

T.C.
MUĞLA SITKI KOÇMAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

FİZİK ANABİLİM DALI

MANYETİK KARAKTERİZASYON İÇİN SICAKLIK,
FREKANS VE MANYETİK ALAN BAĞIMLI AC
ALINGANLIK SİSTEMİ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ŞÜKRÜ KAFAL

TEMMUZ 2018

MUĞLA

T.C.
MUĞLA SITKI KOÇMAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

FİZİK ANABİLİM DALI

**MANYETİK KARAKTERİZASYON İÇİN SICAKLIK,
FREKANS VE MANYETİK ALAN BAĞIMLI AC
ALINGANLIK SİSTEMİ TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ŞÜKRÜ KAFAL

TEMMUZ 2018

MUĞLA

MUĞLA SITKI KOÇMAN ÜNİVERSİTESİ
Fen Bilimleri Enstitüsü

TEZ ONAYI

ŞÜKRÜ KAFAL tarafından hazırlanan **MANYETİK KARAKTERİZASYON İÇİN SICAKLIK, FREKANS VE MANYETİK ALAN BAĞIMLI AC ALINGANLIK SİSTEMİ TASARIMI** başlıklı tezinin, 27/07/2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Fizik Anabilim Dalı'nda yüksek lisans derecesi için gerekli şartları sağladığı oybirliği ile kabul edilmiştir.

TEZ SINAV JURİSİ

Doç. Dr. Aydın ÇETİN (Jüri Başkanı)

İmza:

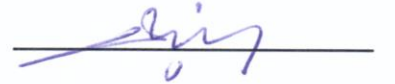
Teknoloji Fakültesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü,
Gazi Üniversitesi, Ankara



Doç. Dr. Ergün TAŞARKUYU (Danışman)

İmza:

Fizik Anabilim Dalı,
Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi, Muğla



Prof. Dr. Selçuk AKTÜRK (Üye)

İmza:

Fizik Anabilim Dalı,
Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi, Muğla



ANA BİLİM DALI BAŞKANLIĞI ONAYI

Prof. Dr. Habibe BAYHAN

İmza:

Fizik Ana Bilim Dalı Başkanı,
Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi, Muğla



Doç. Dr. Ergün TAŞARKUYU

İmza:

Danışman, Fizik Anabilim Dalı,
Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi, Muğla



Savunma Tarihi: 27/07/2018

Tez çalışmalarım sırasında elde ettiğim ve sunduğum tüm sonuç, doküman, bilgi ve belgelerin tarafımdan bizzat ve bu tez çalışması kapsamında elde edildiğini; akademik ve bilimsel etik kurallarına uygun olduğunu beyan ederim. Ayrıca, akademik ve bilimsel etik kuralları gereği bu tez çalışması sırasında elde edilmemiş başkalarına ait tüm orijinal bilgi ve sonuçlara atıf yapıldığını da beyan ederim.

ŞÜKRÜ KAFAL

27/07/2018

ÖZET

**MANYETİK KARAKTERİZASYON İÇİN SICAKLIK, FREKANS VE
MANYETİK ALAN BAĞIMLI AC ALINGANLIK SİSTEMİ TASARIMI**

Şükrü KAFAL

Yüksek Lisans Tezi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Fizik Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Ergün TAŞARKUYU

Temmuz 2018, 74 sayfa

Bu çalışmada, doğada bulunan veya laboratuvar ortamında geliştirilen teknolojik ve bilimsel değeri olan malzemelerin manyetik özelliklerinin incelenmesinde sıklıkla kullanılan sistemlerden biri olan AC alınganlık sisteminin tasarımı ve geliştirilmesi hedeflenmiştir. AC alınganlık sistemleri, incelenecek olan bir malzemenin zamanla değişen bir manyetik alan içine yerleştirilmesi sonucunda malzemede indüklenen alanın ölçülmesi ilkesine dayanmaktadır. Hemen hemen bütün AC alınganlık sistemlerinde ortak olarak, değişken manyetik alanı yaratmak için birincil sargı olarak adlandırılan bir bobin ve malzemede indüklenen alanın algılanmasında kullanılan ve ikincil sargı olarak adlandırılan diğer bir bobin bulunmaktadır. Bu sistemlerin bazı varyantlarında ikincil sargıya ihtiyaç duyulmadan birincil sargının, malzemenin varlığında ve yokluğundaki indüktans değişiminden yola çıkılarak malzemenin manyetik özellikleri ile ilgili çeşitli bilgi elde edilebilmektedir. Günümüzde sistemden sisteme tasarım değişiklikleri gösteren AC alınganlık sistemleri bulunmaktadır. Bu çalışmada, aynı eksen üzerinde bir Teflon (PTFE) nüve üzerine sarılmış üç adet bağımsız olarak akım sürülebilen birincil sargıdan ve bunlarının arasına yerleştirilen iki adet ikincil sargıdan meydana gelen bir tasarımın uyarlaması düşünülmüştür. Birincil sargının üç bağımsız sargı olarak tasarlanması sonucunda, sargıların indüktansının tek bir sargıya göre üçte-bir oranında azalacağı ve böylece aynı alan şiddetine üçte-bir oranında daha düşük gerilimlerle ulaşılabileceği hesaplanmıştır. Bu yaklaşımla, malzemeye uygulanan alan için, daha büyük bir alan değişim aralığı ve alan değişim frekansı elde edilebileceği ön görülmüştür. Bu sayede, bobin sisteminin sinyal-gürültü oranında ciddi bir iyileştirme olacağı ve sonucunda sistemin duyarlılığının aynı oranda artırılacağı düşünülmüştür. Ayrıca, alanı sürmek için kullanılacak olan güç amplifikatörü tasarımının da basitleşeceği diğer bir ek fayda olarak görülmektedir.

Standart AC alınganlık sistemlerinde değişken alanın üretilmesi için bir sinyal üretici ve ikincil sargıda indüklenen sinyali gürültüden arındırarak ölçmek için bir faz-kilitlemeli amplifikatör kullanılır. Bu çalışmada, alanı sürecek olan sinyalin

frekansının, fazının ve genliğinin bir bilgisayar tarafından USB protokolü üzerinden denetlenebildiği sinyal üretici tasarlanmıştır. Bu, AVR (Atmega 328P) tabanlı bir mikro-denetleyici ile kontrol edilebilen Doğrudan Dijital Sentez (DDS) tümleşik devresi (AD9850) ve bir dijital potansiyometre tümleşik devresi (MCP49010) kullanarak gerçekleştirildi. Kilitlemeli amplifikatör (KA) ise, AD630 modülatör/demodülatör tümleşik devresi kullanılarak inşa edilmiştir. KA'nın zaman sabiti ve giriş kazanç ayarının bilgisayar denetiminde yapılabilmesi ve ölçülen sinyalin dijital olarak USB üzerinden bilgisayara aktarılabilmesi için Atmega328P mikro-denetleyici kullanarak geliştirilmiştir.

Tasarlanan AC alınganlık sisteminin bobinleri, malzemelerin 15-320 K sıcaklık aralığında sıcaklık bağımlı alınganlıkların incelenmesi için kapalı-döngü-helyum düşük-sıcaklıklar sisteminin kriyostat içine yerleştirilmiştir. Girdap akımlarını engellemek için malzemeye termal iletim 'C' biçiminde bir bakır çubukla sağlanmıştır. Sistemin sıcaklık denetimi için GPIB (IEEE 488.2) protokolü üzerinden bilgisayara bağlı LakeShore 335 sıcaklık denetleyicisi kullanılmıştır. Sistemin bütün olarak otomasyonu MATLAB yazılım geliştirme platformunda yazılan bir kod üzerinden gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: AC Alınganlık

ABSTRACT
TEMPERATURE, FREQUENCY AND MAGNETIC FIELD
DEPENDENT AC SUSCEPTOMETER DESIGN FOR MAGNETIC
CHARACTERIZATION

Şükrü KAFAL

Master of Science (M.Sc.)

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Physics

Danışman: Doç. Dr. Ergün TAŞARKUYU

July 2018, 74 pages

In this study, it is aimed to design and develop an AC susceptibility system which is one of the systems used to study magnetic properties of materials found in nature or developed in laboratory environment and have technological and scientific values . AC susceptibility systems are based on the measurement of the field induced by a material which is to be examined as a result of the placement of it into a time-varying magnetic field. In almost all AC susceptibility systems, there is a coil called the primary coil to create the variable magnetic field, and another coil used to sense the induced field in the material, called the secondary coil. In some variants of these systems, a lot of information about the magnetic properties of the material can be obtained via the inductance variation of the primary coil, in the presence and absence of the material, without the necessity of the secondary coil. Today, AC susceptibility systems exhibit design variations from one system to another. In this study, a design that consists of three independently driven primary windings and two secondary windings placed between them, wound on a Teflon (PTFE) core on the same axis is implemented. It has been calculated that designing the primary winding as three independent windings would reduce the inductance of the windings by three to one compared to a single winding, so that the same field strength can be achieved with one third of the voltage required for a single winding. With this approach, it is predicted that a larger range of field-change and field-change frequency can be obtained for the field applied to the material. It is thought that the coil system will have a serious improvement in the signal-to-noise ratio and as a result, the sensitivity of the system can be increased at the same time. In addition, the design of the power amplifier that will be used to drive the field will also simplify significantly, which is an additional benefit.

In standard AC susceptibility systems, in order to generate the variable field a signal generator, and to measure the induced voltage in the secondary windings a lock-in amplifier are used to remove the noise from the signal. In this work, we designed a signal generator in which the frequency, phase and amplitude of the signal to drive the field can be controlled by a computer via the USB protocol. We did this using the Direct Digital Synthesis (DDS) integrated circuit (AD9850) and a digital potentiometer integrated circuit (MCP49010), both of which can be controlled with an AVR (Atmega 328P) based microcontroller. The lock-in amplifier (LIA) is built using the AD630 modulator / demodulator integrated circuit. The LIA has been developed using the Atmega328P microcontroller so that the time constant and the input gain can be set by a computer and the measured signal can be transferred to the computer via USB.

The coils of the designed AC susceptibility system were placed in a closed-cycle-helium low-temperature system (cryostat) to examine the temperature dependent susceptibilities of the materials in the temperature range of 15-320 K. The thermal conduction to the material is provided by a C-shaped copper rod in order to prevent eddy currents. The temperature monitoring was performed with a LakeShore 335 temperature controller connected to the computer via GPIB (IEEE488.2) protocol. The automation of the system as a whole was accomplished through a code written in the MATLAB software development platform.

Keywords: AC Susceptometer

ÖNSÖZ

Tez çalışmam süresince değerli bilgi, birikim ve tecrübelerini benimle paylaşan, zamanını ve maddi manevi her türlü desteğini sağlayan danışman hocam Sayın Doç. Dr. Ergün TAŞARKUYU'ya ve Sayın Prof. Dr. Selçuk AKTÜRK'e teşekkürlerimi borç bilirim.

Tez çalışmam esnasında katkıda bulunan Sayın Doç. Dr. Atilla COŞKUN'a, Sayın Dr. Öğr. Üyesi Yusuf SAMANCIOĞLU'na, Sayın Uz. Mehmet POYRAZ'a ve Sayın Arş. Gör. Çiğdem Elif DEMİRCİ DÖNMEZ'e teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca desteklerinden dolayı Barış ALTAN'a, Özkan ÜZÜM'e ve diğer tüm arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Öğrenim hayatım boyunca her türlü maddi manevi desteklerinden dolayı aileme saygı ve sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Bu tez çalışması, BAP-17/155 numaralı Bilimsel Araştırma Projesiyle desteklenmiştir.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ	xii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xv
1. GİRİŞ	1
1.1. Genel Bilgiler	2
1.1.1. Manyetik dipol momenti ve manyetik alınganlık.....	2
1.1.2. Deneysel yöntemler	4
1.1.3. AC yöntemlerin avantajları.....	4
1.1.4. Maddelerin manyetik özellikleri.....	5
1.2. Kaynak Özeti	6
2. SİSTEM TASARIMI VE BİLEŞENLERİ	11
2.1. Bobin Sistemi	14
2.2. Kriyostat Sistemi	23
2.3. Sinyal Jeneratörü (DDS)	25
2.4. Güç Amplifikatörü	27
2.5. Kilitlemeli Amplifikatör	31
2.6. Sıcaklık Denetleyici	40
2.7. Bilgisayar Sistemi ve Yazılım	40
3. ARAŞTIRMA BULGULARI VE SONUÇLAR	43
3.1. Güç Amplifikatörü Karakteristiği	43
3.2. Güç Amplifikatörü ve Bobin Sisteminin Karakteristiği.....	46
3.3. Sistemin Genel Karakteristiği İçin Örneksiz Ölçüm	47
3.4. AC Alınganlık Sisteminde Karakterize Edilen Örnekler	50
4. TARTIŞMA VE ÖNERİLER	65
KAYNAKLAR	67
EKLER	69
Ek A. Kilitlemeli Amplifikatör.....	69
Ek B. Faz Kilitlemeli Döngü	72
Ek C. DDS Çalışma Teorisi.....	73

ÖZGEÇMİŞ..... 74



ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge (2.1.) Değişen tel çapına göre bobin parametrelerinin değişimi

18



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. AC alınganlık siteminin blok diyagramı (Park et al, IOP Publishing, Nanotechnology, 22-8-2011).....	2
Şekil 2.1. Bu çalışmada tasarlanan AC alınganlık ölçüm sistemi blok diyagramı	12
Şekil 2.2. Bu çalışmada tasarlanan AC alınganlık ölçüm sistemi blok diyagramı	13
Şekil 2.3. Üçlü bobin sistemindeki birincil bobin karkaslarından biri.....	15
Şekil 2.4. Üçlü birincil bobin sisteminin boyutları	18
Şekil 2.5. Web sayfası üzerinde indüktans hesaplama programından alınan sonuç (http://electronbunker.ca/eb/InductanceCalcML.html)	19
Şekil 2.6 Üçlü birincil bobin sistemi için konuma göre manyetik alan şiddeti.	20
Şekil 2.7. Tek birincil bobin için konumuna bağlı manyetik alan şiddeti.....	20
Şekil 2.8. Frekansa bağlı olarak birincil bobinden geçen akımı denetlemek için simülasyonda kullanılan devre şeması.....	21
Şekil 2.9. Tekli birincil bobin sistemi için frekansa bağlı bobinden geçen akım	21
Şekil 2.10. Üçlü birincil bobin sistemi için frekansa bağlı bobinden geçen akım.....	21
Şekil 2.11. Teflon karkas üzerine sarılı bobin sistemi	22
Şekil 2.12. Kriyostada bağlı soğuk çubuk ve sıcaklık sensörü.	22
Şekil 2.13. Teflon karkas, bobinler ve soğuk çubuk	23
Şekil 2.14. AC alınganlık kriyostat sistemi a) Kaskasın geçirildiği, ‘C’ şeklinde soğuk çubuk, b) Soğuk çubuğun içine geçen ‘C’ şeklinde örnek tutucu, c) Kriyostat bobin sistemi, d) Montajı tamamlanmış kriyostat genel görünümü. 24	
Şekil 2.15. Kriyostat, radyasyon kalkanı ve dış ceket a) Radyasyon kalkanı genel görünümü, b) Sol tarafta yeni yaptırılan radyasyon kalkanı ve dış ceket.....	25
Şekil 2.16. AD9850 modülünden yapılan sinyal jeneratörü devre şeması	25
Şekil 2.17. Sinyal jeneratöründe kullanılan AD9850 modülünün görünümü.....	26
Şekil 2.18. AD9850 modülünün üretici firma tarafından tavsiye edilen devre şeması (Analog Devices, AD9850 Datasheet, 2004)	26
Şekil 2.19. a) Standart Howland akım kaynağı b) Geliştirilmiş Howland akım kaynağı.....	28
Şekil 2.20. Howland akım kaynağı	29
Şekil 2.21. LM675 Howlan akım kaynağı. a) Devre şeması (LM675 Datasheet MART 2013), b) Baskı devresi	29
Şekil 2.22. LM3886 güç amplifikatörü devre şeması	30
Şekil 2.23. a) LM3886 güç amplifikatörü baskı devre şeması ve b) LM3886 tümleşik devresi.....	30

Şekil 2.24. Güç amplifikatörü (a) üstten görünümü, b) yandan görünümü).....	31
Şekil 2.25 AD630 tümleşik devresinin iç yapısının basit gösterimi. (Analog devices AD630 datasheet)	32
Şekil 2.26. AD630 çalışma ilkesi basitleştirilmiş diyagramı	32
Şekil 2.27. Kilitlemeli amplifikatörün kanal seçici devre şeması	33
Şekil 2.28. AD630 çıkışları. a) Sinyal ile referans aynı fazda, b) Sinyal, referanstan 90° ileride,	33
Şekil 2.29. Kilitlemeli amplifikatör devre şeması.....	34
Şekil 2.30. Kilitlemeli amplifikatör kazanç ve zaman sabiti seçici devre şeması.....	35
Şekil 2.31. Referans sinyalden 90° kaymış fazda sinyal üreten devre	36
Şekil 2.32. Kilitlemeli amplifikatör mikrodenetleyici kontrol devre şeması	36
Şekil 2.33. Kilitlemeli amplifikatör besleme devresi şeması.....	37
Şekil 2.34. Kilitlemeli amplifikatör baskı devre şeması	37
Şekil 2.35. Kilitlemeli amplifikatör bitmiş hali.	38
Şekil 2.36. MATLAB yazılımı akış diyagramı	41
Şekil 3.1. LM3886 çıkışı, açık devre	43
Şekil 3.2. LM3886 çıkışı açık devre iken genlik-frekans grafiği.....	43
Şekil 3.3. LM3886 çıkışı, açık devre iken faz-frekans grafiği.....	44
Şekil 3.4. LM3886 çıkışında 5 ohm yük var iken	44
Şekil 3.5. LM3886 çıkışında 6,2 ohm yük var iken frekans-genlik grafiği	45
Şekil 3.6. LM3886 çıkışında omik yük var iken frekans-faz grafiği	45
Şekil 3.7. LM3886 çıkışına bobin ve balast direnci bağlı iken.....	46
Şekil 3.8. LM3886 çıkışında bobin var iken frekans-genlik grafiği	46
Şekil 3.9. LM3886 çıkışında bobin var iken frekans-faz grafiği	47
Şekil 3.10. Alınanlık ölçüm sistemi temel bağlantı şeması	48
Şekil 3.11. Örnek yok iken farklı frekanslarda sıcaklığa bağlı genlik değişimi	49
Şekil 3.12. Örnek yok iken farklı frekanslarda sıcaklığa bağlı faz değişimi	49
Şekil 3.13. Örnek yok iken farklı frekanslarda sıcaklığa bağlı alınanlığın gerçel bileşeni.....	50
Şekil 3.14. Örnek yok iken farklı frekanslarda sıcaklığa bağlı alınanlığın sanal bileşeni.....	50
Şekil 3.15. Sıcaklığa bağlı direnç eğrisi.....	51
Şekil 3.16 Sıcaklığa bağlı mıknatıslanma eğrisi	51
Şekil 3.17. Farklı frekanslarda (10-100 Hz), sıcaklığa bağlı genlik değişimi	52
Şekil 3.18. Farklı frekanslarda (100-1000 Hz), sıcaklığa bağlı genlik değişimi	53

Şekil 3.19. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı genlik değişimi....	53
Şekil 3.20. Farklı sıcaklıklarda, frekansa bağlı faz değişimi	54
Şekil 3.21. Farklı frekanslarda (10-100 Hz), sıcaklığa bağlı faz değişimi.....	54
Şekil 3.22. Farklı frekanslarda (100-1000 Hz), sıcaklığa bağlı faz değişimi.....	55
Şekil 3.23. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı faz değişimi.....	55
Şekil 3.24. Farklı frekanslarda (10-100 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin gerçel bileşeni	56
Şekil 3.25. Farklı frekanslarda (100-1000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin gerçel bileşeni	56
Şekil 3.26. Farklı frekanslarda (10-100 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin sanal bileşeni.	57
Şekil 3.27. Farklı frekanslarda (100-1000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin sanal bileşeni	57
Şekil 3.28. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin sanal bileşeni.....	58
Şekil 3.29. $MnFe_2O_4$ 'nun sıcaklığa bağlı mıknatıslanması.....	58
Şekil 3.30. Farklı sıcaklıklarda, frekansa bağlı genlik değişimi	59
Şekil 3.31. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı genlik değişimi....	59
Şekil 3.32. Farklı frekanslarda (10000-90000 Hz), sıcaklığa bağlı genlik değişimi..	60
Şekil 3.33. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı faz değişimi.....	60
Şekil 3.34. Farklı frekanslarda (10000-90000 Hz), sıcaklığa bağlı faz değişimi.....	61
Şekil 3.35. Farklı sıcaklıklarda frekansa bağlı faz genliğin gerçel bileşeni.....	61
Şekil 3.36. Farklı sıcaklıklarda frekansa bağlı faz genliğin sanal bileşeni	62
Şekil 3.37. Farklı frekanslarda (100-1000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin gerçel bileşeni	62
Şekil 3.38. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin gerçel bileşeni.....	63
Şekil 3.39. Farklı frekanslarda (10000-90000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin gerçel bileşeni.....	63
Şekil 3.40. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin sanal bileşeni.....	64
Şekil 3.41. Farklı frekanslarda (10000z-90000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin sanal bileşeni.....	64
Şekil Ek B.1. Faz kilitlemeli döngü blok diagram (74hct4046A datasheet, 2016)....	72

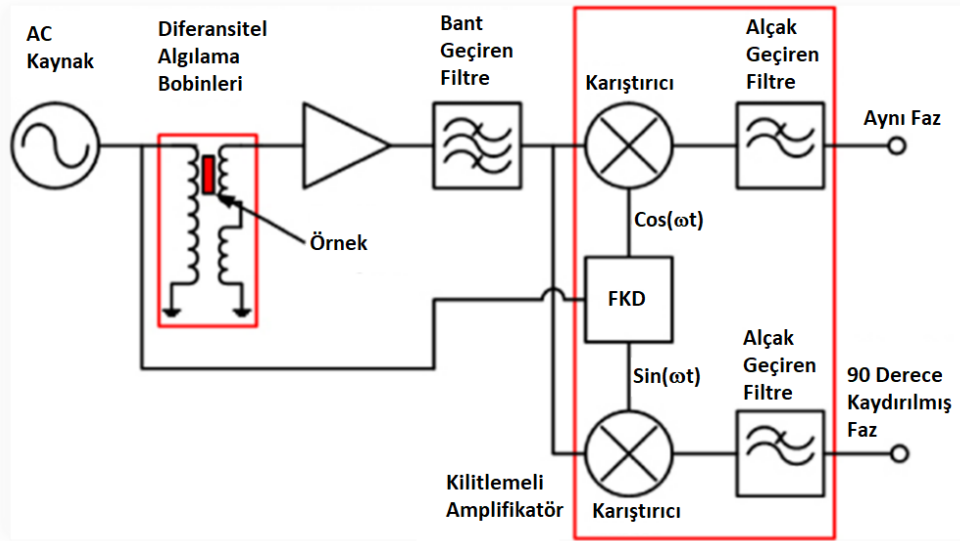
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler	Açıklama
ACA	AC alınganlık
KA	Kilitlemeli amplifikatör
FKD	Faz kilitlemeli döngü
B_a	Uygulanan dış manyetik alan
B_c	Kritik manyetik alan
h	Planck sabiti
e	Elektron yükü
χ	Manyetik alınganlık
χ'	Manyetik alınganlığın gerçel bileşeni
χ''	Manyetik alınganlığın sanal bileşeni
T_c	Curie Geçis Sıcaklığı
H	Uygulanan dış manyetik alan
M	Mıknatıslanma
C	Kondansatör
Hz	Hertz
K	Kelvin
L	İndüktans
V	Gerilim
P	Güç
R	Direnç
AC	Alternatif akım
DC	Doğru akım
dB	Desibel
AWG	American Wiring Gauge

1. GİRİŞ

AC alınganlık (ACA) ölçüm sistemi, malzemelerin manyetik özelliklerini araştırmak için kullanılan bir sistemdir. Bu sistem, birincil ve ikincil sargı olarak adlandırılan iç-içe eş bir eksen üzerinde sarılmış birincil ve ikincil bobinlerden oluşmaktadır. Birincil bobinden geçirilen AC akım, ikincil bobinlerde AC gerilim indüklenmesine neden olur. İkincil bobin içine yerleştirilen bir malzeme, indüklenen gerilimin genliğinin ve fazının değişmesine yol açar. İndüklenmiş gerilimindeki değişimin analizi, malzemenin manyetik davranışını ile ilgili bilgi verir.

Manyetik malzemeler üzerinde yapılan deneysel çalışmalar genellikle malzemenin mıknatıslanmasının ölçümleri ile başlar. Malzemenin mıknatıslanmasının hassas olarak ölçülmesinde, Titreşimli Örnek Manyetometresi (VSM), SQUID, gibi modern sistemler kullanılmaktadır. Ancak bu yöntemlerle yapılan deneysel çalışmalarda, malzemenin sadece statik alınganlığı ölçülebilmektedir (Duyneveltdt, 1989). Bir malzemenin DC manyetik alınganlığı, mıknatıslanmasının (M) uygulanan dış alana (H) oranı olarak tanımlanır. DC manyetik alınganlık matematiksel olarak; $\chi = M/H$ eşitliği ile verilir. Burada uygulanan alan tek yönde yavaşça artırılarak veya azaltılarak, uygulanan alan şiddetinin bir fonksiyonu olarak manyetik alınganlık bulunabilir. AC alınganlık ölçümlerinde ise, uygulanan alan Şekil 1.1.'de gösterildiği gibi $H_{AC}=H_0\sin(\omega t)$ olarak değiştirilir ve AC alınganlık; $\chi_{AC}=dM/dH_{AC}$ olarak ifade edilir. χ_{AC} 'nin, biri alanla aynı fazda ve diğerinin fazı 90 derece kaymış olan iki bileşeni bulunur. İki fazlı bir kilitlemeli amplifikatör (Lock-in Amplifier = LIA) kullanılarak bu iki bileşen, alan frekansı referans alınarak elde edilir. Malzemenin dinamik mıknatıslanmasının bilinmesine ihtiyaç duyulan uygulamalarda AC alınganlık ölçümlerine başvurulur. AC alınganlık ölçümleri, dinamik mıknatıslanma histeresis kayıplarının (ferrit nüveli transformatörlerin nüve kayıpları gibi) bulunmasında kontak alınamaması gibi durumlarında elektriksel direnci bulmak için ve süper-iletken malzemelerin karakterizasyonunda kullanılmaktadır. Bu çalışmada geniş bir sıcaklık ve frekans aralığında çalışabilecek bir ACA sistemi tasarlanmış ve üretilmiştir.



Şekil 1.1. AC alınganlık sisteminin blok diyagramı (Park et al, IOP Publishing, Nanotechnology, 22-8-2011)

1.1. Genel Bilgiler

1.1.1. Manyetik dipol momenti ve manyetik alınganlık

Manyetik alınganlık, uygulanan manyetik alana (H) cevap olarak malzemede oluşan manyetizasyon (M) değerine oranı olarak tanımlanır ve $\chi = M / H$ ile ifade edilir. Burada H uygulanan dış manyetik alan, M ise manyetizasyondur ve her ikisinin de birimi amper/metredir. Manyetizasyon, birim hacim başına manyetik dipol moment olarak da tanımlanır. Malzemeye uygulanan manyetik akı yoğunluğu B_a , μ_0 boş uzayın manyetik manyetik geçirgenliği olmak üzere, $B_a = \mu_0 H$ şeklinde yazılır. Benzer şekilde manyetik malzemenin oluşturduğu manyetik alan B_m ile ifade edilirse $B_m = \mu_0 M$ olur. B manyetik akı yoğunluğudur ve malzemedeki toplam manyetik akı yoğunluğu $B = B_a + B_m$ eşitliği ile verilir. Bu ifade düzenlenir ise

$$B = \mu_0 (H + M) \quad (1.1.)$$

şeklinde ifade edilir.

$$M = \chi H \quad (1.2.)$$

olduğundan,

$$B = \mu_0 (1 + \chi)H \quad (1.3.)$$

olarak tanımlanır.

AC manyetik alınganlık söz konusu olduğunda örneğe uygulanan AC alan $H_{AC} = H_0 \sin(\omega t)$ olarak zamanla değişecektir. Bu AC alana cevap olarak malzeme içerisindeki manyetik akı yoğunluğu, B, uygulanan alandan (H_{AC}) geri kalacaktır. Buna göre malzemenin uygulanan alana (H_{AC}) olan cevabı doğrusal olmadığından B veya M tek bir frekanstaki sinüzoidal formda ifade edilemez. Onun yerine ortalama mıknatıslanma $\langle M \rangle$ bir Fourier serisi şeklinde

$$\langle M \rangle = \mu_0 H_0 \sum_{n=1}^{\infty} [(1 + \chi') \cos(n\omega t) + \chi'' \sin(n\omega t)] \quad (1.4.)$$

olarak ifade edilir (Martin Nikolo, 1994). Burada χ' alınganlığın gerçel bileşeni, χ'' ise sanal bileşeni olarak tanımlanır. Denklem (1.4)'ün ters Fourier dönüşümünden gerçel ve sanal bileşenler hesaplanabilir.

$$\chi' = \left[\frac{1}{\pi \mu_0 H_0} \int_0^{2\pi} \langle M \rangle \cos(\omega t) d(\omega t) \right] - 1 \quad (1.5.)$$

$$\chi'' = \frac{1}{\pi \mu_0 H_0} \int_0^{2\pi} \langle M \rangle \sin(\omega t) d(\omega t) \quad (1.6.)$$

Gerçel bileşen genellikle malzemede taneler ve taneler arası etkileşimi, sanal bileşen enerji kayıpları, yani malzemenin AC alandan soğurduğu enerji ile ilişkilidir.

Manyetik alınganlık, manyetik malzemenin karakteristik bir özelliğidir ve birim manyetik alan başına üretilen manyetizasyon, izotropik ortam için skaler bir büyüklüktür.

Ölçülen alınganlık mol, hacim veya gram başına verilebilir. Alınganlığın işareti ve büyüklüğü malzemenin türüne göre değişir ve bu özellikler malzemelerin karakterizasyonunda kullanılmaktadır.

Bu çalışmanın amacı AC alınganlık ölçümü yapabilen bir cihaz ve tüm bileşenleri ile (kilitlemeli amplifikatör, sinyal jeneratörü, güç kaynağı, mikrodenetleyici yazılımları ve bilgisayar yazılımı) tasarlamak, kurulumak, inşa etmek ve manyetik özelliği, Curie sıcaklığı (T_c) bilinen bir malzemenin bu sistemle manyetik alınganlığını ölçmektir.

1.1.2. Deneysel yöntemler

DC Yöntemler: VSM ve SQUID

VSM (titreşimli örnek manyetometresi): Sabit bir manyetik alan altında titreşen örnek algılayıcı bir bobinde indüklenmeye neden olur. İndüklenen gerilim kilitlemeli amplifikatör yardımı (burada kilitlemeli amplifikatöre harici olarak sistemin titreşim frekansında bir sinyal girilir) ile gürültülerden arındırılarak genliği ölçülür. Ölçülen genlik, sistemin kalibrasyon sabiti ile çarpılarak bize mıknatıslanmayı verir.

SQUID (Süper İletken Kuantum Girişim Cihazı), Josephson etkisi olarak bilinen ilkeye dayalı olarak çalışan aygıtlardır. Günümüzde en hassas manyetik alan ölçümleri SQUID ile yapılır. En küçük değişimleri bile fark edebilir, öyle ki SQUID'ler 5×10^{-18} Tesla'lık zayıf manyetik alanları bile ölçebilir.

AC Yöntemler: AC SQUID ve AC Alınganlık.

AC Alınganlık, manyetik bir malzemenin zamanla değişen alan içinde mıknatıslanması ve malzemenin oluşturduğu manyetik alanın algılayıcı bir bobinde indüklediği gerilimin (genliğinin ve fazının) incelenmesi ilkesine dayanır.

1.1.3. AC yöntemlerin avantajları

AC yöntemlerde incelenecek olan malzemenin statik karakteristiklerinin yanı sıra dinamik karakteristiklerinin de araştırılmasına imkân vermesinden dolayı DC yöntemlere göre daha avantajlıdır. Malzemede tane içi ve taneler arası etkileşimi, malzemenin AC alandan soğurduğu enerjiyi yani enerji kayıplarını belirlenmesini sağlar.

1.1.4. Maddelerin manyetik özellikleri

Manyetik bir malzeme, manyetik alan altında mıknatıslanır. Mıknatıslanmanın nedeni elektronların yörünge ve spin momentlerindedir. En büyük katkı eşlenmemiş valans elektronlarının spin hareketinden gelmektedir.

Atom ve molekül fiziğinde Bohr magnetonu (μ_B) fizik sabitlerinden biridir ve electronun yörüngesel ve spin hareketinden doğan manyetik momenti ifade etmek için doğal bir birim teşkil etmektedir.

SI birim sisteminde Bohr magnetonu

$$\mu_B = \frac{e\hbar}{2m_e} \quad (1.7.)$$

olarak ifade edilir. Burada, e elektronun yükü, \hbar indirgenmiş Plank sabiti, m_e elektronun durgun kütesidir.

Bir malzemenin manyetik davranışı temel olarak diyamanyetik, paramanyetik, ferromanyetik, ferrimanyetik, antiferromanyetik ve süperparamanyetik olarak tanımlanır.

Diyamanyetik malzemeler, manyetik alana zıt yönde mıknatıslanır. Süperiletkenler hariç çok zayıf etkilidir. Diyamanyetik malzemeler kendisini mıknatıslayan cisim ile birbirini iterler. Elektronların, yörünge hareketi uygulanan manyetik alanın tersine hizalanır. Diyamanyetik maddelerde tüm elektronlar eşleşmiştir. Bu durumda var olan elektriksel momentin bir etkisi bulunmaz. Böylece mıknatıslanma, elektronların orbital hareketlerinden dolayı meydana gelir. Diyamanyetik malzemelerde, alınganlık eksi bir ile sıfır arasında ($-1 < \chi < 0$) değişmektedir.

Paramanyetik malzemelerin spinleri manyetik alanla aynı yönde mıknatıslanır. Paramanyetik malzemeler kendisini mıknatıslayan cisim ile birbirini çekerler.

Bu malzemelerin manyetik momentleri uygulanan manyetik alan ile aynı yönde hizalanır. Paramanyetik maddelerde eşlenmemiş elektronlar vardır. Eşlenmiş elektron çiftleri Pauli dışlama ilkesinden de bilindiği gibi zıt yönde manyetik momente sahiptir. Dolayısıyla zıt yönlü manyetik moment vektörleri birbirini yok

eder. Yalnız eşlenmemiş elektronların manyetik momentleri dışarıdan uygulanan manyetik alanla aynı yönde olma eğilimi gösterir. Bu malzemelerin manyetik alınganlıkları pozitif ve ferromanyetik malzemelere göre değeri çok küçüktür. Paramanyetik malzemelerin alınganlıkları sıfır ile bir arasındadır ($0 < \chi \leq 1$).

Ferromanyetik malzemeler, manyetik alanla aynı yönde mıknatıslanır. Ferromanyetik malzemeler, zayıf bir dış manyetik alan uygulandığında birbirine paralel olarak yönelmeye çalışan atomik manyetik momentlere sahiptir. Ferromanyetik malzemelerin manyetik momentleri paralel hale geldikten sonra üzerine etkiyen manyetik alan kaldırıldığında bile, mıknatıslanma etkisi devam eder. Bu nedenle ferromanyetik malzemeler mıknatıs olarak kullanılmaktadır. Her ferromanyetik malzemenin Curie sıcaklığı (T_C) adı verilen özel bir sıcaklık değeri vardır. Bu sıcaklığın üstüne çıkıldığında maddenin ferromanyetik özelliğini kaybettiği görülür. Ferromanyetik malzemelerin alınganlığı birden çok büyüktür.

Antiferromanyetik malzemelerde, komşu değerlik elektronlarının manyetik momentleri birbirine eşit büyüklükte ve zıt yönlüdür. Böylece net mıknatıslanma sıfırdır.

Ferrimanyetik malzemelerde, ferromanyetik malzemeler gibi Curie sıcaklığının üstünde paramanyetikdirler. Komşu atomların elektron çiftlerinin spinleri farklı büyüklükte ve zıt yönlere doğrudur. Curie sıcaklığından daha düşük sıcaklıklarda kendiliğinden mıknatıslanır ve çoğu mıknatıs ferrimanyetikdir.

Süperparamanyetik malzemeler, ferromanyetik ve ferrimanyetik malzemelerin nano boyutlarda olduğu zaman paramanyetik malzemeler gibi davranırlar. Paramanyetik malzemelere oranla alınganlıkları çok yüksektir.

1.2. Kaynak Özeti

Manyetik malzemeler üzerine yapılan deneysel çalışmalar, genellikle malzemenin mıknatıslanmasının ölçülmesi ile başlar. Malzemenin mıknatıslanmasının hassas olarak ölçülmesinde kullanılan yöntemler arasında Titreşimli Örnek Manyetometresi, SQUID, gibi modern yöntemler bulunmaktadır. Ancak bu yöntemlerle yapılan

deneylerde malzemenin sadece statik alınganlığı ölçülebilmektedir. Bazı uygulamalarda malzemenin dinamik mıknatıslanmasının bilinmesine ihtiyaç duyulmaktadır (Van Duyneveltdt, 1989). Bunlar daha çok, histerezis kayıplarının (ferrit nüveli transformatörlerin nüve kayıpları gibi) bulunmasında (Clem, 1994), elektriksel direnci ölçmek için kontak alınmaması durumlarında (F. Weickert, P. Gegenwart, R.S. Perry ve Y. Maeno, 2007), süper-iletkenlerin malzemelerin karakterizasyonunda (Nicolo, 1995, Gömeröy, 1997) ortaya çıkmaktadır. Böyle durumlarda AC alınganlık tekniğinin kullanılmasının avantajları baş göstermektedir. Bu tekniğin dayandığı temel ilkelerin ele alındığı ayrıntılı bir çalışma Nicolo tarafından verilmiştir (Nicolo, 1991). AC alınganlık sistemlerinin üzerinde örnek tutucu (L Frolek, F Gömöröy ve E. Seiler, 2008) tasarımından, düşük sıcaklıklar sistemi için gerekli tasarım değişikliklerin yer aldığı (Dumelow, 2001) çalışmalar mevcuttur. Bidinosti, Banerjee ve Almeida tarafında AC alınganlık sistemlerindeki gelişmelerin ele alındığı geniş bir literatür taraması verilmiştir (Bidinosti, 1995, Banerjee 2011, Almeida 2015).

AC alınganlık ölçümleri, genellikle aynı eksen üzerine sarılmış bir birincil uyarma alanı bobini, bir ikincil algılayıcı bobin ve bir ikincil dengeleme bobininden oluşan (üç bobinli sistem) bir karşılıklı indüktans bobin sistemi ile yapılır. İkincil bobinler ideal olarak tıpatıp aynı ölçülere sahiplerdir ve aralarındaki uzaklığın orta noktası birincil bobinin orta noktası ile çakışmaktadır (W. R. Abel, A. C. Anderson, J. C. Wheatley, 1964), (J. R. Chvers-Bradley, Wen-Sheng Zhou, W. P. Halperin, 1981). Bobin uzunluğunun, girdap akımların veya sıcaklık gradyanının sorun oluşturduğu durumlarda, kısa veya uzun numuneler içinde uygun olan alternatif bir üç bobin sistemi geliştirilmiştir (D.-X. Chen, 1990). Bu tasarımda, toplayıcı bobin numuneye yakındır, ancak dengeleme ve alan bobinleri numuneye uzaktır. Algılama ve dengeleme bobinleri arasındaki dengeyi sağlamak için, birincil bobin ile karşılıklı indüktansları aynı olacak şekilde sarılmışlardır. Bir diğer üç-bobin sisteminde, ikincil bobinler yan yana gelecek şekilde daha geniş bir birincil bobin içine yerleştirilmiştir (M. N. Wilson, 1983).

Üç bobinli konfigürasyon için ses frekans bölgesi (20Hz ile 20kHz) aralığında, AC alınganlık, duyarlılığının en yüksek hassasiyette olduğu bölgedir. AC alınganlık, bobinler arasındaki endüktif kuplaja dayandığından, algılama bobininin tur sayısını

arttırmanın, düşük frekanslarda sinyal gürültü oranını arttırdığı ancak yüksek frekanslarda kapasitif kuplaja neden olduğu gösterilmiş (P. H. Muller, M. Schienle, A. Kasten, 1982). Başka bir çalışmada, birincil bobin 0.32 mm çapında bakır bir tel ile 520 tur. İkincil bobinler 0,10 mm çapında bakır bir tel ile 1340 tur olmak üzere yapılan bir bobin sisteminin yaklaşık olarak 5 kHz'in üzerinde kapasitif kuplaja neden olduğu ve tur sayısının azaltılmasının kullanılabilir frekans aralığını genişletebileceği belirlenmiştir (T. Ishida, K. Monden, Nakada, 1986).

Tek bobin (B. J. Dalrymple, D. E. Prober, 1984), (J. G. Elliott, W. Y. Liang, 1990) veya iki bobinli köprü sistemi kullanarak, bobin sisteminin rezonans frekansındaki değişimin izlenmesine dayalı yöntemlerle, frekans aralığının radyo frekans bölgesine kadar uzatılabildiği çalışmalar da mevcuttur (I. Maartense, 1970), (I. Maartense, 1982). Bobinlerden birine yerleştirilen bir örnek, indüktansta ve fazda bir değişikliğe neden olur ki bu da malzemenin alınganlığıyla ilişkilendirilebilir. Ancak, metalik numuneler için, girdap akımının yüksek frekanslarda bir problem oluşturabileceği vurgulanmıştır.

Algılama ve dengeleme bobinleri zıt yönde seri olarak veya paralel olarak bir kilitleme amplifikatörün diferansiyel girişine bağlanabilir (L. Hartshorn, 1925). Bu sayede kilitlemeli amplifikatör, örnek olmadığında bir sıfırlama algılayıcısı olarak ve örnek olduğunda ise bir denge kayması ölçüm cihazı olarak işlev görür. Harmonikleri azaltmak için genellikle girişte 60 dB'den fazla zayıflama faktörüne sahip bir bant geçiren filtrenin kullanılmasının, ancak, harmoniklere duyarlı alınganlık ölçümlerinde ise harmonikleri izole edecek filtreleme uygulanmasının gerektiği rapor edilmiştir (T. Ishida, R. B. Goldfarb, 1990).

Bobin sıcaklığı ölçüm sırasında değişirse alan şiddetinin ortalama değerini (RMS) sabit tutmak, alternatif alan bobinini sürmek için bir ac sabit akım kaynağı (transconductance amplifikatör) kullanılmalıdır. Algılama ve dengeleme bobini sıvı helyum içine batırılarak bobin dirençlerinin sabit kalması ve ek olarak Johnson (termal) gürültüsünün azalması sağlanabilir.

Örnek kuplajı en üst düzeye çıkarmak için, algılayıcı bobinin alan bobininin içine gelecek şekilde sarılması tavsiye edilmektedir. Algılama bobinlerinin empedansının kilitleme amplifikatörünün giriş empedansına uydurulması sinyal/gürültü oranını

artıracağı için genellikle tercih edilir. Bununla birlikte, empedans uyarlaması için bir transformatör kullanılmasının pratikte, gürültü veya hassasiyet açısından hiçbir avantaj sağlamadığı gibi, olumsuz olarak bir faz kaymasına da sebep olduğu gösterilmiştir.

Algılama ve dengeleme bobinleri arasında bir uyumsuzluk olması kaçınılmazdır. Bobinlerin sıcaklığı değiştikçe indüktanslarında ve dirençlerinde de değişiklik meydana geleceği için uyumsuzluk daha da artacaktır. Bu sorundan kaçınmak için iki pozisyonlu AC alınganlık ölçüm sistemleri geliştirilmiştir (A. J. de Vries, J. W. M. , 1967).

Numunenin konumu, bir numune çubuğu ve piston tarafından kontrol edilerek her iki bobin içinde de ölçüm alınır. İkincil bobinler zıt yönde seri bağlandığı için numuneden kaynaklanan indüklenen gerilim işaret değiştirir, fakat bobin dengesizliğinden kaynaklanan sinyal işaret değiştirmedeği için iki ölçümün farkı alındığında, bobinlerin uyumsuzluğundan kaynaklanan sinyal kaybolur. Literatürde, alan bobini ile seri olarak bağlanan ve konumu ayarlanabilen bir ince ayar bobininin dengesizliği en aza indirmek için kullanıldığına da rastlanmıştır (S. C. Whitmore, S. R. Ryan, T. M. Sanders, 1978).

Bobin sisteminin yüzeyi yalıtılmış bir bakır folyo ile kaplamasının bobinlerin ısıl kararlılığını artırdığı ve dolayısıyla sıcaklık gradyanından kaynaklanabilecek sorunların üstesinden gelmek için kullanıldığı rapor edilmiştir (L. J. de Jongh, W. D. van Amstel, A. R. Miedema, 1972).

İzotermal bir ortama ulaşmaya yardımcı olmak için, iyi bir termal iletken ve zayıf bir elektrik iletken olması sebebiyle bobin nüvesi olarak, boru şeklinde safir (Al_2O_3) kullanılabilir. Metalden yapılmış bir bobin nüvesi girdap akımları nedeniyle ölçüm hatalarına yol açabilir. Aynı nedenden dolayı metal yapısal bileşenler ve ısıtıcılar bobinlerden yeterince uzağa yerleştirilmelidir.

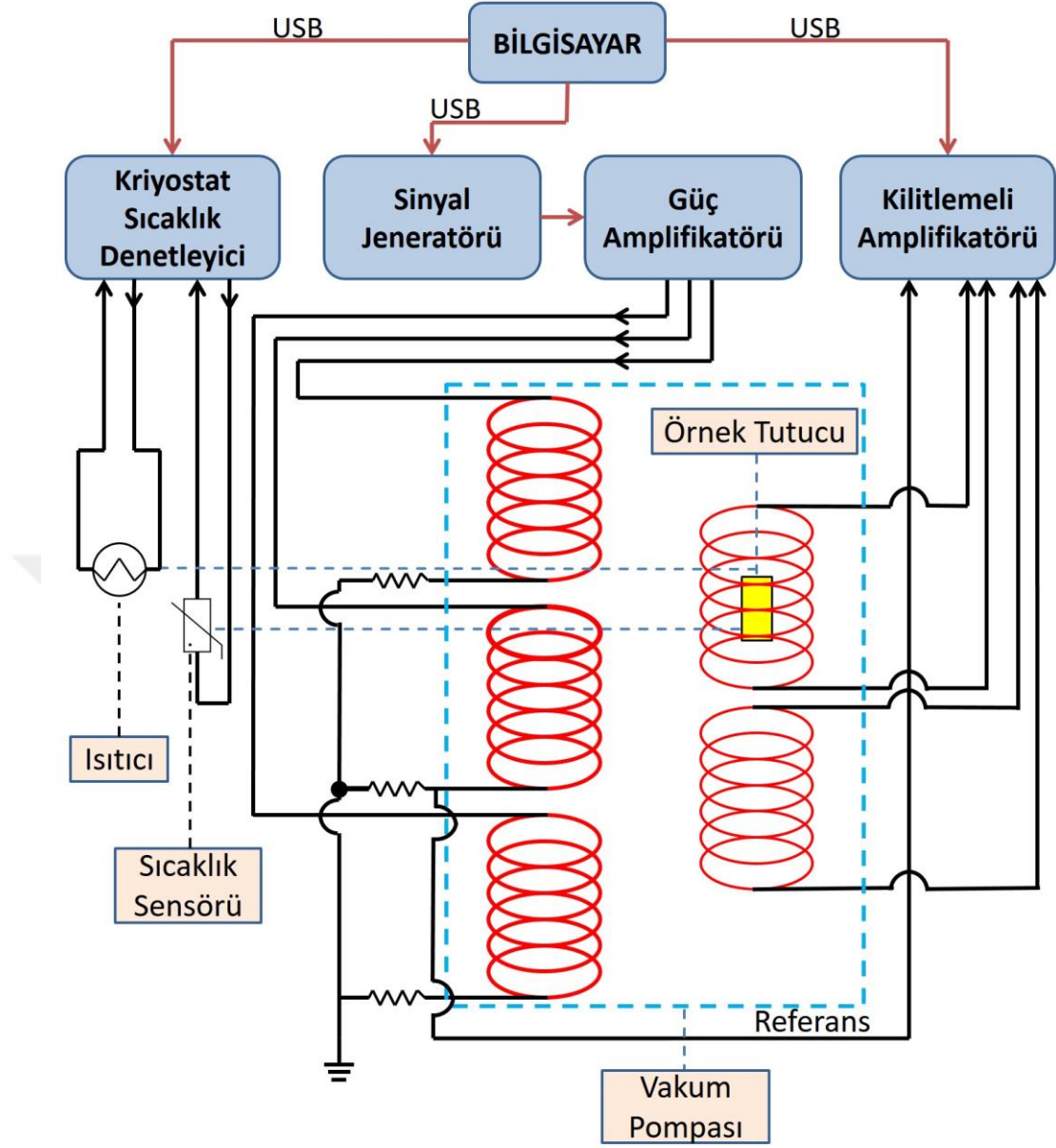
Alınganlığın gerçek ve sanal bileşenlerini doğru şekilde birbirinden ayırmak, algılayıcı bobinde indüklenen gerilimi ölçmek için kullanılan kilitleme amplifikatörünün faz açısı doğru bir şekilde ayarlanmalıdır. Faz ayarı, ölçümden önce ya da hesaplama yoluyla ölçümden sonra yapılabilir. Sanal bileşen hiçbir zaman negatif olmamalıdır. Duyarlılık eğrilerindeki frekans kaymalarını gözlemlemek için

hassas faz ayarı gereklidir. Her bir örnek ve her ölçüm frekansı için faz ayarı tekrarlanmalı, ancak her ölçüm sıcaklığı için fazı ayarlamak pratik değildir. Sıcaklık değiştikçe bobinlerin direnci değişmektedir. Bu karşılıklı indüktans köprüsünde bazı faz değişikliklerine neden olabilir. Bunu önlemek için, kilitleme amplifikatörün referans girişine birincil bobine seri bağlı bir direnç üzerindeki gerilimi referans sinyali olarak girmek gereklidir.



2. SİSTEM TASARIMI VE BİLEŞENLERİ

Literatürden anlaşıldığı üzere ikincil bobinlerin birbirine özdeş olarak sarılması neredeyse imkânsızdır. Bu nedenden dolayı örnek olmadığında dahi algılayıcı ve dengeleyici bobinlerde indüklenen gerilim birbirinden farklı olacaktır. Bu çalışmada bu dengesizliği ortadan kaldırmak için standart AC alınganlık ölçüm sisteminden farklı olarak, tek sargılı birincil bobin (manyetik alanı oluşturan) yerine birbirine özdeş üç adet bağımsız birincil bobinden oluşan ve aynı eksen üzerinde sarılmış bobin sistemi tasarlanmıştır. Sistem bir bütün olarak Şekil 2.1.'de gösterilmiştir. Bileşenlerin birbirleri olan ilişkisi bu şekilde özetlenmeye çalışılmıştır. Sistemin şematik çiziminde görüldüğü gibi bilgisayar kontrolü altındaki sinyal jeneratörü, güç amplifikatörleri girişine bağlanmıştır. Güç amplifikatörlerinin sürdüğü akım birincil sargıların içindeki manyetik alanı oluşturur. Malzemedeki indüklenen manyetik alan algılayıcı bobin tarafından gerilime dönüştürülür ve bu sinyal kilitlemeli amplifikatörün A kanalına bağlanır. Algılayıcı bobinde indüklenen gerilim, kısmen malzemedeki ve büyük bir çoğunluğu da birincil bobinlerin oluşturduğu manyetik alandan gelmektedir. Tasarlanan ölçüm sisteminde malzemedeki gelen alanla ilgilendiğimizden dolayı birincil bobinden gelen gerilim hesaba alınmamalıdır. Bunun için dengeleme bobininden gelen, birincil bobinlerin indüklediği özdeş sinyal kilitlemeli amplifikatörün B kanalına bağlanılmış ve çıkartma işlemi yapılarak, sadece örnekteki gelen sinyal elde edilmiş olur. Bu durumda birincil bobinin indüklediği ve algılayıcı ve dengeleyici bobinlerin indüklediği gerilimler birbirini yok edecektir. Bu sinyalin uyarıcı alan ile (birincil bobinin uyguladığı manyetik alan) ilişkilendirilebilmesi için birincil sargıdan geçen akım bir direnç üzerinden gerilime dönüştürülerek kilitlemeli amplifikatörün gereksinim duyduğu referans sinyali üretilmiştir.

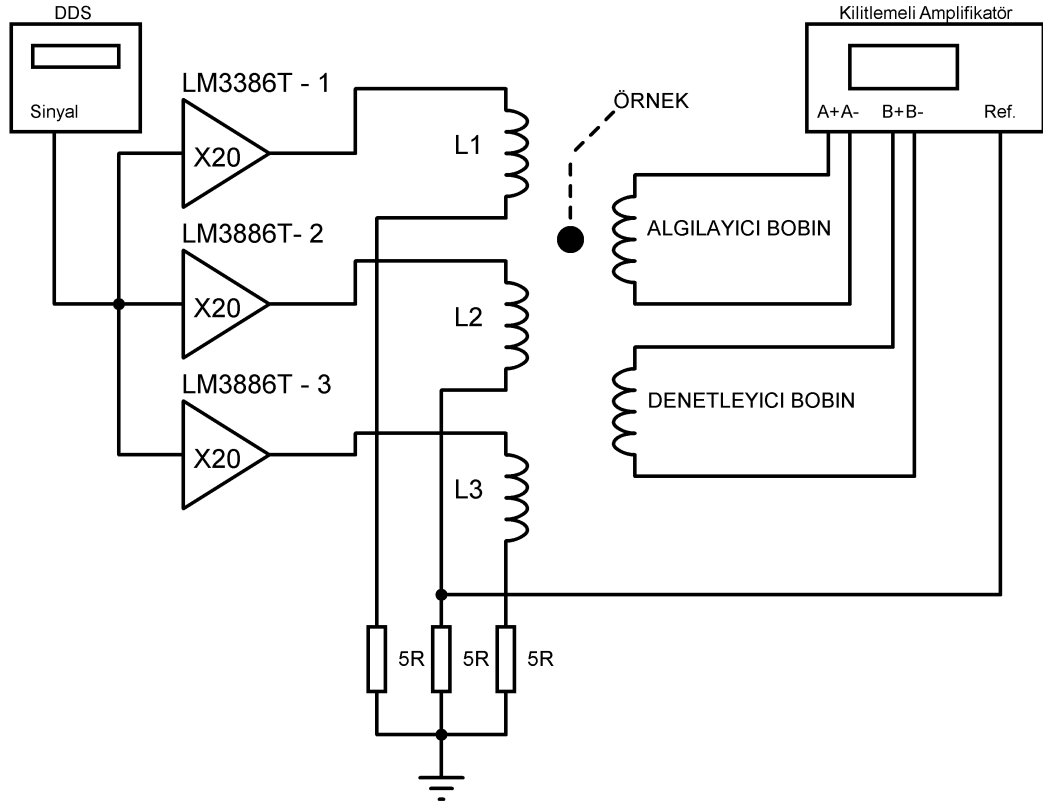


Şekil 2.1. Bu çalışmada tasarlanan AC alınganlık ölçüm sistemi blok diyagramı

Ortamdaki nemin uzaklaştırılması ve ısının hava yoluyla aktarılmasının önüne geçmek için kriyostat sistemi vakum altında çalışmaktadır.

İstenilen sıcaklıklarda veri alabilmek için bir sıcaklık kontrolcüsü bulunmakta ve bu kontrolcüye bağlı ısıtıcı ve sıcaklık sensörü sistemin içinde bulunmaktadır.

Bu sistemin kontrolü MATLAB programı ile bilgisayar üzerinden yapılmaktadır ve sistemden alınan tüm veriler bilgisayarda dosyaya kaydedilip daha sonra gerekli grafik çıktıları elde edilir.



Şekil 2.2. Bu çalışmada tasarlanan AC alınganlık ölçüm sistemi blok diyagramı

Bobinlerin içinde manyetik alanı oluşturmak için telden akım sürülmelidir. Gerekli olan akımı sürmek için Şekil 2.2.'de görüldüğü gibi üç adet güç amplifikatörü her bir bobini bağımsız olarak sürmektedir. Birincil bobinlere sırasıyla 1, 2, 3 numaraları verilirse 2 numaralı (orta) bobine bağlanan direnç üzerinden okunan gerilim, bobinden geçen akım ve faz bilgisini içerdiğinden referans olarak alınmıştır.

Sistemin bir diğer bileşeni ikincil bobinlerdir ve birincil bobinlerin arasındaki boşluklara gelecek şekilde iki adet birbirine özdeş selenoid şeklide bobin sarılmıştır. İkincil bobinlerden birine algılayıcı bobin, diğerine denetleyici bobin denir. Numune algılayıcı bobininin içine yerleştirilir. Algılayıcı ve dengeleyici bobinlerinden gelen sinyal KA'nın girişindeki A ve B kanallarına girer. Kilitlemeli yükselteç A kanalından gelen sinyal ile B kanalından gelen sinyalin farkını alır, yani A-B işlemi yapılır. Böylece ölçülen sinyal sistemde uygulanan manyetik alana duyarlı kalır. Böylece numunenin oluşturduğu manyetik alan ölçülmüş olur.

AC alınganlık ölçüm sisteminin bileşenleri ayrıntılı olarak aşağıdaki kısımlarda anlatılacaktır.

2.1. Bobin Sistemi

Bobinin empedansını, direncini ve alan şiddetini optimize etmek için farklı tel yarıçapları düşünülerek hesaplamalar yapılmıştır. Bu hesaplamalar içinde (H) manyetik alan, B indüksiyon alanı, L bobin indüktansı, direnci ve bobin sisteminde harcanan güç (P) optimize edilmeye çalışılmıştır.

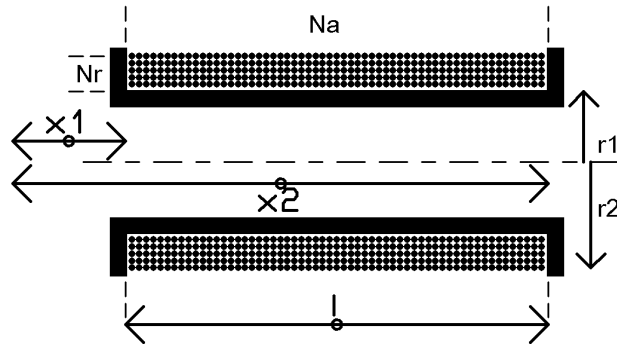
Bir iletkenin içinden geçen alternatif elektrik akımının iletkenin merkezinden daha çok dış tabakasından geçme eğilimi kabuk etkisi (skin effect) olarak bilinir. İletkenin içindeki akım yoğunluğu iletken yüzeyine yakın olan bölgelerde merkezindekinden daha büyüktür. Kabuk etkisi nedeniyle iletkenindeki alternatif akımın frekansı artıkça, iletkenin etkin kesit alanı azalırken, etkin direnci artar. Ancak, bu etki iletkenin kesit alanı veya çapı ile ilişkili olarak belirli bir frekansa kadar önemsiz sayılır. Bir başka deyişle, iletkenin çapı küçüldükçe kabuk etkisinin baş gösterdiği frekansta artış ortaya çıkar. Örnek olarak 0,65 mm çapındaki bir bakır tel için 40 kHz civarında olan bu frekans, 0,50 mm çapındaki bakır tel için 70 kHz civarındadır (AWG tablosu). Bu nedenle, 100 kHz'e kadar kabuk etkisinden etkilenmeden çalışması düşünülen bir bobin sistemi için 0,40 mm veya daha küçük çaplarda bir bakır tel tercih edilmesi gerektiği söylenebilir.

Tel çapı seçiminde gözetilmesi gereken bir diğer kıstas da telin taşıyabileceği akımın bir üst limitinin olmasıdır. Bu limit aşıldığında tel aşırı ısınacak, hatta eriyecektir. Yine AWG verilerine dayanarak, 0,65 mm çapındaki bir bakır telin güvenli bir şekilde taşıyabileceği akım 900 mA civarında iken, bu değer 0,4 mm çapındaki bakır tel için 360 mA civarındadır. Çapları 1,0 mm ile 0,1 mm arasında değişen bakır teller için, güvenli akım (I_{maks} (mA)) ile tel çapı (d (mm)) arasında yaklaşık olarak;

$$I_{maks} = 2200 \times d^2 \quad (2.1.)$$

ilişkisi olduğu görülür. Solenoit şeklindeki bir bobinin üretebileceği manyetik alan

şiddeti veya manyetik akı yoğunluğu bobin telinden geçirilen akımla doğru orantılıdır. Bununla birlikte, tel çapı ile sarım sayısı ters orantılıdır. Sonuç olarak, manyetik alan şiddetinin veya manyetik akı yoğunluğunun üst limiti tel çapından bağımsız olarak, yalnızca telin taşıyabileceği güvenli akıma bağlı olarak ifade edilebilir. Bobin teli çapının seçimi ile ilgili dikkate alınması gereken başka bir unsur da bobinin direnci (R_L), daha da önemlisi indüktansdır (L). İndüktif reaktansın, açısal frekans ile indüktansın çarpımına eşit olması ($X_L = \omega L$) nedeniyle, yüksek frekanslarda bobinden geçen akımın hem fazında, hem de şiddetinde indüktansın sınırlayıcı etkisi olduğu anlaşılır.



Şekil 2.3. Üçlü bobin sistemindeki birincil bobin karkaslarından biri

Radyal doğrultudaki sarım sayısı, N_r , bobinin dış ve iç yarıçaplarının farkının tel çapına oranıdır. Benzer şekilde eksen boyunca sarım sayısı, N_a , ise bobin uzunluğunun tel çapına oranı olarak bulunur. Toplam sarım sayısı N ile tanımlarsak (Şekil 2.3.).

$$N_r = \frac{(r_2 - r_1)}{d} \quad (2.2.)$$

$$N_a = \frac{\ell}{d} \quad (2.3.)$$

$$N = N_a \times N_r \quad (2.4.)$$

olarak hesaplanır. Bobin telinin direnci ℓ telin uzunluğu, A telin kesit alanı ve ρ telin öz direnci olmak üzere denklem (2.5.) ile verilmiştir.

$$R = \rho \frac{\ell}{A} \quad (2.5.)$$

Yukarıdaki tanımlamalardan yola çıkılarak ve karkasın ortalama yarıçapı $(r_1+r_2)/2$ olmak üzere

$$R_\ell = \rho \frac{N_a N_r \left(\frac{r_2+r_1}{2}\right) 2\pi}{\frac{d^2}{4} \pi} \quad (2.6.)$$

bulunur. Sadeleştirme işleminden sonra

$$R_\ell = 4\rho \frac{N_a N_r}{d^2} (r_2 + r_1) \quad (2.7.)$$

elde edilir. N_a ve N_r yerine konulduğunda

$$R_\ell = 4\rho \frac{\left(\frac{l}{d}\right) \left(\frac{r_2-r_1}{d}\right) (r_2+r_1)}{d^2} \quad (2.8.)$$

bulunur. Ve nihayet sadeleştirme işlemi gerçekleştirildiğinde bobin telinin direnci için;

$$R_\ell = 4\rho l \frac{(r_2-r_1)^2}{d^4} \quad (2.9.)$$

ifadesi elde edilir.

Bobin eksenini üzerinde herhangi bir nokta için manyetik alan dekleminin (2.10) daki gibidir.

$$H_1 = \frac{i N}{2(r_2+r_1)} \left[x_2 \ln \frac{\sqrt{r_2^2+x_2^2}+r_2}{\sqrt{r_1^2+x_2^2}+r_1} - x_1 \ln \frac{\sqrt{r_2^2+x_1^2}+r_2}{\sqrt{r_1^2+x_1^2}+r_1} \right] \quad (2.10.)$$

Burada x_1 ve x_2 Şekil 2.3.'deki gibi sırasıyla karkasın sağ ve sol yanlarından olan uzaklıklardır. Buradan $x_2 = l + x_1$ olarak yazılabilir. Böylece manyetik alan için yukarıda verilen ifade

$$H_1 = \frac{i N}{2(r_2+r_1)} \left[(1+x_1) \ln \frac{\sqrt{r_2^2+(1+x_1)^2+r_2}}{\sqrt{r_1^2+(1+x_1)^2+r_1}} - x_1 \ln \frac{\sqrt{r_2^2+x_1^2+r_2}}{\sqrt{r_1^2+x_1^2+r_1}} \right] \quad (2.11.)$$

olur. Bu denklemde $x_1 = -1/2$ olarak yerleştirilirse bobin eksenini üzerinde ve bobin merkezindeki manyetik alan

$$H_1 = \frac{i N}{2(r_2+r_1)} \ln \left[\frac{\sqrt{r_2^2+(1/2)^2+r_2}}{\sqrt{r_1^2+(1/2)^2+r_1}} \right] \quad (2.12.)$$

elde edilir. Bobinin indüktansı $L = N\Phi/i$ tanımından yola çıkılarak

$$L_1 = \frac{BN_a N_r A_{ort}}{i} \quad (2.13.)$$

şeklinde yazılır. Burada $A_{ort} = \left(\frac{r_1+r_2}{2}\right)^2 \pi$ olarak tanımlanmıştır.

Kıyaslama açısından indüktans için alternatif bir hesaplama yapmak istenirse bobin merkezindeki manyetik alanın sonsuz selenoidde olduğu gibi

$$H_2 = \frac{i N}{\ell} \quad (2.14.)$$

olduğu kabul edilirse, bobin parametrelerine bağlı olarak denklem (2.15.)

$$L_2 = \frac{\mu_0 \pi \ell ((r_1+r_2)(r_2-r_1))^2}{4d^4} \quad (2.15.)$$

elde edilir.

Bobinde harcanan ortalama güç için

$$\bar{P} = \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}}\right)^2 R \quad (2.16.)$$

eşitliği denklem (2.1.) ve (2.9.) yerine konulduğunda

$$\bar{P} = 2 \times 4,84\rho l(r_2^2 - r_1^2) \quad (2.17.)$$

olarak yazılır.

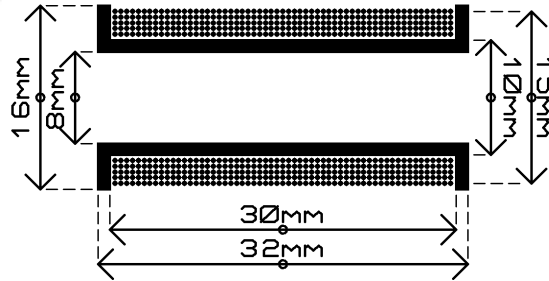
Yukarıda sözü edilen etkenler dikkate alınarak, bobin tellinin çapı ile bobin parametrelerinin (I_{max} , H, B, L, R_L , P) nasıl değiştiği hesaplanarak Çizelge 2.1.'de verilmiştir. Görüleceği üzere, tel çapı ile H, B ve P sabit kalırken R ve L için bir optimizasyon sağlamak olasıdır.

Çizelge (2.1.) Değişen tel çapına göre bobin parametrelerinin değişimi

d(mm)	I_{max} (mA)	H_1 (A/m)	H_2 (A/m)	B(mT)	L1(mH)	L2(mH)	R(Ω)	P(mw)
0.25	137.5	6018.1	6600	7.5626	10.162	11.145	19.897	188
0.3	198	6018.1	6600	7.5626	4.9007	5.3745	9.5953	188
0.35	269.5	6018.1	6600	7.5626	2.6453	2.901	5.1793	188
0.4	352	6018.1	6600	7.5626	1.5506	1.7005	3.036	188
0.45	445.5	6018.1	6600	7.5626	0.96804	1.0616	1.8954	188
0.5	550	6018.1	6600	7.5626	0.63513	0.69654	1.2436	188
0.55	665.5	6018.1	6600	7.5626	0.4338	0.47575	0.84937	188
0.6	792	6018.1	6600	7.5626	0.30629	0.33591	0.59971	188

Birincil bobinlerin üç bağımsız sargı olarak tasarlanmasının sonucunda, bobinlerin indüktansları tek bobine oranla üç kat azalacağı hesaplanmıştır.

Boyutları Şekil 2.4.'da verilen üçlü birincil bobin sistemindeki her bir selenoid şeklindeki bobinin uzunluğu 30 mm, dış yarıçapı 15 mm ve iç yarıçapı 10 mm'dir.



Şekil 2.4. Üçlü birincil bobin sisteminin boyutları

Denklem (2.13.) ve (2.15.)'de verilen bobin indüktansı için yapılan hesaplamaların karşılaştırması için Multi-Layer Coil Inductance Calculator (<http://electronbunker.ca/eb/InductanceCalcML.html>) programı kullanılarak yapılan hesaplamalar sonucunda programın hesapladığı yaklaşık yarı yarıya küçük olduğu gözlenmiştir. Sadece 0,5 mm tel çapı için yapılmış olan hesaba göre yaklaşık 700 μ H değerindeki indüktans 372 μ H olarak bulunmuştur (Şekil 2.5.).

Multi-Layer Coil Inductance Calculator

Input Parameters:

Units: Millimeters ▾

Number of Turns per Layer - N_T : 60

Number of Layers - N_L : 5

Coil Inside Diameter - D_i : 10 mm

Coil Form: Circular ▾ No. of Polygon Sides:

Choose Axial: Coil Length ▾ and Enter: 30.00 mm

Choose Radial: Coil Depth ▾ and Enter: 5 mm

Operating Frequency (Optional): kHz

Conductor Size - d : 0.5 mm ▾

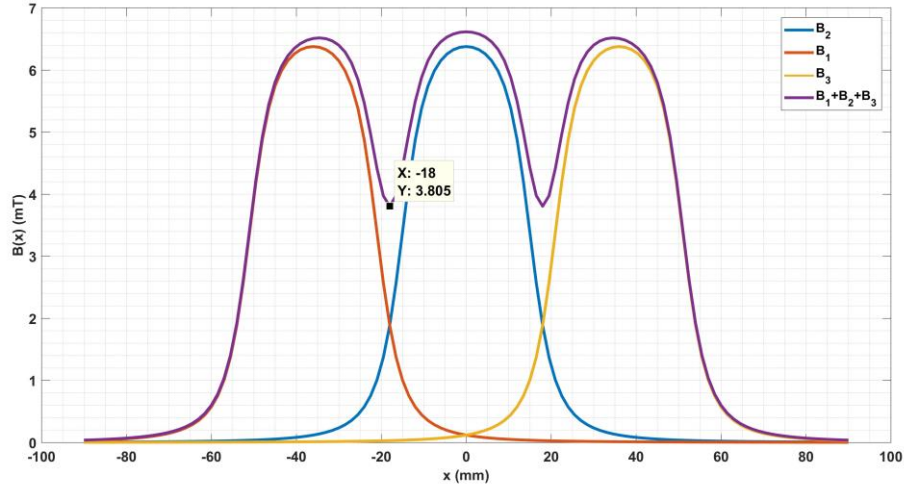
Wire Diameter Including Insulation - d_i : 0.5000 mm Auto Calculate

Note: Increased Pitch to minimum for Close Wound Coil

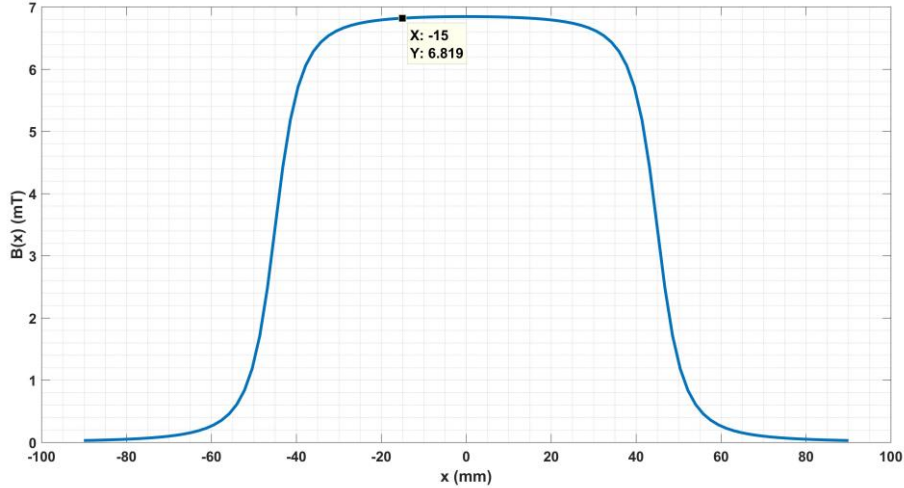
Conductor Diameter:	0.5000	mm
Winding Pitch:	0.5001	mm
Coil Length:	30.00	mm
Coil Outside Diameter:	15.00	mm
Total Wire Length:	11781.93	mm
Skin depth/wire diameter ratio:	1.0000	
Base Inductance L_S :	372.4881	μH
Frequency Correction L_T :	0.0000	μH
Corrected Inductance:	372.4881	μH

Şekil 2.5. Web sayfası üzerinde indüktans hesaplama programından alınan sonuç (<http://electronbunker.ca/eb/InductanceCalcML.html>)

Üçlü birincil bobin sisteminin ekseni boyunca manyetik alan değişimi denklem 2.12. kullanılarak hesaplanmış ve hesaplama sonucu bir grafik olarak Şekil 2.6.'da verilmiştir. Üçlü birincil bobin sisteminin bobinlerinin arasındaki yedişer milimetrelik ikincil bobinlerin denk geldiği boşluklardaki manyetik alan değerlerini yaklaşık olarak yarı yarıya düşüğü hesaplanmıştır. Üçlü birincil bobin yerine, üçünün boyuna eşit olacak şekilde tek bir bobin için aynı hesap tekrarlandığında örneğin bulunduğu konuma denk gelen manyetik alan şiddetinin üçlü bobin sistemine göre iki kat daha yüksek olduğu hesaplanmıştır ve grafik olarak alan değişimi Şekil 2.7.'de gösterilmiştir.

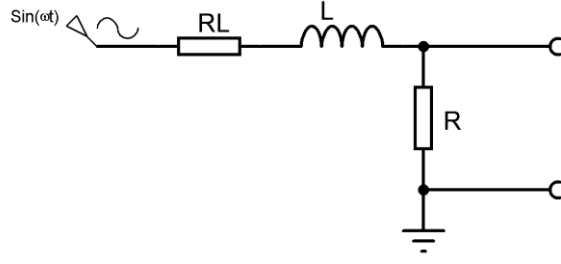


Şekil 2.6 Üçlü birincil bobin sistemi için konuma göre manyetik alan şiddeti.



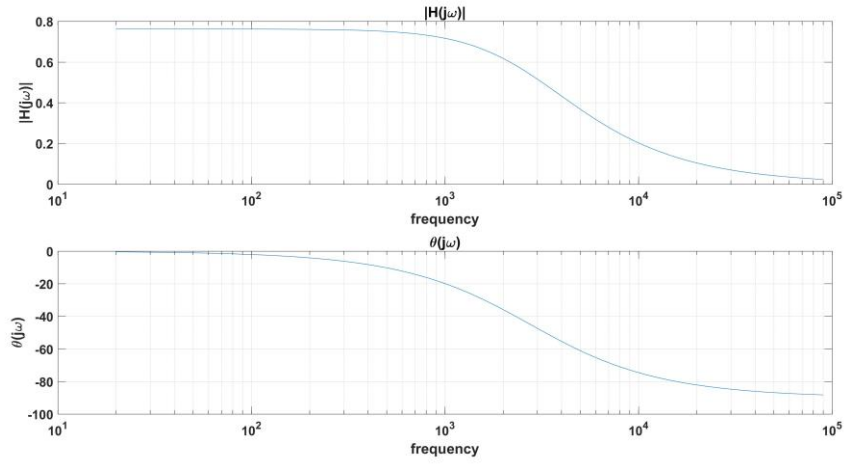
Şekil 2.7. Tek birincil bobin için konumuna bağlı manyetik alan şiddeti

Buna rağmen, bobinin indüktansının üçte bir oranında azaltılması ile yüksek frekanslarda bobinin indüktif reaktansının frekansla doğru orantılı olarak artmasından dolayı, bobinden geçirilebilecek akım için aynı oranda bir azalma ortaya çıkaracaktır. Böylece, daha düşük gerilimle, daha yüksek gerilimle elde edilebilecek alan şiddetine ulaşılabilceği hesaplamıştır. Üç birincil bobinli bir sistemde, manyetik alan şiddetinin de yaklaşık 3/2 kat artacağı söylenebilir. Bunlara ek olarak, bobinin indüktif reaktansının frekansla değişiminin devreden geçen akım üzerinde etkisini Şekil 2.8.'de verilen devre temel alınarak yapılan hesaplamaların sonuçları grafik olarak Şekil 2.9. ve Şekil 2.10.'da gösterilmiştir.

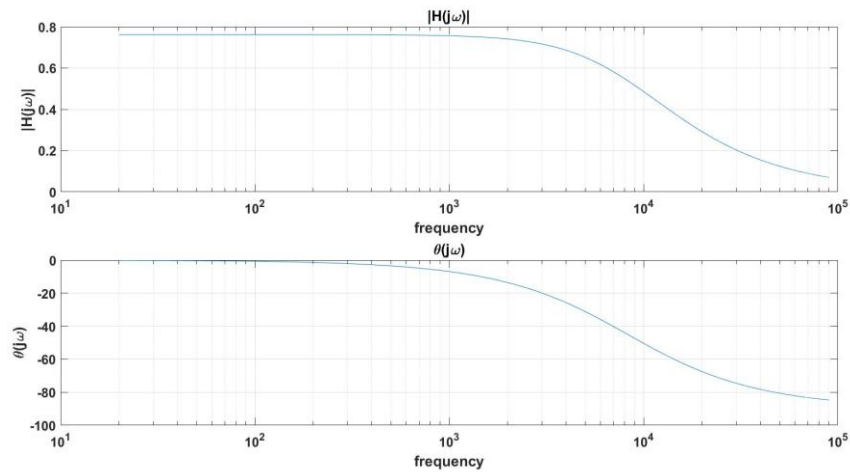


Şekil 2.8. Frekansa bağlı olarak birincil bobinden geçen akımı denetlemek için simülasyonda kullanılan devre şeması

Şekil 2.9.'da görüldüğü gibi tek birincil bobinin kesim frekansı yaklaşık 1 kHz civarında olduğu, bu frekansın üzerindeki frekanslarda da devreden geçen akımın fazının önemli ölçüde kaydığı görülmektedir.

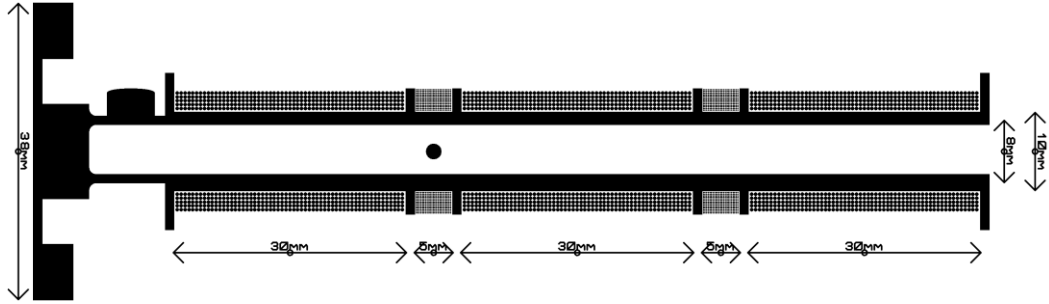


Şekil 2.9. Tekli birincil bobin sistemi için frekansa bağlı bobinden geçen akım



Şekil 2.10. Üçlü birincil bobin sistemi için frekansa bağlı bobinden geçen akım

Karkasın iç çapı 10 mm'dir. Bobinlerin sarılı olduğu kısımların yüksekliği ise 3 mm'dir. Bu durumda dış çap 16 mm olmaktadır (Şekil 2.13.).

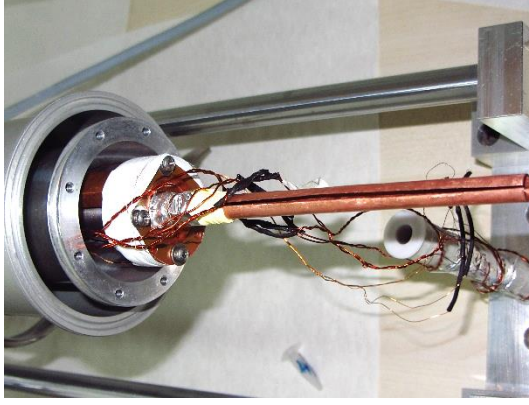


Şekil 2.13. Teflon karkas, bobinler ve soğuk çubuk

2.2. Kriyostat Sistemi

Düşük sıcaklık sistemi olarak CRYO INDUSTRIES marka kriyostat kullanılmıştır. Bu sistem en düşük 10 K'e ve en yüksek 320 K sıcaklık aralığında çalışmaktadır.

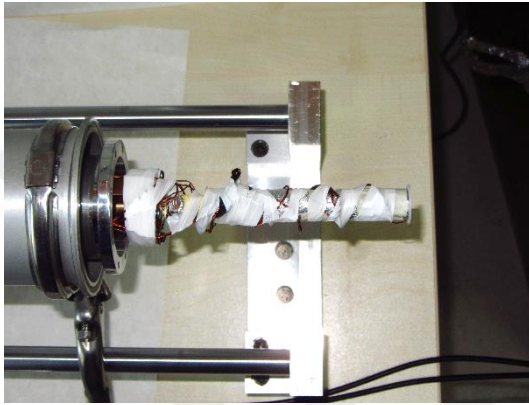
İdeal olarak örnek tutucu için elektriksel olarak yalıtkan ve termal olarak iletken bir malzeme tercih edilmesine karşın, bu sistemde örnek tutucu olarak iyi bir termal iletken olan ancak aynı zamanda elektriksel olarak da iyi bir iletken olan bakır kullanılmıştır. Bakır elektriksel iletkenliğinden dolayı manyetik alan altında girdap akımları oluşmaktadır. Oluşan girdap akımları manyetik alana ters yönlü manyetik alan yaratacaktır. Bu sorunu gidermek için bakır plaka 'C' şeklinde kıvrılmış ve girdap akımları en düşük düzeyde olması sağlanmıştır. Örnek tutucu ve ısı iletici çubuğun içine sıkı biçimde geçebilecektir ve 'C' şeklinde kıvrılmış olarak tasarlanmıştır. Böylece iyi bir termal iletim sağlanırken, girdap akımları önlenmiştir. Bobin sisteminin sarılı olduğu karkas dıştaki 'C' şekilli bakır çubuğun dışına sabitlenmiştir (Şekil 2.14.).



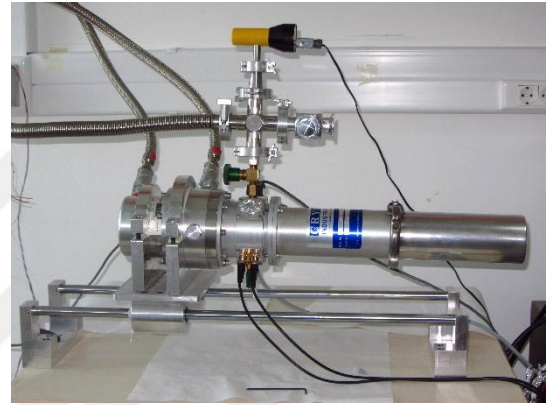
a)



b)



c)



d)

Şekil 2.14. AC alınganlık kriyostat sistemi a) Kaskasın geçirildiği, 'C' şeklinde soğuk çubuk, b) Soğuk çubuğun içine geçen 'C' şeklinde örnek tutucu, c) Kriyostat bobin sistemi, d) Montajı tamamlanmış kriyostat genel görünümü.

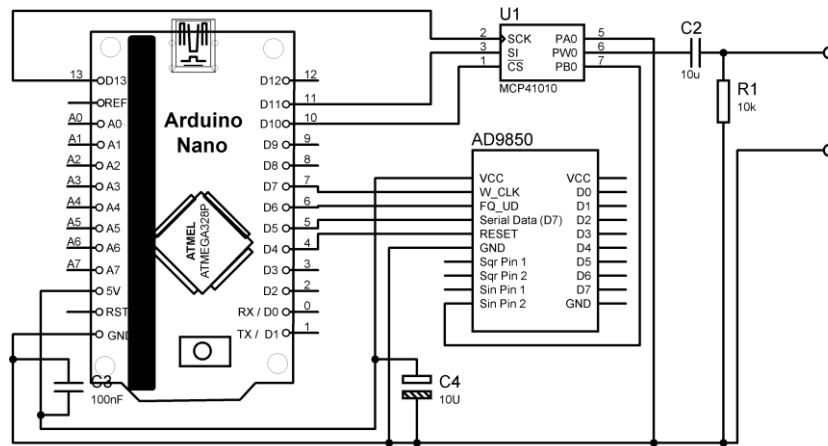
Bobin sisteminin üzerinde helyum gazı ile soğutulan parlatılmış yansıtıcı kılıf takılmaktadır. Böylece dışarıdan radyasyon ile gelen ısı en düşük seviyeye indirilmiş olur. Bu parçalar silindir biçimindeki alüminyum bloklardan mevcut kriyostat sistemine uygun olarak tornada yaptırılmıştır (Şekil 2.15.).



Şekil 2.15. Kriyostat, radyasyon kalkanı ve dış ceket a) Radyasyon kalkanı genel görünümü, b) Sol tarafta yeni yaptırılan radyasyon kalkanı ve dış ceket

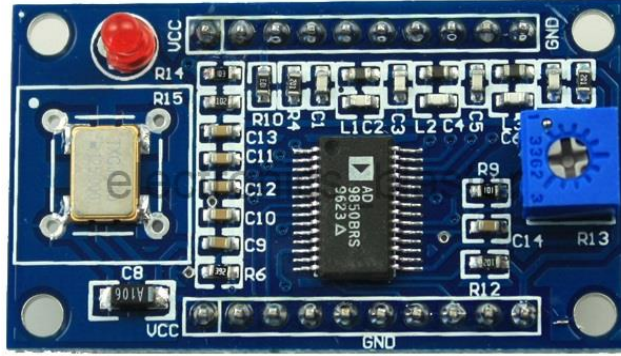
2.3. Sinyal Jeneratörü (DDS)

Sinyal jeneratörü, AC alanın üretilmesi için gerekli olan sinyali oluşturan cihazdır. Bu sistemde kullanılan sinyal üretici, bilgisayar tarafından USB protokolü üzerinden kontrol edilebilecek şekilde tasarlanmıştır. Tasarlanan sinyal üretici üç ana parçadan meydana gelmektedir. Bunlar, doğrudan dijital sentez (DDS) tümleşik devresi (AD9850), DDS'in çıkış genliğini ayarlayan dijital potansiyometre tümleşik devresi (MCP49010) ve bu tümleşik devreleri SPI haberleşme protokolü üzerinden kontrol eden ve bilgisayar ile haberleşmeyi sağlayan AVR tabanlı (Atmega328P) mikrodenetleyicidir (Şekil 2.16).



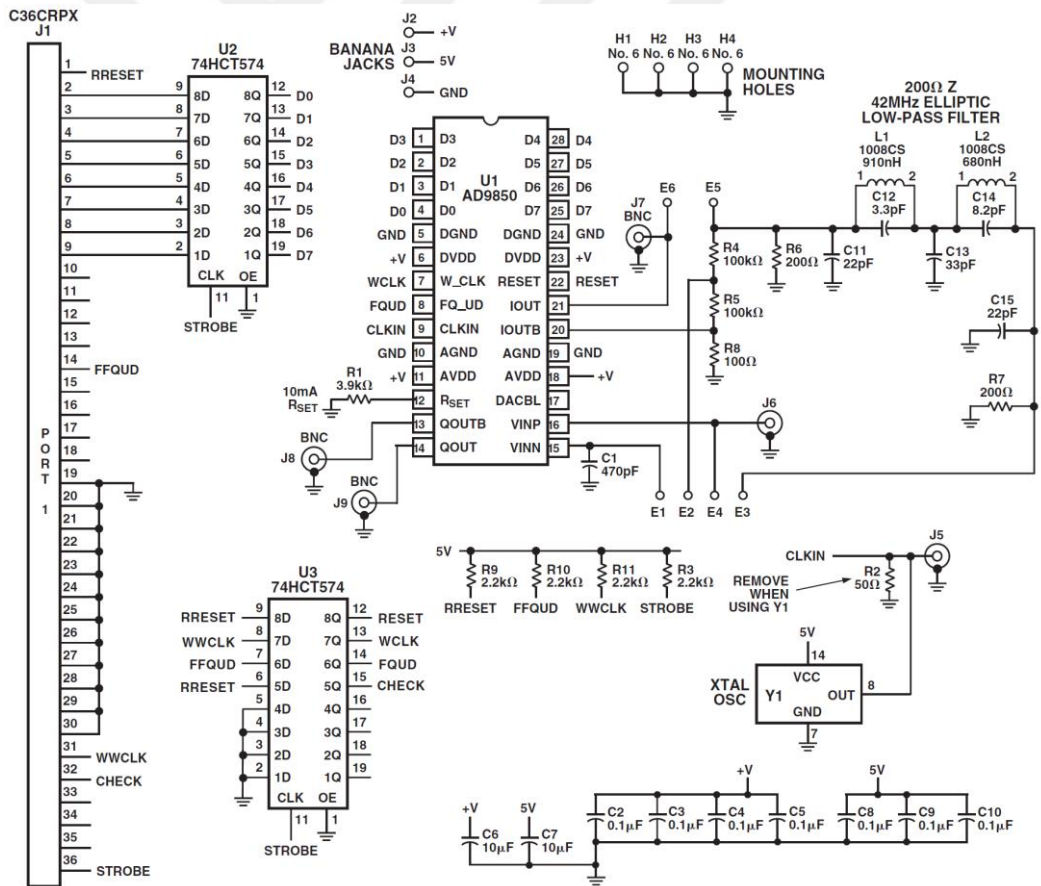
Şekil 2.16. AD9850 modülünden yapılan sinyal jeneratörü devre şeması

AD9850 tümleşik devresi doğrudan kullanılmak yerine modül olarak alınıp kullanılmıştır (Şekil 2.17.).



Şekil 2.17. Sinyal jeneratöründe kullanılan AD9850 modülünün görünümü

AD9850 modülünün detaylı şeması aşağıdaki gibidir (Şekil 2.18.).



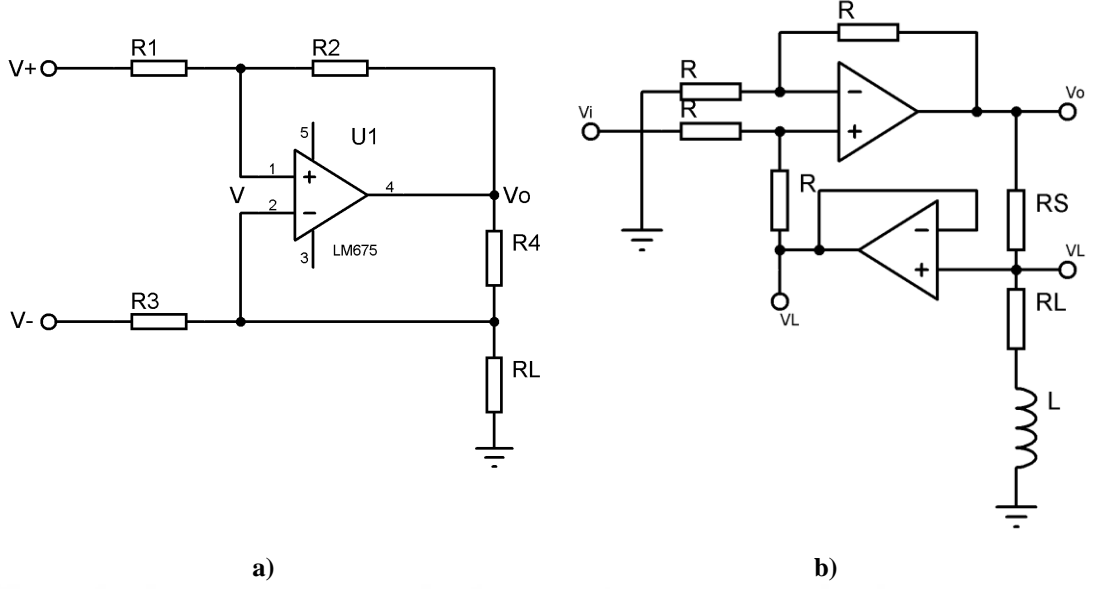
Şekil 2.18. AD9850 modülünün üretici firma tarafından tavsiye edilen devre şeması (Analog Devices, AD9850 Datasheet, 2004)

Burada sinyal jeneratörünün çıkış genliği 1/256V hassasiyet ile ve 0-1V aralığında, frekansı ise $125\text{MHz}/2^{32} = 0.0291\text{Hz}$ hassasiyetle 125/2 MHz aralığında, sinyalin fazı da 8/360 derece hassasiyetle 0° - 360° derece aralığında yazılım ile programlanabilmektedir.

2.4. Güç Amplifikatörü

Güç amplifikatörü harici bir güç sağlayıcısı ile beslenip, çıkış sinyalinin şeklini giriş sinyaline eşleyen devredir. Güç amplifikatörünün çıkış sinyalinin genliği, giriş sinyalinin genliğinin belirli bir katında sinyali güçlendirebilir. Buradaki durum güç amplifikatörünün kazancı ile alakalıdır ve belirli bir aralığa ayarlanabilir. Böylece kazanç ile giriş geriliminin genliğinin çarpımı çıkış genliğini verir.

Sinyal jeneratöründen elde edilen sinyalin genliği düşük ve çıkış empedansı yüksek olduğundan güçlendirilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada sinyali güçlendirmek için Howland akım kaynağı kullanılması düşünülmüştür ve uygulanmıştır. Akım kaynağı, giriş gerilimine oranla çıkıştaki yüke bakılmaksızın sabit akım verebilen cihazdır. Daha basit olarak gerilim akım dönüştürücüdür. Akım kaynağı tercih edilmesinin nedeni bobin, indüktif yük olduğundan frekansa bağlı olarak indüktif reaktansı değişecektir ve ideal bir akım kaynağı fazı kaydırmayacağından giriş sinyali referans olarak alınabilir. Şekil 2.19.'un a) kısmında temel Howland akım kaynağı devresi verilmiştir. Şekil 2.19.'un b) kısmında ise geliştirilmiş Howland akım kaynağı devresi verilmiştir. Bu kısmında bulunan geri besleme gerilim takipçi devre sayesinde geri besleme akımı sifıra yaklaştığından dolayı daha hassas bir akım sürme potansiyeline sahiptir.



Şekil 2.19. a) Standart Howland akım kaynağı b) Geliştirilmiş Howland akım kaynağı

Temel Howland akım kaynağı için çıkış akımını belirleyen bağıntı,

$$I_L = \frac{(V_+ - V_-)G}{R_4} \quad (2.18.)$$

$$G = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.19.)$$

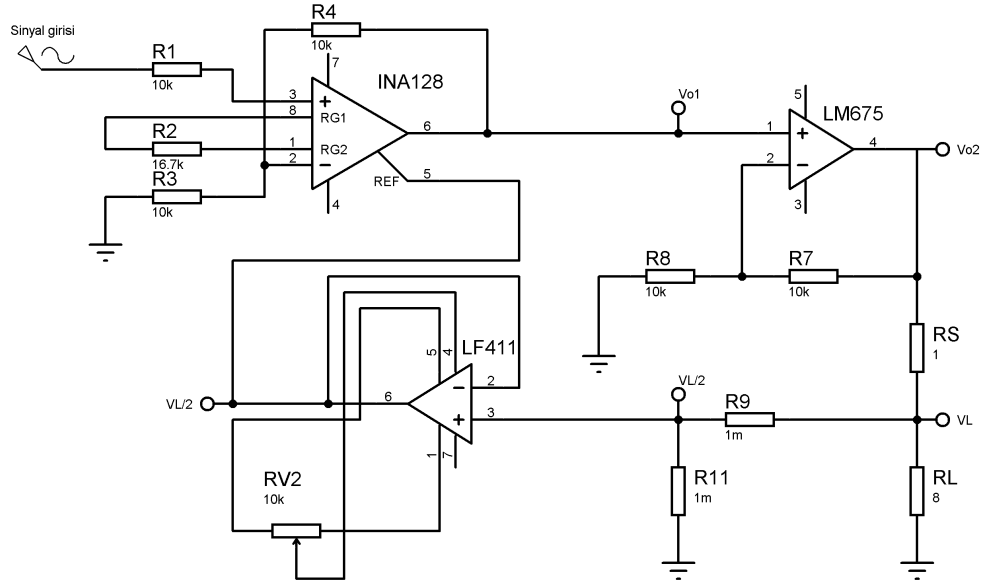
olarak yazılır. Burada Howland akım kaynağının çalışması için $R_2 = R_3$ olmalıdır.

Geliştirilmiş Howland akım kaynağı için çıkış akımını belirleyen bağıntı,

$$I_L = \frac{V_i}{R_S} \quad (2.20.)$$

şeklinde ifade edilir.

Bu çalışmada, sisteme entegre edilebilen ve yukarıdaki devrelerden yararlanılarak çalışabilen ve daha yüksek gerilimlerle çalışabilen akım kaynağı devresi tasarlanmıştır. Ancak devredeki dirençlerin toleranslarının uyumsuzluğu nedeniyle kararsız çalışmış ve osilasyona girmiştir. (Şekil 2.20.).



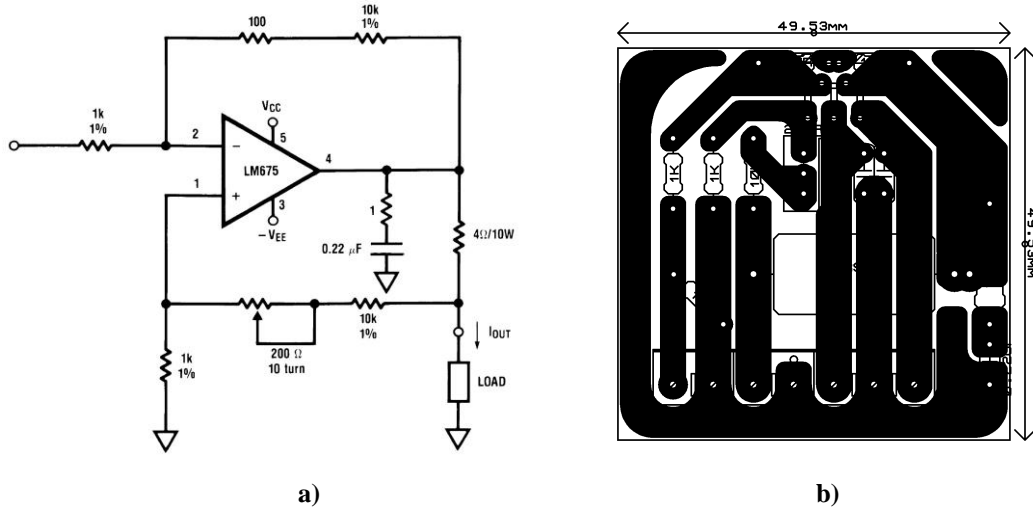
Şekil 2.20. Howland akım kaynağı

Yukarıdaki Howland akım kaynağı kazanç bağıntısı,

$$I_L = \frac{8(V_{\text{Sinyal girişi}})}{R_S} \quad (2.21.)$$

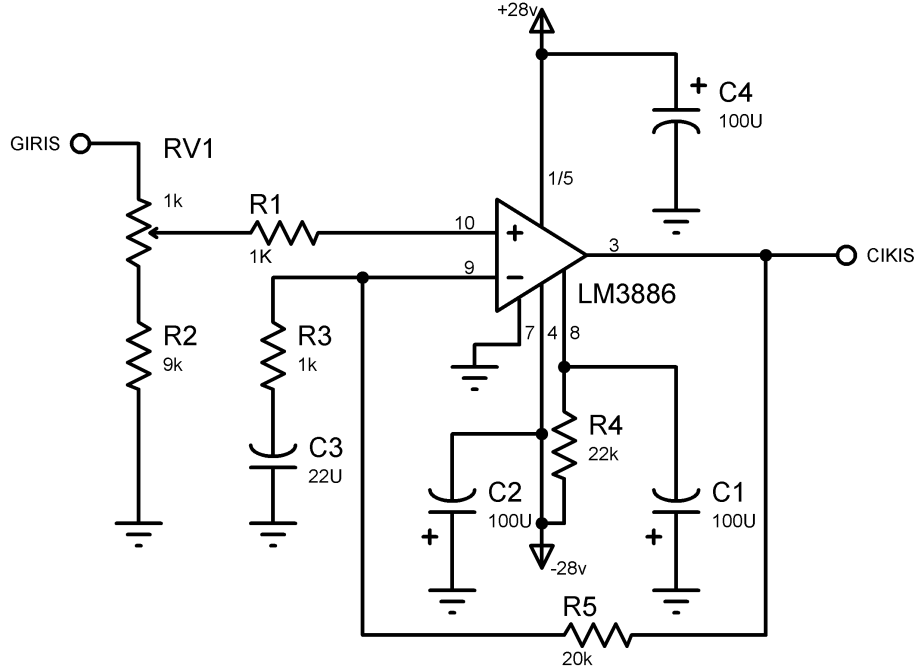
olarak yazılır.

Howland akım kaynağı tasarımında LM675 tümeşik devresi seçilmiş ve bilgi bankasında önerilen şemada küçük değişiklikler yapılarak kullanılmıştır (Şekil 2.21.).

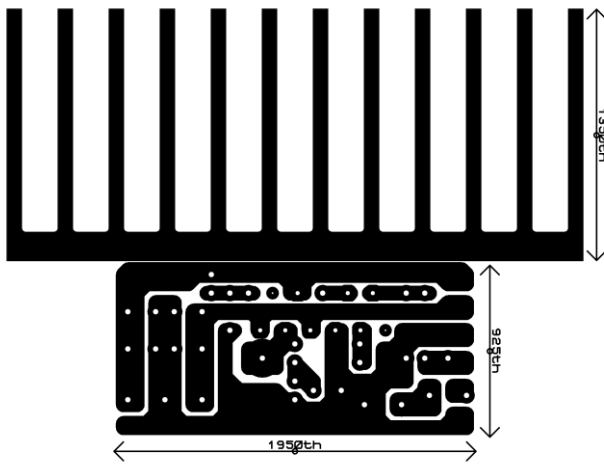


Şekil 2.21. LM675 Howlan akım kaynağı. a) Devre şeması (LM675 Datasheet MART 2013), b) Baskı devresi

Bu devre düşük akımlarda düzgün çalışırken, yüksek akım sürmek istendiğinde, beklendiği gibi çalışmamış, sinyalde bozulmalar olduğundan vazgeçilmiştir. Bunun üzerine özel olarak ses frekans bölgesinde çalışan LM3886 seçilmiştir. LM3886 bilgi bankasında tavsiye edilen devre şeması üzerinde Şekil 2.22.'de gösterildiği gibi küçük değişiklikler yapılarak üç adet amplifikatör devresi inşa edilmiştir.



Şekil 2.22. LM3886 güç amplifikatörü devre şeması

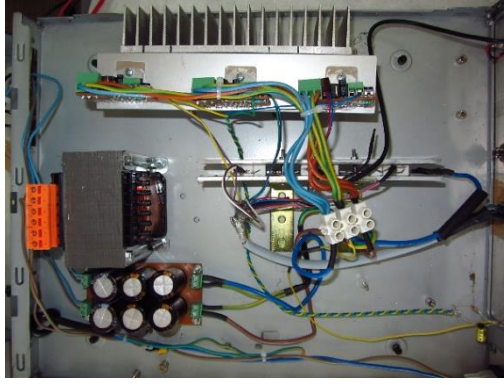


a)

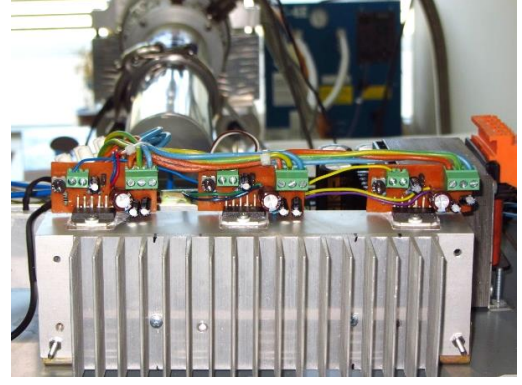


b)

Şekil 2.23. a) LM3886 güç amplifikatörü baskı devre şeması ve b) LM3886 tümleşik devresi



a)



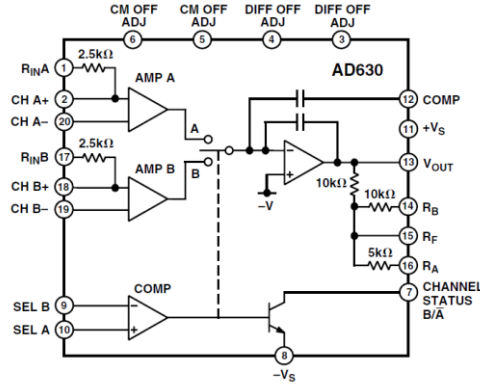
b)

Şekil 2.24. Güç amplifikatörü (a) üstten görünümü, b) yandan görünümü)

2.5. Kilitlemeli Amplifikatör

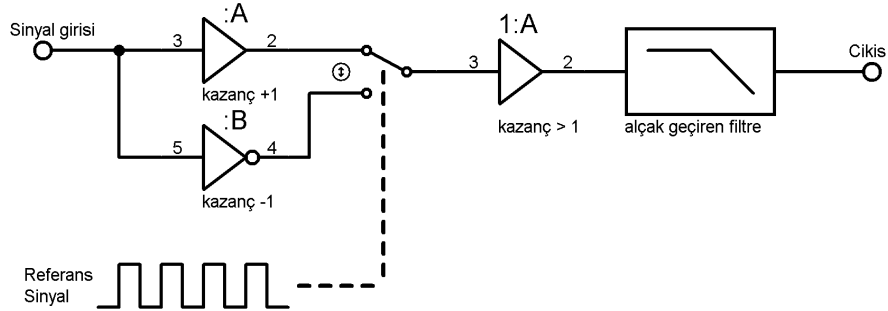
AC alınganlık sisteminin en önemli bileşenlerinden biri de kilitlemeli amplifikatördür. Kilitlemeli amplifikatörün çalışma ilkesi ayrıntılı olarak bu tezin ekinde (Ek. A.) verilmiştir. Özetle tekrarlamak gerekirse bir kilitlemeli amplifikatör tek bir frekansın geçişine izin veren ve oldukça dar bir bant geçiren filtre devresi gibi davranır. Bu sayede, kilitlemeli amplifikatör sadece ölçülmesi istenilen sinyalin frekansına kilitlenerek, gürültü gibi istenilmeyen sinyal bileşenlerin olumsuzluk yaratması önlenir. İstenilirse aynı frekansta farklı bir fazdaki bir sinyal bileşenini de elde etmek mümkündür. Bu özelliği sayesinde iki fazlı (Dual-Phase) kilitlemeli amplifikatör kullanılarak belli bir sinyalin sadece genliği değil fazı da tespit edilir. AC alınganlık ölçümlerinde değişken bir dış manyetik alan uyarımına maruz kalan malzemenin mıknatıslanması bir miktar geri kalabilir. Bir başka deyişle malzemenin mıknatıslanması uygulanan alanla aynı frekansta ancak farklı bir fazda meydana gelebilir. Bu da iki fazlı kilitlemeli amplifikatör kullanımını zorunlu kılar. Biz bu çalışmada ihtiyacımız olan iki fazlı kilitlemeli amplifikatör devresini (fonksiyonel blok diyagramı Şekil 2.25.'de verilen) iki adet AD630 tümleşik devresi kullanarak tasarlanmış ve inşa edilmiştir. Her bir AD630 tümleşik devresi iki bağımsız fark amplifikatörü barındırır. Bunlardan biri sinyali pozitif bir kazançla (örn: +1), diğeri ise aynı oranda negatif kazançla (örn: -1) güçlendirir. Ayrıca aynı yonga içinde iki pozisyonlu bir anahtar kontrol eden hassas bir analog karşılaştırıcı bulunmaktadır.

Şekil 2.25.'de analog karşılaştırıcı, Amp A ve B fark amplifikatörlerini göstermektedir



Şekil 2.25 AD630 tümleşik devresinin iç yapısının basit gösterimi. (Analog devices AD630 datasheet)

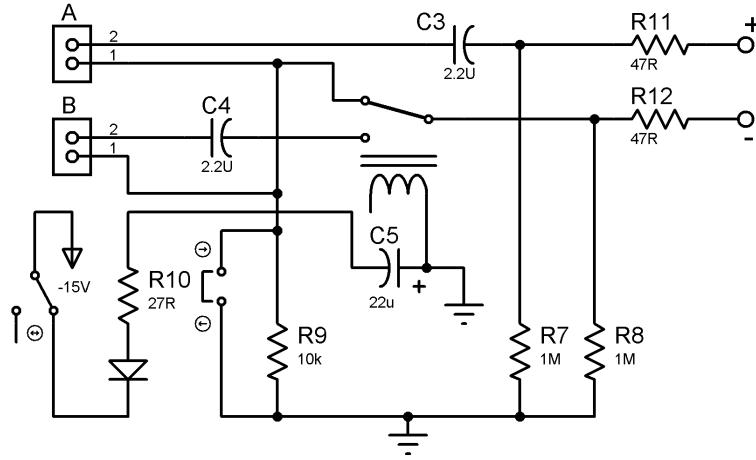
Analog karşılaştırıcının girişi referans sinyaline bağlıdır. Referans sinyalinin polaritesine göre ki bu referans sinyalinin her yarım periyodunda işaret değiştirir, iki pozisyonlu anahtar pozitif veya negatif kazançlı fark amplifikatörlerinden birinin çıkışını aktif hale getirir. Böylece ölçülen sinyal referans sinyalin iki katı frekansa sahip sadece DC bileşenli bir sinyale dönüşür. AD630 tümleşik devresinin çalışma ilkesi Şekil 2.26.'de verilen basitleştirilmiş şemadan daha kolay takip edilebilir.



Şekil 2.26. AD630 çalışma ilkesi basitleştirilmiş diyagramı

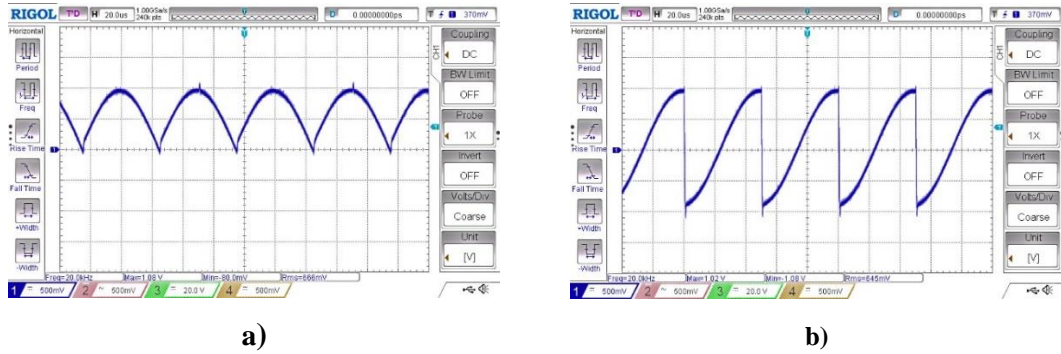
Yapılan bu kilitlemeli amplifikatörde standart kilitlemeli amplifikatörlerde olduğu gibi bir giriş seçici devre tasarlanmıştır. Bu giriş seçici devre yalnız tek kanal (A kanalı) ve fark alma kanalı (A-B kanalı) olarak seçilebilir (Şekil 2.27.). Kanal seçme anahtarlama bir röle yardımıyla yapılmakta ve röle, bir anahtar yardımıyla kontrol edilebilmektedir. Gerekirse röle mikrodenetleyicinin dijital pimine bağlanarak

kontrol edilebilir. Kanal seçimi yapıldıktan sonra sinyal, yüzer referanslı veya toprak referanslı olarak bir atlama yardımıyla seçilebilmektedir.



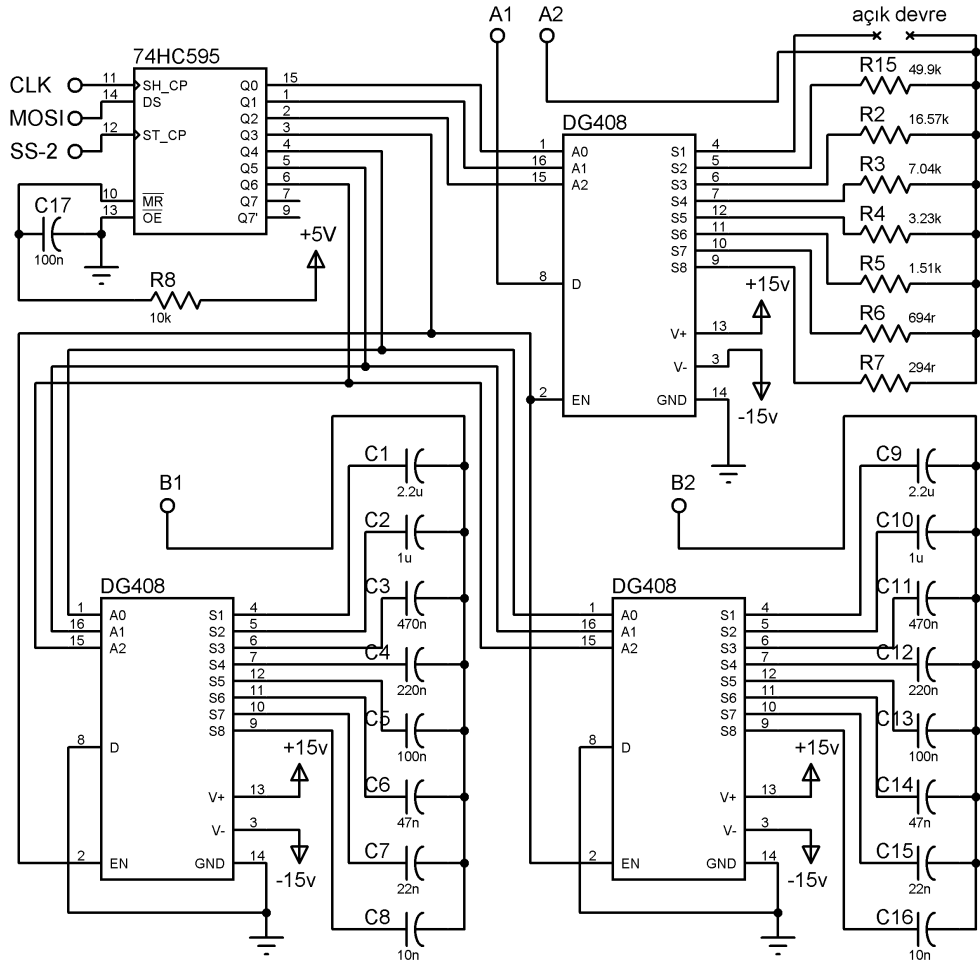
Şekil 2.27. Kilitlemeli amplifikatörün kanal seçici devre şeması

Gelen sinyal negatif ve pozitif yönde olduğu için tüm bileşenler simetrik besleme ile çalışmaktadır. Hassas fark işlemsel yükselteç ile gereği kadar kazanç ayarlaması yapılmaktadır. Kazanç ayarı yapmak için hassas fark işlemsel yükseltecin kazanç direnci (R_G), şekil 2.28.'deki A1 ve A2 pimlerinin Şekil 2.29.'deki A1 ve A2 pimlerine bağlanarak analog seçici (DG408) ile farklı dirençleri seçerek kazanç (1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128) ayarlanabilmektedir. Analog seçici tümleşik devre, mikrodenetleyici ile bilgisayar üzerinden kontrol edilmektedir. Gerekli kazanç ayarlandıktan sonra sinyal iki adet modülatör/demodülatör (AD630) tümleşik devreye girer. Burada sinyal, referans sinyalleri, $\sin(\omega t)$ ve $\cos(\omega t)$ komparatör ile kare dalga çevrilir ve sinyalin -1 veya +1 ile çarpılmasını seçer. Giriş sinyali referans sinyali ile çarpıldığında AD630 tümleşik devresinin çıkışları Şekil 2.28.'deki gibidir.



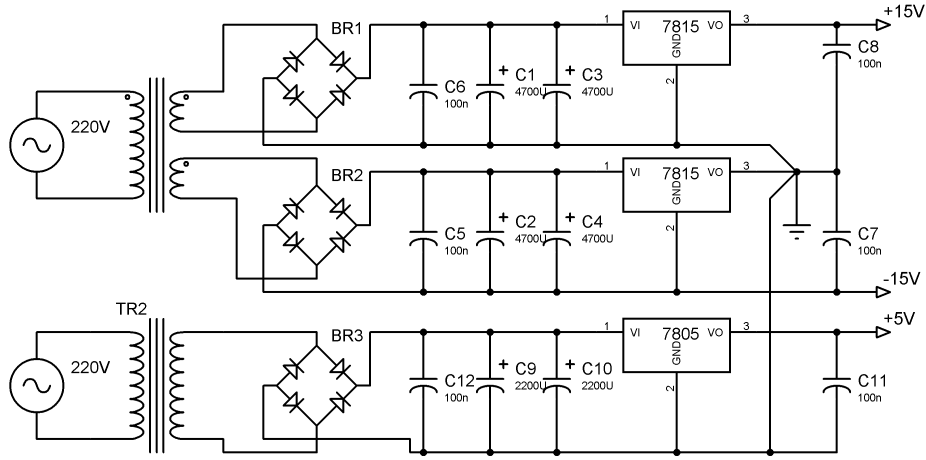
Şekil 2.28. AD630 çıkışları. a) Sinyal ile referans aynı fazda, b) Sinyal, referanstan 90° ileride,

Daha sonra düşük geçiren filtre ile sinyal DC gerilime dönüştürülür. Burada alçak geçiren filtre sinyalin frekansına göre bir zaman sabiti (τ) seçilir. Bu işlem (Şekil 2.29.'deki B1 ve B2 pimlerinin Şekil 2.30.'deki B1 ve B2 pimlerine bağlanan kondansatörler ile yapılır. analog seçici tümleşik devre ile farklı kondansatörler seçilerek farklı zaman τ değerleri seçilmiş olur ve bir tampon devre ile düşen empedans tekrar yükseltilir. DC sinyalin ölçülmesi gerekmektedir, burada mikroişlemcinin üzerinde bulunan analogdan dijitale dönüştürücü ile DC gerilime dönüştürülen sinyal ölçülür. Yalnız bizim sinyalimiz $\pm 15V$ aralığındadır mikrodenetleyicinin analog pimleri ise 0 ile $+5V$ aralığını ölçebilmektedir. Voltaj dengesini sağlamak için sinyal gerilim bölücü dirençler yardımı ile altı kat küçültülür ve $+2.5V$ referans gerilimi ile toplanır. Böylece iki set, veri elde etmiş oluruz. Bu verilerden birisi gerçek bileşen diğeri ise sanal bileşendir.



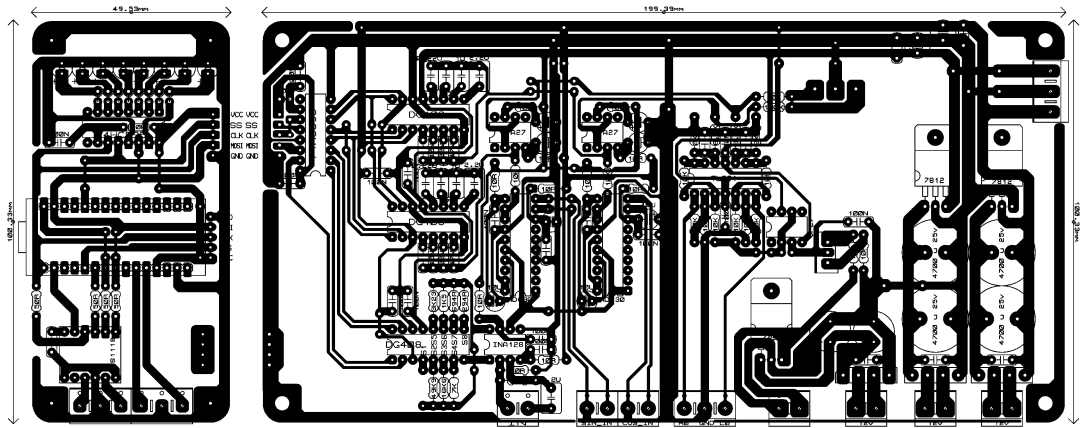
Şekil 2.30. Kilitlemeli amplifikatör kazanç ve zaman sabiti seçici devre şeması

Mikro-denetleyici üzerinde analog seçicileri ve LCD ekranı kontrol etmek için yeterli dijital çıkış bulunmadığından iki adet seri kaydırıcı (Şekil 2.29. ve Şekil 2.32.) 74HC595 tümeleşik devresi kullanılmıştır.



Şekil 2.33. Kilitlemeli amplifikatör besleme devresi şeması

Kilitlemeli amplifikatörü beslemek için gerekli olan simetrik $\pm 15\text{VDC}$ ve 5VDC 'lik gerilim $2 \times 12\text{VAC}$ ve 10VAC çıkışlı transformatör kullanılmıştır. Bu gerilimler köprü diyot ve kondansatör ile DC gerilime dönüştürülmüş olup gerilim istenilen seviyeye getirmek için regülatörler (iki adet 7815 ve 7805) kullanılmıştır (Şekil 2.33.).



Şekil 2.34. Kilitlemeli amplifikatör baskı devre şeması

Kilitlemeli amplifikatörün baskı devresinde toprak çevrimi olmamasına dikkat edilmiş, pasif elemanlar tümeleşik devrelere mümkün oldukça yakınına yerleştirilmiş ve devre yolları en kısa mesafeden geçirilmeye çalışılmıştır. Böylece gürültü en düşük düzeye indirilmiştir (Şekil 2.34.).



Şekil 2.35. Kilitlemeli amplifikatör bitmiş hali.

Kilitlemeli amplifikatörün devre kartları metal bir kutunun içine yerleştirilmiş ve kutu topraklamıştır. Böylece dışarıdan etki edebilecek elektromanyetik sinyallerden kaynaklı gürültü en aza indirilmiştir. Kutu üzerinde LCD ekran, referans girişi, iki adet harici referans girişi, A girişi, A–B için B girişi ve A veya A–B seçimini yapmak için bir anahtar bulunmaktadır (Şekil 2.35.).

Birincil bobinlere uygulanan akım $i_{\omega}(t) = i_{0\omega} \sin(\omega t)$ olarak alınır ise, α birincil sargının parametrelerine (sarım sayısı, indüktans, bobin boyutları, vb.) bağlı bir sabit olmak üzere birincil sargıda üretilen manyetik alan $H(t) = \alpha i_{0\omega} \sin(\omega t)$ olarak ifade edilir. Böylece, örneğin bulunduğu algılayıcı bobin (a bobini) civarındaki manyetik akı yoğunluğu $B_a = \mu_0 H + \mu_0 \chi_{AC} H$ ($M = \chi_{AC} H$) veya $B_a = \mu_0 (1 + \chi_{AC}) H$ olarak yazılabilir. Örneğin olmadığı dengeleyici bobinde (d bobini) ise $B_d = \mu_0 H$ ($M=0$) yazılabilir. $\chi_{AC} = \chi' - i \chi''$ ($i = \sqrt{-1}$) olarak tanımlandığından

$$B_a^{\text{Gerçel}} = \mu_0 (1 + \chi') H \quad (2.22.)$$

ve

$$B_a^{\text{Sanal}} = \mu_0 (\chi'') H \quad (2.23.)$$

buradan da

$$B_a^{\text{Gerçel}} = \mu_0 (1 + \chi') \alpha i_{0\omega} \sin(\omega t) \quad (2.24.)$$

ve

$$B_a^{\text{Sanal}} = - \mu_0 \chi'' \alpha i_{0\omega} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (2.25.)$$

veya

$$B_a^{\text{Sanal}} = \mu_0 \chi'' \alpha i_{0\omega} \cos(\omega t) \quad (2.26.)$$

olarak elde edilir. Bu arada da dengeleyici bobindeki manyetik akı yoğunluğu

$$B_d = \mu_0 \alpha i_{0\omega} \sin(\omega t) \quad (2.27.)$$

şeklinde yazılabilir. Faraday indüksiyon yasasına göre, algılayıcı ve dengeleyici bobinlerde indüklenen elektro motor kuvvet (ε) sırası ile aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\varepsilon_a^{\text{Gerçel}} = \beta \alpha \mu_0 (1 + \chi') i_{0\omega} \cos(\omega t) \quad (2.28.)$$

$$\varepsilon_a^{\text{Sanal}} = - \beta \alpha \mu_0 \chi'' i_{0\omega} \sin(\omega t) \quad (2.29.)$$

$$\varepsilon_d = \beta \alpha \mu_0 i_{0\omega} \cos(\omega t). \quad (2.30.)$$

Algılayıcı ve denetleyici bobinde indüklenen gerilimler arasındaki fark $((\varepsilon_a^{\text{Gerçel}} + \varepsilon_a^{\text{Sanal}}) - \varepsilon_d)$ alındığında ifadesine ulaşılır.

$$\varepsilon_a - \varepsilon_d = [\beta \alpha \mu_0 \chi' i_{0\omega} \cos(\omega t)] - [\beta \alpha \mu_0 \chi'' i_{0\omega} \sin(\omega t)] \quad (2.31.)$$

ifadesine ulaşılır.

Birincil bobine seri bağlı R_s direnci üzerindeki gerilim (bobinden geçen akım ile aynı fazda) referans alındığında

$$V_{\text{ref}}(t) = R_s i_{0\omega} \sin(\omega t) \quad (2.32.)$$

olarak ifade edilir. Fark sinyali ve referans sinyali kilitlemeli amplifikatörde tarafından işlendiğinde (bu iki sinyal çarpılıp integrali alındığında) aynı fazdaki bileşen,

$$V^{0^\circ} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau (\varepsilon_A - \varepsilon_B)_{0^\circ} V_{\text{Ref}}^{0^\circ}(t) dt \quad (2.33.)$$

$$V^{0^\circ} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau -\beta \alpha \mu_0 \chi'' i_{0\omega}^2 \sin(\omega t) dt \quad (2.34.)$$

ve 90° derece faz farkına sahip olan bileşen

$$V^{90^\circ} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau (\varepsilon_A - \varepsilon_B)_{90^\circ} V_{\text{Ref}}^{90^\circ}(t) dt \quad (2.35.)$$

$$V^{90^\circ} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau -\beta \alpha \mu_0 \chi' i_{0\omega}^2 R_s \cos^2(\omega t) dt \quad (2.36.)$$

olarak elde edilir. Buradan sadeleştirme işlemleri sonucunda, sırası ile alınganlığın gerçel ve sanal bileşenleri denklem (2.37.) ve (2.38.)'de elde edilir.

$$\chi' = \frac{V^{90^\circ}}{\beta \alpha \mu_0 i_{0\omega}^2 R_s} \quad (2.37.)$$

$$\chi'' = \frac{V^{0^\circ}}{\beta \alpha \mu_0 i_{0\omega}^2 R_s} \quad (2.38.)$$

2.6. Sıcaklık Denetleyici

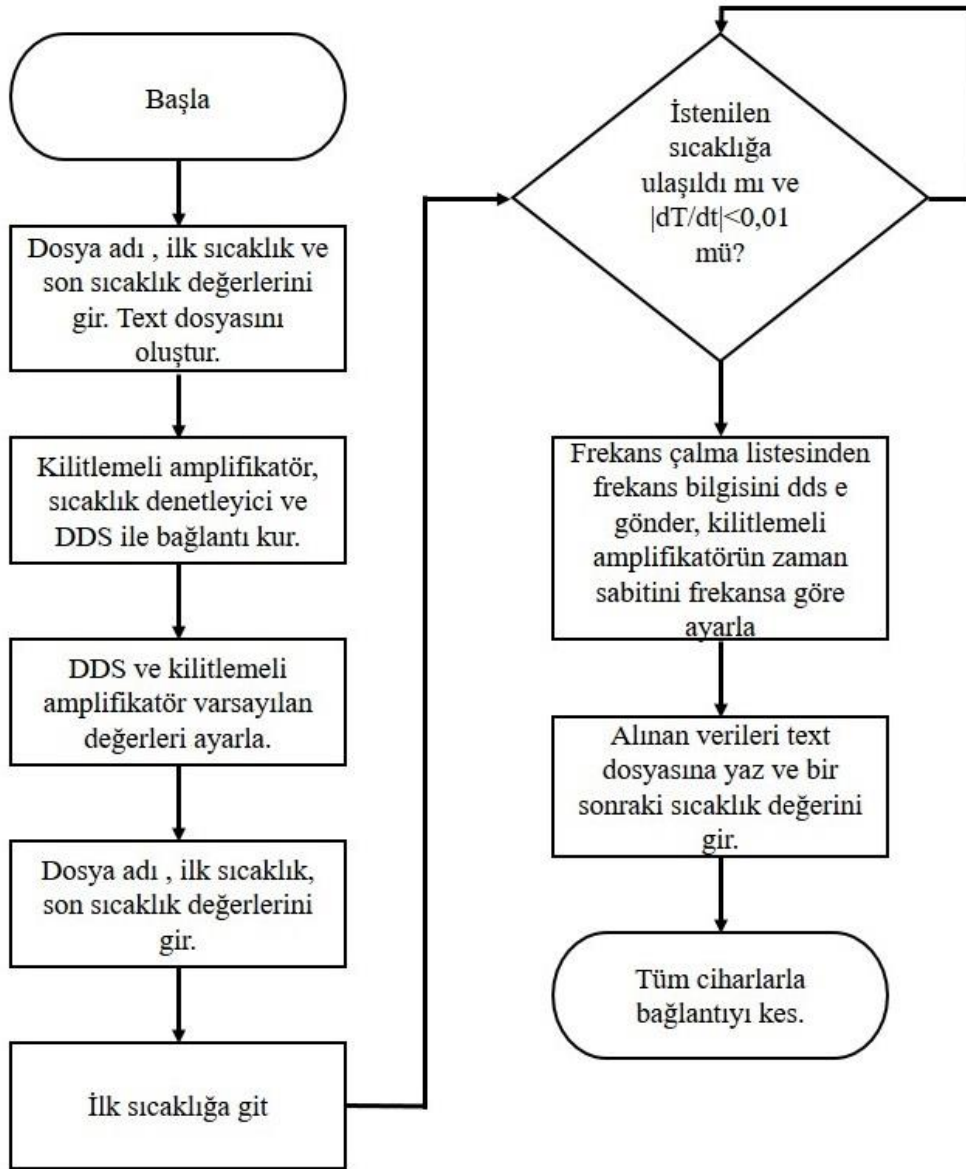
Lakeshore marka LS335 model sıcaklık denetleyicisi kullanılmıştır. Bu sistem ısıtıcı bir rezistansa darbe genişliği modülasyonu ile gücü ayarlar. PID kontrol ile sıcaklığı istenilen yere getirilir. Sistemde sıcaklık değişimini doğrusal ayarlamak yerine, basamaklı olarak ayarlanmıştır. Böylece sıcaklık istenilen yere gelmek için ayarlanan sıcaklığı geçer sonra tekrar geri döner ve istenilen sıcaklığa ulaşır. Böylece, bobin sistemindeki sıcaklık gradyanı en düşük seviyeye getirilmiş olur.

2.7. Bilgisayar Sistemi ve Yazılım

İçerisinde MATLAB 2008 veya daha yeni sürümü yüklü ve en az iki adet USB portu

bulunan Windows işletim sistemi yüklü sıradan bir bilgisayar kullanılmıştır.

MATLAB yazılımı başlatıldığı an bize bir dosya adı ve ölçmek istediğimiz ilk sıcaklık, son sıcaklık ve sürülmek istenilen gerilimi girmemizi ister. Daha sonra verilerin kaydedileceği text dosyası oluşturulur, kilitlemeli amplifikatör ve DDS ile bağlantı kurulur. Sistem ilk ve son sıcaklık farkından sıcaklığın yükseltileceği veya düşürüleceğine karar verir. İstenilen sıcaklığa ulaşmakta olduğu zamanlar yani veri almadığı zamanlar bobinlere akım sürülmez.



Şekil 2.36. MATLAB yazılımı akış diyagramı

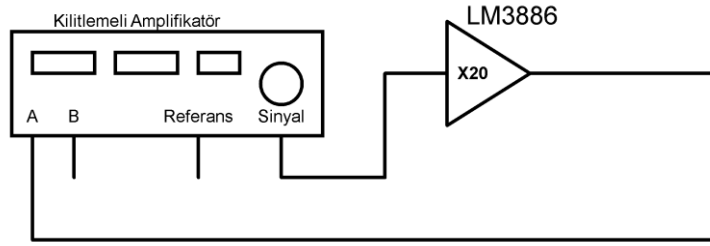
İstenilen sıcaklığa ulaşıldığında sıcaklığın ölçüm sırasında sabit kalması için türevini kontrol eder. Hedeflenen sıcaklığa ulaşıldığında frekans çalma listesinden 10 Hz den başlayarak bobinlere akım sürülür her frekans bilgisi seçildiği an gerekli olan zaman sabiti de hesaplanarak gerekli zaman sabiti ayarı yapılır. Kilitlemeli amplifikatörden alınan veriler ve sıcaklık bilgisi text dosyasına yazdırılır. 10Hz den başlayarak 90 kHz ye kadar tüm veriler alındığında DDS üzerindeki dijital potansiyometreden sonuna kadar kısılarak, bobinlere akım sürmesi engellenir. Bir sonraki hedef sıcaklık bilgisi sıcaklık kontrolcüsüne gönderilir ve hedef sıcaklığa ulaşması beklenir. İstenilen tüm sıcaklık aralığında veriler tamamlandıktan sonra tüm cihazlarla bilgisayar bağlantısı kesilir. Şekil 2.36.'da MATLAB yazılımının akış diyagramı verilmiştir.



3. ARAŞTIRMA BULGULARI VE SONUÇLAR

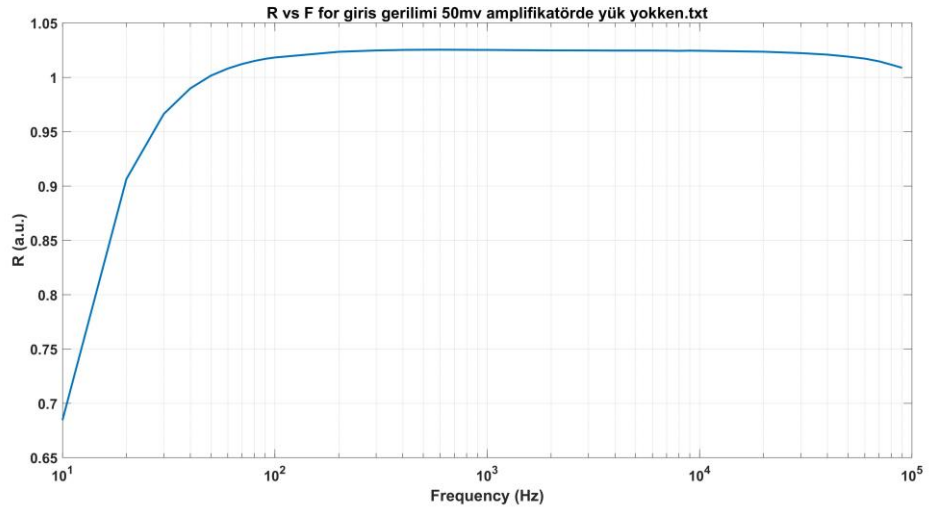
3.1. Güç Amplifikatörü Karakteristiği

Güç amplifikatörünün çıkışında yük yokken frekansa bağlı genlik ve faz kaydırması ölçülmüştür.



Şekil 3.1. LM3886 çıkışı, açık devre

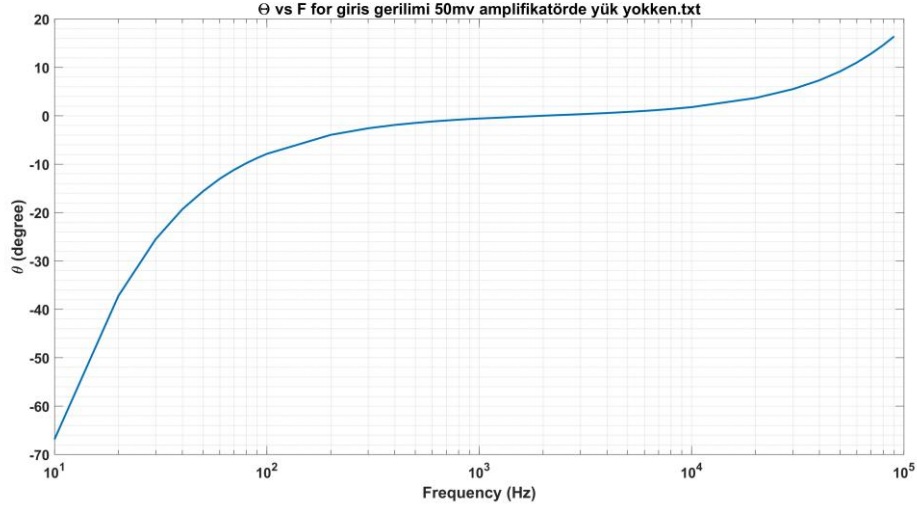
Güç amplifikatörünün girişine 50 mili voltluk bir sinyal uygulanarak Şekil 3.1.'de görüldüğü gibi çıkışı açık uçlu iken amplifikatörün frekansa ve genliğe karşı tepkisi ölçülmüştür.



Şekil 3.2. LM3886 çıkışı açık devre iken genlik-frekans grafiği

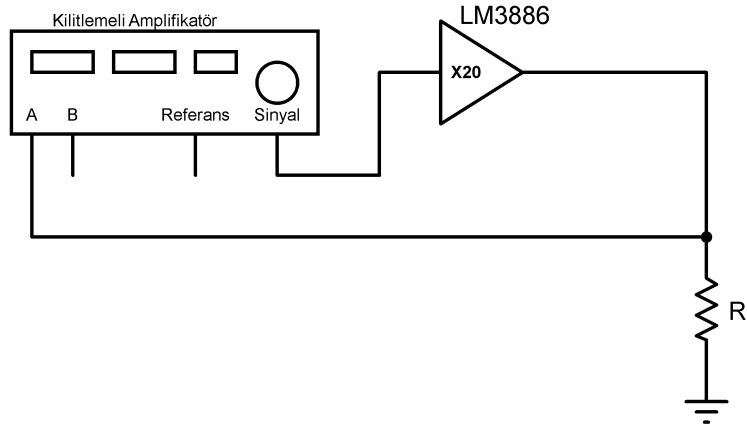
Genliğin frekansa karşı tepkisi Şekil 3.2.'de görüldüğü gibi 100 Hz ile 30 kHz

aralığında genliğin frekansla değişmediği görülürken 100 Hz'den 10 Hz'e doğru frekans düştükçe genliğinde düştüğü görülmüştür. Yine 20 kHz'den 90 kHz'e çıkılırken genliğin düşük frekanslara göre çok daha az düştüğü gözlemlenmiştir.



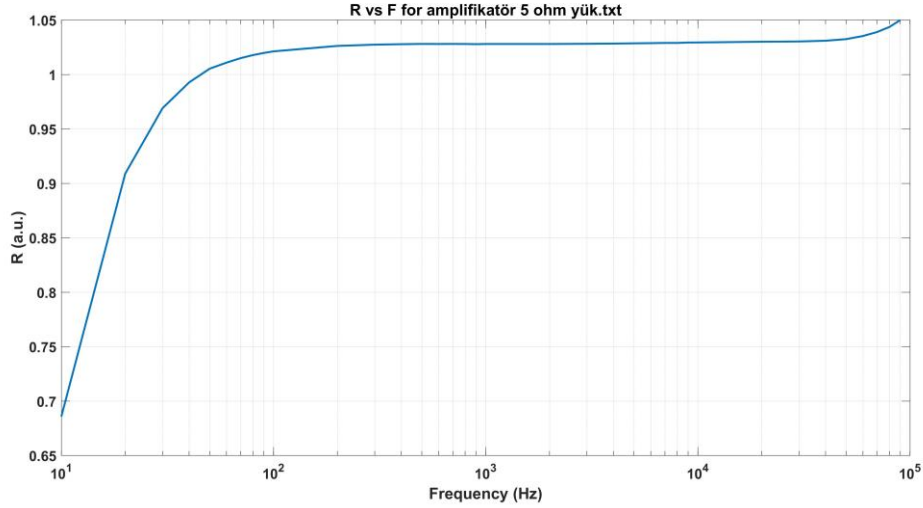
Şekil 3.3. LM3886 çıkışı, açık devre iken faz-frekans grafiği

Güç amplifikatörünün genliğinin düştüğü yerlerde fazın Şekil 3.3.'de görüldüğü gibi kaydığı gözlemlenmektedir. Faz 400 Hz ile 10 kHz aralığında sıfıra yakinen 400 Hz'den 10 Hz'e frekans düşürüldükçe negatife, frekans 10 kHz'den 90 kHz'e yükseldikçe pozitif yöne kaydığı gözlemlenmiştir. Güç amplifikatörü frekansa bağlı fazı değiştiği için, sinyal jeneratöründen gelen sinyal referans olarak kullanılamamıştır.



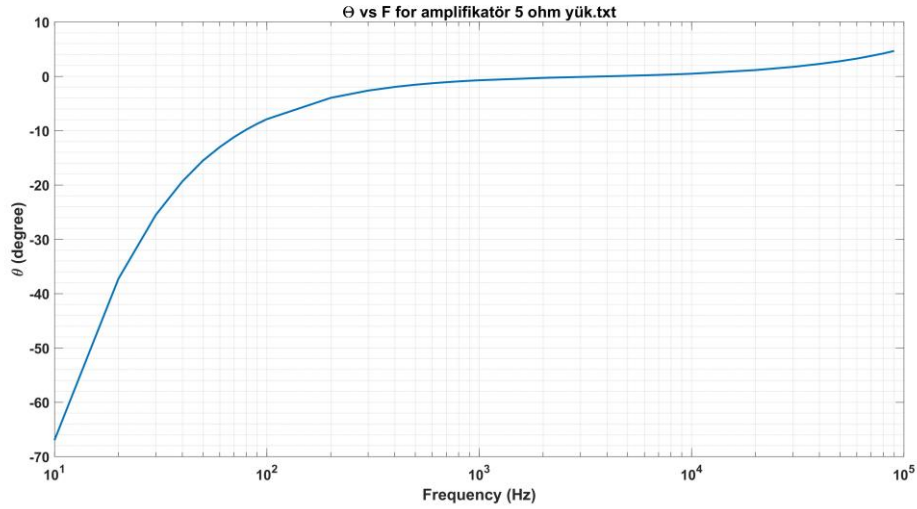
Şekil 3.4. LM3886 çıkışında 5 ohm yük var iken

Şekil 3.4.'te görüldüğü gibi güç amplifikatörünün tepkisinin 5 Ω yük altında değişimine bakılmıştır.



Şekil 3.5. LM3886 çıkışında 6,2 ohm yük var iken frekans-genlik grafiği

Güç amplifikatörünün yük altında tepkisinin çok fazla değişmediği, ancak Şekil 3.5.'de görüldüğü gibi yüksek frekanslarda çıkış genliğinin daha fazla arttığı gözlenmiştir.

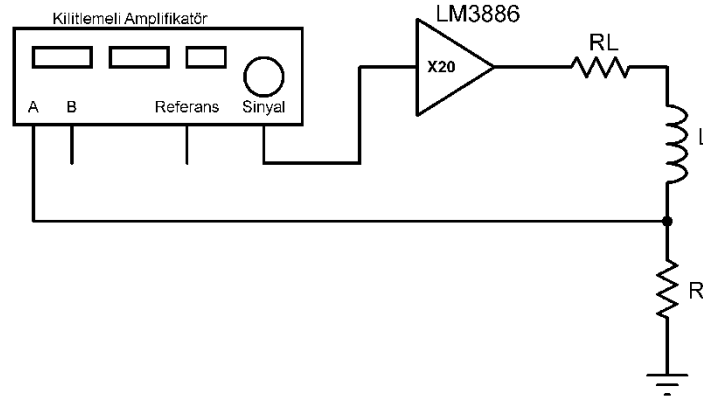


Şekil 3.6. LM3886 çıkışında omik yük var iken frekans-faz grafiği

Güç amplifikatörünün frekansa bağlı faz eğrisinin çıkış yükü ile çok düşük seviyede bağlı olduğu gözlenmiş ve sadece yüksek frekanslarda fazın daha az kaydığı gözlenmiştir. Güç amplifikatörü yük altında sinyalin temiz ve gürültüsüz olduğu da gözlenmiştir.

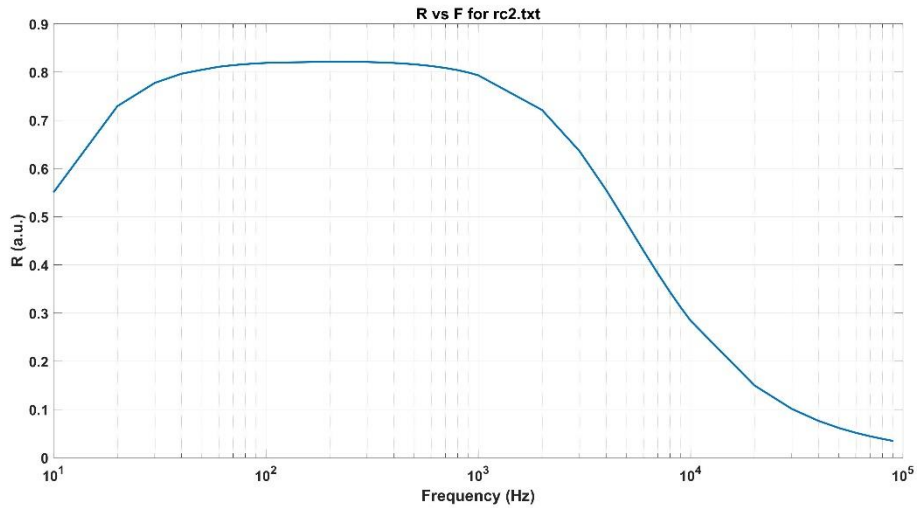
3.2. Güç Amplifikatörü ve Bobin Sisteminin Karakteristiği

Güç amplifikatörüne birincil bobinlerden birini ve bu bobine seri olarak bağlı direnç (5 Ω) üzerindeki potansiyel fark ölçülerek bobinden geçen akım hesaplanmıştır. Yine aynı direnç üzerinden osiloskop ekranında sinyal şeklinin bozulmadığı gözlenmiştir.



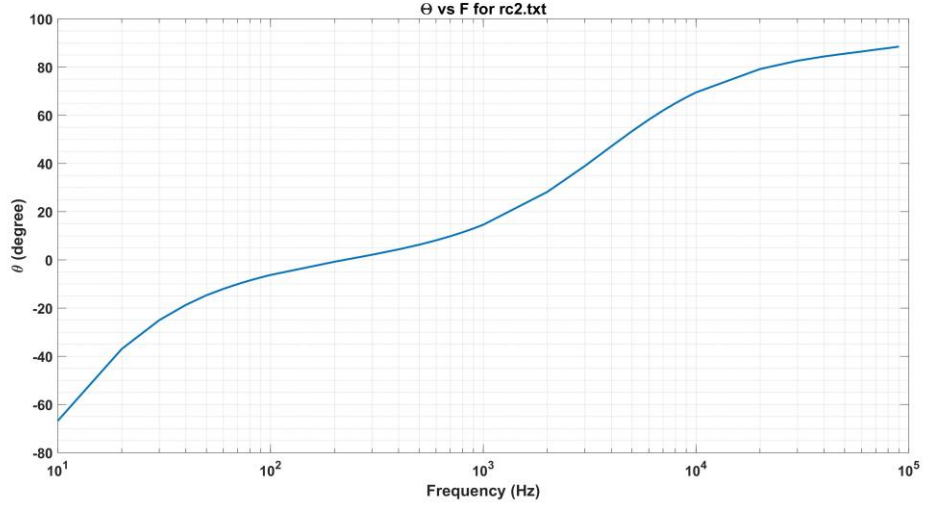
Şekil 3.7. LM3886 çıkışına bobin ve balast direnci bağlı iken

Şekil 3.7.'deki R_L direnci gerçek model bobinin direncini simgelemektedir. Bir bobinde $X_L = 2\pi fL$ olduğundan yüksek frekanslarda indüktif reaktansın artmasıyla bobinin üzerindeki potansiyel fark birikirken direnç üzerindeki potansiyel fark Şekil 3.8.'de görüldüğü gibi azalacaktır.



Şekil 3.8. LM3886 çıkışında bobin var iken frekans-genlik grafiği

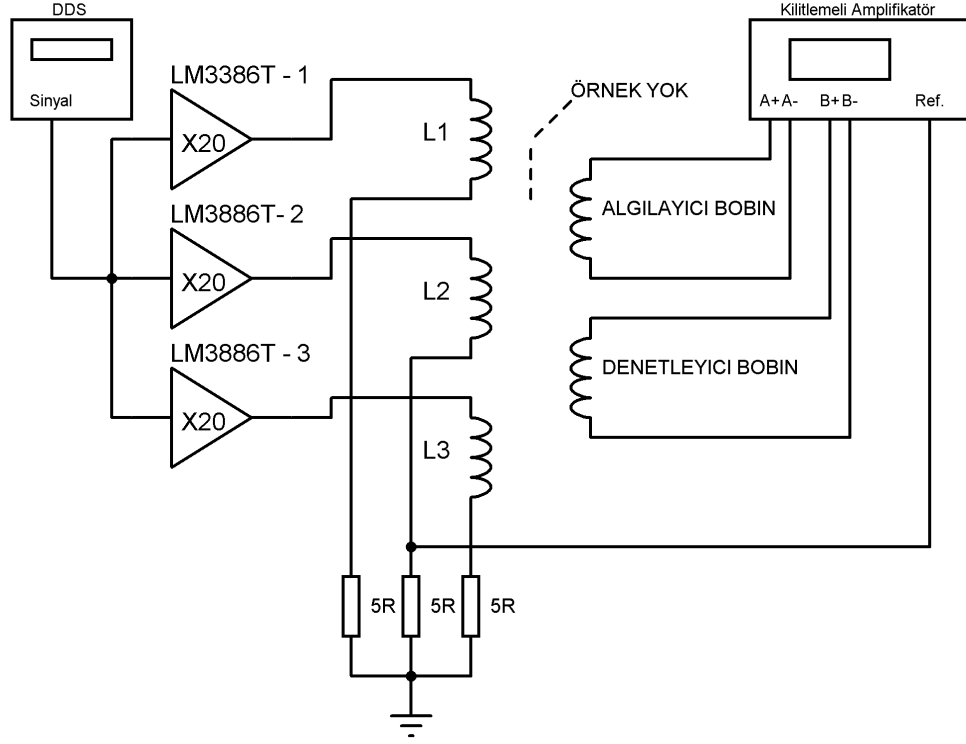
İdeal bir bobin fazı düşük frekanslarda 0° 'den başlayarak, yüksek frekanslarda 90° 'ye doğru Şekil 2.11.'den hatırlanacağı gibi kaydırmaktadır. Bobinden kaynaklı faz kaydırması ve güç amplifikatöründen kaynaklı faz kaydırması toplandığında Şekil 3.9.'daki gibi olmaktadır.



Şekil 3.9. LM3886 çıkışında bobin var iken frekans-faz grafiği

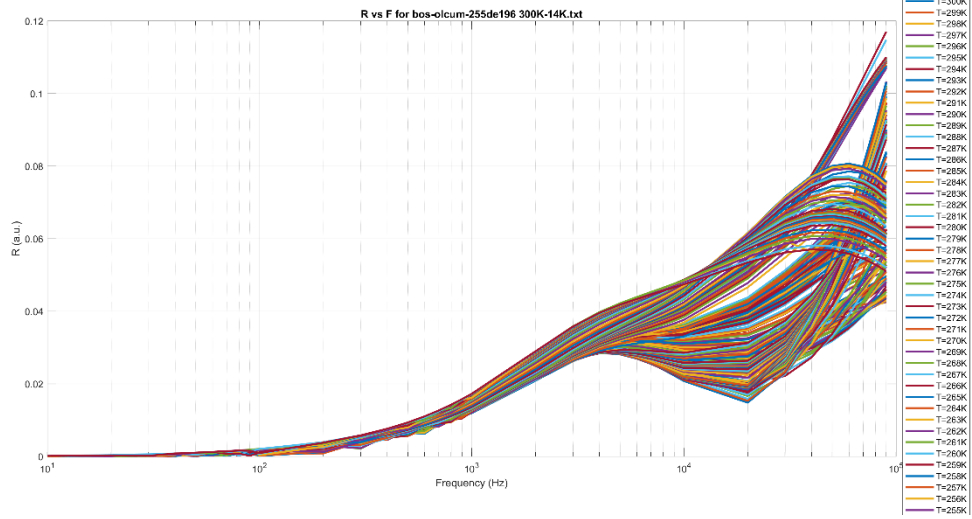
3.3. Sistemin Genel Karakteristiği İçin Örneksiz Ölçüm

AC alınganlık sistemin dinamiklerini belirlemek amacıyla örnek konulmadan bir ölçüm alınmıştır. Bu sistemin bağlantıları Şekil 3.10.'da görüldüğü gibidir.



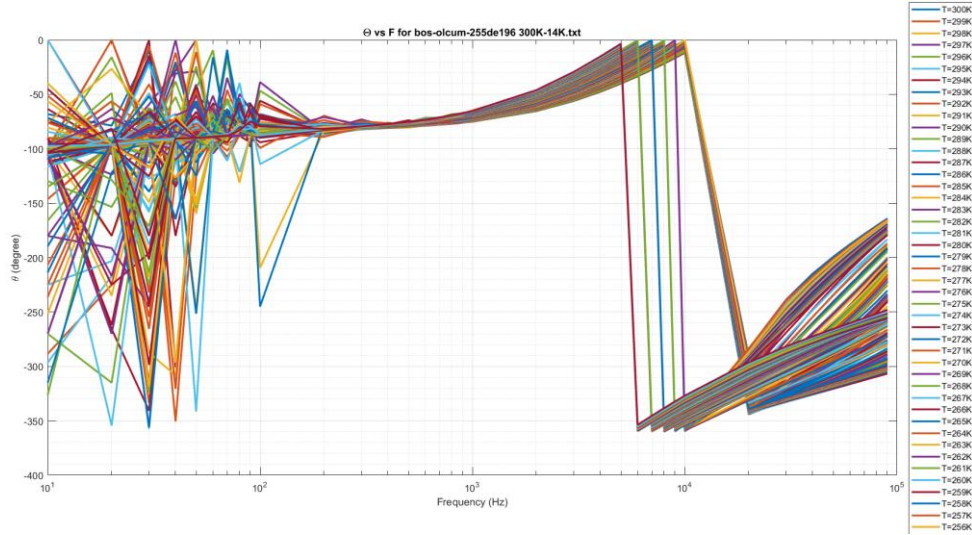
Şekil 3.10. Alınanlık ölçüm sistemi temel bağlantı şeması

Örnek olmadığı zaman algılayıcı ve dengeleyici bobinler üzerinde indüklenen gerilimin aynı büyüklükte ve ters bağlı olmasından dolayı hiçbir sinyal okunamamalıdır. Yalnız ikincil bobinlerin tam olarak eş sarılmasının mümkün olmadığından ve bobinlerin oluşturduğu kapasitif kuplajdan kaynaklı bir sinyal okunmaktadır. Şekil 3.11.'de frekansa bağlı genlik grafiğinde görüldüğü gibi 100 Hz'den sonra kapasitif kuplaj ve algılayıcı-denetleyici bobinlerin tam eş sarılamamasından dolayı bir gerilim okunmuştur.

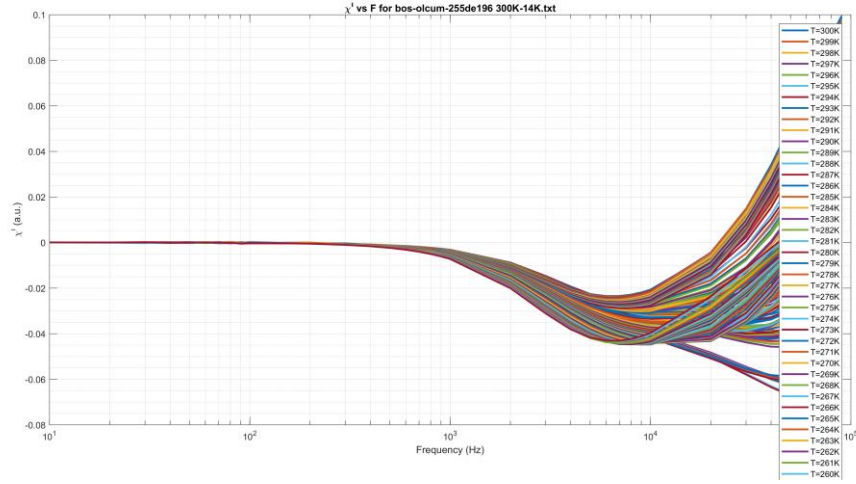


Şekil 3.11. Örnek yok iken farklı frekanslarda sıcaklığa bağlı genlik değişimi

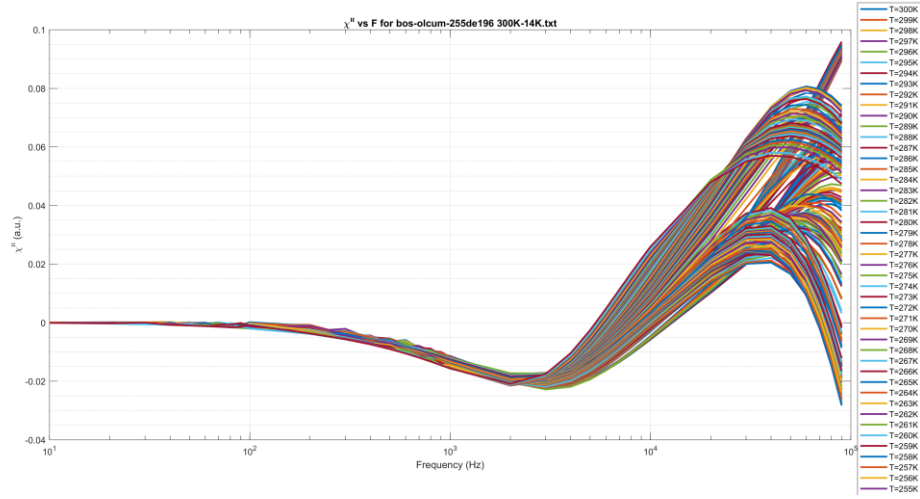
İdeal bir bobin sisteminde birincil bobinin indüklediği gerilim ile ikincil bobinde indüklenen gerilim arasındaki faz farkı -90° olmalıdır. Ama sistemde kullanılan bobinler ideal bobin olmadığından kapasitif etkiler devreye girmektedir. Şekil 3.12.'de görüldüğü gibi frekans yükseldikçe fazın -90° 'den 110° 'ye kadar kaydığı gözlemlenmiştir.



Şekil 3.12. Örnek yok iken farklı frekanslarda sıcaklığa bağlı faz değişimi



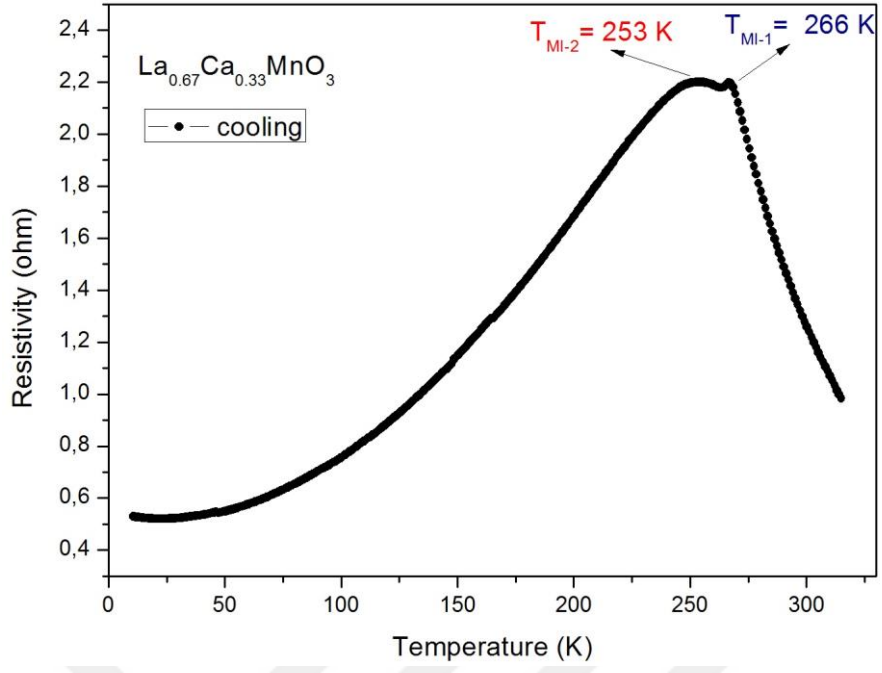
Şekil 3.13. Örnek yok iken farklı frekanslarda sıcaklığa bağlı alınganlığın gerçel bileşeni



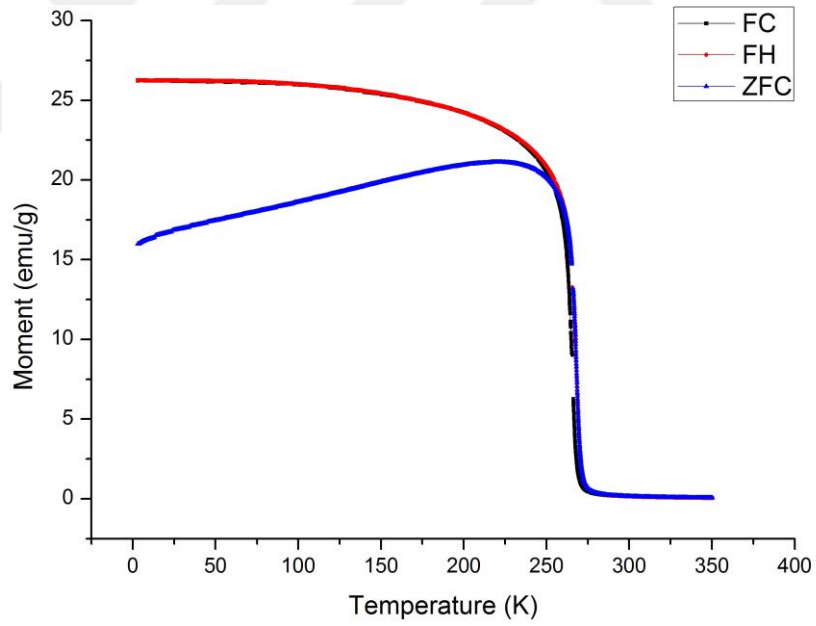
Şekil 3.14. Örnek yok iken farklı frekanslarda sıcaklığa bağlı alınganlığın sanal bileşeni

3.4. AC Alınganlık Sisteminde Karakterize Edilen Örnekler

Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi araştırma laboratuvarları merkezi bünyesinde bulunan, manyetik malzemeler araştırma laboratuvar imkânları kullanılarak üretilen ve karakterize edilen $\text{La}_{0.67}\text{Ca}_{0.33}\text{MnO}_3$ manganit bileşiğine ait sıcaklıkla değişen direnç ve mıknatıslanma eğrileri Şekil 3.15. ve 3.16.'da verilmiştir. Bu bileşiğin metal-yalıtkan ve paramanyetik-ferromanyetik faz geçiş sıcaklıkları yaklaşık olarak 266 K'de gerçekleştiği görülmektedir. Bu örnek tasarlanan AC alınganlık sisteminde de referans malzeme olarak test etmek amacıyla ölçülmüştür.



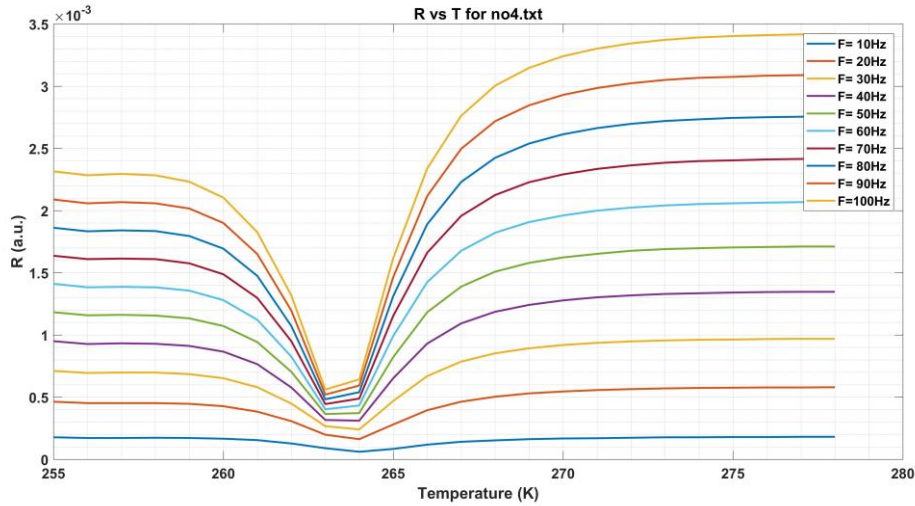
Şekil 3.15. Sıcaklığa bağlı direnç eğrisi



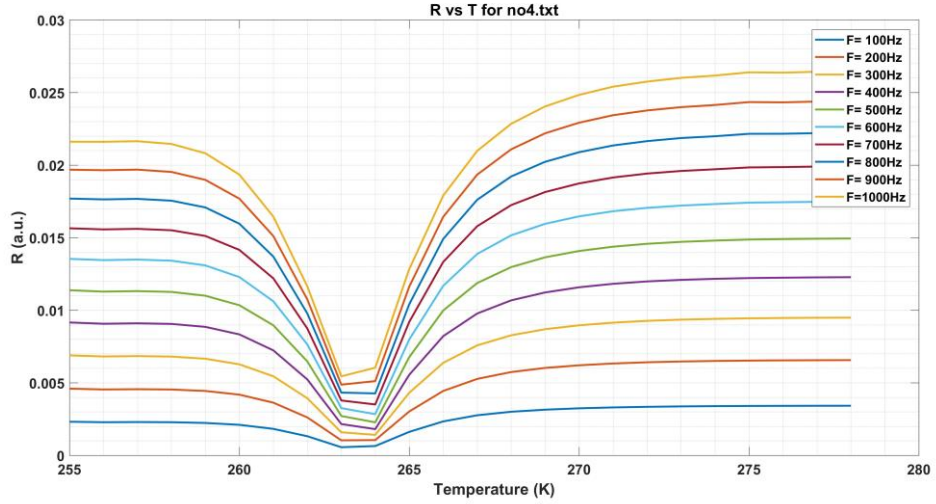
Şekil 3.16 Sıcaklığa bağlı mıknatıslanma eğrisi

Tasarlanan AC alınganlık ölçüm sisteminde ölçülen referans malzemesinin farklı frekanslarda alınan genliğin sanal ve gerçel bileşenleri, MATLAB programında hazırlanan yazılım ile işlenerek, sıcaklıkla değişen genlik eğrileri çizdirilmiştir. Şekil 3.17.'de 10-100 Hz, Şekil 3.18.'de 100-1000 Hz, Şekil 3.19.'da 1000-10000 Hz arasında değişen eğriler verilmiştir. Bu genlik eğrileri, malzemede oluşan mıknatıslanmanın değerine göre algılayıcı ve dengeleyici bobinlerde indüklenen gerilimlerden elde edilmiştir.

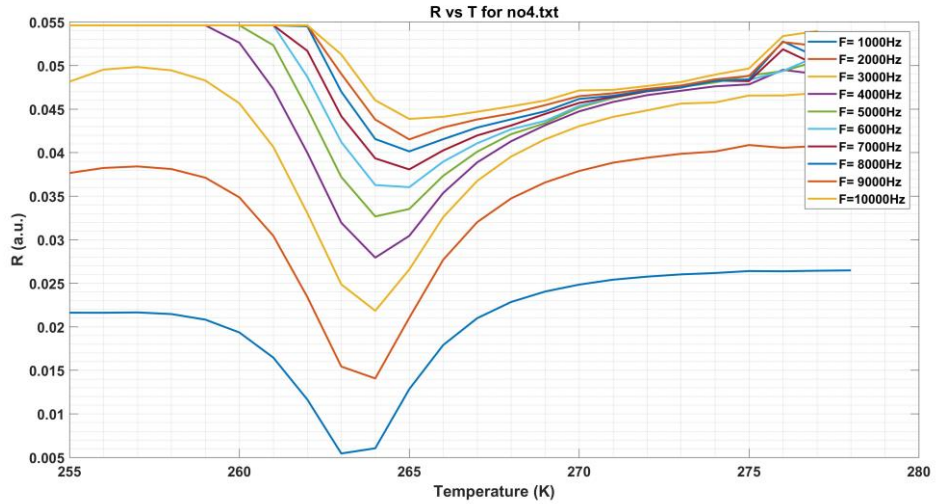
Elde edilen eğrilerden, genlik değerlerinin malzemenin Curie sıcaklığına yaklaştığı sıcaklık değerinde sert bir düşüş gösterdiği, bu sıcaklık değerinin altında ise tekrar yükseldiği görülmektedir. Bu dönüm noktası malzemenin Curie verdiği düşünülmektedir. Frekans arttıkça örneğin mıknatıslanmasının da gözle görülür biçimde arttığı gözlenmiştir. Burada malzemenin mıknatıslanmasının frekansla arttığı gözlenmiştir.



Şekil 3.17. Farklı frekanslarda (10-100 Hz), sıcaklığa bağlı genlik değişimi

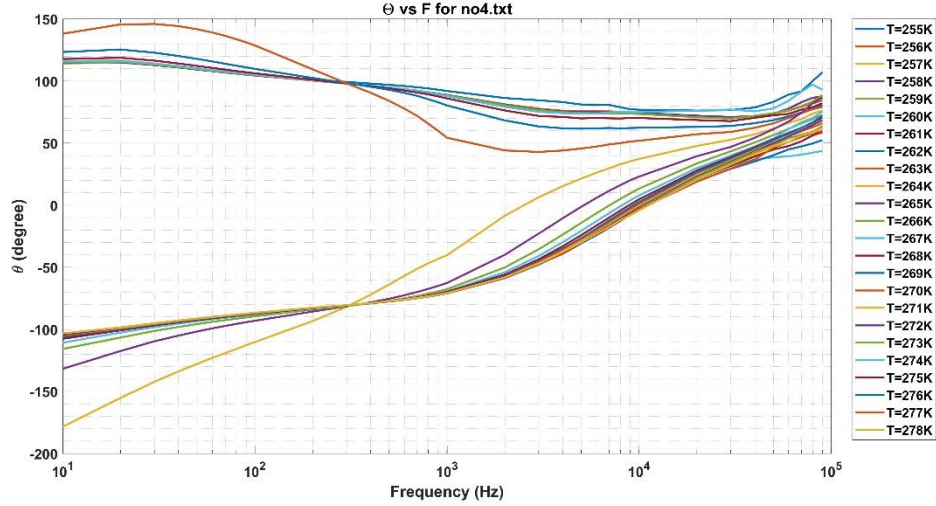


Şekil 3.18. Farklı frekanslarda (100-1000 Hz), sıcaklığa bağlı genlik değişimi



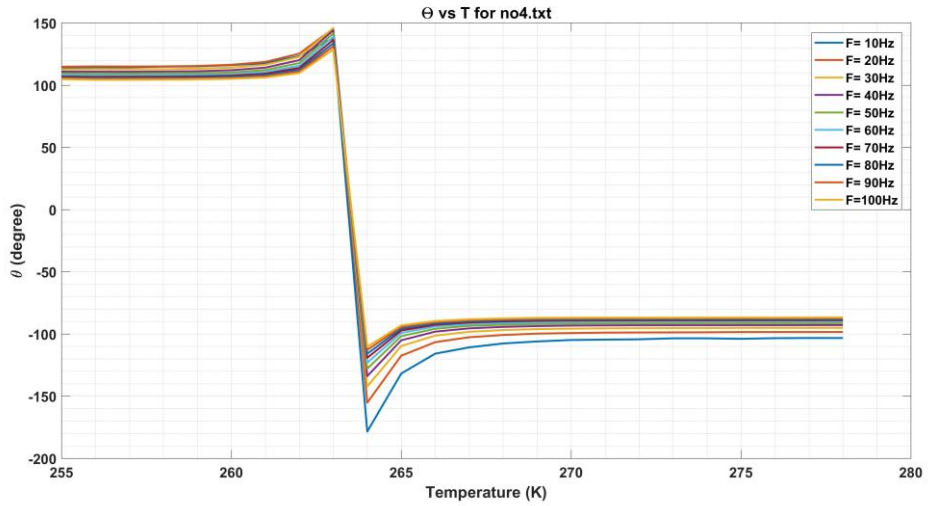
Şekil 3.19. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı genlik değişimi

Farklı sıcaklarda, frekansla değişen faz kaymalarını gösteren eğriler Şekil 3.20.'de verilmiştir. Bu eğrilerden de Curie sıcaklığı civarında bariz bir ayrışmanın meydana geldiği görülmüştür. Bu ayrışmanın malzemenin manyetik faz değişiminden (paramanyetik-ferromanyetik) kaynaklandığı düşünülmektedir.

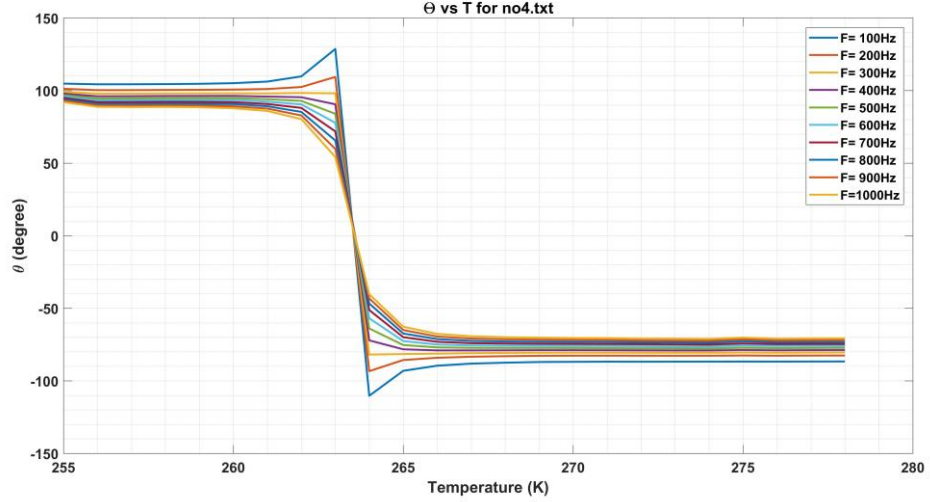


Şekil 3.20. Farklı sıcaklıklarda, frekansa bağlı faz değişimi

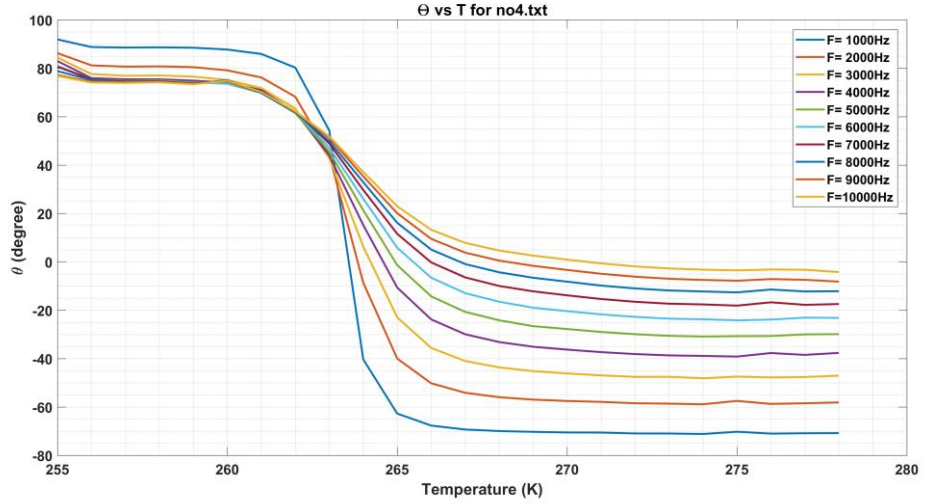
Benzer şekilde Şekil 3.21.'de farklı frekanslarda, sıcaklıkla değişen faz kaymalarını gösteren eğriler bulunmaktadır. Bu eğrilerden de Curie sıcaklığı civarında dikkate değer faz sıçraması görülmektedir. Şekil 3.22.'de ve 3.23.'de yüksek frekanslarda (100-1000 Hz, 1000-10000 Hz) faz kayması sıcaklıkla değişen eğrilerinden, Curie geçiş sıcaklığında meydana gelen sıçramanın frekansın artmasıyla azaldığı gözlenmiştir. Ancak Curie geçiş sıcaklığında bir değişimin meydana gelmediği görülmüştür.



Şekil 3.21. Farklı frekanslarda (10-100 Hz), sıcaklığa bağlı faz değişimi



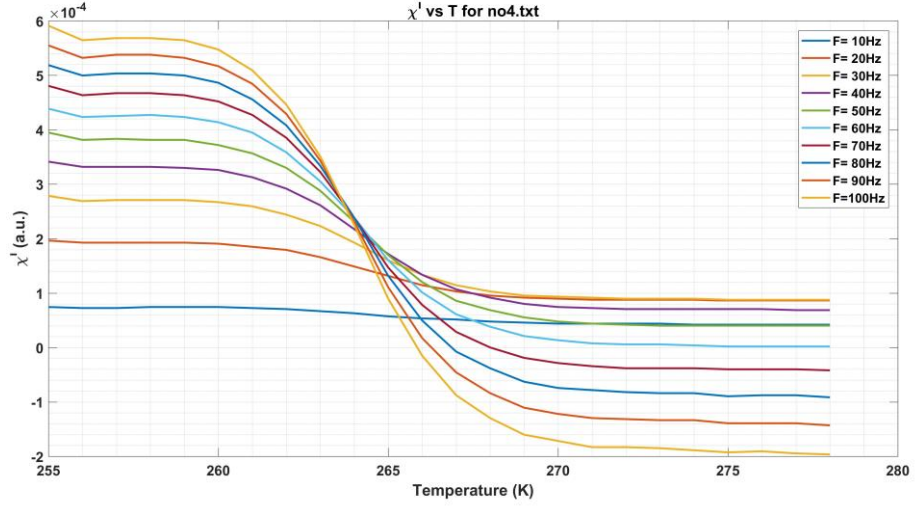
Şekil 3.22. Farklı frekanslarda (100-1000 Hz), sıcaklığa bağlı faz değişimi



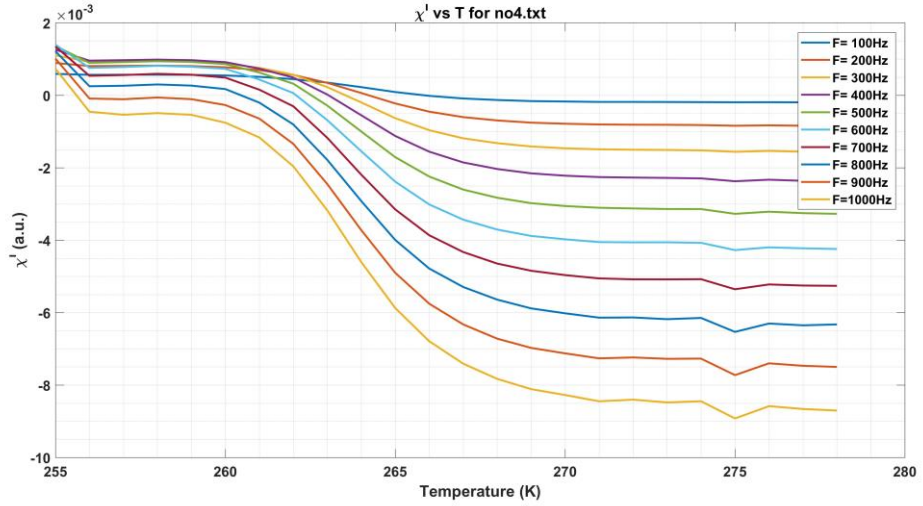
Şekil 3.23. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı faz değişimi

Genliğin gerçel bileşeninin farklı frekanslarda sıcaklığa bağlı değişimini gösteren eğriler Şekil 3.24. ve Şekil 3.25.'de verilmiştir. Genellikle bu değişimler malzemenin taneler arasındaki etkileşim ile ilişkilendirilmektedir. Açıkça görüleceği gibi, Curie geçiş sıcaklığı civarında eğrilerin dönüm noktasına sahip olduğu görülmektedir. Bilindiği gibi Curie geçiş sıcaklığının altında malzeme ferromanyetik, üstünde ise paramanyetik özellik göstermektedir. Eğrilerdeki dönüm noktası, paramanyetik durumda bulunan ve rasgele yönelime sahip olan spinlerin, Curie sıcaklığının altında düzenli hale gelmesini temsil etmektedir. Bu durumda dönüm noktasını veren

sıcaklık değerinin, malzemelerin paramanyetik fazdan ferromanyetik faza geçtiği sıcaklık değerine eşdeğer olduğunu söylemek mümkündür.

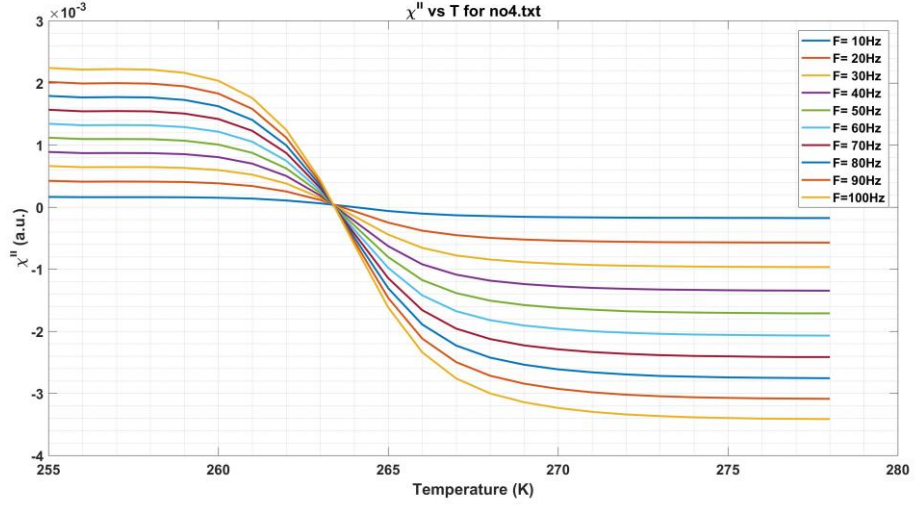


Şekil 3.24. Farklı frekanslarda (10-100 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin gerçel bileşeni

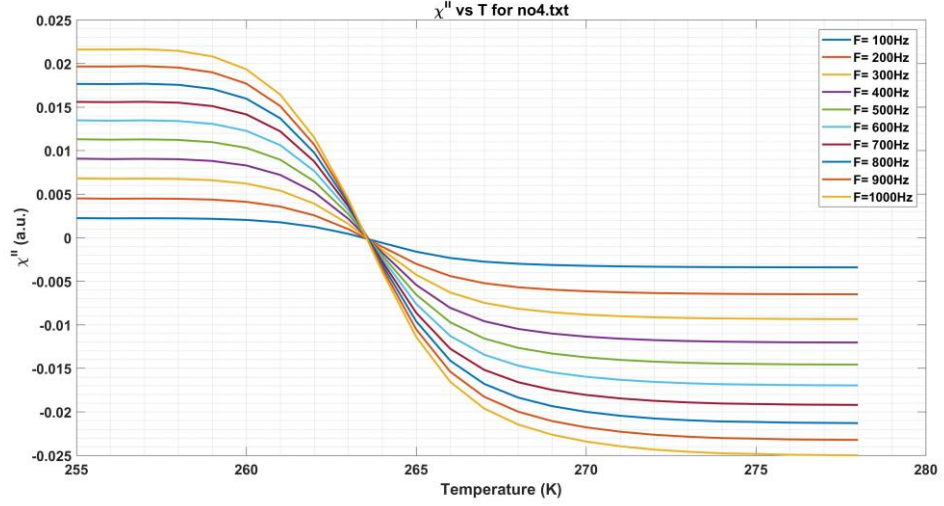


Şekil 3.25. Farklı frekanslarda (100-1000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin gerçel bileşeni

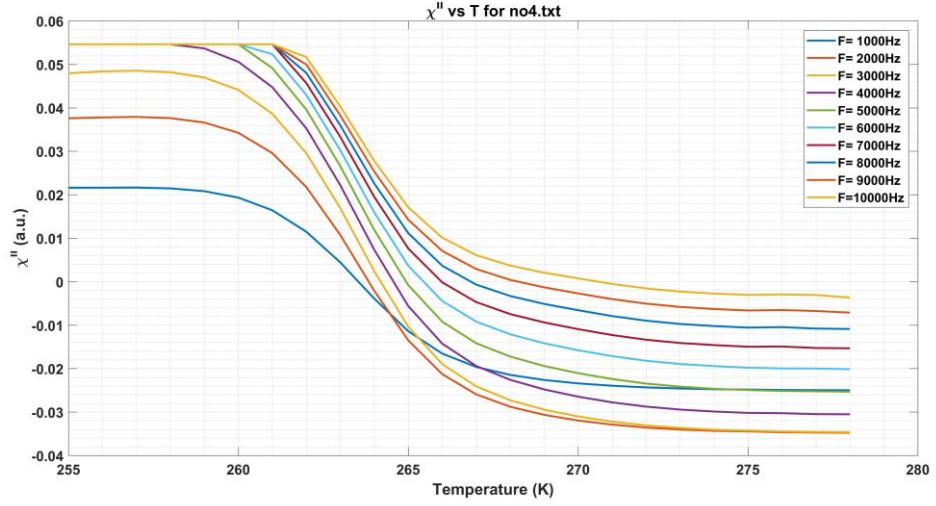
Şekil 3.26., Şekil 3.27. ve Şekil 3.28.'de farklı frekanslarda, genliğin sanal bileşeninin sıcaklığa bağlı değişim eğrileri verilmiştir. Genliğin sanal bileşeni malzemedeki enerji kayıplarını vermektedir. Malzemedeki Enerji değişiminin Curie geçiş sıcaklığında oldukça yüksek olduğu görülmektedir. Yüksek frekanslarda (1000-10000 Hz aralığında) geçişin belirginliğinin bozulduğu görülmüştür.



Şekil 3.26. Farklı frekanslarda (10-100 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin sanal bileşeni

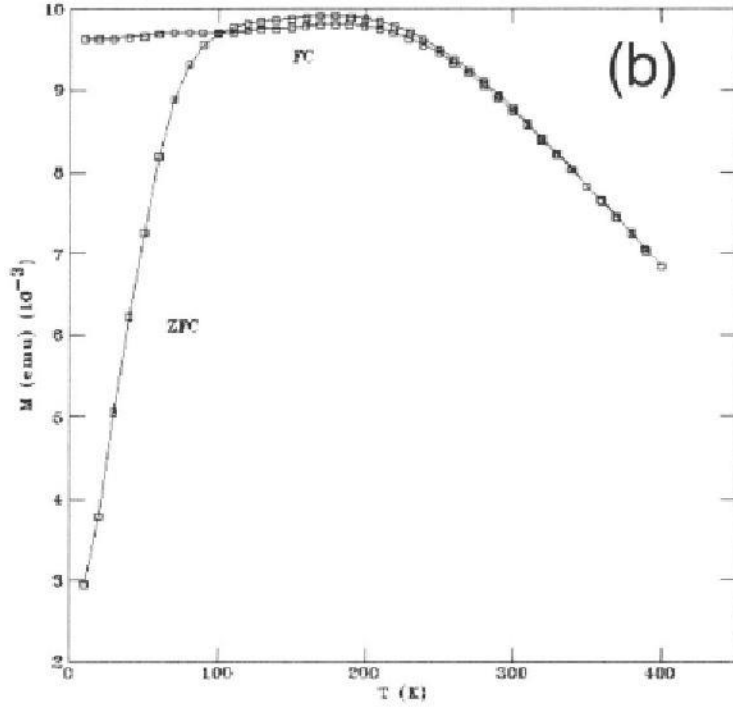


Şekil 3.27. Farklı frekanslarda (100-1000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin sanal bileşeni



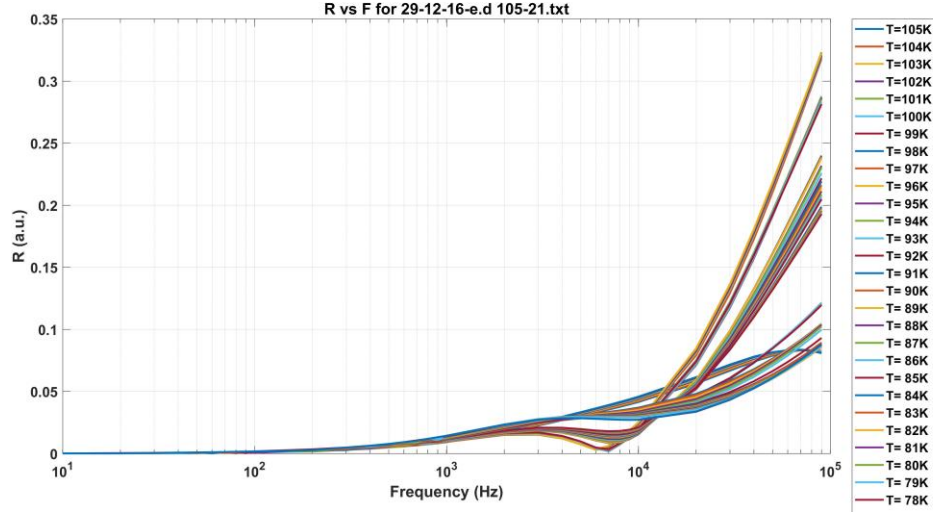
Şekil 3.28. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin sanal bileşeni

Daha önce karakteristiği yapılmış $MnFe_2O_4$ örneği alınmıştır ve yapılan sistemde ölçülmüştür. Bu örneğin daha önce sıcaklığa bağlı mıknatıslanması ölçülmüştür (Şekil 3.29.).



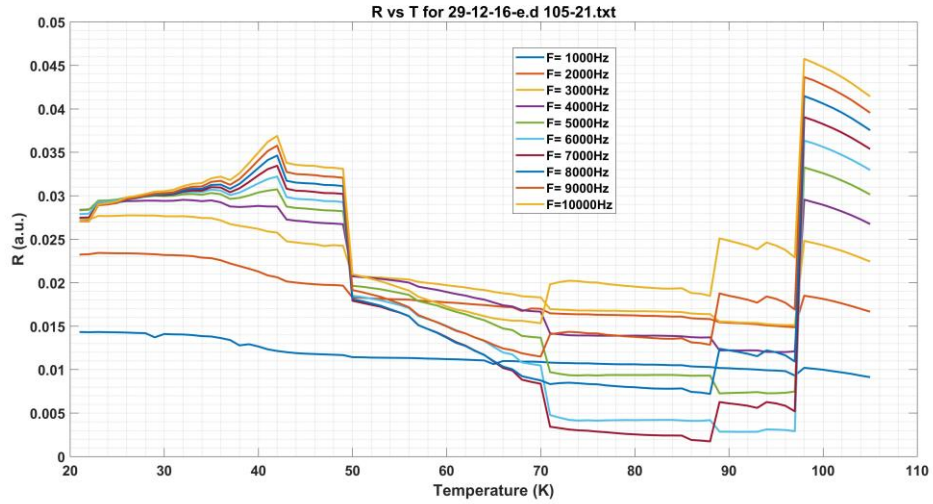
Şekil 3.29. $MnFe_2O_4$ 'nun sıcaklığa bağlı mıknatıslanması

Şekil 3.30.'a bakıldığında belirli sıcaklıklarda faz geçişleri olduğu görülmektedir.



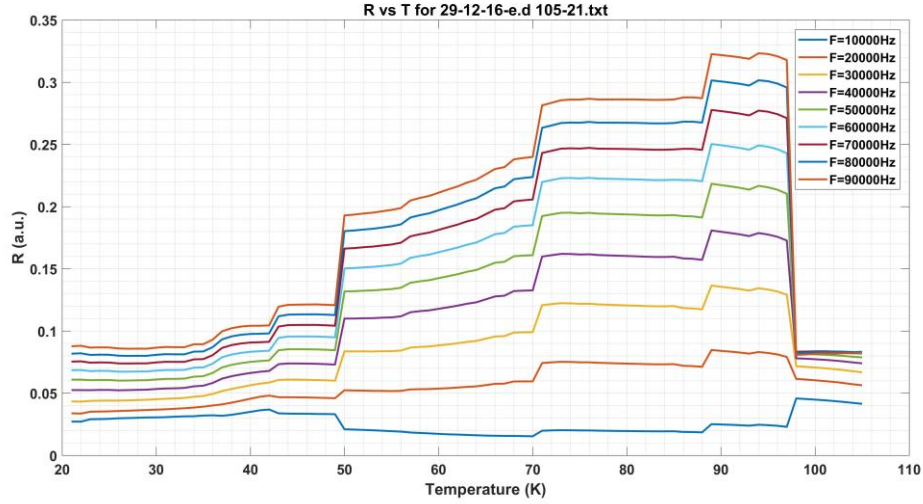
Şekil 3.30. Farklı sıcaklıklarda, frekansa bağlı genlik değişimi

Şekil 3.31.'de 2 kHz'den sonra malzemede farklı sıcaklıklarda kademeli olarak faz geçişi olduğuna rastlanmıştır.



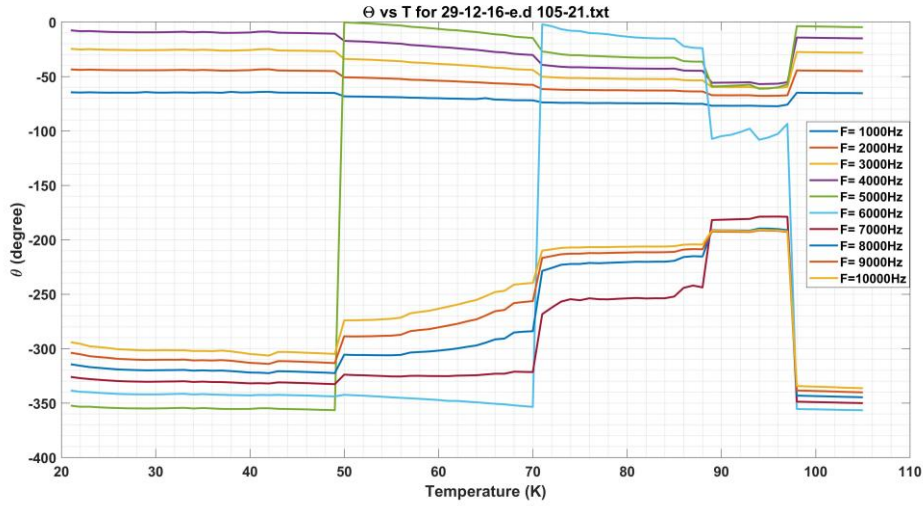
Şekil 3.31. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı genlik değişimi

Şekil 3.32.'de kullanılan nano parçacıkların, parçacık büyüklükleri eşit olmadığından faz geçişleri basamaklı olmaktadır.



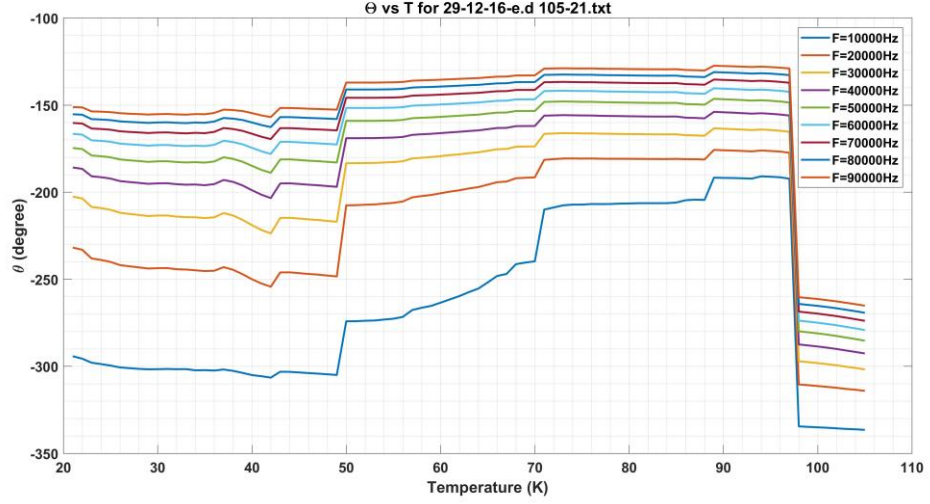
Şekil 3.32. Farklı frekanslarda (10000-90000 Hz), sıcaklığa bağlı genlik değişimi

Gerçel ve sanal bileşenden elde edilen faz bilgisi malzemedeki faz geçişlerini ve malzemenin frekansa karşı olan tepkisi Şekil 3.33.'de görülmektedir.



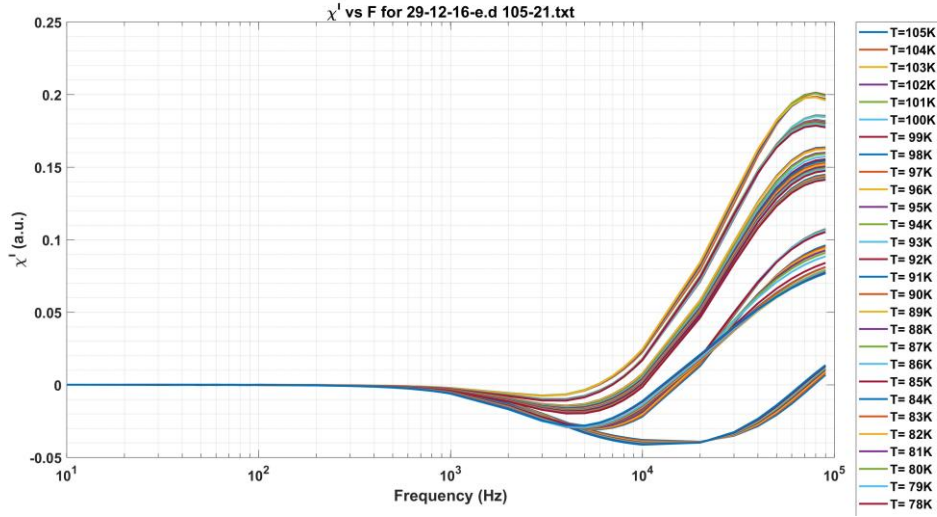
Şekil 3.33. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı faz değişimi

Şekil 3.34.'de görüldüğü üzere, daha yüksek frekanslarda geçişler daha net görülmektedir. Bunun nedeni süper paramanyetik malzemelerin yüksek frekanslarda mıknatıslanmasının yüksek olmasından kaynaklanmaktadır.



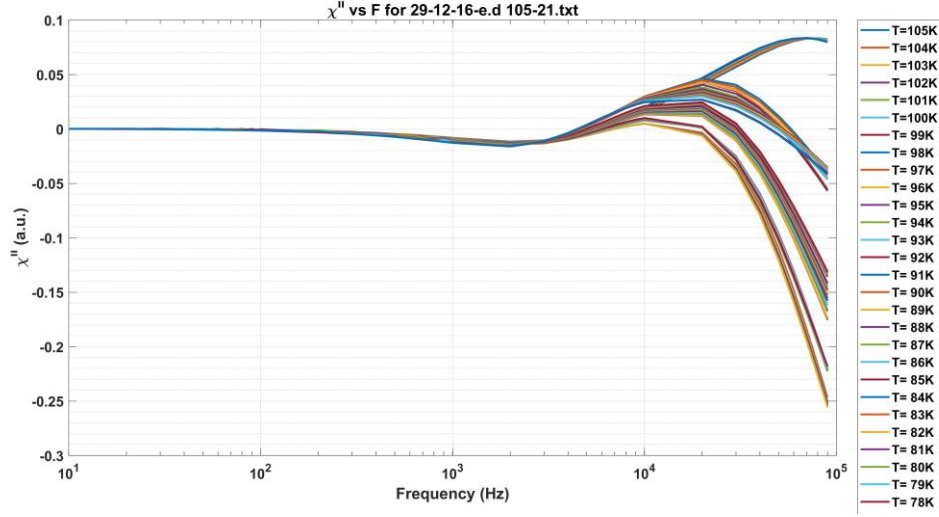
Şekil 3.34. Farklı frekanslarda (10000-90000 Hz), sıcaklığa bağlı faz değişimi

Şekil 3.35.'de malzemenin gerçel bileşenine baktığımızda belli sıcaklıklar bantlara ayrılmıştır, buradan faz geçişlerini görmekteyiz.



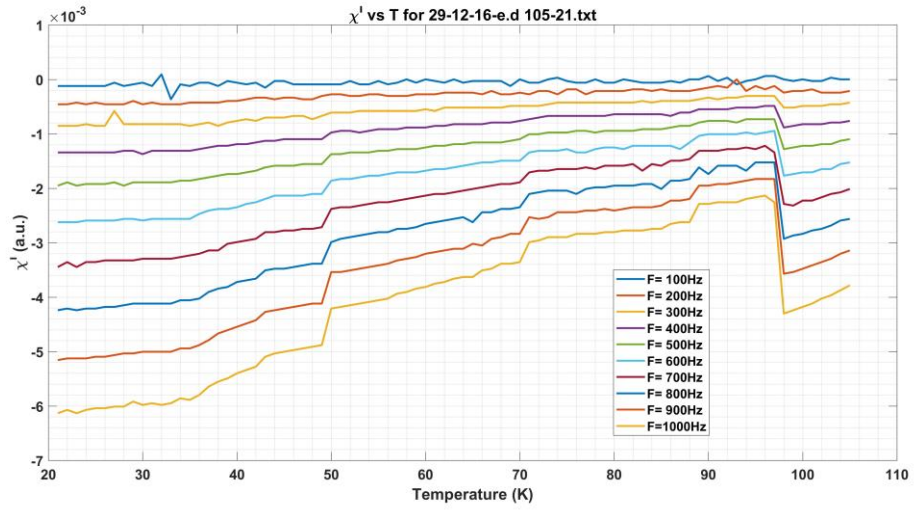
Şekil 3.35. Farklı sıcaklıklarda frekansa bağlı faz genliğinin gerçel bileşeni

Şekil 3.36.'da sanal bileşenin sıcaklığa bağlı bantlara ayrılmasından faz geçişleri görülmektedir.



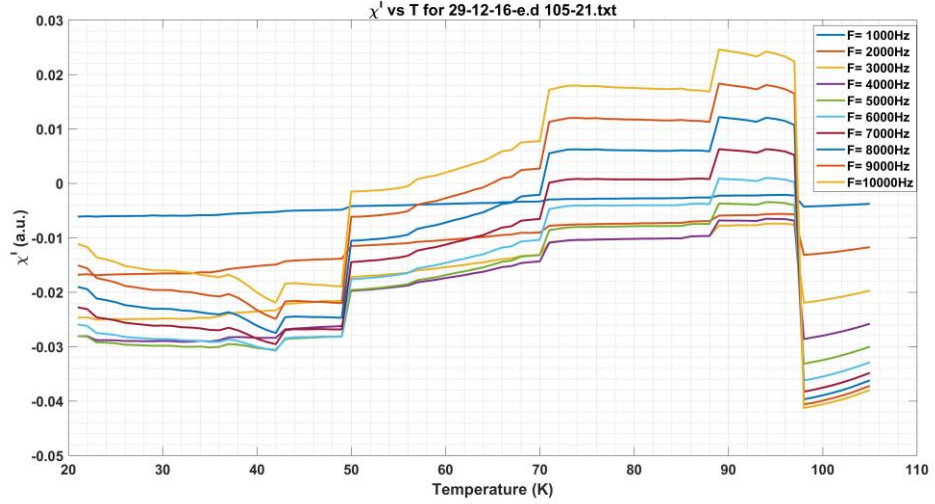
Şekil 3.36. Farklı sıcaklıklarda frekansa bağlı faz genliğinin sanal bileşeni

Şekil 3.37.'de Düşük frekanslarda malzemenin mıknatıslanmasının zayıf olduğundan dolayı genliğin değişiminin düşük olduğu görülmektedir.



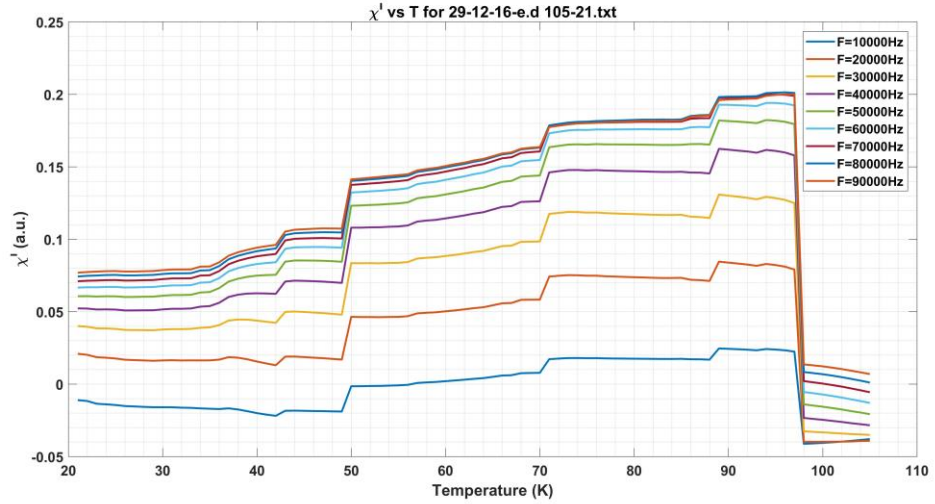
Şekil 3.37. Farklı frekanslarda (100-1000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin gerçel bileşeni

Şekil 3.38.'de 1000-10000 Hz aralığında geçişler net olarak görülmektedir.



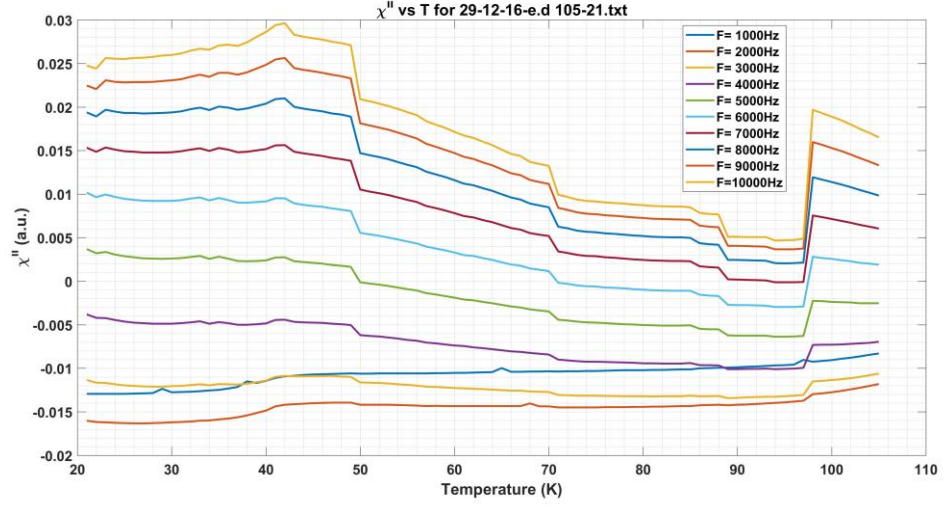
Şekil 3.38. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin gerçel bileşeni

Şekil 3.39.'dan görüldüğü gibi frekans yükseldikçe malzemenin tepkisinin arttığı görülmektedir. Gerçel bileşen malzemenin tanecik özellikleriyle ilgili verdiği bilgiden farklı boyutlarda kümeleşmiş parçacıklar bulunduğu düşünülmektedir.

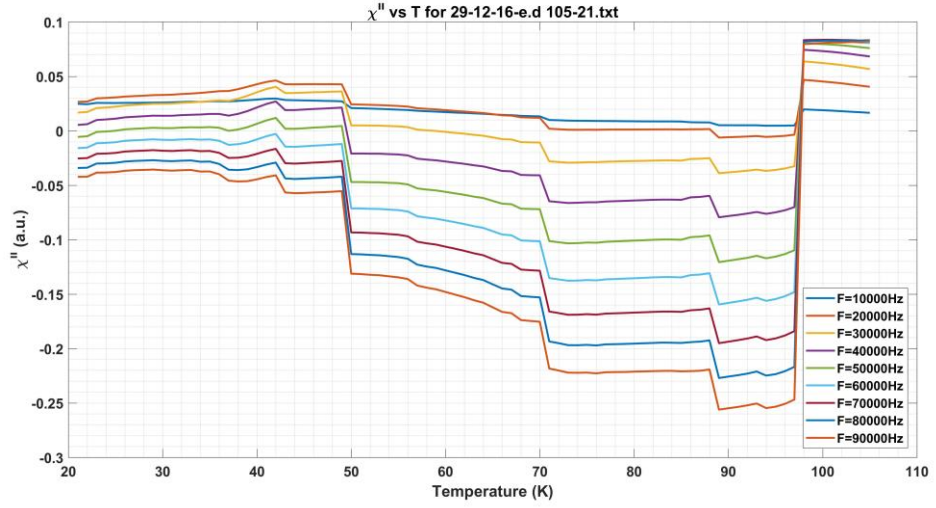


Şekil 3.39. Farklı frekanslarda (10000-90000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin gerçel bileşeni

Şekil 3.40. ve Şekil 3.41.'i incelediğimizde enerji kayıplarından faz geçişlerini görebilmekteyiz.



Şekil 3.40. Farklı frekanslarda (1000-10000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin sanal bileşeni



Şekil 3.41. Farklı frekanslarda (10000-90000 Hz), sıcaklığa bağlı genliğin sanal bileşeni

4. TARTIŞMA VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında manyetik malzemelerin karakterizasyonunda kullanılmak üzere bir AC alınganlık sisteminin tasarlanması ve yapılması hedeflenmiştir. Bir AC alınganlık sistemi için gerekli olan hemen hemen bütün bileşenler (bobin sistemi, sürücü güç amplifikatörleri, bilgisayar kontrollü sinyal jeneratörü ve kilitlemeli amplifikatör, sistem kontrol ve veri analiz yazılımları) başarılı bir şekilde tasarlanmış, yapılmış ve test edilmiştir. AC alınganlık sisteminin 15 - 320 K arası sıcaklıklarda çalışarak, malzemelerin sıcaklık bağımlı özelliklerini ortaya çıkarabilmesi amaçlandığı için, sistem, bir düşük sıcaklıklar sistemi (kriyostat) üzerinde gerçekleştirilen bazı değişikliklerle (radyasyon kalkanı ve dış kapak tornada yaptırılarak, soğuk çubuk ve bağlantı soketleri değiştirilerek) bu amaca ulaşılmıştır. Ayrıca, sistemin frekans ve değişken alan şiddetlerine de bağımlı olarak ölçüm yapacak şekilde çalışması bu tezin kapsamı içinde düşünülmüştür. Yaptığımız testler sonucunda bu hedefe de ulaşıldığı tespit edilmiştir. Tasarlanan ve yazılımı ve donanımı bu çalışma kapsamında geliştirilen sinyal jeneratörü 0-40 MHz aralığında ve 0-1 V genliklerde bir mikro denetleyici denetiminde ve bir ana bilgisayara USB aracılığı ile bağlanabilecek şekilde çalıştırılmıştır. Yazılımı ve donanımı yine bu çalışmada geliştirilen, kilitlemeli amplifikatörün 100 kHz'e kadar, 100µV seviyesindeki sinyallere bile duyarlı olarak çalıştığı yapılan testler sonucunda görülmüştür. Sürücü güç amplifikatörü ve bobin sisteminin 0-8mT aralığında değişen alan şiddetleri üretebildiği tespit edilmiştir. Önerilen üçlü birincil bobin sisteminin, düşünüldüğü gibi, ikincil bobinlerin (algılayıcı ve dengeleyici) kusurlarından kaynaklanan sorunlara bir çözüm getirebileceği de gösterilmiştir. Sistem daha önce başka yöntem ve araçlarla incelenmiş örnekler kullanılarak, bir karşılaştırma yapmak üzere denenmiş ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

Tüm bu olumlu sonuçlara karşın, sistemin tümüyle kusursuz çalıştığını söylemek mümkün değildir. Zira sistemin geliştirmeye açık bazı yönlerinin de olduğu tespit

edilmiştir. Örneğin, bakır örnek tutucu ve soğuk çubuk yerine elektriksel olarak yalıtkan, termal olarak iletken (safır) malzemeden yapılabileceği (ama bunun ciddi bir maliyetinin olacağı) düşünülmektedir. Böylece girdap akımlardan oluşan sinyalden tamamen kurtulana bilinir. Ayrıca, daha ince bobin telinin kabuk etkisini azaltıcı etkisi olması sebebiyle sürücü bobinlerin, daha yüksek frekanslarda çalışması sağlamak üzere, daha ince bobin teli ile sarılabileceği düşünülmüştür. Başka bir iyileştirmenin de gerilim süren güç amplifikatörlerinin, akım sürücü güç amplifikatörleri ile değiştirilmesiyle sağlana bilineceği yinedir.



KAYNAKLAR

- B. J. Dalrymple and D. E. Prober (1984) Radio - frequency susceptibility apparatus for measuring small superconducting samples, *Review of Scientific Instruments*, 55:958.
- Christopher Paul Bidinosti (1995) *The development of a high sensitivity ac susceptometer and its application to the study of high temperature superconductors* B. Sc. (Physics) Brandon University, British Columbia, 77s
- Clem, J. R. (1994) Hysteretic ac losses and susceptibility of thin superconducting disks *Phys. Review B*. 50, 13.
- Debjani Banerjee (2011) *Design And Fabrication Of An Experimental Set Up For Ac Susceptibility Measurement Msc*, Physics Nit, Rourkela, Indian, s45
- F. Weickert, P. Gegenwart, R.S. Perry, Y. Maeno (2007) Alternating-field magnetoresistance measurements on Sr₃Ru₂O₇, *Physica C* 460–462 (2007) 520–521, 2s
- I. Maartense (1970) A Phase Locked rf Magnetometer, *Review of Scientific Instruments*, 41:657.
- I. Maartense (1982) AC susceptibility technique for characterizing magnetic bubble films, *J. Appl. Phys.* 53:2466.
- J. G. Elliott and W. Y. Liang (1990) A simple contactless method for the study of superconductivity and critical shielding currents *Meas. Sci. Technol.* 1:1351.
- Jose Pires de Almeida (2015) “*Development of a miniature AC Susceptometer for a Cryogenic System*” Department of Physics University of Coimbra, s64
- J. R. Chivers-Bradley, Wen-Sheng Zhou, and W. P. Halperin (1981) Simple wide temperature range ac susceptometer, *Review of Scientific Instruments*, 52:1106.
- L Frolek, F Gömöry and E Seiler (2008) A special sample holder for AC susceptibility measurements of superconducting samples in high magnetic fields *Supercond. Sci. Technol.* 21 (2008) 105009 (5pp), 5s

- L. J. de Jongh, W. D. van Amstel and A. R. Miedema (1972), *Physica* 5S:211.
- Nicolo M. (1991) Measurements of Flux Creep in High Temp. S.C. by ac susceptibility, *Ph.D Thesis*, University of Colorado, Boulder Colorado, USA.
- Nicolo M.(1995) *Superconductivity: A guide to alternating current susceptibility measurements and alternating current susceptometer design*, *Am. J. Phys.* 63 (1).
- P. H. Muller, M. Schienle, and A. Kasten (1982) Mutual inductance bridge for magnetic relaxation measurements at low temperatures, *7. Magn. Magn. Mater.* 28:341.
- S. C. Whitmore, S. R. Ryan, and T. M. Sanders (1978) Mutual inductance bridge for low - temperature thermometry and susceptibility measurements, *Review of Scientific Instruments* , 49:1579.
- T. Dumelow, M.M. Xavier Jr., F.A.O. Cabral, C. Chesman (2001) A simple AC susceptometer mounted on a cryostat cold finger” Departamento de Física Teórica e Experimental, *Universidade Federal do Rio Grande do Norte*, Natal RN 59072 970, Brazil, 2s
- T. Ishida, K. Monden, and I. Nakada (1986) Electrodeless method for the measurement of ionic conductivity of RbAg_4I_5 , *Review of Scientific Instruments*, 57:3081.
- T. Ishida and R. B. Goldfarb (1990) Fundamental and harmonic susceptibilities of $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$, *Phys. Rev. B* 41:8939.
- W. R. Abel, A. C. Anderson, and J. C. Wheatley (1964) Temperature Measurements Using Small Quantities of Cerium Magnesium Nitrate, *Review of Scientific Instruments*, 35, 444

Ek A. Kilitlemeli Amplifikatör

Kilitlemeli amplifikatör, Gürültülü bir sinyalde gömülü olan sinyali gürültüden arındırarak ölçülebilir hale getiren bir tekniktir. Gürültü içine gömülmüş pikovolt mertebesindeki sinyaller bile kilitlemeli amplifikatör ile ölçülebilir kilitlemeli amplifikatör asıl olarak gürültülü sinyalin seviyesini ve fazını ölçmek için bir referans sinyali ile demodülasyon yaparak ölçer.

Basit bir amplifikatör kullanılarak bir 1nV'luk sinüs dalga şeklindeki bir sinyali gürültüyle beraber kuvvetlendirdiğimizde gürültüyü de arttırmış oluruz. Bu yüzden sinyal doğru olarak ölçülemeyecektir. Bunun için kilitlemeli amplifikatöre ihtiyaç vardır.

Kilitlemeli amplifikatörün ölçüm yapabilmesi için bir referans sinyaline ihtiyaç duymaktadır. Sinyal giriş kanalından sinyal ile birlikte olan gürültü, önce düşük gürültülü bir işlemsel yükselteç ile güçlendirildikten sonra referanstan gelen sinyal ile kilitlenir ve demodülasyon oluşur. Referans sinyali kare veya sinüs olabilir. Genellikle kilitlemeli amplifikatörler, kendi referans sinyalini harici bir referansa kilitleyerek üretebilirler.

Giriş sinyali

$$V_s = V_{\text{sinyal}} \sin(\omega_r t + \Phi_{\text{sinyal}}) \quad (\text{Ek A.1.})$$

olsun.

Referans sinyali

$$V_{\text{ref}} = V_L \sin(\omega_L t + \Phi_{\text{ref}}) \quad (\text{Ek A.2.})$$

olur.

Giriş sinyali ile referans sinyali çarpılır

$$V_{\text{faz}} = V_s \cdot V_{\text{ref}} \sin(\omega_r t + \Phi_{\text{sinyal}}) \sin(\omega_L t + \Phi_{\text{ref}}) \quad (\text{Ek A.3.})$$

Ek A. (devam)

Trigonometrik dönüşüm yapılırsa ($\sin(A+B) = \sin(A) \cos(B) + \cos(A) \sin(B)$ dönüşümü)

$$V_{\text{faz}} = \frac{1}{2} V_s \cdot V_{\text{ref}} (\cos(\omega_r + \omega_L)t + (\Phi_{\text{sinyal}} + \Phi_{\text{ref}})) - (\cos(\omega_r - \omega_L)t + (\Phi_{\text{sinyal}} - \Phi_{\text{ref}})) \quad (\text{Ek A.4.})$$

Giriş ve referans sinyal çarpıldığında iki adet sinyal oluşur.

Referans sinyal frekansı giriş sinyali frekansına $\omega_r = \omega_L$ eşit olduğundan iki sinyalin farkı olan sinyal yok olur ve düşük geçiren filtreden geçirilirse sadece DC gelirim olur.

$$V_{\text{faz}} = \frac{1}{2} V_s \cdot V_{\text{ref}} \cos(\Phi_{\text{sinyal}} - \Phi_{\text{ref}}) \quad (\text{Ek A.5.})$$

Kilitlemeli amplifikatör kendi sinyal jeneratörü kullanıyorsa aynı sinyalden referans üretilir. Ya da dışardan referans girilerek kilitlemeli amplifikatör içinde faz kilitlemeli döngü (PLL) kullanılır.

$$\Phi = \Phi_{\text{sinyal}} - \Phi_{\text{ref}} \quad (\text{Ek A.6.})$$

diyelim, böylece Φ sinyal ile referans arasındaki faz farkı olur. Φ_{ref} ayarlayarak sinyal genliği ölçülebilir. Eğer $\Phi = 90^\circ$ olursa $\cos(90) = 0$ çıkış sinyali sıfır olur. Bu tip kilitlemeli amplifikatörlere tek fazlı kilitlemeli amplifikatör denir.

Buradaki faz açısına bağlı sorunu ikinci bir referans ile çözebiliriz. Bu referansı 90 derece kaydırırsak

$$V_{\text{faz}} = \frac{1}{2} V_s \cdot V_{\text{ref}} \cos(\Phi) \quad (\text{Ek A.7.})$$

$$V_{\text{ref}} = V_L \sin(\omega_L t + \Phi_{\text{ref}} + 90^\circ) \quad (\text{Ek A.8.})$$

2. Referans sinyalimizi giriş sinyali ile çarparsak ve alçak geçiren filtreden geçirirsek

$$V_{\text{faz2}} = V_L \sin(\omega_L t + \Phi_{\text{ref}} + 90^\circ) V_{\text{sinyal}} \sin(\omega_r t + \Phi_{\text{sinyal}}) \quad (\text{Ek A.9.})$$

$$V_{\text{faz2}} = \frac{1}{2} V_s \cdot V_L \sin(\Phi_{\text{sinyal}} - \Phi_{\text{ref}}) \quad (\text{Ek A.10.})$$

$$\omega_r = \omega_L \quad (\text{Ek A.11.})$$

Ek A. (devam)

olduğundan;

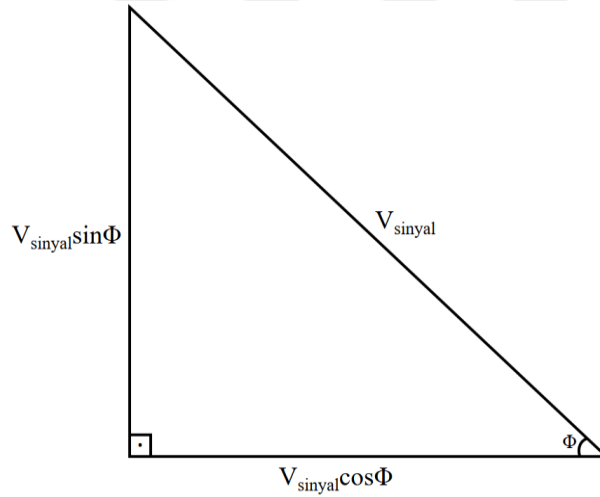
$$V_{\text{faz2}} \approx V_{\text{sinyal}} \sin \Phi \quad (\text{Ek A.12.})$$

olur.

$$X = V_{\text{sinyal}} \cos \Phi \quad (\text{Ek A.13.})$$

$$Y = V_{\text{sinyal}} \sin \Phi \quad (\text{Ek A.14.})$$

Diyelim. Eğer sinyal ile referans aynı fazda ise X çıkış sinyali, Y de sıfır olur. Eğer sinyal ile referans arasındaki faz farkı 90 derece olursa Y çıkış sinyali, X de sıfır olacaktır.



Şekil Ek A.1. X ve Y sinyallerinin dik üçgen üzerinde gösterimi

Şekil Ek.A.1.'gösterildiği gibi

$$\text{Giriş sinyalinin genliği } V_{\text{sinyal}} = \sqrt{(X^2 + Y^2)} \quad (\text{Ek A.15.})$$

$$\text{Giriş sinyalinin faz açısı } \Phi = \tan^{-1} \left(\frac{Y}{X} \right) \quad (\text{Ek A.16.})$$

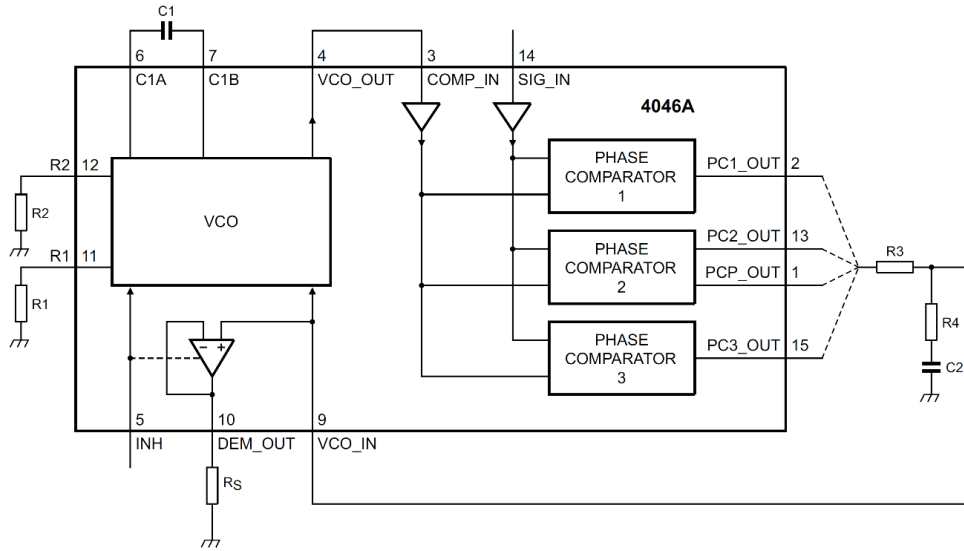
olur.

Ek B. Faz Kilitlemeli Döngü

Faz kilitleme döngüsü, giriş frekans ve fazının geri besleme frekans ve fazına kilitlenmesi ilkesine dayanır. Faz kilitlemeli döngü üç parçadan oluşur.

1. Giriş sinyali ile çıkış sinyali arasındaki faz farkını algılayan faz dedektörü
2. Giriş sinyaline bağlı olarak çalışan voltaj kontrollü osilatör (VCO).
3. Faz dedektörü, girişe uygulanan sinyale oranı kadar bir DC gerilim üretir. DC gerilimin içinde yüksek frekanslı birçok bileşen bulunmaktadır. Yüksek frekansları yok etmek için alçak geçiren filtre kullanılır.

Faz kilitlemeli döngünün yapısını Şekil Ek B.1.'de ayrıntı olarak incelenebilir.



Şekil Ek B.1. Faz kilitlemeli döngü blok diagram (74hct4046A datasheet, 2016)

Sistemin girişine bir sinyal uygulandığında faz karşılaştırıcı, girişe uygulanan sinyal ile VCO'nun çıkış sinyali arasında karşılaştırma yapacaktır. VCO'nun frekansı ve giriş sinyalinin frekansına yaklaşacaktır ve bir müddet sonra eşitlenmesiyle kapalı döngü PLL sistemi VCO'nun çıkışı sinyali, giriş sinyaline kilitlenecektir. Alçak geçiren filtre frekans aralığı kilitleme frekans aralığını kapsayacak şekilde seçilmelidir. Giriş sinyali gürültülü dahi olsa kilitleme gerçekleşir.

Ek C. DDS Çalışma Teorisi

Doğrudan dijital sentez (DDS), dijital formda kaydedilmiş bir veri üzerinde bir dijital-analog dönüşüm gerçekleştirerek zamanla değişen bir analog dalga biçimi üretme yöntemidir. DDS teknolojisi, çıkış frekansının tam dijital kontrol altında hızlı ve hassas şekilde manipüle edilmesini sağlayan yenilikçi bir devre mimarisidir. Genellikle faz açısına karşılık gelen genliklerin kaydedildiği sinüs dalga formuna ait veriler belli bir referans frekansında çalışan sayaç (frequency counter) vasıtasıyla sayacın işaret ettiği yazmaçtan (accumulator veya register) okunan veri bir Dijital-Analog Dönüştürücü (D/A) ile analog dalga formuna dönüştürülür. Bir DDS aygıtı içindeki işlemler öncelikli olarak dijital olduğundan, oldukça iyi bir frekans çözünürlüğünde ve geniş bir frekans aralığında çıkış frekansı için hızlı geçiş sağlayabilir. Tasarım ve süreç teknolojisindeki ilerlemeler sayesinde günümüzün DDS cihazları çok kompakt ve düşük güç tüketmektedir. DDS devresi temel olarak, referans frekansın 2^N sayısına bölünmesiyle istenilen frekansa ayarlanabilen bir sayısal frekans bölücü fonksiyonu icra eder. Faz akümülatörü, her bir saat darbesinde depolanan sayıyı arttıran bir değişken modül sayacı gibi çalışır. Sayaç taşarsa, tekrar başa sarılır ve faz akümülatörünün çıkışı bitişik olur.

AD9850 tümleşik devresi de, bir frekans / faz çevik sinüs dalgası üretmek için sayısal olarak kontrol edilen bir osilatör ile doğrudan dijital sentez (DDS) teknolojisini kullanır. Dijital sinüs dalgası, dahili 10 bitlik yüksek hızlı D / A dönüştürücü ile analog forma dönüştürülürken ve analog sinüs dalgasını istenildiğinde dahili yüksek hızlı bir karşılaştırıcı ile düşük gürültülü TTL / CMOS uyumlu kare dalgasına da dönüştürülebilir.. AD9850, bir 125 MHz referans saat sinyali ile 0,0291 Hz'lik bir çıkış frekansı çözünürlüğüne izin verir.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Ad Soyad : Şükrü KAFAL

Uyruk : T.C.

Doğum Yeri ve Tarihi: 28/05/1991 Muğla

Medeni Hali : Bekar

E-posta : kafalsukru@gmail.com

Eğitim

Alınan Derece	Aldığı Kurum/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lise	Muğla Turgut Reis Lisesi	2009
Lisans	Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi	2015
Yüksek Lisans	Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi	2018

Bilimsel Faaliyetler

1. 4. Uluslararası Vakum Çalıştayı, Afyonkarahisar, Türkiye, 28-29-30 Mart 2016, Poster Bildiri
2. Spring School and Educational Courses on Superconductivity, Cryogenics and Magnetizm, Fethiye, Türkiye, 19-23 Nisan 2016, Katılımcı
3. 5th International Conference On Superconductivity And Magnetism, Fethiye, Türkiye, 24-30 Nisan 2016, Katılımcı
4. 6. Fen Bilimleri Araştırma Sempozyumu, Muğla, Türkiye, 13 Aralık 2017, Poster Bildiri