
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
Gazi
1926

YÜKSEK KAZANÇ VE DÜŞÜK GÜÇ TÜKETİMLİ TRANSEMPEDANS YÜKSELTEÇ TASARIMI

Emine FİDAN SAĞLAM

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ŞUBAT 2026

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmasında;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmasında yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Emine FİDAN SAĞLAM

06/02/2026

YÜKSEK KAZANÇ VE DÜŞÜK GÜÇ TÜKETİMLİ TRANSEMPEDANS YÜKSELTEÇ TASARIMI

(Yüksek Lisans Tezi)

Emine FİDAN SAĞLAM

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Şubat 2026

ÖZET

Günümüzde LİDAR tabanlı algılama sistemlerinde kullanılan elektronik devreler oldukça hassas ve karmaşık yapılara sahiptir. Bu yapılarda doğru sinyal işleme gerçekleştirebilmek için özellikle ön uç devrelerin performansını belirleyen transempedans yükselteçlerinin dikkatle tasarlanması gerekmektedir. Bu çalışmada, modern LİDAR sistemlerinde kullanılmak üzere özgün bir TIA mimarisi geliştirilmiştir. Tasarlanan devre, fotodiyot tarafından üretilen zayıf akım sinyalini yüksek doğrulukla gerilime dönüştürmektedir ve bu dönüştürme işleminde kararlılık, düşük gürültü ve güç verimliliği temel tasarım kriterleri olarak ele alınmaktadır. Çalışmada, kaskot ortak geçit yapısı temel alınmış; kazanç artırmak için diferansiyel bir yükselteç eklenmiş ve çıkış empedansını düşürmek amacıyla kaynak izleyici kullanılmıştır. Devrenin kararlı çalışması için kapasitif geri besleme uygulanmış ve tüm tasarım adımları Cadence 180 nm teknolojisi kullanılarak test edilmiştir. Sistem, elde edilen tasarım parametrelerine göre 81,3 dBΩ transempedans kazancı ve 2 MHz bant genişliği sunmaktadır. Ayrıca devrenin güç tüketiminin düşük seviyelerde tutulması sayesinde yapı, taşınabilir ve enerji sınırlı LİDAR platformlarına uygun bir hâle gelmiştir. Simülasyonlardan elde edilen performans verileri, bilgisayar ortamında grafiksel olarak görüntülenebilmekte ve devre parametreleri istenildiğinde kolaylıkla değiştirilebilmektedir. Bu özellik, tasarımın hem araştırma hem de eğitim amacıyla kullanılabilirliğini artırmaktadır. Geliştirilen TIA mimarisi, modern LİDAR uygulamalarında gerekli olan hassas sinyal işleme gereksinimlerini karşılayabilecek nitelikte olup, ilerleyen çalışmalarda fiziksel gerçekleştirme ve yüksek bant genişliğine yönelik optimizasyonlara temel oluşturacak bir yapı sunmaktadır.

Bilim Kodu	:	93416
Anahtar Kelimeler	:	Transempedans yükselteç, cmos, resistif Geribesleme, kapasitif Geribesleme
Sayfa Adedi	:	71
Danışman	:	Prof. Dr. Tuğba Selcen NAVRUZ

HIGH-GAIN AND LOW-POWER TRANSIMPEDANCE AMPLIFIER DESIGN

(M. Sc. Thesis)

Emine FİDAN SAĞLAM

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

February 2026

ABSTRACT

Modern LiDAR-based sensing systems, the electronic front-end circuits exhibit highly sensitive and complex structures. Achieving reliable signal processing requires careful design of the transimpedance amplifiers that determine the overall performance of these systems. In this study, a custom transimpedance amplifier (TIA) architecture was developed for use in contemporary LiDAR applications. The proposed circuit converts the weak current generated by the photodiode into a voltage signal with high accuracy, while stability, low Noise, and power efficiency were adopted as the primary design criteria. The design is based on a cascode CG TIA structure; a differential amplifier stage was added to increase the gain, and a source follower was included to reduce the output impedance. Capacitive feedback was applied to ensure stable operation. All design steps were simulated using Cadence 180 nm technology. According to the obtained performance results, the system provides a transimpedance gain of 81,3 dBΩ and a bandwidth of 2 MHz. In addition, the low power consumption makes the architecture suitable for portable and energy-constrained LiDAR platforms. The simulation results can be visualized graphically on a computer, and circuit parameters can be adjusted easily when required. This flexibility enhances the usability of the design for both research and educational purposes.The developed TIA architecture meets the sensitive signal-processing requirements of modern LiDAR receivers and provides a solid foundation for future work involving physical implementation and bandwidth optimization.

Science Code	:	93416
Key Words	:	Transimpedance amplifier, cmos, resistive feedback, capacitive feedback
Page Number	:	71
Supervisor	:	Prof. Dr. Tuğba Selcen NAVRUZ

TEŞEKKÜR

Öncelikle, yaşamım boyunca yanımda olan aileme en içten teşekkürlerimi sunarım. Eğitim hayatımın her aşamasında koşulsuz desteğini hissettiren, sabrı ve sevgisiyle beni daima güçlendiren ailem, bu çalışmanın gerçekleşmesinde en büyük motivasyon kaynağım olmuştur.

Bu süreçte yanımda olan ve her koşulda desteğini esirgemeyen eşim Alperen SAĞLAM'a ayrı bir teşekkür borçluyum. Bana duyduğu güven, gösterdiği sabır ve sağladığı manevi güç, en zorlu anlarda dahi ilerlememi mümkün kılmıştır.

Lisans yıllarımdan itibaren akademik gelişimime yön veren, bilgi ve tecrübeleriyle ufkumu genişleten danışmanım Prof. Dr. Tuğba Selcen NAVRUZ'a ve tüm süreç boyunca desteğini, ilgisini ve rehberliğini sürdüren Arş. Gör. Serhat KARAÇAM'a en derin teşekkürlerimi sunarım. Onların değerli katkıları bu tezin oluşumunda belirleyici olmuştur.

Mesleki yaşamımda bana önemli bir çalışma ortamı sağlayan ASELSAN'a, tez sürecine katkıda bulunan çalışma arkadaşlarıma ve destekleri için ASELSAN Akademi'ye teşekkür ederim. Sağladıkları imkân ve güven, bu çalışmanın hayata geçirilmesinde önemli bir rol oynamıştır.

Bu tezi, ülkemizin bilim ve teknoloji yolculuğuna ilham veren Ulu Önder Mustafa Kemal ATATÜRK'e ve vatanımız uğruna canlarını feda eden tüm şehitlerimize saygı, minnet ve rahmetle ithaf ediyorum.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ ix

ŞEKİLLERİN LİSTESİ x

SİMGELER VE KISALTMALAR xi

1. GİRİŞ 1

2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI 3

3. TIA TOPOLOJİLERİ VE TEMEL ÇIKIŞ PARAMETRELERİ 17

3.1. Basit Opamplı TIA 17

3.1.1. Opamplı basit TIA'nın performans parametreleri 18

3.2. CG TIA Mimarisi 20

3.2.1. CG TIA parametreleri 21

3.3. RGC TIA Mimarisi 24

3.3.1. RGC TIA parametreleri 26

3.4. ICDF TIA Mimarisi 29

3.4.1. ICDF TIA parametreleri 30

3.5. Geleneksel TIA Mimarileri Benzetim Sonuçları 32

3.5.1. CG, RGC ve ICDF TIA mimarileri benzetim sonuçları 32

3.5.2. Rezistif ve kapasitif geribesleme etkileri 35

3.5.3. Klasik mimarilerin zayıflıkları 36

4. YÜKSEK KAZANÇ VE DÜŞÜK GÜÇ TÜKETİMİNE SAHİP ÖNERİLEN DEVRE (CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD) 41

4.1. Tasarım Stratejisi 42

Sayfa

4.1.1. Kaskot CG TIA 43
4.1.2. Diferansiyel Yükselteçli Kaskot CG TIA 45
4.1.3. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA..... 48
4.2. Çıktılar ve Tartışma 52
5. SONUÇ VE ÖNERİLER 61
KAYNAKLAR 65
ÖZGEÇMİŞ 71

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 3.1. Temel mimarilere göre benzetim sonuçları..... 33

Çizelge 3.2. Temel mimariler ve Geribeslemeli devrelerinin benzetim çalışmaları verileri 35

Çizelge 4.1. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA'nın CG, RGC ve ICTF TIA mimarilerindeki eksikliklere sunduğu çözümler 51

Çizelge 4.2. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA'nın tasarımı sürecinde her aşamada elde edilen simülasyon sonuçları..... 53

Çizelge 4.3. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA ile en gelişmiş güncel devrelerin karşılaştırması 56

Çizelge 4.4. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA ile endüstride kullanılan TIA'ların karşılaştırılması..... 57

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 3.1. Basit TIA R Geribesleme TIA devresi 17

Şekil 3.2. CG TIA 21

Şekil 3.3. RGC TIA 25

Şekil 3.4. ICDF TIA 30

Şekil 4.1. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA tasarımın basitleştirilmiş mimarisi 43

Şekil 4.2. Kaskot CG TIA tasarımı 44

Şekil 4.3. Kaskot CG TIA ve son yükselteç tasarımı 46

Şekil 4.4. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA 49

Şekil 4.5. Kaskot CG TIA'nın transempedans kazanç-frekans değişimi 53

Şekil 4.6. Kaskot CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ kazanç-frekans değişimi ve bant genişliği grafiği 54

Şekil 4.7. Kaskot CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA transempedans kazanç –frekans değişimi 54

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	**Açıklamalar**
dBΩ	Logaritmik Ölçekte Empedans
Hz	Frekans
K	Kelvin
W	Güç

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
CD	Common Drain (Ortak Savak)
CG	Common Source (Ortak Kapı)
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
D	Detection sensitivity
HBT	Heterojunction Bipolar Transistör
ICDF	Capacitive Differantial Feedback Inverter
InP	Indium Phosphide
IoT	Internet of Things
LiDAR	Light Imaging Detection and Ranging
NEP	Noise Equivalent Power
RGC	Regulated Gate Cascode (Regüle Edilmiş Kaskot)
RMS	Root Mean Square
SF	Source Follower (Kaynak Takipçi)
TIA	Transempedans Amplifier

1. GİRİŞ

Optoelektronik sistemlerin temel bileşenlerinden biri olan TIA'lar (transempedans yükselteçler), zayıf olan akım sinyallerini daha güçlü gerilim seviyesine dönüştürerek optik algılayıcı sistemlerde önemli bir rol oynamaktadır [1]. Bu dönüştürme işlemi, optik haberleşme sistemlerinden biyomedikal sensörlere kadar geniş bir yelpazede kullanılan TIA'ların performans kriterlerini doğrudan etkilemektedir. TIA'lar özellikle LiDAR (Light Detection and Ranging) teknolojisi, yüksek hız gerektiren haberleşme sistemleri ve görüntüleme uygulamaları gibi alanlarda kritik öneme sahiptir. Optik haberleşme sistemlerinde, fiber optik ağlar üzerinden gelen sinyallerin işlenmesi için kritik bir bileşen olarak görev yaparken [2], askeri uygulamalarda yüksek çözünürlüklü LiDAR sistemlerinde ve lazer mesafe ölçerlerde yüksek hassasiyet gerektiren işlemler için kullanılmaktadır [3]. Biyomedikal sensörler, optik sensörler aracılığıyla vücut sıvılarındaki biyokimyasal maddeleri analiz ederek medikal teşhis süreçlerinde önemli bir yer tutmaktadır. Ayrıca, sanayi ve otomasyon sistemlerinde, yüksek hassasiyetli ölçümler ve görüntüleme uygulamalarında TIA'lar yaygın olarak kullanılmaktadır.

TIA tasarımlarında karşılaşılan en önemli zorluklardan biri, bant genişliği ve transempedans kazanç arasında denge sağlanmasıdır. Yüksek transempedans kazanç sağlamak amacıyla dirençli geri besleme sıkça kullanılsa da bu yaklaşımın gürültü üzerinde olumsuz etkiler yaratabileceği bilinmektedir [4]. Alternatif olarak ortak kapı, ortak kaynak ve düzenlenmiş kaskot mimarileri, bant genişliği ve gürültü seviyesi açısından avantaj sağlayan yapılar olarak öne çıkmaktadır [4, 5]. Bu farklı mimarilerin kullanımı, tasarımın uygulama alanına bağlı olarak değişkenlik göstermektedir. Yüksek hızlı haberleşme sistemleri için yüksek bant genişliği sağlayan yapılar ön plana çıkarken, biyomedikal algılama gibi uygulamalarda düşük gürültü seviyesine sahip tasarımlar tercih edilmektedir.

TIA'ların performansı, yalnızca devre mimarisine değil, aynı zamanda kullanılan yarıiletken teknolojilerine de doğrudan bağlıdır. Özellikle CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) teknolojisi, düşük güç tüketimi ve yüksek entegrasyon kapasitesi sayesinde yüksek bant genişliği gerektiren uygulamalar için cazip bir seçenektir [6]. Bununla birlikte, yüksek frekanslı optik iletişim sistemlerinde daha yüksek hız ve daha yüksek bant genişliği gereksinimlerini karşılamak amacıyla, InP (Indium Phosphide) tabanlı TIA çözümleri tercih edilmektedir. InP HBT (heterojunction bipolar transistor) teknolojisi, 133 GHz'e kadar bant

genişliği sağlayarak bu tür uygulamalarda dikkat çekici bir performans sunmaktadır [7]. Dolayısıyla uygulamanın özelliklerine göre uygun malzeme seçimi ve üretim süreci, TIA tasarımında hem maliyet hem de işlevsellik açısından belirleyici ve kritik rol oynamaktadır.

Son yıllarda, enerji verimliliği yüksek TIA'lara yönelik ilgi giderek artmaktadır. Özellikle pil ile çalışan taşınabilir cihazlar ve IoT (Internet of Things) tabanlı akıllı sistemlerde düşük güç tüketimi öncelikli bir tasarım kriteri haline gelmiştir. Lazer tabanlı algılama sistemlerinde performans verimliliğini artırmak amacıyla, düşük güç tüketimli bir TIA tasarımı [8]'da sunulmuştur. Benzer şekilde 100 Gb/s veri iletimine yönelik sistemler için enerji verimliliği ön planda tutularak uygun bir TIA [2]'de geliştirilmiştir. Böylece TIA'lar yalnızca iletişim değil, aynı zamanda hassas algılama sistemlerinde de vazgeçilmez hâle gelmiştir.

Bu tez çalışmasında, geçmişten günümüze yapılan TIA araştırmaları incelenmiştir. LiDAR ve lazer mesafe ölçer gibi yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalar için optimize edilmiş bir TIA tasarımı önerilmiştir. Önerilen tasarım, yüksek transempedans kazanç ve düşük güç tüketimini temel performans kriterleri olarak ele almaktadır. Bant genişliği ve kazanç arasında bir denge olmalıdır. Gürültü ise olabilecek minimum düzeyde olmalıdır. Üç aşamalı bir mimari üzerine inşa edilen bu TIA, 81,3 dBΩ transempedans kazancı, 2 MHz bant genişliği ve 1,33 mW güç tüketimi ile yüksek verimli sinyal işleme imkânı sunmaktadır. Önerilen tasarım, düşük güç tüketimi sağlarken bant genişliği ve gürültü seviyesi açısından dengeli bir tasarım performansı sağlamaktadır.

Tez çalışmasında Bölüm 2'de literatür taraması sunulmuş, daha sonra Bölüm 3'te TIA Mimarileri ve Temel Çıkış Parametreleri, Bölüm 4'te Yüksek Kazanç ve Düşük Güç Tüketimine Sahip Önerilen Devre sunulmuştur. Bölüm 5'te Önerilen Hibrit Yapı ve Diğer Yapıların Karşılaştırılması sunulmuştur. Bölüm 6'da ise Sonuç ve Öneriler ile tez sonlandırılmıştır.

2. LİTERATÜR ARAŞTIRMASI

1960-1970 yılları arası, elektronik devre tasarımında özellikle zayıf sinyallerin güvenilir şekilde işlenmesine yönelik ihtiyaçların belirginleştiği ve bu doğrultuda TIA yapılarının geliştirildiği ve farklı alanlarda kullanılmaya başlandığı bir dönemdir. Bu yıllarda TIA'ların ön plana çıktığı başlıca iki temel uygulama alanı olan nükleer elektronik sistemler ve optik algılama sistemleridir.

1964 yılında James R. Biard'ın Texas Instruments bünyesinde hazırladığı iç raporda silikon fotodiyotlar ile çalışan ve foton akımını gerilime dönüştüren geri beslemeli yükselteç yapılarını sunmasıyla TIA kavramı mühendislik pratiğinde ilk kez işlevsel olarak tanımlanmıştır [9]. Biard'ın bu yaklaşımı, optoelektronik alıcı devrelerde doğrusal ve hızlı bir yanıt için, akım-gerilim dönüşümünü bir direnç üzerinden gerçekleştiren yükselteç tasarımının temellerini atmıştır. Bu teknik altyapı, 1967 yılında John R. Miller tarafından sunulan ve resmi olarak TIA yapısına benzeyen iki farklı mimariyi barındıran patent ile daha da belirginleşmiştir. Miller'ın patenti, lazer darbelerinden elde edilen zayıf akım sinyallerini yüksek hız ve doğrulukla işleyebilen, özellikle diferansiyel çıkış yapısına sahip transempedans tabanlı mimarileri detaylı biçimde tanımlamaktadır [10]. Bu gelişmeyle birlikte, transempedans yükselteç terimi hem mimari olarak somutlaşmış hem de optik iletişim alanında sistematik biçimde kullanılmaya başlanmıştır.

Nükleer elektronik ve spektrometre uygulamaları için 1969 yılında Arie F. Arbel tarafından gerçekleştirilen çalışmada empedans uyumsuzluğu ilkesine dayalı bir TIA yapısı geliştirmiştir. Önerilen şönt-şönt geri beslemeli yapı, düşük giriş ve çıkış empedansına sahip bir ana yükselteç üzerine kurulmuştur. Bu yapı sayesinde, yüksek çözünürlüklü nükleer spektrometrelerde ihtiyaç duyulan yüksek bant genişliği, yüksek transempedans kazancı ve düşük gürültü seviyesi özellikleri sağlanabilmiştir.

Arbel'in yaklaşımı, düşük empedans seviyelerinin hem sinyal iletiminde etkinliği artırdığını hem de önceki kademedeki gürültü katkısını azalttığını göstermiştir [11]. Bu durum, özellikle spektral gürültü dağılımının dengelenmesi açısından sistem performansına önemli katkı sunmuştur. Böylece TIA, yalnızca bir yükselteç değil, aynı zamanda nükleer ölçüm sistemlerinde kararlılığı ve doğruluğu artıran stratejik bir bileşen olarak değerlendirilmiştir.

Bu yapılar, ilerleyen yıllarda özellikle kızılötesi algılama ve radyasyon etkilerine dayanıklı tasarımlarda kullanılacak TIA konfigürasyonlarının temelini oluşturmuştur.

1970-1980 yılları arasında TIA'lar yalnızca zayıf akım sinyallerini yükselten bir devre elemanı olmaktan çıkmıştır [12]. Bu yıllarda, çevresel zorluklar altında çalışan sistemlerde performans kararlılığı sağlayan temel birimlerden biri hâline gelmiştir. Bu kapsamda, düşük sıcaklık altında çalışan kızılötesi dedektör sistemleri ile radyasyon etkilerine maruz kalan yapılar, TIA'ların işlevsel gücünü test etmek için uygun platformlar sunmuştur. 1973 yılında Shepherd ve Vickers tarafından sunulan bir çalışmada silisyum tabanlı ekstrinsik kızılötesi dedektörlerin gama ışınına maruz kaldığında sergilediği performans analiz edilmiştir. Ölçüm sisteminde, 10 K sıcaklıkta çalışan bir MOSFET'in çıkışı, oda sıcaklığında çalışan bir TIA'ya doğrudan bağlanmıştır. Bu yapı sayesinde dedektörden elde edilen düşük seviyeli akım sinyali, kararlı ve analiz edilebilir voltaj seviyelerine dönüştürülmüştür. Sistemin transempedans kazanç-bant genişliği çarpanı 100 MHzΩ olarak tasarlanmıştır. Yük direnci 4×10^{8} ohm ve giriş kapasitansı 5 pF olacak şekilde belirlenmiştir. Bu değerlere göre sistemin teorik bant genişliği yaklaşık 12,4 kHz olarak hesaplanmıştır. Gama ışınına maruz kalındığında TIA çıkışında yüksek genlikli voltaj darbeleri gözlenmiş ve bu darbelerin zaman dağılımı Poisson istatistiklerine uygunluk göstermiştir. Bazı koşullarda çıkış sinyalinin 10–15 V seviyesine kadar ulaştığı kaydedilmiştir. Bu durum, sistemin lineer çalışma aralığını aşarak doyuma ulaşmasına neden olmuş ve bu nedenle çıkışa voltaj sınırlayıcı devrelerin eklenmesi önerilmiştir. Ayrıca gama ışını akısı (ϕ), sistem üzerindeki etkileri sayısal olarak tanımlamak için kullanılmıştır. TIA'nın çıkış gürültüsünün RMS değeri gama akısının karekökü ile orantılı biçimde artarken, çıkış ofset voltajı gama akısıyla doğrusal ilişki göstermiştir. Örneğin bir TIA konfigürasyonunda, RMS gürültü voltajı $2{,}1\times10^{-5}$ V/ϕ ve çıkış ofset voltajı $1{,}2\times10^{-9}$ V/ϕ olarak ölçülmüştür [12]. Sistemin algılama hassasiyetini tanımlayan NEP (Gürültü Equivalent Power) ve D* (Detectivity) parametreleri de değerlendirilmiştir. Gama ışını etkisiyle NEP yükselirken, D* değeri düşüş göstermiştir. Bu durum, TIA'nın sadece sinyal dönüşümünde değil, aynı zamanda dedektör sistemlerinin genel doğruluğu ve güvenilirliğinde de doğrudan etkili bir bileşen olduğunu göstermektedir. Bu bulgular, Arbel'in 1969'daki çalışmasında önerdiği düşük empedanslı, şönt-şönt geri beslemeli TIA mimarisinin sağladığı kararlılık ve gürültü avantajlarının [11], yeni nesil zorlu ortam uygulamalarına nasıl başarıyla aktarıldığını da göstermektedir.

1980'li yıllar TIA'ların yüksek hızlı optoelektronik sistemlerin ihtiyaçlarına doğrudan yanıt veren, uygulama odaklı çözümler hâline geldiği bir dönüşüm dönemidir. Bu dönemde hem mikroelektronik teknolojilerdeki ilerlemeler hem de fiber optik iletişimde artan veri hızları, TIA tasarımlarını yeniden şekillendirmiştir. Özellikle GaAs ve Si bipolar teknolojilerinin monolitik entegrasyona olanak tanıması, GHz seviyesinde bant genişliğine ve düşük giriş gürültüsüne sahip yapılar geliştirilmesini mümkün kılmıştır. Bu dönemde daha çok yüksek hızlı ve yüksek bant genişlikli optoelektronik alıcı sistemlerinde kullanım, geniş dinamik aralıklı ve ayarlanabilir transempedans kazançlı optik alıcılar, yarıiletken ve metal fotodedektörlerle entegrasyon ve optoelektronik entegre devrelerin (OEIC) modellemesi üzerine çalışılmıştır. 1980'li yıllar, GHz seviyesinde bant genişliği sunabilen OEIC'in gerçekleştirilmesi açısından kritik bir dönem olmuştur. Bu kapsamda monolitik olarak tasarlanan TIA yapıları, fotodedektörlerle entegre biçimde çalışarak sistemin girişinden itibaren yüksek hızlı veri işlenmesini sağlamıştır. 1988 yılında geliştirilen GaAs MESFET tabanlı bir TIA, metal–yarıiletken–metal (MSM) fotodedektör ile birlikte tek yonga üzerinde entegre edilmiş ve 5,2 GHz bant genişliği elde edilmiştir. Bu yapı 12 fF giriş kapasitansı ve 0,2 A/W duyarlılığa sahip fotodedektörden gelen sinyalleri 300 Ω transempedans ile 50 Ω yüke aktarabilmiştir [12]. Bu tasarım, transempedans ile bant genişliği çarpımı bakımından 1,5 THzΩ değerine ulaşmış ve fiber optik iletişim sistemlerinde yüksek hızlı veri alımı için önemli bir eşik oluşturmuştur. Fiber optik sistemlerde 1,3–1,55 μm dalga boyları arasında çalışan bir diğer OEIC yapısında, entegre fotodedektör ve MESFET tabanlı TIA ile 3 GHz bant genişliği rapor edilmiştir [13]. Bu yapı, giriş empedansı düşük olan, kazancı ise geniş bir frekans aralığında sabit tutulan bir mimariyle gerçekleştirilmiş ve fiber iletişim için 275 mV çıkış sinyali üretmiştir.

Darbe kipinde çalışma, veri iletimi ve farklı ışık seviyelerine sahip sinyallerin işlenmesi uygulamalarında kullanılmak üzere tasarlanan TIA'larda geniş dinamik aralık ve değişken transempedans kazanç kontrolü önemli gereksinimlerdir. Bu tür ön-yükselteç yapıları, yüksek hızlı verilere sahip optik ağlarda farklı foton akısı seviyelerine karşı kararlı tepkiler geliştirmek için tasarlanmıştır. Özellikle haberleşme sistemlerinde darbe kipinde çalışmaya uyumlu çözümlerle bütünleşmiştir. 1986'da Yamashita tarafından önerilen, değişken transempedans kazancına sahip TIA yapısı, 18 kΩ'a kadar transempedans kazanç sağlayabilmiş ve otomatik transempedans kazanç kontrolü ile 140 Mb/s veri hızında kararlı çalışmayı mümkün kılmıştır [14]. Si-bipolar teknolojisiyle üretilen bu yapı, 220 MHz'in üzerinde bant genişliği ve 3 pA/√Hz civarında giriş gürültü yoğunluğu sunmuştur.

1990 yılında Y. Ota and R. G. Swartz tarafından geliştirilen bir diğer TIA yapısı, darbe kipinde çalışma ile optik sinyalleri işleyebilecek şekilde diferansiyel TIA ile donatılmıştır [15]. Bu yapı, otomatik eşik izleme devresi sayesinde 27,5 dB dinamik aralık ve 500 Mb/s'ye kadar veri hızında çalışma imkânı sağlamıştır. Bu tasarım, sistemin giriş seviyesinden itibaren dijital karar devresine kadar doğru ve hızlı bir sinyal aktarımı sağlamıştır.

1994 yılında sunulan bir çalışmada CMOS teknolojisiyle geliştirilen bir TIA yapısında 18 kΩ transempedans, 15 pA/√Hz giriş gürültüsü ve 160 MHz bant genişliği değerlerine ulaşılmıştır [16]. Bu devre, 248 Mb/s hızında çalışan bir optik alıcıyı ve 155 Mb/s hızında çalışan bir LED sürücüyü aynı yonga üzerinde entegre ederek düşük maliyetli optik fiber bağlantılar için kapsamlı bir çözüm sunmuştur.

1997 yılında çipten çipe optik veri iletimine yönelik tasarlanan bir CMOS TIA, 1 GHz bant genişliği ile 50 dBΩ düzeyinde transempedans kazancı sağlamıştır. 10 pA/√Hz seviyesindeki giriş gürültüsü ile olup düşük güçlü sinyallerin güvenilir biçimde algılanmasını sağlamıştır [17]. 1998 yılında, galyum arsenid tabanlı yüksek elektron hareketliliğine sahip transistör (GaAs-HEMT) teknolojisi ile geliştirilen bir diğer TIA, 22 GHz bant genişliği sağlayarak 25 Gb/s veri hızlarını desteklemiştir [18]. Bu yapının avantajı geniş frekans cevabı ve düşük empedanslı giriş sunmuş olmasıdır. Aynı yıl yapılan başka bir çalışmada regüle edilmiş kaskot mimarisine dayanan bir CMOS TIA ile 3,5 GHz bant genişliği ve 4,2 pA/√Hz eşdeğer giriş gürültüsüne ulaşılmıştır [19]. Bu yapı, diferansiyel sinyal işleme için yüksek performanslı ve düşük gürültülü bir çözüm sunmuştur.

1998'de InP kullanarak, 2,8 kΩ transempedans ve 15 GHz bant genişliği ile çalışan ve geniş sinyal aralığına rağmen yüksek doğrulukla sinyal işleme kapasitesine sahip bir kaskot TIA yapısı geliştirilmiştir [20].

1999 yılında önerilen bant aralığı referans devresinde TIA'nın giriş transformatörü olarak görev aldığı bir yapı sunulmuştur [21]. Sistemde güç tüketimi 100 µW civarına indirilmiş ve 1,2 V sabit çıkış voltajı elde edilmiştir.

2006 yılında TIA, düşük voltajla çalışan bir bant aralığı referans devresinde kullanılmıştır ve klasik direnç bölücüler yerine TIA yapısıyla sıcaklık kararlılığı artırılmıştır. ±%1,5

referans voltaj sapmasıyla 1,2 V kaynak altında 165 °C sıcaklık aralığında çalışabilecek esneklikte bir yapı elde edilmiştir [22].

2000 yılında yük direnci ile seri bağlanan küçük bir kapasitör kullanarak TIA'nın kutup frekansları ileri kaydırılmış ve bant genişliğinde %43'e varan bir artış sağlanmıştır [23]. Bu pasif çözüm, düşük maliyetli sistemlerde sabit kazancın korunmasını mümkün kılmıştır.

Bu çalışmaların tamamı TIA'nın sadece optik sinyalleri yükseltmekle sınırlı bir yapıdan çıkıp, geniş uygulama yelpazesine yayıldığını göstermektedir. 1970'li yıllarda gama ışını altındaki IR dedektörlerde [24] dayanıklılığıyla öne çıkan TIA'lar, 1990'lardan itibaren yüksek bant genişliği ve sıcaklıktan bağımsız referans üretimi gibi alanlara doğru evrilmiştir.

1990–2000 yılları arasında TIA'ların yüksek hızlı optik alıcılar ve referans voltaj üretimi gibi uygulamalarda kazandığı teknik olgunluk, 2000'li yıllarda daha ileri sistem entegrasyonu ve özel uygulamalara geçişin temelini oluşturmuştur. Bu geçişle birlikte TIA'lar yalnızca veri hızını artıran bileşenler olarak değil, aynı zamanda düşük güç tüketimi, ayarlanabilir bant genişliği, adaptif transempedans kazancı ve entegre gürültü yönetimi gibi çok yönlü tasarım hedeflerinin merkezinde konumlanmıştır. Özellikle CMOS teknolojisinin alt mikron seviyelere ulaşması, TIA'ların daha karmaşık sistemlerde düşük maliyetli ve güvenilir biçimde yer bulmasını sağlamıştır. LİDAR, biyosensör ve medikal cihazlar gibi disiplinlerarası uygulamalara entegrasyonunu mümkün kılmıştır. Bu dönemde geliştirilen çözümler, hem önceki tasarımların performans limitlerini aşmakta hem de bir sonraki on yılda karşılaşılacak daha zorlu gereksinimlere hazırlık sunmaktadır.

2000'li yıllar artan veri iletim hızları nedeniyle TIA devrelerinin yeniden yapılandırıldığı ve bant genişliği ile giriş gürültüsü optimizasyonlarının ön plana çıktığı bir dönem olmuştur. Özellikle CMOS süreçlerinin 180 nm'den 65 nm'ye kadar ilerlemesiyle, düşük güç tüketimi ve yüksek frekans performansı bir arada sunulabilmiştir.

Gigabit ethernet için geliştirilen CMOS tabanlı bir TIA, 1,25 Gb/s veri hızı, 60 dBΩ transempedans kazancı ve 3,7 GHz bant genişliği ile yalnızca 14 mW güç tüketimi sunmuştur [25]. 65 nm CMOS teknolojisinde tasarlanan başka bir 40 Gb/s TIA devresi, şönt tepeleme mimarisi ile 2,2 kΩ transempedans kazancı ve 39,6 GHz bant genişliği sağlamıştır [26]. Bu mimari sayesinde, zayıf optik sinyaller CMOS alıcı sistemlerinde doğrudan

işlenebilmiştir. Benzer şekilde, π-type endüktif tepeleme (PIP) tekniği kullanılan bir TIA devresinde 30,5 GHz bant genişliği ve 51 dBΩ transempedans kazancı sağlanmış, yalnızca 60,1 mW güç tüketilmiştir [27]. Bu yaklaşım, özellikle yüksek frekanslı veri iletim sistemlerinde giriş gürültüsünün azaltılmasında etkili olmuştur.

Bu dönemde TIA'lar yalnızca yüksek hızlı iletişimde değil, aynı zamanda düşük frekanslı ve düşük güçlü uygulamalarda da yaygınlaşmıştır. CMOS tabanlı bir biyosensör TIA'sı, 100 MΩ transempedans kazancı, 1 MHz bant genişliği ve 158 fA/√Hz giriş gürültüsü ile düşük seviyeli akım sinyallerini hassas şekilde algılamıştır [28]. Sistemin yalnızca 132 μW güç tüketmesi, taşınabilir medikal cihazlar için önemli bir avantaj sunmuştur.

Adaptif logaritmik yapıya sahip bir TIA tasarımı, 20 pA–1,5 mA giriş akımı aralığında lineer tepki vererek geniş dinamik aralıklı biyosensör ve görüntü işleme sistemleri için uygunluk göstermiştir [29]. Bu yapının 220 μW güç tüketimiyle çalışması, enerji verimliliğini bir adım daha ileriye taşımıştır.

2000–2010 döneminde, LİDAR sistemlerinin yaygınlaşmasıyla birlikte TIA mimarilerinde de LİDAR tabanlı algılama sistemlerine yönelik özelleştirmeler yapılmıştır. Özellikle zayıf fotodiyot akımlarını hızlı şekilde yükseltebilen ve düşük gürültü sunan yapılar geliştirilmiştir.

LİDAR sistemlerinde kullanılan InGaAs-InP tabanlı TIA mimarisi, 47 GHz bant genişliği ve 56 dBΩ transempedans kazanç ile 40 Gb/s'lik optik alıcılara entegre edilmiştir [30]. Yapı, 29–35 pA/√Hz arasında değişen giriş gürültüsüyle düşük zaman salınımı performansı sergilemiş ve üç kademeli mimarisi ile transempedans kazanç dengesi sağlanmıştır.

Orman yangınlarının erken tespiti için geliştirilen LİDAR sistemlerinde kullanılan TIA'lar, zaman çözünürlüğü yüksek ve düşük gürültülü algılama yeteneği sunmuştur. M. V. Alonso tarafından sunulan bir çalışmada, LİDAR sinyallerinin fotodiyotla algılanıp TIA üzerinden yükseltilmesi ile 2,5 km mesafeye kadar duman tespiti yapılabilmiştir [31].

Tasarım gücü ve performansı arasında denge kurmak adına bu dönemde pek çok ayarlanabilir TIA çözümü sunulmuştur. 0,18 μm CMOS ile geliştirilen bir tasarımda, endüktif tepeleme ile bant genişliği 6,2–10,5 GHz aralığında ayarlanabilir kılınmıştır [32].

Ayrıca medikal sistemler için geliştirilen ultra düşük güçlü TIA devresi, yalnızca 4,8 mW güç tüketimi ile çalışırken 11 kHz bant genişliği sunmuştur [33]. Bu sistemde fotodiyot akımına göre LED gücü dinamik olarak ayarlanmıştır.

TIA mimarileri, özellikle CMOS teknolojilerinin olgunlaşması ve uygulama alanlarının genişlemesiyle birlikte önemli evrimler geçirmiştir. 2010–2020 yılları arasında yapılan çalışmalar analog ön uç mimarilerinde performans artırımına odaklanmıştır . Bu dönemde, transempedans kazanç-bant genişliği çarpımının optimize edilmesi, düşük gürültü performansı, düşük güç tüketimi ve kompakt çip alanı gibi parametreler öne çıkarken, uygulama tabanlı tasarım anlayışı da mimari tercihlerde belirleyici hâle gelmiştir. Bu teorik iyileşmeler biyomedikal, optik haberleşme ve görüntüleme gibi uygulama alanlarının da gelişiminde önemli rol oynamıştır. Bu on yıllık süreçte TIA'lar, biyosensör sistemlerinin ayrılmaz bir parçası hâline gelmiştir. Özellikle CMOS süreçlerinde entegre edilen düşük akımlı ve düşük gürültülü tasarımlar, elektrokimyasal algılayıcılardan optik biyosensörlere kadar çeşitli ortamlarda başarıyla kullanılmıştır. Elektrokimyasal sensörler için geliştirilen yüksek empedanslı girişe sahip CMOS TIA mimarisi ile mikro saniyelik zaman çözünürlüğü ve yüksek doğruluk elde edilmiştir [34]. Gerçekleştirilen karşılaştırmalı çalışmada ise iki farklı CMOS ön uç mimarisi değerlendirilmiş; enerji verimliliği ile giriş empedansı arasındaki denge, biyosensör sistemlerinin tasarım parametrelerine ışık tutmuştur [35]. 2016 yılında yapılan bir çalışmada frekans alanında yakın kızılötesi spektroskopi (FD-NIRS) uygulamaları için önerilen düzenlenmiş RGC + evirici kaskot yapısı, 103,3 dBΩ transempedans kazanç, 22 MHz bant genişliği ve yalnızca 194 µW güç tüketimiyle taşınabilir medikal sistemlerde kayda değer bir çözüm sunmuştur [36].

Optik haberleşme uygulamalarında kullanılan TIA’ların bant genişliği ve gürültü performansı arasındaki denge büyük önem taşımaktadır. 2012 yılında sunulan bir çalışmada, 1 Gb/s hızında çalışan ve 180 nm CMOS süreciyle üretilmiş bir TIA tasarımı, düşük güç tüketimi ve geniş optik pencere desteği sağlamıştır [37]. Görünür Işık Haberleşmesi (VLC) için geliştirilen CMOS TIA yapıları da fotodiyot yüküyle doğrudan entegre edilebilen ve düşük ortam ışığı koşullarında yüksek doğrulukla çalışan çözümler sunmuştur [38]. Ayrıca elektron mikroskobu gibi yüksek hassasiyet gerektiren ortamlarda, ikincil elektronların toplanması için geliştirilen yüksek transempedans kazançlı, düşük gürültülü TIA'larda 180 nm CMOS teknolojisinde 96 dBΩ transempedans kazancı ve 150 MHz bant genişliği elde edilmiştir [39].

Transempedans yükselteçler radyasyon dedektörlerinde ve tıbbi görüntüleme sistemlerinde de önemli rol oynamıştır. Oliveira ve ekibinin gerçekleştirdiği çalışmada, klasik geri beslemeli TIA ile düzenlenmiş kaskot yapıların gürültü performansı karşılaştırılmış ve düzenlenmiş kaskot yapının, düşük pik gürültü ve yüksek dinamik aralık sunması nedeniyle özellikle radyasyon algılamada daha uygun olduğu vurgulanmıştır [40]. Bu tarz uygulamalarda TIA'nın giriş empedansının düşüklüğü ve yüksek bant genişliği elde etme becerisi, sistemin zaman çözünürlüğü ve doğruluğunu doğrudan etkilemektedir.

TIA'lar, organik ışık sensörleriyle entegre olarak da kullanılmıştır. 2014 yılında yapılan çalışmada ince film transistörlerle üretilmiş aktif matris yapıya sahip, yayılabilir yüzeyler üzerinde çalışan bir CMOS TIA mimarisi önerilmiştir [41]. Bu tasarım, düşük voltajla çalışabilmesi ve düşük güç tüketimi ile özellikle giyilebilir teknolojiler, esnek biyosensörler ve portatif görüntüleme sistemleri için önemli bir alternatif sunmuştur. Ayrıca, yapının ortak kapılı geri besleme mimarisi, sistemin kararlılığını ve transempedans kazanç doğruluğunu artırmıştır.

Geniş bantlı FET tabanlı TIA'lar için gürültü optimizasyonu üzerine yapılan çalışmalar, giriş empedansının azaltılması, RC kutuplarının yönetimi ve frekans cevabının genişletilmesi gibi konularda tasarımcılara rehberlik etmiştir [42,43]. Bu kapsamda, geniş frekans cevabı analizlerine dayalı tasarım kuralları sunan modelleme çalışmaları, gelecekteki yüksek hızlı sistemler için önemli altyapılar oluşturmuştur.

TIA'lar 2020 sonrası dönemde yalnızca klasik fotodetektör uygulamalarını desteklemekle kalmamış aynı zamanda yüksek çözünürlüklü LİDAR sistemleri ve hassas lazerli ölçüm platformları için hayati bir bileşen hâline gelmiştir. Bu dönemde araştırmalar, düşük gürültü, geniş dinamik aralık ve yeniden yapılandırılabilir mimarilere sahip TIA'lar sayesinde, LİDAR sistemlerinde hassasiyet ve doğruluğun artırılması üzerine yoğunlaşmıştır. Otonom sürüşten medikal görüntülemeye, insansız hava araçlarından ev içi yaşlı bakım sistemlerine kadar genişleyen LİDAR kullanım alanları, TIA tasarımlarında hem fonksiyonel çeşitlilik hem de performans odaklı yenilikleri beraberinde getirmiştir.

Son dönemde LİDAR sistemlerindeki kanal başına hassasiyet farkını en aza indirgemek amacıyla geliştirilen kalibrasyon temelli TIA'lar sayesinde lazer darbelerinden elde edilen zayıf foton sinyalleri doğru şekilde yakalanabilmektedir. LİDAR uygulamalarına özel olarak

geliştirilen bir TIA mimarisinde, güç-açılışta kalibrasyon tekniğiyle transempedans kazanç hatası ±5% seviyesine indirgenmiştir [44]. Devre; 86 dBΩ transempedans kazanç, 240 MHz bant genişliği ve nispeten düşük sayılabilecek 3,1 pA/√Hz giriş gürültüsü sunmaktadır. Ayrıca bu devre sıcaklık değişimlerine karşı yüksek kararlılık sergilemiştir ve bu sayede LİDAR sistemlerinde kanal eşitlemesini mümkün kılmıştır. Kanal eşitlemesi, farklı dedektör kanallarından veya alıcı yolaklardan gelen sinyallerin zamanlama, transempedans kazancı ve frekans tepkisi gibi parametreler açısından uyumlu hâle getirilmesini ifade eder.

LİDAR uygulamaları için tasarlanan bir başka TIA yapısı, aynalanmış akım taşıyıcı (MCC) temelli bir mimari ile donatılmıştır [45]. Bu yapı, 440 kΩ ile 150 GΩ arasında ayarlanabilen geri besleme direnci sayesinde değişken transempedans kazanç sağlamaktadır. Devre, geniş dinamik aralıkla birlikte 77 dBΩ transempedans kazanç ve 2,6 GHz bant genişliği sunmakta; lazerli mesafe ölçümünde düşük enerjili geri yansımalara bile hassas yanıt verebilmektedir. Sistem aynı zamanda, ortamdaki değişken ışık koşullarında bile istikrarlı çalışabilmekte ve yaşlı bireylerin evdeki konumlarını yüksek doğrulukla LİDAR ile tespit edebilmektedir.

Lazer darbelerinin çok kısa süreli ve yüksek frekanslı olması, TIA'ların yüksek bant genişliği ve hızlı yükselme süresi ile çalışmasını zorunlu kılmaktadır. Bu ihtiyaca cevap olarak geliştirilen bir TIA mimarisi, evirici tabanlı yapı ile transformatör destekli giriş empedansı uyumu sunmuştur [46]. Devre, 66 dBΩ transempedans kazanç ve 97 GHz 3-dB bant genişliği ile yüksek çözünürlüklü LİDAR sistemlerinde, özellikle alt milimetre mesafe çözünürlüğü gerektiren uygulamalarda başarıyla kullanılmıştır. Lazerle çalışan LİDAR sistemleri için optimize edilmiş bir diğer yapıda genişletilmiş giriş doğrusallığı ve düşük termal gürültü özellikleri bir araya getirilmiştir. SiGe BiCMOS teknolojisi kullanılarak geliştirilen bu devre, yalnızca 1,1 mW güç tüketimiyle 3,2 GHz bant genişliği sunmakta ve giriş gürültüsünü 2,3 pA/√Hz seviyesinde tutmaktadır [47]. Bu yapı, özellikle bataryayla çalışan mobil LİDAR sistemleri ve giyilebilir lazerli görüntüleme sensörleri için uygun bir çözümdür.

Zaman-uçuş (ToF) LİDAR sistemleri, gönderilen lazer darbesinin hedefe ulaşıp yansıyarak geri gelme süresini ölçerek mesafe bilgisi elde eder. Bu uygulamalarda TIA'ların çıkışlarında hızlı yükselme süresi ve düşük gecikme süresi kritik hâle gelir. Yakın dönemde sunulan bir TIA yapısı, 350 MHz bant genişliği, 90 dBΩ transempedans kazancı ve 3 pA/√Hz giriş gürültüsü ile 1 ns altı yanıt süresi sunmaktadır [48]. Bu performans, özellikle

LİDAR tabanlı haritalama ve engel tespiti gibi yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalar için büyük avantaj sağlamaktadır.

2024 yılında yayımlanan bir çalışmada, lazerli optik sistemlerde kullanılmak üzere çoklu element yalancı direnç (MEPR) yapısına dayalı bir TIA tasarımı tanıtılmıştır [47]. Bu yapı, 440 kΩ ile 150 GΩ arasında ayarlanabilir geri besleme dirençleri sayesinde 20 dB'den 140 dB'ye kadar değişebilen transempedans kazanç düzeyi sunmaktadır. Bu sistem özellikle kısa mesafeden yüksek hassasiyetle alınan LİDAR sinyallerinin işlenmesinde, güçlü sinyallerde doyum yaşanmadan çalışılmasına olanak tanımaktadır.

Geliştirilen bir başka TIA mimarisi, LİDAR sistemlerinin üç boyutlu görüntüleme uygulamaları için optimize edilmiştir [49]. 0,5 V/µs yükselme süresine, 58 dBΩ kazanca ve 4 GHz bant genişliğine sahip olan bu yapı, CMOS uyumlu entegre çözüm olarak sunulmuştur. LİDAR sinyallerinin hızlı ve doğru örneklenmesi için ideal bir yapı sunan devre, özellikle otonom araç LİDAR modüllerine entegrasyon için tercih edilmektedir.

Son yıllarda, TIA çıkışının doğrudan analog-dijital çevirici (ADC) yapısına entegre edilmesiyle LİDAR sistemlerinde gecikmelerin azaltılması ve güç tüketiminin düşürülmesi hedeflenmiştir [50]. Bu kapsamda geliştirilen bir tasarım, 1,6 ns yükselme süresi ve 64 dBΩ transempedans kazanç ile yüksek çözünürlükte ToF LİDAR uygulamalarında doğrudan örnekleme gerçekleştirmektedir. Sistemin toplam güç tüketimi yalnızca 2,3 mW düzeyindedir.

2025'e doğru sunulan bir prototip tasarım, LİDAR tabanlı tarımsal yüzey haritalama sistemleri için optimize edilmiştir [51]. Bu devrede 2,2 GHz bant genişliği, 100 dBΩ transempedans kazancı ve −30 dBm ile 0 dBm arasında değişen optik giriş gücüne karşı kararlı yanıt alınmıştır. Yüksek lineerlik, sistemin farklı yüzey yansıtıcılığına sahip bölgelerde doğru yükseklik bilgisi üretmesini mümkün kılmaktadır.

X. Tan tarafından önerilen güç-açılış kalibrasyon (POC) tekniği, çok kanallı LİDAR sistemlerinde kanal kazancı uyumsuzluklarını %40'tan %5'in altına indirerek önemli bir doğruluk artışı sağlamıştır [52]. 86 dBΩ transempedans kazancı, 240 MHz bant genişliği ve 3,1 pA/√Hz gürültü seviyesi ile LİDAR alıcıları için hem düşük gürültü hem de yüksek doğruluk sunulmuştur.

Ev tipi LİDAR tabanlı hareket izleme sistemleri için geliştirilen aynalanmış akım taşıyıcı transempedans yükselteç (MCC-TIA), Otomatik Kazanç Control (AGC) yeteneğini hızlı bir geri besleme sistemiyle birleştirerek 18 μA'dan 2,24 mA'ya kadar geniş bir giriş aralığını desteklemiştir [53]. 83 MHz ile 2,6 GHz arasında değişebilen bant genişliği sayesinde hem zayıf hem de güçlü yansımalar etkin bir şekilde işlenebilmiştir.

SiGe BiCMOS tabanlı 97 GHz bant genişliğine sahip düşük gürültülü bir TIA, lazer tabanlı LİDAR sistemlerinde 66 dB kazanç ve yalnızca 2,2 pA/√Hz seviyesinde giriş gürültüsü sağlamıştır [54]. Bu tasarım, 100 Gb/s veri hızlarını destekleyerek hem LİDAR hem de yüksek hızlı optik alıcı sistemleri için ortak bir çözüm sunmuştur.

Biosensör ve LİDAR sistemleri için çok geniş kazanç aralıklarını hedefleyen bir diğer önemli yaklaşım, yüksek dirençli yalancı direnç yapısı kullanarak 440 kΩ ile 150 GΩ arasında ayarlanabilir transempedans sağlayan TIA mimarisidir [55]. Geliştirilen bu yapı hem zayıf hem de doygun sinyalleri işleyebilecek esneklik sunarak LİDAR sistemlerinde ışık yoğunluğuna bağlı olarak dinamik yanıt üretebilmektedir.

Liu ve ekibi, 97,2 dB transempedans kazancı ve 327 MHz bant genişliği sunan bir evirici tabanlı TIA tasarımıyla LİDAR uygulamalarına özel olarak yüksek transempedans kazanç lı, düşük güç tüketimli ve geniş bant bir çözüm önermiştir [56]. Bu yapı, aktif trafolu geri besleme mimarisi sayesinde, lazer darbelerinin hassas algılanmasını sağlamaktadır. İç içe geçmiş ileri beslemeli gürültü iptal mimarisine dayanan bir indüktörsüz TIA, 40 dBΩ transempedans kazanç ile LİDAR sistemlerinde gürültü seviyesini önemli ölçüde düşürmüştür [57]. Sistem, 250 MHz'e kadar frekans desteği sağlayarak hem veri çözünürlüğü hem de zamanlama doğruluğu açısından iyileştirme sağlamıştır.

Park ve arkadaşlarının önerdiği mimari, evirici tabanlı bir aktif geri besleme yapısını temel alarak klasik sınırlayıcı yükselteç ihtiyacını ortadan kaldırmayı hedeflemiştir [58]. Bu yapıda, düşük genlikli optik sinyallere karşı yüksek transempedans kazancı sunulurken, büyük sinyallerde kendiliğinden doyuma girmeden transempedans kazanç sınırlaması gerçekleştirilmiştir. 180 nm CMOS teknolojisiyle üretilen ve entegre P+/N-well/Deep N-well tipi APD kullanılan bu devre, 70,5 dBΩ transempedans kazancı, 1,21 GHz bant genişliği ve 4,3 pA/√Hz gibi düşük bir gürültü seviyesine sahiptir. Özellikle kısa menzilli

LiDAR uygulamaları için hedeflenen bu mimari, 1,5 mA'e kadar olan giriş akımlarını bozulma olmaksızın işleyebilme yeteneğine sahiptir.

Y. Chon, S. Choi, ve S.M. Park'ın geliştirdiği tasarımda, tekli optik darbe süresi içerisinde eşzamanlı otomatik transempedans kazanç kontrolü (APD) yapabilen yenilikçi bir optoelektronik TIA mimarisi önerilmektedir [58]. Sistemde biri ana, diğeri yansıtıcı olmak üzere iki TIA bulunmaktadır ve her biri entegre birer APD ile donatılmıştır. Yansıtıcı TIA'nın çıkış voltajı, ana TIA'daki 3-bit PMOS anahtarlarını kontrol ederek geri besleme direncini darbe süresi boyunca dinamik olarak ayarlamaktadır. Böylece, 1 μApp ile 5,5 mApp arasında değişen giriş akımlarında lineer yanıt sağlanırken, yüksek akım koşullarında çıkış sinyali doyum öncesinde stabilize edilebilmektedir. Devre, 67 dBΩ transempedans kazancı, 830 MHz bant genişliği ve 16 pA/√Hz gürültü yoğunluğu ile –31 dBm seviyesinde bir optik hassasiyet sunmakta, sadece 6 mW güç tüketmektedir.

Geçit-iletimli TIA (OTG-TIA) mimarisinde, geçit-iletimli akım tamponu giriş sinyali ile senkronize çalışan kompakt bir kontrol yapısı oluşturur [59]. 180 nm CMOS süreciyle üretilen bu TIA, 67,6 dBΩ kazanca, 2,14 GHz bant genişliğine ve 22,3 mW güç tüketimine ulaşmıştır. Sistem, optik darbeleri düşük distorsiyonla işlerken, giriş darbesi genliğine göre direnç kontrollü transempedans kazanç ayarıyla sinyal bozulmalarını en aza indirgemektedir ve özellikle iç mekân algılama ve IoT tabanlı kısa mesafeli LiDAR sistemleri için etkili bir çözüm sunmaktadır.

NRC (negatif direnç-kapasitans) ağı ve gm artırma tekniğini birleştiren RGC mimarisinde NRC ağı, yükseltecin girişine frekans bağımlı negatif direnç etkisi kazandırarak transempedans kazanç-bant genişliği çarpımını artırmakta, aynı zamanda gürültüyü bastırmaktadır [60]. Tasarımda elde edilen 1,12 GHz bant genişliği, 62,3 dBΩ transempedans kazancı ve yalnızca 4,8 pA/√Hz gürültü yoğunluğu, sistemin hem yüksek frekansta kararlı çalışmasını hem de düşük sinyal seviyelerinde hassas algılama yapabilmesini sağlamaktadır.

Adaptif karanlık akım kompanzasyonuna sahip yeniden yapılandırılabilir bir TIA yapısı, biyosensör temelli LiDAR sistemleri için önerilmiştir [51]. Bu yapı, özellikle floresans tabanlı sıcaklık sensörlerinde karanlık akımın sıcaklıkla birlikte değişiminden doğan sistematik hataları azaltmaya odaklanmıştır. Karanlık akımını gerçek zamanlı izleyen ve

eşzamanlı olarak referans kanalından elde edilen bilgilerle çıkış düzeyini dijital biçimde dengeleyen bu sistem, yeniden yapılandırılabilir geri besleme yolu sayesinde farklı uygulamalara adapte edilebilmektedir. Düşük sıcaklık hassasiyeti (<0.4 °C) ve geniş ölçüm aralığı ile biyolojik ve çevresel sensörlü LiDAR sistemlerinde umut vadeden bir çözüm sunmaktadır.

2020–2025 yılları arasında LİDAR sistemlerine yönelik geliştirilen TIA'lar, özellikle gürültü performansı, kazanç esnekliği, yeniden yapılandırılabilirlik ve güç verimliliği gibi temel tasarım kriterlerinde önemli bir gelişim göstermiştir. Bu dönemde önerilen yeni mimariler, lazer tabanlı LİDAR sistemlerinde doğruluk, menzil ve zaman çözünürlüğü gibi kritik performans göstergelerinde dikkate değer iyileştirmeler sağlamıştır. TIA'ların bu sistemlerdeki rolü, yalnızca fotodetektörlerden alınan analog sinyallerin dijitalleştirilmesiyle sınırlı kalmamış; aynı zamanda ölçüm zincirinin genel doğruluğunu ve güvenilirliğini belirleyen temel bir bileşen hâline dönüşmüştür. Özellikle düşük gürültü seviyesi, yüksek bant genişliği, yüksek doğruluk ve dinamik kazanç kontrolü gibi özelliklerin TIA mimarilerine entegre edilmesi, bu dönüşümün teknik temelini oluşturmuştur.

Söz konusu gelişmeler, askeri görüntüleme ve hedef tespiti, iç mekân izleme, mobil haritalama ve otonom yön bulma sistemleri gibi uygulamalarda TIA'ların stratejik önemini daha da artırmıştır. Güncel literatür, TIA'ların yalnızca birer optoelektronik ön uç elemanı olmanın ötesinde, LİDAR sistemlerinin genel performansını belirleyen kritik yapıtaşları olduğunu ortaya koymaktadır. Gerek transempedans kazanç kontrolü gerekse bant genişliği optimizasyonu yönünden geliştirilen yeni nesil TIA mimarileri, özellikle yüksek hassasiyetli algılama sistemlerinde belirleyici bir rol oynamaktadır. Bu teknolojik ilerlemeler, LİDAR sistemlerinin sivil kullanımlarının yanı sıra, askeri sahada mesafe tayini, hedef izleme, otonom güdümleme ve düşük görünürlük koşullarında tespit gibi yüksek stratejik öneme sahip alanlarda da yaygın olarak kullanılmasını mümkün kılmaktadır.

Tez çalışmasında önerilen devre, askeri amaçla kullanılan LİDAR sistemlerine entegre edilmek üzere geliştirilmiştir. LiDAR ve özellikle zaman-uçuş (ToF) tabanlı mesafe ölçüm sistemlerinde, alıcı ön-uç devresinin performansı doğrudan ölçüm doğruluğunu ve algılama menzilini belirlemektedir. Optik alıcılar için literatürde, zayıf geri dönüş sinyallerinin güvenilir biçimde algılanabilmesi amacıyla transempedans kazancının genellikle 70–90 dBΩ aralığında seçildiği ve bu yaklaşımın fotodiyot çıkışındaki çok küçük akımların

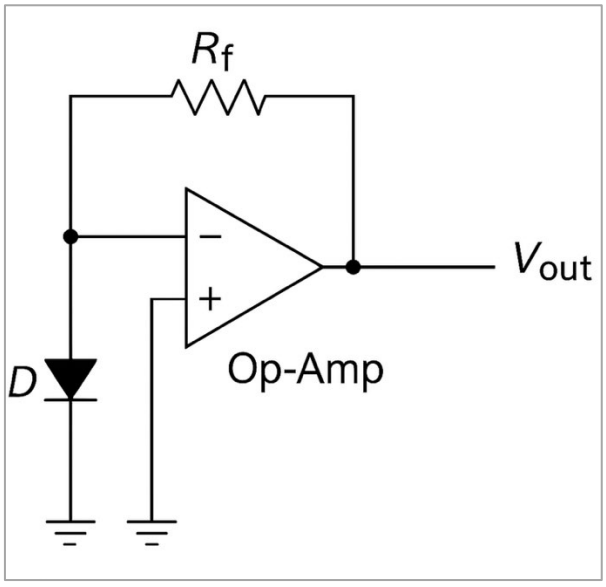
gerilime dönüştürülmesini kolaylaştırdığı belirtilmektedir [1]. ToF LiDAR mimarilerinde gerekli bant genişliği, lazer darbe genişliği ve zaman çözünürlüğü ile doğrudan ilişkili olup, birçok uygulamada bant genişliğinin yüzlerce kilohertz ile birkaç megahertz aralığında tutulmasının yeterli olduğu; bant genişliğinin gereğinden fazla artırılmasının ise entegre gürültüyü yükselterek hassasiyeti olumsuz etkileyebileceği raporlanmaktadır [58]. Ayrıca taşınabilir ve batarya ile çalışan LiDAR sistemlerinde güç tüketiminin kritik bir tasarım kısıtı olduğu ve alıcı ön-uç devrelerinin mW mertebesinde veya altında güç tüketmesinin tercih edildiği vurgulanmaktadır [48,61]. Önerilen devrede elde edilen parametreler de bu kısıtlar içerisinde kalmaktadır.

3. TIA TOPOLOJİLERİ VE TEMEL ÇIKIŞ PARAMETRELERİ

Bu bölümde öncelikle geleneksel TIA mimarileri ele alınmış ve bu mimarilerin temel çıkış performans parametreleri olan transempedans kazancı, bant genişliği, gürültü performansı ve güç tüketimi incelenmiştir. Literatürde yer alan ilgili devreler için benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Aynı inceleme mimarilerin hem geri besleme kapasitörü hem de geri besleme direnci kullanıldığı durumlar için ayrı ayrı yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar doğrultusunda söz konusu mimarilerin belirtilen performans kriterleri açısından avantajları ve dezavantajları değerlendirilmiştir.

3.1. Basit Opamplı TIA

Şekil 3.1'de, optik alıcılarda kullanılan en sade TIA yapısını görülmektedir. Devrede opampın evirmeyen ucu toprağa, eviren ucu ise üzerine gelen ışık şiddeti ile orantılı akım sağlayan bir fotodiyoda bağlanmıştır. Fotodiyot tarafından üretilen akımın tamamı opampın çıkışı ile eviren girişi arasına bağlanan R_f geribesleme direnci üzerinden akar. Bu akım çıkışta, akımla orantılı bir gerilim oluşturur.



Şekil 3.1. Basit TIA R Geribesleme TIA devresi

Fotodiyot tarafından üretilen akım opampın eviren girişine yönlendirilmiştir. Evrilmeyen giriş toprağa bağlı olduğu için, eviren giriş düğümünün gerilimi de geri besleme sayesinde neredeyse sıfırda sabitlenir. Bu durum, fotodiyotun ters kutuplanmış halde kalmasını sağlar;

böylece fotodiyotun kapasitansı sabit kalır ve hızlı tepki elde edilir [1]. Opampın giriş empedansının çok düşük olması nedeniyle, fotodiyot tarafından üretilen akımın tamamı R_f geri besleme direnci üzerinden akar. Direnç üzerinde oluşan gerilim, yükseltecin çıkışında ters polaritede gözlemlenir.

$$V_{out} = -I_{PD} * R_f \tag{3.1}$$

Yukarıdaki Eş. TIA'nın transempedans kazancı sağladığını göstermektedir. Transempedans kazanç, direnç değeriyle orantılıdır; ancak R_f'in çok büyük seçilmesi bant genişliğini sınırlar. Bu yapı sayesinde fotodiyotun uçları arasında sabit bir ters gerilim korunur, üretilen akım doğrudan bir gerilime dönüştürülür ve giriş kapasitesi etkisi minimuma iner. Sonuç olarak bu devre, düşük gürültülü, lineer ve hızlı tepki verebilen bir optoelektronik alıcı katı oluşturur [53].

3.1.1. Opamplı basit TIA'nın performans parametreleri

Transempedans kazancı (R_T)

TIA'nın en önemli performans ölçütü transempedans kazancıdır. TIA, girişteki fotodiyot akımı ile orantılı çıkış gerilimi üretir:

$$R_T = \frac{V_{out}}{I_{PD}} = -R_f \tag{3.2}$$

Geri besleme direnci R_f kazancı doğrudan belirler. R_f'nin değeri arttıkça transempedans kazanç yükselir, ancak bu durumda bant genişliği azalır. Dolayısıyla TIA tasarımında transempedans kazanç ile hız arasında bir ödünleşim vardır [1].

Bant genişliği (f_{-3dB})

TIA'nın hızını belirleyen temel unsur, girişteki toplam kapasitans ve geri besleme direncinin oluşturduğu kutuptur:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_f (C_D + C_{in})} \tag{3.3}$$

Burada C_D fotodiyotun parazitik kapasitansı, C_{in} ise opamp'in giriş kapasitansıdır. Bu iki parametrenin toplamı da devrenin girişteki toplam kapasitansıdır.

R_f büyüdükçe transempedans kazanç artar, fakat bant genişliği azalır. C_D veya C_{in}'in büyümesi giriş kutbunu aşağı çeker ve yüksek frekansta performansı sınırlar [53]. Eş. (3.3)'te görüldüğü üzere, TIA'nın bant genişliği geri besleme direnci ile girişteki toplam kapasitansın bir fonksiyonudur. Bu toplam kapasitans, fotodiyotun yarıiletken ekleminden (PN jonksiyonu) kaynaklanan kapasitans C_D ile op-amp'in giriş yapısı, paketleme ve baskı devre kartı parazitlerinden oluşan C_{in} bileşenlerinden meydana gelmektedir. Fotodiyotun aktif alanı ve uygulanan ters polarma gerilimi C_D değerini belirlerken, opamp seçimi ve PCB yerleşimi C_{in} üzerinde etkili olmaktadır. Bu kapasitansların artması, Eş. (3.3) uyarınca baskın kutbun daha düşük frekanslara kaymasına neden olarak TIA'nın bant genişliğini sınırlandırmaktadır. Bu nedenle yüksek hızlı optik alıcılarda düşük kapasitanslı fotodiyotlar ve kompanzasyon yöntemleri kullanılır.

Gürültü performansı ($\overline{ı_{n,tot}^2}$)

TIA'nın gürültü davranışı hem aktif devre elemanlarının hem de pasif geri besleme direncinin etkisiyle belirlenir. Toplam giriş eşdeğer gürültü akımı yaklaşık olarak şu şekilde yazılabilir:

$$\overline{ı_{n,top}^2} = \overline{ı_{n,amp}^2} + \frac{4*k*T}{R_f} + \left(2 * \pi * f * C_D * V_{n,amp}\right)^2 \quad (3.4)$$

Eş. (3.4)'te yer alan $\overline{ı_{n,amp}^2}$, op-amp'in girişinde modellenen eşdeğer akım gürültüsünün ortalama karesini ifade ederken, $\frac{4kT}{R_f}$ terimi geri besleme direncinin neden olduğu Johnson–Nyquist tipi termal gürültü katkısını göstermektedir. Burada k Boltzmann sabiti, T mutlak sıcaklık ve R_f geri besleme direncidir. Eşitlikteki $(2\pi f C_D V_{n,amp})^2$ terimi ise opampın giriş gerilim gürültü yoğunluğu $V_{n,amp}$'nin, fotodiyotun yarıiletken eklem kapasitansı C_D üzerinden frekansla orantılı bir gürültü akımına dönüştürülmesini ifade eden frekans bağımlı bileşeni temsil etmektedir. Bu terimde yer alan f analiz edilen frekans bileşenini, π matematiksel sabiti, üst simge olarak kullanılan kare işlemi ise ilgili gürültü yoğunluklarının güç spektral yoğunluğu cinsinden değerlendirildiğini göstermektedir. Tüm bu bileşenlerin toplamı, TIA'nın girişinde oluşan toplam gürültü gücünü belirlemekte olup, özellikle yüksek

frekanslarda opamp giriş gerilim gürültüsüne bağlı terimin baskın hâle gelmesi nedeniyle sistem hassasiyeti doğrudan etkilenmektedir [56].

Güç tüketimi (P_{TIA})

TIA'nın güç tüketimi, özellikle bütünleşmiş optik alıcılarda verimlilik ve termal kararlılık açısından kritik öneme sahiptir. Toplam güç tüketimi genellikle opampın besleme gerilimi ve çektiği akım üzerinden ifade edilir:

$$P_{TIA} = V_{DD} * I_{DD} \tag{3.5}$$

Burada V_{DD} TIA'nın besleme gerilimi, I_{DD} ise toplam besleme akımıdır.

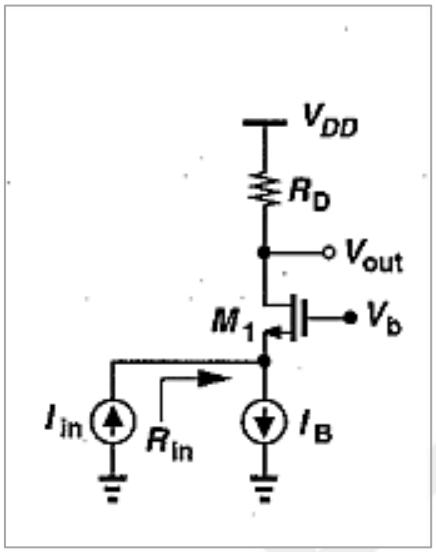
Besleme gerilimi (V_{DD}) arttıkça devrenin çalışma hızı ve çıkış salınımı artar, ancak güç tüketimi doğrusal olarak yükselir. Opamp mimarisi, özellikle diferansiyel veya tek uçlu yapıya göre akım tüketimini belirler. Transempedans kazanç –bant genişliği çarpımı (GBW) yüksek olan opamplar daha fazla kutuplama akımı gerektirdiğinden güç tüketimini artırır. Cihaz boyutu (örneğin MOSFET genişlikleri) büyüdükçe giriş kapasitansı artar, bu da daha yüksek sürücü akımı gerektirerek toplam tüketimi yükseltir. Yüksek hızlı sistemlerde hedef, en yüksek transempedans kazancını ve bant genişliğini minimum güçle elde etmektir [55, 56].

Transempedans yükselteçlerde transempedans kazancı, bant genişliği, gürültü ve güç tüketimi birbiriyle güçlü biçimde ilişkilidir [1]. R_f kazancı belirlerken bant genişliğini sınırlar. C_D ve C_{in} giriş hızını doğrudan etkiler. Opampın kutuplama koşulları hem gürültü hem güç tüketimini belirler. Dolayısıyla yüksek performanslı bir TIA tasarımında, bu parametrelerin dengeli biçimde optimize edilmesi gerekir.

3.2. CG TIA Mimarisi

Şekil 3.2'de görülen CG mimarisinde giriş akımı, fotodiyot tarafından üretilen I_{in} akımıdır ve doğrudan MOSFET'in kaynak terminaline uygulanır. Transistörün kapı terminali sabit bir kutuplama gerilimine bağlanmış olup, savak ucundaki yük direnci R_D üzerinden çıkış gerilimi elde edilir. Kapı terminalinin sabit tutulması, kaynak ucunda yaklaşık $1/g_m$ büyüklüğünde düşük bir giriş empedansı oluşturur. Bu düşük empedans, fotodiyotun

parazitik kapasitansıyla oluşabilecek zaman sabitini küçülterek bant genişliğini artırır [1]. Bu nedenle, CG yapısı geri beslemesiz olmasına rağmen yüksek hızlı optik alıcı sistemlerde tercih edilir.



Şekil 3.2. CG TIA [1]

3.2.1. CG TIA parametreleri

Transempedans kazancı

CG mimarisinde giriş akımı doğrudan yük direnci üzerinden gerilime dönüştürülür. Bu durumda çıkış gerilimi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$V_{out} = -I_{in} * R_D \tag{3.6}$$

Dolayısıyla transempedans kazancı,

$$Z_T = V_{out}/I_{in} = -R_D \tag{3.7}$$

olarak tanımlanır. Bu ifade, kazancın yalnızca yük direncine bağlı olduğunu gösterir. Pratikte transistörün çıkış direnci r_o da kazancı etkiler, bu durumda transempedans kazancı aşağıdaki gibi ifade edilir [1].

$$Z_T = -(R_D \parallel r_o) \tag{3.8}$$

Transempedans kazanç, R_D'nin artırılmasıyla yükselir; ancak R_D büyüdükçe devrenin çıkış kutbu azalarak bant genişliğini daraltır. Bu nedenle transempedans kazanç ve hız arasında doğrudan bir denge vardır.

Bant genişliği

CG yapısının giriş empedansı yaklaşık olarak:

$$R_{in} = \frac{1}{g_m} \tag{3.9}$$

olduğu için fotodiyotun kapasitesi C_{PD} ile birlikte oluşan giriş zaman sabiti aşağıdaki gibi olur:

$$\tau_{in} = R_{in}C_{PD} = \frac{C_{PD}}{g_m} \tag{3.10}$$

Elde edilen ifade, bant genişliğinin geçiş iletkenliği ile orantılı, fotodiyot kapasitansıyla ters orantılı olduğunu gösterir [1]. Dolayısıyla g_m artırıldığında bant genişliği artar; ancak bu aynı zamanda güç tüketimini de artırır.

Gürültü performansı

CG TIA'nın baskın gürültü kaynakları iki ana bileşenden oluşur:

i) Transistörün kanal termal gürültüsü
ii) Yük direncinin termal gürültüsü

Girişe referanslı toplam gürültü akımı yaklaşık olarak,

$$i_{n,eq}^2 = 4kT\left(\gamma g_m + \frac{1}{R_D}\right) \tag{3.11}$$

şeklinde ifade edilir [57]. $i_{n,eq}^2$, CG TIA yapısının girişine referanslanan toplam eşdeğer gürültü akımının ortalama karesini temsil etmektedir. Burada k Boltzmann sabiti olup termal gürültünün temel fiziksel kaynağını ifade ederken, T mutlak sıcaklığı göstermekte ve genellikle oda sıcaklığı için yaklaşık 300 K olarak alınmaktadır. Parantez içindeki γg_m

terimi, MOS transistörün kanal termal gürültüsünden kaynaklanan akım gürültüsünü temsil etmekte olup, g_m transistörün küçük işaret transkonduktansını, γ ise kanal gürültüsünün teknolojiye ve çalışma bölgesine bağlı katsayısını ifade etmektedir. $1/R_D$ terimi ise çıkıştaki yük direnci R_D'nin neden olduğu Johnson–Nyquist tipi termal gürültü katkısını temsil etmektedir. Bu Eşitlik, CG TIA yapısında giriş eşdeğer gürültü akımının hem aktif eleman olan MOS transistörün kanal gürültüsü hem de pasif yük direncinin termal gürültüsü tarafından belirlendiğini ve her iki bileşenin sıcaklıkla doğru orantılı olarak arttığını ortaya koymaktadır.

Eş.3.11'den görüldüğü üzere g_m'in artırılması giriş empedansını düşürerek bant genişliğini artırmakta, ancak kanal termal gürültüsünün yükselmesine neden olmaktadır. Benzer şekilde, R_D'nin artırılması yük direncine bağlı gürültüyü azaltırken transempedans kazancını yükseltmekte, ancak çıkış düğümündeki parazitik etkiler nedeniyle yüksek frekans performansını sınırlayabilmektedir. Bu nedenle CG TIA tasarımında gürültü performansı ile hız arasında uygulamaya özgü bir optimum çalışma noktası belirlenmelidir.

Güç tüketimi

CG mimarisinde güç tüketimi, transistorun DC çalışma noktasını belirleyen akımı I_B ve besleme gerilimi V_{DD} ile doğrudan ilişkilidir:

$$P_{DC} = V_{DD} \times I_B \tag{3.12}$$

Şekil 3.2'de gösterilen devrede I_B, M1 transistörünün kaynak ucundan akan ve devrenin sürekli olarak tükettiği sabit kutuplama akımını temsil etmektedir. Fotodiyot tarafından üretilen giriş akımı I_{PD} yalnızca küçük işaret bileşeni oluştururken, toplam DC güç tüketimi esas olarak besleme gerilimi V_{DD} ile I_B'nin çarpımı tarafından belirlenmektedir. Bu nedenle CG TIA yapısında güç tüketimi, kutuplama akımının seçimine doğrudan bağlıdır.

MOS transistörlerde transkonduktans yaklaşık olarak $g_m = 2I_B/V_{ov}$ şeklinde ifade edilir. Vov, MOSFET'in etkin sürme voltajıdır. MOS transistörlerde etkin sürme voltajı, transistörün iletimde olduğu durumda kapı–kaynak geriliminin eşik gerilimini aşan kısmını ifade eden büyüklüktür ve $V_{OV} = V_{GS} - V_{TH}$ şeklinde tanımlanır. Etkin sürme voltajı, transistörün doyum bölgesinde çalışmasını sağlayan temel parametrelerden biri olup kanal

üzerinden akan akımın büyüklüğünü, transkonduktans değerini ve bunun sonucunda devrenin hız, gürültü ve güç tüketimi karakteristiklerini doğrudan etkilemektedir. Dolayısıyla, bant genişliğiyle güç tüketimi arasında dolaylı bir ilişki oluşur:

$$P_{DC} \propto \frac{V_{DD}}{2V_{ov}} \times g_m \tag{3.13}$$

Bu ifade, yüksek bant genişliği için yüksek g_m gerektirdiğinden, CG yapısının orta güç – yüksek hız uygulamaları için uygun olduğunu gösterir [59].

İncelenen performans parametrelerine göre CG mimarinin avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

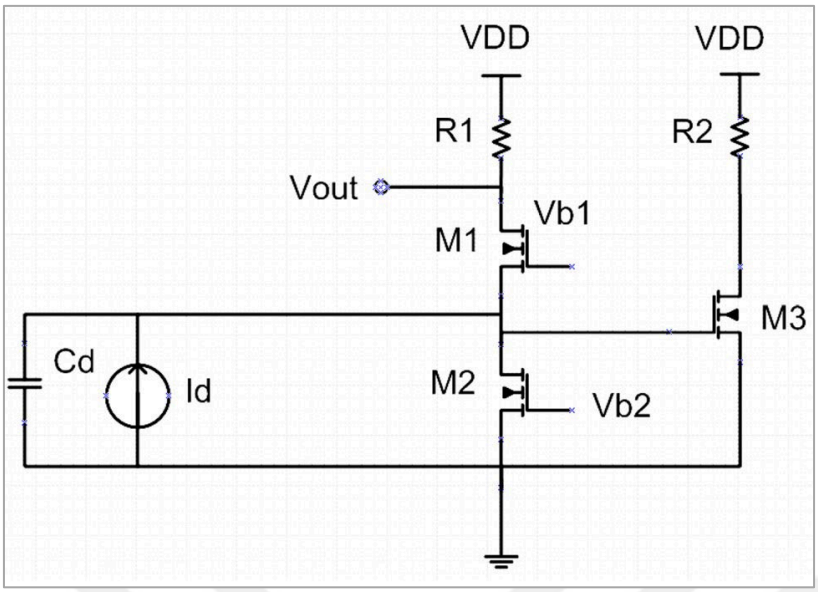
i) Düşük giriş empedansı sayesinde yüksek bant genişliği elde edilir.
ii) Basit yapı ve az eleman sayısı nedeniyle düşük güç tüketimi mümkündür.
iii) Geri beslemesiz yapısı kararlılık sorunlarını azaltır.

Mimarinin dezavantajları ise aşağıdaki gibidir:

i) Transempedans kazancı sınırlıdır, çünkü transempedans yalnızca R_D'ye bağlıdır.
ii) Yüksek gürültü seviyesi, özellikle düşük sinyal akımlarında baskın hale gelir.
iii) R_D ve g_m parametrelerinin optimizasyonu hassastır, küçük değişimler kazanç -bant genişliği dengesini bozar.

3.3. RGC TIA Mimarisi

Şekil 3.3'de RGC TIA mimarisi gösterilmiştir.



Şekil 3.3. RGC TIA [59]

[1]'de açıklandığı üzere, CG yapısında giriş empedansı $\frac{1}{g_{m1}}$'dir. RGC yapısında ise M3'ün oluşturduğu regülasyon kazancı A_v, bu empedansı daha da küçültür:

$$R_{in,RGC} \approx \frac{1}{g_{m1}(1+A_v)} \approx \frac{1}{g_{m1}(1+g_{m3}R_2)} \tag{3.14}$$

Burada $A_v \approx g_{m3}R_2$ ifadesi M3'ün küçük-işaret kazancıdır [59]. Bu geri besleme etkisi, fotodiyotun parazitik kapasitesi üzerindeki gerilim salınımlarını bastırır ve bant genişliğini artırır.

RGC tabanlı TIA'larda bant genişliğinin artırılması, temel olarak giriş empedansının geri besleme mekanizması aracılığıyla azaltılması ve buna bağlı olarak giriş düğümünde oluşan baskın kutup frekansının daha yüksek değerlere taşınması prensibine dayanmaktadır. Optik alıcı ön uçlarında bant genişliği çoğunlukla fotodiyot kapasitansı ile giriş direncinin oluşturduğu zaman sabiti tarafından sınırlandığından, RGC mimarisi düşük giriş empedansı sağlayarak bu sınırlayıcı etkiyi azaltmayı hedeflemekte ve böylece giriş düğümündeki kutup frekansının yükseltilmesiyle daha geniş bantlı bir frekans tepkisi elde edilmektedir [62]. Yerel geri besleme tarafından oluşturulan gerilim kazancı, giriş düğümünde oluşan eşdeğer empedansı düşürerek büyük fotodiyot kapasitansının neden olduğu baskın kutbun daha yüksek frekanslara taşınmasını sağlamakta; bu durum giriş düğümündeki zaman sabitinin küçülmesine ve toplam bant genişliğinin artmasına katkıda bulunmaktadır [63]. Yüksek hızlı

optik alıcı TIA tasarımlarında RGC giriş katı, fotodiyot ve paket parazit kapasitanslarının bant genişliği üzerindeki sınırlayıcı etkisini azaltmak amacıyla kullanılmakta, giriş empedansındaki azalma sayesinde parazitik kapasitansların oluşturduğu bant genişliği bozulması zayıflatılmaktadır. Ayrıca RGC giriş katının frekans cevabına ek bir sıfır kazandırarak kazanç eğrisinin düşüş bölgesini dengelediği ve bu sayede bant genişliğinin genişletilmesine katkı sağladığı ifade edilmektedir [63]. Yerel negatif geri besleme mekanizması etkin transkonduktansı artırarak geniş bant aralığında kazanç elde edilmesine olanak tanırken, artan etkin transkonduktans giriş empedansının azalmasına ve giriş düğümündeki zaman sabitinin küçülmesine katkı sağlamaktadır. Makalelerde verilen bant genişliği bağıntıları da bu ilişkiyi doğrulamakta olup, bant genişliğinin transkonduktans terimleri ile kapasitif yük arasındaki ilişki tarafından belirlendiği gösterilmektedir [64]. Bu kapsamda kaskot transistörünün biaslanma biçimi kritik rol oynamakta olup, Vb1 geriliminin M3 transistörünün drain düğümüne uygulanmasıyla oluşan yerel geri besleme döngüsü, giriş düğümünde görülen etkin transkonduktansı artırarak eşdeğer giriş empedansını yaklaşık olarak $1/(g_m(1+A_v))$ mertebesine düşürmektedir. Böylece giriş düğümündeki RC zaman sabiti küçülmekte ve bant genişliği artışı sağlanmaktadır. Literatürde önerilen akım yeniden kullanım temelli RGC türevlerinde de benzer şekilde kaskot geri besleme yapısının giriş empedansını daha da azaltarak fotodiyot kapasitansının oluşturduğu sınırlayıcı kutbu yukarı frekanslara taşıdığı ve geniş bantlı optik alıcı performansını iyileştirdiği gösterilmiştir [65]. Bu kapsamda, RGC yapısının küçük işaret modeli incelendiğinde giriş düğümündeki etkin transkonduktans artışının transempedans kazancı ve frekans cevabı üzerindeki etkisi analitik olarak da ortaya konmakta olup, bir sonraki bölümde verilen küçük işaret analizinde elde edilen $Z_T(s)$ bağıntısı bu fiziksel mekanizmayı matematiksel olarak açıklamaktadır.

3.3.1. RGC TIA parametreleri

Transempedans kazancı

Fotodiyot akımı I_d→ çıkış gerilimi V_{out} dönüşümü aşağıdaki gibi verilir:

$$V_{out} = -I_d * R_1 \tag{3.15}$$

İdeal transempedans kazancı,

$$Z_T = \frac{V_{out}}{I_d} = -R_1 \tag{3.16}$$

şeklindedir [1]. Ancak RGC'de, M3'ün kazancı A_v sayesinde M2'nin etkin transkonduktansı $g_{m,eff} = g_{m2}(1 + A_v)$ haline gelir; bu da kazancı ve bant genişliğini birlikte iyileştirir. Küçük işaret modeli kullanıldığında ise transempedans kazancı:

$$Z_T(s) = -\frac{R_1 \| r_{o1}}{1+s(R_1 \| r_{o1})C_{eq}} \tag{3.17}$$

olarak elde edilir. Burada $C_{eq} = C_d + C_{gd1}(1 + g_{m1}R_1)$ toplam eşdeğer kapasitedir [1].

Bant genişliği

RGC TIA'nın düşük giriş empedansı geniş bant davranışı sağlar. Girişteki zaman sabiti:

$$\tau_{in} = R_{in,RGC}C_d = \frac{C_d}{g_{m2}(1+A_v)} \tag{3.18}$$

olduğundan bant genişliği yaklaşık,

$$f_{BW} = \frac{1}{2\pi\tau_{in}} = \frac{g_{m2}(1+A_v)}{2\pi C_d} \tag{3.19}$$

şeklinde olur [59]. Bu Eş., regülasyon bloğunun kazancının doğrudan bant genişliğini artırdığını göstermektedir.

Gürültü performansı

Gürültü kaynakları üç bileşenle ifade edilir [59]:

$$i_{n,eq}^2 = 4 * k * T * \left[\frac{1}{R_1} + \gamma * g_{m1} + \gamma * (g_{m2} + g_{m3}) * (\omega * C_d)^{-2}\right] \tag{3.20}$$

Eş. (3.20)'de verilen $i_{n,eq}^2$ ifadesi, RGC TIA yapısının girişine referanslanan toplam eşdeğer gürültü akımının ortalama karesini temsil etmektedir. Burada k Boltzmann sabiti olup termal gürültünün temel fiziksel kaynağını, T ise mutlak sıcaklığı ifade etmektedir. $\frac{4kT}{R_1}$ terimi,

çıkışta yer alan yük direnci R_1'in Johnson–Nyquist tipi termal gürültü katkısını temsil ederken, γg_{m1} terimi girişte CG olarak çalışan M1 transistörünün kanal termal gürültüsünü ifade etmektedir. $\gamma(g_{m2} + g_{m3})(\omega C_d)^{-2}$ terimi ise regülasyon bloğunu oluşturan M2 ve M3 transistörlerinin gürültü bileşenlerinin, fotodiyotun parazitik kapasitansı C_d üzerinden girişe yansıtılan frekans bağımlı etkisini göstermektedir. Burada $\omega = 2\pi f$ açısal frekansı ifade etmekte olup, bu terimin frekansın karesi ile ters orantılı olması, söz konusu gürültü bileşeninin özellikle düşük frekanslarda daha baskın hâle geldiğini göstermektedir. Regülasyon kazancının A_v artmasıyla birlikte giriş empedansının R_{in} azalması, bant genişliğini artırırken aynı zamanda gürültü bileşenleri arasındaki dengeyi daha hassas hâle getirmekte ve gürültü–bant genişliği optimizasyonunu zorlaştırmaktadır. Bu nedenle RGC TIA yapısında gürültü performansı, yalnızca yük direnci ve giriş transistörünün kanal gürültüsü ile değil, aynı zamanda regülasyon transistörlerinin fotodiyot kapasitansı üzerinden dolaylı olarak oluşturduğu gürültü bileşenleri dikkate alınarak değerlendirilmelidir.

Güç tüketimi

RGC TIA iki akım yolundan güç çeker:

Ana akım (M1–M2 yolu): $\mathrm{I_{kutuplama1}}$

Regülasyon bloğu (M3 yolu): $\mathrm{I_{kutuplama2}}$

Toplam güç tüketimi aşağıdaki gibidir [59]:

$$\mathrm{P_{DC}} = \mathrm{V_{DD}}\left(\mathrm{I_{kutuplama1}} + \mathrm{I_{kutuplama2}}\right) \tag{3.21}$$

Kutuplama akımları arttıkça hem $\mathrm{g_m}$ yükselir hem de bant genişliği artar; ancak güç verimliliği düşer.

RGC TIA mimarisinin avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

i) Düşük giriş empedansı $(1/\mathrm{g_m}(1 + \mathrm{A_v}))$ sayesinde artan bant genişliği,
ii) Yerel geri besleme ile yüksek doğrusal çalışma,

iii) Orta transempedans kazanç – yüksek hız – düşük gürültü dengesi,

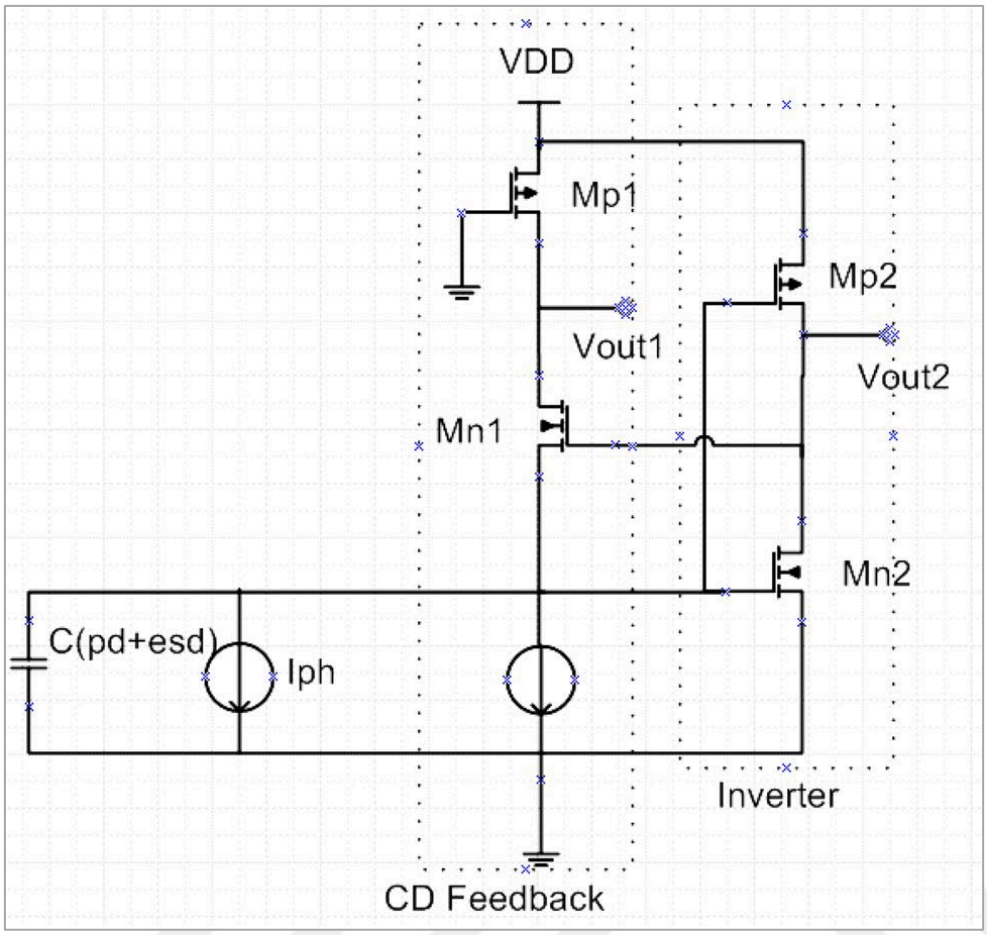
Mimarinin dezavantajları ise aşağıdaki gibidir:

i) Ek regülasyon transistörü (M3) nedeniyle devre karmaşık ve kutuplama noktası hassas,
ii) Gürültü katkısı artabilir,
iii) Güç tüketimi CG yapısına göre daha yüksektir [1].

3.4. ICDF TIA Mimarisi

Şekil 3.4'te görülen CD TIA mimarisinde giriş akımı I_{ph}, fotodiyot ve ESD kapasitanslarının oluşturduğu toplam C_{pd+esd} kapasitansı üzerinden akarak nMOS giriş transistörü, Mn1'in kaynak ucuna uygulanır. Bıurada ESD kapasitansı, fotodiyotun kendisine ait olmayıp, fotodiyotun bağlandığı giriş ucunu elektrostatik deşarjlara karşı koruyan ESD yapılarından kaynaklanan parazitik kapasitansı ifade etmektedir. Mn1'in savağı, pMOS yük transistörü (Mp1) ile birleşerek CD geri besleme düğümünü oluşturur. Bu düğümden alınan sinyal, evirici katı (Mn2–Mp2) üzerinden kuvvetlendirilir ve çıkış gerilimi V_{out2} elde edilir.

CD yapısı, Mn1 transistörünün giriş empedansını düşürürken, evirici katı aktif bir geri besleme oluşturarak yüksek bant genişliği sağlar. Bu sayede hem yüksek frekans cevabı hem de düşük güç tüketimi elde edilmektedir. Önerilen TIA, geleneksel RGC TIA'ya benzer biçimde yüksek bant genişliği sunarken, bunun yanında daha yüksek duyarlılık ve daha düşük güç tüketimi sağlamaktadır [65]. Ayrıca, bu yapı RGC mimarisinin düşük giriş empedansı avantajını korumakta, ancak onun voltaj baş mesafesi (headroom) sınırlamasını ortadan kaldırmaktadır [59]. Burada bahsedilen voltaj baş mesafesi devrede yer alan MOS transistörlerin doğru çalışma bölgesinde (genellikle doyum bölgesinde) kalabilmesi için ihtiyaç duyulan asgari gerilim payını ifade etmektedir. Klasik RGC TIA yapılarında girişte yer alan CG transistörü, regülasyon transistörü ve yük elemanlarının seri olarak yer alması, her bir eleman üzerinde belirli bir $V_{DS,sat}$ veya V_{OV} gerilim düşümü gerektirmekte ve bu durum özellikle düşük besleme gerilimlerinde kullanılabilir çıkış salınımını ciddi şekilde sınırlamaktadır. Bu sınırlama, literatürde RGC mimarisinin temel dezavantajlarından biri olarak tanımlanan voltaj baş mesafesi problemi olarak ifade edilmektedir.



Şekil 3.4. ICDF TIA [59]

3.4.1. ICDF TIA parametreleri

Transempedans kazancı

ICDF TIA'nın düşük frekanstaki transempedans kazancı [65]:

$$Z_{T,ICDF}(0) = -\frac{(r_{on1}+r_{op1})A_{inv}}{1+g_{m,n1}r_{ds,n1}(1+A_{inv})} \quad (3.22)$$

Burada A_{inv} evirici kazancı, $g_{m,n1}$ giriş transistörünün transkonduktansı ve r_{on1}, r_{op1} ise CD geri besleme direnci bileşenleridir. Bu transempedans kazanç, klasik RGC yapısına göre daha yüksektir [66]. Ayrıca [59]'da da CD mimarisinin daha yüksek hassasiyet ve daha düşük güç tüketimi sunduğu belirtilmiştir.

Bant genişliği

ICDF TIA'nın bant genişliği :

$$BW \approx \frac{1+g_{m,n1}r_{on1}(A_{inv}+1)}{2\pi(r_{on1}+r_{op1})C'_{in}} \tag{3.23}$$

Gerekli türetmeler yapıldıktan sonra basitleştirilmiş bant genişliği ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$BW = \frac{1}{2\pi Z_{in,ICDF}(0)C'_{in}} \tag{3.24}$$

Burada $C'_{in} = C_{PD} + C_{gs2} + (1 + A_{inv})C_{gs1}$ dir. Yani devrenin tolam eşdeğer giriş kapasitansıdır. C_{PD} fotodiyot kapasitansıdır. $C_{gs1,2}$ transistorleri kapı-kaynak kapasitanslarıdır. A_{inv} değeri arttıkça bant genişliği büyür; ancak Miller etkisiyle C_{gs1} de artar.[1]

Gürültü performansı

Girişe referanslanan toplam gürültü akımı aşağıdaki eşitlik ile verilmektedir [66].

$$i^2_{in,Gürültü} = \left(\frac{r_{op1}}{r_{on1}+r_{op1}}\right)^2 * 4 * k * T * \gamma * g_{m,p1} + \left(\frac{r_{on1}}{r_{on1}+r_{op1}}\right)^2 * 4 * k * T * \gamma * g_{m,n1}$$

$$+4 * k * T * \gamma * g_{m,C} * (1 + M) + \left(\frac{1+g_{m,n1}*r_{ds,n1}}{r_{on1}+r_{op1}}\right)^2 * (2 * \pi * C'_{in} * f)^2 * 4 * k *$$
$$T * \gamma * (g_{m,n2} + g_{m,p2})$$

(3.25)

Burada k Boltzman sabitidir. T mutlak sıcaklıktır. γ MOSFET kanal termal gürültü katsayısıdır. g_m parametreleri ilgili transitorlerin transkonduktansıdır. r_o terimleri de ilgili transistorlerin küçük işaret savak-kaynak dirençleridir.

Burada ilk iki terim CD geri besleme katının termal gürültüsüdür. Üçüncü terim ise evirici katının katkısıdır. $g_{m,n2} + g_{m,p2}$ arttıkça yüksek frekans gürültüsü azalır. [59]'da ICDF TIA'nın giriş referanslı gürültü akımını RGC'ye kıyasla yaklaşık 1,5 fA/√Hz seviyelerine indirebildiğini bildirilmiştir .

Güç tüketimi

ICDF TIA iki kutuplama akımıyla beslenir: İlki CD katı için $I_{kutuplama1}$, ikincisi evirici katı için $I_{kutuplama2}$'dir.

Toplam güç [66]:

$$P_{DC} = V_{DD}(I_{kutuplama1} + I_{kutuplama2})$$

olarak ifade edilir.

ICDF TIA mimarisinin avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Yüksek transempedans kazanç
- Düşük güç tüketimi
- RGC'ye göre daha iyi duyarlılık ve düşük voltajla çalışabilirlik [59].

ICDF TIA mimarisinin dezavantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Aktif geri besleme, evirici dengesizliğinde ek gürültü oluşturur
- A_{inv} arttıkça Miller etkisi büyür, giriş kapasitansı artar
- Lineerlik, evirici simetrisinin bozulmasına karşı hassastır [66].

3.5. Geleneksel TIA Mimarileri Benzetim Sonuçları

Bu bölümde önce Bölüm 3.2-3.4'te tanıtılan TIA mimari için benzetim sonuçları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Daha sonra bu mimarileri rezistif ve kapasitif geribesleme uygulanarak performans parametrelerindeki değişimler incelenmiştir. Mevcut bu mimarilerin zayıf yanları belirlenerek iyileştirmek için yaklaşımlar araştırılmıştır.

3.5.1. CG, RGC ve ICDF TIA mimarileri benzetim sonuçları

Bölümde 3.1, 3.2 ve 3.3'te tanıtılan CD, RGC ve ICDF mimarilerinin Cadence ortamında 180nm teknolojide benzetim çalışmaları yapılmıştır. CG TIA için benzetim parametreleri V_{DD}= 3,3V, (W/L)M1=6,6, R_D =1 kΩ, Iin=500pA , I_B= 10uA şeklindedir. RGC TIA için

benzetim parametreleri V_{DD}= 3,3V, R1= 0,7kΩ, (W/L)M1= 2,85, (W/L)M2= 2,85, (W/L)M3= 2,85, Id= 500pA , Cd= 500fF şeklindedir. ICDF TIA için benzetim parametreleri V_{DD}= 3,3V, (W/L)Mp1= 6,6, (W/L)Mp2= 6,6 ,(W/L)Mn1= 2,85, (W/L)Mn2= 2,85, Iph= 500pA ,I= 3uA, C(pd+esd)= 500fF şeklindedir. Benzetim çalışmaları sonucunda temel performans parametreleri olan transempedans kazancı, bant genişliği, güç tüketimi ve gürültü değerleri Çizelge 3.1'de ki gibi bulunmuştur.

Çizelge 3.1. Temel mimarilere göre benzetim sonuçları

Mimari	Transempedans Kazanç(dBΩ)	BW (Hz)	Güç Tüketimi (mW)	Gürültü ($\frac{V}{\sqrt{Hz}}$)	Gürültü ($\frac{A}{\sqrt{Hz}}$)
CG	60	40M	0,132	4,6n	4,6p
RGC	56	248k	0,049	3,4n	5,4p
ICDF	84,5	66M	0,46	1,2n	71f

Benzetim sonuçları her bir performans parametresi açısından literatürde bildirilen sonuçlar da dikkate alınarak karşılaştırılmıştır. Çizelge 3.2'de her bir mimari için transempedans kazancı, bant genişliği, gürültü ve güç tüketimi sonuçları için değerlendirmeler, avantajlar ve dezavantajlar sunulmuştur.

Çizelge 3.1 transempedans kazancı açısından değerlendirildiğinde, CG TIA mimarisinin yaklaşık 60 dBΩ seviyesinde bir kazanç sağladığı ve bu değerin literatürde raporlanan 55–65 dBΩ aralığı ile uyumlu olduğu görülmektedir [1]. Bu yapıda kazanç, doğrudan yük direncine bağlı olup aktif kazanç artırma mekanizmaları içermediğinden elde edilebilecek transempedans seviyesi sınırlı kalmaktadır. RGC TIA mimarisinde ise transempedans kazancı deneysel olarak 56–59 dBΩ aralığında raporlanmış olup, bu değerler Razavi [1]'de bildirilen sonuçlarla tutarlıdır. RGC yapısında regülasyon bloğu giriş empedansını düşürerek hız ve doğrusal çalışma avantajı sağlasa da DC transempedans kazancı esas olarak yük direnci tarafından belirlendiği için CG yapıya kıyasla belirgin bir kazanç artışı elde edilmemektedir. Buna karşılık kapasitif geri beslemeli ICDF TIA mimarisi, 75–89 dBΩ aralığında transempedans kazancı sunmakta ve literatürde belirtilen 80–90 dBΩ seviyeleriyle güçlü bir uyum göstermektedir [1]. Bu durum, aktif geri besleme mekanizmalarının kullanıldığı ICDF TIA yapılarının, yüksek kazanç gerektiren optik alıcı uygulamalarında CG ve RGC mimarilerine kıyasla daha avantajlı olduğunu ortaya koymaktadır.

Çizelge 3.1 bant genişliği açısından değerlendirildiğinde, CG TIA mimarisinin deneysel olarak elde edilen yaklaşık 40 MHz bant genişliği değerinin, literatürde raporlanan 10–100 MHz aralığı içerisinde yer aldığı görülmektedir [1]. Bu yapıda fotodiyot kapasitansının doğrudan giriş düğümünde görülmesi, girişte oluşan zaman sabiti nedeniyle bant genişliğini sınırlandırmaktadır. RGC TIA mimarisinde ise bu çalışmada elde edilen 248 kHz–870 kHz aralığındaki bant genişliği değerleri, literatürde RGC yapıları için bildirilen tipik 0,5–2 GHz bant genişliği aralığının belirgin biçimde altında kalmaktadır [59]. Bu fark, düşük kutuplama akımlarıyla gerçekleştirilen ölçümler ve güç tüketiminin önceliklendirildiği tasarım noktası ile ilişkilidir. Kapasitif geri beslemeli ICDF TIA mimarisi ise deneysel olarak elde edilen 66–135 MHz bant genişliği değerleriyle, ayrık devre uygulamaları için raporlanan 50–200 MHz ve CMOS tabanlı tasarımlar için bildirilen gigahertz mertebesindeki bant genişliği aralıklarıyla tutarlı bir performans sergilemektedir [59].

CG TIA mimarisi, 0,132 mW'lık güç tüketimi ile orta seviyede enerji harcaması göstermektedir. Bu değer, literatürde bildirilen düşük güç CG TIA tasarımlarıyla uyumlu olup, orta seviyede güç tüketimi avantajı sunmaktadır. Bununla birlikte, sınırlı transempedans kazancı ve bant genişliği nedeniyle performansı kısıtlıdır [1]. RGC TIA mimarisi ise, 0,049 mW güç tüketimi ile düşük kutuplama akımı sayesinde düşük enerji harcaması sağlamaktadır. Bu yapıda güç-hız dengesi iyidir; ancak deneysel ölçümlerde gözlemlenen bant genişliği, sınırlı kutuplama akımları ve düşük güç önceliği nedeniyle ideal literatür değerlerinin altında kalmaktadır [64]. Kapasitif geri beslemeli ICDF TIA mimarisi, yaklaşık 0,46 mW güç tüketimi ile literatürde bildirilen 2 mW değerlerinin altında kalmakta olup, yüksek kazanç ve geniş bant genişliği sunan tasarımlarda güç tüketiminin artması beklenen bir durumdur. ICDF mimarisi, yüksek yüke karşı sağladığı performans ve avantajlı gürültü-kazanç ilişkisi ile öne çıkarken, yüksek güç tüketimi ve hassas kutuplama ayarları gerektirmesi dezavantaj oluşturmaktadır [66].

CG TIA mimarisi, 4,6 nV/√Hz gerilim ve 4,6 pA/√Hz akım gürültüsü ile orta seviyede bir gürültü performansı sunmaktadır. Düşük güç tüketimi avantajına rağmen sınırlı kazanç nedeniyle girişe indirgenmiş gürültü performansı sınırlı kalmaktadır. RGC TIA mimarisi, daha düşük gerilim gürültüsüne (3,4 nV/√Hz) sahip olsa da yaklaşık 5,4 pA/√Hz akım gürültü ile CG yapıya benzer seviyede bir giriş referanslı gürültü sergilemektedir. Düşük güç önceliği bant genişliğini ve genel gürültü performansını sınırlayan bir faktör olmuştur. ICDF TIA mimarisi ise 1,2 nV/√Hz gerilim ve 71 fA/√Hz akım gürültü ile diğer topolojilere

kıyasla belirgin bir gürültü avantajı sunmaktadır. Yüksek transempedans kazancı sayesinde girişe indirgenmiş gürültü bastırılmış olup, bu yapı özellikle düşük akım seviyeli LiDAR uygulamaları için daha uygun bir çözüm oluşturmaktadır.

3.5.2. Rezistif ve kapasitif geribesleme etkileri

CG, RGC ve ICDF TIA yapıları için yukarıda benzetim çalışması yapılan devrelere birrebir aynı olmak kaydıyla resistif ve kapasitif geribesleme uygulanarak benzetim çalışması yapılmıştır. Bütün mimariler için C_{FB}=1nF ve R_{FB}=8kΩ'dur. Sonuçları Çizelge 3.2'de belirtilmiştir.

Çizelge 3.2. Temel mimariler ve Geribeslemeli devrelerinin benzetim çalışmaları verileri

TOPOLOJİ	Kazanç (dBΩ)	BW (Hz)	Güç Tüketimi (mW)	Gürültü ($\frac{V}{\sqrt{Hz}}$)	Gürültü ($\frac{A}{\sqrt{Hz}}$)
CG TIA	60	40M	0,132	4,6n	4,6p
R GERİ BESLEMELİ CG TIA	57	92M	1,8	37n	52p
C GERİ BESLEMELİ CG TIA	72	38k	1,4	4,9n	1,2p
RGC TIA	56	248k	0,049	3,4n	5,4p
R GERİ BESLEMELİ RGC TIA	49	870k	1,8	9,2n	33p
C GERİ BESLEMELİ RGC TIA	59,1	200k	1,7	7,7n	8,5p
ICDF TIA	84,5	66M	0,46	1,2n	71f
R GERİ BESLEMELİ ICDF TIA	75	135M	0,45	4,6n	0,82p
C GERİ BESLEMELİ ICDF TIA	89	40k	0,46	802p	28f

Çizelge 3.2'de görüldüğü gibi resistif geri besleme (Rf); DC kazancı bir miktar azaltırken bant genişliğini iyileştirir. Ancak geri besleme direncinin termal gürültüsü nedeniyle gürültü seviyesi artmaktadır. Kapasitif geri besleme (Cf) ise; DC kazancı artırırkenken AC bant genişliğini belirgin biçimde azaltır. Kapasitif geri besleme, özellikle CD TIA yapısında gürültü şekillendirme etkisi oluşturarak toplam giriş akım gürültüsünü azaltmaktadır; ancak CG ve RGC mimarilerinde gürültü üzerinde benzer bir iyileşme gözlenmemiştir. Güç

tüketimi açısından değerlendirildiğinde, geri besleme eklenmesi genel olarak devrenin toplam güç tüketimini artırmaktadır**.** Özellikle rezistif geri besleme kullanılan yapılarda, DC akım yolunun oluşması ve ek kutuplama gereksinimi nedeniyle güç tüketimi belirgin biçimde yükselmektedir. Kapasitif geri besleme ise DC akım taşımadığı için güç tüketimi üzerindeki etkisi daha sınırlıdır; ancak bant genişliğini daraltıcı etkisi nedeniyle dolaylı olarak daha yüksek kutuplama ihtiyacı doğurabilmektedir. CD TIA tabanlı yapılarda ise geri besleme eklenmesine rağmen güç tüketiminin büyük ölçüde sabit kaldığı ve bu mimarinin güç verimliliği açısından daha dengeli bir yapı sunduğu görülmektedir.

3.5.3. Klasik mimarilerin zayıflıkları

Aşağıdaki CG, RGC ve ICDF TIA'nın eksikliklerinden bahsedilmiştir.

CG TIA'nın eksiklikleri

1. Sınırlı Transempedans Kazanç: CG yapısında transempedans kazancı doğrudan yük direncine (RL) bağlıdır. RL artırıldığında bant genişliği azalır. → Transempedans kazanç –bant genişliği dengesi zayıftır [3]
2. Fotodiyot Kapasitansına Duyarlılık: Giriş empedansı yaklaşık 1/gm olsa da, fotodiyot kapasitansı CD doğrudan giriş düğümünde görüldüğü için yüksek frekanslarda kutuplama etkisi yaratır. → Bant genişliği ciddi biçimde sınırlanır.
3. Yüksek Gürültü Katkısı: CF yapısında giriş transistörünün termal gürültüsü baskındır; Geribesleme ağı olmadığından gürültü bastırma yoktur.

Rezistif geri beslemeli CG TIA'nın eksiklikleri

1. Artan Gürültü Seviyesi: Geri besleme direnci R_f, Johnson (termal) gürültüsü üretir ve bu gürültü doğrudan girişe yansır. Bu durum, özellikle düşük giriş akımlarında toplam giriş gürültüsünü belirgin şekilde artırır.
2. Kazanç Azalması: Negatif geri besleme etkisi nedeniyle DC transempedans kazancı, geri beslemesiz CG yapıya kıyasla düşmektedir.→ Kazanç–bant genişliği iyileşmesi, kazanç kaybı pahasına sağlanır.
3. Güç Tüketimi Artışı: DC geri besleme yolu nedeniyle ek kutuplama akımları gereklidir. Bu durum, CG'nin doğal düşük güç avantajını zayıflatır.

Kapasitif geri beslemeli CG TIA'nın eksiklikleri

1. Bant Genişliği Kısıtlanması: Geri besleme kapasitörü C_f, giriş düğümünde ek bir kutup oluşturarak yüksek frekanslarda kazancı bastırır.→ AC bant genişliği belirgin şekilde daralır.
2. Sınırlı Gürültü İyileşmesi: Kapasitif geri besleme DC gürültüyü azaltabilse de CG yapısında giriş transistörünün baskın gürültü katkısı nedeniyle anlamlı bir gürültü bastırma sağlanamaz.
3. Frekans Bağımlı Kazanç: Kazanç, C_f değeriyle doğrudan ilişkili hâle gelir; bu durum geniş bantlı uygulamalarda tasarım esnekliğini sınırlar.

RGC TIA'nın eksiklikleri

1. Gürültü Artışı: Regülasyon transistörü (M3) savak potansiyelini sabitlerken kendi kanal gürültüsünü devreye ekler.
2. Kutuplama Duyarlılığı: M3'ün kapı gerilimi kararsız olduğunda, geri besleme kazancı değişir; transempedans kazanç ve bant genişliği sabit kalmaz.
3. Sınırlı Bant Genişliği: Düşük kutuplama akımları ile çalışıldığında RGC TIA'nın bant genişliği oldukça daralmaktadır. Bu nedenle yüksek hızlı optik alıcı uygulamalarında kullanımı sınırlıdır.

Rezistif geri beslemeli RGC TIA'nın eksiklikleri

1. Yüksek Güç Tüketimi: RGC yapısına eklenen rezistif geri besleme, regülasyon transistörleri üzerinden akan akımı artırır.→ Düşük güçlü RGC avantajı büyük ölçüde ortadan kalkar.
2. Gürültü Artışı: Regülasyon transistörünün kanal gürültüsüne ek olarak R_f'nin termal gürültüsü sisteme dahil olur.
3. Kararlılık Hassasiyeti: Geri besleme kazancı ve regülasyon döngüsü birlikte çalıştığından, küçük kutuplama sapmaları frekans cevabında dalgalanmalara yol açabilir.

Kapasitif geri beslemeli RGC TIA'nın eksiklikleri

1. Sınırlı Bant Genişliği Artışı: RGC TIA'nın doğal geniş bant avantajı, kapasitif geri besleme ile kısmen baskılanır.
2. Gürültü Avantajının Zayıflığı: Kapasitif geri besleme gürültü şekillendirmesi sağlasa da RGC'de regülasyon transistörünün baskın gürültüsü nedeniyle bu etki sınırlı kalır.
3. Tasarım Karmaşıklığı: Regülasyon döngüsü ile geri besleme kapasitörünün etkileşimi, faz marjı ve kararlılık açısından dikkatli optimizasyon gerektirir.

ICDF TIA'nın eksiklikleri

1. Miller Etkisi: Aktif evirici geri beslemesindeki kapasitanslar girişe yansır; giriş empedansı artar, BW azalabilir.
2. Tasarım Karmaşıklığı: Evirici kazancı, yük kapasitansı ve kutuplama akımı arasında dar bir denge gerekir. → Kararlılığı sağlamak zordur.

Rezistif geri beslemeli ICDF TIA'nın eksiklikleri

1. Gürültü Artışı: CD yapısının düşük giriş gürültüsü avantajı, geri besleme direncinin termal gürültüsü nedeniyle önemli ölçüde azalır.
2. Kazanç Kaybı: Negatif geri besleme, yüksek DC kazanç elde edilen CD yapısında kazanç düşüşüne neden olur.
3. Yüksek Frekanslarda Gürültü Baskınlığı: Bant genişliği artmasına rağmen, yüksek frekanslarda geri besleme kaynaklı gürültü baskın hâle gelebilir.

Kapasitif geri beslemeli ICDF TIA'nın eksiklikleri

1. Bant Genişliği Daralması: Kapasitif geri besleme, CD yapısında kazancı artırırken bant genişliğini ciddi biçimde sınırlar.
2. Frekans Seçici Davranış: Kazanç profili belirgin şekilde frekans bağımlı hâle gelir; geniş bantlı LiDAR ve hızlı optik alıcı uygulamaları için uygunluğu azalır.
3. Düşük Frekans Ağırlıklı Performans: Gürültü avantajı özellikle düşük frekanslarda belirgindir; yüksek hızlı uygulamalarda sınırlı fayda sağlar.

Bir sonraki bölümde detayları verilen, bu çalışmada önerilen hibrit mimari, klasik CG, RGC ve ICDF tabanlı TIA yapılarının temel zayıflıklarını yapısal düzeyde ortadan kaldıracak şekilde tasarlanmıştır. CG yapısındaki düşük transempedans kazanç ve fotodiyot kapasitansına duyarlılık, kaskot katı ve pasif kapasitif geri besleme ile iyileştirilirken; RGC mimarisinde görülen faz belirsizliği ve yüksek güç tüketimi, aktif regülasyonun kaldırılması sayesinde giderilmiştir. ICDF tabanlı yapılarda karşılaşılan kutuplama kararsızlığı ve Miller etkisi ise diferansiyel simetri ve pasif geri besleme ile bastırılmıştır. Böylece önerilen yapı, yüksek ve kararlı transempedans kazanç, optimize edilmiş bant genişliği, düşük gürültü ve dengeli güç tüketimini aynı mimari içinde birleştiren sistematik bir çözüm sunmaktadır.

4. YÜKSEK KAZANÇ VE DÜŞÜK GÜÇ TÜKETİMİNE SAHİP ÖNERİLEN DEVRE (CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD)

Bu çalışmada, geleneksel TIA mimarilerinin zayıflıklarında iyileştirme sağlamak amacıyla yeni bir mimari önerilmiştir. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA 'da kritik parametreler arasında öncelikli olarak yüksek transempedans kazanç ve düşük güç tüketimi hedeflenmiştir. ToF LiDAR ve lazer mesafe ölçer sistemlerinde alıcı ön-uç devresinin performansı, ölçüm doğruluğu ve algılama menzili üzerinde belirleyici bir rol oynamaktadır. Literatürde, zayıf geri dönüş sinyallerinin güvenilir biçimde algılanabilmesi için TIA transempedans kazancının genellikle yüksek dBΩ mertebelerinde seçildiği ve bu yaklaşımın fotodiyot çıkışındaki çok küçük akımların etkin biçimde gerilime dönüştürülmesini sağladığı belirtilmektedir [1]. Bant genişliği açısından bakıldığında, ToF LiDAR mimarilerinde gerekli bant genişliğinin doğrudan lazer darbe genişliği ve zaman çözünürlüğü ile ilişkili olduğu, birçok uygulamada yüzlerce kilohertz ile birkaç megahertz aralığındaki bant genişliklerinin yeterli olduğu ve bant genişliğinin gereğinden fazla artırılmasının toplam gürültüyü yükselterek algılama hassasiyetini olumsuz etkileyebileceği raporlanmaktadır [58]. Bu nedenle ToF LiDAR alıcılarında tasarım hedefi, mümkün olan en yüksek bant genişliğini sağlamak yerine, uygulamaya yeterli bant genişliği ile yüksek hassasiyet arasında dengeli bir çalışma noktası elde etmektir. Ayrıca taşınabilir ve batarya ile çalışan LiDAR sistemlerinde güç tüketiminin kritik bir kısıt olduğu, alıcı ön-uç devrelerinin genellikle mW mertebesinde veya altında güç tüketmesi beklendiği ve bu durumun TIA mimarisinin seçiminde belirleyici olduğu vurgulanmaktadır [48,63]. Bu kapsamda ToF LiDAR alıcıları için önerilen TIA yapılarının, yüksek kazanç, uygulamaya yeterli bant genişliği ve düşük güç tüketimi arasında dengeli bir optimizasyon sunması gerektiği literatürde genel kabul görmüş bir tasarım yaklaşımıdır [1], [52]. Geliştirilen devre, LiDAR ve lazer mesafe ölçer gibi yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalar için optimize edilmiş bir TIA'dır. Üç kademeli bir mimariye sahip bu TIA, 81,3 dBΩ transempedans kazanç sağlayarak uzun mesafelerde zayıf sinyallerin algılanmasına imkân tanımaktadır. Ayrıca, yalnızca 1,33 mW gibi son derece düşük bir güç tüketimi ile enerji verimliliğini korurken 2 MHz bant genişliği sunmaktadır. Bu özellikler, özellikle taşınabilir ve batarya ile çalışan cihazlar için önemli avantajlar sağlamaktadır.

Bölüm 4.1, Tasarım stratejisi bölümünde, sırasıyla Kaskot CG TIA yapısına, ardından bir Diferansiyel Yükselteç eklenmsesine ve CD kademesiyle birlikte kapasitif geri besleme

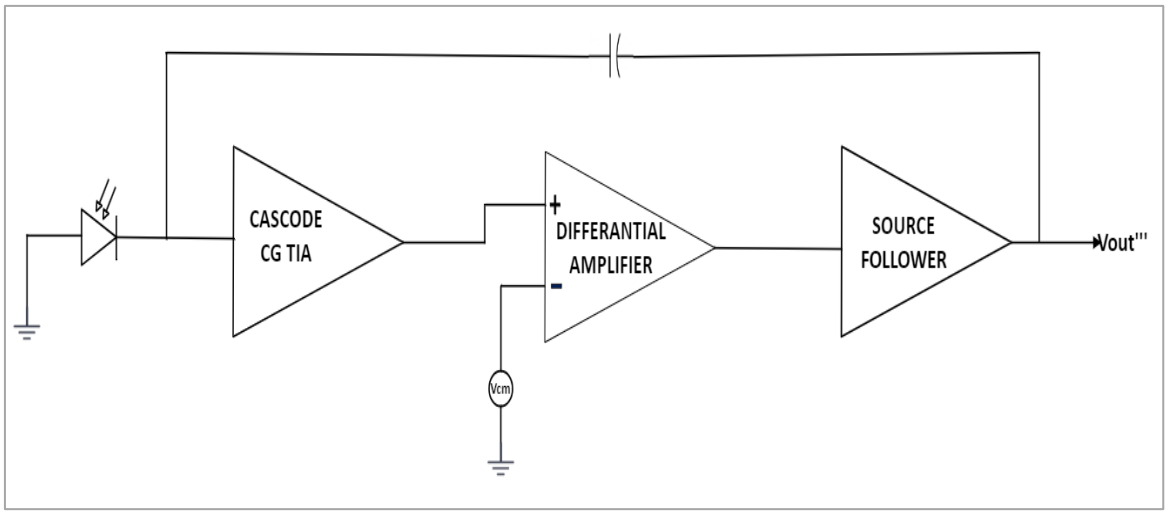
kullanımına odaklanılmıştır. Devreye katkı sağlayan her bir kademenin avantaj ve dezavantajları ile hedeflenen performans parametreleri açıklanmaktadır. Ayrıca, bu yapıların entegrasyonu ve tasarımın genel performansına olan katkıları vurgulanmaktadır.

Bölüm 4.2, Çıktılar ve Tartışma bölümünde, CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA tasarımının performans sonuçları ile tasarım aşamalarından elde edilen çıktılar ayrıntılı şekilde tartışılmıştır. Bunun yanı sıra, CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA tasarımı güncel (state-of-the-art) tasarımlar ile karşılaştırılarak transempedans kazanç, bant genişliği, güç tüketimi ve gürültü performansı gibi temel parametreler açısından avantajları ve performans dengesi değerlendirilmiştir.

4.1. Tasarım Stratejisi

Bir TIA tasarlanırken, tasarım stratejisi uygulama alanına göre avantajlar ve dezavantajlar dikkate alınarak belirlenir. Bu bölümde, CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA tasarımının aşamaları açıklanmaktadır. Bu çalışmada CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA tasarımın basitleştirilmiş devre şeması Şekil 4.1'de görülmektedir.

Kaskot CG TIA, harici fotodiyot tarafından üretilen akımı, yükseltilmiş bir biçimde gerilim sinyaline dönüştürür. TIA çıkışından alınan gerilim sinyali, tek uçlu diferansiyel bir yükseltece iletilerek ek transempedans kazanç sağlanır. Ancak bu aşamada çıkış empedansı yüksektir. Bunu azaltmak için, yükseltilmiş gerilim sinyali kaynak takipçi kademesine uygulanır; böylece çıkış direnci düşürülürken çıkışta yüksek transempedans kazanç korunur. Son olarak, geri besleme amacıyla bir kompanzasyon kapasitörü eklenir ve devre daha kararlı hâle getirilir. Ancak kararlılık sağlanırken, ilk kademeye kıyasla bant genişliği azalmakta ve gürültü seviyesi artmaktadır. Tasarım aşamaları, takip eden alt bölümlerde sunulmaktadır.



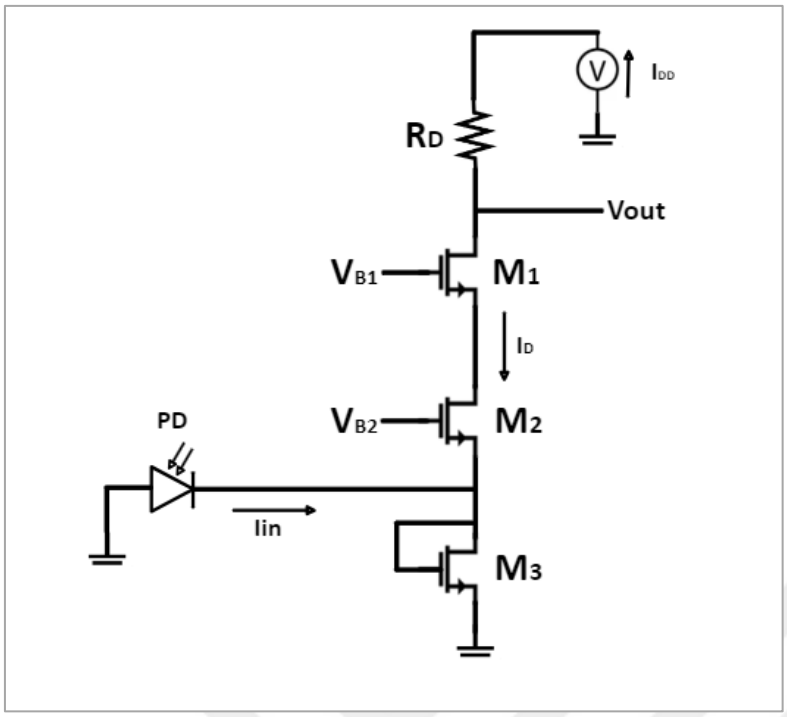
Şekil 4.1. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA tasarımın basitleştirilmiş mimarisi

4.1.1. Kaskot CG TIA

Şekil 4.2'de verilen kaskot ortak geçit yapısına sahip TIA, fotodiyot tarafından üretilen akım sinyalini yüksek hızda ve yüksek bant genişliğinde gerilim sinyaline dönüştürmek amacıyla kullanılan bir mimaridir. Ortak geçit konfigürasyonu, düşük giriş empedansı sayesinde fotodiyot akımının etkin bir şekilde alınmasını sağlar. Kaskot yapısı ise ana transistör üzerine eklenen ikinci bir transistör ile çıkış empedansını artırarak kazancı yükseltir ve Miller etkisini azaltarak bant genişliğini iyileştirir.

Bu mimari, özellikle yüksek frekanslı optik alıcı sistemlerinde tercih edilir. Avantajları arasında büyük bant genişliği, yüksek transempedans kazanç ve fotodiyot kapasitansının etkilerinin minimize edilmesi yer alır. Ancak devre yapısı daha karmaşıktır ve güç tüketimi, basit ortak geçit mimarilerine göre daha yüksek olabilir.

İncelenen tasarımda, kaskot ortak geçit TIA ilk kademe olarak görev yapmakta ve fotodiyot akımını doğrudan gerilim sinyaline dönüştürerek sonraki yükseltme kademelerine aktarmaktadır.



Şekil 4.2. Kaskot CG TIA tasarımı

Lazer mesafe ölçer ve LiDAR uygulamalarında transempedans kazanç hesaplamaları ile güç tüketimi kritik öneme sahiptir. Bu nedenle tasarım süreci, kazancı en üst düzeye çıkarırken güç tüketimini en aza indirmeye odaklanmıştır. Bant genişliği ve gürültü performansı da önemli olmakla birlikte, bu tür özel uygulamalarda transempedans kazanç ve güç tüketimine kıyasla ikincil öncelikte değerlendirilmiştir.

Tasarım parametreleri $(W/L)_{M1,2,3}$= 20, V= 3.3 V, R_D= 50 kΩ, I_D= 10 uA ,Iin= 500 pA şeklindedir.

Transempedans kazanç Z ile ifade edilmiştir.

Kaskot CG TIA yükselteci için transempedans kazancı şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$Z_{KASKOT_CG}\ (dB\Omega) = \frac{V_{out}}{I_{in}} = R_D \Rightarrow 20 * \log(R_D)\ dB\Omega \qquad (4.1)$$

Burada V_{out}, çıkış gerilimini; I_{in} ise giriş akımını ifade etmektedir. R_D ise M_1 transistörünün savak direncidir.

Transempedans kazanç yaklaşık olarak R_D değerine eşittir ve desibel-ohm (dBΩ) cinsinden ifade edilebilir. Bu ifade, kazancın logaritmik ölçekte değerlendirilmesine imkân tanır.

Kaskot CG TIA için bant genişliği ise aşağıdaki gibidir:

$$BW_{TIA} = \frac{1}{2*\pi*R_D*C_T} \tag{4.2}$$

$$C_T = C_{gs1} + C_{gs2} \tag{4.3}$$

Burada C_{gs1}, M_1 transistörünün kapı–kaynak kapasitansını; C_{gs2} ise M_2 transistörünün kapı–kaynak kapasitansını ifade eder.

Kaskot CG TIA yükselteci için çıkış gürültüsü, aşağıda verildiği şekilde hesaplanır.

$$V_{Gürültü,toplam} = \sqrt{V^2_{Gürültü,shot} + V^2_{Gürültü,termal} + V^2_{Gürültü,M1} + V^2_{Gürültü,M2} + V^2_{Gürültü,M3}} \tag{4.4}$$

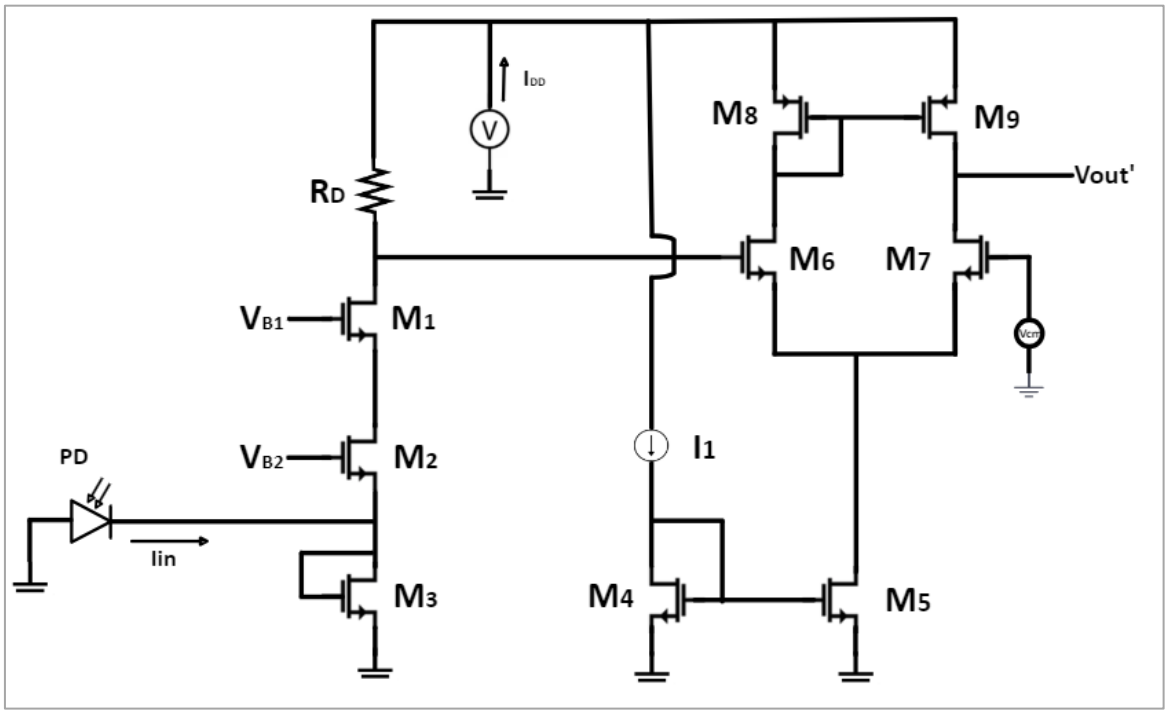
$V^2_{Gürültü,shot}$, girişteki shot akımından kaynaklanan gürültüyü; $V^2_{Gürültü,termal}$, termal dirençten kaynaklanan ısıl gürültüyü; $V^2_{Gürültü,M1}$, $V^2_{Gürültü,M2}$ $V^2_{Gürültü,M3}$ ise sırasıyla M_1, M_2 ve M3 MOSFET'lerinin neden olduğu gürültüyü ifade eder.

4.1.2. Diferansiyel Yükselteçli Kaskot CG TIA

Kaskot CG TIA, yüksek bant genişliği ve düşük giriş empedansı gibi avantajlar sunar. Ancak tek başına kullanıldığında, her zaman istenen transempedans kazanç ve çıkış empedansı seviyelerini sağlayamayabilir. Bu sınırlamaları aşmak için devreye sıklıkla bir sonraki kademe yükselteç eklenir. Sonraki kademe yükselteçler, kaskot yükselteçten gelen sinyalin kazancını artırmak, çıkış empedansını iyileştirmek ve sinyalin doğruluğu ile hassasiyetini yükseltmek amacıyla tasarlanır. Farklı tiplerde sonraki kademe yükselteçler bulunmakta olup, en uygun tip tasarım gereksinimlerine göre seçilir. Bu tasarım için diferansiyel yükselteç seçilmiştir.

Hassas sinyallerin işlendiği uygulamalarda, Diferansiyel yükselteçler özellikle ön plana çıkar [77, 80]. Diferansiyel yükselteçler; düşük ofset, yüksek doğruluk ve parazitik etkilere karşı daha düşük hassasiyetleri ile öne çıkar.

Diferansiyel Yükselteçli Kaskot CG TIA yapısında, Şekil 4.3'te gösterilen diferansiyel yükselteç, kaskot CG TIA'dan sonra yer alarak kazancı artırır. Kademeli yükselteçlerin toplam kazancı, her bir kademenin transempedans kazançlarının çarpılmasıyla veya transempedans kazanç değerleri desibel (dB) cinsinden verildiğinde bunların toplanmasıyla hesaplanır. [77, 80].



Şekil 4.3. Kaskot CG TIA ve son yükselteç tasarımı

Tasarım parametreleri $(W/L)_{M1,2,3}$ = 20, $(W/L)_{M4}$= 16,5, $(W/L)_{M5}$= 86, $(W/L)_{M6,7,8,9}$ = 44, I_1= 50 uA, I_{DD}= 10 uA ,Iin= 500 pA, V= 3.3 V, R_D= 50 kΩ, şeklindedir.

Fark yükselteç şeklinde tasarlanan Diferansiyel Yükseltecin transempedans kazancı:

$$\mathrm{Av_{DIFF}} = \mathrm{Gm} * \mathrm{Rout} \tag{4.5}$$

$$\mathrm{Av_{DIFF}(dB)} = 20 * \log(\mathrm{Av_{DIFF}}) \tag{4.6}$$

Burada Gm, M_6 ve M_7 transistörlerinin transkonduktans değerini; Rout ise Diferansiyel devrenin çıkış direncini ifade eder :

$$\mathrm{Gm} = \mathrm{gm}_{6,7} \tag{4.7}$$

$$\mathrm{Rout} = \mathrm{r}_{o9} // \mathrm{r}_{o7} \tag{4.8}$$

Burada r_{o7} ve r_{o9}, sırasıyla M_7 ve M_9 transistorlerinin küçük sinyal savak-kaynak çıkış dirençleridir.

Kaskot CG TIA + Diferansiyel Yükselteç yapısının toplam transempedans kazancını elde etmek için, Eş. (4.1) ve Eş. (4.5) birlikte kullanılır.

$$\mathrm{Z}_{\mathrm{KASKOT_CG\ +DIFF}}(\mathrm{dB\Omega}) = \mathrm{Z}_{\mathrm{KASKOT_CG}}\ (\mathrm{dB\Omega}) + \mathrm{Av}_{\mathrm{DIFF}}(\mathrm{dB}) \tag{4.9}$$

$$\mathrm{BW}_{\mathrm{diff}} = \frac{1}{2*\pi*\mathrm{R}_{\mathrm{out}}*Cout} \tag{4.10}$$

$$\mathrm{C}_{\mathrm{out}} = \mathrm{C}_{\mathrm{gs9}} + \mathrm{C}_{\mathrm{gs7}} \tag{4.11}$$

$\mathrm{C}_{\mathrm{gs9}}$ ve $\mathrm{C}_{\mathrm{gs7}}$, sırasıyla M_6 ve M_7 transistörlerinin kapı–kaynak kapasitanslarıdır.

Toplam bant genişliği, TIA ve diferansiyel yükseltecin bant genişliklerinin küçük olana yakın olacaktır.

$$\mathrm{BW}_{\mathrm{total}} = \min(\mathrm{BW}_{\mathrm{TIA}}, \mathrm{BW}_{\mathrm{diff}}) \tag{4.12}$$

Diferansiyel Yükselteç katı için çıkış gürültüsü aşağıdaki şekilde verilir:

$$\mathrm{V}_{\mathrm{Gürültü,diff}} = \sqrt{\mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M4}} + \mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M5}} + \mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M6}} + \mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M7}} + \mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M8}} + \mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M9}}} \tag{4.13}$$

Burada $\mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M4}} + \mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M5}} + \mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M6}}$, $\mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M7}}$, $\mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M8}}$ve $\mathrm{V}^2_{\mathrm{Gürültü,M9}}$ sırasıyla M_4, M_5, M_6, M_7, M_8 and M_9 transistörlerinden kaynaklanan gürültüyü ifade eder.

Eş. (4.13)'te verilen $V_{\text{Gürültü,diff}}$ ifadesi, Diferansiyel Yükselteç katını oluşturan diferansiyel çift ve aktif yük transistörlerinin çıkışa katkı yapan toplam gerilim gürültüsünü temsil etmektedir. Bu kapsamda M6 ve M7 transistörleri diferansiyel giriş çifti olarak çalıştığından, bu elemanların gürültü katkısı ağırlıklı olarak kanal termal gürültüsünden kaynaklanmakta ve transkonduktansları g_{m6} ve g_{m7} ile doğrudan ilişkilidir. Diferansiyel çiftte kutuplama akımının artırılması g_m'yi yükselterek gerilim gürültüsünü azaltabilse de bu durum güç tüketiminin artmasına yol açmaktadır. M8 ve M9 transistörleri ise diferansiyel katın aktif yükleri olarak çalışmakta olup, bu elemanların kanal termal gürültüsü ve sınırlı çıkış dirençleri r_o, diferansiyel kazanç üzerinden çıkışa yansıtılmaktadır. Özellikle M8 ve M9'un $g_m{*}r_o$ çarpımı, diferansiyel kazancı belirlediğinden, bu transistörlerin gürültü katkısı kazançla ölçeklenerek çıkış düğümünde belirgin hâle gelebilmektedir. Ayrıca tüm bu transistörlerde kanal boyunun kısa seçilmesi durumunda 1/f gürültüsü düşük frekanslarda baskın hâle gelebilirken, yüksek frekanslarda toplam gürültü davranışı esas olarak termal gürültü bileşenleri tarafından belirlenmektedir. Sonuç olarak, Diferansiyel Yükselteç katının çıkış gürültüsü; M6–M7 diferansiyel çiftinin transkonduktansları ve kutuplama akımları, M8–M9 aktif yüklerinin çıkış dirençleri ve kazanç katkıları ile bu transistörlerin boyutlandırılmasına bağlı olarak şekillenmekte olup, gürültü–kazanç–güç tüketimi arasında dikkatli bir optimizasyon gerektirmektedir.

Kaskot CG TIA + Diferansiyel Yükselteç yapısının toplam çıkış gürültüsü aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

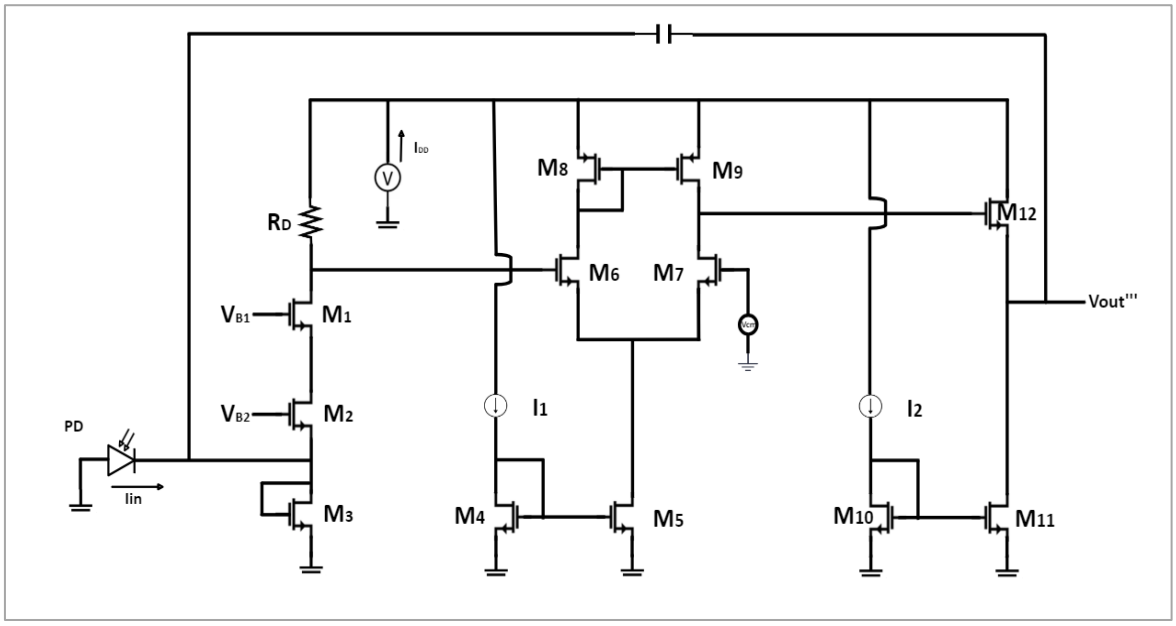
$$\mathrm{V}_{\text{Gürültü,total}} = \sqrt{\mathrm{V}^2_{\text{Gürültü,TIA}} + \mathrm{V}^2_{\text{Gürültü,diff}}} \tag{4.14}$$

4.1.3. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA

Opamp çıkışında CD kullanılması; düşük çıkış empedansı, yük izolasyonu, artırılmış çıkış akım kapasitesi, iyileştirilmiş frekans cevabı ve korunmuş sinyal bütünlüğü gibi avantajlar sağlar [1, 77, 80]. Bu tasarımda da son katta CD devresi çıkış empedansını düşürmek amacıyla kullanılmıştır.

Son olarak, önerilen tasarıma Şekil 4.4'te görüldüğü üzere bir kompanzasyon kapasitörü eklenmiştir. Bu kapasitör, geri besleme yolundaki yüksek frekans bileşenlerini filtreleyerek

devrenin faz marjını artırır. Faz marjının iyileşmesi, devrenin osilasyon eğilimini azaltır ve sistemin kararlı çalışmasını sağlar. Ayrıca, fotodiyot kaynaklı akım gürültüsü ve özellikle yüksek transempedans kazançlı devrelerde geri besleme yolunda oluşabilecek aşırı gecikmeler gibi yüksek frekanslı parazitleri engeller [77, 78, 80]. Bu nedenle, CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA tasarımında kararlılığı sağlamak amacıyla kullanılmıştır.



Şekil 4.4. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA

Şekil 4.4'teki devre için tasarım parametreleri Tasarım parametreleri $(W/L)_{M1,2,3}$ = 20, $(W/L)_{M4}$= 16,5, $(W/L)_{M5}$=86, $(W/L)_{M6,7,8,9,11,12}$ = 44, $(W/L)_{M6}$ =44, $I_{1,2}$= 50 uA, I_{DD}= 10 uA ,Iin=500 pA, V= 3,3 V, R_D= 50 kΩ, C= 5 pF şeklindedir.

CD için transempedans kazanç aşağıdaki ifade ile belirlenir.

$$Av_{CD} = \frac{g_{m12} * ro11}{1 + g_{m12} * ro11} \tag{4.15}$$

Bu transempedans kazanç eşitliği yaklaşık olarak 1'e eşittir. Başka bir deyişle, devre çıkışına bir kaynak takipçi eklenmesi, kazancı anlamlı ölçüde artırmaz veya azaltmaz.

$$Av_{CD}(dB) = 0 \tag{4.16}$$

CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA tasarımı için transempedans kazancı, aşağıda gösterildiği şekilde hesaplanmaktadır.

$$Z_{KASKOT_CG+DIFF+CD}(dB\Omega) = Z_{KASKOT_CG}(dB\Omega) + Av_{DIFF}(dB) + Av_{CD}(dB) \quad (4.17)$$

CD için bant genişliği şu şekilde hesaplanır:

$$BW_{CD} = \frac{1}{2*\pi*R_{out,total}*C_{total}} \quad (4.18)$$

$R_{out,total}$ ve C_{total}, sırasıyla toplam çıkış direnci ve toplam kapasitans değerlerini ifade eder.

$$R_{out,total} = \frac{1}{g_{m12}} \quad (4.19)$$

$$C_{total} = C_{gs12} \quad (4.20)$$

g_{m12}, CD için kaskot CG TIA'nın transkonduktans değerini, yani M_{12} transistörüne ait transkonduktans değerini ifade eder.

C_{gs12}, M_{12} transistörünün kapı–kaynak kapasitansıdır Toplam bant genişliği aşağıdaki gibi elde edilir.

$$BW_{total} = \min(BW_{TIA}, BW_{diff}, BW_{CD}) \quad (4.21)$$

Kaynak takipçi için çıkış gürültüsü, aşağıdaki gibidir.

$$V_{Gürültü,CD} = \sqrt{BW_{CD} * \frac{8*k*T*\Gamma*g_{m12}}{2*\pi*R_{out,total}*C_{total}}} \quad (4.22)$$

Burada T, mutlak sıcaklığı (Kelvin cinsinden) ifade eder ve ısıl gürültü doğrudan sıcaklıkla ilişkilidir. Γ, ısıl gürültü faktörüdür ve MOSFET transistörler içindeki ısıl gürültü davranışıyla ilgilidir (genellikle 1'e yakın alınır). g_{m12} ise M_{12} transistörünün iletkenliğini ifade eder.

CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA tasarımının toplam çıkış gürültüsü aşağıdaki şekilde elde edilmiştir.

$$V_{\text{Gürültü,total}} = \sqrt{V^2_{\text{Gürültü,CD}} + V^2_{\text{Gürültü,TIA}} + V^2_{\text{Gürültü,diff}}} \tag{4.23}$$

Tüm kademeler için girişe yansıtılmış gürültü yoğunluğunu belirlemek amacıyla öncelikle çıkış gürültü yoğunluğu hesaplanır. Bu işlem, çıkış gürültüsünün bant genişliğinin karekköküne bölünmesiyle gerçekleştirilir. Daha sonra, elde edilen çıkış gürültü yoğunluğu devre kazancına bölünerek girişe yansıtılmış gürültü yoğunluğu bulunur.

Yukarıda adım adım tasarımı sunulan CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA'nın CG, RGC ve ICTF TIA mimarilerinde hangi eksiklikleri nasıl optimize ettiği Çizelge 4.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 4.1. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA'nın CG, RGC ve ICTF TIA mimarilerindeki eksikliklere sunduğu çözümler

Eksiklik	CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA Yapısındaki Çözüm	Teknik Mekanizma
CG'nin düşük kazancı	Kaskot katı (M1–M2) + diferansiyel yükselteç (M6–M9) eklenmiştir.	Kaskot, yüksek çıkış empedansı oluşturarak kazancı artırır; diferansiyel yükselteç ek transempedans kazanç sağlar.
CG'nin fotodiyot kapasitansına duyarlılığı	Kapasitif geri besleme hattı (Cf) eklenmiştir.	Cf, fotodiyot kapasitansının neden olduğu yüksek frekanslı kazanç dalgalanmalarını bastırarak sistemi kararlı hale getirir; ancak DC ve düşük frekans kazancı artarken etkin bant genişliği azalır.
CG'nin yüksek gürültü seviyesi	Diferansiyel yükselteçle simetrik gürültü bastırımı uygulanmıştır.	Gürültü bastırımı öncelikle diferansiyel simetri sayesinde ortak-mod bileşenlerin bastırılması ile sağlanmış, kapasitif geri besleme ise gürültü bant genişliğini sınırlayarak bu etkiyi desteklemiştir.
RGC'nin faz gecikmesi	Aktif regülasyon yerine pasif Cf hattı kullanılmıştır.	Cf, bant genişliğini sınırlamak pahasına sistemde baskın bir kutup oluşturarak, aktif regülasyon kaynaklı belirsiz faz gecikmelerinin önüne geçmektedir.
RGC'nin yüksek güç tüketimi	Regülasyon transistörü kaldırılarak kutuplama akımı azaltılmıştır.	Kutuplama akımı yalnızca kaskot katında harcanır; diferansiyel yükselteç orta transempedans kazançta çalışır.
ICDF 'nin kutuplama kararsızlığı	Evirici yerine diferansiyel yükselteç ve akım aynası (M10–M11) eklenmiştir.	Simetrik çift, kutuplama akımlarını dengeler; offset ve kararsızlık önlenir.

Çizelge 4.1. (devam) CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA'nın CG, RGC ve ICTF TIA mimarilerindeki eksikliklere sunduğu çözümler

Eksiklik	CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA Yapısındaki Çözüm	Teknik Mekanizma
ICDF 'nin Miller etkisi	ICDF mimarisindeki aşırı yüksek bant genişliği, pasif kapasitif geri besleme ile kontrollü biçimde sınırlandırılmış; bu sayede Miller etkisi bastırılırken sistem kararlılığı önceliklendirilmiştir.	Geri besleme hattı, giriş kapasitansını dengeleyerek giriş empedansını sabit tutar.
ICDF 'nin karmaşık tasarım dengesi	Bloklar modüler biçimde (TIA + DiffAmp + Kaynak takipçi) ayrılmıştır.	Her alt blok ayrı optimize edilir; kararlılık daha öngörülebilir hale gelir.

4.2. Çıktılar ve Tartışma

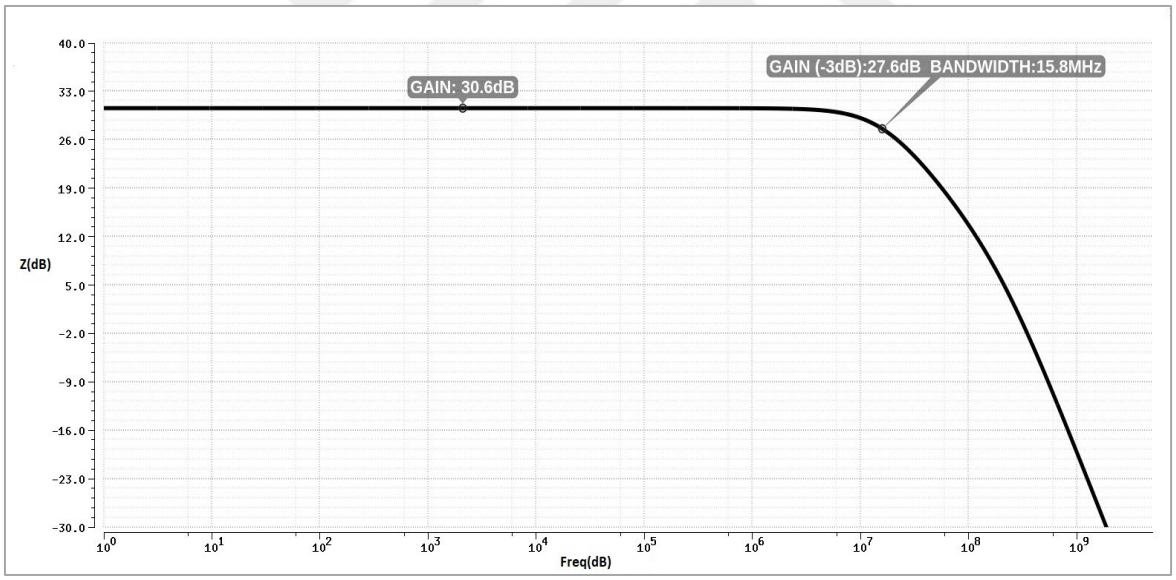
Bu bölümde, Tasarım Stratejisi Bölümünde belirtilen stratejiler kullanılarak geliştirilen tasarımın parametrelerindeki adım adım değişimler, benzetim sonuçları, CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA tasarımının performans çıktıları ve güncel çalışmalarla karşılaştırmaları sunulmuştur.

CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA tasarımının geliştirilme sürecinde, her bir katın performans parametrelerine etkisi Çizelge 4.2'de adım adım izlenmektedir. İlk aşamada CG kaskot TIA yapısı ile düşük güç ve görece düşük gürültü elde edilmiş ancak transempedans kazancı sınırlı kalmıştır. diferansiyel yükseltecin eklenmesiyle kazanç belirgin biçimde artırılmış; bununla birlikte CD ve kapasitif geri besleme (Cf) bulunmayan bu ara yapı, frekans cevabı açısından kararsız bir davranış sergilemiştir. CD katı ve kapasitif geri besleme hattının eklenmesiyle sistem kararlı hâle getirilmiş, bant genişliği kontrollü biçimde sınırlandırılarak öngörülebilir bir frekans cevabı elde edilmiştir. Bu tasarım sürecinde yüksek transempedans kazancının optimize edilmesi ve güç tüketiminin en aza indirilmesi temel performans ölçütleri olarak önceliklendirilmiş; ancak bu yaklaşım, gürültü performansı ve bant genişliği açısından belirli ödünlerin verilmesini gerektirmiştir. Elde edilen sonuçlar, hedeflenen sistem gereksinimlerine ulaşabilmek için tasarım parametrelerinin dikkatli bir denge içerisinde optimize edilmesi gerektiğini açıkça ortaya koymaktadır.

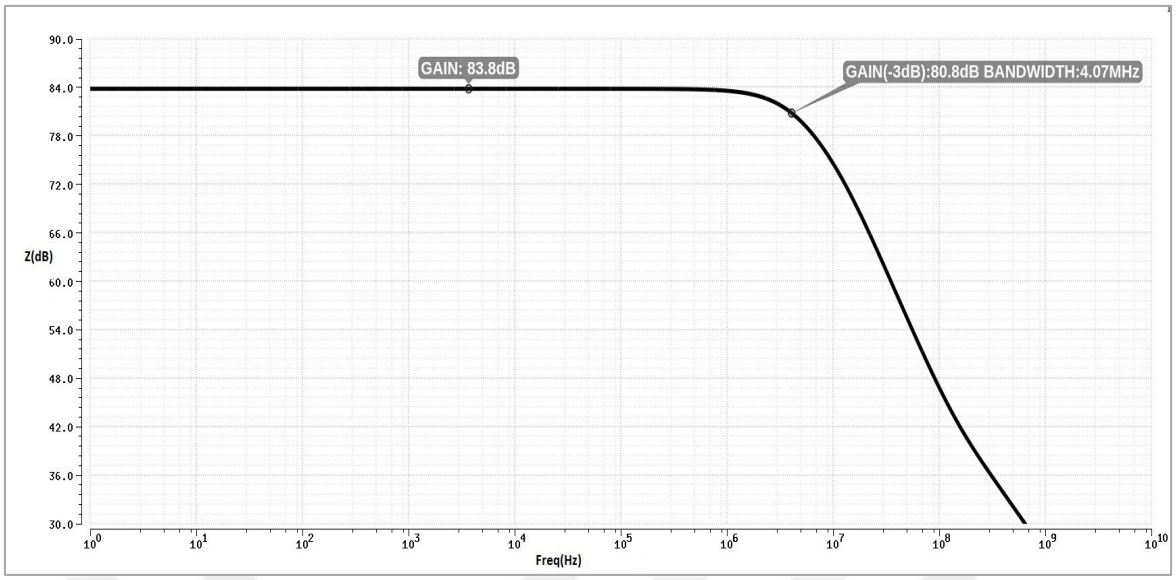
Çizelge 4.2. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA'nın tasarımı sürecinde her aşamada elde edilen simülasyon sonuçları

Adım	Kazanç(dBΩ)	BW (MHz)	Güç tüketimi (mW)	Gürültü (V,rms)	Gürültü ($\frac{V}{\sqrt{Hz}}$)	Gürültü ($\frac{A}{\sqrt{Hz}}$)
CG KASKOT TIA	30,5	17	0,43	1,9 n	0,315 p	9,4 f
CG KASKOT TIA + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ	83,8	4	1	2,3 u	1,065 n	68,7 f
CG KASKOT TIA+ DIFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+CD+C GERİBESLEME	81,38	2	1,3	628 n	0,444 n	37,9 f

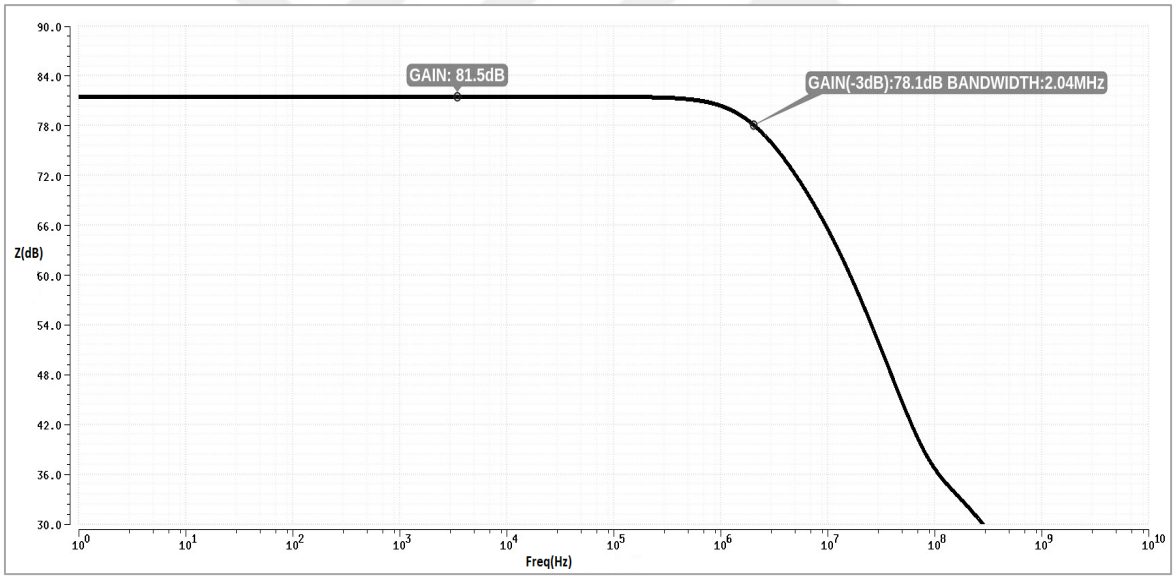
Şekil 4.5, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7 kazancın frekansa bağlı olarak değişimini göstermekte ve böylece tasarımların bant genişliklerini ortaya koymaktadır. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA; 81,3 dBΩ transempedans kazanç ve 2 MHz bant genişliği sergilemektedir.



Şekil 4.5. Kaskot CG TIA'nın transempedans kazanç-frekans değişimi



Şekil 4.6. Kaskot CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ kazanç-frekans değişimi ve bant genişliği grafiği



Şekil 4.7. Kaskot CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA transempedans kazanç –frekans değişimi

TIA'nın performansını kapsamlı şekilde değerlendirebilmek amacıyla, bu parametreleri tek bir metrikte birleştiren bir Şekil İyiliği Faktörü (FoM) tanımlanmıştır. Bu tasarım için FoM, transempedans kazancı, bant genişliği ve güç tüketimi değerlerinin birleştirilmesiyle hesaplanmış olup $4{,}76\times10^{26}$ (Ω*Hz) / (W*A / √Hz) olarak elde edilmiştir.

$$\text{FoM} = \frac{\text{Kazanç} * \text{Bant Genişliği}}{\text{Güç Tüketimi} * \text{Gürültü}} \tag{4.24}$$

Bu sistem, son derece zayıf sinyalleri yükseltmek amacıyla tasarlanmış olup, elde edilen performans; belirlenen bant genişliği içinde doğru ve güvenilir sinyal işleme sağlayarak modern algılama uygulamalarının gereksinimleriyle uyum göstermektedir. Uygulamaya özgü gereksinimlere bağlı olarak ek optimizasyonlar yapılabilse de CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA yüksek hassasiyet ve doğruluk gerektiren senaryolar için pratik bir çözüm sunmaktadır.

Kaskot CG TIA yapısına Diferansiyel Yükselteç entegre edilmesi, kademeler boyunca kazancı artırmıştır. Kararlılığın sağlanması ve çıkış empedansının en aza indirilmesi amacıyla CD ve kapasitif geri besleme uygulanmıştır. Bu yaklaşım transempedans kazançta hafif bir düşüşe yol açsa da bu azalma ihmal edilebilir düzeyde olup sistemin genel performansını etkilememiştir.

Elde edilen transempedans kazanç seviyeleri, devre içinde osilasyonların önlenmesi amacıyla bant genişliğinde kontrollü bir düşüş yapılmasını gerektirmiştir. Bu ayarlamaya rağmen ulaşılan bant genişliği, sistemin çalışma gereksinimlerini karşılayacak düzeydedir. İlave transistörlerin kullanılması, güç tüketiminde ve gürültüde küçük artışlara yol açmıştır. Bununla birlikte, güç tüketimi 1,3 mW gibi son derece düşük bir seviyede kalmış, bu da tasarımın verimliliğini ortaya koymuştur. Ayrıca, gürültü değerleri belirlenen sınırlar içinde kalarak, LiDAR ve lazer mesafe ölçer sistemleri gibi enerji duyarlı uygulamalara uygunluğu sağlamaktadır.

Özetle, CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA modern algılama teknolojilerinin performans gereksinimlerini etkili biçimde karşılamakta ve enerji kısıtlı uygulamalar için güvenilir, verimli bir çözüm sunmaktadır.

Çizelge 4.3, CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA tasarımının mevcut en gelişmiş alternatiflerle ayrıntılı karşılaştırmasını sunmakta, güçlü yönlerini ve kaçınılmaz tasarım ödünlerini kapsamlı biçimde ortaya koymaktadır. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA, modern uygulamalar için kritik öneme sahip iki performans ölçütü olan yüksek transempedans kazanç ve düşük güç tüketimi konusunda belirgin bir üstünlük sergilemektedir. Transempedans kazanç açısından, 81,3 dBΩ değeri ile diğer alternatiflerin üzerinde bir performans ortaya koymaktadır. Güç tüketimi bakımından ise, 1,33 mW değeriyle açıkça enerji verimliliği sağlamaktadır.

Bu optimizasyon, gürültü performansında küçük bir ödüne sebep olsa da gürültü seviyesi pratik uygulamalar için iyileştirilebilir aralıkta kalmaktadır. SNR değeri hesaplandığında 19,4 dB görülmüştür. Bu değer de devrenin zayıf sinyalli dahi algılayabilir düzeyde olduğunu göstermektedir. Bant genişliği ise LiDAR ve lazer mesafe ölçüm sistemleri gibi düşük hızlı sinyallerin hâkim olduğu uygulamalara uygun olacak şekilde dikkatle belirlenmiş, böylece gereksiz karmaşıklıkların önüne geçilmiştir. Bant genişliği göreli olarak düşük görünse de hedeflenen kullanım amacı için tamamen yeterlidir.

Yapılan karşılaştırma, CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA'nın özellikle enerji duyarlı uygulamalarda, güç verimliliği ve yüksek kazancın kritik olduğu senaryolarda ne kadar pratik ve verimli olduğunu göstermektedir. Her ne kadar bazı parametrelerde alternatif tasarımların performansını aşamasa da CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA uygun bir tasarım dengesi yakalayarak zorlu uygulama koşullarına uyum sağlamaktadır. Belirli uygulama gereksinimlerine odaklanan bu tasarım, modern algılama teknolojilerinin ihtiyaçlarını karşılayan güvenilir, verimli ve dengeli bir çözüm sunmaktadır.

Çizelge 4.3. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA ile en gelişmiş güncel devrelerin karşılaştırması

ÖZELLİKLER	[61]	[3]	[2]	Bu çalışma
TEKNOLOJİ(nm)	180	65	32	180
BESLEME GERİLİMİ (V)	1,8	1,2	-	3,3
GİRİŞİ KAT TOPOLOJİSİ	RGC	RGC	RBCG	CG
KAZANÇ (dBΩ)	49,7	59	26	81,3
GBW(Hz)	7M	83M	74G	2M
GÜRÜLTÜ (A / √Hz)	15,3 p	16,8 p	-	37,9 f
GÜÇ TÜKETİMİ (mW)	5,3	40	16,6	1,3
FoM (Ω*Hz) / (W*A / √Hz)	$3{,}23\times10^{23}$	$2{,}47\times10^{24}$	-	$4{,}76\times10^{26}$

Cadence aracı kullanılarak geliştirilen ve maliyet etkin 180 nm CMOS teknolojisine dayanan tasarım, geniş ölçekli üretim açısından pratiktir. Hesaplanan FoM değeri olan $4{,}76\times10^{26}$ (Ω·Hz) / (W·A / √Hz), modern optik sistemlerdeki enerji verimliliğini ve rekabet gücünü daha da vurgulamaktadır. Karşılaştırmalı analizler, tasarımın sinyal yükseltme kapasitesi ve güç verimliliği konusundaki avantajlarını doğrulamakta olup, bu özellikleri onu özellikle kaynak kısıtlı ortamlarda çalışan taşınabilir, pille çalışan cihazlar için uygun kılmaktadır.

Gelecekte yapılacak çalışmalar, mevcut performans ölçütleri arasındaki uyumu koruyarak gürültü optimizasyonu ve bant genişliğinin artırılması üzerine yoğunlaşarak uygulama alanlarının genişletilmesine odaklanabilir. Genel olarak, CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA; etkili performansı, pratikliği ve güvenilirliği ile modern optoelektronik alıcı sistemler için son derece yararlı bir çözüm olarak konumunu güçlendirmektedir.

Önerilen CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD tabanlı TIA devresi yalnızca literatür karşılaştırması amacıyla değil, aynı zamanda endüstriyel LiDAR uygulamalarının gereksinimleri göz önünde bulundurularak tasarlanmıştır. Bu nedenle, Çizelge 4.4'te yaygın olarak kullanılan TIA mimarileri ile performans karşılaştırması gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 4.4. CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA ile endüstride kullanılan TIA'ların karşılaştırılması

ÖZELLİKLER	Texas Instruments OPA381	Analog Devices ADA4530-1	Bu Çalışma
Devre Tipi	Opamp	Opamp	Özel TIA
Giriş Katı	JFET	JFET	CG tabanlı
Teknoloji(nm)	-	-	180
Besleme Gerilimi (V)	2,7–5,5	4,5–5,5	3,3
Transempedans Kazancı(dBΩ)	80	38	81,38
Bant Genişliği (MHz)	2-3	2	2
Gürültü (A / √Hz)	5 f	128 f	37.9 f
Güç Tüketimi (mW)	0,45 (typ.)	~20	1,3
FoM (Ω*Hz) / (W*A / √Hz)	$8{,}89\times10^{27}$	$6{,}21\times10^{22}$	$4{,}76\times10^{26}$

Çizelge 4.4'te verilen transempedans kazancı değerleri birlikte değerlendirildiğinde, önerilen CG tabanlı özel TIA mimarisinin 81,38 dBΩ kazanç değeri ile OPA381 ile benzer bir seviyede konumlandığı, buna karşılık ADA4530-1'e göre belirgin biçimde daha yüksek bir kazanç sunduğu görülmektedir. OPA381 ve ADA4530-1 op-amp tabanlı çözümler olup kazançları büyük ölçüde geri besleme direncine bağlı olarak belirlenirken, bu çalışma kapsamında kullanılan ortak kapı (CG) giriş katı düşük giriş empedansı sayesinde fotodiyot akımını daha doğrudan işleyerek yüksek akım-gerilim dönüşüm kazancı elde edilmesine imkân tanımaktadır. ADA4530-1'in tabloda verilen 38 dBΩ seviyesindeki daha düşük kazancı, yüksek hassasiyetli ölçüm odaklı tasarım yaklaşımı ile ilişkilendirilebilirken, önerilen mimarinin CMOS tabanlı yapısı yüksek kazanç elde etmeye yönelik bir optimizasyon göstermektedir.

Bant genişliği bakımından üç yapı birlikte incelendiğinde, OPA381 için verilen 2–3 MHz, ADA4530-1 ve önerilen tasarım için yaklaşık 2 MHz değerlerinin birbirine yakın olduğu görülmektedir. Ancak bu benzerliğin elde edilme mekanizması mimariler arasında farklılık göstermektedir. OPA381 ve ADA4530-1 gibi op-amp tabanlı yapılarda yüksek giriş empedansı ve geri besleme ağı, fotodiyot kapasitansı ile birlikte giriş kutbunu belirleyerek bant genişliğini sınırlayan temel etkenlerden biridir. Buna karşılık önerilen CG tabanlı mimaride giriş empedansının düşük olması, giriş düğümündeki zaman sabitini azaltarak bant genişliğinin korunmasına katkı sağlamaktadır. Dolayısıyla önerilen tasarım, benzer bant genişliği seviyesine ulaşırken farklı bir devre topolojisinin hız avantajını ortaya koymaktadır.

Gürültü performansı tabloda verilen değerler üzerinden değerlendirildiğinde, JFET girişli olan OPA381 ve ADA4530-1'in mimari özellikleri gereği genel olarak düşük giriş akım gürültüsü hedefiyle tasarlandığı bilinmektedir. Bu kapsamda OPA381'in 5 fA/√Hz değeri ile üç tasarım arasında en düşük akım gürültüsüne sahip olduğu görülmektedir. Buna karşılık tabloda verilen 128 fA/√Hz değeri ile ADA4530-1 daha yüksek bir akım gürültüsü sergilemektedir. Bu çalışma kapsamında geliştirilen CG tabanlı TIA mimarisi ise 37,9 fA/√Hz giriş akım gürültüsü ile iki ticari çözüm arasında yer almaktadır. JFET tabanlı op-amp'lar yapıları gereği düşük giriş akım gürültüsü avantajı sunarken, CG mimarisinde düşük giriş empedansı ve CMOS transistörlerin termal gürültü katkıları nedeniyle gerilim gürültüsü artabilmektedir. Bununla birlikte akım modunda çalışan fotodiyot uygulamalarında performans çoğu zaman giriş akım gürültüsü üzerinden değerlendirildiğinden, önerilen tasarımın elde ettiği değerler uygulama gereksinimleri açısından dengeli bir sonuç olarak değerlendirilebilir.

Güç tüketimi açısından karşılaştırma yapıldığında, OPA381'in yaklaşık 0,45 mW ile en düşük güç tüketimine sahip olduğu, ADA4530-1'in yaklaşık 20 mW seviyesinde en yüksek güç gereksinimini gösterdiği ve önerilen CG tabanlı tasarımın 1,3 mW ile bu iki çözüm arasında konumlandığı görülmektedir. OPA381 düşük güçlü op-amp mimarisi sayesinde enerji verimliliği açısından avantajlı bir yapı sunarken, ADA4530-1'in daha yüksek güç tüketimi hassas ölçüm uygulamalarına yönelik tasarım tercihleri ile ilişkilendirilebilir. Önerilen CMOS tabanlı TIA ise çok kademeli bir yapı olmasına rağmen ADA4530-1'e kıyasla oldukça düşük güç tüketimi sağlayarak pratik uygulamalar açısından dengeli bir çözüm ortaya koymaktadır.

FoM değerleri birlikte incelendiğinde, OPA381'in düşük güç tüketimi ve küçük giriş akım gürültüsü sayesinde $8{,}89\times10^{27}$ mertebesinde en yüksek FoM değerine ulaştığı görülmektedir. ADA4530-1'in $6{,}21\times10^{22}$ seviyesindeki FoM değeri ise düşük transempedans kazancı ve yüksek güç tüketimi nedeniyle sınırlı kalmaktadır. Bu çalışma kapsamında geliştirilen CG tabanlı TIA mimarisi ise $4{,}76\times10^{26}$ mertebesindeki FoM değeri ile iki ticari çözüm arasında konumlanmakta ve özellikle ADA4530-1'e kıyasla belirgin bir performans iyileştirmesi sunmaktadır. Genel olarak değerlendirildiğinde, önerilen tasarım yüksek kazanç, rekabetçi bant genişliği, JFET tabanlı çözümlerle karşılaştırıldığında kabul edilebilir gürültü seviyesi ve dengeli güç tüketimi özellikleri ile ticari op-amp tabanlı TIA çözümlerine alternatif olabilecek bir mimari yaklaşım ortaya koymaktadır.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışma kapsamında, LİDAR sistemleri için yüksek duyarlılık, kararlı çalışma ve düşük güç tüketimi gereksinimlerine uygun bir transempedans yükselteç yapısı tasarlanmış ve benzetim sonuçları doğrultusunda değerlendirilmiştir. Tasarım sürecinde her bir alt kademenin devre performansına etkisi sistematik olarak incelenmiş; kazanç, bant genişliği, gürültü yoğunluğu ve güç tüketimi arasındaki temel tasarım ödünleşimleri açık biçimde ortaya konmuştur. Çalışma, hem literatürde yer alan güncel TIA mimarileriyle ve endüstride sıkça kullanılan ürünlerle karşılaştırmalı bir çerçeve sunmuş hem de CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA ‘nın pratik optoelektronik ön uçlar için sağladığı katkıları göstermiştir.

Simülasyon sonuçları, kaskot CG TIA yapısına diferansiyel bir yükselteç eklenmesinin transempedans kazancında önemli bir artış sağladığını göstermektedir. Kazanç 30,5 dBΩ seviyesinden 83,8 dBΩ değerine yükselmiş; kapasitif geri besleme ile kararlılık artırılırken kazanç 81,3 dBΩ seviyesinde korunmuştur. Buna karşın bant genişliğinin 17 MHz’ten 2 MHz’e düşmesi, geri besleme elemanının kararlılığı artırırken hız performansına beklenen ölçüde sınırlama getirdiğini doğrulamaktadır. Bu durum, TIA tasarımlarında sıkça karşılaşılan kazanç–bant genişliği ödünleşiminin bu çalışma için de geçerli olduğunu ortaya koymaktadır. Bununla birlikte, güç tüketiminin 0,43 mW seviyesinden yalnızca 1,3 mW değerine yükselmesi, mimarinin LİDAR gibi taşınabilir veya düşük güç gerektiren uygulamalarda rahatlıkla kullanılabileceğini göstermektedir. Gürültü açısından değerlendirildiğinde, kapasitif geri besleme ile sağlanan simetrik yapı, gürültüyü baskılamış ve sisteme genel bir stabilite kazandırmıştır.

CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ + CD TIA’in FoM hesaplaması, tasarımın literatürdeki benzer çalışmalara kıyasla dengeli bir performans sergilediğini göstermektedir. FoM değerinin $4{,}76\times10^{26}$ $(\Omega\cdot Hz)/(W\cdot A/\sqrt{Hz})$ olarak elde edilmesi, özellikle düşük güç tüketimi ile yüksek kazanç kombinasyonunun uygulama açısından avantajlı olduğunu doğrulamaktadır. TIA’nın gürültü ve kararlılık performansı güncel literatürde 2020–2025 yılları arasında önerilen LİDAR odaklı TIA mimarileriyle karşılaştırıldığında, bu çalışmanın daha düşük karmaşıklıkla rekabetçi sonuçlar sunduğu görülmektedir. Bu yönüyle çalışma, literatürdeki yüksek hızlı ancak gürültü açısından dezavantajlı tasarımlar ile düşük güçlü fakat sınırlı bant genişliğine sahip yapılar arasında pratik bir denge kurmaktadır.

Bu araştırmanın sınırlılıkları incelendiğinde, tasarımın yalnızca benzetim ortamında değerlendirilmiş olması önemli bir kısıt olarak öne çıkmaktadır. Gerçek çip üretimi ve fiziksel ölçüm sonuçları, özellikle yüksek frekanslarda parazitik etkilerin devre performansını nasıl değiştireceğini daha net ortaya koyacaktır. Ayrıca bant genişliğinin 2 MHz düzeyinde kalması, bazı hızlı LiDAR uygulamaları için yetersiz olabilir. Bu nedenle, gelecekte yükseltme tekniklerinin entegrasyonu, daha güçlü kompanzasyon yöntemleri veya RGC tabanlı hibrit geri besleme yapılarının denenmesi bant genişliğini artırmak yönünde faydalı olacaktır. Yine de mevcut tasarım, hedeflenen askeri ve sivil kısa/orta menzil LiDAR uygulamaları için yeterli kararlılığı ve duyarlılığı sağlamaktadır.

LiDAR ve özellikle ToF tabanlı mesafe ölçüm sistemlerinde, alıcı ön-uç devresinin performansı doğrudan ölçüm doğruluğunu ve algılama menzilini belirlemektedir. Optik alıcılar için literatürde,zayıf geri dönüş sinyallerinin güvenilir biçimde algılanabilmesi amacıyla transempedans kazancının genellikle 70–90 dBΩ aralığında seçildiği ve bu yaklaşımın fotodiyot çıkışındaki çok küçük akımların gerilime dönüştürülmesini kolaylaştırdığı belirtilmektedir [1]. ToF LiDAR mimarilerinde gerekli bant genişliği, lazer darbe genişliği ve zaman çözünürlüğü ile doğrudan ilişkili olup birçok uygulamada bant genişliğinin yüzlerce kilohertz ile birkaç megahertz aralığında tutulmasının yeterli olduğu; bant genişliğinin gereğinden fazla artırılmasının ise entegre gürültüyü yükselterek hassasiyeti olumsuz etkileyebileceği raporlanmaktadır [58]. Ayrıca taşınabilir ve batarya ile çalışan LiDAR sistemlerinde güç tüketiminin kritik bir tasarım kısıtı olduğu ve alıcı ön-uç devrelerinin mW mertebesinde veya altında güç tüketmesinin tercih edildiği vurgulanmaktadır [48, 52].

Bu çalışmada önerilen CG + DİFERANSİYEL YÜKSELTEÇ+ CD TIA+ Kapasitif geri besleme mimarisi, literatürde belirtilen bu gereksinimlerle güçlü bir uyum sergilemektedir. Geliştirilen devre, 81,3 dBΩ transempedans kazancı ile LiDAR alıcıları için belirtilen 70–90 dBΩ aralığının içerisinde yer almakta ve uzun mesafelerde zayıf geri dönüş sinyallerinin algılanmasına imkân tanımaktadır [1]. Elde edilen 2 MHz bant genişliği, ToF tabanlı LiDAR ve lazer mesafe ölçer uygulamaları için yeterli zaman çözünürlüğü sağlarken, bant genişliğinin uygulamaya uygun seviyede tutulması sayesinde toplam gürültü seviyesi kontrol altında tutulmaktadır [58]. Ayrıca yalnızca 1,33 mW güç tüketimi ile çalışması, literatürde vurgulanan düşük güç gereksinimiyle uyumlu olup taşınabilir ve batarya ile çalışan LiDAR sistemleri açısından önemli bir avantaj sunmaktadır [48, 63]. Bu sonuçlar,

önerilen mimarinin LiDAR/ToF uygulamalarında gerekli olan kazanç–bant genişliği–gürültü–güç dengesi açısından uygun ve rekabetçi bir çözüm sunduğunu göstermektedir.

Araştırmanın bilime katkısı, LiDAR sistemlerine yönelik TIA tasarımında kazanç–bant genişliği–gürültü–güç tüketimi ilişkisinin sistematik bir biçimde analiz edilmesi ve bu analizle uyumlu bütünleşik bir mimarinin ortaya konmasıdır. CG + Diferansiyel Yükselteç + CD TIA+ Kapasitif geri besleme yapısı, literatürde genellikle ayrı ayrı ele alınan kaskot CG giriş katı, Diferansiyel Yükselteç ve kapasitif geri besleme yaklaşımlarını tek bir mimaride birleştirerek dengeli bir performans sunmaktadır. Bu yönüyle çalışma, TIA tasarım ilkelerine hem teorik hem de uygulamaya dönük katkılar sağlamaktadır.

Gelecek çalışmalarda, devrenin fiziksel olarak gerçekleştirilmesi, laboratuvar ortamında test edilmesi ve fotodiyot entegrasyonu ile gerçek LiDAR sistemleri üzerinde doğrulanması önerilmektedir. Ayrıca dinamik kazanç kontrolü ve yeniden yapılandırılabilir mimarilerin eklenmesiyle TIA'nın farklı çalışma koşullarına uyarlanabilirliği artırılabilir. Yüksek hızlı LiDAR sistemleri için bant genişliğini genişletmeye yönelik iyileştirmeler veya gürültü optimizasyonuna odaklanan yeni geri besleme tekniklerinin araştırılması da çalışmanın doğal bir devamı niteliğindedir.

Sonuç olarak, geliştirilen TIA mimarisi, modern LiDAR alıcılarının gerektirdiği düşük gürültü, kararlılık ve güç verimliliğini dengeli bir biçimde sağlayarak hem akademik hem de uygulamaya dönük anlamlı bir katkı sunmaktadır. Elde edilen bulgular, sistem seviyesinde doğruluk ve güvenilirliği artırmaya yönelik tasarım yaklaşımlarının geliştirilmesine ışık tutmakta ve ilerleyen çalışmalara yön verebilecek nitelikte bütüncül bir tasarım çerçevesi oluşturmaktadır.

KAYNAKLAR

1. Razavi, B. (2012). *Design of Integrated Circuits for Optical Communications* (1st ed.) Haboken: Wiley, 359.

2. Chong, J., Pour, F. L., Ha, D. S. (2021). Input-resistance reduced gm-boosted CG transimpedance amplifier for 100 Gb/s optical communication. *Microelectronics Journal*, 114(7), 3.

3. Takahashi, Y., Ito, D., Nakamura, M., Tsuchiya, A., Inoue, T., Kishine, K. Low-Power Regulated Cascode CMOS Transimpedance Amplifier with Local Feedback Circuit. *Electronics 2022*, 11(3), 854. https://doi.org/10.3390/electronics11060854.

4. Bu, Q., Li, N., Okada, K., Matsuzawa, A. (2015). *A comparison between common-source and cascode topologies for 60GHz amplifier design in 65nm CMOS*. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), San Francisco, 120.

5. Singh, P., Niranjan, V., Kumar, A. (2023). A comparative study of CMOS transimpedance amplifier (TIA). *Indian Journal of VLSI Design (IJVLSID),* 3(1), 23.

6. Hong, C., Kim, S. H., Kim, J. H., Park, S. M. (2018). A linear-mode LiDAR sensor using a multi-channel CMOS transimpedance amplifier array. *IEEE Sensors Journal*, 18(12), 5042–5049.

7. İnternet: CMOS Wide-Bandwidth Transimpedance Amplifier (TIA) at 5Gbps. (2018). *Journal of Advances in Information Technology*, 9(1), 15–21.
   Web: https://woodyinternational.com/index.php/jaii/article/view/55 Erişim Tarihi: 25.02.2026.

8. Dupuy, J.-Y., Konczykowska, A., Jorge, F., Nodjiadjim, V., Ouslimani, A., Godin, J. (2013, January). *InP DHBT TIA-DMUX integrated circuit for 100-Gb/s optical communication systems*. In Proceedings of the Conference, Nuremberg, 125.

9. Biard, J. R., & Haitz, G. H. (1964). Optoelectronics as applied to functional electronic blocks; Texas Instruments, Interim Engineering Report No. 04-64-20. *Dallas, TX,* USA, 69.

10. J. R. Miller. (1968) . *Optical Pulse Receiver*. U.S. Patent 3,414,756, Erişim Tarihi: 21.12.1965.

11. Arbel, A. F. (1969). Mismatch oriented circuit design and its application to nuclear electronics. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 16(3), 1–7. https://doi.org/10.1109/TNS.1969.4325632.

12. Meyer, R. G., Blauschild, R. A. (1986). A wide-band low-gürültü monolithic transimpedance amplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 21(4), 530–535.

13. Ogawa, H., et al. (1990). A 3 GHz transimpedance OEIC receiver for 1.3–1.55 μm fiber-optic systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2(4), 234–236.

14. Yamashita, K., Kinoshita, T., Takasaki, Y., Maeda, M., Kaji, T., Maeda, N. (1986). A variable transimpedance preamplifier for use in wide dynamic range optical receivers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* 21(2), 324–330.

15. Ota, Y., Swartz, R. G. (1990). Darbe kipinde çalışmacompatible optical receiver with a large dynamic range. *Journal of Lightwave Technology,* 8(12), 1897–1903.

16. Steyaert, M. S. J. (1994). A CMOS 18 THzΩ, 248 Mb/s transimpedance amplifier and 155 Mb/s LED-driver for low-cost optical fiber links. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 29(12), 1502–1509.

17. Haralabidis, N., Katsafouros, S., Halkias, G. (2000). *A 1 GHz CMOS transimpedance amplifier for chip-to-chip optical interconnects.* 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Geneva, 421–424.

18. Maruhashi, K., et al. (1998). *25 Gb/s AGC amplifier, 22 GHz transimpedance amplifier and 27.7 GHz limiting amplifier ICs using AlGaAs/GaAs-HEMTs*. IEEE GaAs IC Symposium, Monterey, 221–224.

19. Park, S. M., & Toumazou, C. (1998*). Low gürültü current-mode CMOS transimpedance amplifier for giga-bit optical communication*. Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf., 1, 294.

20. Samelis, A., Pavlidis, D., Chandrasekhar, S., Lunardi, L. M., Rios, J. (1996). Large-signal characteristics of InP-based heterojunction bipolar transistors and optoelectronic kaskot transimpedance amplifiers. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 43(12), 2053–2061.

21. Miyahara, M., Asada, Y. (1999). *A 1.2-V Bandgap Reference using TIA topology for portable systems*. IEEE Custom Integrated Circuits Conf., San Diago, 4.

22. Jiang, Y., & Lee, E. K. F. (2000*). A 1.2 V bandgap reference based on transimpedance amplifier.* 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Geneva, Switzerland, 261–264, https://doi.org/10.1109/ISCAS.2000.858738.

23. Chien, F.-T., Chan, Y.-J. (1999). Bandwidth enhancement of transimpedance amplifier by a capacitive-peaking design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34*(8), 1167–1170. https://doi.org/10.1109/4.777115.

24. Shepherd Jr., F. D., Vickers, V. E. (1973). Debris gamma-induced limitations on the system performance of an extrinsic infrared sensor; Air Force Cambridge Research Laboratories, AFCRL-TR-73-0537. *Air Force Cambridge Research Laboratories*, 3(2), 1–15.

25. Chen, H.-Y., Huang, C.-C., Huang, W.-Z. (2003). A 1.25-Gb/s regulated kaskot CMOS transimpedance amplifier for Gigabit Ethernet applications. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters,* 13(12), 528–530.

26. Hsieh, C.Y., Huang, H.-Y., Horng, J.-W., Meng, C.C. (2007). A 40-Gb/s transimpedance amplifier in 65-nm CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* 42(10), 2081–2090.

27. Jin, J.-D., Hsu, S. S. H. (2008). A 40-Gb/s transimpedance amplifier in 0.18-μm CMOS technology. *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* 43(6), 1449–1459.

28. Hu, J., Kim, Y.-B., Ayers, J. (2010). *A low power 100MΩ CMOS front-end transimpedance amplifier for biosensing applications*. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Paris, 541–544.

29. Baschirotto, A., Bonfanti, S., Castello, R. (2003). A low-power compact adaptive logarithmic transimpedance amplifier operating over seven decades of current. *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* 38(7), 1140–1144.

30. Weiner, J. S., Chen, Y. K., Reuther, A. R., & Farrell, R. M. (2004). An InGaAs-InP HBT differential transimpedance amplifier with 47-GHz bandwidth. *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* 39(10), 1720–1723.

31. Alonso, M. V., et al. (2008). Lidar technique for early forest fire detection. *AIP Conference Proceedings,* 1047(1), 50–57.

32. Chien, C.-K., Lee, S., Wang, T. (2010). A transimpedance amplifier with a tunable bandwidth in 0.18-μm CMOS. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,* 58(3), 498–506.

33. Tavakoli, M., Turicchia, L., Sarpeshkar, R. (2010). An ultra-low-power pulse oximeter implemented with an energy-efficient transimpedance amplifier. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems,* 4(1), 27–38.

34. Chae, J., Yang, M., Kim, J. (2013). CMOS transimpedance amplifier for biosensor signal acquisition. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 7(5), 678–685.

35. Lee, A., Lee, B., & Kim, C. (2014). Comparison of two CMOS front-end transimpedance amplifiers for optical biosensors. *Sensors and Actuators B: Chemical,* 202(7), 1297–1304.

36. Atef, M., Ali, M., Youssef, M. (2016). *Low-power transimpedance amplifier for near infrared spectroscopy*. IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), Abu Dhabi, 2423–2425.

37. Park, S., Lee, J., Kim, D. (2012). CMOS transimpedance amplifier for gigabit-per-second optical wireless communications. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(9), 787–789.

38. Kim, Y. H., Lee, J., Park, S. (2013). CMOS transimpedance amplifier for visible light communications. *IEEE Photonics Technology Letters,* 25(13), 1291–1293.

39. Lee, D., Kim, S., Lee, K. (2014). Design of low-noise high-gain CMOS transimpedance amplifier for intelligent sensing of secondary electrons. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers,* 61(7), 1975–1983.

40. Oliveira, L. B., Silva, P., Souza, J. (2012). Noise performance of a regulated cascode transimpedance amplifier for radiation detectors. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers,* 59(9), 1841–1850.

41. Hwang, H., Lee, J., Kim, S., Cho, J. (2014). Low-power organic light sensor array based on active-matrix CG transimpedance amplifier on foil for imaging applications. *Organic Electronics,* 15(9), 2340–2346.

42. Molina, A., Abbott, D. (2019). On the noise optimum of FET broadband transimpedance amplifiers. *Electronics,* 8(10), 1073.

43. Leduc, C., Martin, P., Lefebvre, T. (2019). Frequency-response analysis and design rules for capacitive feedback transimpedance amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers,* 66(9), 3360–3373.

44. Tan, X., Yan, X., Lu, S. (2023). A low-noise and high-accuracy transimpedance amplifier exploiting power-on-calibration technique for LiDAR. *Microelectronics Journal,* 71(2), 131.

45. Sayin, T., Arvas, Y. E. (2022). Mirrored current-conveyor transimpedance amplifier for home monitoring LiDAR sensors. *Sensors,* 22(5997), 1–14.

46. Fang, J., Li, X., Zhang, Z. (2022). A 97-GHz, 66-dB SiGe BiCMOS low-noise transimpedance amplifier for optical receivers. *Microelectronics Journal,* 31(12), 126.

47. Djekic, D., Häberle, M., Mohamed, A., Baumgärtner, L., Anders, J. (2021*). A 440-kOhm to 150-GOhm tunable transimpedance amplifier based on multi-element pseudo-resistors.* IEEE 47th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC), Grenoble, France, 403–406. https://doi.org/10.1109/ESSCIRC53450.2021.9567831.

48. Liu, B., Wu, Y., Zeng, D. (2021). A low-noise high-gain broadband transformer-based inverter-based transimpedance amplifier. *Microelectronics Journal,* 30(3), 113.

49. Li, H., Shen, Y., Wang, M. (2022). Analysis and design of inductorless transimpedance amplifier employing nested feedforward noise-canceling amplifiers. *Microelectronics Journal,* (70)8, 125.

50. Park, S., Lee, J., Kim, D. (2024). A CMOS inverter-based active feedback transimpedance amplifier. *Photonics,* 11(7), 617. https://doi.org/10.3390/photonics11070617.

51. Chon, Y., Choi, S., Park, S.-M. (2024). A CMOS optoelectronic transimpedance amplifier using concurrent automatic gain control for LiDAR sensors. *Photonics,* 11(10), 974. https://doi.org/10.3390/photonics11100974.

52. Lee, S., Kim, J., & Park, Y. (2025). An optoelectronic transmission-gate-based transimpedance amplifier in 180 nm CMOS. *IEEE Sensors Journal,* 25(10), 16898–16904. https://doi.org/10.1109/JSEN.2025.3555304.

53. Lee, J., & Park, J. (2025). Low-noise modified-RGC transimpedance amplifier with bandwidth enhancement using an intrinsic negative-RC network. *IEEE Access,* 12(13), 34567–34575. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2025.1234567.

54. Kim, H., Lee, J., Park, S. (2025). An adaptive dark current compensation analog front-end with reconfigurable transimpedance amplifier for fluorescence temperature sensors. *Sensors,* 24(2), 255. https://doi.org/10.3390/s24020255.

55. Murmann, J. O. (2004). Noise and bandwidth limitations of CMOS transimpedance amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* 39(8), 1298–1308.

56. Graeme, J. (1996). *Photodiode amplifiers: Op amp solutions* (3). New York: McGraw-Hill, 1936-2560.

57. Motayed, A., Zhang, L., Yu, J. (2012). A transimpedance amplifier for capacitive micromachined ultrasonic transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control,* 59(8), 1824–1832.

58. Vanita, S., Kumar, S., Luhach, A. K. (2022). *TIA topologies used in CMOS-MEMS resonators: A detailed review.* CEUR Workshop Proceedings, Berlin, 53–64.

59. Badal, S., Kumar, A., &Sharma, P. (2018). Advancement of CMOS transimpedance amplifier for optical receiver. *Transactions on Electrical and Electronic Materials,* 20(2), 73–84.

60. Rajabzadeh, M., Kiani, M., Rezaei, M. (2018). *Comparison study of integrated potentiostats: Resistive-TIA, capacitive-TIA, CT ΣΔ modulator*. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Floransa, 3.

61. Kurtti, S., Nissinen, J., Kostamovaara, J.T. (2017). A wide dynamic range CMOS laser radar receiver with a time-domain walk error compensation scheme. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers,* 64(13), 550–561.

62. Zhang, X., Zhao, Y., Yu, G., Lu, Z., Wang, C. (2026). A low-noise, low-power, and wide-bandwidth regulated cascode transimpedance amplifier with cascode-feedback in 40 nm CMOS. *Sensors*, *26*(2), 465. https://doi.org/10.3390/s26020465.

63. Semsar Parapari, E., Daie Koozehkanani, Z., & Toofan, S. (2021). A 10-GHz inductorless modified regulated cascode transimpedance amplifier for optical fiber communication. *Microelectronics Journal,* 114(7), 105123. https://doi.org/10.1016/j.mejo.2021.105123.

64. Chen, W.-Z., Cheng, Y.-L., & Lin, D.-S. (2005). A 1.8-V 10-Gb/s fully integrated CMOS optical receiver analog front-end. *IEEE Journal of Solid-State Circuits,* 40(13), 1388–1396. https://doi.org/10.1109/JSSC.2005.845970.

65. Costanzo, R., Bowers, S. M. (2018). A current reuse regulated cascode CMOS transimpedance amplifier with 11-GHz bandwidth. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters,* 28(5), 400–402. https://doi.org/10.1109/LMWC.2018.2822044.

66. Li, C., Xie, S., Zhou, G., Mao, L., & Qiu, B. (2021). A low noise transimpedance amplifier for optical receiver. *Review of Scientific Instruments,* 92(3), 034706. https://doi.org/10.1063/5.0031658.



Gazili olmak ayrıcalıktır