

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

FLUXGATE TİPİ HASSAS MAGNETİK SENSÖR TASARIMI

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
İlker YAĞLIDERE**

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Müh.

Programı : Elektronik Mühendisliği

Haziran 2010

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

FLUXGATE TİPİ HASSAS MAGNETİK SENSÖR TASARIMI

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
İlker YAĞLIDERE
504081212**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 07 Mayıs 2010

Tezin Savunulduğu Tarih : 07 Haziran 2010

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Ece Olcay GÜNEŞ (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. İbrahim AKDUMAN (İTÜ)
Prof. Dr. İbrahim EKSİN (İTÜ)**

Haziran 2010

Aileme,

ÖNSÖZ

Bu çalışmalarda yardımlarını esirgemeyen, sabır ve anlayışla bana destek olan değerli danışman hocam Prof. Dr. Ece Olcay GÜNEŞ' e teşekkürü bir borç bilirim.

TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi Enerji Enstitüsü' ne çalışmama verdiği her türlü destekten dolayı teşekkür ederim.

Son olarak, en zor zamanlarımda bile hep yanımda hissettiğim, yaşamım boyunca benden sevgi ve desteğini esirgemeyen ailem Ercan YAĞLIDERE, Mahinur YAĞLIDERE ve Gözde YAĞLIDERE' ye sonsuz sevgi ve teşekkürlerimi sunarım.

Mayıs 2010

İlker YAĞLIDERE

Elektronik Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Magnetik Sensörlerin Tarihçesi.....	1
1.2 Tezin Amacı	1
2. SENSÖR SİSTEMİNE KAVRAMSAL YAKLAŞIM	3
2.1 Magnetik Büyüklükler ve Birimler	3
2.1.1 Madde ve magnetik alan	3
2.1.2 B-H eğrisinin yorumlanması	10
2.1.3 Farklı magnetik alanların büyüklüğü	11
2.2 Magnetik Özelliklerine Göre Maddenin Sınıflandırılması.....	11
2.2.1 Diyamagnetizma	12
2.2.2 Paramagnetizma	13
2.2.3 Ferromagnetizma ve ferrimagnetizma	13
2.3 Magnetik Malzemeler.....	15
2.3.1 Yumuşak magnetik malzemeler.....	15
2.3.1.1 Kristal metaller	16
2.3.1.2 Nanokristal metaller	17
2.3.1.3 Amorf metaller	17
2.3.1.4 Yumuşak ferritler	18
2.3.2 Sert magnetik malzemeler.....	18
2.3.2.1 Alaşımlar	18
2.3.2.2 Sert ferritler	19
2.3.2.3 Sinterlenmiş mıknatıslar.....	19
2.3.3 İnce film tipi malzemeler	19
2.3.4 Magnetoosnek malzemeler.....	19
2.4 Sensör Başarım Ölçütleri.....	20
3. MAGNETİK SENSÖR ÇEŞİTLERİ ve KULLANIM ALANLARI.....	23
3.1 İndüksiyon Sensörleri.....	24
3.2 Fluxgate Sensörler.....	26
3.3 Magnetorezistif Sensörler	28
3.4 Hall Etkili Sensörler	28
3.5 Magnetooptik Sensörler	30
3.6 Rezonans Sensörleri	30
3.7 SQUID Sensörler.....	31

4. İNDÜKSİYON SENSÖRLERİ	33
4.1 Düşük Frekanslarda Gerilim Duyarlılığı	33
4.2 Termal Gürültü	35
4.3 Parazitik Kapasiteler ve Frekans Cevabı	36
4.4 Akım Çıkışlı İndüksiyon Sensörleri	39
4.5 Sensör Elektronikliği	42
5. FLUXGATE SENSÖRLER	43
5.1 Fluxgate Sensör Geometrilere	43
5.1.1 Çubuk sensörler	44
5.1.2 Toroid sensörler	46
5.1.3 Pist geometrilere sensörler	47
5.2 Fluxgate Teorisi	48
5.2.1 Demagnetizasyon etkisi	50
5.3 Fluxgate Sensörlerde Nüve Seçimi	53
5.4 Fluxgate Sensörlerde İşaret İşleme Elektronikliği	62
5.4.1 Sayısal işaret işleme	62
5.4.2 Analog işaret işleme	64
5.5 Fluxgate Sensörleri Sürme Yöntemleri	67
5.6 Çıkış Geriliminin Akort Edilmesi	68
5.7 Akım Çıkışlı Sensörler	70
5.7.1 Akım çıkışlı sensörlerin akort edilmesi	75
5.8 Gürültü ve Ofset Kararlılığı	77
5.9 Dik Alan Etkisi	78
5.10 AC Alanların Fluxgate ile Ölçülmesi	79
5.11 Fluxgate Gradiometreler	81
6. MAGNETİK SENSÖRLERİN KALİBRASYONU	83
6.1 Kalibrasyon Yöntemleri	84
6.1.1 Dünyanın magnetik alanı ile kalibrasyon	85
6.1.2 Kalibrasyon bobinleri ile kalibrasyon	86
6.1.2.1 Selenoid bobin ile kalibrasyon	87
6.1.2.2 Helmholtz bobinleri ile kalibrasyon	88
7. YÜKSEK HASSASİYETLİ FLUXGATE SENSÖR TASARIMI	93
7.1 Fiziksel Sensör Tasarımı	94
7.1.1 Sensör karkasının tasarımı	95
7.1.2 Uyarma bobini karkasının tasarımı	96
7.1.3 Uyarma bobininin tasarımı	97
7.1.4 Ölçüm sargılarının tasarımı	97
7.2 Sensör Elektronikliğinin Tasarımı	100
7.2.1 Merkezi kontrol birimi ve sistem kontrol işaretleri	103
7.2.2 Uyarma elektronikliğinin tasarımı	104
7.2.3 Düşük gürültülü önyükselteç tasarımı	105
7.2.4 Bantgeçiren yükselteç tasarımı	108
7.2.5 Senkron dedektör tasarımı	112
7.2.6 Kayıplı integratör tasarımı	112
7.2.7 Ofset giderme elektronikliğinin tasarımı	113
7.2.8 Alçak geçiren süzgeç tasarımı	114
7.3 Tasarlanan Sensörün Kalibrasyonu	117
8. TESTLER ve BAŞARIM	119
8.1 Uyarma Akımının İncelenmesi	119
8.2 Çıkış Akımının İncelenmesi	120

8.3 Senkron Dedektör Çıkışının İncelenmesi.....	120
8.4 İntegratör Çıkışının İncelenmesi	121
8.5 Doğrusallığın İncelenmesi.....	122
9. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	125
KAYNAKLAR	127
ÖZGEÇMİŞ.....	135

KISALTMALAR

ABD	: Amerika Birleşik Devletleri
DC	: Direct Current
AC	: Alternating Current
UHF	: Ultra High Frequency
THD	: Total Harmonic Distortion
VDSL	: Very High Speed Digital Subscriber Line
EMI	: Electromagnetic Interference
SHDSL	: Symmetric High Speed Digital Subscriber Line
ADSL	: Asymmetric Digital Subscriber Line
MR	: Magnetik Rezonans
EMC	: Electromagnetic Compatibility
NMR	: Nükleer Magnetik Rezonans
SQUID	: Superconducting Quantum Interference Device
RMS	: Root Mean Square
SNR	: Signal to Noise Ratio
ppm	: Parts Per Million
NASA	: National Aeronautics and Space Administration
IEC	: International Electrotechnical Commission
FPGA	: Field Programmable Gate Array
DSP	: Digital Signal Processor
PCB	: Printed Circuit Board
ADC	: Analog to Digital Converter
PSD	: Phase Sensitive Dedector
PLL	: Phase Locked Loop
DA	: Differential Amplifier
INT	: İntegratör
SI	: System International
MKS	: Metre, Kilogram, Saniye
CGS	: Centimetre, Gram, Second
BJT	: Bipolar Jonksiyon Transistör
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PWM	: Pulse Width Modulation
GND	: Ground
CCII	: Second Generation Current Conveyor
MFB	: Multiple Feedback

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Çeşitli malzemelerin kullanım alanları [2-4].....	4
Çizelge 2.2 : Yüksek permeabiliteli malzemelerin kullanım alanları [2-4].....	5
Çizelge 2.3 : Çeşitli malzemelerin magnetik alınganlık değerleri [2,5].....	7
Çizelge 2.4 : Bazı büyüklükler, simgeleri ve birimleri.....	8
Çizelge 2.5 : Çeşitli magnetik alan kaynakları ve büyüklükleri [6,7]	11
Çizelge 2.6 : Çeşitli magnetik sınıfların fiziksel özellikleri [2].....	15
Çizelge 2.7 : Çeşitli malzemelerin permeabilite, koersivite ve doyma akı yoğunluğu değerleri [6]	17
Çizelge 4.1 : Bobin tellerine ait fiziksel değerler	35
Çizelge 5.1 : Bazı Fe-Ni alaşımlarının bileşimi ve kullanım alanları.....	55
Çizelge 5.2 : Diğer Fe-Ni alaşımları ve kullanım alanları.....	56
Çizelge 5.3 : Fe-Ni alaşımlarının mekanik özellikleri.....	57
Çizelge 5.4 : Yüksek ilk permeabiliteli yumuşak Fe-Ni alaşımlarının magnetik özellikleri	58
Çizelge 5.5 : Yüksek doyma akı yoğunluklu yumuşak Fe-Ni alaşımlarının magnetik özellikleri	59
Çizelge 5.6 : Moment magnetik Fe-Ni alaşımlarının magnetik özellikleri	60
Çizelge 6.1 : Crossbow CXM113 fluxgate sensöre ait teknik bilgiler	84
Çizelge 6.2 : ETS-LINDRGEN 6402 ve 6408 Helmholtz bobinlerine ait teknik özellikler [102].....	90
Çizelge 6.3 : Birim sistemleri arasında geçiş [102].....	90
Çizelge 7.1 : Tasarlanan sensöre ait teknik bilgiler	94
Çizelge 7.2 : Üretilen sensörün uyarma bobinine ait teknik bilgiler	97
Çizelge 7.3 : Üretilen sensörün ölçüm sargısına ait teknik bilgiler	99
Çizelge 8.1 : Üretilen sensöre ait ölçüm sonuçları	122

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : B-H eğrisi ve histerisiz	10
Şekil 2.2 : Magnetik sınıfların B-H eğrileri	12
Şekil 2.3 : Magnetik alana göre permeabilitenin değişimi	14
Şekil 3.1 : Farklı tip sensörlerin ölçüm aralıkları [9]	23
Şekil 3.2 : Farklı tip sensörlerin çözünürlükleri [9]	23
Şekil 3.3 : Tek eksenli indüksiyon sensörü	24
Şekil 3.4 : Üç eksenli indüksiyon sensörü	24
Şekil 3.5 : İndüksiyon sensörünün blok şeması	26
Şekil 3.6 : Fluxgate sensör yapısı	26
Şekil 3.7 : Magnetorezistif sensör yapısı	28
Şekil 3.8 : Hall etkili sensör yapısı	29
Şekil 3.9 : Hall etkili sensör ile akım ölçümü	29
Şekil 3.10 : Nükleer Magnetik Rezonans sensörü	30
Şekil 3.11 : SQUID sensör yapısı	31
Şekil 4.1 : İndüksiyon sensöründe gürültünün modellenmesi	35
Şekil 4.2 : İndüksiyon sensörü modeli	36
Şekil 4.3 : Çıkışı yüklenmiş indüksiyon sensörünün eşdeğer devresi	36
Şekil 4.4 : Sensör geriliminin yüklenme miktarı $\alpha=R/R_0$ ' a göre değişimi	37
Şekil 4.5 : Akım çıkışlı indüksiyon sensörü	39
Şekil 4.6 : Akım-gerilim dönüştürücülü indüksiyon sensörünün frekans cevabı (a) ve ek frekans düzeltme devresi ile cevabı (b)	41
Şekil 4.7 : Akım çıkışlı indüksiyon sensörü (ek frekans düzeltme devresi ile)	41
Şekil 4.8 : Sensörlerde sargı tipi geri besleme	42
Şekil 4.9 : Aktif integratör	42
Şekil 4.10 : Pasif integratör	42
Şekil 5.1 : Tek çubuklu geometri	44
Şekil 5.2 : Vacquier tipi çift çubuklu geometri	44
Şekil 5.3 : Förster tipi çift çubuklu geometri	45
Şekil 5.4 : Toroid nüveli geometri	46
Şekil 5.5 : Pist nüveli geometri	47
Şekil 5.6 : Magnetik alan yokken histerisiz eğrisi	48
Şekil 5.7 : Magnetik alan varken histerisiz eğrisi	48
Şekil 5.8 : $\Phi - H_{exc}$ eğrisi	49
Şekil 5.9 : $H_{exc} - t$ eğrisi	49
Şekil 5.10 : $\Phi - t$ eğrisi	49
Şekil 5.11 : 0.35 mm kalınlıktaki 1J85 süpermalloy için $\mu_a - H$ eğrisi	61
Şekil 5.12 : 0.2 mm kalınlıktaki 1J85 süpermalloy için B - H eğrisi	61
Şekil 5.13 : NASA' nın THEMIS uzay aracında kullandığı FPGA tabanlı fluxgate	62
Şekil 5.14 : PCB tipi fluxgate	63
Şekil 5.15 : PCB tipi pist geometrilili fluxgate	63
Şekil 5.16 : Açık çevrim analog fluxgate sensörün blok şeması	65

Şekil 5.17 : Kapalı çevrim analog fluxgate sensörün blok şeması	65
Şekil 5.18 : İkinci harmonik analog fluxgate sensörün blok şeması	66
Şekil 5.19 : Akım modlu uyarma için paralel kapasite ile akort işlemi.....	67
Şekil 5.20 : Gerilim modlu uyarma için seri kapasite ile akort işlemi.....	68
Şekil 5.21 : Akort edilmiş uyarma akımı (üstte) ve bu akıma karşılık 5 μT alan altında akortlanmamış gerilim modlu çıkış (altta)	68
Şekil 5.22 : Kararsız sensör çıkışındaki osilasyonlar	69
Şekil 5.23 : 10 Ω seri direnç ile kararlılığı sağlanmış sensörün çıkış gerilimi (altta)	70
Şekil 5.24 : Akım çıkışlı fluxgate yapısı.....	71
Şekil 5.25 : Akım çıkışlı sensörün uyarma akımı (üstte) ve $B=0$ için çıkış akımı (altta)..	74
Şekil 5.26 : Akım çıkışlı sensörün uyarma akımı (üstte) ve $B=5 \mu T$ için çıkış akımı (altta)	75
Şekil 5.27 : Çıkışı akortlanmış akım çıkışlı sensörün uyarma akımı (üstte) ve $B=5 \mu T$ için çıkış akımı (altta)	76
Şekil 5.28 : NASA için üretilen sensörün gürültü spektrumu	78
Şekil 5.29 : NASA sensörünün gürültüsü	78
Şekil 5.30 : Geribeslemeli fluxgate yapısı; L_1 uyarma sargısı, L_2 ölçüm sargısı, L_3 geribesleme sargısı, I/V akım gerilim dönüştürücü, PSD faz duyarlı dedektör, I_{EXC} uyarma akımı, I_f geribesleme akımı.....	79
Şekil 5.31 : AC alan ölçümünde fluxgate çıkışındaki frekans bileşenleri [84]	80
Şekil 5.32 : Bir gradiometrenin ve üzerindeki iki sensörün çıkış gerilimleri	82
Şekil 6.1 : Crossbow CXM113, 3 eksenli fluxgate sensör	83
Şekil 6.2 : Crossbow CXM113 3 eksenli fluxgate sensörün kalibrasyon sistemi [87]	85
Şekil 6.3 : Helmholtz ve selenoid bobinlerde alanın homojenliği [101]	86
Şekil 6.4 : Selenoid bobin	87
Şekil 6.5 : Selenoid bobinin çevresine yaydığı magnetik alan çizgileri	87
Şekil 6.6 : Silindirik helmholtz bobini.....	88
Şekil 6.7 : Ticari bir helmholtz bobini [102]	89
Şekil 6.8 : Dikdörtgensel helmholtz bobini [6].....	91
Şekil 7.1 : Tasarlanan sensörün baskı devre kartı.....	93
Şekil 7.2 : Tasarlanan sensör sisteminin blok şeması.....	94
Şekil 7.3 : Sensör karkasının teknik resmi.....	95
Şekil 7.4 : Üretilen sensör karkası	95
Şekil 7.5 : Sensör nüvesinde kullanılan süpermalloy yapraklar	96
Şekil 7.6 : Kullanılan nüve karkaları.....	96
Şekil 7.7 : Uyarma bobininin teknik resmi	97
Şekil 7.8 : Karkas içine yerleştirilmiş uyarma bobininin teknik resmi.....	97
Şekil 7.9 : Ölçüm sargısı sarılmış sensöre ait teknik resim	98
Şekil 7.10 : Üç yönlü sensör sisteminde kullanılan sensörler.....	98
Şekil 7.11 : Ölçüm sargısının gerilim çıkışlı olarak çalıştırılması.....	99
Şekil 7.12 : Ölçüm sargısının akım çıkışlı olarak çalıştırılması	99
Şekil 7.13 : Akım çıkışlı yapıya frekans kompanzasyonu uygulanması	100
Şekil 7.14 : Gerilim çıkışlı, akım çıkışlı ve kompanze edilmiş yapıların frekans cevabı.....	100
Şekil 7.15 : Üç yönlü fluxgate sensör sitemine ait blok şema	102
Şekil 7.16 : Merkezi kontrol birimi ve diğer birimlerle ilişkisi	103
Şekil 7.17 : Sürücü devre	104

Şekil 7.18 : İşlemsel kuvvetlendiricili gerilim yükselteci	106
Şekil 7.19 : İşlemsel kuvvetlendiricili transempedans yükselteci	107
Şekil 7.20 : Akım taşıyıcılı transempedans yükselteci	107
Şekil 7.21 : Akım taşıyıcılı akım yükselteci	107
Şekil 7.22 : Sallen-Key bant geçiren süzgeç topolojisi	108
Şekil 7.23 : Tasarımda kullanılan bant geçiren yükselteç	109
Şekil 7.24 : Tasarlanan bant geçiren yükseltecin transfer fonksiyonu	109
Şekil 7.25 : Tasarlanan bant geçiren yükseltecin yer eğrisi.....	110
Şekil 7.26 : Tasarlanan bant geçiren yükseltecin frekans cevabı	110
Şekil 7.27 : Tasarlanan bant geçiren yükseltecin darbe cevabı	111
Şekil 7.28 : Tasarlanan bant geçiren yükseltecin giriş empedansı	111
Şekil 7.29 : Tasarlanan demodülatör yapısı.....	112
Şekil 7.30 : Tasarlanan kayıplı integratör yapısı	113
Şekil 7.31 : Ofset giderme elektronikğinde kullanılan simetrik referans üretici	114
Şekil 7.32 : Sallen-Key birim kazançlı alçak geçiren süzgeç topolojisi.....	114
Şekil 7.33 : Tasarlanan butterworth tipi alçak geçiren süzgeç.	115
Şekil 7.34 : Tasarlanan alçak geçiren süzgecin transfer fonksiyonu	115
Şekil 7.35 : Tasarlanan alçak geçiren süzgecin yer eğrisi	115
Şekil 7.36 : Tasarlanan alçak geçiren süzgecin frekans cevabı	116
Şekil 7.37 : Tasarlanan alçak geçiren süzgecin darbe cevabı.....	116
Şekil 7.38 : Tasarlanan alçak geçiren süzgecin giriş empedansı (dB).....	117
Şekil 8.1 : Uyarma akımı ($\times 1 \Omega$)	119
Şekil 8.2 : $-14 \mu\text{T}$ statik manyetik alanda çıkış akımı ($\times 150 \Omega$)	120
Şekil 8.3 : $-14 \mu\text{T}$ statik manyetik alanda senkron dedektör çıkış gerilimi	121
Şekil 8.4 : $38 \mu\text{T}$ statik manyetik alanda integratör çıkış gerilimi	121
Şekil 8.5 : Doğrusallığın incelenmesi.....	123

FLUXGATE TİPİ HASSAS MAGNETİK SENSÖR TASARIMI

ÖZET

Bu çalışmada çok yüksek duyarlılığa ve düşük güç tüketimine sahip olan üç yönlü akım çıkışlı bir fluxgate sensör sistemi tasarlanmıştır. Tasarlanan sistem sensörden alınan akım bilgisini magnetik alan ile orantılı bir gerilime çeviren analog işaret işleme devresi ile statik ve düşük frekanslı nT ve μ T şiddetindeki magnetik alanları ölçebilmektedir. Sisteme ait sensörler literatürdeki 40 A/T duyarlılığa sahip sensörlerden farklı olarak 800 A/T duyarlılığa sahiptir ve ölçüm sargıları yalnızca 36 sarıma sahiptir. Tasarlanan sistem +5 V ve -5 V olmak üzere iki adet DC besleme gerilimi ile çalışmaktadır. +5 V beslemeden 19 mA, -5 V beslemeden ise 2.5 mA akım çekilmektedir. Sistem herhangi bir kompanzasyon sargısı ve sistem geribeslemesi içermemesine karşın 10 μ T şiddetindeki alanlara kadar doğrusal olarak ölçüm yapabilmektedir. Sisteme geribesleme eklenerek birkaç 100 μ T genliğe kadar olan magnetik alanların da ölçülebilmesi mümkündür.

Çalışma ile fluxgate tipi sensörlerin milli imkanlarla üretilebilmesi için gerekli teorik altyapı ve çeşitli bilgiler ayrıntılı olarak verilmiştir. Ayrıca tasarımcılara yol göstermesi açısından örnek bir sistem tasarlanmış ve ölçüm sonuçları verilmiştir.

Tasarlanan sensör

- a) Uzay araştırmaları,
- b) Yer belirleme uygulamaları,
- c) Nesne tanıma uygulamaları,
- d) Hassas elektronik pusulalar,
- e) DC ve AC elektrik akımının çok hassas olarak ölçülmesi,
- f) Arkeolojik araştırmalar,
- g) Jeolojik çalışmalar,
- h) Maden yataklarının ve çeşitli minerallerin havadan tespit edilmesi,
- i) Kayaç mekanizmalarının incelenmesi,
- j) Magnetik iz tespiti (denizaltı, gemi, vs),
- k) Magnetik iz giderimi sistemleri,
- l) Dünyanın magnetik alanının ölçülmesi

gibi birçok alanda kullanılabilir.

A SENSITIVE FLUXGATE MAGNETIC SENSOR DESIGN

SUMMARY

In this study, triaxial short-circuited fluxgate sensor system with high sensitivity and low power consumption is designed. It can measure static and low frequency nT and μ T magnetic fields via an analog signal processor network. The sensors in the system have 800 A/T sensitivity differently from the other sensors with 40 A/T sensitivity in the literature. The system operates with two supply voltages in the values of 5 V and -5 V. It consumes 19 mA at 5V supply and 2.5 mA at -5 V supply. The system can measure up to 10 μ T field although it has no compensation windings or any other feedback system. It is also possible to measure fields up to several 100 μ T by adding a feedback network to the system.

This study gives the theoretical background and various information in detail to design fluxgate sensors by national means. Moreover an example sensor system is designed and the measurement results are stated.

The designed sensor system can be used in various areas such as

- a) Space research,
- b) Location applications,
- c) Identification applications,
- d) Precise electronic compasses,
- e) Precise AC and DC current measurement applications,
- f) Archeological research,
- g) Geological research,
- h) Location of mineral deposits,
- i) Rock mechanism analysis,
- j) Magnetic track recognition (submarine, ship, etc),
- k) Degaussing systems,
- l) Earth field measurement.

1. GİRİŞ

1.1 Magnetik Sensörlerin Tarihçesi

İlk magnetik sensör 1832 yılında icat edildiğinden beri çok çeşitli yapılarda sensörler üretilmiştir. Sovyet Rusya’ da 1936 yılında hassas olmayan bir sensör üretilmiştir. Buna karşılık ABD’ de (Amerika Birleşik Devletleri) 1943 ve 1946 yıllarında helikopterler ile denizaltı tespiti yapabilmek için iki sensör geliştirilmiştir. Daha sonra Hans Lundberg dünyanın magnetik alanını helikopterden ölçebilen ilk sensörü tasarlamıştır.

1950’ li yıllarda ise ABD’ de iki yeni tip sensör geliştirilmiştir. Bunlardan biri nükleer rezonans sensörü iken diğeri fluxgate sensör idi. Fluxgate sensör Gulf Petrol Şirketi tarafından geliştirilmiştir.

1960’ lı yıllardan başlayarak 1980’ lere kadar geçen dönemde, magnetik sensörler bilimde kullanım alanı bulmaya başlamıştır. 1963’ te New York’ lu bilim adamları Baule ve McFee geliştirdikleri sensör ile kalp atışlarını kaydetmeyi başarmıştır. Aynı yöntem 1968’ te ise bu kez beyin aktivitesinin incelenmesi için kullanılmıştır [1].

Günümüzde magnetik sensörler üzerine yapılan çalışmalar hız kesmeksizin devam etmektedir.

1.2 Tezin Amacı

Bu çalışma ile fluxgate tipi magnetik sensörlerin milli imkanlarla tasarımı ve üretimi için gerekli teorik altyapının hazırlanması ve örnek bir fluxgate sensör tasarlanması hedeflenmiştir. Örnek oluşturma için üç yönlü bir sensör magnetik alan bilgisini gerilim bilgisine çevirecek olan analog işaret işleme devresi ile birlikte gerçekleştirilmiş ve sonuçları verilmiştir. Tasarlanan sensör ile nT lar ve μ T lar büyüklüğündeki statik ve düşük frekanslı magnetik alanların ölçülebilmesi hedeflenmiştir. Sonuç olarak üretilen sensör ile ferromagnetik malzemeler ve maden yatakları tespit edilebilir, elektrik akımı ve dünyanın magnetik alanı çok hassas olarak ölçülebilir.

2. SENSÖR SİSTEMİNE KAVRAMSAL YAKLAŞIM

2.1 Magnetik Büyüklükler ve Birimler

Bu bölümde magnetik alan ile ilgili temel bilgiler verilmiş, çeşitli magnetik büyüklükler tanımlanmış ve bu büyüklüklerin birimleri verilmiştir. Ayrıca bu bölümde çeşitli magnetik alan kaynaklarının ürettiği alan büyüklüğünün ne kadar olduğuna da değinilerek bir magnetik sensör tasarlanmadan önce ihtiyaç duyulabilecek temel bilgi birikimi oluşturulmuştur.

2.1.1 Madde ve magnetik alan

Bir maddenin magnetik alan ile etkileşimi eşitlik (2.1) ile ifade edilir:

$$B = \mu \cdot H \quad (2.1)$$

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 \quad (2.2)$$

Eşitlik (2.1) de H magnetik alan şiddetini, μ magnetik geçirgenliği, B ise magnetik akı yoğunluğunu temsil etmektedir. Permeabilite ya da diğer adı ile magnetik geçirgenlik, bir maddenin uygulanan magnetik alan ile ne kadar mıknatıslandığının ölçüsüdür. Eşitlik (2.2) de ise, μ_0 boşluğun permeabilitesini temsil ederken μ_r ise maddenin boşluğa (vakum ortamına) göre bağıl permeabilitesini temsil etmektedir. Bu durumda vakum ortamının bağıl permeabilitesi 1 olacaktır. Permeabiliteyi etkileyen başlıca madde özellikleri anizotropi, homojen olmayan madde yapısı ve histerisizdir. Çizelge 2.1 ve 2.2 ile farklı malzemelerin bağıl permeabilite değerleri, manyetik özellikleri ve kullanım alanları verilmiştir.

Çizelge 2.1 : Çeşitli malzemelerin kullanım alanları [2-4].

Malzeme	μ_r	Özellikleri	Kullanım alanları
Vakum ortamı	1	-	-
Ferrit (U60)	8	Çok yüksek frekanslarda kullanılabilir	UHF uygulamaları
Ferrit (K1)	80	$f > 1$ MHz, sıcaklıkla değişmeyen yüksek ve kararlı kalite faktörü-permeabilite	Rezonans devreleri, yaklaşım sensörleri, sensör ve filtre nüveleri, ölçüm sistemleri
Kobalt (%99 saflıkta)	245	-	-
Nikel (%99 saflıkta)	600	-	-
Ferrit (M33)	750	$f < 1$ MHz, sıcaklıkla değişmeyen yüksek ve kararlı kalite faktörü-permeabilite, düşük THD, geniş bant	Rezonans devreleri, VDSL, düşük THD geniş bantlı işaret transformatörleri, yaklaşım sensörleri, sensör ve filtre nüveleri, ölçüm sistemleri
Ferrit (K10)	800	Çok yüksek frekans	Yüksek hızlı veri hatlarında şok bobini, EMI
Ferrit (K8)	860	Çok yüksek frekans	Yüksek hızlı veri hatlarında şok bobini, EMI
Ferrit (N93)	1.250	Çok yüksek doyma akı yoğunluğu (100°C de)	Güç elektroniği, çıkış şok bobini
Ferrit (N92)	1.500	Yüksek doyma akı yoğunluğu (100°C de)	Güç elektroniği, çıkış şok bobini
Ferrit (N49)	1.500	$f > 500$ kHz	Güç elektroniği, yüksek verimli transformatörler
Ferrit (N27)	2.000	$f < 100$ kHz, ucuz, yüksek güçlerde kullanılabilir	Güç elektroniği, yüksek verimli transformatörler
Ferrit (N95)	2.000	$f < 500$ kHz, sıcaklıkla değişmeyen özellikler	Güç elektroniği, yüksek verimli transformatörler
Ferrit (N87)	2.200	$f < 500$ kHz, görece yüksek doyma akı yoğunluğu (100°C de)	Güç elektroniği, yüksek verimli transformatörler, çıkış şok bobini
Ferrit (M13)	2.300	Yüksek frekans, yüksek permeabilite	Yüksek hızlı veri hatlarında şok bobini, EMI
Ferrit (N22)	2.300	$f < 100$ kHz, sıcaklıkla değişmeyen yüksek ve kararlı kalite faktörü-permeabilite	Yaklaşım sensörleri, sensör nüveleri, ölçüm sistemleri
Ferrit (N97)	2.300	$f < 500$ kHz, en düşük kayıp	Güç elektroniği, çok yüksek verimli transformatörler
Ferrit (N72)	2.500	Düşük kalıcı mıknatıslanma, sıcaklıkla çok az değişen özellikler	Güç elektroniği, balast uygulamaları
Ferrit (N41)	2.800	$f < 100$ kHz	Güç elektroniği, yüksek verimli akım transformatörleri
Ferrit (N51)	3.000	$f < 500$ kHz, en düşük kayıplar 40°C de	Güç elektroniği, yüksek verimli transformatörler
Ferrit (N45)	3.800	$f < 100$ kHz, yüksek doyma akı yoğunluğu (25°C de), sıcaklıkla değişmeyen yüksek ve kararlı kalite faktörü-permeabilite	Rezonans devreleri, filtre nüveleri, geniş bantlı dağıtıcılar

Çizelge 2.2 : Yüksek permeabiliteli malzemelerin kullanım alanları [2-4].

Malzeme	μ_r	Özellikleri	Kullanım alanları
Ferrit (T57)	4.000	Düşük THD, geniş bant	SHDSL, düşük THD geniş bantlı işaret transformatörleri
Ferrit (N30)	4.300	Yüksek empedans, iyi frekans cevabı	EMI, akım kompanzasyonlu şok bobinleri
Demir (%99.8 saflıkta)	5.000	-	-
Ferrit (T65)	5.200	Yüksek empedans, yüksek doyma akı yoğunluğu, yüksek sıcaklıkta çalışabilme	EMI, akım kompanzasyonlu şok bobinleri, filtre şok bobinleri
Ferrit (T35)	6.000	Yüksek empedans, yüksek permeabilite	EMI, akım kompanzasyonlu şok bobinleri
Ferrit (T37)	6.500	Yüksek empedans, yüksek permeabilite	EMI, akım kompanzasyonlu şok bobinleri
Ferrit (T36)	7.000	Sıcaklıkla değişmeyen yüksek ve kararlı empedans	EMI, akım kompanzasyonlu şok bobinleri, filtre şok bobinleri
Ferrit (N48)	10.000	$f < 100$ kHz, sıcaklıkla değişmeyen yüksek ve kararlı kalite faktörü-permeabilite	Rezonans devreleri, filtre nüveleri
Ferrit (T38)	10.000	Yüksek empedans, düşük THD, geniş bant	ADSL, düşük THD geniş bantlı işaret transformatörleri, akım kompanzasyonlu şok bobinleri
Ferrit (T66)	13.000	Düşük THD, geniş bant	ADSL2, düşük THD geniş bantlı işaret transformatörleri
Ferrit (T46)	15.000	Çok yüksek permeabilite, yüksek empedans	EMI, akım kompanzasyonlu şok bobinleri
Mumetal ($\text{Ni}_{75}\text{Fe}_{18}\text{Cu}_5\text{Cr}_2$)	20.000	Çok düşük koersivite, çok yüksek permeabilite	Darbe transformatörleri, çok hassas transformatörler
Mumetal ($\text{Ni}_{75}\text{Fe}_{15}\text{CuMo}$)	90.000	Çok düşük koersivite, çok yüksek permeabilite	Darbe transformatörleri, çok hassas transformatörler
HCR ($\text{Fe}_{52}\text{Ni}_{48}$)	100.000	Çok yüksek permeabilite	Kare histerisiz gerektiren uygulamalar
78 Permalloy ($\text{Ni}_{78}\text{Fe}_{22}$)	100.000	Düşük koersivite, çok yüksek permeabilite	Magnetik kayıt sensörleri
Süpermumetal ($\text{Ni}_{77}\text{Fe}_{14}\text{Cu}_5\text{Mo}_4$)	400.000	Çok düşük koersivite, çok yüksek permeabilite	Darbe transformatörleri, çok hassas transformatörler
Süpermalloy ($\text{Ni}_{79}\text{Fe}_{16}\text{Mo}_5$)	1.000.000	Çok düşük koersivite, çok yüksek permeabilite	Magnetik kayıt sensörleri

Permeabilite çeşitli tanımlara sahiptir ve bu tanımlardan ikisi özellikle önemlidir. Bunlar ilk permeabilite (μ_i) ve en büyük permeabilite (μ_{mak}) dir. μ_i , B-H eğrisinin orijine teğet geçtiği noktadaki eğimidir. μ_{mak} ise B-H eğrisinin eğiminin en fazla olduğu noktadaki eğim değeridir. μ_i ve μ_{mak} tanımları eşitlik (2.3) ve (2.4) ile verilmiştir:

$$\mu_i = \lim_{B, H \rightarrow 0} \frac{B}{H} \quad (2.3)$$

$$\mu_{\text{mak}} = \frac{B}{H} \Big|_{\text{mak}} \quad (2.4)$$

Magnetik alan şiddetinin birimi A/m dir. Φ harfiyle temsil edilen magnetik akı, toplam magnetizmanın ölçüsü olmakla birlikte elektrik yükün magnetik karşılığı olarak da düşünülebilir. Magnetik akının birimi Weber (Wb) dir. Birim alandan geçen magnetik akıya ise magnetik akı yoğunluğu denir ve B harfi ile temsil edilir. Magnetik akı yoğunluğunun birimi Wb/m² ya da diğer adıyla Tesla (T) dir.

Permeabiliteden sonra magnetik alınganlık kavramına değinilirse, her iki kavramın da aslında çok farklı kavramlar olmadığı görülecektir. κ ile gösterilen magnetik alınganlık, bir magnetik maddenin uygulanan magnetik alan ile ne kadar mıknatıslanmışının ölçüsüdür ve ferromagnetik malzemeler için (2.5) eşitliğinde gösterildiği gibi bağıl permeabilitenin bir eksiğinden başka bir şey değildir.

$$\kappa = \mu_r - 1 \quad (2.5)$$

Yani magnetik alınganlık, bir maddenin bağıl permeabilitesinin vakum ortamından ne kadar fazla veya eksik olduğunun ölçüsüdür. Bu bağlamda magnetik alınganlık pozitif veya negatif olabilir. Maddenin ne tür bir magnetizmaya sahip olduğunu ifade ederken magnetik alınganlık kavramına göre sınıflandırma yapmak oldukça anlamlı olmaktadır. Şöyle ki, bağıl permeabilitesi vakum ortamından, yani 1' den pek de farklı olmayan (permeabilitesi μ_0 ' a çok yakın olan) diyamagnetik ve paramagnetik malzemeler için permeabiliteden söz etmek anlamsız olacaktır. Bu durumda malzemelerin bağıl permeabilitesinin vakum ortamından ne kadar farklı olduğundan, yani magnetik alınganlıktan söz etmek yerinde olacaktır. Çizelge 2.3 ile bazı

malzemelere ait magnetik alınganlık değeri verilmiştir. Magnetik alınganlık değeri işaretine bakılarak maddenin içinden geçen çizgilerin ne şekilde bir değişime uğradığı da anlaşılabilir. Diğer bir deyişle, magnetik alınganlık değeri ve işaretine bakılarak maddenin diyamagnetik, paramagnetik ya da ferromagnetik sınıflarından hangisine ait olduğu anlaşılabilir. Vakum için magnetik alınganlık değeri 0 iken, diyamagnetik bir madde için $|\kappa| \ll 1$ ve $\kappa < 0$ olacaktır. Paramagnetik bir madde için $|\kappa| \ll 1$ ve $\kappa > 0$ olacaktır. Ferromagnetik maddelerde ise $\kappa \gg 1$ olacaktır.

Çizelge 2.3 : Çeşitli malzemelerin magnetik alınganlık değeri [2,5].

Malzeme	κ	Tipi
Vakum ortamı	0	-
Süpermalloy	$1 \cdot 10^6$	ferromagnetik
Demir (%99.8 saflıkta)	$5 \cdot 10^3$	ferromagnetik
Nikel (%99 saflıkta)	$6 \cdot 10^2$	ferromagnetik
Kobalt	$2.44 \cdot 10^2$	ferromagnetik
Ferrit (U 60)	7	ferrimagnetik
Tungsten	$6.8 \cdot 10^{-5}$	paramagnetik
Sezyum	$5.1 \cdot 10^{-5}$	paramagnetik
Alüminyum	$2.2 \cdot 10^{-5}$	paramagnetik
Lityum	$1.4 \cdot 10^{-5}$	paramagnetik
Magnezyum	$1.2 \cdot 10^{-5}$	paramagnetik
Sodyum	$7.2 \cdot 10^{-6}$	paramagnetik
Oksijen	$1.9 \cdot 10^{-6}$	paramagnetik
Bizmut	$-1.67 \cdot 10^{-4}$	diyamagnetik
Cıva	$-2.9 \cdot 10^{-5}$	diyamagnetik
Gümüş	$-2.31 \cdot 10^{-5}$	diyamagnetik
Elmas	$-2.2 \cdot 10^{-5}$	diyamagnetik
Kurşun	$-1.8 \cdot 10^{-5}$	diyamagnetik
Grafit	$-1.6 \cdot 10^{-5}$	diyamagnetik
Amonyak	$-1.06 \cdot 10^{-5}$	diyamagnetik
Bakır	$-9.2 \cdot 10^{-6}$	diyamagnetik
Su	$-9 \cdot 10^{-5}$	diyamagnetik
Silisyum	$-3.7 \cdot 10^{-6}$	diyamagnetik
Ksenon	$-2.37 \cdot 10^{-8}$	diyamagnetik
Azot	$-5.06 \cdot 10^{-9}$	diyamagnetik
Hidrojen	$-2.2 \cdot 10^{-9}$	diyamagnetik
Helyum	$-9.85 \cdot 10^{-10}$	diyamagnetik

Çizelge 2.4 ile bazı temel büyüklükler, simgeleri ve birimleri verilmiştir.

Çizelge 2.4 : Bazı büyüklükler, simgeleri ve birimleri.

Magnetik büyüklük	Simgesi	Birimi	Birimi (Açık gösterimi)
Magnetik akı	Φ	Wb Vs	Weber Volt-saniye
Magnetik akı yoğunluğu	B	T G Wb/m ² Vs/m ²	Tesla Gauss (1 G $\triangleq$ 100 μ T) Weber / metre ² Volt-saniye / metre ²
Magnetik alan şiddeti	H	A/m	Amper / metre
Permeabilite	μ	H/m Wb/Am Vs/Am	Henry / metre Weber / amper-metre Volt-saniye / amper-metre
Vakum ortamının permeabilitesi	μ_0	H/m Wb/Am Vs/Am	Henry / metre Weber / amper-metre Volt-saniye / amper-metre
Bağıl permeabilite	μ_r	-	-
Etkin permeabilite	μ_e	-	-
Koersivite	H_C	A/m	Amper / metre
Kalıcı mıknatıslanma	B_R	T	Tesla
Etkin alan	A_e	m ²	Metre ²
Etkin uzunluk	l_e	m	Metre
İndüktans	L	H	Henry
İndüktans faktörü	A_l	nH	NanoHenry
Relüktans	R_m	A/Wb A/Vs	Amper / Weber Amper / Vs

$$V = -NA \frac{\partial B}{\partial t} \quad (2.6)$$

İndüksiyon ile ilgili eşitlik (2.6) ile verilen temel yasa Faraday ve Lenz tarafından ortaya konulmuştur. *Kapalı bir A alanı çevresine N tur sarılmış bir iletken içinden zamanla değişen bir magnetik akı yoğunluğu (B) geçerse, iletkenin uçlarında V gerilimi indüklenir.* Bu kapalı alandan geçen magnetik akı eşitlik (2.7) ile gösterilen şekilde bulunabilir:

$$\Phi = \oint B \cdot dA \quad (2.7)$$

Neticede magnetik akı yoğunluğu B ve magnetik alan şiddeti H vakum altında aynı fiziksel etkiye sahiptir. Ne var ki bu iki fiziksel büyüklük, birim ve büyüklük açısından farklıdır. μ_0 boşluğun permeabilitesini veya diğer deyişle magnetik sabiti göstermek üzere, eşitlik **(2.8)** vakum ortamında magnetik akı yoğunluğu B ve magnetik alan şiddeti H arasındaki ilişkiyi göstermektedir:

$$B = \mu_0 \cdot H \quad (2.8)$$

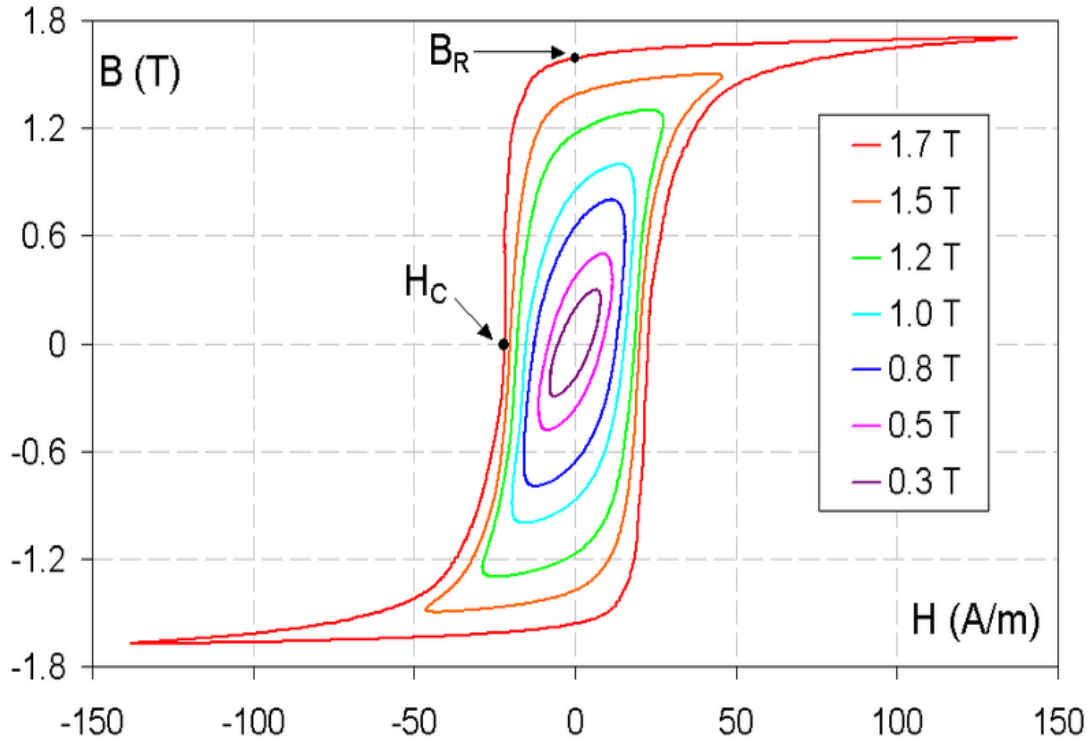
$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \quad (2.9)$$

Son olarak maddenin kutuplaşmasının (J) da magnetik akı yoğunluğu üzerine etkisi olduğu belirtilmelidir. Şöyle ki, maddenin magnetik alan ile etkileşimi neticesinde oluşan magnetik akı yoğunluğu B , eşitlik **(2.10)** ile de gösterildiği gibi maddenin kutuplaşması ve dış magnetik alan şiddetinin ortak bir sonucudur.

$$B = \mu_0 \cdot H + J \quad (2.10)$$

Eşitlik **(2.10)** da J , maddenin magnetik kutuplaşmasını göstermektedir. Bir maddenin magnetik olarak kutuplaşmasına neden olan etken, madde içinde bulunan magnetik dipollerdir [6]. Bu, madde içindeki elektriksel dipoller gibidir. Madde içindeki magnetik dipollerin sahip olduğu toplam moment maddenin magnetik karakterine etki etmektedir.

2.1.2 B-H eğrisinin yorumlanması



Şekil 2.1 : B-H eğrisi ve histerisiz.

Şekil 2.1 ile gösterilen grafik, bir maddenin farklı büyüklüklerdeki magnetik alan şiddetleri tarafından mıknatıslanması olayına aittir. Bir maddenin koersivitesinin ve artık mıknatıslanmasının bulunabilmesi için malzeme magnetik olarak doyuma ulaşana kadar uygulanan magnetik alan şiddeti artırılmalıdır. Bir süre sonra malzemeye uygulanan magnetik alan şiddeti ne kadar artırılırsa artırılсын malzeme içinden geçen magnetik akı yoğunluğu daha fazla artamayacaktır. İşte bu noktada artık malzeme doyuma ulaşmıştır. Doyuma ulaşan malzeme üzerindeki magnetik alan şiddeti kaldırıldığında ise halen malzeme üzerinden geçen bir magnetik akı yoğunluğu olduğu görülecektir ve bu akı yoğunluğu malzeme üzerinde kalan kalıcı mıknatıslanma B_R nin ölçüsüdür. Kalıcı mıknatıslanma şekil 2.1 üzerinde B_R noktası ile gösterilmiştir. Bu kalıcı mıknatıslanmayı yok etmek için gereken zıt yönlü magnetik alan şiddetine ise koersivite ya da koersif alan şiddeti (H_C) denir. Koersivite şekil 2.1 üzerinde B_R noktası ile gösterilmiştir. Bir malzemenin B-H eğrisindeki alan ne kadar büyükse malzeme üzerinde o kadar güç kaybı olur.

2.1.3 Farklı magnetik alanların büyüklüğü

Dünya üzerinde ne denli farklı büyüklükte magnetik alanlar olduğunu göstermesi açısından çizelge 2.5 incelenebilir.

Çizelge 2.5 : Çeşitli magnetik alan kaynakları ve büyüklükleri [6,7].

Magnetik alan kaynağı	Alan büyüklüğü
İnsan beyni	~ 10 fT
İnsan kalbi	~ 1 pT
Elektrikli ev aletleri (1m mesafeden)	~ 600 nT
Dünya	~ 60 μ T
Elektrikli güç makineleri (10m mesafeden)	~ 0.1 - 10 mT
Küçük çubuk mıknatıs	~ 10 mT
Küçük neodimyum mıknatıs	~ 200 mT
Büyük elektromıknatıs	~ 1.5 T
MR cihazı (Süperiletken mıknatıslar) (1 m mesafeden)	~ 0.1 – 18.8 T
Nükleer füzyon deneyi	~ 10 - 20 T
Kısa süreli laboratuvar alanları	~ 60 - 100 T
Küçük yıldız ($d=10^3$ kg/cm ³)	~ 1 kT
Çok küçük yıldız ($d=10^{10}$ kg/cm ³)	~ 100 MT
Nötron yıldızı	~ 100 MT

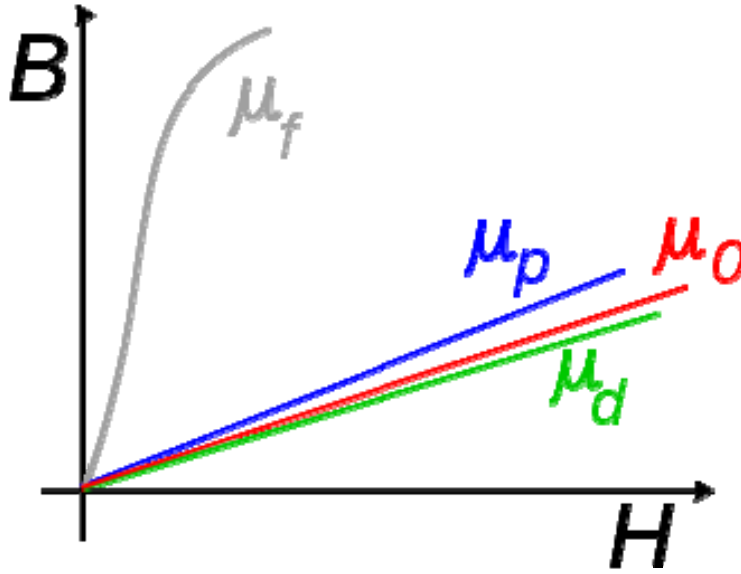
2.2 Magnetik Özelliklerine Göre Maddenin Sınıflandırılması

Evrendeki maddelerin magnetik özellikleri oldukça farklı olabilmektedir. Maddeler magnetik özelliklerine göre sınıflandırıldığında birçok farklı sınıf oluşmaktadır. Bazı temel magnetizma sınıfları şunlardır:

- a) Ferromagnetizma
- b) Ferrimagnetizma
- c) Diyamagnetizma
- d) Paramagnetizma

Bu sınıfların dışında ayrıca süperparamagnetizma, metamagnetizma, helimagnetizma gibi magnetizma çeşitleri de vardır [6]. Vakum ortamının, diyamagnetik maddelerin,

paramagnetik maddelerin ve ferromagnetik maddelerin B-H eğrileri şekil 2.2 ile karşılaştırılmıştır.



Şekil 2.2 : Magnetik sınıfların B-H eğrileri.

2.2.1 Diyamagnetizma

Diyamagnetik maddeler magnetik alınganlık değeri oldukça küçük ($\kappa \approx -10^{-5}$) ve negatif olan maddelerdir. Bağlı permeabiliteleri 1' den küçüktür. Magnetik alan çizgileri diyamagnetik maddelerin içinden zayıflayarak geçer. Diyamagnetik maddeler magnetik alan içine girdiğinde üzerlerinde magnetik alana ters yönde bir alan oluşur. Bu yüzden ki, diyamagnetik maddeler magnetik alan tarafından itilirler. Ancak diyamagnetizma çok zayıf bir özellik olduğundan söz konusu kuvvetler çok küçük kuvvetlerdir.

Diyamagnetizma maddenin zayıf bir özelliği olsa da, süperiletkenler güçlü diyamagnetik malzemeler olarak düşünülebilir. Süperiletken malzemelerde belli bir sıcaklığın altında $\kappa \approx -1$ olur [6].

Önemli diyamagnetik maddeler soygazlar, yarıiletkenler, su ve birçok metaldir. Örnek diyamagnetik metaller bakır, çinko, gümüş, kadmiyum, altın, cıva, kurşun ve bizmuttur. Magnetik alanı etkilememesi gereken parçalar tasarlanırken diyamagnetik malzemelerin kullanılmasına özen gösterilmelidir. Farklı diyamagnetik maddelerin magnetik alınganlık değeri çizelge 2.3 ile verilmiştir.

2.2.2 Paramagnetizma

Paramagnetik maddeler magnetik alınganlık değ erleri oldukça küçük ($\kappa \approx 10^{-5}$) ve pozitif olan maddelerdir. Paramagnetik maddelerin bağıl permeabiliteleri $\mu_r \geq 1$ dir. Magnetik alan çizgileri paramagnetik maddelerin içinden kuvvetlenerek geçer. Paramagnetik maddeler magnetik alan tarafından çekilirler. Ancak ferromagnetizmanın aksine, paramagnetizma çok zayıf bir özellik olduğundan söz konusu kuvvetler çok küçük kuvvetlerdir. Yine ferromagnetik maddelerden farklı olarak paramagnetik maddelerde kalıcı mıknatıslanma oluşmaz.

 nemli paramagnetik maddeler arasında birçok gaz, metal ve karbon bulunur.  rnek paramagnetik metaller magnezyum, alüminyum, titanyum, vanadyum, molibden, paladyum ve platinyumdur. Farklı paramagnetik maddelerin magnetik alınganlık değ erleri  izelge 2.3 ile verilmiştir.

2.2.3 Ferromagnetizma ve ferrimagnetizma

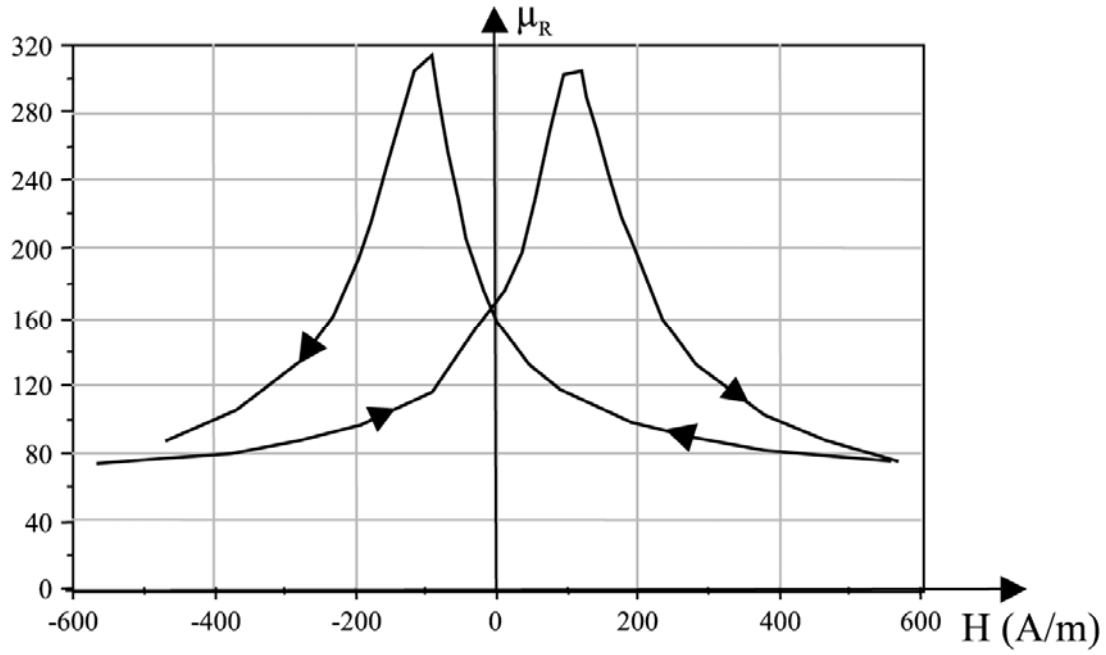
Ferromagnetik maddeler permeabilitesi oldukça yüksek olan maddelerdir. Magnetik alınganlık değ erleri de pozitif işaretlidir. Mıknatıslar tarafından kuvvetlice çekilirler. Her ferromagnetik madde belli bir Curie sıcaklığının altında kalıcı mıknatıslanmaya sahiptir. Curie sıcaklığının üzerine çıkıldığında ise malzeme artık paramagnetik karakter göstermektedir. Ferromagnetik maddelerde diğer sınıfların aksine B-H eğrisinde bir histerisiz oluşumu söz konusudur. Bu, sabit olmayan permeabilitenin kesin bir i aret isidir. Uygulanan alan şiddetine göre ferromagnetik maddenin permeabilitesi değişir ve neticede B-H eğrisinde bir histerisiz oluşur.

 nemli ferromagnetik maddeler demir, nikel ve kobalttır. Farklı ferromagnetik maddelerin bağıl permeabilite değ erleri  izelge 2.1 ve 2.2 ile verilmiştir.

Maddedeki dipollerin paralel ya da antiparalel dizilimine ve dipollerin gücünün eşit büyüklükte olup olmamasına göre maddeler ferromagnetikliğin dışında antiferromagnetik ve ferrimagnetik olarak da sınıflara ayrılır. Kalıcı mıknatıslar hep ya ferromagnetik ya da ferrimagnetik malzemelerdir. Ferrimagnetik maddeler de ferromagnetik maddeler gibi belli bir Curie sıcaklığının altında kalıcı mıknatıslanmaya sahiptir ve bu sıcaklığın üzerinde paramagnetik karakterdedirler.

Ferrimagnetik maddelere örnek olarak bütün ferrit çeşitleri ve lal taşı verilebilir [8].

Bir ferrit malzemeye ait permeabilite-magnetik alan grafiği şekil 2.3 ile gösterilmiştir. Önemli bir gözlem olarak ferromagnetik ve ferrimagnetik maddelerde permeabilitenin sabit olmayıp, uygulanan magnetik alana göre belli bir aralıkta histerisiz çizdiği görülmektedir.



Şekil 2.3 : Magnetik alana göre permeabilitenin değişimi.

Çizelge 2.6 magnetik sınıflara ait bazı özellikleri göstermektedir.

Çizelge 2.6 : Çeşitli magnetik sınıfların fiziksel özellikleri [2].

Sınıf	κ magnetik alana bağlı	κ sıcaklığa bağlı	Histerisiz	Örnek	κ
Diyamagnetizma	hayır	hayır	yok	Bizmut, cıva, gümüş, elmas, kurşun, grafit, amonyak, bakır, su, silisyum, ksenon, azot, hidrojen, helyum	$\sim -10^{-5}$
Paramagnetizma	hayır	evet	yok	Tungsten, sezyum, alüminyum, lityum, magnezyum, sodyum, oksijen	$\sim 10^{-5}$
Ferromagnetizma	evet	evet	var	Süpermalloy Demir Nikel Kobalt	10^6 $5 \cdot 10^3$ $6 \cdot 10^2$ $2.44 \cdot 10^2$
Antiferromagnetizma	evet	evet	var	Terbiyum	$9.51 \cdot 10^{-2}$
Ferrimagnetizma	evet	evet	var	MnZn(Fe ₂ O ₄) ₂	2500

2.3 Magnetik Malzemeler

Magnetik malzemeler genellikle koersivitelerine göre sınıflandırılırlar. Buna göre magnetik malzemeler $H_C < 1$ kA/m ise yumuşak, $H_C > 30$ kA/m ise sert magnetik malzeme adını alırlar. Arada kalan malzemeler ise orta sert magnetik malzemelerdir. Günümüzde magnetik malzemeler öylesine çeşitlidir ki, $H_C = 0.1$ A/m olan magnetik malzeme de, $H_C = 106$ A/m olan magnetik malzeme de bulunabilir.

2.3.1 Yumuşak magnetik malzemeler

Günümüzde birçok çeşit yumuşak magnetik malzeme bulunmaktadır. Malzemeyi yumuşak magnetik olarak niteleyen düşük koersivitenin yanı sıra, yüksek permeabiliteye de sahip olan birçok kristal, amorf, nanokristal, alaşım ve bileşik malzeme bulunabilir.

2.3.1.1 Kristal metaller

Metal kristalleri klasik yumuşak magnetik malzeme örnekleridir. Akla ilk gelen örnekleri ise demir ve nikeldir. Sıklıkla kullanılan alaşımlara örnek olarak nikel-demir (FeNi), kobalt-demir (FeCo), silisyum-demir (FeSi) ve silisyum-alüminyum-demir (FeAlSi) gösterilebilir.

Demir-nikel alaşımlarına örnek olarak permalloy, süpermalloy, mumetal ve süpermumetal gösterilebilir. Permalloy genellikle %78 nikel ve %22 demir içerir. %78 nikel içeren permalloya 78 permalloy denir. 8.000 civarlarında etkin permeabiliteye sahiptir ve maksimum permeabilitesi 100.000' e kadar çıkabilmektedir. Koersivitesi 4 A/m olup, doyma akı yoğunluğu ise 1.08 T dir.

Süpermalloy, %79 nikel, %16 demir ve %5 molibden içeren alaşıma verilen addır. Süpermalloyun permeabilitesi 1.000.000'a kadar çıkabilmektedir [6]. 0.16 A/m olan koersivitesi ile mıknatıslanma kayıpları azdır. Ayrıca 0.79 T olan doyma akı yoğunluğu bu malzemenin nispeten kolay doyurulabilir bir malzeme olduğunu göstermektedir.

Mumetal, genelde klasik demir nikel alaşımı olan permalloya bakır ve krom ya da bakır ve molibden metallerinin eklenmesi ile elde edilen alaşımdır. Mumetal (%75 Ni, %18 Fe, %5 Cu, %2 Cr) 20.000 permeabiliteye sahip olabileceği gibi, krom yerine molibdenin kullanılması ile 100.000 civarlarında bir permeabiliteye de ulaşabilir.

Süpermumetal da mumetal gibi demir, nikel, bakır ve molibdenden oluşur. Mumetale göre biraz daha fazla nikel ve biraz daha az demir içerir. $Fe_{14}Ni_{77}Mo_4Cu_5$ 350.000-400.000 civarında permeabiliteye sahiptir.

Çeşitli malzemelere ait permeabilite, koersivite ve doyma akı yoğunluğu değerleri çizelge 2.7 ile verilmiştir.

Çizelge 2.7 : Çeşitli malzemelerin permeabilite, koersivite ve doyma akı yoğunluğu değerleri [6].

Malzeme	Bileşimi	$\mu_{r,mak}$ (H/m)	H_C (A/m)	B_S (mT)
Kobalt	Co _{99,8}	250	800	1790
Permendür	Fe ₅₀ Co ₅₀	5.000	160	2450
Demir	Fe _{99,8}	5.000	80	2150
Nikel	Ni _{99,8}	600	60	610
Silikon-demir	Fe ₉₆ Si ₄	7.000	40	1970
Hiperko	Fe ₆₄ Co ₃₅ Cr _{0,5}	10.000	80	2420
Süpermendür	Fe ₄₉ Co ₄₉ V ₂	60.000	16	2400
Ferroksküp 3F3 ^{100KHz}	Mn-Zn-Ferrit	1.800	15	500
Manifer 230 ^{100MHz}	Ni-Zn-Ferrit	150	8	350
Ferroxplana ^{1GHz}	Fe ₁₂ Ba ₂ Mg ₂ O ₂₂	7	6	150
Hipernik	Fe ₅₀ Ni ₅₀	70.000	4	1600
78 Permalloy	Fe ₂₂ Ni ₇₈	100.000	4	1080
Sendust	Fe ₈₅ Si ₁₀ Al ₅	120.000	4	1000
Amorf ^T	Fe ₈₀ Si ₂₀	300.000	3.2	1520
Mumetal	Ni ₇₆ Fe ₁₇ Cu ₅ Cr ₂	100.000	0.8	900
Amorf ^T	Fe _{4,7} Co _{70,3} Si ₁₅ B ₁₀	700.000	0.48	710
Amorf ^T	Fe ₆₂ Ni ₁₆ Si ₈ B ₁₄	2.000.000	0.48	550
Nanokristal	Fe _{73,5} Si _{13,5} B ₉ Nb ₃ Cu ₁	100.000	0.40	1300
Süpermalloy	Ni ₇₉ Fe ₁₆ Mo ₅	1.000.000	0.16	790

^TTavlanmış.

2.3.1.2 Nanokristal metalller

Amorf malzemelerin yeniden kristalleşme sıcaklıklarında (FeCoB alaşımı için ~500°C) tavllanmasıyla 10-15 nm çaplı nanokristaller elde edilebilir [6]. Bu tip malzemeler mükemmel yumuşak magnetik özellikler göstermesine rağmen ($H_C \rightarrow 0$, $\mu_{mak} > 10^5$) çok kırılğan olmaları nedeniyle magnetik sensör uygulamalarında yaygın kullanım alanı bulamamaktadır. Günümüzde nanokristal maddeler yüksek elektriksel direnç göstermeleri nedeniyle yüksek frekanslı güç transformatörü nüvelerinde kullanılmaktadırlar.

2.3.1.3 Amorf metalller

Sıvı fazdaki bir alaşım aniden katılaştırılırsa (soğutma hızı 10^6 °C/s civarlarındadır), bu yapısal düzensizliğe neden olur ve kristal yapı oluşmaz. İşte bu malzemelere amorf malzemeler denir. Amorf malzemeler genellikle demir ve kobalt

alaşımlarından elde edilir. Bu elementlere ek olarak silisyum ve bor da karıştırılmaktadır.

Başlıca avantajları yüksek permeabilite ve düşük kayıplardır. 5 MHz frekanslarına kadar mıknatıslanabilirler. Başlıca dezavantajları ise 1.6 T gibi nispeten daha düşük akı yoğunluklarında doyması (kristal demir alaşımlarına göre) ve sınırlı nüve tasarım olanaklarıdır.

Günümüzde amorf malzemeler genellikle ince teller ve şeritler biçiminde üretilmektedir. 5-50 µm kalınlıklarda levhalar üretilebilmekte ve yüksek frekans transformatörlerinde kullanılmaktadır.

2.3.1.4 Yumuşak ferritler

Ferritler genel olarak %70 civarında demir oksit (Fe_2O_3) ve %30 civarında diğer metallerin oksitlerinden oluşmaktadırlar (MnO , MgO , NiO , CuO , FeO gibi). Günümüzde yaygın olarak kullanılan ferritler mikrodalga frekanslarda bile kullanılabilen mükemmel yalıtkanlardır ($\rho > 10^7 \Omega\text{m}$).

Ferrit malzemelerin avantajları yüksek elektriksel yalıtkanlıkları sayesinde 5 GHz' e kadar olan yüksek frekanslarda kullanılabilmesi, oksitlenme sorununun olmaması ve istenilen şekillerde nüvelerin üretilebilmesidir [6]. Dezavantajları ise çok yüksek permeabiliteye sahip olmamaları ve nispeten düşük akı yoğunluklarında doymalarıdır.

2.3.2 Sert magnetik malzemeler

Sert magnetik malzemeler koersivitesi yüksek olan malzemelerdir. Bir kalıcı mıknatısın görevini sürekli olarak devam ettirebilmesi ve kararlı olarak çalışabilmesi için koersivitesi yüksek bir malzemedan yapılması gerekir. Aksi takdirde uygulanacak kuvvetli bir magnetik alan malzemenin kalıcı mıknatıslığını (B_R) yok edebilir. Bu dış alanın büyüklüğü maddenin koersivitesi (H_C) kadardır.

Ayrıca bir kalıcı mıknatısın çalışma noktasının seçilmesinde en büyük enerji çarpımı ($|BH|_{\text{mak}}$) da önemlidir.

2.3.2.1 Alaşımlar

Çeliğe krom, kobalt, nikel, bakır, vanadyum veya karbon eklenerek yapısal sertleştirme sağlanabilir. Bu kalıcı mıknatısların koersiviteleri ve enerji çarpımları

düşüktür, ancak çok ucuz olduklarından yaygın olarak kullanılırlar. Alaşımlar ile 180 kA/m değerlerine kadar koersivite ve 90 kJ/m³ değerlerine kadar enerji çarpımları elde edilebilir [6].

2.3.2.2 Sert ferritler

Sert magnetik sınıf altında baryum ferritleri ve stronsiyum ferritleri de bulunmaktadır. Ferrit malzemeler ucuz, kolay ve çeşitli şekillerde üretilebilir olmaları nedeniyle tercih edilmektedir. Sert ferritler görece yüksek (~500 kA/m) koersivite değerlerine sahip olmalarına rağmen, düşük kalıcı mıknatıslık değerleri (birkaç 100 mT) nedeniyle düşük enerji çarpımlarına (~35 kJ/m³) sahiptirler [6].

2.3.2.3 Sinterlenmiş mıknatıslar

Sinterleme, bir maddenin toz parçacıklarını erime sıcaklığının hemen altına kadar ısıtıp sıkıştırarak katı parçalar elde etme işlemidir.

Yüksek başarımlı sinterlenmiş mıknatıslar SmCo ve NdFeB maddelerinden üretilir. Sinterlenmiş mıknatıslar 1200 kA/m koersivite değerlerine, 1.3 T kalıcı mıknatıslık değerlerine ve 350 kJ/m³ enerji çarpımı değerlerine sahip olabilirler. Ayrıca 300 °C sıcaklığa kadar kullanılabilirler [6].

Nadir toprak metallere üretilen yüksek başarımlı sinterlenmiş mıknatıslar kırılgan ve pahalıdır.

2.3.3 İnce film tipi malzemeler

İnce film tipi malzemeler magnetik kayıt ve fluxgate sensör teknolojilerinde büyük öneme sahiptir. Günümüzde permalloydan (FeNi) üretilen ince film malzemeler magnetik sensör üretiminde düşük magnetokristal anizotropi ve düşük magnetik büzülme özelliklerinden dolayı geniş kullanım alanı bulmaktadır. Mekanik olarak sert filmler sendust (FeAlSi) malzemesinden, püskürtme tekniği ile üretilebilmektedir. Demir ve kobalt kullanılarak üretilen ince filmler ise mükemmel yumuşak magnetik özellikleri nedeniyle tercih edilmektedirler.

2.3.4 Magnetoeselek malzemeler

Günümüzde maddenin magnetoeselek özellikleri kullanılarak sensörler üretilebilmektedir. Bu maddeler magnetik alan altında şekil değiştirmektedir. Bazı

duyarlı malzemeler amorf tel ve şeritler ile nadir toprak metallerinin demir ile oluşturduğu alaşımlardır.

2.4 Sensör Başarım Ölçütleri

Bir magnetik sensöre ait şu özellikler önem arz eder:

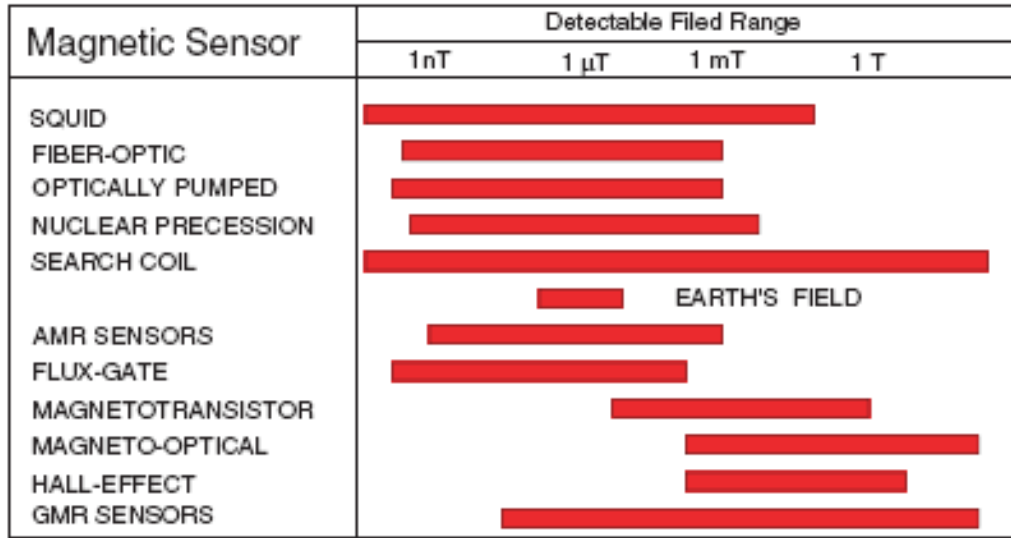
- a) Ölçüm aralığı
- b) Çözünürlük (duyarlılık) ve çözünürlüğün sıcaklık katsayısı
- c) Doğrusallık
- d) Gürültü
- e) Bantgenişliği
- f) Harcanan güç, çalışma gerilimi aralığı, en büyük anlık akım
- g) Ofset ve ofsetin sıcaklık katsayısı
- h) Sensör hacim ve ağırlığı
- i) Uzun dönem kararlılık
- j) Histerisiz
- k) Çevre koşullarına dayanım (Sıcaklık, sıcaklık şoku, nem, su geçirmezlik, şok, titreşim, basınç, güneşsel yayınım, elektromagnetik uyumluluk gibi)
- l) Maliyet

Ölçüm aralığı, doğrusallık, histerisiz ve duyarlılığın sıcaklık katsayısı özellikleri helmholtz bobini gibi kalibrasyon bobinleri ile ölçülebilir. Bu ölçümler yapılırken kalibrasyon bobinleri ferromagnetik malzemelerden ve elektromagnetik alan kaynaklarından olabildiğince uzakta tutulmalıdır. Aksi takdirde bu kaynaklar doğrusallığı etkileyebilir. Bunun yanı sıra, kalibrasyon bobinleri test edilen sensörden çok daha büyük yapılmalıdır. Ancak bu şekilde sensör üzerinden homojen bir magnetik alan vektörü geçirilebilir. Sensörle ilgili verilerin toplanması ve kalibrasyon aşamalarında magnetik olarak temiz bir odada çalışılması gerekmektedir. Hatta bu işlemlerin gece geç saatlerde yapılması temiz bir ortam açısından oldukça isabetli olacaktır. Ayrıca ölçüm ve kalibrasyon aşamalarında yerin magnetik alanı da hesaba katılmalıdır. Ölçümlerin tekrarlanarak ortalamasının alınması hatayı

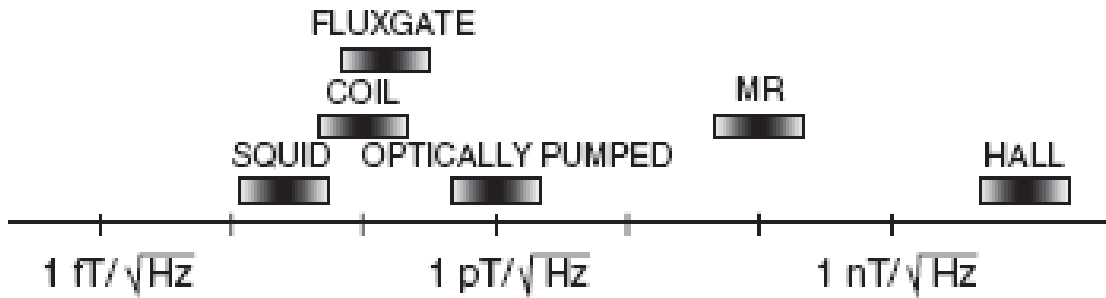
azaltacaktır. Genel magnetik gürültü kaynakları taşıtlar, metrolar ve elektrikli trenlerdir. Statik magnetik alan sensörleri kalibre edilirken zıt yönlerde ölçümler alınarak sonuca varılması, arka plan alanının ve sensör ofsetinin yarattığı etkileri düzeltecektir.

3. MAGNETİK SENSÖR ÇEŞİTLERİ ve KULLANIM ALANLARI

Günümüzde birçok magnetik alan sensörü çeşidi bulunmaktadır ve her magnetik sensör kendine özel kullanım alanları bulmaktadır. Sensör çeşitleri arasından seçim yapılırken ölçülecek alanın büyüklüğü ve frekans bandı, çözünürlük, gürültü, sensör büyüklüğü ve ağırlığı, uzun dönem kararlılık, sıcaklık bağımlılığı, maliyet gibi birçok konu göz önünde bulundurulmalıdır. Şekil 3.1 ile bazı magnetik sensör çeşitleri ile ölçülebilecek magnetik alan şiddetleri gösterilmiştir. Şekil 3.2 ise farklı sensörlere ait çözünürlükleri göstermektedir [9].



Şekil 3.1 : Farklı tip sensörlerin ölçüm aralıkları [9].

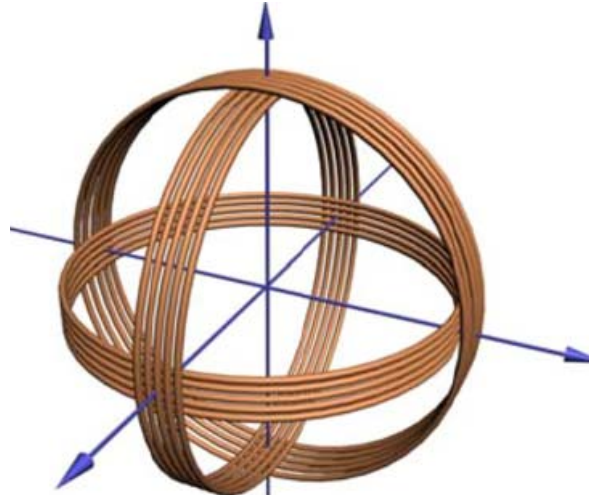


Şekil 3.2 : Farklı tip sensörlerin çözünürlükleri [9].

3.1 İndüksiyon Sensörleri



Şekil 3.3 : Tek eksenli indüksiyon sensörü.



Şekil 3.4 : Üç eksenli indüksiyon sensörü.

İndüksiyon sensörleri Faraday yasasını esas alır. En genel anlamda bir nüve etrafına ya da nüvesiz olarak N tur sarımın sarılması ile üretilir. Şekil 3.3 ile gösterildiği gibi tek eksenli veya şekil 3.4 ile gösterildiği gibi üç eksenli olarak üretilebilirler. N sarımlı bir sargıda indüklenen gerilim eşitlik (3.1) ve (3.2) ile verilmiştir. Eşitliklerde Φ sargıdan geçen magnetik akı, A sargının dik kesit alanıdır.

$$V_i(t) = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d(NA(t)B(t))}{dt} = \frac{d(NA(t)\mu_o\mu_r(t)H(t))}{dt} \quad (3.1)$$

$$V_i(t) = NA\mu_oH \frac{d\mu_r(t)}{dt} + NA\mu_o\mu_r \frac{dH(t)}{dt} + N\mu_o\mu_rH \frac{dA(t)}{dt} \quad (3.2)$$

(3.2) ile gösterilen eşitlikte ilk terim olan $NA\mu_oH \frac{d\mu_r(t)}{dt}$, fluxgate etkisi olup

4. bölümde anlatılan fluxgate sensörlerin temel çıkış noktasıdır.

Bir indüksiyon sensörü üzerinde çok katlı sarımlar olan selenoid olarak düşünülebilir. İndüksiyon sensörleri yüksek doğrusallıkları ve kararlılıkları ile bilinirler [6]. Bu sensörler nüvesiz (hava nüveli) olarak sarılabileceği gibi ferromagnetik nüvelere sarılmış sensörler de mevcuttur.

Hava nüveli sensörler büyük çaplı ve kısa olarak sarılırlar. Çok doğrusal ve kararlı olsalar da duyarlılıkları sınırlıdır.

Ferromagnetik nüveli sensörler küçük çaplı ve uzun nüvelere sarılırlar. Böylece demagnetizasyon etkisinin daha az olması sağlanır. Duyarlılıkları hava nüveli sensörlere göre daha iyi olsa da kararlılıkları daha kötüdür. Duyarlılığın sıcaklık katsayısı kullanılan malzemelere bağlı olduğundan tahmin edilebilir bir büyüklüktür. Nüveli sensörlerde kullanılan nüvenin özelliklerinin çok kararlı olması bir gerekliliktir.

Modern düşük gürültülü indüksiyon sensörleri akım çıkışlı olarak çalıştırılmaktadır [6]. Akım çıkışlı sensörlerin önemli bir avantajı gerilim çıkışlı sensörlere göre daha yüksek frekanslara kadar ölçüm yapabilmesidir [6]. Akım çıkışlı sensörler, aynı zamanda kısa devre edilmiş sensörler olarak da bilinmektedir. Düşük gürültülü bir gerilim veya akım önyükselteci, sensörün bir parçası olarak düşünülmeli ve sensöre mümkün olduğunca yakın konumlandırılmalıdır.

Çok turlu sarımların oluşturduğu yüksek endüktans ve parazitik kapasiteler, düşük frekanslarda rezonansa neden olur. Daha yüksek frekanslarda sensör çıkış geriliminin doğrusallığının bozulması bu yüzden. Dahası, bu parazitik kapasiteler sıcaklıkla değişir ve sensörün frekans cevabının da sıcaklıkla değişmesine neden olur. Sensör çıkışı kısa devre edilerek akım bilgisi kullanılırsa, sıcaklıkla değişen bu parazitik kapasitenin etkisi yok edilir ve seri RL devresi elde edilir. Bir akım-gerilim dönüştürücü devresinin kullanılması bu yüzden avantajlıdır. İdealde, sensör çıkış gerilimi algılanan magnetik alanın frekansı ile orantılı olduğundan, sensör çıkış akımı $f \gg \frac{R}{2\pi L}$ için doğrusal olacaktır [6]. R/L oranı kullanılan telin kalınlığına bağlı olacaktır. Sarım sayısı ve tel kalınlığı, önyükseltecin girişindeki gürültüye uygun olacak şekilde seçilmelidir.

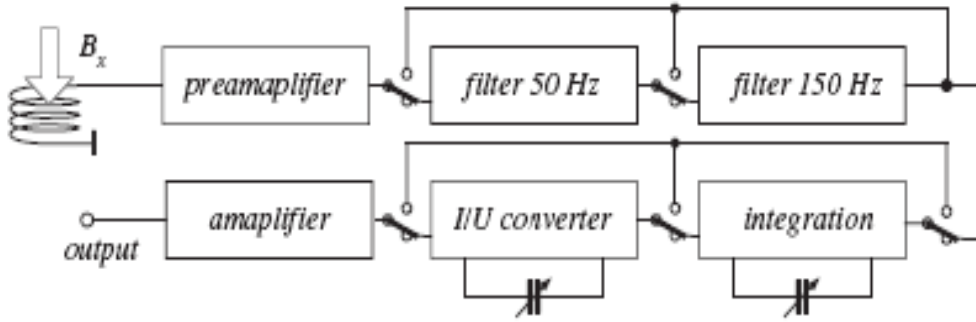
Sensör çapının artırılması sensör duyarlılığını beklenildiği gibi artıracaktır. Ancak büyük çaplı bir sensörün çıkış büyüklüğünün titreşimlerden etkileneceği de

unutulmamalıdır. Ortamda statik bir alan varsa, titreşimler bu alanın da sensör çıkışında gerilim indüklemesine ve hatalı ölçüm yapılmasına neden olacaktır. Bu nedenle sensörler aynı zamanda mekanik olarak da kararlı olmalıdır [10].

İndüksiyon sensörleri kHz ler mertebesindeki alanların ölçümünde yaygın olarak kullanılırlar. Magnetik kayıt tekniklerinde, EMC-EMI ölçümlerinde, 50-60 Hz frekanslı güç iletim hatlarının yaydığı alanların ölçümünde tercih edilen sensör tipidir. Ancak bazı özel tasarımlar ile MHz ler mertebesindeki [11], hatta GHz ler mertebesindeki [12,13] alanların ölçümü de yapılabilmektedir.

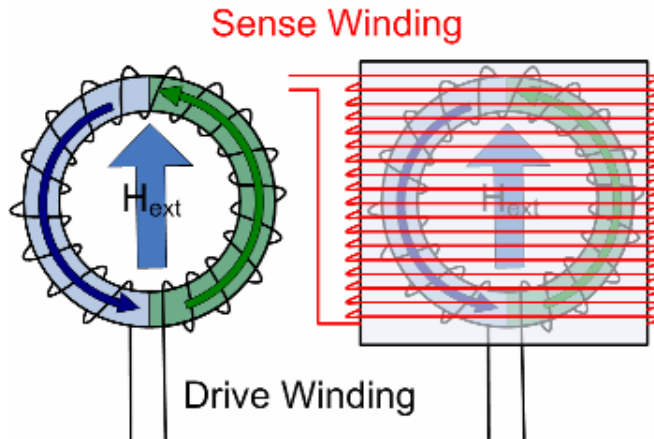
Örnek bir sensör olarak Meda ACM-1 gösterilebilir. Bu sensörün çapı 45 cm dir ve 20 Hz - 10 kHz aralığında (-3 dB) 800 nT ya kadar ölçüm yapabilmektedir. Duyarlılığı 25 mV/nT dır. Ölçüm aralığında doğruluğu %1, 20 Hz deki gürültüsü ise 0.3 pT/√Hz dir.

İndüksiyon sensörü sistemine ilişkin blok şema şekil 3.5 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.5 : İndüksiyon sensörünün blok şeması.

3.2 Fluxgate Sensörler



Şekil 3.6 : Fluxgate sensör yapısı.

Günümüzde çok küçük değerli statik magnetik alanların büyüklüğünün ve yönünün ölçümünde fluxgate sensörler sıklıkla kullanılmaktadır. Fluxgate tipi magnetik sensörler ilk kez 1943 ve 1946 yıllarında ABD’ de, helikopterlerden denizaltıların tespit edilmesi amacıyla geliştirilmiştir. O zamandan beri yaygın olarak kullanılan fluxgate sensörler ile 0.1 nT kadar küçük alanları ve bu alanların yönlerini tespit etmek mümkündür. Genel olarak $\pm 100 \mu\text{T}$ aralığında ölçüm yapılabilmektedir. Bu sensörler kullanılarak dünyanın magnetik alanı tespit edilebilir, büyüklüğü ve yönü ölçülebilir.

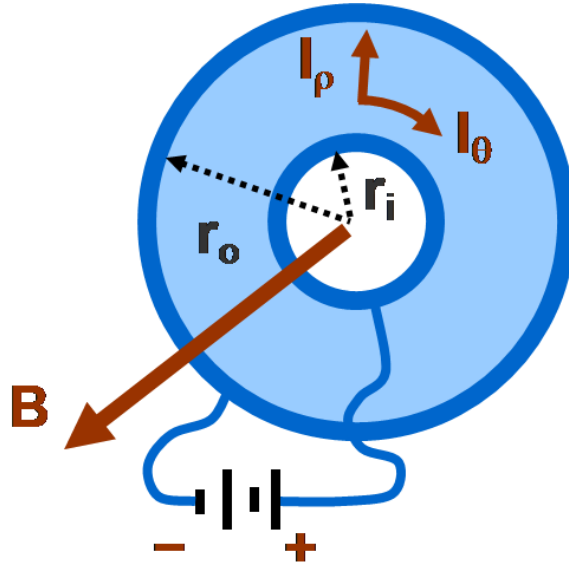
3 eksenli ölçüm yapabilen fluxgate tipi magnetik alan sensörleri iki ya da daha fazla, özel alaşımlardan üretilmiş nüve üzerine sarılı sargılardan oluşur. Fiziksel sensörlere analog ya da sayısal sürücü birimler tarafından üretilen sürücü işaretler gönderilir. Fiziksel sensör çıkışlarını analog ve sayısal işaret işleme birimleri takip eder. Sargılardan alınan gerilim/akım bilgileri işlendikten sonra dış magnetik alanla orantılı bir DC gerilime dönüştürülür ve diğer sistemlerin kullanımına sunulur. Üretilen gerilimin işareti magnetik alanın yönünü, genliği ise alanın büyüklüğünü gösterir.

Günümüzde fluxgate sensörlerin kullanım alanlarına örnek olarak şu alanlar verilebilir:

- a) Uzay araştırmaları,
- b) Yer belirleme uygulamaları,
- c) Nesne tanıma uygulamaları,
- d) Hassas elektronik pusulalar,
- e) DC ve AC elektrik akımının çok hassas olarak ölçülmesi,
- f) Arkeolojik araştırmalar,
- g) Jeolojik çalışmalar,
- h) Maden yataklarının ve çeşitli minerallerin havadan tespit edilmesi,
- i) Kayaç mekanizmalarının incelenmesi,
- j) Magnetik iz tespiti (denizaltı, gemi, vs),
- k) Magnetik iz giderimi sistemleri.

Çok küçük boyutlarda olması, nispeten ucuz olması, çok küçük akım ve gerilimlerle çalışabilmesi ve DC magnetik alanları hassas olarak ölçebilmesi temel avantajlarıdır.

3.3 Magnetorezistif Sensörler



Şekil 3.7 : Magnetorezistif sensör yapısı.

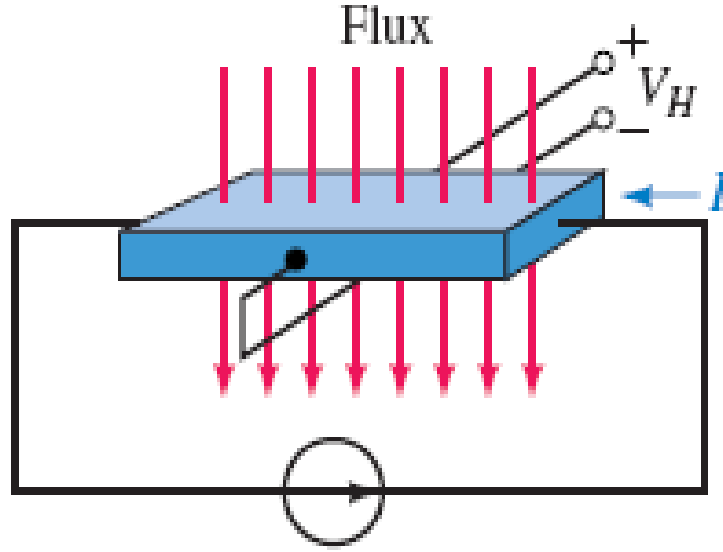
Magnetorezistif etki 1857 yılında Thomson tarafından keşfedilmiş olsa da ancak son 40 yıldır geniş araştırma alanı bulmuştur [6]. Magnetorezistif özellik, malzemenin elektriksel direncinin magnetik alan ile değişmesidir. Küçük ve ucuz olarak üretilebilirler. Nanoteslalardan mikrotelalara kadar ölçüm yapabilen türleri olduğu gibi, Teslalar mertebesinde ölçüm yapabilen türleri de mevcuttur.

3.4 Hall Etkili Sensörler

En yaygın kullanılan magnetik alan sensörü çeşidi Hall etkili sensörlerdir. Bu tip sensörler uygulanan magnetik alan ile orantılı bir gerilim üretirler. Statik alanları vektörel olarak ölçebilirler. MiliTesla lar büyüklüğünde alanları ölçmek için kullanılırlar. Akım sensörlerinin içinde yaygın olarak Hall etkili sensörler kullanılmaktadır. (3.3) ile Hall etkisinin neden olduğu Hall gerilimi verilmiştir:

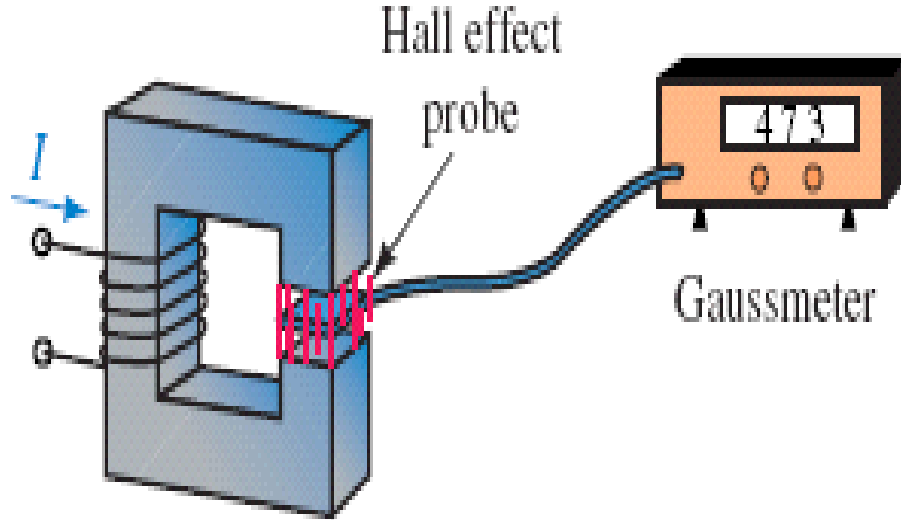
$$V_{HALL} = k_h \frac{I \cdot B}{d} \quad (3.3)$$

Şekil 3.8 Hall etkili sensörlerin genel çalışma yapısını göstermektedir.



Şekil 3.8 : Hall etkili sensör yapısı.

Şekil 3.9 akım ölçmek için en çok tercih edilen sensörler olan Hall etkili akım sensörlerinin çalışma yapısını göstermektedir. Hall etkili akım sensörleri kullanarak geniş aralıkta ve yüksek doğrulukta vektörel akım ölçümleri yapmak mümkündür.



Şekil 3.9 : Hall etkili sensör ile akım ölçümü.

Her ne kadar Hall etkili sensörler ile statik alanları vektörel olarak ölçmek mümkün olsa da, bu sensörler zayıf alanları ölçmek için uygun değildir. Hall etkili sensörler ile ölçülebilecek alan 1 mT – 1 T aralığındadır [9]. nT büyüklüğündeki alanları ölçmek için fluxgate sensörler tercih edilmelidir.

3.5 Magnetooptik Sensörler

Optik yöntemler ile çeşitli fiziksel büyüklükler ölçülebilmektedir. Optik yöntem Kerr ve Faraday etkileri üzerine kurulmuştur. Bu yöntemde ölçüm sonuçları ışıkla hava veya fiber optik hat üzerinden çok uzun mesafelere aktarılabilmektedir. Dahası, ölçümler oldukça geniş bir bantta ve geniş dinamik aralıklarda yapılabilmektedir. Magnetooptik yöntem ile kusursuz doğrulukta ve sıcaklıkla neredeyse hiç değişmeyen çok kararlı ölçümler yapmak mümkündür.

3.6 Rezonans Sensörleri

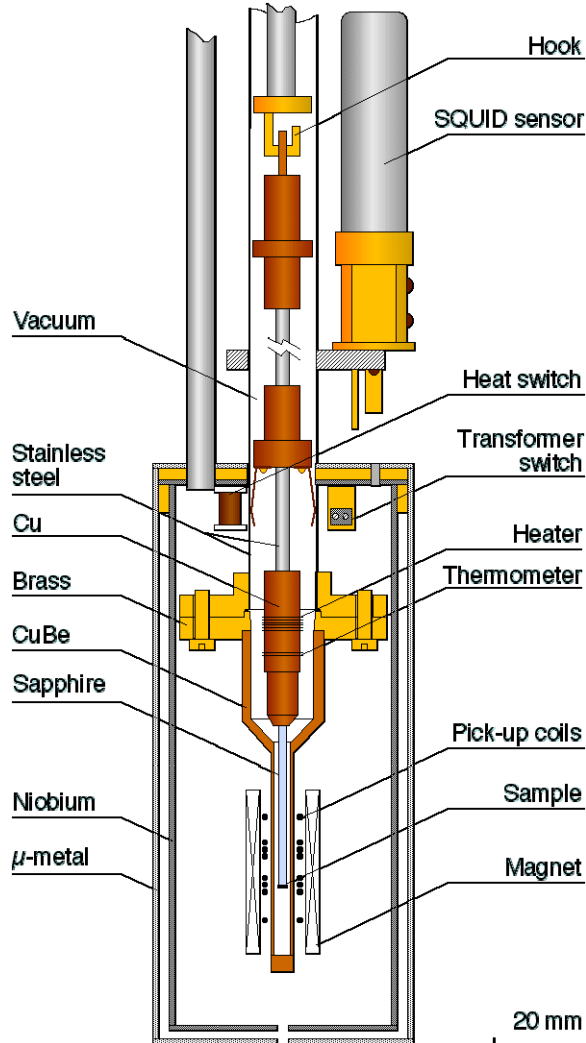


Şekil 3.10 : Nükleer Magnetik Rezonans sensörü.

Proton sensörleri, diğer adıyla rezonans sensörleri oldukça yüksek teknoloji ürünleri olup, magnetik alanı ölçmek için protonların (hidrojen çekirdeği) rezonans frekansını ölçer. Çalışma ilkeleri Nükleer Magnetik Rezonansa (NMR) dayanır. Rezonans frekansı yalnızca magnetik alanın büyüklüğüne ve atomik sabitlere bağlı olduğu için, yüksek doğruluklu ölçüm yaparlar. Onlarca watt güç harcayarak 0.1 nT kadar küçük alanları ölçebilirler.

Yüksek doğruluklu ölçüm yapabilmesi temel avantajıdır. Pahalı ve görece büyük olması, yüksek güç tüketimi, magnetik alanın yönünü ölçememesi ve karmaşık yapısı ise dezavantajlarıdır.

3.7 SQUID Sensörler



Şekil 3.11 : SQUID sensör yapısı.

SQUID (Superconducting Quantum Interference Device, Süperiletken Kuantum Girişim Aygıtı) sensörler, diğer adı ile süperiletken kuantum girişim aygıtları çok küçük alanları ölçmek için kullanılan oldukça karmaşık ölçüm sistemleridir. Gürültüleri $3 \text{ fT} / \sqrt{\text{Hz}}$ kadar küçüktür. Birçok sıvı helyum soğutmalı SQUID 1 Hz ile bir kaç 10 kHz arasında düz bir gürültü eğrisine sahiptir ve biyomagnetik işaretlerin ölçümü için idealdir.

Pikoteslaldardan militeslalara kadar ölçüm yapabilen SQUID sensörler, sıvı helyum ile soğutulmaları gerektiğinden büyük ve çok enerji harcayan sensörlerdir. Genel olarak kalp ve beyin aktivitesinin incelenmesi amacıyla kullanılırlar. Jeofizik alanında ise çok nadir olarak kullanılırlar.

4. İNDÜKSİYON SENSÖRLERİ

Bölüm 3.1 ile indüksiyon sensörüne ilişkin temel kavramlar anlatılmıştır. Bu bölümde indüksiyon sensörleri ile ilgili diğer ayrıntılar anlatılmıştır.

4.1 Düşük Frekanslarda Gerilim Duyarlılığı

Parazitik kapasitelerin ihmal edilebileceği frekanslarda sensör çıkışında indüklenen gerilim (4.1) ile verilmiştir:

$$V_i(t) = \frac{d\Phi}{dt} = NA \frac{dB(t)}{dt} \quad (4.1)$$

Ölçülen alan B nin periyodik olduğu ($T=1/f$) düşünülür ve indüklenen gerilim $V_i(t)=0$ olan iki nokta arasında (t_1, t_2) entegre edilirse eşitlik (4.2) elde edilir:

$$\int_{t_1}^{t_2} V_i(t) dt = NA \cdot \Delta B = NA(B_{\text{mak}} - B_{\text{min}}) \quad (4.2)$$

Bu durumda sensör çıkışında indüklenen gerilimin ortalama değeri V_{ort} (4.3) ile gösterilen şekilde hesaplanabilir:

$$V_{\text{ort}} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} V_i(t) dt = 2fNA(B_{\text{mak}} - B_{\text{min}}) \quad (4.3)$$

r yarıçaplı silindirik bir sarım için genellikle $B_{\text{mak}} = B_{\text{min}}$ olacağından eşitlik (4.4) yazılabilir:

$$V_{\text{ort}} = 4fNAB_{\text{mak}} = 4\pi fNB_{\text{mak}} r^2 \quad (4.4)$$

Eşitlik (4.4) ten de anlaşıldığı üzere, parazitik kapasitelerin ihmal edilebileceği düşük frekanslarda gerilim duyarlılığı alan frekansı ile orantılıdır. Eşitlik (4.4), tüm anti-periyodik B alanları için geçerlidir [6]. Anti-periyodik dalga şekli, x eksenine göre simetrik olan, başka bir deyişle çift harmonik içermeyen dalga şeklidir [14].

Şimdi de B magnetik alanının bir sinüs dalga olduğu düşünölsün. Bu durumda sensör çıkışından okunan tepeden tepeye gerilim eşitlik (4.5) ile, RMS (Root Mean Square, Etkin Değer) gerilim ise eşitlik (4.6) ile ifade edilebilir. Sensör duyarlılığı $S = V/B$ eşitlik (4.7) ile gösterilmiştir:

$$V_{p-p} = 2\pi fNAB_{\text{mak}} = 2\pi^2 fNB_{\text{mak}}r^2 \quad (4.5)$$

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_{pp}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}\pi fNAB_{\text{mak}} = \sqrt{2}\pi^2 fNB_{\text{mak}}r^2 \quad (4.6)$$

$$S = 2\pi fNA = 2\pi^2 fNr^2 \quad (4.7)$$

Eşitlik (4.5) ve (4.6) dan anlaşıldığı gibi indüksiyon sensörünün çıkışından gerilim alabilmek için ölçölen alanın frekansının 0 Hz den büyük olması gerekmektedir. Statik alanlar ancak indüksiyon sensörlerinin hareket ettirilmesi ile yani zorlanmasıyla ölçölebilir. Düşük frekansları ölçöbilmek içinse çok büyük, çok tur sarılmış hantal sensörler gerekecektir.

Sensörün duyarlılığını ve SNR (Signal to Noise Ratio, İşaret Güröltü Oranı) değerini artırmak için sensör çapı artırılmalıdır. Sensör uzunluğunu artırmak da sensör duyarlılığını ve SNR değerini bir miktar artırmaktadır. Daha ince tel kullanarak daha fazla sarım sarmak ise sensör duyarlılığını artırırken SNR değerini değıştirmemektedir [9].

Yüksek duyarlılığa ve SNR a sahip bir sensörün fiziksel olarak büyük ve hantal olacağı aşıkardır. Örnek olarak [15] ile anlatılan portatif sensör 19-33 cm çapında 3 adet sargı ve bunların üzerine sarılmış 4100-6500 sarımdan oluşmaktadır. Ağırlığı ise tam 14 kg dır. Bahsedilen sensör 20 Hz – 20 kHz arasında ölçüm yapabilmektedir. Dünyanın magnetik alanındaki küçük değışimleri (0.004 Hz – 10 Hz) ölçöbilecek bir sensör ise [16,17] ile gösterilmiştir. Açıklanan sensörün çapı 2 metredir. 0.125 mm kalınlığındaki telin 16000 tur sarılmasıyla üretilmiştir. Bahsedilen portatif sensörün ağırlığı ise yüzlerce kg dır.

Sensörün içdirenci eşitlik (4.8) kullanılarak hesaplanabilir. Eşitlikte ρ özdirenci, N sarım sayısını, d_{ort} ortalama sargı çapını, d_{tel} ise sensörde kullanılan tel çapını temsil etmektedir.

$$R_{DC} = 4\rho N \frac{d_{ort}}{d_{tel}^2} \quad (4.8)$$

Çizelge 4.1, sensörlerde kullanılan bobin telleri için ihtiyaç duyulabilecek bazı verileri içermektedir [6].

Çizelge 4.1 : Bobin tellerine ait fiziksel değerler.

Malzeme	Bakır	Alüminyum
Özdirenç	$1.78 \cdot 10^{-8} \Omega m$	$2.7 \cdot 10^{-8} \Omega m$
Yoğunluk	8.9 g/cm^3	2.7 g/cm^3
Direncin sıcaklık katsayısı	$0.39 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$	$0.4 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$
Genleşme katsayısı	$16 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$	$25 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$

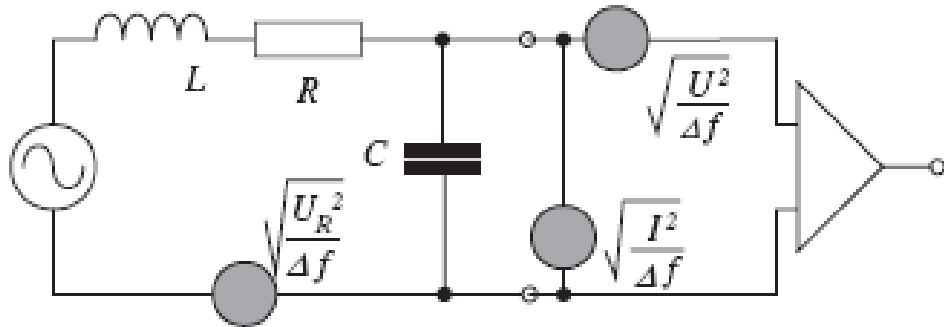
4.2 Termal Gürültü

Sensör sargılarında termal gürültünün neden olduğu rms gerilim eşitlik (4.9) ile verilmiştir. Bu durumda termal gürültü, gürültü yoğunluğu olarak eşitlik (4.10) ile gösterilebilir [6]. Eşitliklerde T, °K cinsinden mutlak sıcaklığı, k_B ise boltzman sabitini temsil etmektedir.

$$V_{N-rms} = 2\sqrt{k_B \cdot T \cdot R_{DC} \cdot f} = 4 \frac{\sqrt{k_B \cdot T \cdot \rho \cdot N \cdot d_{ort} \cdot f}}{d_{tel}} \quad (4.9)$$

$$V_N = 2\sqrt{k_B \cdot T \cdot R_{DC}} = 4 \frac{\sqrt{k_B \cdot T \cdot \rho \cdot N \cdot d_{ort}}}{d_{tel}} [V / \sqrt{Hz}] \quad (4.10)$$

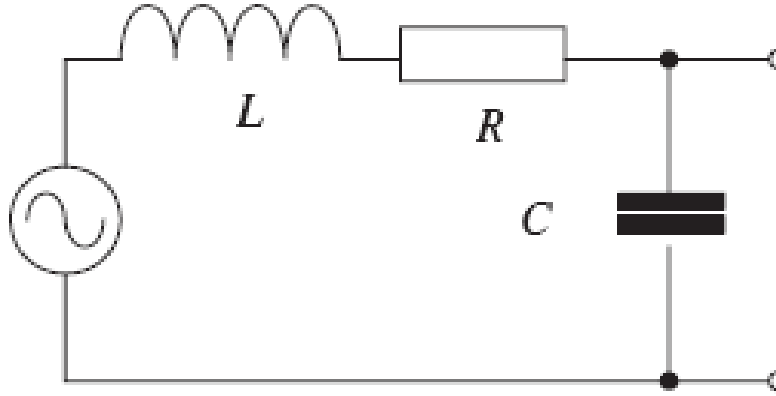
Termal gürültüden başka, sensör elektroniğinden kaynaklanan gürültü kaynakları da vardır. Şekil 4.1 ile önyükselteç girişine indirgenmiş gürültü kaynakları gösterilmiştir.



Şekil 4.1 : İndüksiyon sensöründe gürültünün modellenmesi.

4.3 Parazitik Kapasiteler ve Frekans Cevabı

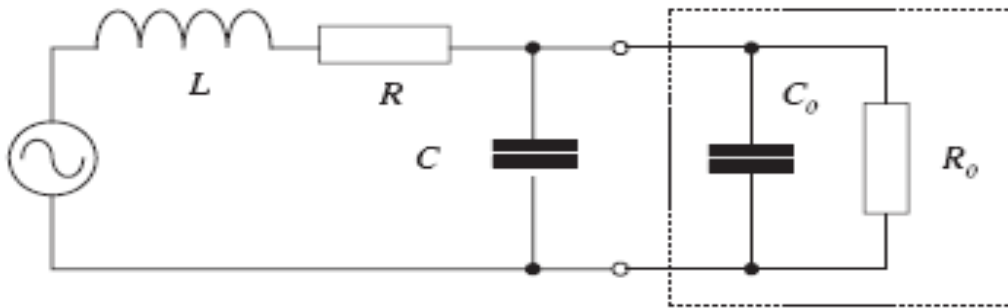
Parazitik kapasitelerin ihmal edilebileceği frekanslarda sensör çıkışından okunan gerilim için (4.1-7) eşitlikleri yazılabilir. Fakat belli bir değerin üzerindeki frekanslar için sensör, ideal sensörün arkasına eklenmiş parazitik kapasite, direnç ve endüktansı da içeren bir devre ile modellenmelidir.



Şekil 4.2 : İndüksiyon sensörü modeli.

Sargılarda oluşan dağılmış kapasite, endüktans ve dirençler birçok rezonans noktası oluşmasına neden olur. Bu rezonans noktalarından en düşük frekansta olanı f_{r1} , temel kapasite C nin neden olduğu rezonans frekansıdır. Sensörün çalışma sınırlarını belirleyen temel rezonans frekansı f_{r1} olduğu için, şekil 4.2 ile gösterilen model yeterli olacaktır [6,9,18].

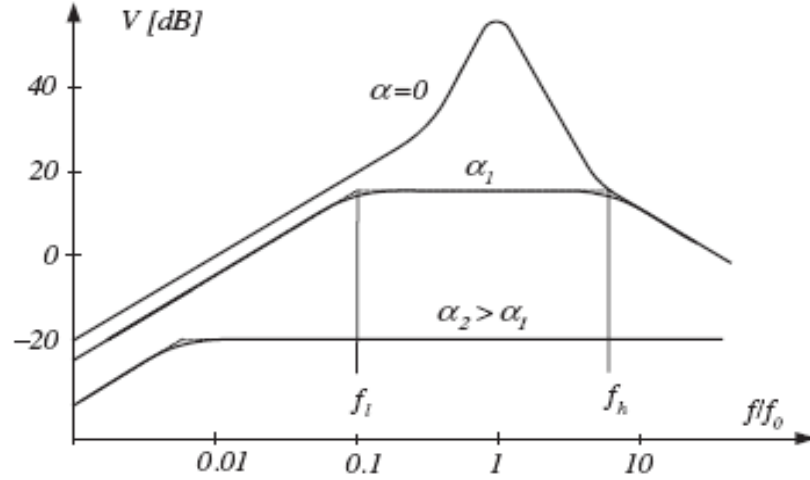
Sensör çıkışı yüklendiğinde ise şekil 4.3 ile gösterilen devre elde edilecektir.



Şekil 4.3 : Çıkışı yüklenmiş indüksiyon sensörünün eşdeğer devresi.

Çıkışı yüklenmiş ve yüklenmemiş sensörde indüklenen gerilimler şekil 4.4 ile gösterilmiştir [9]. R içdirenç, R_o yük direnci ve $\alpha = R/R_o$ yüklenme miktarını temsil

etmektedir. Görüldüğü gibi, sensör çıkışı yüklenmediğinde indüklenen gerilimde belli bir frekansta tepe oluşmaktadır. Sensör çıkışı yüklendikçe ise üretilen gerilim azalmakta, ancak buna karşın frekans cevabı düzgünleşmektedir.



Şekil 4.4 : Sensör geriliminin yüklenme miktarı $\alpha = R/R_O$ 'a göre değişimi.

Eşitlik (4.5) ve (4.6) dan da anlaşılabileceği gibi, sensör gerilimi frekans ile doğrusal olarak artmaktadır. Ancak bahsedilen parazitik RLC etkilerinden dolayı frekans cevabı beklendiği gibi olmayacaktır. Şekil 4.2 ile gösterilen gerilim kaynağı ideal sensörde indüklenen ve değeri (4.1) e eşit olan gerilim olarak düşünülebilir. İdeal sensörü takip eden bir RLC devresi ve RLC devresinin çıkışına bağlanmış bir RC yükü göz önünde bulundurulursa, gerçek sensörün çıkış gerilimi [19] a da uygun olarak eşitlik (4.11) de verilen şekilde olacaktır. Dairesel bir sensör göz önüne alındığında ise (4.12) elde edilir. Eşitliklerde $C_T = C + C_O$, $R_T = R + R_O$, $\alpha = \frac{R}{R_O}$,

$\beta = R\sqrt{\frac{C_T}{L}}$ ve $\gamma = \frac{f}{f_0} = 2\pi f\sqrt{LC_T}$ olarak tanımlıdır. f_0 sensörün rezonans, f_{ALT} alt

kesim (-3 dB) ve $f_{ÜST}$ üst kesim (-3 dB) frekansıdır.

$$V_{p-p} = \frac{V_{p-p(ideal)}}{\sqrt{(1+\alpha)^2 + \gamma^2 \cdot (\beta^2 + \frac{\alpha^2}{\beta^2} - 2) + \gamma^4}} = \frac{2\pi f N A B_{mak}}{\sqrt{(1+\alpha)^2 + \gamma^2 \cdot (\beta^2 + \frac{\alpha^2}{\beta^2} - 2)}} \quad (4.11)$$

$$V_{p-p} = \frac{2\pi^2 f N B_{\text{mak}} r^2}{\sqrt{(1+\alpha)^2 + \gamma^2 \cdot (\beta^2 + \frac{\alpha^2}{\beta^2} - 2) + \gamma^4}} \quad (4.12)$$

Sensörün rezonans frekansı f_0 ise (4.13) ile gösterilmiştir [9]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} \quad (4.13)$$

Sensör bir R_O direnci ile yüklendiğinde alt ve üst kesim frekansları (4.14) ve (4.15) ile verilen şekilde değişecektir [9]:

$$f_{ALT} = \frac{R_T}{2\pi L} \quad (4.14)$$

$$f_{ÜST} = \frac{1}{2\pi R_O C_T} \quad (4.15)$$

Görüldüğü gibi sensör çıkışı her farklı frekanstaki magnetik alan için farklı genliklerde çıkış üretmektedir. Sensörün frekans cevabını iyileştirmek için kullanılan başlıca üç yöntem şunlardır:

- a) İntegratör kullanmak,
- b) Sensörü çok küçük bir yükle yüklemek,
- c) Sensör nüvesine fazladan bir sargı ekleyerek sargı tipi geribesleme uygulamaktır.

Çıkışına bir integratör eklenmiş indüksiyon sensörü genellikle 1 MHz' e kadar olan alanları ölçmek için kullanılırken çıkışı bir akım-gerilim dönüştürücü önyükselteç ile yüklenmiş olan sensör 100 MHz' e kadar olan frekansların ölçümünde kullanılabilmektedir [9]. Düşük frekans iyileştirmesinin yetersiz kaldığı durumlarda, düşük frekanslı gürültülerin bastırılması için RC süzgeçleri kullanılmaktadır [20].

Sensöre ait C kapasitesinin değeri doğrudan sensör tasarımına bağlıdır. Literatürde katlar arasında yalıtım yaparak sensör sarmak gibi bazı çözümler de mevcuttur. Katlar arasında izolasyon oluşturmak, daha kalın izolasyonlu tel kullanmak, katlar arasında boşluk bırakmak, bobini özel yöntemlerle sarmak gibi çözümler parazitik kapasite C yi ciddi oranda azaltacaktır.

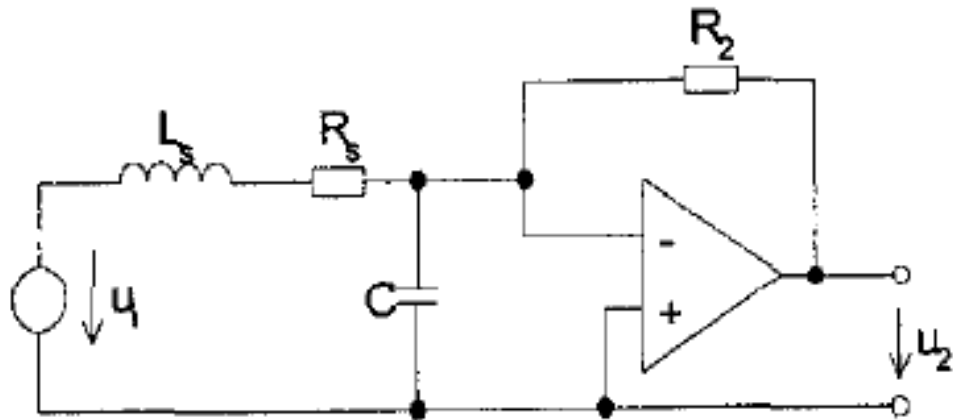
Sensöre ait L endüktansının değeri yüksek frekanslarda girdap akımlarının, diğer adıyla Foucault akımlarının etkisiyle azalır [21,22]. Ancak genel olarak alçak frekans bölgesinde L sabit kabul edilebilir.

Sensörün iç direnci R yüksek frekanslarda deri etkisi nedeniyle artar. Deri etkisi kalın tellerde daha baskındır. Deri etkisinin ortaya çıkmaya başladığı frekanslar 0.10 mm bobin teli için 200 kHz iken, 1.0 mm bobin teli için yalnızca 18 kHz' dir [6].

Sensörün rezonans frekansı f_0 ' ı deneysel yoldan hesaplamak mümkündür. Bunun için sensör ses bandında çalışan bir fonksiyon üreticine bağlanır ve sensöre sinüs gerilim uygulanır. Artan frekans ile bobinden geçen akım azalır. Rezonans frekansına gelindiğinde ise akım minimum değerine ulaşır. Frekans artırılmaya devam ettiğinde ise akım tekrar artmaya başlar, çünkü sensörün bir de parazitik kapasitesinden kaynaklanan kapasitif karakteri vardır ve bu karakter yüksek frekanslarda etkin olmaktadır. Burada önemli olan, sensörün $\frac{f_0}{5}$ ' e kadar herhangi bir özel önlem almadan kullanılabileceğidir [6].

4.4 Akım Çıkışlı İndüksiyon Sensörleri

[23] te belirtildiği gibi, şekil 4.5 ile gösterilen yapı önyükselteç olarak kullanılabilir. Sensör kapasitesi C, verilen yapı ile sanal olarak kısa devre edilmiştir ve etkisi büyük oranda yok edilmiştir [6]. İndüksiyon sensörünün kullanılabileceği frekans aralığı [18,23] ile anlatılmıştır.



Şekil 4.5 : Akım çıkışlı indüksiyon sensörü.

Sinüzoidal bir alan için ideal sensör çıkışında ölçülen alanın en büyük değeri B_{mak} cinsinden indüklenecek gerilim eşitlik (4.16) ile verilmiştir:

$$V_p = 2\pi f N A B_{mak} \quad (4.16)$$

Şekil 4.5 ile gösterilen akım-gerilim dönüştürücü devre kullanıldığında ise önyükselteç çıkışında indüklenecek gerilim eşitlik (4.17) ile verilmiştir [6]:

$$V_2 = 2\pi f \frac{R_2}{\sqrt{(2\pi f L_s)^2 + R_s^2}} N A B \quad (4.17)$$

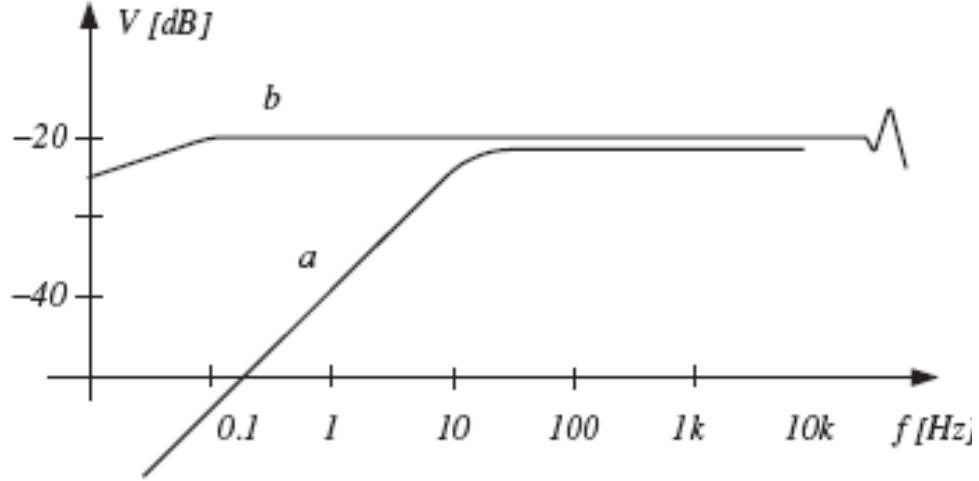
Eşitlik (4.17) incelendiğinde önemli bir sonuca varılmaktadır: $2\pi f L_s \gg R_s$ eşitsizliğinin geçerliği olduğu frekanslarda önyükselteç çıkış gerilimi frekanstan bağımsız olacaktır. Bahsedilen durum için sensörün çıkış akımı (4.18) ile, önyükseltecin çıkış gerilimi (4.19) ile gösterilmiştir:

$$I_s = \frac{N A B}{L_s} \quad (4.18)$$

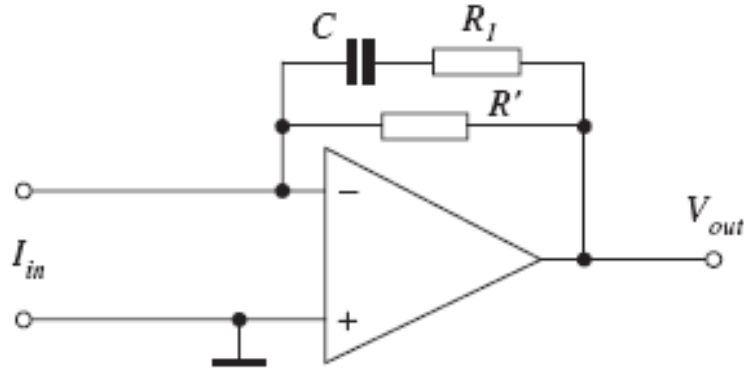
$$V_2 = \frac{R_2}{L_s} N A B \quad (4.19)$$

Eşitlik (4.18) ve (4.19), magnetik alan B sinüzoidal bir formda kabul edildiği için, anlık, tepeden tepeye, maksimum, minimum, rms ve ortalama değerler için geçerlidir. Önemli olan, magnetik alan B ve ölçülen gerilim V_2 ' nin aynı şekilde düşünülmesidir. Örnek olarak, okunan gerilimin ortalama değeri isteniyorsa, eşitlikte B yerine de magnetik alanın ortalama değeri yazılmalıdır.

Şekil 4.6 ile akım çıkışlı sensörün frekans cevabı gösterilmiştir. Frekans cevabını ek önlemlerle daha da iyileştirmek mümkündür. Şekil 4.7 ile gösterilen devre kullanılarak frekans cevabında iyileştirme yapılabilir. a ile gösterilen eğri frekans iyileştirmesi uygulanmamış sensöre ait iken, b ile gösterilen eğri frekans iyileştirmesi uygulanmış bir sensöre aittir. Bahsedilen devre [24] ile anlatılmıştır. Böyle bir devre için örnek değerler $C=220 \text{ nF}$, $R_1=100 \text{ k}\Omega$ ve $R'=47 \text{ M}\Omega$ dur.



Şekil 4.6 : Akım-gerilim dönüştürücülü indüksiyon sensörünün frekans cevabı (a) ve ek frekans düzeltme devresi ile cevabı (b)



Şekil 4.7 : Akım çıkışlı indüksiyon sensörü (ek frekans düzeltme devresi ile).

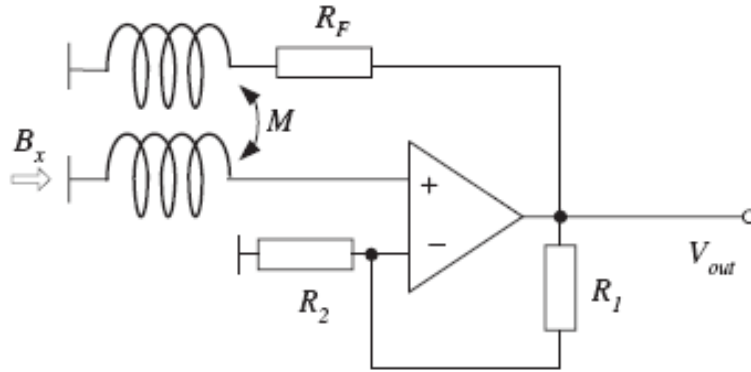
Yüksek frekanslarda kararlılığı sağlamak ve düşük frekans karakteristiğini doğrusallaştırmak için frekans kompanzasyonu gerekebilir [6]. Bunun için genellikle girişe seri bir kapasite bağlanır. Sensöre ait alt kesim frekansını (4.14) ile verilen f_{ALT} belirlerken, üst kesim frekansını akım-gerilim dönüştürücünün kendisi belirlemektedir.

İndüksiyon sensörleri tasarlanırken, gerekli frekans bandı ve gürültü isterleri göz önünde bulundurulmalıdır. Genellikle akım çıkışlı ve büyük sensörler tercih edilmektedir. Sarım sayısı, önyükselteç girişine uydurulmalıdır. [15] ile 3 eksenli bir indüksiyon sensörü tasarımı anlatılmıştır. Örnek olarak bu sensör, 33cm çapa, 1.7 cm uzunluğa ve 2.1 cm sargı kalınlığına sahiptir. Sarım sayısı 4100, $R=1.56 \Omega$, $L=11.9 \text{ H}$ dir. Alt ve üst kesim frekansları 20 Hz – 2.5 kHz dir. Akım duyarlılığı ise 34 A/T’ dır.

Çok düşük frekansları ölçmek için gerilim çıkışlı sensör uygun iken, daha yüksek frekansları ölçmek için akım çıkışlı sensörü tercih etmek isabetli olacaktır.

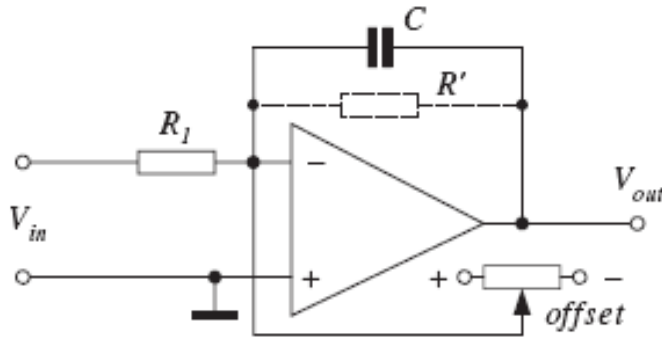
4.5 Sensör Elektroniği

Sensör elektroniğinde kullanılan temel devreler şekil 4.7-10 ile gösterilmiştir. Şekil 4.7 ile frekans kompanzasyonlu akım- gerilim dönüştürücü devreyi göstermektedir. Şekil 4.8 sensörlerde kullanılan en genel geribesleme yapısını göstermektedir.

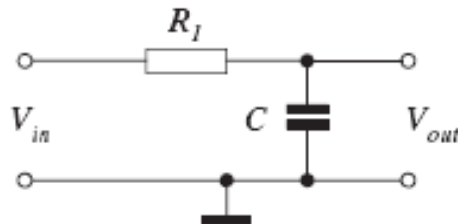


Şekil 4.8 : Sensörlerde sargı tipi geribesleme.

Şekil 4.9 ve 4.10 sensörlerde kullanılan aktif ve pasif integratör yapılarını göstermektedir. Yüksek frekanslar için pasif integratör tercih edilmelidir.



Şekil 4.9 : Aktif integratör.



Şekil 4.10 : Pasif integratör.

5. FLUXGATE SENSÖRLER

Fluxgate sensörler küçük genlikli alanları ve bu alanların yönlerini ölçebilen vektör sensörlerdir. Bu sensörleri popüler kılan yalnızca nT ve μ T büyüklüğündeki alanları ölçebilmesi değil, statik alanları da ölçebilmesidir. En popüler vektör sensör olan Hall etkili sensörlerle kıyaslandığında, fluxgate sensörler 1000 kat daha küçük alanları ölçebilirler. Dahası, fluxgate sensörler oldukça küçük üretilebilir ve görece ucuz sensörlerdir. Ölçülebilir aralık 0.1 nT - 0.1 mT civarlarındadır.

Fluxgate sensörler yumuşak magnetik özelliklere sahip bir nüvenin periyodik olarak doyurulması ilkesi ile çalışırlar. Periyodik olarak doyuma giren nüvenin permeabilitesi de periyodik olarak değişir. Neticede statik magnetik alan modüle edilir [6]. Sensör çıkışında ölçülen alan ile orantılı, uyarma frekansının iki katı frekansta bir gerilim elde edilir.

Fluxgate sensörler 1 nT uzun dönem kararlılığa ulaşabilirler. Ticari ürünlerde uzun dönem kararlılık standart olarak 10 nT' dır. Sıcaklık kararlılıkları yüksektir. Sensör ofsetinin sıcaklıkla değişimi 0.1 nT/°C, duyarlılığın sıcaklık katsayısı 30 ppm/°C (parts per million, milyonda bir) civarındadır. Geribeslemeli çalışan sensörlerin doğrusallıkları 30 ppm civarındadır [6].

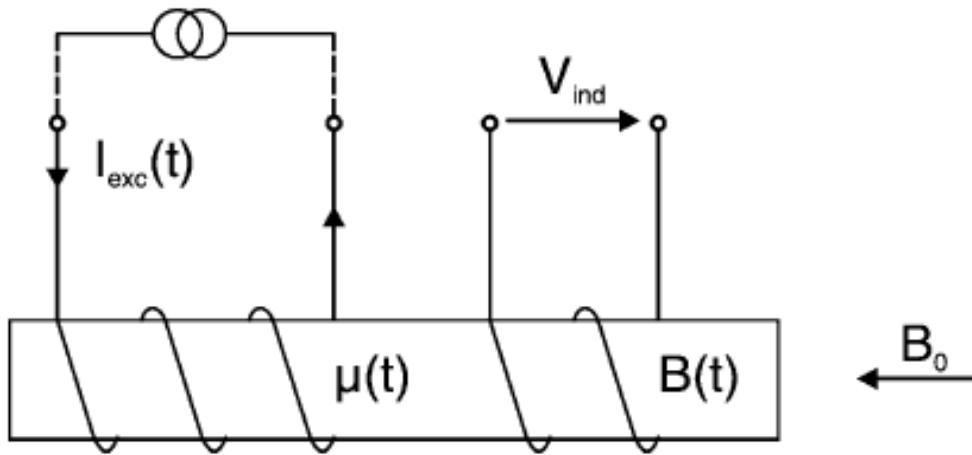
NanoTesla düzeyinde çözünürlükler gerektiğinde, en iyi seçim fluxgate sensörlerdir. PikoTesla düzeyinde çözünürlükler söz konusu olduğunda ise SQUID sensörleri kullanmak gerekecektir. Bunlar kadar küçük çözünürlükler gerekli olmadığında ise daha ucuz AMR tipi magnetodirenç sensörleri kullanmak yeterli olacaktır.

5.1 Fluxgate Sensör Geometrileri

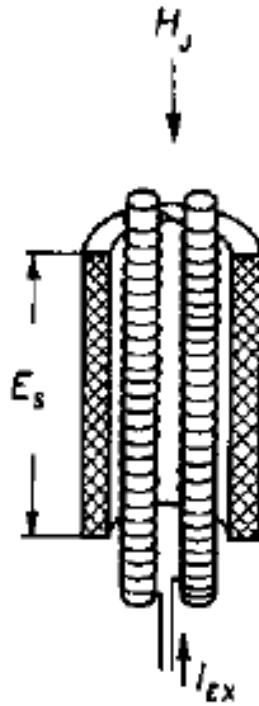
Fluxgate sensörler çubuk, toroid ve elips gibi birçok farklı geometride üretilebilirler. Her geometrinin avantajları ve dezavantajları vardır. Bu bölümde farklı geometrilerin özellikleri üzerinde durulacaktır. Şekil 5.1 ile tek çubuklu, 5.2 ve 5.3 ile çift çubuklu, 5.4 ile toroid nüveli ve 5.5 ile elips geometrili sensörler gösterilmiştir.

5.1.1 Çubuk sensörler

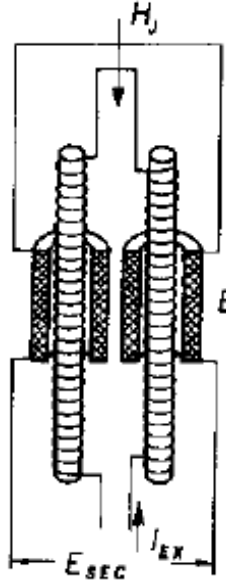
Çubuk sensörler tek çubuklu ve çift çubuklu olarak iki farklı şekilde tasarlanmaktadır. Tek çubuklu sensörlerde genel sorun yüksek uyarma akımlarıdır. Yüksek uyarma akımları sistemin transformatör gibi davranmasına neden olur. Bu yüzden yüksek doğruluklu ölçümler için çift çubuklu ya da toroid nüveli sensörler tercih edilmelidir [6]. Şekil 5.1-3 ile farklı çubuk sensör geometrileri gösterilmiştir.



Şekil 5.1 : Tek çubuklu geometri.



Şekil 5.2 : Vacquier tipi çift çubuklu geometri.



Şekil 5.3 : Förster tipi çift çubuklu geometri.

Çift çubuklu sensörler ile daha doğru ölçümler yapmak mümkündür. Fluxgate sensörler genel olarak ikinci harmoniği algılama yöntemi ile çalışır. Bu yöntemde, sensör çıkışında transformatör etkisinden kaynaklanan, uyarma frekansında ve bunun tek harmoniklerinde oluşan istenmeyen işaret sorun yaratmaktadır. Çift çubuklu sensörde istenmeyen tek harmonikler daha azdır, çünkü iki adet çubuk zıt yönlerde doyuma sokulur. Neticede yapılmaya çalışılan, uyarma ve sensör sargıları arasındaki ortak endüktansı sıfır yapabilmektir.

Çubuk tipi sensörlerin genel avantajları şunlardır:

- 1) Yüksek çözünürlük,
- 2) Dik alanlara karşı bağışıklık.

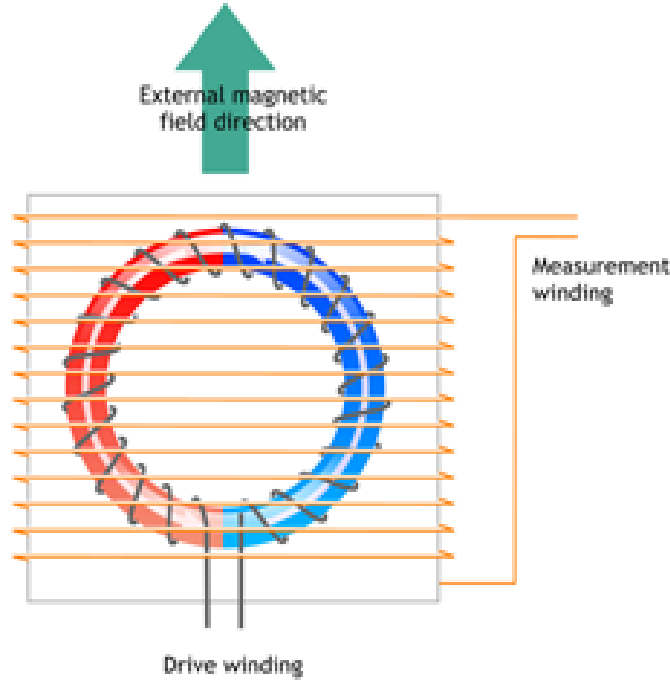
Dezavantajları ise şunlardır:

- 1) Gürültü bağışıklıkları açık uçlardan ötürü kötüdür,
- 2) Magnetik yayınımları fazladır,
- 3) Doyurması zor olduğundan güç tüketimleri fazladır,
- 4) Sensör ofsetinin sıcaklık kararlılığı kötüdür,
- 5) Sensör ofsetinin uzun dönem kararlılığı kötüdür,

- 6) Yüksek genlikli bir alana maruz kaldıklarında parametreleri kalıcı olarak (ofset gibi) değişir.

5.1.2 Toroid sensörler

Şekil 5.4 ile gösterilen toroid sensörler çok geniş kullanım alanına sahiptir.



Şekil 5.4 : Toroid nüveli geometri.

Toroid sensörler, uyarma sargısı sarılmış toroid bir nüve üzerine sarılan selenoid ölçüm sargısından oluşurlar. Çalışma mantıkları çift çubuklu geometriye benzerdir. Bu bağlamda dengeli çift çubuklu sensörler olarak düşünülebilirler: magnetik olarak kapalı bir yolun parçaları olan iki yarım toroid. Toroid nüve genellikle yumuşak magnetik malzemeden üretilir.

Genel avantajları şunlardır:

- a) Toroid nüve ölçüm sargısına göre döndürülerek ince ayar yapılabilir.
- b) Nüve üzerindeki mekanik stres düzgün olarak dağılır.
- c) Kapalı bir magnetik yol üzerine kurulduğundan gürültüye karşı bağıstıktır.
- d) Kapalı bir magnetik yol üzerine kurulduğundan magnetik yayınıımı azdır.

Temel dezavantajı ise, demagnetizasyon etkisinden dolayı sensör duyarlılığının daha düşük olmasıdır.

Sensör nüvesi fiziksel olarak büyüdükçe sensör duyarlılığı artmaktadır. Demagnetizasyon etkisi ve doğrusal olmayan etkilerden dolayı problem oldukça karmaşıktır. Ancak basit anlamda nüvenin mümkün olduğunca büyük tutulması gerekmektedir [25]. Düşük gürültülü bir sensör genellikle 17 – 25 mm bir toroid nüveden oluşur. Bu nüve 4 – 16 tur sarılmış 1 – 2 mm genişlikte ve 25 μ m kalınlıkta malzemeden üretilir. Uyarma sargılarının nüve üzerine çok düzgün sarılması sensör simetrisi açısından önemlidir.

5.1.3 Pist geometrili sensörler

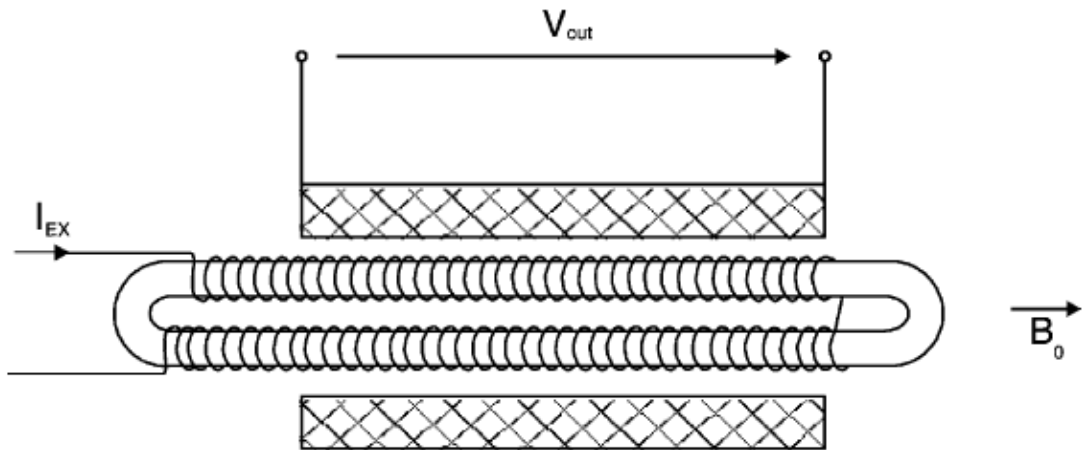
Pist geometrili sensör toroid nüveli sensörün eliptik bir nüve ile tasarlanmış özel bir halidir. Bu geometrinin daha düşük demagnetizasyon etkisine maruz kaldığı bilinmektedir [6]. Temel olarak aşağıdaki avantajlara sahiptir:

- a) Demagnetizasyon katsayısı toroid nüveli sensörden daha düşüktür.
- b) a ile belirtilen etki nedeni ile duyarlılığı daha yüksektir.
- c) Dik alanlara karşı daha az duyarlıdır.

Başlıca dezavantajları ise şunlardır:

- a) Üretimi daha zordur.
- b) Köşe bölgeler yüksek mekanik strese maruz kalır.
- c) Toroid nüveli sensörler kadar kolay dengelenemezler.

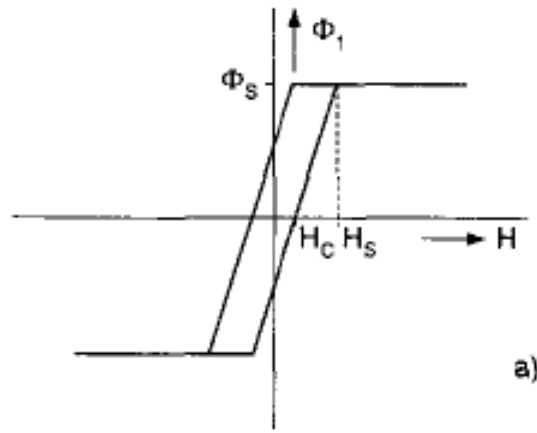
Örnek bir yapı şekil 5.5 ile gösterilmiştir.



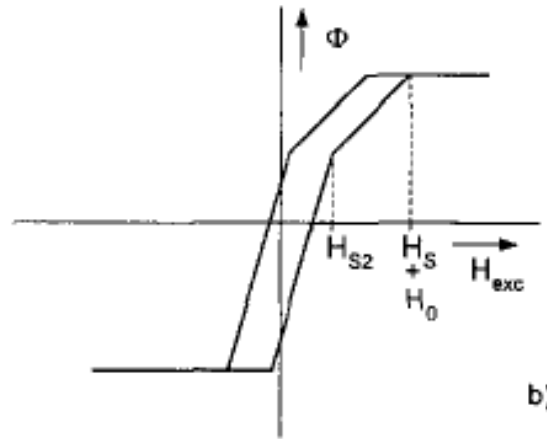
Şekil 5.5 : Pist nüveli geometri.

5.2 Fluxgate Teorisi

Genel anlamda fluxgate teorisi [25] ile anlatılmıştır. Toroid nüveli bir sensör düşünüldüğünde ve bu nüvenin sağlı sollu iki adet yarım toroidten oluştuğu göz önünde bulundurulduğunda her bir yarım toroid şekil 5.6-7 ile gösterilen şekilde bir histerisiz eğrisine sahip olacaktır. Şekil 5.6 dış alan yokken toroid nüveli bir sensörün bir yarısına ait histerisiz eğrisini göstermektedir. Şekil 5.7 ise dış alan varken oluşan histerisiz eğrisini göstermektedir [6].



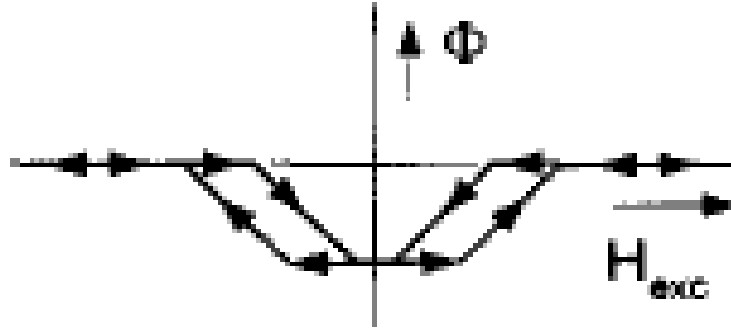
Şekil 5.6 : Magnetik alan yokken histerisiz eğrisi.



Şekil 5.7 : Magnetik alan varken histerisiz eğrisi.

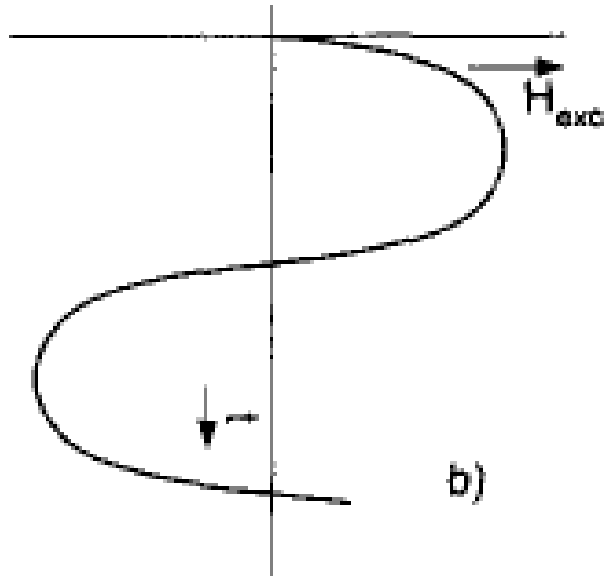
Şekil 5.6 ve 5.7 incelendiğinde, manyetik alan altında histerisiz eğrisinin bozulmaya uğradığı görülmektedir. Var olan sabit dış manyetik alan ile bir yarı nüvedeki uyarma alanı aynı yönde olduğunda, uyarma alanı H_{exc} 'nin belli bir değeri için bahsedilen yarı-nüve doyuma girecektir. Tam o anda manyetik devrenin relüktansı aniden artacaktır. İşte bu anda manyetik akı modüle edilmektedir. Bahsi geçen anda, nüvenin permeabilitesi de düşmektedir.

Diğer yarı nüve için histerisiz eğrisi, bahsedilen eğrinin Φ eksenine göre simetriği olacaktır. Bu iki eğri toplandığında transfer fonksiyonu elde edilecektir. İki eğrinin toplanması ile şekil 5.8 ile gösterilen $\Phi - H_{exc}$ eğrisi elde edilecektir [6].



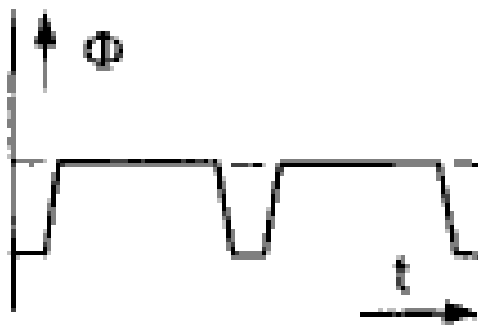
Şekil 5.8 : $\Phi - H_{exc}$ eğrisi.

Şekil 5.9, uyarma alanının zamana göre değişimini göstermektedir.



Şekil 5.9 : $H_{exc} - t$ eğrisi.

Şekil 5.10 ise magnetik akının zamanla değişimini göstermektedir.



Şekil 5.10 : $\Phi - t$ eğrisi.

Ölçüm sargısından geçen akının tepeden tepeye değişimi, yani $\Phi - H_{exc}$ eğrisinin yüksekliği ölçülen alanın genliği ile orantılıdır. Bu ilişki, kuvvetli alanlara kadar doğrusaldır.

5.2.1 Demagnetizasyon etkisi

Fluxgate sensörün ölçüm sargısı bir indüksiyon sensörü olarak düşünölsün ve bölüm 3.1 de verilen (3.1) ve (3.2) eşitlikleri tekrar yazölsün:

$$V_i(t) = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d(NA(t)B(t))}{dt} = \frac{d(NA(t)\mu_o\mu_r(t)H(t))}{dt} \quad (5.1)$$

$$V_i(t) = NA\mu_oH \frac{d\mu_r(t)}{dt} + NA\mu_o\mu_r \frac{dH(t)}{dt} + N\mu_o\mu_rH \frac{dA(t)}{dt} \quad (5.2)$$

Ölçüm sargısında (5.1) ile gösterildiğı gibi sargı içinden geçen akının türevi ile orantılı bir gerilim oluşur. (5.2) uyarınca, ölçüm sargısında bir gerilim oluşabilmesi için üç temel parametreden birinin zamanla değişmesi gerekmektedir. Bu üç temel parametre H , μ ve A 'dır. H ölçölen magnetik alanı, μ nüvenin permeabilitesini, A ise ölçüm sargısının kesit alanını temsil etmektedir. Sargı alanı periyodik olarak değiştirilirse sargıda $\frac{dA(t)}{dt}$ terimi ile orantılı bir gerilim indüklenir, ancak bu gerilim fluxgate ile ilgili değildir. Bu gerilim döner nüveli indüksiyon sensörlerinin çalışma ilkesidir. Magnetik alanın değişken bir alan olması durumunda sargıda $\frac{dH(t)}{dt}$ terimi ile orantılı bir gerilim indüklenir. Ancak ölçölmek istenen alan statik bir alan ise ve döner nüveli bir indüksiyon sensörü ile ölçüm yapılmıyorsa, statik magnetik alanı ölçebilmek için faydalanabilecek tek terim olarak $\frac{d\mu_r(t)}{dt}$ kalacaktır.

Bu bilgiler ışığında, fluxgate sensör çıkışında oluşması beklenen gerilim (5.3) ile verilmiştir:

$$V_i(t) = NA\mu_oH \frac{d\mu_r(t)}{dt} + NA\mu_o\mu_r \frac{dH(t)}{dt} \quad (5.3)$$

(5.3), indüksiyon sensörü terimi olan ikinci terimin fluxgate sensörlerde de mevcut olduğunu göstermektedir. Bu birinci terim fluxgate sensörlerde karışıklığa neden olabilir. Bu terimin fluxgate etkisi olan $NA\mu_oH \frac{d\mu_r(t)}{dt}$ terimi ile eşzamanlı olarak değerdendirilmesi ile magnetik alanın AC bileşeni de ölçölebilir. Bu bölümde ikinci

terimin etkisi göz önünde bulundurulmayacak ve yalnızca fluxgate etkisi üzerinde durulacaktır. Fluxgate geriliminin oluşmasına ve nüve permeabilitesinin periyodik olarak değişmesine neden olan etki, periyodik olarak değişen uyarma akımıdır.

(5.3) ile verilen eşitlik, çubuk sensörler için kullanılabilir, ancak toroid ve elips nüveli sensörler için demagnetizasyon etkisi de göz önünde bulundurulmalıdır. Toroid ve elips nüveli sensörlerde, sensör içinden geçen alan sensör dışındaki alandan bir miktar daha az olacaktır. Bu sebeple, sensörün ölçüm sargısında oluşacak gerilim hesaplanırken, sensör dışındaki magnetik alana göre değil de sensör içinden geçen magnetik alana göre hesap yapılmalıdır. Sensör içinden geçen magnetik alan (5.4) ile verilmiştir:

$$B = \frac{\mu_0 \mu_r H_0}{1 + D(\mu_r - 1)} = \mu_0 \mu_a H_0 \quad (5.4)$$

Eşitlik (5.4) te D demagnetizasyon katsayısını, μ_a görünür permeabiliteyi ve H_0 sensör dışındaki magnetik alanı temsil etmektedir. Demagnetizasyon etkisi de göz önünde bulundurulduğunda fluxgate sensör eşitliği daha karmaşık olacaktır [26]:

$$V_i(t) = NA \frac{dB}{dt} = NA \mu_0 H_0 \frac{1 - D}{\{1 + D[\mu_r(t) - 1]\}^2} \frac{d\mu_r(t)}{dt} \quad (5.5)$$

[26] ile demagnetizasyon konusu ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Toroid nüveli sensör için etkin demagnetizasyon katsayısı iyi bir yaklaşımla (5.6) ile verilmiştir:

$$D = k \frac{T}{d} \quad (5.6)$$

(5.6) da D demagnetizasyon katsayısını, T nüve kalınlığını, d nüve çapını ve k bir sabiti temsil etmektedir. k sabiti geometri ve diğer etkenlere bağlıdır, ancak uyarma parametreleri ve nüve permeabilitesinden bağımsızdır [6].

Primdahl 1 mm kalınlıkta şeritten sarılmış 17 mm çaplı toroid nüveli sensör için $k=0.22$ ölçmüştür. Genel değerler $D=0.0032$, $\mu_r=33000$ ve dış alan olmaksızın sensörün uyarılmadığı anda $\mu_a=300$ ’ dür.

[6] ile toroid nüveli sensörün çok uzun çubuk nüveli sensörden 10000 kat daha az hassas olduğu sonucuna varılmıştır. Ama gerçekte durum çok daha iyidir. Uyarma akımı olmadığı anda nüve permeabilitesi sabit olacaktır ve $\frac{d\mu_r(t)}{dH_{exc}} = 0$ olacaktır. Bu

nedenle nüve geometrisi nasıl olursa olsun $V_i=0$ olacaktır. Fluxgate etkisi nüvenin tam doyduğu anda meydana gelmektedir. Bu sebeple demagnetizasyon etkisi çok daha küçük olmaktadır. $\mu_r=1000$ için, toroid nüveli sensörde $D = 0.6$ civarında olmaktadır [6]. Konu ile ilgili daha ayrıntılı bilgi [27] ile verilmiştir.

Sensör duyarlılığı ile ilgili ayrıntılı çalışmalar [28-30] ile anlatılmıştır. [31] ile pspice ortamında fluxgate sensör benzetimi anlatılmıştır.

Teorik olarak oldukça karmaşık görünen sensör duyarlılığı ile ilgili pratikte dikkat edilmesi gereken temel unsurlar şunlardır:

- a) Duyarlılık sensör çapı ile doğru orantılıdır.
- b) Sarım sayısı N ile duyarlılık orantılıdır. Ancak N nin belli bir değerden fazla artırılması parazitik sensör kapasitesini artıracığı için duyarlılığı artırmayacaktır.
- c) İnce nüveler için duyarlılık nüve kalınlığı T' nin artması ile artacaktır. Belli bir kalınlıktan sonra T nin artması duyarlılığı artırmayacaktır.
- d) Kullanılan nüvenin permeabilitesi, nüve doyuma girerken keskin bir şekilde değişmelidir.
- e) Uyarma akımı genellikle kare dalga yapısında tercih edilmektedir.
- f) Sensör duyarlılığı uyarma frekansı ile orantılıdır. Fakat belli bir frekanstan sonra parazitik etkiler nedeni ile histerisiz eğrisi şekil değiştirir ve uyarma frekansını artırmak işlevsel olmaz.

Genellikle, çıkış gerilimi belli bir frekansa akortanmıştır. Bu işlem tasarımcı tarafından sensör çıkışının yalnızca belli bir frekansta işaret üretmesi için yapılır ya da parazitik sargı kapasitesinin neden olduğu bir rezonans frekansı söz konusudur.

Tüm bu anlatıların dışında, sensöre uygulanan uyarma akımının dalga şekli ideal eğriden çok farklıdır. Sensöre uygulanan sinüzoidal ya da kare dalga şeklinde bir uyarma akımı olsa da, aslında bu akımın dalga şekli beklenenden çok daha farklı ve karmaşıktır. Gerilim çıkışlı fluxgate teorisinin pratik olarak uygulanabilir olmasını engelleyen etkenlerden biri de budur. 5.7 ile anlatılan akım çıkışlı fluxgate sensörlerde ise pratik ve teori daha iyi uyushmaktadır.

5.3 Fluxgate Sensörlerde Nüve Seçimi

Fluxgate sensörlerde nüve seçimi en önemli tasarım parametrelerinden biridir. Sensörün uyarma frekansından ağırlığına, duyarlılığından güç sarfiyatına kadar birçok parametre seçilen nüve malzemesi ve geometrisi ile doğrudan ilişkilidir. Bir sensörün parametrelerinin sıcaklıkla ve zamanla değişimi bile sensör malzemesi ile ilişkilidir.

Genel olarak bir fluxgate sensör için belli bir tipte nüve kullanmanın zorunlu olduğunu söylemek doğru olmaz. Ne var ki, sensör nüvesinin sağlaması gereken bazı özellikler olduğu söylenebilir [6]:

- a) Düşük koersivite,
- b) Yüksek permeabilite,
- c) Karesel karakterde olmayan histerisiz eğrisi,
- d) Düşük magnetik büzülme katsayısı,
- e) Düşük Barkhausen gürültüsü,
- f) Yüksek elektriksel direnç,
- g) Pürüzsüz yüzey ve homojen yapı,
- h) Düşük yapısal düzensizlik ve düşük iç gerilme,
- i) Düzgün kesit.

Fluxgate sensörler üzerine yapılan çalışmalar, düşük gürültülü bir sensör için “sıfır” magnetik büzülme katsayısına sahip malzemelerin seçilmesinin şart olduğunu göstermektedir. Nüve seçimi ile ilgili ayrıntılı çalışmalar [32-34] ile anlatılmıştır. Geleneksel olarak yüksek permeabilite ve çok düşük magnetik büzülme katsayısına sahip süpermalloy ya da mumetal kullanılmaktadır. Çin standartlarında bu alaşımlar 1J85 ve 1J86 alaşımları olarak geçmektedir. Naval Ordnance Laboratory tarafından geliştirilen bir süpermalloy alaşımı %81.6 Ni, %6 Mo ve Fe içermektedir. Bu malzeme NASA (National Aeronautics and Space Administration, Milli Havacılık ve Uzay Yönetimi) tarafından düşük gürültülü fluxgate sensör üretimi için kullanılmıştır ve halen fluxgate sensör üretimi için mükemmel malzeme olma özelliğini korumaktadır [35].

Amorf magnetik malzemeler fluxgate sensörlerde yaygın olarak kullanılan ikinci malzemedir. Amorf malzemeler, ani soğutma ile üretilen magnetik şeritlerdir. 1980 li yıllardan beri fluxgate sensör üretiminde kullanılmaktadır [6]. Amorf malzemeler ile ilgili ayrıntılı bilgi [36] da bulunabilir. Amorf malzemelerde gürültü ile ilgili genel çıkarımlar [37] ile yapılmıştır:

- a) Düşük magnetik büzölme katsayısına sahip kobalt temelli amorf alaşımlar fluxgate uygulamaları için uygundur,
- b) Oda sıcaklığındaki gürültü, Curie sıcaklığı yüksek malzemelerde daha düşük olmaktadır,
- c) Malzemenin tavlanması gürültüyü azaltmaktadır.

Çizelge 5.1 ile çok kullanılan Fe-Ni alaşımların bileşimleri, özellikleri ve kullanım alanları verilmiştir. Çizelge 5.2 ise diğer Fe-Ni alaşımlarının özelliklerini ve kullanım alanlarını göstermektedir.

Çizelge 5.1 : Bazı Fe-Ni alaşımlarının bileşimi ve kullanım alanları.

Sınıf	Çin	ABD	Rusya	Japonya	IEC	Bileşim	Özellikleri	Kullanım Alanları
Yüksek ilk permeabiliteli yumuşak magnetik	1J76	Mumetal 4-79 Permalloy Süpermalloy	76	PC	E11a	Ni ₇₆ Cu ₅ Cr ₂	Yüksek ilk permeabilite	Zayıf magnetik alan, transformatör, magnetik yükselteç, koaksiyel ve magnetik ekranlama malzemesi
	1J77		77		E11b	Ni ₇₇ Cu ₅ Mo ₄		
	1J79		79		E11c	Ni ₇₉ Mo ₄		
	1J80		80	-	-	Ni ₈₀ Cr ₃ Si		
	1J85		79	PCS	E11c	Ni ₈₀ Mo ₅		
	1J86		-	6-81 Mo-Permalloy	-	Ni ₈₁ Mo ₆		
Yüksek doyma akı yoğunluklu yumuşak magnetik	1J46	45-Permalloy	46	PB	E11e	Ni ₄₆	Yüksek magnetik doyum indüksiyonu Yüksek permeabilite	Transformatör, röle, nüve
	1J50	Hy-Ra49 Permalloy	50		E11a	Ni ₅₀		
	1J54		50	-	-	Ni ₅₀ Cr ₁₄ Si		
Moment magnetik alaşım	1J34	Mo-Permiver Deltamax 65-Permalloy Dynamax	34 50 65 80	PE	E32a	Ni ₃₄ Co ₂₉ Mo ₃	Kare histerisiz, yüksek doyma akı yoğunluğu	Magnetik yükselteç, hoparlör ekranı, bilgisayar parçaları
	1J51					Ni ₅₀		
	1J52					Ni ₅₀ Mo ₂		
	1J65					Ni ₆₅		
	1J67					Ni ₆₅ Mo ₂		
	1J83					Ni ₈₀ Mo ₃		

Çizelge 5.2 : Diğer Fe-Ni alaşımları ve kullanım alanları.

Alaşım	Özellikleri	Kullanım Alanları
1J06	Yüksek doyma akı yoğunluğu, düşük kalıcı mıknatıslanma, yüksek atmosferik korozyon dayanımı	Magnetik vana, nüve, endüktans
1J12	Yüksek doyma akı yoğunluğu	Mikro motor, transformatör, röle, magnetik yükselteç
1J13	Yüksek magnetik büzülme katsayısı ve doyma akı yoğunluğu	Transduser
1J16	Yüksek elektriksel direnç ve permeabilite	Transformatör, röle, yüksek frekansta magnetik ekranlama
1J30	Yüksek sıcaklık dayanımı	Elektromagnetik döngü elemanı, kalıcı mıknatıs
1J31		
1J32		
1J33		
1J38		
1J36	Yüksek doyma akı yoğunluğu, düşük kalıcı mıknatıslanma, tuz ve hidrazine karşı yüksek korozyon dayanımı	Çeşitli sıcaklıkta ve basınç altında çalışabilen elektromagnetik vanalar
1J17		
1J18		
1J66	Geniş alan şiddeti, frekans ve sıcaklık aralığında çalışabilme, magnetik iletkenliğinin çok az değişmesi	Sabit değerli endüktanslar
1J21	Yüksek doyma akı yoğunluğu, en yüksek magnetik büzülme katsayısı	Elektromıknatıs, telefon ahizesi, motor, transduser
1J22		
1J87	Yüksek ilk permeabilite, direnç ve mukavemet	Magnetik okuyucu/yazıcı kafası, tümdevre, yüksek frekans nüvesi
1J88		
1J89		
1J90		
1J91		

Çizelge 5.3 ile Fe-Ni alaşımlarının mekanik özellikleri verilmiştir. Çizelge 5.4 ise yüksek ilk permeabiliteli yumuşak Fe-Ni alaşımlarının magnetik özellikleri verilmiştir. Çizelge 5.4 fluxgate sensör tasarımı açısından oldukça önemli bir çizelgedir ve incelendiğinde en düşük koersiviteye sahip olan alaşımların sırasıyla 1J80, 1J86, 1J85, 1J76, 1J79 ve 1J77 olduğu görülmektedir.

Çizelge 5.3 : Fe-Ni alaşımlarının mekanik özellikleri.

Alaşım	Özdirenç ($\mu\Omega\cdot m$)	Yoğunluk (g/cm^3)	Curie Sıcaklığı °C	Magnetik büzülme katsayısı $\lambda_0/10^{-6}$	Brinell sertliği HBS		σ_b Çekme gerilmesi MPa		σ_s Akma dayanımı MPa		Uzama (%) δ	
					tavlanmamış	tavlanmış	tavlanmamış	tavlanmış	tavlanmamış	tavlanmış	tavlanmamış	tavlanmış
1J46	0.45	8.2	400	25	170	130	735		735		3	
1J50	0.45	8.2	500	25	170	130	785	450	685	150	3	37
1J54	0.9	8.2	360	-	190	125	885	500	835	150	2	40
1J403	0.55	8.55	600	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1J76	0.55	8.6	400	2.4	-	-	-	-	-	-	-	-
1J77	0.55	8.6	350	-	-	-	980	540	-	-	2	40
1J79	0.55	8.6	450	2	210	120	1030	560	980	150	3	50
1J80	0.62	8.5	330	0.5	240	130	930	560	885	150	4	40
1J85	0.56	8.75	400	0.5	-	-	-	-	-	-	-	-
1J86	0.60	8.85	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1J34	0.5	8.7	-	-	-	-	-	540	-	-	-	42
1J51	0.45	8.2	500	-	-	-	-	450	-	-	-	37
1J52	-	8.2	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1J65	0.25	8.35	600	-	-	-	-	540	-	-	-	43
1J67	0.45	8.48	530	-	-	-	930	540	-	-	3	50
1J83	0.50	8.6	460	-	-	-	1030	490	-	-	3	50

Çizelge 5.4 : Yüksek ilk permeabiliteli yumuşak Fe-Ni alaşımlarının magnetik özellikleri.

Alaşım	Tipi	Kalınlık (mm)	$\mu_{0.05}$ (mH/m)	μ_m (mH/m)	B_s (T)	H_C (A/m)
			$\geq$			$\leq$
1J77	Soğuk Haddelenmiş Şerit	0.02-0.04	18.8	75.0	0.75	4.8
		0.05-0.09	22.5	125.0	0.75	3.2
		0.10-0.19	25.0	175.0	0.75	2.8
		0.20-0.50	31.3	225.0	0.75	1.4
1J76	Soğuk Haddelenmiş Şerit	0.05-0.09	37.5	175.0	0.60	2.0
		0.10-0.19	50.0	225.0	0.60	1.2
		0.20-0.34	62.5	275.0	0.60	1.0
		0.35-0.50	75.0	312.5	0.60	0.8
1J79	Soğuk Haddelenmiş Şerit	0.005	12.5	44.0	0.75	6.4
		0.01	17.5	87.5	0.75	4.8
		0.02-0.04	20.0	112.5	0.75	4.0
		0.05-0.09	22.5	137.5	0.75	2.8
		0.10-0.19	25.0	162.5	0.75	2.0
		0.20-0.34	28.0	225.0	0.75	1.6
		0.35-1.00	30.0	250.0	0.75	1.2
		1.10-2.50	27.5	225.0	0.75	1.6
		2.50-3.00	26.3	187.5	0.75	2.0
	Sıcak Haddelenmiş Yaprak Yay	3-22	25.0	125.0	0.75	2.4
	Sıcak Haddelenmiş Çubuk	8-100	25.0	125.0	0.75	2.4
1J80	Soğuk Haddelenmiş Şerit	0.005-0.01	17.5	75.0	0.65	4.8
		0.02-0.04	22.5	93.8	0.65	4.0
		0.05-0.09	25.0	112.5	0.65	3.2
		0.10-0.19	27.5	150.0	0.65	2.4
		0.20-0.34	35.0	175.0	0.65	0.6
		0.35-1.00	43.8	200.0	0.65	0.96
		1.10-2.50	31.3	187.5	0.65	1.2
	Sıcak Haddelenmiş Yaprak Yay	3-22	27.5	100.0	0.65	2.4
	Sıcak Haddelenmiş Çubuk	8-100	27.5	100.0	0.65	2.4
1J85	Soğuk Haddelenmiş Şerit	0.005-0.01	20.0	87.5	0.70	4.8
		0.02-0.04	22.5	100.0	0.70	3.6
		0.05-0.09	35.0	137.5	0.70	2.4
		0.10-0.19	37.5	187.5	0.70	1.6
		0.20-0.34	50.0	225.0	0.70	1.2
		0.35-1.00	62.5	312.5	0.70	0.8
		1.10-2.50	50.0	187.5	0.70	1.2
		2.51-3.00	43.8	150.0	0.70	1.44
	Sıcak Haddelenmiş Yaprak Yay	3-22	37.5	125.0	0.70	1.6
	Sıcak Haddelenmiş Çubuk	8-100	37.5	125.0	0.70	1.6
1J86	Soğuk Haddelenmiş Şerit	0.005-0.01	12.5	100.0	0.60	4.0
		0.02-0.04	37.5	137.5	0.60	2.4
		0.05-0.09	50.0	187.5	0.60	1.4
		0.10-0.19	62.5	225.0	0.60	1.2
		0.20-0.34	75.0	275.0	0.60	0.7
		0.35-1.00	62.5	250.0	0.60	1.2

Çizelge 5.5 ile yüksek doyma akı yoğunluklu yumuşak, çizelge 5.6 ile de moment magnetik Fe-Ni alaşımlarının magnetik özellikleri verilmiştir.

Çizelge 5.5, yüksek doyma akı yoğunluklu yumuşak Fe-Ni alaşımlarının yüksek ilk permeabiliteli yumuşak Fe-Ni alaşımlarına göre 10 – 15 kat daha yüksek koersiviteye sahip olduğunu göstermektedir.

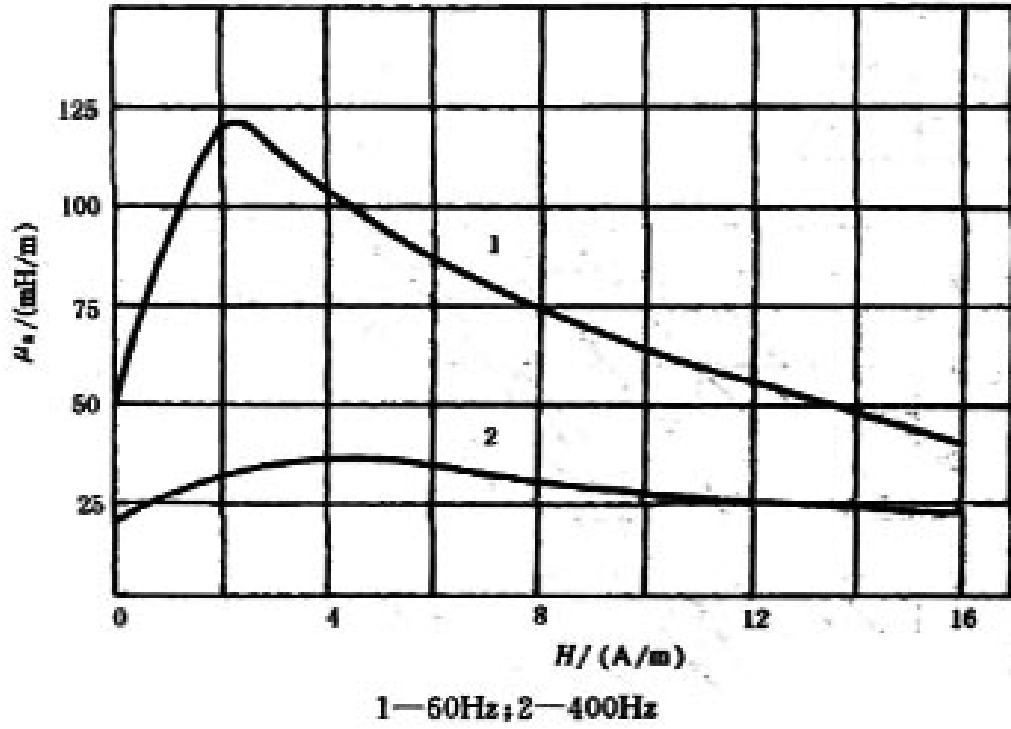
Çizelge 5.5 : Yüksek doyma akı yoğunluklu yumuşak Fe-Ni alaşımlarının magnetik özellikleri.

Alaşım	Tipi	Kalınlık (mm)	$\mu_{0.4}$ (mH/m)	μ_m (mH/m)	B_s (T)	H_C (A/m)
			$\geq$			$\leq$
1J46	Soğuk Haddelenmiş Şerit	0.02-0.04	1.6	22.5	1.5	32.0
		0.05-0.09	2.0	27.5	1.5	24.0
		0.10-0.19	2.5	31.3	1.5	20.0
		0.20-0.34	3.1	37.5	1.5	16.0
		0.35-2.50	3.5	45.0	1.5	12.0
	Sıcak Haddelenmiş Yaprak Yay	3.0-22	2.5	31.3	1.5	16.0
1J50	Soğuk Haddelenmiş Şerit	0.05-0.09	2.5	35.0	1.50	20.0
		0.10-0.19	2.9	40.0	1.50	14.4
		0.20-0.34	3.3	50.0	1.50	11.2
		0.35-0.50	3.8	62.5	1.50	9.6
		0.50-1.00	3.8	62.5	1.50	9.6
		1.10-2.50	3.5	56.3	1.50	9.6
1J54	Soğuk Haddelenmiş Şerit	0.005	1.25	10.0	1.00	56.0
		0.01	1.60	12.5	1.00	40.0
		0.02-0.04	1.9	20.0	1.00	20.0
		0.05-0.09	2.5	25.0	1.00	16.0
		0.10-0.19	3.1	31.3	1.00	12.0
		0.20-0.34	3.8	35.0	1.00	9.6
1J54	Sıcak Haddelenmiş Yaprak Yay	0.35-0.50	4.0	40.0	1.00	8.0
		0.51-1.00	3.8	40.0	1.00	8.0
	Sıcak Haddelenmiş Çubuk	8-100	2.0	20.0	1.0	20.0

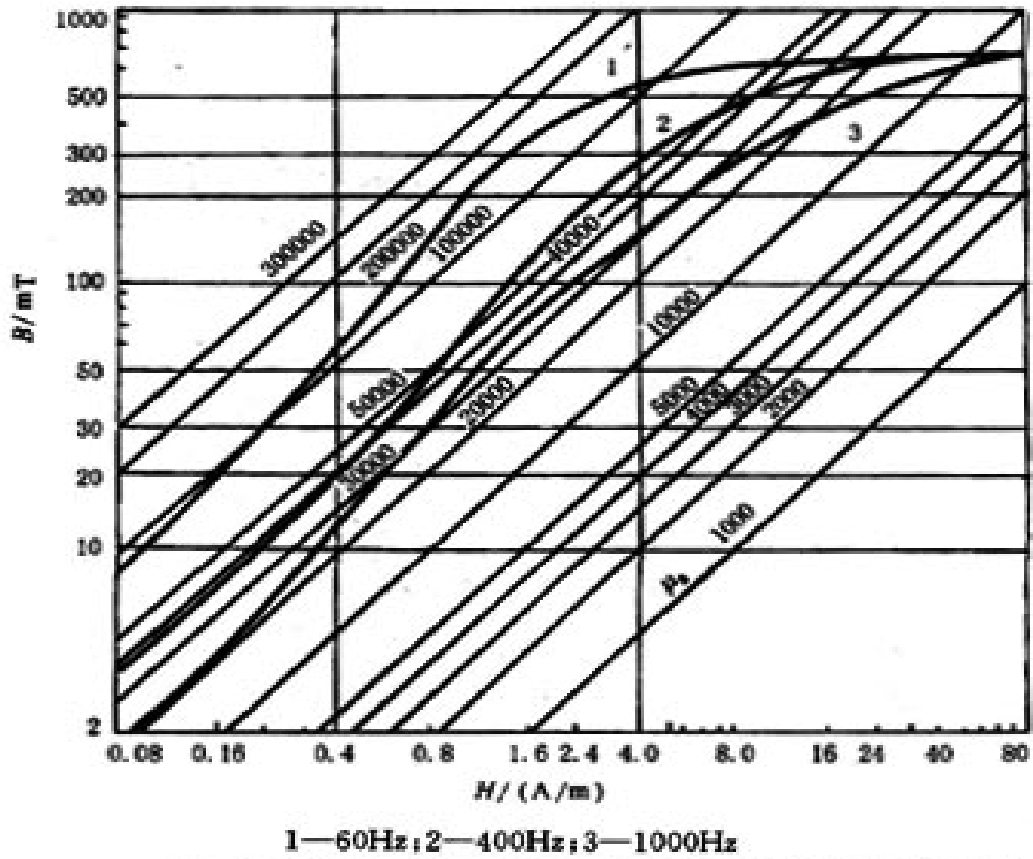
Çizelge 5.6 : Moment magnetik Fe-Ni alaşımlarının magnetik özellikleri.

Alaşım	Kalınlık (mm)	$\mu_{0.8}$ (mH/m)	μ_m (mH/m)	B_s (T)	B_r/B_m	H_C (A/m)
		$\geq$				$\leq$
1J34	0.005-0.01	-	62.5	1.5	0.90	20.0
	0.02-0.04	-	75.0	1.5	0.90	16.0
	0.05-0.09	-	112.5	1.5	0.90	9.6
	0.10-0.20	-	137.5	1.5	0.87	8.0
1J51	0.005-0.01	-	31.3	1.5	0.90	24.0
	0.02-0.04	-	43.8	1.5	0.90	20.0
	0.05-0.09	-	62.5	1.5	0.90	16.0
	0.10	-	75.0	1.5	0.90	14.4
1J52	0.02-0.04	-	62.5	1.4	0.90	20.0
	0.05-0.10	-	87.5	1.4	0.90	16.0
1J65	0.005-0.01	-	100.0	1.3	0.90	8.0
	0.02-0.04	-	125.0	1.3	0.90	6.4
	0.05-0.09	-	187.5	1.3	0.90	4.8
	0.10-0.50	-	275.0	1.3	0.87	3.2
1J67	0.02-0.04	-	200.0	1.2	0.90	6.4
	0.05-0.09	-	250.0	1.2	0.90	4.8
	0.10-0.19	-	312.5	1.2	0.90	4.0
	0.20-0.50	-	437.5	1.2	0.90	3.2
1J83	0.005-0.01	5	62.5	0.82	0.80	5.6
	0.02-0.04	8.8	125.0	0.82	0.80	4.0
	0.05-0.09,	8.8	187.5	0.82	0.80	2.4
	0.10	20	225.0	0.82	0.80	1.6

1J85 tipi süpermalloy için şekil 5.11 ile μ_a - H eğrisi, şekil 5.12 ile de B - H eğrisi verilmiştir. Şekil 5.11, frekans artışı ile permeabilitenin hızla düştüğünü göstermesi açısından önemlidir. Sensöre ait uyarma frekansın seçilmesi açısından bu tip eğriler önemlidir. Sensöre görece yüksek frekanslı uyarma işaretinin uygulanabilmesi için nüvede kullanılan malzemenin kalınlığı yeterince ince seçilmelidir.



Şekil 5.11 : 0.35 mm kalınlıktaki 1J85 süpermalloy için μ_a - H eğrisi.



Şekil 5.12 : 0.2 mm kalınlıktaki 1J85 süpermalloy için B - H eğrisi.

5.4 Fluxgate Sensörlerde İşaret İşleme Elektronik

Günümüzde halen fluxgate sensörlerde en çok kullanılan işaret işleme tekniği ikinci harmonik seçme yöntemidir. İkinci harmonik seçme yönteminden başka yöntemler de vardır, ancak bu yöntemler genel olarak daha avantajlı değildir.

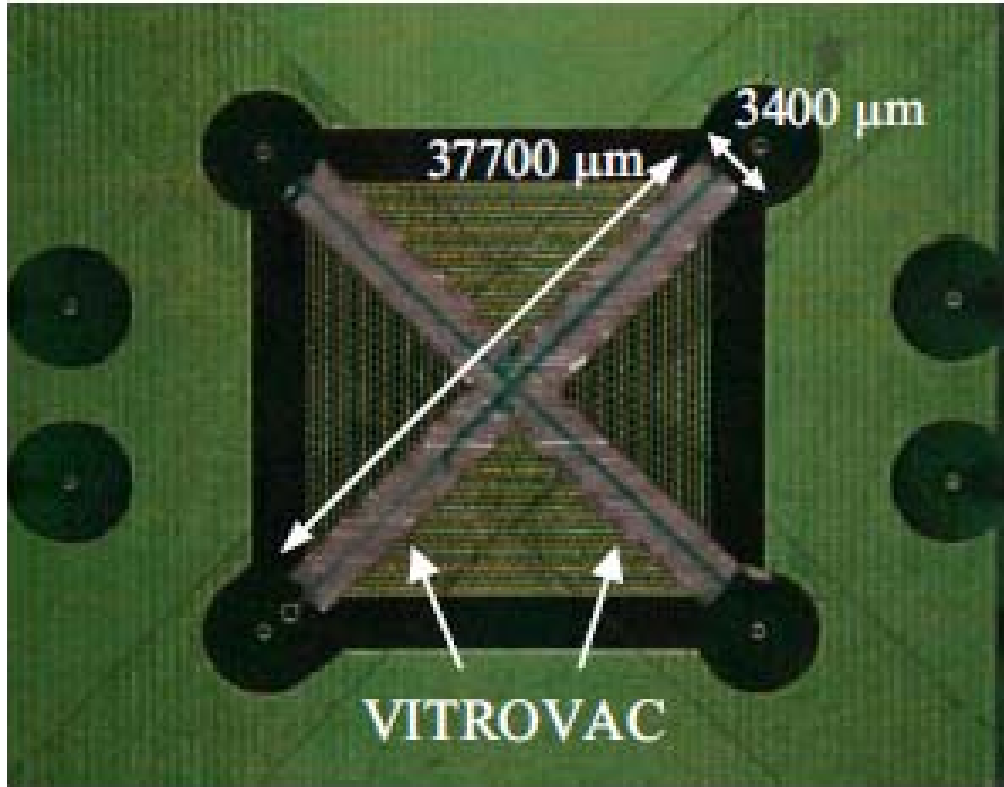
Sensör çıkışları duyarlılığı artırmak için genellikle akort edilir. Bu konu 5.6 ile anlatılmıştır. Çıkışları kısa devre edilerek akım çıkışlı olarak çalıştırılan sensörler de mevcuttur. Bu tip sensörler 5.7 ile anlatılmıştır.

5.4.1 Sayısal işaret işleme

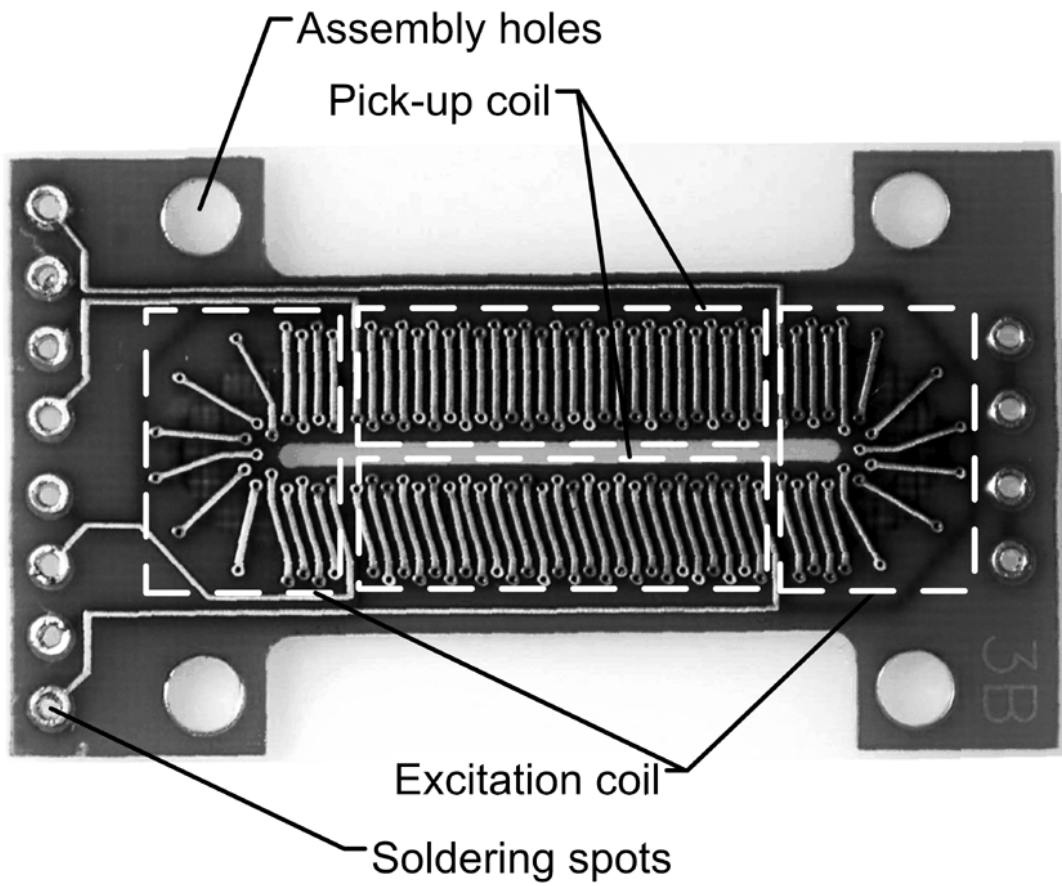
Fluxgate sensör çıkışında oluşan işaretler analog olarak işlenebileceği gibi sayısal işaret işleme birimleri de bu amaçla kullanılabilir. Sayısal işaret işleme ile ilgili genel bilgiler [38-39] ile verilmiştir. [40] ile NASA' nın THEMIS uzay aracında kullandığı FPGA (Field Programmable Gate Array, Sahada Programlanabilir Kapı Dizisi) tabanlı bir fluxgate sensör, [41] ile bir başka FPGA tabanlı gerçek zamanlı fluxgate, [42] ile İsveç' in Astrid-2 uydusunda kullanılan DSP (Digital Signal Processor, Sayısal İşaret İşleyici) tabanlı bir fluxgate anlatılmıştır. Bunların dışında [43-44] ile anlatılan baskı devre üzerinde üretilen ve [45] ile anlatılan tümdevre fluxgate de vardır. Şekil 5.13 ile FPGA tabanlı fluxgate sistemi, şekil 5.14 ve 5.15 ile de PCB (Printed Circuit Board, Baskı Devre Kartı) tipi fluxgate gösterilmiştir.



Şekil 5.13 : NASA' nın THEMIS uzay aracında kullandığı FPGA tabanlı fluxgate.



Şekil 5.14 : PCB tipi fluxgate.



Şekil 5.15 : PCB tipi pist geometrili fluxgate.

Tamamen sayısal bir sensör, sensör çıkışındaki işaretin analog olarak bir önyükselteç ile kuvvetlendirilip, süzülerek ADC (Analog to Digital Converter, Analog Sayısal Dönüştürücü) ile sayısal işarete dönüştürülmesi prensibi ile çalışır. ADC nin neden olduğu harmonik distorsiyon genellikle sorun yaratmaktadır ve göz önünde bulundurulması gerekmektedir [6]. İşaret bir süzgeçten geçirilmelidir, çünkü sensör çıkışındaki işaret 2f frekanslı fluxgate bileşeninin yanı sıra uyarma akımından kaynaklanan transformatör etkisini ve elektromagnetik yayınımdan kaynaklanan yüksek frekanslı işaretleri içermektedir. Sayısal işaret, DSP veya FPGA gibi bir sayısal işaret işleme birimi ile işlenir. Gerçek zamanlı işaret işleme gerektiğinde FPGA tercih edilmektedir. Geribesleme sargılarının empedansının değişmesi nedeniyle bu sargılar gerilim-akım dönüştürücüler ile sürülmelidir [6].

Sayısal sensörler analog olanlar ile kıyaslandığında genellikle daha gürültülüdür ve güç tüketimleri de daha fazladır. Sayısal fluxgate'ler ile ilgili daha fazla bilgi [46-48] ile verilmiştir.

5.4.2 Analog işaret işleme

Bu bölümde geleneksel gerilim çıkışlı ikinci harmonik analog fluxgate sensörler üzerinde durulacaktır.

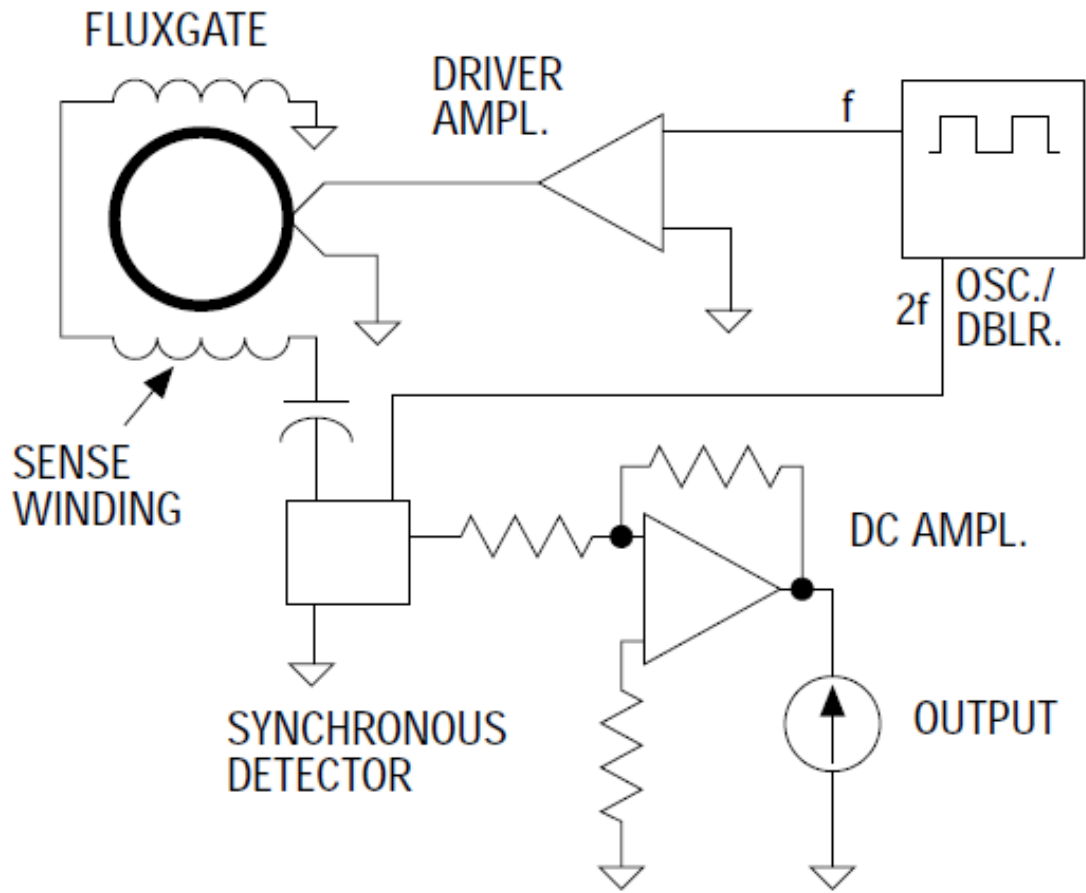
Şekil 5.16-18 bu yönteme dayanan geribeslemeli ve geribeslemesiz çeşitli fluxgate sistemlerinin blok şemalarını göstermektedir [6]. Fluxgate sensör çıkışı ölçülen alan tarafından modüle edilmiş (genlik modülasyonu) bir gerilim üretmektedir. Blok şemada yer alan faz duyarlı dedektör (PSD), gerilimi demodüle etmektedir. Sensör çıkışı yalnızca 1 μT ' ya kadar doğrusal davranır. Bu yüzden sensör kompanze edilmelidir. Bu durumda sensörün çıkış büyüklüğü kompanzasyon sargısına gönderilen akımdır. Negatif geribesleme doğrusallığı ve duyarlılığın kararlı kalmasını garanti altına almaktadır [6]. GEN üretici sensörün uyarılması için gerekli f frekanslı işareti ve senkron demodülatörün çalışması için gerekli 2f frekanslı işaretleri üretir. f frekanslı işaret PA güç yükselteci tarafından yükseltilir. Güç yükselteci olarak düşük iletim dirençli transistörlerden oluşan totem pole yapıları kullanılabilir. 2f frekanslı işarete uygun faz kaydırma işleminin de uygulanması gerekmektedir. 2f frekanslı işareti üretmek için PLL (Phase Locked Loop, Faz Kilitlemeli Döngü) kullanmak [6] ve [49] da belirtildiği gibi uygun değildir. İlgili kaynaklarda PLL kullanmanın kararlılık açısından uygun olmadığı belirtilmiştir.

Ölçüm sargısı genellikle 2000 tur civarında sarılmaktadır, ancak daha az sarım içeren ticari ürünler de mevcuttur.

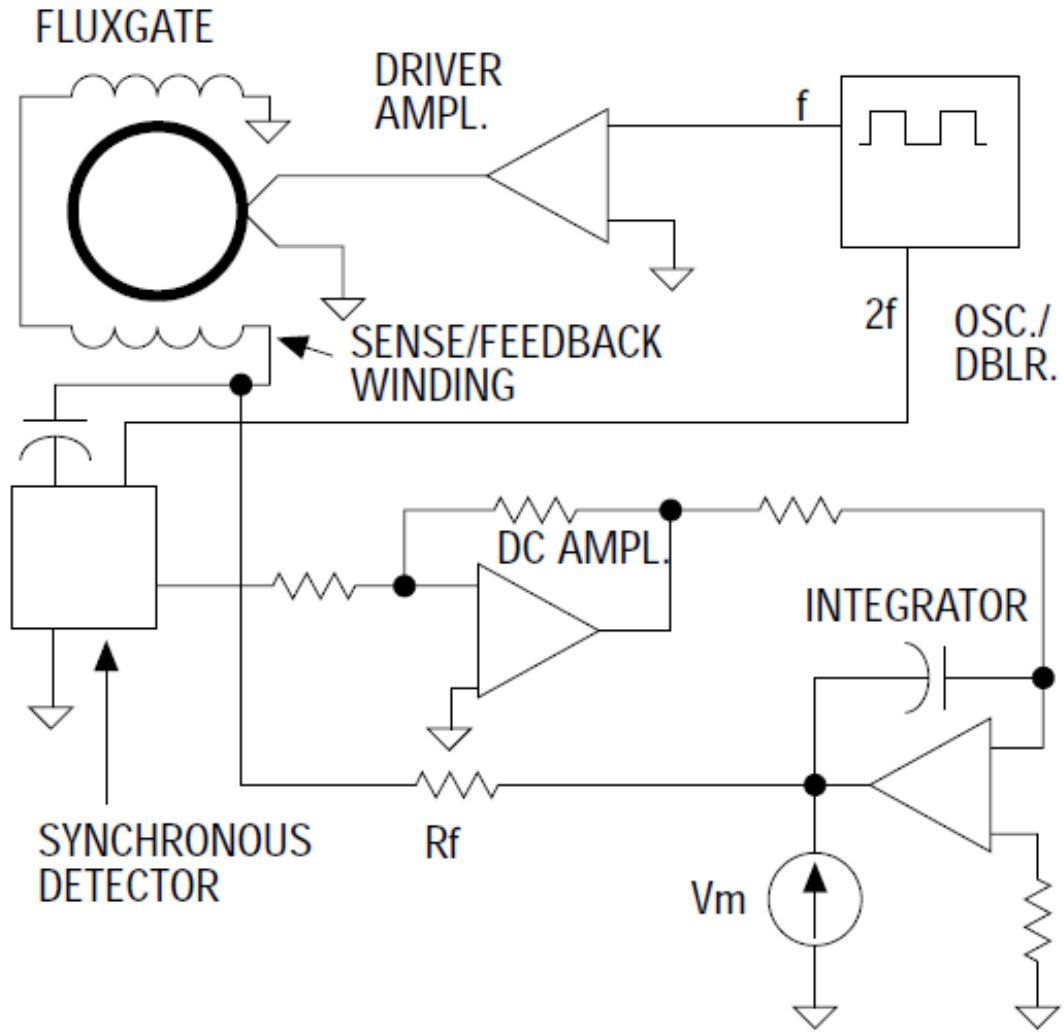
Sensörde kullanılabilecek bant geçiren süzgeç yapısı için geleneksel aktif RC yapıları tercih edilmelidir, çünkü senkron süzgeçler gürültülüdür [50].

Kompanzasyon uygulanmış sensör bu yöntemle bir kaç $100 \mu T$ ' ya kadar 0.1 nT çözünürlükle ölçüm yapabilir.

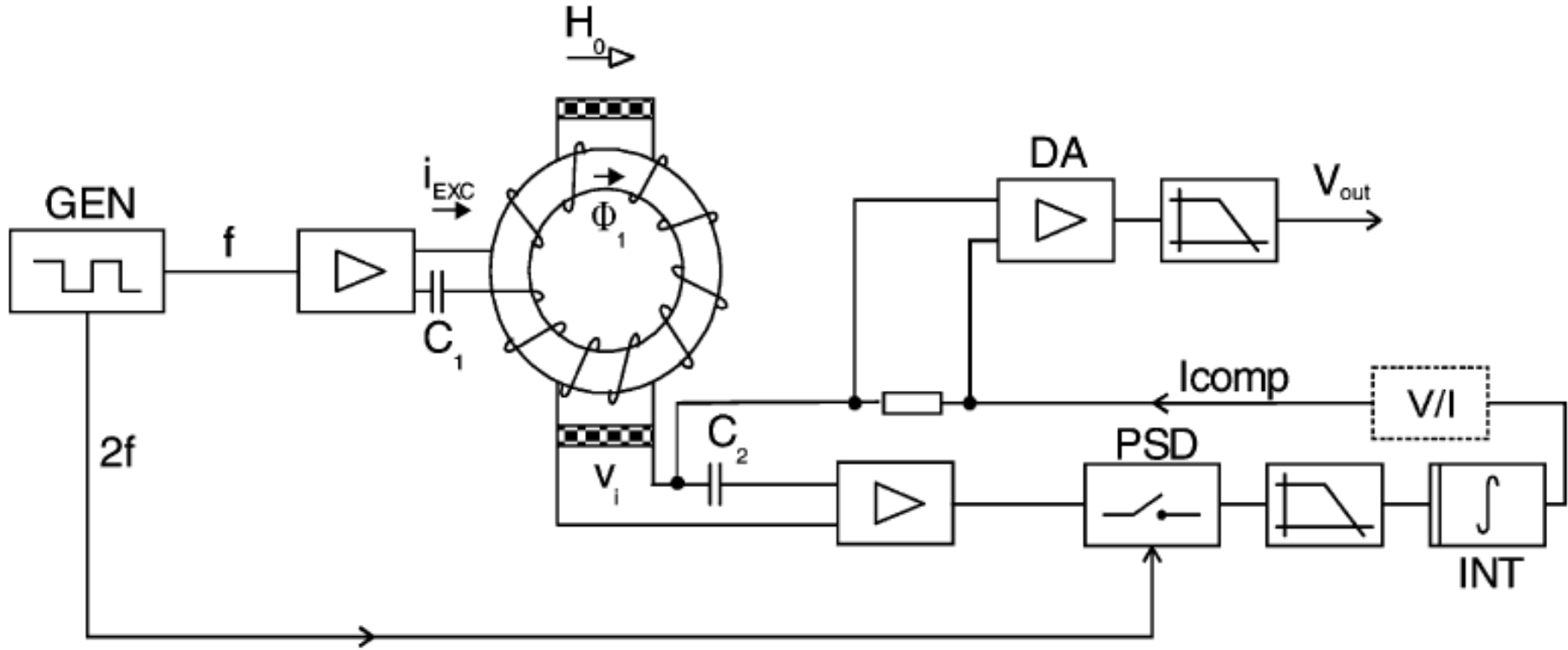
Ofseti azaltmak için sensör çıkışı önyükselteçten seri bir kapasite ile izole edilmelidir. Böylece ölçüm sargısından DC akımların akması önlenmiş olur. [51] ile farklı integratör yapıları kullanarak sensör duyarlılığının artırılacağı ve gürültünün azaltılabileceği gösterilmiştir.



Şekil 5.16 : Açık çevrim analog fluxgate sensörün blok şeması.



Şekil 5.17 : Kapalı çevrim analog fluxgate sensörün blok şeması.



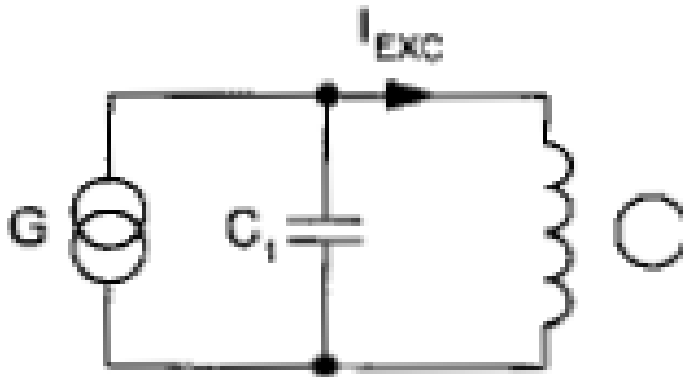
Şekil 5.18 : İkinci harmonik analog fluxgate sensörün blok şeması.

5.5 Fluxgate Sensörleri Sürme Yöntemleri

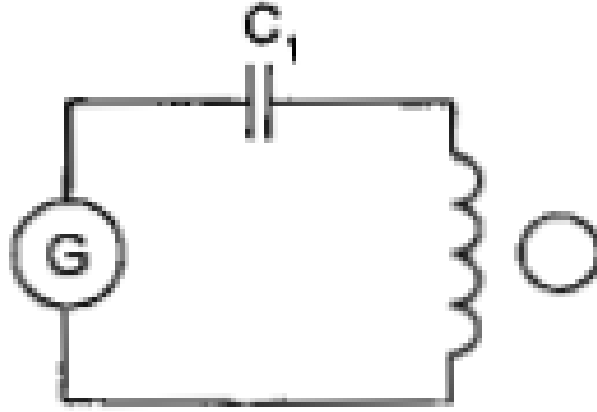
Fluxgate sensörler genellikle 400 Hz den 100 kHz e kadar uyarılabilmektedir. Literatürde 40 MHz gibi çok yüksek frekanslarda uyarma işareti kullanan çalışmalar da vardır. Kristal nüveli sensörler için uygun değer 5 kHz civarlarıdır[6]. Sensör duyarlılığı uyarma frekansı ile orantılı olarak artsa da, belli bir frekanstan sonra girdap akımları sorun yaratacaktır. Bu etkinin ortaya çıktığı frekansı mümkün olduğunca yükseltmek için sensör nüvesinin ince şeritlerden sarılması gerekir. İnce şeritten sarılmış bir nüvenin elektriksel direnci daha yüksek olacağından bahsi geçen etki daha yüksek frekanslarda ortaya çıkar. Uyarma frekansını artırmanın yaratacağı diğer sorunlar olarak ise yüksek güç gereksinimi, ısınma ve ölçüm sargısının parazitik kapasitesinin neden olacağı sorunlardır. Ancak AC alanların da ölçülmesi gerektiğinde sensörün uyarma frekansının yüksek tutulması zorunlu olacaktır. Uyarma akımının malzemeyi tamamen doyuma sokabilecek kadar yüksek seçilmesi fluxgate sensörlerde bir zorunluluktur. [6] ile bu akımın teknik olarak gerekenden 10 ila 100 kat kadar daha büyük seçilmesi gerektiğinden bahsedilmiştir. Ayrıca uyarma akımı ikinci harmonik açısından temiz olmalıdır, aksi takdirde bu harmonik sensör çıkışında hataya neden olur [52].

Gelişmiş sensörler ölçme ve uyarma sargılarının yanı sıra geribesleme sargısı da içerir. Ancak basit sensörlerde uyarma sargısı aynı zamanda geribesleme amacına da hizmet eder.

Şekil 5.19 ve 5.20 ile uyarma sargısını akort etme yöntemleri gösterilmiştir.

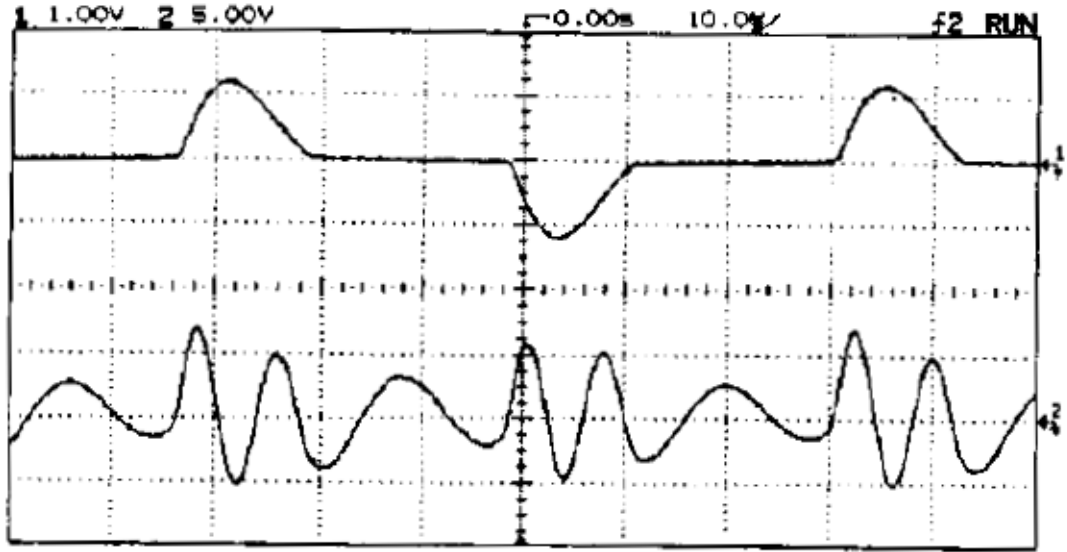


Şekil 5.19 : Akım modlu uyarma için paralel kapasite ile akort işlemi.



Şekil 5.20 : Gerilim modlu uyarma için seri kapasite ile akort işlemi.

Şekil 5.21 pist geometrili bir fluxgate için akort edilmiş uyarma akımını göstermektedir [53]. Verilen grafikte uyarma akımı için dikey eksen her bölme 1A i göstermektedir. Sensör çıkış gerilimi içinse her dikey bölme 5 V u göstermektedir. Uyarma akımının akort edilmesinin ikinci harmonik distorsiyonunu da azalttığı [54] ile gösterilmiştir.



Şekil 5.21 : Akort edilmiş uyarma akımı (üstte) ve bu akıma karşılık 5 μ T alan altında akortlanmamış gerilim modlu çıkış (altta).

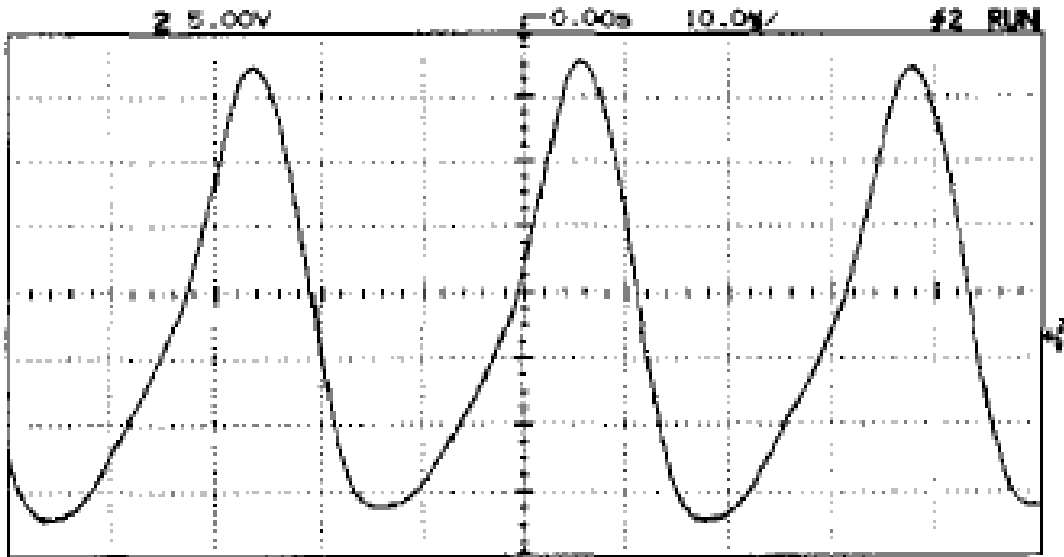
5.6 Çıkış Geriliminin Akort Edilmesi

Gerilim çıkışlı sensörlerde ölçüm sargısı gerçekte birçok parazitik eleman içermektedir. Bu elemanlar sargının içdirenci, parazitik kapasitesi ve endüktansdır. Bir önceki bölümde anlatılan ve şekil 4.2 ile gösterilen indüksiyon sensörü modeli,

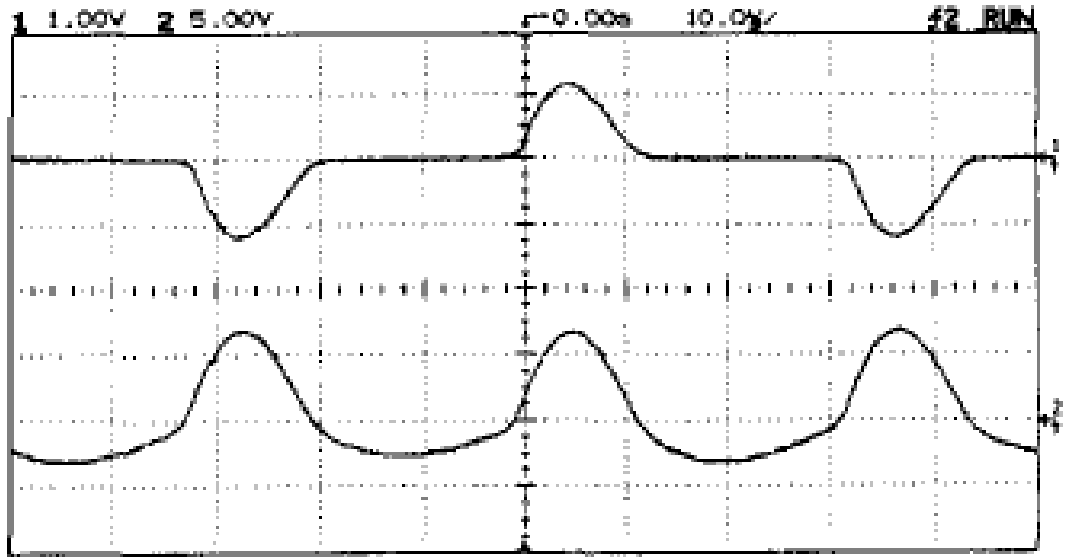
fluxgate sensörün ölçüm sargısını modellemek için de kullanılabilir. Bu model incelendiğinde, bir paralel rezonans frekansının var olduğu açıkça görülecektir. Gerçekte birden fazla rezonans frekansının olduğu göz önünde bulundurulmalıdır. [6] ile sistemin doğrusal olmaması nedeniyle rezonans frekansının uyarma akımının genliği ile de değiştiğinden bahsedilmiştir.

İçdirenci düşük olan bir ölçüm sargısı, diğer bir deyişle yüksek kalite faktörüne sahip bir sargı paralel kapasite ile akortlandığında kararlılık sorunları da yaşanabilmektedir. Böyle bir durumda ortamda magnetik alan olmasa dahi sensör çıkışında bir osilasyon görülmektedir. Sensörün parazitik kapasitesinin sıcaklıkla değişmesi nedeni ile bu osilasyonun frekansı sıcaklıkla değişebilir. Sensör çıkışında osilasyonların olmadığından emin olunmalıdır. Akort kapasitesine paralel veya seri bir direnç eklenerek bu sorun çözülebilir. Duyarlılığı çok yüksek olan sensörlerde, özellikle de pist geometrili sensörlerde bu sorunla daha çok karşılaşılmaktadır.

Şekil 5.22 ile ölçüm sargısı paralel 11 nF kapasite ile akort edilmiş bir sensörün gerilimi gösterilmiştir [53]. Görüldüğü gibi sensör çıkışında büyük genlikli osilasyonlar olabilmektedir. Kararsız sensör 11 nF değerindeki paralel akort kapasitesine seri 10 Ω direnç eklenerek kararlı hale getirilmiştir. [53], 10 Ω değerli sönüm direncinin 45 Ω değerli sensör içdirencinden oldukça küçük olduğuna işaret etmektedir. Kararlı sensörün çıkışı ise 5 μ T alan altında şekil 5.23 ile gösterilmiştir.



Şekil 5.22 : Kararsız sensör çıkışındaki osilasyonlar.



Şekil 5.23 : 10 Ω seri direnç ile kararlılığı sağlanmış sensörün çıkış gerilimi (altta).

Ölçüm sargısının sarım sayısının artırılması ile sensör duyarlılığı artacaktır, ancak belli bir sarım sayısından sonra ölçüm sargısına ait parazitik kapasite sorun teşkil edecektir. Sensör çıkışının akort edilmesinin duyarlılığı artırdığı gösterilmiştir. Çıkışı akort edilmiş sensör 10 ila 100 kat arasında daha hassas olabilmektedir [6]. Ölçüm sargısına paralel bir kapasite bağlanarak gerilim çıkışlı sensör akort edilebilir, ancak ölçüm sargısının akortlanması ile bazı sorunlar da ortaya çıkabilir. [55] ile bu tür sorunlardan bahsedilmiştir. Ölçüm sargısının akort edilmesi sensörün bantgenişliğini daraltmaktadır ve sensör, parametrelerin değişimine çok duyarlı olmaktadır.

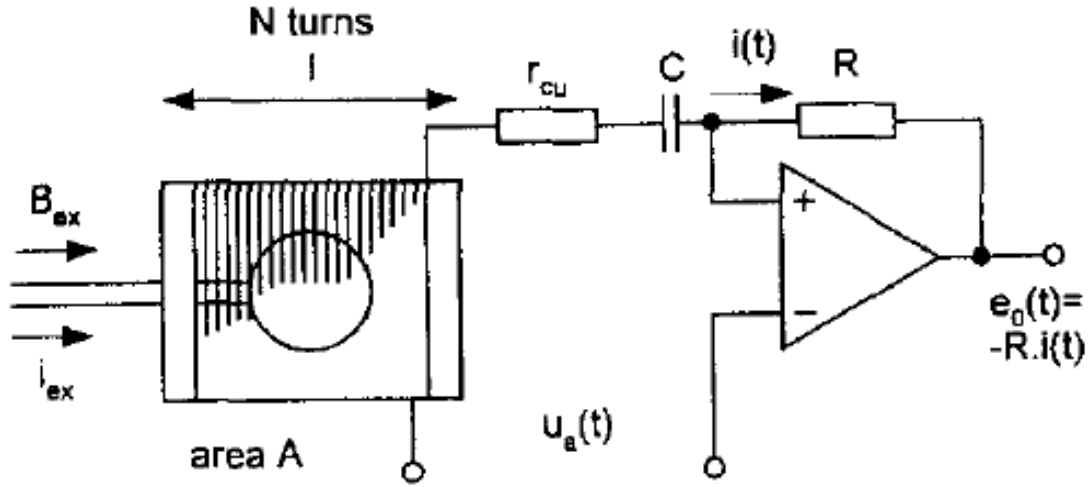
Toroid nüveli sensörler pist geometrili sensörler ile kıyaslandığında bölüm 5.1.3 te anlatıldığı gibi daha yüksek demagnetizasyon etkisinden ötürü daha az hassastır. Bu nedenle toroid nüveli sensörler her türlü uyarma akımı, alan ve akort kapasitesi için çoğunlukla kararlıdır.

Akort işleminin sensör gürültüsünü de yarı yarıya azalttığı bilinmektedir. Konu ile ilgili daha fazla bilgi için [56-63] incelenebilir.

5.7 Akım Çıkışlı Sensörler

[29,51,64-68] ile geleneksel gerilim çıkışlı sensörün aksine, akım çıkışlı sensörlerden bahsedilmiştir. İlgili kaynaklarda önyükselteç olarak bir akım-gerilim dönüştürücü devre kullanıldığında sensörün çıkış akımı ile alanın doğrusal olarak değiştiğinden bahsedilmiştir. Bahsedilen durum indüksiyon sensörleri konusunda şekil 4.5 ile

gösterilmiş olan durumdan farklı değildir. Şekil 5.24, bu ilke ile çalışan fluxgate yapısını göstermektedir.



Şekil 5.24 : Akım çıkışlı fluxgate yapısı.

Şekil 5.24 ile gösterilen yapıda sanal toprak oluşturulmuş ve sensör bu düğüme bağlanmıştır. Yapının sağladığı avantaj, düşük giriş empedansı ile sensör çıkışının bir anlamda kısa devre edilmesi sonucunda ölçüm sargısının ve kabloların yarattığı parazitik kapasite etkilerinin yok edilmiş olmasıdır.

Genellikle gerilim çıkışlı sensörlerle benzer bir başarıma sahiptirler. 17 mm çaplı toroid nüveli bir sensör 40 A/T civarında bir duyarlılığa sahip olabilmektedir. Aynı büyüklükteki gerilim çıkışlı sensör için duyarlılık 20 $\mu\text{V/nT}$ civarındadır [6].

Geniş bantlı çalışmalar için C çok büyük değerli seçilirken, akort amaçlı kullanıldığında C daha küçük değerli olmaktadır. Şekil 5.24 ile verilen devre analiz edildiğinde (5.7-26) eşitlikleri elde edilecektir.

Verilen devrede işlemsel kuvvetlendiricinin evirmeyen girişi sanal topraktır. Ölçüm sargıları magnetik alan kontrollü bir gerilim kaynağı olarak düşünülebilir. Bu kaynağa r_{cu} parazitik direnci ve C kapasitesi seri olarak bağlanmıştır. Sensör sargısının bir ucu topraktır. Tüm bunlar düşünüldüğünde (5.7) yazılabilir:

$$V_{sargı}(t) + V_{r_{cu}}(t) + V_C(t) = 0 \quad (5.7)$$

(5.7) eşitliğindeki her bir bileşen akı ve akım cinsinden yazıldığında (5.8) elde edilecektir:

$$\frac{d\Phi}{dt} + i(t) \cdot r_{cu} + \frac{1}{C} \int i(t) \cdot dt = 0 \quad (5.8)$$

Ölçülen B_{DC} statik magnetik alanın da eşitliklere girmesi için bu alanla orantılı bir I_{DC} akımı düşünölsün:

$$I_{DC} = \frac{l_{etkin}}{\mu_0 N} B_{DC} \quad (5.9)$$

l_{etkin} etkin sargı uzunluğu olup, sargının fiziksel uzunluğu l' den daha uzundur. Ölçüm sargısındaki toplam akı sargı endüktansı cinsinden (5.10) ile ifade edilebilir:

$$\Phi = [I_{DC} + i(t)] \cdot L(t) \quad (5.10)$$

Etkin sargı uzunluğu l_{etkin} (5.11) ile verilen şekilde bulunabilir [6]:

$$l_{etkin} = \frac{\mu_0 N I_{DC}}{B_{DC}} \quad (5.11)$$

(5.11) ile verilen eşitlikte B_{DC} , ölçüm sargısına uygulanan I_{DC} kompanzasyon akımı ile sıfırlanan bir magnetik alandır [6]. l_{etkin} yalnız ölçüm sargısı geometrisi ile ilişkilidir.

Bir başka parametre μ_a ise görünür permeabiliteyi temsil etmektedir. Bazı kaynaklarda bu terim modöleli permeabilite olarak da geçmektedir ve (5.12) ile tanımlıdır:

$$\mu_a = \mu_0 \frac{B_{NÜVE}}{B_{DC}} \quad (5.12)$$

Eşitlikte $B_{NÜVE}$ nüve içindeki magnetik alanı temsil etmektedir. Görünür permeabilite μ_a , nüvede kullanılan malzemenin permeabilitesinden demagnetizasyon etkisi nedeniyle daha küçüktür. μ_a ' yı belirleyen etkenler şunlardır [6]:

- a) Nüve malzemesi
- b) Nüve büyüklüđu ve geometrisi
- c) Uyarma yöntemi
- d) Ölçüm sargısının geometrisi

(5.8) ile verilen temel eşitlik ile (5.10) ve (5.11) eşitlikleri birleştirildiğinde (5.13) eşitliği elde edilir:

$$I_{DC} \cdot \frac{dL(t)}{dt} + \frac{d}{dt}[i(t) \cdot L(t)] + i(t) \cdot r_{cu} + \frac{1}{C} \int i(t) \cdot dt = 0 \quad (5.13)$$

(5.13) ile verilen eşitlikte $L(t)$, 2f frekanslı periyodik bir işarettir [6]:

$$L(t) = \frac{N^2 A \mu_0 \mu_a(t)}{l_{etkin}} \quad (5.14)$$

Akım çıkışlı sensöre ait temel eşitlikler bu şekildedir. Şekil 5.24 ile gösterilen sensör yapısında C yalnızca DC izolasyonu sağlamak için çok büyük değerli olabilir ya da bu kapasite sensör çıkışını akort etmek için de kullanılabilir. Akortlanmamış durumda $C \rightarrow \infty$ için (5.15) yazılabilir:

$$\frac{d\Phi}{dt} + i(t) \cdot r_{cu} = 0 \quad (5.15)$$

[67] ile içdirenci yeterince küçük olan sargılar için bakır kayıplarının da ihmal edilebileceğinden bahsedilmektedir. Bu durumda (5.16-17) eşitlikleri yazılabilir:

$$\frac{d\Phi}{dt} = 0 \quad (5.16)$$

$\frac{d\Phi}{dt} = 0 \Leftrightarrow \Phi(t) = [I_{DC} + i(t)] \cdot L(t) = \text{sabit}$ olacağından sensör akımı eşitlik (5.17) ile gösterilen şekilde bulunur:

$$i(t) = \frac{\Phi}{L(t)} - I_{DC} \quad (5.17)$$

Sensör çıkışı doğru akım bileşeni içermeyeceği için akımın ortalama değeri sıfır olmalıdır. $\langle i(t) \rangle = 0$ ise (5.18) ve (5.19) doğrudur:

$$I_{DC} = \Phi \cdot \left\langle \frac{1}{L(t)} \right\rangle \quad (5.18)$$

$$\Phi = I_{DC} \cdot L_{GO} \quad (5.19)$$

Eşitlik (5.19) da L_{GO} , ölçüm sargısının endüktansının geometrik ortalamasıdır.

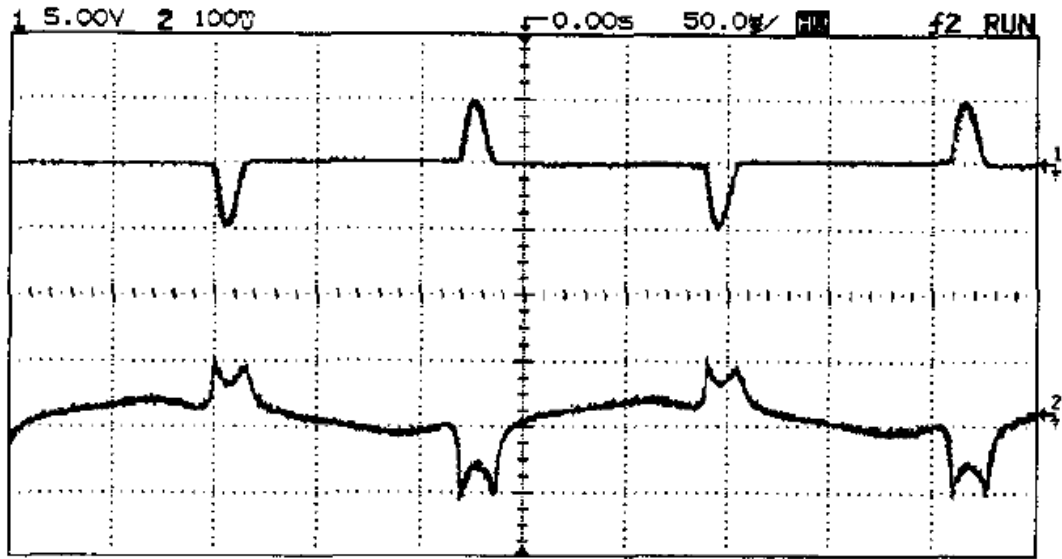
Tüm bu verilen eşitlikler ışığında akım çıkışlı sensörün çıkış akımı şu şekilde bulunur [6]:

$$i(t) = I_{DC} \cdot \left[\frac{L_{GO}}{L(t)} - 1 \right] \quad (5.20)$$

Periyodik olarak doyuma sokulan bir nüvenin permeabilitesi ve dolayısıyla ölçüm sargısının endüktansı iki değer arasında hızlıca değişir: L_{min} ve L_{mak} . Sargı endüktansı histerisiz eğrisinin doğrusal kısmında L_{mak} , doyuma girdiği kısımda ise L_{min} değerini alır. Neticede ideal akım çıkışlı sensörün akımı kare dalga şeklinde olacaktır. Akım çıkışlı sensörün tepeden tepeye çıkış akımı eşitlik (5.21) ile verilmiştir [66]:

$$i_{p-p} = I_{DC} \cdot L_{GO} \cdot \left(\frac{1}{L_{min}} - \frac{1}{L_{mak}} \right) \quad (5.21)$$

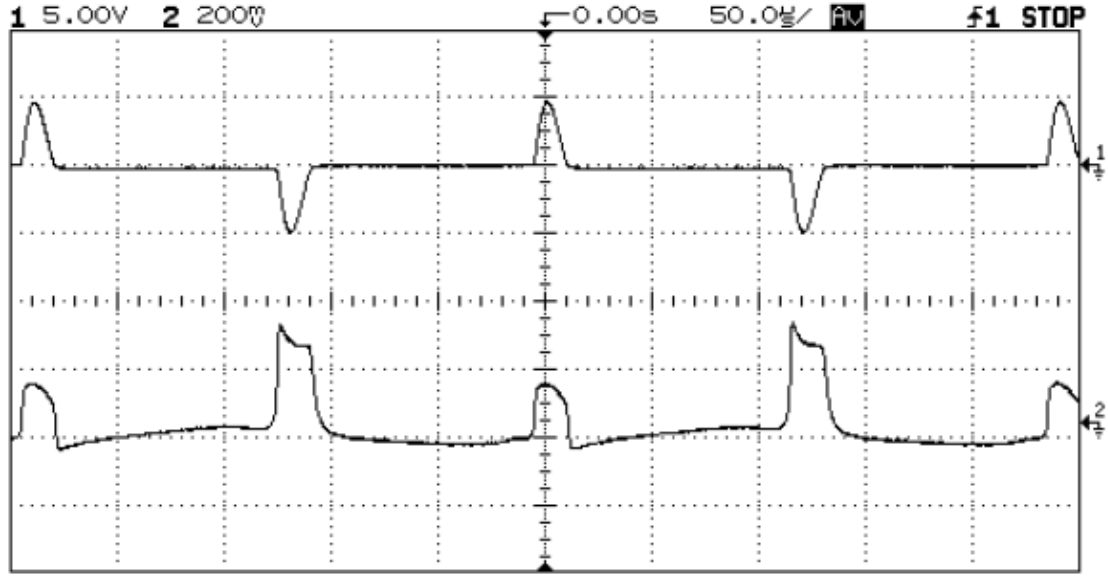
Şekil 5.25 ile akım çıkışlı bir fluxgate sensörün uyarma akımı (0.5 A/bölme) ve magnetik alanın olmadığı bir alandaki çıkış akımı (20 μ A/bölme) gösterilmiştir.



Şekil 5.25 : Akım çıkışlı sensörün uyarma akımı (üstte) ve B=0 için çıkış akımı (altta).

Şekil 5.26 ise 5 μ T büyüklüğündeki bir alan için aynı sensörün uyarma (0.5 A/bölme) ve çıkış akımlarını (40 μ A/bölme) göstermektedir [53].

Bahsedilen sensör için uyarma frekansı 4 kHz ve uyarma akımının tepe değeri 0.5 Amperdir.



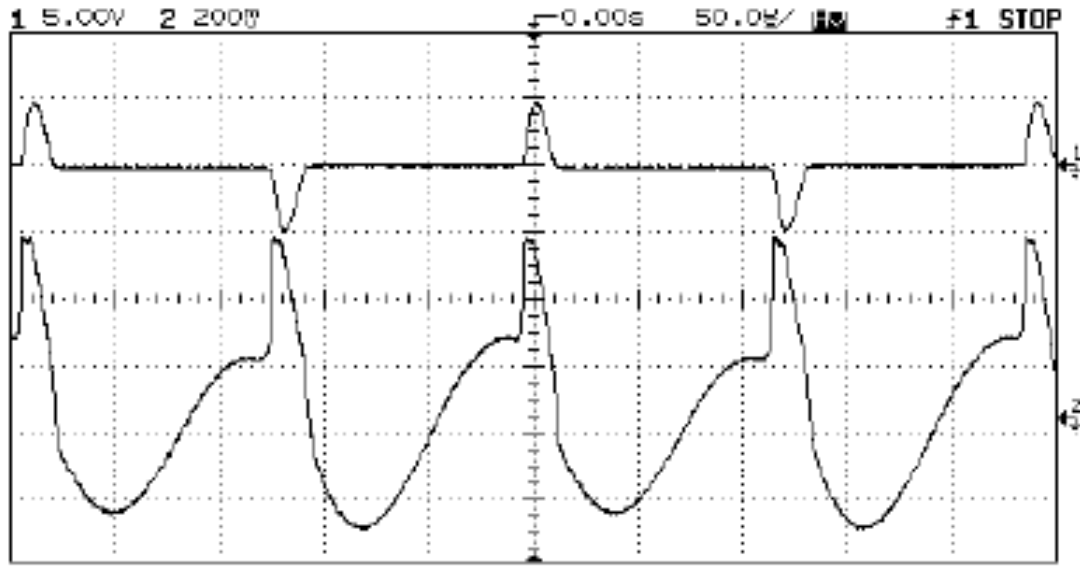
Şekil 5.26 : Akım çıkışlı sensörün uyarma akımı (üstte) ve $B=5 \mu T$ için çıkış akımı (altta).

Şekil 5.26 incelendiğinde gerçekte sensör çıkış akımının kare dalga şeklinde olmadığı sonucuna varılmaktadır. Gerçek eğrilerin teoriden oldukça farklı çıkmasının nedenleri [6] ile verilmiştir:

- Ölçüm sargısının iç direnci r_{cu} hesaplarda ihmal edilmiştir, ama gerçekte 0 değildir.
- Sensör çıkışında transformatör etkisinden kaynaklanan parazitik işaret bulunmaktadır.

5.7.1 Akım çıkışlı sensörlerin akort edilmesi

Akım çıkışlı sensörlerde kullanılan büyük değerli C kapasitesi DC işaretlerin izolasyonunu sağlamaktadır. Ancak [68] de anlatıldığı gibi bu kapasite çıkış akımının ikinci harmoniğe akort edilmesi için de kullanılabilir. [53] ve [69] ile sensör duyarlılığının bu yöntem ile 5 kat artırıldığından bahsedilmiştir. Şekil 5.27 ile çıkışı akortlanmış sensörün şekil 5.26 ile verilenden oldukça farklı bir çıkış ürettiği gösterilmiştir. [6] ile çıkışı akortlanmış sensör akımının bozuk sinüs şeklinde olmasının transformatör etkisinden kaynaklandığı belirtilmiştir.



Şekil 5.27 : Çıkışı akortlanmış akım çıkışlı sensörün uyarma akımı (üstte) ve $B=5 \mu T$ için çıkış akımı (altta).

İdeal olarak çıkış sargıları akortlanmış bir sensörün çıkış akımı şu biçimde olacaktır [6,68]:

$$i(t) \cong i_a \cos(2\omega t) + i_b \sin(2\omega t) \quad (5.22)$$

Devrenin çözüm matrisi [68] ile verilmiştir:

$$\begin{pmatrix} \frac{r_{cu}}{2\omega L_0} & \frac{-L_4}{2L_0} \\ \frac{-L_4}{2L_0} & \frac{r_{cu}}{2\omega L_0} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{L_2}{L_0} I_{DC} \end{pmatrix} \quad (5.23)$$

Eşitlikte L_0 , L_2 ve L_4 , $L(t)$ ' nin sıfırıncı, ikinci ve dördüncü derece Fourier katsayılarıdır. L_0 , $L(t)$ ' nin aritmetik ortalamasına eşit olmaktadır:

$$L_0 = \langle L(t) \rangle \quad (5.24)$$

Devrenin kararlılık koşulu (5.25) ile verilmiştir [68]:

$$r_{cu} > \omega L_4 \quad (5.25)$$

(5.25) devrenin çok küçük içdirençli ölçüm sargıları için kararsız olacağını göstermektedir.

Akım çıkışlı sensörün rezonans koşulu (5.26) ile verilmiştir [68]:

$$C = \frac{1}{4\omega^2 L_0} \quad (5.26)$$

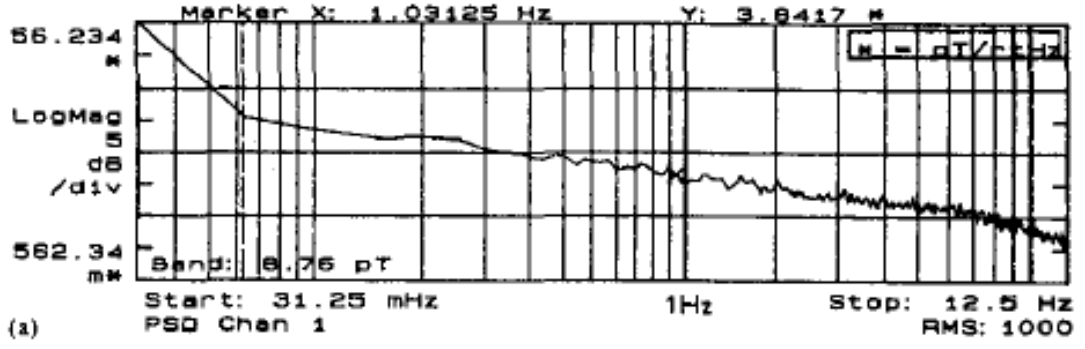
(5.26) ile verilen eşitlikte L_0 $L(t)$ ' nin aritmetik ortalaması olup, çıkışı akortlanmamış sensör eşitliklerinde geçen geometrik ortalama L_{GO} ' dan farklıdır.

5.8 Gürültü ve Ofset Kararlılığı

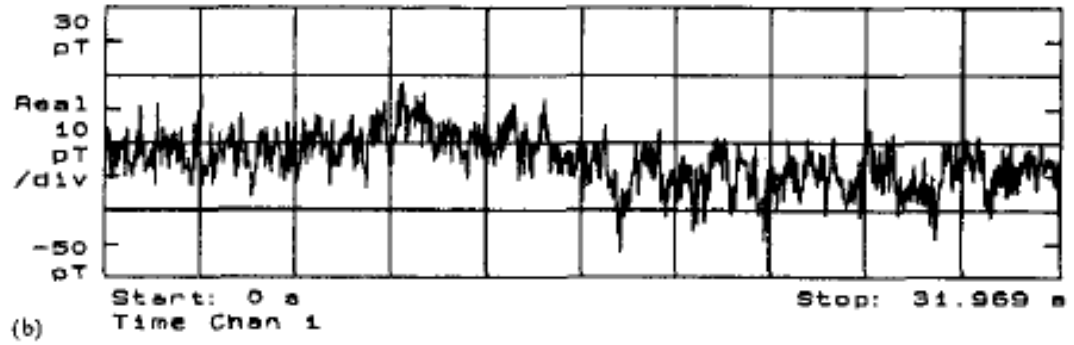
Sensör ofsetindeki değişimler hızlı değişimden kaynaklanan gürültü ve uzun dönem ofset kararlılığı olarak ikiye ayrılabilir. [26, 34, 37, 70-79] ile sensör gürültüsü ve ofseti hakkında incelemeler yapılmıştır. Genel olarak uyarma akımının tepe değerinin artırılması ile sensör gürültüsü azalmaktadır. Bu, sensör üzerindeki bazı küçük bölgelerin daha zor doyuma girmesi ile açıklanabilir. Bu bölgelerde malzemenin kendisinden kaynaklanan yapısal bozukluklar mevcuttur. Bunun yanı sıra malzeme yüzeyindeki bozukluklar da bu tip bölgeler yaratmaktadır. Malzeme yüzeyindeki bozuklukların giderilmesi için tavlama ve asitle işleme gibi yöntemler kullanılmakta ve bu yöntemlerle sensör gürültüsü azaltılabilmektedir. Sensörde kullanılan nüve çeşidi gürültüyü belirleyen temel parametre olsa da, sensör geometrisinin de gürültüyü etkilediği saptanmıştır. [26] ile ölçüm sargısının kesit alanı A nın sensör gürültüsü üzerinde etkisi olmadığı belirtilmiştir. [81] ile permalloy nüvede gürültünün uyarma frekansının artırılması ile azaldığı sonucuna varılmıştır. Permalloy gibi düşük Curie sıcaklığına sahip malzemeler için sıcaklık artışı ile gürültünün azaldığı bilinmektedir.

Fluxgate sensörler mHz den kHz lere kadar değişen bir $1/f$ gürültüsüne sahiptir [6]. Sensör gürültüsü $nT/\sqrt{Hz}$ olarak ölçülür. [66] ile fluxgate sensörlerde belli bir frekans için tepeden tepeye gürültünün rms gürültünün 6 katı olduğu belirtilmiştir.

Şekil 5.28 ve 5.29 Infinetics tarafından NASA için üretilen çok düşük gürültülü süpermalloy nüveli sensörün gürültü spektrumunu göstermektedir:



Şekil 5.28 : NASA için üretilen sensörün gürültü spektrumu.



Şekil 5.29 : NASA sensörünün gürültüsü.

Sensör ofsetine neden olan unsurlar [6] ile özetlenmiştir:

- a) Nüve üzerindeki magnetik olarak doyurulması daha zor olan bazı bölgeler,
- b) Termal ve mekanik stres,
- c) Nüvenin ve sargıların homojen olmaması, malzemenin magnetik özelliklerinin değişmesi, sıcaklık, uyarma akımı ile ilgili parametreler.

Sensörün uzun dönem ofset ve duyarlılık kararlılığının sağlanabilmesi için, sensörde kullanılan malzemelerin genleşme katsayılarının birbirine eşit olması gerekmektedir.

Tüm bu anlatılanların dışında sistem ofsetinin en önemli nedenlerinden biri de kullanılan işaret işleme biriminin yarattığı ofsettir.

5.9 Dik Alan Etkisi

Fluxgate sensörler ölçtüğü alanın yanı sıra bu alana dik olan alanlara karşı da duyarlıdır. Anizotropik sensörlerde oldukça baskın olan bu etki bir miktar da olsa fluxgate sensörlerde de mevcuttur. [82-83] ile dünyanın magnetik alanının ölçümünde 20 nT' nin üzerinde dik alan etkisi gözlemlendiğinden bahsedilmiştir.

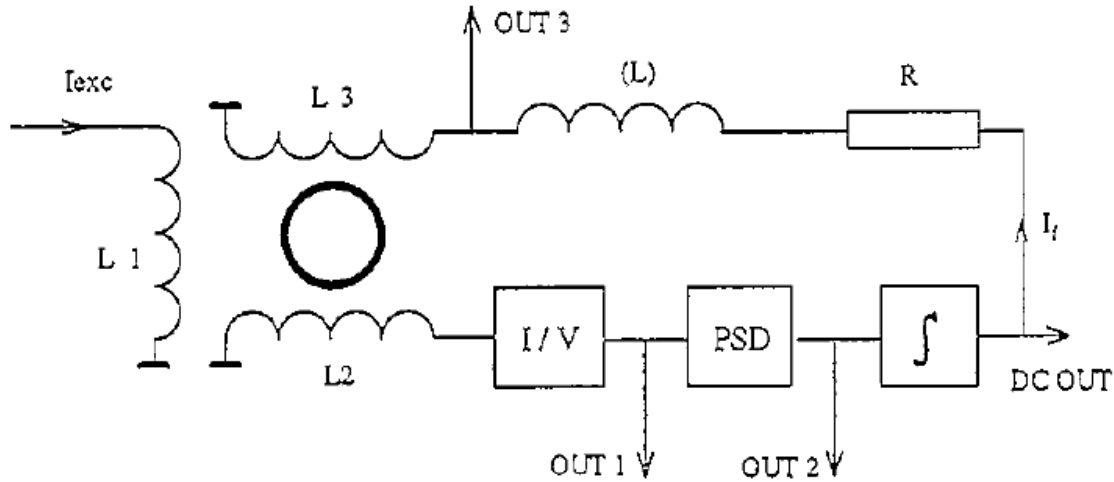
Dik alan etkisini azaltmak için oldukça homojen bir nüve kullanılmalıdır. Toroid nüveli geometri kullanılıyorsa, sensörün çapı küçültülmelidir ya da farklı bir geometri tercih edilmelidir. Sensör boyutlarının küçültülmesi ile sensör duyarlılığının da azalacağı unutulmamalıdır.

5.10 AC Alanların Fluxgate ile Ölçülmesi

AC magnetik alanların fluxgate sensörler ile ölçülmesi için 3 yöntem kullanılmaktadır [6]:

- Uyarma frekansını artırmak,
- Ölçüm sargısında indüklenen gerilimi doğrudan analiz etmek,
- DC döngüdeki AC hata işaretini kullanmak [84,85].

[86] ile 3 kHz bantgenişliği olan bir sensör anlatılmıştır. [84] ile fluxgate sensörlerle AC alanların ölçümü geniş olarak anlatılmıştır. [84] ile verilen blok şema şekil 5.30 ile gösterilmektedir:

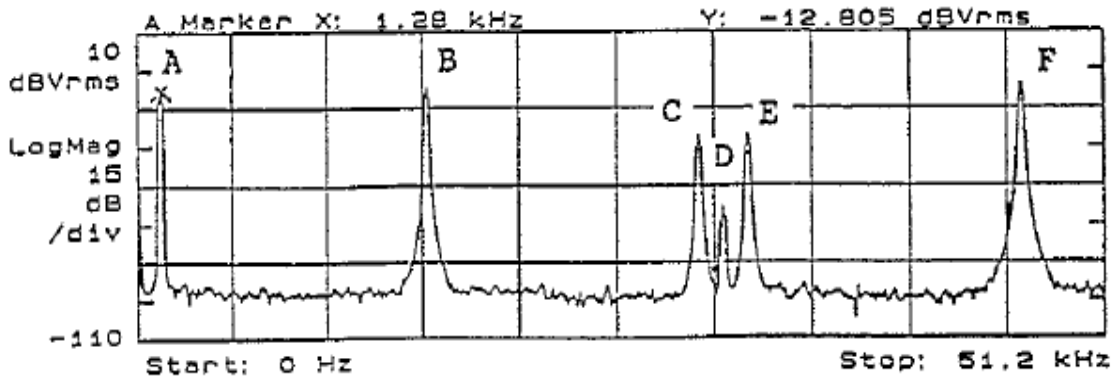


Şekil 5.30 : Geribeslemeli fluxgate yapısı; L_1 uyarma sargısı, L_2 ölçüm sargısı, L_3 geribesleme sargısı, I/V akım gerilim dönüştürücü, PSD faz duyarlı dedektör, I_{EXC} uyarma akımı, I_f geribesleme akımı.

Ortamda bir magnetik alan varken, ölçüm sargısındaki gerilimde uyarma akımının ikinci harmoniğinde bir bileşen modüle olur. Akım çıkışlı sensörde ise bu bileşen ölçüm sargısı akımına modüle olur. Verilen şemada L_3 geribesleme sargısına geribesleme akımı uygulanmıştır. Geribesleme yolundaki integratör yeterli DC kazancı garanti eder ve yalnızca düşük frekanslı işaretlerin iletilmesini sağlar.

Geribesleme sargısı L_3 ile sistem çıkışı büyük değerli bir L endüktansı üzerinden yüksek frekanslarda izole edilmiştir. Geribesleme yolundaki R ise V/I çevirici olarak kullanılmıştır. [85], fluxgate sensörlerle görece yüksek frekanslı AC alanların ölçülebilmesi için akım çıkışlı mimariyi kullanmanın avantajlı olduğunu belirtmiştir. [84] ile sensörün bantgenişliğinin artırılmasının statik alan ölçümlerinde sorun yaratabileceği ve geribeslemeden dolayı sensör kararlılığının sağlanamayabileceği anlatılmıştır.

[84] ile akım çıkışlı AC fluxgate sensörün çıkış akımı spektrum analizör ile analiz edilmiştir ve ortaya düşündürücü sonuçlar çıkmıştır. Bir başka benzer çalışma [57] ile anlatılmıştır. İnceleme ile sensör çıkışında uyarma frekansında (f_{uyarma}) bir işaretin, AC magnetik alanın ölçüm sargısında doğrudan indüklediği alanın frekansına eşit olan (f_{ALAN}) bir işaretin ve $2f$ frekanslı bir işaretin ($2f_{uyarma}$) var olduğu gözlenmiştir. Bu işaretler sensör çıkışında olması beklenen işaretlerdir. Ancak sensör çıkışı frekans analizörü ile incelendiğinde gözlenen işaretler yalnızca bu üç frekanstaki bileşenler değildir. Sensör çıkışı aynı zamanda $3f_{uyarma}$, $2f_{uyarma} - f_{ALAN}$ ve $2f_{uyarma} + f_{ALAN}$ gibi frekanslarda bileşenler içermektedir. Dahası, [84] ile yapılan bir ölçümde bahsi geçen tüm bileşenlerin $2f_{uyarma}$ frekanslı bileşenden daha büyük genlikli olduğu görülmüştür. Bu ölçüm sonucu şekil 5.31 ile gösterilmiştir. Şekil 5.31 akım çıkışlı bir sensörün 298 nT büyüklüğünde ve 1.28 kHz frekanslı bir AC alan altında spektrum analizörü ile yapılan analizini göstermektedir:



Şekil 5.31 : AC alan ölçümünde fluxgate çıkışındaki frekans bileşenleri [84].

Ölçülen alana ait 1.28 kHz frekanslı bileşen 229 mV genliktedir ve A ile gösterilmiştir. B ile gösterilen 265 mV genlikli 15.6 kHz frekanslı bileşen ise uyarma frekansındadır ve transformatör etkisinin yarattığı bileşendir. Transformatör etkisi yalnızca $f_{uyarma} = 15.6$ kHz de mevcut değildir, aynı zamanda $3f_{uyarma} = 46.8$ kHz

frekanslı diğer bir bileşen F ile gösterilmiştir ve 306 mV genliktedir. $2f_{uyarma} = 31.23$ kHz frekanslı, fluxgate etkisi olarak düşünülebilecek bileşen D ile gösterilmiştir ve yalnızca 1.2 mV genliktedir. Aslında bu bileşen [84] ile anlatıldığı üzere DC ofset nedeni ile oluşan bir bileşendir ve fluxgate etkisi değildir.

Fluxgate etkisi sonucunda magnetik alan bilgisi C (2B-A) ve E (2B+A) bileşenlerinde modüle olmuştur. C ve E ile gösterilen çift yan bant bileşenleri 1.28 kHz frekanslı AC alan işareti (A) ile $2f_{uyarma}=31.23$ kHz frekanslı taşıyıcı bileşeninin (2B) çarpımları ile oluşan işaretlerden başka bir şey değildir. C, 29.96 kHz frekansında 30.5 mV genlikli bir işarettir. E ise 32.51 kHz frekanslı 29.8 mV genlikli bir işarettir. İki sinüzoidal işaret çarpıldığında ortaya çıkan işaretlerin frekansları ve genlikleri (5.27) ve (5.28) ile gösterilen şekilde olmalıdır:

$$\cos(a) \cdot \cos(b) = \frac{1}{2} \cos(a-b) + \frac{1}{2} \cos(a+b) \quad (5.27)$$

$$\sin(a) \cdot \sin(b) = \frac{1}{2} \cos(a-b) - \frac{1}{2} \cos(a+b) \quad (5.28)$$

Şekil 5.31 bir başka önemli sonucu ortaya koymaktadır: 1.28 kHz frekanslı doğrudan indüksiyon etkisi fluxgate etkisinden daha baskındır. Ne var ki, sensörün L/R zaman sabiti genellikle küçüktür ve bu nedenle düşük frekanslı işaretler için indüksiyon etkisi önemsiz hale gelir [84]. Buna karşılık fluxgate işareti genlik olarak sabit kalır. [85] ile 64 mHz – 3 kHz bandında ölçüm yapabilen 0.1 nT rms gürültülü bir başka sensör anlatılmıştır.

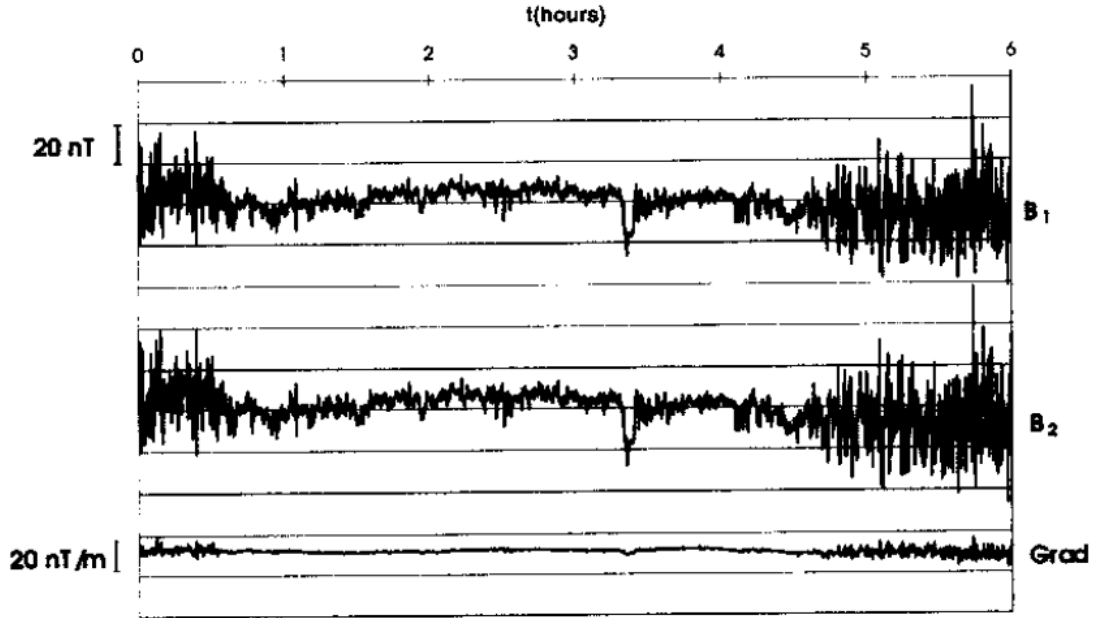
Sonuç olarak fluxgate sensörler ile AC alanların ölçülebilmesi için şu önlemler alınmalıdır [84]:

- a) Sensör nüvesi amorf malzemeden seçilerek uyarma frekansı yüksek tutulmalıdır.
- b) Akım çıkışlı fluxgate yapısı tercih edilmelidir.

5.11 Fluxgate Gradiometreler

Alan gradyantını ölçmenin geleneksel yolu iki adet sensör kullanmak ve ölçüm değerlerini birbirinden çıkarmaktır. Gradyant bu şekilde bir fark ile tahmin edilmiş olur. Gradyant ölçümleri sıklıkla yakın mesafedeki alan kaynaklarının yarattığı alanları ölçmek için kullanılmaktadır. Bu şekilde daha uzak mesafedeki alan

kaynaklarının yaydığı daha homojen olan alan her iki sensörde de aynı etkiyi yaratacağından ve bunların farkı sıfır olacağından dünyanın magnetik alanı gibi parazitik etkiler çok etkin bir biçimde bastırılır. [6] ile anlatılan, bir gradiometre sisteminde bulunan iki adet sensörün ölçümleri ve bunların farkı olan gradiometre çıkış gerilimi şekil 5.32 ile gösterilmiştir:

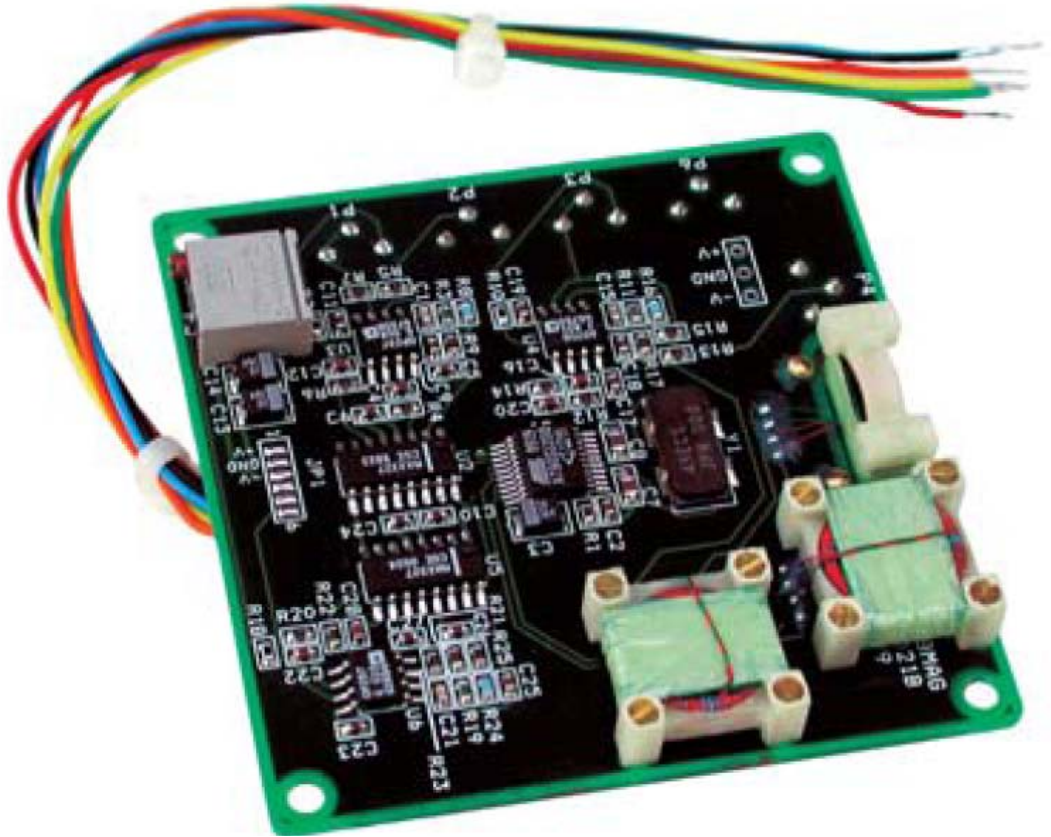


Şekil 5.32 : Bir gradiometrenin ve üzerindeki iki sensörün çıkış gerilimleri.

Genel olarak gradiometreler biyomagnetik işaretlerin ölçümü, nesne tespiti ve yer belirleme gibi amaçlarla kullanılır. Ayrıca askeri amaçlı hedef tespit ve güvenlik sistemlerinde birçok düşük gürültülü fluxgate sensörden oluşan sensör ağları da kullanılmaktadır.

6. MAGNETİK SENSÖRLERİN KALİBRASYONU

Tasarlanan bir magnetik sensör, montajı tamamlandıktan sonra çok dikkatlice kalibre edilmelidir. 3 eksenli bir sensörün kalibrasyon sorunu, x-y-z yönlerindeki sensörlerin yalnızca kazanç ayarından ibaret değildir; ayrıca sensörün kendisinden ve işaret işleme elektroniğinden kaynaklanan ofsetler de mevcuttur. Bu yüzden tek eksenli bir sensörün kalibrasyonu için bir ofset ayarı, bir de kazanç ayarı yapılmalıdır. Üç eksenli sensörün kalibrasyonu için altı adet parametrenin ayarlanması gerekmektedir. Zaten yüksek doğruluklu ticari ürünler de üzerinde 6 adet kalibrasyon trimpotu olacak şekilde üretilmektedirler. Şekil 6.1 ile yüksek başarımlı bir fluxgate sensör kartı (Crossbow CXM113) gösterilmiştir. Sensör kartının üst yüzeyinde bir, alt yüzeyinde ise beş adet olmak üzere toplamda altı adet kalibrasyon trimpotunun olduğuna dikkat edilmelidir.



Şekil 6.1 : Crossbow CXM113, 3 eksenli fluxgate sensör.

Crossbow CXM113 yüksek başarımlı fluxgate sensöre ait teknik bilgiler çizelge 6.1 ile verilmiştir [87]:

Çizelge 6.1 : Crossbow CXM113 fluxgate sensöre ait teknik bilgiler.

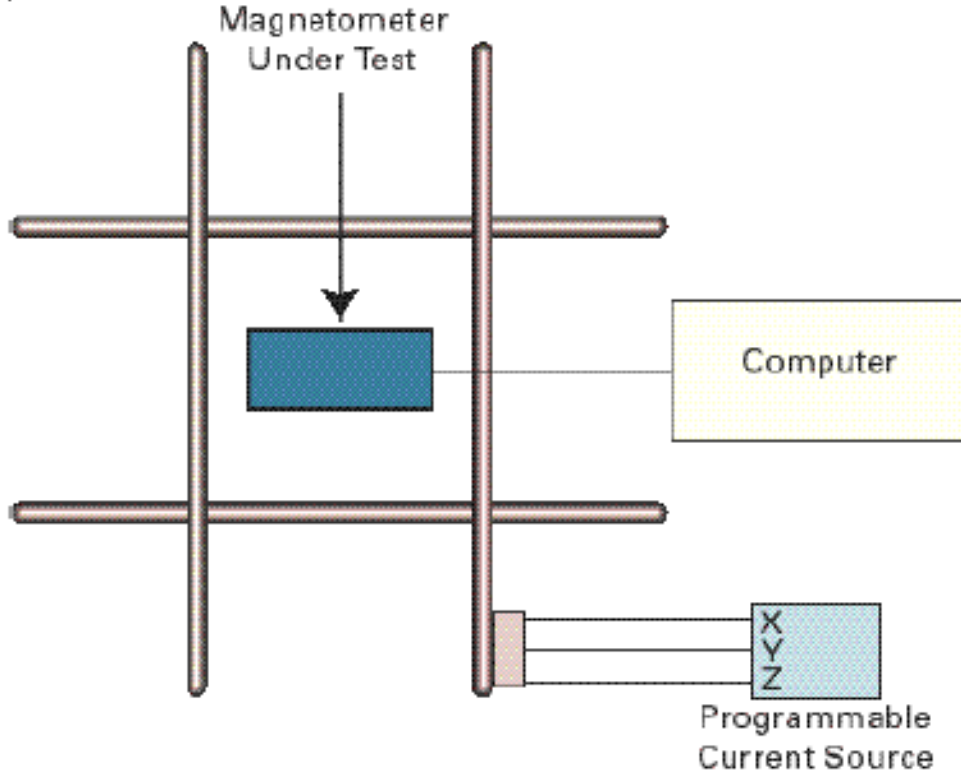
Özellik	CXM113
Ölçüm aralığı	$\pm 70 \mu\text{T}$
Gürültü	$\pm 6 \text{ nT}$
Frekans cevabı	DC – 400 Hz (-3 dB)
Nonlineerlik	% ± 2
Sıcaklıkla ofsetin değişimi	$< 10 \text{ nT} / ^\circ\text{C}$
Sıcaklıkla kazancın değişimi	$< \% 0.1$
Duyarlılık	4 V / 100 μT
Eksenlerin dikliği	$\pm 2^\circ$
Çalışma sıcaklığı	-20 / +70 $^\circ\text{C}$
Güç tüketimi	28 mA @ +5 V, 7 mA @ -5 V
Hacim	6.4 cm x 6.4 cm x 1.9 cm
Ağırlık	30 g

6.1 Kalibrasyon Yöntemleri

Fluxgate sensörlerin kalibrasyonu için yaygın olarak kullanılan iki yöntem vardır:

- Birinci ve kolay olan yöntem dünyanın magnetik alanını kullanarak kalibrasyon yapmaktır.
- İkinci ve daha zor olan yöntem ise kesin sonuç vermektedir ancak kalibre edilmiş akım kaynaklarına ve titizlikle tasarlanmış kalibrasyon bobinlerine ihtiyaç duymaktadır.

Sensör kalibrasyonu ile ilgili daha fazla bilgi [6, 88-100] ile verilmiştir. Ayrıca [87] ile CXM113 ün kalibre edildiği sistem anlatılmıştır. Bu sistem şekil 6.2 ile gösterilmiştir:



Şekil 6.2 : Crossbow CXM113 3 eksenli fluxgate sensörün kalibrasyon sistemi [87].

Sensör kalibrasyonlarında hangi yöntem kullanılırsa kullanılsın, magnetik olmayan tornavidalar (plastik tornavidalar gibi) kullanılması şarttır. Aksi takdirde küçük bir tornavida da kullanılsa bu tornavidanın yaydığı magnetik alan sensör kalibrasyonunun yanlış yapılmasına neden olacaktır. Ayrıca sanayi bölgeleri, metro istasyonları gibi bölgelere yakın bölgelerde kalibrasyon yapılmamalıdır. [6] ile insanların yaşadığı magnetik olarak temiz bölgelerde 10 nT ile başlayan ve sanayi bölgelerine yaklaştıkça 1 mT ya kadar artabilen bir magnetik gürültüden bahsedilmiştir. Gece geç saatlerde kalibrasyon yapmak magnetik olarak daha temiz bir ortam sağlayacağından avantajlı olacaktır. Gürültü ve ofset ölçümleri için ekranlanmış odalar kullanılmalıdır. Ekranlama işlemi için çok katlı permalloy ya da mumetal malzeme kullanılmaktadır [94,96,98].

Sensör ofsetini ölçmek için sensör 180° çevrilir. Doğru bir sonuca ulaşabilmek için sensörün tam olarak 180° çevrildiğinden emin olunmalıdır.

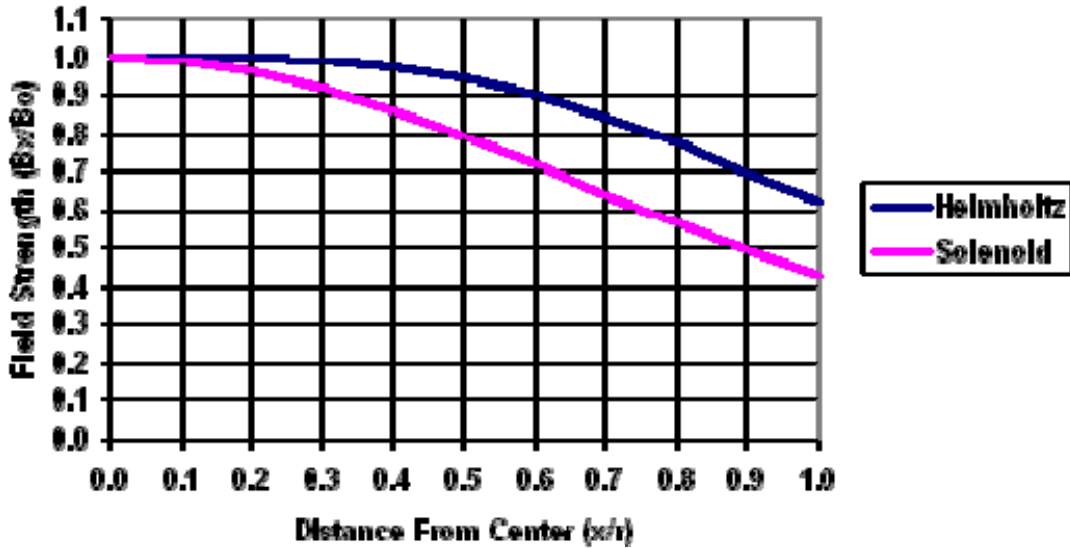
6.1.1 Dünyanın magnetik alanı ile kalibrasyon

Fluxgate sensörlerin kalibrasyonunda dünyanın magnetik alanından faydalanılabilir. Sensör yüksek doğrulukla konumlandırılmalıdır. Bu yöntem ile 10 nT doğrulukla kalibrasyon yapmak mümkündür [6].

6.1.2 Kalibrasyon bobinleri ile kalibrasyon

Yüksek başarımlı sensörlerin kalibrasyonunda kalibrasyon bobinleri sıklıkla kullanılmaktadır. Kalibrasyon bobinleri tasarlanırken, bobin geometrisi, sarım sayısı, tel kalınlığı, bobin büyüklüğü titizlikle hesaplanmalı ve sensörün doğru noktada konumlandırıldığından emin olunmalıdır. Bu yöntemde sensörün kazanç kalibrasyonu yapılırken dünyanın magnetik alanından kaynaklanan sorunlar yaşanabilmektedir. Bartington firmasının kalibrasyon için çok düşük frekanslı alanlar kullandığı ve neticede kalibrasyon aşamalarının dünyanın magnetik alanından etkilenmediği bilinmektedir. Gerçekten de kalibrasyon için statik bir alan yerine çok düşük frekanslı AC bir alan kullanmak, çevredeki ferromagnetik nesnelerin ve endüstri bölgelerinin yarattığı gürültünün kalibrasyon sistemine olan etkisini yok edecektir.

Kalibrasyon bobini olarak farklı geometrilerde selenoid ve helmholtz bobini yapıları kullanılabilir, ancak silindirik Helmholtz bobini kullanmanın en uygun seçim olacağı bilinmelidir. Helmholtz ve selenoid bobinlerin içlerindeki alanın homojenliği ile ilgili bir grafik şekil 6.3 ile verilmiştir [101].

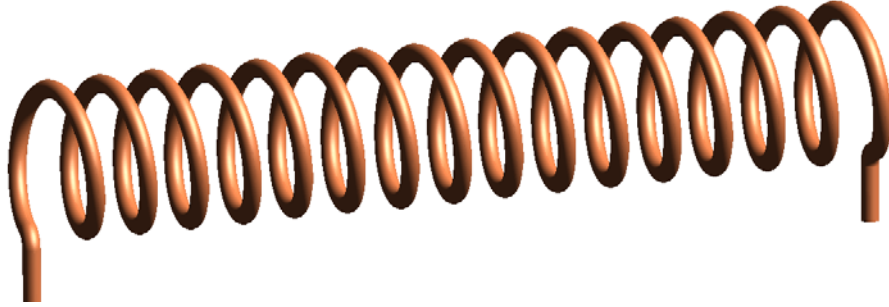


Şekil 6.3 : Helmholtz ve selenoid bobinlerde magnetik alanın dağılımı [101].

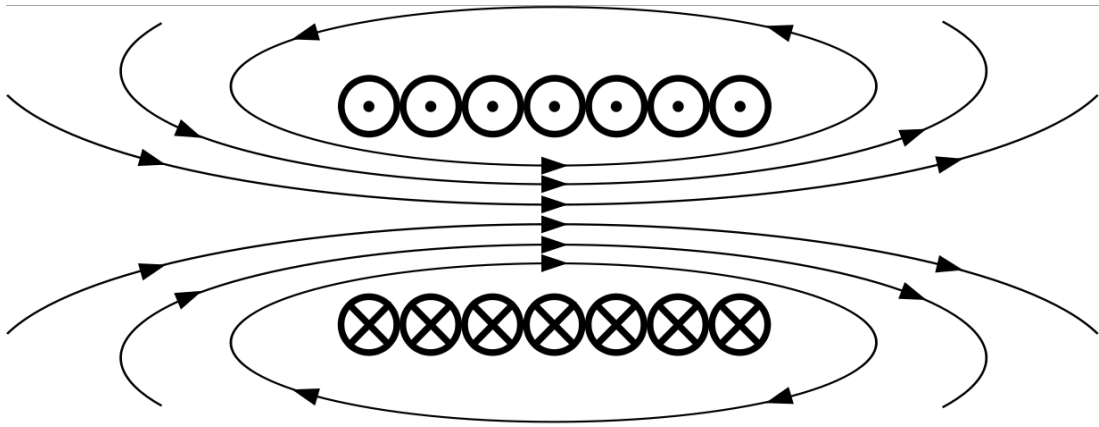
Şekil 6.3 incelendiğinde helmholtz bobininin selenoid bobine göre oldukça homojen bir alan yarattığı sonucuna varılabilir.

6.1.2.1 Selenoid bobin ile kalibrasyon

Sensör kalibrasyonunda kalibrasyon bobini olarak yeterince büyük bir selenoid bobin kullanılabilir. Şekil 6.4 ile bir selenoid ve şekil 6.5 ile de bu selenoidin çevresine yaydığı alan çizgileri gösterilmiştir.



Şekil 6.4 : Selenoid bobin.



Şekil 6.5 : Selenoid bobinin çevresine yaydığı magnetik alan çizgileri.

Şekil 6.5 ile görüldüğü gibi selenoid bobinin tam ortasından geçen tüm alan çizgileri aynı yöndedir ve bu noktada sensör kalibrasyonu yapılabilir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, kalibre edilecek sensörün selenoidin tam ortasında konumlandırılması gerektiği ve bu işlemin çok da kolay olmadığıdır.

Sonlu uzunluklu bir selenoidin tam orta noktasındaki alan (6.1) ile bulunabilir [6]:

$$H = \frac{NI}{\sqrt{4R^2 + l^2}} \quad (6.1)$$

Selenoidin uç noktalarındaki alan ise orta noktadaki alanın kabaca yarısına eşittir [6]:

$$H \cong \frac{NI}{2\sqrt{R^2 + l^2}} \quad (6.2)$$

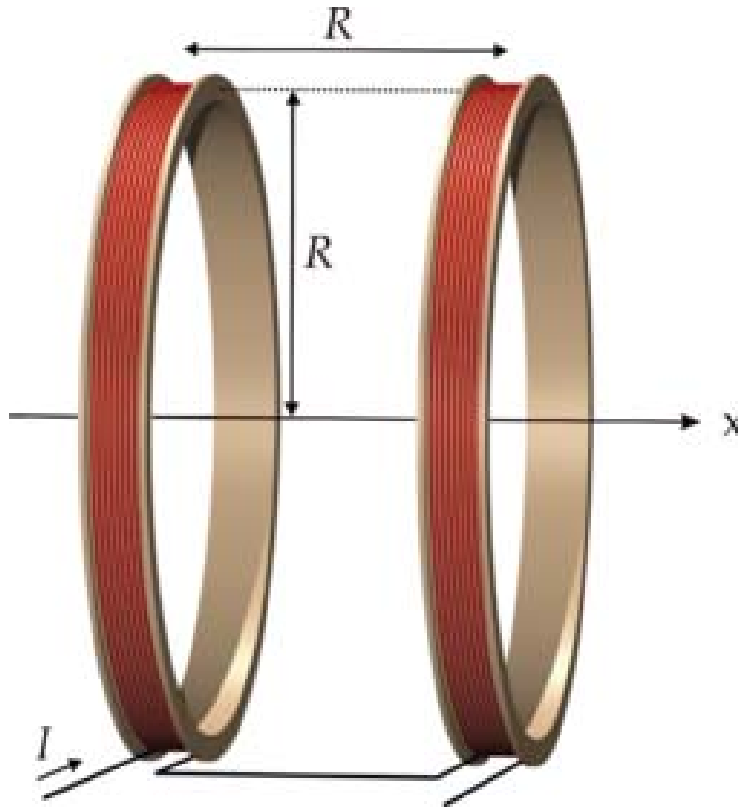
(6.1), (6.2) ve (6.3) eşitliklerinde l selenoidin uzunluğunu, R yarıçapını, N sarım sayısını ve I bobin akımını temsil etmektedir.

Bir selenoidin eksenindeki herhangi bir noktaya etkiyen alanı hesaplamak için de (6.2) kullanılabilir. Bunun için selenoidi daha küçük iki selenoid olarak düşünmek yeterli olacaktır.

Selenoidlerin orta noktasına ulaşmanın zor olması nedeniyle ve bunun yanı sıra alanın mümkün olduğunca homojen olmasını sağlamak amacıyla kalibrasyonda helmholtz bobinlerini tercih etmek gereklidir [101].

6.1.2.2 Helmholtz bobinleri ile kalibrasyon

Hassas sensörleri kalibre etmek için en çok kullanılan yöntem helmholtz bobinleri ile kalibrasyondur. Şekil 6.6 silindirik bir helmholtz bobininin nasıl tasarlanabileceğini göstermektedir:



Şekil 6.6 : Silindirik helmholtz bobini.

Şekil 6.7 ise ticari bir ürünü göstermektedir [102]. Ticari ürünler genellikle tam ortalarında yüksekliği ayarlanabilen bir tabla içerirler. Bu tablanın yüksekliği üzerine konulan sensörün yüksekliğine göre ayarlanır ve sensör en doğru noktada konumlandırılır.



Şekil 6.7 : Ticari bir helmholtz bobini [102].

Silindirik helmholtz bobininin tam ortasında oluşan magnetik alan (6.3) ile verilmiştir [6,102]:

$$B = \mu_r \mu_0 H \cong 899.1763 \mu_r \frac{NI}{R} [nT] \quad (6.3)$$

(6.3) ile verilen eşitlikte N sarım sayısını, I bobin akımını (A), R bobin yarıçapını (m), μ_r bağlı permeabilityyi (hava ortamı için 1 alınır) ve B magnetik akı yoğunluğunu (nT) temsil etmektedir.

Çizelge 6.2 ile ETS-LINDRGEN 6402 ve 6408 Helmholtz bobinlerine ait teknik özellikler tasarımcılara bir fikir vermesi için verilmiştir:

Çizelge 6.2 : ETS-LINDRGEN 6402 ve 6408 Helmholtz bobinlerine ait teknik özellikler [102].

Özellik	6402	6408
R	0.5 Ω	3.0 Ω
L	3.5 mH	64 mH
Bobin faktörü	84.30 Amper-sarım/amper	39.79 Amper-sarım/amper
Homojenlik	% 10 (19.8 cm bir silindirin içinde)	% 10 (70.0 cm bir silindirin içinde)
f_R	32 kHz	> 10 kHz
Maksimum sürekli akım	20 A	20 A
Maksimum sürekli alan	2120 μT	1000 μT
Bobin yarıçapı	30.5 cm	115.0 cm
Bobin başına sarım sayısı	36	64
Tel kalınlığı	2.59 mm	2.59 mm
Ağırlık	22.6 kg	34.0 kg

Bu bobinlerin oldukça büyük ve ağır ürünler olduğu göz önünde bulundurulmalıdır. Çalışılan magnetik alanlar küçük alanlar olduğu için kalibrasyon bobinlerini mA ler mertebesindeki akımlar ile sürmek yeterli olacaktır. Bu sebeple ayrı bir güç yükselteci kullanmadan bobinleri bir direnç üzerinden doğrudan işaret üreteçleri ile sürmek yeterli olabilir. Çizelge 6.3 ile sensör kalibrasyonunda ihtiyaç duyulabilecek çeşitli çevrimler verilmiştir [102]:

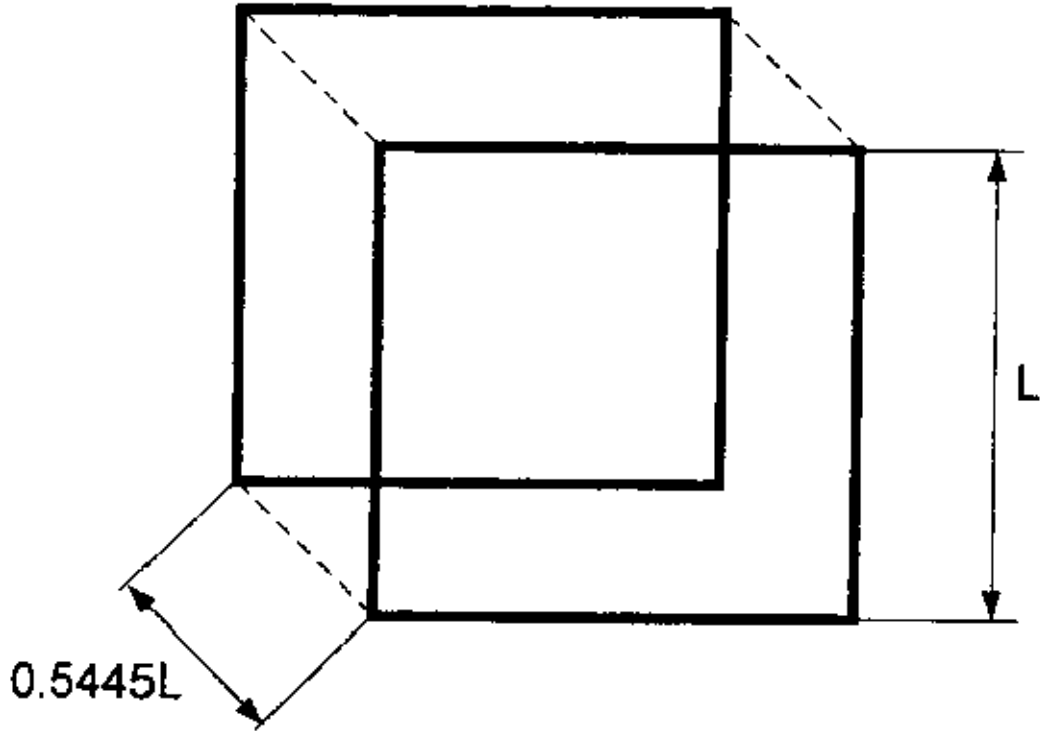
Çizelge 6.3 : Birim sistemleri arasında geçiş [102].

		Birimden				
	Birim Sistemi	SI (MKS)		CGS		
	Magnetik Büyüklük	B	H	B	H	B
	Birimi	tesla	amp-sarım/m	gauss	oersted	gamma
Birim	tesla	1	$4\pi \cdot 10^{-7**}$	10^{-4}	10^{-4**}	10^{-9}
	amp-sarım/m	$7.96 \cdot 10^{5*}$	1	79.57747^*	79.57747	$7.96 \cdot 10^{-4*}$
	gauss	10^4	$4\pi \cdot 10^{-3**}$	1	1^{**}	10^{-5}
	oersted	10^{4*}	$4\pi \cdot 10^{-3}$	1^*	1	10^{-5*}
	gamma	10^9	$4\pi \cdot 10^{2**}$	10^5	10^{5**}	1

* $\mu=1$ kabul eder, $\mu \neq 1$ ise B den H ye geçmek için μ ye bölün.

** $\mu=1$ kabul eder, $\mu \neq 1$ ise H den B ye geçmek için μ ile çarpın.

Silindirik helmholtz bobinleri genellikle tek yönlüdürler. 3 yönlü kalibrasyon bobinlerini bir kübün 6 adet yüzeyine, her biri ikişer adet sargıdan oluşan 3 adet sargı grubu olarak sarmak daha pratik olacaktır. Tek yönlü bir helmholtz bobini dikdörtgensel olarak şekil 6.8 ile gösterilen ölçülerde sarılabilir [6]:



Şekil 6.8 : Dikdörtgensel helmholtz bobini [6].

Şekil 6.8 ile gösterilen dikdörtgensel helmholtz bobinin tam ortasında oluşacak alan (6.4) ile verilmiştir [6]:

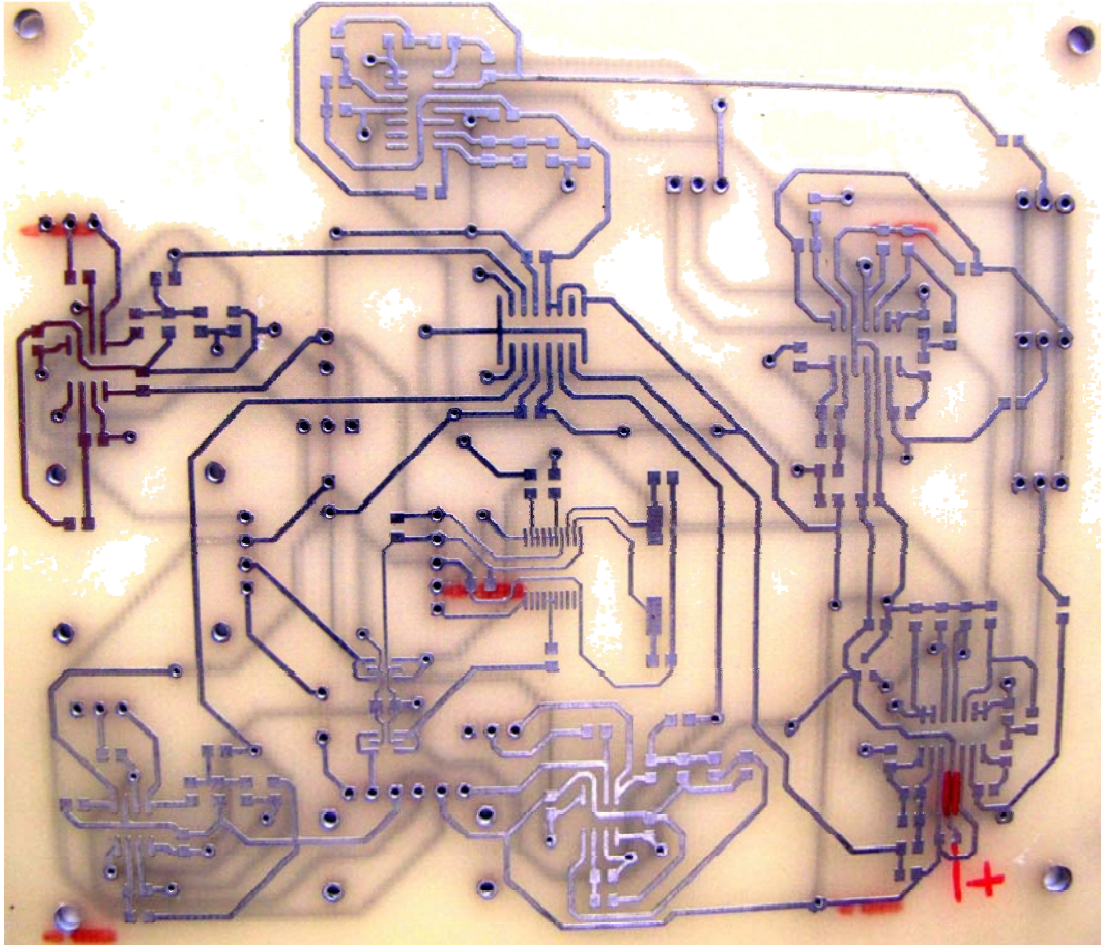
$$B = \mu_r \mu_0 H \cong 1628.7 \mu_r \frac{NI}{L} [nT] \quad (6.4)$$

(6.4) ile verilen eşitlikte N sarım sayısı, I bobin akımı (A), L bobin yüksekliği (m), μ_r bağıl permeabilite (hava ortamı için 1 alınır) ve B magnetik akı yoğunluğudur (nT).

3 yönlü bir kalibrasyon bobini tasarlamak istenildiğinde silindirik ya da dikdörtgensel helmholtz bobinlerinin belli oranları olduğundan doğrudan kullanılamayacağı aşıkardır. Bu gibi durumlarda özel tasarımlar yapmak gerekecektir. Bir kübün etrafına sarılmış sargılar çözüm olabilir, ne var ki bu durumda (6.3) ve (6.4) ile verilen eşitlikler kullanılamaz. Özel bir tasarım yapmak ve sisteme özel çözümler hesaplamak gerekmektedir. Kare kesitli çeşitli tasarımlar [95], [97] ve [99] ile anlatılmıştır.

7. YÜKSEK HASSASİYETLİ FLUXGATE SENSÖR TASARIMI

Bu çalışmanın sonunda birinci bölümden altıncı bölüme kadar anlatılan magnetik teori özümsemiş ve çalışmanın ürünü olarak küçük genlikli statik magnetik alanların şiddetini ve yönünü ölçebilen bir fluxgate sensör tasarlanmıştır. Sensör tasarımı öncelikle güç tüketimi düşünülmüş ve güç tüketimi optimize edilmiştir. Bu yüzden sensörün bantgenişliği ve gürültüsü üzerinde durulmamıştır. Sensör tasarımına, toplam akım ihtiyacının 5 V besleme altında 60 mA den daha az olması hedeflenerek başlanmıştır. Tasarlanan üç yönlü sensör sistemine ait baskı devre kartı şekil 7.1 ile gösterilmiştir:



Şekil 7.1 : Tasarlanan sensörün baskı devre kartı.

Tasarlanan sensör sistemi karmaşık olduğundan bu bölüm altında toplam 13 altbaşlık altında anlatılmıştır. Neticede sistemi altsistemlere bölerek çalışma mantığının ve tüm altbirimlerin çalışma mantığının kolayca anlaşılabilmesi hedeflenmiştir. Tüm birimlerin doğru şekilde tasarlanması ve nihai olarak sensörün kalibrasyonu için toplamda oldukça uzun bir zamana ihtiyaç vardır.

Tasarlanan 3 yönlü fluxgate sensöre ait teknik bilgiler çizelge 7.1 ile verilmiştir:

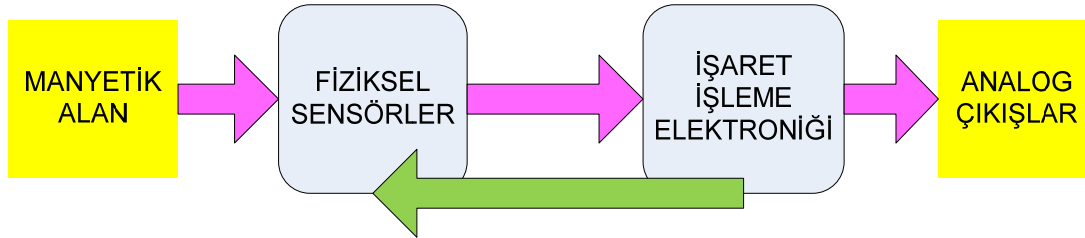
Çizelge 7.1 : Tasarlanan sensöre ait teknik bilgiler.

Özellik	Tasarlanan Sensör
Ölçüm aralığı	$\pm 10 \mu T$
Nonlineerlik	$\% \pm 3$
Duyarlılık	$4 V / 100 \mu T$
Güç tüketimi	19 mA @ +5 V, 2.5 mA @ -5 V
Hacim	9.5 cm x 11.3 cm x 2.8 cm
Ağırlık	79 g

7.1 Fiziksel Sensör Tasarımı

Bir fluxgate sensör temel olarak şekil 7.2 ile gösterilen iki ana birimden oluşur:

- Fiziksel sensörler
- İşaret işleme elektroniği



Şekil 7.2 : Tasarlanan sensör sisteminin blok şeması.

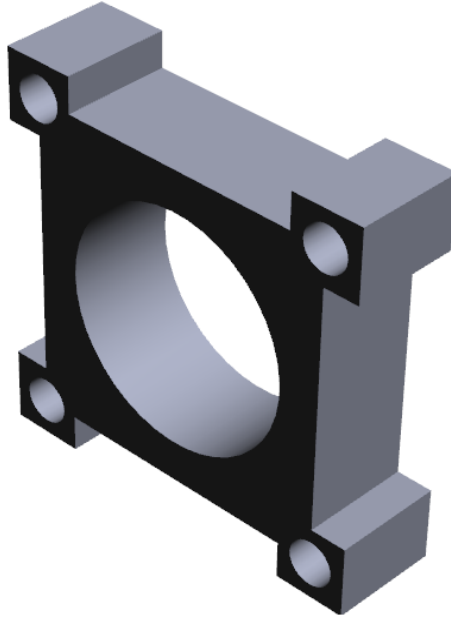
Fiziksel sensörler mükemmel olarak tasarlanmadığı takdirde işaret işleme elektroniği ne kadar iyi tasarlanırsa tasarlansın sistemin başarımı beklenen düzeyde olmayacaktır. Hatta fiziksel sensörün yanlış tasarlanması sistemin kararsızlığı neticesinde sürekli osilasyonlara neden olabilir. Bu durumda sensör kullanılamaz. Bazı durumlarda ise sensör o anki sıcaklık için kararlıdır, ancak ortam sıcaklığı değiştiğinde osilasyona girebilir.

Fiziksel sensöre ait nüve malzemesi, nüve geometrisi, karkas geometrileri, tel kalınlıkları, sarım sayıları, sargı geometrileri, malzemelerin genleşme katsayıları,

elektriksel özellikleri, magnetik özellikleri ve daha birçok parametre fiziksel sensör başarımını doğrudan etkileyecektir. Fiziksel sensör tasarımını zor kılan da bu kadar bilinmeyenli bir denklem sistemini hedeflenen doğrulukla çözebilmektir.

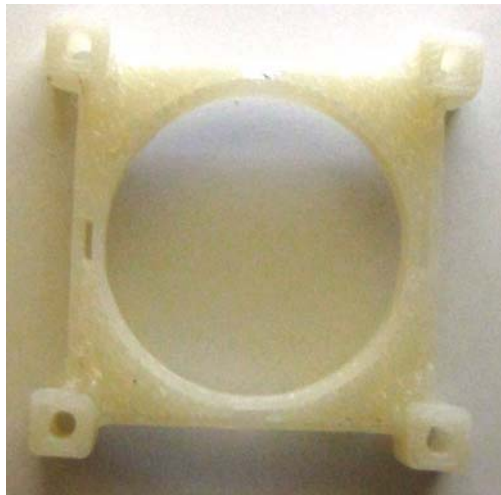
7.1.1 Sensör karkasının tasarımı

Toroid nüve üzerine sarılan uyarma bobininin içine konulması ve üzerine ölçüm sargısının üzerine sarılması için bir sensör karkasına ihtiyaç vardır. Bu amaçla Solidworks programı kullanılarak şekil 7.3 ile gösterilen karkas tasarlanmıştır:



Şekil 7.3 : Sensör karkasının teknik resmi.

Tasarlanan üç boyutlu nesne, uygun boyutlarda plastik döküm tekniği ile üretilmiştir. Üretilen karkas şekil 7.4 ile gösterilmiştir:



Şekil 7.4 : Üretilen sensör karkası.

7.1.2 Uyarma bobini karkasının tasarımı

Uyarma sargısının şekil 7.5 ile gösterilen süpermalloy yaprakların üzerine sarılabilmesi için, süpermalloy yaprakların içerisine yerleştirilerek uyarma sargısından izole edileceği yalıtkan bir karkasa daha ihtiyaç vardır. Bu karkas üretilebilir ya da hazır olarak nüve üreticilerinden de temin edilebilir. Uyarma sargısının süpermalloy yapraklar üzerine doğrudan sarılması, sargının süpermalloy üzerinde kısa devre olmasına neden olacaktır. Bu nedenle süpermalloy nüvenin yalıtkan bir malzeme ile tamamen izole edilmesi bir zorunluluktur.



Şekil 7.5 : Sensör nüvesinde kullanılan süpermalloy yapraklar.

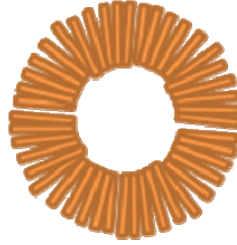
Şekil 7.5 ile gösterilen süpermalloy yaprakların elektriksel izolasyonunu sağlamak için şekil 7.6 ile gösterilen nüve karkasları kullanılmıştır. 0.35 mm kalınlığında 1J85 tipi 4 adet süpermalloy yaprak bu karkasın içine konularak üzeri kapak ile kapatılmıştır.



Şekil 7.6 : Kullanılan nüve karkasları.

7.1.3 Uyarma bobininin tasarımı

7.1.2 ile anlatılan nüve karkasları içine 4 adet 0.35 mm kalınlıkta 1J85 tipi süpermalloy konularak nüve karkası kapatılmıştır. Oluşan sensör nüvesi üzerine uyarma sargısı sarılmıştır. Uyarma bobinine ait teknik resim şekil 7.7 ile verilmiştir:



Şekil 7.7 : Uyarma bobininin teknik resmi.

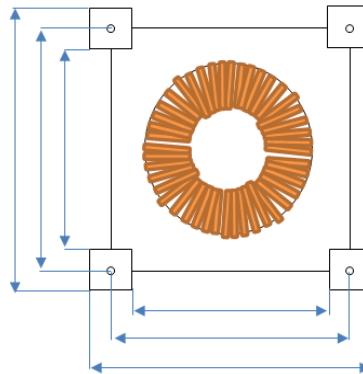
Nüveyi 1J86 tipi süpermalloy ile tasarlamak sistem başarımını artırabilir (bkz çizelge 5.4). Bu çalışmada Güney Kore’ den temin edilen 1J85 tipi yaprak nüveler kullanılmıştır. Uyarma sargısına ait teknik özellikler çizelge 7.2 ile verilmiştir:

Çizelge 7.2 : Üretilen sensörün uyarma bobinine ait teknik bilgiler.

Özellik	Tasarlanan Uyarma bobini
Tel kalınlığı	0.12 mm
Sarım sayısı	160 tur
R	3.4 Ω
L	~25 mH @ 1 kHz

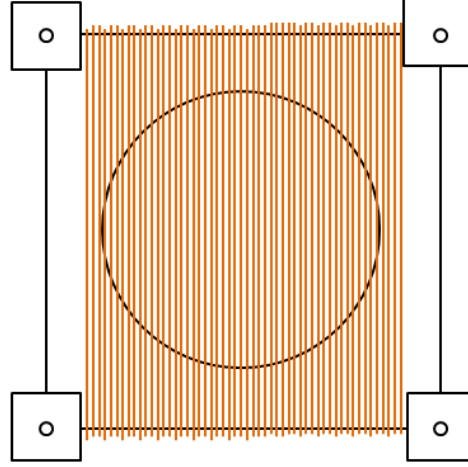
7.1.4 Ölçüm sargılarının tasarımı

7.1.3 ile tasarlanan uyarma bobini, 7.1.1 ile tasarlanan sensör karkasının içine boş yer kalmayacak biçimde yerleştirilir. Bu aşamada sensör görüntüsü şekil 7.8 ile gösterilen biçimde olacaktır:



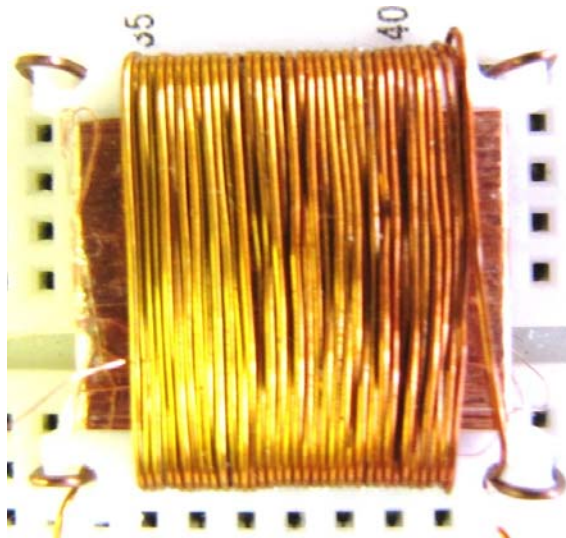
Şekil 7.8 : Karkas içine yerleştirilmiş uyarma bobininin teknik resmi.

Şekil 7.8 ile gösterilen yapının üzerine ölçüm sargısı ya da ölçüm sargıları sarılarak fiziksel sensör üretimi tamamlanır. Şekil 7.9 ile ölçüm sargıları da sarılmış sensöre ait teknik resim gösterilmiştir:



Şekil 7.9 : Ölçüm sargısı sarılmış sensöre ait teknik resim.

Teknik resmi şekil 7.9 ile gösterilen sensör, iki farklı biçimde üretilmiştir. 3 yönlü bir sensör sistemi için gerekli olan üç adet fiziksel sensör, iki adet karkas üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bir adet sensör üzerine yalnızca bir adet ölçüm sargısı sarılırken, diğer bir sensör üzerine 90° açı ile iki adet ölçüm sargısı sarılmıştır. Bu şekilde sensörün güç tüketimi % 33 oranında azaltılmıştır. Dahası sensör maliyeti düşürülmüş ve 3 yönlü sensör küçültülmüştür. Üretilen sensörler şekil 7.10 ile gösterilmiştir:



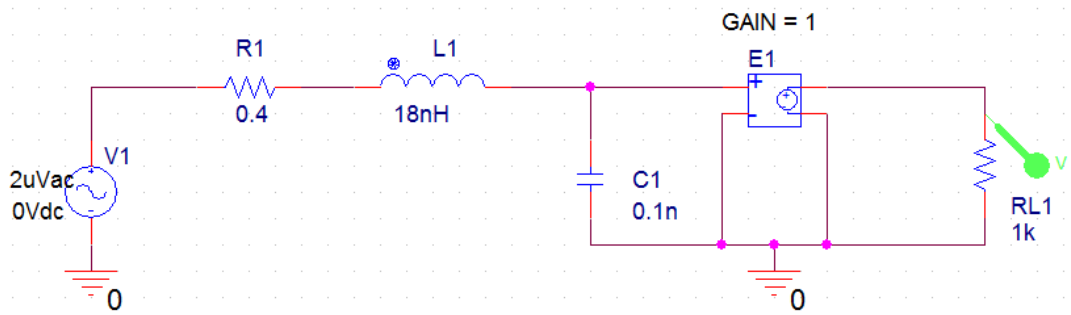
Şekil 7.10 : Üç yönlü sensör sisteminde kullanılan sensörler.

Ölçüm sargısına ait teknik özellikler çizelge 7.3 ile verilmiştir:

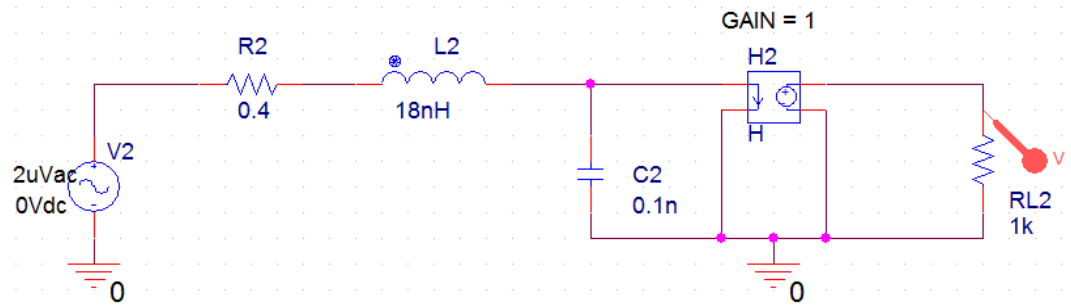
Çizelge 7.3 : Üretilen sensörün ölçüm sargısına ait teknik bilgiler.

Özellik	Tasarlanan Ölçüm bobini
Tel kalınlığı	0.40 mm
Sarım sayısı	36 tur
R	0.4 Ω
L	18 nH @ 1 kHz
C	<0.1 nF @ 1 kHz

Tasarlanan ölçüm sargısı akım çıkışlı yapıda tasarlandığından parazitik etkileri oldukça azdır ve bu yüzden rezonans frekansı 119 MHz dir. Tasarlanan sensörün gerilim çıkışlı olarak çalıştırılabileceği yapı şekil 7.11 ile, akım çıkışlı olarak çalıştırılabileceği yapı şekil 7.12 ile gösterilmiştir. Şekillerde sensöre ait ölçüm sargısı gerilim kaynağı, parazitik direnç, indüktans ve kapasite ile temsil edilmiştir.

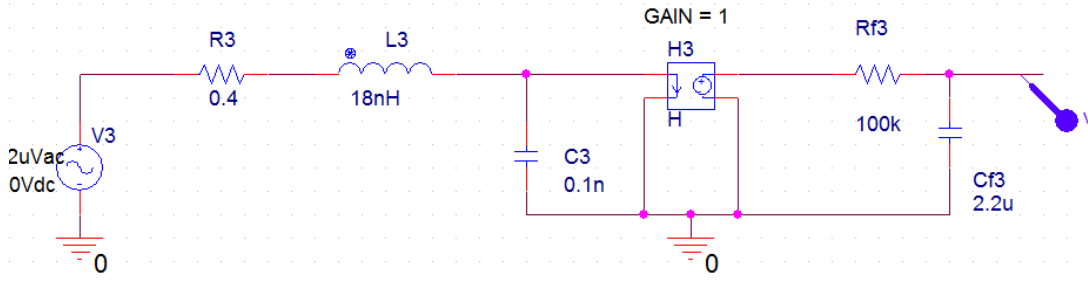


Şekil 7.11 : Ölçüm sargısının gerilim çıkışlı olarak çalıştırılması.



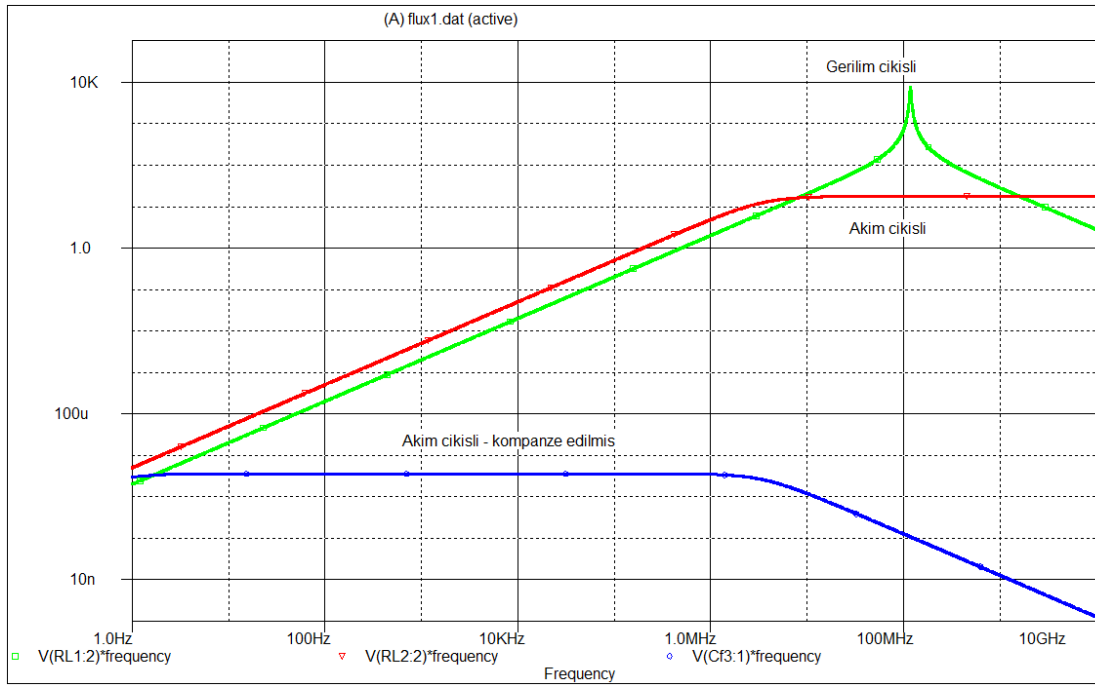
Şekil 7.12 : Ölçüm sargısının akım çıkışlı olarak çalıştırılması.

Şekil 7.13 ise akım çıkışlı yapının frekans kompanzasyonu uygulanmış halini göstermektedir.



Şekil 7.13 : Akım çıkışlı yapıya frekans kompanzasyonu uygulanması.

Şekil 7.11-13 ile gösterilen yapıların frekans cevabı şekil 7.14 ile gösterilmiştir. Görüldüğü gibi sensör ile AC alanlar ölçülecek ise ölçüm sargısına frekans kompanzasyonu uygulanması gerekmektedir. Aksi takdirde sistem farklı frekanslardaki alanlar için farklı genlikte çıkış üretecektir.



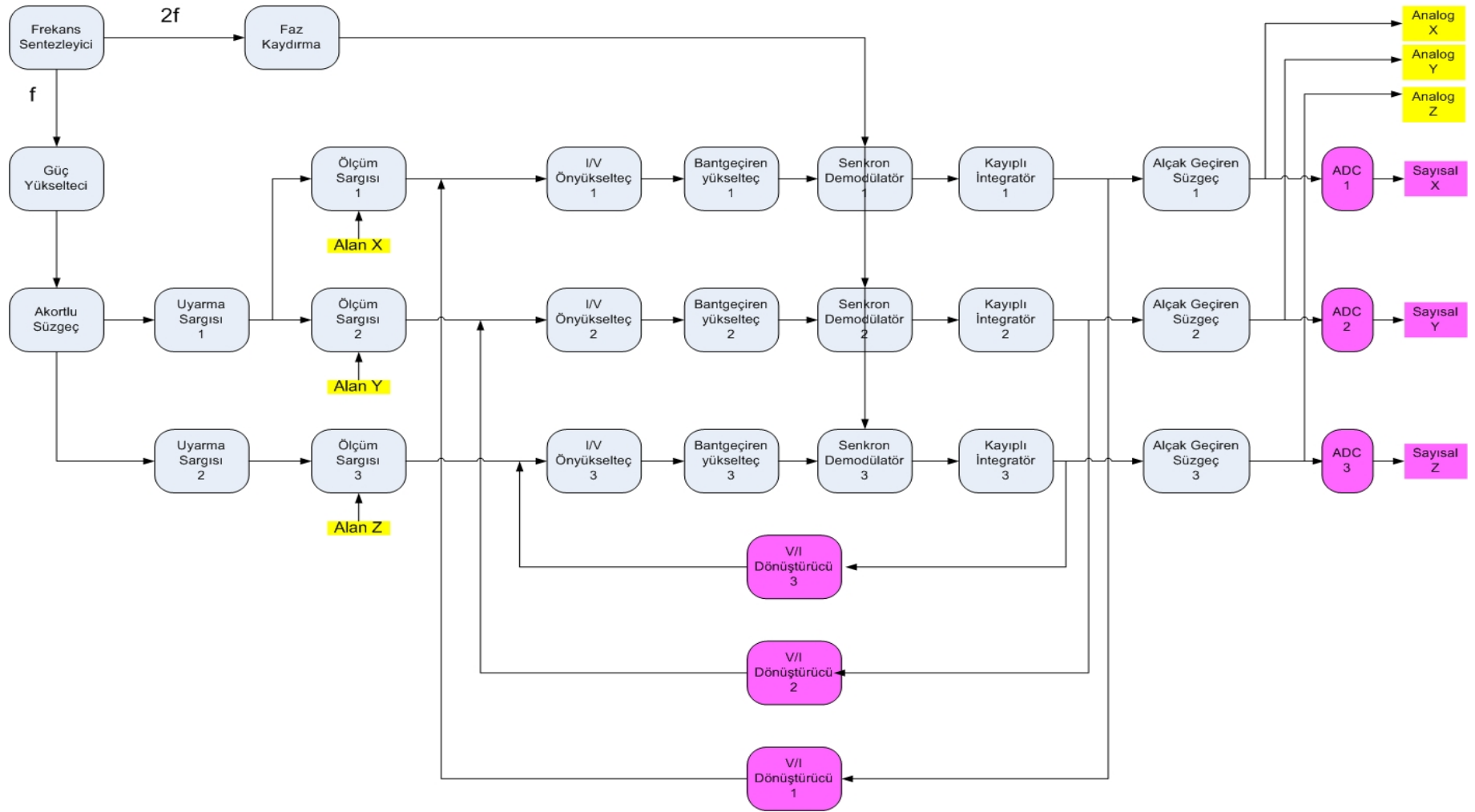
Şekil 7.14 : Gerilim çıkışlı, akım çıkışlı ve kompanze edilmiş yapıların frekans cevabı.

7.2 Sensör Elektronikinin Tasarımı

Sensör elektroniğinin tasarımı, fiziksel sensörün tasarımı kadar önemli bir sorundur. Sensör elektroniği düşük gürültülü olmalıdır ve ofsete neden olmamalıdır. Ayrıca fiziksel sensörü takip eden önyükselteç sensöre çok yakın konumlandırılmalıdır. İlk katın kazancı mümkün olduğunca yüksek tutulmalıdır. Bu aşamada ilk katta kullanılan düşük gürültülü aktif elemanın kazanç-bant genişliği çarpımı yeteri kadar büyük seçilmelidir. Sensör elektroniğinin harcadığı güç de mümkün olduğunca

düşük tutulmalıdır. Ancak unutulmamalıdır ki, en düşük kutuplama akımı ile çalışan aktif elemanlar en gürültülü çalışanlardır. Dahası çok düşük güç tüketimine sahip olan elemanlar yüksek magnetik gürültülere karşı daha az bağıştır.

Tasarlanan sensör sistemine ait blok şema şekil 7.15 ile verilmiştir. Blok şemada mavi bloklar tasarlanan sistemin içerdđi birimlerdir. Pembe bloklar sisteme eklenebilecek önemli birimlerdir. Sarı öğeler ise sistemin giriş ve çıkış büyüklükleridir.

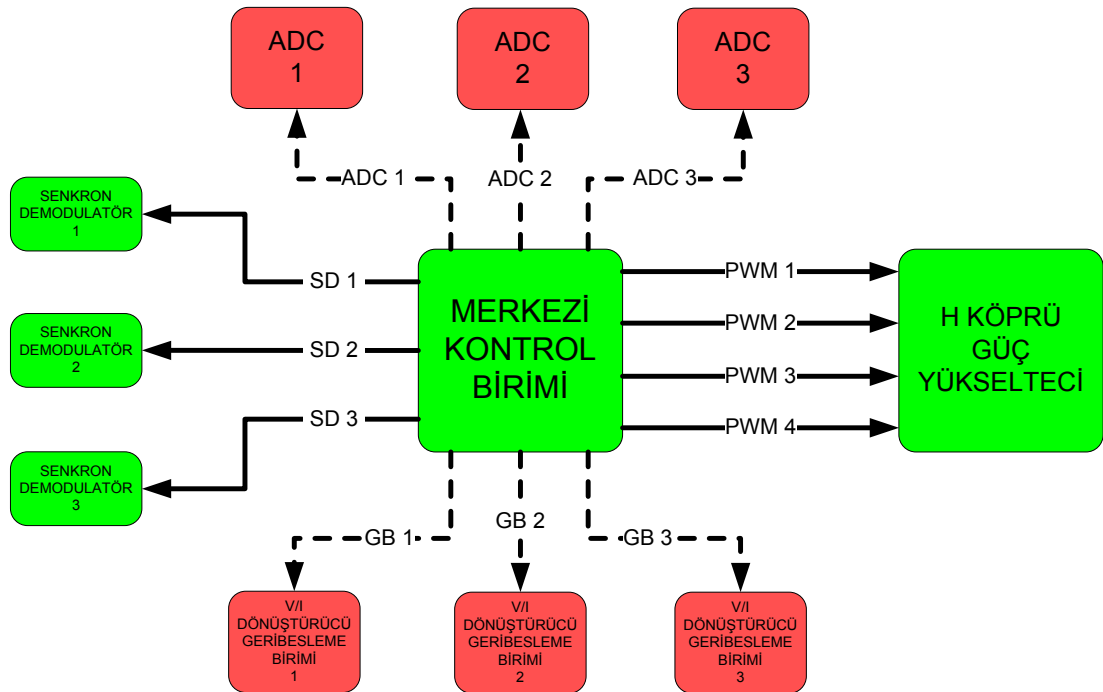


Şekil 7.15 : Üç yönlü fluxgate sensör sistemine ait blok şema.

7.2.1 Merkezi kontrol birimi ve sistem kontrol işaretleri

Sistem tasarımında tüm saat işaretlerini üretmek, güç yükselteci sürmek, faz kaydırma birimi fonksiyonunu yerine getirmek ve senkron demodülatörleri kontrol etmek gibi iş paketlerini senkron olarak yürütebilmek için bir adet mikrokontrolör birimi kullanılmıştır. Sisteme ADC ve kontrollü V/I dönüştürücü geribesleme birimleri eklenerek aynı mikrokontrolör ile bu birimler de kontrol edilebilir.

Merkezi kontrol biriminin diğer birimlerle ilişkisi ve sistem kontrol işaretleri şekil 7.16 ile gösterilmiştir:



Şekil 7.16 : Merkezi kontrol birimi ve diğer birimlerle ilişkisi.

Şekil 7.16 ile gösterilen bloklardan yeşil olanlar bu çalışmada tasarlanan birimlerdir. Kırmızı bloklar ise bir sonraki çalışmada sisteme eklenmesi düşünülen birimlerdir. Bu çalışmada merkezi kontrol birimi tarafından üretilen işaretler iki grupta toplanabilir:

- a) Sensör sürücü işaretler
- b) Demodülasyon kontrol işaretleri

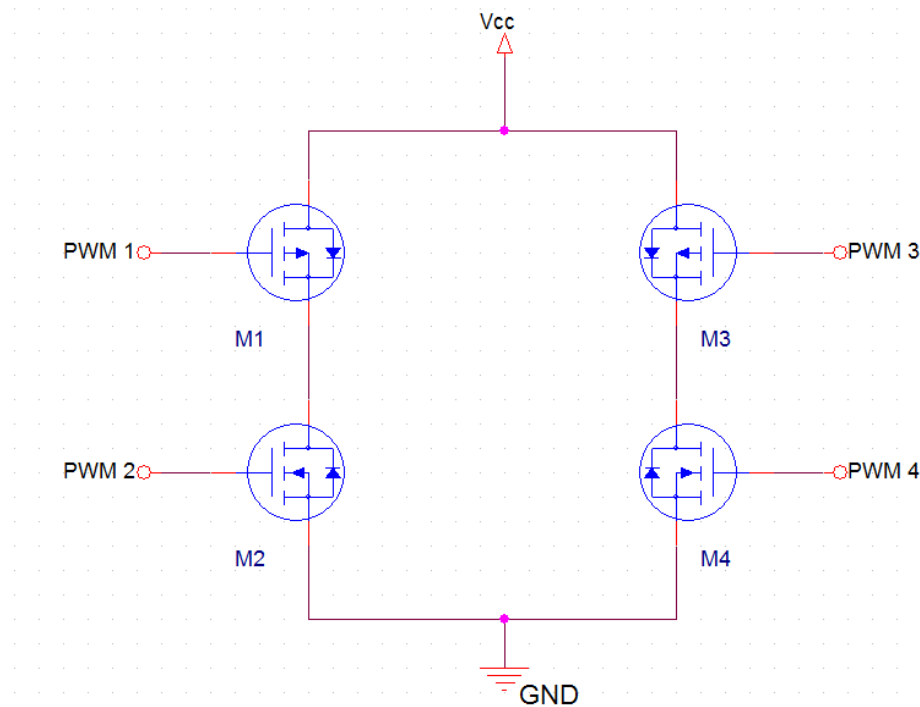
Sensör sürücü işaretler bir H köprü üzerinden yeterli güç kazancı sağlanarak uyarma sargılarına gönderilmektedir.

Demodülasyon kontrol işaretleri ise, modülasyonlu işaretleri demodüle edebilmek için gerekli olan ve taşıyıcı işaret ile aynı frekansta olan işaretlerdir. Bu işaretler merkezi kontrol birimi tarafından üretilir ve senkron demodülatörlere dağıtılır.

7.2.2 Uyarma elektronığının tasarımı

Fluxgate sensörlerde uyarma elektronığı yapısı olarak BJT (Bipolar Jonksiyon Transistör) ya da MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör) ler ile tasarlanmış H köprüsü yapıları kullanılabilir. Kullanılacak anahtarlama elemanının çeşidi çok kritik olmasa da, bu anahtarın iletim kayıpları ve anahtarlama kayıpları göz önünde bulundurulmalıdır. Anahtarlama frekansı ve kullanılan anahtarların kapasitif etkileri göz önünde bulundurularak anahtar elemanlarını sürmek için sürücü tümdevreler kullanılması gerekebilir. Kullanılan anahtar elemanları için delinme gerilimlerinin de hesaba katılması şarttır.

Bu çalışmada sürücü yapısı olarak 4 adet mosfet ile tasarlanmış şekil 7.17 ile gösterilen bir H köprü yapısı kullanılmıştır. Kullanılan MOSFET lerin anahtarlama ve iletim kayıpları ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Merkezi kontrol birimi tarafından kontrol edilen sürücü devre sensörlerin uyarma sargılarına 1 kHz frekanslı işaret uygulamaktadır.



Şekil 7.17 : Sürücü devre.

Uyarma sargılarını süren güç yükselteci D sınıfı çalışacak yapıda tasarlanmıştır. Bunun için H köprüsünün sürdüğü sargıların parazitik endüktansları 470 nF değerli seri bir kapasite ile uyarma frekansına akortlanmıştır ve uyarma sargılarının yarattığı reaktif etki yok edilmiştir. Sonuç olarak uyarma bobinleri A, B ve AB tipi güç yükselteçleri ile kıyaslandığında sıra dışı bir verimle (~ %99) sürülmektedir.

7.2.3 Düşük gürültülü önyükselteç tasarımı

Sensör sisteminin belki de en önemli altsistemi düşük gürültülü önyükselteçtir. Düşük gürültülü önyükselteçler, baskı devre kartı üzerinde sensörlerin ölçüm sargılarının hemen yanında konumlandırılmalıdır.

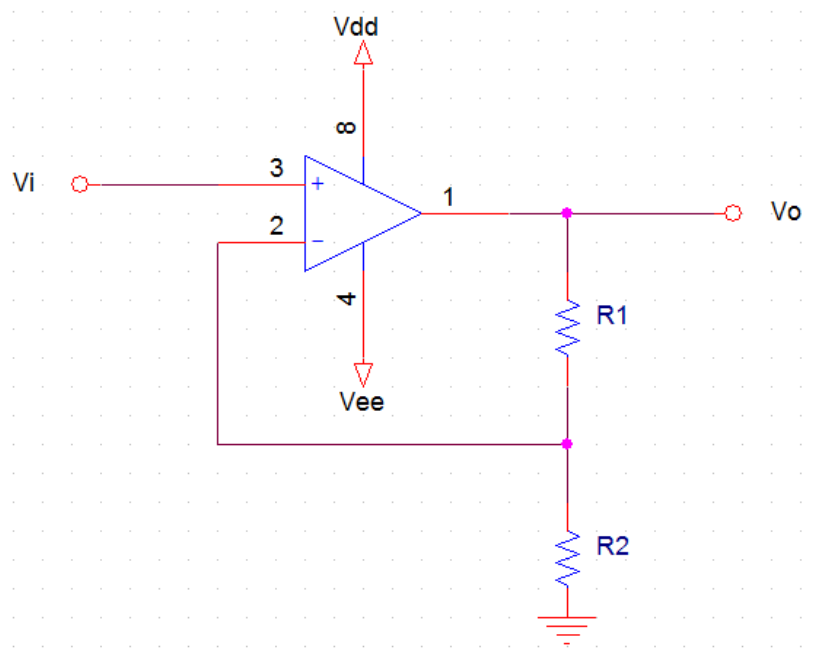
Bir fluxgate sensör için, düşük gürültülü önyükselteç yapısı gerilim yükselteci ya da transempedans yükselteci topolojilerinde tasarlanabilir. Her iki yapı da beşinci bölümde anlatıldığı üzere avantaj ve dezavantajlara sahiptir. Geleneksel fluxgate tasarım yöntemi gerilim modlu işaret işlemeyi kullanmaktadır. Ancak beşinci bölümde anlatıldığı gibi literatürde (b) ile anlatılan şekilde akım modlu çalışan önyükselteçler de mevcuttur. Mevcut çalışmalar incelendiğinde, yüksek başarılı ve AC alanları ölçebilen sensörlerde akım modlu yapıların daha fazla tercih edildiği görülmektedir. Sensörlerin ölçüm sargılarından alınan işaret şu biçimlerde işlenebilir:

- a) İşlemsel kuvvetlendiricili bir gerilim yükseltici ile gerilim işareti alınır ve gerilim işaretine dönüştürülür. Takip eden işleme birimleri gerilim modlu çalışır.
- b) İşlemsel kuvvetlendiricili bir akım-gerilim dönüştürücü ile akım işareti alınır ve gerilim işaretine dönüştürülür. Takip eden işleme birimleri gerilim modlu çalışır.
- c) Bir akım taşıyıcı ile akım işareti alınır ve gerilim işaretine dönüştürülür. Takip eden işleme birimleri gerilim modlu çalışır.
- d) Bir akım taşıyıcı ile akım işareti alınır ve akım işaretine dönüştürülür. Takip eden işleme birimleri akım modlu çalışır.

Bu çalışma kapsamında yukarıda anlatılan yöntemlerden (a), (b) ve (c) denenmiştir. (a) ile bahsedilen yöntem geleneksel yöntemdir ve başarıyla çalışmıştır. (b) ile bahsedilen yöntem de başarıyla çalışmıştır ve son tasarımda kullanılan önyükselteç yapısıdır. (c) ile bahsedilen yöntem de denenmiş ve başarılı sonuçlar alınmıştır.

Ancak (c) ile önerilen yapı akım taşıyıcı gerektirmektedir ve piyasada mevcut olan tek akım taşıyıcı AD844 olduğu için birden fazla deneme yapılamamıştır. 3 yönlü sensör sistemi için bu yöntemde 3 adet AD844 kullanılması gerekecek ve sadece bu üç aktif elemanın kutuplanması için 20 mA akıma sürekli olarak ihtiyaç duyulacaktır. Bu durum yedinci bölümün başında konulan sensör hedefleri ile çelişeceği için en uygun çözüm olarak (b) de karar kılınmıştır.

(a), (b), (c) ve (d) ile bahsedilen yapılar şekil 7.18-21 ile gösterilmiştir. 4 yapıda da aktif elemanlar düşük gürültülü ve düşük ofsetli tercih edilmelidir. Piyasada bu elemanlar yüksek doğruluklu elemanlar olarak pazarlanmaktadır.

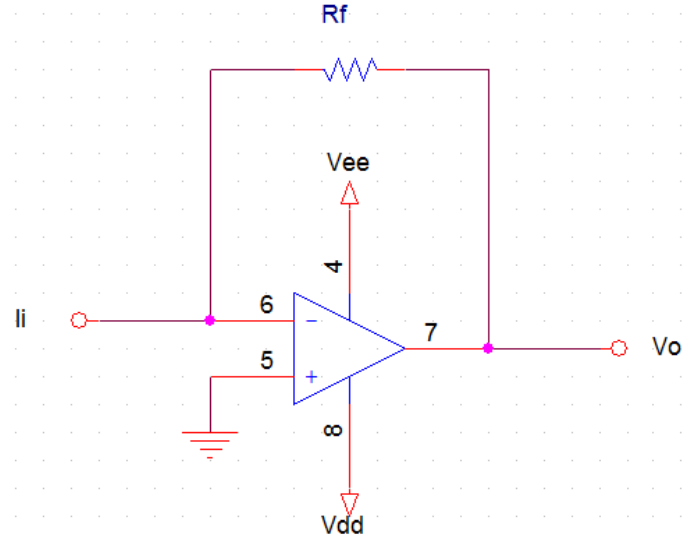


Şekil 7.18 : İşlemsel kuvvetlendiricili gerilim yükseltici.

Şekil 7.18 ile geleneksel tasarımda kullanılan yapı gösterilmiştir. Yapının kazancı

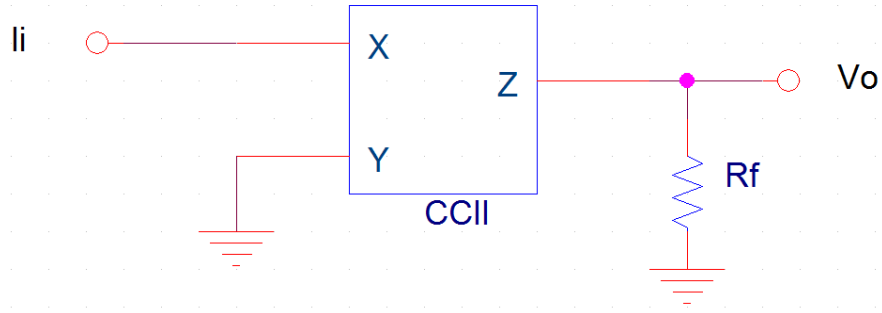
$K = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ dir. Avantajı yüksek giriş ve düşük çıkış empedansıdır. Kullanılacak

işlemsel kuvvetlendiricinin kazanç bant genişliği çarpımı yeteri kadar büyük seçilmelidir. Ayrıca bu yapıya kapasiteler eklenerek önyükseltecin yalnızca belli bir bandı yükseltmesi de sağlanabilir.



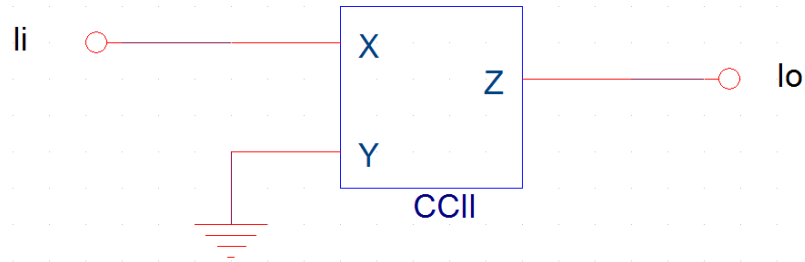
Şekil 7.19 : İşlemsel kuvvetlendiricili transempedans yükselteci.

Şekil 7.19 ile bu çalışmada kullanılan yapı gösterilmiştir. Yapının avantajı düşük giriş ve çıkış empedansları iken kazancı R_f dir. R_f bu çalışmada 150Ω seçilmiştir.



Şekil 7.20 : Akım taşıyıcılı transempedans yükselteci.

Şekil 7.20 çalışmada denenen, AD844 akım taşıyıcı ile tasarlanmış transempedans yükselteci göstermektedir. Yapının kazancı R_f dir, dezavantajı ise giriş empedansının $50-65 \Omega$ kadar yüksek olmasıdır. Bu giriş direnci akım modlu önyükselteç prensibini bozmaktadır. Ayrıca bir adet AD844 akım taşıyıcı 6.5 mA kutuplama akımına ihtiyaç duymaktadır ve bu nedenle düşük güç tüketimine sahip olması gereken bir sistemde kullanılması uygun olmayacaktır.



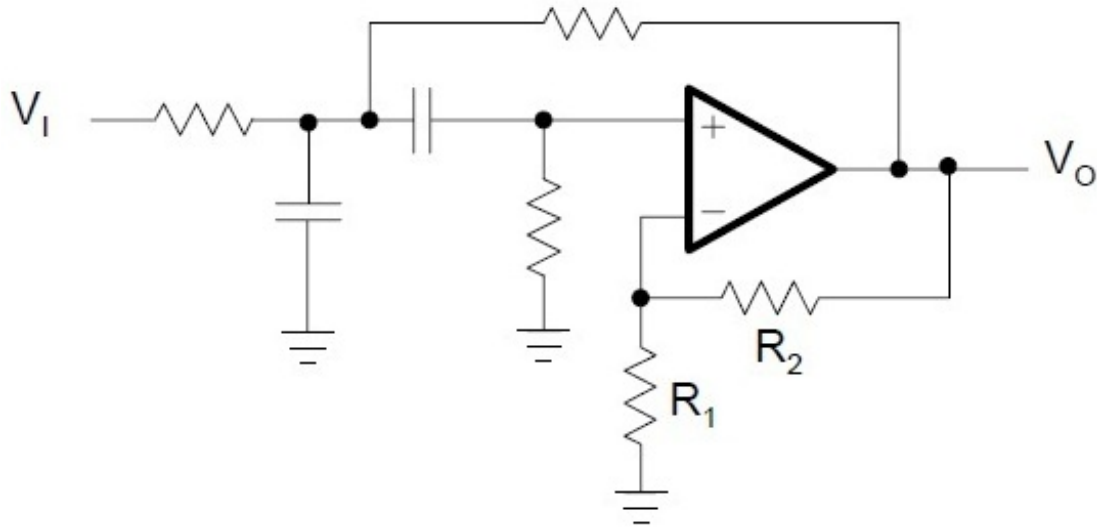
Şekil 7.21 : Akım taşıyıcılı akım yükselteci.

Şekil 7.21 şekil 7.20 ile gösterilen yapıya benzer olmakla birlikte çıkış büyüklüğü gerilim değil akımdır. AD844 akım taşıyıcı ile tasarlanmış akım yükseltecinin kazancı 1 dir. Yapının dezavantajı giriş empedansının yüksek olması ve yüksek güç tüketimidir.

7.2.4 Bant geçiren yükselteç tasarımı

Şekil 7.19 ile gösterilen önyükselteç kullanılarak sensör akımına yeterli kazanç verilmiştir. Daha sonra ise istenmeyen bileşenleri süzmek için ikinci dereceden bir bant geçiren süzgeç kullanılmıştır. Süzgeç çıkışında 2 kHz frekanslı modülasyonlu işaret elde edilmektedir.

Bant geçiren süzgeç topolojisi olarak Sallen-Key ya da MFB (Multiple Feedback, Çoklu Geribesleme) topolojileri kullanılabilir. Her iki yapının da güçlü ve zayıf olduğu durumlar vardır. Bu çalışmada kullanılan yapı şekil 7.22 ile gösterilen Sallen-Key yapısıdır:

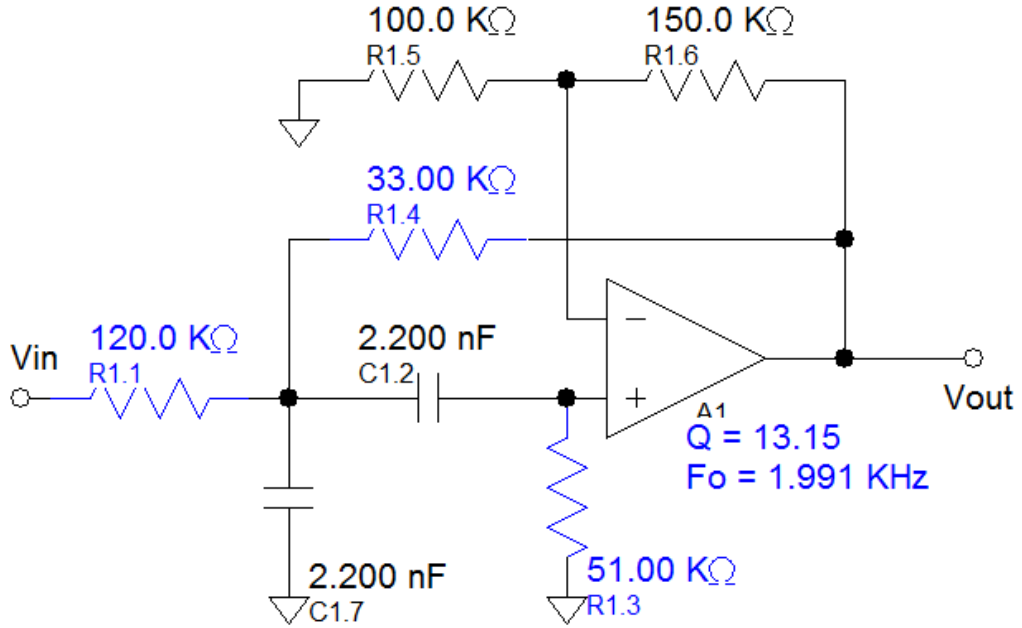


Şekil 7.22 : Sallen-Key bant geçiren süzgeç topolojisi.

Bu yapı süzgeç işlevini yerine getirmekte ve aynı zamanda geçirme bandındaki modülasyonlu işareti 10 kat daha kuvvetlendirmektedir. Süzgeç kazancı R_1 ve R_2 dirençleri ile ayarlanmaktadır. Süzgecin rezonans frekansı 2 kHz seçilmiştir.

Devre elemanlarının değerleri teorik olarak hesaplandıktan sonra, süzgeç pratik elemanlarla gerçekleştirilecek şekilde optimize edilmiştir. Teorik olarak hesaplanan değerlerin değiştirilmesi nedeni ile kazancı $K = 10$, kalite faktörü $Q = 10$ ve rezonans frekansı $F_0 = 2$ kHz olarak düşünülen devre parametrelerinde ciddi

kaymalar olmuştur. Pspice programı ile uygulanan ikinci bir optimizasyonun ardından devrenin hem kararlılığı sağlanmış, hem de süzgeç parametreleri hedeflenen değerlere oldukça yakın olarak elde edilmiştir. Gerçek eleman değerleri ile tasarlanan süzgeç için $K = 10$, $Q = 13.15$ ve $F_O = 1.991$ kHz olacak şekilde optimize edilmiştir. Devrenin bant genişliği 150 Hz dir. Tasarlanan devre şekil 7.23 ile verilmiştir.



Şekil 7.23 : Tasarımda kullanılan bant geçiren yükselteç.

Verilen devre Nuhertz Filter Solutions 2009 süzgeç tasarım programı ile analiz edilmiş ve elde edilen sonuçlar şekil 7.24-28 ile verilmiştir. Devrenin transfer fonksiyonu şekil 7.24 ile verilmiştir.

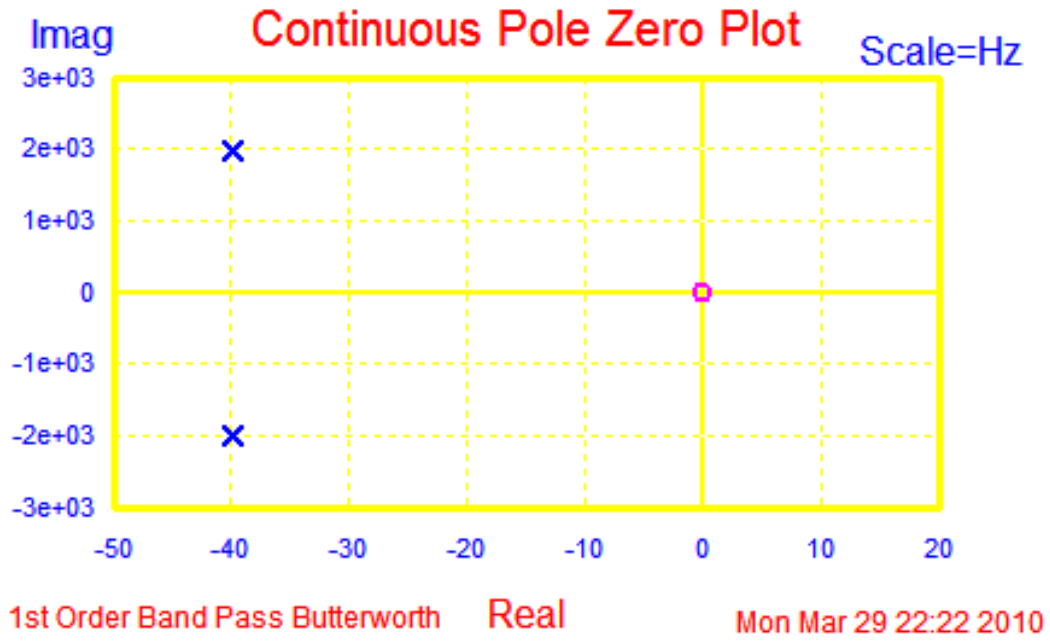
$$\frac{9470 \cdot S}{S^2 + 951.1 \cdot S + 1.565 \cdot 10^8}$$

$$W_o = 1.251 \cdot 10^4$$

$$Q = 13.15$$

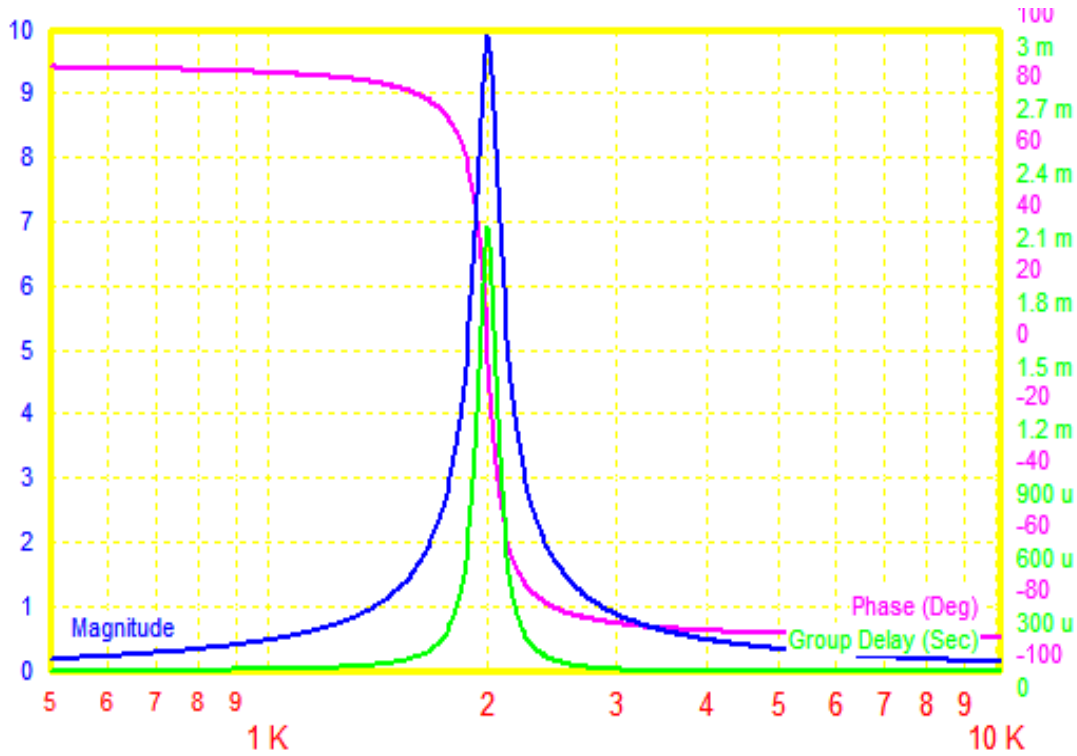
Şekil 7.24 : Tasarlanan bant geçiren yükseltecin transfer fonksiyonu.

Kutup ve sıfırların yer eğrisi şekil 7.25 ile gösterilmiştir. Şekil 7.25 incelendiğinde, devrenin her ne kadar kararlı olduğu görülse de kararsızlığa çok yakın bir noktada çalıştığı da görülmektedir. Askeri ve tıbbi uygulamalarda bu tip riskli yapılardan kaçınılmalıdır.

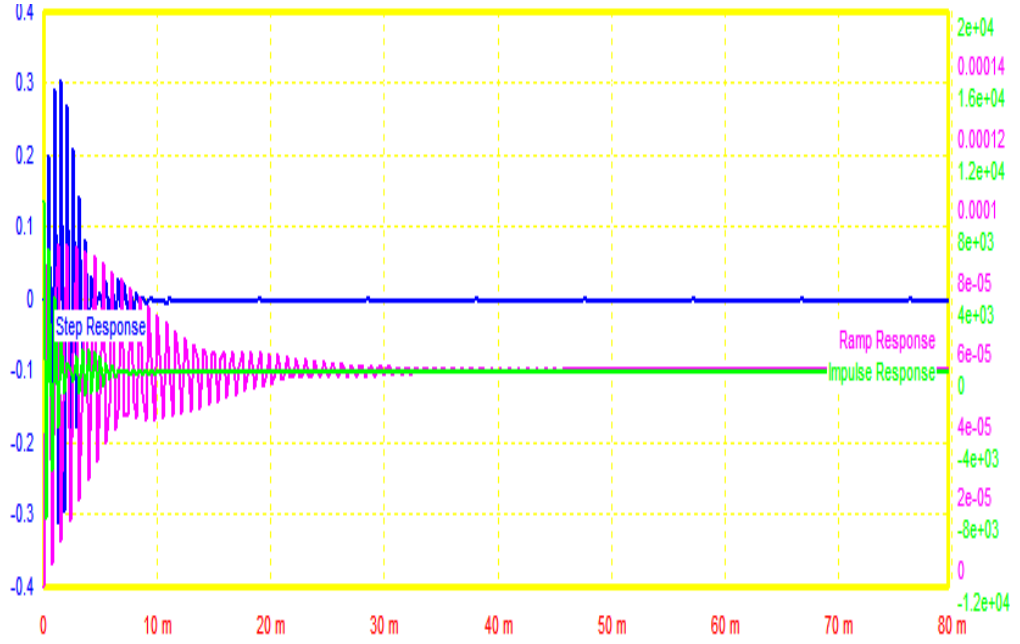


Şekil 7.25 : Tasarlanan bant geçiren yükseltecin yer eğrisi.

Devrenin frekans cevabı şekil 7.26; darbe, birim basamak ve rampa fonksiyonlara cevabı ise şekil 7.27 ile gösterilmiştir. Bu denli yüksek seçiciliğe sahip ikinci derece bir süzgecin darbe cevabının oldukça kötü olması beklenebilir.



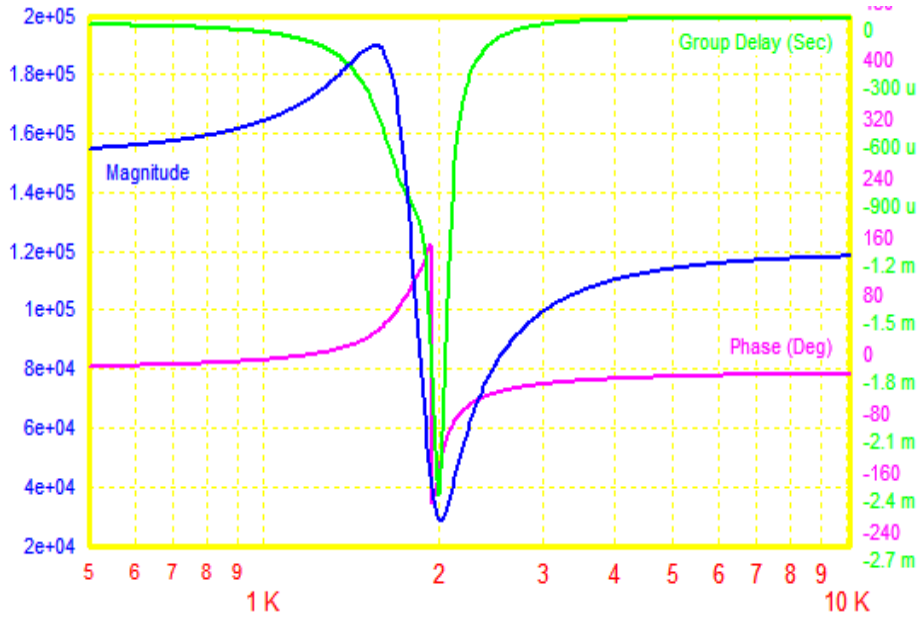
Şekil 7.26 : Tasarlanan bant geçiren yükseltecin frekans cevabı.



Şekil 7.27 : Tasarlanan bant geçiren yükseltecin darbe cevabı.

Şekil 7.27 incelendiğinde darbe cevabının gerçekten de kötü olduğu görülmektedir. Devre girişine gelen yüksek frekanslı işaretler süzgeç çıkışının çınlamasına neden olmaktadır. Yüksek doğruluğa ve uzun dönem kararlılığa sahip olması gereken bir sensör sisteminde bu tip süzgeçler yerine dördüncü ya da sekizinci dereceden butterworth tipi süzgeçler kullanmak gereklidir.

Devreye ilişkin son analiz, giriş empedansının frekansa göre değişimidir ve şekil 7.28 ile gösterilmiştir.

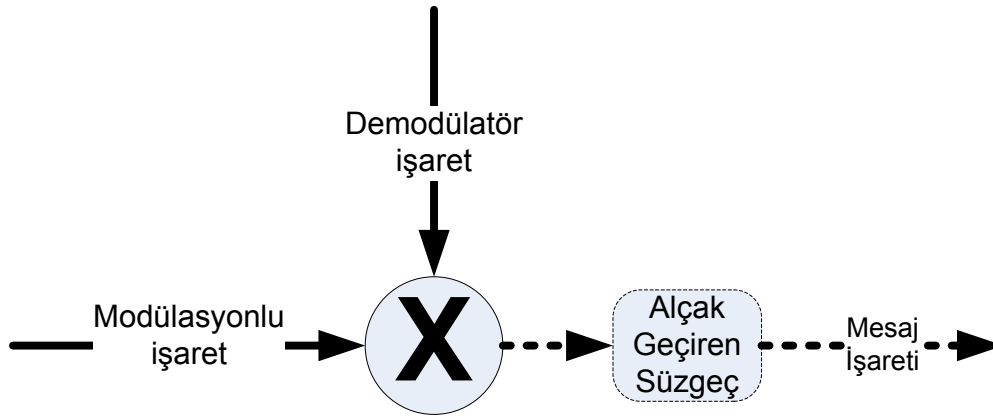


Şekil 7.28 : Tasarlanan bant geçiren yükseltecin giriş empedansı.

Giriş empedansının oldukça büyük olarak tasarlandığı görülmektedir. Düşük frekanslarda kapasiteler açık devre olduğundan 153 k Ω giriş empedansı görülmektedir. Yüksek frekanslarda ise kapasiteler kısa devre olacağı için giriş empedansı 120 k Ω olmaktadır. Ancak düşük gürültülü bir sistem tasarımında küçük değerli dirençler kullanılması gerektiği unutulmamalıdır.

7.2.5 Senkron dedektör tasarımı

Senkron dedektörlere 7.2.1 ile anlatılan, merkezi kontrol birimi tarafından üretilen demodülatör işaretler gelir. Bunlardan başka, 7.2.3 ve 7.2.4 ile anlatılan düşük gürültülü önyükselteç ve bantgeçiren yükselteçten geçen modülasyonlu işaretler de senkron demodülatörlere gelir. Senkron demodülatör yapısı içinde bulunan çarpma devresi, demodülasyon işareti ve modülasyonlu mesaj işaretini çarpır. Neticede üretilen işaret demodülasyonun tamamlanması için 7.2.6 ile anlatılan “alçak geçiren süzgeç” yapısına gönderilir. Senkron demodülatöre ait yapı şekil 7.29 ile verilmiştir.



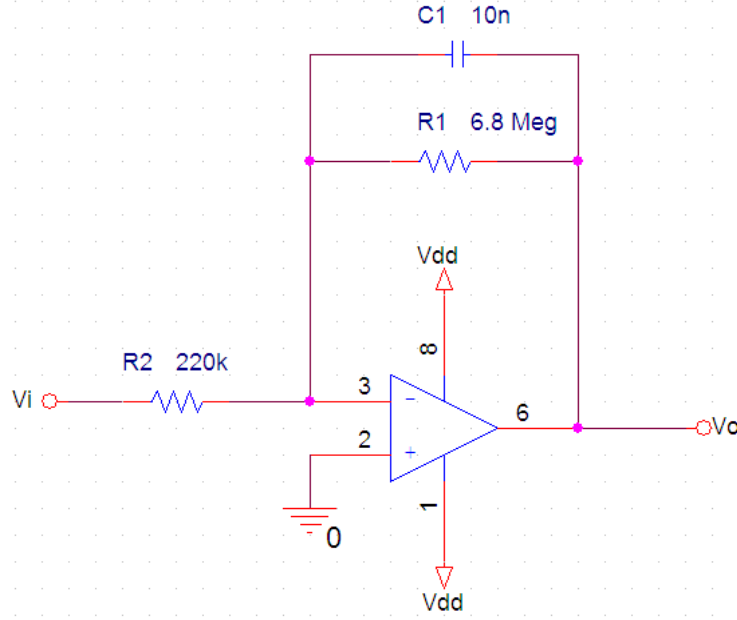
Şekil 7.29 : Tasarlanan demodülatör yapısı.

7.2.6 Kayıplı integratör tasarımı

7.2.5 ile anlatılan senkron demodülatör yapısına ait ikinci alt sistem kayıplı integratördür. Şekil 7.29 ile gösterildiği gibi, modülasyonlu işaret faz duyarlı dedektöre ulaştıktan sonra $2f_{uyarma}$ frekanslı bir demodülatör işaret ile çarpılır. Demodülatör işaret ile uyarma sargılarını süren uyarma işareti birbirine senkron olduğu için 7.2.5 ile anlatılan yapı senkron demodülatör veya diğer adıyla faz duyarlı dedektör olarak bilinmektedir.

Demodülatör işaret ile çarpılmış işaret, demodülasyonun tamamlanması için bir alçak geçiren süzgeç yapısından geçirilir. Tasarımda bu yapı kayıplı bir integratördür.

Kayıplı integratör çıkışında DC (ya da düşük frekanslı) işaret üretilmektedir. Üretilen işaret artık demodüle edilmiş mesaj işaretinden başka bir şey değildir. Mesaj işareti burada DC (ya da düşük frekanslı) bir magnetik alan işaretidir ve bu alan ile orantılı bir DC (ya da düşük frekanslı) gerilim üretilmektedir. Tasarlanan kayıplı integratör yapısı şekil 7.30 ile verilmiştir.

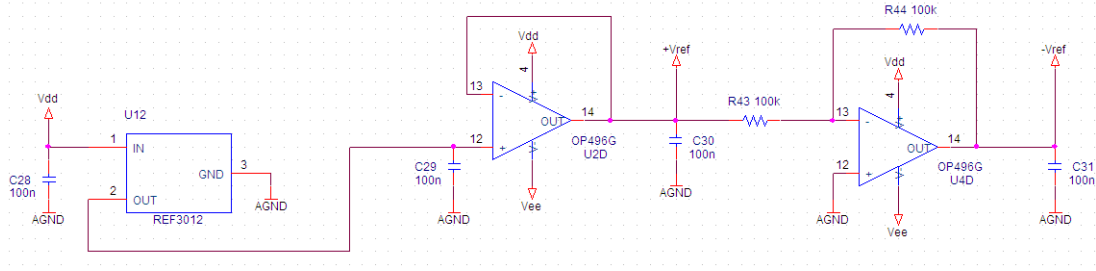


Şekil 7.30 : Tasarlanan kayıplı integratör yapısı.

Bu yapının çıkışında demodülasyon tamamlanmış olur. Yapının çıkışında halen anahtarlama bileşenleri gibi parazitik işaretler bulunmaktadır. Bu işaretlerin ikinci dereceden bir alçak geçiren süzgeç yapısı ile bir miktar daha bastırılması gerekebilir. Tasarımda bu amaçla kullanılan yapı bölüm 7.2.8 ile anlatılmıştır.

7.2.7 Ofset giderme elektroniğinin tasarımı

Sensörün kendisinden ve işaret işleme elektroniğinden kaynaklanan bir ofset mevcuttur. Sensörün kazanç ayarı yapıldıktan sonra bir de ofset ayarı yapılması ve bu etkinin yok edilmesi gereklidir. Bunu yapmak için basit bir yapı içerisinde trimpotlar kullanılabilir. Sıcaklıkla ve besleme gerilimleri ile sistem ofsetinin değişmemesi istendiğinde ise bu çalışmada kullanılan gibi bir yapı kullanılarak ofset kararlılığı artırılabilir. Bu çalışmada kullanılan ofset giderme yapısı için şekil 7.31 incelenebilir.

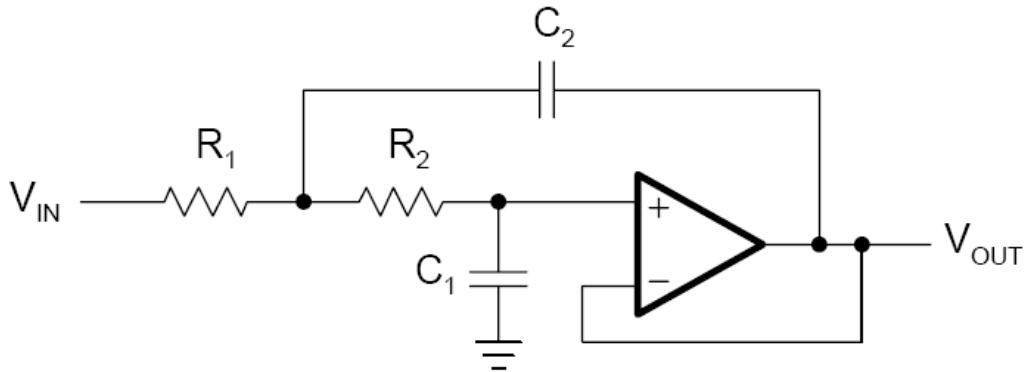


Şekil 7.31 : Ofset giderme elektronğinde kullanılan simetrik referans üreteci.

7.2.8 Alçak geçiren süzgeç tasarımı

Sensör elektronğinde anahtarlama etkileri, yüksek frekanslı saat işaretleri ve ortamdan devreye indüklenen çeşitli gürültüler mevcuttur. Sensör çıkışında, sensör kullanıcısına verilen analog işaretler her türlü gürültü açısından temiz olmalıdır. Bu nedenle sensör çıkışına gelen işaretler son bir süzgeçten daha geçirilmiştir.

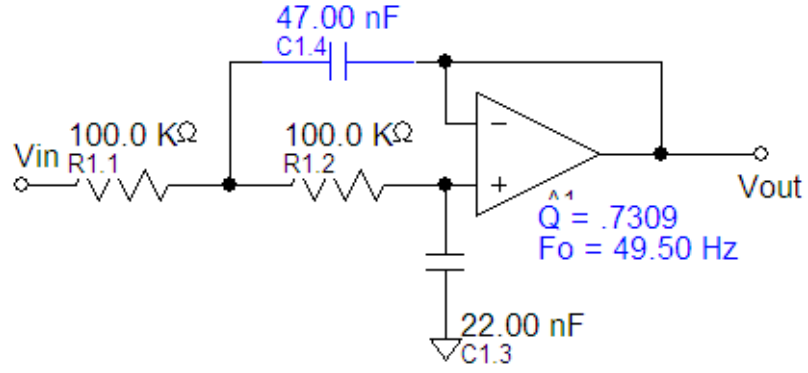
Çalışmada kullanılan alçak geçiren süzgeç topolojisi şekil 7.32 ile gösterilen birim kazançlı Sallen-Key yapısıdır:



Şekil 7.32 : Sallen-Key birim kazançlı alçak geçiren süzgeç topolojisi.

Kullanılan yapı butterworth tipinde olup, geçirme bandındaki kazancı birdir. Süzgecin kesim frekansı 49.5 Hz seçilmiştir. Sensörün her katı statik alanları ölçebilecek şekilde tasarlanmıştır, ancak AC alanları ölçmek istenildiğinde sistemdeki bant geçiren ve alçak geçiren süzgeçler ile kayıplı integratörlerin kesim frekanslarının yeterince büyük seçilmesi şarttır. Bu çalışmada amaç düşük güç tüketimi ile statik alanları ölçebilmek olduğundan kesim frekansları oldukça düşük seçilmiştir.

Süzgeç kazancı $K = 1$, kalite faktörü $Q = 0.73$ olacak şekilde tasarlanmıştır. Devrenin bant genişliği 49.5 Hz dir. Tasarlanan devre şekil 7.33 ile gösterilmiştir.



Şekil 7.33 : Tasarlanan butterworth tipi alçak geçiren süzgeç.

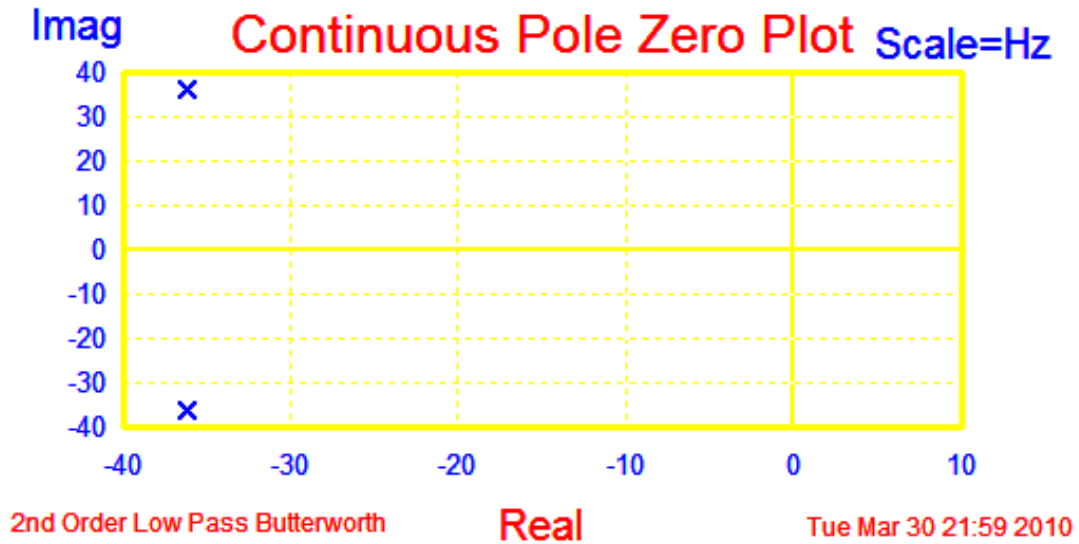
Verilen devre Nuhertz Filter Solutions 2009 süzgeç tasarım programı ile analiz edilmiş ve elde edilen sonuçlar şekil 7.34-38 ile verilmiştir. Devrenin transfer fonksiyonu şekil 7.34, kutup ve sıfırların yer eğrisi ise şekil 7.35 ile gösterilmiştir.

$$\frac{9.672e+04}{S^2 + 425.5*S + 9.672e+04}$$

$$W_o = 311.$$

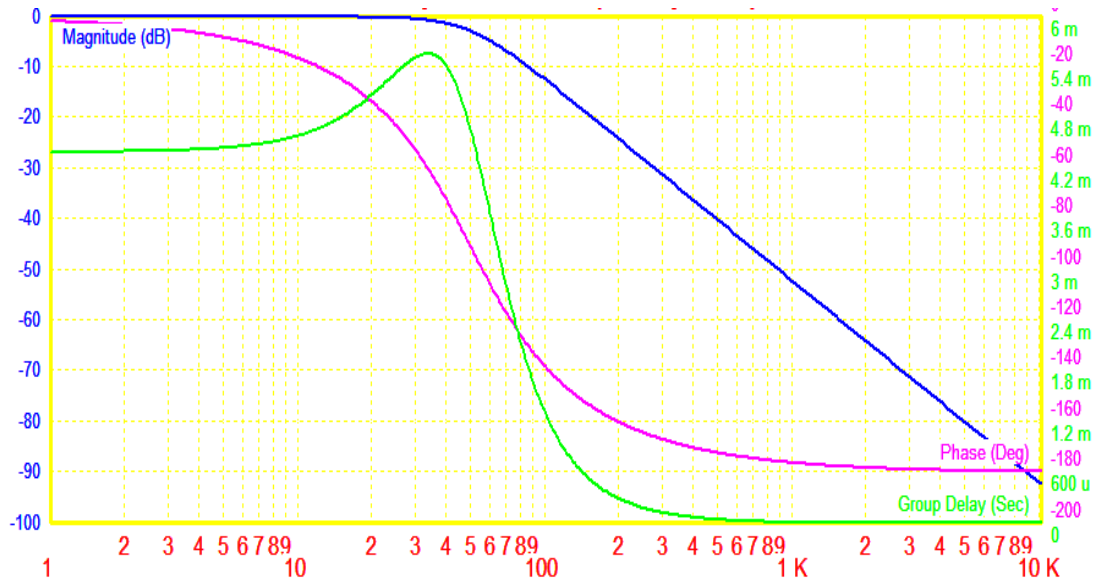
$$Q = .7309$$

Şekil 7.34 : Tasarlanan alçak geçiren süzgecin transfer fonksiyonu.

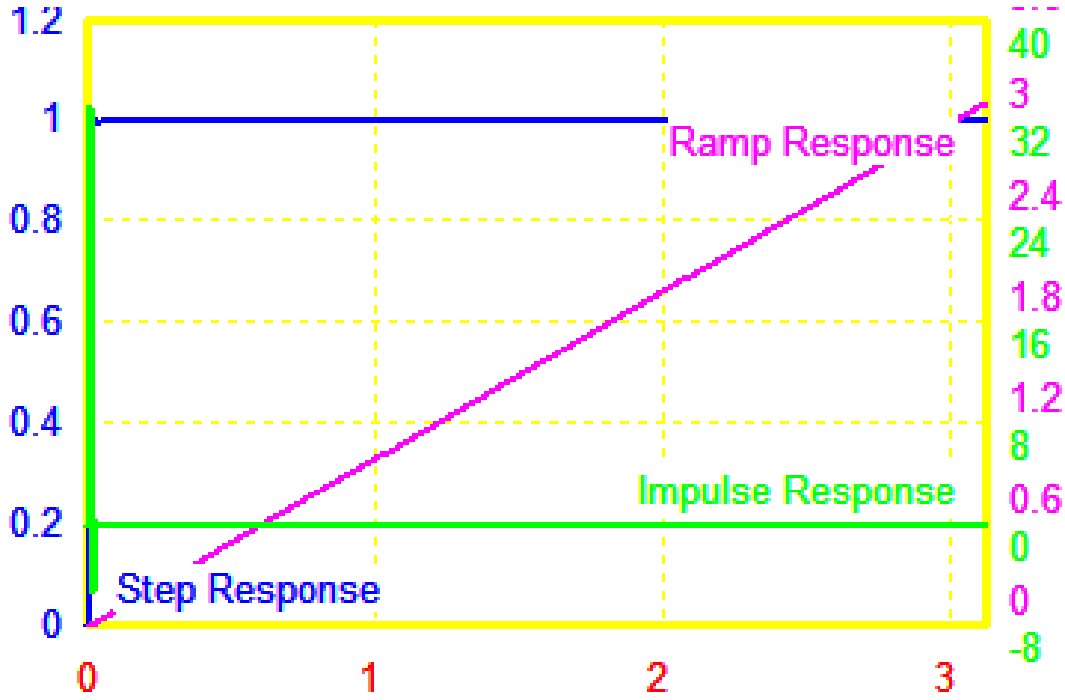


Şekil 7.35 : Tasarlanan alçak geçiren süzgecin yer eğrisi.

Devrenin frekans cevabı şekil 7.36; darbe, birim basamak ve rampa fonksiyonlara cevabı ise şekil 7.37 ile gösterilmiştir.

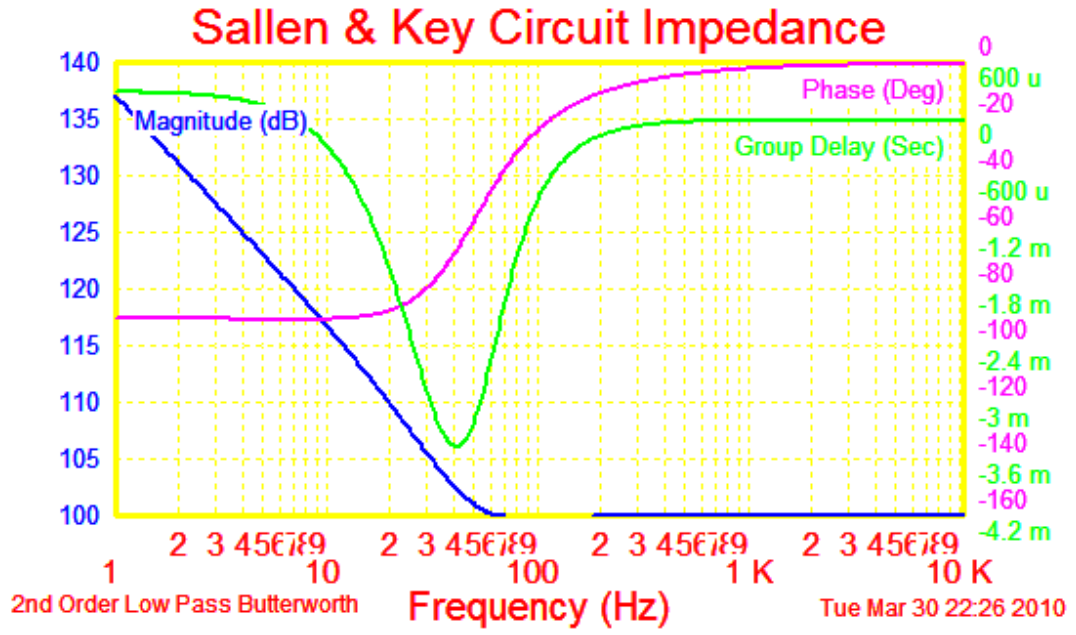


Şekil 7.36 : Tasarlanan alçak geçiren süzgecin frekans cevabı.



Şekil 7.37 : Tasarlanan alçak geçiren süzgecin darbe cevabı.

Devreye ilişkin son analiz, giriş empedansının frekansa göre değişimidir ve şekil 7.38 ile gösterilmiştir.



Şekil 7.38 : Tasarlanan alçak geçiren süzgecin giriş empedansı (dB).

Giriş empedansı incelendiğinde, oldukça büyük olarak tasarlandığı görülmektedir. Çok düşük frekanslarda 7 M Ω giriş empedansı görülmektedir. 100 Hz ve daha yüksek frekanslarda ise giriş empedansı 100 k Ω olmaktadır.

7.3 Tasarlanan Sensörün Kalibrasyonu

Tasarlanan sensör kalibre edilmiş başka bir sensör ile dünyanın magnetik alanından faydalanılarak kalibre edilmiştir.

İlk aşamada sensörün ofset kalibrasyonu yapılmıştır. Bunun için sensör ölçüm aldığı eksen etrafında 180° çevrilmiş ve ölçülen bu iki değerin genlik olarak aynı, işaret olarak zıt olması sağlanmıştır.

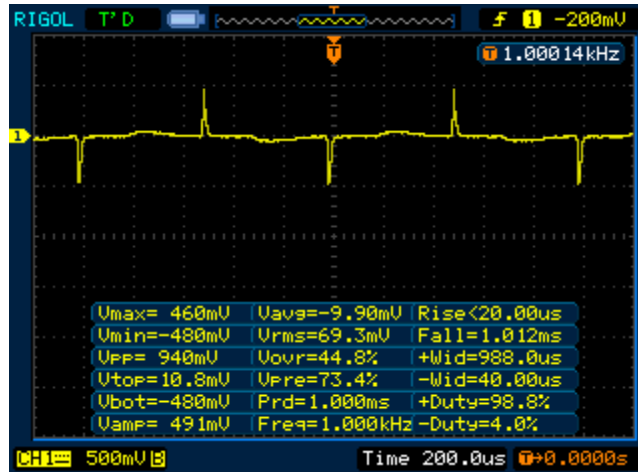
İkinci aşamada sensörün kazanç kalibrasyonu yapılmıştır. Bunun için dünyanın magnetik alanı alan kaynağı olarak kullanılmış ve çıkış gerilimi kalibreli bir sensör ile ölçülen değere ayarlanmıştır.

8. TESTLER ve BAŞARIM

Çalışmanın beşinci bölümünde fluxgate sensörlere ait teori anlatılmıştır. Altıncı bölümde kalibrasyon esasları, yedinci bölümde tasarıma ilişkin altsistemler benzetim sonuçları ile ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Bu bölüm ise tasarlanan sensör sistemine ait ölçüm sonuçlarını vermektedir.

8.1 Uyarma Akımının İncelenmesi

Sensöre ait uyarma bobini, güç tüketimini en aza indirmek için çok dar darbeler ile saniyede 2000 kez uyarılmaktadır. Uyarma frekansının artması sensörün bantgenişliğini artıracak ve gürültüsünü azaltacaktır, ancak güç tüketimini artıracaktır. Bu nedenle bu çalışmada uyarma frekansı dengeli bir seçim yapılarak 1 kHz seçilmiştir. 1 kHz frekanslı uyarma akımı, çok dar darbeler biçiminde uygulanarak güç tüketimi çok önemli ölçüde düşürülmüştür. Uyarma akımının tepe değeri 0.47 A olup, bu akım sensör nüvesini oldukça derin biçimde doyuma sokmaktadır. Fluxgate etkisinin görülebilmesi için nüveyi doyuracak kadar büyük bir uyarma akımına ihtiyaç vardır. Ancak hafıza etkisinin görülmemesi için daha da büyük genlikli bir uyarma akımı gerekmektedir (3-4 kat daha fazla). Sensör sistemi 5 V besleme altında toplam 19 mA akıma ihtiyaç duymaktadır. Şekil 8.1 ile görüldüğü üzere uyarma akımı bir simetrik darbeler dizisidir.

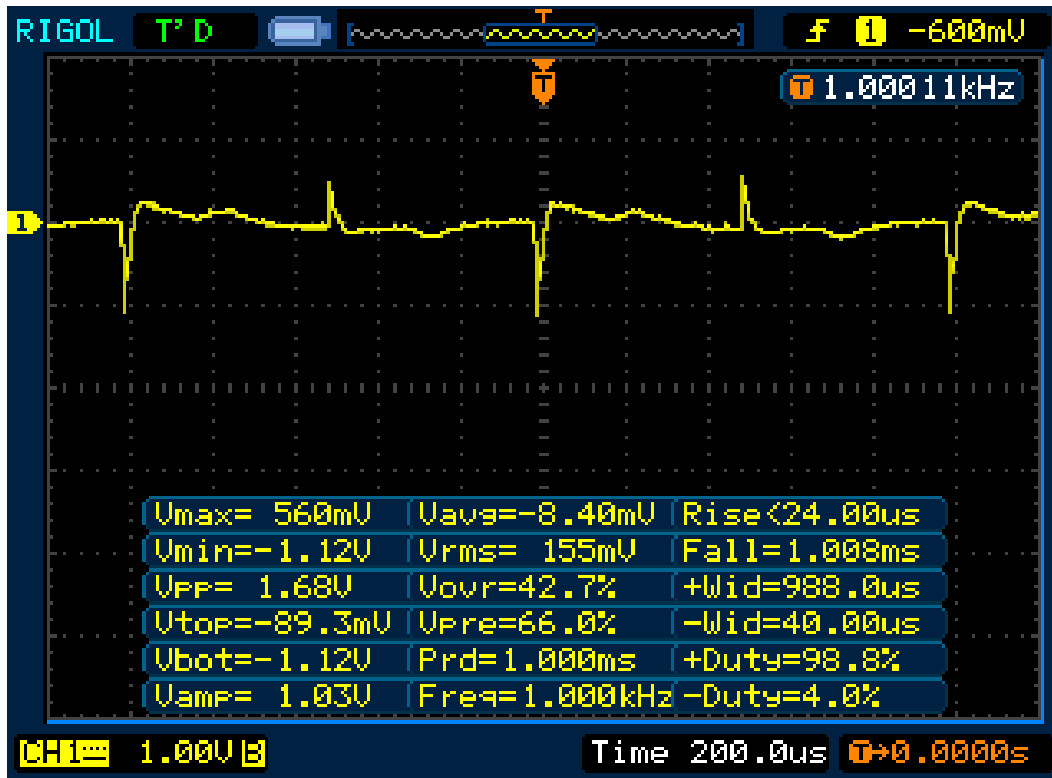


Şekil 8.1 : Uyarma akımı (x1 Ω).

8.2 Çıkış Akımının İncelenmesi

Tasarlanan sensöre ait çıkış akımı, 150 Ω kazanca sahip akım-gerilim dönüştürücü önyükselteç çıkışından ölçülmüş ve -14 μ T alan altında şekil 8.2 ile verilen osiloskop görüntüsü elde edilmiştir. Grafik incelendiğinde sensör çıkışının -14 μ T alan için tepeden tepeye 11.2 mA akım ürettiği gözlenmektedir. Bu, 800 A/T duyarlılığa denk gelmektedir.

Literatürde yapılmış çalışmalarda 17 mm çaplı toroid nüveli sensör çıkışındaki duyarlılık gerilim çıkışlı sensörler için 20.000 V/T civarında iken akım çıkışlı sensörler içinse 40 A/T civarındadır [6]. Bu çalışmada tasarlanan sensör ise 12 mm çapta olmasına rağmen 800 A/T gibi çok yüksek bir duyarlılığa sahiptir. Tasarlanan sensörün duyarlılık açısından çok başarılı olduğu ve nT büyüklüğündeki alanları ölçebileceği aşıkardır.

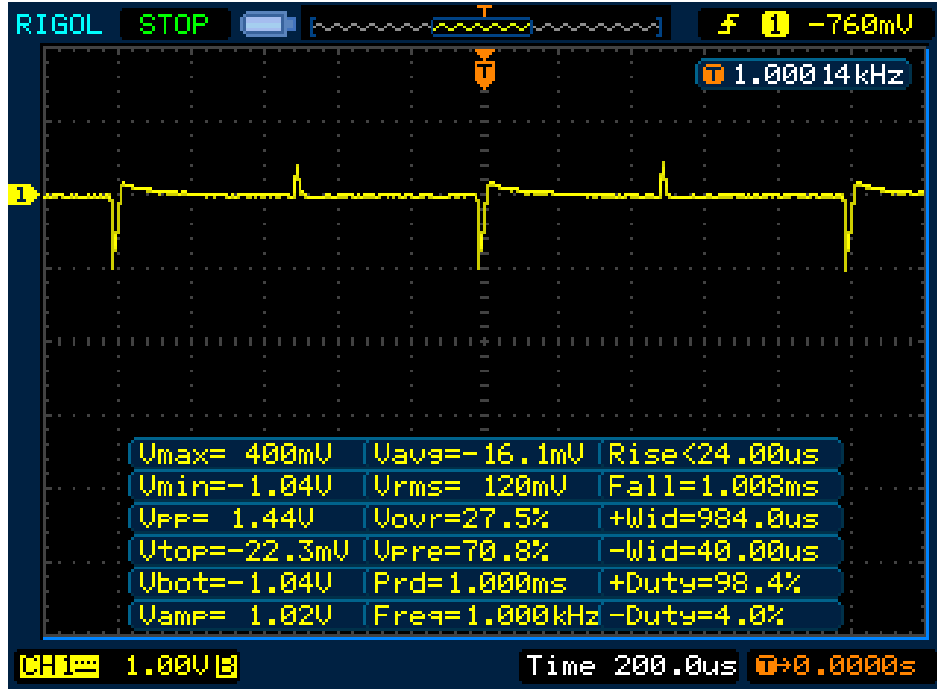


Şekil 8.2 : -14 μ T statik manyetik alanda çıkış akımı (x150 Ω).

8.3 Senkron Dedektör Çıkışının İncelenmesi

Senkron dedektör çıkışında -14 μ T alan için görülen işaret şekil 8.3 ile verilmiştir. Senkron dedektör ile sadece nüvenin permeabilitesinin değiştiği bölgelerde işaret çıkışa verilmektedir. Diğer bölgelerdeki işaretler ise gürültü olarak kabul edilmekte

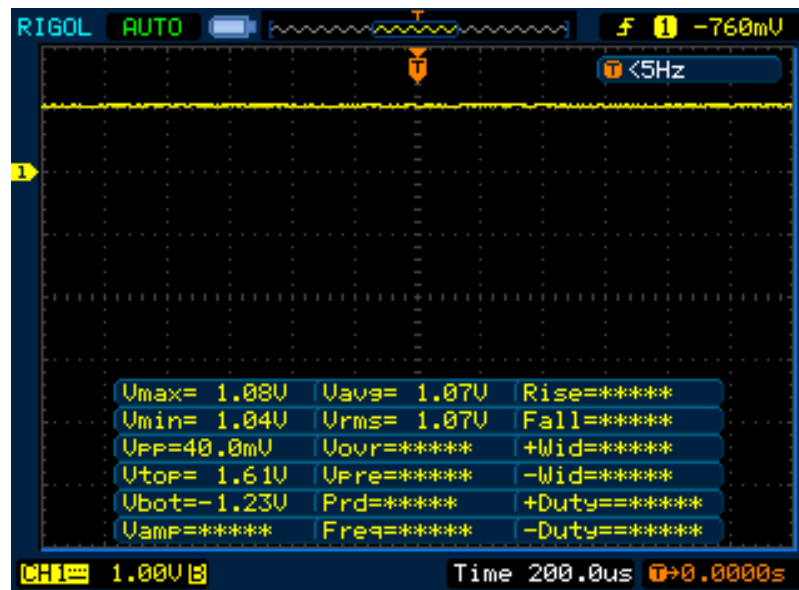
ve integratöre aktarılmamaktadır. Neticede tasarlanan sensörün gürültüsü düşürülmektedir.



Şekil 8.3 : -14 μ T statik manyetik alanda senkron dedektör çıkış gerilimi.

8.4 İntegratör Çıkışının İncelenmesi

Senkron dedektör çıkışında üretilen işaretler bir integratörde toplanmakta ve ölçülen alan ile orantılı bir DC gerilim üretilmektedir. İntegratör çıkışında görülen işaret şekil 8.4 ile gösterilmiştir.



Şekil 8.4 : 38 μ T statik manyetik alanda integratör çıkış gerilimi.

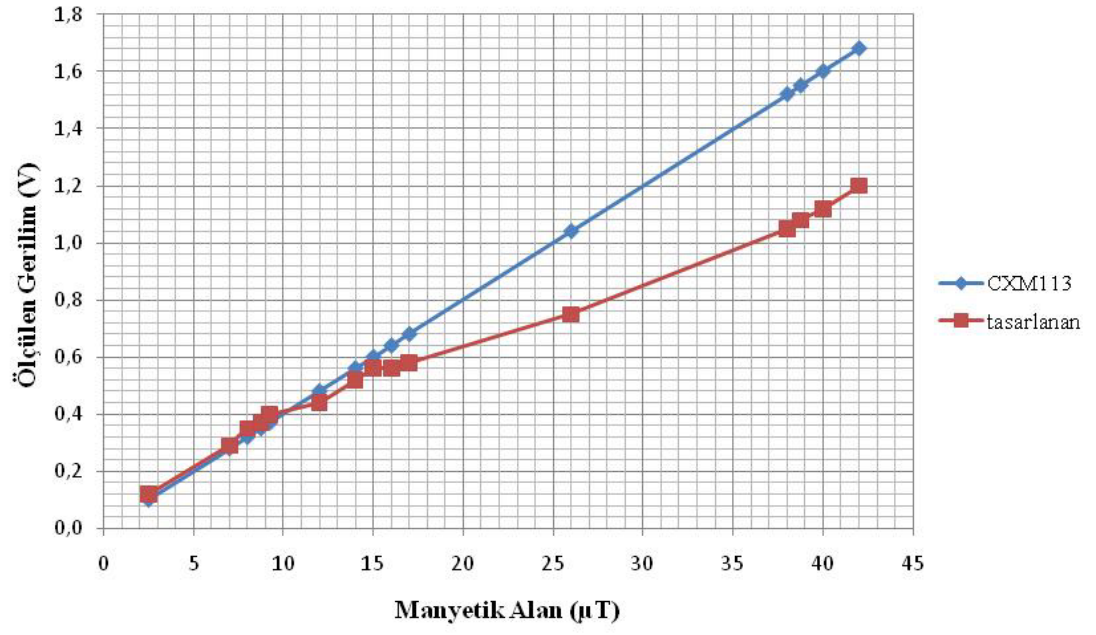
8.5 Doğrusallığın İncelenmesi

Bir ölçüm sisteminden beklenen en önemli özellik doğrusallıktır. Doğrusallık fluxgate ölçüm sisteminin ölçebileceği en büyük alan şiddetini de belirlemektedir. Fluxgate sensörlerin geribeslemeli yapıda birkaç 100 μT , açık çevrimde ise 1 μT ya kadar doğrusal olarak ölçüm yapabileceği [6] ile verilmiştir. Bu çalışmada tasarlanan sistem açık çevrimde çalışmasına rağmen 10 μT alan şiddetine kadar doğrusal olarak ölçüm yapabilmektedir. Bu değer kapalı çevrimde çalışan bir fluxgate sensör için küçük olsa da, açık çevrimde çalışan bir sensör için oldukça iyi bir değerdir. Çizelge 8.1 tasarlanan sistem ile ölçülen gerilimleri, kalibre edilmiş bir Crossbow CXM113 sensör ile kıyaslayarak vermektedir.

Çizelge 8.1 : Üretilen sensöre ait ölçüm sonuçları.

ALAN (μT)	CXM113 (V)	Tasarlanan (V)
2,50	0,10	0,12
7,00	0,28	0,29
8,00	0,32	0,35
8,75	0,35	0,37
9,25	0,37	0,40
12,00	0,48	0,44
14,00	0,56	0,52
15,00	0,60	0,56
16,00	0,64	0,56
17,00	0,68	0,58
26,00	1,04	0,75
38,00	1,52	1,05
38,75	1,55	1,08
40,00	1,60	1,12
42,00	1,68	1,20

Şekil 8.5, çizelge 8.1 ile verilen verilerin çizgi grafiğini göstermektedir. Grafikte de görüldüğü gibi, ölçüm sistemi 15 μT dan daha büyük alanlar için doğrusallığını kaybetmektedir. Daha büyük alanlar ölçülmek istendiğinde sisteme geribesleme uygulanmalıdır.



Şekil 8.5 : Doğrusallığın incelenmesi.

9. SONUÇ ve ÖNERİLER

Bu çalışmada statik ve düşük frekanslı magnetik alanları çok hassas olarak ölçebilen fluxgate tipi magnetik sensörlerin milli imkanlarla tasarımı, üretimi ve kalibrasyonu için gerekli teorik altyapı verilmiş ve tasarımcılara yol göstermesi amacıyla örnek bir sistem tasarlanmıştır.

Geleneksel olarak gerilim çıkışlı olarak tasarlanan ve ölçüm sargısı genellikle 2000 tur civarında sarılan fluxgate sensörlerin, akım çıkışlı olarak da çalıştırılabileceği gösterilmiştir. Literatürde mevcut olan, [64,66-69] ile anlatılan akım çıkışlı tasarımların ölçüm sargıları 100-200 tur civarında sarım içermekte olup, giriş katındaki akım-gerilim dönüştürücü önyükselteç 5000 civarında kazançta sahiptir. 15-20 mm civarında çapa sahip olan akım çıkışlı sensörler genellikle 40 A/T civarında duyarlılığa sahiptir ve açık çevrimde 1 μT ' ya kadar doğrusal ölçüm yapabilmektedir [6].

Çalışmada tasarlanan akım çıkışlı sensörün ölçüm sargısı yalnızca 36 sarıma sahiptir. Tasarlanan sensörün akım-gerilim dönüştürücü önyükselteç kazancı yalnızca 150 dir ve sensör 800 A/T sıra dışı duyarlılığa sahiptir. Dahası, tasarlanan sensör 10 μT ' ya kadar doğrusal olarak ölçüm yapabilmektedir. Sonuç olarak, elle sarılması bile mümkün olan ve tasarımı görece kolay olan çok yüksek duyarlılıklı bir sensör tasarlanmıştır.

İki yıl süren bu çalışmaların sonunda elde edilen bilgi birikimi, fluxgate sensör tasarımında şu önerilerin dikkate alınmasının gerekli olduğunu göstermiştir:

- a) Uyarma bobinine ait sargının pratik sınırlar çerçevesinde mümkün olduğunca fazla turlu sarılması toplam güç tüketimini düşürecek ve nüvenin daha derin doyurulmasını sağlayacaktır.
- b) Toroid nüveli sensörlerin seri üretimi kolayca yapılabilir.
- c) Gerilim çıkışlı ve akım çıkışlı yapılarda fluxgate sensör tasarlanabilir. Gerilim çıkışlı yapının duyarlılığı ölçüm sargısının sarım sayısı ile doğru orantılı olarak değişirken, akım çıkışlı yapının duyarlılığı sarım sayısı ile ters orantılı

olarak değişmektedir. Akım çıkışlı fluxgate sensör ile 800 A/T kadar yüksek duyarlılıklar elde etmek mümkündür.

- d) Fluxgate sensörler geribeslemeli veya geribeslemesiz olarak tasarlanabilirler. Geribeslemeli yapı ile birkaç 100 μ T ya kadar doğrusal olarak ölçüm yapılabilirken, geribeslemesiz yapıda bu sınır 10 μ T civarlarındadır.
- e) Uyarma elektroniğinde uyarma bobinlerine seri kapasiteler kullanarak sürme frekansına akortlanan yapı ile sanal bileşenler yok edildiğinden yüksek verimli ve görece yüksek bantgenişliğine sahip sensörler tasarlanabilir.
- f) Fluxgate sensörler ile birkaç 10 kHz frekansa kadar olan alanlar pratik olarak ölçülebilir. Uyarma frekansı ile bantgenişliği orantılıdır.
- g) Fluxgate sensörler kullanarak 50 mW kadar düşük güç tüketimleri ile ölçüm yapabilmek mümkündür.
- h) Fluxgate sensörlerde gürültü çok önemli bir konudur. Uyarma frekansı ve nüve malzemesinin fiziksel özellikleri sensör gürültüsünü doğrudan etkilemektedir.
- i) Fluxgate sensörlerde işaret işleme analog veya sayısal olarak yapılabilir. Geleneksel olarak daha düşük gürültülü ve daha ucuz olduğu için analog işaret işleme yöntemi tercih edilmektedir. Sayısal işaret işleme yöntemleri kullanan fluxgate sensörler daha gürültülüdür, ancak bu sensörleri gürültülü kılan sayısal işaret işlemenin kendisi değil, düşük güç tüketimi için yapılan iyileştirmelerdir.

KAYNAKLAR

- [1] <http://www.ehow.com/about_5065835_history-magnetometer.html>, alındığı tarih 25.09.2009.
- [2] <<http://info.ee.surrey.ac.uk/Workshop/advice/coils/mu/>>, alındığı tarih 25.09.2009.
- [3] <<http://www.telcon.co.uk/PDF%20Files/TELCON-CORES.PDF>>, alındığı tarih 05.10.2009.
- [4] <<http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/Materials/Page,locale=en.html>>, alındığı tarih 05.10.2009.
- [5] **Arrighini, G. P., Maestro, M., Moccia, R.**, 1968. Magnetic Properties of Polyatomic Molecules. I. Magnetic Susceptibility of H₂O, NH₃, CH₄, H₂O₂, *J. Chem. Phys.* 49, 882.
- [6] **Ripka, P.**, 2001. Magnetic Sensors and Magnetometers, Artech House.
- [7] **Seeber, B.**, 1998. Handbook of applied superconductivity, **vol. 2**, Taylor & Francis.
- [8] <<http://www.teknik.uu.se/ftf/education/magnetmatr/H%C3%A5rdmagnetiska%20mtrl%20eng.pdf>>, alındığı tarih 01.10.2009.
- [9] **Tumanski, S.**, 2007. Induction coil sensors - a review, *Measurement Science and Technology*, **vol. 18**, Number 3, pp. R31-R46(1), Institute of Physics Publishing.
- [10] **Stuart, W.F.**, 1972. Earth's Field Magnetometry, *Reports on Progress in Physics*, **vol. 35**, pp. 803-881.
- [11] **Cavoit, C.**, 2006. Closed loop applied to magnetic measurements in the range of 0.1–50 MHz, *Rev. Sci. Instrum.*
- [12] **Yabukami S., Kikuchi K., Yamaguchi M. and Arai K.I.**, 1997. Magnetic flux sensor principle of microstrip pickup coil, *IEEE Trans. Magn.* 33 4044–6.
- [13] **Yamaguchi M., Yabukami S. and Arai K.I.**, 2000. Development of multiplayer planar flux sensing coil and its application to 1 MHz–3.5 GHz thin film permeance meter, *Sensors Actuators* 81 212–5.
- [14] <http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_7/4.html>, alındığı tarih 03.11.2009.

- [15] **Macintyre S.A.**, 1980. A portable low noise low frequency three-axis search coil magnetometer, *IEEE Trans. Magn.* 16 761–3.
- [16] **Brauer, P., Merayo, J.M.G., Nielsen, O.V., Primdahl, F. and Petersen, J.R.**, 1997. Transverse field effect in fluxgate sensors, *Sensors and Actuators A: Physical* **vol. 59**, Issues 1-3, Pages 70-74.
- [17] **Campbell, W.H.**, 1969. Induction loop antennas for geomagnetic field variation measurements, *ESSA Technical Report* ERL123-ESL6.
- [18] **Macintyre, S.A.**, 1991. Magnetic Field Sensor Design, *Sensor Review*, **vol. 11**, pp. 7-11.
- [19] **Ueda H. and Watanabe T.**, 1975. Several problems about sensitivity and frequency response of an induction magnetometer, *Sci. Rep. Tohoku Univ.*, Ser. 5. Geophys. 22 107–27.
- [20] **Sklyar R.**, 2006. Suppression of low-frequency interferences in the induction sensor of magnetic Field, *Measurement* 39 634–42.
- [21] **Welsby V. G.**, 1960. The Theory and Design of Inductance Coils, New York, Wiley.
- [22] **Dehmel, G.**, 1989. Induction Sensors, in R. Boll and K. J. Overshott (eds.), *Magnetic Sensors*, Weinheim, Germany: VCH, pp. 205-255.
- [23] **Kaspar, P. and Ripka, P.**, 2000. Induction Coils: Voltage Versus Current Output, Proc. *Imeko World Congress*, Vienna, pp. 55-60.
- [24] **Prance, R.J., Clark T.D. and Prance H.**, 2000. Ultra low noise induction magnetometer for variable temperature operation, *Sensors Actuators* 85 361–4.
- [25] **Gordon, D.I., Lundsten R.H., and Chiarodo R.A.**, 1965. Factors Affecting the Sensitivity of Gamma-Level Ring-Core Magnetometers, *IEEE Tran. Magn.*, **vol. 1**, pp. 330-337.
- [26] **Primdahl, F.**, 1989. Demagnetising Factor and Noise in the Fluxgate Ring-Core Sensor, *Phyr E: Sci. Instrum.*, **vol. 22**, pp. 1004-1008.
- [27] **How, H., Sun, L. and Victoria, C.**, 1997. Demagnetizing Field of a Ring Core Fluxgate Magnetometer, *IEEE Tran. Magn.*, **vol. 33**, pp. 3397-3399.
- [28] **Primdahl, F.**, 1970. The Fluxgate Mechanism, Part 1: The Gating Curves of Parallel and Orthogonal Fluxgates, *IEEE Tran. Magn.*, **vol. 6**, p. 376.
- [29] **Nielsen, O.V.**, 1991. Analysis of a Fluxgate Magnetometer Based on Metallic Glass Sensor, *Mm. Sci. Techno.*, **vol. 2**, pp. 435-440.
- [30] **Burger, J.R.**, 1972. Theoretical Output of a Ring Core Fluxgate Sensor, *IEEE Tran. Magn.*, **vol. 8**, pp. 791-796.
- [31] **Moldovanu, B., Moldovanu C. and Moldovanu A.**, 1996. Computer Simulation of the Transient Behaviour of a Fluxgate Magnetometric Circuit, *Magn.* **vol. 15** 71158, pp. 565-566.
- [32] **Primdahl, F.**, 1979. The Fluxgate Magnetometer, *Phyr. E: Sri. Imm.*, **vol. 12**, pp. 241-253.

- [33] **Primdahl, F., Brauer, P., Merayo, J.M.G. and Nielsen, O.V.,** 2002. The fluxgate ring-core internal Field, *Measurement Science and Technology*, **vol. 13**, Number 8.
- [34] **Scouten, D.C.,** 1972. Sensor Noise in Low-Level Flux-Gate Magnetometers, *IEEE Trans. Magn.*, **vol 8**, pp. 223-231.
- [35] **Gordon, D.I.,** 1968. A Fluxgate Sensor of High Stability for Low Field Magnetometry, *IEEE Trans. Magn.*, **vol 4**, pp. 397-405.
- [36] **Mohri, K.,** 1984. Review of Recent Advances in the Field of Amorphous Sensors and Transducers, *IEEE Trans. Magn.*, **vol. 20**, pp. 942-947.
- [37] **Shirae, K.,** 1984. Noise in Amorphous Magnetic Materials, *IEEE Trans. Magn.*, **vol. 20**, pp. 1299-1301.
- [38] **Primdahl, F.,** 1994. Digital Detection of the Fluxgate Sensor Output Signal, *Mea. Sci. Technol.*, **vol. 5**, pp. 359-362.
- [39] **Cerman, A., Kuna, A., Ripka, P., Merayo J.M.G.,** 2005. Digitalization of highly precise fluxgate magnetometers, *Sensors and Actuators A: Physical*, **vol. 121**, Issue 2.
- [40] **Auster, H.U., Glassmeier, K.H., Magnes, W., Aydogar, O., Baumjohann, W., Constantinescu, D., Fischer, D., Fornacon, K.H., Georgescu, E., Harvey, P., Hillenmaier, O., Kroth, R., Ludlam, M., Narita, Y., Nakamura, R., Okrafka, K., Plaschke, F., Richter, I., Schwarzl, H., Stoll, B., Valavanoglou, A., Wiedemann, M.,** 2008. The THEMIS Fluxgate Magnetometer, Springer, New York.
- [41] **Auster, H.,** 1995. Concept and First Results of a Digital Fluxgate Magnetometer, *Mea. Sci. Technol.*, **vol. 6**, pp. 477-81.
- [42] **Pedersen, E.B.,** 1999. Digital Fluxgate Magnetometer for the Astrid-2 Satellite, *Mea. Sci. Technol.*, **vol. 10**, pp. 126-129.
- [43] **Kubík, J., Pavel, L., Ripka, P., Kaspar, P.,** 2005. Low-Power Printed Circuit Board Fluxgate Sensor, *Sensors*, IEEE.
- [44] **Dezuari, O.,** 2000. Printed Circuit Board Integrated Fluxgate Sensor, *Sensors and Actuators A*, **vol. 81**, pp. 200-203.
- [45] **Ripka, P., Choi, S.O., Tipek, A., Kawahito, S. and Ishida, M.,** 2001. Pulse Excitation of Micro-Fluxgate Sensors, *Trans. Magn.*.
- [46] **Henriksen, J.P.,** 1996. Digital Detection and Feedback Fluxgate Magnetometer, *Mem. Sci. Technol.*, **vol. 7**, pp. 897-903.
- [47] **Kawahito, S.,** 1999. A Delta-Sigma Sensor Interface Technique With Third-Order Noise Shaping and Its Application to Fluxgate Sensor System, *Transducer Conf*, Sendai, Japan, pp. 826-827.
- [48] **Koga, S.,** 1997. Micro Fluxgate Magnetic Sensor Interface Circuits Using Sigma-Delta Modulation, *Trans. IEE of Japan*, **vol. 117E 2**, pp. 84-88.
- [49] **Cruz, J.C., Trujillo, H. and Rivera, M.,** 1998. New Kind of Magnetometer Probe With Enhanced Electronic Processing, *Sensors and Actuators A*, **vol. 71**, pp. 167-171.

- [50] **Ripka, P.**, 1993. Coherent Signal Processing in Sensor Technology, *Proc. Eurrmorr V71 Conf*, Budapest, Hungary, p. 184.
- [51] **Primdahl, F.**, 1992. The Short-Circuited Fluxgate, *Electronic Horizon*, **vol. 53**, pp. 95-97.
- [52] **Berkman, R.J.**, 1965. The Effect of Higher Even Harmonic in the Excitation Circuit of Magnetic Modulators, *Automtika i tehckhanika*, **vol. 26**, pp. 384-387.
- [53] **Ripka, P. and Kawahito S.**, 1999. Processing of the Fluxgate Output Signal, *Imrko World Congrcis*, Osaka, Japan, **vol. 4**, pp. 75-80.
- [54] **Berkman, R.J. and Bondaruk B.L.**, 1972. Ferroresonance Mode of Excitation of Magnetic Modulators and Fluxgate Sensors, *Grofrziczckaya Apporurura*, No. 50, p. 20.
- [55] **Kim, H.C. and Jun C.S.**, 1995. A New Method for Fluxgate Magnetometers Using the Coupling Property of Odd and Even Harmonics, *Meas. Sci. Technol.*, **vol. 6**, No. 7, pp. 898-903.
- [56] **Ripka, P. and Billingsley, W.**, 1998. Fluxgate: Tuned vs. Untuned Output, *IEEE Tram Mup.*, **vol. 34**, pp. 1303-1305.
- [57] **Primdahl, F. and Jensen, P.A.** 1987. Noise in the Tuned Fluxgate, *Phys. E: Sci. Imtrum.*, **vol. 20**, pp. 637442.
- [58] **Player, M.A.**, 1988. Parametric Amplification in Fluxgate Sensors, *J. Phys. D.* **vol. 21**, pp. 1473-1480.
- [59] **Serson, P.H. and Hannaford, W.L.W.**, 1956. A Portable Electrical Magnetometer, *Cnn. J. Trch.*, **vol. 34**, pp. 232-243.
- [60] **Pedersen, E.B.**, 2000. Digitalisation a Fluxgate Magnetometer, Ph.D thesis, Academy of Technical Sciences, Copenhagen, Denmark.
- [61] **Russel, R.D., Narod, B.B. and Kollar, F.**, 1983. Characteristics of the Capacitively Loaded Fluxgate Sensor, *IEEE Trans. Magn.*, **vol. 19**, pp. 126-130.
- [62] **Narod, B.B. and Russell, R.D.**, 1984. Steady-State Characteristics of the Capacitively Loaded Flux Gate Sensor, *IEEE Trans. Magn.*, **vol. 20**, pp. 592-597.
- [63] **Gao, Z., and Russel, R.D.**, 1987. Fluxgate Sensor Theory: Sensirivity and Phase Plane Analysis, *IEEE Trans. Gtosci.*, **vol. 25**, pp. 862-870.
- [64] **Primdahl, F.**, 1989. The Short-Circuited Fluxgate Output Current, *J. Pby. E: Sci. Inrmm.*, **vol. 22**, pp. 349-353.
- [65] **Nielsen, O.V., Brauera, P., Primdahl, F., Risboc, T., Jorgensena, J.L., Boeb, C., Deyerlerd, M. and Bauereisend, S.**, 1997. A high-precision triaxial fluxgate sensor for space applications: layout and choice of materials, *Sensors and Actuators A: Physical* **vol. 59**, Issues 1-3, Pages 168-176.
- [66] **Primdahl, F.**, 1991. The Sensitivity Parameters of the Short-Circuited Fluxgate, *Meas. Sci. Technol.*, **vol. 2**, pp. 1039-1045.

- [67] **Tipek, A., Donnella, T., Connella, A., McCloskeya, P. and Mathunaa, S.C.,** 2006. PCB fluxgate current sensor with saturable inductor, *The 19th European Conference on Solid-State Transducers*, **vol. 132**, Issue 1, 8, Pages 21-24.
- [68] **Ripka, P. and Primdahl, F.,** 2000. Tuned Current-Output Fluxgate, *Sensors and Actuators A*, **vol. 82**, pp. 160-165.
- [69] **Ripka, P. and Primdahl, F.,** 1999. Tuning the current-output fluxgate, *Transducers*.
- [70] **Butta, M.,** 2005. An innovative algorithm for noise reduction in a fluxgate output signal, MSc Thesis Work in Electrical Engineering, Politecnico di Milano.
- [71] **Kubik, J., Pavel, L. and Ripka, P.,** 2006. PCB racetrack fluxgate sensor with improved temperature stability, *Sensors and Actuators A*, **vol. 130**, 184-188,
- [72] **De Graefa, M. and Beleggiab, M.,** 2006. The fluxgate ring-core demagnetization field, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* **vol. 305**, Issue 2, Pages 403-409.
- [73] **Paperno, E.,** 2004. Suppression of magnetic noise in the fundamental-mode orthogonal fluxgate, *Sensors and Actuators A: Physical*, **vol. 116**, Issue 3, 29, Pages 405-409.
- [74] **Deak, J., Miklich, A.H., Slonczewski, J., Koch R.H.,** 1996. A low-noise single-domain fluxgate sensor, *Appl. Phys. Lett.* 69, 1157.
- [75] **Snare R.C. and McPherron, R.,** 1973. Measurement of instrument noise spectra at frequencies below 1 Hertz, *IEEE Trans. Magn.* MAG-9, pp. 232-235.
- [76] **Hoffman, G.R.,** 1981. Some factors affecting the noise in a thin-film inductance variation magnetometer, *IEEE Trans. Magn.* MAG-17, pp. 3367-3369.
- [77] **Narod, B.B., Bennest, J.R., Strom-Olsen, J.O., Nezil, F. and Dunlap, R.A.,** 1985. An evaluation of the noise performance of Fe, Co, Si and B amorphous alloys in ring-core fluxgate magnetometers. *Can. J. Phys.* 63, pp. 1468-1472.
- [78] **Burger, I.R.,** 1972. Comments on D.C. Scouten, Noise in Low-Level Flux-Gate Magnetometer, *IEEE Trans. Magn.*, **vol. 8**, pp. 797-798.
- [79] **Berkman, R.J.,** 1960. Own Noises of the Fluxgate Sensors and Methods of Their Observadon, *Gcofizicyeik ocpriborosrroenic*, No. 7, p. 25.
- [80] **Afanasenko, M.P. and Berkman, R.J.,** 1974. Effect of Constructional and Electrical Parameters on the Magnetic Modulator Own Noise Level, *Otbor i Pertdacha Infomacii*, No. 42, p. 61.
- [81] **Kalachevski, N.N.,** 1985. Flukruacionlyc Procerry v Frromagnrtiknch, Moscow, Russia, Nauka.
- [82] **Acuna, M.H.,** 1981. MAGSAT-Vector Magnetometer Absolute Sensor Alignment Determination, *NASA Technical Memorandum* 79648.

- [83] **Primdahl, F., Luhr, H and Lauridsen, E. K.**, 1992. The Effect of Large Uncompensated Transverse Fields on the Fluxgate Magnetic Sensor Output, Danish Space Research Institute Research Report, Lyngby, Denmark.
- [84] **Ripka, P.**, 1995. AC Magnetic Field Measurement Using the Fluxgate, *Sensors and Actuators A*, **vol. 447**, pp. 307-311.
- [85] **Primdahl, F.**, 1994. High Frequency Fluxgate Sensor Noise, *Electronic Letter*, **vol. 30**, No. 6, pp. 481-482.
- [86] **Loan, C.**, 1996. Extension of the Frequency Range of Fluxgate Magnetometers, *Magn. Mate.*, **vol. 158**, pp. 567-568.
- [87] http://www.xbow.com/Products/Product_pdf_files/Mag_pdf/CXM113_Datasheet.pdf, alındığı tarih 09.03.2010.
- [88] **Auster, H.U., Fornacon, K.H.**, 2002. Calibration of fluxgate magnetometers using relative motion, *Meas. Sci. Technol.* 13, 1124–1131.
- [89] **Brown, R.E.**, 1968. Device for Producing Very Low Magnetic Fields, *Rev Sci. Inter.*, **vol 39**, pp. 547-550.
- [90] **Jankowski, I. and Sucksdorff, C.**, 1996. Guide for Magnetic Measurements and Observatory Practice, Warsaw, Poland: IAGA.
- [91] **Farrell, W.**, 1995. A Method of Calibrating Magnetometers on a Spinning Spacecraft, *IEEE Trans. Magn.*, **vol. 31**, pp. 966-972.
- [92] **Nissen, J. and Paulsson, L.E.**, 1996. Influence of Field Inhomogeneity in Magnetic Calibration Coils, *IEEE Trans. Instrum. Mm.*, **vol. 45**, pp. 304-306.
- [93] **Pajunpaa, K., Korepanov, V. and Klimovich, E.**, 1998. Calibration System for Vector DC Magnetometers, *PTOC Imeko XIV World Congress*, Tampere, Finland, **vol. 4**, pp. 97-102.
- [94] **Freake, S. M. and Thorp, T.L.**, 1971. Shielding of Low Magnetic Fields With Multiple Cylindrical Shells, *Rev. Sci. Instrum.*, **vol. 42**, pp. 141-143.
- [95] **Firester, A.A.**, 1966. Design of Square Helmholtz Coil System, *Rev. Sci. Instrum.*, **vol. 37**, pp. 1264-1265.
- [96] **Prihoda, K.**, 1989. A New System for Creating a Non-Magnetic Environment for Paleomagnetic Studies, *Gecologia Iberica*, **vol. 12**, pp. 223-227.
- [97] **Ripka, P. and Platil, A.**, 1998. Analysis of Data From Three-Axis Magnetometer Calibrator, *Proc. SMC Con.*, St. Petersburg, Russia, **vol. 2**, pp. 60-66.
- [98] **Dubbers, D.**, 1986. Simple Formula for Multiple Mu-Metal Shields, *Nud Instrum. Methods A*, **vol. 243**, pp. 511-517.
- [99] **Allred, J. C. and Scollar, I.**, 1967. Square Cross Section Coils for the Production of Uniform Magnetic Fields, *Sci. Instrum.*, **vol. 44**, pp. 755-760.
- [100] **Everett, J.E., and Osemeikhian, J.E.**, 1966. Spherical Coils for Uniform Magnetic Fields, *J. Sci. Instrum.*, **vol. 43**, pp. 470-474.

- [101] <<http://www.netdenizen.com/emagnet/helmholtz/idealhelmholtz.htm>>, alındığı tarih 05.03.2010.
- [102] <<http://www.ets-lindgren.com/manuals/6402.pdf>>, alındığı tarih 05.03.2010.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: İlker YAĞLIDERE

Doğum Yeri ve Tarihi: İstanbul, 03.11.1985

Adres: Namık Kemal m. Cengiz Topel c. 93/2 Ümraniye/İSTANBUL.

Lisans Üniversitesi: İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği

E-posta: iyaglidere@gmail.com, ilker.yaglidere@mam.gov.tr