

**DÜŞÜK SEVİYELİ SİNYALLERİN ÖLÇÜMÜNDE  
LOCK-IN TEKNİĞİ ve KİMYASAL SENSÖR İLE  
ÖLÇÜM UYGULAMASI**

**Ali Rıza KALELİ**

**Y.Lisans Tezi**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Yrd. Doç. Dr. Tevhit KARACALI**

**2009**

**Her Hakkı Saklıdır**

**ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**DÜŞÜK SEVİYELİ SİNYALLERİN ÖLÇÜMÜNDE LOCK-IN  
TEKNİĞİ ve KİMYASAL SENSÖR İLE ÖLÇÜM UYGULAMASI**

**Ali Rıza KALELİ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**ERZURUM**

**2009**

**Her hakkı saklıdır**

Yrd. Doç. Dr. Tevhit KARACALI danışmanlığında, Ali Rıza KALELİ tarafından hazırlanan bu çalışma 20./08/09. tarihinde aşağıdaki jüri tarafından, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Doç. Dr. Recep SADELER

İmza: 

Üye: Yrd. Doç. Dr. Bülent ÇAVUŞOĞLU

İmza: 

Üye: Yrd. Doç. Dr. Tevhit KARACALI

İmza: 

**Yukarıdaki sonucu onaylarım**

(İmza)

**Prof. Dr. Ömer AKBULUT**

**Enstitü Müdürü**

## ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

### DÜŞÜK SEVİYELİ SİNYALLERİN ÖLÇÜMÜNDE LOCK-IN TEKNIĞİ ve KİMYASAL SENSÖR İLE ÖLÇÜM UYGULAMASI

Ali Rıza KALELİ

Atatürk Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Tevhit KARACALI

Ölçme ve ölçüm sistemleri tüm bilim dallarında olduğu gibi özellikle fen ve mühendislik alanlarında giderek önemini artırmaktadır. Nano boyutlara inen teknolojik gelişmelerde artık standart ölçüm aletleri kullanarak sağlıklı bilimsel ölçümler yapmak neredeyse imkânsız hale gelmiştir. Buradan yola çıkıldığında çevreden ve devre elemanlarından kaynaklanan gürültünün içine gömülü olan sinyali ölçmek için harici veya dâhili bir referans kaynağına kilitlenme mantığına sahip lock-in amplifikatörler kullanılmaktadır.

Bu tez çalışmasında otomatik kazanç ayarlı lock-in amplifikatör tasarlanmıştır. Cihazla gürültü ortamlarda çok küçük seviyeli sinyaller ölçülerek kazanç eğrisi çıkarılmıştır. Kimyasal sensör ölçümleri ise SR830 lock-in amplifikatörü ile alınmıştır.

**2009, 73 sayfa**

**Anahtar Kelimeler:** Lock-in Amplifikatör, Düşük Seviyeli Ölçüm Sistemi

## **ABSTRACT**

MS Thesis

### **USING LOCK-IN TECHNIQUE FOR LOW LEVEL INSTRUMENTATION and MEASUREMENT APPLICATION with CHEMICAL SENSOR**

Ali Rıza KALELİ

Atatürk University  
Graduate School of Naturel and Applied Sciences  
Department of Electrical and Electronics Engineering

Advisor: Asst. Prof. Dr. Tevhit KARACALI

Measurement and instrumentation have upward significance for all science disciplines especially for applied sciences and engineering. With technological improvements which are reaching nano sizes it is almost impossible to make healthy measurements with standard measuring devices. Hence, lock-in amplifiers is used to measure signals buried in noise which occurred because of environmental effects and circuit components.

Automatic gain tuned lock-in amplifier has been designed in this thesis. Gain curve has been determined by measuring low level signals by using this device. Chemical sensor measurements were employed with SR830 lock-in amplifier.

**2009, 73 pages**

**Keywords:** Lock-in amplifier, low level instrumentation

## TEŞEKKÜR

Tez çalıŐmalarım esnasında gerek bilgisini gerekse emeğini hiçbir zaman esirgemeyen, titizlikle ve sabırla yaklaşan saygı değer hocam Yrd. Doç. Dr. Tevhit KARACALI' ya, laboratuvar bakımından her türlü imkânı seferber ettiği için baŐta bölüm baŐkanı sayın Prof. Dr. Hasan EFEOĞLU'na ve bölümün diğer tüm değerli öğretim üyelerine teşekkür ederim.

Ali Rıza KALELİ

Temmuz, 2009

## İÇİNDEKİLER

<b>ÖZET</b> .....	<b>i</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>ii</b>
<b>TEŞEKKÜR</b> .....	<b>iii</b>
<b>SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ</b> .....	<b>vi</b>
<b>ŞEKİLLER DİZİNİ</b> .....	<b>viii</b>
1. GİRİŞ.....	1
2. KURAMSAL TEMELLER.....	10
2.1. Ölçme .....	10
2.1.1. Doğruluk.....	11
2.1.2. Hassasiyet veya duyarlılık.....	11
2.2. Gürültü.....	11
2.2.1. İç gürültü kaynakları.....	13
2.2.1.a. Termal (Jhonson) gürültü .....	13
2.2.1.b. Shot gürültü .....	14
2.2.1.c. Flicker gürültü .....	16
2.2.1.d. Kontak gürültüsü .....	16
2.2.2. Dış gürültü kaynakları .....	17
2.2.2.a. Kapasitif etkileşim .....	17
2.2.2.b. İndüktif etkileşim .....	17
2.2.2.c. Radyo frekans etkileşimi .....	18
2.2.2.d. Toprak çevrimleri ( Ground Loops) .....	18
2.2.2.e. Ortak mod bastırma (CMMR) gürültüsü .....	18
2.2.2.f. Kablo gürültüsü.....	18
2.3. Sinyal Gürültü Oranı (SNR).....	19
2.4. Lock-in Amplifikatör.....	19
2.4.1. Faz duyarlı algılama (Phase sensitive detection).....	21
2.4.2. Referans kanalı .....	26
2.5. Faz Kilitlemeli Döngü (PLL) .....	28
2.5.1. HCT4046A faz kilitlemeli döngü (PLL) entegresi.....	30
2.5.2. Faz karşılaştırıcılar .....	31

2.5.3. Voltaj kontrol osilatörü.....	34
2.6. Alçak Geçiren Filtre .....	36
2.7. Faz Kaydırıcı (Phase Shifter) .....	37
2.8. İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (OTA) .....	39
2.9. Enstrümantasyon Amplifikatör .....	42
2.10. Analog Çarpıcılar .....	44
3. MATERYAL ve YÖNTEM.....	46
3.1. Giriş.....	46
3.2. Fiber Optik Kuplajlı Kimyasal Sensör .....	46
3.3. CA3080 ile Hazırlanan Enstrümantasyon Amplifikatör .....	48
3.4. Opamplı Amplifikatör .....	50
3.5. CD4046 ile Yapılan Faz Kilitleme Devresi.....	50
3.6. AD734 ile Yapılan Çarpıcı (Mikser) Devre .....	52
3.7. Alçak Geçiren Filtre .....	53
3.8. Otomatik Kazanç Devresi.....	54
4. ARAŞTIRMA BULGULARI .....	58
4.1. Giriş.....	58
4.2. Deneylerde Kullanılan Baskı devreler .....	58
4.3. Test Ölçüm Sistemi .....	60
4.4. Kimyasal Sensör Test Düzenegi.....	65
5. TARTIŞMA ve SONUÇ .....	69
KAYNAKLAR.....	72
ÖZGEÇMİŞ.....	74

## SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

$A_0$	Standart opampın açık döngü gerilim kazancı
B	Gürültü bant genişliği
C	Kondansatör
Hz	Hertz
$I_{DC}$	DC akım ortalama değeri
$I_n$	Gürültü akımı
K	Boltzman sabiti
$^{\circ}K$	Kelvin
L	Bobin
mA	Miliamper
MHz	Megahertz
mV	Milivolt
nV	Nanovolt
pF	Pikofarad
R	Direnç
q	Elektron yükü
$V_N$	Gürültü gerilimi
$W_B$	Ak1 (Weber)
$\mu A$	Mikroamper
$\Omega$	Direnç birimi
$\Theta$	Teta
$\Phi$	Faz kaydırma açısı

## **Kısaltmalar**

AC	Alternatif akım
dB	Desibel
bEIT	Elektriksel empedans tomografi
CMMRR	Opamplarda ortak mod tepki oranı
DC	Doğru akım
EEG	Elektroanseferografi
OTA	İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi
PC	Faz karşılaştırmacı
PLL	Faz kilitlemeli döđü
PSD	Faza duyarlı algılama
RF	Radyo frekansı
SNR	Gürültü sinyal oranı
VCO	Voltaj kontrol osilatörü
XOR	Veya değil lojik kapısı
SMA	SubMiniature A versiyon konnektör

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2. 1. R direncinin iki eşdeğer devredeki termal gürültüsü .....	14
Şekil 2. 2. Shot gürültü yoğunluğuyla akımın arasındaki bağıntıyı gösteren grafik (Ott 1988).....	16
Şekil 2. 3. Lock-in amplifikatörün blok diyagramı.....	22
Şekil 2. 4. Referans ve sinyal dalga şekilleri .....	23
Şekil 2. 5. X ve Y sinyallerinin dik üçgen üzerinde gösterimi .....	26
Şekil 2. 6. Lock-in amplifikatör için dahili referans kaynağı .....	27
Şekil 2. 7. Lock-in amplifikatör için harici referans kaynağı .....	27
Şekil 2. 8. Faz kilitlemeli döngünün (PLL) genel hali .....	28
Şekil 2. 9. Kilitlenme ve kilitli kalabilme bölgeleri .....	29
Şekil 2. 10. 4046A entegresinin içyapısı (Morgan 2003) .....	31
Şekil 2. 11. 4046A'nın faz karşılaştırıcı şeması (Morgan 2003) .....	32
Şekil 2. 12. 4046A'nın kilitlenme durumunda faz karşılaştırıcı 1'in giriş ve çıkışındaki dalga şekilleri (Morgan 2003) .....	32
Şekil 2. 13. 4046A entegresinde faz karşılaştırıcı 2'nin giriş ve çıkış ile kilitlenme durumu (Morgan 2003).....	34
Şekil 2. 14. 4046'nın VCO yapısı (Morgan 2003).....	35
Şekil 2. 15. Faz kaydırıcı devre.....	37
Şekil 2. 16. ISIS programından alınan girişle çıkış sinyalleri arasında ki faz kaymasını gösteren grafik. ....	38
Şekil 2. 17. Standart opamp ve OTA devre elemanları.....	39
Şekil 2. 18. CA3080 entegresinin bias akım değerleriyle giriş çıkış direnç ve kazanç grafiği.....	40
Şekil 2. 19. 40dB'lik fark yükseltici.....	41
Şekil 2. 20. Yüksek ortak mod tepki oranlı enstrümantasyon yükseltici .....	43
Şekil 2. 21. AD734 Bağlantı Diyagramı .....	44

Şekil 3. 1. Fiber optik kablo kuplajlı kimyasal sensörün deney düzeneği .....	47
Şekil 3. 2. Fiber kuplajlı ışık yarıcı tetravar .....	48
Şekil 3. 3. Lock-in amplifikatöründe kullanılan Enstrümantasyon amplifikatörü.....	49
Şekil 3. 4. Amplifikatör devresi .....	50
Şekil 3. 5. 4046 uygulaması (HCT4046A Datasheet 1997).....	51
Şekil 3. 6 AD734 ile hazırlanan çarpıcı devre (AD734 Datasheet 1999) .....	52
Şekil 3. 7. Butterworth 2. dereceden Sallen Key tipi alçak geçiren filtre .....	53
Şekil 3. 8. Alçak geçiren filtrenin ISIS programından alınan frekans grafiği .....	53
Şekil 3. 9. LM324 ve PIC16F84 ile yapılmış devre.....	54
Şekil 3. 10. PIC16F84 ile bağlantılı röle grubu .....	55
Şekil 3. 11. Lock-in amplifikatör açık devre şeması.....	57
Şekil 4. 1. Röle grubu baskı devre şeması .....	58
Şekil 4.2. Enstrümantasyon amplifikatör, faz kilitlemeli döngü (PLL), çarpıcı ve alçak geçiren filtrenin beraber bulunduğu baskı devre .....	59
Şekil 4. 3. Sinyal şartlandırıcı açık ve baskı devre şeması.....	59
Şekil 4. 4. $\pm 15V$ , $+12V$ , $\pm 5V$ 'luk gerilim kaynağı.....	60
Şekil 4. 5. Test gerilimi için gerilim bölücü devre.....	61
Şekil 4. 6. Faz kilitlemeli döngünün giriş ve çıkış sinyali .....	61
Şekil 4. 7. Faz Kilitlemeli döngünün çıkışı ile çarpıcının 1 numaralı girişi .....	62
Şekil 4. 8. Alçak geçiren filtrenin çıkışı.....	63
Şekil 4. 9. Giriş ve çıkış sinyallerine göre kazanç eğrisi .....	64
Şekil 4. 10. Tasarlanan lock-in amplifikatörün görünümü .....	64
Şekil 4. 11. Çözücü yokken spektrometreden alınan yansıma-dalgaboyu eğrisi.....	65
Şekil 4.12. Trikloretillen çözücüsü altındayken spektrometreden alınan yansıma dalgaboyu eğrisi .....	66
Şekil 4. 13. Kimyasal sensörün SR830 Lock-in amplifikatör ile ölçümü.....	67

Şekil 4. 14. Kimyasal sensör ölçüm sistemin genel görünümü..... 68

## 1.GİRİŞ

Bilimsel çalışmalardan günlük hayatta kullandığımız elektrikli ev aletlerine kadar geniş bir alanda ölçme (measurement) ve enstrümantasyon (instrumentation) yer almaktadır. Algılama, sinyal işleme ve gösterge gibi bileşenlerden oluşan enstrümantasyonun güvenilir çalışması, sinyal işleme kısmında kurulan elektronik devrenin ölçülecek sinyalin türüne göre tasarlanmasına bağlıdır. Genellikle elektriksel büyüklükleri ölçmek için standart ölçü aletleri yeterli olmakla beraber daha küçük seviyeli sinyalleri ölçmede bu tür ölçü aletlerinin duyarlılık sınırları zorlanmaktadır. Elektriksel büyüklük karşılığı olan sıcaklık, ışık, ses gibi fiziksel sinyallerin çok küçük değerlerini ölçebilmek için alışlagelmiş ölçüm düzeneklerinin aksine daha duyarlı ve yetenekli ölçüm sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Oluşan bu boşluğu doldurmak için nV veya pA gibi çok düşük seviyeli sinyalleri gürültülü ortamlarda dahi ölçebilen Lock-in tekniği geliştirilmiştir. Lock-in, çok süratli değişen sinyalleri algılamadaki yetersizliğine rağmen bilimsel ölçümlerde tercih edilen ve üzerinde birçok çalışma yapılan bir tekniktir. Yapılan bu tez çalışmasında fiber optik kuplajlı kimyasal sensörün algılayıcı olarak kullanıldığı bir dedektör sisteminin enstrümantasyonun da uygulamak üzere analog tek fazlı lock-in yükselteci tasarlanmıştır. Bu amaçla doğrudan veya dolaylı olarak lock-in tekniğinin uygulandığı alanlarda ki çalışmalar incelenerek bunlardan bazıları aşağıda sunulmuştur.

Cataliotti ve arkadaşları (Cataliotti *et al.* 2007), güç ölçüm cihazları için sabit ve geçici gürültü kaynaklarında senkronizasyon yapabilen bir teknik geliştirmişlerdir. Gerilim dönüştürücü kullanarak ve gerekli şartlar sağlandığında, senkronizasyon tekniğinin gürültü kaynakları karşısında nasıl tepki verdiği gözlemlenmiştir. Kullanılan yeni faz detektör ve iki zaman bölgesi ve koordinat dönüşüm tabanlı faz kilitlemeli döngü sayesinde geçici gürültüyü sistem, frekans farkının hesaplanmasıyla gecikmeli olarak, sabit gürültüyü ise hemen algılamıştır.

İçerisinde optik ve elektriksel özdirenç bulunan spektroskop ve tomografi gibi cihazlarda çoklu frekans modülasyon uygulamaları için ideal olan sayısal lock-in amplifikatör dizayn eden Masciotti ve arkadaşları (Masciotti *et al.* 2008), lock-in tekniğini eş zamanlı ve modüle edilmiş sinyallerin genliklerinin ölçülmesinde kullanmışlardır. Araştırmacılar normal bir filtreleme ve özel modülasyon yaparak, farklı modüleli frekans kaynakları arasında ki ayırımı ve optimal gürültüyü azaltmayı başarmışlardır. Bunun yanında çalışmada hesaplama zamanını oldukça düşüren matris çarpımları yaparak sayısal lock-in tekniğini geliştirmişlerdir. Geliştirilen teknikle belli örnekler test edildikten sonra sayısal lock-in algoritması tanımlanmış ve deney sonuçları sayısal olarak gösterilmiştir.

TV tunerlerinin faz gürültü testleri, televizyon kanalının çok olması, zaman alıcı ve pahalı olduğundan Mo Li ve arkadaşları (Mo Li *et al.* 2008), kompleks tek çipli hiyerarşik test simülasyonu hazırlamışlardır. Tek çipli TV tunerleri içerisinde ayarlanabilir ve sabit PLL'ler, mikserler kullanmışlardır. Bu sayede tunerlerin testleri hem zaman açısından hem de ekonomik yönden tasarruflu ve azalan gürültüyle kanalların frekansları daha efektif hale gelmiştir.

Yaptığı çalışmada Lue (Lue 1977) ise; entegre devrelerle değiştirdiği lock-in amplifikatörün işlevsel bileşenlerini tanımlamıştır. Genellikle konvansiyonel transistörli amplifikatörler de meydana gelen ısı dengesi ve empedans uyumu kaybını bu sayede en aza indirmeyi başarmıştır. Tasarladığı cihaz, 20Hz ile 100KHz'lik frekans aralığında çalışırken 40dB gürültü rejeksiyon oranını algılama yeteneğine sahip olduğundan, geri veya ileri ön gerilimli diyotların jonksiyon sığa ve direnç değer ölçümlerinde kullanmak için uygundur.

Franceschini ve Marioli (Franceschini and Marioli 1985), hem düşük seviyeli hem de düşük frekanslı öz iletkenliğin çevresel gürültüde ki dalgalanmalarını ölçmek için geliştirdikleri tekniğin analizini yapmışlardır. Lock-in deteksiyon mantığına dayandırdıkları bu çalışmalarını geri besleme döngüsü, modülatörü, integratörü olan yüksek hassasiyet ve güçlü bir sinyal gürültü oranına sahip lock-in devre olarak

tasarlamışlardır. 1/1000 hassasiyetli bu cihazla, 0,01 Hz'den daha küçük dalgalanma frekanslarını bile ölçmeyi başarmışlardır.

Elektroansefalografi (EEG) cihazında sıkıştırılmış sinyalin frekansı çok küçük olduğundan gürültü kaynaklarının içinde gömülü durumdadır. Buradan yola çıkan Poolman ve arkadaşları (Poolman *et al.* 2008), elektriksel empedans tomografi (bEIT) için sıkıştırılmış sinyali ortaya çıkaran bir çalışma yapmışlardır. Kullandıkları standart lock-in deteksiyonun zayıf noktalarından dolayı faz kilitleme hassasiyetini çevreye uyum sağlaması için modifiye etmişlerdir. Simülasyon sonuçları farklı tipteki gürültü kaynaklarına özellikle beyaz gürültüye (White noise) karşın sıkıştırılmış sinyalin genliğini %0,04 ve faz kaymasını ise %0,20 hata oranıyla vermiştir.

Li ve arkadaşları (Li *et al.* 2005) darbe denetimli, elektro optik çeyrek plakası ile birleştirilmiş Pockel kristallerinin DC gerilim ölçümlerinde kullanılan optik gerilim sensörü yapmışlardır. Ölçmek istenen DC gerilim sinyali AC darbe modüleli sinyal şekline dönüştürülmüş ve çıkış sinyalinin ise lock-in amplifike teknikleri ve darbe modülasyon uygulandığından elektromanyetik gürültüden etkilenmediği saptanmıştır. Örnek olarak;  $\pm 0,4V$  ile  $\pm 180V$  arasındaki DC gerilimin, %1,8'lik doğrusal olmayan bir hata oranıyla ölçüldüğü görülmüş, sinyalin ışık yolu ve şiddetindeki dalgalanmalar elde edilmiştir.

Zhang (Zhang, 2008), kablosuz iletişim sistemleri, hesaplama sistemleri, yüksek hızlı seri bağlantı ürünleri, elektronik servo motor kontrol sistemleri gibi birçok üretim sahasında kullanılan faz kilitlemeli döngünün (PLL) kilitleme zamanını tam doğru ölçebilmek için bir yöntem geliştirmiştir. Bu yöntemle, voltaj kontrol osilatör testinde veya alıcı-vericilerde frekansın ayarlanma süresinde uygulanabilir olduğundan hızlı fourier dönüşüm teknolojisi ile çıkış frekansında hatalar olsa bile kilitleme zamanını ölçmek mümkün olacaktır. Günümüzde bahsedilen teknikle artık çok düşük masraflı olduğundan büyük üretim sahaları için kaliteli ölçüm testleri yapılabilmektedir.

Submilimetrik alanda çalışan geriye yürüyen dalga osilatörünün faz kilitlemesini yüksek frekans ve titreşim ışık gürültüsü gibi kaynakları hesaba katarak teorik yönlerini inceleyen Godone ve arkadaşları (Godone *et al.* 1989), bu osilatörün 600Hz'lik frekans gürültü spektrumuna bağlı olarak yapılan deneylere dayanarak uygun olarak tasarlanmış ve teorik ile pratik alandaki değerleri karşılaştırmışlardır.

“Phase-Locked Sampling Instruments” isimli çalışmada ise Yen (Yen 1965), yüksek frekans sinyal modülasyonunun da; sinyallerin faz farkı, sinyal seviyesi, gürültüsü ve genlik ölçümlerini yapabilen RF cihazlarının tasarımına yeni bakış açısı getirmiştir. Araştırmacının hazırladığı devrede girişte yüksek frekanslı bir sinyal örneklemiş, örneklemediği sinyalin frekansının çıkışı bir referans frekansına kilitlemiş ve çıkıştaki sinyalin dalga şekli girişte uygulanan frekansın dalga şeklini almıştır. Bu şekilde yapılan döngü ile RF ölçümü kolaylaşacaktır. Otomatik olarak elde edilen senkronizasyon sağlandığından ayrı bir tetikleme devresine gerek duyulmayacaktır.

Birçok cihaz sistemi için faz dışı sinyal diye isimlendirilen  $180^\circ$ 'lik iki farklı zamanda aynı noktadan geçmeyen sinüsoidal sinyal gerekmektedir. Bu sinyaller gerilim ölçüm sistemlerinde bilinmeyen direnç ölçümü için Wheatstone Köprüsü gibi devrelerin hassasiyetini artırmak için kullanılır. Golnabi ve Ashrafi (Golnabi and Ashrafi 1996) çalışmalarında  $180^\circ$ 'lik faz farkına sahip iki sinyal oluşturmuşlardır. İki adet uygun işlemsel yükselteç seçerek tek sinüsoidal girişten faz dengeli sinyaller üretmişlerdir. Tasarlanan devrelerdeki birbiriyle uyumsuz bileşenlerden dolayı fazın doğruluğu, iki kutup modelli opamp kullanılarak incelenmiştir. Yüksek hassasiyetli entegre devrelerle 2MHz amplifikatör kutup frekansındaki faz hatası hesaplanmış ve  $0,5^\circ$  bir faz kayması görülmüştür. Ayrıca deneysel sonuçlarla bu veriler karşılaştırıldığında sonucun istenen seviyede olduğu kanısına varılmıştır. Bu devrenin lock-in amplifikatörler ve köprü ölçme sistemlerinde kullanılması ayrıca avantaj sağlamaktadır.

Gelişen teknoloji ile birlikte ölçü aletlerinde doğruluk faktörü daha fazla önem kazanmaktadır. Froggatt ve Allison (Froggatt and Allison 1996), darbeli faz kilitlemeli döngü oluşturarak yeni bir cihaz tasarlamışlardır. Önceki faz deteksiyon yöntemlerindeki potansiyel hata kaynaklarını analiz ettikten sonra alternatif faz deteksiyon metodunu incelemişlerdir. Eski ile yeni yöntemleri karşılaştırdıklarında sonuçlar, alternatif faz deteksiyonunun hataları daha çabuk algıladığını göstermiştir.

Kapasitif immünosensör için çok küçük sinyal ölçüm sistemlerinde kullanılmak üzere Prasad ve Lal (Prasad and Lal 1999), bilgisayar kontrollü iki fazlı lock-in amplifikatörün prototipini yapmışlardır. Kapasitif immünosensörler, etkili antikor ve antijen olduğu için düşük iyonik güçte elektrolite gerek duyarlar. Simülasyon çalışmalarında ve deneylerde parazit seri dirençlerin elektrolit-yalıtkan-yarıiletken yapısının kapasitans-öngerilim grafiğinde, özellikle uyartım frekanslarının ve cihazın iç kapasitansının yüksek olması anormalliklere neden olmaktadır. Küçük sinyallerin ölçülmesinde lock-in tabanlı sistemin kullanılarak yukarıda sayılan problemlerin üstesinden geldiği görülmüştür. Ayrıca bu amplifikatörle immünokapasitif ölçüm tekniklerinin dezavantajlarını önemli ölçüde engellediği tespit edilmiştir.

Meade (Meade 1982) ise; sinyalin bulunması ve karakterizasyonu için lock-in amplifikatör sistemlerinin önemli noktalarını gözden geçirerek bu noktaların daha ileri düzeyde sistem tasarımları için nasıl geliştirilmesi ve ne şekilde modifiye edilmesi gerektiğini ortaya koymuştur. Modern lock-in amplifikatörler özellikle; harmonik tepkilerin ve aşırı yüklenme kapasitesinin olduğu sahalarda, geleneksel sistemlere göre çok daha fazla avantaja sahiptir. Bununla birlikte mevcut çeşitli ticari sistemleri tanımlayarak bilgisayar denetimli lock-in avantajlarına da değinmiştir.

Bilindiği gibi lock-in amplifikatörler çoğunlukla düşük frekanslı gürültü sinyallerinde gürültü sinyal oranını optimize etmek için modülasyon tekniklerinin birleşiminde kullanılır. Edgar (Edgar 1989), yazdığı makalede gürültüyle etkilenen sinyalin ölçülmesinde lock-in amplifikatörün performansındaki sınırlamalar ile DC amplifikatördeki sapmalar ele alınmıştır.

Kawasaki ve arkadaşları (Kawasaki *et al.* 1994) Lock-in amplifikatör ve Pockel etkisiyle yüksek hassasiyetlerde ki yük dağılımını bulan bir çalışma yapmışlardır. Çalışmalarını, dielektrik malzemelerde ki gizli elektrik yüklerini Pockel etkisi ve bilgisayarlı imaj alma tekniklerini kullanarak ölçmeye dayandırmışlardır. Sinyal gürültü oranını düzeltmek amacıyla optik faz modülasyon ve lock-in amplifikatör tekniğini denemişlerdir.

Yüzey yük dağılımının ölçümü, ışığaduyarlı malzemelerdeki yüzey yük dağılımını gözlemlemek için gereklidir. Özellikle hızla gelişen optoelektronik imaj üretme teknikleri uygulamalarında eş zamanlı ve elektro optik ölçüm metotları gelişmiştir. İleri sürülen bu yöntemle Pockel etkisinin meydana getirdiği ışık geçişlerinin polarizasyonu analiz edilerek yüzey yük dağılımı gözlemlenmiştir.

Hızla gelişen teknolojiyle beraber yüksek hızlı kameralar, güçlü tek dalga boylu lazer kaynakları, yüksek hassasiyetli elektro optik kristaller gizli yüzey geriliminin imajını alan optik ölçüm mantığıyla geliştirilmişlerdir.

Son yıllarda manyeto elektriksel maddelerin adı bilim ve teknoloji alanında çok geçmeye başladı. Çok tabakalı ferromanyetik pizoelektrik yapıların manyeto elektrik tepkisini ölçen yeni bir sistem geliştirilmiştir. Lu ve arkadaşları (Lu *et al* 2007), 10Hz ile 10MHz arasındaki frekans aralığında faz gecikmesini ve manyeto elektrik katsayısını gerçek zamanlı çok kanallı lock-in amplifikatör ile hesaplamışlardır. Uyguladıkları bu yöntem çapraz korelasyonun hesaplanmasına dayanmaktadır. Klasik lock-in amplifikatöre gerek duymaksızın doğru ve çok yönlü manyeto elektrik ölçümler yapmayı başarmışlardır. Çok tabakalı nikel-pizoelektriksel maddelerin manyeto elektrik katsayısını ve faz gecikmesini bulmak da mümkün olmaktadır. Yine bu yöntemle; Mühendislik, tıp ve bilimsel gibi pratik alanlarda ölçüm sorunun önündeki en büyük engel olan gürültü sorunu da kayda değer oranda çözülmüştür.

Erbiyum katkı maddeli fiber amplifikatörler son yıllarda çok büyük bir gelişme göstermiştir. Güç amplifikatörleri, preamplifikatörler gibi kullanım alanları da çok

geniştir. Kazanç ve gürültü parametreleri bu cihazların performansını artıran en önemli unsurlarındandır.

Rebolledo ve arkadaşları (Rebolledo *et al.* 1996), amplifike edilmiş bir spontane emisyonun ve kazancının ölçümünün yapıldığı erbiyum katkı maddeli fiber amplifikatör uygulaması yapmışlardır. Çalışmalarında, optik spektrum analiziyle, lock-in amplifikatörün kullanıldığı elektriksel sinyal ve modülasyonu birleştirmişlerdir. Ayrıca araştırmacılar yaptıkları deneyleri bilgisayarda simülasyonunu gerçekleştirmişlerdir.

Komachi ve Tanaka (Komachi and Tanaka 1975), lock-in amplifikatörde faz duyarlı detektör yerine eş zamanlı filtre kullanarak dizayn etmişlerdir. Tasarlanan lock-in amplifikatörle hiç faz ayarı yapmadan hatasız bir şekilde düşük seviyeli sinyalin gürültü genliğini ölçmek mümkün hale gelmiştir. Sinyalin harmonik hataları ve ölçme süresi standart lock-in ölçümlerine göre büyük ölçüde azalmıştır.

Dobrev ve arkadaşları (Dobrev *et al.* 2008), periyodik titreşim ve uyarlanabilir güç hatlarını (PL) sayısal olarak incelemişlerdir. İki adet sayısal kare veya sinüs dalga mikseriyle, gerçek veya sanal titreşim bulunarak dalga boyu ortaya çıkarılmıştır. Geliştirdikleri bu teknikle otomatik faz ve kazanç kontrolü, kapalı çevrim mimarisinde veya kompleks sinüsoyid titreşimin sentezinin yapılabildiği açık çevrim mimarisinde kullanılabilir olduğu görülmüştür. Ayrıca düşük maliyetli mikro kontrollerin gerçek zamanlı uygulamaları için de kullanılabilir.

Histerezis döngülerin Fourier analizlerini yaparak manyetik numunelerin karakterizasyonu araştırmacıların çok dikkatini çekmektedir. Buradan yola çıkan Aroca ve arkadaşları (Aroca *et al.* 1989), düşük seviyeli elektriksel sinyallerin Fourier bileşenlerinin ölçümünü yapabilen bir sistem hazırlamışlardır. Bu sistemi amorf maddelerin dinamik histerezis döngülerindeki harmoniklerin ölçümünde de uygulamışlardır ve geleneksel yolla elde ettikleri verilerden daha iyi sonuçlar almışlardır.

Bu çalışmada herhangi bir elektriksel sistemin transfer fonksiyonu veya histerezis döngüsünün Fourier bileşenlerini ölçmek için iki fazlı lock-in amplifikatör kullanmışlardır. Sözü geçen sistemin testinde Metglas 2826 amorf Ribon (Kalınlığı; 50 $\mu$ m, genişliği; 2mm) ölçülmüştür. İstenen maksimum akı değişimi 150nWb'dir. Normalde bir akıölçerin hassasiyeti, 5mV'luk gürültüyle, 50 $\mu$ Wb<sup>-1</sup>'dir ve minimum manyetik akı değişimi 250 $\mu$ Wb olduğundan bu maddeyi bilindik entegreli akı ölçerle hatasız ölçmek neredeyse imkânsızdır.

Nathan ve Hopkins (Nathan and Hopkins 1973), Auger spektrumunun ölçümünde düşük gürültüyü algılayan iki, üç veya dört göstergeli düşük enerjili elektron kırılması üzerinden elektronik algılama sistemi geliştirmişlerdir. Hazırladıkları düzenekte amplifikatör gürültüsü oldukça azaltılmıştır. Auger üzerine yapılan bu çalışma, elekton çarpışması ve çarpışmalardan doğan ısıyı azalttığından, düşük ışık akımlarının belirlenmesinde kolaylık sağlamıştır.

Teknolojinin gelişmesiyle beraber zayıf ışık kaynağı altındaki imgeleri ileri düzey kameralarla algılamak mümkün olmaktadır. Fakat henüz çok küçük cisimlerin incelenmesinde ışık şiddetindeki ve faz dağılımındaki değişiklikleri algılayan teknikler yeterli değildir. Maeno ve arkadaşları (Maeno *et al.* 1994), ışık şiddetine maruz bırakılan imgelerdeki çok küçük değişimleri sezebilen iki boyutlu lock-in amplifikatör geliştirmişlerdir. Genelde optik mikroskoplarda odak düzleminden derine inildiğinde çözünürlük azalmaktadır fakat geliştirilen bu yeni lock-in amplifikatör yöntemiyle derinlikte bile çözünürlük artırılmıştır ve optik verilerin iki boyutlu ölçümleri yapılabilmektedir.

Lock-in amplifikatör üzerine çok yeni bir araştırma yapan Walker (Walker 2008), mikro derecelik faz kaymalarını, hatta yaptığı deneyde 100 nano derecelik faz farkını, lock-in amplifikatör ve amplifikatörün X ile Y çıkış kanallarından gelen fazı hesaplamak için bilgisayar kullanarak ölçmeyi başarmıştır. Genellikle lock-in amplifikatörler mili derecelik faz kaymalarında bile kesin sonuç vermezken, geliştirilen bu teknik sayesinde çıkıştaki dört genliğin hesabıyla daha küçük faz

farklarını tespit etmek mümkün olacaktır. Lock-in amplifikatör içerisinde bulunan çeşitli bileşenlerde meydana gelen gürültü ve sapmalara rağmen kilitleme zaman sabiti etkili bir şekilde sınırlandırılacaktır.

Gürültünün gömülü olduğu periyodik sinyaller için çoğunlukla tüm standart lock-in amplifikatörlerdeki gibi faz duyarlı amplifikatör detektörleri kullanılır. Birçok lock-in amplifikatörün referans kanalı simetrik dalga şekli ile beslenmektedir. Fakat bazı durumlarda referans kanalı eşit aralıklı darbe biçiminde elde edilebilir ve tek titreşimli darbenin, fazda değişiklik meydana getirmesi sakıncalı bir durumdur. Budding ve Strackee (Budding and Strackee 1972), “A simple reference generator for lock-in amplifiers” isimli çalışmalarında, referans darbelerini üretmek amacıyla faz duyarlı detektör sistemlerinde kullanılan bir faz kaydırıcı ve kare dalga darbe jeneratörü geliştirmişlerdir. Kare dalga ve faz kaydırıcının simetrisi, tetikleme devresinden bağımsız olarak tanımlanmıştır.

Yukarıda değinilen literatür taramasından da görüleceği üzere lock-in amplifikatörlerin kullanım alanları oldukça fazladır. Bu tez çerçevesinde ise çevreden ve devre elemanlarından kaynaklanan gürültünün içine gömülü olan sinyali ölçmek için analog tek fazlı bir lock-in yükselteç tasarlanmıştır.

## 2.KURAMSAL TEMELLER

### 2.1. Ölçme

Genel tanımıyla ölçme; herhangi bir büyüklüğün kendi cinsinden tanımlı birimle karşılaştırılması işlemidir. Her meslek dalının içinde kendine ait bir ölçme sistemi vardır. Pozitif bilimin bir dalı fizikten doğan elektrik-elektronik alanında ki ölçmeler büyük önem taşımaktadır. Elektrik devrelerinde düzgün ve güvenilir bir çalışmayı sağlamak için kullanılan büyüklüklerin ölçülerek bilinmesi gerekmektedir. Bu büyüklükler gerilim, akım şiddeti, direnç, frekans, güç vb. şekilde sınıflandırılabilir ve bu büyüklükleri ölçmeye yarayan ölçü aletlerine ihtiyaç vardır.

Elektriksel ve elektroniksel ölçmelerde değişik tipte ölçü aletleri kullanılmaktadır. Elektrik endüstrisinin gelişmesiyle birlikte elektriksel birimlerin ölçümünde kullanılan cihazlarda da büyük gelişmeler yaşandı. İlk zamanlar bu cihazların gelişimi yüzeysel olmasına karşın günümüzde artık yüksek hızlı bilgisayarlar sayesinde sinyal şekline dönüştürülen binlerce elektriksel veya elektriksel olmayan büyüklükleri ölçmek çok kolaylaşmıştır.

DC akım, gerilim ve dirençler genel itibariyle sayısal multimetreler ile ölçülmektedir. Fakat sayısal multimetreler, gerilim olarak  $1\mu\text{V}$  veya akım olarak da  $1\mu\text{A}$  akım değeriyle sınırlıdır yani sözü geçen büyüklüklerin altındakileri değerleri ölçemezler. Ayrıca multimetrelerin hassaslıkları çok düşüktür. Böylelikle daha küçük sinyaller için pikometreler, nanometreler ve lock-in amplifikatör tasarımları gibi hassasiyeti yüksek cihazlar seçilmelidir.

Her ne seviyede sinyal ölçümü yaparsak yapalım, kullandığımız ölçüm cihazlarını ve sistemlerini etkileyen doğruluk, hassasiyet veya duyarlılık, gürültü gibi karakteristik özellikler vardır.

### **2.1.1. Doğruluk**

Herhangi bir ölçüde okunan değerin doğruluğu en önemli hususlardan biridir. Hiçbir ölçü aleti mutlak doğru bir ölçme yapamaz, hata payı her zaman var olmasına rağmen bütün ölçü aletleri aynı oranda hata yapmaz. Ölçülen değere ne kadar yakın olduğunu gösteren doğruluk, özellikle küçük sinyallerin ölçümünde önemi büyük bir parametredir. Doğruluğu ifade etmek için, mutlak hata, bağıl hata ve bağıl doğruluk tanımları kullanılmaktadır. (Güler 2009)

### **2.1.2. Hassasiyet veya duyarlılık**

Hassasiyet ve doğruluk kavramı birbirine en çok karıştırılan kavramlardır. Ölçmedeki hassasiyette en ufak değişiklik sinyalin bozulmasına ve yanlış değerlendirilmesine neden olacaktır. Hassasiyet ölçü aletinin girişine uygulanan işaret ile bunun çıkışı arasındaki bağıntıyı ifade eder. Doğrulukla hassasiyet arasında ki farkı şu şekilde izah edersek; hassas ölçüm, ardışık olarak yapılan ölçümlerde ki sapma, doğruluk ise dağılım eğrisinden elde edilen ortalama değerin gerçek değere yakın olmasıdır. (Güler 2009)

## **2.2. Gürültü**

Gürültü, orijinal sinyalin iletimi anında onu maskeleyemeye eğilimli olan ve çıkışta sinyalin bozulmasına yol açan istenmeyen bir etki olarak tarif edilebilir. Elektriksel gürültü normalde doğada rastgele haldedir fakat bununla beraber karmaşık biçimde periyodik, non-periyodik olarak da karşımıza çıkabilir. Elektriksel ölçmelerde çok karşılaşılan bir durum olan gürültü, özellikle küçük sinyallerin ölçümlerinde başa çıkılması gereken en büyük problemlerden biridir.

İdeal devrenin kendisi gürültü üretmez dolayısıyla ideal bir devrenin çıkışında sadece girişteki orijinal sinyaldeki mevcut gürültüler bulunur. Fakat gerçek elektronik

devreler ve elemanlar belli bir düzeyde kendileri de gürültü üretirler yani dışarıdan kaynaklanan tüm gürültü kaynakları yok edilse dahi cihaz tasarımında kullanılan malzemelerden dolayı minimum seviyede bir gürültü mutlaka var olacaktır. Bu gürültü rms cinsinden bilinse bile gürültünün anlık büyüklüğü olasılık hesabıyla bilinebilir. Örneğin bir devrede kullanılan bir direnç bile kendi başına gürültü kaynağı olabilir.

Gürültü kaynakları iç gürültü ve dış gürültü kaynakları olmak üzere iki gruba ayrılır.

### **İç gürültü kaynakları**

Termal (Johnson ) gürültü

Shot gürültü

Flicker gürültü

Kontak gürültüsü

### **Dış gürültü kaynakları**

Kapasitif etkileşim (elektrik alan etkileşim)

Endüktif etkileşim (manyetik alan etkileşim)

Radyo frekans (RF) etkileşim

Toprak çevrimleri (Ground Loops)

Ortak mod bastırma (CMR) gürültüsü

Kablo gürültüsü

## 2.2.1 İç gürültü kaynakları

### 2.2.1.a Termal (Jhonson) gürültü

Elektronların direnç ve yarı iletken içerisinde rastgele hareketlerinden kaynaklanır. Mutlak sıfır ( $0^{\circ}$  K veya  $-273^{\circ}$  C) derecesinin üstündeki herhangi bir sıcaklıkta, bir materyaldeki elektronlar sabit gelişigüzel hareketler yapmaktadırlar. Bu nedenle herhangi tek bir yönde elektron hareketi, eşit fakat zıt yönde başka elektron hareketinden dolayı iptal olmaktadır. Materyal içerisinde sürekli bir dizi rastgele akım darbeleri üretilmektedir ve bu durum gerçek dünyada gürültü sinyali olarak gözlenmektedir

Termal (Jhonson) gürültüsünün matematiksel ifadesi şöyledir:

$$V_n^2 = 4kTRB \quad \text{Volt}^2 \quad (2.1)$$

Burada;

$V_n$  = Gürültü gerilimi (V)

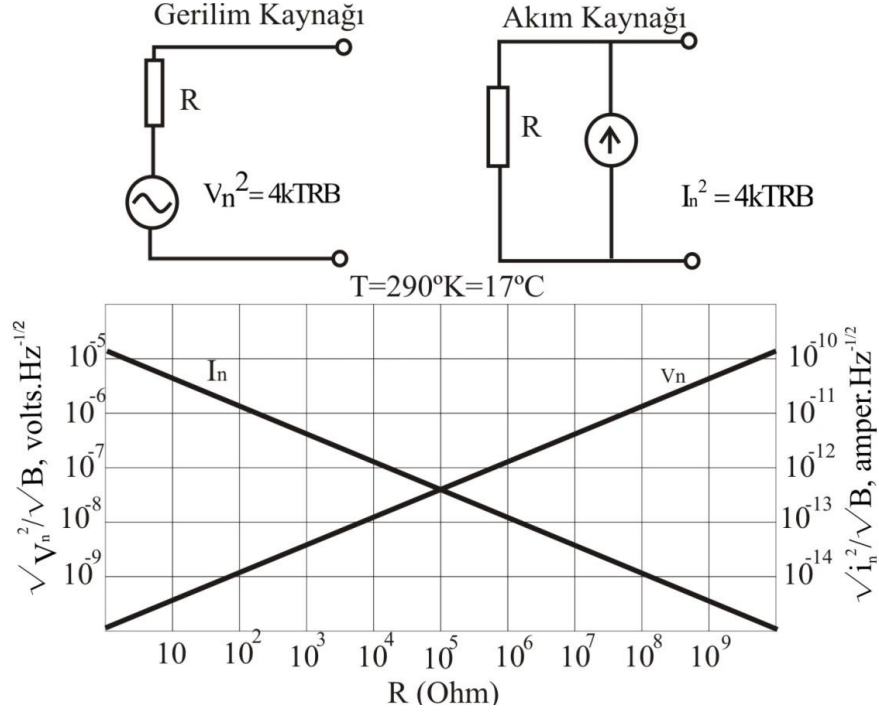
$k$  = Boltzman sabiti ( $1,38 * 10^{-23}$  joule/K)

$B$  = Gürültü bant genişliği (Hz)

$R$  = Direnç ( $\Omega$ )

$T$  = Sıcaklık ( $^{\circ}$ K)

Bağıntıdan anlaşılacağı üzere kaynak direncin sıcaklığını azaltarak termal gürültüyü en aza indirmek mümkündür.



**Şekil 2. 1.** R direncinin iki eşdeğer devredeki termal gürültüsü

Şekil 2.1, R direncinin 17°C sıcaklıkta akım ve gerilim eşdeğer devrelerindeki termal gürültüsünü göstermektedir. Termal gürültü beyaz gürültü olarak da adlandırılmaktadır. Çünkü oldukça geniş bant genişliğine sahiptir. Termal gürültü spektrumu orta frekanslı sinyaller içermektedir ve temelde oldukça düz bir formdadır.

Termal gürültü frekansı ilgilenilen bant aralığında homojendir. Örneğin 100-200kHz arasında ki 100Hz'lik gürültü seviyesi ile, 1,000,000-2,000,000Hz aralığında ki 100Hz'lik gürültü seviyesi aynıdır.

### 2.2.1.b Shot gürültü

Bu gürültü çeşidi, bir potansiyel engele karşı oluşturulan akımlarda görülür. Elektronların anot katot gibi bir potansiyel bariyeri rastgele geçişlerinden kaynaklanır. Shot kelimesi metal bir yüzeye doğru atılan bir avuç saçmaya benzer

gürültüler çıkarmasından dolayı verilmiştir. Shot gürültüsü, herhangi bir iletken DC akım geçmesi sonucu meydana gelir. (Ott 1988)

W. Schottky'nin 1918'deki çalışmasında shot gürültü akımının matematiksel ifadesi;

$$I_n^2 = 2qIB A^2 \quad (2.2)$$

Burada;

$I_n$  =Gürültü akımı (Amper)

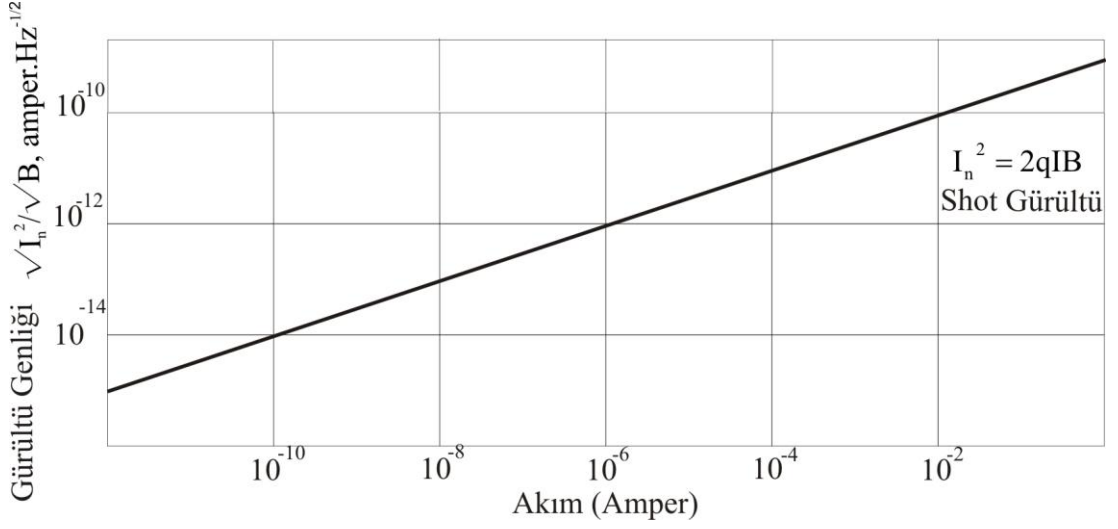
$q$  =Elektron yükü ( $1,6 \cdot 10^{-19}$ )

$I$  =Ortalama akım (Amper)

$B$  =Gürültü bant genişliği (Hertz)

Bu ifadeye dikkatle bakarsak; bant genişliğinin karakökü başına düşen gürültü, devre elemanı üzerinden akan akım ile orantılıdır. Böylece, bir devrede akan akım ölçülerek, oluşan gürültü hassas bir şekilde belirlenebilir.

Şekil 2.2'deki grafik shot gürültü yoğunluğunun akımla arasındaki bağıntıyı göstermektedir. Grafikten görüldüğü gibi devrenin ortalama akımı yükseldikçe shot gürültü genliği de artmaktadır.



**Şekil 2. 2.** Shot gürültü yoğunluğuyla akımın arasındaki bağıntıyı gösteren grafik (Ott 1988)

### 2.2.1.c Flicker gürültü

Akım, rezistans ve yarı iletkenlerden geçtiği zaman termal ya da shot gürültüye ek olarak oluşur. Flicker gürültüsü, frekans azaldıkça artan bir güç yoğunluğuna sahiptir yani frekans düştükçe belirginleşir. Pembe gürültü olarak da bilinen bu tip gürültü bütün iletkenlerde mevcuttur ve entegre devrelerde üretim hataları sonucunda meydana geldiğinden önemlidir.

### 2.2.1.d Kontak gürültüsü

Kontak gürültüsü iki metal arasında iyi yapılamayan kontağın zaman içinde değişmesinden kaynaklanır. Bu gürültü tipi anahtarlarda, rölelerde, küçük granül malzemelerle yapılan direnç ve karbon mikrofonlarda görülmektedir. Kontak gürültüsü, dirençlerde artık gürültü; vakum tüplerinde ise titreşen gürültü olarak da isimlendirilir.

Kontak gürültüsünü matematiksel olarak ifade edersek;

$$I_f / \sqrt{B} = KI_{dc} / \sqrt{f} \quad (2.3)$$

$I_{dc}$  = DC akımın ortalama değeri (Amper)

$f$  = Frekans (Hz)

$K$  = Malzemenin tipine ve geometrisine bağlı sabit

$B$  = Bant genişliği (Hz)

$I_f$  = Frekans başına düşen gürültü akımı (Amper)

Buradan bakıldığında kontak gürültüsü DC akımla doğru orantılıdır ve güç yoğunluğu  $1/f$  oranıyla değişmektedir.

### 2.2.2. Dış gürültü kaynakları

#### 2.2.2.a Kapasitif etkileşim

Ölçüm devresi ile güç kablosu arasındaki rastgele kapasitans, güç kablosundan çıkan değişken elektrik alanların ölçüm devresiyle etkileşmesine neden olur. Bu kapasitans (0,1-20pF) çok küçüktür fakat yüksek empedanslı devrelerde gürültü oluşturmak için yeterlidir. Gürültü oluşumunu en aza indirmek için elektrik kaynağıyla ölçme devresi arasındaki mesafeyi artırmak gerekir

#### 2.2.2.b İndüktif etkileşim

Değişen manyetik alanlar ölçüm devresine değişken bir akım indükler. Elektriksel etkileşime göre daha büyük sorun oluşturur çünkü akım, devre empedansından bağımsız olarak akma eğilimindedir ve manyetik koruma çok pahalıdır. Ölçüm devre alanını küçülterek, manyetik alandan uzak tutarak indüktif etkileşim azaltılabilir.

### **2.2.2.c Radyo frekans etkileşimi**

RF enerjisi elektrik ve manyetik alanların kombinasyonundan oluşur. Ölçüm devresi, radyo alıcıları, cep telefonu ve radardan radyo enerjisi alan bir anten gibi davranarak ölçüm sırasında istenmeyen DC gerilimlerin oluşmasına neden olur ve gürültü meydana gelir.

### **2.2.2.d Toprak çevrimleri ( Ground Loops)**

Devrede birden fazla toprak hattı varsa ve bu topraklar arasında potansiyel fark oluşmuşsa bu çevrimde yüzlerce miliamperlik, genel olarak 500mA'den az, bir akım meydana gelir. Bu akım elektrik telleri üzerinde gerilime neden olur ve sisteme 50/60Hz ve harmonikleri şeklinde yansır. Elektriksel izoleli ölçüm cihazlarını kullanarak bu gürültülerin oluşması engellenebilir.

### **2.2.2.e. Ortak mod bastırma (CMMR) gürültüsü**

Ortak mod bastırma gürültüsü özellikle düşük seviyedeki sinyallerin ölçümünde çok etkili olmaktadır. Ortak mod bastırma oranı yeterli olmadığında devrenin girişinden ölçüm cihazına doğru bir ortak mod voltajı oluşur. Ortak mod gürültüsü ölçüm sisteminin toprak ucuyla düşük potansiyelli ucu arasındaki meydana gelen gürültüyü ifade eder.

### **2.2.2.f Kablo gürültüsü**

Sensörle ölçüm cihazı arasındaki kablo hareket ettirildiğinde veya mekanik bir etki uygulandığında istenmeyen gürültü yaratabilir. Yüksek empedanslı sensörlerde sonuç daha belirgindir. Kablo hareketlerinin minimize edilerek, kablo kaliteli bir izolasyona sahip olarak kablo gürültüsü engellenebilir.

### 2.3 Sinyal Gürültü Oranı (SNR)

Amplifikatörler, sinyal gürültü oranına (Signal to Noise Ratio) bakılarak değerlendirilirler. Yükselteç devre tasarlanırken sinyal gürültü oranını mümkün olduğunca iyileştirmeye çalışmak gerekmektedir. Yükseltecin çıkışından alınacak en düşük seviyedeki sinyal, gürültü seviyesinin üzerinde yer almalıdır. Bu nedenle gürültü seviyesi ne kadar düşük olursa, çıkışta alınacak sinyal seviyesi de o kadar düşük ve gürültüsü az olacaktır. Sinyal gürültü oranı, sinyalin düşük dolayısıyla kazancın yüksek olduğu amplifikatör uygulamalarında kullanılır. (Güler 2005)

Gürültü, tasarımcı için önemli bir problem olmasına karşın söz konusu düşük seviyeli sinyaller olunca önemi daha fazla olmaktadır. Fakat bunları bazı yöntemlerle en aza indirmek mümkündür. Örneğin, yüksek değerli dirençler termal gürültünün artmasına neden olduğundan, kaynak ve yükselteç dirençlerini mümkün olduğunca küçük seçerek gürültünün etkisi azaltılabilir. Termal gürültü devrenin aynı zamanda bant genişliğinin bir fonksiyonudur dolayısıyla bant genişliği düşürülerek termal gürültü minimuma indirgenebilir. Burada dikkat edilmesi gereken bir husus vardır. Sinyallerin doğru bir şekilde gözlenip, ölçülebilmesi için belli bir Fourier spektrumu mevcuttur. Harici gürültünün sistemi etkilememesi için uygun topraklama, ekranlama ve filtreleme yapılmalıdır. Sistemin giriş katlarında düşük güçte yükselteçler kullanılmalıdır. Bazı yarıiletken devre elemanlarında mümkün olan en küçük DC beslemeyi kullanmak da gürültüyü azaltmaya yardımcı olacaktır.

### 2.4 Lock-in Amplifikatör

Lock-in tekniği, sinyal içinde gömülü olan gürültüyü algılayarak ölçülebilir hale getiren bir tekniktir. Lock-in amplifikatörler, nanovolt seviyesindeki küçük sinyalleri bile dedekte edip ölçebilir. Bu amplifikatörler, faz duyarlı deteksiyon olarak bilinen tekniğe göre çalışırlar. Aslında lock-in, sinyal gürültü oranının -130dB olan herhangi bir sinyalin seviyesini veya fazını ölçmek için eş zamanlı demodülasyonu kullanan

özel bir AC voltmetredir ve uygun bir referans sinyal oluşturarak ölçme mantığında dayanmaktadır.

Modern fiziksel ölçümlerde, sinyal gürültü oranını artırmak çok önemlidir özellikle düşük frekanslarda  $1/f$  gürültü oranı sinyalin doğru bir şekilde ölçülmesinin önünde büyük engeldir. Örneğin, spektroskopik lazer deneylerde, cihaz iç gürültüsü, kaçak ışık gibi gürültü kaynaklarından dolayı istenen sinyali ölçmek zordur. Cihazın ölçme kapasitesini artırmak için sinyal birkaç şekilde modüle edilir. Burada dikkat edilmesi gereken en önemli nokta sinyal modüle edilirken sinyalin şiddeti, voltajı gibi bazı değişkenlerden de modüle edilmektedir ve bu da sinyali değiştirerek sinyal gürültü oranının artmasına neden olmaktadır. Genellikle sinyaldeki gürültüyü dedekte etmek için filtreleme ve amplifikasyon yapılır ve fakat bu seferde rastgele gürültüler ortaya çıkmaya başlayacaktır. İşte burada lock-in amplifikatör kullanarak istenen sinyalle bir referans sinyalini modüle ederek sözü edilen problemlerin üstesinden gelinebilir.

Lock-in amplifikatörler, dB cinsinden hesaplanan sinyal gürültü oranını, %5'den daha az ölçüm hatasıyla tolere edebilir. Bunu analog lock-in amplifikatörler 60dB, sayısal lock-in amplifikatörler ise -100dB oranını pre-amplifikatöre gerek duymaksızın yapabilir.

Eğer düşük seviyeli DC gerilim ölçülmek isteniyorsa, bu sinyal hem elektriksel hem de chopper kullanarak mekaniksel bir AC dalga şeklinde modüle edilmelidir. Sinyal ve referans sinyal olarak bilinen asıl sinyalin modülasyon frekansı lock-in amplifikatörle beslenir.

Herhangi bir amplifikatörün girişte uygulanan elektriksel sinyali ve bant genişliğinin büyük olması sinyaldeki gürültüleri de kuvvetlendireceğinden, lock-in amplifikatörle çok hassas ölçümler yapılabilir. Hassas ölçümlerde neden lock-in amplifikatör kullanıldığını bir örnekle açıklırsanız; 10kHz'de 10nV'luk sinüs dalga şeklinde bir sinyalin gürültüyle beraber ölçümünde, sinyali kuvvetlendirmek için bir amplifikatör gereklidir. Düşük gürültüye sahip seçilen bir amplifikatörün girişindeki gürültü

sinyali  $5nV/\sqrt{Hz}$  'dir ve amplifikatör bant genişliği 100kHz ve kazancı 1000'e ayarlandığında çıkış sinyaliyle  $1000*10nV=10\mu V$  ve geniş bant gürültü gerilimi ise  $(5nV/\sqrt{Hz} * \sqrt{100kHz} * 1000=1,6mV)$  olacaktır. Böylelikle amplifikatör sinyali değil daha çok gürültüyü güçlendirdiğinden sinyalin ölçülme şansı olmayacaktır.

Aynı sinyali, Q faktörü 100 ve bant genişliği ortalama 10kHz olan bant geçiren filtre kullanarak ölçülmeye çalışıldığında, bu filtreye 100Hz'lik sinyal dedekte edilebilir  $(10kHz/Q)$ . Filtrede ki gürültü,  $(5nV/\sqrt{Hz} * \sqrt{100Hz} * 1000)$  ifadesinden, değeri  $50\mu V$  ve ölçülmek istenen sinyalin  $10\mu V$  olmasından dolayı çıkıştaki gürültü seviyesinin girişteki sinyalden yaklaşık beş kat büyüklüğü sinyalin ölçülmesini zorlaştıracaktır.

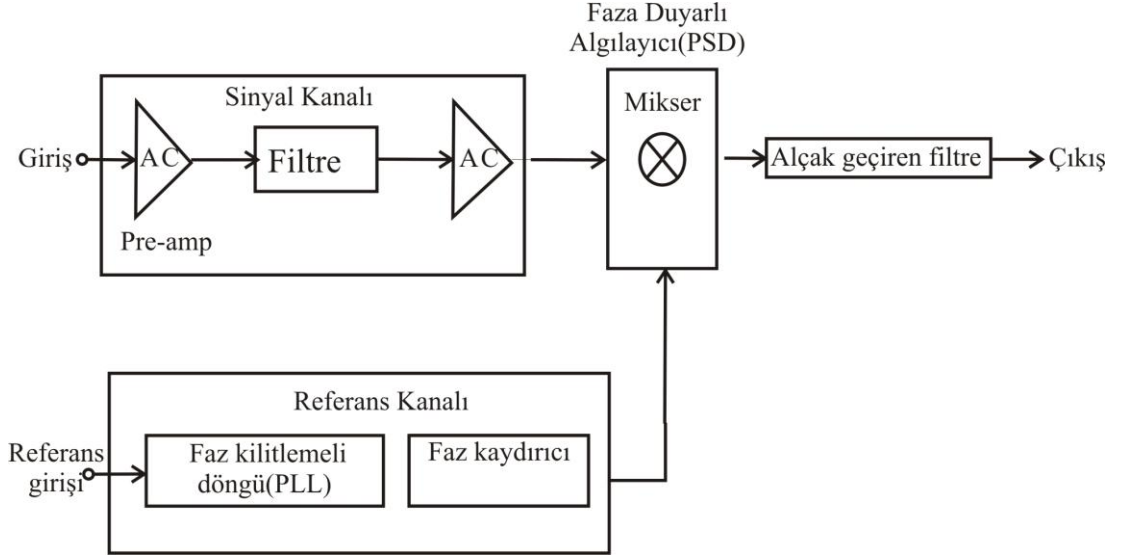
Bir lock-in amplifikatördeki faz duyarlı dedektör 10kHz sinyalde 0,01Hz'lik bant genişliğinde sinyalin dedekte edildiği düşünülürse algılayıcının çıkışındaki gürültü bant genişliği sadece,  $(5nV/\sqrt{Hz} * \sqrt{0,01Hz} * 1000)$  ifadesinden,  $0,5\mu V$  olacaktır. Matematiksel eşitlikler, sinyal gürültü oranını 1/20 olarak gösterdiğinden sinyalin ölçümü gerçekleşecektir. (Stanford Research Systems)

#### **2.4.1 Faz duyarlı algılama (Phase sensitive detection)**

Faza duyarlı algılama, sinyali gürültüden kurtarıp gözlemek için kullanılan çok güçlü bir tekniktir. 1960'lı yıllarda geliştirilen bu teknik sayesinde Lock-in Amplifikatörler yapılmıştır.

Lock-in ölçümlerinin yapılabilmesi için referans frekansına gerek vardır. Faza duyarlı algılayıcı, hem sinyal genliğini hem de bir fonksiyon jeneratöründen veya osilatörden gelen referans sinyalinin faz farklarını algılayabilir ve çıkışta bunlara göre bir sinyal üretirler. Faz duyarlı algılayıcıların kullanıldığı sistemler lock-in sistemlerinin kalbidir ve bunlar gürültünün içinde olduğu periyodik sinyallerde

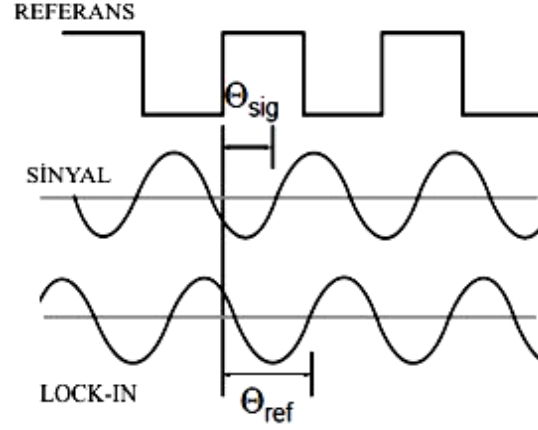
meydana gelen faz kaymalarını ve bu sinyallerin genliğini ölçmek üzere tasarlanmıştır.



**Şekil 2. 3.** Lock-in amplifikatörün blok diyagramı

Şekil 2.3. bir Analog Lock-in Amplifikatörün blok diyagramını göstermektedir. Diyagramdan da anlaşılacağı üzere; sinyal kanalı, referans kanalı, Faza Duyarlı Algılayıcı (PSD) ve Alçak Geçiren Filtre Lock-in Amplifikatörü oluşturan temel bileşenleridir. Sinyal giriş kanalından sinyalle beraber gürültü önce düşük gürültü bandına sahip pre-amplifikatörden geçtikten sonra referans kanalından gelen sinyale kilitlenir ve eş zamanlı demodülasyon denilen olay meydana gelir.

Referans sinyali uygulamalarda kare veya sinüs dalga şeklindedir. Aşağıdaki şekilde referans sinyali kare dalga şeklindedir ve frekansı  $\omega_r$ 'dir. Bu sinyal jeneratörü tarafından çıkışta eş zamanlı yani faz açıları sıfır olan iki osilasyon olabilir. Bu durumda sinyal jeneratöründen gelen çıkış sinyali, lock-in çıkışındaki sinyalin şekline bir tepki gösterebilir.



**Şekil 2. 4.** Referans ve sinyal dalga şekilleri

Lock-in amplifikatörler genellikle kendi iç referans sinyallerini, harici bir dış referans kaynağına kilitlenerek üretebilirler. Şekil 2.4, lock-in'in dış referansa kilitlenerek kendi referansının şeklini göstermektedir.

Matematiksel olarak ifade edildiğinde; Giriş sinyali;

$$V_S = V_{sig} \sin(\omega t + \theta_{sig}) \text{ 'dir.} \quad (2.4)$$

Burada  $V_{sig}$  sinyal genliğini,  $\omega_r$  sinyalin frekansını ve  $\theta_{sig}$  ise sinyalin fazını göstermektedir.

Lock-in'in ürettiği referans sinyali ise;

$$V_{ref} = V_L \sin(\omega_L t + \theta_{ref}) \text{ 'dir.} \quad (2.5)$$

Lock-in ölçme tekniğine göre bu iki sinyal, PSD kullanılarak trigonometrik dönüşüm yapılarak çarpılır. Çarpım sonucunda iki tane sinüs dalga oluşur.

$$V_{PSD} = V_{sig} \cdot V_L \cdot \sin(\omega_r t + \theta_{sig}) \sin(\omega_L t + \theta_{ref}) \quad (2.6)$$

$$V_{PSD} = 1/2 V_{sig} V_L \left[ \cos(\omega_r + \omega_L)t + \theta_{sig} + \theta_{ref} \right] - \left[ \cos(\omega_r - \omega_L)t + (\theta_{sig} - \theta_{ref}) \right]$$

Yukarıdaki bağıntıdan görüleceği üzere PSD'nin çıkışı iki adet AC sinyaldir. Bunlardan biri frekansların farkı diğeri ise frekansların toplamıdır. Eğer PSD'nin çıkışı blok diyagramdaki gibi alçak geçiren filtreden geçirilirse; sinyal içindeki AC bileşenlerden biri silinecektir.  $\omega_r = \omega_L$  kabul edilirse elimizde sadece DC bileşen kalacaktır.

$$V_{PSD} = 1/2 V_{sig} V_L \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref}) \quad (2.7)$$

$\omega_r = \omega_L$  olması durumunda sadece frekanslar aynı olmayıp sinyaller arasında ki faz farkı da zamanla değişmemelidir. Aksi halde  $V_{PSD}$  DC sinyal olmayacaktır. Diğer bir deyişle lock-in amplifikatördeki referans sinyali ile algılanan sinyal aynı frekanslı ve aralarındaki faz farkı ise sıfır olmalıdır.

Lock-in amplifikatörlerde referans sinyalini üretmek için faz kilitlemeli döngü (PLL) geliştirilmiştir. Normalde kare dalga şeklinde olan harici referans kaynağından gelen sinyale lock-in içerisindeki faz kitleme döngüsü kilitlenir ve çıkış sinyalini sinüs şeklinde üretir. Kullanılan PLL birimi sürekli olarak bir sinyale kilitleneceğinden harici referans frekansındaki herhangi bir değişiklik yapılan ölçümü etkilemeyecektir.

Yukarıda sözü edilen durumun dışında bir lock-in içinde kendi iç referans sinyalini üretme durumu vardır. Bu da tıpkı fonksiyon jeneratörü kullanılarak harici kaynak yerine kendisi bir referans sinyal üretir ve lock-in içindeki faz kilitlemeli döngünün (PLL) bu sinyale kilitlenmesi sağlanır.

PSD çıkışı, yukarıda  $V_{PSD} = 1/2V_{sig}V_L \cos(\theta)$ , ( $\theta = \theta_{sig} - \theta_{ref}$ ) olarak verilmişti.  $\theta$ , sinyalle lock-in referans arasındaki faz farkını göstermektedir.  $\theta_{ref}$ 'i ayarlayarak, sinyalin genliğini ölçmemiz mümkündür fakat eğer  $\theta$ , 90 derece olursa  $\cos 90=0$  olacağından hiçbir çıkış sinyali alınamayacaktır. Böyle tek PSD'li lock-in amplifikatörlere tek fazlı lock-in adı verilmektedir. Faz açısına bağlı olan bu durumu ikinci bir PSD ile aşmak mümkündür. Bu PSD'nin referans sinyali 90 derece kaydırılırsa matematiksel olarak;

$$V_{ref} = V_L \sin(\omega_L t + \theta_{ref} + 90^\circ) \quad (2.8)$$

Şeklinde ifade edilir ve sinyaller çarpılıp alçak geçiren filtreden geçirilir.

$$\begin{aligned} V_{PSD2} &= V_L \sin(\omega_L t + \theta_{ref} + 90^\circ) V_{sig} \sin(\omega t + \theta_{sig}); \\ V_{PSD2} &= 1/2 V_{sig} V_L \sin(\theta_{sig} - \theta_{ref}) \end{aligned} \quad (2.9)$$

$\omega_r = \omega_L$  kabul edilirse;

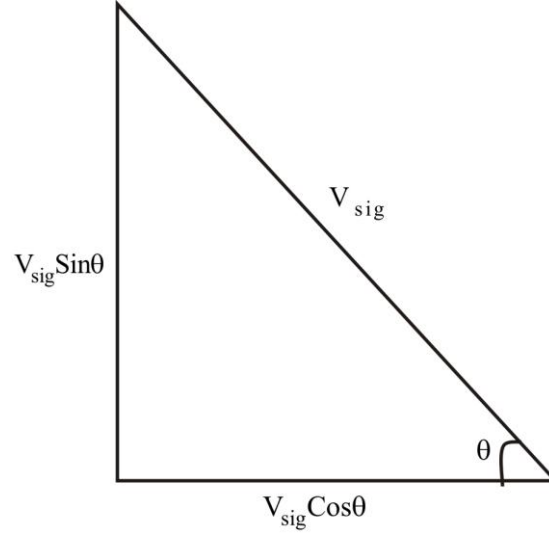
$$V_{PSD2} \approx V_{sig} \sin \theta$$

Böylelikle elimizde bir  $\cos \theta$  değeri  $\sin \theta$  ile orantılı iki tane çıkış sinyali olacaktır. Birine X ötekine Y dersek;

$$X = V_{sig} \cos \theta \quad (2.10)$$

$Y = V_{sig} \sin \theta$  olacaktır.

Eğer sinyalle referans sinyali aynı fazda ise X çıkışı sinyal genliğine Y ise sifıra eşit olur. Eğer referansla sinyal arasında 90 derece faz farkı var ise; bu sefer Y sinyal genliğine X ise sifıra eşit olur.



**Şekil 2. 5.** X ve Y sinyallerinin dik üçgen üzerinde gösterimi

Sinyal vektörünün genliği,

$$V_{sig} = (X^2 + Y^2)^{1/2} \quad (2.11)$$

Formülü ile bulunarak faza bağılıktan kurtarılabilir.

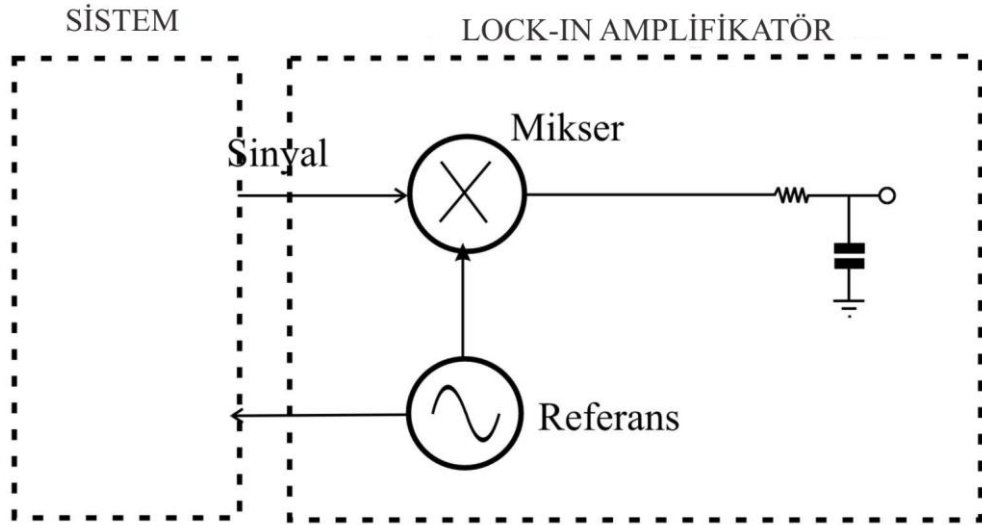
Matematiksel işlemleri yapılan iki adet PSD'li lock-in amplifikatöre çift fazlı lock-in amplifikatör denir ve sinyal ve referans arasında ki faz açısı ise

$$\theta = \tan^{-1}(Y / X) \quad (2.12)$$

ifadesiyle bulunur. (Stanford Research Systems)

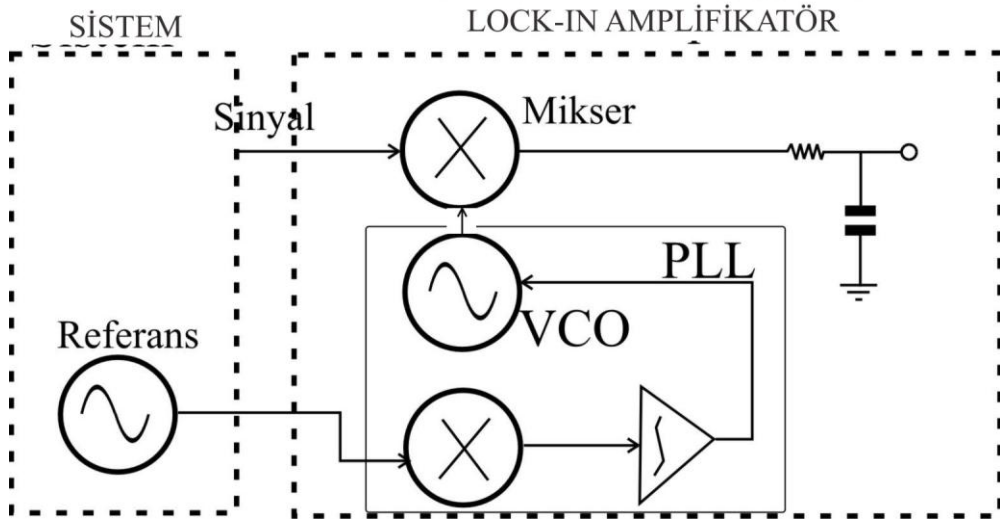
#### 2.4.2 Referans kanalı

Lock-in amplifikatörlerde referans kaynağı dahili ve harici olmak üzere ikiye ayrılırlar. Şekil 2.6'da lock-in amplifikatör için dahili bir referans gösterilmiştir. Dahili referanslar performans ve kararlı frekansı bakımından avantajlıdırlar.



Şekil 2. 6. Lock-in amplifikatör için dahili referans kaynağı

Bazı lock-in amplifikatörler ise harici referans kaynağına gerek duymaktadırlar. Harici referans kaynağında sistem referansını kendisi üretir.



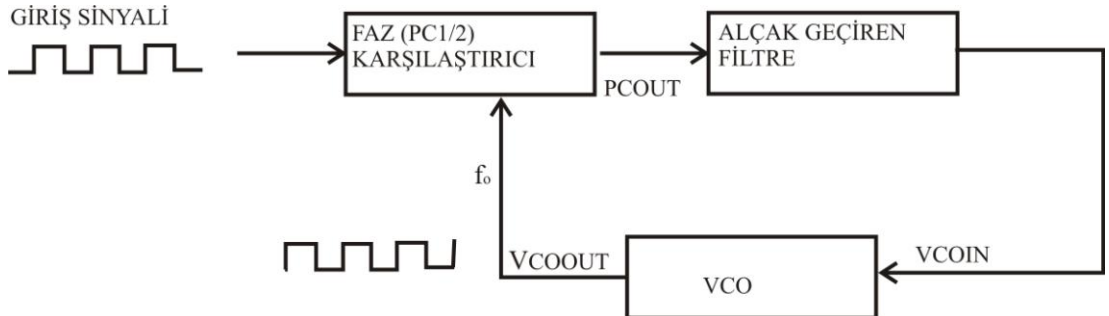
Şekil 2. 7. Lock-in amplifikatör için harici referans kaynağı

Ayrıca harici referans kaynaklarında lock-in içerisinde bulunan faz kilitlemeli döngü sayesinde sistem referans sinyali, gelen sinyale kilitlenir.

## 2.5 Faz Kilitlemeli Döngü (PLL)

Faz kitleme devresi (PLL; Phase Locked Loop), geri besleme işaretinin frekans ve fazının, giriş işaretinin frekans ve fazına kilitlenmesi ilkesine dayanan bir sistemdir. Giriş sinyalinin dalga şekline ilişkin bir kısıtlama yoktur. Faz kilitlemeli çevrimlerin ilk uygulamasına 1932 yılında radyo işaretlerinin aranması amacıyla yapılmıştır. Tümdevre teknolojisinin gelişmesiyle kilitlemeli çevrim tekniğini özellikle endüstriyel elektroniği alanında çok büyük kullanım şansı yakalamıştır. (Kuntman 1999)

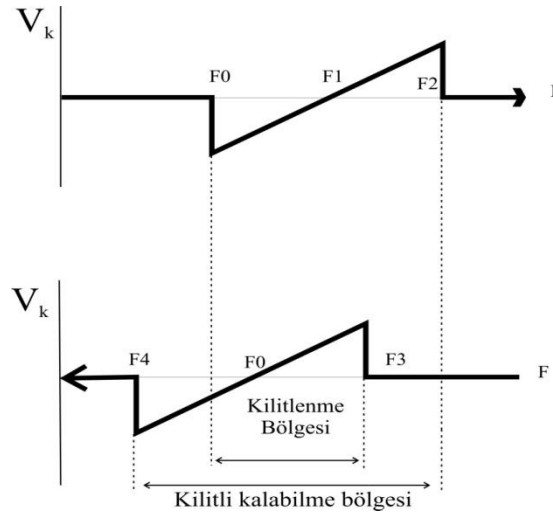
Faz kilitlemeli döngü temelde üç ana bölümden oluşur. Birincisi sistemin girişinde uygulanan sinyallerin arasındaki faz farkını algılayan “faz dedektörü”, yine giriş sinyalinin fazına ve frekansına bağlı olarak çıkış sinyaline sahip “voltaj kontrol osilatörü” ve üçüncü temel bileşen ise “alçak geçiren filtre”dir. Normal koşullarda VCO, çıkışta giriştekiyle eşdeğer frekans üreterek geri besleme sistemini meydana getirir. Faz kilitlemeli döngüler (PLL) genellikle frekansların çarpımı ve sentezlenmesinde ayrıca sinyal demodülasyonunda kullanılmaktadır. Radyo alıcılarının otomatik istasyon ayarlamaları, televizyon ve bilgisayar ekranlarında ki katot ışınlu tüpteki parazitlerin yok edilmesi, gürültü kaynağında var olan sinyallerin senkronizasyonu PLL ’lerin başlıca uygulama alanları arasında sayılabilmektedir.



**Şekil 2. 8.** Faz kilitlemeli döngünün (PLL) genel hali (Kut 2001)

Şekil 2.8’de görüldüğü üzere PLL’i oluşturan bileşenler, kapalı döngü geri besleme sistemidir. PLL sistemine girişte sinyal uygulanmadığında faz karşılaştırıcının çıkışının sıfır olmasına neden olacak ve bir hata voltajı oluşturacaktır. Bununla birlikte alçak geçiren filtrenin çıkışını da sıfır yaparak VCO’nun  $f_0$  gibi bir merkez frekans diye isimlendirilen frekansa kilitlenme sağlanacaktır. Sistemin girişine bir sinyal uygulandığında faz karşılaştırıcı, VCO ve girişte uygulanan sinyalin faz ile frekansını karşılaştırma işlemini yapacaktır. VCO’nun frekansı, girişte uygulanan sinyalin frekansına yaklaştığında, her iki sinyalin frekanslarının eşdeğer hale gelmesiyle, PLL sisteminin doğal kapalı döngü karakteristiğinden dolayı VCO çıkış sinyali, verilen giriş sinyaline kilitlenecektir.

Bir faz kilitlemeli çevrim devresinin davranışını karakterize eden iki bölge vardır. Bunlar kilitlenme ve kilitli kalabilme bölgeleridir.



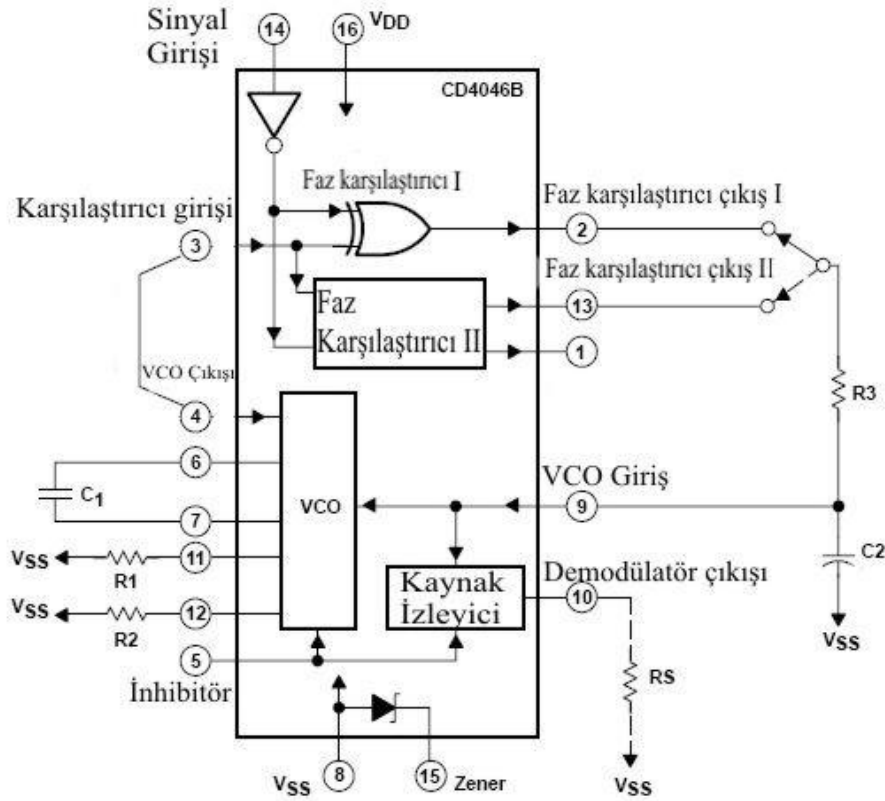
**Şekil 2. 9.** Kilitlenme ve kilitli kalabilme bölgeleri

Giriş sinyalinin frekansının düşük frekanslardan itibaren arttırıldığı düşünülen birinci grafikte çıkış sinyal frekansının giriş sinyalinin frekansında doğru değişmeye zorlandığı bölge olan çekme bölgesinin alt ucuna ulaşıldığında,  $V_k$  kontrol gerilimi devrenin yapısına bağlı olarak negatif ya da pozitif bir değere sıçrar.  $F_1$  anından itibaren çıkış sinyali, giriş sinyalini izler.  $F_2$  frekansında kilitli kalabilme bölgesinde

üst sınıra ulaşır. Tam tersi olarak giriş sinyalinin yüksek frekanslardan itibaren azaltıldığı varsayılan ikinci grafikte aynı birincisinde ki olaya benzerdir. Bu sefer  $F_3$  frekansında kilitlenme olur ve  $F_4$  frekansında kilitli kalabilme bölgesinin alt ucuna ulaşır. Bütün bunlardan da anlaşılacağı üzere faz kitleme döngü sisteminin bir giriş frekansına kilitli kalabildiği bölgeye “kilitli kalabilme bölgesi”, gelen sinyale kilitlenebildiği bölgeye de “kilitlenme bölgesi” adı verilir.

### **2.5.1 HCT4046A faz kitlemeli döngü (PLL) entegresi**

Bu tez çalışmasında ölçülmek istenen sinyalle referans sinyalinin kilitlenmesinde kullanılan, daha çok adı 4046A diye bilinen PLL entegresi, faz kitlemeli döngü uygulamalarında özellikle frekans modülasyonu, demodülasyonu ve çarpımı gibi genel amaçlı PLL uygulamalarının vazgeçilmez devre elemanıdır. Ayrıca data senkronizasyonu, hatta içerisinde bulunan VCO kısmından ötürü frekans dönüşümü ve motor hız kontrol ünitelerinde kendine önemli yer edinebilmiştir. Şekil 2.10'da 4046A'nın blok diyagramı bakıldığında PLL yapısının temel bileşenleri yanı sıra ayrıntısı ileride anlatılacak olan ikinci faz karşılaştırıcı, 15 numaralı bacağa bağlı olan zener diyot ve sinyal demodülasyonu için demodülatör çıkışı görülmektedir.



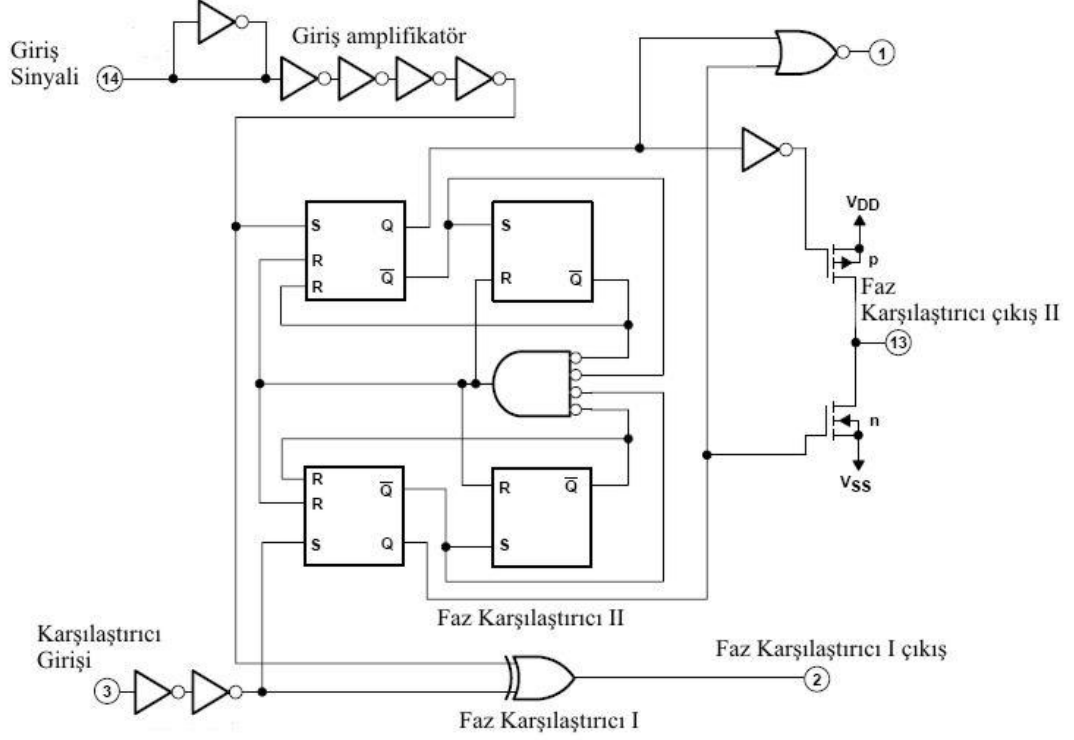
Şekil 2. 10. 4046A entegresinin içyapısı (Morgan 2003)

Entegrenin 9 numaralı VCO giriş bacağıyla, 2 ve 13 numaralı karşılaştırıcı çıkış bacakları hem direkt hem de istenirse arada alçak geçiren filtre kullanılarak bağlanabilir. PLL döngüsünde, faz karşılaştırıcı çıkışındaki hata işaretinin ortalama değerinin (DC seviyesinin) VCO'nun  $V_{VCO}$  geribesleme gerilimi olarak uygulanması için alçak geçiren bir süzgeç kullanılmaktadır. Ayrıca alçak geçiren filtrenin karakteristiği gürültüyü bastırmada önemli rol üstlendiğinden PLL döngüsünde kilitleme frekans aralığını belirleyen unsurdur. Ayrıca filtre kullanılmayan PLL sistemlerinde kilitleme, VCO'nun aralığının dışında da meydana gelebilmektedir.

### 2.5.2 Faz karşılaştırıcılar

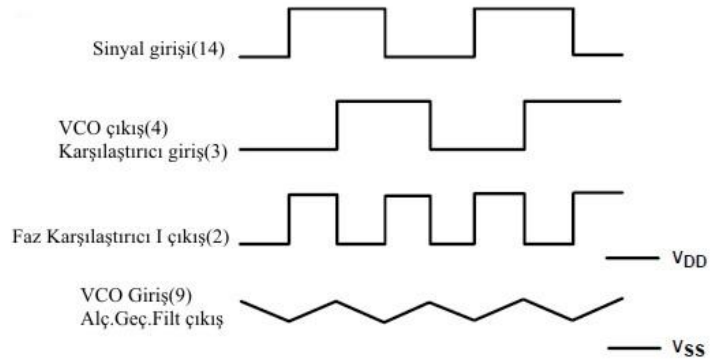
Entegre içerisindeki faz karşılaştırıcısı girişlerine uygulanan sinyallerin lojik seviyelerini karşılaştırarak farklarına göre çıkış veren kısımdır. Aşağıda 4046

entegresinin içinde bulunan iki adet faz karşılaştırıcı görülmektedir. Faz karşılaştırıcılar entegrenin 3 numaralı bacağına ortak giriş şeklinde bağlanmıştır.



**Şekil 2. 11.** 4046A'nın faz karşılaştırıcı şeması (Morgan 2003)

Birinci faz karşılaştırıcı girişine gelen analog veya sayısal kare dalga sinyalin XOR lojik kapısından geçirilmesiyle 2 numaralı baccaktan çıkış verir. Şekil 2.12'de örnek sinyaller verilmiştir. Şekilden anlaşılacağı üzere  $PC1_{out}$  iki giriş sinyalin faz farkına bağlıdır.



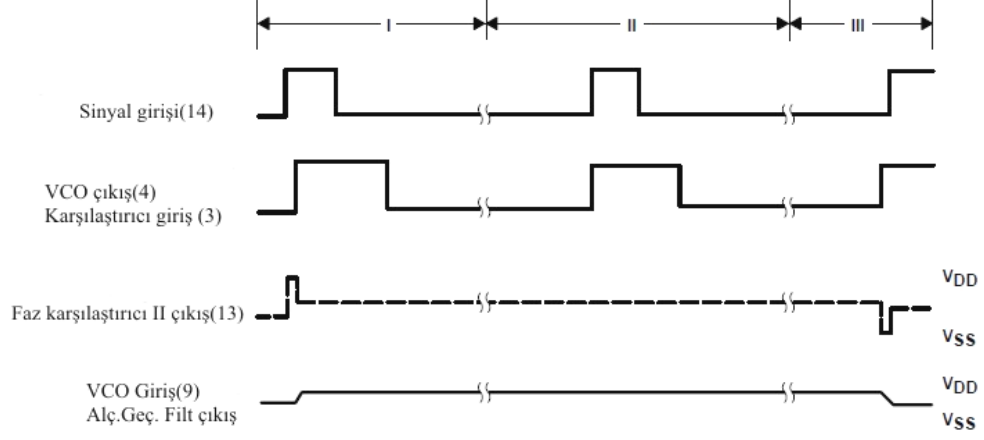
**Şekil 2. 12.** 4046A'nın kilitleme durumunda faz karşılaştırıcı 1'in giriş ve çıkışındaki dalga şekilleri (Morgan 2003)

Faz karşılaştırıcı 1 ile PLL sisteminin kilitlenme frekans aralığı alçak geçiren filtre karakteristiğiyle ilişkilidir. Alçak geçiren filtrenin direnç ve kondansatör değerleri kilitlenme frekans aralığında olacak şekilde seçilmelidir.

Ayrıca birinci faz karşılaştırıcı ile girişte uygulanan sinyal ne kadar gürültü içerirse içersin PLL sistemi kilitlenebilmektedir.

Entegre içindeki ikinci faz karşılaştırma ise sayısal hafıza kenar kontrolü olarak tanımlanabilir. Dört flip-flop sinyal ayırıcı ve ortak çıkış noktasında olan p ve n kanallı transistörlerden oluşmuştur. Faz karşılaştırıcının bu tipi giriş sinyalinin sadece pozitif kenarında çıkış vermektedir. Eğer giriş sinyalinin frekansı karşılaştırıcının girişinden yüksekse sürekli olarak p-MOS, koşulun tersi olursa n-MOS transistörü doyuma gidecektir. Sözü edilen iki sinyalin frekanslarının aynı olması durumunda fakat girişten gelen sinyalin karşılaştırıcı sinyaliyle arasındaki faz gecikmesinde geride olması çıkışın n-MOS transistörüyle, ileride olması da p-MOS transistörüyle olmasını sağlayacaktır.

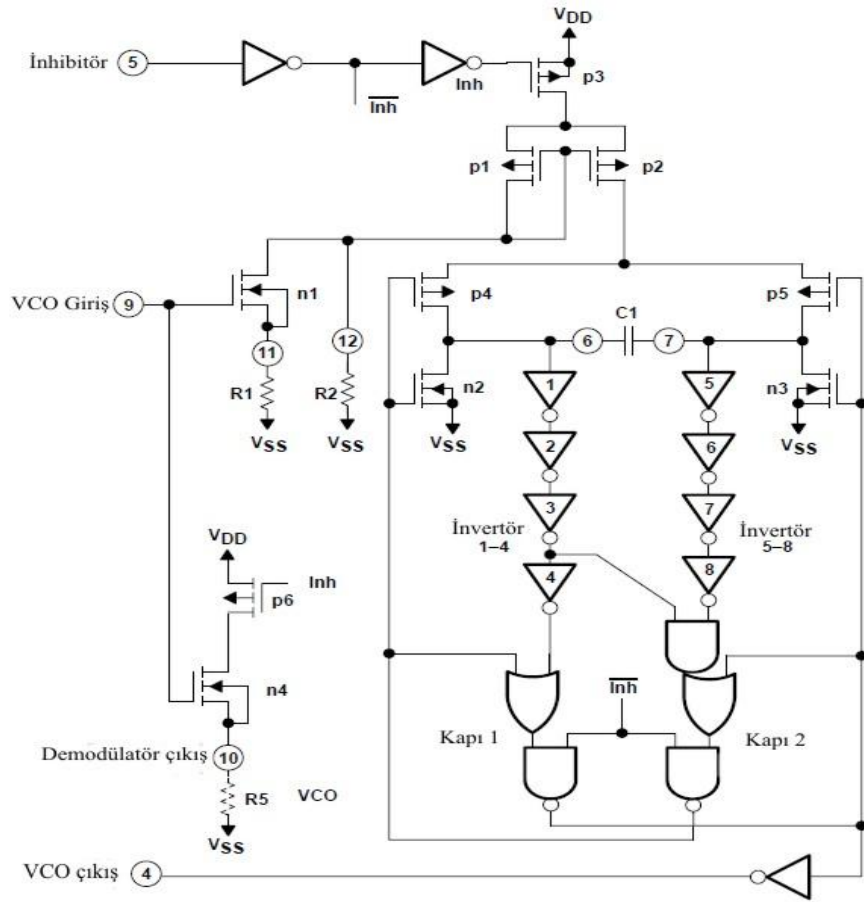
Burada alçak geçiren filtre kullanılması, özellikle filtredeki kapasitör gerilim değerinin girişte verilen sinyal ile karşılaştırıcıya gelen sinyalle arasındaki hem fazlarının hem de frekanslarını eşit olmasını sağlayacağından önemlidir. Sinyallerin şekilsel olarak ifadesi ile sinyale kilitlenme durumu şekil 2.13'de verilmiştir.



**Şekil 2. 13.** 4046A entegresinde faz karşılaştırıcı 2'nin giriş ve çıkış ile kilitleme durumu (Morgan 2003)

### 2.5.3. Voltaj kontrol osilatörü

Faz kilitlemeli döngü sistemlerinde güç kayıplarının az olmasını sağlamak için alçak geçiren filtrenin güç sarfiyatının az olması istenir. Yani filtreyi oluşturan RC elemanlarından direncin yüksek değerli kondansatörün değeri ise düşük olarak belirlenmelidir. Şekil 2.14'de VCO dizaynında kullanılan n-MOS transistorun girişi gerçekte sonsuz rezistansa sahip olduğundan alçak geçiren filtreyi meydana getiren bileşenlerin kabul edilen erkinlik düzeyine bağlı kalınarak seçilmesi gerekmektedir.



**Şekil 2. 14.** 4046'nın VCO yapısı (Morgan 2003)

5 numaralı bacak olan inhibitör girişi şaseye bağlandığında p3 transistörü ile beraber VDD'ye bağlı olan p1 ve p2 transistörleri ilettime geçerek NOR flip-flop gibi hareket edecektir. n1 transistörü ile 11 numaralı bacakta R1 direnciyle bağlantılıdır. 12 numaralı bacakta R2 direncinin üzerinden geçen akımla ilettime geçen p1 transistöründen geçen akım toplanacak ve bu akım VCO'nun girişte uygulanan sıfır volt gerilimi için çalışma frekansını dengeleyecektir. 1 ve 2 kapıları ise hem p4 n3 hem de p5 n2 ile bağlantılıdır. Entegrenin 6 ve 7 numaralı bacakları arasında ki C1 kondansatörü p2 transistörünü ilettime tutmak için sürekli olarak yüklenecektir. C1 kondansatörü yüklenir yüklenmez 1 ve 5 invertörleri flip-flopların durumlarını değiştireceklerdir.

## 2.6 Alçak Geçiren Filtre

Elektrik devrelerinde çok kullanılışlı yapılar olan analog devrelerin başında filtreler gelmektedir. Filtre yapıları elektriksel sinyallerin frekans spektrumlarına biçim vermek amacıyla kullanılan devrelerdir. Pasif R, L, C elemanlarıyla gerçekleştirilen bu devreler aynı zamanda aktif elemanlarla (op-amp, transistör vb.) da gerçekleştirilebilir. Filtreler elektronik ve haberleşme sistemlerinde oldukça fazla uygulama alanı bulmaktadır. Gerçeklenen transfer fonksiyonun frekansla değişimine bağlı olarak alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren, bant söndüren türden filtreler söz konusudur.

Aktif filtrelerin karakteristiklerinin eleman değerlerindeki değişimlere duyarlılıkları ve güvenilirlikleri yüksek olduğu için lock-in uygulamalarında kullanılırlar.

Alçak geçiren filtreler, belirlenen kesim frekansının altındaki frekansları geçirip üstündeki frekansları zayıflatan filtrelerdir. Filtre devreleri kalitesine veya zayıflatma eğilimine göre 1. derece, 2. derece veya 3. derece olmak üzere tasarlanırlar. Bir filtrenin frekans cevabı genellikle ya Butterworth ya da Chebyshev'in tasarımına benzer olup olmamasına göre sınıflandırılır.

Alçak geçiren filtre tasarlanırken direnç ve kondansatör değerleri için aşağıdaki matematiksel ifadelerden faydalanılmaktadır. Ayrıca tez çalışması içinde ki alçak geçiren filtre, Sallen Key'in ikinci dereceye göre tasarlanmıştır.

Filtrenin transfer fonksiyonu;

$$H(s) = \frac{k / R_1 R_2 C_1 C_2}{(s^2 + (1 / R_1 C_1 + 1 / R_2 C_1 + 1 / R_2 C_2 - k / R_2 C_2)s + 1)} \quad (2.13)$$

$\omega_0 = 1 / R_1 R_2 C_1 C_2$  yukarıda yerine konulursa;

$$H(s) = \frac{k\omega_0^2}{(s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2)} \text{ elde edilir.} \quad (2.14)$$

Eğer  $k=1$  ise,

$$H(s) = \frac{1/R_1R_2C_1C_2}{(s^2 + (1/R_1C_1 + 1/R_2C_1)s + 1)} \text{ olur.} \quad (2.15)$$

Filtrenin kesim frekansı,

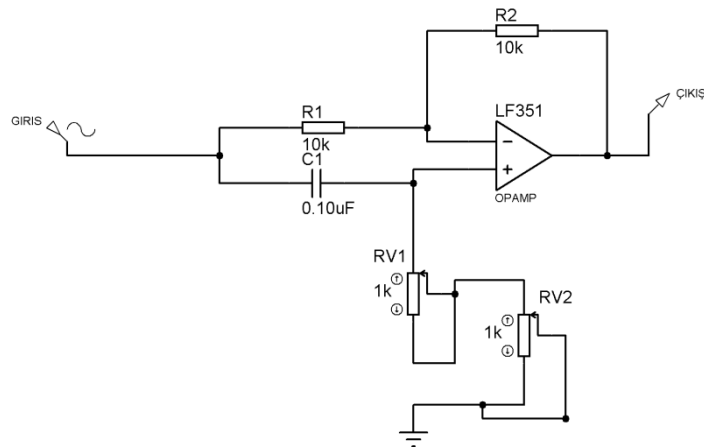
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \text{ 'den bulunur} \quad (2.16)$$

Q faktörü ise;

$$Q = \frac{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}{C_2(R_1 + R_2)} \text{ buradan} \quad (2.17)$$

$C_1 = 2Q$  ve  $C_2 = \frac{1}{2Q}$  olarak belirlenir.

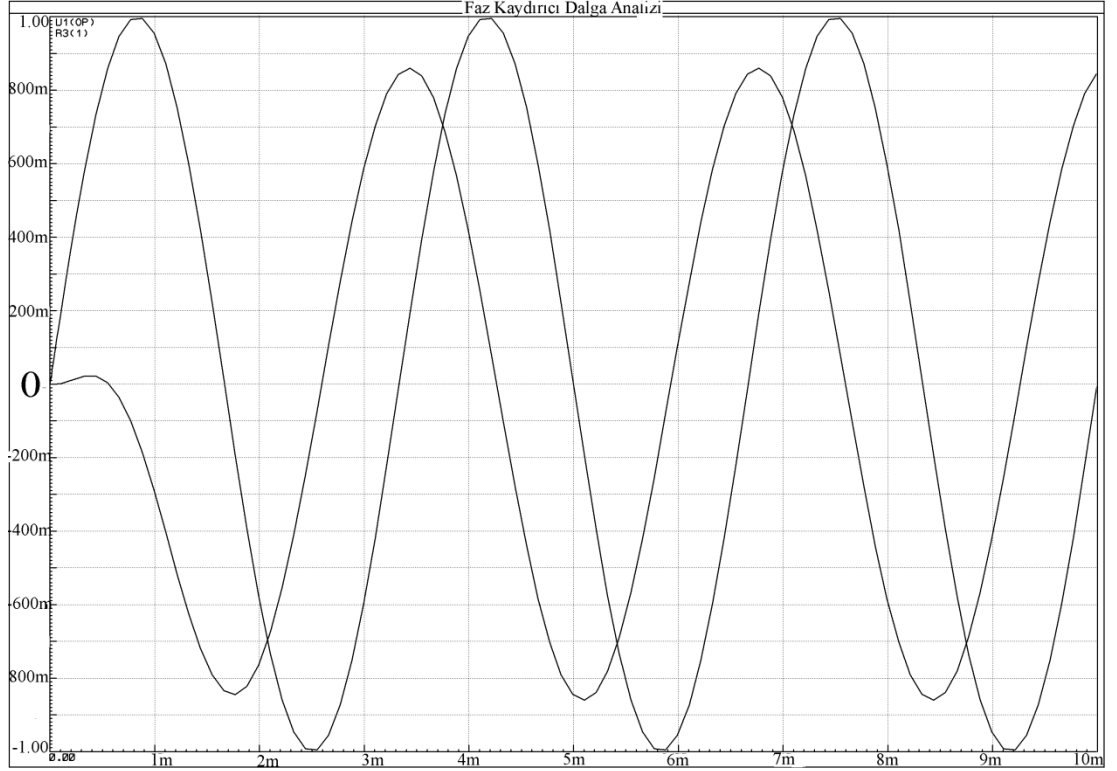
## 2.7. Faz Kaydırıcı (Phase Shifter)



Şekil 2. 15. Faz kaydırıcı devre

Genel olarak faz kaydırıcılar, giriş ve çıkış sinyalleri arasında faz değiştirmeye bağlı olarak frekans üreten doğrusal genlik tepkisine sahip devrelerdir. Bu yüzden tüm geçiren filtre olarak da anılırlar. Çalışmada kullanılan ve şekil 2.15’de devre şeması görülen faz kaydırıcı, 180 derece yani inverter ve 90 derece integratör faz kaydırma olmak üzere iki adet devreden oluşmuştur. Şekil 2.16’da ise ISIS programından alınan girişle çıkış sinyalleri arasında ki faz kaymasını gösteren grafik verilmiştir. Devrenin çıkış sinyaline  $V_0$ , giriş sinyaline  $V_i$  dersek  $\varphi$  faz kaydırma açısı,

$$\tan\left(\frac{|\varphi|}{2}\right) = \frac{1}{RC\omega} \text{ ile matematiksel olarak ifade edilir.}$$



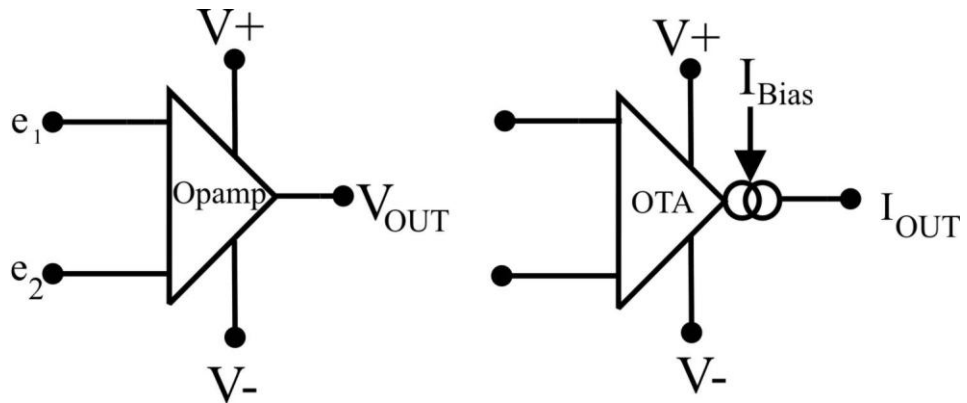
**Şekil 2. 16.** ISIS programından alınan girişle çıkış sinyalleri arasında ki faz kaymasını gösteren grafik.

## 2.8. İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (OTA)

Çeşitli elektronik devre uygulamalarında yaygın bir kullanım alanı olan devre elemanlarından biri de işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (Operational Transconductance Amplifier) sayılmaktadır ve eğimi bir akımla kontrol edebilen yapı bloğudur. Geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi olması nedeniyle yapının çıkış akımı giriş gerilimi ile orantılıdır yine aynı şekilde giriş büyüklüğünün gerilim, çıkış büyüklüğünün akım olmasından dolayı devrenin giriş ve çıkış dirençleri büyük değerli ve ideal halde sonsuz olur.

CA3140, CA3080 ve LF13700 gibi OTA entegre çeşitleri vardır. Bu entegrelerde çıkış gerilimi iki giriş ucundaki gerilim farkıyla orantılıdır. OTA'lar değişken kazançlı gerilim-akım amplifikatörü gibi hareket ettiğinden voltaj kontrol amplifikatörü olarak da bilinirler.

İçinde mikro güçte gerilim karşılaştırıcıları, akım kontrollü amplifikatörler gibi parçaları barındırdığından dolayı CA3080, en çok tanınan OTA türüdür. OTA'ların opamplardan farklı çalışma karakteristikleri vardır.

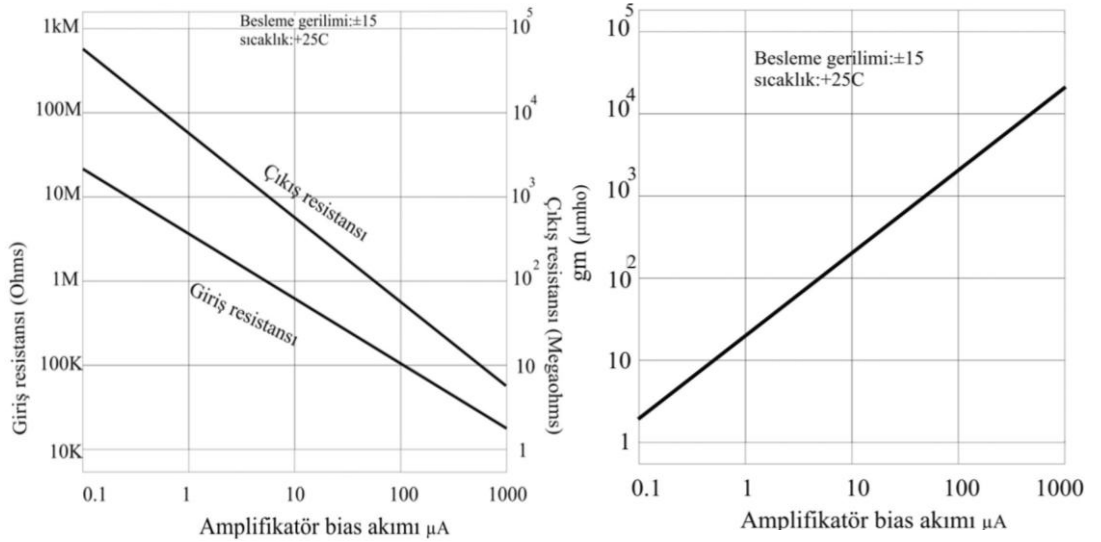


Şekil 2.17. Standart opamp ve OTA devre elemanları

Şekil 2.17 opampla, OTA'yı göstermektedir. Opamp olarak gösterilen devre elemanının çıkışı, farklı iki giriş sinyalinde  $V_0=A_0(e_1-e_2)$  olacaktır. Burada ki  $A_0$ , standart opampın açık döngü gerilim kazancını ifade etmektedir. Standart opamlarda gerilim kazancı sabittir ve yüksek giriş ile düşük çıkış empedansına sahiptir.

Diğeri ise gerilim akım amplifikatörü olan CA3080'nin temel sembolüdür. Opamlarda olduğu gibi OTA'larda da iki giriş terminali vardır. Fakat opamlardan farklı olarak çıkışında sabit akım bulunmaktadır. Girişinden bir gerilim verildiğinde  $I_0=g_m \cdot (e_1-e_2)$  kadar akım şeklinde çıkış vermektedir. Burada  $g_m$ , transkondüktans veya voltaj akım kazancıdır ve  $g_m$ ,  $I_{bias}$  ucundan beslenen dışarıdan bir akımla kontrol edilir. CA3080 OTA entegrelerinde bias akımı,  $0,1\mu A$  ile  $1mA$  arasında değişmektedir ayrıca  $1/10000$  kazanç kontrol oranı vermektedir.

CA3080'in tüm çalışma parametreleri aşağıdaki grafikte  $I_{bias}$ 'ın değerine bağlı olarak ayarlanabilir.



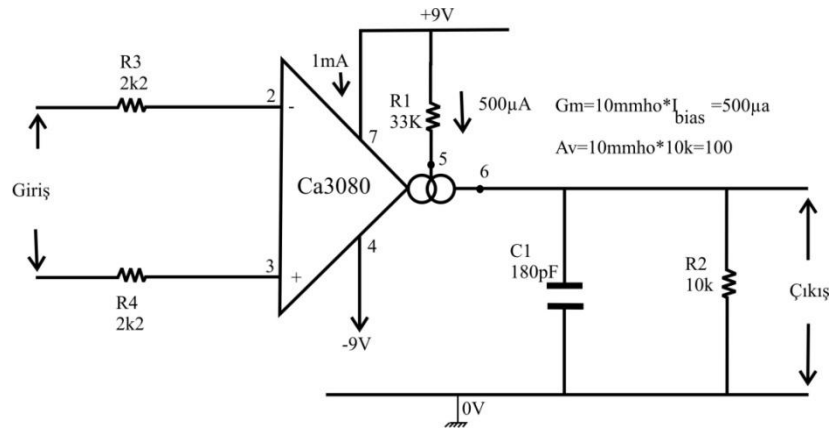
**Şekil 2. 18.** CA3080 entegresinin bias akım değerleriyle giriş çıkış direnç ve kazanç grafiği (Martson 2003)

Grafikte ki değerler  $25^{\circ}\text{C}$  de ve  $\pm 15\text{V}$  gerilim altında kaydedilmiştir. Örneğin; grafiğe bakıldığında  $10\mu\text{A}$  bias akımına  $200\text{mmho}$  kazanç değeri eşittir ve giriş direnç değeri yaklaşık  $800\text{k}\Omega$  çıkış direnci ise  $700\text{M}\Omega$  civarındadır.  $1\text{mA}$  bias akımında transkondüktansı  $20\text{mmho}$  ve direnç değerleri sırasıyla  $15\text{k}\Omega$  ile  $70\text{M}\Omega$ 'dur.

Entegrenin çıkışında uygun gerilim elde edebilme  $I_{\text{bias}}$  akımının değerine ve çıkışa eklenecek yük direncine bağlıdır. Eğer yük empedansı sonsuz olursa, OTA'nın çıkışında ki gerilim salınımı  $\pm 15$  volt olacaktır. Sonlu yük empedansı olması durumunda çıkış gerilim salınımı bu kez  $I_{\text{bias}} \cdot R_L$  ile sınırlı kalacaktır. Bu yüzden OTA'nın çıkışında  $10\mu\text{A}$ 'lık bias akımıyla,  $1\text{V}$  gerilim almak için yük direnci  $100\text{k}\Omega$  olarak seçilir.

Yine aynı şekilde OTA entegresinin çıkışında ki bant genişliği de bias akımının değerine ve çıkışa eklenecek kapasitöre bağlıdır. Bant genişliği her mikrosaniyede ki gerilim miktarı diye ifade edileceğinden  $I_{\text{bias}}/C_L$  ile bulunur. Bias akımı mikroamperler seviyesinde olacağından çıkışa eklenecek kondansatörün sığası  $\text{pF}$  cinsinden olmalıdır. Ayrıca CA3080 OTA entegresinin maksimum bant genişliği  $50\text{V}/\mu\text{s}$ 'dir.

Anlatılan bilgiler ışığında lock-in amplifikatör için OTA kullanılarak aşağıda görülen devre tasarlanmıştır.



**Şekil 2. 19.** 40dB'lik fark yükseltici (Martson 2003)

Şekilde görülen devre yaklaşık 40dB gerilim kazancına sahip CA3080 entegresinin kullanıldığı doğrusal amplifikatör devre şemasıdır. Bahsedilen devre bir DC fark amplifikatörü gibi çalışmaktadır. OTA elemanı 9V ile beslenmektedir. Bu yüzden R1 direnci üzerinde  $(9+9)-0.6=17,4V$  gerilim üretilmektedir ve beşinci bacak üzerinde ki bias akım değeri  $500\mu A$  olmaktadır. Bias akımının  $500\mu A$  olmasından dolayı yukarıda ki grafikten transkondüktans değerinin yani  $g_m$ ,  $10\text{mmho}$  olacaktır. Çıkıştaki dirençle beraber devrenin toplam kazancı  $10\text{mmho} * 10k = 100$ 'dür logaritmik olarak ifade edildiğinde bu rakam 40dB'e karşılık gelecektir. Ayrıca  $180\text{pF}$ 'lık C1 kondansatörü ile bu devrenin bant genişliği  $500\mu A / 180$ 'den  $2,8V/\mu s$  olarak belirlenecek ve çıkış empedansı R2 direnci kadar yani  $10k$  olacaktır.

OTA maksimum bant genişliğinde çalışma eğilimi gösterdiğinden, bunu sınırlandırmak için C1 kondansatörü kullanılmıştır. Eğer OTA sınırlandırılmazsa istenmeyen RF sinyallerini ve gürültü meydana getirecektir. Bu da ölçüm yaparken zorluk oluşturacaktır. Bununla birlikte devrenin giriş katında R3 ile R4 seri dirençleriyle OTA' da DC dengenin olması için girişte uygulanan iki sinyalin, kaynak empedanslarının eşit olması sağlanacaktır (Martson 2003).

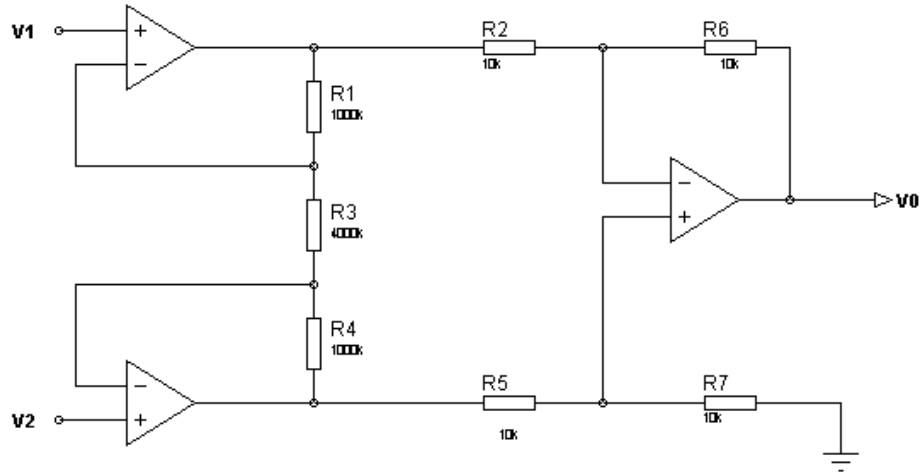
## 2.9. Enstrümantasyon Amplifikatör

Birçok endüstriyel ve medikal alanda yaygın olarak kullanılan enstrümantasyon yükselteçler, yüksek performanslı gerilim yükselteçleridir. Aynı zamanda bu yükselteçler yüksek kazançlı, yüksek giriş empedansı ve düşük çıkış empedansı gösteren fark yükselteçleridir. Enstrümantasyon amplifikatörler negatif geri beslemeden dolayı kararlı bir karakteristiğe sahiptir. Bu yükselteçlerde giriş sinyali doğrudan doğruya kuvvetlendiricinin fark işaret girişlerine uygulanır ve prezisyonlu olarak tanımlanmış bir kazanç oranında tanımlanır. Bu yapıda çıkıştan girişe geri besleme yoktur bunun yerine katlar üzerine lokal geri besleme uygulanır. Ayrıca enstrümantasyon amplifikatörler, basınç dönüştürücü sıcaklık sensöründen gelen sinyalleri yükseltmek için kullanılır ve girişlerine uygulanan sinyallerin farkını almak

suretiyle çalışırlar. Enstrümantasyon yükselteci düşük gürültülü bir yükselteç yapısına sahiptir; bunun yanı sıra dengesizliği ve sürüklenmesi de düşük olur.

Şekil 2.20'de enstrümantasyon yükselteçlerinden en fazla kullanılan çeşidi görülmektedir.

Opamplarda ortak mod tepki oranı (Common Mode Rejection Ratio, CMRR), her iki girişinde de ortak olan giriş sinyalini reddetme özelliğidir. Faz çeviren (-) ve çevirmeyen (+) girişe aynı anda uygulanan işaretin, çıkış işaretine oranına eşittir.



**Şekil 2. 20.** Yüksek ortak mod tepki oranlı enstrümantasyon yükselteci

Şekilde ki devrede  $V_1$  ve  $V_2$  girişleri opampların faz çevirmeyen (+) girişlerine uygulanmıştır. R3 direnciyle devrenin kazancı kontrol edilmektedir. İki opamp çıkışından alınan sinyal fark yükseltecine bağlanmıştır.

Yukarıda ki amplifikatörün gerilim kazancı;

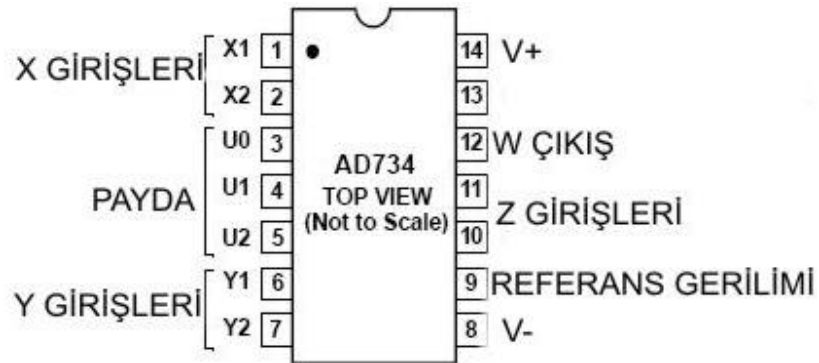
$$\frac{V_o}{V_2 - V_1} = \left(1 + \frac{R1 + R4}{R3}\right) \frac{R6}{R2} \text{ bağıntısı ile hesaplanabilir.}$$

## 2.10. Analog Çarpıcılar

Çarpıcı devreler kendisine gelen iki giriş sinyalini çarparak çıkışında farklı bir sinyal üretirler. Bu tip devrelerle girişine aynı iki sinyali vererek kare alma veya karekök işlemleri yapmak mümkündür.

Uygulamalarda çarpma işlemini yapmak için devrelerde genellikle AD734, AD633, AD834 gibi entegreler kullanılmaktadır. Bunlardan AD734 ve AD834 en çok tercih edilen dört bölgeli diye isimlendirilir. Ayrıca içlerinde genellikle zayıflatıcı, giriş çıkış ile besleme bacakları vardır. Çarpıcı entegreler opamplarla birbirlerine çok benzemelerine rağmen çevresel gürültü ve ofset geriliminden kaynaklanan hatalar çarpma işleminin doğru şekilde yapılmasını engellemektedir. Yüksek frekanslı sinyallerde bu hata daha karışık hale gelebilmektedir.

Yapılan tez çalışmasında çarpıcı devre yukarıdaki entegrelerden AD734 ile tasarlanmıştır. AD734, yüksek hızlı dört bölgeli ve transfer fonksiyonu  $W=XY/U$  olan analog çarpıcıdır. Bu çarpıcı entegresi, 10MHz bant genişliğinde, çıkışında düşük empedans gerilimi sağlamaktadır.



Şekil 2. 21. AD734 Bağlantı Diyagramı

Şekilde bağlantı diyagramı görülen AD734, tam güçte bile sinyalde çok küçük bozulmalara neden olduğundan zayıf sinyallerde bile parazit üretmemektedir. Çok

gürültülü koşullarda entegreye bağlanacak devre elemanları dikkatli şekilde seçilmelidir.

### **3. MATERYAL ve YÖNTEM**

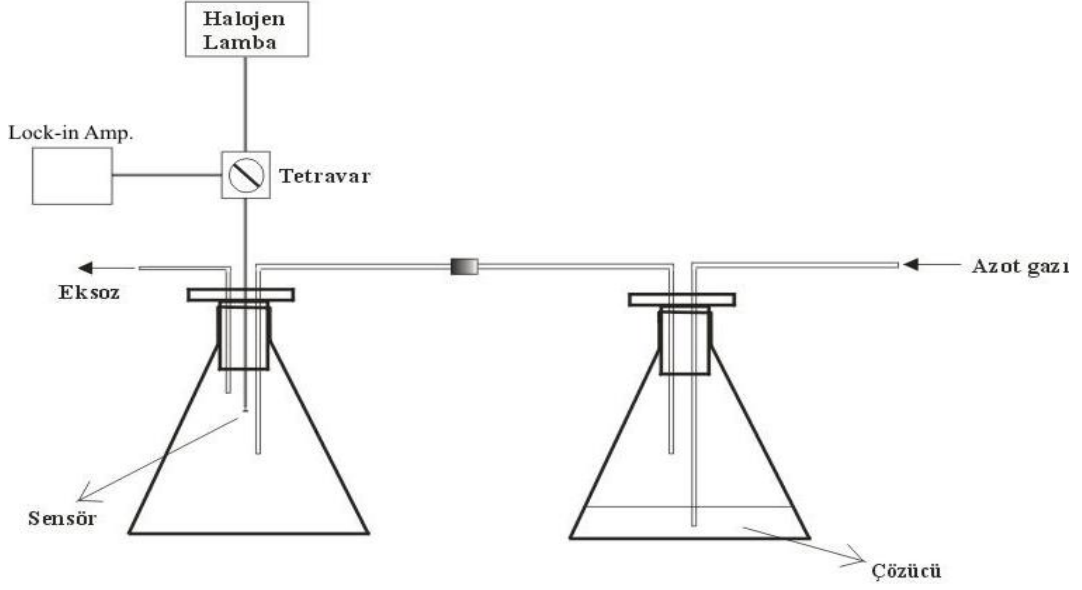
#### **3.1. Giriş**

Bu bölüm, ikinci kısımda anlatılan teorik bilgiler ışığında deneysel ölçümlerin yapılıp, sonuçlarının alınabilmesi için tasarlanan devrelerden oluşmaktadır. Ayrıca fiber optik kuplajlı kimyasal sensörün algılayıcı olarak kullanıldığı dedektörden gelen sinyal ölçümü için gerekli deney düzenekleri hazırlanarak anlatılmıştır.

#### **3.2. Fiber Optik Kuplajlı Kimyasal Sensör**

Dikkat çekici yüzey alanına sahip gözenekli silisyum hem elektrik hem de optik kimyasal algılayıcı özelliklerinden dolayı araştırmacıların gündeminde olmayı başarmıştır. Elektrokimyasal anodik dağlama ile elde edilen silisyumun gözenekliliği ve dolayısıyla etkin kırılma indisi anodizasyon akıma ve zamana bağlı olarak kolayca değiştirilebilmektedir. Silisyumun bu özelliğinden yararlanarak derinine farklı kırılma indislerinde ve kalınlıklarda periyodik tabakalar oluşturulabilmektedir ve optik kimyasal algılayıcı olarak kullanılması söz konusu olabilmektedir.

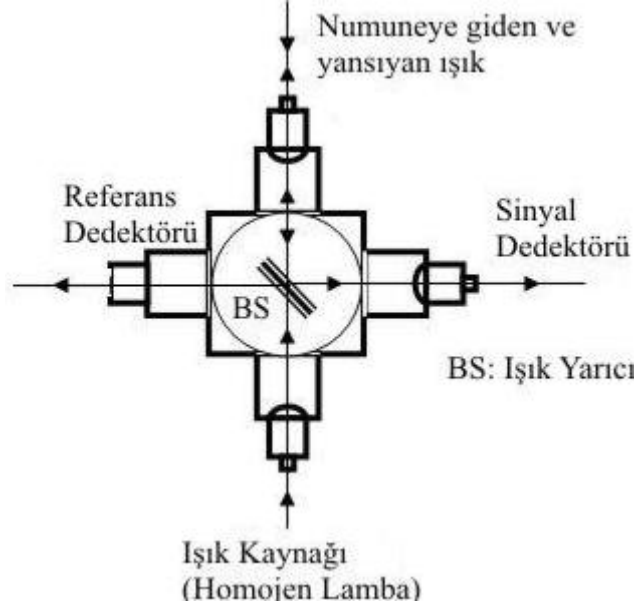
Şekil 3.1’de 106T154 nolu “Gözenekli Silisyum Tabanlı Optik Kimyasal Sensör Tasarımı” Tübitak projesi çerçevesinde hazırlanan ve bu tez çalışmasının da bir kısmını meydana getiren kimyasal sensör uygulamasının deney düzeneği görülmektedir. Proje kapsamında düzenekte normalde bir homojen lambanın spektrumu fiber kablonun ucuna yerleştirilen aynayla referans olarak alınmış fakat bu çalışmada ise spektrumlar dedektörle elektriksel sinyale çevrilerek özel olarak tasarlanan analog tek fazlı lock-in amplifikatöre gönderilmiştir.



**Şekil 3. 1.** Fiber optik kablo kuplajlı kimyasal sensörün deney düzeneği (106T154 nolu “Gözenekli Silisyum Tabanlı Optik Kimyasal Sensör Tasarımı” Tübitak projesi)

Burada amaç, lambadan gelen ve elektriksel sinyale çevrilen spektumun gürültüden kurtarılıp gerçek değerinin elde edilmesi mantığına dayanmaktadır. Deneyler kimyasal sensörün çalışmasını, kontrol etmek amacıyla çözücünün ve azot gazının ayrı ayrı bulunma durumlarına göre tekrarlanmıştır. Sensörün tam anlamıyla çalıştığından emin olduktan sonra çözücünün ve azot gazının birlikte kullanıldığı uygulamalardan gelen sinyallerin ölçülmesi gerçekleştirilmiştir.

Düzenekte lock-in amplifikatörle homojen lambanın ve numunenin arasında bulunan tetravar, pirinç malzemedan yapılmış içerisinde ışık yarıcı ile halojen lambadan gelen aydınlatmayı numuneye gönderip ve aradaki dedektörle elektriksel sinyale çevrilen numuneden yansıyan ışığı lock-in amplifikatöre yönlendiren parçadır.



**Şekil 3. 2.** Fiber kuplajlı ışık yarıcı tetravar (106T154 nolu “Gözenekli Silisyum Tabanlı Optik Kimyasal Sensör Tasarımı” Tübitak projesi)

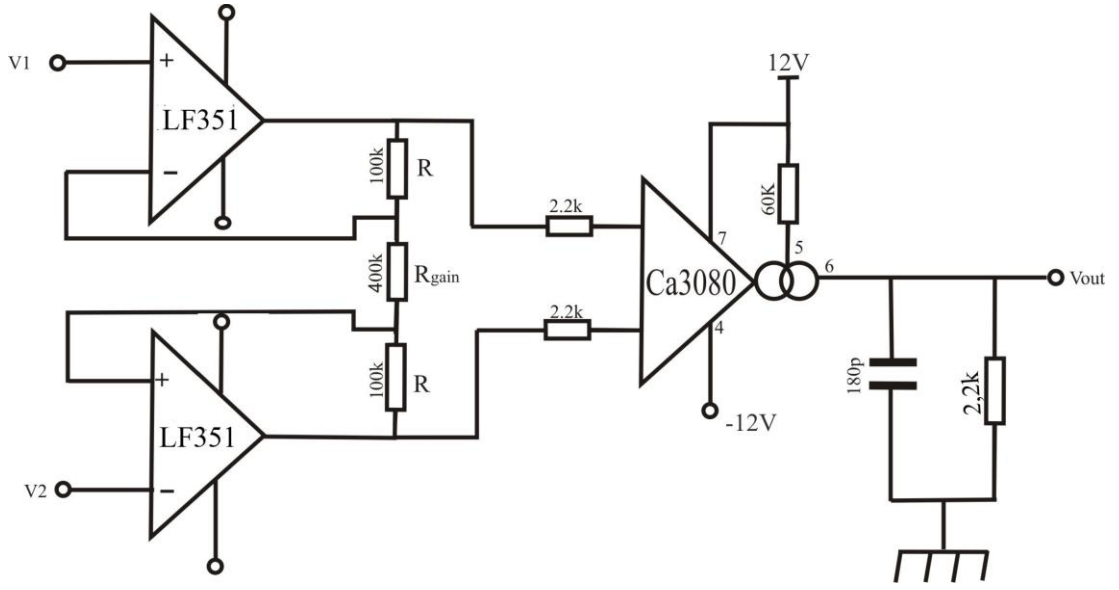
İçyapısında kuartz cam üzerine nikel buharlaştırılıp ince film kaplanmasıyla meydana getirilen tetravarın fiberle bağlantısı üç adet lensle sağlanmaktadır. Fiber kabloların ışık kaynağı ve lock-in amplifikatörle bağlantısı SMA konektörlü olduğundan kolayca sağlanabilmektedir.

Anlatılanlar istikametinde tez çalışması sırasında sinyal giriş katında 5mV ile 100nV arasında ki gürültüyle karışık sinyalleri ölçmek için tasarlanan lock-in amplifikatörün temel bileşenleri aşağıda verilecektir.

### 3.3 CA3080 ile Hazırlanan Enstrümantasyon Amplifikatör

Dedektörden gelen küçük seviyeli sinyalin lock-in amplifikatördeki ilk basamağı enstrümantasyon amplifikatörüdür. İkinci bölümde anlatılan amplifikatörün ve CA3080 OTA (Operational Transconductance Amplifier) entegresinin özellikleri istikametinde şekil 3.3’de açık devre şeması görülen yeni bir enstrümantasyon amplifikatörü tasarlanmıştır.

Burada bilindik enstrümantasyon amplifikatörlerinin aksine normalde son bölümde kullanılan opamplar yerine yukarıda bahsedilen CA3080 OTA entegresi kullanılmıştır. OTA devre elemanları,  $\pm 12V$  besleme gerilimine ve kazancını 1'e göre ayarlanarak yeniden belirlenmiştir. Bias direnci grafiklerden yararlanılarak  $60k\Omega$ , ayrıca amplifikatörün çıkışında ki direnç  $2,2k\Omega$  olarak hesaplanmıştır.



**Şekil 3. 3.** Lock-in amplifikatöründe kullanılan Enstrümantasyon amplifikatörü

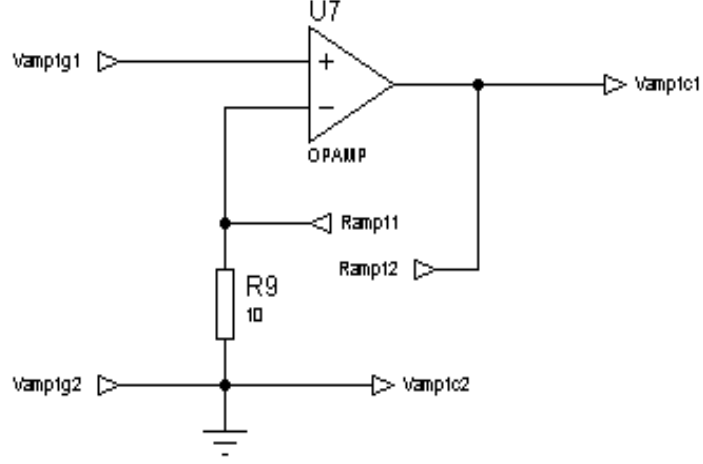
Bu devrede kazanç;

$$\text{Kazanç} = \left(1 + \frac{2R}{R_{\text{gain}}}\right) \cdot 100 = \left(1 + \frac{2 \cdot 100}{400}\right) \cdot 1 = 1,5 \text{ olarak hesaplanır.}$$

Burada 1 ile çarpılmasının nedeni enstrümantasyon amplifikatörünün ikinci kısmında bulunan ve yukarıda belirtilen OTA devresinin kazancıdır.

Enstrümantasyon amplifikatörden çıkan sinyal, daha sonra kazanç katının gelen sinyale göre röleler tarafından belirlendiği şekil 3.4'te devre şeması verilen iki adet opampli amplifikatör devresinden geçmektedir.

### 3.4 Opamplı Amplifikatör

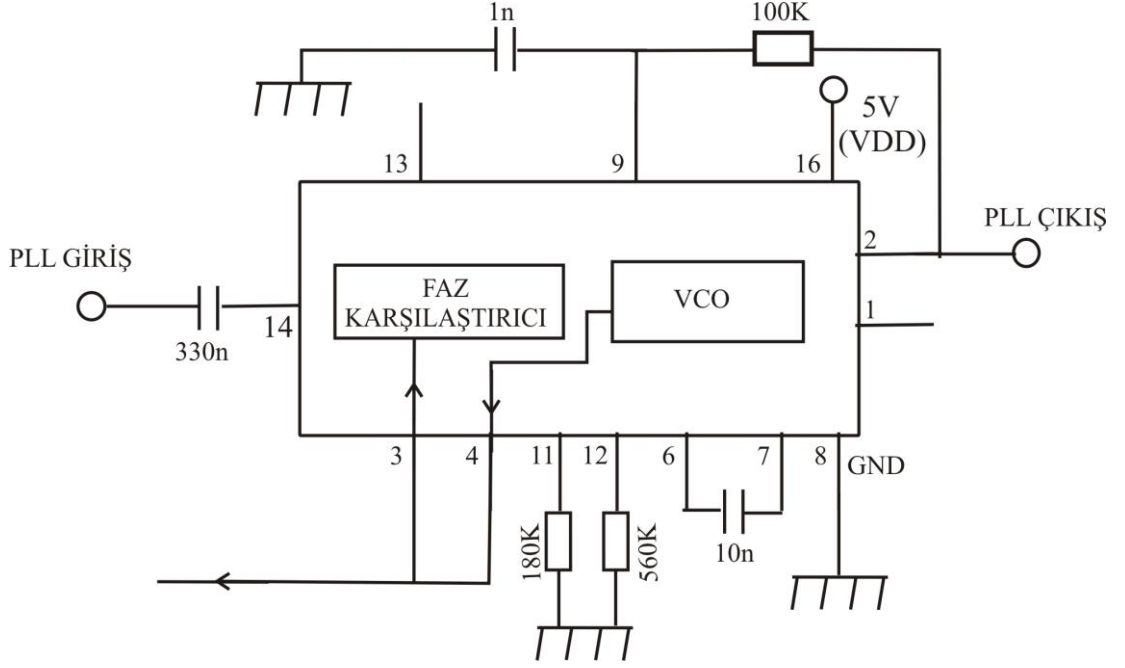


**Şekil 3. 4.** Amplifikatör devresi

Devrenin kazancı, Ramp11 ve Ramp12 arasında ki boşluk ile bu amplifikatörden çıkan sinyalin yine aynı devrenin ikincisinin bu sefer Ramp21 ve Ramp22'in olduğu opamplı amplifikatör devresindeki boşluğa ana sistemden çıkan sinyalin büyüklüğüne göre çektiği rölelerin üzerindeki dirençlerin gelmesiyle hesaplanacaktır. Tasarlanan her iki amplifikatör devresinden çıkan sinyal ile ölçülmek istenen gürültüyle karışık sinyale kilitlenen faz kilitlemeli döngü (PLL) devresinin çıkışı AD734 ile hazırlanan çarpıcı devresinin giriş sinyali olacaklardır.

### 3.5 CD4046 ile Yapılan Faz Kilitleme Devresi

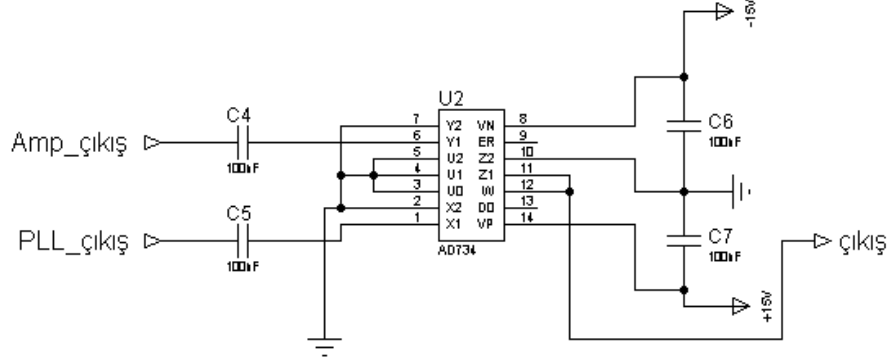
Lock-in amplifikatörü meydana getiren diğer bir parça olarak kimyasal sensörünün dedektöründen gelen elektriksel sinyale kilitlemeyi sağlayan 4046 entegresi ile yapılan faz kilitlemeli döngü yer almaktadır. Detaylı şekilde incelenen 4046A entegresinin teknik özellikleri ışığında tez çalışmasında faz kilitlemeyi gerçekleştirmesi için şekil 3.5'teki devre tasarlanmıştır.



**Şekil 3. 5.** 4046 uygulaması (HCT4046A Datasheet 1997)

Devre dikkatli bir şekilde incelenirse 5 numaralı inhibitör girişi kullanılmadığından 4046 entegresinin içerisinde yer alan ikinci faz karşılaştırıcı kullanılmayıp sadece XOR kapısının olduğu birinci faz karşılaştırıcının çıkışından faydalanılmıştır ve sadece 2 numaralı bacadan çıkış alınmıştır. Yani gelen sinyalleri XOR kapısından geçirerek kilitleme sağlanmıştır. Bu yüzden 13 numaralı bacak boş bırakılmıştır.

### 3.6 AD734 ile Yapılan Çarpıcı (Mikser) Devre



**Şekil 3. 6** AD734 ile hazırlanan çarpıcı devre (AD734 Datasheet 1999)

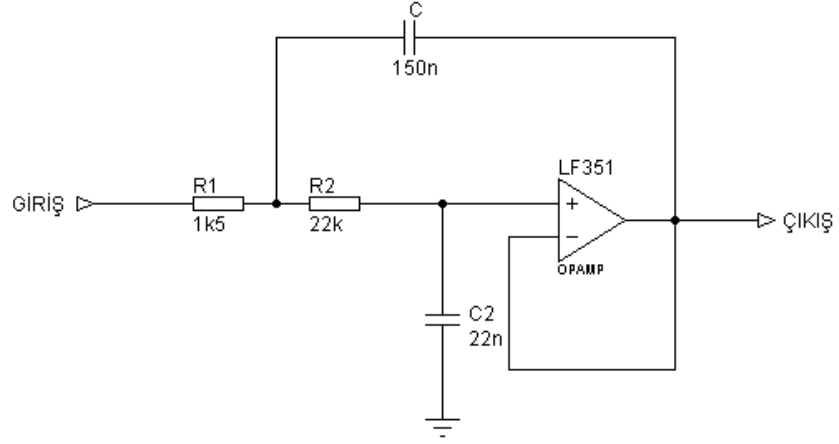
Şekil 3.6'da temel çarpıcı devresinin bağlantıları görülmektedir. X ve Y (1 ve 6 numaralı bacaklar) girişlerine amplifikatör çıkışı ile faz kilitlemeli döngüden gelen sinyal çarpılmıştır. Entegrenin 2, 3, 4, 5 ve 7 numaralı bacakları şaseye bağlanmıştır. Çarpıcı çıkışı matematiksel olarak ifade edilirse;

$$\text{Çıkış} = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} Z_2 \text{ Şeklinde olacaktır.}$$

Sinyaller AD734 ile çarpıldıktan sonra alçak geçiren filtreden geçirilir.

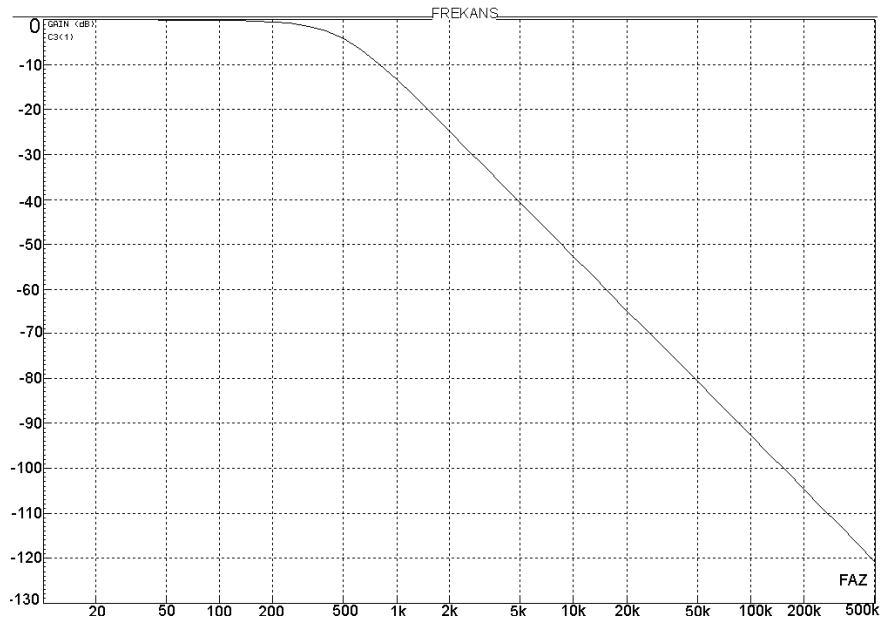
### 3.7 Alçak Geçiren Filtre

İkinci kısımda bulunan matematiksel ifadelerle Butterworth 2. dereceden Sallen Key tipi alçak geçiren filtre tasarlanmıştır.



**Şekil 3. 7.** Butterworth 2. dereceden Sallen Key tipi alçak geçiren filtre

Devresi görülen alçak geçiren filtrenin kesim frekansı 500Hz'e göre ayarlanmıştır. Buraya kadar verilen matematiksel ifadelerden sonra sözü geçen filtrenin ISIS programından elde edilen frekans grafiği ise şekil 3.8'de verilmiştir.

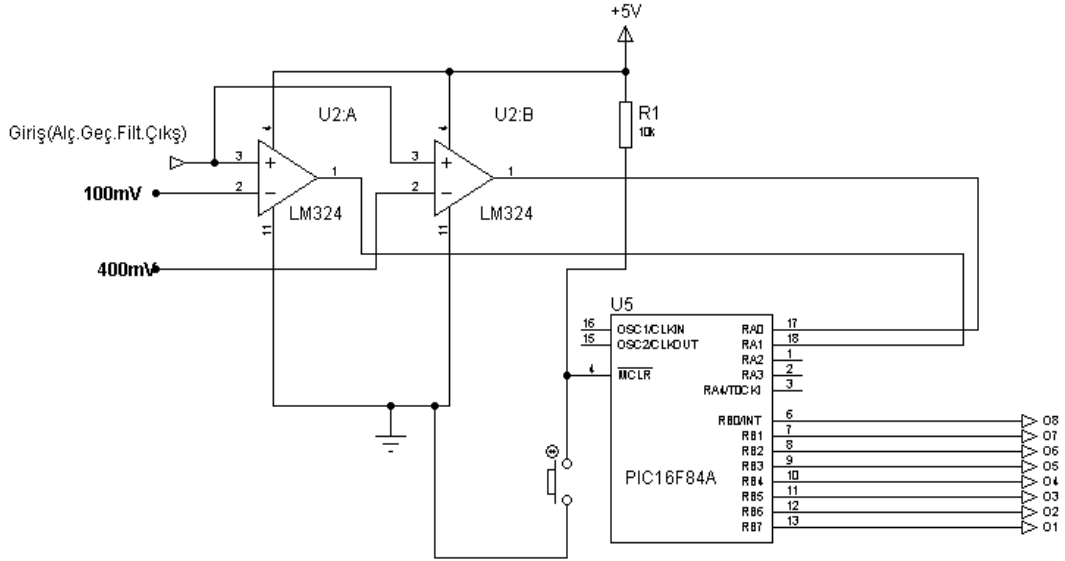


**Şekil 3. 8.** Alçak geçiren filtrenin ISIS programından alınan frekans grafiği

### 3.8 Otomatik Kazanç Devresi

Bu devrenin girişinde yer alan LM324'ün teknik özelliklerine kısaca değinilirse; içerisinde dört adet birbirinden bağımsız işlemsel yükselteç barındıran yani tek besleme ile dört karşılaştırma işlemi yapabilmektedir. Çok çeşitli kullanım alanı olan bu elektronik devre elemanı sayısal sistemlerinin standart +5 voltluk gerilim kaynağında dahi işlevini yerine getirmektedir.

LM324'ün 3 ile 5 numaralı girişlerine, ortak olarak alçak geçiren filtreden gelen sinyal verilmiştir. Ayrıca karşılaştırma yapması için gerilim bölücülerle dışarıdan sağlanan 100mV ile 400mV'luk gerilimler sırasıyla 2 ve 6 numaralı bacaklara bağlanmıştır.

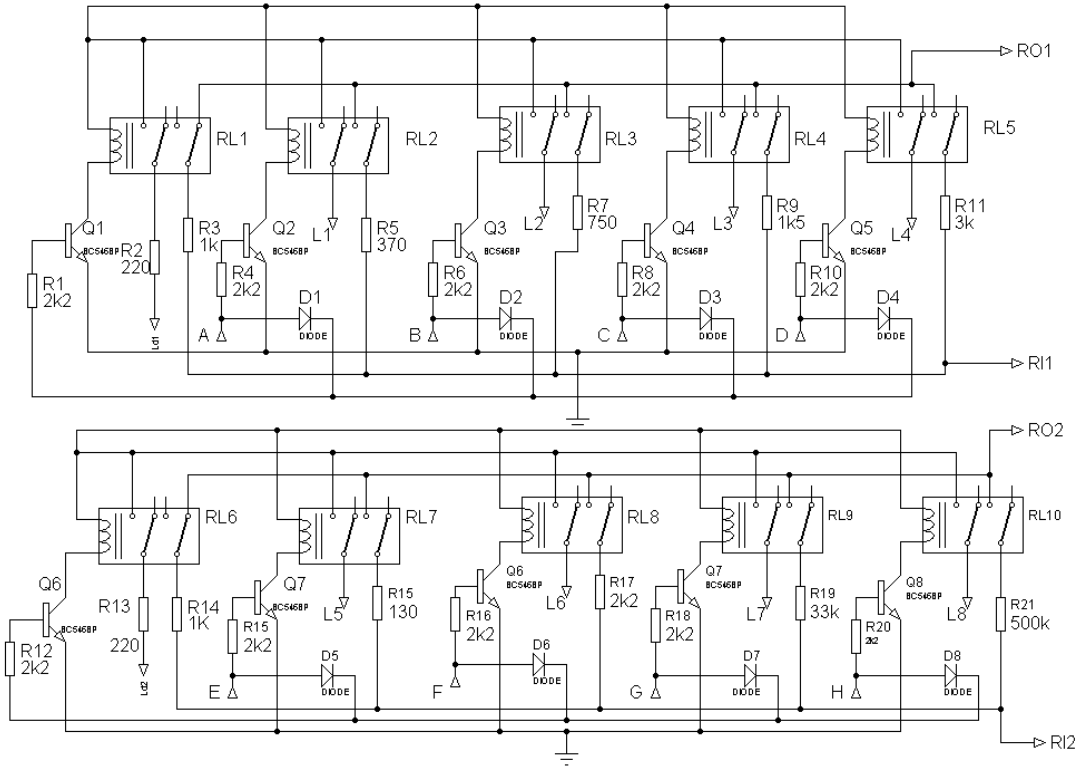


**Şekil 3. 9.** LM324 ve PIC16F84 ile yapılmış devre

Ayrıca devre şemasında görülen LM324 entegresinin içinde yer alan iki opampın çıkışları olan 1 ve 7 numaralı bacakları PIC16F84A'nın 17 ve 18 numaralı bacaklarıyla bağlanmıştır. Karşılaştırıcının çalışma mantığından dolayı girişten yani + uçtan gelen sinyal; opampın eksi ucundan gelen 100mV'luk sinyalden küçükse 1 ve 7 numaralı çıkış bacağı, her zaman lojik 0 seviyesini, eğer giriş sinyali 100mV ile

400mV arasında ise 1 numaralı bacak lojik 1, 7 numaralı bacak ise lojik 0 seviyesini, üçüncü ihtimal olarak da giriş sinyalinin 400mV'tan büyük olması hem 7 hem de 1 numaralı bacakta lojik 1 seviyesini PIC16F84'e iletacaktır. PIC16F84 ise gelen bu lojik durumlara göre çıkış portlarını yönlendirmek üzere programlanarak hangi rölenin çekilmesi gerektiğine karar verecektir.

PIC yapısında bacaklarla bağlantısı olan çeşitli devre elemanları görülmektedir. Bunlardan 4 numaralı bacakta 10kΩ değerindeki direnç, programın çalışmasını kesip başlangıca döndürmeye gerek duyulmadığı için kullanılmıştır. Devre şemasında gözükmeyen fakat uygulamada kullanılan PIC16F84'ün 15 ve 16 numaralı bacakları osilatör pinleri olduklarından, devrenin çalışma frekansına göre seçilmiş kristal rezonatör bağlanmıştır. Sekiz adet çıkış portu olacak şekilde programlanan bu PIC entegresinin 6 ile 13 numaralı bacakları arasındaki tüm pinlerin şekil 3.10'da devre şeması görülen rölelerle bağlantısı sağlanmıştır.



Şekil 3. 10. PIC16F84 ile bağlantılı röle grubu

Yukarıda ki devre lock-in amplifikatörün girişinde verilen gürültünün etki ettiği çok küçük değerli sinyalin ölçülebilir hale gelmesi için belirlenen belli aralıklara göre seçilen dirençlerle kazancını ayarlamak üzere tasarlanmıştır. Şekilden anlaşıldığı gibi PIC16F84'ün çıkış portları rölelerin A, B, C, D, E, F, G, H diye isimlendirilen bacaklarıyla bağlanmıştır. Birinci grup diye tanımlayacağımız ilk beş röle ilk amplifikatörün, diğer beş röle ise ikinci amplifikatörün kazancını ayarlayan dirençlerin olduğu kısımdır. Bir ve altıncı rölelerde ki dirençler tetikleme yapmak için kullanıldığı için istenilen değerde olabildiğinden belli bir hesaplama gereksiniminden dolayı seçilmiştir fakat diğer rölelerdeki kazanç dirençleri ikinci amplifikatörün çıkışına (100mV ile 400mV değerlerine göre) bağlı olarak hesaplanmıştır. 370Ω, 750Ω, 1.5kΩ, 3kΩ ilk grup röle dirençleri; 130Ω, 2.2kΩ, 33kΩ ve 500kΩ ikinci grup röle dirençleri kullanılmıştır. Amplifikatörlerin toplam kazancı birbirleriyle çarpılarak bulunmuştur. Örneğin birinci gruptan 370Ω direnç, ikinci gruptan ise 130Ω direnç kazancı belirlemiş olsun. Böylelikle ilk amplifikatörün kazancı matematiksel ifadeyle;

$$K_1 = \left(1 + \frac{R_{kazanç}}{R}\right) = \left(1 + \frac{370}{10}\right) = 38 \quad (R=10\Omega)$$

İkinci amplifikatörün kazancı ise;

$$K_2 = \left(1 + \frac{R_{kazanç}}{R}\right) = \left(1 + \frac{130}{10}\right) = 14 \text{ bulunur.}$$

Toplam kazanç;

$K = K_1 \cdot K_2 = 38 \cdot 14 = 532$  Olarak hesaplanacaktır ve bu değer devrede en küçük kazancı ifade etmektedir. Ayrıca birinci ve altıncı röledeki dirençler tetikleme dirençleri olduklarından ve tetikleme gerçekleşikten hemen sonra devreden çıkmaları gerektiğinden, diğer rölelerin transistor uçlarından, ilk grubun diyotları birinci röleye, ikinci grubunkiler altıncı röleye gelecek şekilde bağlanmıştır.

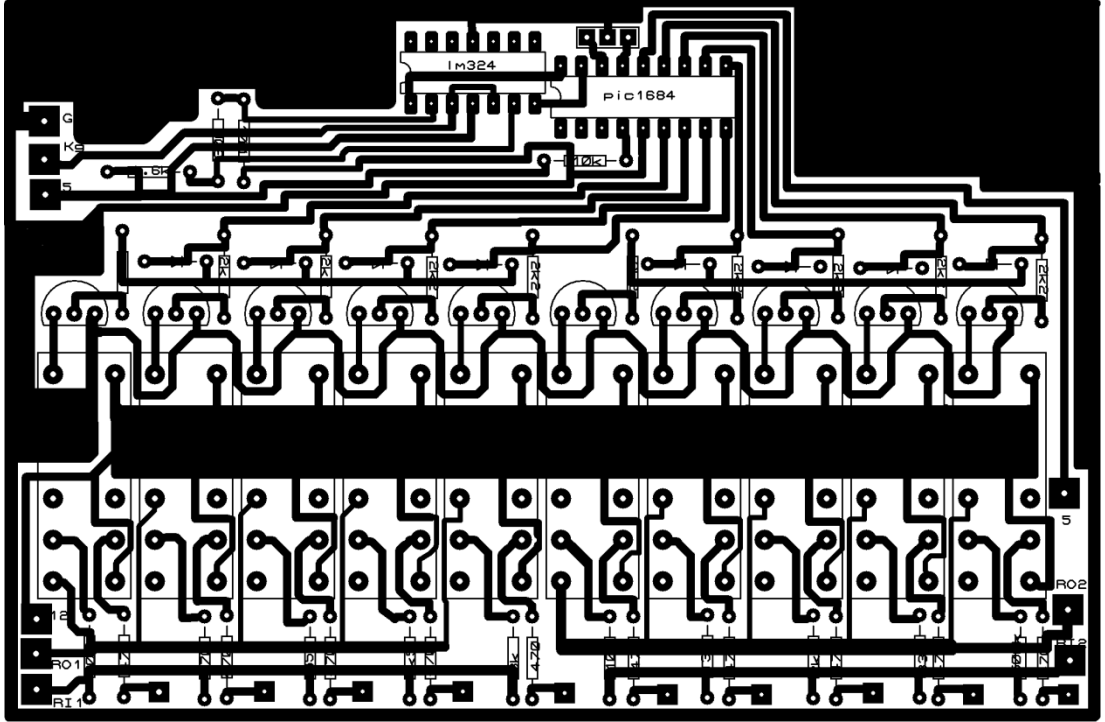


## 4. ARAŞTIRMA BULGULARI

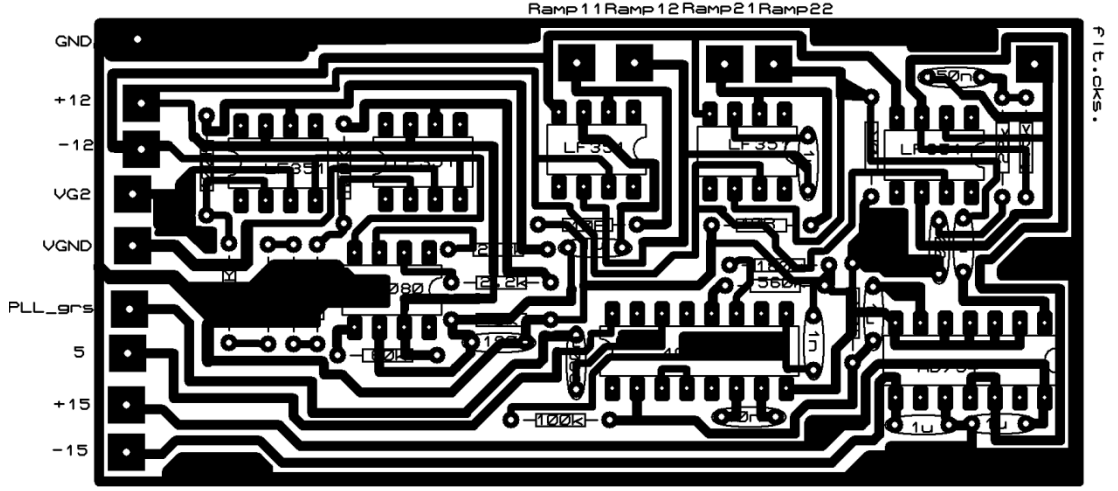
### 4.1. Giriş

Bu bölümde kimyasal sensör uygulamasından elde edilen ölçüm sonuçları değerlendirilecek ve tasarlanan analog tek fazlı lock-in amplifikatörün baskı devre şekilleri verilecektir.

### 4.2. Deneylerde Kullanılan Baskı devreler



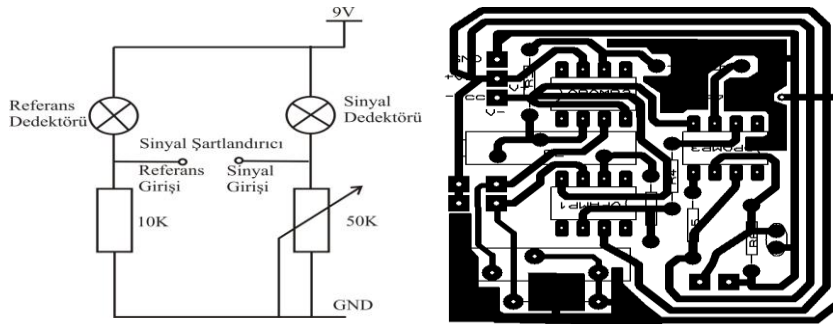
Şekil 4. 1. Röle grubu baskı devre şeması



**Şekil 4.2.** Enstrümantasyon amplifikatör, faz kilitlemeli döngü (PLL), çarpıcı ve alçak geçiren filtrenin beraber bulunduğu baskı devre

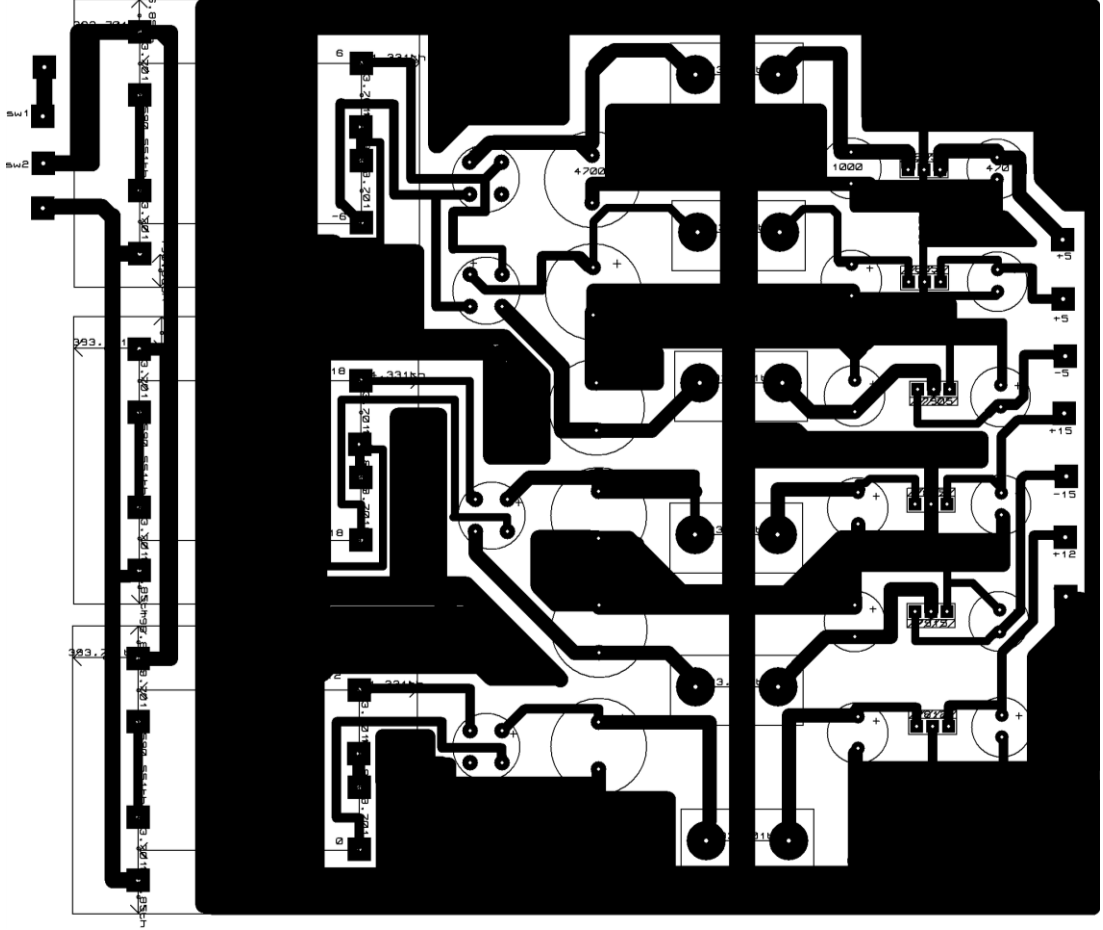
Bu devreleri birbirlerine bağlamak için kablo gürültüsünü en aza indirmek üzere koaksiyel kablo kullanılmıştır. Şekil 4.2 deki amplifikatörlerle alçak geçiren filtre ve faz kilitlemeli döngünün görüldüğü devrenin şekil 4.1'deki kazanç devresiyle bağlantısını filtre çıkışı diye isimlendirilen noktadan yapılmıştır. Ayrıca yine bu nokta siteminde çıkışını gösterdiğinden ölçümler buradan alınmıştır.

Şekil 3.1'de ki kimyasal sensör uygulamasından ölçüm alabilmek için şekil 3.2'deki tetravar'ın sinyal ve referans detektörlerinin lock-in amplifikatörle bağlantısı şekil 4.3'te hem açık devre şeması hem de baskı devresi görülen sinyal şartlandırıcı ile sağlanmıştır.



**Şekil 4.3.** Sinyal şartlandırıcı açık ve baskı devre şeması

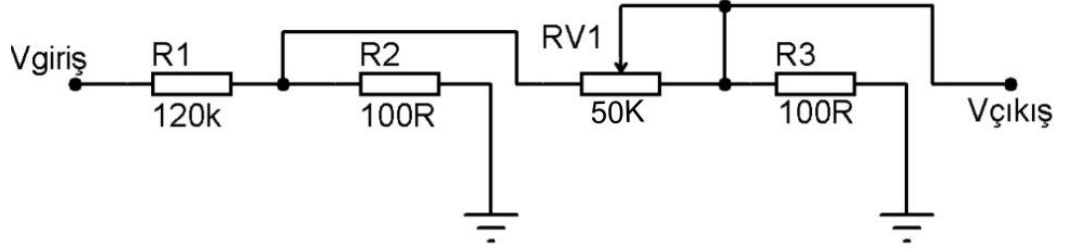
Ayrıca röleleri 12V, PIC ve diğer opamp entegrelerini  $\pm 5V$  ve AD734 entegresini beslemek üzere  $\pm 15V$  çıkış verebilecek şekilde gerilim kaynağı tasarlanmıştır.



Şekil 4. 4.  $\pm 15V$ ,  $+12V$ ,  $\pm 5V$ 'luk gerilim kaynağı

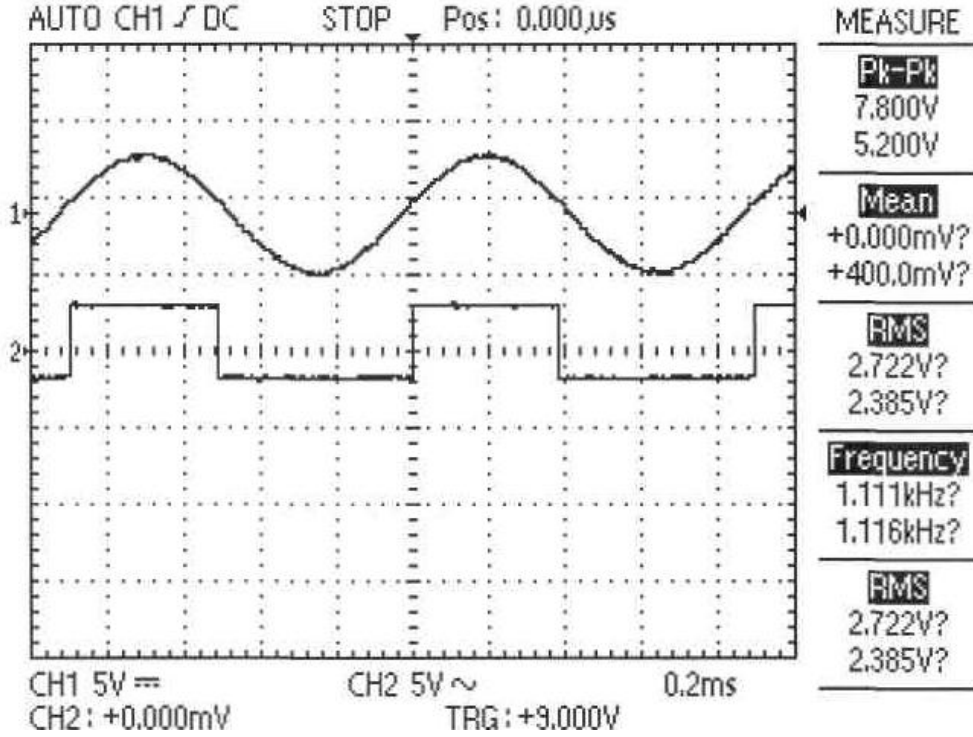
### 4.3. Test Ölçüm Sistemi

Yapılan lock-in amplifikatörün testi için referans kaynağı olan sinyal jeneratörü çıkışından alınan örnekleme gerilimi bir gerilim bölücü ile amplifikatörün sınırları içinde test gerilimine dönüştürüldü.



**Şekil 4. 5.**Test gerilimi için gerilim bölücü devre

Gerilim bölücünün her bir değeri için yükselteç çıkışı, mixer çıkışı ve filtre çıkışı ile kazanç değerleri kaydedildi. Ölçüm test edilirken ilk önce faz kilitlemeli döngünün çalışıp çalışmadığı kontrol edildi. Aşağıdaki şekilde normalde girişte kare dalga verilirken sinüs dalgada kilitlemenin sağlandığı görülmektedir.

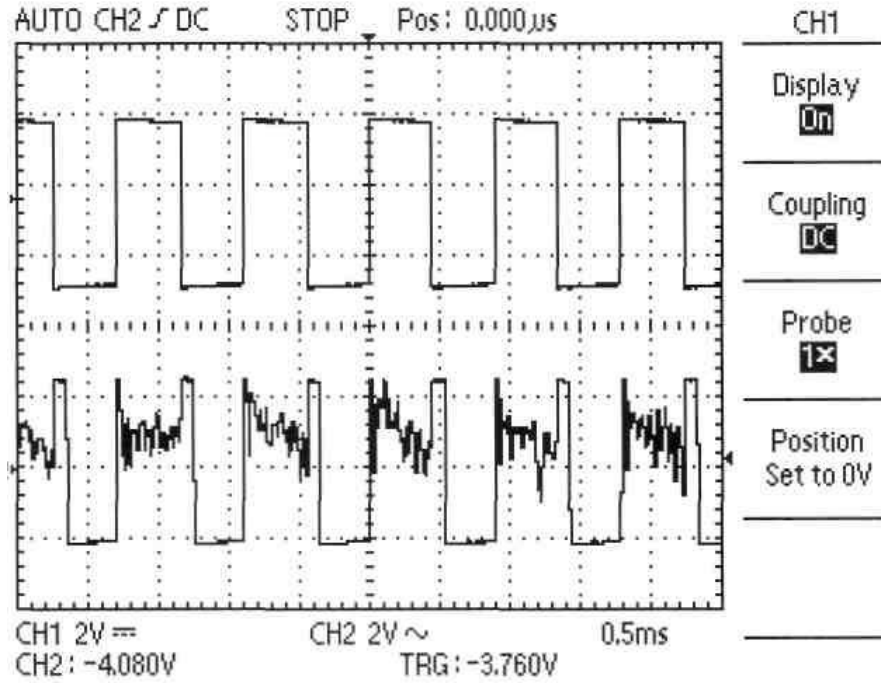


**Şekil 4. 6.** Faz kilitlemeli döngünün giriş ve çıkış sinyali

Osiloskoptan alınan yukarıdaki görüntüde 1 numaralı sinyal PLL'in girişine uygulanan sinyali, 2 numaralı sinyal ise PLL'in çıkışında kilitlendiği sinyali

göstermektedir. Burada 4046 kullanılarak yapılan faz kilitlemeli döngünün sadece kare dalgaya değil sinüs şeklinde ki dalgalara da kilitlendiği gösterilmeye çalışılmıştır.

Osiloskop kullanılarak elde edilen diğer bir şekilde ise girişlerini amplifikatör ve faz kilitlemeli döngüden alan çarpıcının 1 numaralı girişteki sinyal görülmektedir.

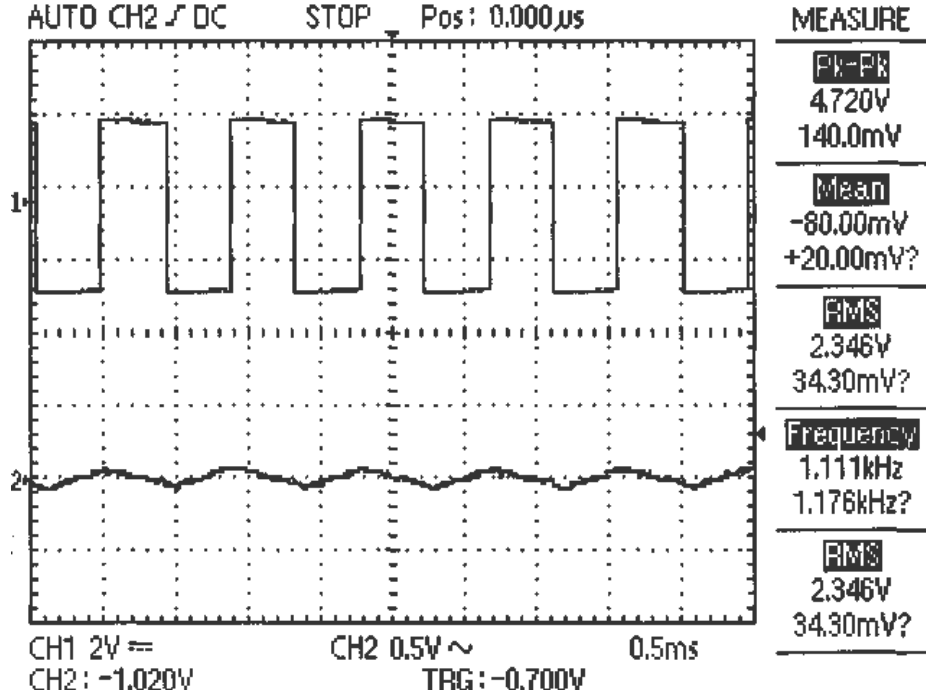


**Şekil 4. 7.** Faz Kilitlemeli döngünün çıkışı ile çarpıcının 1 numaralı girişi

Şekil 4.7’de üstteki sinyal PLL çıkışı, şekil 2.21’de görülen AD734 entegresinin girişlerinden 6 numaralı bacağına alttaki sinyal ise amplifikatörlerden çıkan ve entegrenin 1 numaralı bacağına bağlanan sinyali göstermektedir.

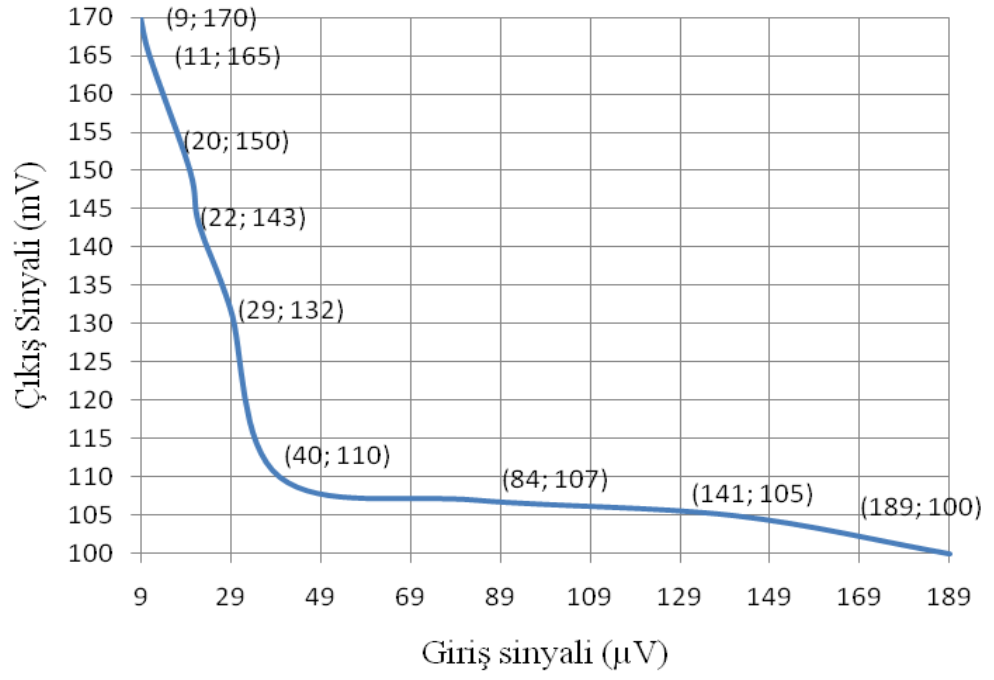
Şekil 4.6’da ise PLL çıkışı ile beraber alçak geçiren filtre ve sistemin çıkışı görülmektedir. Sistemin girişine gerilim bölücünün potansiyometresi 7.3kΩ’a ayarlandığında elde edilen 495µV gerilim değeri uygulanmıştır. Şekil 3.4’deki amplifikatörlerin kazançlarını ayarlayan şekil 3.10’daki röle devresinden R<sub>2</sub> ve R<sub>5</sub>

dirençlerinin bağlı olduğu rölelerin çekildiği gözlemlenmiştir. Sistemin çıkış sinyali 320mV olarak tespit edilmiştir. Matematiksel ifadeyle  $320\text{mV}/495\mu\text{V}=646$  katı kadar kazanç sağlanmıştır. Bu sonuç bize hem deneysel hem teorik hesaplamaların birbirleriyle örtüşüğünü göstermiştir.



**Şekil 4. 8.** Alçak geçiren filtrenin çıkışı

Şekil 4.5'te görülen gerilim bölücü devrede bulunan potansiyometrenin ayarlanmasıyla giriş ve çıkış sinyalleri ölçülüp sistemin kazanç eğrisi çıkarılmıştır. Potansiyometrenin kademe kademe ayarlanıp gerilim bölücü devrede elde edilen küçük değerli sinyal matematiksel olarak hesaplanmış ve bu sinyale göre lock-in amplifikatörden çıkan sinyal kaydedilmiştir. Ayrıca giriş değerleri  $9\mu\text{V}$  ile  $189\mu\text{V}$  arasında değişmektedir.



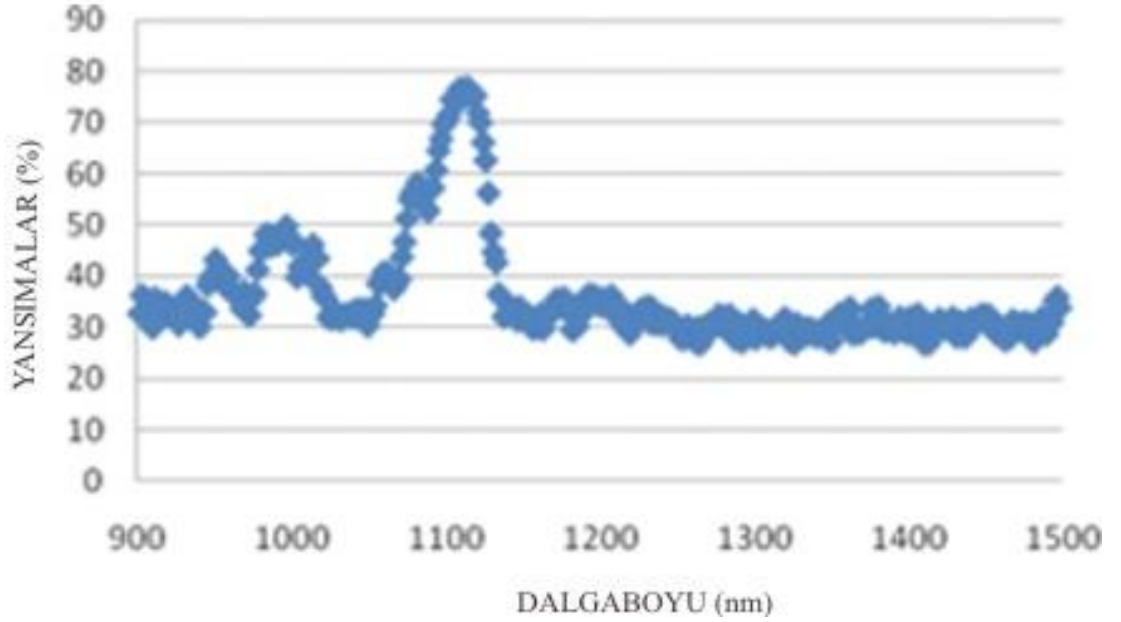
Şekil 4. 9. Giriş ve çıkış sinyallerine göre kazanç eğrisi



Şekil 4. 10 Tasarlanan lock-in amplifikatörün görünümü

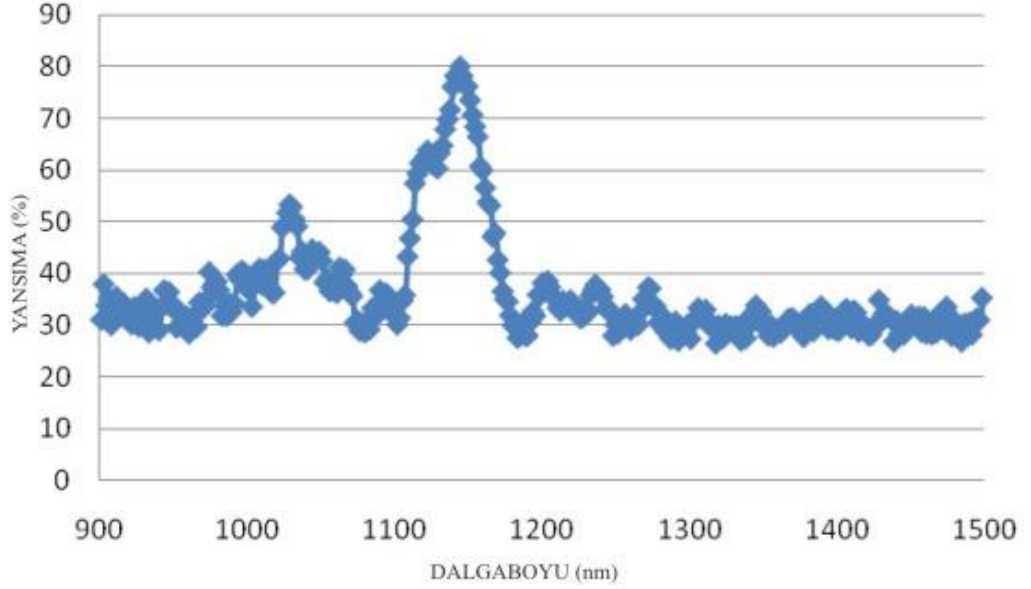
#### 4.4. Kimyasal Sensör Test Düzenegi

Kimyasal sensör test düzenegi şekil 3.1'deki gibi hazırlanmıştır. Denede Trikloretlen çözücüsü kullanılmıştır. Denede ilk önce çözücü yokken azot gazı altında daha sonra çözücüler ile yansıma spektrumları spektrometre kullanılarak alınmıştır. Bunun için halojen lambanın spektrumu bir patch fiber kablonun ucuna yerleştirilen aynadan alınarak referans olarak kaydedilmiştir. (Tübitak 106T154 nolu Proje)



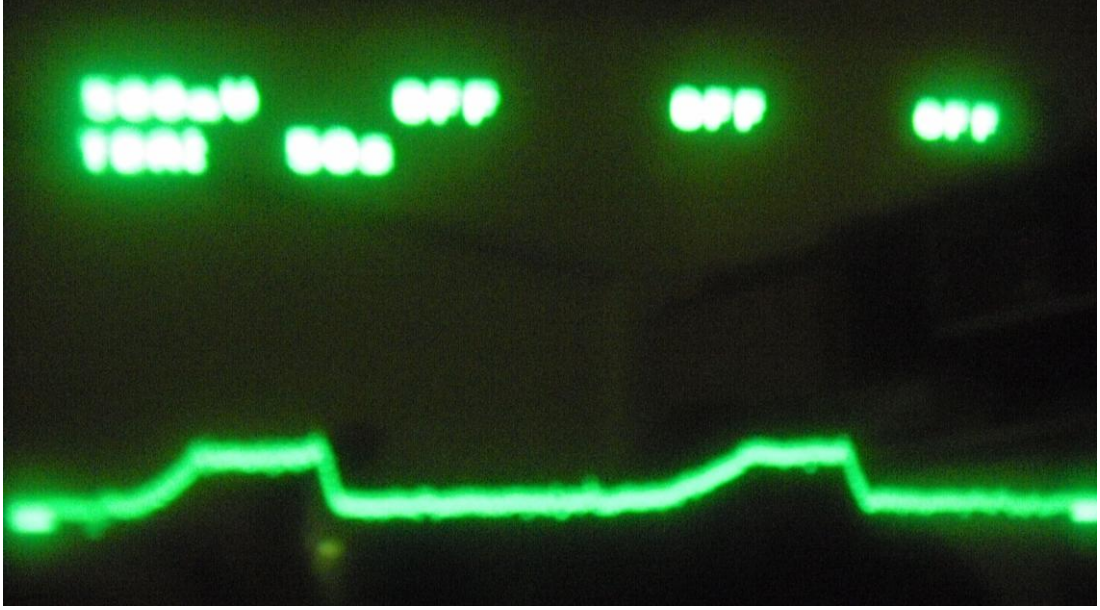
Şekil 4. 11. Çözücü yokken spektrometreden alınan yansıma-dalgaboyu eğrisi

Şekil 4.11'deki eğri, kimyasal sensörü test etmek için sadece azot kullanılarak ölçülmesi neticesinde ortaya çıkmıştır. Şekilden görüldüğü üzere ışığın dalgaboyu 1100nm'de tepe değerine ulaşmıştır.



**Şekil 4. 12.** Trikloretillen çözücüsü altındayken spektrometreden alınan yansımaya dalgaboyu eğrisi

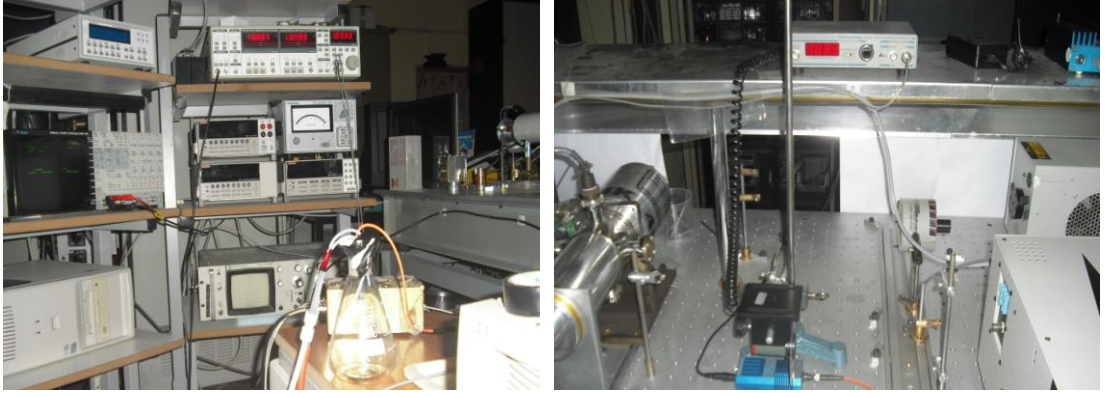
Şekil 4.12'de trikloretillen çözücüsü kullanılarak elde edilen yansımaya spektrumu görülmektedir. Burada ise dalgaboyunun tepe değeri 1200nm'ye doğru kaymıştır. Yansımaya spektrumları alınırken çözelti buharı kaldırılıp tekrar azot gazı verildiğinde spektrumlar eski haline yani 1100nm değerine doğru kayacaktır. Burada fiber optik kablo kuplajlı kimyasal sensörün 1100nm ile 1200nm dalgaboyları arasında çalıştığı görülmektedir. Kimyasal sensör düzeneğinin çalışma dalgaboyunu tespit etmek için kullanılan spektrometreden sonra tez çalışması esnasında SR830 lock-in amplifikatörüyle yukarıda bahsedilen dedektör ve sinyal şartlandırıcı devrenin yer aldığı sinyal ölçümleri gerçekleştirilmiştir.



**Şekil 4. 13.** Kimyasal sensörün SR830 Lock-in amplifikatör ile ölçümü

Şekil 4.13’de ki kimyasal sensörün trikloretilen çözücüsü altında verdiği tepki, SR830 Lock-in amplifikatörle bağlantısı sağlanan osiloskopun fotoğrafı çekilerek elde edilmiştir. Yukarıdaki osiloskop görüntüsü incelendiğinde düz bir şekilde devam eden sinyal yavaşça yükselmektedir. Bu yükselme anı sisteme trikloretilen çözücüsünün verildiğini göstermektedir. Sensör belli bir zaman çözücü altında bekletilmiştir. Sistem kararlı olduğu andan itibaren şekilden de görüleceği üzere çıkış sinyali düz hale gelmiştir. Kimyasal sensör düzeneğinin egzoz kısmından buharlaşan çözelti dışarı atıldığında sinyalde de normalde yavaş şekilde iniş başlayacaktır fakat azot kullanarak temizleme işlemi çok yavaş olacağından dışarıdan sisteme bağlanan kompresör sayesinde temizleme işlemi hızlanmıştır ve çıkış sinyalinde ki düşüş, yükselmesine göre daha hızlı olmuştur. Yukarıda anlatılan deneyde kullanılan osiloskop, 50sn/div.10=500sn/div’lik sürede kayıt yapmıştır ve 500mv kademesine getirilmiştir. Deney, sistem tamamen temizlendikten sonra tekrarlanmıştır. Sinyaldeki yükselme başladığı anda lock-in amplifikatör 100 $\mu$ V’ tan 220 $\mu$ V’ a doğru yükselmiştir. Sistem kararlı hale 220 $\mu$ V civarında gelmiştir. Deney yapılırken bu noktada biraz beklendikten sonra azot gazı ve kompresörle temizleme yapılmıştır.

Şekil 4.14’de deney düzeneğinin genel görünümü verilmiştir. Burada sinyal şartlandırıcı devreye halojen lambadan giden sinyali lock-in sisteminin kilitlenmesini sağlamak için kare dalgaya çevirmek üzere kullanılan optik chopper görülmektedir. Optik chopper 1kHz’lik kare dalga sinyali üreterek amplifikatöre göndermektedir. Ayrıca bu sinyal referans sinyalini olarak uygulanmıştır.



Şekil 4. 14. Kimyasal sensör ölçüm sistemin genel görünümü

## 5. TARTIŞMA ve SONUÇ

Çok küçük seviyeli sinyallerin ölçümünde kullanılabilen bir teknik olan lock-in tekniği incelenmiştir. Bu tekniğin incelenmesi amacıyla tasarlanan devre 100nV ile 5mV arasında ki sinyallerin ölçümünde kullanılabilir.

Bu amaçla öncelikle devre elemanlarının düşük seviyeli bu sinyali algılanabilir seviyelere yükseltmesi gerekmektedir. Yükseltme işlemini ilk etapta estrümantasyon amplifikatörü ve ayrıca kazançları röleler tarafından ayarlanan iki adet yükselteç sağlanmıştır. Yükselteçlerden röleler, devrenin girişindeki sinyal seviyesine göre uygun değerdeki direnci devreye sokarak istenilen kazanç seviyesi elde edilmektedir. Rölelerin kontrolü PIC16F84A entegresinin programlanmasıyla gerçekleştirilmiştir. Bu sistemde elde edilebilecek kazanç değerleri en küçük kazanç 532, en büyük kazanç 15.050.351 arasında değişmektedir. Kazançları ayarlanan amplifikatörlerin çıkışı ile sinyal jeneratör kullanılarak girişteki sinyale kilitlenmesi sağlanan faz kilitlemeli döngü devresinin çıkışı AD734 ile hazırlanmış çarpıcı devresine giriş sinyali olarak aktarılmıştır.

Çarpıcının çıkışından elde edilen sinyal alçak geçiren filtreye gönderilmiştir. Filtre devresi sinyal üzerindeki gürültüyü yok etmek veya en aza indirmek amacıyla kullanılmıştır. Filtrenin kesim frekansı 400Hz olacak şekilde direnç ve kondansatör değerleri hem bilgisayar yazılımı kullanılarak hem de matematiksel olarak hesaplanmıştır.

Alçak geçiren filtrenin çıkışı koaksiyel kablo kullanarak rölelerin bulunduğu devreye bağlanmıştır. Bu devrelerin tümü lock-in amplifikatör sistemini oluşturmaktadır. Lock-in amplifikatör sisteminin çıkış noktası filtre devresinin çıkış noktası ile aynıdır. Yukarıda anlatılan döngüyle devrenin girişindeki ve filtre devresinin çıkışındaki sinyallerin faz kilitlenmesi sağlanır. Sonuç olarak sistem girişinde ki  $\mu\text{V}$  ve nV seviyesindeki sinyalleri 100mV ile 400mV civarına yükseltmektedir.

Şekil 4.7’de kazançları ayarlanmış yükselteçlerin çıkışındaki sinyal gösterilmektedir. Bu sinyal AD734’ün 1 numaralı girişine uygulanmaktadır. Çarpıcı devrenin çıkışındaki sinyalin filtre devresine uygulanması ile filtre devresinin çıkışında ki sinyal sabit bir DC seviye elde edilmiştir.

Şekil 4.8’de osiloskopun ikinci kanalında görülen sinyal filtre çıkışında ki DC sinyaldir. Osiloskopun birinci kanalında ki sinyal ise faz kilitlemeli döngünün çıkışındaki sinyaldir.

Genel olarak lock-in tekniği, alçak geçiren filtre içerisinde kullanılan kondansatörün değerini seçerken filtrelemeyi iyi yapabilmesi için büyük değerde seçilmektedir fakat bu seçim sinyalin algılanmasında gecikmelere sebep olacağından lock-in amplifikatör sisteminin sinyal değişimlerine yavaş tepki vermesine neden olmaktadır.

Sonuç olarak bu tez kapsamında düşük seviyeli sinyallerin algılanması ve yükseltilmesi sağlanmıştır. Bu amaçla öncelikle dirençler ve  $50K\Omega$ ’luk lineer potansiyometreden oluşan gerilim bölücü devre yapılarak burada girişte uygulanan 5V’luk gerilim mümkün olduğu kadar düşürülmeye çalışılmış ve mikrovolt seviyelerine indirilmiştir. Potansiyometrenin ayarlanmasıyla oluşan sinyal, tasarımı yapılan lock-in amplifikatöre giriş sinyali olarak uygulanmıştır. Aşamalı olarak elde edilen bu düşük seviyeli sinyaller ile sistemin çıkışındaki sinyaller kaydedilmiştir ve şekil 4.9’daki kazanç eğrisi oluşturulmuştur. Çıkan bu eğri, sistemin tasarlanma aşamasında yapılan kazanç hesaplamalarıyla paralellik göstermektedir.

106T154 nolu Tübitak projesi olan “Gözenekli Silisyum Tabanlı Optik Kimyasal Sensör”den SR830 lock-in amplifikatörü kullanılarak ölçüm alındıktan sonra tez kapsamında hazırlanan lock-in amplifikatörü ile ölçülmeye çalışılmıştır. Bilindiği üzere lock-in tekniği ile ölçümün gerçekleştirilmesi için gelen düşük seviyeli sinyalin fazına ve frekansına kilitlenme sağlanmalıdır. Yani referans ile ölçülmek istenen sinyal mutlaka aynı fazda olmalıdır. Eğer söz konusu durum varsa faz kaydırıcı devre kullanılarak ölçülmek istenen sinyal ile referans sinyalinin faz ve

frekansa aynı olmalıdır. Tasarlanan analog tek fazlı lock-in amplifikatörde faz kaydırıcı kullanılmadığından kimyasal sensör ölçüm uygulamasından tam anlamıyla sonuç alınamamıştır. Yani tasarlanan devrede sadece X bileşeni mevcuttur. Fakat SR830 lock-in yükselteci dijital yapıya sahip olduğundan hem X hem de Y bileşeni vardır. Direnç ölçüm uygulamasında harici olarak devreye sokulan sinyal jeneratöründen referans ile giriş sinyali beraber alındığından, faza ve frekansa kilitlenme sağlandığı için doğru ölçüm yapılmıştır. Dolayısıyla şekil 4.13’de görülen kimyasal sensörün çıkış sinyali SR830 ile elde edilmiştir.

Bu çalışmanın ileri ayağı olan sayısal sinyal işleme (DSP) kullanılarak yapılan dijital lock-in amplifikatörlerde analog lock-in amplifikatörlere göre daha doğru ve hızlı sonuçlar elde edilmektedir.

## KAYNAKLAR

- Aroca, C., Moron, C., Lopez, E., Sanchez, M., Sanchez, P., 1989. Measuring harmonics of low-level electrical signals: application to magnetic measurements. *IOP science J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 22(3), 185-188.
- Austin, W., 2002. CMOS Phase-Locked-Loop Applications Using the CD54/74HC/HCT4046A and CD54/74HC/HCT7046A. Texas Instruments
- Budding, R., Strackee, L., 1972. *IOP science J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 10(11), 744–745.
- Cataliotti, A., Cosentino, V., Nuccio, S., 2007. A Phase-Locked Loop for the Synchronization of Power Quality Instruments in the Presence of Stationary and Transient Disturbances. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 56(6), 2232–2239.
- Dobrev, D., Neycheva, T., Mudrow, N., 2008. Digital lock-in techniques for adaptive power-line interference extraction. *IOP science Physiol. Meas.*, 29(7), 803-806.
- Edgar, A., 1989. Drift in low-cost lock-in amplifiers. *IOP science J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 22(8), 551-553.
- Franceshini, G., Marioli, D., 1985. Measurement Technique of Low-Level and Low-Frequency Conductivity Fluctuations. *IEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 34(3), 466–468
- Froggatt, M., Allison, S., 1996. Pulsed Phase-Locked Loop Technology Improvements for Greater Accuracy and Expanded Capabilities. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 45(1), 117-122.
- Godone, A., Bava E., Novero, C., 1989. Phase Lock of Submillimetric Backward-Wave-Oscillators. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 37(3), 794-798.
- Masciotti, J., Lasker, J., Hielscher, A., 2008. Digital Lock-In Detection for Discriminating Multiple Modulation Frequencies With High Accuracy and Computational Efficiency. *IEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 57(1), 182–189.
- Golnabi, H., Ashrafi, A., 1996. Producing 180° Out-of-Phase Signals From a Sinusoidal Waveform Input. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 45(1), 312-314.
- Karacalı, T., Efeoğlu, H., Alanyalıoğlu, M., 2006. Gözenekli Silisyum Tabanlı Optik Kimyasal Sensör Tasarımı., Tübitak 106T154 nolu Proje, Atatürk Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Erzurum.
- Kawasaki, T., Terashima, T., Zhu, Y., Takada, T., Maeno, T., 1994. Highly sensitive measurement of surface charge distribution using the Pockels effect and an image lock-in amplifier. *IOP science J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 27(8), 1646-1652.
- Komachi, Y., Tanaka, S., 1975. Lock-in amplifier using a sampled-data synchronous filter. *IOP science J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 8(11), 967-971.
- Kuntman, H., 1994. Endüstriyel Elektronik. 284 s, İstanbul.
- Kut, M., 2001. Phase-Locked Loops –characteristics and applications. Magdalene College

- Li, C., Cui, X., Yamaguchi, I., Yokota, M., Yoshino, T., 2005. Optical Voltage Sensor Using a Pulse-Controlled Electrooptic Quarter Waveplate. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 54(1), 273–277.
- Lu, J., Pan, D., Yang, B., Qiao, L., 2008. Wideband magnetoelectric measurement system with the application of a virtual multi-channel lock-in amplifier. *IOP science Meas. Sci. Technol.*, 19(4), 1-5
- Lue, J., 1977. Junction Impedance Measurements of Diodes by a Simplified Lock-In Amplifier. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 26(4), 415–419.
- Meade, M., 1982. Advances in lock-in amplifiers. *IOP science J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 15(4), 395-403.
- Maeno, T., Akiba, M., Hiromoto, N., 1994. Two-dimensional Lock-in Amplifier Systems for Microscopic Imaging. Two-dimensional lock-in amplifier systems for microscopic imaging. *Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 536–539
- Martson, R., 2003. Understanding and Using ‘Ota’ op-amp ICs. *Nuts and Volts*, 58–62
- Mo Li, J., Lin, P., Chiang, C., Pan, C., Tseng, C., 2008. Effective and Economic Phase Noise Testing for Single-Chip TV Tuners. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 57(10), 2265–2272.
- Nathan, R., Hopkins, B., 1973. A low noise detection system for the measurement of Auger spectra. *IOP science J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 6(10), 1040-1042.
- Ott, H., 1988. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*. 417 s, Canada.
- Poolman, P., Frank, R., Turovelts, S., 2008. Modified Lock-in Detection for Extraction of Impressed EEG Signals in Lowfrequency Bounded-EIT Studies of the Human Head. *Congress on Image and Signal Processing*, 174–183.
- Rebolledo, M., Martin, J., Hotoleanu, M., Karasek, M., Januart, E., 1996. Study of the accuracy in gain and fluorescence spectrum measurement by signal modulation and lock-in detection: application to erbium-doped fibre amplifiers. *IOP science Pure Appl. Opt.*, 5(1), 111-117.
- Prasad, B., Lal, R., 1999. A capacitive immunosensor measurement system with a lock-in amplifier and potentiostatic control by software. *IOP science Meas. Sci. Technol.*, 10(11), 1097–1104
- Walker, W., 2008. Sub-microdegree Phase Measurement Technique using Lock-in Amplifiers. *Frequency Control Symposium, 2008 IEEE International*, 825–828.
- Yen, C., 1965. Phase-Locked Sampling Instruments. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 14(1), 64-68.
- Zhang, L., 2008. Parallel Testing of a Phase-Locked Loop Lock Time in Production. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 57(9), 2089–2092.

## ÖZGEÇMİŞ

1980 yılında Erzurum'da doğdu. İlköğretim ve lise tahsilini burada tamamladıktan sonra 1999 yılında Marmara Üniversitesi Elektrik Öğretmenliği Bölümüne başladı. 2004 yılında bu okulu tamamlayarak 2005 yılında Atatürk Üniversitesi Sağlık Hizmetleri Meslek Yüksekokulu'nda araştırma görevlisi olarak atandı ve halen aynı yerde görev yapmaktadır.