



T.C.
NECMETTİN ERBAKAN
ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



FARKLI GİRİŞ FREKANS DEĞERLERİNE
YÖNELİK TRANSEMPEDANS
YÜKSELTEÇLERİN GELİŞTİRİLMESİ

Harun ARSLAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Temmuz-2018
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Harun ARSLAN tarafından hazırlanan "Farklı Giriş Frekans Değerlerine yönelik Transpedans Yükselticilerin Geliştirilmesi" adlı tez çalışması 25/07/18 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı'nda YÜKSEK LİSANS/~~DOKTORA TEZİ~~ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan

Unvanı Adı SOYADI

Danışman

Unvanı Adı SOYADI


Üye

Unvanı Adı SOYADI

İmza


Dr. Öğr. Üyesi Hulusi KARACA


Doç. Dr. Mehmet Akif ERİŞMİŞ


Prof. Dr. Mehmet KARALI

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Mehmet KARALI
FBE Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

Harun ARSLAN

Tarih:

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

FARKLI GİRİŞ FREKANS DEĞERLERİNE YÖNELİK TRANSEMPEDANS YÜKSELTEÇLERİN GELİŞTİRİLMESİ

Harun ARSLAN

Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Mehmet Akif ERİŞMİŞ

2018, 67 Sayfa

Jüri

Prof. Dr. Mehmet KARALI
Doç. Dr. Mehmet Akif ERİŞMİŞ
Dr. Öğr. Üyesi Hulusi KARACA

Fiziksel dünyadaki zayıf analog verileri okuyup sayısala çevirebilmek için analog ön yüz devreleri kullanılmaktadır. Transempedans yükselteç (TIA), zayıf akımı gerilime çeviren bir analog ön yüz devresidir. Transempedans yükselteçler; elektro kimyasal biyosensörlerde, elektrofizyoloji çiplerinde, nanopore ve iyon kanallı sensörlerde, elektromekanik DNA sensörlerde, fotodiyot uygulamalarda, kapasitif sensörlerde, CMUT vb. çeşitli uygulama alanlarına sahiptir.

Bu tez çalışmasında analog ön yüz devrelerinden transempedans yükselteçler incelenmiştir. Yapılan simülasyon ve testlerin sonucunda OPAMP temelli farklı AC frekansa sahip (10 kHz -10 MHz) gürültüsü minimum, kazanç değeri yüksek olacak şekilde verimli, kullanım alanlarına göre etkin transempedans yükselteçler optimize edilmiştir.

TIA devresi LF347 ve LTC6244HV yükselteçleri kullanılarak 1 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω , 1 M Ω , 10 M Ω , 100 M Ω empedans değerleri için TIA'ya paralel olarak yerleştirilen uygun kapasitörlerle devrenin stabilizasyon durumunu yeterli duruma getirip kazanç, gürültü, kazanç-gürültü oranı (SNR) ölçülmüştür. Bu testler sinüs ve kare dalga girişleri için ayrı ayrı yapılmıştır. Bu çalışma 1 pF, 10 pF, 100 pF ölçülecek kapasitör değerleri için ayrı ayrı yapılmıştır. Sonrasında farklı frekanslardaki tüm değerler için pcb devreler yapıp osiloskop ile ölçümler yapılmıştır.

LF347 yükselteci için 1pF için diğer kapasitans değerlerindeki testlere nispeten geniş çalışma aralığında ancak düşük kazanç olduğu gözlemlenmiştir. 10 pF ve 100 pF kapasitans değeri için ise çalışma frekansı azalmasına rağmen SNR ve kazanç değerleri artmıştır.

LTC6244HV yükselteci içinde kapasitans değeri arttıkça kazanç ve SNR değerleri artarken çalışma frekans değerleri azalmıştır. LF347'ye oranla daha büyük kazanç ve daha geniş çalışma alanına sahiptir, ancak maliyeti daha yüksektir.

Devreye sinüs dalga ya da kare dalga vermenin avantajları ve dezavantajları olduğu gözlenmiştir. Uygulama alanlarına göre seçim yapılabilir. Simülasyonlarda yüksek kazancın olduğu durumlarda devrede stabilizasyon sorunları ortaya çıktığı görülmüştür. Bunu önlemek için yükseltece paralel küçük değerde kapasitörler kullanılıp stabilizasyon sorunu çözülebilmektedir. Kazanç-kararlılık dengesini kurmak ve TIA'yı en optimize duruma getirmek tezin en başlıca amaçlarındandır.

Verimli uygulama alanlarına göre yüksek kazanç, bant genişliği ya da stabilizasyon değerleri arasında TIA'ların optimizasyonu farklı frekans değerlerinde gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Analog ön yüz devreleri, Kararlılık, Kazanç-Gürültü oranı Transempedans Yükselteci.

ABSTRACT

MS THESIS

DEVELOPMENT OF TRANSIMPEDANCE AMPLIFIERS FOR DIFFERENT INPUT FREQUENCY VALUES

Harun ARSLAN

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF
NECMETTİN ERBAKAN UNIVERSITY
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE
IN ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

Associate Professor Mehmet Akif ERİŞMİŞ
2018, 67 Pages

Jüri

Prof. Dr. Mehmet KARALI
Doç. Dr. Mehmet Akif ERİŞMİŞ
Dr. Öğr. Üyesi Hulusi KARACA

Analog front-end circuits are used to read and digitize weak analog data in the physical world. Transimpedance amplifier (TIA) is an analog front-end circuit that converts a weak current to a voltage. Transimpedance amplifiers have various application areas such as; electrochemical biosensors, electrophysiology chips, nanopore and ion channel sensors, electromechanical DNA sensors, photodiode applications, capacitive sensors, CMUT and so on. has various application areas.

In this thesis study, transimpedance amplifiers have been investigated from analog front - end circuits. As a result of the simulations and tests, effective transimpedance amplifiers are optimized according to their usage areas, with OPAMP based different AC frequency (10 kHz -10 MHz) minimum noise, high gain value.

With the appropriate capacitors placed in parallel with the TIA for impedance values of 1 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω , 1 M Ω , 10 M Ω , and 100 M Ω using the TIA circuitry LF347 and LTC6244HV amplifiers, the stabilization condition of the circuit is made adequate and the gain, noise, signal-to-gain ratio (SNR) were measured. These tests were performed separately for sine and square wave inputs. This work was done separately for input capacitor values of measure 1 pF, 10 pF, 100 pF. Afterwards, pcb circuits were made for all values in input different frequencies and measurements were made with an oscilloscope.

Tests with other capacitance values for 1 pF for the LF347 amplifier have been observed to have a low gain over a relatively wide operating range. For the capacitance values of 10 pF and 100 pF, the SNR and gain values increased despite the decrease in operating frequency.

As the input capacitance value in the LTC6244HV amplifier increases, gain and SNR values increase while operating frequency values decrease. Compared to LF347, it has bigger gain and wider working area, but it costs more.

The circuit has been observed to have the advantages and disadvantages for sine wave or square wave. Selection can be made according to application areas. In the case of high gain in simulations, stabilization problems appeared in the circuit. In order to prevent this, the stabilization problem can be solved by using small parallel capacitors. Establishing a gain-stability balance and bringing TIA to the most optimistic state is the main objective of the thesis.

Optimization of TIAs between high gain, bandwidth or stabilization values according to efficient application areas has been achieved at different frequency values.

Keywords: Analog front-end circuits, Stability, Gain-to-Noise Ratio Transimpedance Amplifier.

ÖNSÖZ

Konya Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği, Yüksek Lisans Tezi olarak sunulan bu çalışmamda danışmanlığımı üstlenen, çalışmalarım süresince değerli yardımlarını esirgemeyen ve destek olan Sayın Doç. Dr. Mehmet Akif ERİŞMİŞ'e, desteklerinden dolayı TÜBİTAK'a ve tüm eğitim hayatım boyunca maddi, manevi desteklerini esirgemeyen aileme teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Harun ARSLAN
KONYA-2018



İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ABSTRACT	v
ÖNSÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR	ix
1. GİRİŞ VE KAYNAK TARAMASI	1
1.1. Analog Önyüz Devrelerinde Transempedans Yükselteç (TIA)	3
1.2. Tezin Amacı.....	8
1.3 Tezin Yapısı.....	9
2. TEORİK ALTYAPI	10
2.1. Kazanç.....	11
2.2. Kararlılık	12
2.3. Gürültü.....	14
2.4. Kazanç Gürültü Oranı (SNR)	15
3. SİMÜLASYONLAR	17
3.1. Simülasyon Yöntemi.....	17
3.1.1. Kararlılık.....	17
3.1.2. Kazanç.....	21
3.1.3. Gürültü.....	23
3.1.4. Kazanç-Gürültü-Oranı (SNR)	24
3.2. Simülasyon Sonuçları.....	25
3.2.1. 100pF sonuçları.....	26
3.2.2. 10pF sonuçları.....	30
3.2.3. 1pF sonuçları.....	34
3.3. Kare Dalga - Sinüs Dalga Uyartım.....	38

3.4. Değerlendirme.....	40
4. TESTLER.....	42
4.1. Test Yöntemi.....	42
4.2. Test Sonuçları.....	44
4.2.1. 100pF sonuçları.....	47
4.2.2. 10pF sonuçları.....	48
4.2.3. 1pF sonuçları.....	49
4.3. Kare Dalga - Sinüs Dalga Uyarım.....	50
4.4. Değerlendirme.....	51
5. TARTIŞMA VE ÖNERİLER.....	53
5.1. Tez Amacının Doğrulanması.....	53
5.2. Gelecek alıŐmalar için Öneriler.....	54
KAYNAKLAR.....	56
ÖZGEÇMİŞ.....	58

SİMGELER VE KISALTMALAR

Kısaltmalar

TIA: Transempedans Yükselteç
SNR: Kazanç gürültü oranı
ADC: Analog Dijital Converter
EKG: Elektrokardiyografi

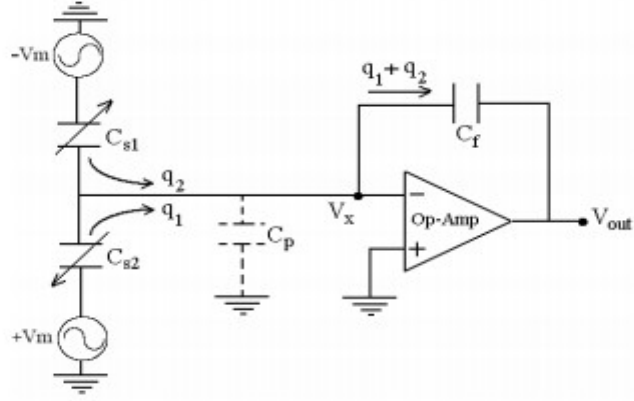


1. GİRİŞ VE KAYNAK TARAMASI

Analog sinyal aslında yaşadığımız hayat demektir. Görme, işitme, tat alma, dokunma, koklama, duyularımızın tümü analog algılama duyularımıza birer örnektir. Analog sinyal kesintisiz ve sürekli. Elektriksel sistemlerde fiziksel dünyadan gelen zayıf ve karışmış sinyal önce analog önyüz tarafından filtrelenip yükseltilir. Filtrelenen sinyal analog-sayısal çevirici ile sayısal sinyale çevirerek sayısal işlemleri yapacak sayısal beyne gönderir. Bu işlemi yapan yapıları analog ön yüz devreleri denir. Analog ön yüz devreleri sinyallerin gerilim ve güçlerini yükseltir. Yükseltme işlemi OPAMP, transistör, entegre veya bunların birlikte kullanılmasıyla yapılır. Kaliteli bir yükselteç, kuvvetlendirme işlemi esnasında giriş ve çıkış işaretlerinde herhangi bir bozulmaya sebep olmaz.

Analog ön yüz devreleri kapasitif sensörlerde (Acar, 2004), antenlerde, sıcaklık sensörlerinde, magnetik sensörlerde (S. Durani), ivme ölçer devrelerinde (Şekil 1.1.) (Erdener, 2005), kimyasal sensörlerde (Saraoğlu, 2008), EKG devrelerinin yükselteç devrelerinde ve bir çok alanda kullanılır.

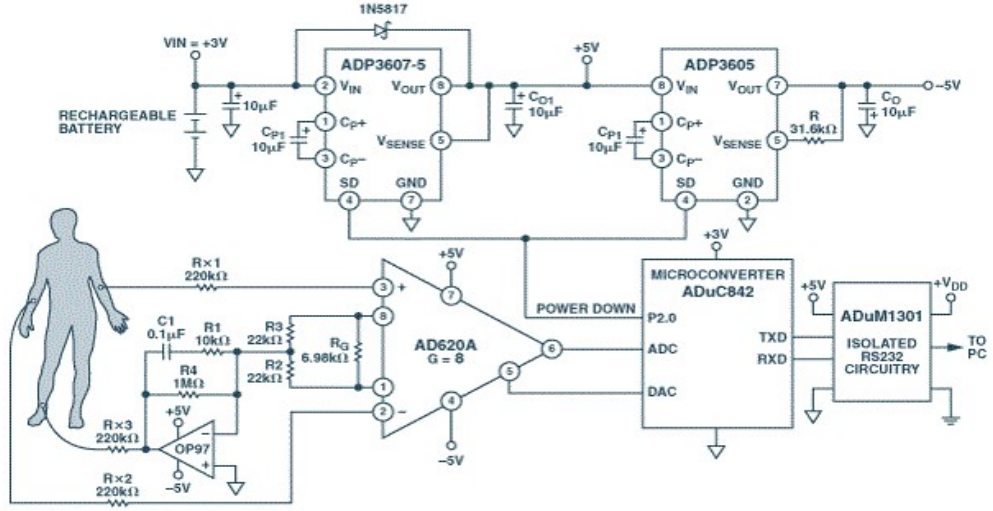
Analog ön yüz devrelerinin kullanıldığı sistemlerden biri ivme sensörleridir. İvme sensörleri, ivme, titreşim ve mekanik şok değerlerini ölçmede kullanılan elektromekanik elemanlardır. İvme sensörlerinin farklı çalışma yöntemleri vardır. Bazı ivme sensörleri piezoelektrik etkiyi kullanır. İçerdikleri mikroskobik kristal yapılar ivmesel kuvvetle gerilir; bu da voltaj üretilmesini sağlar. Bir başka yol da kapasitedeki değişimi algılamaktır. Birbirine yakın iki mikro yapı arasında kapasitif etki oluşur ve kapasitans değeri açığa çıkar. Kapasitif ivmeölçer; kapasitif iletim prensibi kullanılır. Sismik kütle olarak bir diyafram kullanılır. Bir ivme etkidiği zaman sabit elektrot ile sismik elektrot arasındaki mesafe değişir. Mesafenin değişmesiyle kapasitans değişir ve ivme ile orantılı bir çıkış elde edilir (Kadioğlu ve Ark.). Şekil 1.1.'de ivme ölçer devresindeki ön yüz devresi gösterilmiştir.



Şekil 1.1. İvme ölçer devresinde kullanılan bir ön yüz devresi (Erdener, 2005)

Elektrokardiyografi cihazları ortalama bir değer olarak 1mV düzeyindeki elektriksel uyarıları algılayabilirler. Algılama sonuçları cihazın üzerindeki monitörden eş zamanlı olarak görüntülenebilir. Deri yüzeyinden algılanan sinyallerin periyotları ve genlikleri kalbin fizyolojik sağlığı bilgisini verir. Kısaca EKG cihazı da denilen bu biyomedikal teknolojisinin barındırdığı elektronik devreler ile başta çok küçük olan sinyaller yükseltilerek elektrokardiyografi cihazının ekranına yansıtılır. Burada giriş empedansı çok yüksek olmalıdır (Canal ve Ark. 2011).

EKG ölçüm düzenlerinde EKG işaretleri, ön yüz devresinde kuvvetlendirilirler. Bu devrenin giriş empedansı çok yüksek ve ortak moddaki işareti reddetme oranı çok büyük olmalıdır. Genellikle üç işlemsel yükselteçten oluşan ve enstrümantasyon yükselteci olarak adlandırılan bir diferansiyel yükselteç analog ön yüz devresi olarak kullanılır. (Şekil 1.2) (Canal ve Ark. 2011).

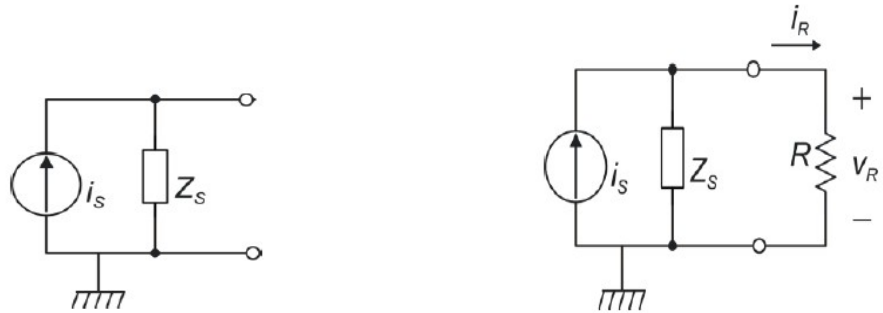


Şekil 1.2. EKG devresinde analog önyüz olarak kullanılan enstrümantasyon yükselteç devresi (<http://www.analog.com>)

Her uygulama için farklı gereksinimler olacağından, kullanılan analog ön yüz devreleri de farklılık göstermektedir. Bu tez çalışmasında, kapasitif sensörlerin ölçümünde kullanılan analog ön yüz devrelerine yoğunlaşmıştır.

1.1 Analog Önyüz Devrelerinde Transimpedans Yükselteç (TIA)

Transimpedans yükselteçler akım çıkışı veren veya kolayca akıma çevrilebilen sensörlerin çıkışlarında kullanılır. TIA'nın amacı akımı gerilime çevirmektir. Şekil 1.3'de i_s sensörden okunan sinyal akımı iken, Z_s sinyal kaynağının iç direncini göstermektedir. Görüldüğü gibi devreye paralel R direnci eklendiğinde i_s sinyal akımı tam olarak R empedansı üzerinden akmadığı gözükmemektedir. (<http://www.iet.unipi.it/p.bruschi>)

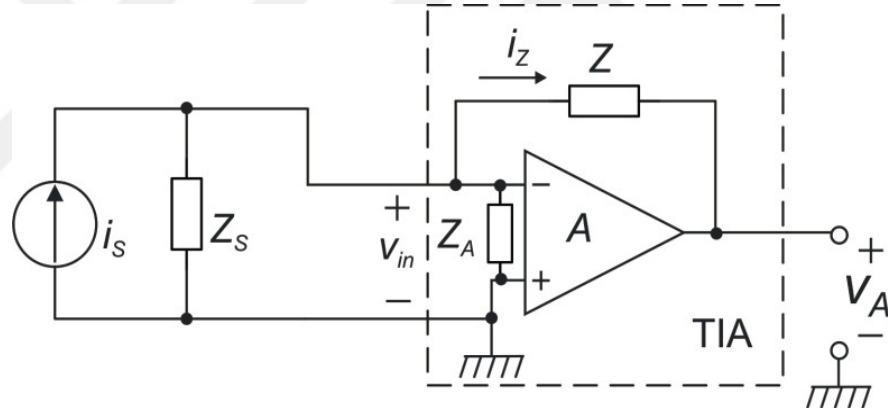


Şekil 1.3. Sensöre ait Norton eşitlik durumu (<http://www.iet.unipi.it/p.bruschi>)

$$i_R = \frac{Z_S}{Z_S + R} i_S = \frac{1}{1 + \frac{R}{Z_S}} i_S \quad (1.1)$$

i_R akımının i_S akımına ulaşması için $R \ll |Z_S|$ olmalıdır. Ancak $V_R = iR$ eşitliğini sürdürülebilmesi için R direncini çok küçük değer alamadığından dolayı bu önemli bir dezavantajdır. $|Z_S|$ kapasitif elemanlar içerdiği zaman empedans değeri yüksek frekanslarda azalır. Bu nedenle yüksek frekans değerlerinde $|Z_S|$ çok küçük değer olarak R direncine göre çok yüksek değerler alması imkansızlaşır.

Bu durum, Şekil 1.4'deki TIA sayesinde kaldırılabilir. OPAMP'ın giriş empedans değeri Z_A , geribesleme kapasitansı ise Z ile gösterilmiştir. (<http://www.iet.unipi.it/p.bruschi>)



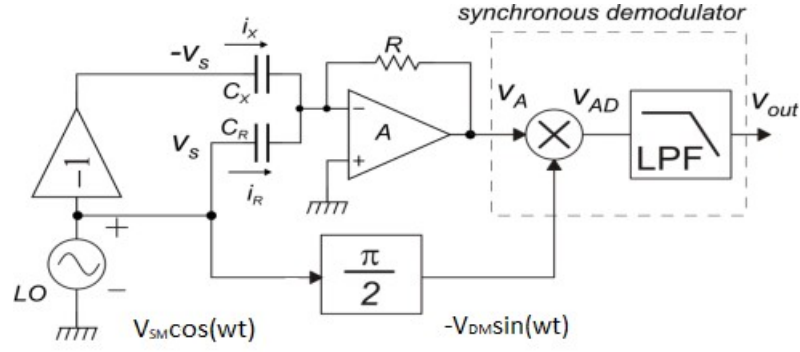
Şekil 1.4. OPAMP tabanlı TIA (<http://www.iet.unipi.it/p.bruschi>)

İdeal şartlar altında Z_A ve Z_S empedansların üzerinden akım akmamaktadır.

$$V_A = -Z \cdot i_S \quad (1.2)$$

Z saf bir resistans empedansına sahip olsaydı eşitlik (4)'de gösterildiği gibi ideal bir durum olurdu. Ancak pratikte TIA giriş empedansı ve gürültünün olduğu unutulmamalıdır.

Şekil 1.5 TIA ile senkron demodülasyon yöntemi ile ifade edilen kapasitif sensörlerde kullanılan bir modülasyon yönteminin beraber kullanılmasına örnek verilmiştir (<http://www.iet.unipi.it/p.bruschi>). TIA bu devrede analog ön yüz olarak görev yapmaktadır.

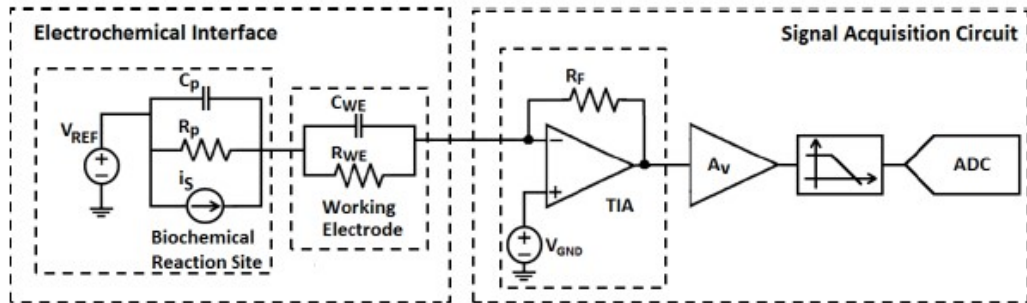


Şekil 1.5. Senkron demodulator içeren TIA tabanlı kapasitif sensör devresi (<http://www.iet.unipi.it/p.bruschi>)

Transempedans yükselteçlerin çeşitli uygulama alanları vardır. Birkaç örnek vermek gerekirse elektrokimyasal biyosensörlerde, elektrofizyoloji çiplerinde (Weerakoon ve ark., 2009 - Goldstein ve ark. 2012), nanopore ve iyon kanallı sensörlerde (Thei ve ark, 2010 - Rosenstein ve ark., 2013), elektromekanik DNA sensörlerde (Levine ve ark., 2008 – Jafari ve ark. 2012), fotodiyot uygulamalarda (Baker, 2008) kapasitif sensörlerde (Acar, 2004), CMUT’da (Kansu, 2015) kullanılır.

Transempedans yükselteçler düşük akım ön yüz devrelerinin ilk aşamasında kullanılır. TIA, sinyal-gürültü oranı (SNR) üzerinde mükemmel sistem kazancı sağlaması için gürültüye minimum düzeyde artırmak zorundadır.

Şekil 1.6.’da transempedans yükseltecin elektrokimyasal biyosensör uygulamasındaki kullanımına bir örnek verilmiştir. Görüldüğü üzere, TIA analog devrenin ilk aşamasında kullanılmaktadır. Düşük akımı gerilime çevirebilmek ve yüksek sinyal-gürültü oranı (SNR) sağlayabilmek için TIA optimize edilmiş olmalıdır (Kobayashi, 2003).

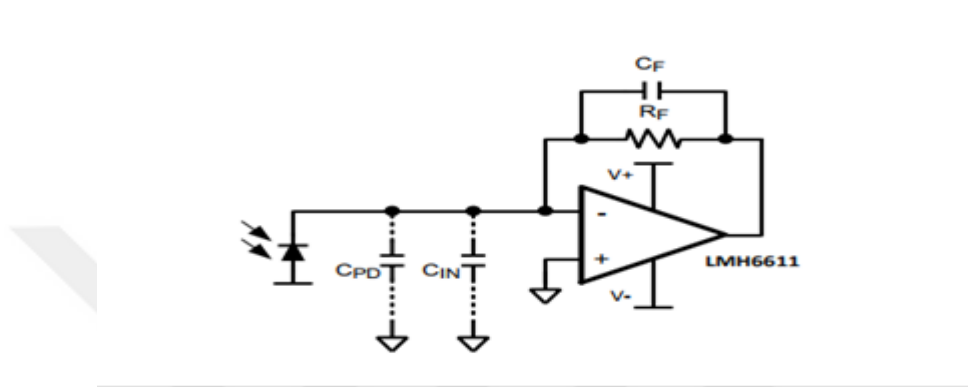


Şekil 1.6. Elektrokimyasal biyosensör blok diyagramı (Kobayashi, 2003)

Şekil 1.7’de TIA devrelerinin fotodiyot uygulamalarında kullanımına bir örnek verilmiştir (<http://www.ti.com/lit/an/snoa515a/snoa515a.pdf>). Fotodiyot devresinde ışık

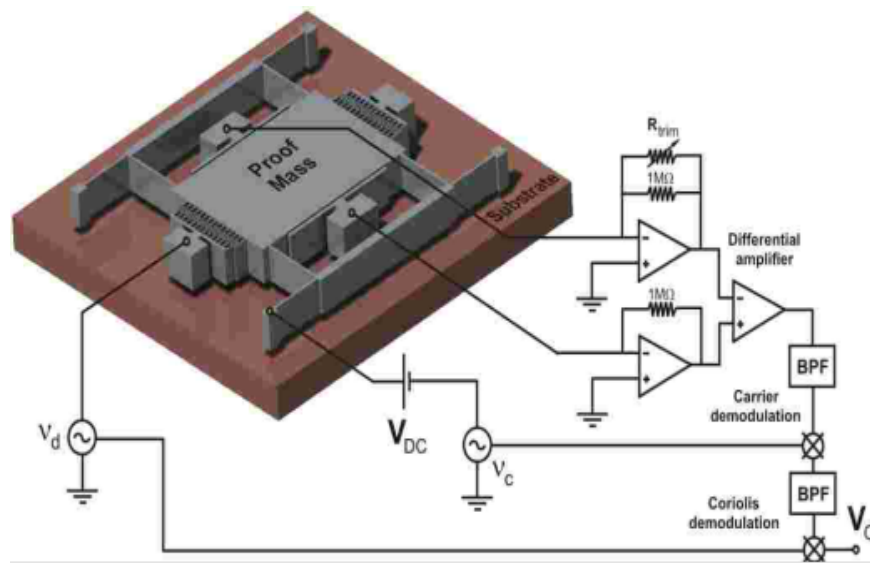
diyot ile zayıf bir akıma çevirilir. TIA analog ön yüz devresi de bu zayıf akımı gerilime çevirir.

Şekil 1.7’de gösterilen C_p parazitik kapasitördür. C_{in} ise yükseltecin girişinde ki kapasitördür. R_f ve C_f pasif elemanları TIA’nın kazanç ve kararlılık oranlarını direk olarak etkiler. Gürültü kazancının da kararlılığa etki ettiği literatürde belirtilmiştir (Mark, 2014).



Şekil 1.7. Fotodiyot modelli transempedans yükselteci (<http://www.ti.com/lit/an/snoa515a/snoa515a.pdf>)

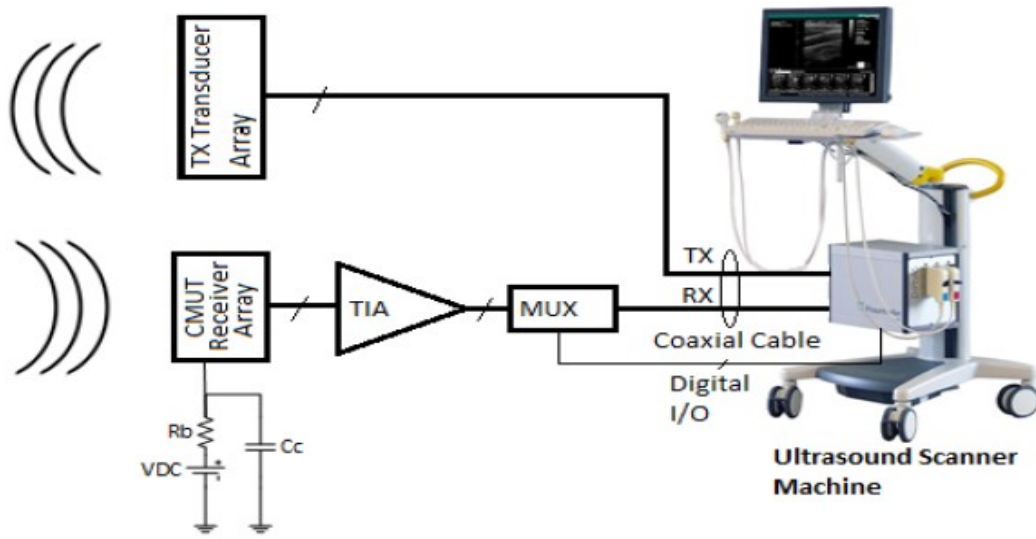
Şekil 1.8’de, TIA devresinin kapasitif jiroskop devresinde kullanımına bir örnek verilmiştir (Acar, 2004). Kapasitif jiroskoplar, dönen bir cismin açısal hız değerini sismik kütlede harekete dönüştüren ve bu hareket sayesinde kütle-elektrotlar arası kapasitansın değişimini ölçen sensörlerdir. Ölçülen kapasitans değişimi açısal hız bilgisini verir. Bu sensörler ticari ve askeri uygulamalarda kullanılmaktadır (Erişmiş, 2009) .



Şekil 1.8. Jiroskop ve Kapasitif sensörlerinde kullanımı (Acar, 2004)

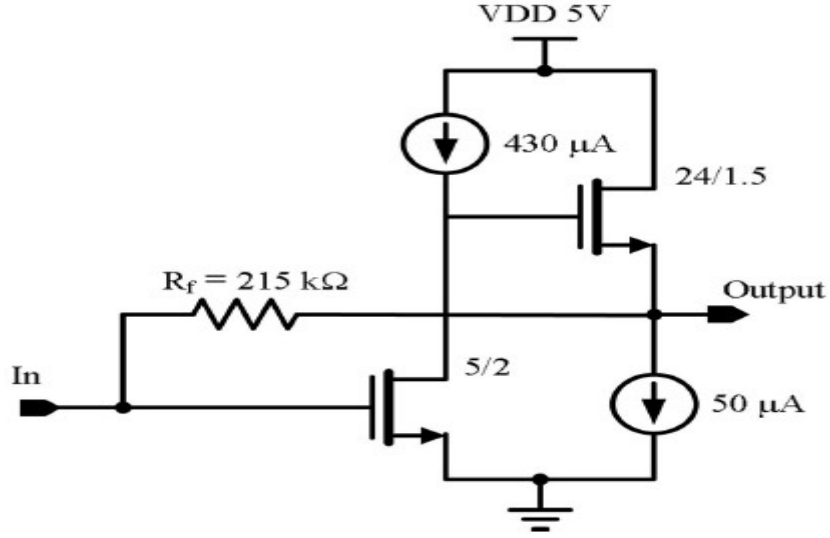
CMUT elektrik sinyallerini ultrasonik sinyallere çeviren verici ve ultrasonik sinyalleri elektrik sinyallerine çeviren alıcı aygıttır. Biri hareketli iki kapasitör plaktan oluşan bir cihazdır (Kansu, 2015).

Şekil 1.9'da ultrason görüntüleme sisteminin blok diyagramı gösterilmektedir. CMUT ile ultrasonik bilgiyi elektriğe çevirmek için analog ön yüz devresi olarak TIA'nın kullanıldığı görülmektedir (Kansu, 2015). CMUT alıcısının giriş empedansı yüksek olduğu için TIA olabildiğince CMUT dizinine yakın olmalıdır (Kansu, 2015).



Şekil 1.9. TIA'nın ultrason görüntü sisteminde kullanımı (Kansu, 2015)

TIA, CMUT'un analog ön yüz devresi olarak sensörün performansını bozmamalıdır. Bunun için geniş bantgenişliği yüksek kazanç ve düşük giriş gürültüsü önemlidir. Şekil 1.10'da görüldüğü üzere yüksek empedans değeri ile kazancı yüksek tutarak CMUT'a uygun bir TIA devresi transistör seviyesinde de tasarlanabilmektedir (Wygant ve ark., 2009).



Şekil 1.10. Transistör seviyesinde TIA (Wygant ve ark., 2009)

1.2 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında kapasitif sensörlerde TIA optimizasyonları amaçlanmıştır. Yapılacak simülasyon ve testlerin sonucunda OPAMP temelli farklı AC frekansa sahip (10 kHz -10 MHz) gürültüsü minimum, kazanç değeri yüksek olacak şekilde verimli, kullanım alanlarına göre etkin transempedans yükselteçler optimize edilecektir.

Bu amaç için 1pF, 10pF, 100pF ölçülecek kapasitör değerleri için farklı uyarım frekansına, geri besleme direncine sahip tasarımlar önce simülasyon ortamında sonra test ortamında yapılacak ve karşılaştırılacaktır. Yükselteç olarak iki farklı OPAMP kullanılması planlanmıştır. Bu OPAMP'lar LF347 ve LTC6244HV'dir. Bu OPAMP'ların birisi geniş çalışma bant aralığına sahip, kazancı yüksek ve pahalı, diğeri ise düşük kazanç oranı ancak daha ucuzdur. Bu nedenle kullanım alanlarındaki gereksinimlere göre farklı OPAMP'lar tercih nedeni olabilir.

Çalışmada iki farklı taşıyıcı sinyal kullanılmıştır. Bunlar kare dalga ve sinüs dalgadır. Aynı ayrı farklı türde AC dalgalar vererek devrenin bu giriş gerilimlerine olan tepkisi gözlemlenerek üretilmesi sinüs sinyale göre daha kolay olan kare dalga sinyalin çıkış geriliminin kullanılabilir olup olmadığı amaçlanmıştır.

LTSPICE simülasyon programı ve baskı devre (pcb) yapılarak hem sanal ortamda devre test hem de gerçek ortamda ölçümler yapılması planlanmıştır. Bu sayede gerçek ortamda kaydedilen sonuçların simülasyon ile elde edilen sonuçlarla örtüşüp örtüşmediği gözlemlenecektir. Yapılacak simülasyon ve testlerin sonucunda OPAMP temelli farklı AC frekansa sahip (10 kHz -10 MHz) gürültüsü minimum, kazanç değeri

yüksek olacak şekilde verimli, kullanım alanlarına göre etkin transempedans yükselteçler optimize edilmesi amaçlanmıştır. Farklı frekans durumlarına göre yükselteçlerin kararlılık halleri karşılaştırılarak bu testlerin her biri 1pF, 10pF, 100pF yükseltece seri olarak bağlanan kapasitans değerleri için ayrı ayrı yapılacaktır.

1.3 Tezin Yapısı

Birinci bölümde genel olarak analog önyüz devreleri, transempedans yükselteçler hakkında bilgilendirme yapılmış TIA'nın kullanım alanlarına örnekler verilerek kaynak taraması sunulmuştur.

İkinci bölümde tez hakkında gerekli olan teorik bilgilere yer verilmiştir. İyi bir analog önyüz devre tasarımının teorik altyapısının değerlendirilmesi gerekmektedir. Burada kararlılık, kazanç, gürültü, SNR gibi parametreler öne çıkmaktadır.

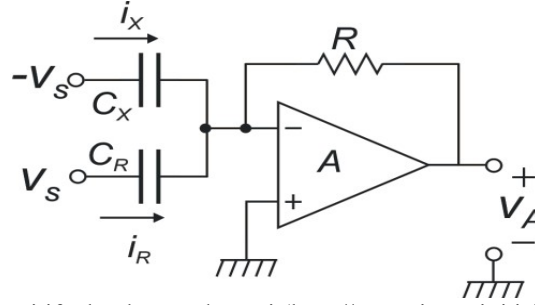
Üçüncü bölümde çalışmada kullanılan simülasyon programından ve simülasyon yönteminden bahsedilmiştir. Simülasyon programı kullanılarak gerçekleştirilen iki ayrı yükselteç için farklı frekans değerlerinde kazanç, gürültü, kazanç-gürültü oranı (SNR) değerleri bulunmuştur. Yapılan simülasyon çalışmaları adım adım gösterilerek şekiller üzerinde yorumlamalar yapılmıştır. Simülasyonda elde edilen sonuçlar frekans düzlemine aktarılarak 1pF, 10pF , 100pF değerleri için çıkarımlar gösterilmiştir. Buna ek olarak giriş gerilimler sinüs ve kare dalga olarak verilip çeşitli sonuçlar gözlemlenmiştir.

Dördüncü bölümde ise gürültü analizi hariç simülasyonda yapılan tüm çalışmalar pcb devreler üzerinde gerçekleşip sonuçları raporlanmıştır.

Beşinci bölümde simülasyon ve deney ortamında yapılan çalışmalar kıyaslanarak kazanç, gürültü, SNR hakkında optimizasyon çalışmaları yorumlanmıştır. Ayrıca gelecek çalışmalar için önerilerde bulunulmuştur.

2. TEORİK ALTYAPI

Kapasitif tabanlı genel bir TIA devresi Şekil 2.1 de gösterilmiştir. (<http://www.iet.unipi.it/p.bruschi>)



Şekil 2.1:Kapasitif tabanlı TIA devresi (<http://www.iet.unipi.it/p.bruschi>)

Sensör C_X ve C_R olarak adlandırılmış iki kapasitörden oluşmuştur. TIA'nın okuduğu sinyal, bu iki kapasitans arasındaki değişime bağlı olarak oluşur. Şekil 2.2'de gösterilen i_s akım değeri formülize edilirse;

Gerilimin sinüsoidal formu;

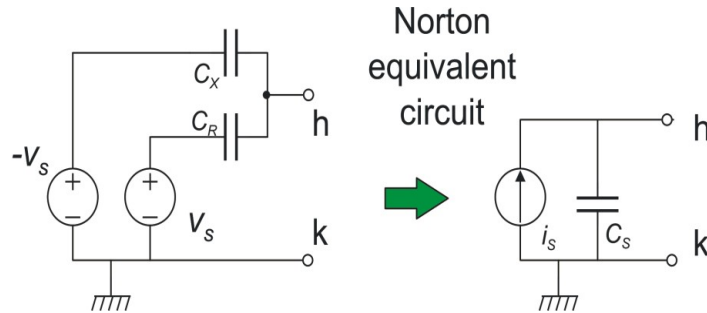
$$V_s(t) = V_{SM} \cos(\omega_s t) \quad (2.1)$$

$$i_s(t) = C_R \frac{dv_s}{dt} - C_X \frac{dv_s}{dt} = (C_X - C_R) V_{SM} \omega_s \sin(\omega_s t) \quad (2.2)$$

$$\Delta C = C_X - C_R \quad (2.3)$$

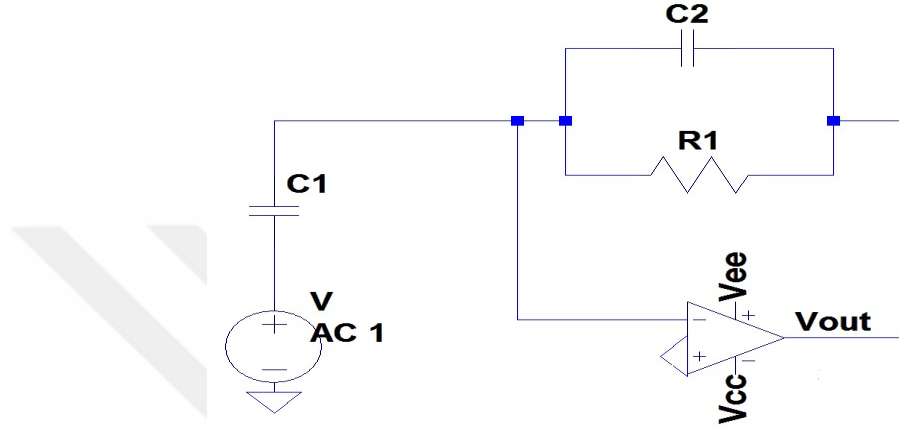
İdeal TIA giriş durumuna göre çıkış gerilimi denklik (2.4)' deki gibi hesaplanır.

$$v_A = -R \cdot i_s(t) = -\Delta C(t) \cdot R V_{SM} \omega_s \sin(\omega_s t) \quad (2.4)$$



Şekil 2.2. Kapasitif sensöre ait norton eşitlik devresi (<http://www.iet.unipi.it/p.bruschi>)

Bu tez kapsamında kapasitif ölçüm devresi olarak kullanılan TIA akım-gerilim çeviricisi Şekil 2.3’de gösterilmiştir. Şekil 2.1’den farklı olarak bu devrede referans kapasitör bulunmayıp, ölçülecek kapasitör bir tanedir. Bu durum sensör performansı ile alakalı olup TIA optimizasyonunu önemli ölçüde etkilememektedir. Burada V giriş AC sinyaldir. C1 ölçülecek kapasitörü göstermektedir. R1 transempedans kazanç için gerekli olan direnç, C2 ise kararlılık için kullanılan küçük kapasitördür.



Şekil 2.3 : Test ve simülasyonlarda kullanılan kapasitif ölçüm devresi

Aşağıda alt bölümlerde detayları verilen parametreler Şekil 2.3’de gösterilen bu devre için değerlendirilmiştir.

2.1 Kazanç

Transempedans kazancı, çıkış geriliminin giriş akım değerine oranı genel TIA devreleri için kazancı verir ve (2.5)’te ifade edilmiştir.

$$K_T = dV_{out}/dI_{in} \quad (2.5)$$

Bu oran giriş akımı için ne kadarlık bir gerilim üretildiğini verir (Kansu, 2015). Ancak tezde yer alan kapasitif sensör de giriş akım değerinin ölçülmesi pratikte kolay olmadığı için Şekil 2.3’deki devre kullanılarak hem simülasyon hem de test çalışmalarında transempedans kazancını çıkış geriliminin giriş sinyale oranı olarak alınmıştır.

Bu durumda Şekil 2.3’teki devre için kazanç (C2’nin etkisi ihmal edilirse)

$$K = |V_{out}/V_{ac}| = C1.R1.w \quad (2.6)$$

olur. (2.6)'dan görüleceği üzere, TIA kazancı girişe uygulanan uyartım sinyalinin frekansı ile artmaktadır. Ancak bu artış kullanılan OPAMP'ın kazanç-bant-çarpımı değerine bağlı olarak belli bir frekanstan sonra duracak ve kazanç düşmeye başlayacaktır.

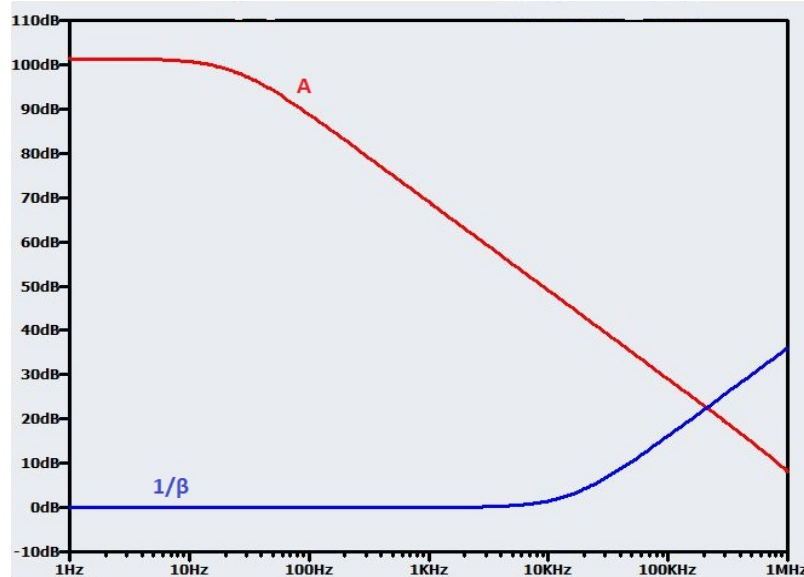
Kazancın R1 geri besleme direnci ile de arttığı görülmektedir. Yine bu artış kullanılan OPAMP'ın kazanç-bant-çarpımının izin verdiği ölçüde devam edecek sonra azalmaya başlayacaktır.

Şekil 2.3'de gösterilen devrede C1 kapasitansı ve R1 direnci kazanca doğrudan etki etmektedir. C2 kapasitansı da kararlılık ve gürültünün optimizasyonunun yapılmasının yanı sıra kazanç oranına etkisi vardır.

2.2 Kararlılık

Devrenin kararsızlığı kontrol etmek için devrenin açık çevrim gerilim yükseltme oranı (A) ve geribesleme oranı ($1/\beta$) aynı Bode diyagramında çizilir ve kesişimlerine bakılır. Eğer kesişimlerinde 40dB/dec ve üzeri eğim farkı varsa kararsızlık riski vardır. Eğer 20dB/dec eğim farkı varsa devre kararlı olur (<https://www.allaboutcircuits.com>).

Şekil 2.4'de kararsızlık riski olan bir durum görülmektedir.



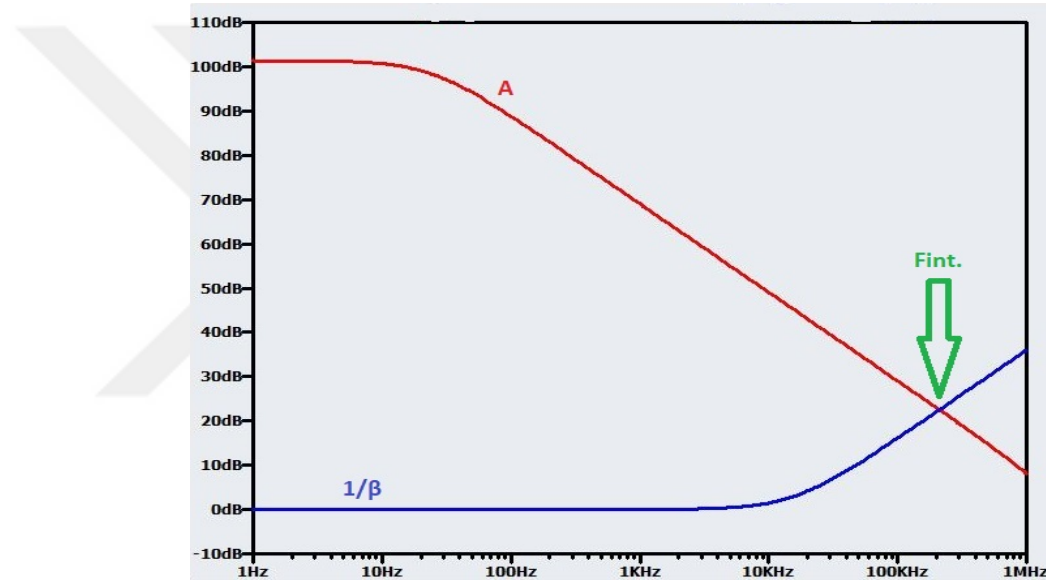
Şekil 2.4. Kararsızlık riski bulunan devresi için A-($1/\beta$) grafiği (<https://www.allaboutcircuits.com>)

Devrenin kararlılığının sağlanması için R1 direncine paralel küçük bir kapasitörün devreye bağlanması gerekmektedir (Texas Instruments, 2001). Ancak bu kapasitör gereğinden büyük olursa kazanç kaybına neden olur.

Bu nedenle C2 kapasitör değerinin en uygun değerde seçilmesi gerekmektedir. C2 değerinin seçilmesi için kullanılan formül aşağıda (2.7)'de (<https://www.allaboutcircuits.com>) belirtilmiştir.

$$C2 = 1 / (2\pi R1 F_{int}) \quad (2.7)$$

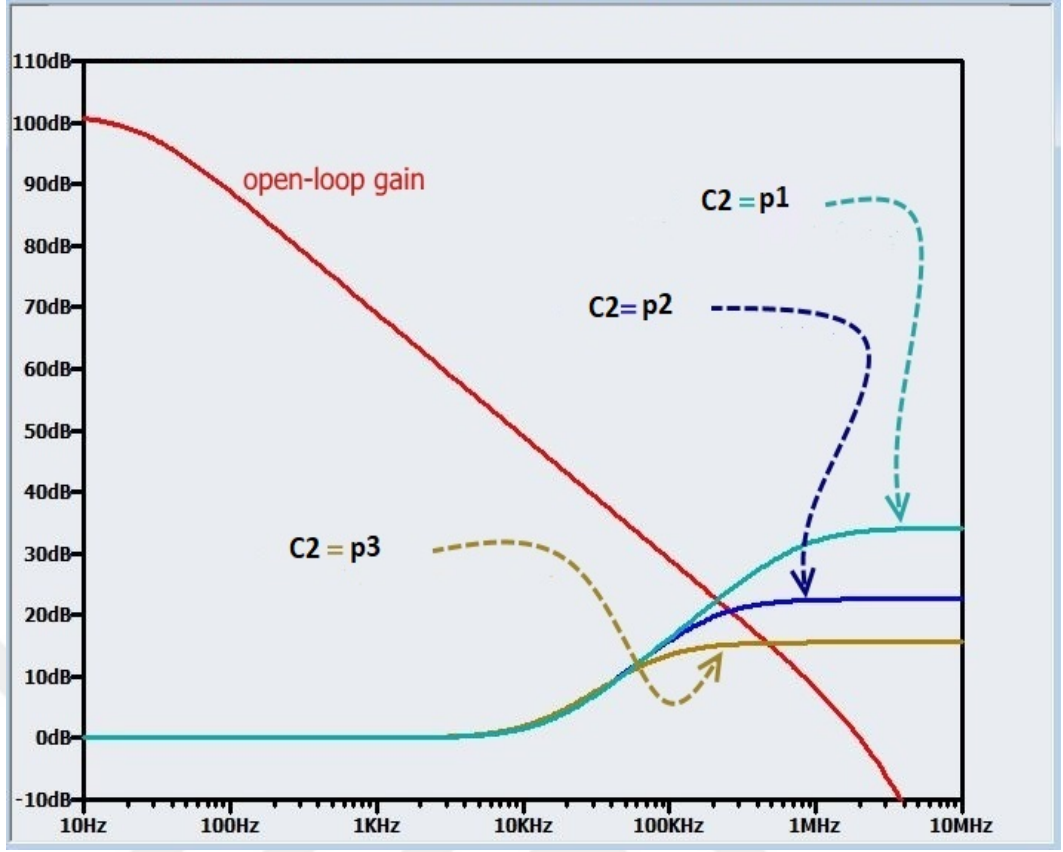
C2 değerinin bulunması için öncelikle devreden C2 elemanı silinir. Bu haldeyken devre simülasyonu yapılır. Kazanç değeri A ve $(1/\beta)$ Şekilleri çizdirilir. Bu iki grafiğin kesiştiği nokta F_{int} frekans değeri (Şekil 2.5.) bulunur. Daha sonra formülde belirtilen R1 elemanları yerleştirilerek C2 kondansatörünün değeri bulunmuş olur.



Şekil 2.5. A ve $(1/\beta)$ grafiklerinde F_{int} noktasının gösterimi (<https://www.allaboutcircuits.com>)

C2 kapasitansı gereğinden büyük olduğunda TIA'nın kararlılığı fazla ancak çalışma kazancı bastırılmış, daha küçük olduğunda kararsızlık tehlikesi yüksek ancak kazancı bastırılmamış olur. Şekil 2.6'da C2 kapasitansının $p1 < p2 < p3$ değerleri için durumlar gösterilmiştir. (<https://www.allaboutcircuits.com>)

Görüldüğü gibi $p3$ kapasitans değerine sahip TIA devresinde grafikler arasında 20dB/dec ya da daha az eğim farkı olduğu için daha kararlı iken $p1$ kapasitans değerine sahip TIA devresinde grafikler arasında 40dB/dec ve üzeri eğim farkı olduğu için kararsızlık riski vardır.



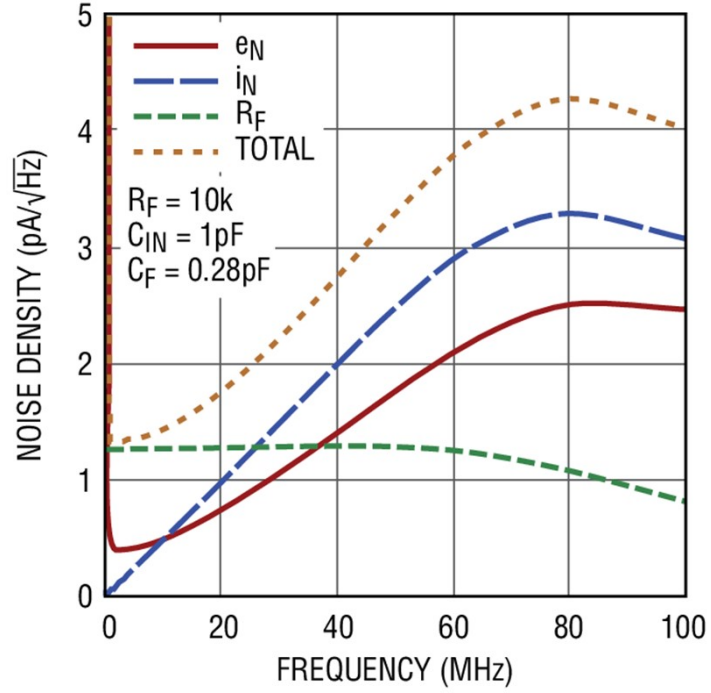
Şekil 2.6. Farklı kapasitans değerlerindeki C2 için A ve $(1/\beta)$ grafik gösterimi (<https://www.allaboutcircuits.com>)

2.3. Gürültü

Transimpedans yükselteçlerin çıkışındaki gürültü miktarı TIA tasarımı için önemli etmenlerden biridir. Transimpedans yükselteç, yüksek alıcı duyarlılığının elde edilebilmesi için, alınan sinyale mümkün olduğunca az gürültü eklemek zorundadır.

Şekil 2.7'de tipik bir TIA'nın gürültü komponentlerini ve bunların toplam gürültüye katkıları gösterilmiştir (<http://www.analog.com/en/technical-articles/transimpedance-amplifier-noise-considerations.html>).

Temel olarak gürültü, kullanılan OPAMP'ın akım ve gerilim gürültüleri ile kullanılan geri besleme direncin termal gürültüsünün toplamıdır. OPAMP'ın gürültü etkileri frekans ile artmakta ancak geri besleme direncinin gürültü etkisi frekans ile sabit kalmaktadır. OPAMP'ın kazanç-bant-çarpımının etkisi ile belli bir frekanstan sonra tüm gürültüler azalmaktadır. Toplam gürültü de bu üç komponentin toplamının etkisi ile frekans ile yükselme eğiliminde sonra da düşmektedir. Bu gürültülerin dışında her komponentin anten etkisi yapıp dışarıdan da gürültü kapıldığı unutulmamalıdır.



Şekil 2.7. TIA'nın gürültü komponentlerini ve bunların toplam gürültüye katkıları
<http://www.analog.com/en/technical-articles/transimpedance-amplifier-noise-considerations.html>

Gürültü komponentlerinin etki oranı ve bu etki oranlarının optimizasyonu önemli bir parametredir. LTSPICE gibi simülasyon ortamında farklı gürültü etkenlerinin etkileri gözlemlenip optimizasyon yapılabilir. Teorik olarak gürültü komponentleri bulunup buna göre de optimizasyon olabilir. Genel olarak komponentlerin hangi parametreler ile değişeceğini belirlemek optimizasyonu kolaylaştıracaktır (Hasnain, 2002).

2.4. Kazanç-Gürültü-Oranı

Kazanç ifadesi çıkış sinyalin giriş sinyaline oranı olarak ifade edildiğinden, girişteki sinyalin genliğinin sabit kabul edilmesi ile bu oran aynı zamanda Sinyal-Gürültü-Oranı (SNR) olarak da kabul edilebilir. SNR değerinin yüksek olması sensör hassasiyetini ya da kapasitif sensörler için ölçülebilecek en düşük kapasitans değerini geliştireceği için önemli bir tasarım ve optimizasyon parametresidir.

R_1 direncinin artırılması (2.6)'dan görüleceği üzere kazanç değerini arttıracaktır. Ancak, R_1 'in artırılması gürültüyü de arttırmaktadır. Bundan dolayı SNR için optimizasyonun dikkatli yapılması gerekmektedir.

(Margan ve ark., 2006)'ın detaylandığı üzere OPAMP'ın akım ve gerilim gürültüleri TIA'nın gürültü kazancı ile arttırılmakta ve bu gürültü kazancı evirmeyen bir yükselteç gibi davranmaktadır. Bu durumda düşük R_1 değerlerinde gürültü kazancı 1'e yakın olup OPAMP'ın akım ve gerilim gürültü komponentlerinin kendileri toplam gürültüyü oluşturacaktır. R_1 arttığında gürültü kazancı yaklaşık olarak R_1 ile orantılı olacaktır (evirmeyen kazançtaki 1 ifadesi ihmal edilmeye başlandığı zaman). Genel olarak R_1 arttıkça toplam gürültü de artacaktır.

Bu durumda, kazancın da R_1 ile arttığı göz önüne alınırsa, SNR değeri R_1 'in düşük olduğu değerlerde OPAMP'ın kendi gürültü komponentlerinin direk etkisi ile düşük olacak, R_1 arttıkça hem kazanç hem de gürültü artacak, ancak SNR da artacaktır. Belli bir R_1 değerinden sonra SNR'ın sabitlenmesi beklenecektir (evirmeyen kazançtaki 1 ifadesinin ihmal edilmeye başlaması ile).

Görüldüğü üzere SNR optimizasyonu dikkatli bir süreç gerektirmektedir. Ayrıca, devrelerin anten görev görüp dış gürültüleri de kapmaları nedeniyle, SNR'ın yüksek olması için kazancın da yüksek olması değerlendirilmelidir.

3. SİMÜLASYONLAR

LF347 ve LTC6244HV'nin kullanıldığı simülasyon çalışmalarında 1pF, 10pF, 100pF için kapasitans değerleri için kararlılık, kazanç, gürültü ve kazanç gürültü oranı (SNR) için testler yapılmıştır. Bölüm 3.1 simülasyon yöntemi ve yapılan testlerin ayrıntısı verilmiştir. Bölüm 3.2'de her bir kapasitans değeri için (1pF, 10pF, 100pF) test sonuçları verilmiştir. Bölüm 3.3'de giriş gerilimi olarak sinüs dalga ve kare dalga için karşılaştırma ve sonuçlar belirtilmiştir. Bölüm 3.4'de simülasyon sonuçlarının genel değerlendirmesi yapılmıştır.

3.1 Simülasyon Yöntemi

Simülasyonlar için LTSPICE programı kullanılmıştır. Giriş gerilimi olarak kare ve sinüs dalgalar TIA devresine uygulanmıştır. Kurulan her bir devre için transient analiz yapılarak devrenin düzgün çalışıp çalışmadığı kontrol edilmiştir. AC analiz yapılarak çıkış geriliminin kazancı gözlemlenmiştir. Çıkış geriliminde elde edilen grafiğe göre aşırı sivrilme ya da yayvanlaşma şekillerine göre C2 kapasitör değerini değiştirilerek en ideal grafiği yakalamaya çalışılmıştır.

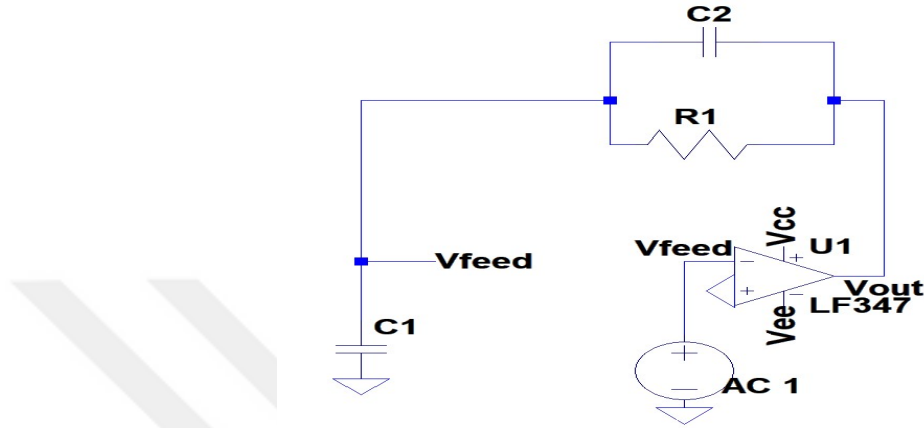
C1 ve R1 komponentlerine denk gelen en uygun C2 kapasitörünü saptadıktan sonra giriş kapasitansını eksi, artı % 10 değiştiren değişken kapasitör ile transient analiz yaparak devrenin düzgün çalışıp çalışmadığı incelenmiştir. Devre düzgün çalıştığı gözlemlendikten sonra devrenin gürültü, kazanç ve SNR testleri yapılmıştır.

Kapasitans ölçüm gürültüsü bulunurken giriş kapasitans değeri değiştirilerek çıkış kazancı not edilmiş, kapasitans ölçüm gürültüsü bulunacak frekans aralığında ki maksimum kazançtaki gürültü ile orantılanıp minimum gürültü değeri bulunmuştur. Kazancın büyük olduğu durumlarda OPAMP'ın doyuma girme riski olduğundan giriş sinyalinin genliği azaltılmıştır. Kapasitans ölçüm gürültüsü optimizasyonu için kapasitif ölçüm devresinin şekli de önem arzettiğinden daha detaylı optimizasyon çalışmalarına girilmemiştir.

3.1.1 Kararlılık

Simülasyonlar belirli C1 ve R1 değerleri için yapılmıştır. Yani 1pF, 10pF, 100pF için ayrıca 1 kΩ, 10 kΩ, 100 kΩ, 1 MΩ, 10 MΩ, 100 MΩ R1 empedans değerleri ile

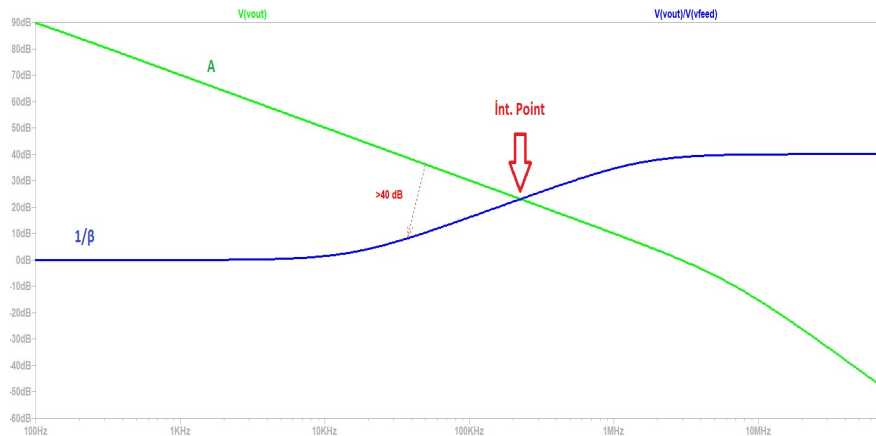
testler gerçekleştirilmiştir. Her bir durumda transient analizini yaparak devrenin düzgün çalışıp çalışmadığını kontrol edilmiştir. Devrenin kararsızlığı kontrol etmek için devrenin açık çevrim gerilim yükseltme oranı (A) ve geribesleme oranı ($1/\beta$) aynı Bode diyagramında çizdirilir ve kesişimlerine bakılır. Bu diyagramı çizdirebilmek için devrenin modifiye edilmesi gerekmektedir. (www.allaboutcircuits.com) Şekil 3.1’de bode diyagramının çizdirilebilmesi için kullanılan TIA devresi gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Kararlılık testi için modifiye edilmiş TIA devresi

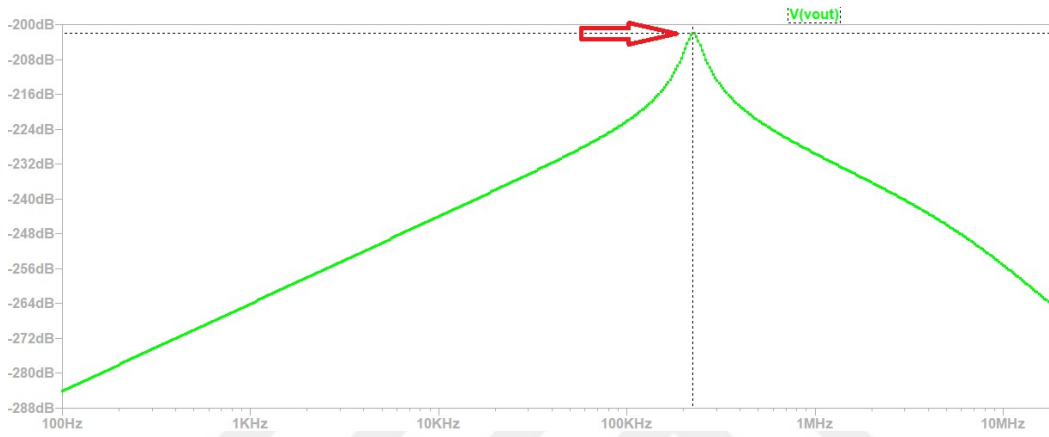
Şekil 3.1’de görüldüğü gibi giriş gerilimi topraklanmış, OPAMP’ın eviren ucundaki bağlantı koparılarak AC kaynağına bağlanmıştır. Kopan nokta V_{feed} gerilim noktasıdır. Komponentlere gerekli değerler verildikten sonra devre AC analiz yapılmak üzere çalıştırılmıştır.

Şekil 3.2’de kararsızlık riski olan bir durum görülmektedir. Devrenin kararlılığının sağlanması için $R1$ direncine paralel küçük bir kapasitörün ($C2$) devreye bağlanması gerekmektedir. Ancak bu kapasitör gereğinden büyük olursa kazanç kaybına neden olur. Aksi durumda Şekil 3.2’de görüldüğü gibi devre kararsızlığa gidebilir.



Şekil 3.2. Kompanse edilmemiş TIA devresi için A -($1/\beta$) grafiği

Şekil 3.3’de kararsız durumda ki TIA devresine ait AC analiz çıkış gerilim grafiği gösterilmiştir. Yüksek kazanç durumu çok dar frekans aralığında olduğu gözükmemektedir. Bu durumdaki devrenin osilasyona girme ihtimali çok yüksektir. Dar bir frekans aralığında da olsa yüksek kazançta çalışma durumu olabilir, ancak devre için riskli bir durumdur. Yapılan simülasyon çalışmalarına göre tepe noktasının sivrileşmesi devrenin kararsızlığa gittiğini ortaya çıkarmıştır.

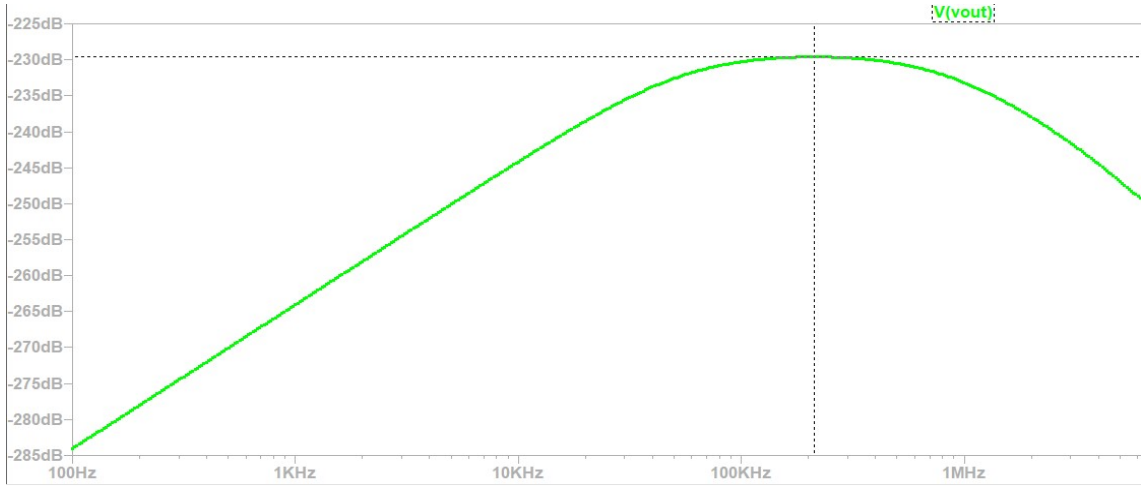


Şekil 3.3. Kararsız durumdaki TIA devresi AC analiz çıkış gerilim grafiği

Devrenin kararlı hale getirilebilmesi ve gürültünün azaltılması için OPAMP’a paralel C2 kapasitörü konular (Texas Instruments, 2001). Bu durumda yüksek kazanç bölgesindeki sivrilik bastırılır. C2’nin fazla büyük olması durumunda bastırma yayvanlaşmaya dönüşür.

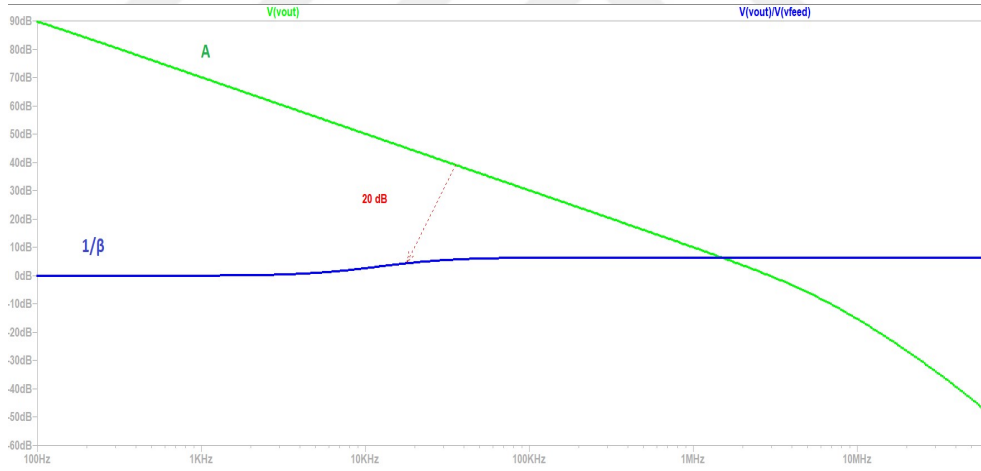
Şekil 3.4’de görüldüğü gibi devre en yüksek kazanç durumuna ulaştıktan sonra frekans kazanç miktarını belli bir frekans aralığı boyunca korumaktadır. Bu halde kararlılık yönünden avantajlı gibi gözükse de optimize edilmiş TIA ile kıyaslandığında maksimum kazanç miktarı düşmektedir. Bu durum kazanç endişesi duymayan ancak kararlılığın daha sağlam olması zorunlu olduğu durumlarda kullanılabilir. Ancak kazancın devrenin kararlılık durumunun izin verdiği en optimize durumlarda kullanmak TIA’lardan beklenilir.

Yapılan simülasyon çalışmalarına göre çıkış grafiğindeki tepe noktasının gereğinden fazla yayvanlaştığında TIA devresinin kazanç kaybına uğradığını göstermektedir.



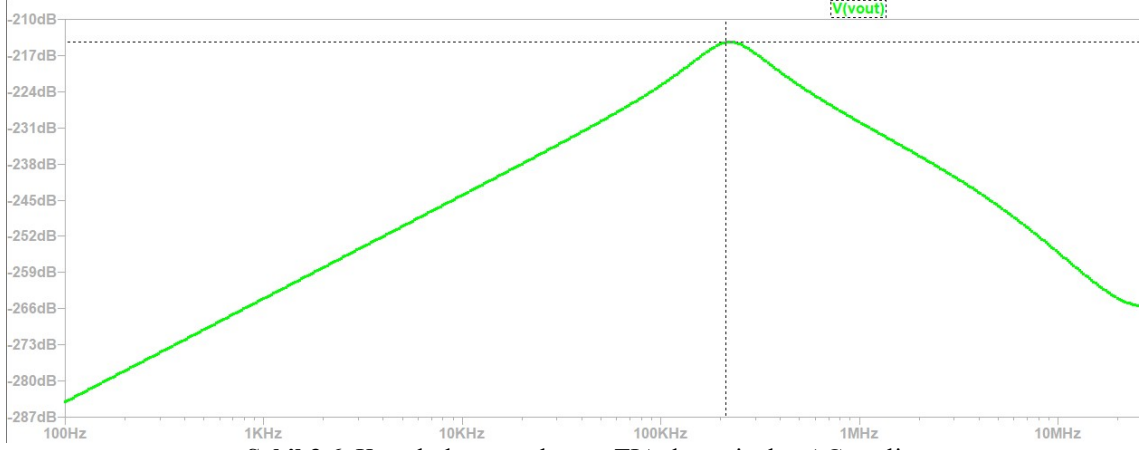
Şekil 3.4. Kararlı durumda ancak, C2 kapasitörünün büyük seçilmesiyle kazanç kaybına uğramış TIA devresi çıkış gerilim grafiği

TIA devresinde R1 direncine paralel uygun büyüklükteki C2 kapasitörüyle kompanse edildikten sonra Şekil 3.5’de ki kararlı durumdaki $A-(1/\beta)$ grafiği elde edilmiştir. Görüldüğü üzere A ve $(1/\beta)$ Şekilleri arasındaki miktar kararlılık şartı olan 40 dB’den az olduğu görülmektedir.



Şekil 3.5. C2 eklenerek kompanse edilmiş kararlı durumdaki TIA devresinin $A-(1/\beta)$ grafiği

TIA devresinde kararlılık sağlandıktan sonra AC analiz yaparak çıkış gerilimi görülebilir. Optimize bir C2 kullanıldığında TIA devresinin çıkış grafiği incelendiğinde grafiğin tepe noktası ne çok yayvan ne de sivri halde olur. Şekil 3.6’da ideal kararlı durumdaki TIA devresine ait çıkış grafiği verilmiştir.

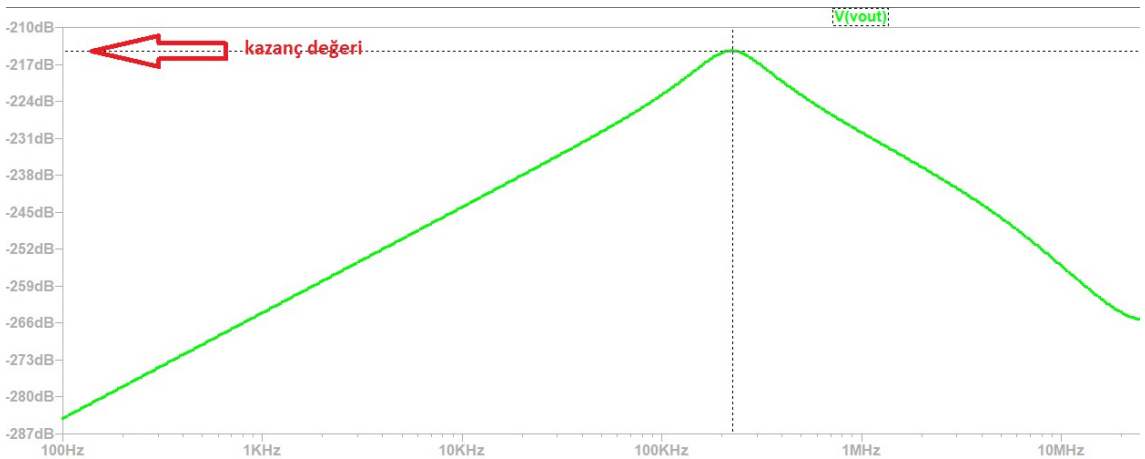


Şekil 3.6. Kararlı duruma ulaşılmış TIA devresi çıkış AC analiz sonucu

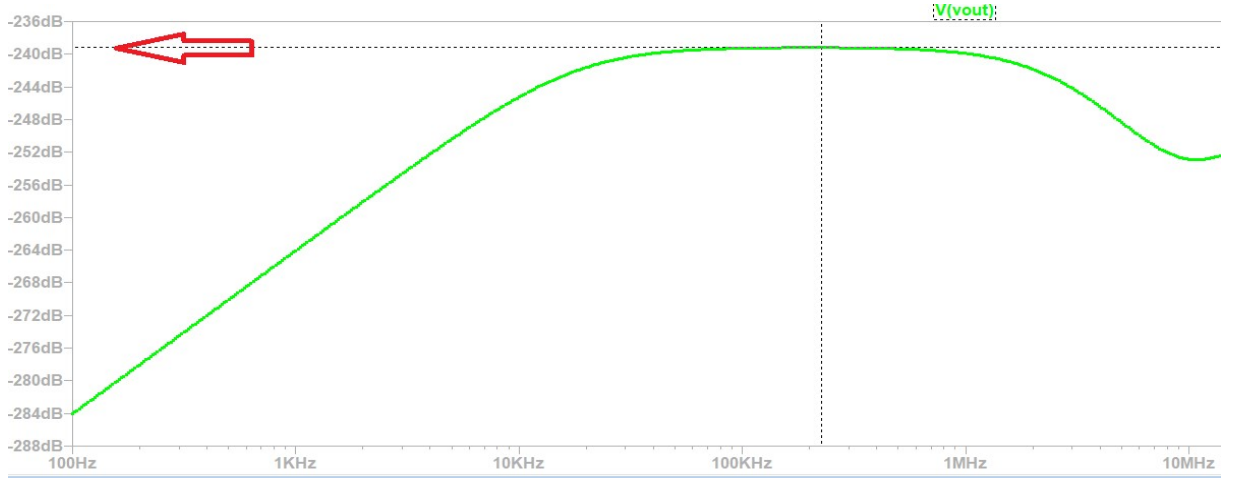
3.1.2 Kazanç

Simülasyonlar 1pF, 10pF, 100pF C1 kapasitörleri ve ayrı ayrı R1 1 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω , 1 M Ω , 10 M Ω , 100 M Ω R1 empedans değerleri ile gerçekleştirilmiştir. Öncelikle her bir durum için TIA devresini en uygun kararlılığa sahip C2 komponenti bulunarak kazanç testleri gerçekleştirilmiştir. Kararlılık testinde bahsedildiği gibi kazanç ve kararlılık arasında ters orantılı bir durum söz konusudur. C2 değeri elde edildikten sonra devreye transient analizi yapılarak devrenin düzgün çalışıp çalışmadığı tekrar gözden geçirilmektedir.

Şekil 3.7 ve Şekil 3.8'de görüldüğü gibi C2 kapasitör değeri gereğinden büyük seçilirse kazanç kaybı olmaktadır.

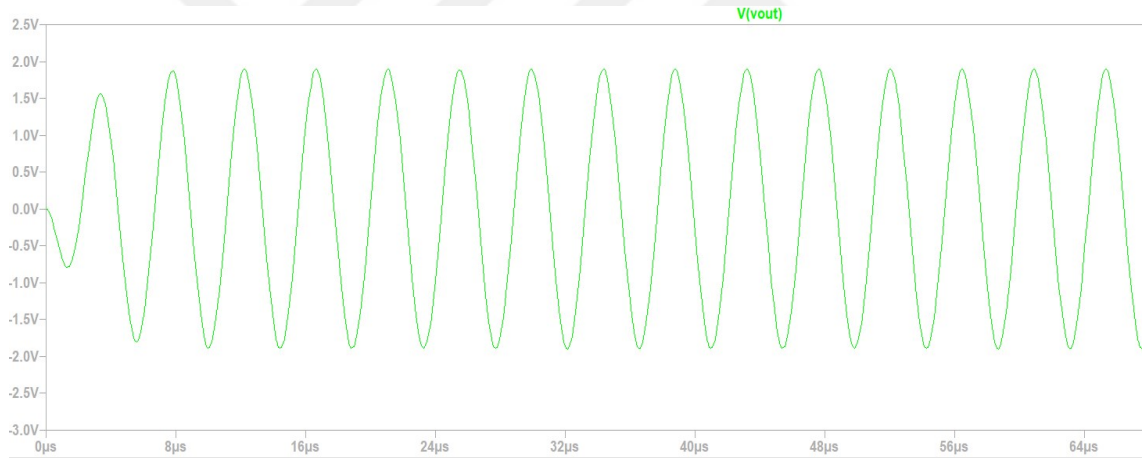


Şekil 3.7. Optimum durumda kararlı duruma ulaşılmış TIA devresi çıkış grafiği



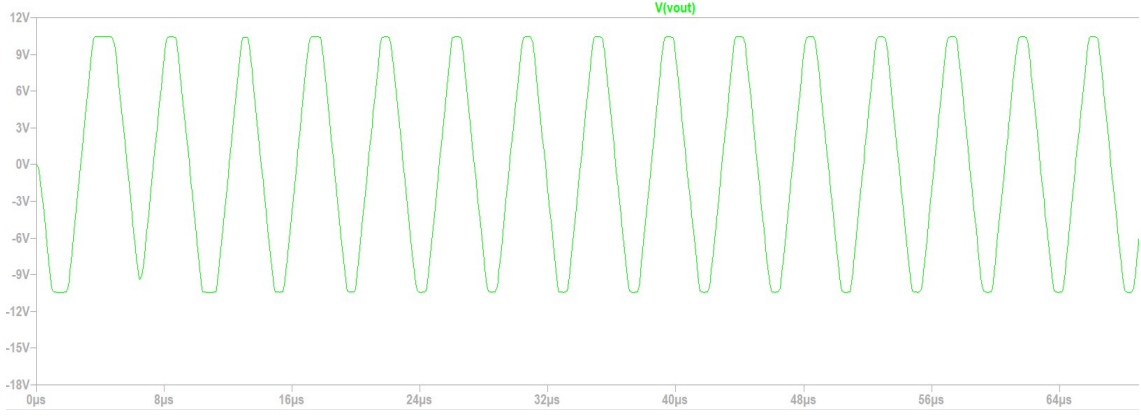
Şekil 3.8. Kazanç kaybına uğramış TIA devresi

Şekil 3.9’da 100 mV sinyal gerilimi verilmiş örnek bir TIA devresinin gerçek zamanlı çıkış grafiği gösterilmiştir. Görüldüğü üzere verilen sinüs sinyaline karşılık olarak alınan çıkış sinüs sinyalinde herhangi bir bozulma yoktur.



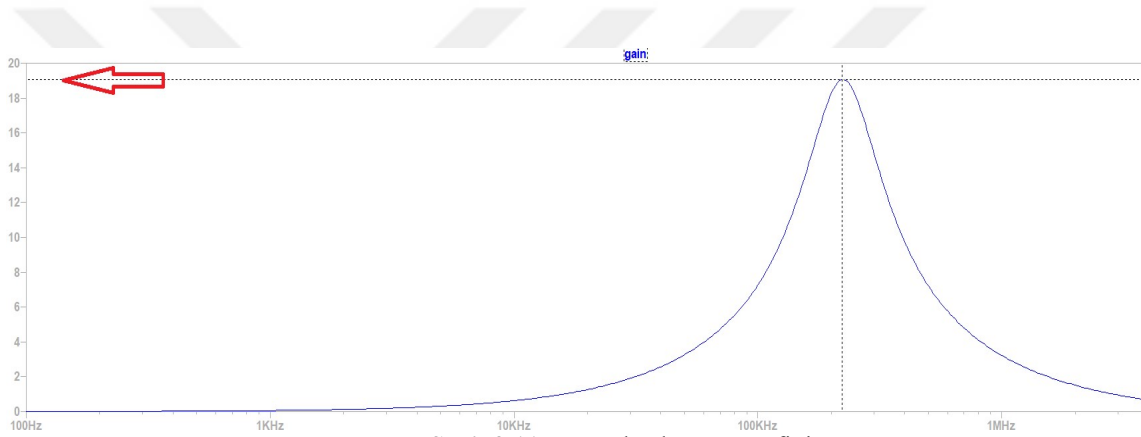
Şekil 3.9. Transient testi yapılmış TIA devresi

Devrenin osilosyana girip girmediği veya yükseltecin besleme gerilimini aşacak bir giriş sinyali olup olmadığı da transient analizde ortaya çıkar. Şekil 3.10’da doyuma ulaşmış bir TIA devresinin gerçek zamanlı çıkış grafiği verilmiştir.



Şekil 3.10. Doyuma ulaşmış TIA devresinin transient analiz grafiği

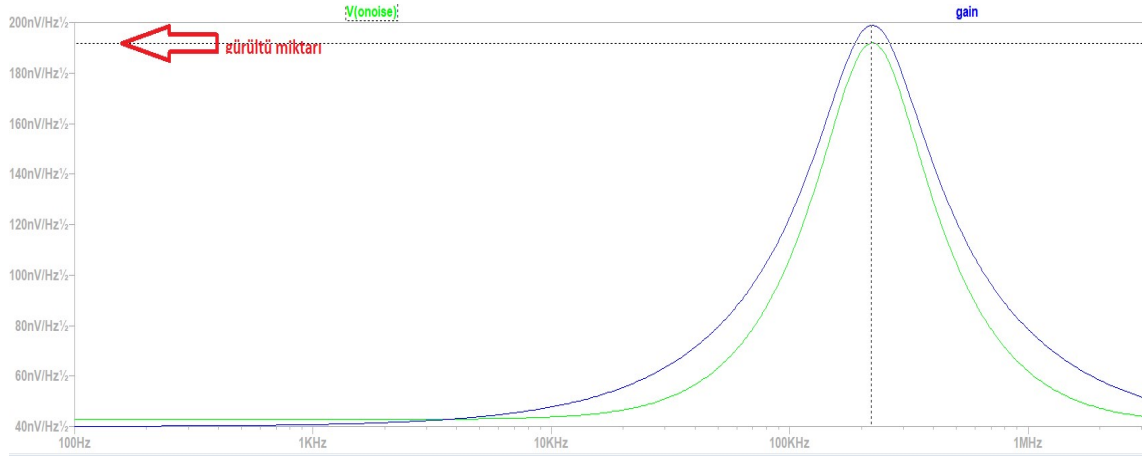
Şekil 3.11’de 19 kat kazanç sağlayan TIA’ya ait şekil verilmiştir. Yukarıdaki örneklerde kazançlar dB cinsinden verilmiştir.



Şekil 3.11. TIA çıkış kazanç grafiği

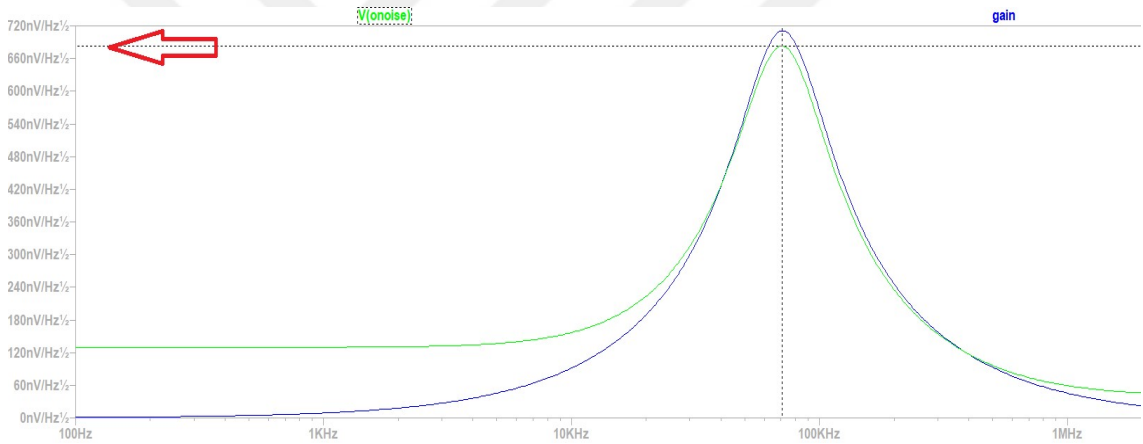
3.1.3. Gürültü

Transimpedans yükselteç, yüksek alıcı duyarlılığının elde edilebilmesi için, alınan sinyale mümkün olduğunca az gürültü eklemek zorundadır. Devredeki dirençlerin gürültüyü artırıcı etkisinin olduğu bilinmektedir. LTSPICE programında gürültü analizi yapılabilmektedir. Şekil 3.12’ de verilen LF347 yükselteci kullanılarak $C1=100\text{pF}$, $R1=100\text{K}\Omega$ ve $C2=7,5\text{ pF}$ için kazanç ve gürültü grafiğidir.



Şekil 3.12. LF347 OPAMPı için $C1=100\text{pF}$, $R1=100\text{K}\Omega$ ve $C2=7,5\text{ pF}$ kazanç ve gürültü şekilleri

Şekil 3.13’de verilen $C1=100\text{pF}$, $R1=1\text{M}\Omega$ ve $C2=2,2\text{ pF}$ için kazanç ve gürültü grafiğidir.

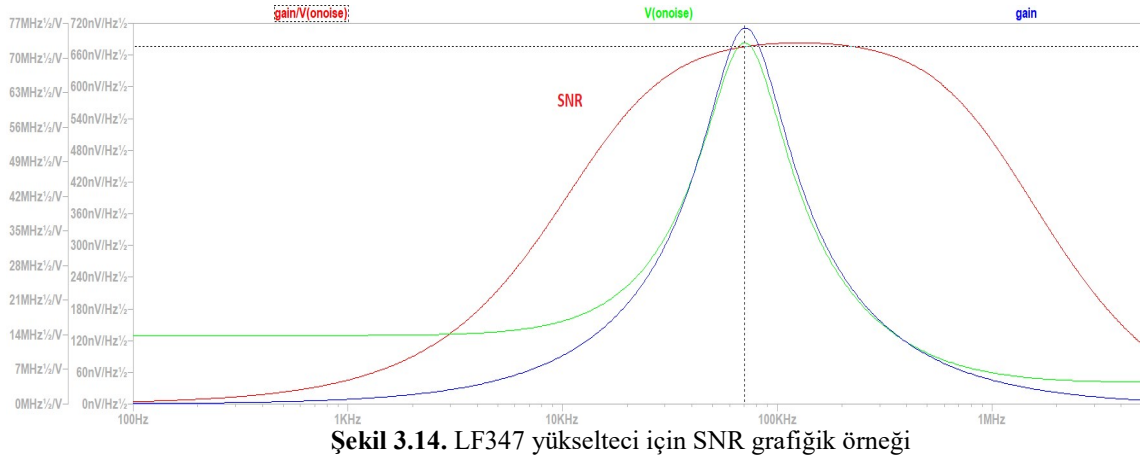


Şekil 3.13. LF347 OPAMPı için $C1=100\text{pF}$, $R1=1\text{M}\Omega$ ve $C2=2,2\text{ pF}$ kazanç ve gürültü şekilleri

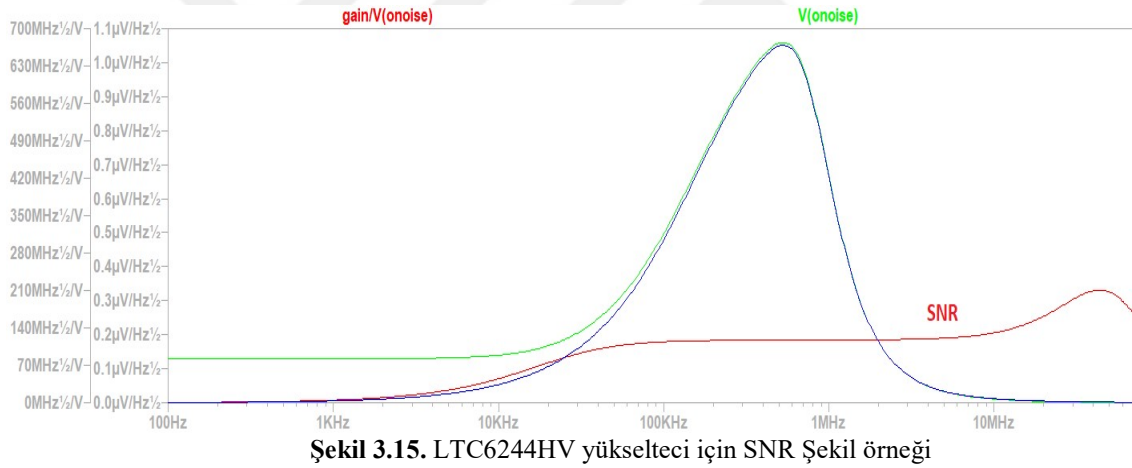
$R1$ direnci artırıldığında görülmektedir ki gürültü miktarı artmaktadır. Bununla birlikte TIA'nın etkin olarak çalıştığı frekans aralığı da kazanç ile birlikte değişmektedir. Gürültü oranının çalışma alanlarına göre kompanzasyonu önem teşkil ettiği görülmektedir.

3.1.4. Kazanç-Gürültü-Oranı (SNR)

Kazanç-gürültü oranı devrenin sağlıklı ve verimli çalıştığını gösteren en önemli göstergelerden biridir. SNR grafiğini elde ederken simülasyon programında ayrı ayrı kazanç ve gürültü şekilleri elde edilmektedir. Daha sonra anlık frekans adımlarında kazanç oranının gürültü oranına bölünmesiyle SNR grafiği elde edilmektedir.



Şekil 3.14 ve şekil 3.1.5’de görüldüğü gibi SNR oranı bazen kazançla benzer oranda aynı büyüklükte ve benzer frekans aralığında olabiliyorken, bazen de farklı büyüklüklerde farklı frekans aralıklarında olabilmektedir.



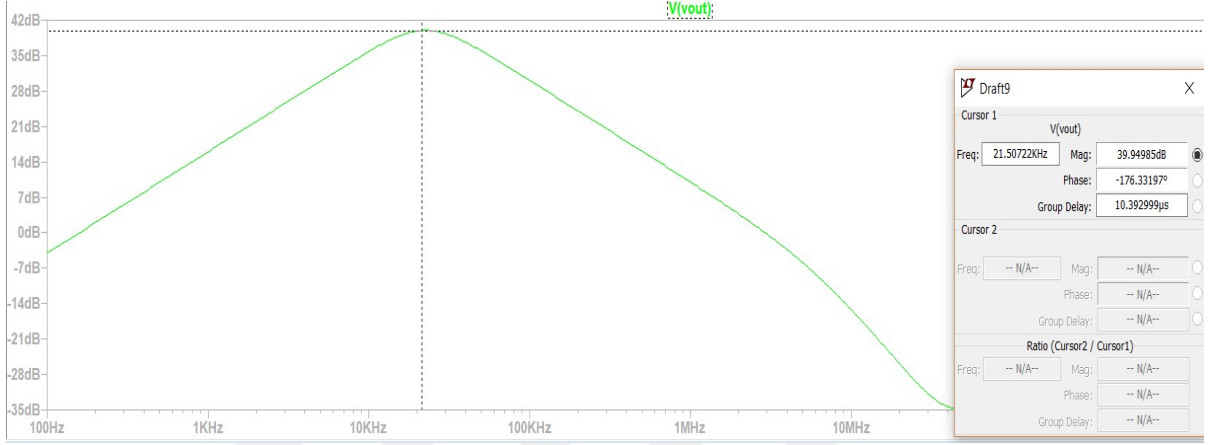
3.2 Simülasyon Sonuçları

LF347 ve LTC6244HV yükselteçleri kullanılarak simülasyon çalışmalarında 1pF, 10pF, 100pF için kapasitans değerlerinin her biri 1 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω , 1 M Ω , 10 M Ω , 100 M Ω empedans değerleri için kararlılık, kazanç, gürültü ve kazanç gürültü oranı (SNR) için testler yapılarak tüm simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.

Sonuçlar kazanç, gürültü, SNR, kapasitif ölçüm gürültüsü, olarak tablolaştırılıp, Kazanç-R1(k Ω), Gürültü – R1(k Ω), SNR – R1(k Ω), Kapasitif ölçüm gürültüsü– R1(k Ω), F (uyartım) Mhz – R1(k Ω) Şekilleri logaritmik skala ile çizdirilmiştir.

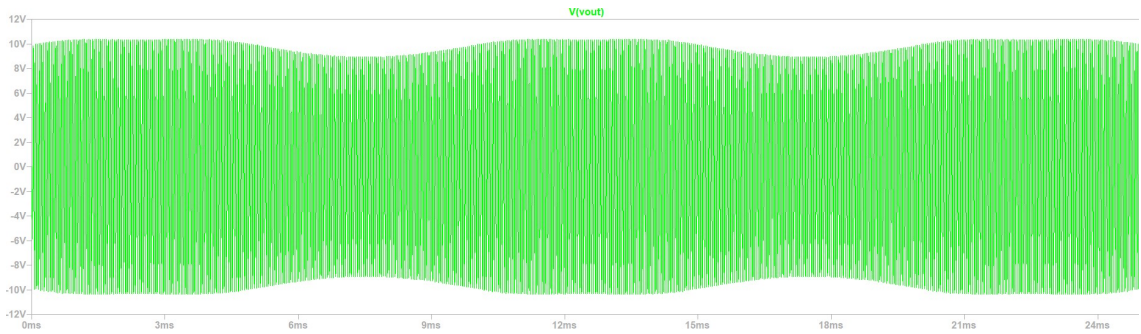
3.2.1. 100pF Sonuçları

LF347 ve LTC6244 için yapılan testlere birkaç örnek verilecek olursa, ilk olarak $R1=10\text{ M}\Omega$, $C1=100\text{pF}$, $C2=1\text{pF}$ değerleri verilerek oluşturulan TIA'nın çıkış gerilim devresi Şekil 3.16'da gösterilmiştir. Üst başlıklarda bahsedildiği üzere Şekil 3.16'da ortaya çıkan şekil kararlılık açısından idealdir.



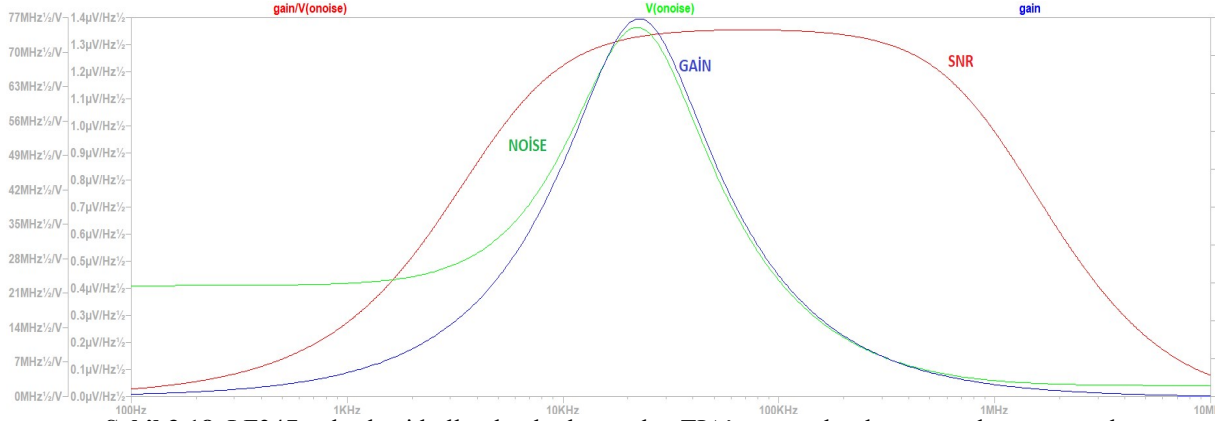
Şekil 3.16. LF347 yükselteci kullanılarak oluşturulan TIA'nın çıkış gerilim grafiği

Değişken $C1$ giriş kapasitörü kullanarak transient analizi yapılmış ve kazanç değerinin transient analizdeki sonucu ile AC analizdeki sonucunun örtüştüğü gözlemlenmiştir. (Şekil 3.17)



Şekil 3.17. LF347 yükselteci ile değişken kapasitör kullanılarak oluşturulan TIA'nın transient analizi

Simülasyonların devamında, Şekil 3.18'de kazanç, gürültü ve SNR şekilleri de gözlemlenmiştir. SNR oranı kazancın yüksek olduğu frekans aralıklarında yüksek olması TIA'nın iyi kompanze edildiğini göstermektedir.

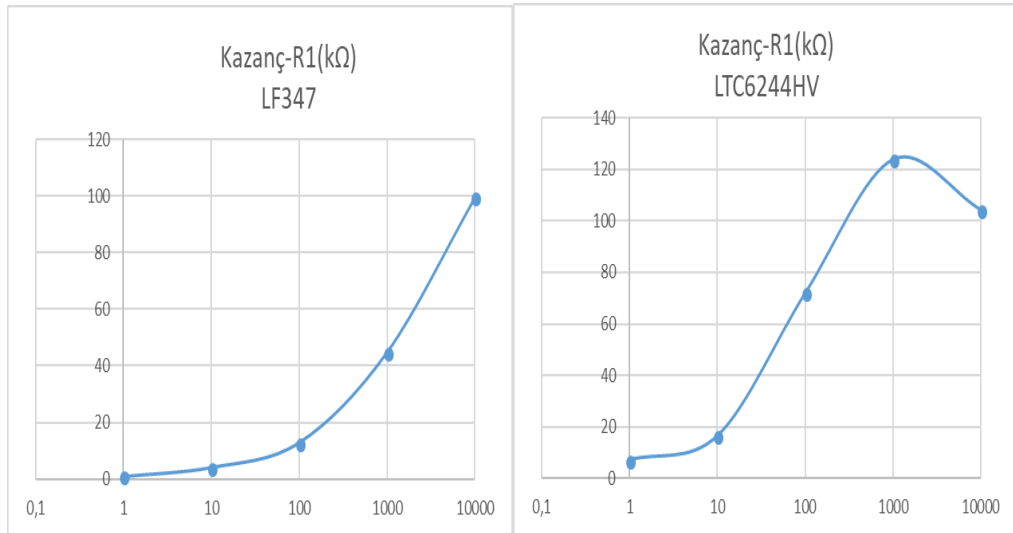


Şekil 3.18. LF347 yükselteci kullanılarak oluşturulan TIA'nın gürültü, kazanç ve kazanç-gürültü oranı şekilleri

LF347 ve LTC6244HV yükselteçleri kullanılarak 100pF için elde edilen tüm sonuçların çıktıları şu şekildedir;

Şekil 3.19'da LF347 için R1 direnç değeri arttıkça kazancın arttığı gözlemlenmektedir.

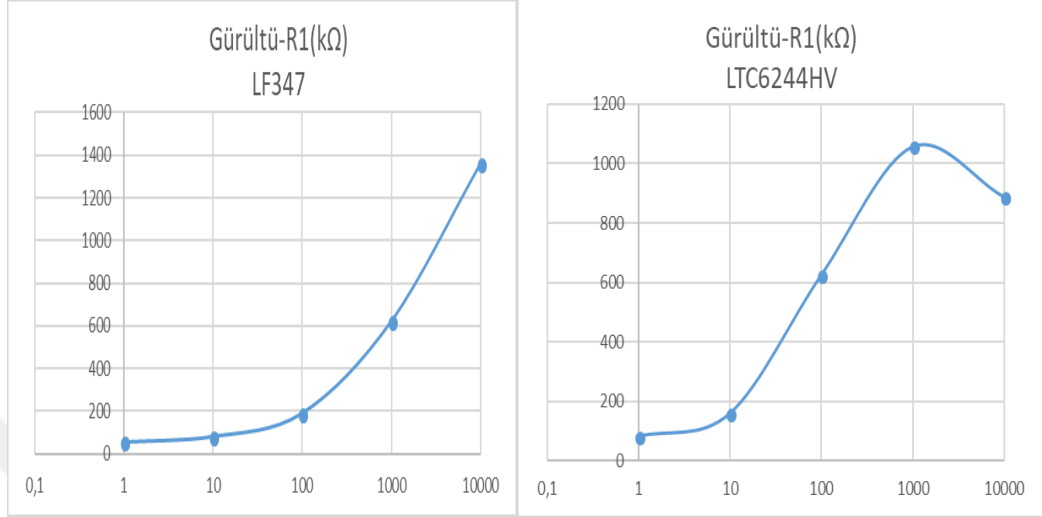
LTC6244HV için 1MΩ'a kadar R1 direnç değeri arttıkça kazancın arttığı gözlemlenmektedir, 10MΩ'da ise TIA devresi 1pF'dan daha küçük bir kapasitans gereksinimi olmasına rağmen simülasyon sonuçlarının test ortamında da karşılaştırılmalı olarak yapılmasından dolayı C2 kapasitansı en düşük 1pF olarak alınmıştır. Optimizasyon tam olarak yapılamadığı için R1 direnci 10MΩ ve üstü için LTC6244HV uygun değildir.



Şekil 3.19: Kazanç-R1(kΩ)

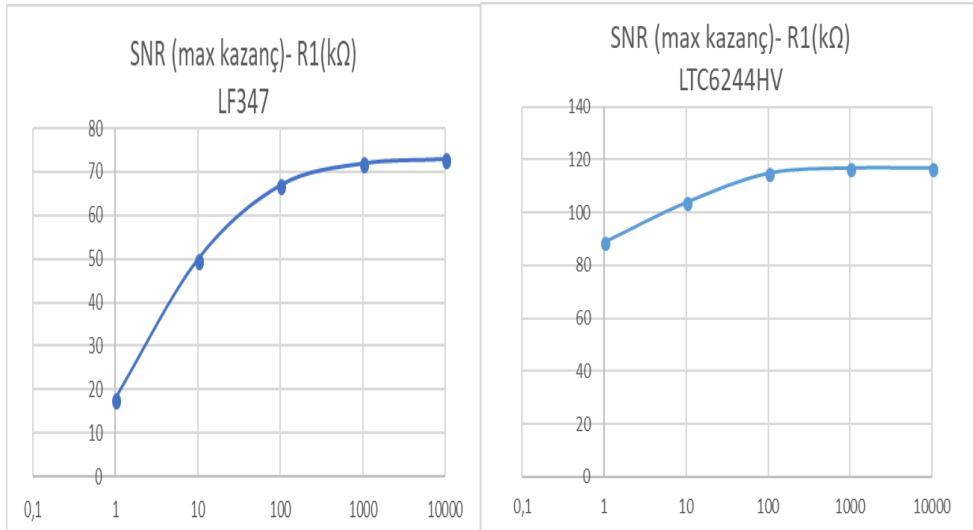
Şekil 3.20'de LF347 için R1 direnç değeri arttıkça gürültü değerinin de arttığı gözlemlenmektedir.

LTC6244HV için $R1=10M\Omega$ üstü değerlerde optimizasyon yapılamadığı için $10M\Omega$ için maksimum kazanç değerine karşılık gelen frekanstaki gürültü miktarı düşmüştür.



Şekil 3.20. Gürültü (nV/Hz½)-R1(kΩ)

Şekil 3.21’de kazanç değerinin en fazla olduğu noktadaki SNR değeri ile R1 ilişkisi görülmektedir. $100k\Omega$ değerine kadar parabolik olarak artarken $100k\Omega$ değerinden sonra bu değer sabitlendiği görülmektedir.

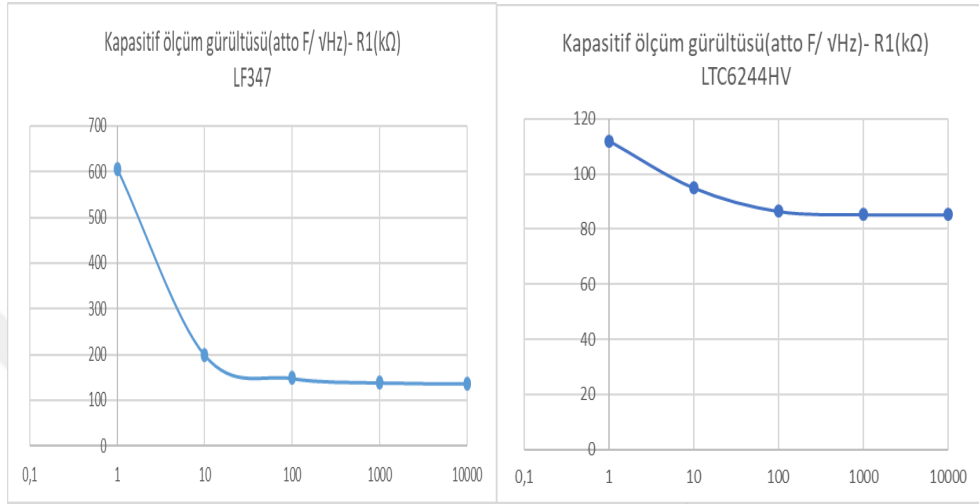


Şekil 3.21. SNR – R1(kΩ)

LF347 için kapasitif ölçüm gürültüsü ne kadar küçük değer olursa TIA’nın kullanılacağı devreler alıcılardan gelen sinyallere olan hassasiyeti artır. Şekil 3.22’de görüldüğü gibi $1M\Omega$ değerinde en küçük kapasitif ölçüm gürültüsü değeri saptanmıştır.

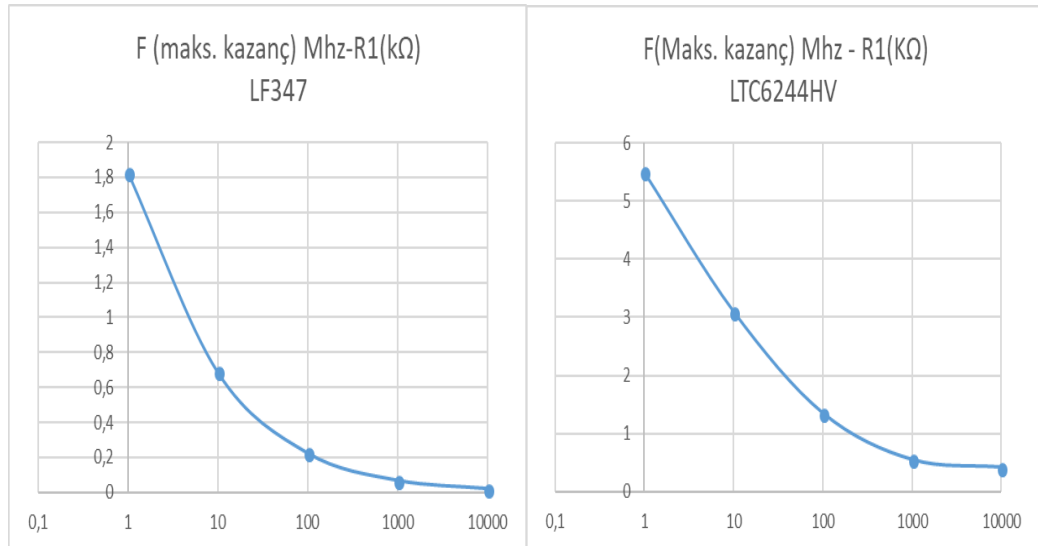
1M Ω değeri kapasitif ölçüm gürültüsü açısından en ideal durumdur. Bu simülasyonlarda giriş sinyalinin genliği 10mV alınmıştır.

LTC6244HV için beklenildiği gibi SNR ile ters orantılı olarak R1 direnç değeri arttıkça kapasitif ölçüm gürültüsü azalmaktadır. 100k Ω 'dan itibaren kapasitif ölçüm gürültüsü sabit hale gelmiştir.



şekil 3.22 Kapasitif ölçüm gürültüsü (aF/ \sqrt{Hz})- R1(k Ω)

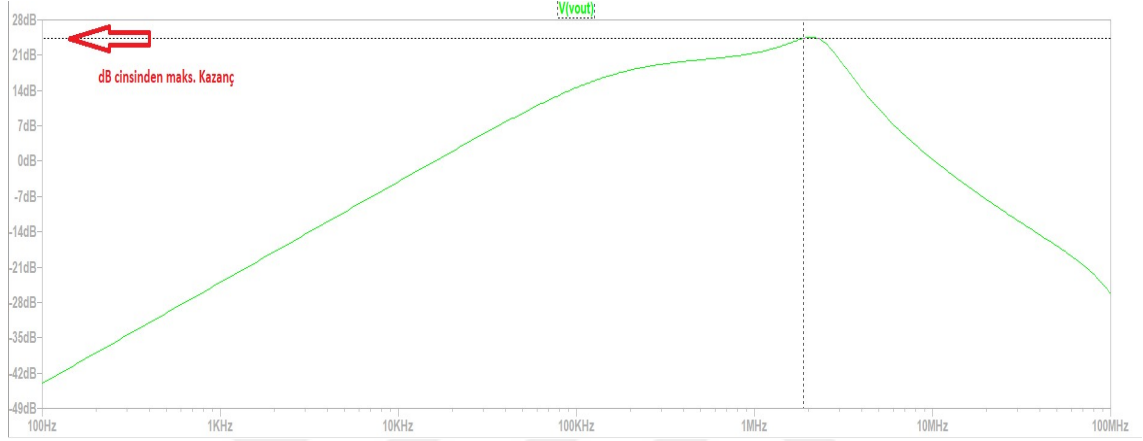
şekil 3.23 kazancın en fazla olduğu uyarım sinyali frekansların dirence olan orantısız azalması gözlemlenmektedir. Direnç arttıkça çalışma frekansı azalmaktadır.



şekil 3.23 F (Gainmax) MHz-R1(k Ω)

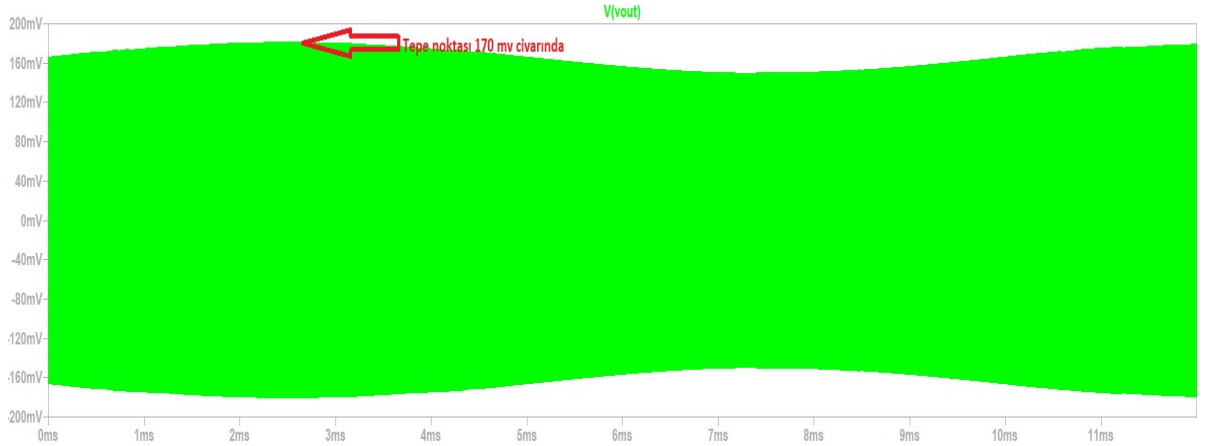
3.2.2. 10pF Sonuçları

LF347 ve LTC6244 için yapılan testlere birkaç örnek verilecek olursa, ilk olarak LTC6244HV için $R1=1\text{ M}\Omega$, $C1=10\text{pF}$, $C2=1\text{pF}$ değerleri verilerek oluşturulan TIA'nın çıkış gerilim devresi Şekil 3.24'de gösterilmiştir. Üst başlıklarda bahsedildiği üzere Şekil 3.24'de ortaya çıkan şekil kararlılık açısından idealdir.



Şekil 3.24. LTC6244HV yükselteci kullanılarak oluşturulan TIA'nın çıkış gerilim grafiği

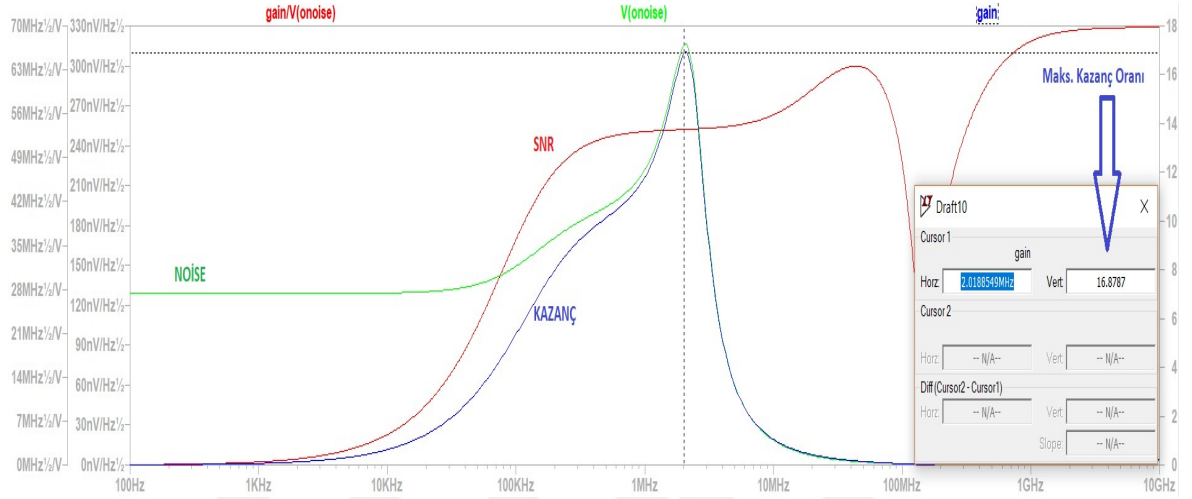
Değişken $C1$ giriş kapasitörü kullanarak transient analizi yapılmış ve kazanç değerinin transient analizdeki sonucu ile AC analizdeki sonucunun örtüştüğü gözlemlenmiştir. (Şekil 3.25.)



Şekil 3.25. LTC3244HV yükselteci ile değişken kapasitör kullanılarak oluşturulan TIA'nın transient analizi

Şekil 3.26'de görüldüğü gibi kazanç ile SNR oranı kazancın maksimum olduğu frekans aralıklarında hemen hemen örtüşmektedir. Her ne kadar SNR oranı önemli olsa da 10 Mhz'den sonra kazanç değeri düşük olduğu için testlerde esas olarak kazanç

değerinin yüksek olduğu frekans değerleri üzerinden testleri yapılmıştır. Örneğin Kare dalga uyarımı verildiğinde kare dalganın düzgün çıkmasını beklenen frekans değerleri kazancın yüksek olduğu frekans aralığıdır. Yada transient analiz yapılırken analiz frekans değeri SNR'ın en yüksek olduğu frekans değil kazancın yüksek olduğu frekans için gerçektir.

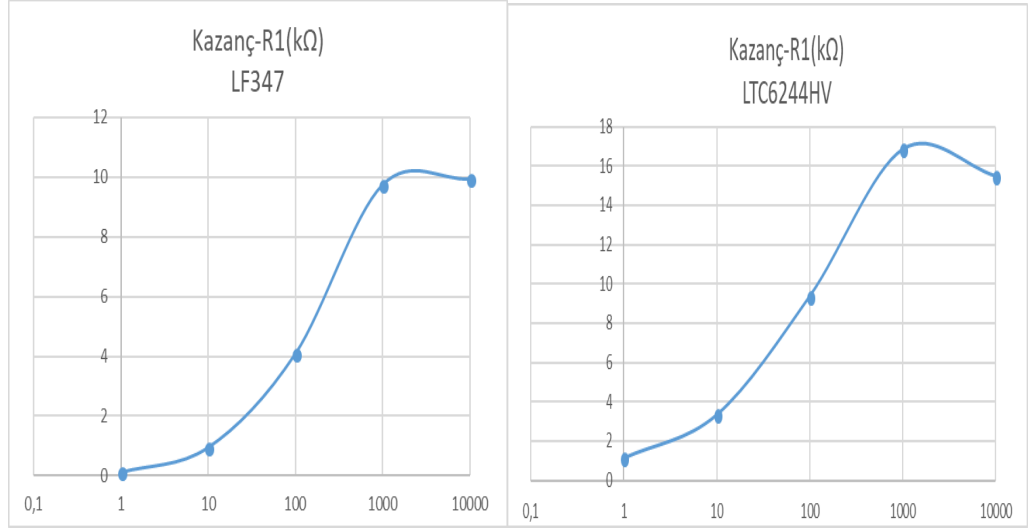


Şekil 3.26. LTC6244 yükselteci kullanılarak oluşturulan TIA'nın gürültü, kazanç ve kazanç-gürültü oranı(SNR) şekilleri

LF347 yükselteci kullanılarak 10pF için elde edilen tüm sonuçların şekilleri şu şekildedir;

Şekil 3.27'de LF347 ve LTC6244HV OPAMP'ları için 1MΩ'a kadar R1 direnç değeri arttıkça kazancın arttığı gözlemlenmektedir, 10MΩ'da ise TIA devresi 1pF'dan daha küçük bir kapasitans gereksinimi vardır. Simülasyon sonuçlarının test ortamında da karşılaştırılmalı olarak yapılmasından dolayı C2 kapasitansı en düşük 1pF olarak alınmıştır. Bundan dolayı 10MΩ'da beklenen kazanç artışı olmamıştır. Kazanç değeri düşük R1 değerleri için çok küçüktür. 100kΩ'dan itibaren kazanç değeri önemli oranda artmaktadır.

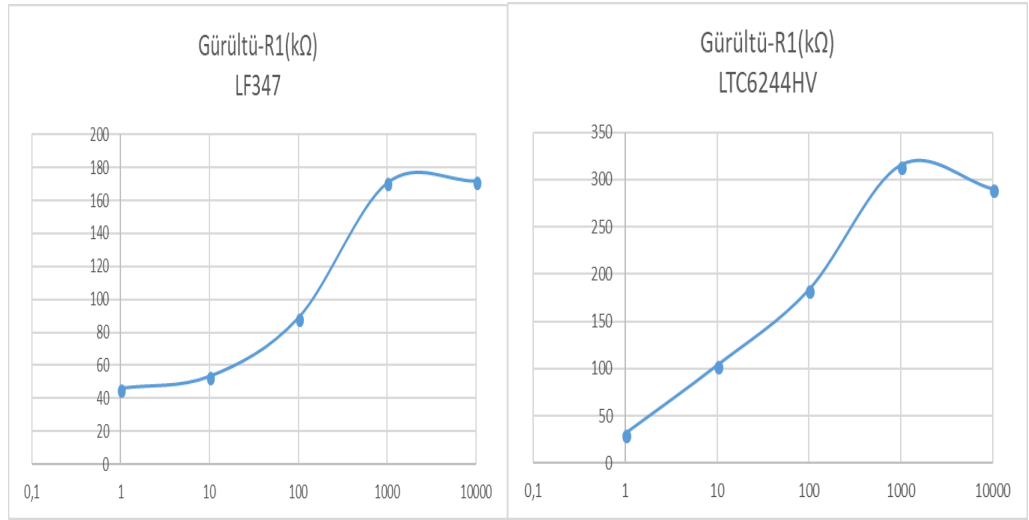
İki OPAMP kıyaslandığında LTC6244 daha büyük değerlerde kazanç sağladığı görülmektedir.



Şekil 3.27. Kazanç-R1(kΩ)

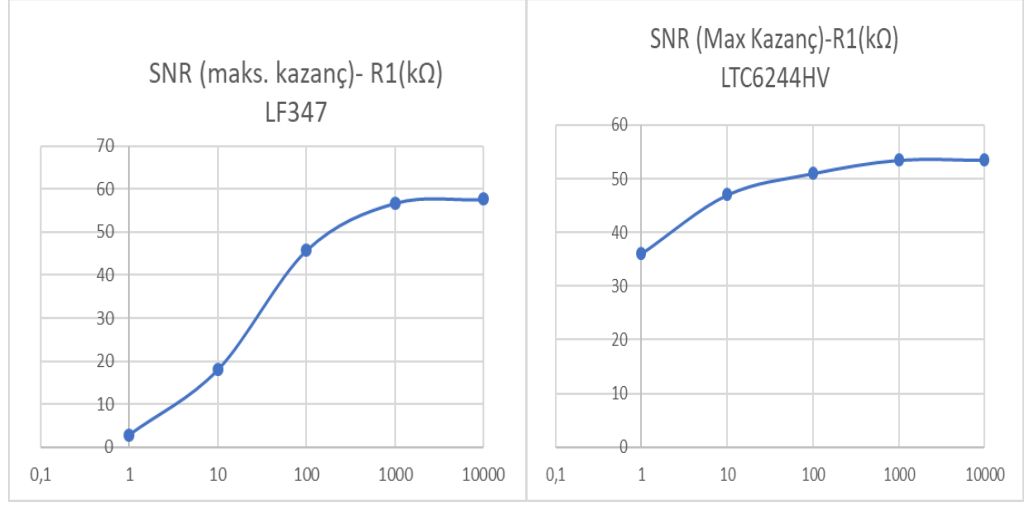
Şekil 3.28’de görüldüğü gibi her iki OPAMP için gürültü oranı kazanç ile orantılı olarak artmıştır.

LF347 için 1kΩ ve 10kΩ değerlerindeki düşük kazançta rağmen yüksek gürültü raporlanmıştır. Bu nedenle 1kΩ ve 10kΩ’daki R1 dirençlerindeki frekans değerlerinde LF347 kullanım alanları kısıtlıdır.



Şekil 3.28. Gürültü(nV/Hz^{1/2})-R1(kΩ)

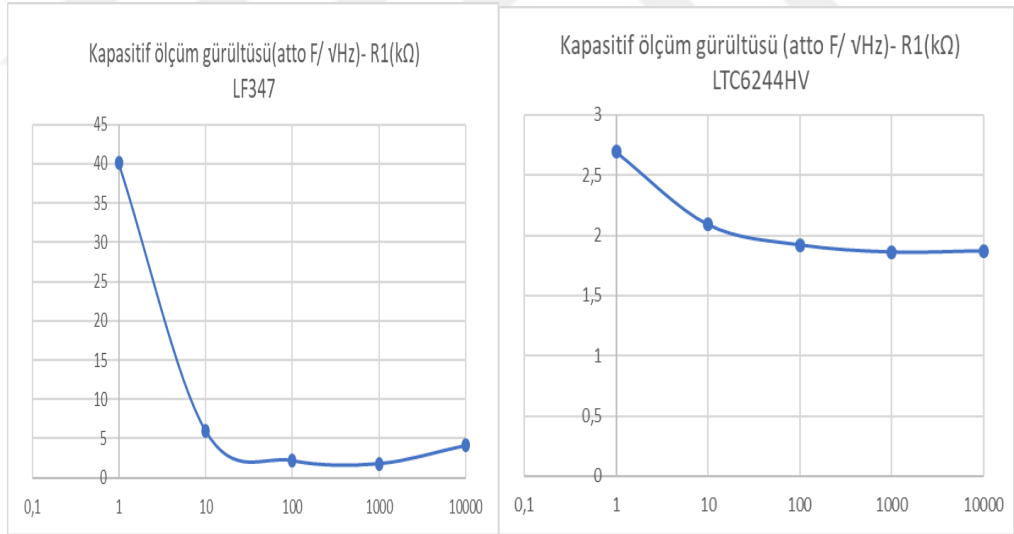
Şekil 3.29’da LF347 OPAMP’ı için SNR’ın R1 direnci ile orantılı olarak arttığı raporlanmıştır. LTC6244HV OPAMP’ı için 1MΩ ve 10MΩ değerlerinde SNR sabitlenmiştir.



Şekil 3.29. SNR-R1(kΩ)

Şekil 3.30'da kapasitif ölçüm gürültüsüne ait şekil bulunmaktadır. Bu simülasyonda giriş sinyalinin genliği 100mV alınmıştır. 100kΩ ve 1MΩ değerlerinde ideal kapasitif gürültüye sahip olduğu hesaplanmıştır.

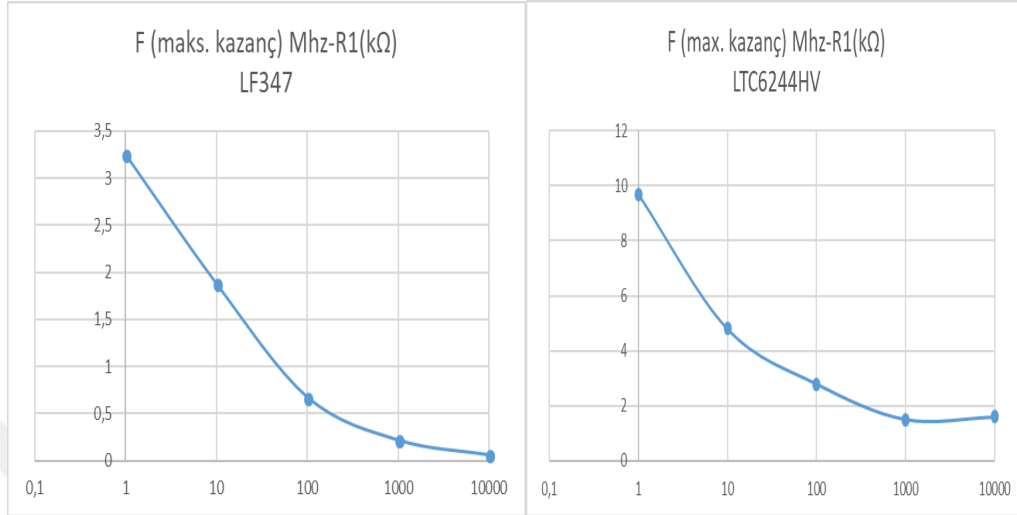
LTC6244 HV için TIA devresine ait R1 direnci ile değişen kapasitif ölçüm gürültüsü raporlanmıştır. TIA 10kΩ'da en düşük kapasitif gürültüye sahiptir.



Şekil 3.30. Kapasitif ölçüm gürültüsü(aF/√Hz)- R1(kΩ)

Şekil 3.31'de kazancın maksimum olduğu frekans değerlerinin R1 direnç değişimine göre grafiği verilmiştir. R1 arttıkça maksimum kazanç çalışma frekans değerinin düştüğü raporlanmıştır. OPAMP'ların yüksek R1 direnç değerlerinde düşük çalışma frekans aralığına sahip olduğu gözlemlenmiştir.

LTC6244HV'nin maksimum kazançtaki frekans değeri LF347'den büyük olduğu gözlemlenmiştir. Yüksek frekanslarda LTC6244HV'nin çalışması elverişlidir. 10M değerinde LF347'nin çalışma frekans değeri çok küçük olduğu gözlemlenmiştir.

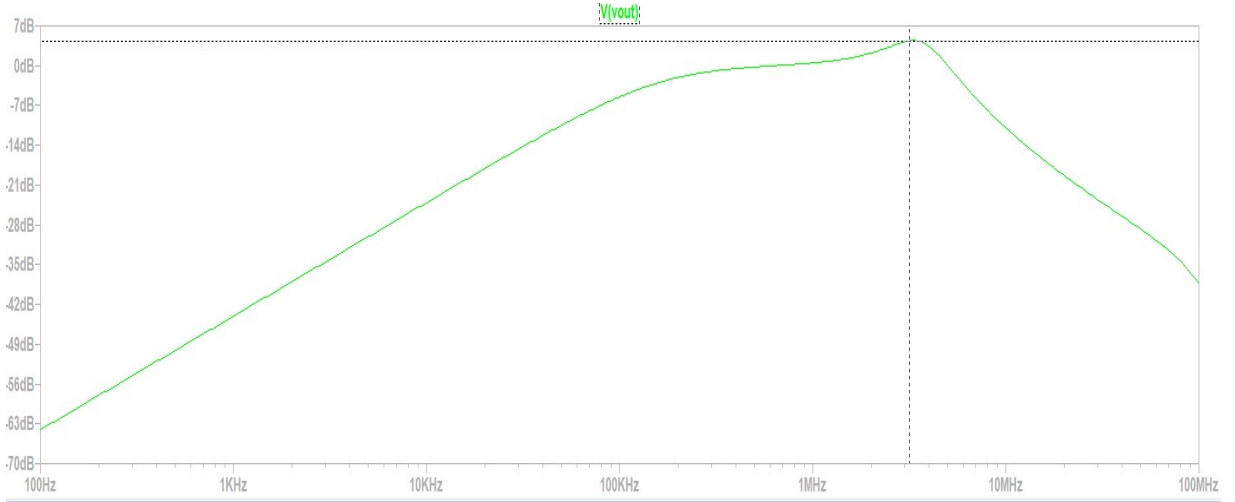


Şekil 3.31. F(maks. Kazanç)(Mhz)-R1(kΩ)

3.2.3. 1pF Sonuçları

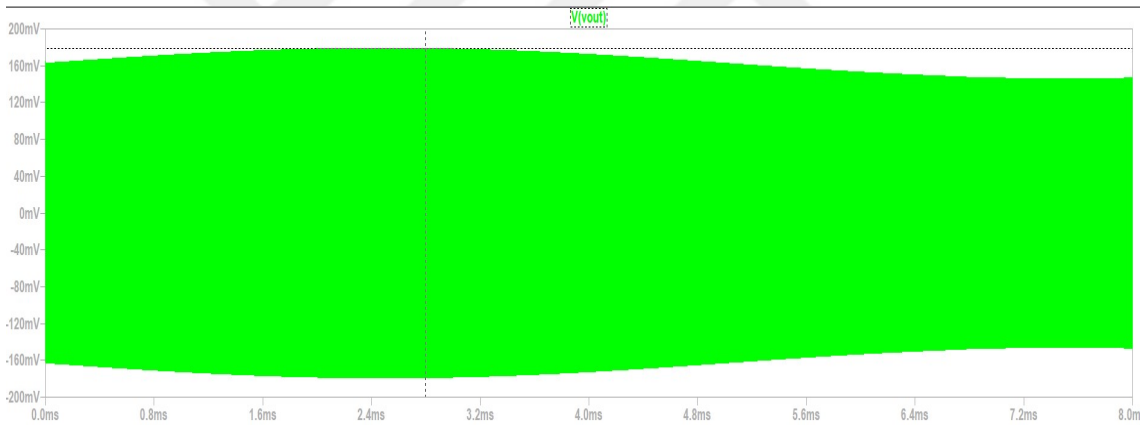
LF347 ve LTC6244 için yapılan testlere birkaç örnek verilecek olursa, ilk olarak LTC6244HV için $R1=1\text{ M}\Omega$, $C1=1\text{F}$, $C2=1\text{pF}$ değerleri verilerek oluşturulan TIA'nın çıkış gerilim devresi şekil 3.32'de gösterilmiştir. Şekil 3.32'deki oluşan kamburlaşmayı önlemek için $C2$ kapasitörünün yerine 1pF'dan daha az bir kapasitör eklenmelidir. Gerçek ortamda bu kapasitör değeri sağlıklı olarak çalıştırmayacağından 1pF altı kapasitörler ile simülasyonda eklenilmemiştir. Ancak teorik olarak görülen kamburlaşmayı engelleme ve kazanç değerini artırma adına 1pF altı değerler bu TIA örneği için idealdir.

LF347 için ise 1pF $C1$ kapasitörü ile tasarlanmış TIA kullanıma uygun değildir. Kazancın çok yüksek olmamasının yanı sıra SNR oranı da hassasiyet gerektiren sensörler için yeterli değildir.



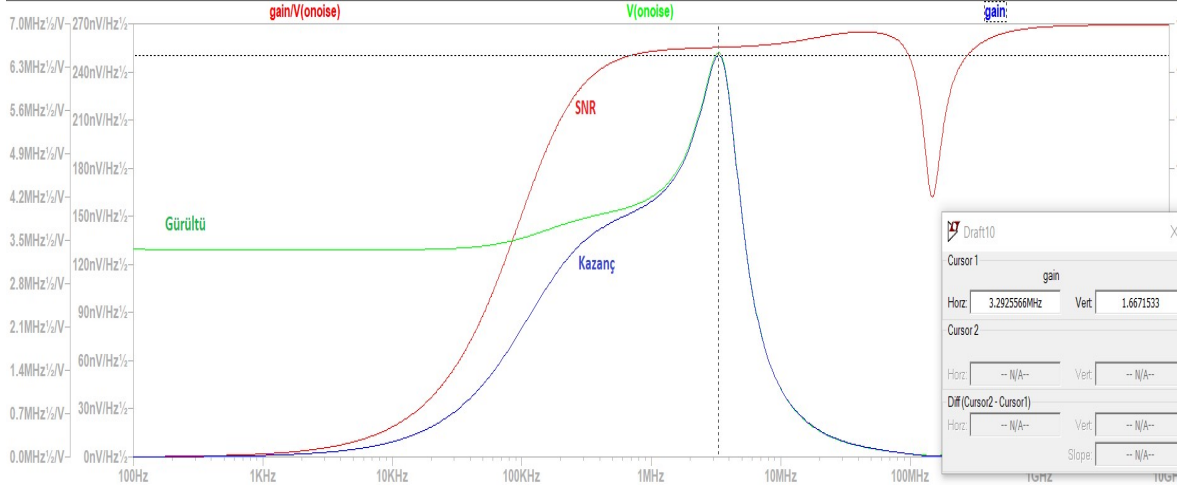
Şekil 3.32. LTC6244HV yükselteci kullanılarak oluşturulan TIA'nın çıkış gerilim grafiği

Değişken C1 giriş kapasitörü kullanarak transient analizi yapılmış ve kazanç değerinin transient analizdeki sonucu ile AC analizdeki sonucunun örtüştüğü gözlemlenmiştir (Şekil 3.33).



Şekil 3.33. LTC3244HV yükselteci ile değişken kapasitör kullanılarak oluşturulan TIA'nın transient analizi

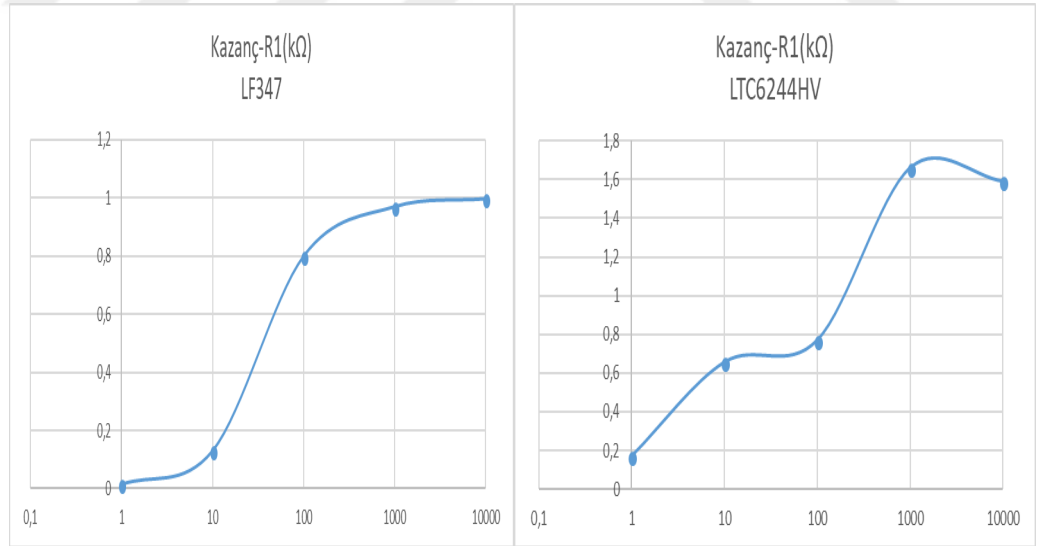
Şekil 3.34'de görüldüğü üzere SNR geniş bir frekans aralığında kazanç oranından yüksektir. Bu durum hassas alıcıların kullanılmasını gerektirdiği TIA'lar için önemlidir. Burada tasarlanan devre üzerinde gerekli modifiyeler yapıldıktan sonra kazanç oranı çok yüksek olmasa da gürültü oranı hassas TIA'lar elde edilebilir.



Şekil 3.34. LTC6244 yükselteci kullanılarak oluşturulan TIA'nın gürültü, kazanç ve kazanç-gürültü oranı (SNR) şekilleri

Şekil 3.35'de LF347 için $1\text{M}\Omega$ 'a kadar R_1 direnç değeri arttıkça kazancın arttığı gözlemlenmektedir, ancak kazanç değeri birin altındadır. Bu nedenle kazanç bakımından $C_1=1\text{pF}$ için LF347 kullanışlı değildir.

LTC6244HV için R_1 direnci ile kazanç oranı da artmaktadır. $R_1=1\text{M}\Omega$ 'da devre kazancı en optimum seviyededir. $10\text{M}\Omega$ değerinde ise C_2 paralel kapasitans değerinin 1pF değerinin altında seçilemediği için kazanç oranı düşmüştür.

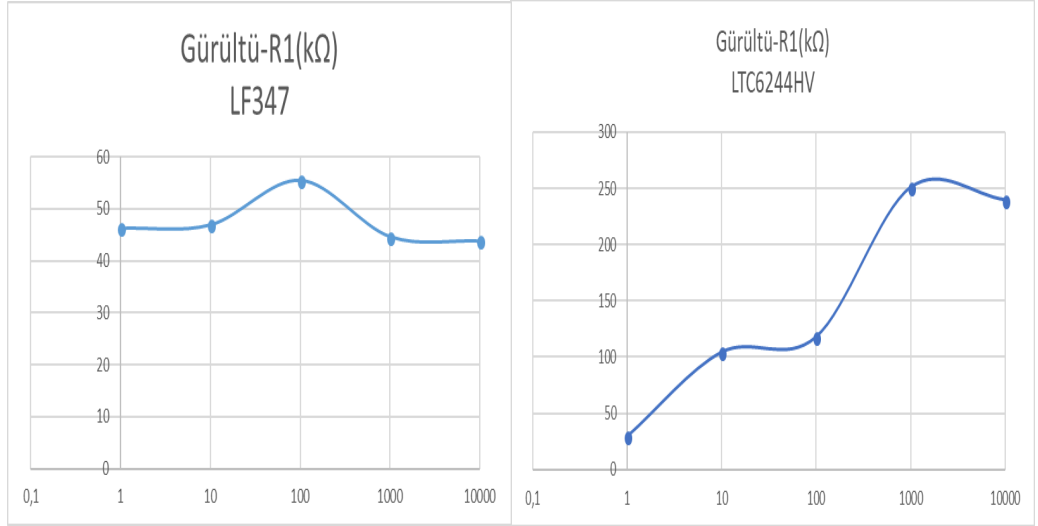


Şekil 3.35. Kazanç- R_1 (k Ω)

Şekil 3.36'da maksimum kazanç değerindeki R_1 direncinin değişimine bağlı gürültü miktarları verilmiştir.

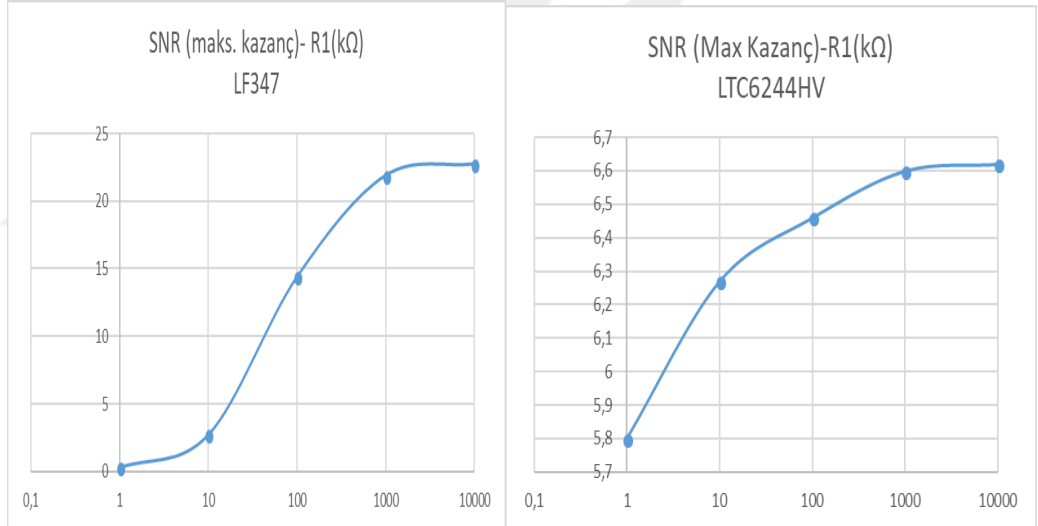
LF347 OPAMP'ı $R_1=100\text{k}\Omega$ iken gürültüsü en yüksek durumdadır.

LTC6244 için ise $R_1=100\text{k}\Omega$ değerinde gürültü $10\text{k}\Omega$ değeri ile hemen hemen aynı seviyededir.



Şekil 3.36. Gürültü-R1(kΩ)

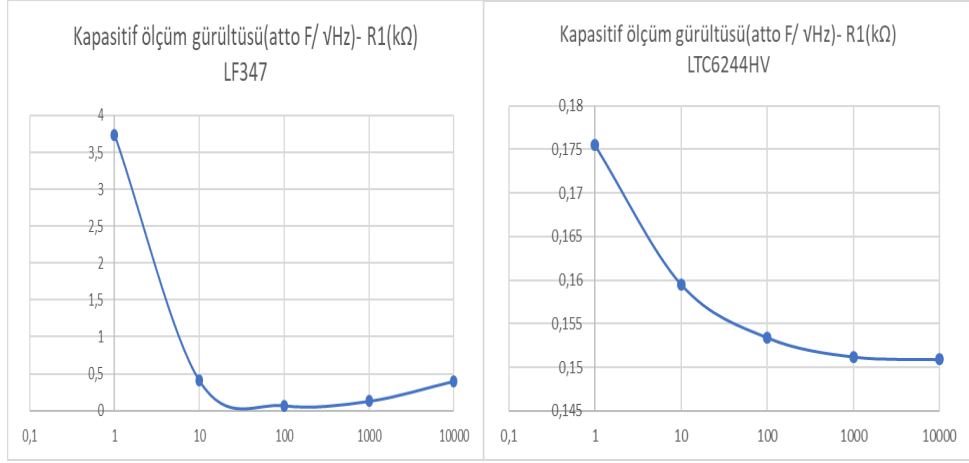
Şekil 3.37’de SNR ve R1 arasındaki ilişki gösterilmiştir.



Şekil 3.37. SNR (maks. kazanç)-R1(kΩ)

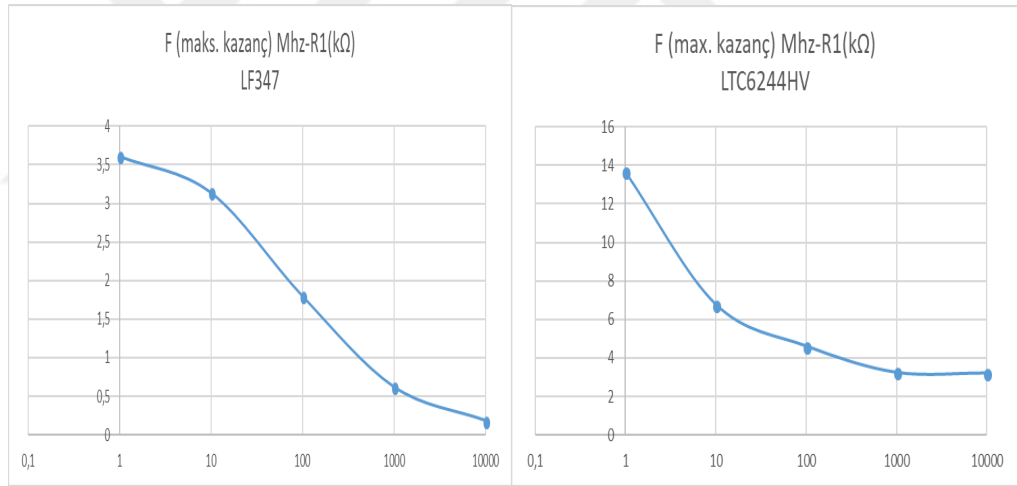
Şekil 3.38’de kapasitif ölçüm gürültüsü simülasyonlarının sonuçları verilmiştir. Bu simülasyonlarda giriş sinyalinin genliği 1V alınmıştır. LF347 için R1=100kΩ değeri için en ideal kapasitif ölçüm gürültüsü rapor edilmiştir.

LTC6244HV için R1 direnci ile kapasitif ölçüm gürültüsü ters orantılı olarak değişmektedir. TIA için en optimum durum R1=10MΩ değerindeki kapasitif ölçüm gürültü değeridir.



Şekil 3.38. Kapasitif ölçüm gürültüsü(aF/√Hz) - R1(kΩ)

Şekil 3.39’da kazancın maksimum olduğu frekans değerlerinin R1 direnç değişimine göre grafiği verilmiştir. R1 arttıkça maksimum kazanç çalışma frekans değerinin düştüğü raporlanmıştır. Geniş bant genişliği R1 arttıkça azalmıştır.

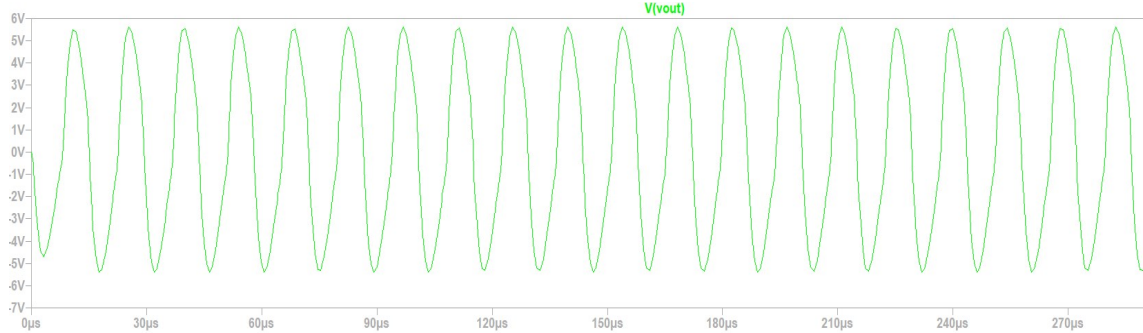


Şekil 3.39. F(Maks. kazanç) Mhz-R1(kΩ)

3.3 Kare Dalga – Sinüs Dalga Uyartım

Yukarıdaki yapılan simülasyon testlerinde sinüs dalga AC uyartım gerilimi verilmiştir. Bu bölümde devreye kare dalga verildiğinde karşılaşılan durumlardan bahsedilmiştir. Kare dalga sinüs dalgaya nispeten daha kolay üretilebilir.

Şekil 3.40’da LF347 OPAMP’ı kullanılarak ve $C1=100\text{pF}$, $C2=2.2\text{pF}$, $R1=1\text{M}\Omega$ değerleri için optimize edilmiş TIA devresinde en yüksek kazanç değerine karşılık gelen frekansta kare dalga verilerek çıkış dalga elde edilmiştir.



Şekil 3.40. Kare dalga uyarım verilmiş TIA için çıkış sinyali , LF347 ($C1=100\text{pF}$, $C2=2.2\text{pF}$, $R1=1\text{M}\Omega$)

Şekil 3.41’de LF347 OPAMP’ı kullanılarak $C1=100\text{pF}$, $C2=2.2\text{pF}$, $R1=1\text{M}\Omega$ değerleri için optimize edilmiş TIA devresinde en yüksek kazanç değerine karşılık gelen frekans değerinden düşük frekansta kare dalga verilerek çıkış dalga elde edilmiştir. Bu frekans değeri düşük olduğu için harmonikler bastırılmamış ve sinüs sinyali düzgün çıkmamıştır.



Şekil 3.41. Düşük frekans kare dalga uyarım verilmiş TIA için çıkış sinyali , LF347 ($C1=100\text{pF}$, $C2=2.2\text{pF}$, $R1=1\text{M}\Omega$)

TIA’nın optimize edilmiş durumlarında en yüksek kazançta gelen frekans değeri için kare dalga uyarımı verildiğinde Şekil 3.40’da görüldüğü gibi çıkış grafikleri sinüs dalgaya benzemektedir. Bunun nedeni kare dalganın harmoniklerinin kazancın maksimum olduğu yerin ötesine düşmesiyle harmoniklerin bastırılmasıdır. Bu durumda kare uyarım kullanmakta sakınca yoktur.

3.4. Değerlendirme

LF347 ve LTC6244HV'nin kullanıldığı simülasyon çalışmalarında 1pF, 10pF, 100pF için kapasitans değerleri için kararlılık, kazanç, gürültü ve kazanç gürültü oranı (SNR) için testler yapılmıştır. Uyarım gerilimi olarak sinüs dalga ve kare dalga için karşılaştırmalar yapıp sonuçlar rapor alınmıştır.

Simülasyon programı olarak LTSPİCE programı kullanılan simülasyon çalışmalarında ilk olarak, çalışma öncesi belirlenen farklı kapasitans ve direnç değerlerine karşılık gelen frekanslarda ayrı ayrı TIA devreleri kurulmuştur. Kurulan bu devrelerin kazanç, gürültü, SNR oranı testleri için simülasyon yöntemleri araştırılıp uygulanmıştır.

Kurulan her bir TIA devresi için farklı frekanslarda kazanç, gürültü ve SNR değerleri saptanmıştır. Kazanç değerlerinin genel olarak R1 direnci ile orantılı olarak arttığı, buna karşın gürültü değerinin de arttığı gözlemlenmiştir. OPAMP'a paralel olarak yerleştirilen C2 kapasitansının TIA kararlılığı için önemli olduğu raporlanmıştır. Ayrıca C2 kapasitans değerinin miktarına göre kararlılık ve maksimum kazanç arasında ters orantılı bir ilişkinin olduğu belirlenmiştir. Her bir TIA devresi için ayrı ayrı R1 dirençlerine göre C2 kapasitanslarının en ideal kararlılık ve kazanç değerleri için optimize edilmesi gerektiği sonucuna varılmıştır.

Devrenin kararsızlığı kontrol etmek için devrenin açık çevrim gerilim yükseltme oranı (A) ve geribesleme oranı ($1/\beta$) aynı Bode diyagramı üzerinde LTSPİCE programıyla çizdirilmiştir. Ve kurulan devrelerin kararlılık durumları gözlemlenmiştir. Bu testi yapabilmek için test ve simülasyon çalışmalarında kullanılan Şekil 2.3'deki kapasitif ölçüm devresi üzerinde modifiye yapılarak Şekil 3.1'deki devre elde edilmiştir.

Her bir TIA devresi için gözlemlenmiştir ki kararlılık durumları AC analiz sonucunda gözlemlenebilmektedir. Devre AC analiz çıkış gerilim grafiğinin tepe noktasına göre kararlı olup olmadığı yorumlanabilmektedir. Tepe noktası sivri halde ise devre kararlılık açısından riskli durumda, normal bir eğimle azalan halde ise daha kararlı durumda olduğu gözlemlenmiştir. C2 kapasitans değerinin gereğinden büyük olduğu durumda devre daha kararlı olmasında karşın kazanç kaybı olduğu gözlemlenmiştir.

Optimize edilmiş TIA devrelerinin her biri için en yüksek kazanç değerine karşılık gelen frekansta kare dalga verilerek sinüs çıkış dalga elde edilmiştir. Kare

dalganın harmoniklerinin kazancın maksimum olduğu yerin ötesine düştüğu ve bu nedenle harmoniklerin bastırılmasından dolayı çıkış dalgaları sinüse benzediği simülasyon sonuçlarında raporlanmıştır.

Genel olarak LF347 OPAMP'ı kullanılan TIA'lar da gözlemlenmiştir ki yüksek kazancın olduğu frekans değerleri LTC6244HV'ye kıyasla düşüktür. Ayrıca kazancın yüksek olduğu frekans aralığı da LTC6244HV'ye kıyasla dardır. Yüksek kazançta geniş çalışma frekans aralığı beklenmeyen TIA'lar için LF347 kullanılabilir. Maliyeti düşük olduğu için bu tür devrelerde kullanılması uygundur. C1 giriş kapasitans değeri 100pF ve 10pF değerleri için kullanılabilir olsa da 1pF için kullanılması uygun değildir.

LTC6244HV daha geniş frekans aralıklarında ve yüksek frekans değerlerinde LF347'e göre daha yüksek kazançla çalıştırılabilir. Kapasitif ölçüm gürültüsü LF347'den çok daha iyidir. Giriş kapasitans değerleri 100pF, 10pF ve 1pF için devrenin verimli çalışması açısından uygundur. Devrenin kullanım alanlarına göre giriş kapasitans değerleri için kurulan TIA'lar tercih sebebi olabilir. Örneğin 1pF giriş kapasitans değeri verildiğinde kapasitif ölçüm gürültüsü çok düşük raporlanmıştır. Kazanç değeri kullanılabilir düzeyde olduğu için bu devre hassas alıcılı sensörler için idealdir.

LTC6244HV OPAMP'ı için kurulan devrelerde 10 M Ω değeri için seçilen C2 kapasitör değeri pratik olarak 1pF altına inmediği için kazanç değeri optimum düzeye çıkmadığı, devredeki direnç oranı arttığı için de gürültünün arttığı gözlemlenmiştir. Bu nedenle 10M Ω için kurulan TIA'lar LTC6244 için ideal değildir.

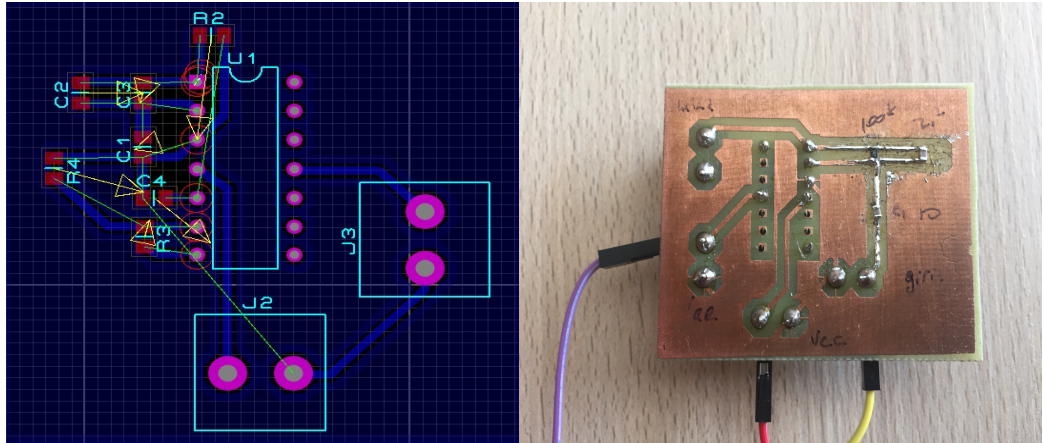
4. TESTLER

Şekil 2.3'deki kapasitif ölçüm devresi baskı devre yapılarak gerçek ortamda testler yapılmıştır. Transempedans kazancı çıkış geriliminin giriş akım değerine oranı genel TIA devreleri için kazancı verir. Ancak tezde yer alan kapasitif sensör için test çalışmalarında transempedans kazancını çıkış geriliminin taşıyıcı sinyale oranı olarak gerçekleştirilmiştir. Gürültü ve SNR testleri yapılamamıştır. Bölüm 4.1'de test yöntemi anlatılmıştır. Bölüm 4.2'de her bir kapasitans değeri için (1pF, 10pF, 100pF) test sonuçları verilmiştir. Bölüm 4.3'de en ideal TIA'lar için kare dalga uyartım test sonuçları gösterilmiştir.

4.1. Test Yöntemi

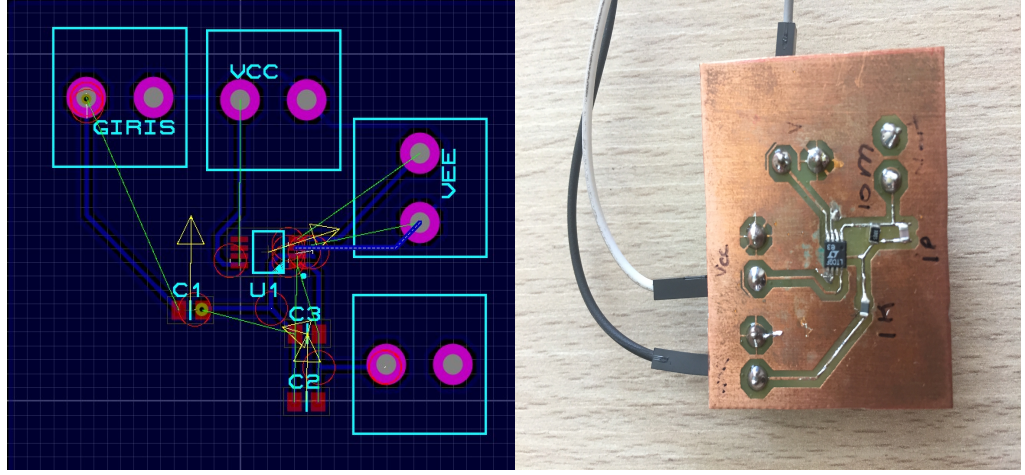
Herbir TIA için baskı devreler kurularak kazanç testleri yapılmıştır. Sinyal kaynağından, simülasyonda uygulanan her bir TIA'nın komponentleri için sinüs dalga verilerek test çalışmaları yapılmıştır. Ayrıca en ideal TIA için kare dalga uyartımları verilip sonuçlar osiloskop yardımıyla raporlanmıştır.

Şekil 4.1'de LF347 OPAMP'ı kullanılarak oluşturulan TIA devresinin proteus programı şablon resmi ve baskı devre resimleri gösterilmiştir.



Şekil 4.1. LF347 kullanılarak oluşturulan TIA devresine ait proteus çizimi ve baskı devresi

Şekil 4.2'de LTC6244HV OPAMP'ı kullanılarak oluşturulan TIA devresinin proteus programı şablon resmi ve baskı devre resimleri gösterilmiştir.



Şekil 4.2. LTC6244HV kullanılarak oluşturulan TIA devresine ait proteus çizimi ve baskı devresi

Kurulan tüm TIA devrelerindeki direnç ve kapasitanslar simülasyon çalışmasında planlanan şekliyle ayrı ayrı lehimlenmiş ve test sonuçları alınmıştır.

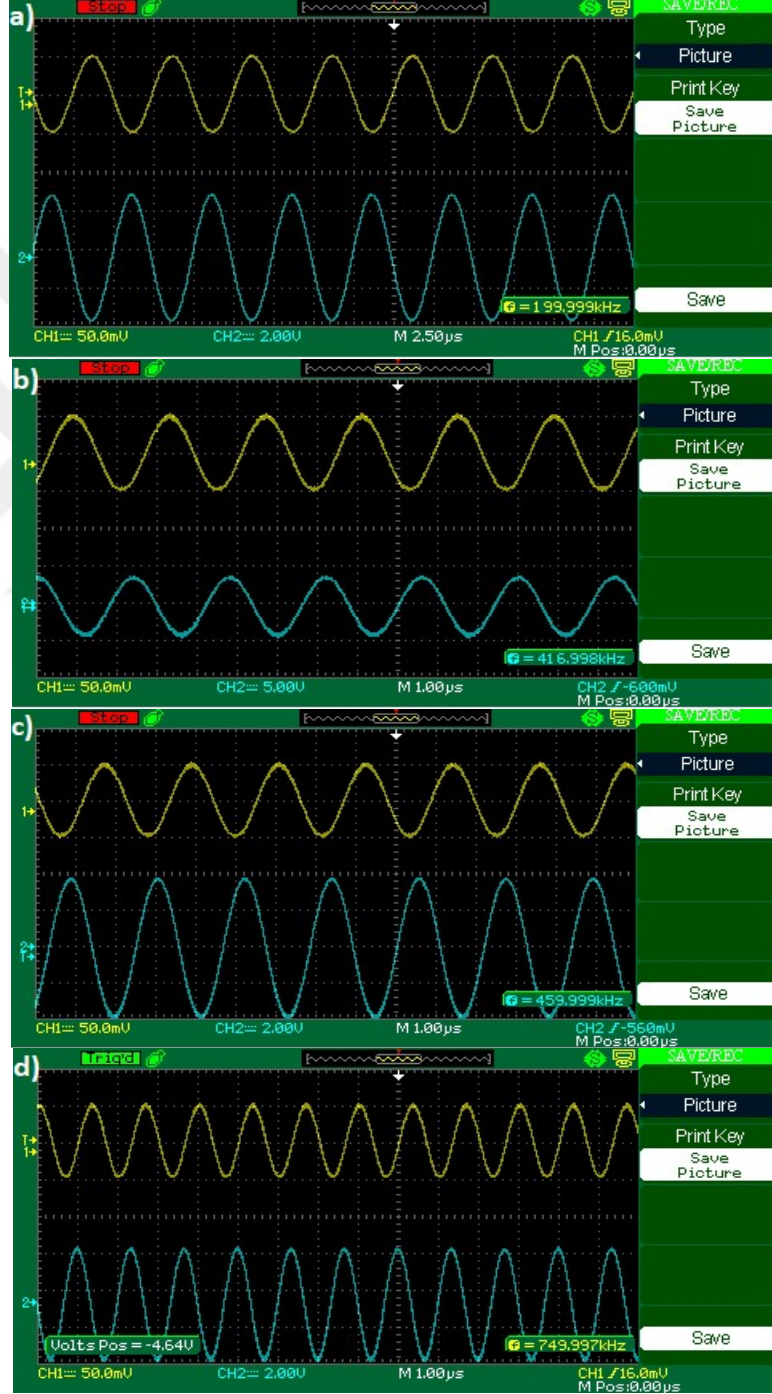
Transimpedans kazancı çıkış geriliminin giriş akım değerine oranı genel TIA devreleri için kazancı verir. Ancak tezde yer alan kapasitif sensör için test çalışmalarında transimpedans kazancını çıkış geriliminin taşıyıcı sinyale oranı olarak gerçekleştirilmiştir.

Gürültü testi için girişe verilen uyartım sinyali yerine giriş topraklanarak devrenin çıkışı gözlemlenmesi hedeflenmiştir. Öncelikle LTSPICE ortamında girişe verilen sinyalin genliği düşürülmüş ve gürültünün değişmediği simülasyon ortamında görülmüştür. Bundan sonra baskı devrelerde giriş topraklanmış ve devre çalıştırılmıştır.

Gürültü miktarının küçük olmasından dolayı osiloskop ve sinyal jeneratörün gürültü ve hataları devrenin gürültüsünden daha fazla olmuş ve devrenin gürültü etkisini bastırmıştır. Gürültü miktarını daha rahat gözlemleyebilmek için TIA devresinin sonuna bir yükselteç bağlanmıştır. Ancak bu durumda yükseltecin kazanç-bant-çarpımından dolayı yüksek kazanç elde edilmek istendiğinde normalde TIA devresinin gürültüsünün en fazla olduğu yüksek frekanslar (Şekil 3.12 örnek olarak incelenebilir) bastırılmış ve istenilen gürültü yükseltme etkisi gerçekleştirilememiştir. Bu nedenle gürültü testi ve sinyal-gürültü-oranı testi gerçekleştirilememiştir.

4.2. Test Sonuçları

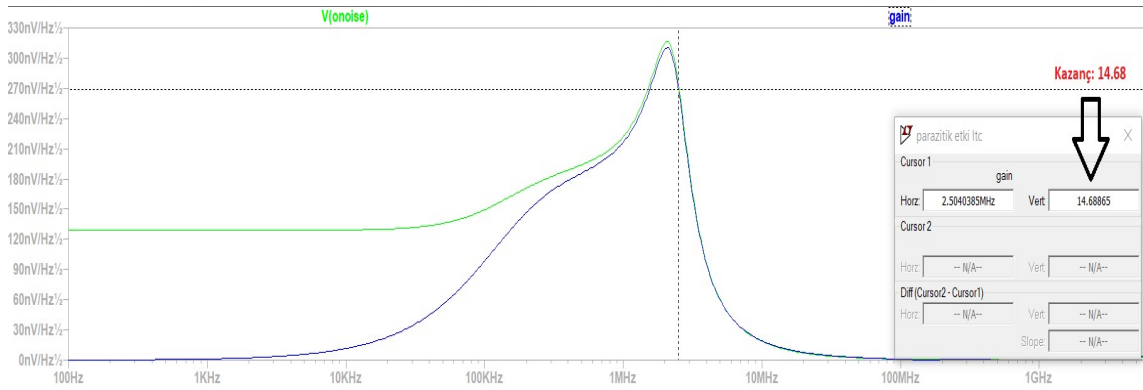
LF347 ve LTC6244HV OPAMP'ları kullanılarak simülasyonda uygulanan herbir durum için kazanç testleri gerçekleştirilmiştir. Her bir durum için simülasyonda gözlemlenen yüksek kazancın çevresinde çeşitli frekanslar denenerek en yüksek kazanç gözlemlenmeye çalışılmıştır.



Şekil 4.3. Sarı giriş sinyali, mavi ise çıkış sinyalidir. Farklı frekanstaki test sonuçlarının osiloskop çıktıları

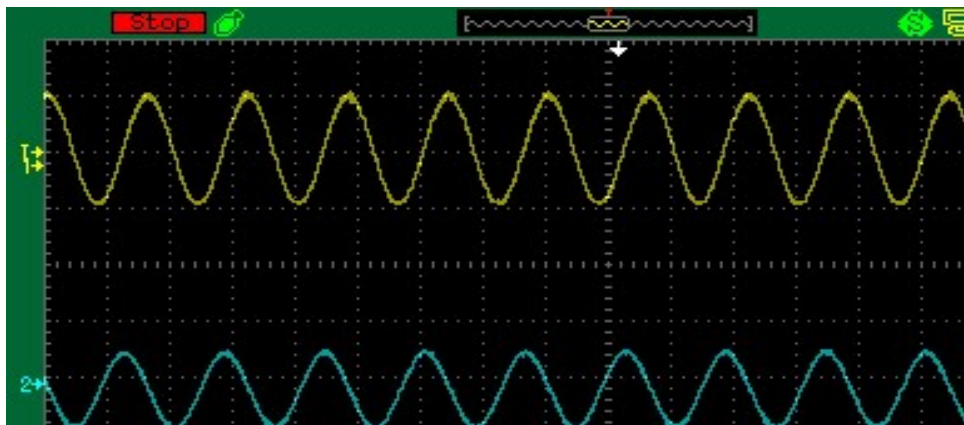
Simülasyon sonuçları ile test sonuçları ilk başta uyuşmamıştır. Bunun nedeninin parazitik kapasitansların yüksek kazanç değerini ve frekans aralığını değiştirmesi olduğu anlaşılmaktadır. Simülasyon devresine 10pF'lık parazitik kapasitanslar eklendiğinde simülasyon sonuçları ile test sonuçları hemen hemen örtüştüğü gözlemlenmiştir.

LTC6244HV OPAMP'ı kullanılarak yapılan TIA devresinde $C1=10p$, $R1=1M\Omega$, $C2=1p$ kullanılarak simülasyon yapılmıştır. Şekil 4.4'de parazitik etki olmadan ölçülen simülasyon grafiği 2.5 MHz frekansındaki kazanç bakıldığında kazanç oranı 14.68 olarak gözükmektedir.



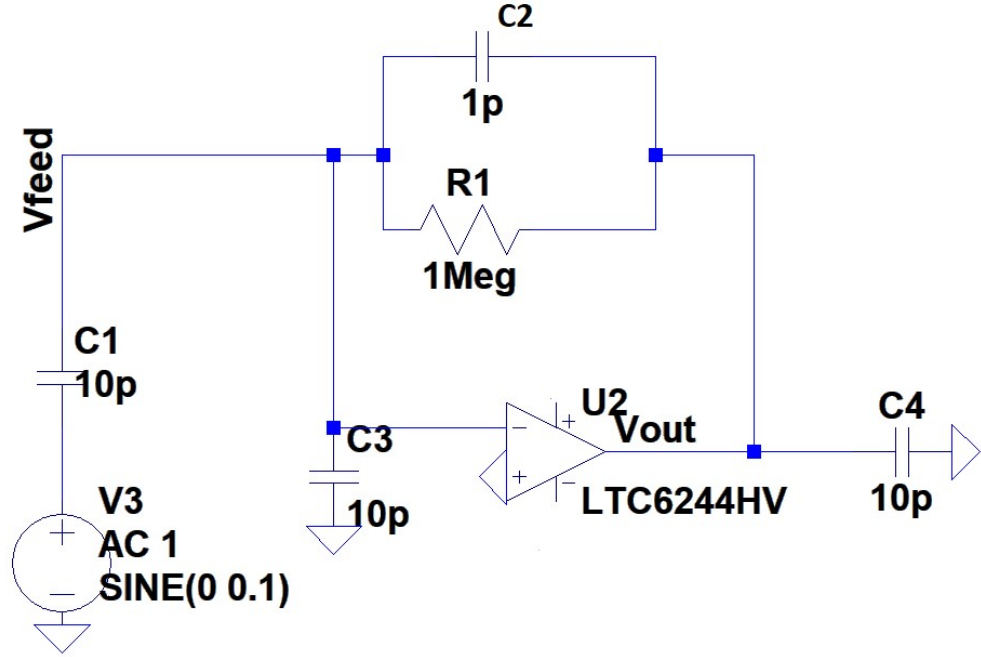
Şekil 4.4. Parazitik etki olmadan ölçülen simülasyon grafiği

Şekil 4.5'de kazanç değeri yaklaşık olarak 8 olarak gözükmektedir. Şekil 4.4'deki devreden farklı bir kazanç değerinin çıkmasının nedeni parazitik kapasitansdır.



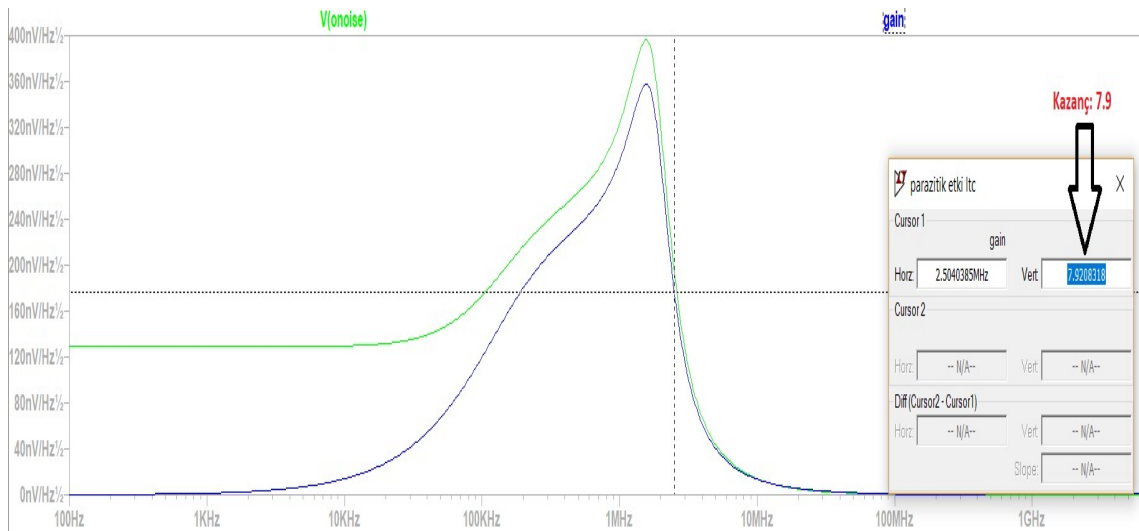
Şekil 4.5 LTC6244HV için $C1=10p$, $R1=1M\Omega$, $C2=1p$ TIA değerlerinde gerçek ortamda yapılan test osiloskop ekranı

Baskı devrede çizilen her hat parazitik kapasitansın bir elektrotudur. Karşıt elektrot ise toprak hattı veya kullanılan kablolar olabilir. Şekil 4.6'da 10pF'lık kapasitanslarla parazitik etki simülasyon ortamına taşınmıştır.



Şekil 4.6. C3 ve C4 kapasitans değerleriyle parazitik etki devreye dahil edilmiştir.

Şekil 4.7. de görüldüğü gibi C3 ve C4 kapasitanslarıyla parazitik etki devreye sokulduğunda 2.5 MHz referans frekans değerinde, gerçek ortamda yapılan test değerine yakın bir kazanç değeri gerçekleşmiştir.

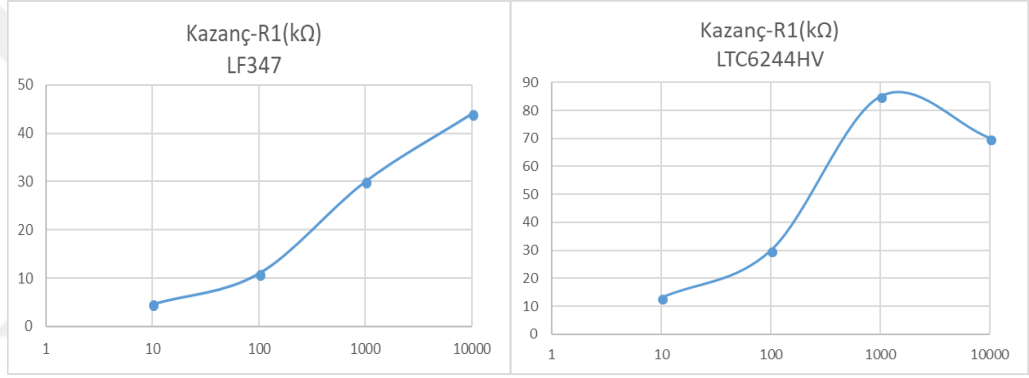


Şekil 4.7. Parazitik etki varken simülasyon ölçülen simülasyon grafiği

4.2.1. 100pF Sonuçları

LF347 ve LTC6244HV OPAMP'ları kullanılarak 100pF için kazanç testleri yapılmıştır. Belli bir uyartım gerilimine karşılık çıkış gerilimleri osiloskop yardımıyla ölçülerek rapor edilmiştir. 1k Ω değeri için sağlıklı sonuçlar alınmadığı için rapor edilmemiştir. Genel olarak simülasyon sonuçlarıyla paralel çıktılar alınmıştır. Yukarıda bahsedildiği gibi parazitik kapasitif etki 100pF sonuçlarında da gözlemlenmiştir.

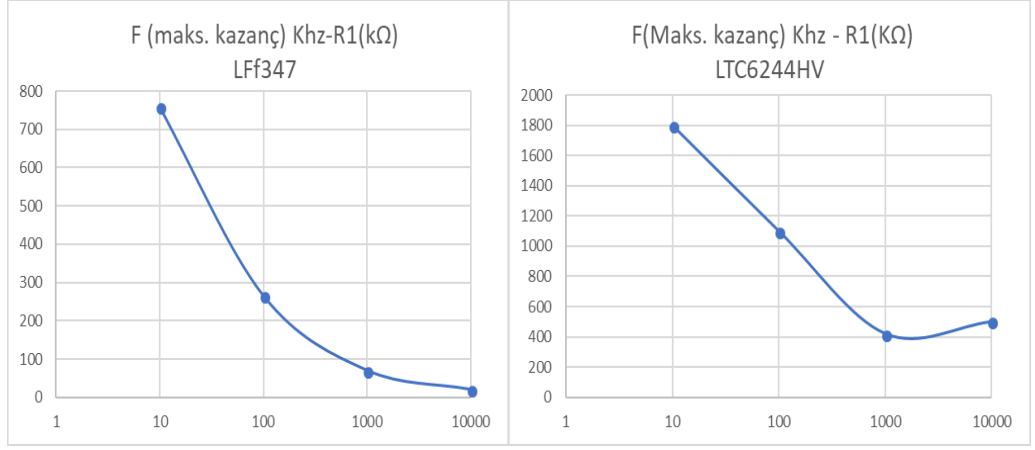
LTC6244HV OPAMP'lı TIA'da 10M Ω değeri için 1pF'dan az C2 kapasitörü kullanılmadığından kazançta teorikte optimizasyonu yapılması durumuna göre kayıp olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 4.8. 100pF için LF347 ve LTC6244HV OPAMP'lı kazanç testi - R1 grafikleri

Şekil 4.9'da kazancın maksimum olduğu frekans değerlerinin R1 direnç değişimine göre grafiği verilmiştir. R1 arttıkça maksimum kazanç çalışma frekans değerinin düştüğü raporlanmıştır.

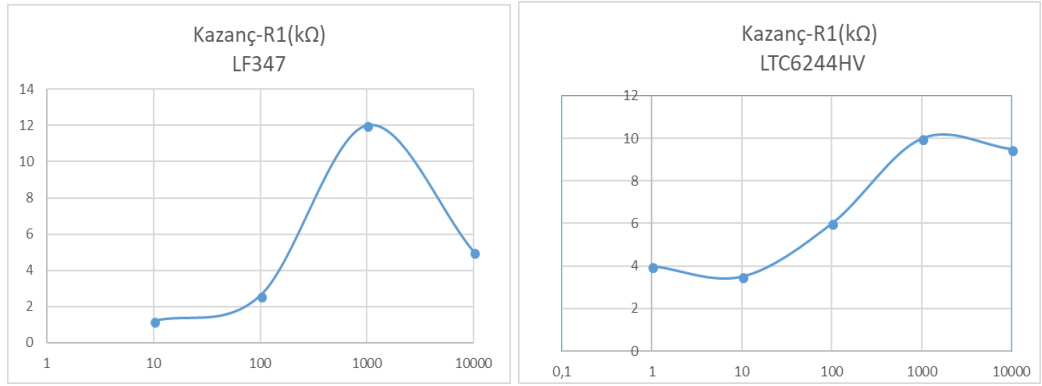
LTC6244HV OPAMP'lı TIA'da 10M Ω değeri için 1pF'dan az C2 kapasitörü kullanılmadığından tam olarak optimizasyon yapılamamıştır. Bu nedenle maksimum kazançtaki frekans değeri beklenenin üzerinde raporlanmıştır.



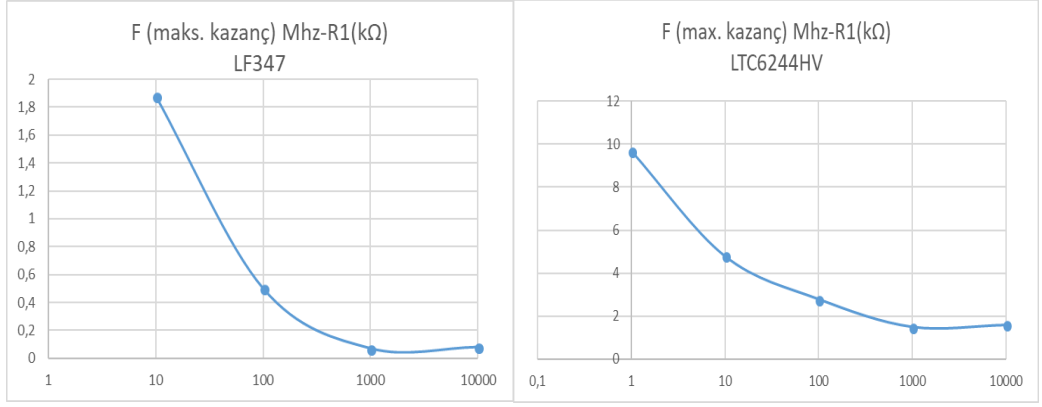
Şekil 4.9. 100pF için LF347 ve LTC6244HV OPAMP'lı maksimum kazançtaki frekansları-R1 grafikleri

4.2.2. 10pF Sonuçları

Şekil 4.10'daki kazanç grafiği ve şekil 4.11'deki maksimum kazanca karşılık gelen frekansın grafiklerinde LF347 OPAMP'lı TIA için 1kΩ empedansında düzgün sonuçlar rapor edilememiştir. Bununla birlikte genel olarak simülasyon sonuçlarıyla paralellik göstermektedir.



Şekil 4.10. 10pF için Kazanç-R1 Grafiği LF347 ve LTC6244HV

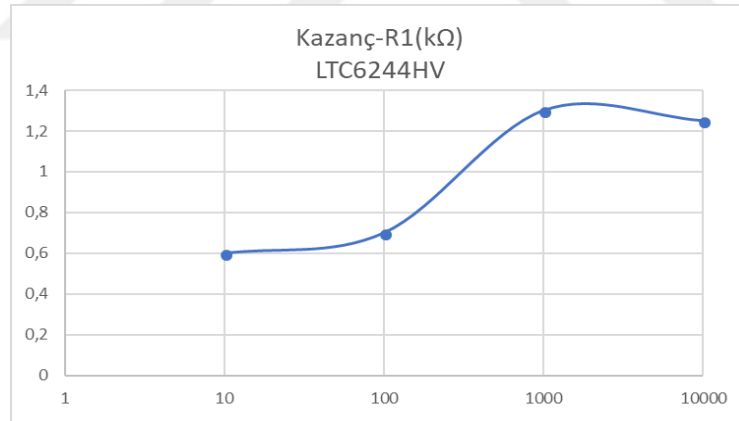


Şekil 4.11 100pF için LF347 ve LTC6244HV OPAMP'lı maksimum kazançtaki frekansları-R1 grafikleri

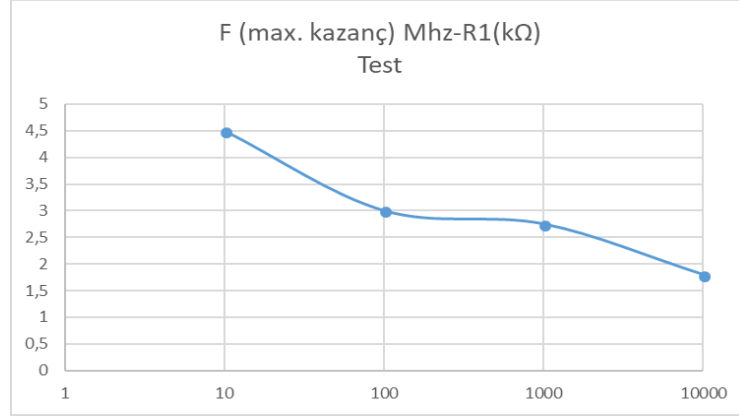
4.2.3. 1pF Sonuçları

1pF ön kapasitans değeri için LF347 OPAMP'lı TIA'larda testler düzgün olmadığı için sonuç rapor edilememiştir.

LTC6244HV OPAMPLI TIA'lar için kazanç (Şekil 4.12) ve maksimum kazançtaki frekans (Şekil 4.13) grafikleri simülasyon sonuçlarıyla paralel çıkmıştır.



Şekil 4.12. 1pF için Kazanç-R1 grafiği, LTC6244HV

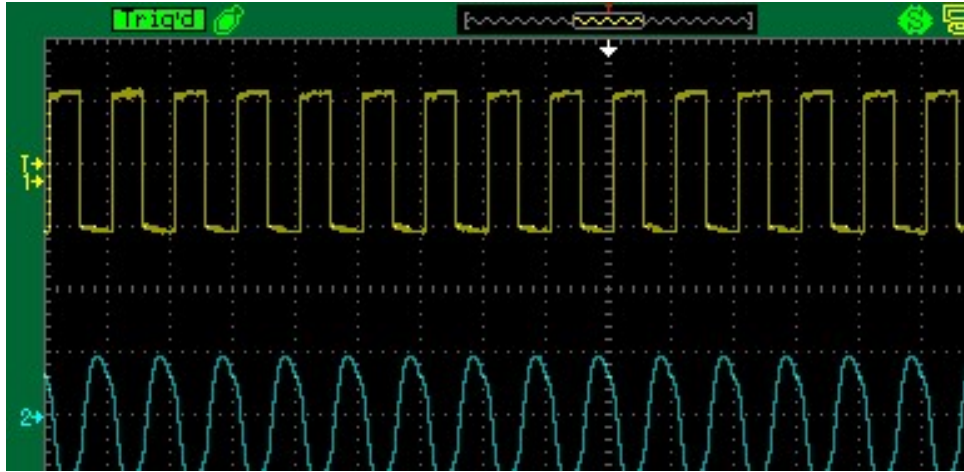


Şekil 4.13. Maksimum kazançtaki frekans-R1 grafiği LTC6244HV

4.3. Kare Dalga - Sinüs Dalga Uyarım

Yukarıdaki yapılan testlerde sinüs dalga AC uyarım gerilimi verilmiştir. Bu bölümde devreye kare dalga verildiğinde karşılaşılan durumlardan bahsedilmiştir. Kare dalga sinüs dalgaya nispeten daha kolay üretilebilir.

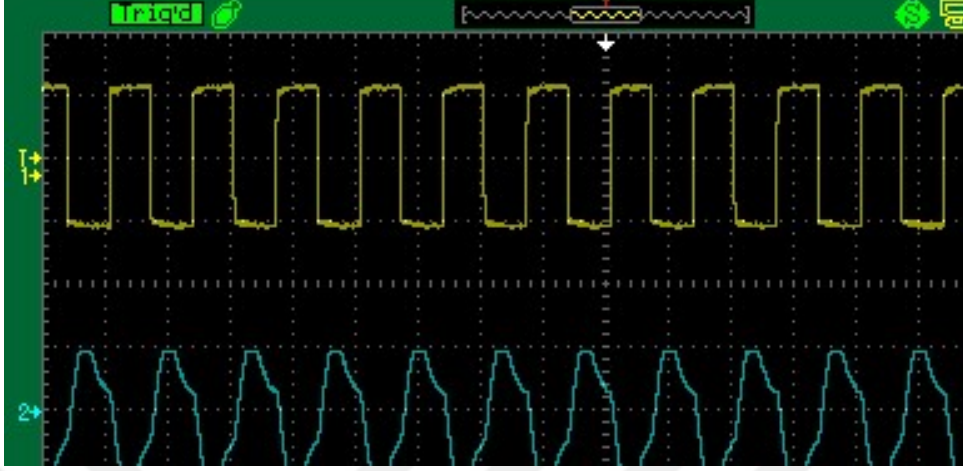
Şekil 4.14'de LTC6244HV OPAMP'ı kullanılarak ve $C1=100\text{pF}$, $C2=1\text{pF}$, $R1=1\text{M}\Omega$ değerleri için optimize edilmiş TIA devresinde en yüksek kazanç değerine karşılık gelen frekansta kare dalga verilerek çıkış dalga elde edilmiştir.



Şekil 4.14. Kare dalga uyarım verilmiş TIA için çıkış sinyali , LTC6244HV ($C1=100\text{pF}$, $C2=1\text{pF}$, $R1=1\text{M}\Omega$)

Şekil 4.15 LTC6244HV OPAMP'ı kullanılarak ve $C1=100\text{pF}$, $C2=1\text{pF}$, $R1=1\text{M}\Omega$ değerleri için optimize edilmiş TIA devresinde en yüksek kazanç değerine karşılık gelen frekans değerinden düşük frekansta kare dalga verilerek çıkış dalga elde

edilmiştir. Bu frekans değeri düşük olduğu için harmonikler bastırılmamış ve sinüs sinyali düzgün çıkmamıştır.



Şekil 4.15. Düşük frekans kare dalga uyarım verilmiş TIA için çıkış sinyali , LTC6244HV (C1=100pF, C2=1pF, R1=1M Ω)

TIA'nın optimize edilmiş durumlarında en yüksek kazanç gelen frekans değeri için kare dalga uyarımı verildiğinde Şekil 4.13'de görüldüğü gibi çıkış grafikleri sinüs dalgaya benzemektedir. Bunun nedeni kare dalganın harmoniklerinin kazancın maksimum olduğu yerin ötesine düşmesiyle harmoniklerin bastırılmasıdır. Bu durumda kare uyarım kullanıma elverişlidir.

4.4. Değerlendirme

Yapılan test çalışmalarında görülmüştür ki LF347 OPAMP'ı kullanılarak oluşturulan TIA'larda C1=1pF ön kapasitans değerinde TIA parazitik etkilerden dolayı düzgün çalışmamaktadır.

Parazitik kapasitans etkisi yüksek kazanç değerini ve frekans aralığını değiştirdiğinden dolayı parazitikler çok önemlidir. PCB çizimi ve komponentlerin küçük seçilmesi parazitikleri azaltıp sistemi daha performanslı yapacağından bu durumlara dikkat edilmelidir.

Kazanç testlerinin yanısıra gürültü ve SNR testleri de yapılmaya çalışılmış ancak kullanılmış olan gürültü bulma yöntemi sonuç vermemiştir. Gürültü ölçebilen cihazlar ile gürültü testi ve SNR testleri yapılabilir.

Simülasyon sonuçlarında da gözlemediği gibi LTC6244HV OPAMP'ı için kurulan devrelerde $10\text{M}\Omega$ değeri için seçilen C2 kapasitör değeri 1pF altında alınmadığı için kazanç değeri optimum düzeye çıkmadığı, devredeki direnç oranı arttığı için de gürültünün arttığı gözlemlenmiştir. Bu nedenle $10\text{M}\Omega$ için kurulan TIA'lar LTC6244 için ideal değildir.



5. TARTIŞMA VE ÖNERİLER

Yapılan bu çalışma ile kapasitif bir sensör uygulaması için transempedans tabanlı bir analog ön yüz devre optimizasyonunda kapasitif ölçüm devresinin bir bütün olarak değerlendirilmesi gerektiği ortaya çıkmıştır. Örnek vermek gerekirse kazancın yüksek tutulması gerekirken OPAMP'ların da doyuma düşmemesi gerekmektedir. Bu çalışmada uyarım sinyalinin genliği küçük alınarak bu problem aşılsa bile uyarım sinyalinin genliği de uygulamada önemli bir sınırlama olacak ve tasarımı değiştirebilecektir. Bu durumun uygulama özelinde dikkatli bir şekilde değerlendirilmesi gerekmektedir.

Parasitik kapasitansların büyük bir rol oynadığı ve tasarım sırasında bunların değerlendirmeye alınması gerektiği anlaşılmıştır. Parasitik kapasitansları en aza indirecek baskı devre tasarımının da önemli bir tasarım parametresi olduğu görülmüştür. Simülasyonlar sırasında parasitik kapasitansların eklenmesi ile birlikte test sonuçları ile simülasyonların büyük ölçüde benzerlik gösterdiği görülmüştür.

Test ve simülasyon sonuçlarında gözlemlendiği gibi LTC6244HV OPAMP'ı için kurulan devrelerde $10\text{ M}\Omega$ değeri için seçtiğimiz C2 kapasitör değeri pratik olarak 1 pF değerinden düşük tercih edilemediğinden kazanç değeri optimum düzeye çıkmadığı buna karşın devredeki direnç oranıyla orantılı biçimde gürültünün arttığı gözlemlenmiştir. Bu nedenle $10\text{ M}\Omega$ ve üzeri direnç değerleri için kurulan TIA'lar LTC6244 için ideal değildir.

LF347 OPAMP'ı kullanılarak oluşturulan devrelerde $C1=1\text{ pF}$ ile optimizasyon yapılmak istendiğinde TIA parazitik etkilerden dolayı düzgün çalışmamaktadır.

Genel olarak yüksek kazanç için büyük direnç ve kazancın en fazla olduğu frekans kullanılması gerekmektedir. OPAMP'ların da doyuma düşmemesini sağlayacak kazanç - uyarım sinyali genliği - gürültü optimizasyonu yapılmalıdır. İyi bir optimizasyon ile kare dalga uyarımı da mümkün hale gelmiştir.

5.1 Tez Amacının Doğrulanması

Bu çalışma ile kapasitif bir sensör için TIA analog ön yüz devresi optimizasyonu ile ilgili geniş bir birikim elde edilmiş ve bu devrenin optimum tasarlanması için bir yöntem geliştirilmiştir.

Bu yöntemi kısaca anlatmak gerekirse, kullanılacak olan TIA'nın gereksinimlerine göre OPAMP'ın seçilmesi, daha sonra TIA kararlılığı için kapasitör değerinin seçilmesi sonra da maksimum kazanç için optimum frekans değerler ile yüksek direnç kullanılmasıdır. Ancak OPAMP'ların doyuma girme riski ile giriş sinyalinin genliğinin etkisi de unutulmamalıdır. Bu genlik kapasitif sensör ölçüm şekli ile de ilgili olduğundan daha fazla optimizasyon bu aşamada pratik görülmemiştir.

Yapılan simülasyon ve test sonuçlarında görülmüştür ki kapasitiflerin yapmış olduğu parazitik etki yüksek kazanç değerini değiştirdiği için parazitik etki yapabilecek olan etkilere dikkat edilmesi gerekmektedir. Bu etkileri oluşturan etmenler toprak hattı, kullanılan kablolar, devre içinde çizilen hatların uzunluğu, çizim şekli olabilir.

Parazitik etkilerin varlığı bilindiğine göre TIA optimizasyonlarında parazitiklerinde hesaba katılarak giriş kapasitans değerine göre yöntemler oluşmaktadır.

LTC6244HV OPAMP'ı için 10 M Ω ve üzeri dirençler TIA optimizasyonunda 1pF altında C2 kapasitansa gereksinim duymaktadır. Ancak bunun da gerçekleşmesi pratik değildir.

Deneysel ortamda LF347 OPAMP'ı kullanılarak oluşturulan devrelerde C1=1pF ile optimizasyon yapılmak istendiğinde TIA parazitik etkilerden dolayı düzgün çalışmamaktadır.

5.2. Gelecek Çalışmalar İçin Öneriler

Yapılan TIA optimizasyon çalışmaları Şekil 1.5'deki senkron demodülasyon devresinin tamamı kullanılıp tüm sistemin analizi daha anlamlı sonuçlar verecektir. Özellikle kare dalga için analog anahtarlar kullanılabilir ancak bu da başka gürültü kaynağı getirebilir. Gürültü alçak geçiren filtre ile düşük frekansa çekileceği için gürültü analizi daha gerçekçi ve pratik olacaktır.

TIA optimizasyonlarında başka OPAMP'lar da kullanılabilir. Farklı firmaların düşük gürültülü, yüksek frekansta çalışmaya uygun ve düşük kutuplama akımlı OPAMP'ları değerlendirilebilir. Ayrıca Capacitance-to-digital converter diye bilinen entegre kapasitif ön yüz devreleri ile bir karşılaştırma yapılması daha bütüncül olur.

Optimize edilmiş bir TIA devresinin senkron demodülasyon ya da benzeri üstün bir kapasitif algılama devresi bloğu ile birlikte bir kapasitans ölçüm uygulamasında kullanılması yapılan çalışmaların pratiğe aktarılması açısından olumlu olacaktır. Yüksek

hassasiyet isteyen, bant genişliği de dikkate alınması gereken kapasitif rotary enkoderler bu konuda uygun bir hedef uygulama olabilir.



KAYNAKLAR

- Acar C., 2004, Robust Micromachined Vibratory Gyroscopes, Phd, University of California, in Mechanical and Aerospace Engineering.
- Baker B. , 2008, Photo-sensing circuits: The eyes of the electronic world are watching
- Canal M. R., Özkaraça O., Hisar Ç., 2011, Labview Tabanlı, Bilgisayar Destekli Gerçek Zamanlı EKG Cihazının Tasarımı.
- Durani S., A Pulse Induction Metal Detector, Analog Electronics
- Erdener Ö., 2005, Bsc, İstanbul Teknik Üniversitesi, Institute of Science and Technology
- Goldstein B., Kim D., Xu J., Vanderlick T. K., and Culurciello E., "CMOS low current measurement system for biomedical applications," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 6, no. 2, pp. 111-119, 2012.
- Hasnain C., C. J. 2002. Modulation and demodulation.
- <https://www.allaboutcircuits.com>
- <http://www.ti.com/lit/an/snoa515a/snoa515a.pdf>
- <http://www.analog.com/en/technical-articles/transimpedance-amplifier-noise-considerations.html>
- Jafari H., Soleymani L., and Genov R., "16-channel CMOS impedance spectroscopy DNA analyzer with dual-slope multiplying ADCs," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 6, no. 5, pp. 468-478, 2012.
- Kadıoğlu T., Dinçer H., İvme Sensörü Uygulaması, Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme mühendisliği
- Kansu Y., 2015, A Transimpedance Amplifier For Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers, Master, 24
- Kobayashi K. W., State-of-the-Art 60 GHz, 3.6 K-Ohm Transimpedance Amplifier for 40 Gb/s and Beyond.
- Kobayashi K. W., Sirenza Microdevices, Torrance, California, 90505, USA
- Levine P. M., Gong P., Levicky R., and Shepard K. L., "Active CMOS sensor array for electrochemical biomolecular detection," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 43, no. 8, pp. 1859-1871, 2008.
- Margan E. Staric P., Wideband Amplifiers, 2006

- Mark, İ , 2014, CMOS Transimpedance Amplifier for Biosensor Signal Acquisition, Master , University of Waterloo, Electrical and Computer Engineering
- Rosenstein J. K., Ramakrishnan S., Roseman J., and Shepard K. L., "Single ion channel recordings with CMOS-anchored lipid membranes," Nano Letters, vol. 13, no. 6, pp. 2682-2686, 2013. 92
- Saraoğlu H. M., 2008, Elektronik Burun Teknolojisi ve Uygulama Alanları, Akademik Bilişim, Dumlupınar Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
- Senturia S.D., Basic Opamp Circuits, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, Kluwer Academic Publishers
- Texas Instruments, 2001, Stability Analysis of voltage feedback OPAMPS, Application Report, 18
- Thei F., Rossi M., Bennati M., Crescentini M., Lodesani F., Morgan H., and Tartagni M., "Parallel recording of single ion channels: a heterogeneous system approach," IEEE Transactions on Nanotechnology, vol. 9, no. 3, pp. 295-302, 2010.
- Weerakoon P., Culurciello E., Klemic K. G., and Sigworth F. J., "An integrated patch clamp potentiostat with electrode compensation," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 3, no. 2, pp. 117-125, 2009.
- Wygant I. O., Student Member, IEEE, Jamal Nafis S., Student Member, 2009, An Integrated Circuit With Transmit Beamforming Flip-Chip Bonded to a 2-D CMUT Array for 3-D Ultrasound Imaging, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 56, no. 10

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Harun ARSLAN
Uyruğu : Türk
Doğum Yeri ve Tarihi : Çankaya-Ankara, 1990
Telefon :
Faks :
e-mail : hrn_arслан18@hotmail.com

EĞİTİM

Derece	Adı, İlçe, İl	Bitirme Yılı
Lise	: Kurtuluş Anadolu Lisesi, Ankara	2009
Üniversite	: Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun	2014
Yüksek Lisans	:	
Doktora	:	

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görevi
2014	TÜBİTAK	Uzman yardımcısı

UZMANLIK ALANI

YABANCI DİLLER

İngilizce

YAYINLAR

Arslan H., Erişmiş M. A., Development of Transimpedance Amplifiers for Different Input Frequency Values, ICAT 2018