

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**AKIM MODLU İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ
TASARIMI VE UYGULAMALARI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Mustafa ALTUN**

Anabilim Dalı : ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ

Programı : ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

HAZİRAN 2007

**AKIM MODLU İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ
TASARIMI VE UYGULAMALARI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Mustafa ALTUN
(504041215)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 7 Mayıs 2007
Tezin Savunulduğu Tarih : 11 Haziran 2007**

**Tez Danışmanı : Prof.Dr. Hakan KUNTMAN
Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. Ece Olcay GÜNEŞ
Doç.Dr. Shahram MİNAEİ (D.Ü.)**

HAZİRAN 2007

ÖNSÖZ

Bu yüksek lisans çalışmasında danışmanım olarak bana yol gösteren, akademik çalışmalarımı sürekli daha ileriye götürmem konusunda destek veren değerli hocam Prof. Dr. Hakan KUNTMAN'a ve lisans ve yüksek lisans eğitimimde emeği geçen tüm hocalarıma teşekkürlerimi sunarım.

Her zaman maddi ve manevi destekleriyle yanımda olan aileme ve tüm sevdiklerime şükranlarımı sunarım.

Mayıs 2007

Mustafa ALTUN

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	iv
TABLO LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
SEMBOL LİSTESİ	viii
ÖZET	ix
SUMMARY	x
1. GİRİŞ	1
1.1 Akım Modlu Çalışma	1
1.1.1 Gerilim Modlu Çalışmaya Göre Avantajları	2
1.1.2 Literatürde Önerilmiş Akım Modlu Devre Blokları	2
2. AKIM MODLU İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ(COA) ELEMANI	3
2.1 COA Sembolü ve Tanım Bağıntıları	3
3. GİRİŞ VE ÇIKIŞ EMPEDANSI İYİLEŞTİRME YÖNTEMLERİ	5
3.1 Negatif Geribesleme Kullanımı	5
3.2 Pozitif Geribesleme Kullanımı	6
4. ÖNERİLEN COA YAPILARI VE BENZETİM SONUÇLARI	9
4.1 Tek Girişli Çift Çıkışlı COA Yapıları	9
4.1.1 Yüksek Band-Genişlikli Basit Yapılı COA (COA-1)	9
4.1.2 COA-1 Benzetim Sonuçları	11
4.1.3 Yüksek CMRR Değerli AB Sınıfı Giriş Katlı COA (COA-2)	14
4.1.4 COA-2 Benzetim Sonuçları	16
4.2 Çift Girişli Çift Çıkışlı COA Yapıları	20
4.2.1 A Sınıfı Giriş ve Çıkış Katlı Basit Yapılı COA (COA-3)	20
4.2.2 COA-3 Benzetim Sonuçları	22
4.2.3 AB Sınıfı Giriş ve Çıkış Katlı COA (COA-4)	26
4.2.4 COA-4 Benzetim Sonuçları	28
5. UYGULAMA DEVRELERİ VE BENZETİM SONUÇLARI	31
5.1 2. Dereceden Gerilim Modlu Band-Geçiren Çoklu Geribeslemeli Süzgeç Uygulaması ve Benzetim Sonuçları	31
5.2 2. Dereceden Akım Modlu Alçak-Geçiren ve Yüksek-Geçiren Süzgeç Uygulamaları ve Benzetim Sonuçları	34
5.3 2. Dereceden Akım Modlu Band-Söndüren Süzgeç Uygulaması ve Benzetim Sonuçları	38
6. SONUÇLAR	41
KAYNAKLAR	43
ÖZGEÇMİŞ	46

KISALTMALAR

VLSI	: Very Large Scale Integration
CMOS	: Complementary Metal-Oxide Semiconductor
SPICE	: Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
OPAMP	: Operational Amplifier
COA	: Current Mode Operational Amplifier
VOA	: Voltage Mode Operational Amplifier
AC	: Alternative Current
DC	: Direct Current
GBW	: Gain Bandwidth Product
CMRR	: Common Mode Rejection Ratio
THD	: Total Harmonic Distortion
LP	: Low Pass
HP	: High Pass
BP	: Band Pass
BS	: Band Stop
AGS	: Alçak Geçiren Süzgeç
BGS	: Band Geçiren Süzgeç
YGS	: Yüksek Geçiren Süzgeç
BSS	: Band Söndüren Süzgeç

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 4.1 COA-1 Tranzistor Boyutları	11
Tablo 4.2 COA-1 DC Değerler	12
Tablo 4.3 COA-1 Başarım Parametreleri	14
Tablo 4.4 COA-2 Tranzistor Boyutları	17
Tablo 4.5 COA-2 DC Değerler	17
Tablo 4.6 COA-2 Başarım Parametreleri	20
Tablo 4.7 COA-3 DC Değerler	22
Tablo 4.8 COA-3 Tranzistor Boyutları	23
Tablo 4.9 COA-3 Başarım Parametreleri	26
Tablo 4.10 COA-4 Tranzistor Boyutları	28
Tablo 4.11 COA-4 DC Değerler	28
Tablo 4.12 COA-4 Başarım Parametreleri	30

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : Tek Girişli COA Sembolü ve Eşdeğer Devresi.....	3
Şekil 2.2 : Tamamen Farksal COA Sembolü ve Eşdeğer Devresi	4
Şekil 3.1 : Negatif Geribesleme ile r_x Direnç Değerini Düşürme Yöntemi	5
Şekil 3.2 : Negatif Geribesleme ile r_x Direnç Değerini Arttırma Yöntemi	6
Şekil 3.3 : Pozitif Geribesleme ile r_x Direnç Değerini Düşürme Yöntemi	7
Şekil 3.4 : Pozitif Geribesleme ile r_x Direnç Değerini Arttırma Yöntemi.....	7
Şekil 4.1 : COA-1'in Şematik Gösterimi.....	10
Şekil 4.2 : COA-1 Giriş Empedansı (Zin) Genliği:	12
Şekil 4.3 : COA-1 Açık Çevrim Frekans Cevabı	13
Şekil 4.4 : COA-1 Kare Dalga Cevabı, Birim Kazançlı Geribesleme Yapısına ± 5 μA Genlikli Kare Dalga Uygulanmıştır ($f=10MHz$)	13
Şekil 4.5 : COA-2'nin Şematik Gösterimi.....	15
Şekil 4.6 : COA-2 Giriş Empedansı (Zin) Genliği:	18
Şekil 4.7 : COA-2 CMRR Genliği:	18
Şekil 4.8 : COA-2 Açık Çevrim Frekans Cevabı	19
Şekil 4.9 : COA-2 Kare Dalga Cevabı, Birim Kazançlı Geribesleme Yapısına ± 100 μA Genlikli Kare Dalga Uygulanmıştır ($f=10MHz$).....	19
Şekil 4.10 : COA-3'ün Şematik Gösterimi.....	21
Şekil 4.11 : COA-3 Giriş Empedansı (n) Genliği:.....	23
Şekil 4.12 : COA-3 Giriş Empedansı (p) Genliği:.....	24
Şekil 4.13 : COA-3 Açık Çevrim Frekans Cevabı	24
Şekil 4.14 : COA-3 Kare Dalga Cevabı, Birim Kazançlı Geribesleme Yapısına ± 5 μA Genlikli Kare Dalga Uygulanmıştır ($f=5MHz$)	25
Şekil 4.15 : COA-4'ün Şematik Gösterimi.....	27
Şekil 4.16 : COA-4 Açık Çevrim Frekans Cevabı	29
Şekil 4.17 : Birim Kazançlı Geribesleme Yapısında, COA-4'ün Giriş-Çıkış Akım Karakteristiği	29
Şekil 4.18 : COA-4 Kare Dalga Cevabı, Birim Kazançlı Geribesleme Yapısına ± 200 μA Genlikli Kare Dalga Uygulanmıştır ($f=1MHz$).....	30
Şekil 5.1 : Band-Geçiren Çoklu Geribeslemeli (Multiple Feedback) COA Tabanlı Süzgeç Yapısı	31
Şekil 5.2 : Önerilen Band-Geçiren Süzgecin (BGS) Frekans Cevabı	33
Şekil 5.3 : BGS'in Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) Değerlerinin Girişe Uygulanan İşaretin Tepeden Tepeye Genliğiyle Değişimi ($f=10MHz$)	33
Şekil 5.4 : (a) COA Tabanlı 2. Dereceden Alçak-Geçiren Süzgeç (AGS) Yapısı (b) COA Tabanlı 2. Dereceden Yüksek-Geçiren Süzgeç (YGS) Yapısı	34
Şekil 5.5 : Yüksek-Geçiren ve Alçak-Geçiren Süzgeçlerin Ard Arda Bağlanmasıyla Elde Edilen Band-Geçiren Süzgeç Yapısı	36
Şekil 5.6 : Önerilen Band-Geçiren Süzgecin (BGS) Frekans Cevabı	37

Şekil 5.7	: BGS'in Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) Değerlerinin Girişe Uygulanan İşaretin Tepeden Tepeye Genliğiyle Değişimi ($f=1\text{MHz}$)	38
Şekil 5.8	: COA Tabanlı 2. Dereceden Band-Söndüren Süzgeç (BSS) Yapısı	38
Şekil 5.9	: Önerilen Band-Söndüren Süzgecin (BSS) Frekans Cevabı	40
Şekil 5.10	: BSS'in Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) Değerlerinin Girişe Uygulanan İşaretin Tepeden Tepeye Genliğiyle Değişimi ($f=10\text{kHz}$)	40

SEMBOL LİSTESİ

A_v	: Açık çevrim gerilim kazancı
A_i	: Açık çevrim akım kazancı
β	: Geribesleme kazancı
$C_1, C_2, C_3, \dots$	: Kapasiteler
C_c	: Kompanzasyon kapasitesi
f_o	: Kesim frekansı
g_m	: Geçiş iletkenliği
g_{ds}	: MOSFET çıkış iletkenliği
I_{in}	: Giriş akımı
I_o	: Çıkış akımı
i	: Akım
L	: Tranzistor kanal boyu
$M_1, M_2, M_3, \dots$	: Tranzistorlar
$R_1, R_2, R_3, \dots$	: Dirençler
r_{in}	: Giriş direnci
r_{out}	: Çıkış direnci
t	: Zaman
V_{DD}, V_{SS}	: Besleme gerilimleri
V_{in}	: Giriş gerilimi
V_o	: Çıkış gerilimi
v	: Gerilim
W	: Tranzistor kanal genişliği

AKIM MODLU İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI VE UYGULAMALARI

ÖZET

Son yıllarda, akım modlu devreler her geçen gün daha fazla ilgi uyandırmaktadır. Gerilim modlu devrelerle karşılaştırıldığında, akım modlu devrelerin genellikle frekans cevapları, hızları daha iyidir. Ayrıca akım modlu devre blokları daha düşük besleme gerilimlerinde çalışabilmektedirler. Akım modlu işlemsel kuvvetlendirici (COA) kullanımının diğer önemli bir faydası ise; bitişik devre yöntemi kullanılarak gerilim modlu işlemsel kuvvetlendirici (VOA) tabanlı gerilim modlu analog yapıların COA tabanlı olarak gerçekleştirilebilmesidir.

Bu tezde, CMOS tümdevre COA tasarımı üzerine çalışmalar yapılmıştır. COA'ların daha doğruluklu çalışabilmesi için birtakım iyileştirme yöntemleri kullanılmıştır. Örnek olarak empedans, kazanç, ortak işareti bastırma oranı (CMRR)... iyileştirmeleri. Bu yöntemlerden özellikle 'giriş empedansını iyileştirmek için pozitif geribesleme kullanımı' üzerinde detaylı olarak durulmuştur. Bu yöntem önerilen 4 COA yapısının 3'ünde giriş direncini düşürmek üzere kullanılmıştır.

Bu tezde, iç yapıları birbirinden tamamen farklı 4 COA devresi önerilmiştir. Literatürdeki diğer benzer COA yapılarıyla karşılaştırıldığında, önerilen her bir COA'nın birtakım üstünlükleri vardır. COA'ların 2 tanesi tamamen farksal olarak tasarlanmıştır. Diğer ikisi ise tek girişlidir.

Benzetimler SPICE programı ile yapılmıştır. 0.35µm n-kuyulu CMOS teknolojisi kullanılmış ve tranzistorlar BSIM3v3 ile modellenmiştir. NMOS ve PMOS tranzistorlar için eşik gerilimleri sırasıyla 0.5 V ve -0.7 V, besleme gerilimleri ise ± 1.5 V'dir. Benzetim sonuçlarına göre, önerilen ilk COA yapısının kazanç bandgenişliği çarpımı çok yüksektir, 200 Mhz'in üzerindedir. Yeni bir AB sınıfı giriş katının kullanıldığı ikinci COA yapısı ise yüksek CMRR, 113 dB, sağlamaktadır. Tamamen farksal üçüncü COA yapısında giriş ve çıkış empedanslarını iyileştirmek için yeni yöntemler kullanılmıştır. Son olarak, yüksek hızda çalışan tamamen farksal dördüncü COA devresi çok yüksek çıkış direnci, 6.1 GΩ, sağlamaktadır.

Uygulama devresi olarak ikinci derecen COA tabanlı süzgeçler tasarlanmıştır. Bu önerilen 4 süzgeçten biri gerilim modunda diğerleri ise akım modunda çalışmaktadır. Süzgeçlerin benzetim sonuçları önerilen COA yapılarının yüksek doğrulukta çalıştığının kanıtıdır.

DESIGN OF A CURRENT MODE OPERATIONAL AMPLIFIER AND ITS APPLICATIONS

SUMMARY

In recent years, current-mode approach has been extensively investigated. Compared to the voltage-mode circuits, current mode circuits have some significant advantages such as inherent wide bandwidth, wide dynamic range and simple circuitry with lower voltage supplies. Current-mode operational amplifier (COA) is one of the useful current-mode integrated building blocks. The main advantage of using COA is its ability to replace with the voltage operational amplifier (VOA) when applying the adjoint network theorem in voltage mode to current mode transformation.

In this thesis, studies have been performed on the CMOS integrated circuit topology of the current mode operational amplifier (COA). For designing accurate COA's some improvement methods are proposed, such as; impedance, common mode rejection ratio (CMRR), gain... improvements. Among these methods, the method 'positive feedback use for decreasing input resistance' is deeply investigated and used in 3 of the 4 proposed COA's.

In this thesis, 4 extremely different COA structures are proposed. Each of these COA's has some sufficient advantages compared to the similar COA circuits in the literature. 2 of the 4 COA's are fully differential and other 2 has single input.

Simulations are performed with SPICE using the BSIM3v3 model parameters of an 0.35 μ m n-well CMOS process. Transistor threshold voltages are 0.5 V for NMOS and -0.7 V for PMOS. COA's are operated under ± 1.5 V voltage supplies. Results of simulations exhibit that first COA exhibits very high gain-bandwidth product exceeding 200 MHz, second COA has 113 dB CMRR with novel class AB input stage, third one is fully differential with input-output impedance improvements, finally the fourth proposed fully differential COA provides high drive capability and very high output resistance, 6.1 G Ω .

As application examples, novel COA-based 2nd order filters are presented. Among these 4 proposed filters, one is operated in voltage mode and others are operated in current mode. Simulation results of the filters are the evidences of accuracy of the proposed COA's.

1. GİRİŞ

Her geçen gün, elektronik devre ve sistemlerde sayısal kısım daha ağırlıkta yer almaktadır. Bununla birlikte analog kısmında vazgeçilmez olduğu açıktır. Günümüz teknolojisinde çok geniş ölçekli tümdevre tasarımı - *Very-Large-Scale-Integration (VLSI)* üzerine bir çok çalışma yapılmakta ve yaygın olarak tercih edilmektedir. CMOS teknolojisi özellikle sayısal VLSI için oldukça kullanışlıdır. Aynı kırımlık içinde sayısal ve analog kısımların birlikte gerçekleştirilmesinin getireceği avantaj, CMOS teknolojinin analog tümdevre yapı bloklarında yaygın olarak kullanılmasına neden olmuştur. Bu çalışmada önerilen bütün devreler CMOS yapıdadır ve tümleştirmeye uygundur.

Bu çalışmada 4 farklı yüksek başarımlı akım modlu işlemsel kuvvetlendirici - *Current Mode Operational Amplifier(COA)* yapısı önerilmiştir. Bu yapıların giriş ve çıkış katları diğer akım modlu yapı bloklarında da kullanılabilir. Tasarlanan COA ların başarımlarını sınamak için değişik uygulama devreleri önerilmiştir.

1.1 Akım Modlu Çalışma

Genellikle analog devre tasarımında gerilim modunda çalışılmaktadır. Gerilim modlu işlemsel kuvvetlendirici - *Operational Amplifier (OPAMP)* en çok kullanılan analog yapı bloğudur. Kabaca gerilim modlu çalışma, bir işaretin ve o işaret üzerinden yapılan işlemlerin gerilim boyutunda olmasıdır. Akım modlu çalışma gerilim modlu çalışmaya alternatif olarak sunulmuş ve akım modlu çalışma üzerine yapılan çalışmalar son yıllarda giderek artmıştır. Öyleki geleneksel olarak yaygın bir şekilde kullanılan bazı gerilim modlu yapılar (örnek olarak aktif süzgeç ve osilatör) akım modlu olarak gerçekleştirilmiş ve aktif olarak kullanılmıştır. Aşağıda belirtileceği üzere, gerilim modlu çalışmayla kıyaslandığında akım modlu çalışmanın önemli üstünlükleri bulunmaktadır [1,2].

1.1.1 Gerilim Modlu Çalışmaya Göre Avantajları

Akım modlu çalışmanın belki de en etkileyici özelliği bir akım modlu yapıdaki giriş ve çıkış işaret salınımının besleme gerilimleri ile sınırlandırılmamış olmasıdır. Diğer bir ifadeyle akım modlu analog yapılar düşük besleme gerilimlerinde çalışmaya daha elverişlidir. Sayısal ve analog devrelerin birlikte kullanıldığı karma yapılarda besleme gerilimi özellikle sayısal kısım için sürekli azalmaktadır. Bu yapılardaki analog kısmı akım modlu olarak gerçekleştirme daha avantajlı gözükmektedir.

Akım modlu devrelerin diğer bir önemli özelliği frekans cevaplarının ve hızlarının gerilim modlu devrelere kıyasla genellikle daha iyi olmasıdır. Bunun asıl sebebi akım modlu yapıların daha basit devrelerle elde edilebilmesi ve bazı akım modlu devrelerde çok yüksek empedanslı uca gerek duyulmamasıdır.

Ayrıca yapı bloklarında ve uygulama devrelerinde kullanılan toplama, çıkarma, çarpma gibi matematiksel işlemler akım modlu olarak daha kolay yapılabilir. Örnek olarak 2 akım boyutundaki işareti toplama işlemi bu işaretleri aynı düğümde birleştirmekten ibarettir.

1.1.2 Literatürde Önerilmiş Akım Modlu Devre Blokları

Litaratürde değişik akım modlu analog devre blokları önerilmiş ve bunlardan akım taşıyıcı – *Current Conveyor* ve akım geribeslemeli işlemsel kuvvetlendirici – *Current Feedback Operational Amplifier* ticari olarak da üretilmektedir. Akım modlu işlemsel kuvvetlendirici (COA) diğer bir önemli yapı bloğudur. Akım modlu işlemsel kuvvetlendirici, geleneksel gerilim modlu işlemsel kuvvetlendiricinin (OPAMP) akım boyutundaki karşılığıdır.

COA'nın hem giriş hem de çıkış işareti akım boyutundadır. Diğer bir ifadeyle gerçek akım modlu aktif elemandır. Böylece COA tabanlı akım modlu devreler tampon devresi eklemeksizin art arda bağlanabilir. COA kullanımının en çekici yönlerinden biri de, neredeyse bütün OPAMP-RC devrelerinin bitişik dönüşüm yöntemiyle - *Adjoint Network Principle* COA-RC olarak gerçekleştirilebilmesidir [3,4].

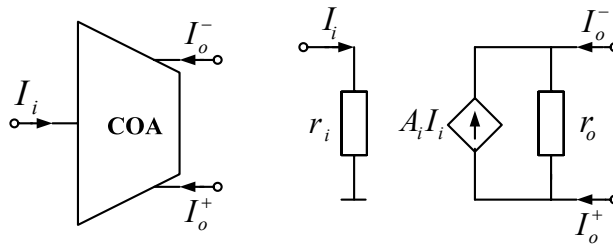
2. AKIM MODLU İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ(COA) ELEMANI

COA elemanının giriş ve çıkış işaretleri akım boyutunda olduğundan giriş ucu veya uçları düşük çıkış uçları ise yüksek empedanslı olarak karakterize edilmiştir. İçten topraklı giriş uçları kaçak kapasitelere duyarsız devreler elde etmemizi sağlar. COA'nın açık çevrim akım kazancı olabildiğince yüksek olmalıdır ve böylece giriş akımlarının eşitlenmesi sağlanır. Yüksek açık çevrim akım kazancından dolayı COA genellikle geribeslemeli olarak kullanılır.

COA'nın kullanılacağı uygulama devrelerine göre değişik özelliklerinin iyi olması istenebilir. Mesela bir uygulama devresinde, COA giriş direnç değerinin çok düşük olması istenirken diğer bir uygulama devresinde ortalama bir giriş direnç değeri yeterli olabilir. Bu çalışmada 4 farklı CMOS COA yapısı önerilmiştir ve herbirinin kullanımının değişik faydaları vardır.

2.1 COA Sembolü ve Tanım Bağlıları

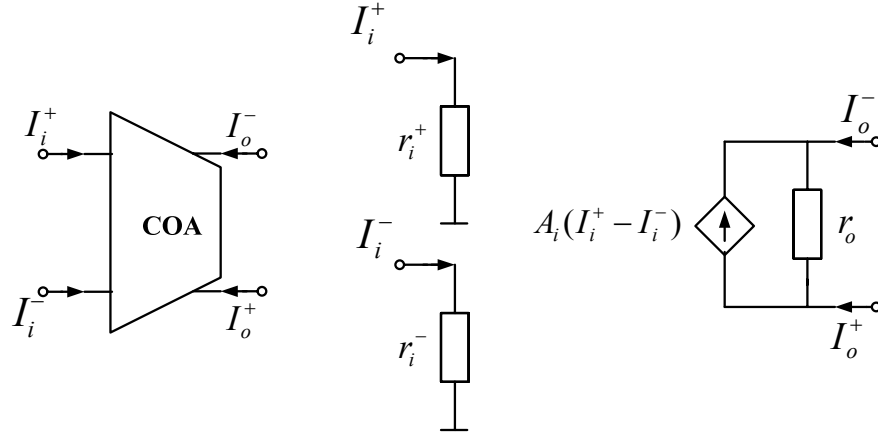
Tek girişli çift çıkışlı ve çift girişli çift çıkışlı (tamamen farksal) COA'nın sembolü ve eşdeğer devresi sırasıyla Şekil 2.1 ve Şekil 2.2'de gösterilmektedir. İdealde, akım modlu işlemsel kuvvetlendiricinin giriş direnci sıfır, akım kazancı (A_i) ve çıkış direnci sonsuz olmalıdır.



Şekil 2.1: Tek Girişli COA Sembolü ve Eşdeğer Devresi

Şekil 2.1'deki yapının tanım bağıntıları matrisel olarak (2.1)'de gösterilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ I_o^+ \\ I_o^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ A_i & 0 & 0 \\ -A_i & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{in} \\ V_o^+ \\ V_o^- \end{bmatrix} \quad (2.1)$$



Şekil 2.2: Tamamen Farksal COA Sembolü ve Eşdeğer Devresi

Şekil 2.2’deki yapının tanım bağıntıları matrisel olarak (2.2)’de gösterilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{in}^+ \\ V_{in}^- \\ I_o^+ \\ I_o^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_i & -A_i & 0 & 0 \\ -A_i & A_i & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{in}^+ \\ I_{in}^- \\ V_o^+ \\ V_o^- \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Tıpkı diğer tamamen farksal devre bloklarının kullanımıyla sağlanan faydalar gibi tamamen farksal COA yapısının kullanımının da bir takım avantajları vardır.

Tamamen farksal COA’nın girişlerine gelen eş parazitik işaretler fark alma işleminden dolayı çıkışa çok az yansır ve bu özellik uygulama devrelerinin performansını önemli ölçüde iyileştirir.

Tamamen farksal COA kullanımının diğer önemli iki faydası ise tek-çift harmonikleri azaltması dolayısıyla distorsiyonu iyileştirmesi ve dinamik çalışma aralığını arttırmasıdır.

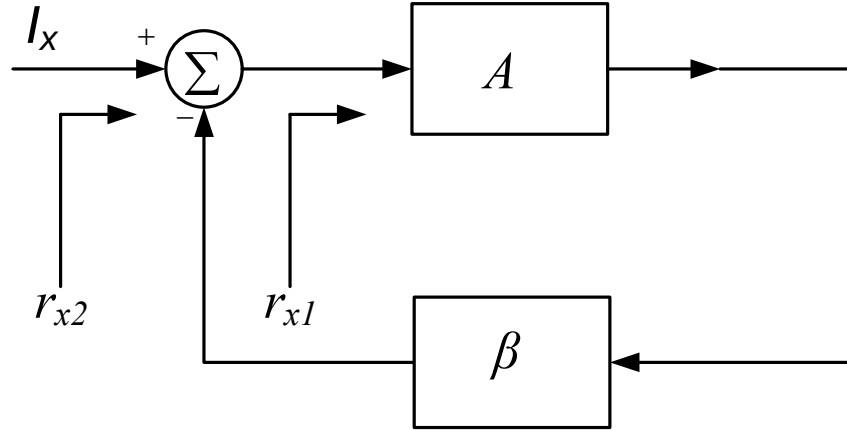
Ayrıca uygulama devrelerinde, tek girişli COA ile karşılaştırdığımızda tek bir aktif eleman olarak bize daha fazla tasarım seçeneği sunar. Örnek olarak, bizden istenen bir süzgeç fonksiyonunu tamamen farksal COA lar kullanarak daha kolay ve az aktif elemanla gerçekleyebiliriz.

3. GİRİŞ VE ÇIKIŞ EMPEDANSI İYİLEŞTİRME YÖNTEMLERİ

Gerilim veya akım modlu analog yapı bloklarının idealde giriş veya çıkış dirençleri sıfır veya sonsuzdur. Bu yapı bloklarını kullanan tasarımcılar ideale daha yakın empedans değerleri elde etmek amacıyla geribesleme – *feedback* yöntemine başvurmuşlardır. Geribesleme pozitif ve negatif olmak 2 türdür ve bu 2 tür besleme de empedans iyileştirmek için kullanılabilir. Altbaşlıklarda pozitif ve negatif geribesleme kullanımı detaylı olarak incelenecektir.

3.1 Negatif Geribesleme Kullanımı

Herhangi bir x düğümünden görülen direnç değeri - r_x negatif geribesleme kullanılarak arttırılabilir veya azaltılabilir. Şekil 3.1’de r_x direncini azaltmak için önerilen yöntem şematik olarak gösterilmiştir.



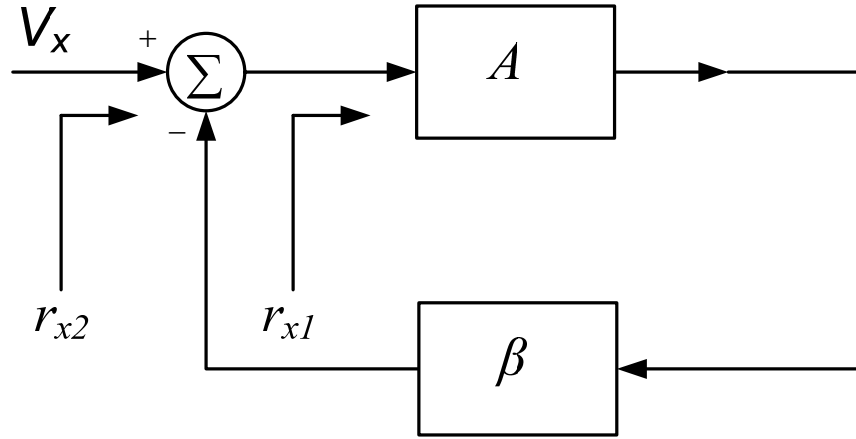
Şekil 3.1: Negatif Geribesleme ile r_x Direnç Değerini Düşürme Yöntemi

Şekil 3.1’de görüldüğü üzere r_{x1} geribeslemesiz halde r_{x2} ise geribesleme uygulanarak x düğümünden görülen direnç değerleridir. r_{x1} ve r_{x2} arasındaki bağıntı aşağıdaki gibidir ($A = r_{x1}$).

$$r_{x2} = \frac{1}{1 + \beta \cdot r_{x1}} r_{x1} \quad (3.1)$$

Geribesleme kazancı β ne kadar büyük seçilirse o kadar küçük r_{x2} direnç değerleri elde edebiliriz. Bu yöntem akım girişli analog yapı bloklarında giriş direncini iyileştirmek için kullanılmaktadır. β genellikle diferansiyel kat ile gerçekleşir ve kararlılık açısından kompanzasyon kapasitesine genellikle ihtiyaç duyulur.

Şekil 3.2’de r_x direncini arttırmak için önerilen yöntem şematik olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.2: Negatif Geribesleme ile r_x Direnç Değerini Arttırma Yöntemi

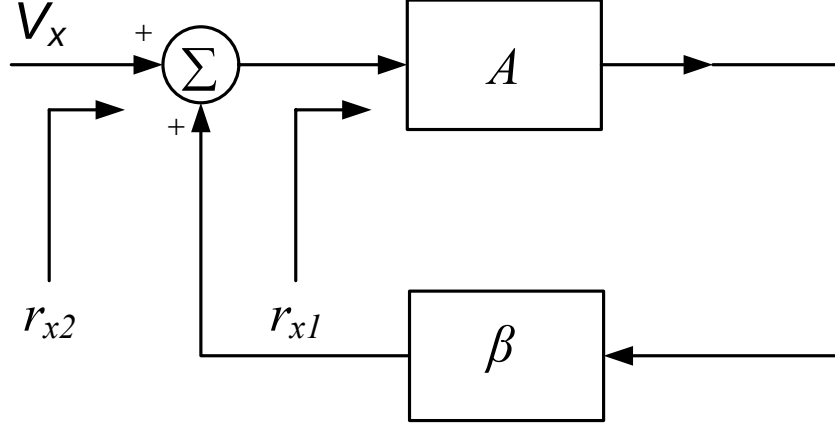
Şekil 3.2’de görüldüğü üzere r_{x1} geribeslemesiz halde r_{x2} ise geribesleme uygulanarak x düğümünden görülen direnç değerleridir. r_{x1} ve r_{x2} arasındaki bağıntı aşağıdaki gibidir ($A = 1/r_{x1}$).

$$r_{x2} = \left(1 + \frac{\beta}{r_{x1}}\right) r_{x1} \quad (3.2)$$

Geribesleme kazancı β ne kadar büyük seçilirse o kadar büyük r_{x2} direnç değerleri elde edebiliriz. Bu yöntem aslında analog devrelerin çıkış dirençlerini veya kazançlarını arttırmak için sıklıkla kullanılmaktadır. Kaskot yapıları örnek olarak gösterebiliriz.

3.2 Pozitif Geribesleme Kullanımı

Pozitif geribesleme empedans iyileştirmek için önerilen diğer önemli bir yöntemdir [5]. Herhangi bir x düğümünden görülen direnç değeri - r_x pozitif geribesleme kullanılarak arttırılabilir veya azaltılabilir. Şekil 3.3’de r_x direncini azaltmak için önerilen yöntem şematik olarak gösterilmiştir.

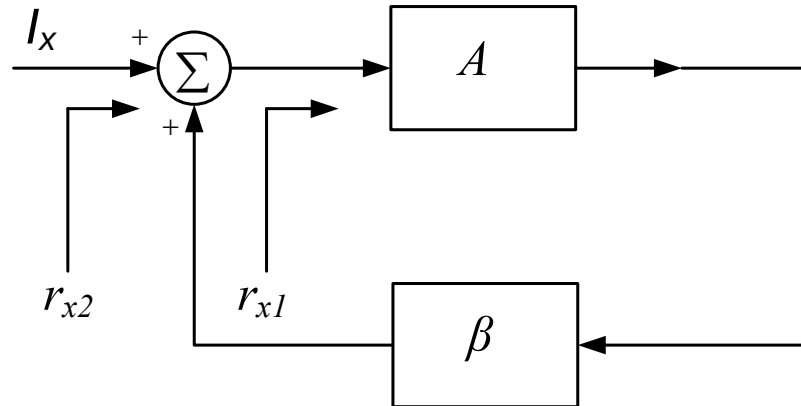


Şekil 3.3: Pozitif Geribesleme ile r_x Direnç Değerini Düşürme Yöntemi

Şekil 3.3’de görüldüğü üzere r_{x1} geribeslemesiz halde r_{x2} ise geribesleme uygulanarak x düğümünden görülen direnç değerleridir. r_{x1} ve r_{x2} arasındaki bağıntı aşağıdaki gibidir ($A = 1/r_{x1}$).

$$r_{x2} = \left(1 - \frac{\beta}{r_{x1}}\right) r_{x1} \quad (3.3)$$

Geribesleme kazancı β teorik olarak r_{x1} değerine eşit seçilirse sıfır r_{x2} direnç değeri elde edilebilir. Fakat pratikte bu mümkün değildir. Amacımız $(1 - \beta/r_{x1})$ değerini sıfıra yakın ve pozitif seçmektir. Kararlılık açısından $(1 - \beta/r_{x1}) > 0$ olmalıdır. Akım modlu devrelerin giriş direncini azaltmak için pozitif geribesleme kullanımının negatif geribesleme kullanımına göre birtakım avantajları vardır. Daha basit yapılarla ve kompanzasyon kapasitesi kullanmadan giriş direnci düşürülebilir. En büyük dezavantajı ise kararlılığı kesin olarak sağlamanın zor olmasıdır.



Şekil 3.4: Pozitif Geribesleme ile r_x Direnç Değerini Arttırma Yöntemi

Şekil 3.4’de r_x direncini arttırmak için önerilen yöntem şematik olarak gösterilmiştir. Şekil 3.4’de görüldüğü üzere r_{x1} geribeslemesiz halde r_{x2} ise geribesleme uygulanarak x düğümünden görülen direnç değerleridir. r_{x1} ve r_{x2} arasındaki bağıntı aşağıdaki gibidir ($A = 1/r_{x1}$).

$$r_{x2} = \frac{1}{1 - \beta \cdot r_{x1}} r_{x1} \quad (3.4)$$

Geribesleme kazancı β teorik olarak $1/r_{x1}$ değerine eşit seçilirse sonsuz r_{x2} direnç değeri elde edilebilir. Fakat pratikte bu mümkün değildir. Amacımız $(1-\beta r_{x1})$ değerini sıfıra yakın ve pozitif seçmektir. Diğer bir ifadeyle β değeri $1/r_{x1}$ değerine yakın ve küçük seçilmelidir. Bu şekilde analog devre blokları için çok yüksek direnç değerlerinin elde edilmesi oldukça zor gözükmemektedir. Zira r_{x1} değeri genellikle tranzistorlerin çıkış direncini ifade ettiğinden ve bu değer in değeri çok değişken olduğundan uygun β değeri belirlemenin oldukça zor olacağı açıktır. Eğer r_{x1} , tranzistor çıkış direncinden farklı bir büyüklükse ($1/g_m$ gibi) , değeri küçük olacaktır. Bu durumda da çok yüksek r_{x2} değerleri elde etmek pek mümkün gözükmemektedir.

4. ÖNERİLEN COA YAPILARI VE BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde 4 farklı CMOS COA yapısı önerilmiştir. Bu yapıların 2 tanesi tek girişli diğer 2 tanesi ise çift girişlidir (tamamen farksal) ve bütün COA'lar giriş ve çıkış katı olmak üzere 2 kattan oluşmaktadır. 2 katlı COA'lar ile yeterince yüksek açık çevrim kazanç değerleri elde edilebildiğinden diğer bir 3. kata gerek duyulmamıştır. Önerilen COA devreleri literatürdeki diğer benzer yapıdaki COA devreleri ile karşılaştırılmış ve kullanım faydaları belirtilmiştir. COA'ların performanslarını belirleyen parametrelerin teorik analizi yapılmış ve gerekli eşitlikler çıkarılmıştır. Son olarak SPICE benzetim programı yardımıyla devreler simüle edilmiş ve teorik hesaplamalarla benzetim sonuçlarının yüksek oranda örtüştüğü görülmüştür.

4.1 Tek Girişli Çift Çıkışlı COA Yapıları

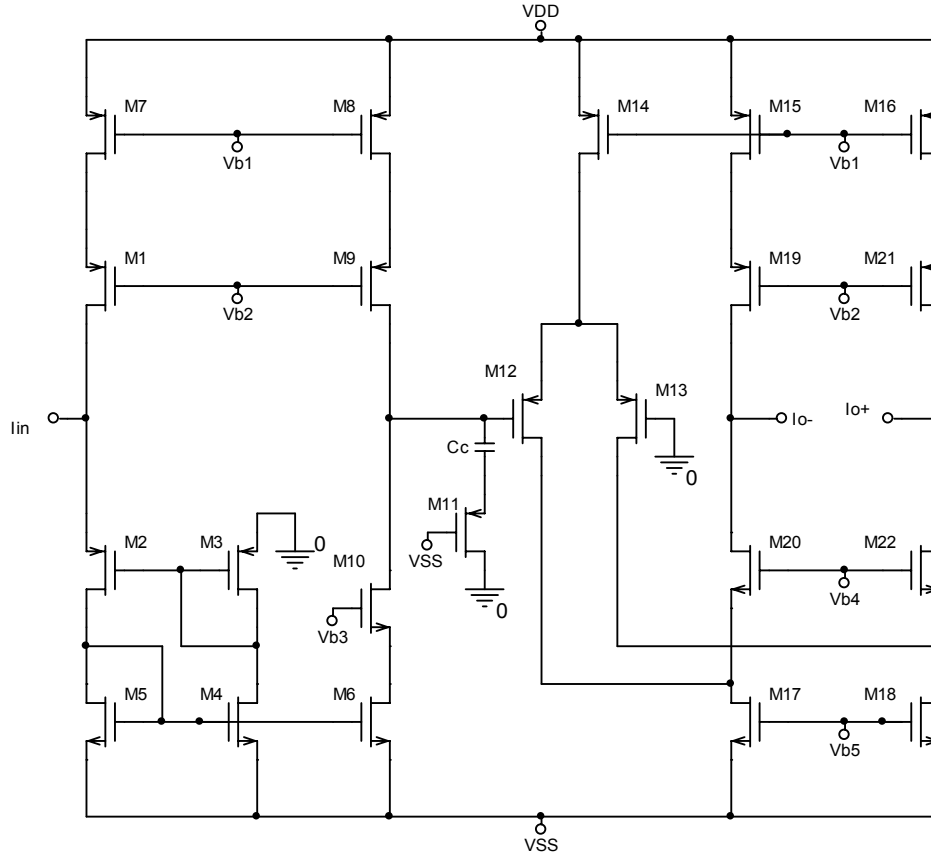
Bu bölümde önerilen COA yapıları tek girişli çift çıkışlıdır. Alt bölümlerde devrelerin detaylı analizleri yapılmış, teorik sonuçlar ile benzetim sonuçları karşılaştırılmış ve benzetim sonuçlarından yararlanılarak COA'ların başarımlarını parametre değerleri çıkartılmıştır.

4.1.1 Yüksek Band-Genişlikli Basit Yapılı COA (COA-1)

Önerilen COA yapısı [6] Şekil 4.1'de gösterilmiştir. COA-1 A sınıfı giriş ve çıkış katlarından oluşmaktadır. Giriş katındaki M3, M4 ve M5 tranzistorleri pozitif geribesleme çevrimini oluşturmakta ve giriş direncini düşürmektedir. Literatürde önerilen diğer giriş direnci düşürme yöntemleri daha karışık devrelerle yapılmakta ve genellikle devrenin frekans cevabını kötüleştirmektedir [7,8]. Literatürdeki bu giriş direncini düşürme yöntemlerinde genellikle diferansiyel giriş katı kullanılmakta ve kompanzasyon kapasitesine sıklıkla ihtiyaç duyulmaktadır. Bu çalışmada yalnızca 2 ek tranzistor kullanılarak giriş direnci yaklaşık 30 kat iyileştirilmiştir. Giriş direnç denklemi:

$$r_{in} \cong \frac{1}{(g_{m5} + g_{ds5})(g_{m2} + g_{ds2})} \left[(g_{ds2} + g_{m5} + g_{ds5}) - \frac{g_{m2}g_{m4}}{g_{ds4} + g_{m3} + g_{ds3}} \right] \quad (4.1)$$

Denklem (4.1)'deki ikinci terimi sıfıra yakın ve pozitif seçebilirsek giriş direncini düşürmüş, kararlılık sorununu çözmüş oluruz. Teorik olarak $(W/L)_{M2} = (W/L)_{M3}$ ve $(W/L)_{M4} = (W/L)_{M5}$ seçtiğimizde istenen iki durumu da sağlamış oluruz. Fakat kararlılık sorununu tam anlamıyla çözebilmek için en kötü hal analizleri – *Worst Case Analysis* de yapılmalıdır. Bu çalışmada akım kazanç faktörü – *Current Gain Factor* (K) ve eşik gerilimindeki – *Threshold Voltage* (V_T) idealsizlikler göz önüne alınmıştır. Bu idealsizlikler göz önüne alınarak giriş direncinin hangi değerler arasında değiştiği benzetim sonuçlarında gösterilmiştir.



Şekil 4.1: COA-1'in Şematik Gösterimi

COA-1'in çıkış katı katlı-kaskot – *folded-cascode* yapıdadır. Katlı-kaskot yapı basit ve kullanışlı bir akım çıkış katıdır ve yüksek çıkış direnci sağlamaktadır. Çıkış direnç denklemi:

$$r_{out} \cong \left[\frac{g_{ds20,22}(g_{ds12,13} + g_{ds17,18})}{g_{m20,22}} + \frac{g_{ds19,21}g_{ds15,16}}{g_{m19,21}} \right]^{-1} \quad (4.2)$$

Yapıdaki M12, M13 ve M14 tranzistorleri çıkışlardan eşit genlikli, yönleri farklı akımlar almamızı sağlar. Kompanzasyon kapasitesi (C_c) devrenin yüksek empedanslı ucuna bağlanmıştır. Bu uçtan görülen direç değeri açık çevrim kazancını büyük oranda belirlemektedir. M11 tranzistoru direnç gibi çalışmakta ve ek bir sıfır oluşturarak COA'nın frekans cevabını iyileştirmektedir. Oluşturulan bu ek sıfır genellikle 2. kutupla çakıştırılır ve böylece devrenin tek kutuplu çalışma frekansı arttırılır. COA-1'in açık çevrim kazanç ($A_i(0)$) ve kazanç-bandgenişliği çarpımı (f_{GBW}) denklemleri:

$$A_i(0) \cong \frac{g_{m12,13}}{2} \left[\frac{g_{ds9}g_{ds8}}{g_{m9}} + \frac{g_{ds10}g_{ds6}}{g_{m10}} \right]^{-1} \quad f_{GBW} \cong \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m12,13}}{2C_c} \quad (4.3)$$

4.1.2 COA-1 Benzetim Sonuçları

Benzetimler SPICE programı ile yapılmıştır. AMS 0.35µm CMOS teknolojisi kullanılmış ve tranzistorlar yüksek doğruluklu BSIM3v3 ile modellenmiştir. NMOS ve PMOS tranzistorler için eşik gerilimleri sırasıyla 0.5 V ve -0.7 V dur. Tranzistorlerin W değerleri 5 µm ile 140 µm arasında değişmektedir. Tranzistorların W/L oranları ve devrenin DC değerleri sırasıyla Tablo 4.1 ve Tablo 4.2'de sunulmuştur.

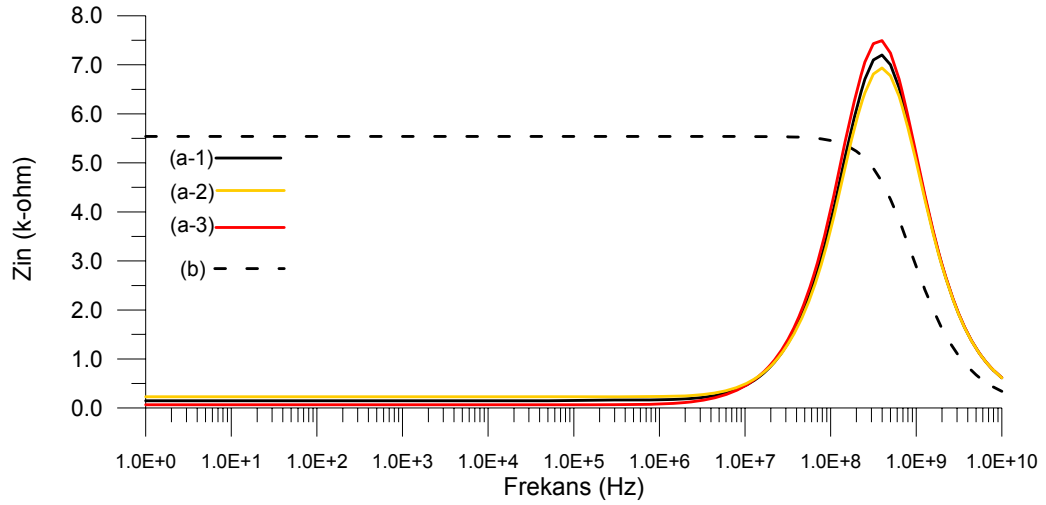
Tablo 4.1: COA-1 Tranzistor Boyutları

Tranzistor	W(µm)/L(µm)
M1, M9	30/1.4
M2	10/0.7
M3	9.2/0.7
M4, M5, M6	5/0.7
M7, M8	11/1.4
M10	5/0.7
M11	9/1
M12, M13	80/1
M14	140/1.4
M15, M16	70/1.4
M17, M18	41/1
M19, M21	120/1.4
M20, M22	30/1

Tablo 4.2: COA-1 DC Değerler

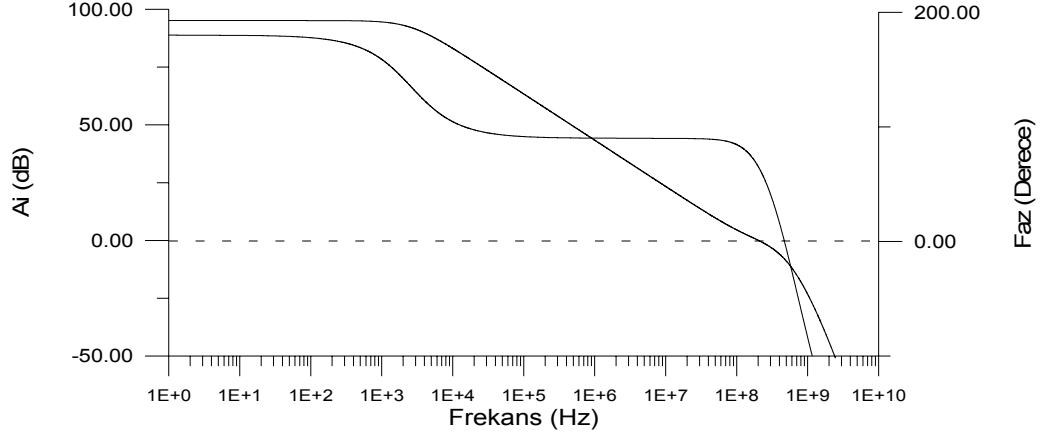
Parametre	Değer
$V_{DD} - V_{SS}$	+1.5 V, -1.5V
V_{b1}, V_{b2}	0.5V, 0.2V
V_{b3}, V_{b4}, V_{b5}	0.3V, -0.2V, -0.7V
$I_{D1,2}$	15uA
$I_{D12,13}$	100uA
$I_{D17,18}$	200uA

Şekil 4.2 COA-1'in giriş empedans genlik değerlerini değişik durumlar için göstermektedir. Önerilen pozitif geribesleme yapısı kullanılarak giriş direnç değeri 5.54 k Ω 'dan 145 Ω 'a düşürülmüştür. Eşik gerilimindeki ve akım kazanç faktöründeki idealsizlikler göz önüne alındığında giriş direncinin 145 Ω ile 145 Ω arasında değiştiği görülmektedir. En kötü durumda bile giriş direnci pozitifdir (+66 Ω), yani sistem kararlıdır.

**Şekil 4.2: COA-1 Giriş Empedansı (Zin) Genliği:**

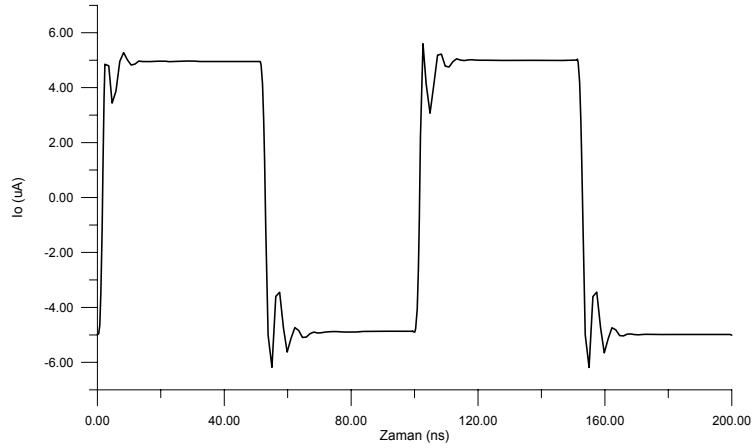
- (a) Önerilen giriş katı
 1-Nominal hal (145 Ω)
 2-En kötü hal - yüksek (228 Ω)
 3- En kötü hal - düşük (66 Ω)
 (b) Geleneksel A sınıfı giriş katı (5.54k Ω)

Şekil 4.3 COA-1'in açık çevrim frekans cevabını göstermektedir. Yaklaşık 200Mhz frekans değerine kadar akım kuvvetlendiricisi tek kutuplu karakteristik göstermiştir. Şekil 4.3'de görüldüğü üzere, önerilen COA yapısı yüksek birimkazanç-bandgenişliğine sahiptir ve 1MHz'den yüksek frekanslarda dahi rahatlıkla çalışabilmektedir.



Şekil 4.3: COA-1 Açık Çevrim Frekans Cevabı

Şekil 4.4 COA-1'in kare dalga cevabını göstermektedir. COA'nın girişine veya çıkışına dışardan gelebilecek kapasitif yükleri ihmal ettiğimizden yükselme eğimini kompanzasyon kapasitesi ve giriş katının sükunet akımı belirlemiştir. Şekil 4.4'de görüldüğü üzere, devrenin girişine 10 Mhz frekanslı bir işaret verilmiştir ve çıkış işaret davranışı gayet iyidir.



Şekil 4.4: COA-1 Kare Dalga Cevabı, Birim Kazançlı Geribesleme Yapısına $\pm 5 \mu A$ Genlikli Kare Dalga Uygulanmıştır ($f=10MHz$)

Tablo 4.3 devrenin performans kriterlerini özetlemektedir. Görece az sayıda tranzistor kullanılarak yüksek başarılı bir COA tasarlanmıştır. Devrenin yükselme eğimi-hızı A sınıfı katlar kullanıldığı için DC sükunet akım değerleri ile sınırlandırılmıştır. Ayrıca, önerilen COA-1 yapısının çıkış direnci ($11.2 M\Omega$), çıkış gerilim salınım aralığı ($\pm 1 V$) ve açık çevrim kazancı (95 dB) değerleri beklenildiği gibidir.

Tablo 4.3: COA-1 Başarım Parametreleri

Parametre	Değer
Güç Tüketimi	1.3 mW
Açık Çevrim Kazancı	95 dB
GBW	202 MHz
Faz Payı (Cc=0.3p, Rc=1.2k)	65°
Çıkış Gerilimi Salınım Aralığı	±1 V
Yükselme Eğimi	10uA/ns
Giriş Direnci	145Ω
Çıkış Direnci	11.2 MΩ
Giriş Gerilim Ofseti	≈ 2mV

4.1.3 Yüksek CMRR Değerli AB Sınıfı Giriş Katlı COA (COA-2)

Önerilen COA yapısı [9] Şekil 4.5’de gösterilmiştir. COA-2 AB sınıfı giriş ve A sınıfı çıkış katlarından oluşmaktadır. Giriş katında kesikli çizgilerle içinde gösterilen transistörler pozitif geribesleme çevrimlerini oluşturmakta ve giriş direncini düşürmektedir. Literatürde akım modlu AB sınıfı giriş katının giriş direncini düşürmek için bir yapı önerilmiştir [10]. Fakat bu yapı Şekil 4.5’deki yapıya oranla oldukça karmaşıktır ve yapıda kompanzasyon kapasitesi kullanılmıştır. Eğer önerilen pozitif geribesleme yapısını kullanmasaydık giriş direnci

$$r_{in} \cong \frac{1}{g_{m5} + g_{m7}} \quad (4.4)$$

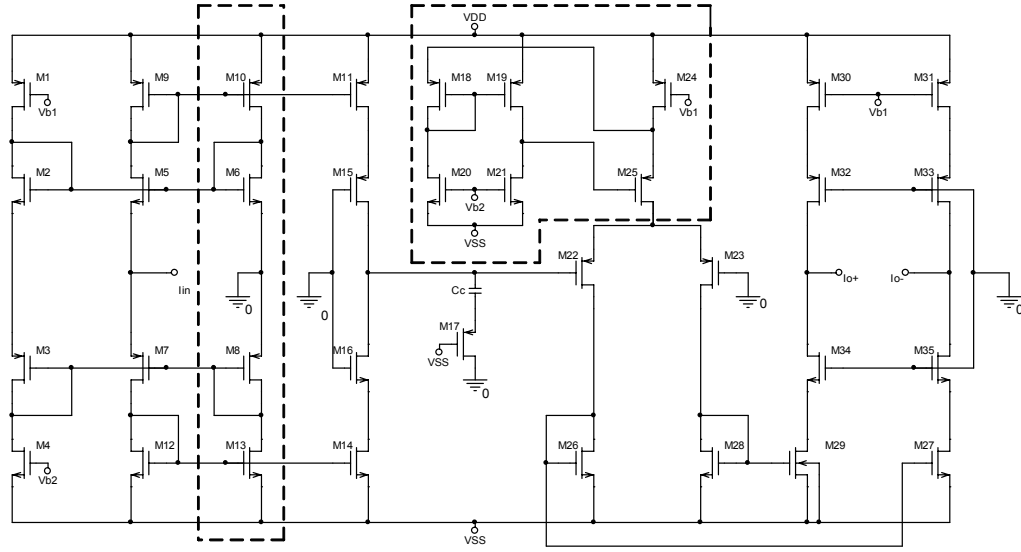
denklemlerle ifade edilecekti ve değeri kΩ lar mertebesinde olacaktı. Önerilen COA-2 yapısının giriş direnci ise aşağıdaki denklemlerle ifade edilmiştir.

$$r_{in} = r_{in1} // r_{in2} \quad (4.5)$$

$$r_{in1} \cong \frac{1}{g_{m5}g_{m9}} \left[(g_{ds5} + g_{m9} + g_{ds9}) - \frac{g_{m5}g_{m10}}{g_{ds10} + g_{m6} + g_{ds6}} \right] \quad (4.6)$$

$$r_{in2} \cong \frac{1}{g_{m7}g_{m12}} \left[(g_{ds7} + g_{m12} + g_{ds12}) - \frac{g_{m7}g_{m13}}{g_{ds13} + g_{m8} + g_{ds8}} \right] \quad (4.7)$$

(4.6) ve (4.7) denklemlerinin ikinci terimlerini sıfıra yakın ve pozitif seçebilirsek giriş direncini düşürmüş, kararlılık sorununu çözmüş oluruz. Teorik olarak $(W/L)_{M5}=(W/L)_{M6}$, $(W/L)_{M9}=(W/L)_{M10}$, $(W/L)_{M7}=(W/L)_{M8}$ ve $(W/L)_{M12}=(W/L)_{M13}$ seçtiğimizde istenen iki durumu da sağlamış oluruz. Fakat kararlılık sorununu tam anlamıyla çözebilmek için en kötü hal analizleri de yapılmalıdır. Bu çalışmada akım kazanç faktörü ve eşik gerilimindeki idealsizlikler göz önüne alınmıştır ve giriş direncinin hangi değerler arasında değiştiği benzetim sonuçlarında gösterilmiştir.



Şekil 4.5: COA-2'nin Şematik Gösterimi

COA-2'nin çıkış katı akım kaynağı tabanlı OPAMP'dır. Akım kazanç oranı K

$$K = (W/L)_{M29}/(W/L)_{M28} = (W/L)_{M27}/(W/L)_{M26} \quad (4.8)$$

denklemlerle ifade edilmiştir. K kazancı tasarımı esneklik sağlamaktadır. Katlı-kaskot (*folded-cascode*) OPAMP literatürdeki COA yapılarında çıkış katı olarak tercih edilmektedir [11]. Önerilen çıkış katı katlı-kaskot yapıya göre genellikle daha hızlıdır ve bandgenişliği daha iyidir [12].

Çıkış katında kesikli çizgiler içinde gösterilen yapı akım kaynağıdır ve akım kaynağının çıkış direnci:

$$r_{outCS} \cong \frac{g_{m25}g_{m19}}{g_{ds24}g_{ds25}(g_{ds19} + g_{ds21})} \quad (4.9)$$

Denklem (4.9)'da görüldüğü üzere, bu akım kaynağının çıkış direnci COA-2'nin ortak işareti bastırma oranı – *Common Mode Rejection Ratio (CMRR)* değerini etkiler.

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} \cong g_{m22,23} r_{outCS} \quad (4.10)$$

Yüksek çıkış dirençli ve salınımlı akım kaynağı – *wide swing current source* kullanılarak CMRR değeri oldukça arttırılmış ve böylece literatürdeki CMRR arttırma yöntemlerine [13,14] göre daha basit-kullanışlı bir yöntem uygulanmış olmaktadır. Ayrıca önerilen akım kaynağının çıkış gerilim salınım aralığı yeterince iyidir (maksimum çıkış gerilimi $\approx V_{DD} - 2V_{DSsat}$). Böylece önerilen akım kaynağı COA-2'nin çıkış akımı salınım aralığını sınırlamamıştır.

COA-2 yapısının çıkış direnç denklemi:

$$r_{out} \cong \left[\frac{g_{ds34,35} g_{ds27,29}}{g_{m34,35}} + \frac{g_{ds32,33} g_{ds30,31}}{g_{m32,33}} \right]^{-1} \quad (4.11)$$

Kompanzasyon kapasitesi (C_c) devrenin yüksek empedanslı ucuna bağlanmıştır. M17 tranzistoru direnç gibi çalışmakta ve ek bir sıfır oluşturarak COA'nın frekans cevabını iyileştirmektedir. COA-2'in açık çevrim kazanç ($A_i(0)$) ve kazanç-bandgenişliği çarpımı (f_{GBW}) denklemleri:

$$A_i(0) \cong K \frac{g_{m22,23}}{2} \left[\frac{g_{ds15} g_{ds11}}{g_{m15}} + \frac{g_{ds16} g_{ds14}}{g_{m16}} \right]^{-1} \quad f_{GBW} \cong \frac{1}{2\pi} K \frac{g_{m22,23}}{2C_c} \quad (4.12)$$

Denklem (4.12)'de görüldüğü üzere yalnızca K akım kazancı değerini arttırarak daha yüksek kazanç ve kazanç-bandgenişliği değerleri elde edebiliriz.

4.1.4 COA-2 Benzetim Sonuçları

Benzetimler SPICE programı ile yapılmıştır. AMS 0.35µm CMOS teknolojisi kullanılmış ve tranzistorlar yüksek doğruluklu BSIM3v3 ile modellenmiştir. NMOS ve PMOS tranzistorler için eşik gerilimleri sırasıyla 0.5 V ve -0.7 V dur. Tranzistorlerin W değerleri 5 µm ile 140 µm arasında değişmektedir. Tranzistorların W/L oranları ve devrenin DC değerleri sırasıyla Tablo 4.4 ve Tablo 4.5'de sunulmuştur.

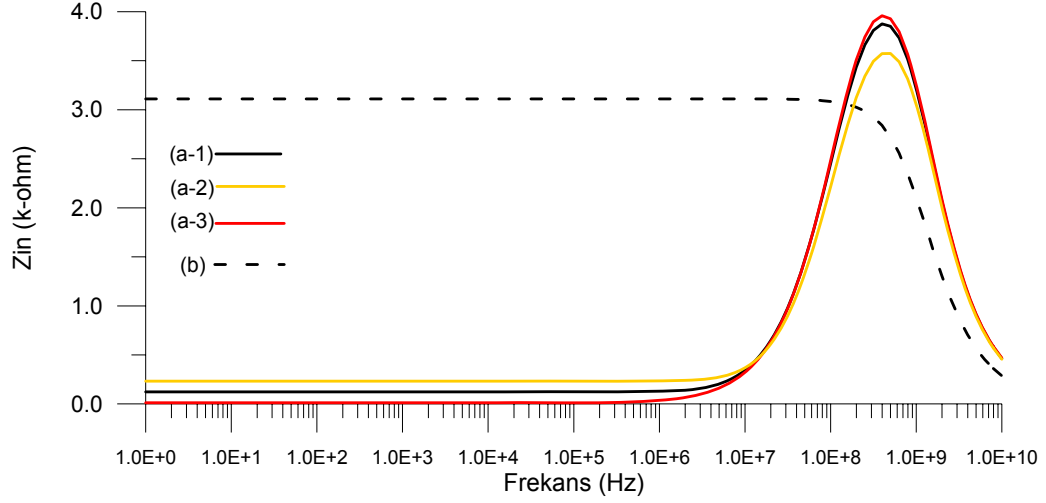
Tablo 4.4: COA-2 Tranzistor Boyutları

Tranzistor	W(μm)/L(μm)
M1	6/1
M4	5/1
M2,5,6	15/0.7
M3,7,8	10/0.7
M9, 10,11	15/1
M12,13,14	7/1
M15	50/1
M16	9/1
M17	15/07
M18	50/2.8
M19	10/2.8
M20	2.8/2.8
M21	14/2.8
M22,23	60/0.7
M24	60/1.4
M25	140/1.4
M26,28	15/0.7
M27,29	45/0.7
M30,31	85/1.4
M32,33	80/1.4
M34,35	20/1

Tablo 4.5: COA-2 DC Değerler

Parametre	Değer
$V_{DD} - V_{SS}$	+1.5 V, -1.5V
V_{b1}, V_{b2}	0.5V, -0.8V
$I_{D1}, I_{D4}, I_{D5}, I_{D7}$	10uA
I_{D22}, I_{D23}	40uA
I_{D29}, I_{D30}	120uA

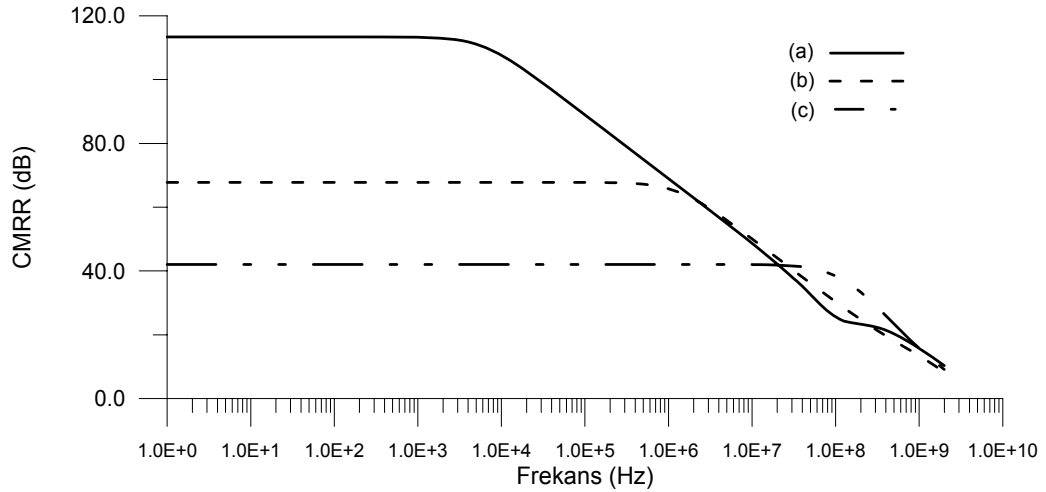
Şekil 4.6 COA-2'nin giriş empedans genlik değerlerini değişik durumlar için göstermektedir. Önerilen pozitif geribesleme yapısı kullanılarak giriş direnç değeri 3.1 k Ω 'dan 123 Ω 'a düşürülmüştür. En kötü durumda bile giriş direnci pozitiftir (+9 Ω), yani sistem kararlıdır.



Şekil 4.6: COA-2 Giriş Empedansı (Z_{in}) Genliği:

- (a) Önerilen giriş katı
 - 1-Nominal hal (123Ω)
 - 2-En kötü hal - yüksek (231Ω)
 - 3- En kötü hal - düşük (9Ω)
- (b) Geleneksel AB sınıfı giriş katı ($3.1k\Omega$)

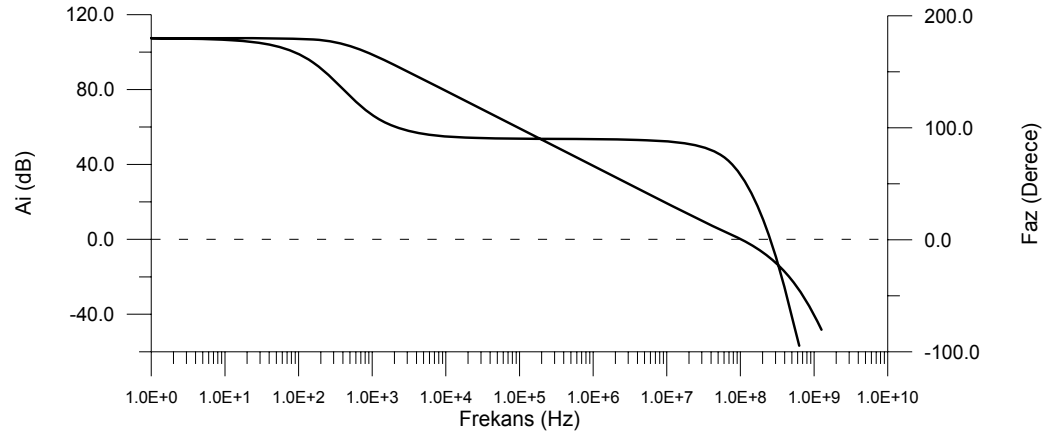
Şekil 4.7 COA-2'nin CMRR performansını diğer kullanılabilecek yapılarla karşılaştırmaktadır. Önerilen akım kaynağı kullanılarak CMRR değeri 113 dB' ye yükseltilmiştir ve yaklaşık $f=20$ MHz'e kadar diğer yapılara oranla önerilen yapının CMRR değeri daha yüksektir.



Şekil 4.7: COA-2 CMRR Genliği:

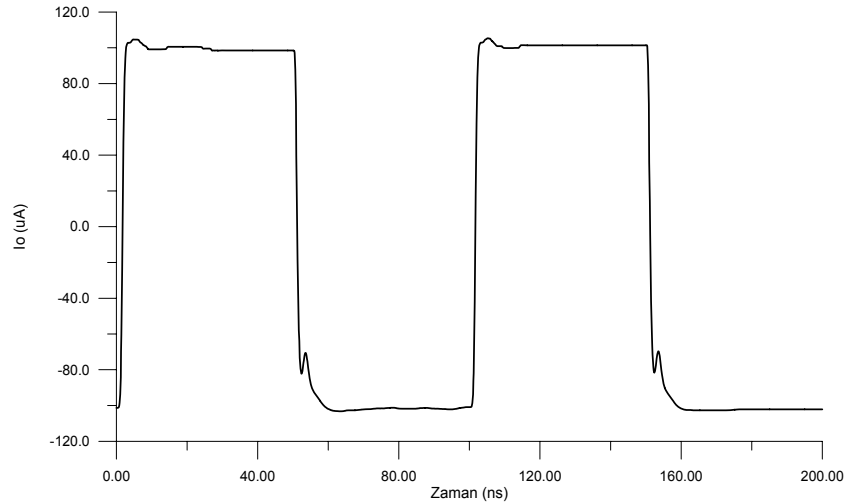
- (a)Önerilen COA-yüksek salınımlı akım kaynağı kullanılarak
- (b) COA- kaskot akım kaynağı kullanılarak
- (c) COA-basit akım kaynağı kullanılarak

Şekil 4.8 COA-2'in açık çevrim frekans cevabını göstermektedir. Yaklaşık 100Mhz frekans değerine kadar akım kuvvetlendiricisi tek kutuplu karakteristik göstermiştir.



Şekil 4.8: COA-2 Açık Çevrim Frekans Cevabı

Şekil 4.9 COA-2'in kare dalga cevabını göstermektedir. COA'nın girişine veya çıkışına dışardan gelebilecek kapasitif yükleri ihmal ettiğimizden yükselme eğimini kompanzasyon kapasitesi ve giriş katının akımı belirler. COA-2 yapısında AB sınıfı giriş katı kullandığımızdan kompanzasyon kapasitesinin süren akım değeri sükunet akımıyla sınırlanmamıştır. Böylece önerilen COA-2 yapısı A sınıfı girişli COA yapılarına göre hem daha az güç harcar ve hem de daha hızlıdır.



Şekil 4.9: COA-2 Kare Dalga Cevabı, Birim Kazançlı Geribesleme Yapısına $\pm 100 \mu A$ Genlikli Kare Dalga Uygulanmıştır ($f=10MHz$)

Tablo 4.6 devrenin performans kriterlerini özetlemektedir. Görece az sayıda tranzistor kullanılarak AB sınıfı giriş katlı, düşük giriş dirençli, yüksek CMRR değerli bir COA tasarlanmıştır. Ayrıca, önerilen COA-2 yapısının çıkış direnci (14 M Ω), çıkış gerilim salınım aralığı (± 0.7 V) ve açık çevrim kazancı (107 dB) değerleri beklenildiği gibidir, yeterince iyidir.

Tablo 4.6: COA-2 Başarım Parametreleri

Parametre	Değer
Güç Tüketimi	1.15 mW
Açık Çevrim Kazancı	107 dB
GBW	102 MHz
Faz Payı (Cc=0.8p, Rc=2k)	60°
Çıkış Gerilimi Salınım Aralığı	± 0.7 V
Yükselme Eğimi	163uA/ns
Giriş Direnci	123 Ω
Çıkış Direnci	14 M Ω
CMRR	113 dB
Giriş Gerilim Ofseti	≈ 1.6 mV

4.2 Çift Girişli Çift Çıkışlı COA Yapıları

Bu bölümde önerilen COA yapıları çift girişli çift çıkışlıdır (tamamen farksal). Alt bölümlerde devrelerin detaylı analizleri yapılmış, teorik sonuçlar ile benzetim sonuçları karşılaştırılmış ve benzetim sonuçlarından yararlanılarak COA'ların başarım parametre değerleri çıkartılmıştır.

4.2.1 A Sınıfı Giriş ve Çıkış Katlı Basit Yapılı COA (COA-3)

Şekil 4.10'da gösterilen COA yapısının [15] giriş katı M1 – M16 tranzistorlerinden oluşmaktadır ve negatif giriş ucu için M1, M2, M3 ve M4, pozitif giriş ucu için M9, M10, M11 ve M12 pozitif geribesleme çevrimlerini oluşturmaktadır. Bu pozitif geribesleme yapıları giriş dirençlerini düşürmek içindir. Denklem (4.12) önerilen pozitif geribesleme yapısı uygulanmadan oluşan giriş direnç ifedelerini göstermektedir ve değerleri k Ω lar mertebesindedir.

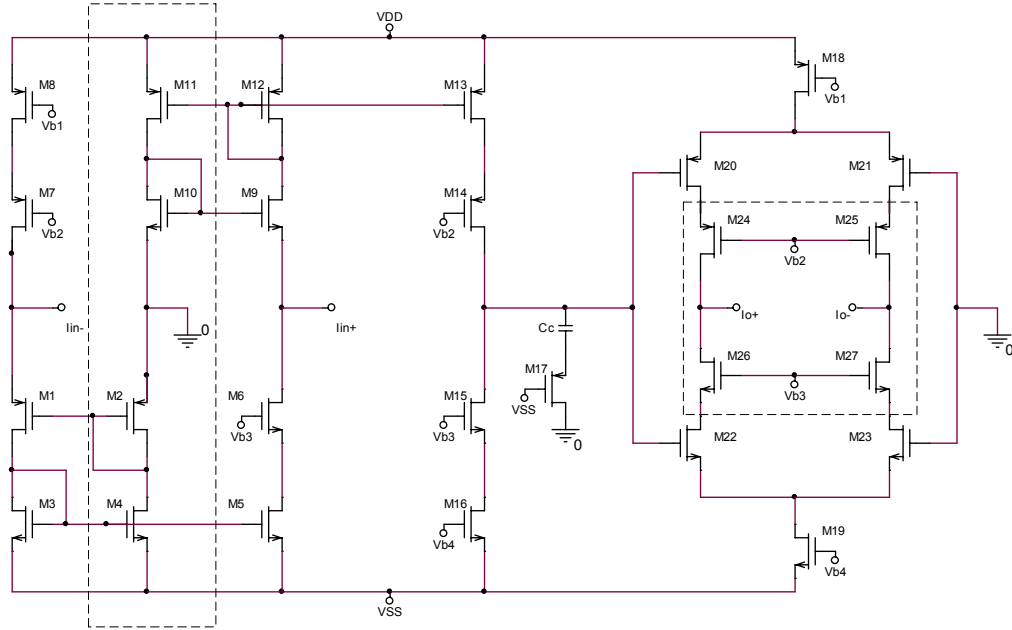
$$r_{in-} \cong \frac{1}{g_{m1}} \quad r_{in+} \cong \frac{1}{g_{m9}} \quad (4.12)$$

Önerilen COA-3 yapısının giriş direnç denklemleri ise:

$$r_{in-} \cong \frac{1}{g_{m1}g_{m3}} \left[(g_{ds1} + g_{m3} + g_{ds3}) - \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{ds4} + g_{m2} + g_{ds2}} \right] \quad (4.13)$$

$$r_{in+} \cong \frac{1}{g_{m9}g_{m12}} \left[(g_{ds9} + g_{m12} + g_{ds12}) - \frac{g_{m9}g_{m11}}{g_{ds11} + g_{m10} + g_{ds10}} \right] \quad (4.14)$$

(4.13) ve (4.14) denklemlerinin ikinci terimlerini sıfıra yakın ve pozitif seçebilirsek giriş direncini düşürmüş, kararlılık sorununu çözmüş oluruz. Teorik olarak $(W/L)_{M3}=(W/L)_{M4}$, $(W/L)_{M1}=(W/L)_{M2}$, $(W/L)_{M11}=(W/L)_{M12}$ ve $(W/L)_{M9}=(W/L)_{M10}$ seçtiğimizde istenen iki durumu da sağlamış oluruz. Fakat kararlılık sorununu tam anlamıyla çözebilmek için en kötü hal analizleri de yapılmalıdır. Bu çalışmada akım kazanç faktörü ve eşik gerilimindeki idealsizlikler göz önüne alınmıştır ve giriş dirençlerinin hangi değerler arasında değiştiği benzetim sonuçlarında gösterilmiştir.



Şekil 4.10: COA-3'ün Şematik Gösterimi

Kompanzasyon kapasitesi (C_c) devrenin yüksek empedanslı ucuna bağlanmıştır. Bu uçtan görülen direç değeri açık çevrim kazancını büyük oranda belirlemektedir. M17 transistörü direnç görevi görmektedir ve doymasız bölgede çalışmaktadır.

COA-3 yapısının çıkış katı M18 – M27 tranzistorlerinden oluşmaktadır ve temelde Arbel Goldminz çıkış katından [16] yararlanılmıştır. Çıkış direncini iyileştirmek için M24, M25, M26, M27 tranzistorleri eklenmiştir. Klasik Arbel Goldminz yapısının çıkış direnç denklemi:

$$r_{out+} = r_{out-} \cong \left[\left(\frac{g_{m20}g_{ds21}}{g_{m21} + g_{m20}} \right) + \left(\frac{g_{m22}g_{ds23}}{g_{m23} + g_{m22}} \right) \right]^{-1} \quad (4.15)$$

Önerilen COA-3 yapısının çıkış direnç denklemi ise:

$$r_{out+} = r_{out-} \cong \left[\left(\frac{g_{m20}g_{ds21}g_{ds25}}{g_{m25}(g_{m21} + g_{m20})} \right) + \left(\frac{g_{m22}g_{ds23}g_{ds27}}{g_{m27}(g_{m23} + g_{m22})} \right) \right]^{-1} \quad (4.16)$$

Klasik Arbel Goldminz çıkış katıyla karşılaştırıldığında önerilen COA-3 yapısının çıkış direnci yaklaşık $g_m r_o$ oranında (20-30 kat) iyileştirmiştir. Bu iyileştirme aynı zamanda COA-3 çıkış gerilim salınımını V_{DSSat} kadar düşürmüştür. Başka bir ifadeyle COA'nın sürebileceği maksimum direnç değeri düşmüştür.

COA-3'ün açık çevrim kazanç ($A_i(0)$) ve kazanç-bandgenişliği çarpımı (f_{GBW}) denklemleri:

$$A_i(0) \cong \frac{g_{m20} + g_{m22}}{2} \left[\frac{g_{ds14}g_{ds13}}{g_{m14}} + \frac{g_{ds15}g_{ds16}}{g_{m15}} \right]^{-1} \quad f_{GBW} \cong \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m20} + g_{m22}}{2Cc} \quad (4.17)$$

4.2.2 COA-3 Benzetim Sonuçları

Benzetimler SPICE programı ile yapılmıştır. AMS 0.35µm CMOS teknolojisi kullanılmış ve tranzistorlar yüksek doğruluklu BSIM3v3 ile modellenmiştir. NMOS ve PMOS tranzistorler için eşik gerilimleri sırasıyla 0.5 V ve -0.7 V dur. Tranzistorlerin W değerleri 10 ile 100 µm arasında değişmektedir. DC değerler ve tranzistorların W/L oranları sırasıyla Tablo 4.7 ve Tablo 4.8'de sunulmuştur.

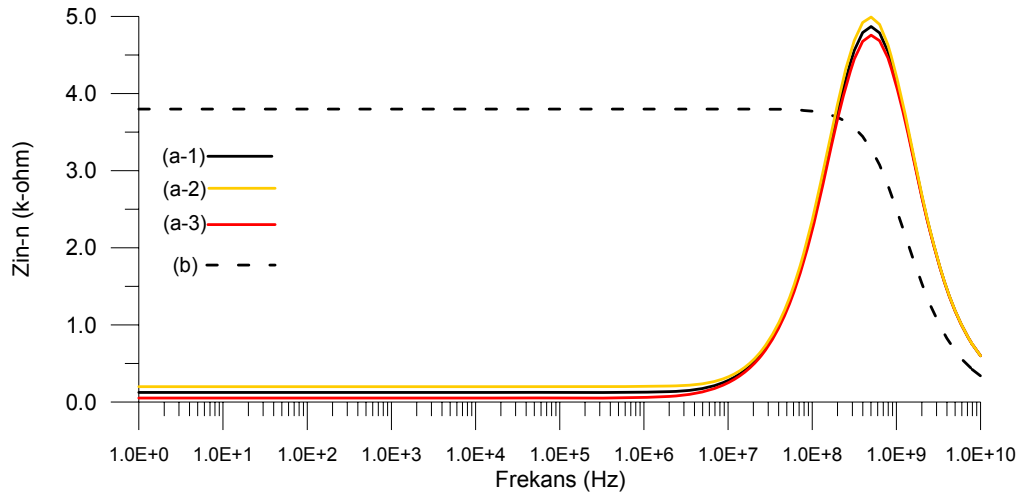
Tablo 4.7: COA-3 DC Değerler

Parametre	Değer
$V_{DD} - V_{SS}$	± 1.5 V
V_{b1}, V_{b2}	0.6V, -0.3V
V_{b3}, V_{b4}	0.3V, -0.8V
I_{D8}, I_{D16}	30uA
I_{D18}, I_{D19}	100uA

Tablo 4.8: COA-3 Tranzistor Boyutları

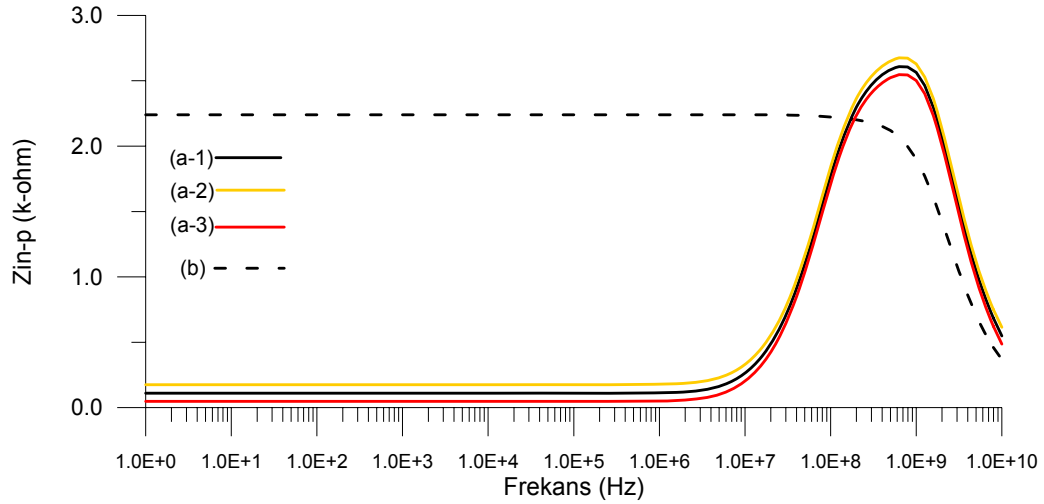
Tranzistor	W(μm)/L(μm)
M1, M2, M15	20/0.7
M3, M4, M5, M6	20/1
M7, M17	10/0.7
M8	27/0.7
M9, M10	15/0.7
M11, M12, M13	20/1.4
M14	40/1.4
M16	17.8/1.4
M18	118/1
M19	47/1
M20, M21	75/1
M22, M23	40/0.7
M24, M25	100/1
M26, M27	60/0.7

Şekil 4.11 COA-3'ün negatif (n) giriş empedans genlik değerlerini değişik durumlar için göstermektedir. Önerilen pozitif geribesleme yapısı kullanılarak giriş direnç değeri $3.8 \text{ k}\Omega$ 'dan 124Ω 'a düşürülmüştür. En kötü durumda bile giriş direnci pozitiftir ($+52\Omega$), yani sistem kararlıdır.

**Şekil 4.11:** COA-3 Giriş Empedansı (n) Genliği:

- (a) Önerilen giriş katı
 - 1-Nominal hal (124Ω)
 - 2-En kötü hal - yüksek (200Ω)
 - 3- En kötü hal - düşük (52Ω)
- (b) Geleneksel A sınıfı giriş katı ($3.8\text{k}\Omega$)

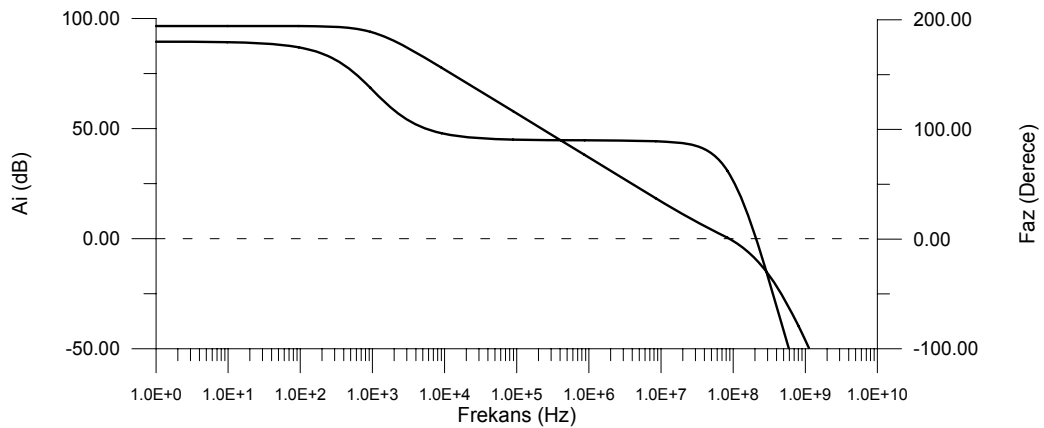
Şekil 4.12 COA-3'ün pozitif (p) giriş empedans genlik değerlerini değişik durumlar için göstermektedir. Önerilen pozitif geribesleme yapısı kullanılarak giriş direnç değeri $2.2k\Omega$ 'dan 109Ω 'a düşürülmüştür. En kötü durumda bile giriş direnci pozitifdir ($+47\Omega$), yani sistem kararlıdır.



Şekil 4.12: COA-3 Giriş Empedansı (p) Genliği:

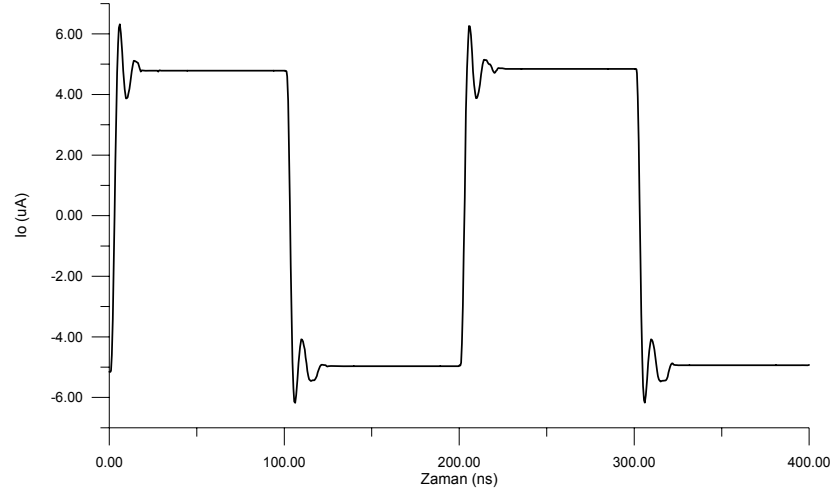
- (a) Önerilen giriş katı
 - 1-Nominal hal (109Ω)
 - 2-En kötü hal - yüksek (175Ω)
 - 3- En kötü hal - düşük (47Ω)
- (b) Geleneksel A sınıfı giriş katı ($2.2k\Omega$)

Şekil 4.13 COA-3'ün açık çevrim frekans cevabını göstermektedir. Yaklaşık 90Mhz frekans değerine kadar akım kuvvetlendiricisi tek kutuplu karakteristik göstermiştir ve DC akım kazancı yaklaşık 100dB'dir.



Şekil 4.13: COA-3 Açık Çevrim Frekans Cevabı

Şekil 4.14 COA-3'ün kare dalga cevabını göstermektedir. COA'nın girişine veya çıkışına dışardan gelebilecek kapasitif yükleri ihmal ettiğimizden yükselme eğimini kompanzasyon kapasitesi ve giriş katının akımı belirler. COA-3 yapısında A sınıfı giriş katı kullandığımızdan kompanzasyon kapasitesinin süren akım değeri sükunet akımıyla sınırlanmıştır.



Şekil 4.14: COA-3 Kare Dalga Cevabı, Birim Kazanlı Geribesleme Yapısına $\pm 5 \mu\text{A}$ Genlikli Kare Dalga Uygulanmıştır ($f=5\text{MHz}$)

Tablo 4.9 devrenin performans kriterlerini özetlemektedir. Tamamen farksal, yüksek performanslı bir COA tasarlanmıştır.

Yapılan empedans iyileştirmeleri giriş ve çıkış direnç değerlerini yaklaşık 30 kat oranında iyileştirmiştir. Çıkış direnci $30 \text{ M}\Omega$ değerine yükseltilmiştir. Çıkış direncini iyileştirmek için kullanılan yöntem (kaskot yapı) çıkış salınımını ne yazık ki V_{DSsat} kadar düşürmüştür.

Devrenin hızı giriş ve çıkış katlarının sükunet akımlarıyla sınırlanmıştır. Dolayısıyla COA-3'ün çıkışına gelebilecek büyük kapasiteler ($C_L > 4\text{pF}$) yapının yükselme eğimini düşürecektir. COA-3 yapısının açık çevrim kazancı ve birim kazanç-bandgenişliği yeterince iyidir.

Önerilen COA-3 yapısını literatürdeki diğer tamamen farksal yapılarla karşılaştırsak COA-3 giriş-çıkış empedansları ve açık çevrim kazancı açısından en iyisidir. Ayrıca basit bir yapıya sahip COA-3'ün kazanç bandgenişliği çarpımı 100 Mhz 'e yakındır. Diğer bir ifadeyle akım modlu devre bloklarından beklenen yüksek frekanslarda çalışabilme özelliğine sahiptir.

Tablo 4.9: COA-3 Başarım Parametreleri

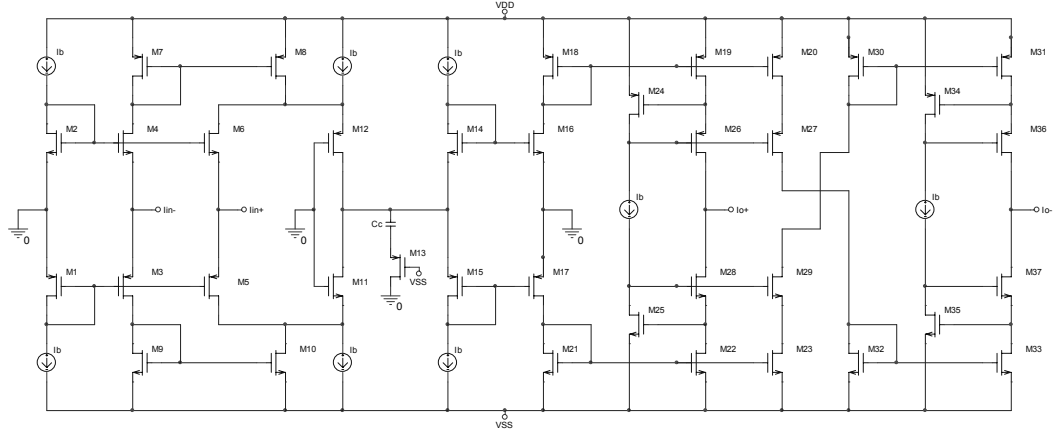
Parametre	Değer
Güç Tüketimi	0.66 mW
Açık Çevrim Kazancı	96 dB
GBW	92 MHz
Faz Payı ($C_c=1.2p$, $R_c=2.4k$)	60°
Çıkış Gerilim Salınım Aralığı	± 0.6 V
Yükselme Eğimi	4uA/ns
Giriş Direnci (n)	124 Ω
Giriş Direnci (p)	109 Ω
Çıkış Direnci (n)	30 M Ω
Çıkış Direnci (p)	30 M Ω
Giriş Gerilim Ofseti (n)	≈ 1.6 mV
Giriş Gerilim Ofseti (p)	≈ -3.5 mV

4.2.3 AB Sınıfı Giriş ve Çıkış Katlı COA (COA-4)

Şekil 4.15’de görüldüğü üzere COA-4 AB sınıfı giriş ve çıkış katlarından oluşmaktadır. Önerilen COA yapısı yüksek kapasiteleri sürmek için elverişlidir. Literatürdeki tamamen farksal COA yapılarıyla [17-19] karşılaştırıldığında hem yeterince hızlı hem de yüksek frekanslarda ($GBW > 50\text{MHz}$) çalışabilen tek yapıdır. Daha önce belirtildiği üzere yüksek GBW akım modlu devreler için vazgeçilmezdir.

Sürekli-zaman süzgeç tasarımı - *Continuous-time filter design*, çok yüksek çıkış empedanslı aktif elemanlara ihtiyaç vardır. Süzgeçlerde yüksek çıkış empedanslı yapı blokları kullanılarak çok düşük frekanslarda filtreleme yapılabilir ve filtreleme hataları – *Filtering errors* azaltılabilir [20,21]. Literatürde COA tabanlı filtre yapıları önerilmiştir [22-24]. Gerek bu yapılarda gerekse COA tabanlı yeni filtre gerçeklemeleri için yüksek empedanslı bir COA tasarımı uygun olacaktır. Önerilen COA-4 yapısının çıkış direnci çok yüksek değerlidir.

COA-4’ün giriş katı M1 – M12 tranzistorlerinden oluşmaktadır. Yapının pozitif ve negatif giriş uçları için giriş direnç ifadeleri sırasıyla denklem (4.18) ve (4.19) da gösterilmiştir.



Şekil 4.15: COA-4'ün Şematik Gösterimi

$$r_{in+} \cong \frac{1}{g_{m5} + g_{m6}} \quad (4.18)$$

$$r_{in-} \cong \frac{1}{g_{m3} + g_{m4}} \quad (4.19)$$

Kompanzasyon kapasitesi (C_c) devrenin yüksek empedanslı ucuna bağlanmıştır. Bu uçtan görülen direç değeri açık çevrim kazancını büyük oranda belirlemektedir. M13 tranzistoru direnç görevi görmektedir ve doymasız bölgede çalışmaktadır. Kompanzasyon kapasitesine seri olan R_c direnci ek bir sıfır oluşturmakta ve devrenin çalışma frekans aralığını iyileştirmektedir.

COA-4'ün çıkış katı M14 – M37 tranzistorlerinden oluşmaktadır. Devrenin çıkış direncini iyileştirmek için ayarlı kaskot – *Regulated Cascode (RGC)* yapısı [25] kullanılmıştır. Önerilen COA-4 yapısının çıkış direnç denklemi:

$$r_{out+} = r_{out-} \cong \left[\frac{g_{ds26}g_{ds19}g_{ds24}}{g_{m26}g_{m24}} + \frac{g_{ds28}g_{ds22}g_{ds25}}{g_{m28}g_{m25}} \right] \quad (4.20)$$

Eğer çıkış katında basit kaskot yapısı kullanılsaydı çıkış direnci yaklaşık $g_m r_o$ oranında (20-30 kat) daha kötü olacaktı.

COA-4'ün açık çevrim kazanç ($A_i(0)$) ve kazanç-bandgenişliği çarpımı (f_{GBW}) denklemleri:

$$A_i(0) \cong [g_{m16} + g_{m17}] \left[\frac{g_{ds12}g_{ds8}}{g_{m12}} + \frac{g_{ds11}g_{ds10}}{g_{m11}} \right]^{-1} \quad f_{GBW} \cong \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m16} + g_{m17}}{C_c} \quad (4.21)$$

4.2.4 COA-4 Benzetim Sonuçları

Benzetimler SPICE programı ile yapılmıştır. AMS 0.35 μ m CMOS teknolojisi kullanılmış ve tranzistorlar yüksek doğruluklu BSIM3v3 ile modellenmiştir. NMOS ve PMOS tranzistorler için eşik gerilimleri sırasıyla 0.5 V ve -0.7 V dur. Tranzistorlerin W değerleri 10 ile 100 μ m arasında değişmektedir. Tranzistorların W/L oranları ve DC değerler sırasıyla Tablo 4.10 ve Tablo 4.11’de sunulmuştur.

Tablo 4.10: COA-4 Tranzistor Boyutları

Tranzistor	W(μ m)/L(μ m)
M2, M4, M6, M14 M15, M16, M17, M28, M28, M37	20/0.7
M1, M3, M5, M18, M19, M20, M24, M26, M27, M30, M31, M34, M36	30/0.7
M21, M22, M23, M25, M32, M33, M35	10/0.7
M7, M8	30/1
M9, M10	10/1
M11	20/1.4
M12	40/1.4

Tablo 4.11’de görüldüğü üzere COA-4 yapısında beslemeler dışında DC kaynak olarak sadece aynı akım değerli (20 μ A) akım kaynakları kullanılmıştır.

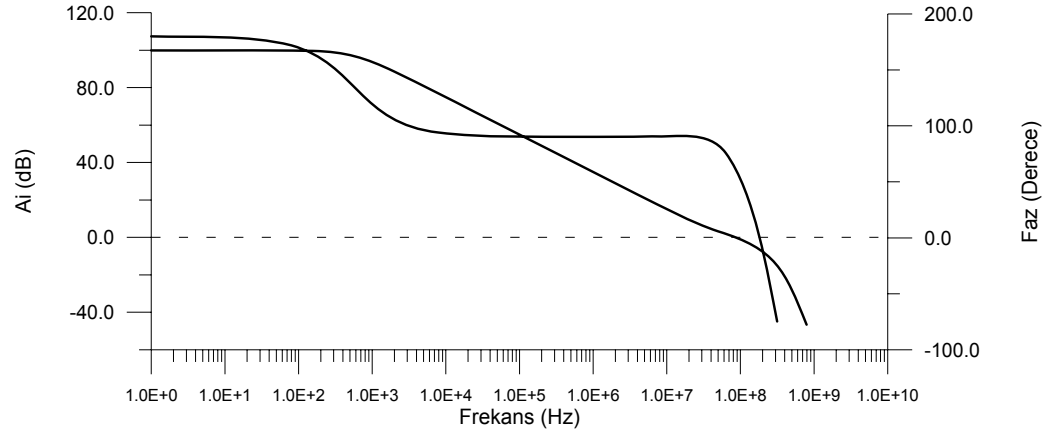
Tablo 4.11: COA-4 DC Değerler

Parametre	Değer
$V_{DD} - V_{SS}$	± 1.5 V
Ib	20 μ A

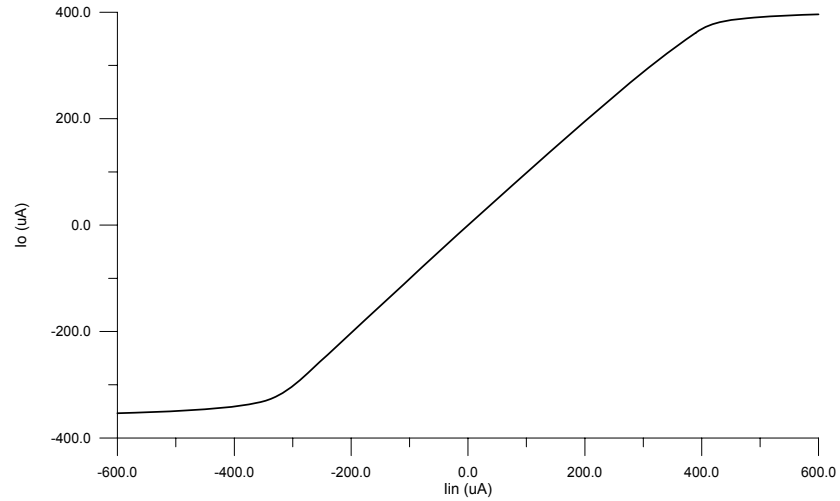
Şekil 4.16 COA-4’ün açık çevrim frekans cevabını göstermektedir. Yaklaşık 90Mhz frekans değerine kadar akım kuvvetlendiricisi tek kutuplu karakteristik göstermiştir ve DC akım kazancı yaklaşık 100dB’dir.

Şekil 4.17 COA-4’ün geribeslemeli haldeki giriş-çıkış akım ilişkisini göstermektedir. Önerilen COA-4 yapısı -350 μ A ile +350 μ A giriş akım aralığında lineer olarak çalışmaktadır. Diğer bir ifadeyle sadece 20 μ A lik sükunet akımıyla 700 μ A lik bir

salınım aralığı elde edilmiştir. Bu performans AB sınıfı giriş ve çıkış katları kullanmamızdan dolayıdır.

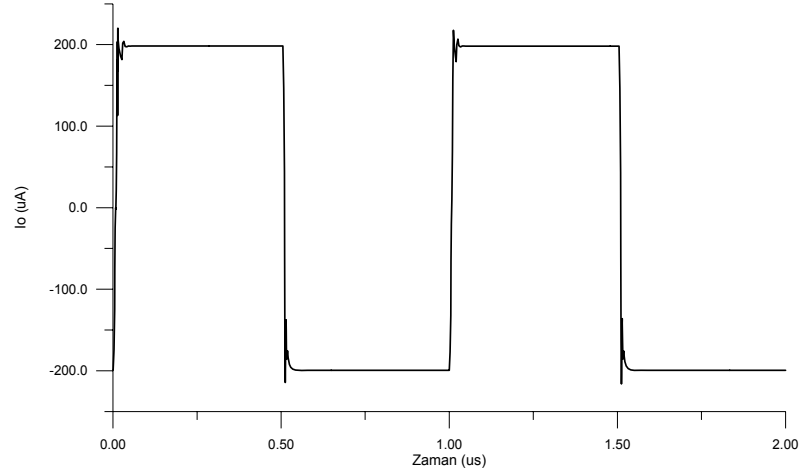


Şekil 4.16: COA-4 Açık Çevrim Frekans Cevabı



Şekil 4.17: Birim Kazançlı Geribesleme Yapısında, COA-4'ün Giriş-Çıkış Akım Karakteristiği

Şekil 4.18 COA-4'ün kare dalga cevabını göstermektedir. COA'nın girişine veya çıkışına dışardan gelebilecek kapasitif yükleri ihmal ettiğimizden yükselme eğimini kompanzasyon kapasitesi ve giriş katının akımı belirler. COA-4 yapısında AB sınıfı giriş katı kullandığımızdan kompanzasyon kapasitesinin süren akım değeri sükunet akımıyla sınırlanmamıştır. Şekil 4.18'de görüldüğü üzere COA-4'ün sükunet akımı 20uA olmasına rağmen, 1 MHz frekanslı 400uA tepeden tepeye genlikli kare dalga cevabı gayet iyidir. Diğer yandan, COA-4'ün çıkışına gelebilecek kompanzasyon kapasitesinden büyük kapasiteler ($C_L > 1.5\text{pF}$) yapının yükselme eğimini düşürecektir.



Şekil 4.18: COA-4 Kare Dalga Cevabı, Birim Kazançlı Geribesleme Yapısına ± 200 μA Genlikli Kare Dalga Uygulanmıştır ($f=1\text{MHz}$)

Tablo 4.12 devrenin performans kriterlerini özetlemektedir. Tamamen farksal, yüksek performanslı bir COA tasarlanmıştır. Yapının yükselme eğimi ve akım salınım aralığı beklenildiği üzere iyidir. Dikkat etmek gerekirse çıkış direnç değeri $6.1\text{G}\Omega$ çok yüksektir. Önerilen COA'nın giriş direnç değeri $1.6\text{ k}\Omega$ çok düşük değildir ve belkide önerilen yapının en kötü parametresidir. COA-4 yapısının açık çevrim kazancı ve birim kazanç-bandgenişliği yeterince iyidir.

Tablo 4.12: COA-4 Başarım Parametreleri

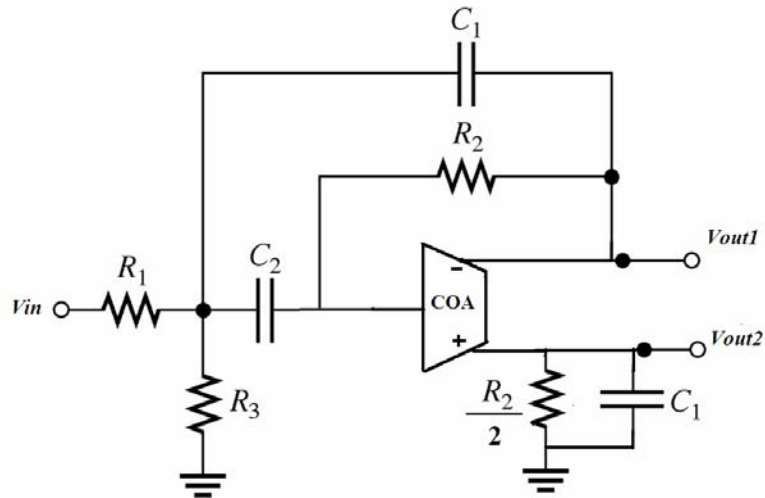
Parametre	Değer
Güç Tüketimi	0.72 mW
Açık Çevrim Kazancı	100 dB
GBW	85 MHz
Faz Payı ($C_c=1.2\text{p}$, $R_c=2.4\text{k}$)	62°
Çıkış Gerilim Salınım Aralığı	$\pm 1\text{ V}$
Giriş-Çıkış Akım Salınım Aralığı	$\pm 250\text{ }\mu\text{A}$
Yükselme Eğimi	100uA/ns
Giriş Direnci (n, p)	1.6 k Ω
Çıkış Direnci (n, p)	6.1 G Ω
Giriş Gerilim Ofseti (n, p)	$\approx 0.1\text{mV}$

5. UYGULAMA DEVRELERİ VE BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde önerilen COA yapılarının uygulama alanlarını göstermek ve bu yapıların başarımlarını sınamak için süzgeç yapıları önerilmiştir. Süzgeçlerden 1 tanesi gerilim modlu diğerleri ise akım modlu olarak çalışmaktadır. Alt bölümlerde süzgeçlerin detaylı analizleri yapılmıştır. Önerilen süzgeç topolojilerinde daha önce tasarlanan COA'lar kullanılmış ve benzetim sonuçları elde edilmiştir. Benzetimler frekans ve zaman domeninde yapılmış ve benzetim sonuçları ideal sonuçlarla karşılaştırılarak önerilen COA yapılarının performansları değerlendirilmiştir.

5.1 2. Dereceden Gerilim Modlu Band-Geçiren Çoklu Geribeslemeli Süzgeç Uygulaması ve Benzetim Sonuçları

Şekil 5.1'de görüldüğü üzere yaygın olarak kullanılan çoklu geribeslemeli (*Multiple Feedback*) band-geçiren süzgeç (BGS) – *Band-Pass Filer (BP)* yapısı COA ile gerçekleştirilmiştir. Bilinen süzgeç yapısında geleneksel gerilim modlu işlemsel kuvvetlendirici (VOA-OPAMP) kullanılır ve süzgeç tek çıkışlı olur. VOA COA ile değiştirilerek süzgecin yüksek frekanslarda çalışması sağlanmış ve tek çıkış yerine çift-simetrik çıkış alınmıştır.



Şekil 5.1: Band-Geçiren Çoklu Geribeslemeli (Multiple Feedback) COA Tabanlı Süzgeç Yapısı

Önerilen süzgeç yapısının transfer fonksiyonu:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-s \frac{1}{R_1 C_1}}{s^2 + s \frac{(C_1 + C_2)}{C_1 C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 C_2 R_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right)} \quad (5.1)$$

Bu süzgecin merkez frekansı - *Center Frequency* ve kalite faktörü - *Quality Factor* ifadeleri sırasıyla Denklem (5.2) ve (5.3)'de gösterilmiştir. Bu denklemlerden yola çıkarak, R_2 , C_1 ve C_2 uygun değerlerde seçilip ω_o ve Q değerleri birbirinden bağımsız değiştirilebilir.

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right)} \quad (5.2)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 C_2 R_2}{(C_1 + C_2)^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right)} \quad (5.3)$$

Benzetimlerde Şekil 4.1'de gösterilen COA-1 yapısı kullanılmıştır. Bu COA yapısının yüksek frekanslarda çalışabilmesi gözönüne alınarak yüksek merkez frekanslı bir süzgeç tasarlanmıştır.

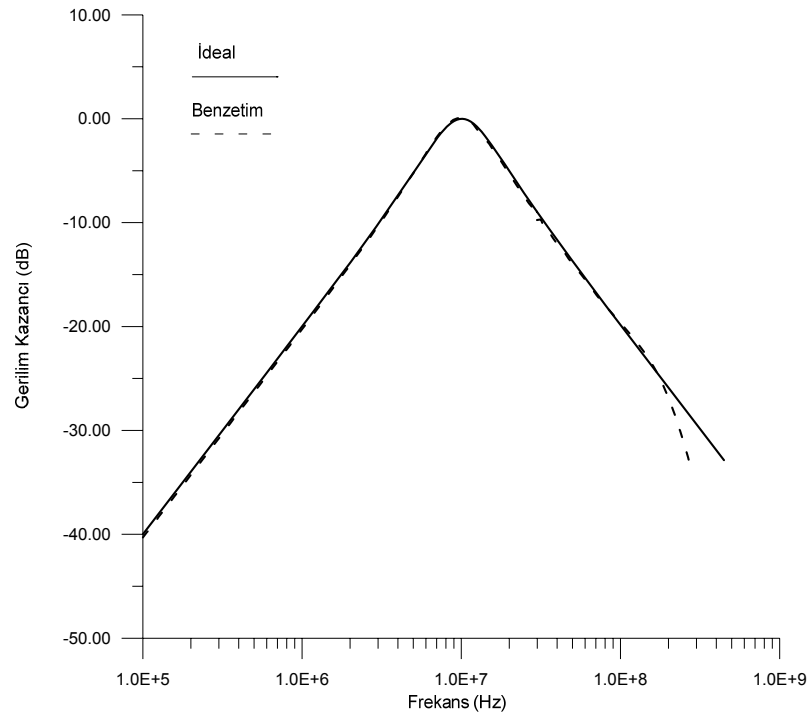
Bilgisayar benzetiminde kullanılan pasif eleman değerleri ve süzgecin teorik merkez frekansı ve kalite faktörü değerleri aşağıda verilmiştir:

$$R_1 = R_3 = R_2/2 = 3.18 \text{ k}\Omega, C_1 = C_2 = 5 \text{ pF}.$$

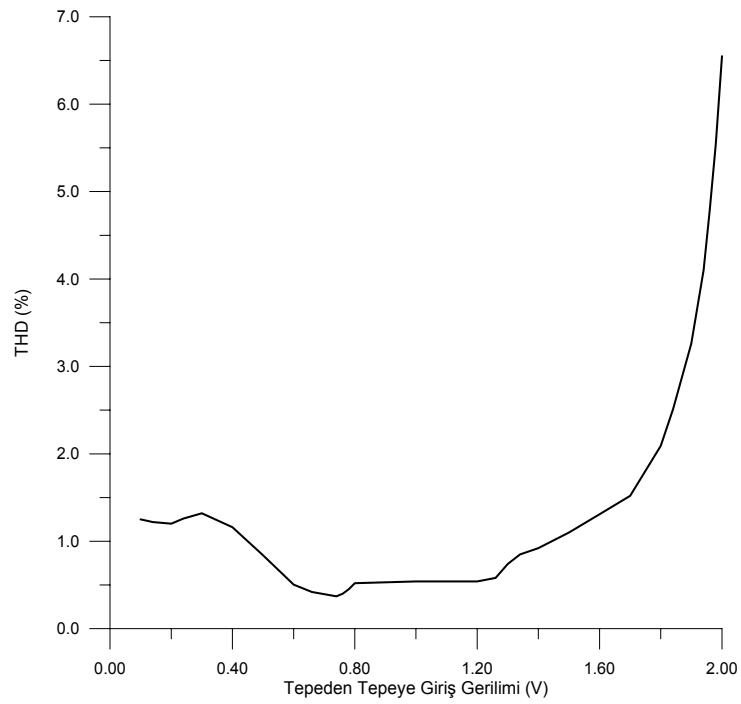
$$Q=1, f_0 = 10 \text{ MHz}$$

Şekil 5.2'de önerilen süzgecin ideal frekans cevabıyla benzetim cevabı karşılaştırılmıştır. Yaklaşık 200MHz frekans değerine kadar benzetim sonuçları ideal sonuçlarla yüksek doğrulukta örtüşmektedir. Literatürde VOA-OPAMP kullanılarak gerçekleştirilen aynı süzgeç yapılarında merkez frekansı en fazla 100 KHz ler mertebesindeyken COA kullanılarak 10 MHz merkez frekanslı bir band-geçiren süzgeç elde edilmiştir.

Şekil 5.3 süzgecin zaman domenindeki başarımını özetlemektedir. Süzgecin girişine 10 MHz frekans değerli değişik genlikte sinüs işaretleri verilerek çıkıştan elde edilen işaretin distorsiyonuna bakılmıştır. Şekil 5.3'de görüldüğü üzere girişe uygulanan işaretin tepeden tepeye genliği 0.9 V 'u geçtiğinde toplam harmonik distorsiyon (THD) hızla artmaktadır. Başka bir ifadeyle süzgecin çalışma aralığı 0.9 V'dur.



Şekil 5.2: Önerilen Band-Geçiren Süzgecin (BGS) Frekans Cevabı



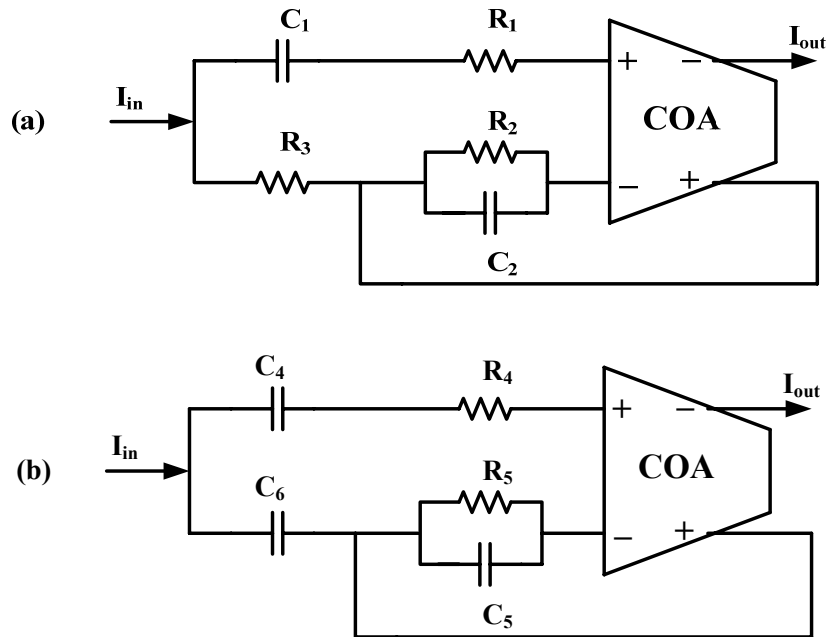
Şekil 5.3: BGS'in Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) Değerlerinin Girişe Uygulanan İşaretin Tepeden Tepeye Genliğiyle Değişimi (f=10MHz)

5.2 2. Dereceden Akım Modlu Alçak-Geçiren ve Yüksek-Geçiren Süzgeç Uygulamaları ve Benzetim Sonuçları

Önerilen 2. dereceden alçak ve yüksek geçiren süzgeç topolojileri Şekil 5.4’de gösterilmiştir. Süzgeçler akım modlu olarak çalışmaktadır ve her bir süzgeç gerçekleştirilmesinde 1 aktif eleman (COA) ve 5 pasif eleman kullanılmıştır. Dikkat etmek gerekirse alçak ve yüksek geçiren süzgeç yapılarında sadece direnç ve kapasite yerleri değişmiştir. Bu devre sentezinde bilinen bir yöntemdir ve alçak-yüksek geçiren süzgeçler arasında dönüşüm yapabilmemizi sağlar. Süzgecin çıkışı yüksek empedanslıdır ve dolayısıyla diğer bir akım modlu yapıyla, herhangi bir yapıya ihtiyaç duyulmaksızın ard arda bağlanabilir. Önerilen alçak-geçiren süzgeç (AGS) – *Low-Pass Filter (LP)* ve yüksek geçiren süzgeç (YGS) - *High-Pass Filter (HP)* için eşleşme koşulları aşağıda verilmiştir:

AGS gerçekleştirilmesi için: $R_1=R_3=R_{LP}$, $C_1=C_2=C_{LP}$

YGS gerçekleştirilmesi için: $R_4=R_5=R_{HP}$, $C_4=C_6=C_{HP}$



Şekil 5.4: (a) COA Tabanlı 2. Dereceden Alçak-Geçiren Süzgeç (AGS) Yapısı
(b) COA Tabanlı 2. Dereceden Yüksek-Geçiren Süzgeç (YGS) Yapısı

Önerilen AGS (LP) yapısının transfer fonksiyonu:

$$\frac{i_{out-LP}}{i_{in}} = \frac{1}{s^2 + s \frac{1}{R_2 C_{LP}} + \frac{1}{2R_{LP} R_2 C_{LP}^2}} \quad (5.4)$$

AGS doğal frekans – *Natural Frequency* ve kalite faktörü – *Quality Factor* ifadeleri sırasıyla Denklem (5.5) ve (5.6)’da gösterilmiştir. Bu denklemlerden yola çıkarak, w_o ve Q değerleri birbirinden bağımsız olarak - *Orthogonally Adjustable* değiştirilebildiği görülür. Örnek olarak sadece C_{LP} değeri değiştirilerek, kalite faktörü (Q) değişmeden doğal frekans (w_o) ayarlanabilir.

$$w_o = \sqrt{\frac{1}{2R_{LP} R_2 C_{LP}^2}} \quad (5.5)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{2R_{LP}}} \quad (5.6)$$

AGS için duyarlılık analizleri yapılırsa

$$S_{R_{LP}}^{w_o} = S_{R_2}^{w_o} = -1/2, \quad S_{C_{LP}}^{w_o} = -1, \quad S_{R_2}^Q = 1/2, \quad S_{R_{LP}}^Q = -1/2$$

eşitlikleri bulunur ve görüldüğü üzere duyarlılık değerleri mutlak değer olarak 1’den küçüktür.

Önerilen YGS (HP) yapısının transfer fonksiyonu:

$$\frac{i_{out-HP}}{i_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{2}{R_{HP} C_{HP}} + \frac{2}{R_{HP}^2 C_{HP} C_5}} \quad (5.7)$$

YGS doğal frekans – *Natural Frequency* ve kalite faktörü – *Quality Factor* ifadeleri sırasıyla Denklem (5.8) ve (5.9)’da gösterilmiştir. Bu denklemlerden yola çıkarak, w_o ve Q değerleri birbirinden bağımsız olarak - *Orthogonally Adjustable* değiştirilebildiği görülür. Örnek olarak sadece R_{HP} değeri değiştirilerek, kalite faktörü (Q) değişmeden doğal frekans (w_o) ayarlanabilir.

$$w_o = \sqrt{\frac{2}{R_{HP}^2 C_{HP} C_5}} \quad (5.8)$$

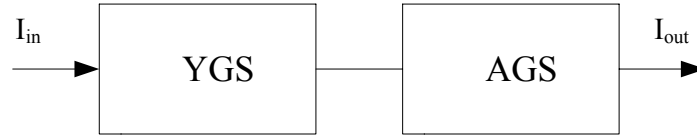
$$Q = \sqrt{\frac{C_{HP}}{2C_5}} \quad (5.9)$$

YGS için duyarlılık analizleri yapılırsa

$$S_{C_{HP}}^{w_o} = S_{C_5}^{w_o} = -1/2, S_{R_{HP}}^{w_o} = -1, S_{C_{HP}}^O = 1/2, S_{C_5}^O = -1/2$$

eşitlikleri bulunur ve görüldüğü üzere duyarlılık değerleri mutlak değer olarak 1'den küçüktür.

Şekil 5.5 gösterildiği üzere, akım modlu AGS ve YGS ard arda bağlanarak band-geçiren süzgeç (BGS) yapısı elde edilebilir. Bu yapı kullanılarak BGS'in geçirme band genişliği ayarlanabilir.



Şekil 5.5: Yüksek-Geçiren ve Alçak-Geçiren Süzgeçlerin Ard Arda Bağlanmasıyla Elde Edilen Band-Geçiren Süzgeç Yapısı

Benzetimlerde Şekil 4.10'da gösterilen COA-3 yapısı kullanılmıştır. Tamamen farksal bu COA yapısının yüksek frekanslarda çalışabilmesi gözönüne alınarak yüksek merkez frekanslı bir süzgeç tasarlanmıştır.

Bilgisayar benzetiminde kullanılan pasif eleman değerleri ve AGS'in teorik doğal frekansı ve kalite faktörü değerleri aşağıda verilmiştir:

$$C_{LP} = 7.5pF, R_{LP} = R_2 = 5k\Omega$$

$$f_o \approx 3.0MHz, Q = 0.707$$

Bilgisayar benzetiminde kullanılan pasif eleman değerleri ve YGS'in teorik doğal frekansı ve kalite faktörü değerleri aşağıda verilmiştir:

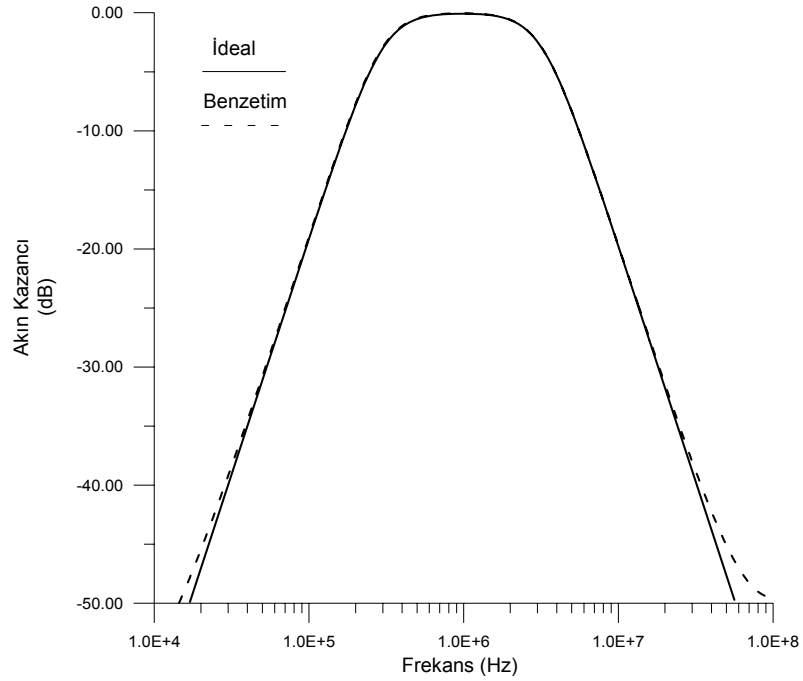
$$C_{HP} = C_5 = 15pF, R_{HP} = 50k\Omega$$

$$f_o \approx 300.1kHz, Q = 0.707$$

Bu tasarlanan iki süzgeç yapısı Şekil 5.5'deki gibi ard arda bağlanarak band-geçiren süzgeç yapısı elde edilmiştir. Böylece BGS'in merkez frekans değeri 1MHz olmuştur ve BGS için benzetimler yapılmıştır.

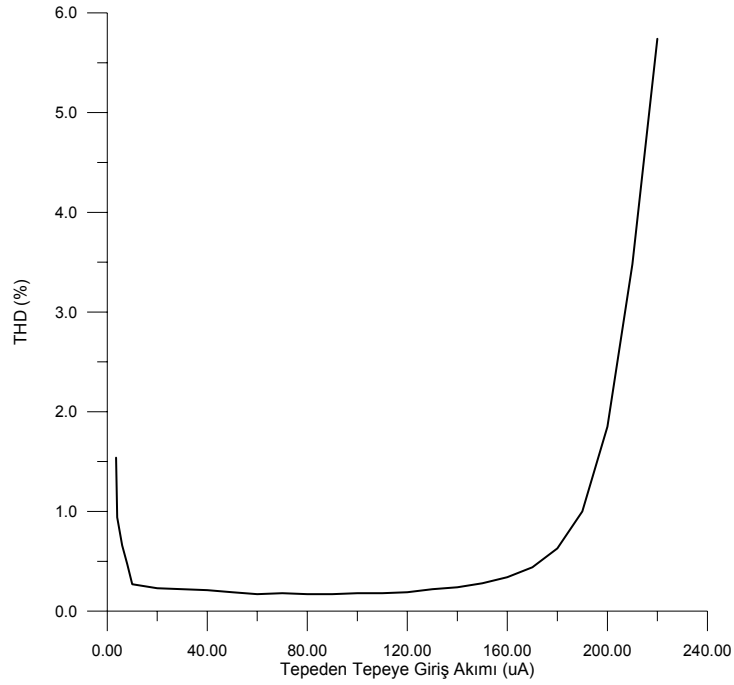
Dikkat etmek gerekirse BGS'i oluştura 2. dereceden AGS ve YGS süzgeçlerinin kalite faktörleri 0.707 olarak seçilmiştir. Yani bu süzgeçler Butterworth tipi transfer fonksiyonuna sahiptir ve süzgeç kazanç eğrileri maksimum düzlüktedir. Dolayısıyla önerilen BGS yapısının frekans domeninde maksimum kazancı 1 olacaktır ve işaretleri geçirme bandı olabildiğince düz olacaktır.

Şekil 5.6'da önerilen BGS'in ideal frekans cevabıyla benzetim cevabı karşılaştırılmıştır. Yaklaşık 30MHz frekans değerine kadar benzetim sonuçları ideal sonuçlarla yüksek doğrulukta örtüşmektedir. Beklenildiği gibi, BGS'in geçirme bandı 300 kHz ile 3 MHz arasındadır ve kazancı yaklaşık olarak 1 dir.



Şekil 5.6: Önerilen Band-Geçiren Süzgecin (BGS) Frekans Cevabı

Şekil 5.7 süzgecin zaman domenindeki başarımını özetlemektedir. Süzgecin girişine 1 MHz frekans değerli değişik genlikte sinüs işaretleri verilerek çıkıştan elde edilen işaretin distorsiyonuna bakılmıştır. Şekil 5.7'de görüldüğü üzere girişe uygulanan işaretin tepeden tepeye genliği 180 μ A'i geçtiğinde toplam harmonik distorsiyon hızla artmaktadır. Bu artış kullandığımız COA-3 yapısının gerilim ve akım salınımlarının sınırlı olmasından kaynaklanmaktadır.

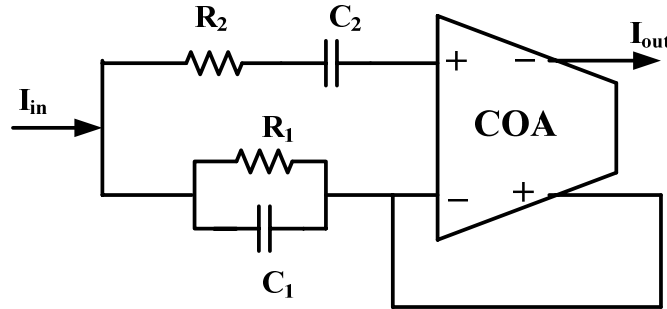


Şekil 5.7: BGS'in Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) Değerlerinin Girişe Uygulanan İşaretin Tepeden Tepeye Genliğiyle Değişimi ($f=1\text{MHz}$)

5.3 2. Dereceden Akım Modlu Band-Söndüren Süzgeç Uygulaması ve Benzetim Sonuçları

Önerilen 2. dereceden band-söndüren süzgeç topolojisi Şekil 5.8'de gösterilmiştir. Süzgeç akım modlu olarak çalışmaktadır ve süzgeç gerçeklemede 1 aktif eleman (COA) ve 4 pasif eleman kullanılmıştır. Süzgecin çıkışı yüksek empedanslıdır ve dolayısıyla diğer bir akım modlu yapıyla, herhangi bir yapıya ihtiyaç duyulmaksızın ard arda bağlanabilir. Önerilen band-söndüren süzgeç (BSS) – *Band-Stop Filter (BS)* için eşleşme koşulları aşağıda verilmiştir:

BSS gerçeklemesi için: $R_2 = R_1/2$, $C_1 = C_2/2$



Şekil 5.8: COA Tabanlı 2. Dereceden Band-Söndüren Süzgeç (BSS) Yapısı

Önerilen BSS yapısının transfer fonksiyonu ve merkez frekans ifadeleri sırasıyla Denklem (5.10) ve (5.11)'de gösterilmiştir. :

$$A(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s^2 + \frac{1}{4R_2^2 C_1^2}}{s^2 + s \frac{2}{R_2 C_1} + \frac{1}{4R_2^2 C_1^2}} \quad (5.10)$$

$$w_o = \frac{1}{2C_1 R_2} \quad (5.11)$$

Benzetimlerde Şekil 4.15'de gösterilmiş olan COA-4 yapısı kullanılmıştır. Bu COA yapısının yüksek hızda çalışması ve yüksek akım salınım aralığının olmasından dolayı önerilen filtrenin düzgün çalışabildiği akım salınım aralığının geniş olması beklenir.

Bilgisayar benzetiminde kullanılan pasif eleman değerleri ve süzgecin teorik merkez frekansı ve kalite faktörü değerleri aşağıda verilmiştir:

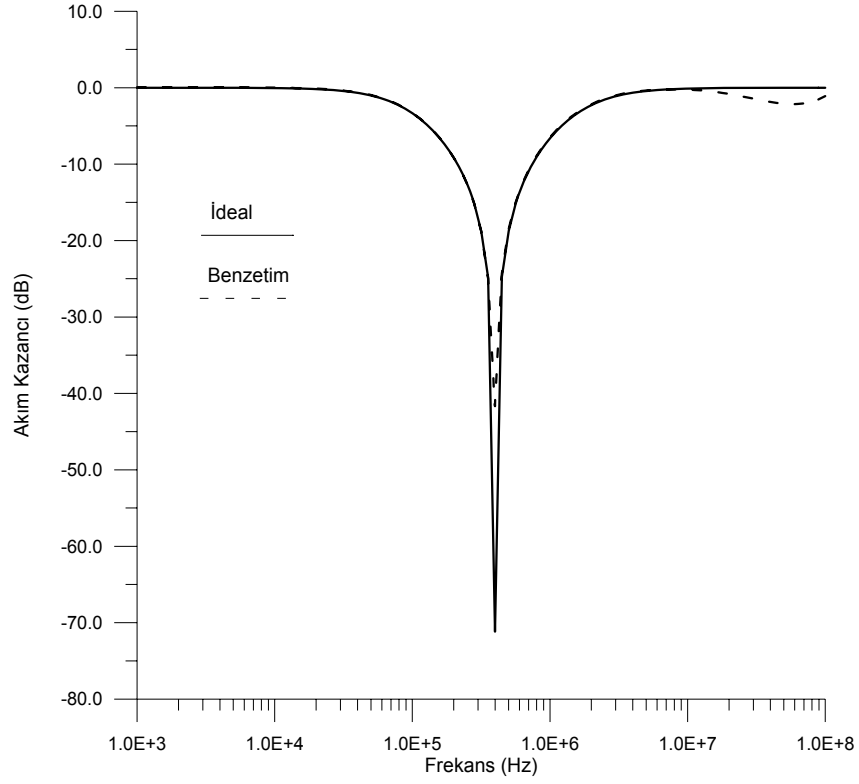
$$R_2 = R_1/2 = 10 \text{ k}\Omega, C_1 = C_2/2 = 20 \text{ pF}$$

$$Q=1/4, f_0 = 400 \text{ kHz}$$

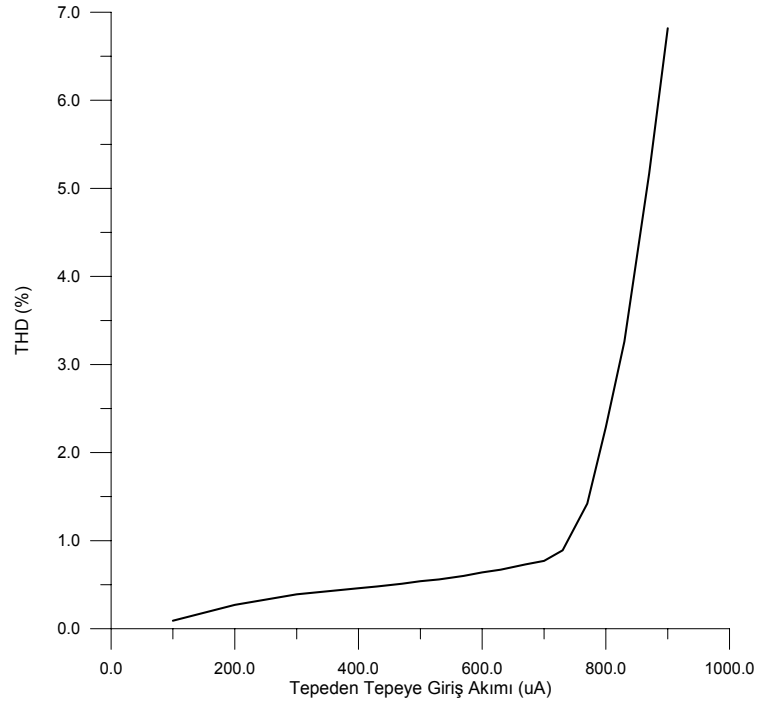
Şekil 5.9'da önerilen BSS'in ideal frekans cevabıyla benzetim cevabı karşılaştırılmıştır. Yaklaşık 10MHz frekans değerine kadar benzetim sonuçları ideal sonuçlarla yüksek doğrulukta örtüşmektedir.

Şekil 5.10 BSS'in zaman domenindeki başarımını özetlemektedir. Süzgecin girişine 10 kHz frekans değerli değişik genlikte sinüs işaretleri verilerek çıkıştan elde edilen işaretin distorsiyonuna bakılmıştır. Şekil 5.10'da görüldüğü üzere girişe uygulanan işaretin tepeden tepeye genliği 750 μA 'ı geçtiğinde toplam harmonik distorsiyon (THD) hızla artmaktadır.

Hatırlatmak gerekirse, benzetimlerde kullanılan COA-4 yapısının sükunet akımı sadece 20 μA 'dır. BSS yapısının bu kadar yüksek akım değerlerinde çalışabilmesinin nedeni COA-4'ün giriş-çıkış akım salınım aralığının yüksek olmasıdır.



Şekil 5.9: Önerilen Band-Söndüren Süzgecin (BSS) Frekans Cevabı



Şekil 5.10: BSS'in Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) Değerlerinin Girişe Uygulanan İşaretin Tepeden Tepeye Genliğiyle Değişimi ($f=10\text{kHz}$)

6. SONUÇLAR

Bu çalışma akım modlu işlemsel kuvvetlendirici (COA) tasarımı ve COA uygulamaları üzerinedir. Literatürde COA geleneksel OPAMP'ın akım modlu eşleniği olarak tanımlanmıştır.

İlk olarak COA elemanının sembolü, tanım bağıntıları ve COA'nın ideal durumdaki çalışması gösterilmiştir. Böylece tasarlanacak COA yapılarının başarımlar parametrelerinin nasıl olacağı anlaşılmıştır. Bu parametrelerden önemli iki tanesi giriş-çıkış dirençleridir ve sırasıyla idealde sıfır ve sonsuz olmalıdırlar. Giriş ve çıkış empedansı iyileştirme yöntemleri ayrı bir bölümde detaylı olarak anlatılmıştır. Bu çalışmada, önerilen yöntemlerden özellikle pozitif geribesleme kullanımı üzerine durulmuştur. Tasarlanan 4 COA yapısının üçünün giriş empedansını iyileştirmek için pozitif geribesleme kullanılmış ve önerilen bu yöntemin literatürdeki diğer giriş empedansı iyileştirme yöntemlerine göre birçok faydasının olduğu görülmüştür. Ayrıca COA'ların çıkış empedanslarını iyileştirmek üzere negatif geribesleme tabanlı yapılar da kullanılmıştır.

Önerilen 4 CMOS COA yapısından herbirinin literatürdeki diğer benzer COA'larla karşılaştırıldığında üstünlükleri vardır. Bu yapıların detaylı analizleri yapılmış ve SPICE programı kullanılarak benzetimleri yapılmıştır. Bu 4 yapının hepsi akım modlu yapı bloklarından beklenen yüksek frekanlarda ($f > 10\text{Mhz}$) çalışabilme özelliğine sahiptir. Ayrıca herbir COA yapısının DC akım kazancı yeterince büyüktür ($A_i(0) > 90\text{dB}$). Bu yapılardan COA-1 çok yüksek birim kazanç bandgenişliği olan bir devredir. Yeni bir AB sınıfı giriş katının kullanıldığı COA-2 ise hızlı çalışmaktadır ve yüksek CMRR değerlidir. Basit yapılı COA-3'ün frekans cevabı yeterince iyidir ve bu devrenin çıkış direnci önerilen kaskot yapıyla iyileştirilmiştir. Son olarak COA-4 oldukça hızlı çalışabilmektedir ve dolayısıyla yüksek kapasitif yükleri sürebilmektedir. Ayrıca COA-4'ün çıkış direnci çok yüksek değerlidir.

Bu çalışmada uygulama devresi olarak 4 farklı COA tabanlı 2. dereceden süzgeç yapısı sunulmuş ve böylece önerilen COA yapılarının başarımlarını sınaama fırsatı doğmuştur. Süzgeçlerden ilki önceden OPAMP-RC olarak gerçekleştirilmiş bilinen bir yapıdır. Bu band-geçiren süzgeç yapısı COA-RC olarak gerçekleştirilmiş ve süzgecin yüksek frekanslarda çalışması sağlanmıştır. Gerçeklemede yüksek frekanslarda rahatlıkla çalışabilen tek girişli COA-1 yapısı kullanılmış ve süzgecin merkez frekansı 10 MHz olarak seçilmiştir. Diğer 3 süzgeç yapısının hepsi akım modlu olarak çalışmaktadır. Bu COA tabanlı süzgeç yapıları aynı yöntem kullanılarak elde edilmiştir ve dolayısıyla yapıları birbirine benzemektedir. Süzgeçler alçak-geçiren, yüksek-geçiren ve band-söndüren karakteristiği göstermektedir. Süzgeç gerçeklemede tamamen farksal COA-3 ve COA-4 devreleri kullanılmıştır. Süzgeç parametreleri COA-3'ün yüksek yüksek frekanslarda rahatlıkla çalışabilmesi, COA-4'ün ise yüksek giriş-çıkış akım salınımının olması gözönüne alınarak belirlenmiştir.

Önerilen 4 farklı süzgeç yapısının SPICE programı kullanılarak benzetimleri yapılmıştır ve bu benzetim sonuçları ideal süzgeç davranışlarıyla karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları ile ideal sonuçlar yüksek oranda örtüşmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Palmisano, G., Palumbo, G. and Pennisi S.**, 1999. *CMOS Current Amplifiers*, Kluwer Academic Publishers, Boston MA.
- [2] **Toumazou, C., Lidjey, F.J. and Haigh, D.**, 1990. *Analog IC Design: the Current-Mode Approach*, Peter Peregrinus Ltd, London.
- [3] **Roberts, G.W. and Sedra, A.S.**, 1992. A General Class of Current Amplifier-Based Biquadratic Filter Circuits, *IEEE Trans. Circuits Syst.*, **39**, 257-263.
- [4] **Roberts, G.W. and Sedra, A.S.**, 1989. Adjoint Networks Revisited, *Proceedings of ISCAS*, vol. 1, pp. 540-544.
- [5] **Wang, W.**, 1996. Wideband Class AB (push-pull) Current Amplifier in CMOS Technology, *Electronics Letters*, **26**, 543-545.
- [6] **Altun, M. and Kuntman, H.**, 2006. A Wideband CMOS Current-Mode Operational Amplifier and Its Use for Band-Pass Filter Realization, *Proceedings of Applied Electronics*, Pilsen, pp. 3-6.
- [7] **Surakampontorn, W., Riewruja, V., Kumwachara, K. and Dejhan, K.**, 1991. Accurate CMOS-Based Current Conveyors, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **40**, 609-702.
- [8] **Palmisano, G. and Palumbo, G.**, 1995. A Simple CMOS CCII+, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, **23**, 599-603.
- [9] **Altun, M. and Kuntman, H.**, 2007. High CMRR Current Mode Operational Amplifier with a Novel Class AB Input Stage, *Proceedings of the 2007 ACM Great Lakes Symposium on VLSI (GLSVLSI 2007)*, Stresa, pp. 192-195.
- [10] **Kurashina, T., Ogawa, S. and Watanabe, K.**, 1998. A high performance class AB current conveyor, *ISCAS 98*, Monterey, Florida, 31 May – 03 June.

- [11] **Abou-Allam, E. and El-Masry, E.**, 1997. A 200 MHz Steered Current Operational Amplifier in 1.2- μ m CMOS Technology, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **32**, 245-249.
- [12] **Johns, D. and Martin, K.**, 1997. *Analog Integrated Circuit Design*, John Wiley & Sons, Inc., Cloth.
- [13] **Abou-Allam, E. and El-Masry, E.**, 1994. High CMRR CMOS Current Operational Amplifier, *Electronics Letters*, **30**, 1042-1043.
- [14] **Luzzi, R., Pennisi, S. and Scotti, G.**, 2005. 2-V CMOS current operational amplifier with high CMRR, *ECCTD 2005*, Cork, Ireland, 29 August - 02 September.
- [15] **Altun, M. and Kuntman, H.**, 2007. Design of a Fully Differential Current Mode Operational Amplifier with Improved Input-Output Impedances and Its Filter Applications, Accepted for Publication in *AEU: International Journal of Electronics and Communications*, **A06-339**.
- [16] **Arbel, A.F. and Goldminz, L.**, 1992. Output Stage for Current-Mode Feedback Amplifiers Theory and Applications, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, **2**, 243-255.
- [17] **Kaulberg, T.**, 1993. A CMOS Current-Mode Operational Amplifier, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **28**, 849-852.
- [18] **Cheng, K.H. and Wang, H.C.**, 1997. Design of Current Mode Operational Amplifier with Differential Input and Differential Output, *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Hong Kong, pp. 153-156.
- [19] **Jun, S. and Kim, D.M.**, 1998. Fully Differential Current Operational Amplifier, *Electronics Letters*, **34**, 62-63.
- [20] **Khorramaraoui, H. and Gray, P.R.**, 1984. High-Frequency CMOS Continuous Time Filters, *IEEE J. Solid State Circuits*, **19**, 939-948.
- [21] **Zeki, A. and Kuntman, H.**, 1999. High-Output-Impedance CMOS Dual-Output OTA Suitable for Wide-Range Continuous-Time Filtering Applications, *Electronics Letters*, **16**, 1295-1296.

- [22] **Souliotis, G., Chrisanthopoulos, A. and Haritantis, L.**, 2001. Current Differential Amplifiers: New Circuits and Applications, *Int. J. Circ. Theor. Appl.*, **29**, 553 – 574.
- [23] **Kilinc, S. and Cam, U.**, 2004. Current-Mode First-Order Allpass Filter Employing Single Current Operational Amplifier, *Journal of Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, **41**, 4147-4153.
- [24] **Kılınç, S. ve Cam, U.**, 2003. Akım modlu alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin akım işlemsel kuvvetlendirici ile gerçekleştirilmesi, *Elektrik, Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği 10. Ulusal Kongresi*, İstanbul, 18-21 Eylül.
- [25] **Sackinger, E. and Guogbniiuhl, W.**, 1990. A High Swing High Impedance MOS. Cascode Circuit, *IEEE J, Solid State Circuits*, **25**, 289-298.

ÖZGEÇMİŞ

Mustafa ALTUN, 1981 yılında Sivas’da doğdu. 1999 yılında Sivas Selçuk Anadolu Lisesi’ni bitirdi. 2004 yılında İTÜ, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’nden mezun oldu. Aynı yıl İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektronik Mühendisliği Programı’nda yüksek lisans öğrenimine başladı ve halen öğrenimine devam etmektedir. 2006 yılında başladığı Elektronik Ana Bilim Dalı, araştırma görevliliğine devam etmektedir. İlgilendiği konular arasında bipolar ve CMOS analog tümdevre tasarımı bulunmaktadır.