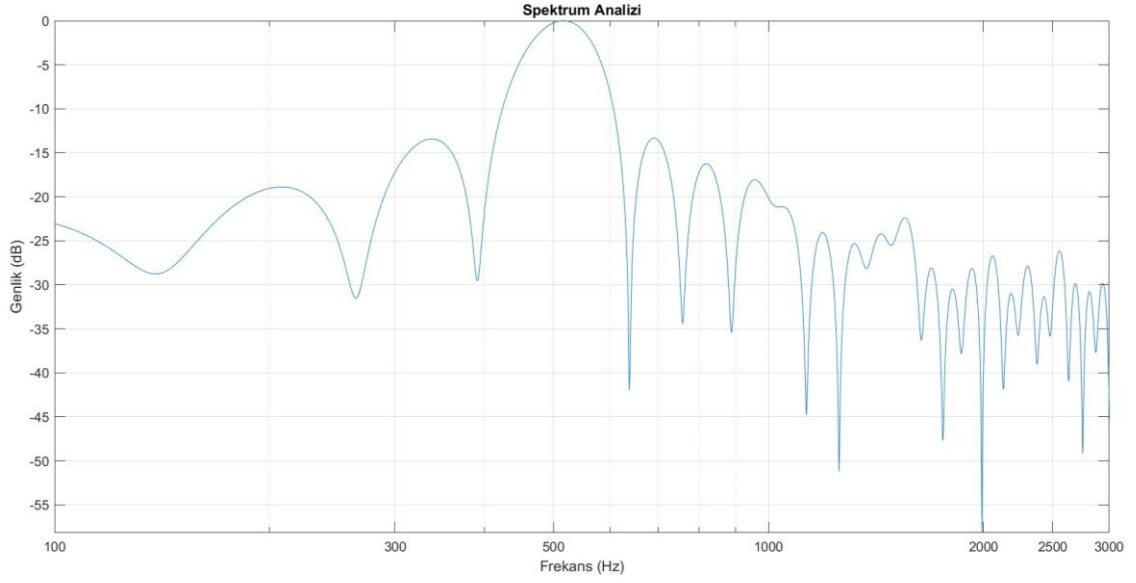
Şekil 4.20 D8.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (300 Hz)



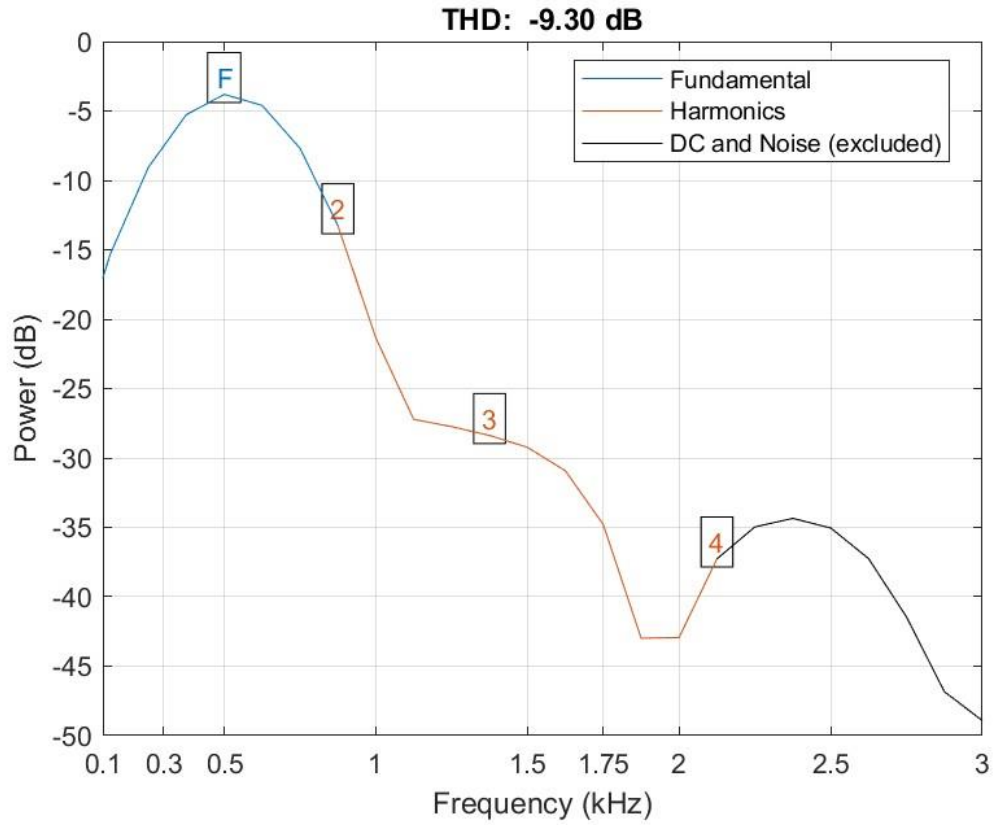
Şekil 4.21 D8.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (300 Hz)



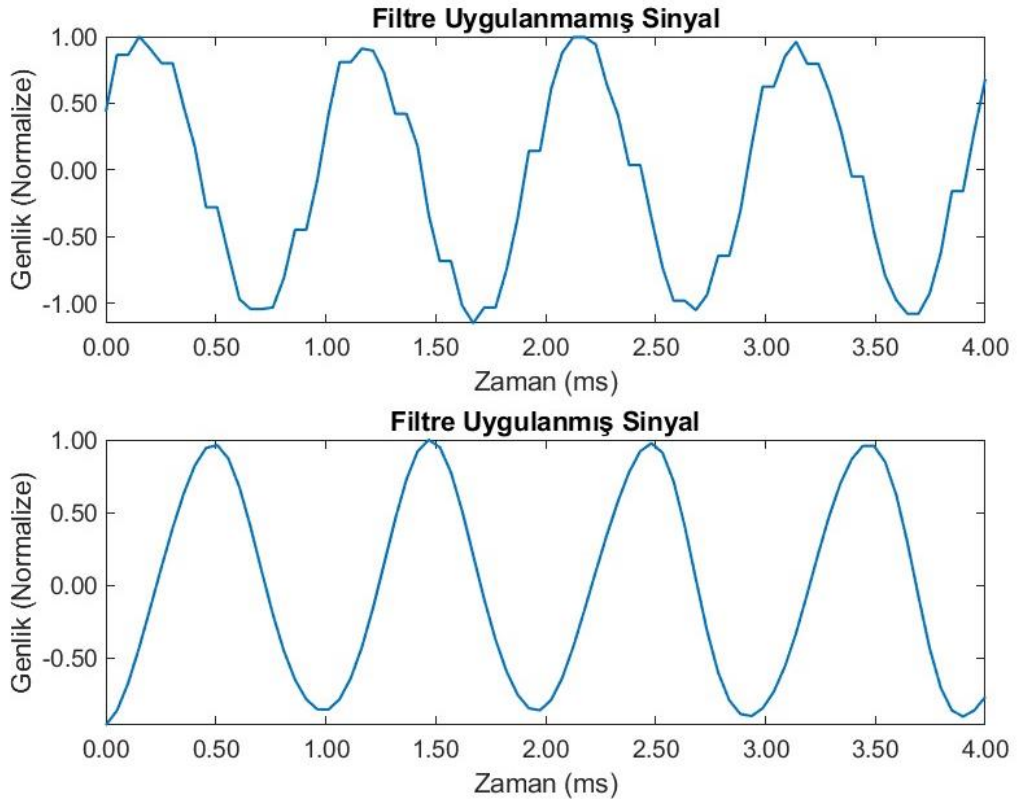
Şekil 4.22 D8.3 — 7.065MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 500Hz Sinüzoidal Sinyal



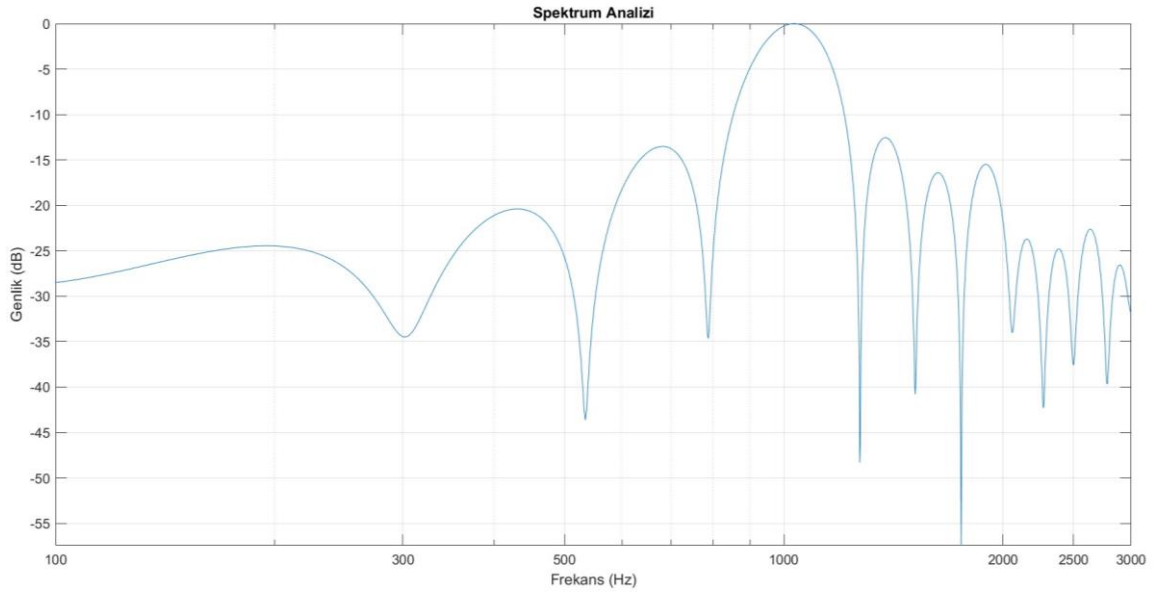
Şekil 4.23 D8.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (500 Hz)



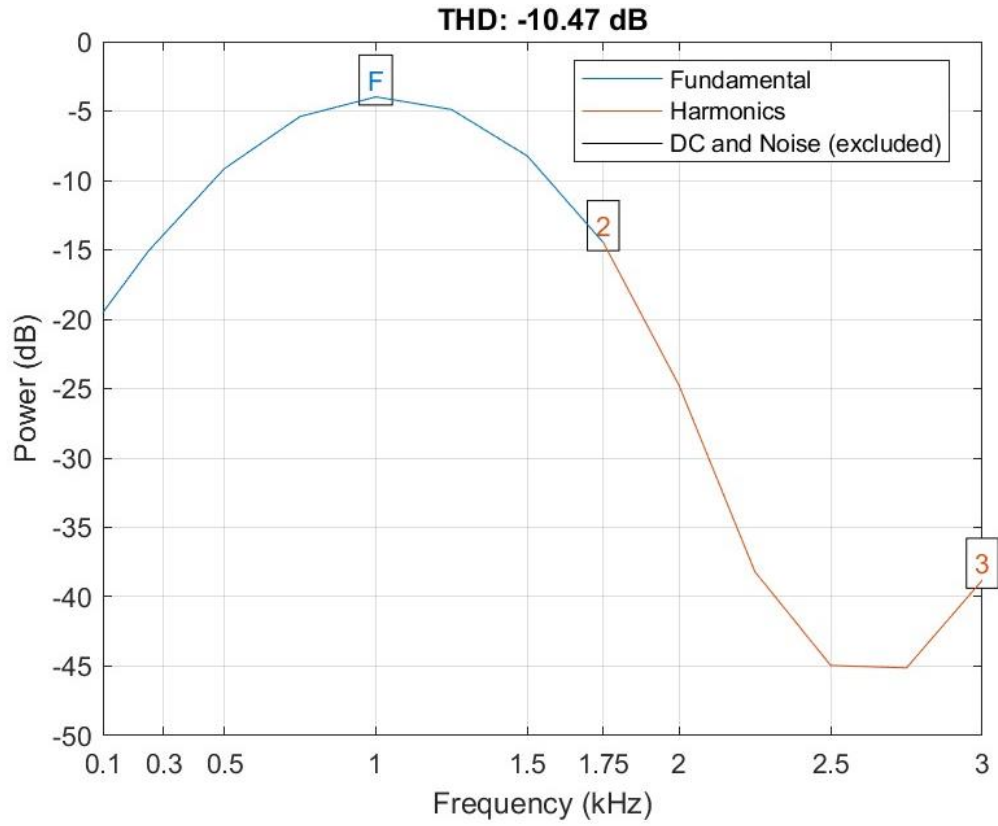
Şekil 4.24 D8.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (500 Hz)



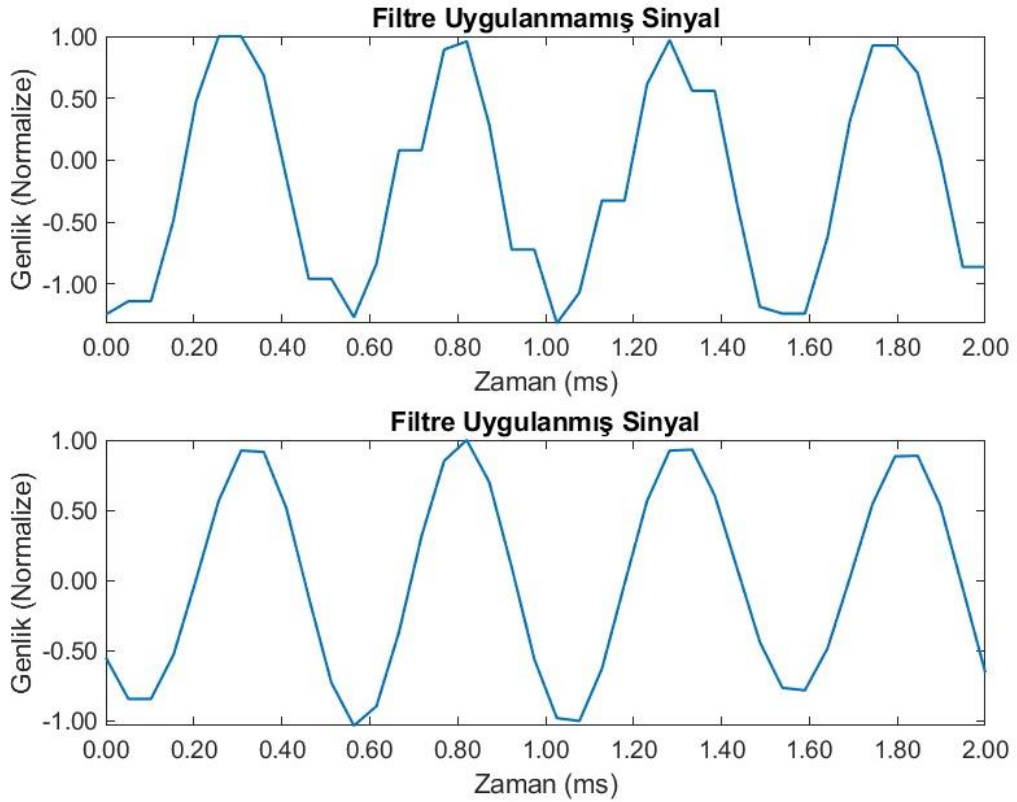
Şekil 4.25 D8.3 —7.065MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 1kHz Sinüzoidal Sinyal



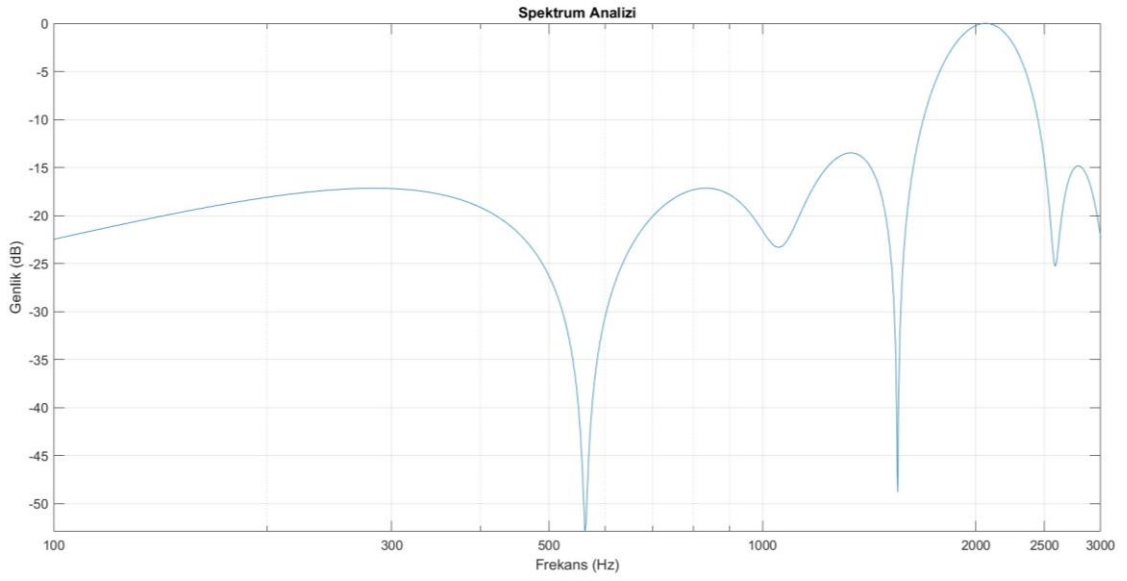
Şekil 4.26 D8.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (1 kHz)



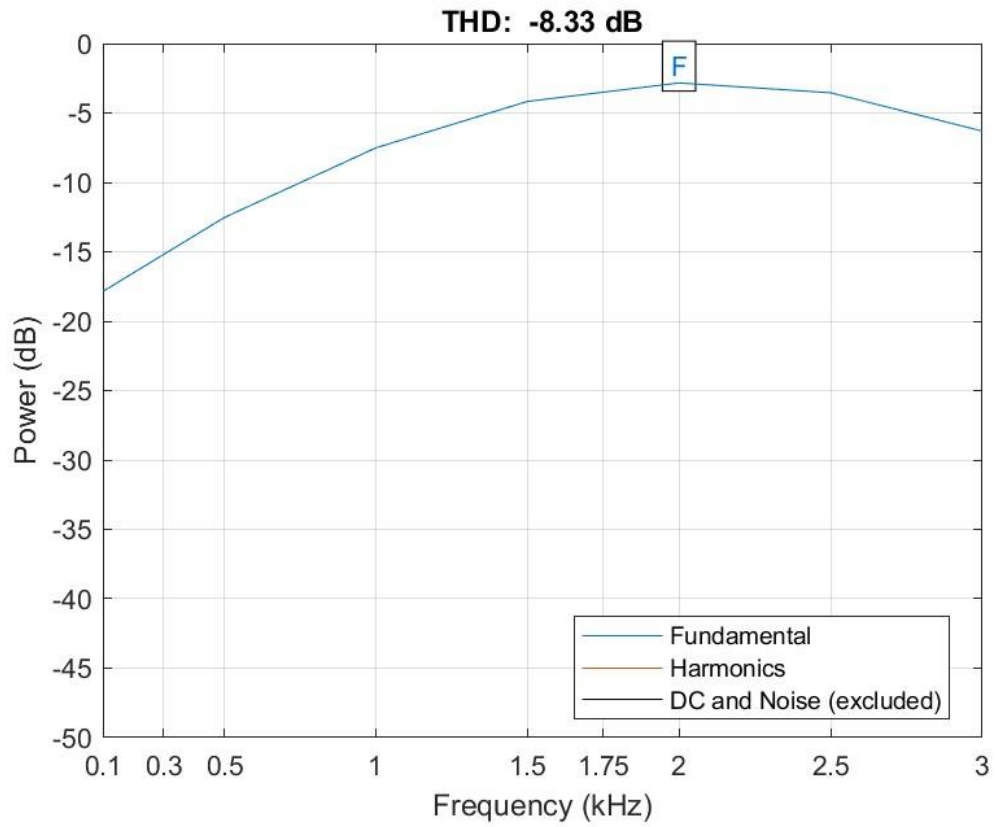
Şekil 4.27 D8.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (1 kHz)



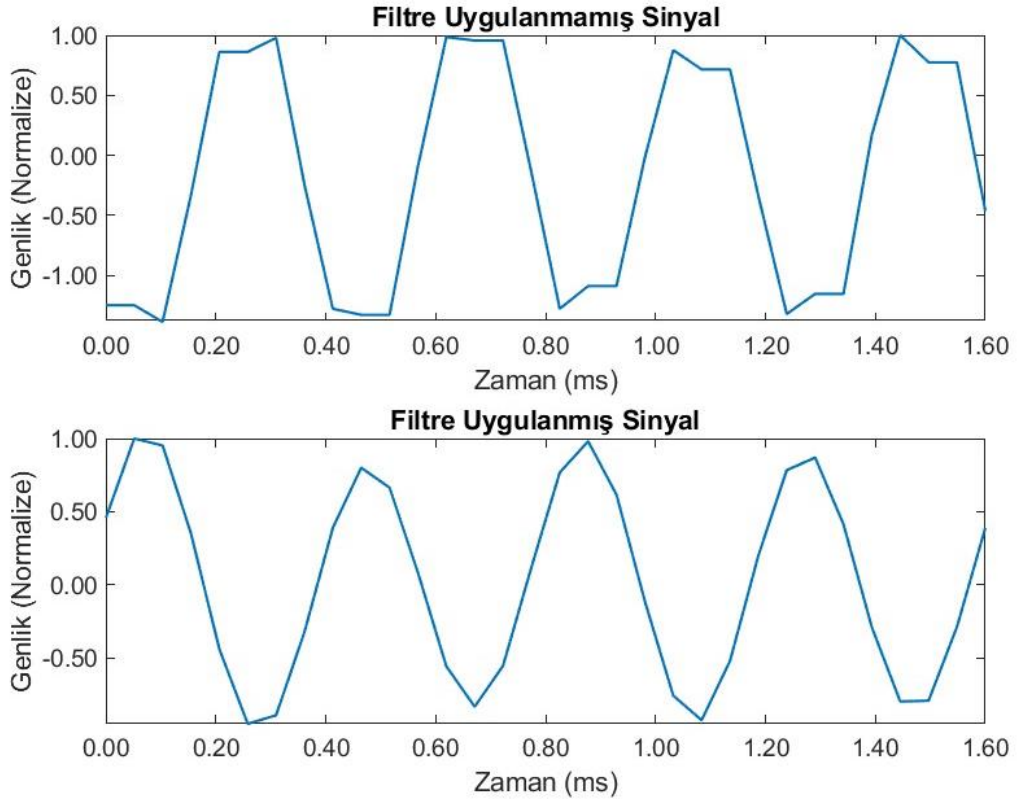
Şekil 4.28 D8.3 —7.065MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2kHz Sinüzoidal Sinyal



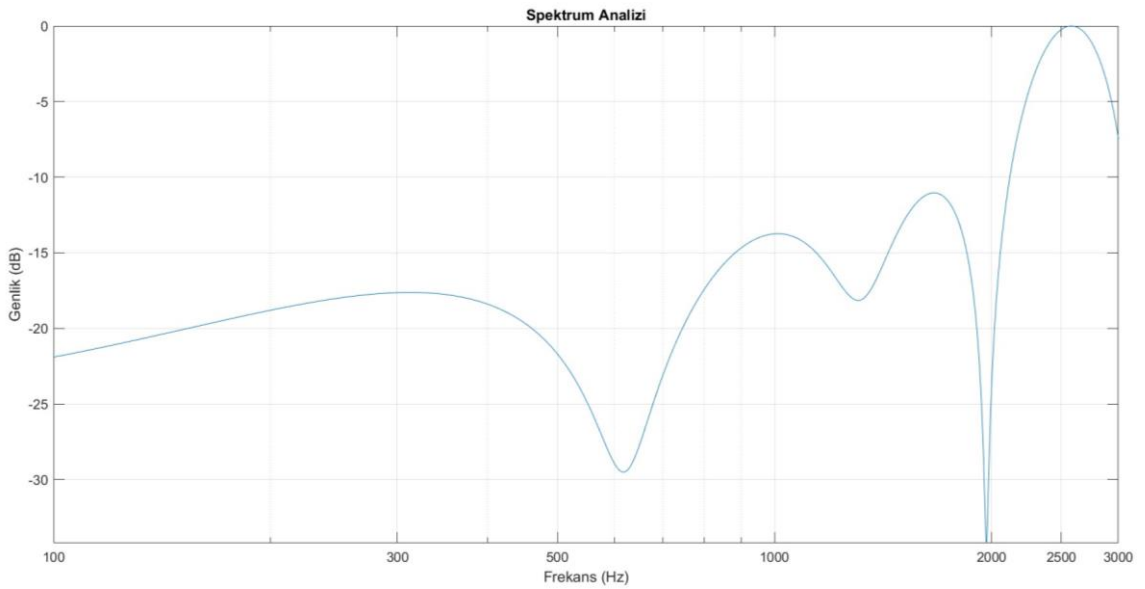
Şekil 4.29 D8.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2 kHz)



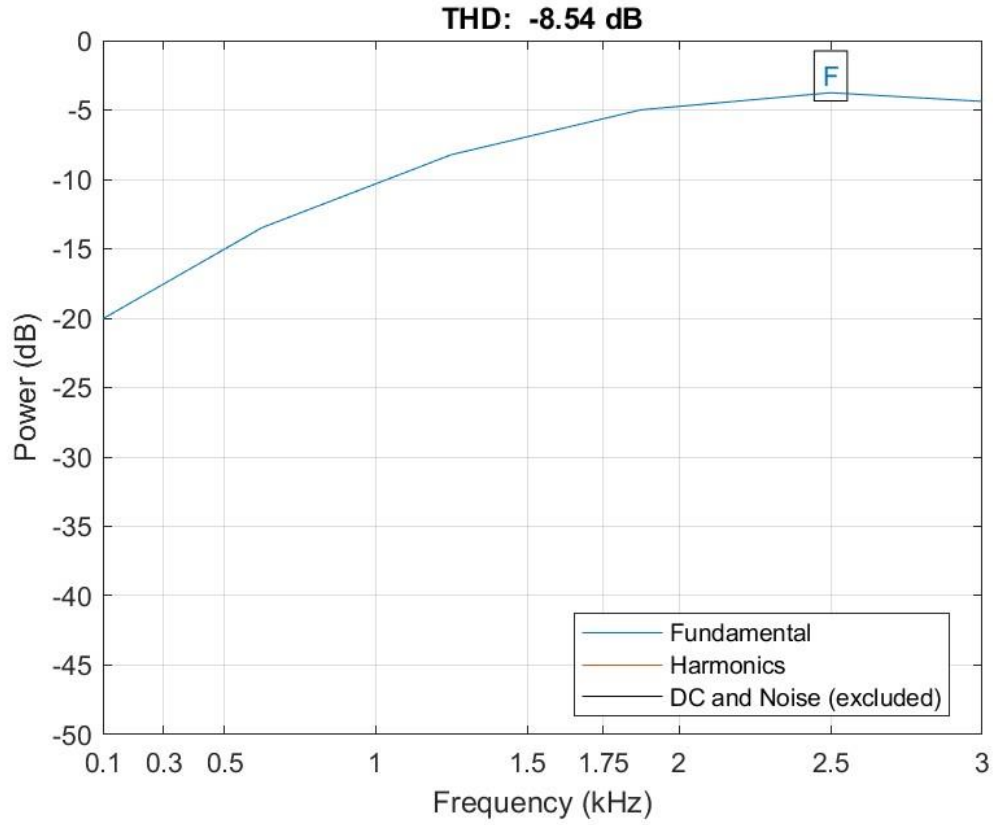
Şekil 4.30 D8.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2 kHz)



Şekil 4.31 D8.3 —7.065MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 2.5kHz Sinüzoidal Sinyal

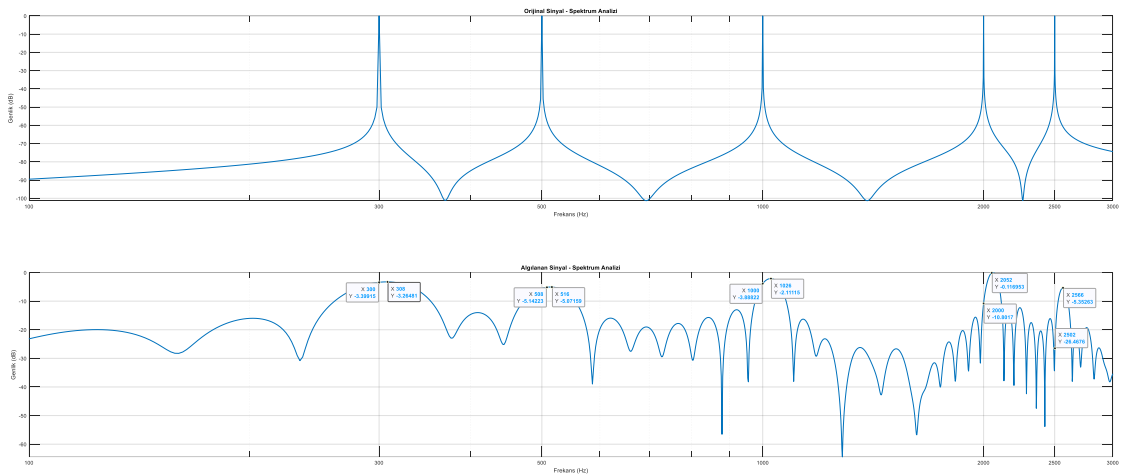


Şekil 4.32 D8.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2.5 kHz)



Şekil 4.33 D8.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2.5 kHz)

Sensörün farklı frekanslardaki hassaslığını gözlemlemek amacıyla 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5kHz frekanslarındaki sinüs dalgası olarak Matlab programında üretilen sinyaller toplanmış ve normalize edilerek sensöre uygulanmıştır. Şekil 4.34'te orijinal sinyal ve algılanan sinyalin spektrum analizleri karşılaştırma açısından verilmiştir.



Şekil 4.34 D8.3 —Algılanan Sinyalin ve Orijinal Sinyalin Spektrum Analizi

4.5 Uygulama – D4.1

Uygulama, Tablo 4.6’da verilen deney seti parametrelerine göre oluşturulmuş ancak LC tank devresinden sürekli bir salınım elde edilememiştir. LDC1101 tümleşik devresi katalog bilgilerinin aksine yeterince salınım için gerekli akımı sağlayamadığı için ölçüm yapılamamıştır. Bu sebeple, sonuçlara dahil edilmemiştir.

Tablo 4.6 Uygulama – D4.1 için Deney Seti Parametreleri

İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R _s)	Kullanılan Kapasitör	Hesaplanan Frekans	Ölçülen Frekans	Hesaplanan Yeni R _p ²
P	2.815uH	4.5Ω	550pF	4.045MHz	4.05MHz	1.46kΩ

¹: Yaklaşık 4 MHz’teki değeri.

²: Yaklaşık 4.045 MHz’teki değeri.

Ortam sıcaklığının 20.6°C olduğu durumda, çalışma anında (başlangıçtan 5 dakika sonra) düzlemsel baskı devrenin yüzeyindeki sıcaklık 21.2°C olarak ölçülmüştür.

4.6 Uygulama – D4.2

Uygulama, Tablo 4.7’de verilen deney seti parametrelerine göre oluşturulmuştur. Elde edilen zaman domen analizi, spektrum analizi ve toplam harmonik bozulma grafikleri 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5kHz frekanslarındaki sinüzoidal test sinyalleri için ayrı ayrı oluşturulmuş ve Şekil 4.35 ile Şekil 4.49 arasında verilen şekillerde gösterilmiştir. Şekil 4.50’te ise algılanan sinyalin ve orijinal sinyalin spektrum analizi karşılaştırılmıştır.

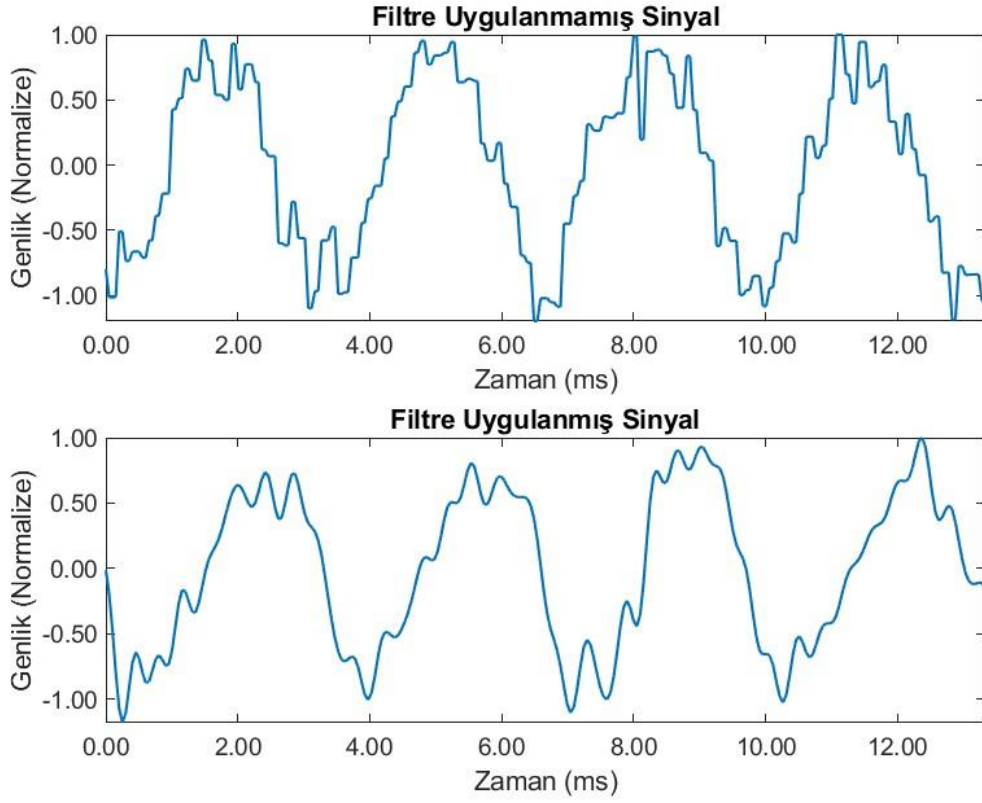
Tablo 4.7 Uygulama – D4.2 için Deney Seti Parametreleri

İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R _s)	Kullanılan Kapasitör	Hesaplanan Frekans	Ölçülen Frekans	Hesaplanan Yeni R _p ²
Q	4.82uH	4.5Ω	330pF	3.96MHz	4.12MHz	3.6kΩ

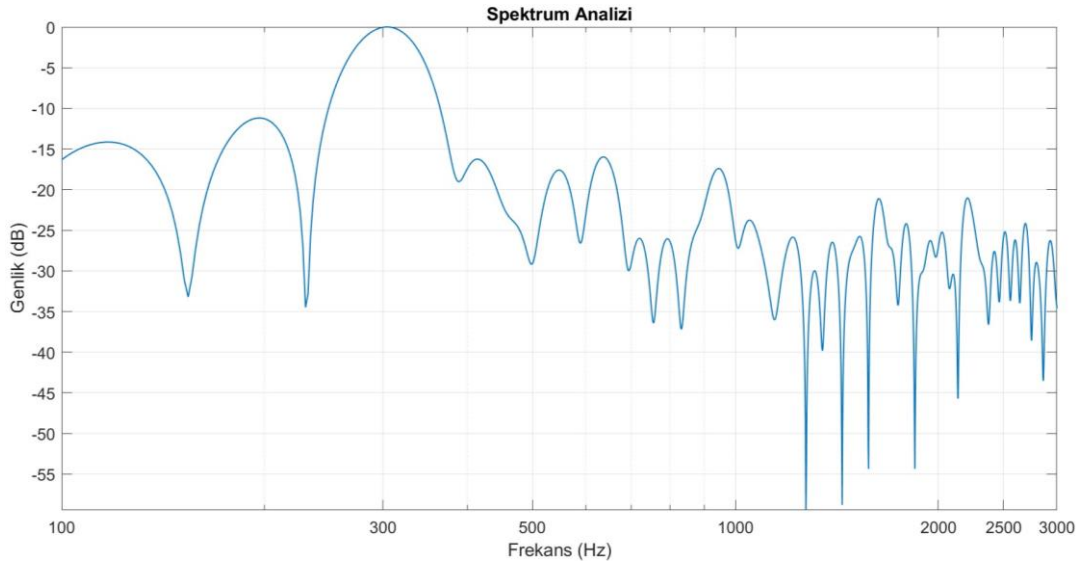
¹: Yaklaşık 4 MHz’teki değeri.

²: Yaklaşık 3.96 MHz’teki değeri.

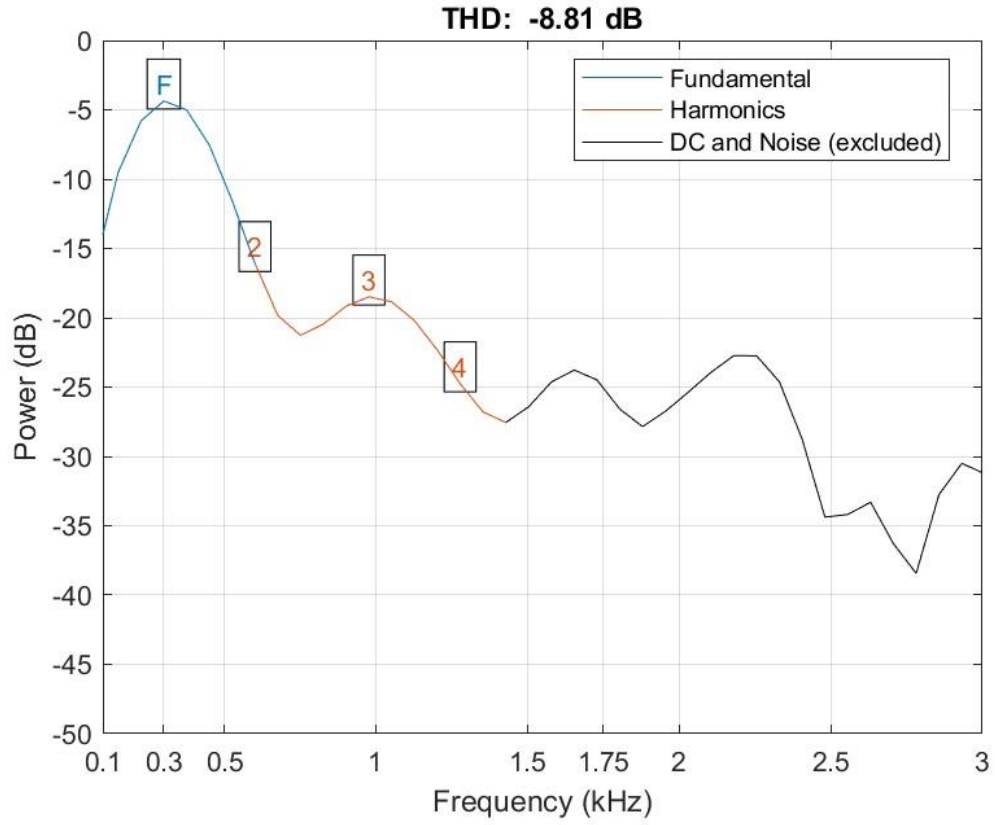
Ortam sıcaklığının 20.6°C olduğu durumda, çalışma anında (başlangıçtan 5 dakika sonra) düzlemsel baskı devrenin yüzeyindeki sıcaklık 20.9°C olarak ölçülmüştür.



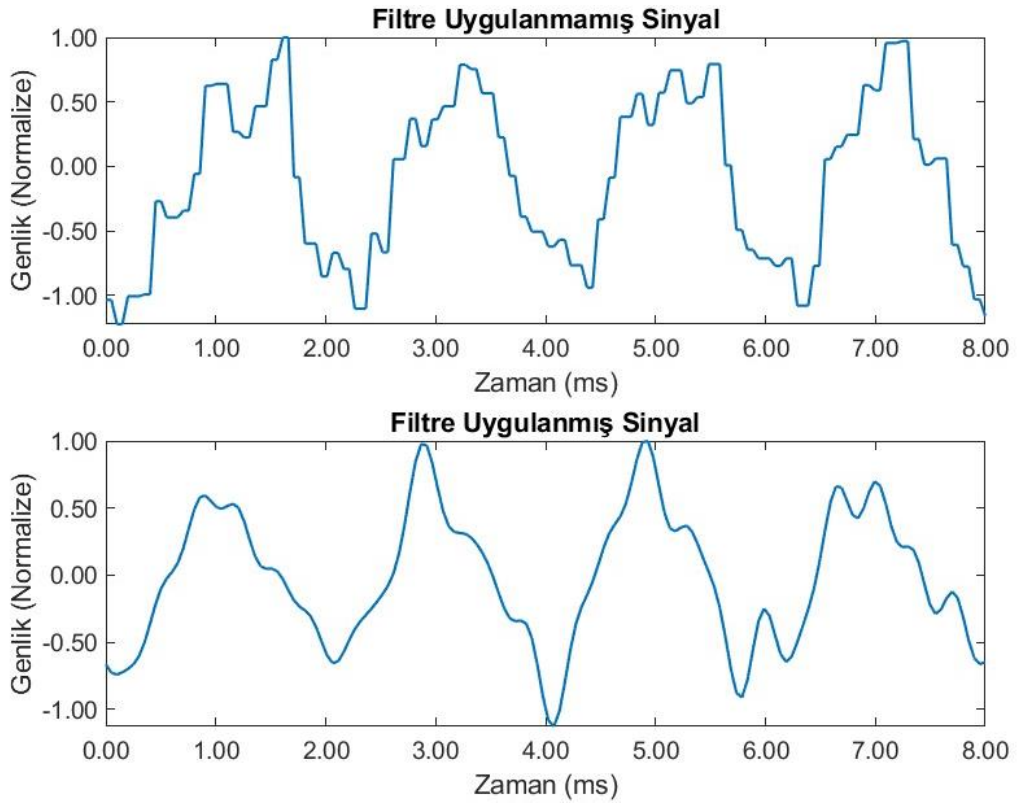
Şekil 4.35 D4.2 — 4.12MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 300Hz Sinüzoidal Sinyal



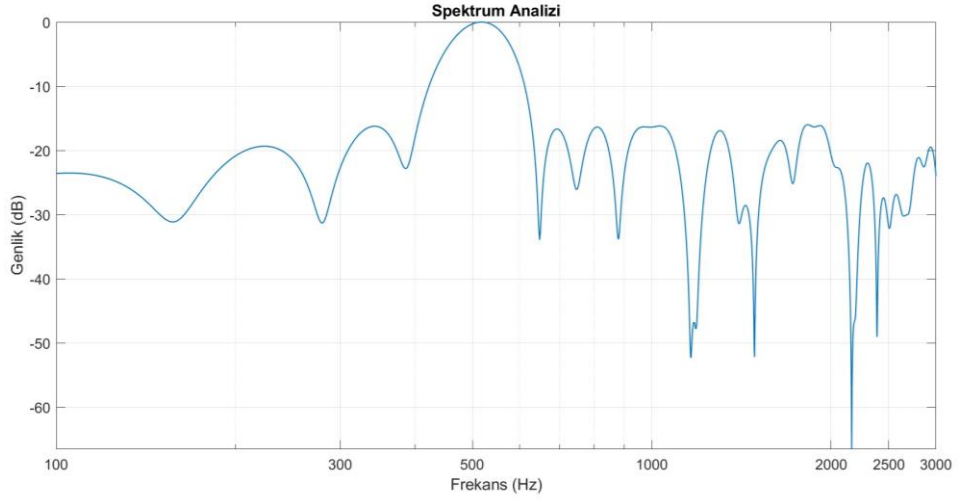
Şekil 4.36 D4.2 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (300Hz)



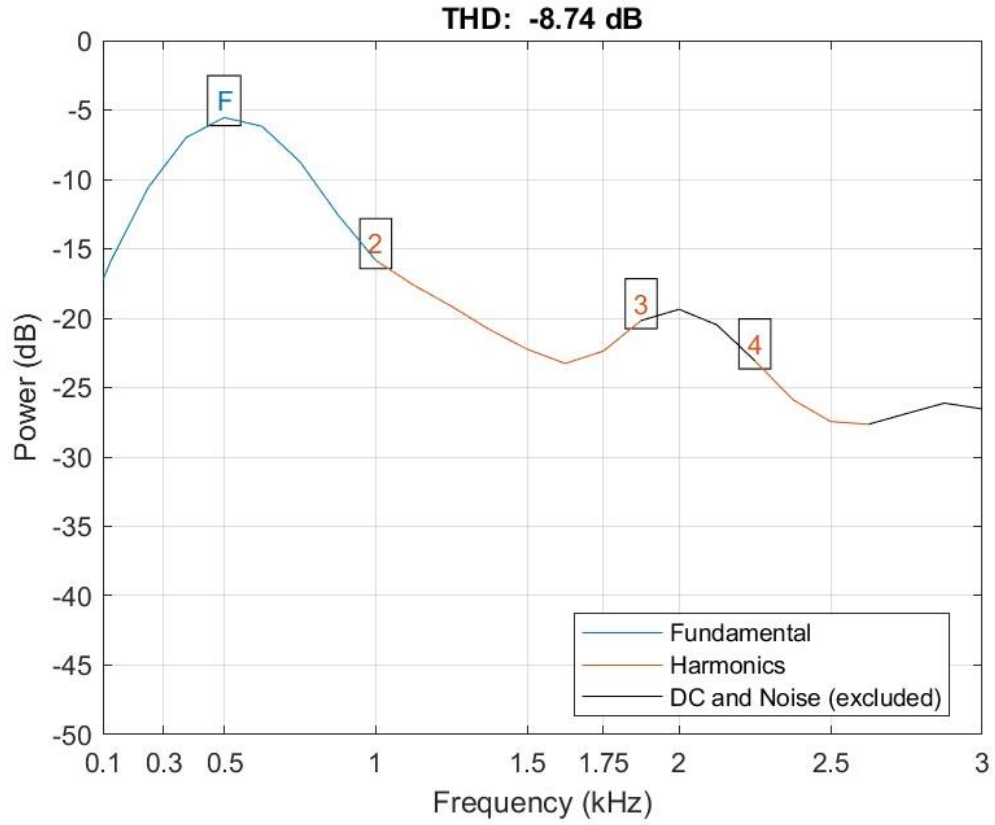
Şekil 4.37 D4.2 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (300 Hz)



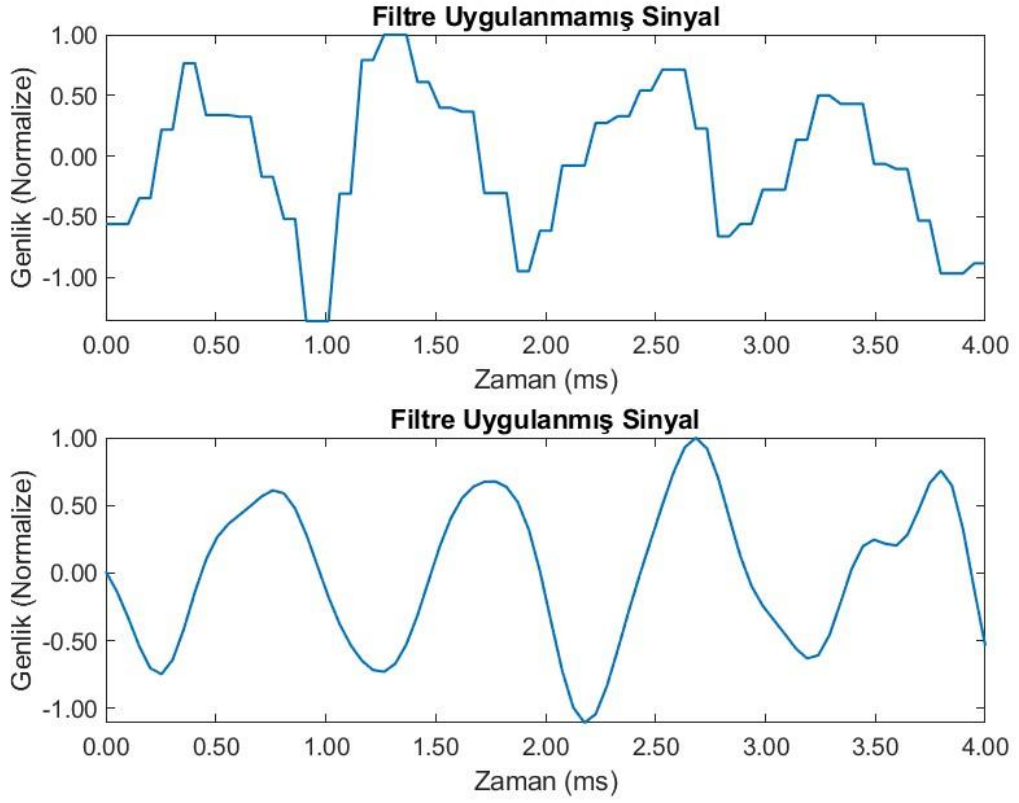
Şekil 4.38 D4.2 — 4.12MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 500Hz Sinüzoidal Sinyal



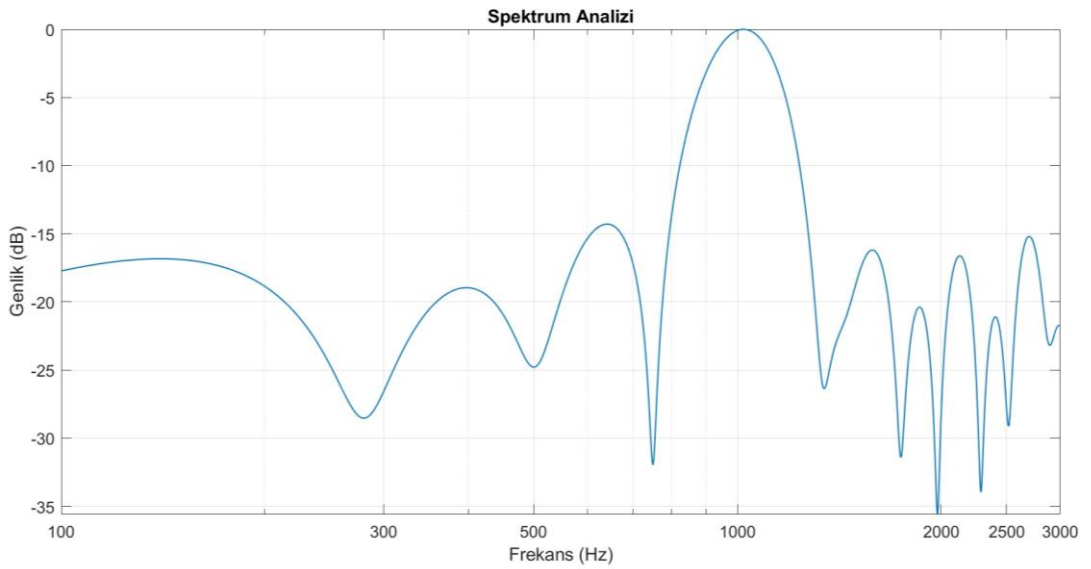
Şekil 4.39 D4.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (500Hz)



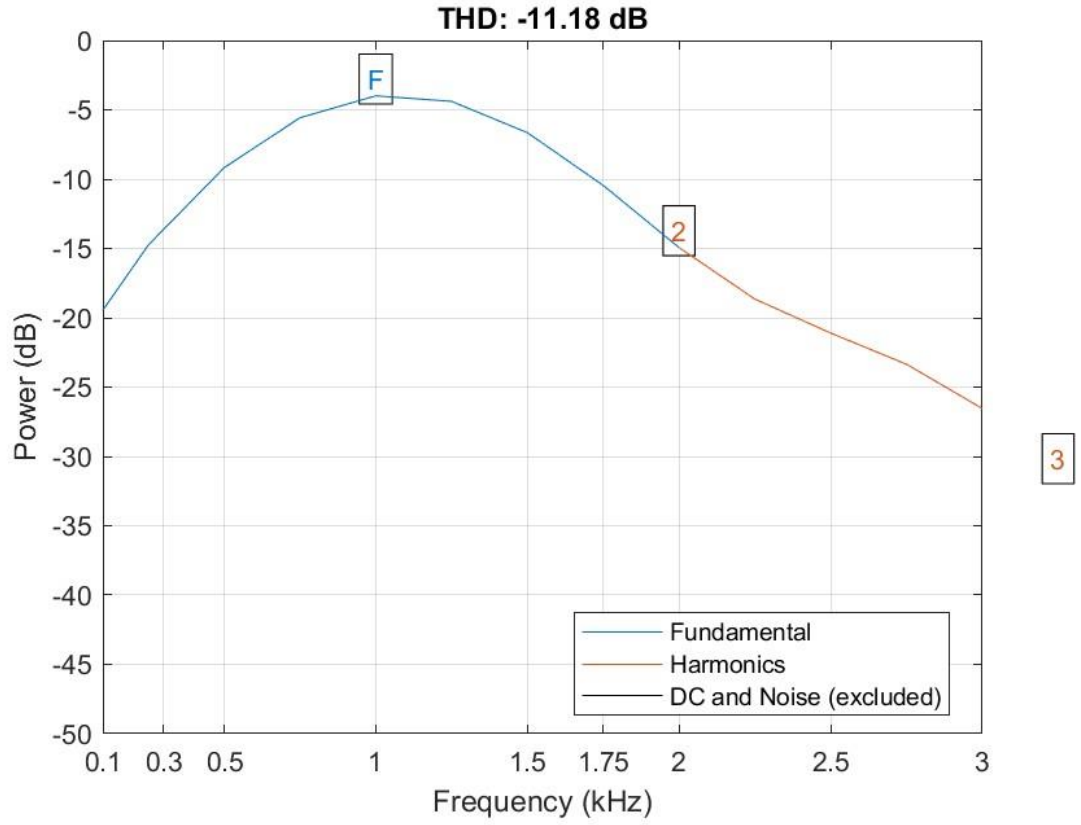
Şekil 4.40 D4.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (500 Hz)



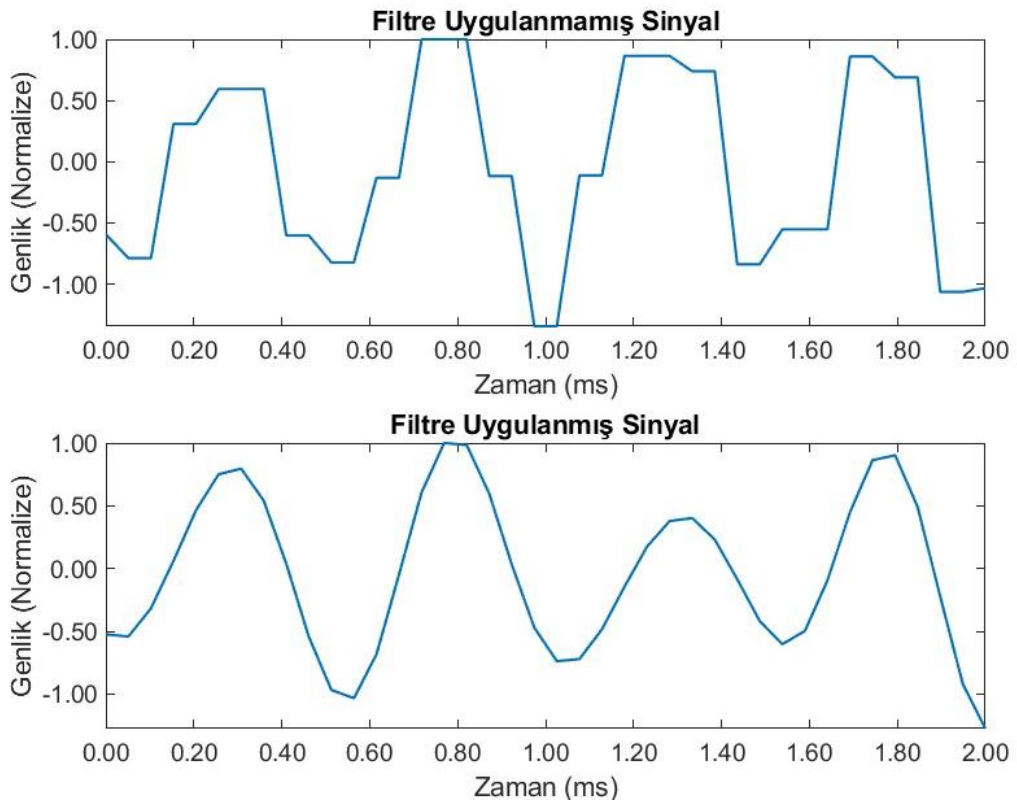
Şekil 4.41 D4.2 — 4.12MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 1kHz Sinüzoidal Sinyal



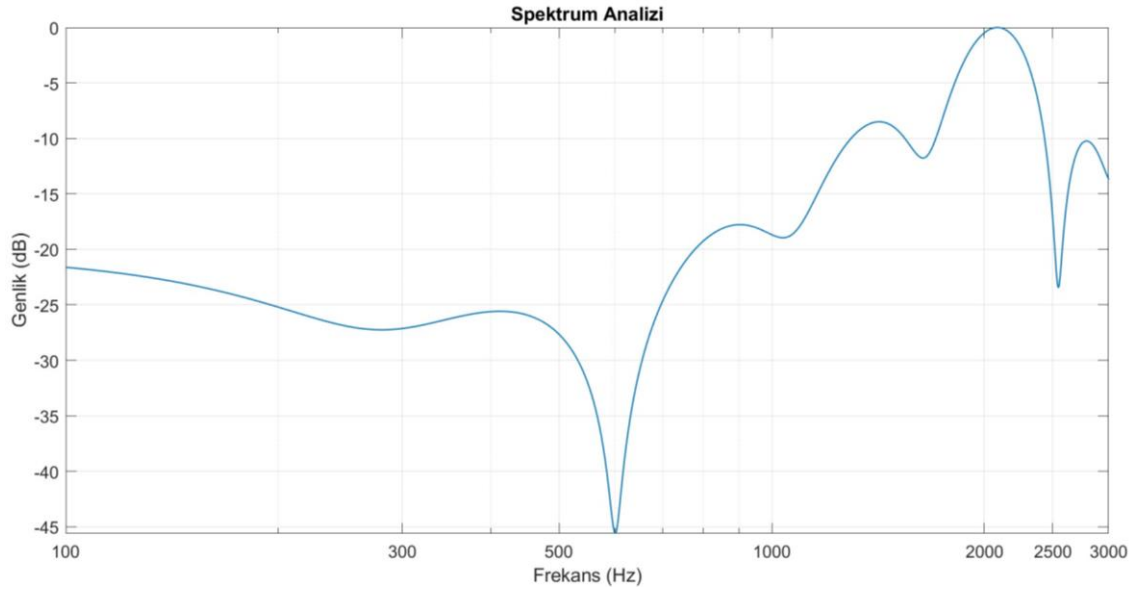
Şekil 4.42 D4.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (1kHz)



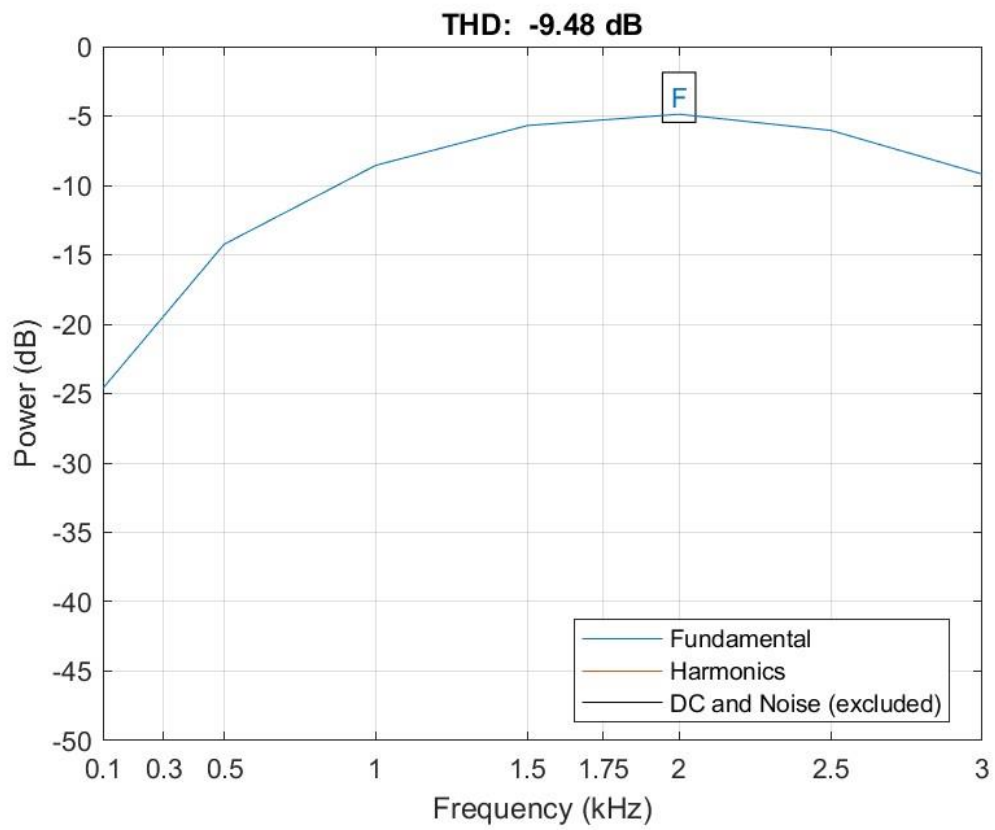
Şekil 4.43 D4.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (1kHz)



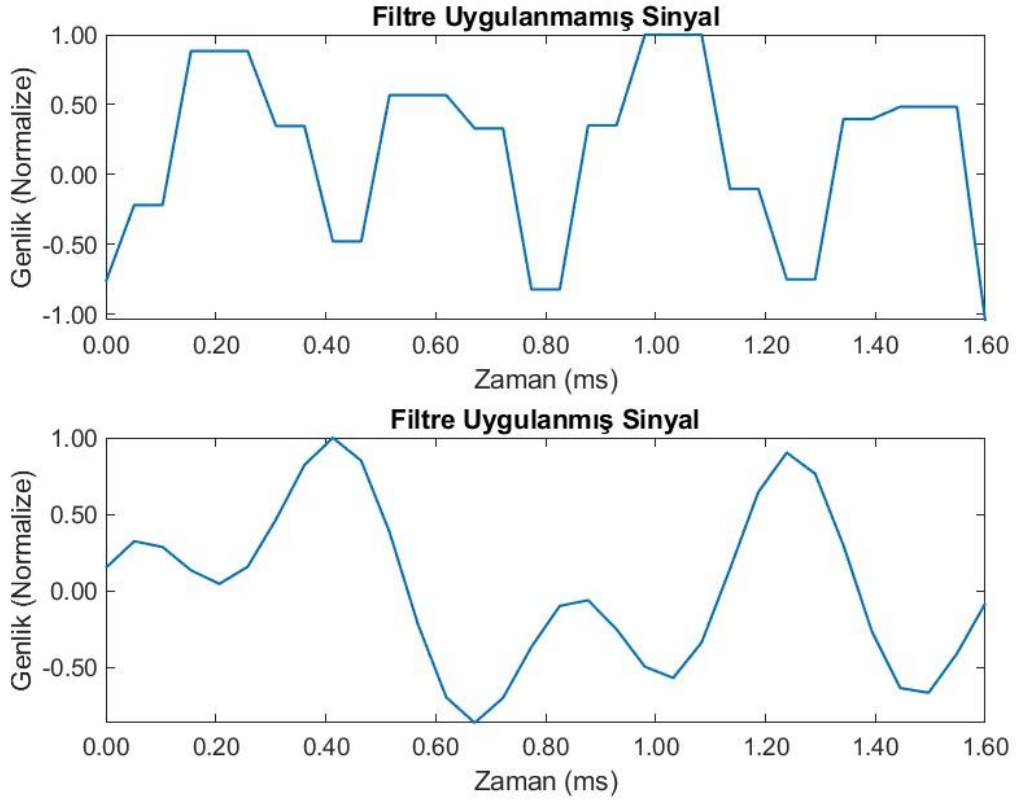
Şekil 4.44 D4.2 — 4.12MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2 kHz Sinüzoidal Sinyal



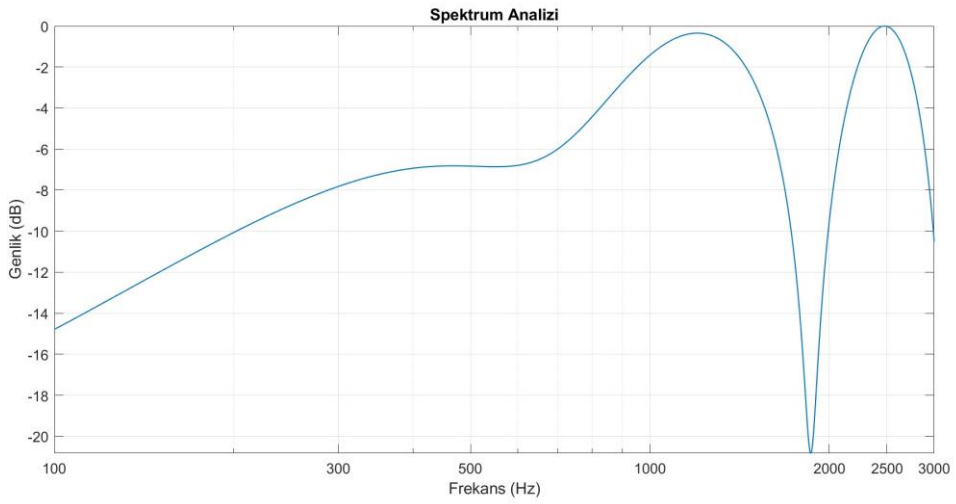
Şekil 4.45 D4.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2kHz)



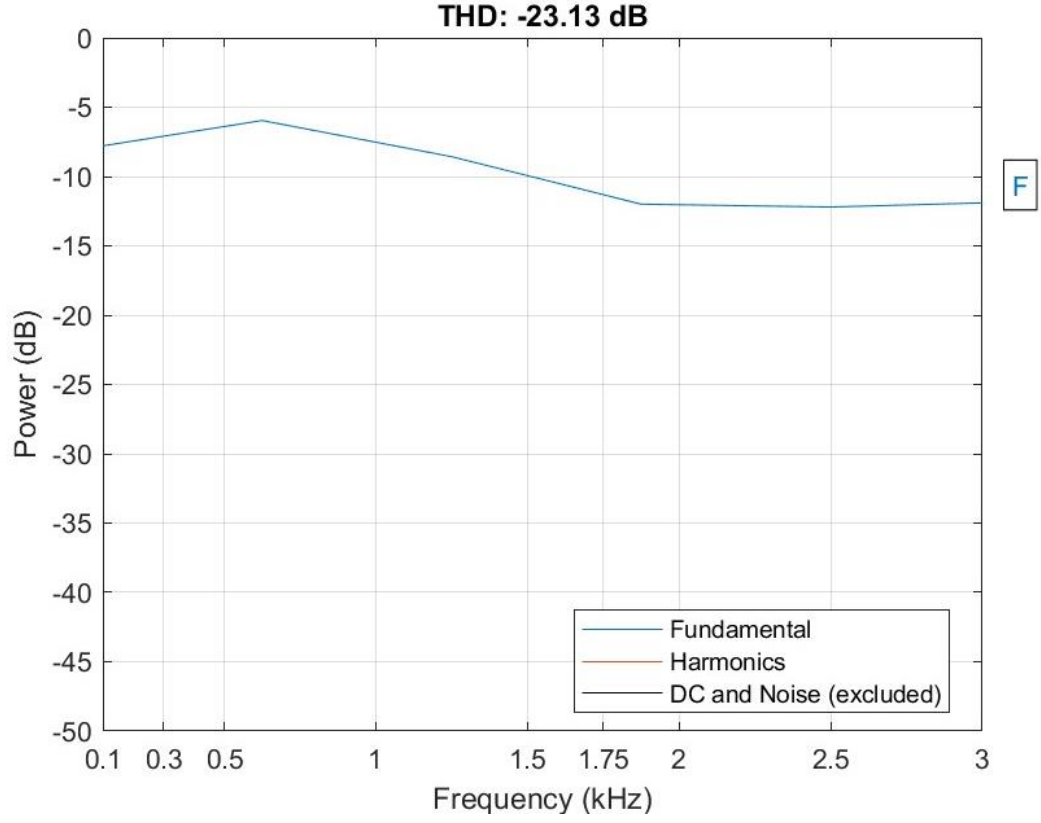
Şekil 4.46 D4.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2kHz)



Şekil 4.47 D4.2 — 4.12MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2.5kHz Sinüzoidal Sinyal

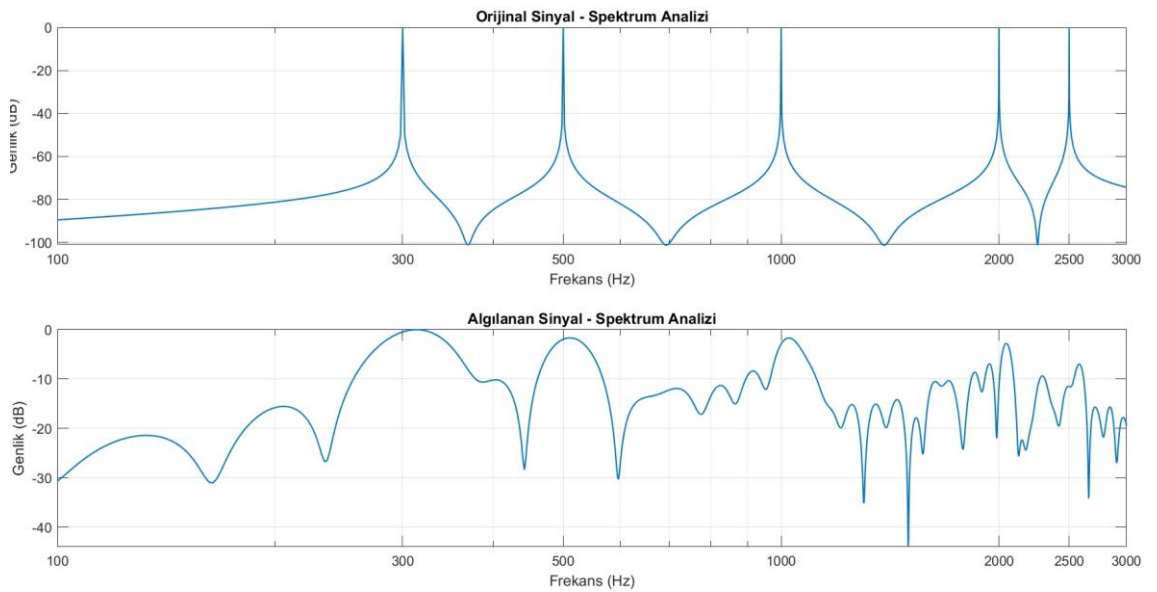


Şekil 4.48 D4.2 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2.5kHz)



Şekil 4.49 D4.2 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2.5kHz)

Sensörün farklı frekanslardaki hassaslığını gözlemlemek amacıyla 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5kHz frekanslarındaki sinüs dalgası olarak Matlab programında üretilen sinyaller toplanmış ve normalize edilerek sensöre uygulanmıştır. Şekil 4.50’de ise orijinal sinyal ve algılanan sinyalin spektrum analizleri karşılaştırma açısından verilmiştir.



Şekil 4.50 D4.2 —Algılanan Sinyalin ve Orijinal Sinyalin Spektrum Analizi

4.7 Uygulama – D4.3

Uygulama, Tablo 4.8’de verilen deney seti parametrelerine göre oluşturulmuştur. Elde edilen zaman domeni analizi, spektrum analizi ve toplam harmonik bozulma grafikleri 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5kHz frekanslarındaki sinüzoidal test sinyalleri için ayrı ayrı oluşturulmuş ve Şekil 4.51 ile Şekil 4.65 arasında verilen şekillerde gösterilmiştir. Şekil 4.66’da ise algılanan sinyalin ve orijinal sinyalin spektrum analizi karşılaştırılmıştır.

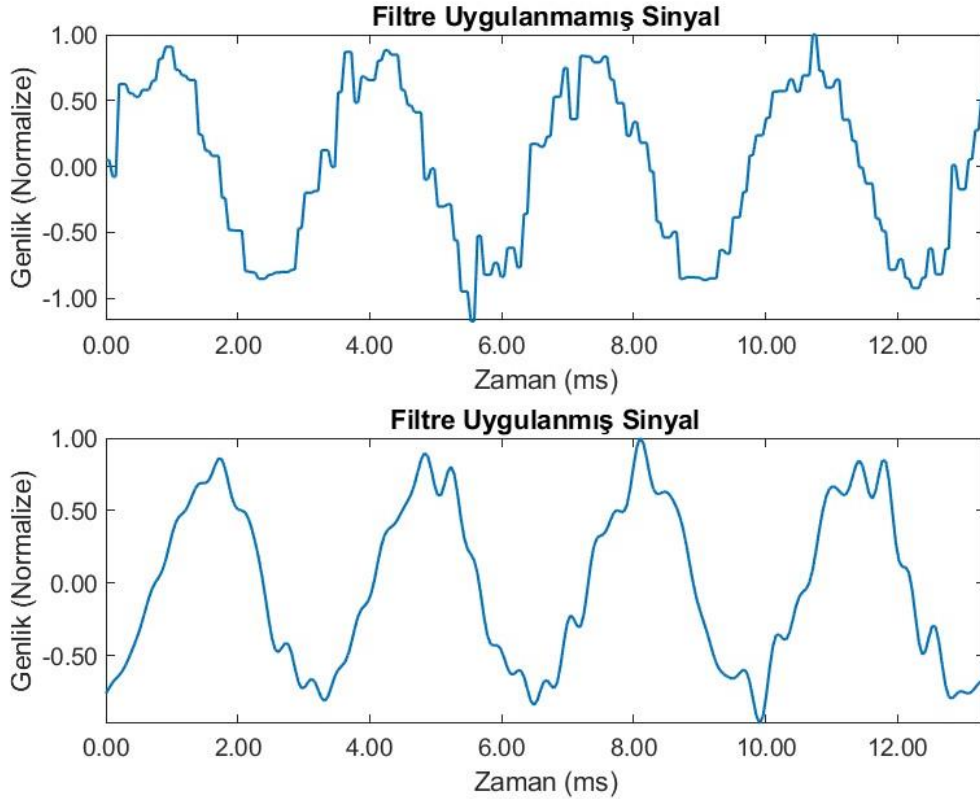
Tablo 4.8 Uygulama – D4.3 için Deney Seti Parametreleri

İndüktör Adı	Endüktans ¹ (L)	Seri Direnç ¹ (R _s)	Kullanılan Kapasitör	Hesaplanan Frekans	Ölçülen Frekans	Hesaplanan Yeni R _p ²
O	8.7uH	4.5Ω	180pF	4.022MHz	3.97MHz	8.48kΩ

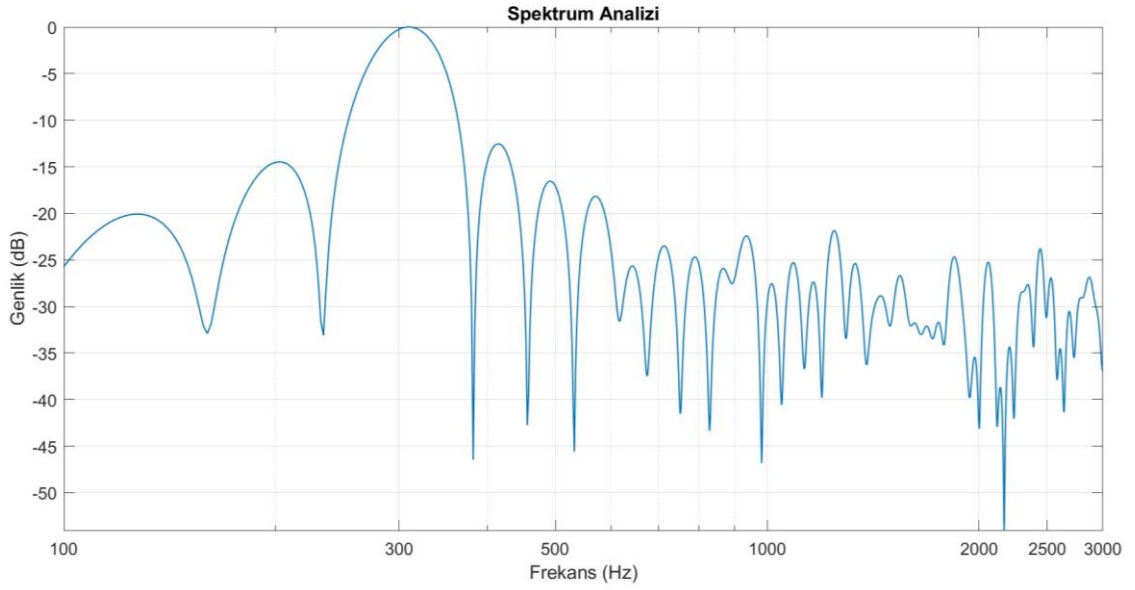
¹: Yaklaşık 4 MHz’teki değeri.

²: Yaklaşık 4.022 MHz’teki değeri.

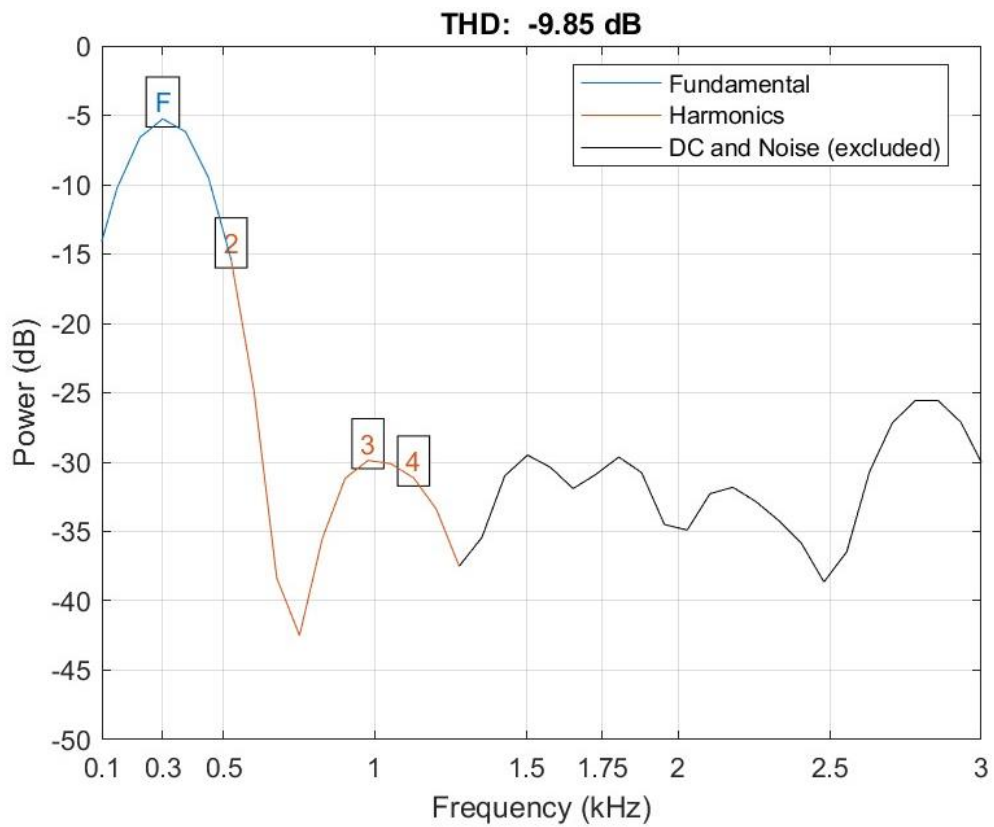
Ortam sıcaklığının 20.7°C olduğu durumda, çalışma anında (başlangıçtan 5 dakika sonra) düzlemsel baskı devrenin yüzeyindeki sıcaklık 20.9°C olarak ölçülmüştür.



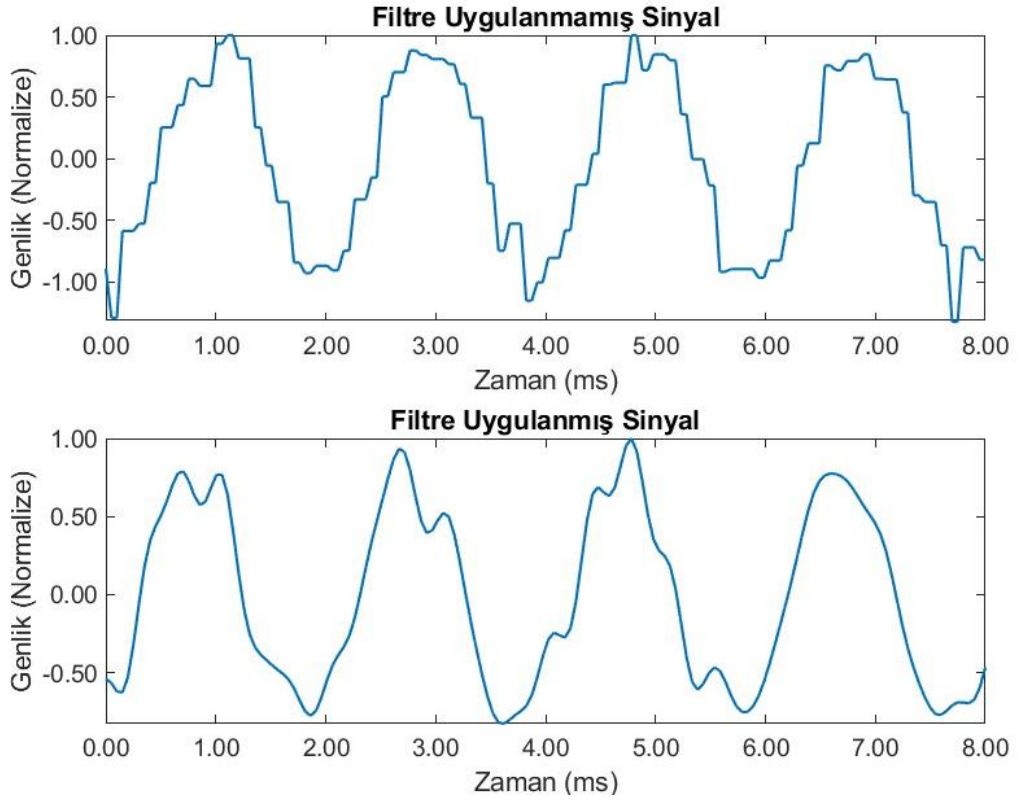
Şekil 4.51 D4.3 — 3.97MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 300Hz Sinüzoidal Sinyal



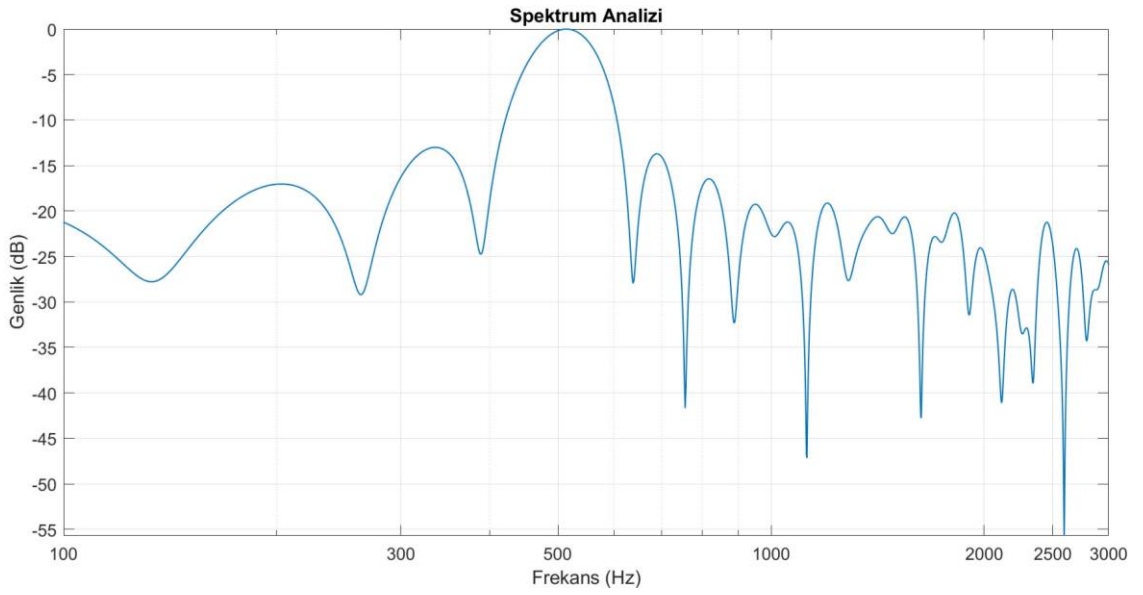
Şekil 4.52 D4.3 —Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (300Hz)



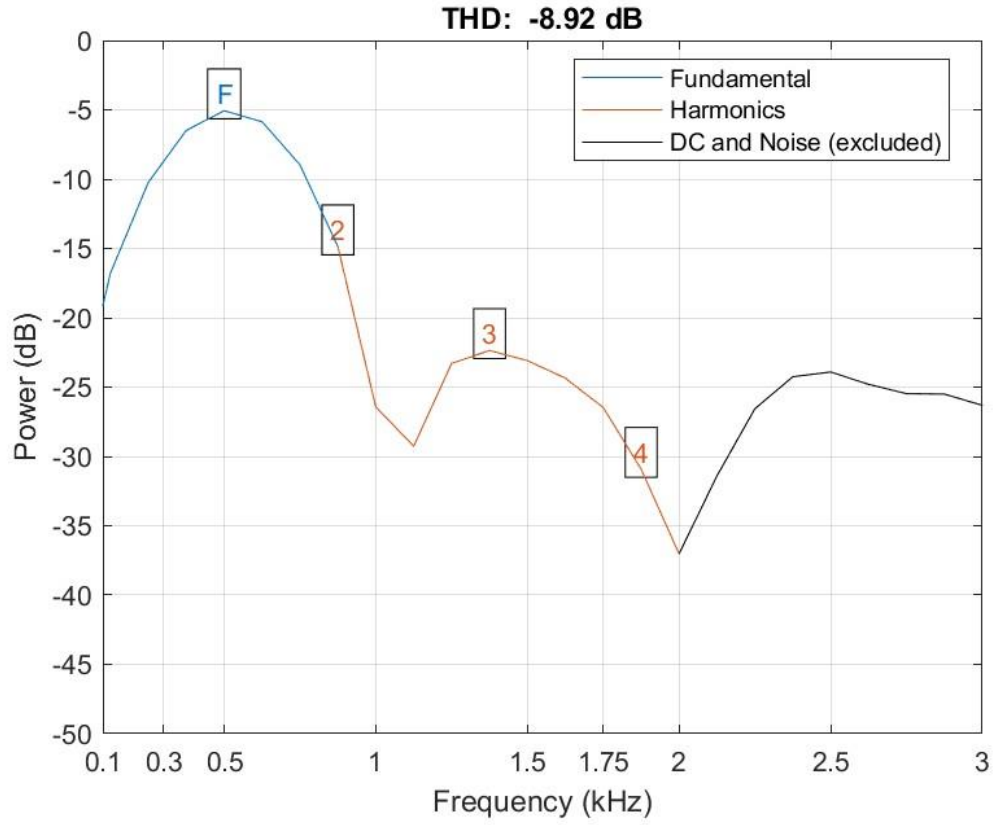
Şekil 4.53 D4.3 —Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (300 Hz)



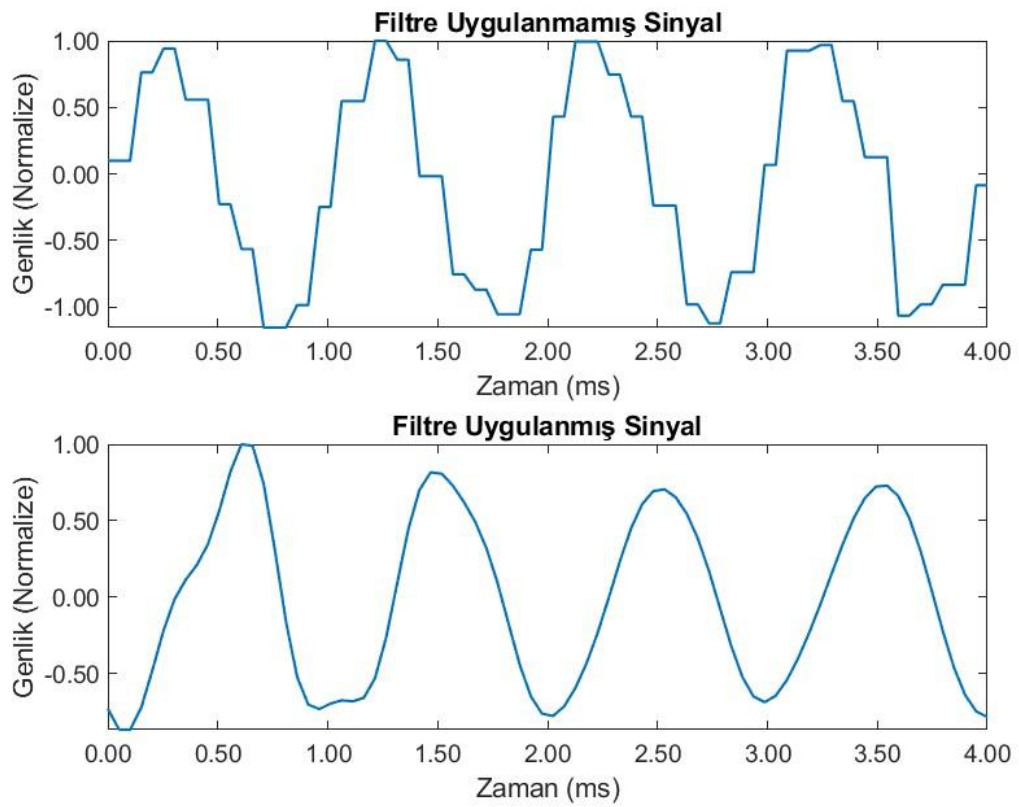
Şekil 4.54 D4.3 — 3.97MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 500Hz Sinüzoidal Sinyal



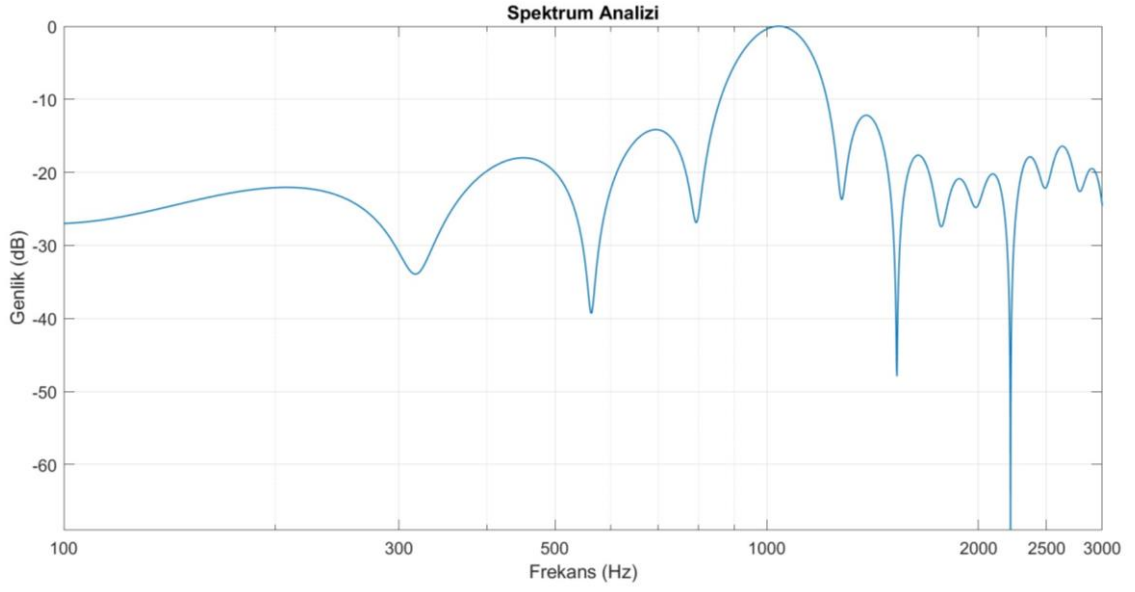
Şekil 4.55 D4.3 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (500Hz)



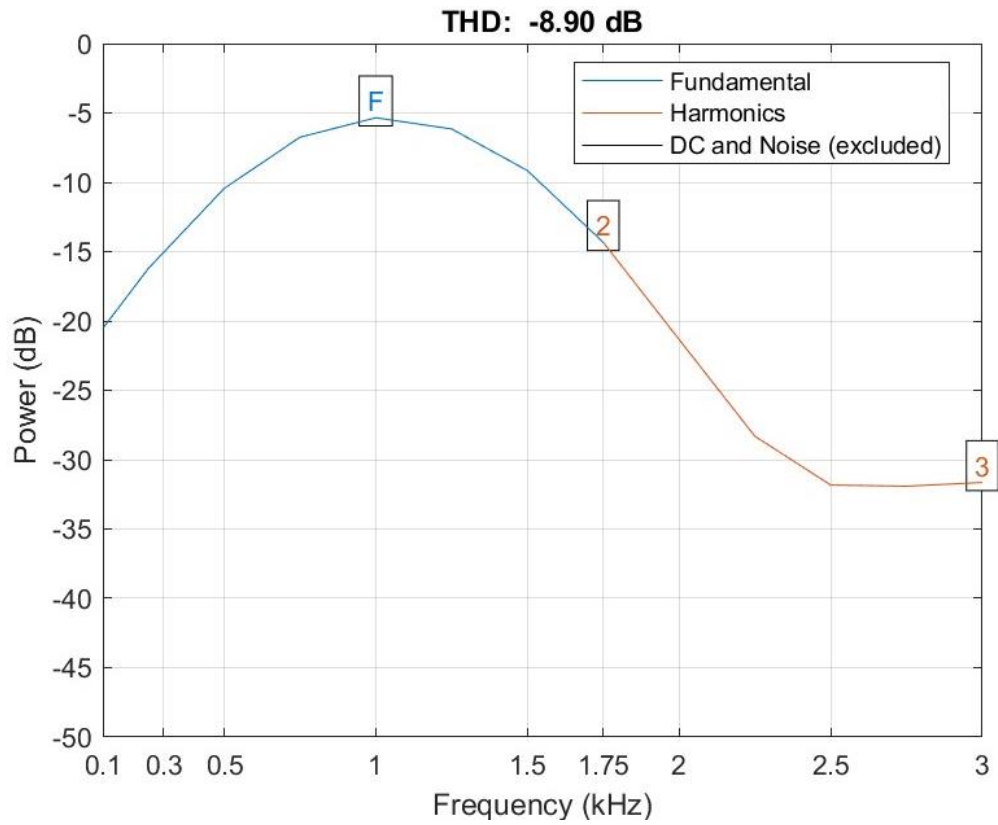
Şekil 4.56 D4.3 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (500 Hz)



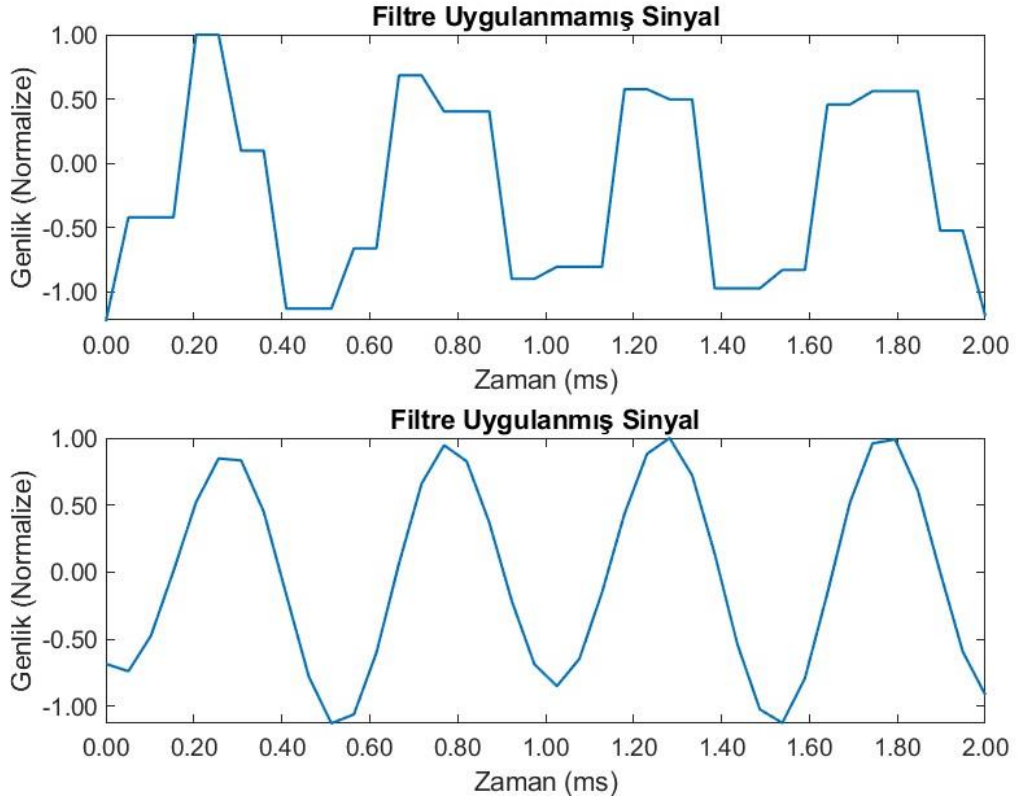
Şekil 4.57 D4.3 — 3.97MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 1kHz Sinüzoidal Sinyal



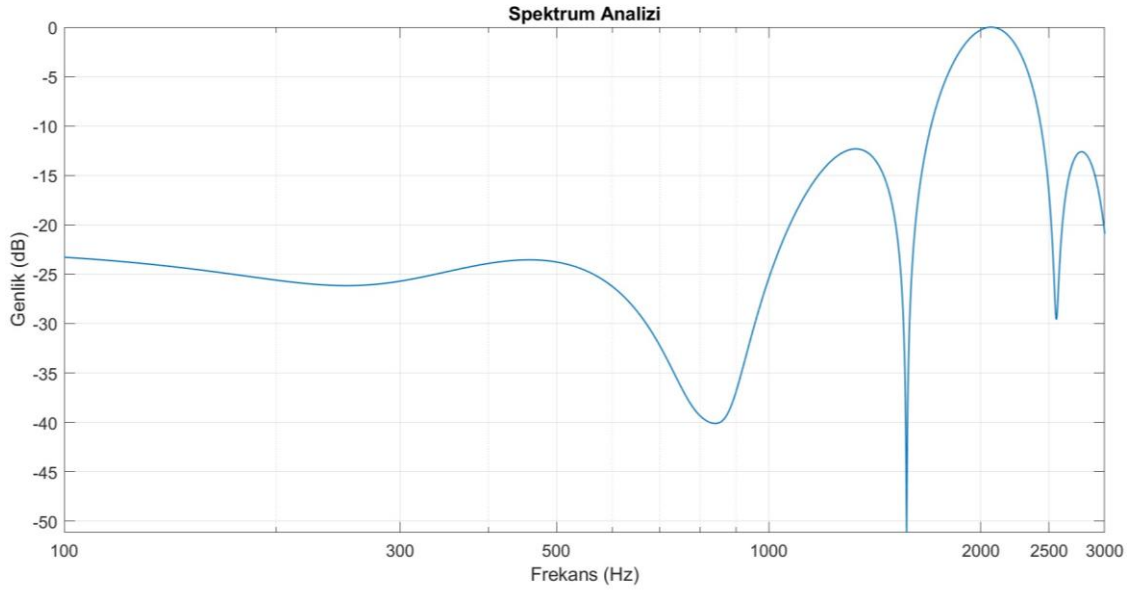
Şekil 4.58 D4.3 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (1kHz)



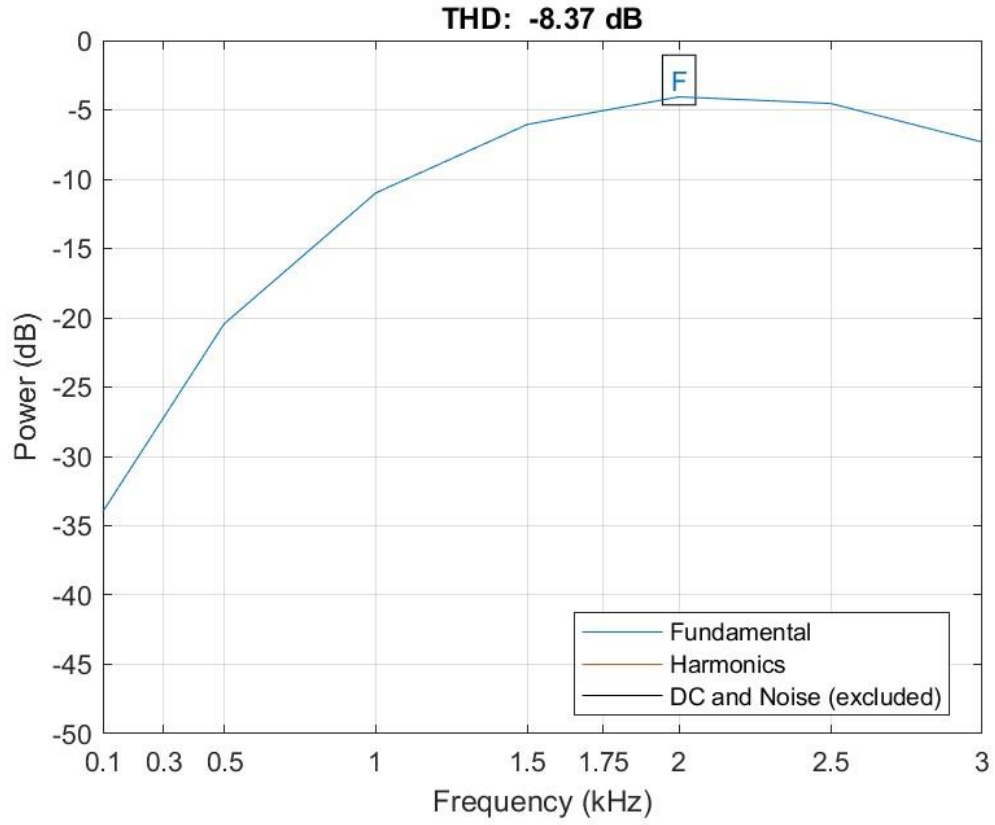
Şekil 4.59 D4.3 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (1kHz)



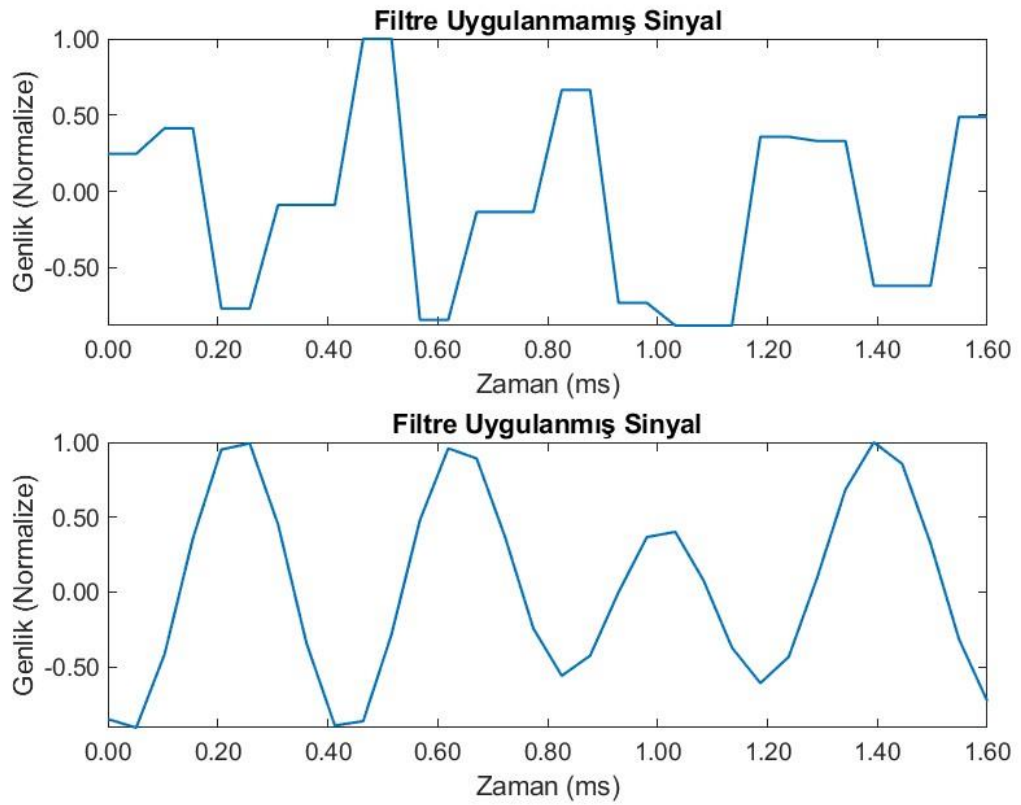
Şekil 4.60 D4.3 — 3.97MHz’te Çalışan Sensör ile Algılanan 2 kHz Sinüzoidal Sinyal



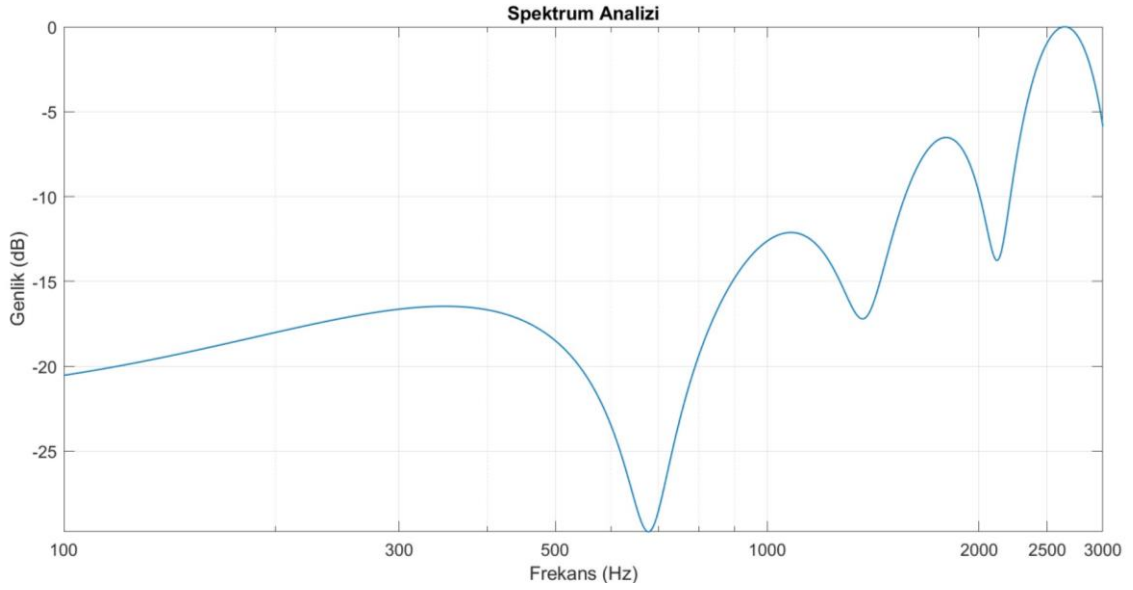
Şekil 4.61 D4.3 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2kHz)



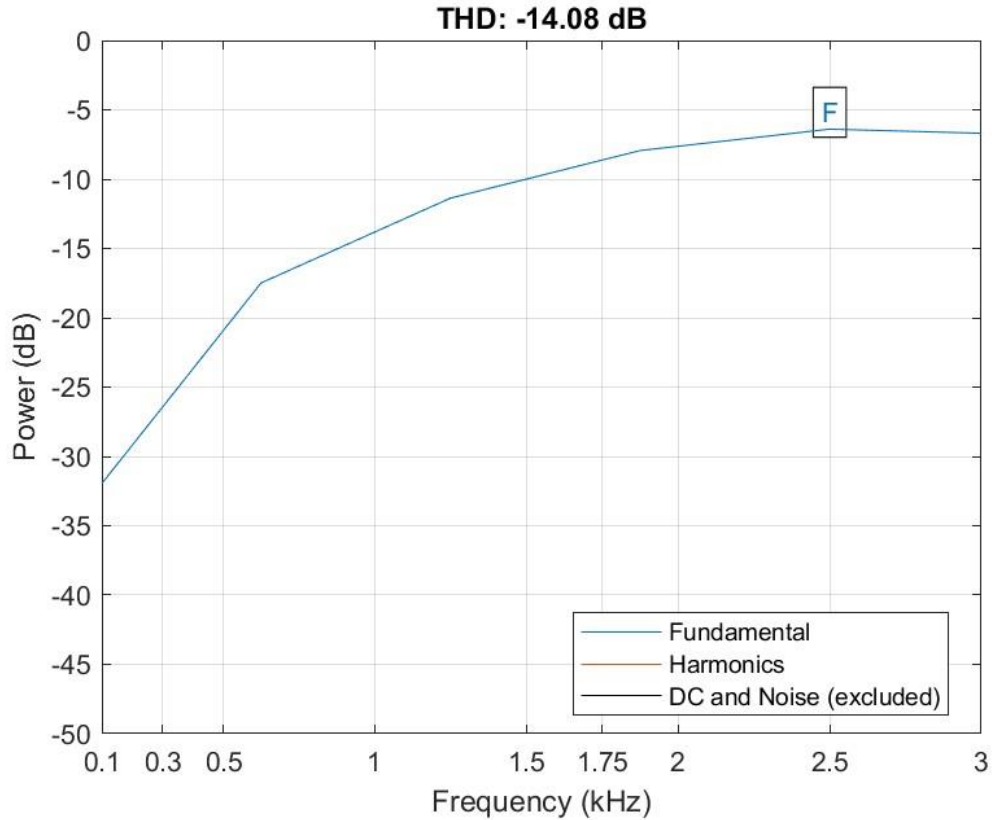
Şekil 4.62 D4.3 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2kHz)



Şekil 4.63 D4.3 — 3.97MHz'te Çalışan Sensör ile Algılanan 2.5kHz Sinüzoidal Sinyal



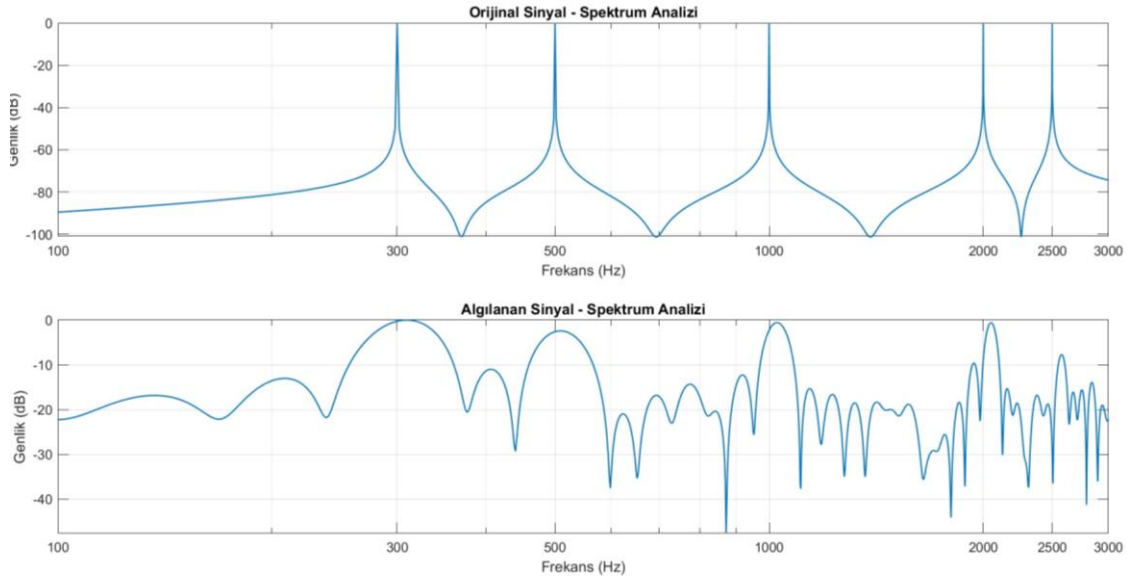
Şekil 4.64 D4.3 — Algılanan Sinyalin Spektrum Analizi (2.5kHz)



Şekil 4.65 D4.3 — Algılanan Sinyalin Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2.5kHz)

Sensörün farklı frekanslardaki hassaslığını gözlemlemek amacıyla 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5KHz frekanslarındaki sinüs dalgası olarak Matlab programında üretilen

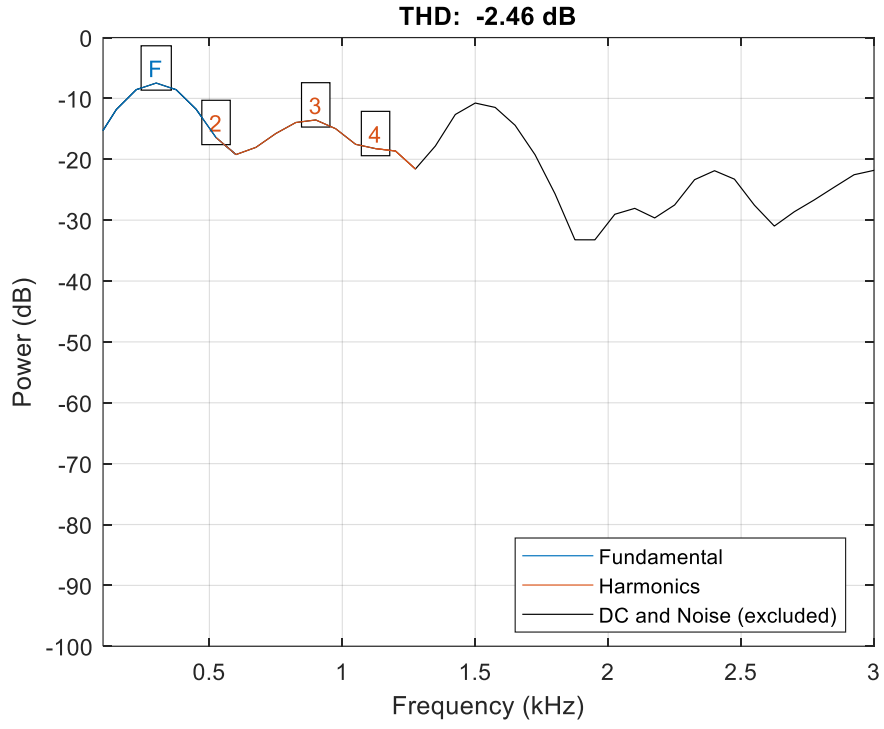
sinyaller toplanmış ve normalize edilerek sensöre uygulanmıştır. Şekil 4.66’da orijinal sinyal ve algılanan sinyalin spektrum analizleri karşılaştırma açısından verilmiştir.



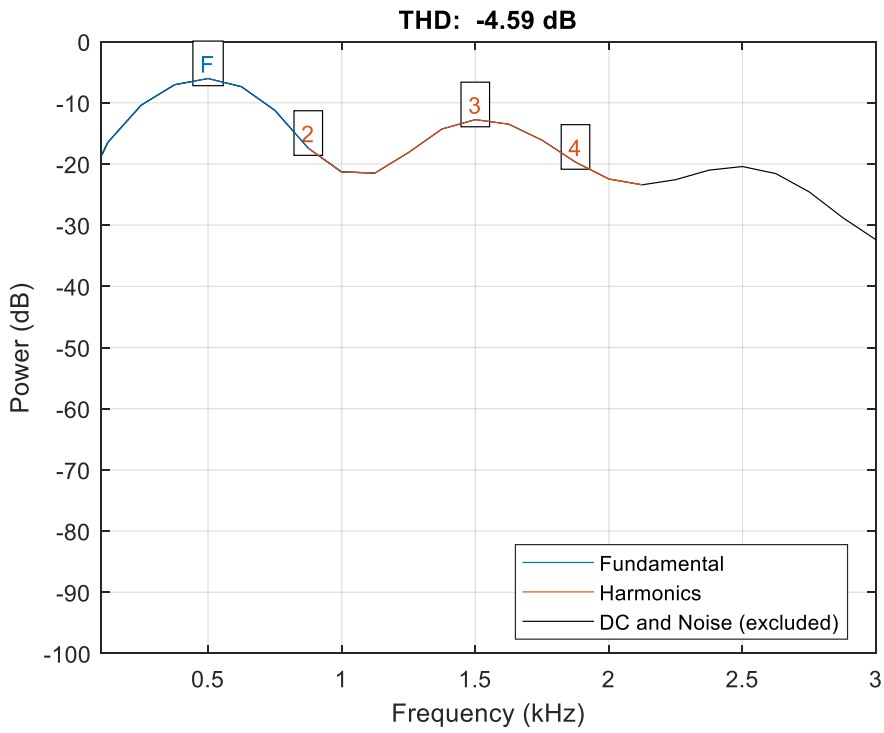
Şekil 4.66 D4.3 —Algılanan Sinyalin ve Orijinal Sinyalin Spektrum Analizi

4.8 Uygulama – Mikrofon ile Hoparlör Testi

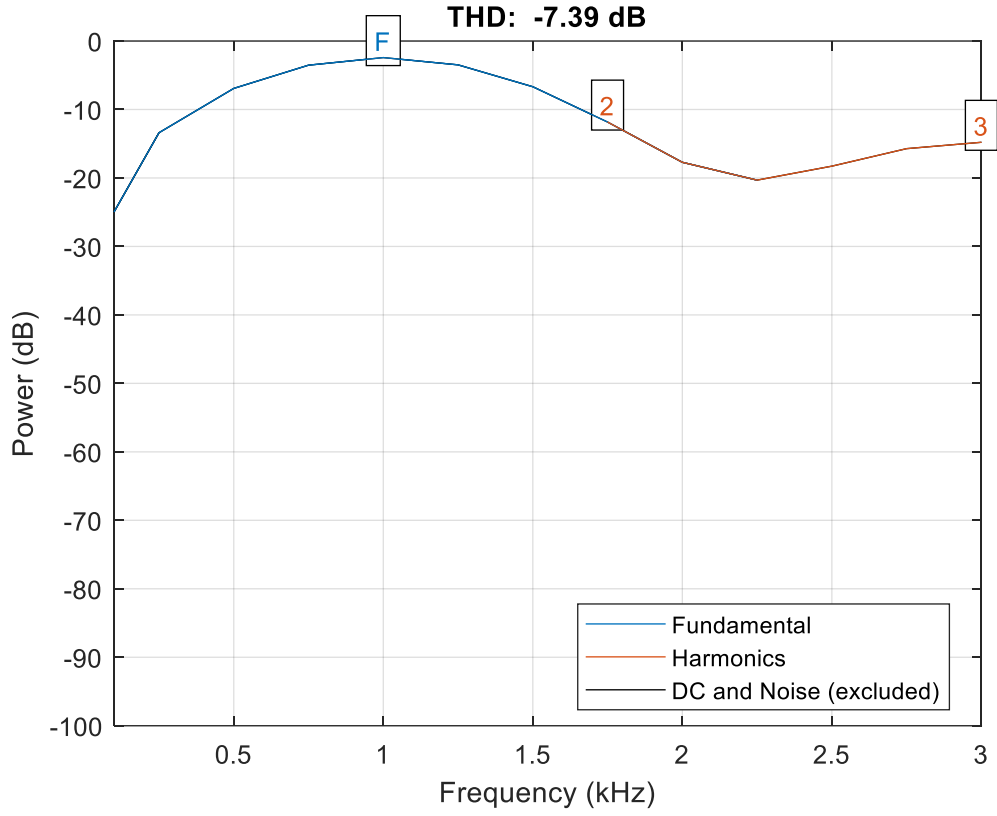
Hoparlörün sebep olduğu toplam harmonik bozulma, bir referans mikrofon ile (Behringer ECM8000) 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5kHz’te ölçümler alınarak spektrum analizleri çıkarılmıştır. Ölçümler, Şekil 4.67 ve Şekil 4.71 arasındaki şekillerde verilmiştir.



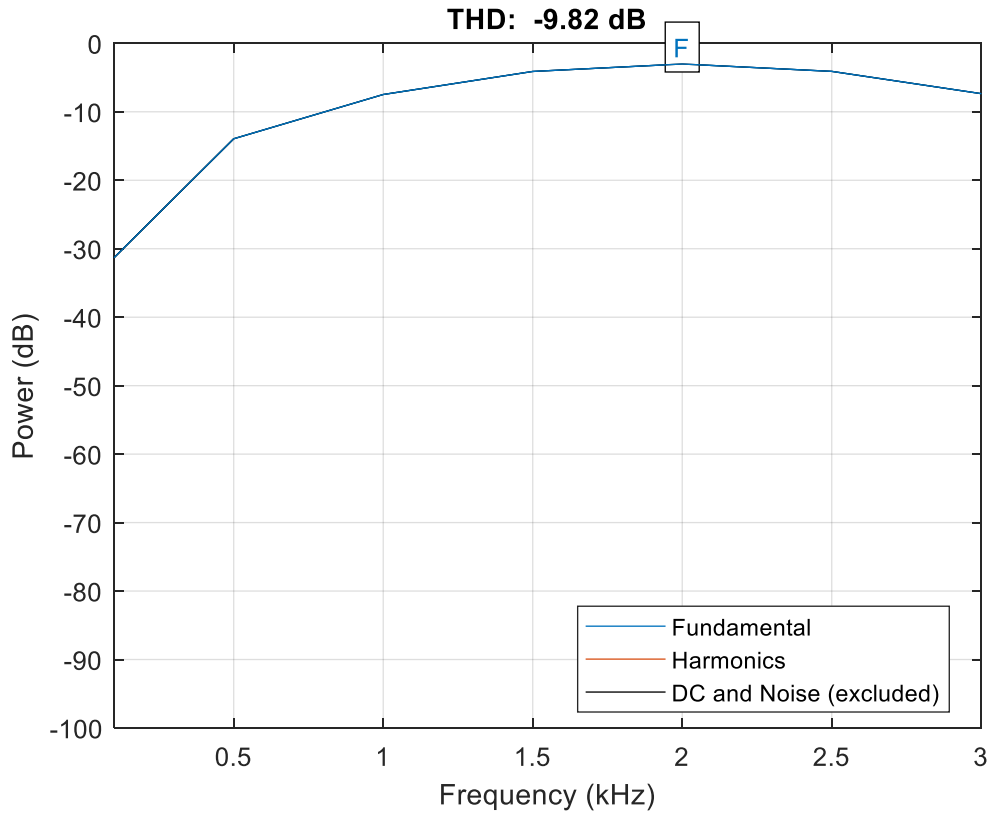
Şekil 4.67 Hoparlörün Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (300Hz)



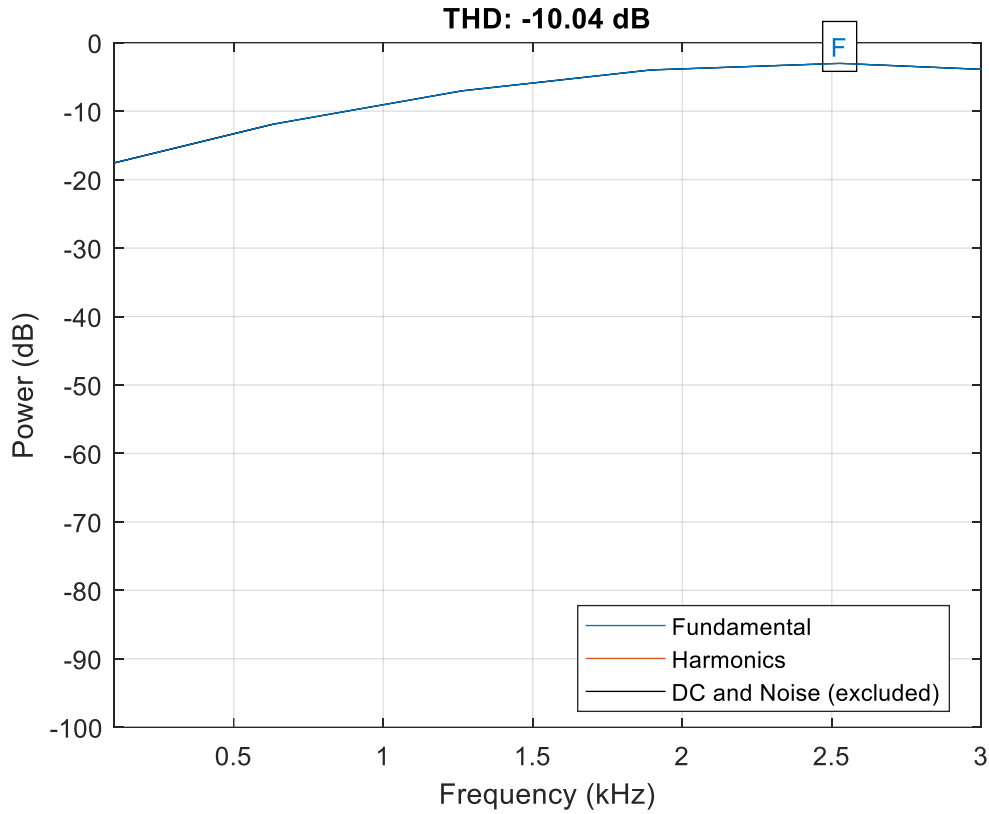
Şekil 4.68 Hoparlörün Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (500Hz)



Şekil 4.69 Hoparlörün Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (1kHz)



Şekil 4.70 Hoparlörün Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2kHz)



Şekil 4.71 Hoparlörün Toplam Harmonik Bozulma Spektrumu (2.5kHz)

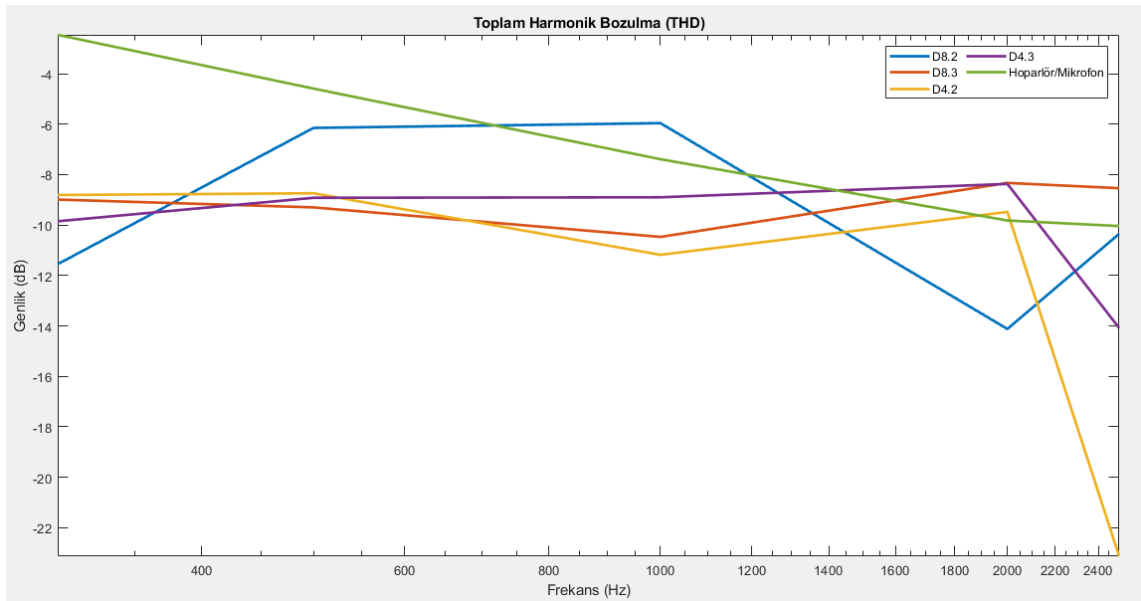
4.9 Kapsamlı Genel Sonuçlar

Tablo 4.9, yapılan her deneyde ölçülen toplam harmonik bozulmaları (gürültü hariç) ait oldukları düzlemsel baskı devre indüktör ve indüktanslar ile göstermektedir. Gözlemlendiği üzere bazı deneylerde, sensörün istenen frekansta sürekli salınım sağlayamaması nedeniyle toplam harmonik bozulma ölçülememiştir. Yüksek frekanslarda en az toplam harmonik bozulmayı Q düzlemsel baskı devre indüktörü 4.12MHz sensör salınım frekansında vermiştir. Düşük frekanslarda ise en az toplam harmonik bozulmayı P düzlemsel baskı devre indüktörü 6.05MHz sensör salınım frekansında vermiştir. Dolayısıyla, toplam harmonik bozulma indüktör çapıyla değil ancak çalışma frekansıyla ilişkilendirilmiştir. Referans olarak hoparlörün kendi toplam harmonik bozulması mikrofon (Behringer ECM8000) ile ölçülmüş ve karşılaştırma amacıyla sonuçlara eklenmiştir. Şekil 4.72’de ise toplam harmonik bozulma sonuçları grafik olarak verilmiştir. Grafikten de görülebileceği üzere sadece uç frekanslarda harmonik bozulmalar fark oluşturmaktadır.

Tablo 4.9 Uygulamalara Göre Ölçülen Toplam Harmonik Bozulma

Deney Seti Adı	İndüktör Adı	Endüktans	Ölçülen Salınım Frekansı	Ölçülen Toplam Harmonik Bozulma					
				300Hz	500Hz	1kHz	2kHz	2.5kHz	Aritmetik Ortalama
D9.4	R	1.06uH	9.374MHz ¹	-	-	-	-	-	-
D8.1	R	1.065uH	7.94MHz ¹	-	-	-	-	-	-
D8.2	P	2.815uH	6.05MHz	-11.55dB	-6.15dB	-5.96dB	-14.12dB	-10.35dB	-9.26dB
D8.3	Q	4.9uH	7.065MHz	-8.99dB	-9.30dB	-10.47dB	-8.33dB	-8.54dB	-9.13dB
D4.1	P	2.815uH	4.05MHz ¹	-	-	-	-	-	-
D4.2	Q	4.82uH	4.12MHz	-8.81dB	-8.74dB	-11.18dB	-9.48dB	-23.13dB	-12.27dB
D4.3	O	8.7uH	3.97MHz	-9.85dB	-8.92dB	-8.90dB	-8.37dB	-14.08dB	-10.02dB
Hoparlör (Mikrofon ile ölçüm)				-2.46dB	-4.59dB	-7.39dB	-9.82dB	-10.04dB	-6.86dB

¹: Sürekli salınım sağlanamamıştır.

**Şekil 4.72** Uygulamaların Toplam Harmonik Bozulma Analizi Karşılaştırması

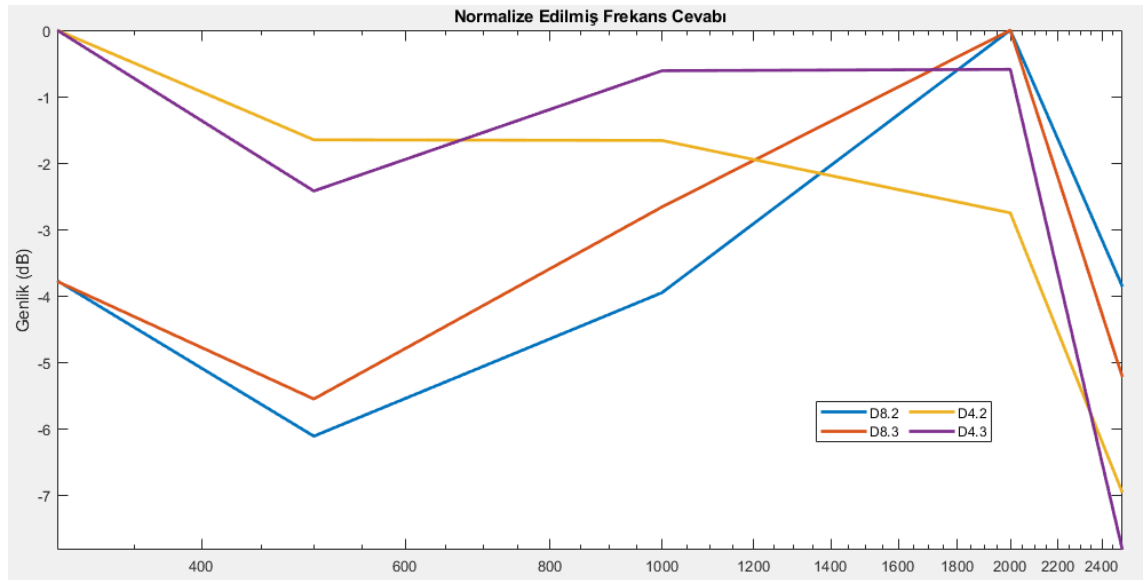
Tablo 4.10 ise her deney setindeki test frekanslarına göre hassaslığı ortaya ait oldukları düzlemsel baskı devre indüktör ve indüktanslar ile koymaktadır. Ölçüm, eş zamanda verilen 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5kHz frekanslarında oluşturulan sinüzoidal test sinyali ile hoparlörün uyarımının yardımıyla gerçekleştirilmiş ve spektrum analizi yapılmıştır. Gözlemlendiği üzere bazı deneylerde, sensörün istenen frekansta sürekli salınım sağlayamaması nedeniyle toplam harmonik bozulma ölçülememiştir. Yüksek

frekanslarda en iyi cevabı P düzlemsel baskı devre indüktörü 6.05MHz sensör salınım frekansında vermiştir. Düşük frekanslarda ise en iyi cevabı Q düzlemsel baskı devre indüktörü 4.12MHz sensör salınım frekansında vermiştir. Sensörün salınım frekansı arttıkça yüksek frekanslardaki hassaslığının da arttığı Şekil 4.73'te gözlemlenebilmektedir.

Tablo 4.10 Frekansa Göre Ölçüm Hassaslığı (Normalize)

Deney Seti Adı	İndüktör Adı	İndüktör Çapı	Endüktans	Kalite Faktörü (Q)	Ölçülen Salınım Frekansı	Frekansa Göre Ölçüm Hassaslığı (Normalize)				
						300Hz	500Hz	1kHz	2kHz	2.5kHz
D9.4	R	4mm	1.06uH	28.6	9.374MHz ¹	-	-	-	-	-
D8.1	R	4mm	1.065uH	25.1	7.94MHz ¹	-	-	-	-	-
D8.2	P	5mm	2.815uH	25.4	6.05MHz	-3.77dB	-6.11dB	-3.95dB	0dB	-3.86dB
D8.3	Q	6mm	4.9uH	48.9	7.065MHz	-3.78dB	-5.55dB	-2.66dB	0dB	-5.22dB
D4.1	P	5mm	2.815uH	20	4.05MHz ¹	-	-	-	-	-
D4.2	Q	6mm	4.82uH	31.2	4.12MHz	0dB	-1.65dB	-1.66dB	-2.75dB	-6.96dB
D4.3	O	8mm	8.7uH	38.1	3.97MHz	0dB	-2.42dB	-0.61dB	-0.59dB	-7.82dB

¹: Sürekli salınım sağlanamamıştır.



Şekil 4.73 Uygulamaların Normalize Edilmiş Frekans Cevabı

Tablo 4.11'de verilen sonuçlara göre ise sensörün salınım frekansı arttıkça yüksek frekanslarda daha az gürültü tespit edilmektedir. Yüksek frekanslarda en az gürültüyü barındıran Q düzlemsel baskı devre indüktörünün sensörün salınım frekansının

düşmesiyle beraber düşük frekanslardaki performansı artmıştır. Öte yandan en yüksek kalite faktörüne (Q) sahip olan Q düzlemsel baskı devre indüktörü, bu parametrenin gürültü açısından önemini ortaya koymaktadır.

Tablo 4.11 Frekansa Göre Sinyalin Gürültüye Oranı

Deney Seti Adı	İndüktör Adı	İndüktör Çapı	Endüktans	Kalite Faktörü (Q)	Ölçülen Salınım Frekansı	Sinyalin Gürültüye Oranı				
						300Hz	500Hz	1kHz	2kHz	2.5kHz
D9.4	R	4mm	1.06uH	28.6	9.374MHz ¹	-	-	-	-	
D8.1	R	4mm	1.065uH	25.1	7.94MHz ¹	-	-	-	-	-
D8.2	P	5mm	2.815uH	25.4	6.05MHz	8.92dB	12dB	14.15dB	305dB	-0.09dB
D8.3	Q	6mm	4.9uH	48.9	7.065MHz	8.48dB	13.72dB	15.55dB	323dB	11.3dB
D4.1	P	5mm	2.815uH	20	4.05MHz ¹	-	-	-	-	-
D4.2	Q	6mm	4.82uH	31.2	4.12MHz	14.65dB	15.65dB	291dB	-0.07dB	-5.24dB
D4.3	O	8mm	8.7uH	38.1	3.97MHz	16.75dB	13.76dB	28.28dB	0.24dB	-0.09dB

¹: Sürekli salınım sağlanamamıştır.

Bu tez çalışmasında koklear implantlarda mevcut olan mikrofon yerine kullanılabilen ve tamamen implante edilebilir bir yöntem geliştirilmesi hedeflenmiştir. Sensör bileşenleri düzlemsel baskı devre indüktör ve girdap akımındaki değişimi algılayan tümleşik devre içermektedir. Farklı çaplarda düzlemsel indüktörler kullanılarak oluşturulan sensörler 300Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz ve 2.5kHz frekanslarında sinüzoidal test sinyalleri kullanılarak deneysel uygulamalar oluşturulmuştur. Bu deneylerde düzlemsel baskı devre indüktör çapları ve sensör salınım frekanslarının sistemin başarımlarına etkisi karşılaştırılmıştır. Toplam harmonik bozulma, frekans cevabındaki eşitlik ve sinyalin gürültüye oranı performans kriterleri olarak ele alınmıştır.

7 adet deneysel uygulamanın üçünde istenilen sonuç elde edilmemiştir. Bu uygulamalarda, sensörlerin paralel eş değer dirençleri LDC1101 tümleşik devresinin katalog bilgilerine göre uygun olsa da sürekli bir salınım sağlanamamıştır. LDC1101 tümleşik devresi yeterince akım sağlayamadığı için kısa bir süre içerisinde salınım sönümlenmekte, sonra LDC1101 salınımı yeniden başlatmakta ancak salınım yeniden sönümlenmektedir. Bu süreçte, sensör veri olarak sabit bir şekilde sıfır göndermektedir. Dolayısıyla, bu uygulamalar sonuçlara dahil edilememiştir.

Yapılan deneysel uygulamalarda kullanılan metal parçanın çapının düzlemsel baskı devre indüktörün çapına eşit veya daha büyük olması uygulamalar arasındaki frekans cevabını farkını en aza indirmektedir. Buna rağmen, en önemli etken olan sensörün salınım frekansı ve kalite faktörü farklılığı nedenleriyle uygulamalar arasında frekans cevabı ve gürültü farkı oluşmuştur. En uygun cevabı oluşturan sistemler, mümkün olan en yüksek kalite faktöründe en yüksek sensör salınım frekansına sahip olanlar olmuştur. 6 mm çapındaki Q indüktörü 7.065MHz salınım frekansında tüm performans kriterleri göz önüne alındığında en optimal başarımları sergilediği gözlemlenmiştir. Elde edilen veriler, Matlab yazılımıyla ses dosyasına dönüştürülüp subjektif ses değerlendirme testine de tabi tutulmuştur ve sonuçlar verilen deneysel uygulama sonuçlarıyla uyumlu bulunmuştur.

LDC1101 tümleşik devresinin ve mikrodenetleyicinin örnekleme noktaları arasındaki zaman kaymaları (faz gürültüsü) nedeniyle özellikle 500Hz'ten daha yüksek frekans

testlerinde frekans kayması tespit edilmiştir. Bu durum, verilen spektrum analizlerinde ve toplam harmonik bozulma grafiklerinde gözlemlenebilmektedir.

Toplam harmonik bozulma verileri kıyaslandığında, önerilen sistem ile bir referans mikrofondan daha yüksek başarımlar elde edildiği ortadadır. Tüm veriler göz önüne alındığında, gürültünün önemli bir problem oluşturabileceği ortaya çıkmaktadır. LDC1101 tümleşik devresi, bu çalışmada önerilen metod için tasarlanmadığından gürültünün yüksek olması normaldir. Bu çalışmaya özel tasarlanan bir tümleşik devre çok daha yüksek başarımlar gösterecektir. Ayrıca, daha yüksek sensör salınım frekansları ve kalite faktörleri elde edilebilecek ve sistemin elektromanyetik gürültü girişimine olan dayanıklılığı artırılabilir.

Yapılan deneysel uygulamalarda, düzlemsel baskı devre indüktörlerin yüzeyinde kızılötesi sıcaklık ölçer ile elde edilen veriler sıcaklık farklarının önemli bir ölçüde değişmediğini göstermektedir. Ortam sıcaklığına göre en yüksek sıcaklık farkı, beklendiği üzere en düşük paralel eşdeğer direnç ve en küçük yüzeye sahip düzlemsel baskı devrede 0.9°C olarak ölçülmüştür. En iyi başarımları gösterdiği düşünülen Q düzlemsel baskı devresi ise ortam sıcaklığına göre en fazla 0.6°C artış göstermiştir. Bu durum, düzlemsel baskı devre indüktörün implante edilebilirliği konusunda önemli bir göstergedir.

Sonuç olarak, düzlemsel baskı devre kullanılarak kulak kemikçiklerinin titreşiminin titreşim frekansının ve genliğinin ölçülebileceği gösterilmiştir. Bu yöntemin koklear implantlarda kullanımı için uygunluğu ve avantajları ortaya konmuştur.

- [1] A. Wilska, “Eine Methode zur Bestimmung der Hörschwellenamplituden des Trommelfells bei verschiedenen Frequenzen1,” *Skandinavisches Archiv Für Physiologie*, vol. 72, no. 2, pp. 161–165, Jul. 1935, doi:10.1111/j.1748-1716.1935.tb00419.x.
- [2] J. Rutschmann, “Magnetic Audition - Auditory Stimulation by Means of Alternating Magnetic Fields Acting on a Permanent Magnet Fixed to the Eardrum,” *IRE Transactions on Medical Electronics*, vol. ME-6, no. 1, pp. 22–23, Mar. 1959, doi: 10.1109/iret-me.1959.5007893.
- [3] “The Effect of the ‘Floating Mass Transducer’ in the Middle... : Otology & Neurotology,” *LWW*, 2023. https://journals.lww.com/otology-neurotology/Abstract/2000/01000/The_Effect_of_the__Floating_Mass_Transducer__in.10.aspx (accessed Jan. 05, 2023).
- [4] N. Yanagihara, H. Sato, Y. Hinohira, K. Gyo, and K. Hori, “Long-term results using a piezoelectric semi-implantable middle ear hearing device,” *Otolaryngologic Clinics of North America*, vol. 34, no. 2, pp. 389–400, Apr. 2001, doi: 10.1016/s0030-6665(05)70338-8.
- [5] K. Kroll, “The Envoy® Totally Implantable Hearing System, St. Croix Medical - Kai Kroll, Iain L. Grant, Eric Javel, 2002,” *Trends in Amplification*, 2016. <https://journals.sagepub.com/doi/full/10.1177/108471380200600208> (05.01.2023 tarihinde erişilmiştir.).
- [6] S. Nishihara, “Effect of Changes in Mass on Middle Ear Function - Shinsei Nishihara, Hiroshi Aritomo, Richard L. Goode, 1993,” *Otolaryngology—Head and Neck Surgery*, 2016. <https://journals.sagepub.com/doi/abs/10.1177/019459989310900520> (08.01.2023 tarihinde erişilmiştir.).

- [7] Murat Serttaş, Dr. Öğr. Üyesi Serkan Kurt, “Mikro elektromekanik sistem ile orta kulak kemikçiklerinin hareketinin algılanması”. İstanbul: Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 2018
- [8] S. Kurt and A. G. Ozsonmez, “Effects of a particle placed on the ossicles for microphoneless cochlear implant design,” *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part H: Journal of Engineering in Medicine*, vol. 235, no. 4, pp. 480–489, Dec. 2020, doi: 10.1177/0954411920979436.
- [9] M. D. Seidman *et al.*, “Normative Data of Incus and Stapes Displacement During Middle Ear Surgery Using Laser Doppler Vibrometry,” *Otology & Neurotology*, vol. 34, no. 9, pp. 1719–1724, Dec. 2013, doi: 10.1097/mao.0b013e3182976528.
- [10] D. MacDougall, L. Morrison, C. Morrison, D. P. Morris, M. Bance, and R. B. A. Adamson, “Optical Coherence Tomography Doppler Vibrometry Measurement of Stapes Vibration in Patients With Stapes Fixation and Normal Controls,” *Otology & Neurotology*, vol. 40, no. 4, pp. e349–e355, Apr. 2019, doi:10.1097/mao.0000000000002193.
- [11] A. Mitchell-Innes, R. Morse, R. Irving, and P. Begg, “Implantable microphones as an alternative to external microphones for cochlear implants,” *Cochlear Implants International*, vol. 18, no. 6, pp. 304–313, Sep. 2017, doi: 10.1080/14670100.2017.1371974.
- [12] S. T. Woo *et al.*, “Speech quality evaluation of subcutaneously implanted microphone using in vivo experiment,” *Bio-Medical Materials and Engineering*, vol. 24, no. 6, pp. 3685–3691, 2014, doi: 10.3233/bme-141196.
- [13] P. Huang, J. Guo, C. A. Megerian, D. J. Young, and W. H. Ko, “A Laboratory Study on a Capacitive Displacement Sensor as an Implant Microphone in Totally Implant Cochlear Hearing Aid Systems,” 2007 29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Aug. 2007, doi: 10.1109/iembs.2007.4353638.
- [14] W. H. Ko *et al.*, “Studies of MEMS Acoustic Sensors as Implantable Microphones for Totally Implantable Hearing-Aid Systems,” *IEEE Transactions on Biomedical*

- Circuits and Systems, vol. 3, no. 5, pp. 277–285, Oct. 2009, doi: 10.1109/tbcas.2009.2032267.
- [15] M. A. Zurcher, D. J. Young, M. Semaan, C. A. Megerian, and W. H. Ko, “MEMS middle ear acoustic sensor for a fully implantable cochlear prosthesis,” *2007 IEEE 20th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, Jan. 2007, doi: 10.1109/memsys.2007.4433039.
- [16] F. Henry, M. Glavin and E. Jones, "Noise Reduction in Cochlear Implant Signal Processing: A Review and Recent Developments," in *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, vol. 16, pp. 319-331, 2023, doi: 10.1109/RBME.2021.3095428.
- [17] Waltzman SB, Kelsall DC. The Use of Artificial Intelligence to Program Cochlear Implants. *Otol Neurotol*. 2020 Apr;41(4):452-457. doi:10.1097/MAO.0000000000002566. PMID: 32176123.
- [18] Crowson MG, Lin V, Chen JM, Chan TCY. Machine Learning and Cochlear Implantation-A Structured Review of Opportunities and Challenges. *Otol Neurotol*. 2020 Jan;41(1):e36-e45. doi: 10.1097/MAO.0000000000002440. PMID: 31644477.
- [19] LDC Target Design, SNOA957B, [çevrimiçi], 2021, <https://www.ti.com/lit/an/snoa957b/snoa957b.pdf>, (26.12.2023 tarihinde erişilmiştir.).
- [20] LDC1101 1.8-V High-Resolution, High-Speed Inductance-to-Digital Converter, [çevrimiçi], 2016, <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ldc1101.pdf>, (26.12.2023 tarihinde erişilmiştir.).
- [21] Sensor Design for Inductive Sensing Applications Using LDC, [çevrimiçi], 2021, <https://www.ti.com/lit/an/snoa930c/snoa930c.pdf>, (27.12.2023 tarihinde erişilmiştir.)
- [22] AZD115 – Inductive Sensing Application Note, [çevrimiçi], 2023, https://www.azoteq.com/images/stories/pdf/azd115_v1.2.pdf, (29.12.2023 tarihinde erişilmiştir.).

- [23] Configuring Inductive-to-Digital-Converters for Parallel Resistance (RP) Variation in L-C Tank Sensors, [çevrimiçi]. 2019 <https://www.ti.com/lit/an/snaa221b/snaa221b.pdf>, (28.12.2023 tarihinde erişilmiştir.).
- [24] Le, Van Chien & Slodička, Marián & Van Bockstal, Karel. (2021). A time discrete scheme for an electromagnetic contact problem with moving conductor. Applied Mathematics and Computation. 404. 125997. 10.1016/j.amc.2021.125997.
- [25] STM32G4 Nucleo-32 board (MB1430), [çevrimiçi], 2019, https://www.st.com/resource/en/user_manual/um2397-stm32g4-nucleo32-board-mb1430-stmicroelectronics.pdf, (29.12.2023 tarihinde erişilmiştir.).

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Makaleler

1. S. Kurt And A. Özsönmez, "Effects of a particle placed on the ossicles for microphoneless cochlear implant design," Proceedings Of The Institution Of Mechanical Engineers Part H- Journal Of Engineering In Medicine, vol.235, no.4, pp.480-489, 2020