

T.C.
BANDIRMA ONYEDİ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MOSFET TABANLI FİLTRE VE OSİLATÖR DEVRELERİ

KEZİBAN ERKAL

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Elektronik Mühendisliği Programı

TEMMUZ 2023

T.C.
BANDIRMA ONYEDİ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MOSFET TABANLI FİLTRE VE OSİLATÖR DEVRELERİ

KEZİBAN ERKAL

DANIŞMAN
Doç. Dr. Abdullah YEŞİL

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Elektronik Mühendisliği Programı

TEMMUZ 2023

ONAY

Keziban Erkal tarafından hazırlanan “**MOSFET Tabanlı Filtre ve Osilatör Devreleri**” adlı tez çalışması 12/07/2023 tarihinde yapılan sınavla aşağıdaki jüri tarafından oybirliği ile Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Doç. Dr. Abdullah Yeşil

(Danışman)

Dr. Öğretim Üyesi Deniz ÖZENLİ

(Üye)

Dr. Öğretim Üyesi Onursal ÇETİN

(Üye)

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu’nun .../.../...gün ve .../... sayılı kararı ile onaylanmıştır.

Doç. Dr. Abdullah YEŞİL

Enstitü Müdürü

BANDIRMA ONYEDİ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZ ÇALIŞMASI
ETİK BEYANI

Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kılavuzuna göre hazırlamış olduğum “**MOSFET Tabanlı Filtre ve Osilatör Devreleri**” adlı tezimin özgün bir çalışma olduğunu, tez hazırlanırken tüm aşamalarda bilimsel etik ilkelerine uygun davrandığımı, tez kapsamında sunulan tüm verileri bilimsel etik ilkelerine uygun elde ettiğimi, tezde faydalandığım tüm eserlere atıf yaptığımı ve kaynaklar kısmında bu eserleri gösterdiğimi beyan ederim. 12/07/2023

Keziban ERKAL

ÖNSÖZ

Filtre ve osilatör devreleri haberleşme alanında kullanılırlar ve tümleşik devrelerle uygulamaları yapılmaktadır. Tümdevre yaklaşımlarında daha az çip alanına sahip devreler tasarlanarak maliyetin olabildiğince minimum seviyede tutulması istenir. Aktif elemanlarla gerçekleştirilen filtre ve osilatör devrelerinde çok sayıda yöntem önerilmiştir. OPAMP, akım taşıyıcı, işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi gibi yaklaşımlar önerilirken MOSFET tabanlı devreler birtakım üstünlüklere sahip olmasından dolayı son zamanlarda önem kazanmıştır. Bu avantajlar arasında daha az sayıda eleman kullanımı, daha düşük çip alanı, maliyet ve güç tüketimi sayılabilir. Bu tez çalışmasında, MOSFET tabanlı filtre devreleri ve osilatör devresi önerilmiştir.

Bu tez çalışması sırasında, tez konusunun belirlenmesinden başlayarak son aşamaya kadar bilgisi, tecrübesi, tevazusuyla bana her konuda yardımcı ve destek olan çok değerli danışman hocam Sayın Doç. Dr. Abdullah YEŞİL'e teşekkürlerimi sunarım.

Destekleriyle yanımda olan aileme teşekkür ederim.

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MOSFET TABANLI FİLTRE VE OSİLATÖR DEVRELERİ

Keziban ERKAL

Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Abdullah YEŞİL

Temmuz 2023, 78 sayfa

Analog filtreler haberleşme ve dalga filtreleme alanında sıklıkla kullanılırlar. Pasif filtreler direnç, bobin ve kondansatör devre elemanları ile gerçekleştirirken; aktif filtrelerde bu elemanlara ek olarak başta OPAMP olmak üzere, son zamanlarda yaygınlaşan OTA, akım taşıyıcı gibi aktif devre elemanlarıyla da gerçekleştirilebilmektedir. Filtrelerdeki pasif elemanlar birçok sınırlayıcı etkiye neden olmaktadır. Pasif filtrelerde düşük frekanslarda çalışılmak istendiğinde yüksek değerli elemanlar kullanılır. Bu da tümleşik devre üzerinde daha çok alan kaplamasına neden olur ve maliyeti artırır. Bu durum aynı zamanda güç tüketimini de artırır.

Pasif filtrelerde olduğu gibi, OPAMP ile veya çeşitli akım taşıyıcılarla gerçekleştirilen aktif filtrelerde çok sayıda pasif eleman ve aynı zamanda çok sayıda transistör kullanıldığından dolayı tümdevre üzerinde kapladığı alan büyük olur. OPAMP'ların bant genişliği sınırlı olduğu için istenilen frekanslarda filtre tasarlamak zorlaşabilmektedir.

Aktif filtrelerde kullanılan devre elemanları yerine son yıllarda kullanılmaya başlanan MOSFET'ler ile oluşturulan filtreler bulunmaktadır, böylece direnç ve kondansatör yerine MOSFET'in kendi iç parametreleriyle filtreler oluşturulmaktadır. Bu yöntemle MOSFET'in gate-source kapasitesi ve geçiş iletkenliği (g_m) kullanılır. Böylece daha az çip alanı, maliyet ve güç tüketimi sağlanmaktadır. Ayrıca MOSFET tabanlı devreler yüksek frekanslarda çalışabilmektedir.

Bu tez kapsamında literatürde mevcut olan çalışmalardan yola çıkılarak daha önce önerilmiş devrelerin değiştirilmesi veya iyileştirilmesiyle sekiz adet filtre devresi ve bir adet osilatör devresi önerilmiştir. Bütün filtre devreleri akım modlu ve geçiş direnci modlu olmakla birlikte, tasarlanan bütün devreler tek giriş çok çıkışa sahiptir ve düşük besleme gerilimlerinde çalışmaktadırlar. Devrelerin denklem sonuçlarının elde edilmesiyle filtre tipleri belirlendikten sonra benzetim yöntemiyle LTSpice Programı ile TSMC 0.18 μm parametreleri kullanılarak simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Denklem sonuçları devrelerin idealdeki simülasyonları yapılarak kontrol edilmiştir. Sonrasında akım kaynakları ile kutuplamalar yapılmış ve akım kaynakları yerine CMOS teknolojisine uygun MOSFET'ler kullanılarak idealdeki sonuçlara en yakın değerler elde edilmeye çalışılmıştır. Devrelerin güç harcamaları belirlenmiş olup, önerilen devrelerin güç harcamaları bir devre haricinde 100 μW 'ın altındadır, sadece bir devre 350 μW seviyelerinde olup, düşük güç tüketimine sahiptirler. Devrelerin performansını gözlemlemek için Monte Carlo ve THD Analizleri yapılmıştır. Ticari entegreler olan ALD1106 ve ALD1107 entegrelerine ait Spice modelleri ile önerilen beş filtre devresinin simülasyonları gerçekleştirilmiş ve frekans cevabı elde edilmiş olup, bu devrelerin ikisi için deneysel uygulamaları yapılmıştır, diğer devreler için de deneysel uygulamaların yapılarak sonuçların elde edilmesi planlanmaktadır. Önerilen son filtre devresi ile osilatör tasarımı yapılmış ve böylece sinüzoidal işaret üretilmiştir. Osilatör devresinde, önerilen tüm filtre devrelerinde olduğu gibi, az sayıda MOSFET ve iki adet kondansatör kullanılarak devrenin tasarımı yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: MOSFET-C, Salt MOSFET, Akım Modlu Filtreler, Geçiş Direnci Modlu Filtreler, Analog Filtreler, Osilatörler.

ABSTRACT

M.Sc. THESIS

MOSFET BASED FILTER AND OSCILLATOR CIRCUITS

Keziban ERKAL

Bandırma Onyedi Eylül University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Abdullah YEŞİL

July 2023, 78 pages

Analog filters are used for communication and signal filtering uses. While passive filters are implemented with resistor, inductor and capacitor circuit elements; in addition to these elements in passive filters, it can also be realized with active circuit elements such as OTA, current conveyor, which has become widespread recently, mainly OPAMP. Passive elements cause the use of many limiters in filters. In passive filters, high-value elements are used when it is desired to work at low frequencies. This causes it to take up more space on the integrated circuit and the cost increases. This also increases power consumption.

As with passive filters, active filters with OPAMP or current conveyors use a large number of transistors and passive elements, so chip area they occupy on the IC is large. Since the bandwidth of OPAMPs is limited, it can be difficult to design filters at desired frequencies.

Instead of the circuit elements used in active filters, there are with MOSFETs designed filters that have been used in recent years, so filters are created with the internal parameters of the MOSFET instead of resistors and capacitors. This method uses the gate-source capacitance and the transconductance (g_m) of the MOSFET. Thus, less chip area, cost and power consumption are provided. In addition, MOSFET-based circuits can operate at high frequencies.

In this thesis, based on the studies available in the literature, eight filter circuits and one oscillator circuit have been proposed by changing or improving the previously proposed circuits. All filter circuits are current-mode and transresistance mode, all designed circuits have single input multiple outputs and operate at low supply voltages. After the filter types were determined by obtaining the equation results of the circuits, the designed circuits were simulated in the LTSpice program using 0.18 μm TSMC CMOS parameters. Equation results were checked by making ideal simulations of the circuits. Afterwards, biasing have been made with current sources and the closest values to the ideal results were tried to be obtained by using MOSFETs suitable for CMOS technology instead of current sources. The power consumption of the circuits has been determined, and the power consumption of the proposed circuits is below 100 μW , except for one circuit, only one circuit is at the level of 350 μW and they have low power consumption. Monte Carlo and THD Analyzes were performed to observe the performance of the circuits. Simulations of the five proposed filter circuits have been carried out with Spice models of commercially integrateds ALD1106 and ALD1107, and the frequency response has been obtained. An experimental application has been made for two of these circuits. For the other circuits, and the experimental application of these circuits is planned. With the proposed final filter circuit, the oscillator was designed and thus a sinusoidal signal has been produced. In the oscillator circuit, as in the proposed filter circuits, the design of the circuit is made using a small number of MOSFETs and two capacitors.

Keywords: MOSFET-C, MOSFET Only, Current Mode Filters, Transresistance Mode Filters, Analog Filters, Oscillators

İÇİNDEKİLER

ÖZET	I
ABSTRACT	III
İÇİNDEKİLER.....	V
ŞEKİL LİSTESİ	VI
TABLO LİSTESİ.....	X
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ.....	XI
1. GİRİŞ.....	1
2. MOSFET TABANLI FİLTRELER.....	6
2.1. Salt MOSFET Filtreler	6
2.2. MOSFET-C Filtreler	9
3. TASARLANAN DEVRELER	12
3.1. Tasarlanan Birinci Devre	12
3.2. Tasarlanan İkinci Devre.....	19
3.3. Tasarlanan Üçüncü Devre.....	25
3.4. Tasarlanan Dördüncü Devre	34
3.5. Tasarlanan Beşinci Devre	40
3.6. Tasarlanan Altıncı Devre	45
3.7. Tasarlanan Yedinci Devre.....	51
3.8. Tasarlanan Sekizinci Devre	57
4. SONUÇ VE ÖNERİLER	69
5. KAYNAKLAR.....	71
ÖZGEÇMİŞ	78

ŞEKİL LİSTESİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 3-1: (a) Önerilen devrenin çekirdek yapısı (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplanmış filtre devresi.....	13
Şekil 3-2: Önerilen devrenin küçük işaret eşdeğer devresi	13
Şekil 3-3: Tasarlanan filtre devresinin akım kaynakları ve MOSFET çıkış dirençlerine göre elde edilen küçük işaret eşdeğeri.....	14
Şekil 3-4: Kutuplamaları yapılmış devre	15
Şekil 3-5: Akım ve geçiş direnci modlu filtrelerin frekans cevabı	16
Şekil 3-6: Akım modlu BP filtrenin THD performansı.....	16
Şekil 3-7: Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi	17
Şekil 3-8: 100 kere çalıştırılan Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Akım modlu BP filtrenin merkez frekansının dağılımı (b) Akım modlu BP filtrenin kalite faktörünün dağılımı	17
Şekil 3-9: ALD entegrelerle tasarımı yapılan devre	18
Şekil 3-10: ALD entegre kullanılarak elde edilen frekans cevabı.....	18
Şekil 3-11: (a) Çekirdek yapıdaki devre (b) İdeal akım kaynağıyla kutuplanmış devre	19
Şekil 3-12: Çekirdek yapının küçük işaret eşdeğer devresi.....	19
Şekil 3-13: Akım kaynağı ve MOSFET çıkış dirençleri göz önüne alınarak elde edilen küçük işaret eşdeğer devresi.....	20
Şekil 3-14: Kutuplamaları yapılan devre	21
Şekil 3-15: Önerilen devrenin frekans cevabı	22
Şekil 3-16: Akım modlu BP filtrenin THD performansı.....	23
Şekil 3-17: Akım modlu BP filtrenin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi.....	23
Şekil 3-18: 100 kere çalıştırılan Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Akım modlu BP filtrenin merkez frekansının dağılımı (b) Akım modlu BP filtrenin kalite faktörünün dağılımı	24
Şekil 3-19: ALD entegrelerle dizayn edilen devre	24
Şekil 3-20: ALD entegrelerle simülasyon sonuçlarına göre frekans cevabı.....	25
Şekil 3-21: (a) Çekirdek yapıdaki devre (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplama	26
Şekil 3-22: Önerilen tasarımın küçük işaret eşdeğer devresi	26

Şekil 3-23: Devrenin direnç etkili küçük işaret eşdeğer devresi	27
Şekil 3-24: MOSFET'lerle kutuplamaları yapılan devre	28
Şekil 3-25: BP filtrelerin akım ve geçiş direnci modlu frekans cevapları	29
Şekil 3-26: Akım modlu BP filtre THD performansı	29
Şekil 3-27: Akım modlu BP filtresinin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi.....	30
Şekil 3-28: 100 kere Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Önerilen devrenin akım modlu BP filtresinin merkez frekansının dağılım histogramı (b) Önerilen devrenin akım modlu BP filtresinin kalite faktörünün dağılım histogramı	30
Şekil 3-29: ALD entegrelerle tasarlanan devre yapısı.....	31
Şekil 3-30: ALD entegrelerle elde edilen filtrenin frekans cevabı.....	31
Şekil 3-31: Deneyisel uygulaması yapılan filtre devresinin tamamı	32
Şekil 3-32: $\pm 10V$ besleme geriliminde frekans cevabı	32
Şekil 3-33: (a) $V_{DD} = -V_{SS} = 8V$ (b) $V_{DD} = -V_{SS} = 10V$ (c) $V_{DD} = -V_{SS} = 12V$ için frekans cevapları	33
Şekil 3-34: BP filtrenin THD performansı	34
Şekil 3-35: (a) Önerilen devrenin çekirdek yapısı (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplanma	34
Şekil 3-36: Devrenin küçük işaret eşdeğer devresi	35
Şekil 3-37: Direnç etkili küçük işaret eşdeğer devresi.....	36
Şekil 3-38: MOSFET'lerle kutuplamaları yapılan devre	37
Şekil 3-39: Filtrelerin frekans cevapları.....	38
Şekil 3-40: Akım modlu BP filtrenin THD performansı.....	39
Şekil 3-41: Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi	39
Şekil 3-42: 100 kere çalıştırılmış Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Önerilen devredeki akım modlu BP filtrenin merkez frekansının dağılımı (b) Önerilen devredeki akım modlu BP filtrenin kalite faktörünün dağılımı	40
Şekil 3-43: Metin ve diğerlerinin önerdikleri devrenin [75] (a) Çekirdek yapısı (b) İdeal akım kaynaklarıyla devrenin kutuplanması	41
Şekil 3-44: Metin ve diğerlerinin önerdikleri devrenin [75] çekirdek yapı küçük işaret eşdeğeri	41
Şekil 3-45: Metin ve diğerlerinin önerdikleri devrenin [75] akım kaynağı ve MOSFET dirençleri etkili küçük işaret eşdeğer devresi	42
Şekil 3-46: Metin ve diğerlerinin önerdikleri devrenin [75] tüm kutuplamalı yapısı	43

Şekil 3-47: Geçiş direnci modlu filtrenin frekans cevabı	44
Şekil 3-48: Metin ve diğerlerinin önerdikleri devrenin [75] ALD entegrelerle tasarımı	44
Şekil 3-49: ALD entegrelerle simülasyonu yapılan filtrenin geçiş direnci moduna ait frekans cevabı	45
Şekil 3-50: (a) Çekirdek yapıdaki devre (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuğlanmış devre	46
Şekil 3-51: Çekirdek yapının küçük işaret eşdeğer devresi	46
Şekil 3-52: Direnç etkili küçük işaret eşdeğer devresi	47
Şekil 3-53: MOSFET'lerle kutuplamaları yapılan devre	48
Şekil 3-54: Filtrelerin frekans cevabı simülasyon sonuçları	49
Şekil 3-55: Akım modlu BP filtrenin THD performansı	50
Şekil 3-56: Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi	50
Şekil 3-57: 100 kere çalıştırılmış Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Akım modlu BP filtrenin merkez frekansının dağılımı (b) Akım modlu BP filtrenin kalite faktörünün dağılımı	51
Şekil 3-58: (a) Çekirdek yapıdaki devre (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplanmış devre	52
Şekil 3-59: Çekirdek yapının küçük işaret eşdeğer devresi	52
Şekil 3-60: Çıkış dirençleri göz önünde bulundurularak çizilen küçük işaret eşdeğer devresi	53
Şekil 3-61: Devrede kullanılan kutuplamalı tüm MOSFET'lerin yer aldığı yapı	54
Şekil 3-62: Önerilen devrenin frekans cevabı	55
Şekil 3-63: Akım modlu BP filtrenin THD performansı	56
Şekil 3-64: Akım modlu BP filtrenin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi	56
Şekil 3-65: 100 kere Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Akım modlu BP filtresinin merkez frekansının dağılım histogramı (b) Akım modlu BP filtresinin kalite faktörünün dağılım histogramı	57
Şekil 3-66: (a) Çekirdek devre (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplanmış devre	58
Şekil 3-67: (a) Çekirdek yapı (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplanmış devre	58
Şekil 3-68: Çekirdek yapının küçük işaret eşdeğer devresi	59
Şekil 3-69: Akım kaynağı ve MOSFET çıkış dirençlerinin etkili olduğu küçük işaret eşdeğer devresi	59
Şekil 3-70: Devrede kullanılan tüm MOSFET'lerin yer aldığı devre	60
Şekil 3-71: Filtrelerin frekans cevabı	61
Şekil 3-72: Akım modlu BP filtrenin THD performansı	62

Şekil 3-73: Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi	62
Şekil 3-74: 100 kere çalıştırılan Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Devredeki akım modlu BP filtrenin merkez frekansının dağılımı (b) Devredeki akım modlu BP filtrenin kalite faktörünün dağılımı	63
Şekil 3-75: ALD1106 ve ALD1107 entegreleriyle tasarlanan filtre devresi	64
Şekil 3-76: ALD entegrelerle kurulan devrenin simülasyon frekans cevabı.....	64
Şekil 3-77: Deneysel uygulaması yapılan devrenin tasarımı	65
Şekil 3-78: (a) LP filtre frekans cevabı (b) BP filtre frekans cevabı sonuçları	65
Şekil 3-79: (a) $V_{B2}=1.5V$ (b) $V_{B2}=2V$ (c) $V_{B2}=2.5V$ için frekans cevapları.....	66
Şekil 3-80: (a) 20 mV (b) 50 mV (c) 100 mV (d) 200 mV genlik değerleri için THD değerleri	66
Şekil 3-81: BP filtrenin THD performansı	67
Şekil 3-82: Tasarlanan osilatör devresi	68
Şekil 3-83: Osilatör devresinin gerilim çıkışı	68

TABLO LİSTESİ

<u>Tablo</u>	<u>Sayfa</u>
Tablo 3-1: Devrede kullanılan tüm MOSFET'lerin boyutlandırılması.....	15
Tablo 3-2: Filtre devresinde kullanılan tüm MOSFET'lerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutları.....	22
Tablo 3-3: Devrede kullanılan tüm MOSFET'lerin boyutlandırılması	28
Tablo 3-4: Filtre devresinde kullanılan tüm MOSFET'lerin boyutlandırılması.....	37
Tablo 3-5: Devrede kullanılan tüm transistörlerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırılması.....	43
Tablo 3-6: Devreye ait tüm MOSFET'lerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırılması.....	49
Tablo 3-7. Filtre devresinde kullanılan tüm MOSFET'lerin boyutlandırılması	55
Tablo 3-8: Devrede kullanılan tüm MOSFET'lerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırılması.....	61
Tablo 3-9: Osilatör devresindeki MOSFET'lerin boyutlandırılması	68

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler	Açıklama
μ	: Mikro
C	: Kapasite
C_{gs}	: Gate-Source Kapasitesi
C_{gd}	: Gate-Drain Kapasitesi
V_{DS}	: Drain-Source Gerilimi
V_{GS}	: Gate-Source Gerilimi
g_m	: MOSFET'in Geçiş İletkenliği
ω_0	: Merkez Frekansı
Q	: Kalite Faktörü
L	: Kanal Uzunluğu
W	: Kanal Genişliği
I_{IN}	: Giriş Akımı

Kisaltmalar	Açıklama
OPAMP	: İşlemsel Kuvvetlendirici
HP	: Yüksek Geçiren
BP	: Bant Geçiren
LP	: Alçak Geçiren
AP	: Tüm Geçiren
BS	: Bant Durduran
MOSFET	: Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör
DAC	: Dijital Analog Dönüştürücü
CMOS	: Bütünleyici Metal Oksit Yarı İletken
RF	: Radyo Frekans
CCII	: İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı
OTA	: İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi
DVCC	: Diferansiyel Gerilim Akım Taşıyıcı
DDCC	: Diferansiyel Fark Alıcı Akım Taşıyıcı
CFOA	: Akım Geri Beslemeli İşlemsel Kuvvetlendirici

COA	: Akım Modlu İşlemsel Kuvvetlendirici
FDCCII	: Tam Farksal Akım Taşıyıcı
CDBA	: Akım Farkı Alan Tamponlu Kuvvetlendirici
CDTA	: Akım Farkı Alan Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi
OTRA	: İşlemsel Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi
MCBTA	: Değiştirilmiş Akım Geriyönlü Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi
ICFOA	: Terslenmiş Akım Geri Beslemeli İşlemsel Kuvvetlendirici
DTMOS	: Dinamik Threshold Gerilimi Metal Oksit Yarı İletken
DC	: Doğru Akım
AC	: Alternatif Akım
dB	: Decibel
THD	: Toplam Harmonik Bozulma

1. GİRİŞ

Filtreler belirli frekanslardaki işaretleri geçirirken, diğer frekanslardaki işaretleri zayıflatırlar. Filtreler haberleşme alanında kullanılır. Kullanılan devre elemanlarına göre pasif veya aktif olarak sınıflandırılırlar. Pasif filtrelerde sadece başlıca devre elemanlarından olan direnç, bobin ve kondansatör kullanılır. Bu filtre tipi için devre güç kaynağına ihtiyaç duymaz. Aktif filtrelerde ise, direnç, kondansatör ve bobine ek olarak aktif elemanlar kullanılır. Bu aktif elemanlar, filtre tasarımında bu zamana kadar en çok kullanılagelmiş olan OPAMP, son yıllarda popülerliği artan akım taşıyıcıları, geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi gibi elemanlardır. Aktif filtreler, pasif filtrelerin aksine güç kaynağına bağlanmalıdır.

Düşük frekanslarda, pasif filtrelerde yüksek kapasite ve endüktans eleman değerleri kullanılmak zorunda olduğundan daha çok çip alanı kaplar dolayısıyla daha yüksek maliyete sebep olurlar. Aktif filtrelerde bobin genellikle tercih edilmez böylece tasarımı yapmak kolay olur ve maliyet artışına sebep olmaz.

OPAMP ile oluşturulan filtrelerde bant genişliği sınırlı olmaktadır. Bu sebeple istenilen frekans aralıklarına göre filtre elde edilmesi tasarımsal açıdan zorlaşmaktadır.

Filtre Çeşitleri

Filtreler tiplerine göre; Alçak Geçiren Filtre, Yüksek Geçiren Filtre, Bant Geçiren ve Durduran, Tüm Geçiren Filtre olarak ayrılırlar.

Filtre dereceleri devredeki elemanların sayılarıyla doğrudan ilişkilidir. Maliyet ve tasarımın karmaşıklığını belirler. Bu yüzden yüksek derece filtreleri elde etmek daha pahalıdır, daha çok alan kaplarlar ve tasarımları karmaşıktır. En yaygın birimler dB/decade ve dB/octave'dır [1].

Filtrelerde, genliğin 3dB azaldığı yerdeki frekansa veya genlik değerinin $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 'ye düştüğü yerdeki frekansa kesim frekansı denir.

Alçak Geçiren Filtre

Bir alçak geçiren filtre, düşük frekanslardaki frekansları geçirirken kesim frekansından büyük olan frekansları geçirmez. İdeal bir filtre dikdörtgendir ancak uygulamada bu sonuç elde edilemez [1]. LP filtre bir sinyalden yüksek frekans bileşenlerinin çıkarılması gerektiğinde kullanılır [2].

Yüksek Geçiren Filtre

Kesim frekansının üstündeki frekansları geçiren filtre çeşididir.

Bant Geçiren Filtre

Belirli frekans aralıklarındaki işaretleri geçiren filtre tipidir. Bant geçiren filtrenin merkez frekansının etrafında simetrik olmak üzere bir üst kesim ve bir alt kesim frekansı bulunmaktadır. Bant genişliği iki kesim frekansı arasındaki farktan hesaplanır. Belli frekansları geçirmek istenirken, haricindeki sinyaller geçirilmek istenmediğinde BP filtre kullanılabilir. Alçak geçiren filtre ve yüksek geçiren filtre birlikte kullanılarak bant geçiren filtre elde edilebilir.

Bant Durduran Filtre

Bant geçiren filtrenin tersi olan bant durduran filtreler, belirli frekansları durdururken kalan frekansları geçirir. Bu filtrede de alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre birlikte kullanılır. Yani belirli frekans aralığı filtrelenmek istendiğinde kullanılır. Bant durduran filtrenin bir çeşidi olan notch filtreler, bant genişliğinin çok küçük bir kısmı sönümlenmek istendiği tasarımlar ve uygulamalar için kullanılan özel bir filtredir [3].

Tüm Geçiren Filtre

Diğer filtre tiplerinin aksine sinyalin genliğini değiştirmez, bunun yerine sinyalin fazını değiştirdiğinden faz kaydırıcı filtre olarakta adlandırılmaktadır.

Filtrelerin giriş ve çıkışları akım veya gerilim cinsinden olabilir. Buna göre devreler akım modlu, gerilim modlu, geçiş direnci modlu ve geçiş iletkenliği modlu devre isimlerini alırlar. Giriş ve çıkış akımsa akım modlu devre, giriş ve çıkış gerilimse gerilim modlu devre, giriş akım çıkış gerilimse geçiş direnci modlu devre, giriş gerilim çıkış akım ise geçiş iletkenliği modlu devredir.

Filtre ve devre tasarımlarında uzun yıllar OPAMP gibi gerilim modlu yapılar kullanılmıştır. Akım modlu yapılar ve elemanların önerilmesiyle, gerilim modlu devrelerin yerini akım modlu yapılar almaya başlamıştır.

Akım modlu devreler geniş bant genişliği, yüksek değişim hızı, düşük besleme gerilimi ve güç tüketimi, yüksek dinamik çalışma aralığı, geniş doğrusallık, daha sade bir devre yapısı gibi özelliklere sahiptirler [4-6]. Bu özelliklerinden dolayı gerilim modlu devrelere göre üstünlük sağlarlar ve günümüzde çoğunlukla akım modunda tasarımlar göz önüne çıkmaktadır.

Geçiş direnci ve geçiş iletkenliği modlu filtreler; akım modlu devreyi gerilim modlu devreye bağlayan veya gerilim modlu devreyi akım modlu devreye bağlayan bir ara devredir [7]. Bu filtreler tasarımlarda kullanılırsa, ilave olarak gerilim-akım ve akım-gerilim dönüştürücü devrelerine ihtiyaç duyulmaz. Bu filtre türleri kullanılırsa hem filtreleme işlemi yapılacak hem de bir dönüştürücü devresine gerek kalmayarak eleman sayısı azaltılacak ve böylece hem güç tüketimi azalacak hem de devrenin kapladığı alan da düşecektir, aynı zamanda kullanılan pasif elemanların fazlalığından kaynaklı gürültü problemi de ortaya çıkmayacaktır [7]. Birçok Dijital Analog Dönüştürücü (DAC)'nın ve sensörün çıkışları akım şeklindedir [8-12]. Bu sebeple

DAC'lerde ve sensörlerde geçiş direnci modlu filtreler kullanılarak yukarıda bahsedilen dezavantajlar giderilebilir. Geçiş iletkenliği ve geçiş direnci modlu devreler radyo alıcılarının temel bant katında [13] ve optik alıcılarda [14] kullanılırlar.

Literatürde akım modlu devrelerle ilgili çok sayıda çalışma bulunmaktadır [15-24]. Bu filtre yapıları incelendiğinde çok sayıda aktif eleman kullanıldığı görülmektedir ve bu sebeple tümdevre çip alanı, güç tüketimi, maliyet bakımından dezavantaj oluşturmaktadır.

Karacan tez çalışmasında, aktif devre elemanlarıyla filtre ve osilatör tasarımı yapmıştır. Akım Modlu İşlemsel Kuvvetlendirici (COA) kullanarak birinci dereceden tüm geçiren filtre devresi, Terslenmiş Akım Geri Beslemeli İşlemsel Yükselteç (ICFOA) kullanılarak üçüncü dereceden quadrature iki adet osilatör devresi ve Akım Farkı Alan Tamponlu Kuvvetlendirici (CDBA) elemanını kullanarak iki adet tüm geçiren filtre elde ederek ve bu filtre devrelerinden osilatör elde etmiştir [16].

Kartlak, tam farksal akım taşıyıcı (FDCCII) ile MOSFET-C filtreler tasarlamıştır. FDCCII kullanarak aktif RC filtresinden işaret akış diyagramı yöntemi ile çeşitli aşama ve analizler yapılarak MOSFET-C filtre devresi elde etmiştir. MOSFET-C filtre, MOSFET kullanarak gate ucundaki kutuplama gerilimi değiştirilerek elektronik olarak ayarlanabilen direnç gibi kullanılmıştır. Filtrelerin kesim frekansları bu gate gerilimlerini dolayısıyla dirençleri değiştirerek ayarlanmaktadır. Çalışmada BP, HP ve LP çıkışları aynı anda üretilmektedir ve düşük duyarlılıkta bir filtre olduğu, kullanılan tüm pasif elemanların topraklı olduğu belirtilmiştir [18].

Abacı, akım taşıyıcıların bir çeşidi olan DVCC tabanlı analog devreler üzerine bir çalışma yapmıştır. DVCC aktif elemanı; direnç ve kapasitelerle birinci ve ikinci dereceden çeşitli tipte akım ve gerilim modlu filtreler, gerilim modlu kuadratör osilatör, topraklanmış endüktans ve yüzen endüktans benzetimi olmak üzere çok sayıda devre tasarlamıştır [20].

Minaei ve Yüce iki yeni DVCC tabanlı gerilim modlu tüm pasif elemanları topraklı filtre devreleri önermişlerdir. Tasarlanan ilk devre tek giriş ve beş çıkışlıdır: BP, HP, LP, BS ve AP. İkinci devre ise üç giriş tek çıkışa sahiptir. Önerilen her iki devrede de üç adet DVCC elemanı, iki adet kondansatör ve üç adet direnç kullanılmıştır, bir DVCC bloğunun içinde ise on iki adet transistör bulunmaktadır. Tasarlanan filtreler yüksek giriş empedansına sahiptir, böylece yüksek dereceden filtreleri elde edilebilir [25].

Yüce, gerilim modlu DVCC tabanlı iki adet ikinci dereceden filtre önermiştir. Devrede LP, BP ve HP filtreler mevcuttur. Filtreleri elde etmek için bir DVCC, iki kapasite ve üç adet direnç kullanılmıştır. Kapasiteler topraklıdır [26].

Chang ve diğerleri çalışmalarında yüksek dereceden DDCC tabanlı gerilim, akım, geçiş direnci ve geçiş iletkenliğine sahip karışık mod filtre devresi önermişlerdir. Kullandıkları tüm

direnç ve kondansatörler topraklı olup, devredeki BP, HP, LP, BS ve AP filtreler düşük besleme geriliminde çalışmaktadır [27].

İbrahim ve diğerleri DDCC tabanlı gerilim modlu, iki adet kapasite ve direnç kullanarak ikinci dereceden LP, BP, HP filtreleri elde etmişlerdir. Merkez frekansı ve kalite faktörü elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Devre yüksek giriş empedansı özelliğine sahiptir. Devrede otuz dört adet transistör kullanılmıştır [28].

Bhaskar ve diğerleri üç adet ikinci dereceden tek giriş çok çıkışlı CFOA tabanlı BP, HP, LP, BS ve AP filtre çıkışlarına sahip devreler önermişlerdir. Her filtrede dört adet CFOA kullanmışlardır, tüm filtrelerde merkez frekansı, kalite faktörü, bant genişliği ayarlanmakta olup devrede iki topraklı kapasite kullanılmıştır [29].

Yüce ve diğerleri CFOA tabanlı iki yeni birinci dereceden gerilim modlu AP filtre önermişlerdir. İlk devrede beş adet direnç, bir adet kapasite ve iki adet CFOA yapısı kullanılmıştır, ikinci devrede ise altı adet direnç, bir adet kapasite ve üç adet CFOA yapısı kullanılmıştır. Her iki devrede de kapasiteler topraklıdır. Düşük çıkış empedansı ve ayarlanabilir kazanç, filtre devresinin avantajları arasındadır [30].

Yücel doktora tezinde elektronik olarak ayarlanabilir MOSFET tabanlı analog devreler üzerine çalışmıştır. Ayarlanabilir direnç, ayarlanabilir transkondüktör, kare alıcı devre, birinci dereceden ayarlanabilir gerilim modlu tüm geçiren süzgeçler, ikinci dereceden ayarlanabilir akım ve gerilim modlu süzgeç devreleri önermiştir [31].

Sağbaş tez çalışmasında, ikinci dereceden akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanarak gerilim modlu, akım modlu, geçiş direnci modlu ve geçiş iletkenliği modlu filtreler önermiştir. Kompleks domain analizi tekniği, işaret akış diyagramı, durum değişkenleri tekniği kullanılarak n. dereceden filtre devreleri için tasarım yöntemleri kullanmıştır. Çalışmasıyla minimum sayıda eleman kullanılması, elektronik olarak kontrol edilebilmeleri, akım modlu devreler için yüksek çıkış empedansı, gerilim modlu devreler için düşük çıkış empedansı, topraklı kapasite kullanılması gibi sonuçlar elde etmiştir [32].

Abuelma'atti ve Bentrchia, OTA-C yapısı kullanarak karışık modda LP, HP, BP, BS ve AP filtrelerini elde etmişlerdir. Devrede yedi adet OTA kullanılmıştır. Merkez frekansı ve kalite faktörü elektronik olarak ayarlanabilmektedir [33].

Metin ve diğerleri OTA tabanlı tüm geçiren filtre tasarlamışlardır. Tasarlanan devre yüksek frekans uygulamaları için uygundur ve OTA tabanlı devrelerin sahip olduğu kolay ayarlanabilirlik, dirençsizlik ve tümleştirilebilirlik gibi özelliklere sahiptir. Filtre devresini elde etmek için iki adet OTA ve iki adet topraklı kapasite kullanılmıştır [34].

Kaçar ve Kuntman analog sinyal işleme uygulamaları için uygun, iki adet CDTA kullanarak akım modlu HP ve LP filtreler elde etmişlerdir. Kullanılan iki kapasiteden biri topraklıdır, çalışmada toplamda altmış adet MOSFET kullanıldığı görülmektedir [35].

Shah ve diğerleri yeni bir geçiş direnci modlu üç giriş çok çıkışlı CDTA tabanlı BP, AP, HP ve LP filtre devresi önermişlerdir. Önerilen devrede ikişer adet direnç ve kondansatör, 2 adet CDTA kullanılmıştır [36].

Literatürdeki aktif elemanlı filtre çalışmalarından görüldüğü üzere, aktif eleman tabanlı devrelerin genelinde direnç kullanılmaktadır. Aynı zamanda aktif elemanı gerçekleştirebilmek için çok sayıda transistör gerekmektedir. Ayrıca bazı filtreler birden fazla aktif eleman sayısına sahiptir, bu sebeple transistör sayısı daha da artmaktadır.

Aktif eleman tabanlı bazı çalışmalarda ise elektronik olarak ayarlanabilir özelliği bulunmamaktadır [37-43].

Osilatörler, girişine işaret uygulanmadan kendileri işaret üreten devrelerdir. Bu işaretler sinüzoidal, kare dalga, üçgen dalga veya testere dişi şeklinde olabilirler, böylece ihtiyaç duyulan işarete göre osilatör tasarımı yapılmaktadır. Osilatörler, haberleşme ve otomasyon sistemlerinde, sinyal işlemede kullanılmaktadırlar.

Literatürde, aktif elemanlar olan DDCC [44], CDBA [45], CDTA [46], Terslenmiş Akım Geri Beslemeli İşlemsel Yükselteç ICFOA [47], COA [48], Değiştirilmiş Akım Geriyönlü Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi MCBTA [49], İşlemsel Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi OTRA [50] ile osilatör devreleri tasarlanmıştır. Aktif elemanlarla tasarlanan birçok osilatör devresi olmasına rağmen MOSFET tabanlı yapılmış çalışmalar [51-53] sınırlıdır.

Filtre devrelerinde olduğu gibi, aktif elemanlarla oluşturulan osilatör tasarımlarında, aktif elemanı tasarlayabilmek için çok sayıda transistör gerekmede ve bazen birden fazla aktif eleman kullanımıyla devre eleman sayısı da artmaktadır. Ayrıca pasif harici elemanlar da bu devrelerde kullanılmaktadır. MOSFET'ler ile tasarlanan osilatör devreleriyle, kullanılan pasif eleman sayısının az olmasıyla birlikte hem çip alanı üzerinde kaplanılan alan hem de maliyet düşecektir. MOSFET'ler ile tasarlanan osilatörler ile yüksek frekanslarda çalışma için uygun olmaktadır.

İkinci bölümde, MOSFET tabanlı devrelerin çeşitlerinden olan salt MOSFET ve MOSFET-C yapılardan bahsedilmekte, bu filtrelerle ilgili literatürde yapılan çalışmalar incelenmektedir. Bu tez çalışmasının odak noktası filtre devreleridir. Üçüncü bölümde, tasarlanan sekiz adet filtre devresi ve bir adet osilatör devresi detaylarıyla incelenmektedir. Dördüncü bölümde, önerilen filtre ve osilatör devreleri ile ilgili sonuç ve önerilere yer verilmektedir.

2. MOSFET TABANLI FİLTRELER

MOSFET tabanlı yapılar Salt MOSFET ve MOSFET-C olmak üzere iki grupta ele alınır. Doyum modunda çalıştırılan MOSFET'ler ile, pasif dirençler yerine MOSFET'in g_m parametresi ve kondansatör yerine MOSFET'in gate-source uçları arasındaki iç kapasite (C_{gs}) kullanılarak filtre devreleri elde edilmektedir.

2.1. Salt MOSFET Filtreler

Salt MOSFET filtreler; OPAMP, akım taşıyıcı gibi aktif eleman ve direnç, kapasite gibi pasif eleman kullanmaksızın, direnç yerine MOSFET'in geçiş iletkenliği kazancı (g_m) ve harici kapasite yerine gate-source uçları arasındaki C_{gs} kapasitesi kullanılarak yalnızca MOSFET'lerden oluşan filtrelerdir. Böylece az sayıda devre elemanı kullanılarak güç tüketimi düşük değerlerde olur ve az sayıda eleman kullanımı sayesinde çip alanı üzerinde düşük bir yer kaplar. Yüksek frekanslarda devre çalışabilmektedir.

Akım ve gerilim modlu salt MOSFET filtreler üzerine ve salt MOSFET filtrelerin gürültü performansını inceleyen, otomasyonlaştırılması için teknikler geliştiren çalışmalar literatürde çok sayıda bulunmaktadır. Buna ilişkin literatür taraması örnekleri takip eden paragraflarda açıklanmaktadır.

Arsan çalışmasında akım modlu salt MOSFET tabanlı bir devre önermiştir. Sadece altı adet MOSFET kullanarak akım modlu alçak geçiren ve bant geçiren filtreler elde etmiştir. Çalışmasının sonucunda düşük gerilim ve güç tüketimli, az çip alanlı, kolay gerçekleştirilebilir, geniş frekans aralığına sahip bir devre önermiştir. Düşük gerilim/düşük güç uygulamalarında kullanılmaya uygundur [54].

Yeşil ve diğerleri 2017'deki çalışmalarında, akım modlu çok girişli tek çıkışlı elektronik olarak ayarlanabilir düşük çip alanlı, düşük güç ve gürültüye sahip salt MOSFET devresi önermişlerdir. Devrenin çekirdek yapısı üç MOSFET'ten oluşmakta olup harici olarak kondansatör kullanılmamıştır, ilgili kutuplamaları yapıldığında devrenin dokuz transistörden oluştuğu görülmektedir. Alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren, bant durduran ve tüm geçiren filtreleri elde etmişlerdir. Kutuplama akımı değiştirilerek merkez frekansını değiştirilebilmektedir, gürültü performansını belirleyebilmek için çekirdek yapıdaki transistörlerin termal gürültüleri hesaba katılmıştır [55].

Safari yapmış olduğu çalışmada, sadece MOSFET'ler kullanarak tek giriş ve üç çıkışlı akım modlu filtre elde etmiştir. Kontrol akımı kullanarak, kalite faktöründeki ufak bir değişimle merkez frekansı elektronik olarak ayarlanabilir. Düşük güç, düşük gerilim ve yüksek frekans uygulamaları için oldukça kullanışlıdır. Devre düşük giriş ve yüksek çıkış empedansı sağladığından kaskad bağlantılarda kullanılabilir [56].

Arslan ve diğerleri, sadece yedi adet MOSFET kullanarak akım modlu ikinci dereceden alçak geçiren ve bant geçiren filtre devrelerini elde etmişlerdir. Çalışmalarının sonucunda düşük gerilim ve güç tüketimli, az çip alanlı, kolay gerçekleştirilebilir, geniş frekans aralığına sahip bir devre önermişlerdir [57].

Özkan ve diğerleri, çalışmalarında ikinci dereceden akım modlu salt MOSFET tasarımıyla üç devre önererek, önerdikleri üç devrede de bant geçiren ve alçak geçiren filtreler elde etmişlerdir. Çekirdek yapısındaki devrelerde dört, iki ve üç adet MOSFET kullanılarak az sayıda devre elemanı kullanmışlardır [58].

Yeşil ve diğerleri 2017'deki çalışmalarında, akım modlu tek giriş ve çok çıkışlı salt MOSFET devresi önermişlerdir. Bu çalışmada alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren filtreleri elde etmişlerdir, aynı zamanda bant durduran ve tüm geçiren filtre çıkışları tasarlanan devrenin ilgili çıkışlarını bağlayarak ek devre elemanı kullanmaksızın elde edilebilir. Devrenin çekirdek yapısı sadece dört adet MOSFET içerir, böylece önerilen devreyle küçük çip alanı elde edilmiştir. Kutuplama gerilimi değiştirilerek filtre kazancı ayarlanabilmekte ve devre 1V değerinde düşük besleme gerilimiyle çalışmaktadır, düşük gerilimli ve düşük güçlü uygulamalarda kullanılabilir. Çok düşük giriş empedansı ve yüksek çıkış empedansı sonucu olarak kaskad bağlantı için uygundur. Kapasitelerin hepsi topraklıdır, MOSFET parazitik kapasiteleri yerine fiziksel kapasiteler kullanılarak filtre çok düşük frekanslarda çalışabilir, tasarlanan devreye gürültü analizleri yapılmıştır [59].

Akbari çalışmasında, ayarlanabilir üçüncü dereceden iki çıkışlı akım modlu salt MOSFET devresi önermiştir. Pasif elemanlar kullanmadan çekirdek yapıda sadece üç MOSFET kullanarak elde edilen filtrenin düşük silikon alanı sağlamasıyla ve düşük güç tüketimiyle, geniş frekans aralığıyla avantaj sağlanmaktadır. Tasarlanan filtreler alçak geçiren ve bant geçiren filtreler olmak üzere, düşük giriş ve yüksek çıkış empedansı ile akım modlu devrelerde kaskad bağlantılar için uygundur. Devrede kutuplamalar sonrası oniki MOSFET kullanılmıştır [60].

Uygur 2016'da, DT MOS ayarlanabilir tekniğine sahip akım modlu üçüncü dereceden Butterworth alçak geçiren filtresi önermiştir. MOSFET'lerin bulk terminalleri, bu transistörlerin eşik gerilimini değiştirerek devrenin kutuplama noktasını ayarlamak için kullanılır. Böylece tasarımcılar için diğer geleneksel ayarlama yöntemlerine göre kolaylık sağlanır. Düşük gerilim

gerektiren uygulamalar için uygundur. Filtre, yüksek frekanslarda çalışabilir ve düşük güç tüketimine sahiptir [61].

Yıldız ve diğerleri elektronik olarak ayarlanabilir filtre parametrelerine sahip birinci dereceden salt MOSFET tüm geçiren filtre tasarımı yapmıştır. Salt MOSFET filtrelerin düşük frekanslardaki sınırlamalarını ele almak için kapasite çarpım tekniği önerilmiştir. 90° kutup frekansına sahip tüm geçiren filtrenin kutup frekansı 4 MHz ölçülürken, tasarlanan teknikte tüm geçiren salt mos filtreyi düzenleyerek 16.6 MHz kutup frekansı elde edilmiştir [62].

Metin ve diğerleri 2019'daki çalışmalarında, salt MOSFET tabanında gerilim modlu birinci dereceden tüm geçiren filtre önermiştir. Çalışmada devrenin çekirdek yapısında üç adet, toplamda ise on iki adet MOSFET ve sadece bir topraklı kapasite kullanılmıştır. Diğer MOSFET tabanlı çalışmalarda olduğu gibi, bu çalışmada da kolaylık, düşük çip alanı, düşük güç tüketimi ve geniş frekans aralığı sonuçları elde edilmiştir [63].

Yeşil ve diğerleri, çekirdek yapıda sadece üç adet MOSFET kullanarak gerilim modlu salt MOSFET tabanında, elektronik olarak ayarlanabilir alçak geçiren ve bant geçiren filtre tiplerini elde etmişlerdir. Kutuplama gerilimi değiştirilerek filtrelerin merkez frekansı elektronik olarak ayarlanabilmekte, devrede küçük çip alanı, düşük güç tüketimi gözlemlenmiş ve aynı zamanda devre düşük gürültüye sahip olup, yüksek frekanslarda çalışmak için uygundur [64].

Yeşil ve Minaei 2018'de RF uygulamaları için salt MOSFET bant geçiren filtrelerin yüksek dereceden gerçekleştirmesini yapmışlardır. Sadece beş adet MOSFET'ten oluşan ikinci dereceden iki devre sunmuşlardır. Devreler düşük güç tüketimi ve küçük çip alanı sağlar. Küçük işaret ve gürültü analizleri detaylı şekilde incelenmiş olup, tasarlanan iki devrenin merkez frekansı da kutuplama gerilimini ayarlayarak elektronik olarak değiştirilebilir. Birinci devre; yüksek giriş ve düşük çıkış empedansına sahiptir, böylece yüksek derece filtre elde etmek için kolaylıkla kaskad bağlanabilir ve bu ilk devreden dördüncü derece gerilim ve geçiş iletkenliği modlu BP filtre türetilmiştir, ikinci tasarımda ise düşük besleme geriliminde çalışır. Dördüncü derece filtre devresi çıkış sinyalini hem akım hem de gerilim formunda sağlar, 120 MHz'de devre test edilerek lineerlik, gürültü, hata ve sıcaklık bağımlılığı yönünden devrenin iyi sonuçlar verdiği görülmüştür [65].

Metin yüksek frekanslar için uygun ve düşük gerilimde çalışabilen gerilim modlu salt MOSFET devresinden oluşan tüm geçiren filtre önermiştir. Devrenin yapısında sadece dört adet MOSFET bulunmaktadır [66].

Yeşil yapmış olduğu çalışmasında, literatürde önerilmiş iki farklı salt MOSFET filtrenin gürültü performanslarını incelemiş ve diğer analog filtrelerle karşılaştırma yapabilmek adına filtrelerin çıkışına ait girişe aktarılan gürültü denklemleri elde etmiştir. Örnek aldığı filtre yüksek frekanslarda çalıştığından sadece ısı gürültüyü hesaba katmıştır [67].

Özenli tez çalışmasında MOSFET tabanlı devrelerin tasarımını otomatikleştirmek için farklı teknolojiler için kolay uygulanabilir iki yöntem önermiştir. Bu yöntemler, küçük işaret eşdeğer parametrelerinin yüzey uydurma ve gelişmiş polinom regresyon yöntemleri olmak üzere ilgili yöntemleri kullanarak modellemeleri yapmıştır [68].

Alaybeyoğlu ve diğerleri çalışmalarında analog sinyal işleme yapılarında kullanılmak üzere salt MOS tekniği ile yeni bir atık filtre devresi önermişlerdir. Çalışmada geniş frekans çalışma aralığı ve düşük güç tüketimi sağlanmaktadır. Salt MOS devrenin çekirdek yapısında iki adet MOSFET ve ikinci dereceden akım modlu LP ve BP çıkışları bulunmaktadır. Filtre devresi simetrik ve düşük besleme geriliminde çalışmaktadır, filtrenin THD değeri oldukça düşüktür [69].

Elmalı tez çalışmasında, salt MOS ikinci dereceden akım modlu HP ve BP filtre devresi elde etmiştir ve üç adet MOSFET kullanmıştır. Elmalı üç transistörün, MOSFET'in parazitik kapasitesi olan C_{gs} kapasitelerini kullanmıştır. Diğer salt MOS devrelerinde olduğu gibi, bu devre de düşük güç tüketimi, çip alanı ve maliyete sahiptir. Aynı zamanda devre düşük ve yüksek frekanslarda çalışabilmektedir [70].

Salt MOSFET devrelerin g_m ve C_{gs} değerleri aynı parametrelerle ayarlandığı için filtre devresi gibi devre tasarımlarında performans parametrelerini ayarlamak tasarımcılar açısından zor olmaktadır. Ancak g_m -C filtrelerde ise harici olarak kullanılan kapasite ile tasarım parametreleri daha kolay ayarlanmaktadır.

2.2. MOSFET-C Filtreler

MOSFET-C filtreler de, sadece MOSFET'ler ve harici olarak kapasiteler kullanılır. MOSFET-C filtrelerde, direnç yerine MOSFET'in geçiş iletkenliği kazancı (g_m) kullanılır. Salt MOSFET'ten farkı, harici olarak kapasite kullanılmasıdır. Salt MOSFET filtrelerde bahsedilen avantajlar MOSFET-C filtreler için de geçerlidir.

Literatürde akım ve gerilim mod başta olmak üzere geçiş iletkenliği ve geçiş direnci modlu MOSFET-C tabanlı filtreler de mevcuttur. Takip eden paragraflar da bunlara ilişkin örnekler verilmektedir.

Başaran tez çalışmasında, literatüre çok sayıda çeşitli MOSFET-C filtre katmıştır. Akım modlu, gerilim modlu, geçiş direnci ve geçiş iletkenliği modlu dört farklı filtre modu önermiştir. Devrelerdeki çekirdek yapılar da iki, üç ve dört adet MOSFET bulunmaktadır. Sekiz farklı geçiş direnci modlu devrede, ikinci dereceden bant geçiren ve alçak geçiren filtreler elde edilmiştir, bant genişliğini sabit tutarak merkez frekansı kutuplamayla ayarlanabilmektedir. Önerilen altı adet geçiş iletkenliği modlu devrede ise yüksek kalite faktörlü bant geçiren filtreler elde edilerek,

elektronik olarak ayarlanabilir parametrelerle merkez frekansı sabit tutularak kalite faktörü ve bant genişliği değiştirilebilir. Önerilen gerilim modlu devrelerde, kalite faktöründe sadece küçük oranda bir değişimle merkez frekansı ayarlanabilmektedir, kutuplama akımının değiştirilmesiyle devrenin birçok uygulamada kullanılabilir olduğunu belirtmişlerdir. Önerilen akım modlu devrede çekirdek yapıda iki MOSFET kullanarak alçak geçiren ve bant geçiren filtreleri elde etmiştir. Tezde devrelerin çevreye karşı davranışı, sıcaklık ve üretim hataları incelenmiştir [71].

Kızılırmak tez çalışmasında, biyomedikal çalışmalarda düşük frekanslarda çalışmak gerektiğinden, düşük frekanslarda çalışabilen elektronik olarak ayarlanabilen, düşük değerlerde pasif elemanlar kullanarak, düşük alana ve düşük maliyete sahip devreler önermiştir. Önerdiği dört devreden ikisine kapasite çarpım uygulaması yapmıştır. Sunduğu ilk iki devrede, devrenin çekirdek yapısı iki MOSFET'ten oluşmuş olup akım modlu alçak ve bant geçiren filtreleri elde etmiştir. Diğer iki devrede ise üçer MOSFET kullanıp akım modlu devreler için sırasıyla LP, BP ve BP, HP filtreler oluşturmuştur. Kızılırmak, aktif filtrelerde düşük frekanslarda çalışabilmek için genellikle yüksek değerlerde kapasite kullanıldığını, bu sebeple maliyetin ve çip alanının arttığını belirterek, kapasite çarpım yöntemi sayesinde düşük değerlerde kapasite kullanıp yüksek değerli kapasite değerleri elde etmiştir. Düşük kesim frekanslarını elde etmek için, önerilen filtrelerde MOSFET'leri direnç olarak kullanmıştır. Kızılırmak'ın tezinde, MOS dirençli topraklı kapasite çarpım yöntemi sayesinde daha düşük frekanslarda düşük değerli pasif elemanlarla çalışan filtreler elde edilmiştir [72].

Özenli ve diğerleri, yüksek frekans bant uygulamalarında kullanılmak üzere akım modlu MOSFET-C filtresi önermişlerdir. Devre BP ve HP çıkışlarına sahiptir. Tasarlanan devrenin kesim frekansı 10 Hz'den 35 MHz aralığında ayarlanmaktadır. Devre yüksek frekans bandında ve kablosuz uygulamalarda kullanılabilir. Önerilen devre, mümkün olduğunca yüksek kesinlikte tasarım sağlayabilmek için transistörlerin küçük işaret parametrelerinden polinomsal regresyon modeli tasarım metodu kullanarak tasarlanmıştır, devrenin performansını göstermek için gürültü ve lineerlik analizleri yapılmıştır [73].

Metin ve diğerleri çalışmaları iki kondansatör ve üç MOSFET kullanarak geçiş direnci modlu MOSFET-C temelli bant geçiren filtre elde etmişlerdir. Geçiş direnci modlu filtreler basınç sensörlerinde, ivme ölçerlerde ve diğer sensör çeşitlerinde kullanılabilir. MOSFET'lerin akımlarını değiştirerek merkez frekansı ve kalite faktörünün ayarlamak mümkündür. Devreler 1.8 V güç kaynağıyla kutuplanmıştır. Simülasyon sonuçlarıyla teorik sonuçların uyumlu olduğu görülmüştür [74].

Metin ve diğerleri çalışmaları akım modlu, tek giriş ve çok çıkışlı MOSFET-C tabanlı sekiz adet filtre önermişlerdir. Bir devrede akım modlu HP ve BP filtre, diğer bütün devrelerinde

akım modlu LP ve BP filtre elde etmişlerdir. Tasarlanan devreler az sayıda transistöre, basit bir yapıya, düşük çip alanına ve güç tüketimine ve geniş çalışma frekans aralığına sahiptir. Kalite faktörü gibi filtre parametreleri, kutuplama akımının değiştirilmesiyle elektronik olarak ayarlanabilmektedir ve devre düşük gerilim uygulamaları için uygundur [75].



3. TASARLANAN DEVRELER

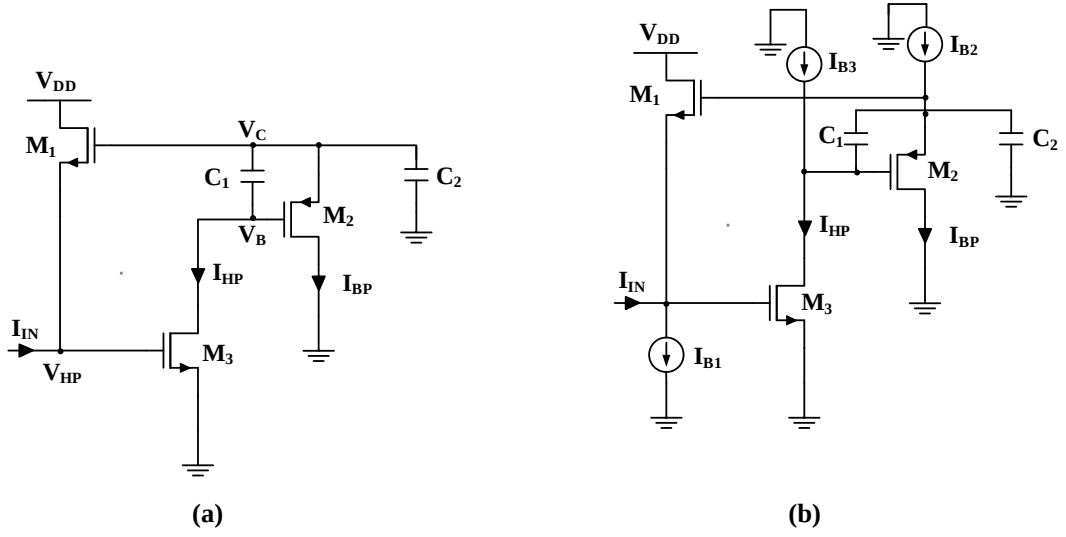
Bu bölümde, tasarlanan MOSFET-C tabanlı sekiz adet filtre ve bir adet osilastör devresi açıklanmıştır. Devrelerin DC, AC, zaman domen analizleri yapılmış olup, TSMC 0.18 μm teknoloji parametreleri kullanılarak devrelerin simülasyon sonuçları verilmiştir. Monte Carlo analizleri yapılmış ve THD değerleri belirlenmiştir. Piyasada ticari olarak satılan ALD entegreleri kullanılarak, bu entegrelerin Spice modelleri ile beraber simülasyonu ve deneysel sonuçları verilmiştir.

3.1. Tasarlanan Birinci Devre

Yeşil ve diğerlerinin 2017 yılında yayımladıkları çalışmalarından [59] yola çıkarak yeni bir devre tasarlanmıştır.

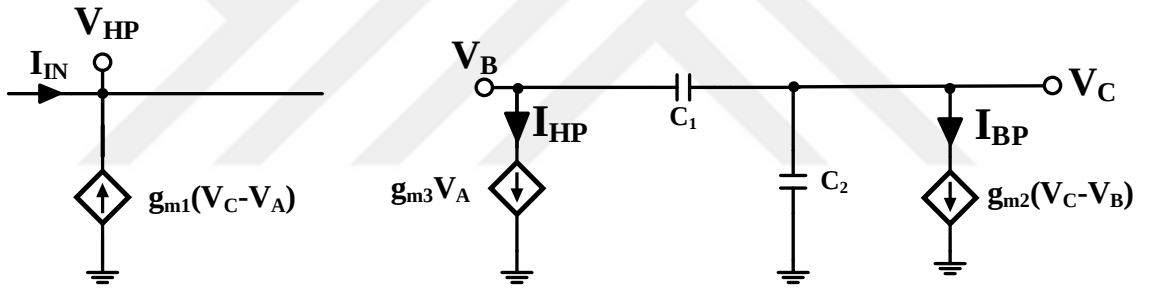
Yeşil ve diğerlerinin önerdikleri çalışmada dört transistör ve iki transistörün C_{gs} kapasiteleri kullanılarak akım modlu HP, BP ve LP filtreler elde edilmiştir. Orijinal devrede M_2 transistörü NMOS, M_3 ise PMOS olarak mevcuttur. Tezdeki devrede M_1 , M_2 ve M_3 transistörleri sırasıyla, orijinal yapıdaki M_4 , M_1 ve M_3 transistörlerine karşılık gelmektedir. Bu tezde önerilen devrede, MOSFET'lerden biri çıkarılarak (Yeşil ve diğerleri M_2 olarak isimlendirmişlerdir) akım modlu HP ve BP filtreler ve geçiş direnci modlu HP filtre elde edilmiştir. Bu çalışmada, M_2 transistörü PMOS, M_3 transistörü ise NMOS olacak şekilde değiştirilmiştir. Yukarıda bahsedildiği gibi Yeşil ve diğerlerinin önerdiği orijinal yapıdaki transistörün bir tanesi bu çalışmada çıkarılarak dört yerine üç adet MOSFET kullanılmıştır. Sadece M_1 ve M_2 transistörlerinin C_{gs} kapasiteleri kullanılmıştır. Kapasitelerden biri yüzen biri de topraklı kapasitedir.

Önerilen devrenin çekirdek yapısı Şekil 3-1 a'da ve ideal akım kaynaklarıyla kutuplanması da Şekil 3-1b'de görülmektedir. Bu devrede; NMOS transistörlerin bulk terminali en düşük potansiyele, PMOS transistörlerin bulk terminali ise source terminaline bağlanmıştır.



Şekil 3-1: (a) Önerilen devrenin çekirdek yapısı (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplanmış filtre devresi

Çekirdek yapıya göre küçük işaret eşdeğer devresinin çizimi Şekil 3-2’de görülmektedir.



Şekil 3-2: Önerilen devrenin küçük işaret eşdeğer devresi

Şekil 3-2’deki küçük işaret eşdeğer devresine göre elde edilen akım ve geçiş direnci modlu transfer fonksiyonları Denklem (1), (2) ve (3)’te gösterilmiştir.

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = \frac{s \frac{C_2 g_{m3} g_{m2}}{g_{m1}}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m3} + g_{m2} g_{m3}} \quad (1)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{IN}} = \frac{s^2 \frac{C_1 C_2 g_{m3}}{g_{m1}}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m3} + g_{m2} g_{m3}} \quad (2)$$

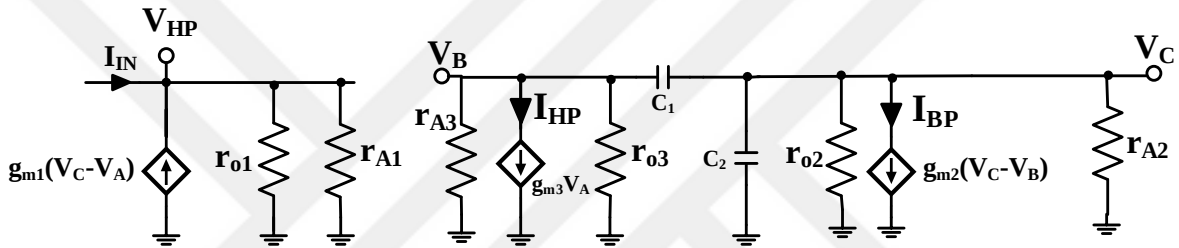
$$\frac{V_{HP}}{I_{IN}} = \frac{s^2 \frac{C_1 C_2}{g_{m1}}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m3} + g_{m2} g_{m3}} \quad (3)$$

Denklem (1), (2) ve (3) göz önüne alınarak hesaplanan merkez frekansı, kalite faktörü Denklem (4)'te ve akım ve geçiş direnci modlu filtrelerin kazançları Denklem (5)'te belirtilmiştir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}}, Q = \sqrt{\frac{C_2g_{m2}}{C_1g_{m3}}} \quad (4)$$

$$G_{C-BP} = \frac{C_2 g_{m2}}{C_1 g_{m1}}, G_{C-HP} = \frac{g_{m3}}{g_{m1}}, G_{T-HP} = \frac{1}{g_{m1}} \quad (5)$$

Akım kaynakları ve MOSFET'lerin çıkış dirençlerine bağlı olarak tekrar küçük işaret eşdeğer devresi çizilen devre Şekil 3-3'te ve Şekil 3-3'e göre elde edilen transfer fonksiyonları Denklem (6), (7), (8) ve (9)'da, Denklem (9) göz önüne alınarak hesaplanan merkez frekansı ve kalite faktörü sırasıyla Denklem (10) ve (11)'de verilmiştir.



Şekil 3-3: Tasarlanan filtre devresinin akım kaynakları ve MOSFET çıkış dirençlerine göre elde edilen küçük işaret eşdeğeri

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = \frac{g_{m2}(r_{o1} // r_{A1})(1 + g_{m3}(r_{o3} // r_{A3}))(1 + sC_2(r_{o2} // r_{A2}))}{\Delta s} \quad (6)$$

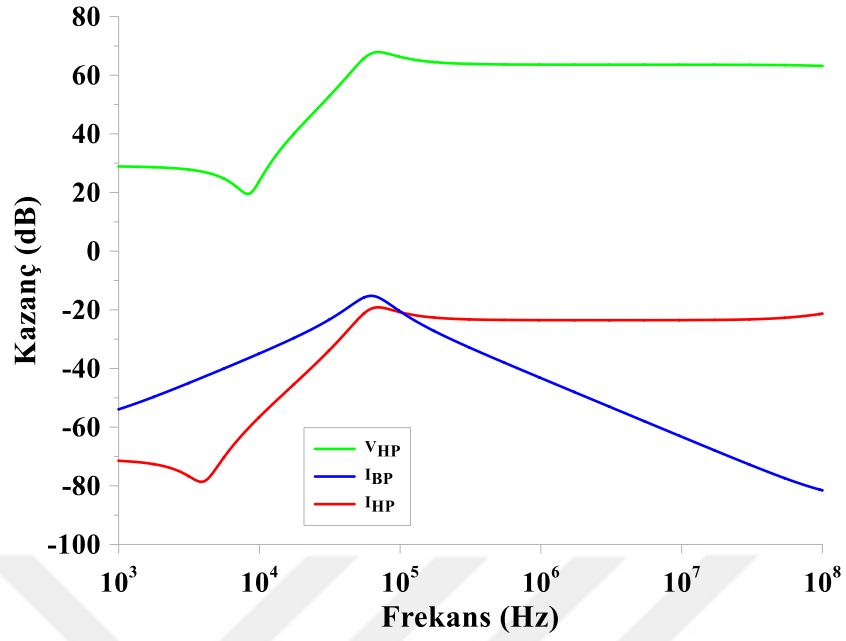
$$\frac{I_{HP}}{I_{IN}} = \frac{sC_1 g_{m3} (r_{o1} // r_{A1}) (r_{o3} // r_{A3}) (1 + sC_2 (r_{o2} // r_{A2}))}{\Delta s} \quad (7)$$

$$\frac{V_{HP}}{I_{IN}} = \frac{sC_1(r_{o1} // r_{A1})(r_{o3} // r_{A3})(1 + sC_2(r_{o2} // r_{A2}))}{\Delta s} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \Delta s = & s^2 C_1 C_2 (r_{o2} / r_{A2})(r_{o3} / r_{A3})(1 + g_{m1}(r_{o1} / r_{A1})) + \dots \\ & \dots + s C_1 ((r_{o3} / r_{A3}) + g_{m1}(r_{o1} / r_{A1}))((r_{o2} / r_{A2}) + (r_{o3} / r_{A3}) + g_{m3}(r_{o2} / r_{A2})(r_{o3} / r_{A3}))) + \dots \\ & \dots + g_{m1} g_{m2}(r_{o1} / r_{A1})(r_{o2} / r_{A2})(1 + g_{m3}(r_{o3} / r_{A3})) \end{aligned} \quad (9)$$

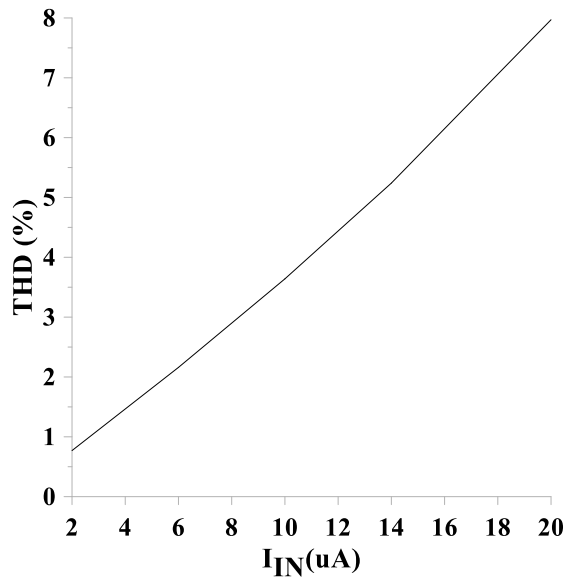
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}(r_{o1}/r_{A1})(1+g_{m3}(r_{o3}/r_{A3}))}{C_1C_2(r_{o3}/r_{A3})(1+g_{m1}(r_{o1}/r_{A1}))}} \quad (10)$$

$$Q = (r_{o2} / r_{A2}) \frac{\sqrt{C_1 C_2 (r_{o3} / r_{A3}) (1 + g_{m1} (r_{o1} / r_{A1})) g_{m1} g_{m2} (r_{o1} / r_{A1}) (1 + g_{m3} (r_{o3} / r_{A3}))}}{C_1 ((r_{o3} / r_{A3}) + g_{m1} (r_{o1} / r_{A1}) ((r_{o2} / r_{A2}) + (r_{o3} / r_{A3}) (1 + g_{m3} (r_{o2} / r_{A2}))))} \quad (11)$$



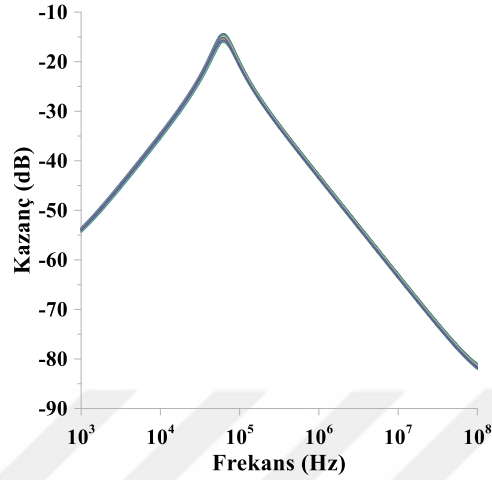
Şekil 3-5: Akım ve geçiş direnci modlu filtrelerin frekans cevabı

Önerilen devrenin performansını tespit etmek için frekansı 62 kHz olan sinüzoidal bir giriş işareti uygulanmıştır. Akım modlu BP filtrenin toplam harmonik bozulma (THD) performansı Şekil 3-6'da gösterilmektedir. I_{IN} giriş sinyaline, tepeden tepeye 2 μA -20 μA arasında değerler verilerek, 62 kHz'de giriş akımı işareti tepeden tepeye 10 μA iken THD değeri %3.64 olarak bulunmuştur. THD değeri kabul edilebilir sınırlar içindedir.



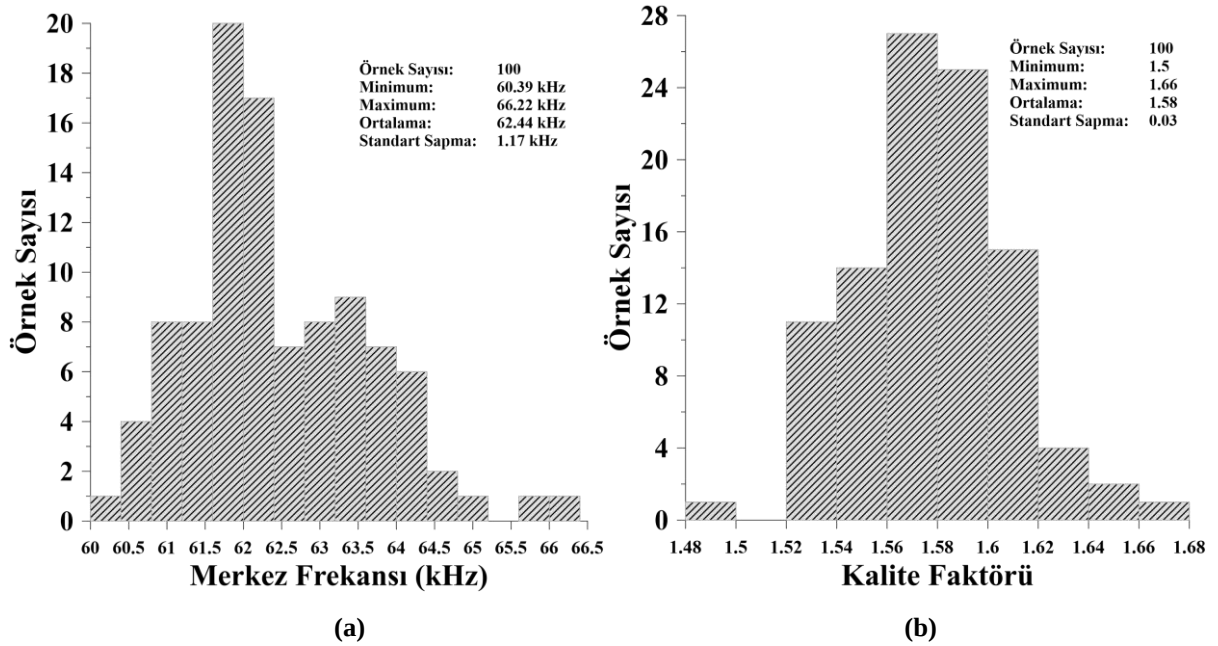
Şekil 3-6: Akım modlu BP filtrenin THD performansı

Akım modlu BP filtrenin, Monte Carlo simülasyonuna göre 100 kez çalıştırılan %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek elde edilen frekans yanıtının değişimi Şekil 3-7’de görülmektedir. Bu sonuca göre değişim oranı ihmal edilebilecek seviyededir.



Şekil 3-7: Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi

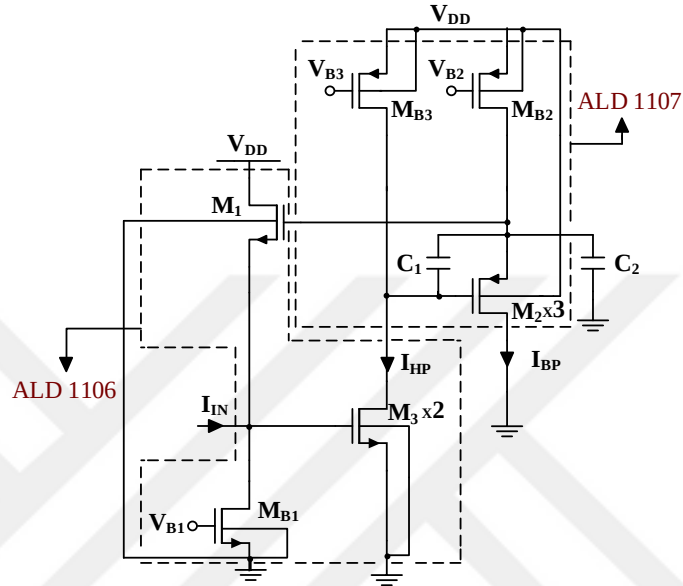
Monte Carlo simülasyonu için akım modlu BP filtre 100 kez çalıştırılmıştır. %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek akım modlu BP filtrenin merkez frekansı ve kalite faktörü değişimleri sırasıyla Şekil 3-8a ve Şekil 3-8b’de görülmektedir. Monte Carlo simülasyonlarına göre merkez frekansı ve kalite faktörünün standart sapmaları sırasıyla %1.9 ve %1.3 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 3-8: 100 kere çalıştırılan Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Akım modlu BP filtrenin merkez frekansının dağılımı (b) Akım modlu BP filtrenin kalite faktörünün dağılımı

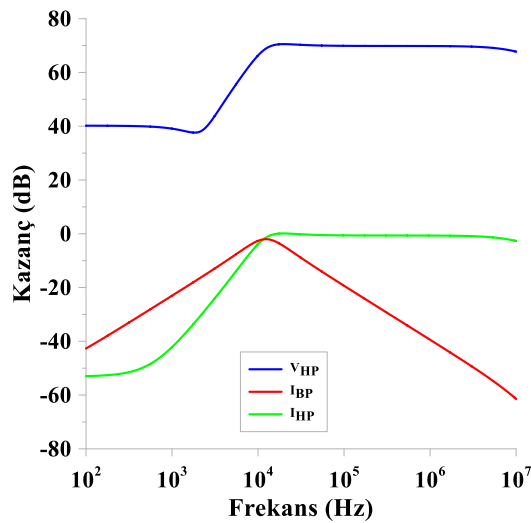
Şekil 3-1a’da gösterilen devrenin, ticari entegrelerle oluşturulan yapısı Şekil 3-9’da gösterilmektedir. Tasarlanan yapıyı PCB üzerinden gerçekleyebilmek için sadece üç entegre ve iki kapasite kullanmak yeterlidir.

Önerilen ilk devreye uygulanan DC besleme gerilimi (V_{DD}) 10 V’tur. C_1 ve C_2 3 nF olarak seçilmiştir. Kutuplama gerilimi $V_{B2}=V_{B3}=-8.8$ V ve $V_{B1}=-1$ V olarak seçilmiştir.



Şekil 3-9: ALD entegrelerle tasarımı yapılan devre

Filtrelerin, ALD entegre kullanılarak elde edilen frekans cevabı Şekil 3-10’da gösterilmiştir. Akım modlu BP filtrenin merkez frekansı 12.35 kHz, kalite faktörü 0.91 ve akım modlu HP filtrenin kesim frekansı ise 10.1 kHz olarak bulunmuştur.



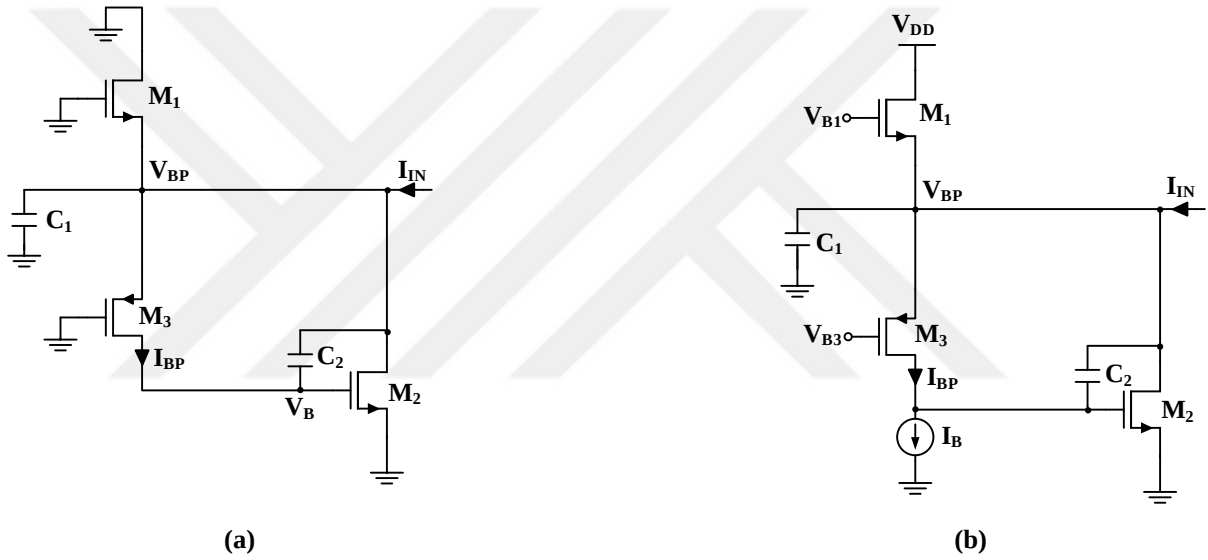
Şekil 3-10: ALD entegre kullanılarak elde edilen frekans cevabı

3.2. Tasarlanan İkinci Devre

Özenli'nin doktora tezinde [68] önerilen bir devre değiştirilerek yeni bir devre tasarlanmıştır. Özenli bir MOS-CAP ve bir C_{gs} kapasitesi kullanarak akım modlu BP ve LP filtre elde etmiştir.

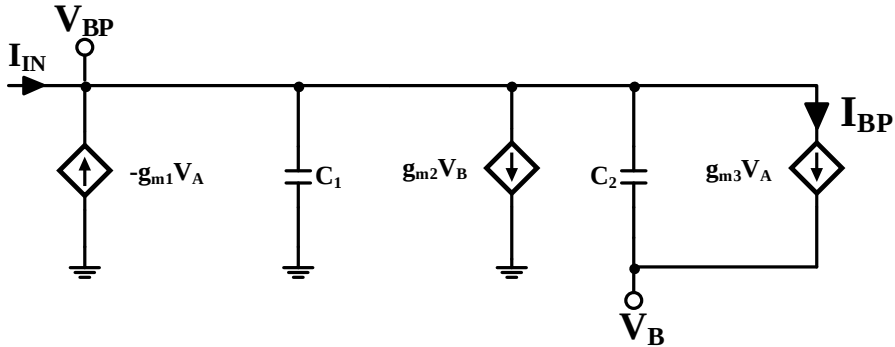
Bu tezle, MOS-CAP yerine C_{gs} kapasitesi ve C_{gs} kapasitesi yerine de gate-drain uçları arasındaki C_{gd} kapasitesi kullanılarak, akım modlu BP filtre ve geçiş direnci modlu bir BP filtre elde edilmiştir. Önerilen devreyle kapasitenin biri topraklı yapılmıştır.

Önerilen devrenin çekirdek yapısına ve akım kaynağıyla kutuplanmasına sırasıyla Şekil 3-11a ve Şekil 3-11b'de yer verilmiştir. Bu devrede NMOS transistörlerin bulk terminali en düşük potansiyelde, PMOS'ların bulk terminali ise source terminalindedir.



Şekil 3-11: (a) Çekirdek yapıdaki devre (b) İdeal akım kaynağıyla kutuplanmış devre

Çekirdek yapıya ait küçük işaret eşdeğer devresi Şekil 3-12'de görülmektedir.



Şekil 3-12: Çekirdek yapının küçük işaret eşdeğer devresi

Tasarlanan devrenin transfer fonksiyonlarına Denklem (12) ve (13)'te yer verilmiştir.

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = \frac{sC_2 g_{m3}}{s^2 C_1 C_2 + sC_2 (g_{m1} + g_{m2}) + g_{m2} g_{m3}} \quad (12)$$

$$\frac{V_{BP}}{I_{IN}} = \frac{sC_2}{s^2 C_1 C_2 + sC_2 (g_{m1} + g_{m2}) + g_{m2} g_{m3}} \quad (13)$$

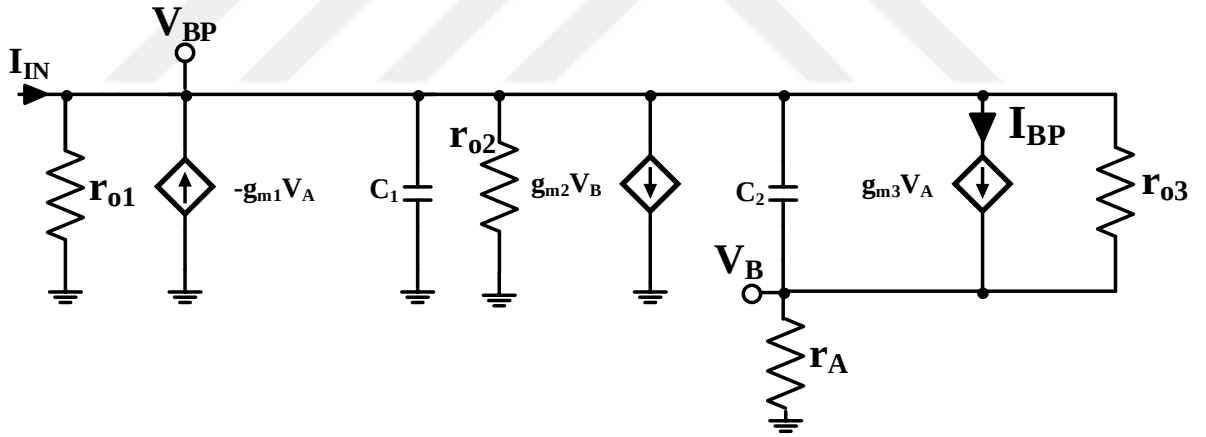
Denklem (12) ve (13)'e göre bulunan kalite faktörü ve merkez frekansı hesaplanmış olup Denklem (14)'te belirtildiği gibidir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2}}, Q = \frac{\sqrt{C_1 g_{m2} g_{m3}}}{\sqrt{C_2 (g_{m1} + g_{m2})}} \quad (14)$$

Filtrelerde, elde edilen akım ve geçiş direnci modlu BP filtre kazançları Denklem (15)'te görülmektedir.

$$G_{C-BP1} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}}, G_{C-BP2} = \frac{g_{m3}}{g_{m1} + g_{m2}}, G_{T-BP} = \frac{1}{g_{m1} + g_{m2}} \quad (15)$$

Akım kaynağının ve MOSFET'lerin çıkış dirençlerinin de yer aldığı küçük işaret eşdeğer devresi Şekil 3-13'te görülmektedir.



Şekil 3-13: Akım kaynağı ve MOSFET çıkış dirençleri göz önüne alınarak elde edilen küçük işaret eşdeğer devresi

Çıkış dirençlerine göre tekrar hesaplanmış akım ve geçiş direnci modlu transfer fonksiyonlarına Denklem (16), (17) ve (18)'de yer verilmiştir.

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = \frac{g_{m3} (r_{o1} // r_{o2}) (r_A + r_{o3} + sC_2 r_A r_{o3})}{\Delta s} \quad (16)$$

$$\frac{V_{BP}}{I_{IN}} = \frac{(r_{o1} // r_{o2}) (r_{o3} + r_A (1 + sC_2 r_{o3}))}{\Delta s} \quad (17)$$

$$\Delta s = s^2 C_1 C_2 (r_{o1} // r_{o2}) r_{o3} r_A + s(C_1 (r_{o1} // r_{o2}) (r_A + r_{o3}) + C_2 r_{o3} ((r_{o1} // r_{o2}) + r_A (1 + (r_{o1} // r_{o2}) (g_{m1} + g_{m2})))) + \dots (18)$$

$$\dots + r_A + (r_{o1} // r_{o2}) (1 + g_{m1} r_A + g_{m2} r_A) + r_{o3} (1 + (r_{o1} // r_{o2}) (g_{m1} + g_{m3} (1 + g_{m2} r_A)))$$

Denklem (18)'e göre elde edilen merkez frekansı Denklem (19) ve $g_m r_o \gg 1$ şartıyla sadeleştirilmiş hali Denklem (20)'dedir.

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{(r_{o1} // r_{o2}) + r_{o3} (1 + (r_{o1} // r_{o2}) (g_{m1} + g_{m3} (1 + g_{m2} r_A))) + r_A (1 + (r_{o1} // r_{o2}) (g_{m1} + g_{m2}))}}{\sqrt{C_1 C_2 (r_{o1} // r_{o2}) r_{o3} r_A}} (19)$$

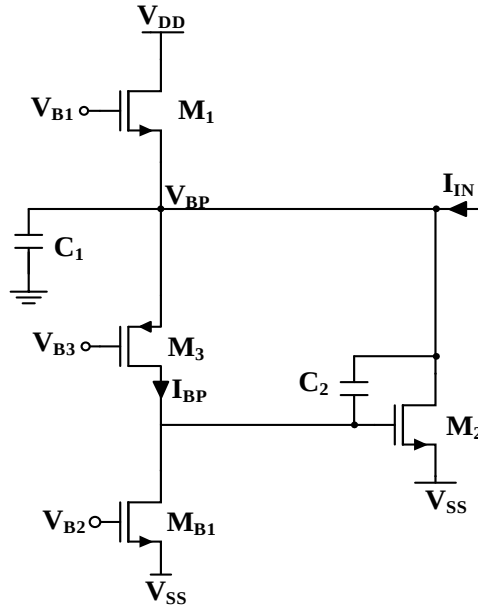
$$\omega_0 = \frac{\sqrt{(r_{o1} // r_{o2}) + r_{o3} (r_{o1} // r_{o2}) (g_{m1} + g_{m3} g_{m2} r_A) + r_A (r_{o1} // r_{o2}) (g_{m1} + g_{m2})}}{\sqrt{C_1 C_2 (r_{o1} // r_{o2}) r_{o3} r_A}} (20)$$

Denklem (18)'e göre hesaplanan, çıkış dirençleri etkili kalite faktörü ve $g_m r_o \gg 1$ şartıyla birkaç aşamalı sadeleştirilmiş durumu sırasıyla Denklem (21) ve (22)'dedir.

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 r_A (r_{o1} // r_{o2}) r_{o3} ((r_{o1} // r_{o2}) + r_{o3} (1 + (r_{o1} // r_{o2}) (g_{m1} + g_{m3} (1 + g_{m2} r_A))) + r_A (1 + (r_{o1} // r_{o2}) (g_{m1} + g_{m2}))}}{C_1 (r_{o1} // r_{o2}) (r_{o3} + r_A) + C_2 ((r_{o1} // r_{o2}) + r_A (1 + (g_{m1} + g_{m2}) (r_{o1} // r_{o2}))) r_{o3}} (21)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 r_A (r_{o1} // r_{o2}) r_{o3} ((r_{o1} // r_{o2}) + r_{o3} (r_{o1} // r_{o2}) (g_{m1} + g_{m3} g_{m2} r_A) + r_A (r_{o1} // r_{o2}) (g_{m1} + g_{m2}))}}{C_1 (r_{o1} // r_{o2}) (r_{o3} + r_A) + C_2 ((r_{o1} // r_{o2}) + r_A (g_{m1} + g_{m2}) (r_{o1} // r_{o2})) r_{o3}} (22)$$

Önerilen devrenin Şekil 3-14'te MOSFET'lerle kutuplanmış yapısı görülmektedir.



Şekil 3-14: Kutuplamaları yapılan devre

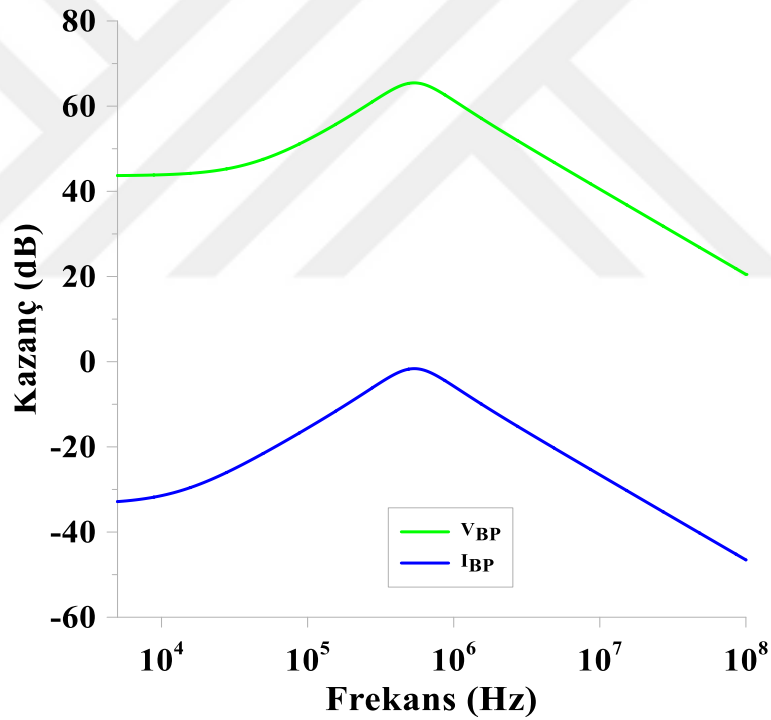
M_1 , M_2 , M_3 ana transistör; M_{B1} ise kutuplama transistörüdür. Şekil 3-14'te verilen devredeki tüm transistörlerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutları Tablo 3-2'de görülmektedir.

Tablo 3-2: Filtre devresinde kullanılan tüm MOSFET’lerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutları

Transistör	W (μm)	L (μm)
M ₁	2	0.72
M ₂	100	0.18
M ₃	35	0.54
M _{B1}	10	0.72

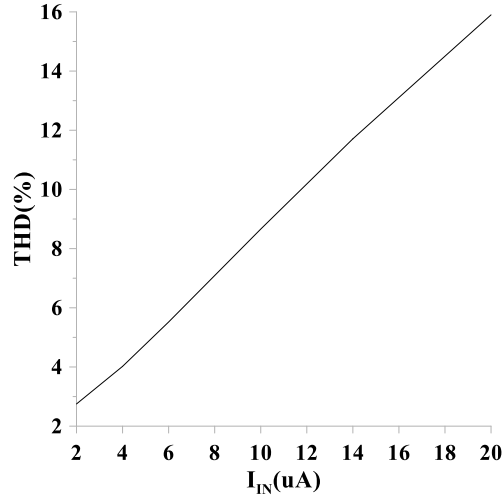
Simetrik DC besleme gerilimi uygulanmış olup değeri $\pm 0.9\text{V}$ ’tur. $V_{B1}=0.6\text{ V}$ ’tur. $V_{B3}=-0.9\text{V}$, $V_{B2}=-320\text{ mV}$ gerilimleri uygulanmıştır. C_1 ve C_2 kapasite değerleri sırasıyla 150 pF ve 60 pF ’dir. Devrenin harcadığı güç $65.3\text{ }\mu\text{W}$ ’tır.

Önerilen devreye ait filtrelerin frekans cevabı Şekil 3-15’te gösterilmektedir. Akım modlu BP filtrenin merkez frekansı 530.88 kHz ve kalite faktörünün değeri 0.95 ’tir.



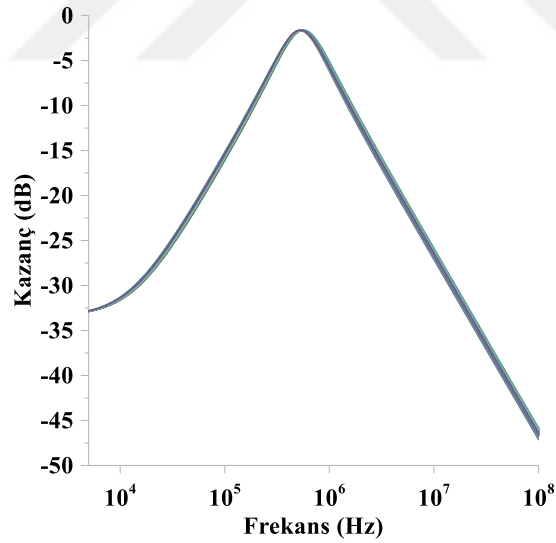
Şekil 3-15: Önerilen devrenin frekans cevabı

Önerilen filtrenin THD performansını tespit etmek için 530.88 kHz frekansa sahip sinüzoidal bir giriş işareti uygulanmıştır. Akım modlu BP filtrenin THD performansı Şekil 3-16’da gösterilmektedir. I_{IN} , giriş sinyaline tepeden tepeye $2\text{ }\mu\text{A}$ - $20\text{ }\mu\text{A}$ arasında değerler verilmiştir. 530.88 kHz için, giriş akımı işareti tepeden tepeye $10\text{ }\mu\text{A}$ iken THD değeri $\%8.66$ olarak bulunmuştur.



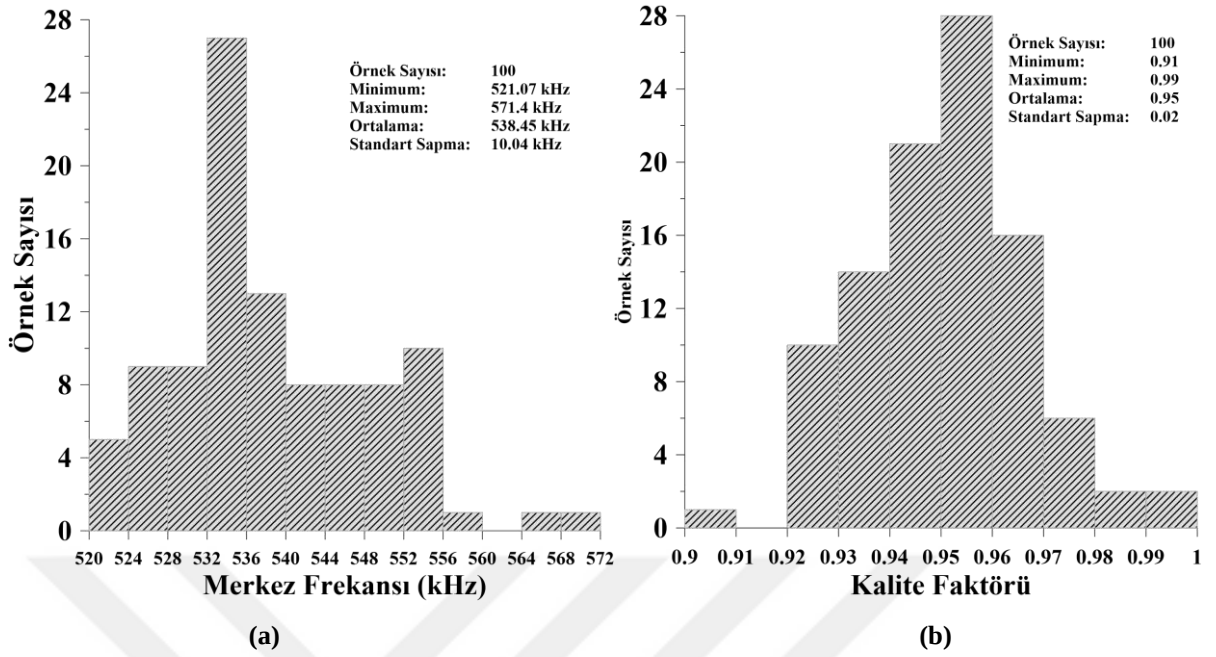
Şekil 3-16: Akım modlu BP filtrenin THD performansı

Monte Carlo simülasyonu boyunca 100 kez çalıştırılan %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek akım modlu BP filtrenin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi Şekil 3-17’de gösterilmektedir. Bu değişime göre frekans cevabının değişimi bu tasarım için, ilk devrede olduğu gibi minimum seviyede kalmıştır.



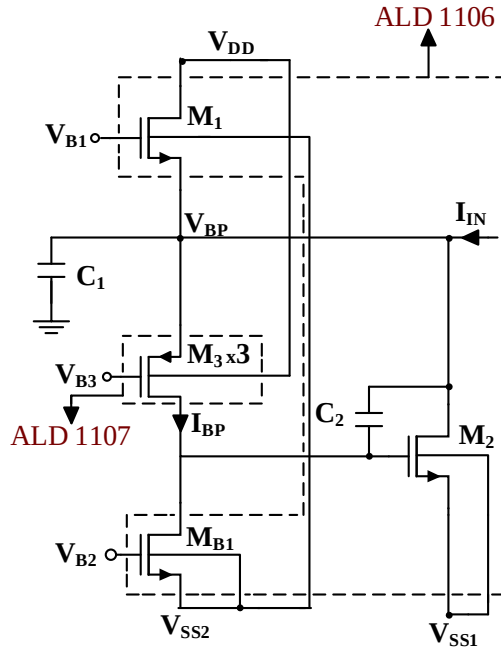
Şekil 3-17: Akım modlu BP filtrenin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi

Monte Carlo simülasyonu akım modlu BP filtre için 100 kez çalıştırılmıştır ve Şekil 3-18a ve Şekil 3-18b’de, %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek akım modlu BP filtrenin merkez frekansı ve kalite faktörü değişimleri gösterilmiştir. Monte Carlo analizine göre merkez frekansının standart sapması %1.9, kalite faktörünün standart sapması ise %3.2 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 3-18: 100 kere çalıştırılan Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Akım modlu BP filtrenin merkez frekansının dağılımı (b) Akım modlu BP filtrenin kalite faktörünün dağılımı

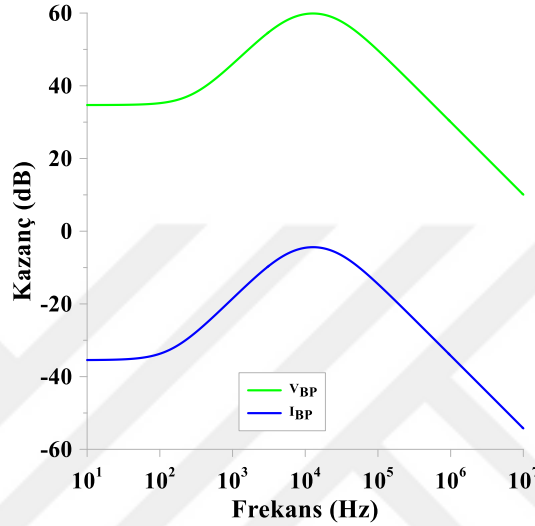
Şekil 3-11a’da görülmekte olan devrenin, ticari ALD entegrelerle tasarımı yapılarak Şekil 3-19’da verilmektedir. Önerilen devreyi PCB üzerinden gerçekleyebilmek için sadece iki entegre ve iki kapasite kullanmak yeterlidir.



Şekil 3-19: ALD entegrelerle dizayn edilen devre

Şekil 3-19’da tasarlanan devreye simetrik besleme uygulanmış ve bir besleme gerilimi daha uygulanmış olup, değerleri $V_{DD}=5$ V, $V_{SS1}=-5$ V, $V_{SS2}=-10$ V’tur. Kutuplama gerilimi $V_{B1}=4$ V’tur. Diğer kutuplama gerilimleri $V_{B3}=-1$ V, $V_{B2}=-8.55$ V olarak belirlemiştir. C_1 ve C_2 kondansatörleri 5 nF değerindedir.

Şekil 3-19’da ALD’ler ile tasarımı yapılan devrenin frekans cevabı, Şekil 3-20’de görülmektedir. Akım modlu BP filtrenin merkez frekansı 12.59 kHz ve kalite faktörü 0.4’tür.



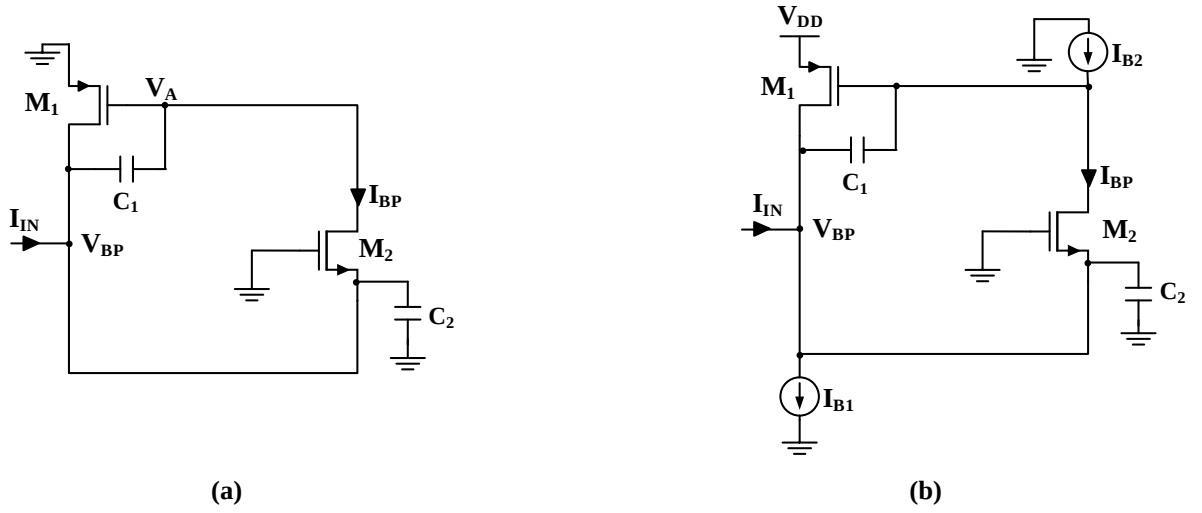
Şekil 3-20: ALD entegrelerle simülasyon sonuçlarına göre frekans cevabı

3.3. Tasarlanan Üçüncü Devre

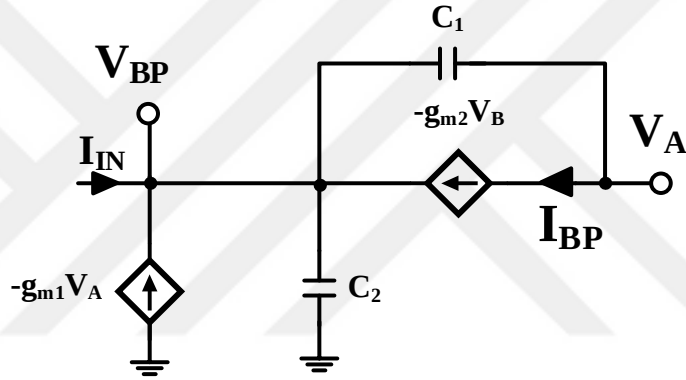
Kızılırmak’ın tez çalışmasında [72] önermiş olduğu iki transistörlü çekirdek yapıdan oluşan ilk devresinden yola çıkarak, kapasitenin bulunduğu MOSFET uçları değiştirilip yeni bir tasarım ortaya koyulmuştur. Kızılırmak çalışmasında akım modlu LP ve BP filtreler elde etmişken, bu tezdeki yeni tasarımla akım modlu BP filtre korunurken geçiş direnci modunda bir BP filtre de elde edilmiştir. MOSFET isimlendirmeleri iki tezde de aynıdır.

Bu tezde Kızılırmak’ın tezinden değiştirilerek elde edilen ilk devre için, çekirdek yapıdaki filtre devresi ve akım kaynaklarıyla kutuplanmış hali sırasıyla Şekil 3-21a ve Şekil 3-21b’de ve çekirdek yapıdaki küçük işaret eşdeğer devresi Şekil 3-22’de görülmektedir. M_2 transistöründeki C_2 kapasitesi topraklı kapasitedir.

PMOS transistörlerin bulk ucu source terminaline, NMOS’ların ise en düşük potansiyele bağlanmıştır.



Şekil 3-21: (a) Çekirdek yapıdaki devre (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplama



Şekil 3-22: Önerilen tasarımın küçük işaret eşdeğer devresi

Şekil 3-22'ye göre belirlenen filtre transfer fonksiyonları Denklem (23) ve (24)'tedir.

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = -\frac{sC_1 g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 + sC_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (23)$$

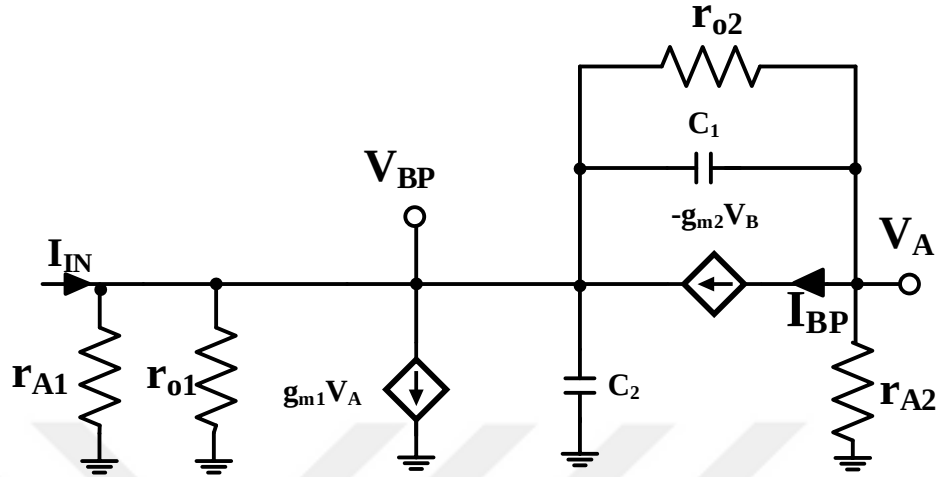
$$\frac{V_{BP}}{I_{IN}} = \frac{sC_1}{s^2 C_1 C_2 + sC_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (24)$$

Filtre devresinin, Denklem (23) ve (24)'e göre hesaplanan merkez frekansı, kalite faktörü ve kazançları sırasıyla Denklem (25) ve (26)'da görülmektedir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}, Q = \sqrt{\frac{C_2 g_{m2}}{C_1 g_{m1}}} \quad (25)$$

$$G_{C-BP} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}}, G_{T-BP} = \frac{1}{g_{m1}} \quad (26)$$

Küçük işaret analizi yapılmış devreye MOSFET ve akım kaynağı dirençleri eklenmiş eşdeğer devre Şekil 3-23'te gösterilmiştir.



Şekil 3-23: Devrenin direnç etkili küçük işaret eşdeğer devresi

Şekil 3-23'te görülmekte olan devrenin transfer fonksiyonuna ilişkin Denklemler (27), (28) ve (29)'da verilmiştir.

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = -\frac{g_{m2}(r_{o1} // r_{A1})(r_{o2} + r_{A2}(1 + sC_1 r_{o2}))}{\Delta s} \quad (27)$$

$$\frac{V_{BP}}{I_{IN}} = \frac{(r_{o1} // r_{A1})(r_{o2} + r_{A2}(1 + sC_1 r_{o2}))}{\Delta s} \quad (28)$$

$$\Delta s = s^2 C_1 C_2 (r_{o1} // r_{A1}) r_{o2} r_{A2} + s((r_{A2}(1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{A1})) + (r_{o1} // r_{A1}) r_{o2} C_1 + (r_{o1} // r_{A1})(r_{o2} + r_{A2}) C_2) + \dots \quad (29)$$

$$\dots + r_{o1} // r_{A1} + r_{o2} + r_{A2}(1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{A1})) + g_{m2}(r_{o1} // r_{A1}) r_{o2}(1 + g_{m1} r_{A2})$$

Denklem (29)'a göre elde edilen merkez frekansı Denklem (30)'dadır.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{r_{A2} + (r_{o1} // r_{A1})(1 + g_{m1} r_{A2}) + g_{m2}(r_{o1} // r_{A1}) r_{o2}(1 + g_{m1} r_{A2}) + r_{o2}}{C_1 C_2 (r_{o1} // r_{A1}) r_{o2} r_{A2}}} \quad (30)$$

Denklem (30), $g_m r_o \gg 1$ şartıyla düzenlendiğinde merkez frekansı Denklem (31)'deki gibi sadeleşir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{r_{A2} + (r_{o1} // r_{A1}) g_{m1} g_{m2} r_{o2} r_{A2} + r_{o2}}{C_1 C_2 (r_{o1} // r_{A1}) r_{o2} r_{A2}}} \quad (31)$$

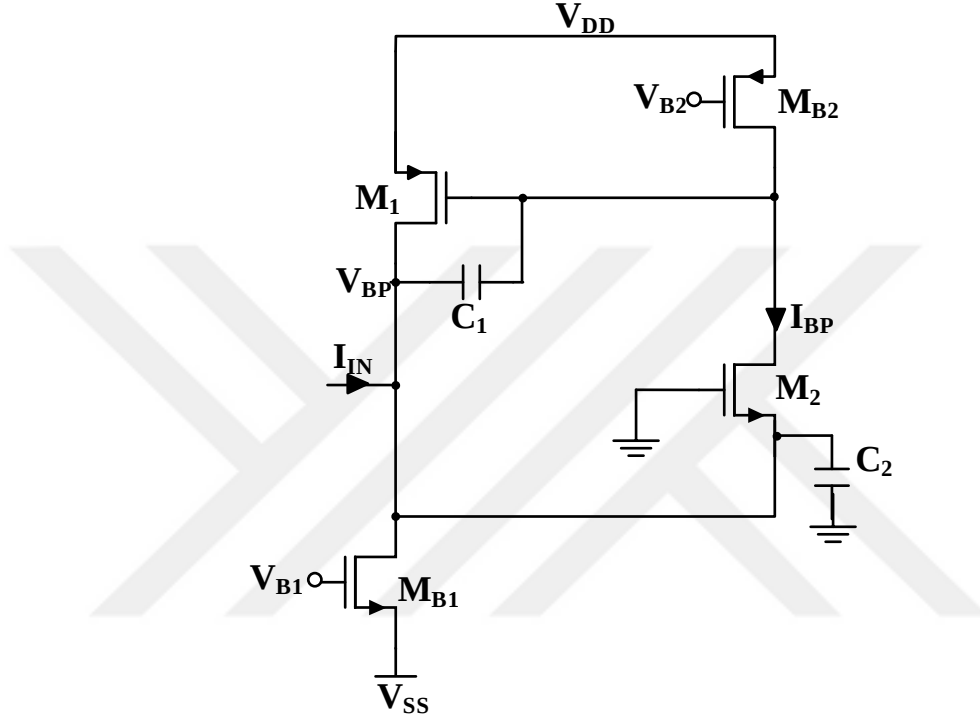
Denklem (29)'a göre hesaplanan kalite faktörü Denklem (32)'de verilmektedir.

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 (r_{o1} // r_{A1}) r_{o2} r_{A2} (r_{A2} + (r_{o1} // r_{A1})(1 + g_{m1} r_{A2}(1 + g_{m2} r_{o2}) + g_{m2} r_{o2}) + r_{o2})}}{C_1 r_{o2} (r_{A2} + (r_{o1} // r_{A1})(1 + g_{m1} r_{A2})) + C_2 (r_{o1} // r_{A1})(r_{o2} + r_{A2})} \quad (32)$$

Denklem (32), $g_m r_o \gg 1$ şartıyla sadeleştirilerek düzenlenirse Denklem (33) elde edilir.

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 (r_{o1} // r_{A1}) r_{o2} r_{A2} (r_{A2} + (r_{o1} // r_{A1}) g_{m1} r_{A2} g_{m2} r_{o2} + r_{o2})}}{C_1 r_{A2} (r_{o1} // r_{A1}) g_{m1} r_{o2} + C_2 (r_{o1} // r_{A1}) (r_{o2} + r_{A2})} \quad (33)$$

Şekil 3-24'te MOSFET'lerle kutupları yapılan devre görülmektedir. M_1 , M_2 ana transistör; M_{B1} ve M_{B2} ise kutuplama transistörleridir.



Şekil 3-24: MOSFET'lerle kutuplamaları yapılan devre

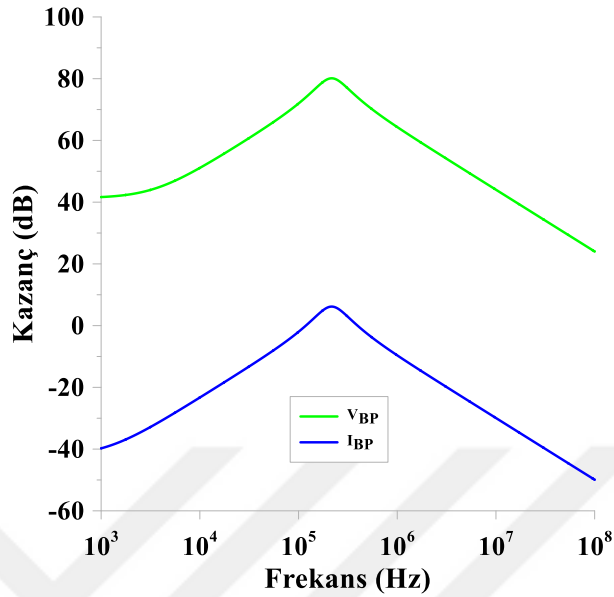
MOSFET'lerle kutuplamaları yapılan Şekil 3-24'teki devrede kullanılan tüm MOSFET'lerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırılması Tablo 3-3'te görülmektedir.

Tablo 3-3: Devrede kullanılan tüm MOSFET'lerin boyutlandırılması

Transistör	W (µm)	L (µm)
M_1, M_2	5	0.72
M_{B1}	30	1
M_{B2}	10	1

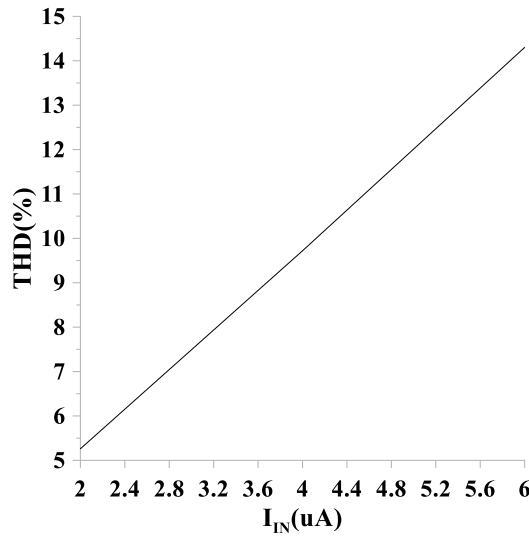
Devreye simetrik DC besleme gerilimi uygulanmış olup değeri $\pm 0.9V$ 'tur. $V_{B1} = -410$ mV ve $V_{B2} = 290$ mV olarak seçilmiştir. C_1 ve C_2 kapasite değerleri 100 pF'dir. Devrenin güç harcaması 36.14 µW'dür.

Filtrenin CMOS simülasyon sonuçlarına göre elde edilen frekans cevabı Şekil 3-25'teki gibidir. Akım modlu BP filtrenin merkez frekansı 215 kHz ve kalite faktörü 1.38'dir.



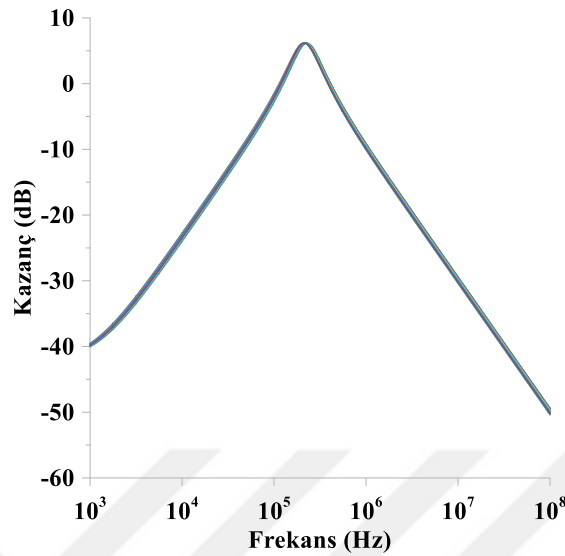
Şekil 3-25: BP filtrelerin akım ve geçiş direnci modlu frekans cevapları

Önerilen akım modlu filtrenin THD performansını tespit etmek için 215 kHz frekans değerinde akım olarak sinüzoidal bir giriş işareti uygulanmıştır. Akım modlu BP filtrenin THD performansı Şekil 3-26'da gösterilmektedir. I_{IN} , giriş sinyaline tepeden tepeye 2 μ A-6 μ A arasında değerler verilmiştir. 215 kHz'de giriş işareti tepeden tepeye 4 μ A iken, THD değeri %10.15 olarak tespit edilmiştir. THD değerinin bu devre için yüksek çıktığı görülmektedir.



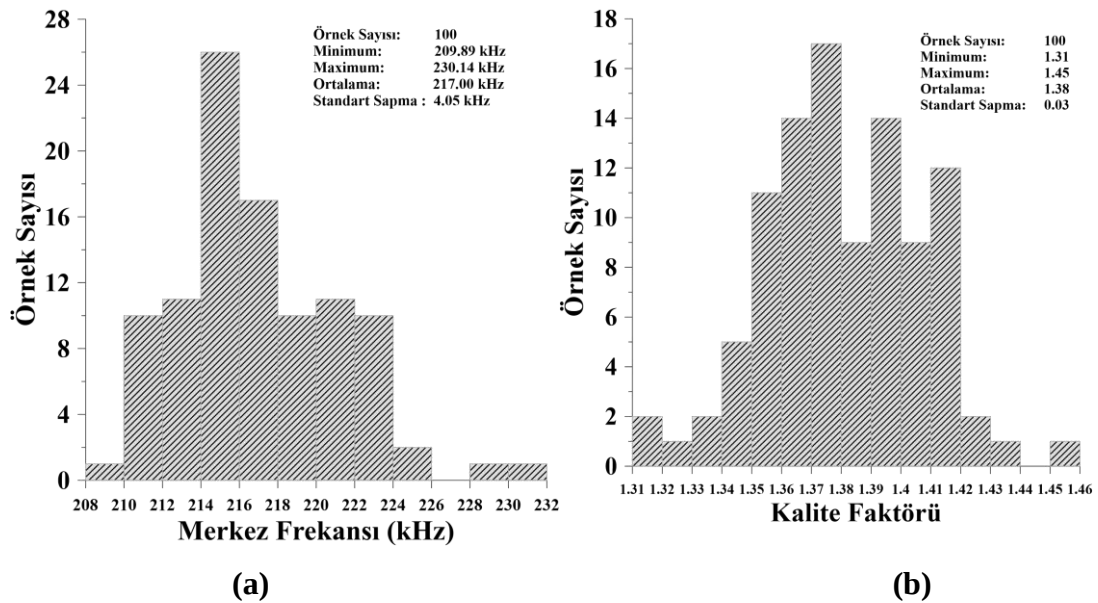
Şekil 3-26: Akım modlu BP filtre THD performansı

Akım modlu BP filtresinin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi Şekil 3-27’de görülmektedir.



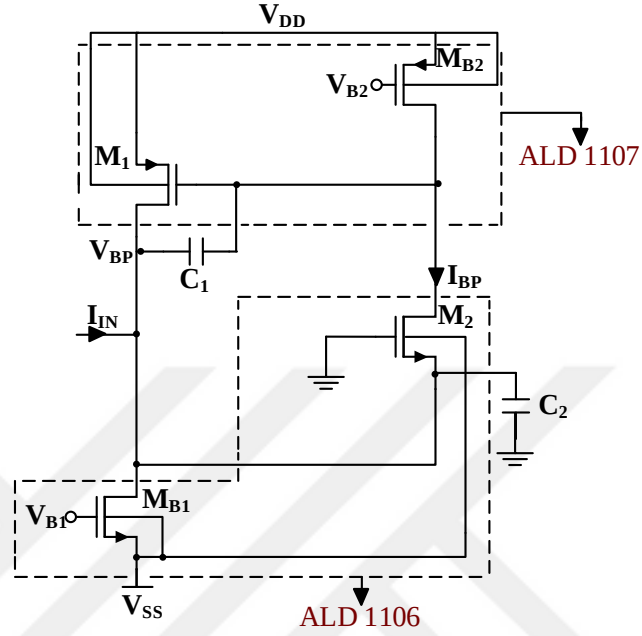
Şekil 3-27: Akım modlu BP filtresinin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi

Monte Carlo simülasyonu akım modlu BP filtre için 100 kez çalıştırılıp %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek elde edilen akım modlu BP filtrenin merkez frekansı ve kalite faktörü değişimi sırasıyla ve Şekil 3-28a ve Şekil 3-28b’de görülmektedir. Monte Carlo simülasyonlarına göre elde edilen merkez frekansı ve kalite faktörünün standart sapmaları sırasıyla %1.9 ve %2’dir.



Şekil 3-28: 100 kere Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Önerilen devrenin akım modlu BP filtresinin merkez frekansının dağılım histogramı (b) Önerilen devrenin akım modlu BP filtresinin kalite faktörünün dağılım histogramı

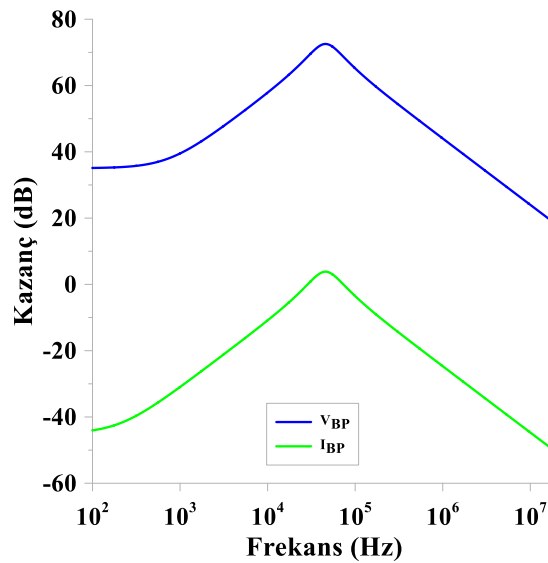
Şekil 3-21a’da önerilen devrenin, Şekil 3-29’da ALD entegre kullanılarak yapılan devre tasarımı görülmektedir. Önerilen devreyi PCB üzerinden gerçekleyebilmek için sadece iki entegre ve iki kapasite kullanmak yeterlidir.



Şekil 3-29: ALD entegrelerle tasarlanan devre yapısı

Şekil 3-29’daki devreye simetrik DC besleme uygulanmış olup $\pm 5V$ ’tur. $V_{B1}=3.6V$, $V_{B2}=-3.6V$ ’tur. C_1, C_2 kapasite değerleri 1 nF’dir.

Şekil 3-30’da, Şekil 3-29’da verilen devrenin frekans cevabı görülmektedir. Akım modlu BP filtrenin merkez frekansı 45.81 kHz ve kalite faktörü 1.22’dir.

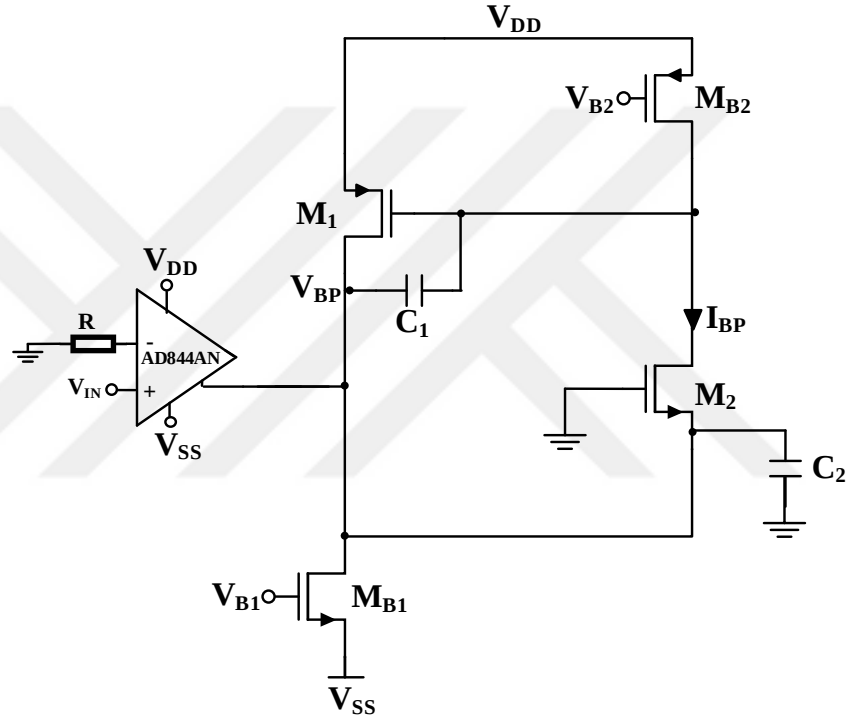


Şekil 3-30: ALD entegrelerle elde edilen filtrenin frekans cevabı

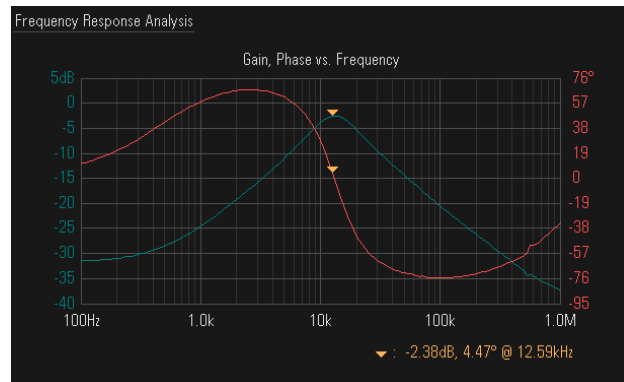
Deneysel Uygulama

Bir adet ALD1106, bir adet ALD1107 entegresi ve AD844AN OPAMP'ı, iki adet kondansatör ve bir adet direnç kullanarak Şekil 3-21a'da verilen devrenin uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Şekil 3-31'de, deneysel uygulaması gerçekleştirilmiş olan devrenin tasarımı görülmektedir. $V_{DD} = -V_{SS} = 10V$, $V_{B1} = -4V$, $V_{B2} = 5V$, $C_1 = C_2 = 2.2 \text{ nF}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$ olarak seçilmiştir. Şekil 3-32'de, Şekil 3-31'deki devrenin yukarıdaki ilgili değerleri için elde edilen frekans cevabı görülmektedir.



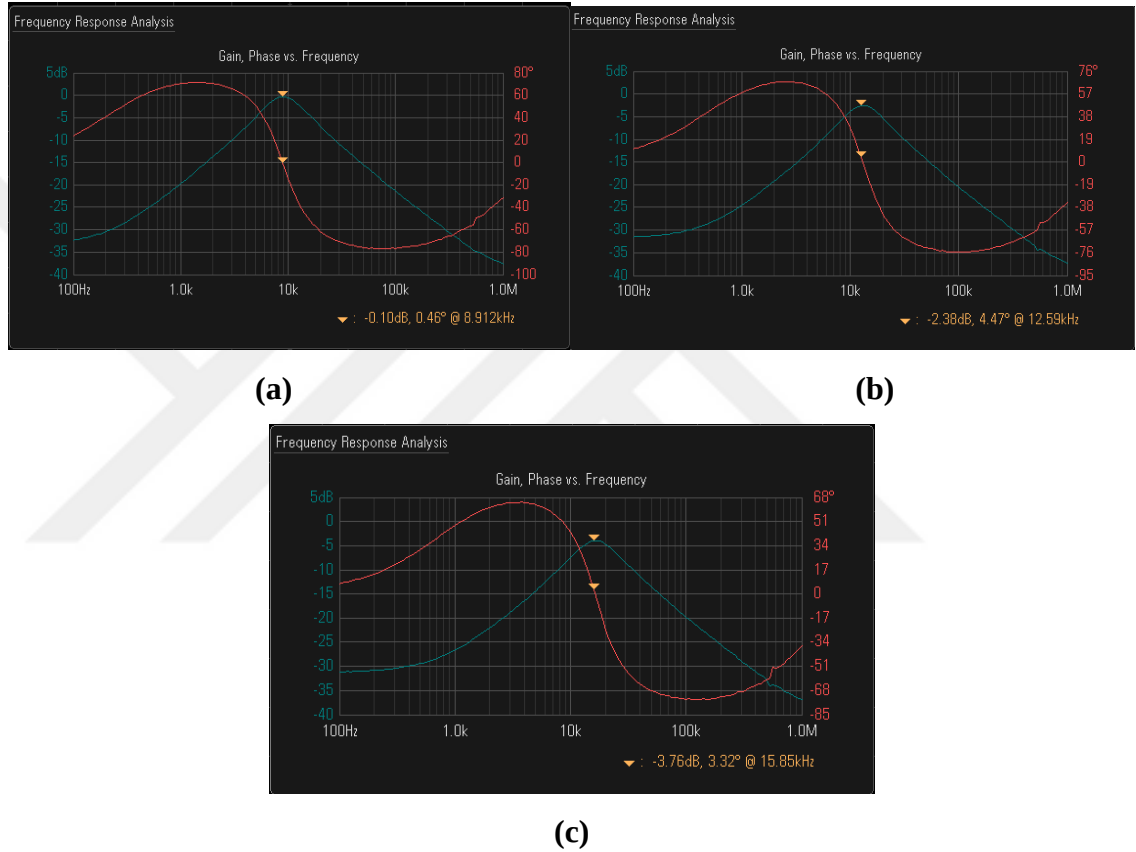
Şekil 3-31: Deneysel uygulaması yapılan filtre devresinin tamamı



Şekil 3-32: $\pm 10V$ besleme geriliminde frekans cevabı

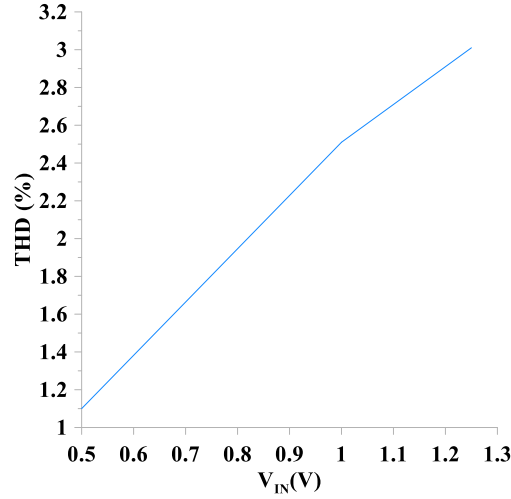
Şekil 3-32’den elde edilen sonuçlara göre BP filtrenin merkez frekansı 12.59 kHz ve kalite faktörü 1’dir.

Devreye uygulanan besleme gerilimleri değiştirilerek merkez frekansı değiştirilmektedir. Bu sayede devre ayarlanabilir özelliği taşımaktadır. Besleme gerilimleri değiştirilerek; sırasıyla $\pm 8V$, $\pm 10V$, $\pm 12V$ besleme gerilimleri için elde edilen frekans cevabının değişimi sırasıyla Şekil 3-33a, Şekil 3-33b ve Şekil 3-33c’de görülmektedir ve merkez frekansları sırasıyla 8.9 kHz, 12.59 kHz ve 15.85 kHz’dir.



Şekil 3-33: (a) $V_{DD} = -V_{SS} = 8V$ (b) $V_{DD} = -V_{SS} = 10V$ (c) $V_{DD} = -V_{SS} = 12V$ için frekans cevapları

THD analizi için; $V_{DD} = -V_{SS} = 10V$, $V_{B1} = -4V$, $V_{B2} = 5V$, $C_1 = C_2 = 2.2 \text{ nF}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$ değerleri ve 12 kHz frekans değerinde giriş işareti uygulanmış olup, girişe 500 mV, 1 V ve 1.25 V olarak genlik değerleri uygulanmıştır. BP filtrenin deneysel olarak THD performansı Şekil 3-34’te görülmektedir. Girişe tepeden tepeye 0.5 V-1.25 V arasında gerilim değerleri verilmiş olup, 12 kHz frekansta genlik 1.25 V değerinde iken THD değeri %3.01 olarak hesaplanmıştır.

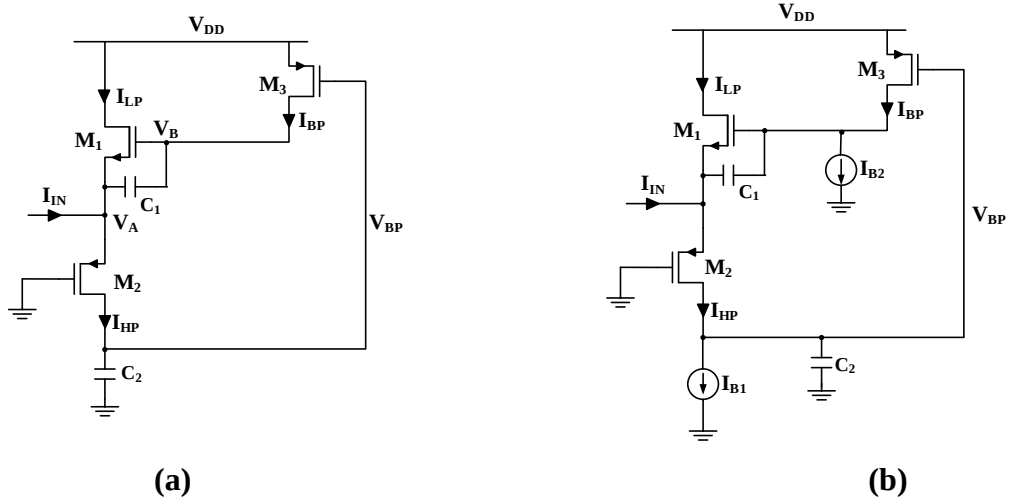


Şekil 3-34: BP filtrenin THD performansı

3.4. Tasarlanan Dördüncü Devre

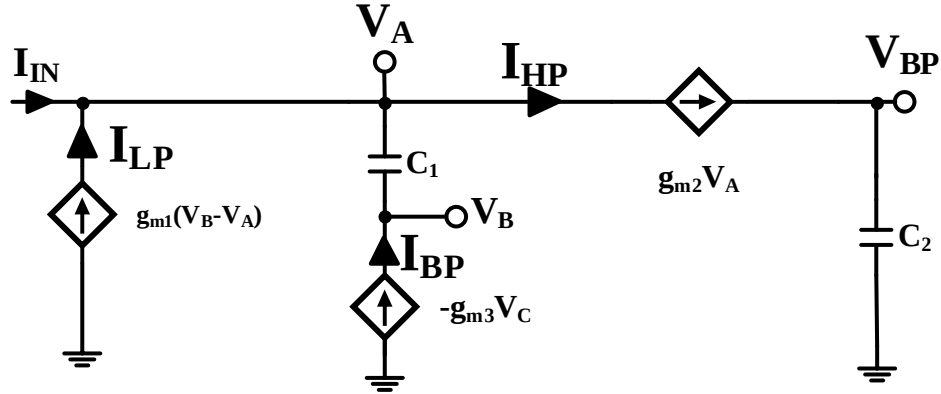
Kızılırmak'ın tez çalışmasında [72] önerdiği üçüncü devresine, NMOS-PMOS dönüşümü yapılmıştır. Kızılırmak akım modlu LP ve BP filtreler elde etmiştir. Bu tez çalışmasıyla, bu filtrelere ek olarak akım modlu HP filtre ve geçiş direnci modlu BP filtre elde edilmiştir. Kızılırmak'ın çalışmasında iki transistörün C_{gs} kapasiteleri kullanılmıştır ve MOSFET'lerin isimlendirmeleri M_2 , M_4 ve M_6 şeklinde olup, bu tezdeki M_2 , M_1 ve M_3 MOSFET'lerine karşılık gelmektedir.

İlgili devrenin çekirdek yapısı Şekil 3-35a'da ve ideal akım kaynaklarıyla kutuplanması Şekil 3-35b'de görülmektedir. Kapasitelerden biri topraklı biri ise yüzen kapasitedir. PMOS transistörlerin bulk ucu source ucuna, NMOS transistörlerin bulk ucu da en düşük potansiyele bağlanmıştır. Sadece C_{gs} kapasitelerinin kullanılması nedeniyle salt MOS olarak filtrenin tasarımı yapılabilir.



Şekil 3-35: (a) Önerilen devrenin çekirdek yapısı (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplanma

Önerilen yapının küçük işaret eşdeğer devresine Şekil 3-36’da yer verilmiştir.



Şekil 3-36: Devrenin küçük işaret eşdeğer devresi

Akım ve geçiş direnci modlu filtrelerin transfer fonksiyonları Denklem (34), (35), (36) ve (37)’dedir.

$$\frac{I_{HP}}{I_{IN}} = \frac{s^2 C_1 C_2}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m3} + g_{m1} g_{m3}} \quad (34)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{IN}} = -\frac{g_{m1} g_{m3}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m3} + g_{m1} g_{m3}} \quad (35)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = -\frac{s C_1 g_{m3}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m3} + g_{m1} g_{m3}} \quad (36)$$

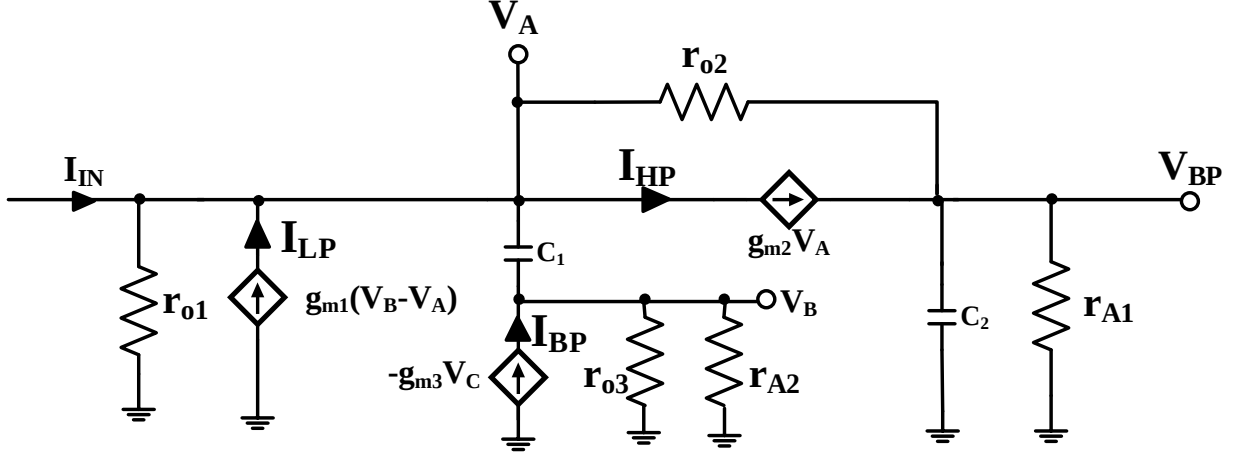
$$\frac{V_{BP}}{I_{IN}} = \frac{s C_1}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m3} + g_{m1} g_{m3}} \quad (37)$$

Denklem (34), (35), (36) ve (37)’ye göre elde edilen merkez frekansı, kalite faktörü ve devreye ait filtre kazançları Denklem (38) ve (39)’dadır.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m3}}{C_1 C_2}}, Q = \sqrt{\frac{C_2 g_{m1}}{C_1 g_{m3}}} \quad (38)$$

$$G_{C-HP} = 1, G_{C-LP} = -1, G_{C-BP} = 1, G_{T-BP} = \frac{1}{g_{m3}} \quad (39)$$

MOSFET’lerin ve akım kaynaklarının dirençleri hesaba katılarak elde edilen küçük işaret devresi Şekil 3-37’de görülmektedir.



Şekil 3-37: Direnç etkili küçük işaret eşdeğer devresi

Şekil 3-37'deki direnç etkili küçük işaret eşdeğer devresine göre tekrar hesaplanan transfer fonksiyonları Denklem (40), (41), (42), (43) ve (44)'tedir.

$$\frac{I_{LP}}{I_{IN}} = - \frac{g_{m1} r_{o1} (r_{o2} + g_{m3} (r_{o3} // r_{A2}) r_{A1} (1 + g_{m2} r_{o2}) + r_{A1} (1 + s C_2 r_{o2}))}{\Delta s} \quad (40)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{IN}} = \frac{g_{m2} r_{o1} (r_{A1} + r_{o2} + s C_1 (r_{o3} // r_{A2}) (r_{A1} + r_{o2}) + s C_2 r_{o2} r_{A1} + s^2 C_1 C_2 r_{o2} (r_{o3} // r_{A2}) r_{A1})}{\Delta s} \quad (41)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = - \frac{g_{m3} r_{o1} r_{A1} (1 + g_{m2} r_{o2}) (1 + s C_1 (r_{o3} // r_{A2}))}{\Delta s} \quad (42)$$

$$\frac{V_{BP}}{I_{IN}} = \frac{r_{o1} r_{A1} (1 + g_{m2} r_{o2}) (1 + s C_1 (r_{o3} // r_{A2}))}{\Delta s} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} \Delta s = & s^2 C_1 C_2 r_{A1} (r_{o2} (r_{o3} // r_{A2}) + r_{o1} (r_{o2} + (r_{o3} // r_{A2}) + g_{m2} r_{o2} (r_{o3} // r_{A2}))) + \dots \\ & \dots + s (C_1 ((r_{o1} (r_{o2} + (r_{o3} // r_{A2})) + r_{o2} (r_{o3} // r_{A2}) + g_{m2} r_{o1} r_{o2} (r_{o3} // r_{A2}))) + \dots \\ & \dots + r_{A1} (r_{o1} + (r_{o3} // r_{A2}) + g_{m3} r_{o1} (r_{o3} // r_{A2}) (1 + g_{m2} r_{o2}))) + \dots \\ & \dots + C_2 r_{A1} (r_{o1} + r_{o2} + r_{o1} r_{o2} (g_{m1} + g_{m2}))) + \dots \\ & \dots + r_{o1} + r_{o2} + r_{A1} (1 + g_{m1} r_{o1}) + r_{o1} r_{o2} (g_{m1} + g_{m2}) + g_{m1} g_{m3} r_{A1} r_{o1} (r_{o3} // r_{A2}) (1 + g_{m2} r_{o2}) \end{aligned} \quad (44)$$

Denklem (44)'e göre tekrar hesaplanan, transfer fonksiyonun paydasından elde edilen, merkez frekansı Denklem (45)'tedir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{r_{o1} + r_{o2} (1 + (g_{m1} + g_{m2}) r_{o1}) + r_{A1} (1 + g_{m1} r_{o1} (1 + g_{m3} (r_{o3} // r_{A2}) (1 + g_{m2} r_{o2})))}{C_1 C_2 r_{A1} (r_{o2} (r_{o3} // r_{A2}) + r_{o1} (r_{o2} + (r_{o3} // r_{A2}) (1 + g_{m2} r_{o2})))}} \quad (45)$$

Denklem (45), $g_m r_o \gg 1$ şartıyla sadeleştirilirse Denklem (46) elde edilir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{r_{o1} + r_{o1} r_{o2} (g_{m1} + g_{m2}) + r_{A1} g_{m1} g_{m2} g_{m3} r_{o1} r_{o2} (r_{o3} // r_{A2})}{C_1 C_2 r_{A1} (r_{o2} (r_{o3} // r_{A2}) + r_{o1} (r_{o3} // r_{A2}) g_{m2} r_{o2})}} \quad (46)$$

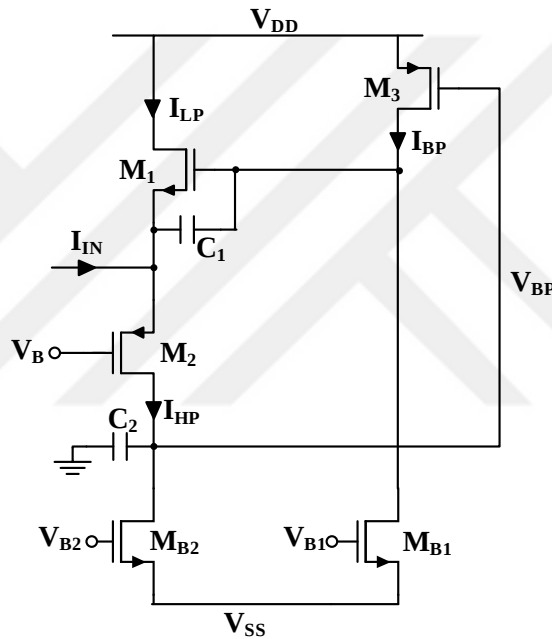
Denklem (44)'e göre hesaplanan kalite faktörü Denklem (47)'dedir.

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 r_{A1} (r_{o2} (r_{o3} / r_{A2}) + r_{o1} (r_{o2} + (r_{o3} / r_{A2}) (1 + g_{m2} r_{o2}))) (r_{o1} + r_{o2} (1 + (g_{m1} + g_{m2}) r_{o1})) + r_{A1} (1 + g_{m1} r_{o1} (1 + g_{m3} (r_{o3} / r_{A2}) (1 + g_{m2} r_{o2})))}}{C_2 r_{A1} (r_{o1} + r_{o2} (1 + (g_{m1} + g_{m2}) r_{o1})) + C_1 (r_{o1} (r_{A1} + r_{o2}) + (r_{o3} / r_{A2}) (r_{o1} (1 + g_{m3} r_{A1}) + r_{A1} + r_{o2} (1 + g_{m2} r_{o1} (1 + g_{m3} r_{A1}))))} \quad (47)$$

Denklem (47), $g_m r_o \gg 1$ şartıyla sadeleştirilerek Denklem (48) elde edilir.

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 r_{A1} (r_{o2} (r_{o3} / r_{A2}) + r_{o1} (r_{o2} + (r_{o3} / r_{A2}) g_{m2} r_{o2})) (r_{o1} + r_{o2} (g_{m1} + g_{m2}) r_{o1}) + r_{A1} g_{m1} g_{m2} g_{m3} (r_{o3} / r_{A2}) r_{o1} r_{o2}}}{C_2 r_{A1} (r_{o1} r_{o2} (g_{m1} + g_{m2})) + C_1 (r_{o1} (r_{A1} + r_{o2}) + (r_{o3} / r_{A2}) g_{m2} g_{m3} r_{o1} r_{o2} r_{A1})} \quad (48)$$

İdeal akım kaynakları yerine MOSFET’ler kullanılarak elde edilen devre Şekil 3-38’de görülmektedir. M_1 , M_2 , M_3 ana transistör; M_{B1} ve M_{B2} ise kutuplama transistörleridir.



Şekil 3-38: MOSFET’lerle kutuplamaları yapılan devre

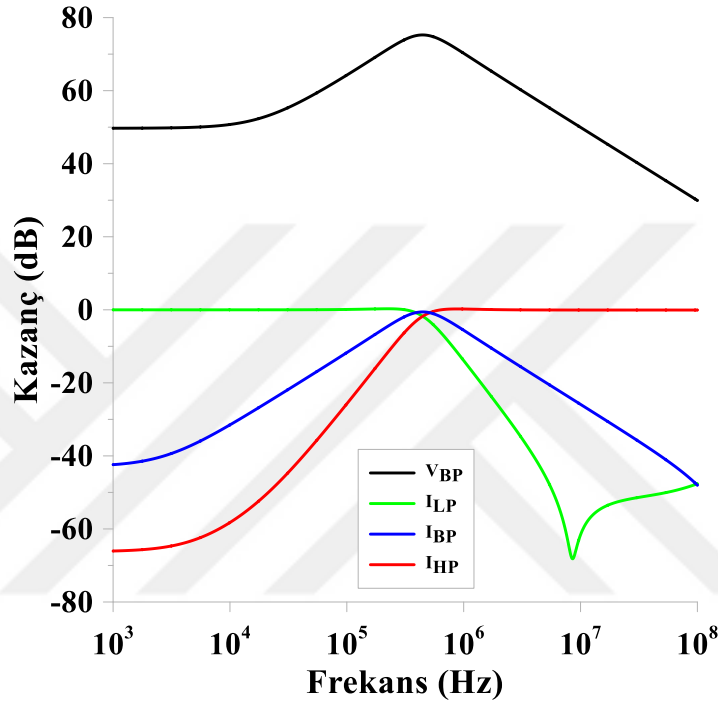
Şekil 3-38'deki devrede kullanılan tüm transistörlerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutları Tablo 3-4'te görülmektedir.

Tablo 3-4: Filtre devresinde kullanılan tüm MOSFET’lerin boyutlandırılması

Transistör	W (μm)	L (μm)
M ₁	90	1
M ₂	90	0.18
M ₃ , M _{B1} , M _{B2}	30	1

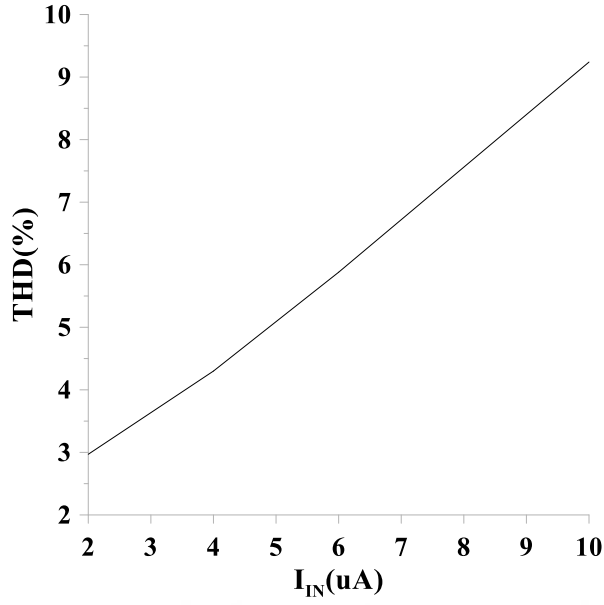
Devreye simetrik DC besleme uygulanmış olup bu değer $\pm 0.9V$ 'tur. V_{B1} ve V_{B2} gerilimleri -455 mV 'tur. V_B 'ye $-0.9V$ gerilim uygulanmıştır. C_1 ve C_2 kapasite değerleri sırasıyla 90 pF ve 50 pF olarak belirlenmiştir. Devrenin çektiği güç $35.48\text{ }\mu\text{W}$ 'tır.

Devreye ait frekans cevabı sonuçlarına Şekil 3-39'da yer verilmiştir. Akım modlu BP filtrenin merkez frekansı 442 kHz ve kalite faktörü 0.82 'dir. Akım modlu LP ve HP filtrelerin kesim frekansları sırasıyla 510.9 kHz ve 394 kHz 'dir.



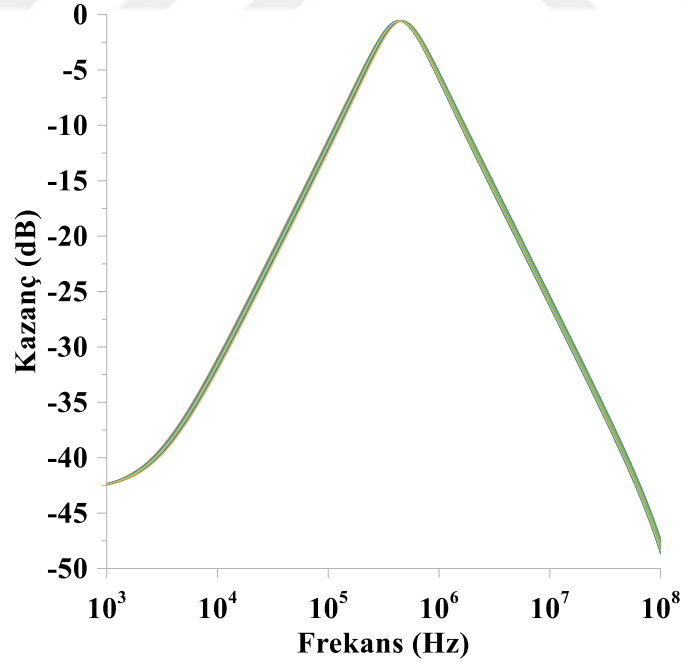
Şekil 3-39: Filtrelerin frekans cevapları

Bu devre de de performansı gözlemlemek için, giriş tepeden tepeye $2\text{ }\mu\text{A}$ - $10\text{ }\mu\text{A}$ arasında akım sinyalleri verilerek THD değerleri belirlenmiştir ve sonuçları Şekil 3-40'ta verilmiştir. 510.9 kHz frekansı için, giriş işareti tepeden tepeye $6\text{ }\mu\text{A}$ iken THD değeri $\%5.88$ olarak gözlemlenmiştir.



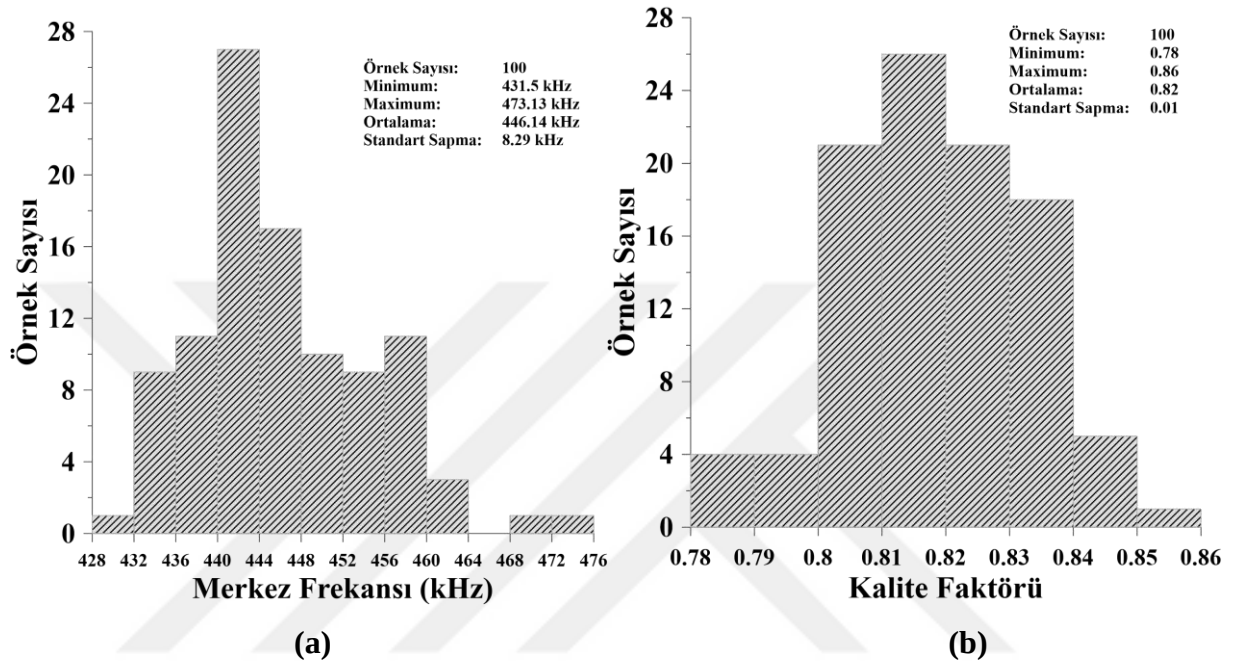
Şekil 3-40: Akım modlu BP filtrenin THD performansı

Önerilen devrede Monte Carlo simülasyonu boyunca 100 kez çalıştırılan %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek akım modlu BP filtrenin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi Şekil 3-41’de gösterilmiştir. Bu değişime göre frekans cevabının değişimi, bu tasarım için ilk devrede olduğu gibi minimum seviyede kalmıştır.



Şekil 3-41: Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi

Akım modlu BP filtre için Monte Carlo simülasyonu 100 kez çalıştırılmıştır. %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek akım modlu BP filtrenin merkez frekansı ve kalite faktörü değişimi sırasıyla Şekil 3-42a ve Şekil 3-42b'deki gibi elde edilmiştir. Monte Carlo simülasyonlarına göre merkez frekansının standart sapması %1.9 ve kalite faktörünün standart sapması %1.2'dir.

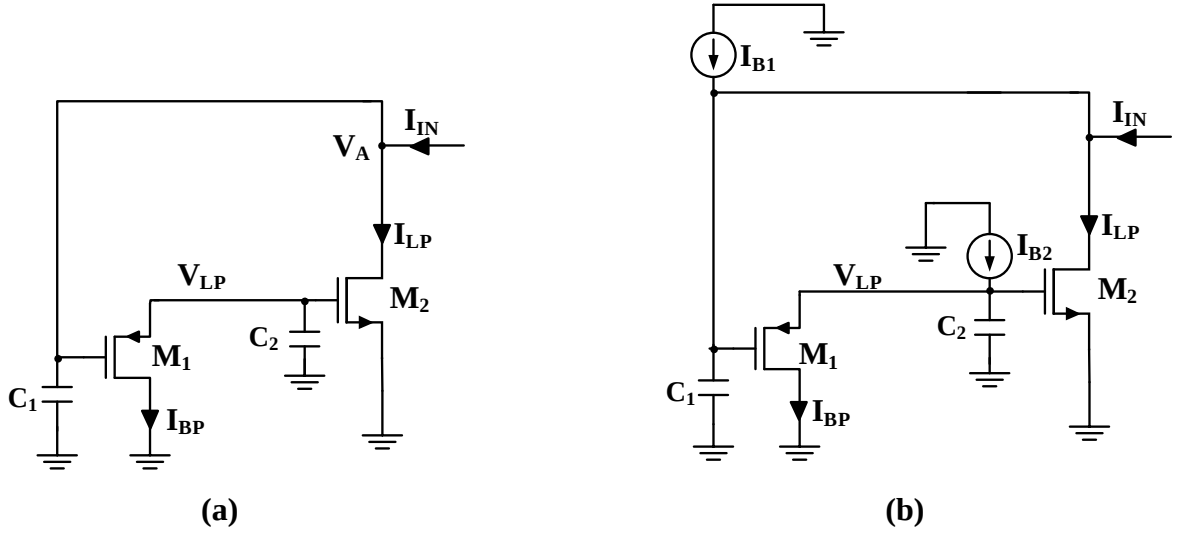


Şekil 3-42: 100 kere çalıştırılmış Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Önerilen devredeki akım modlu BP filtrenin merkez frekansının dağılımı (b) Önerilen devredeki akım modlu BP filtrenin kalite faktörünün dağılımı

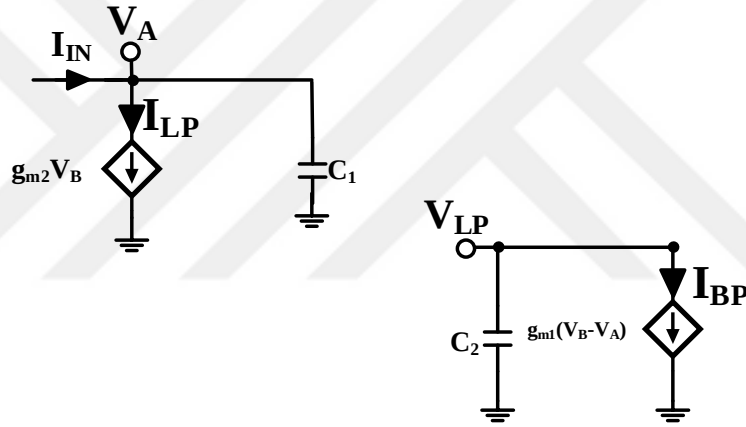
3.5. Tasarlanan Beşinci Devre

Metin ve diğerlerinin çalışması [75] incelendiğinde önerdikleri devrede akım modlu BP ve LP filtreler elde edilmiştir. Önerdikleri bu devre için, bu tez çalışmasında geçiş direnci modunda bir LP filtrenin olduğu da tespit edilmiştir. Ayrıca bu filtreden atık filtre uygulamalarının kolaylıkla elde edilebileceği görülmektedir.

Devrenin çekirdek yapısı Şekil 3-43a'da, ideal akım kaynaklarıyla kutuplanması Şekil 3-43b'de ve çekirdek yapının küçük işaret eşdeğeri Şekil 3-44'te görülmektedir. Kapasitelerin ikisi de topraklıdır. Bu devrede NMOS transistörün bulk ucu en düşük potansiyelde, PMOS transistörlerin ise bulk ucu source ucundadır.



Şekil 3-43: Metin ve diğerlerinin önerdikleri devrenin [75] (a) Çekirdek yapısı (b) İdeal akım kaynaklarıyla devrenin kutuplanması



Şekil 3-44: Metin ve diğerlerinin önerdikleri devrenin [75] çekirdek yapı küçük işaret eşdeğeri

Şekil 3-44'teki küçük işaret eşdeğer devresinden elde edilen transfer fonksiyonları Denklem (49), (50) ve (51)'de görülmektedir.

$$\frac{I_{LP}}{I_{IN}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (49)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = -\frac{sC_2g_{m1}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (50)$$

$$\frac{V_{LP}}{I_{IN}} = \frac{g_{m1}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (51)$$

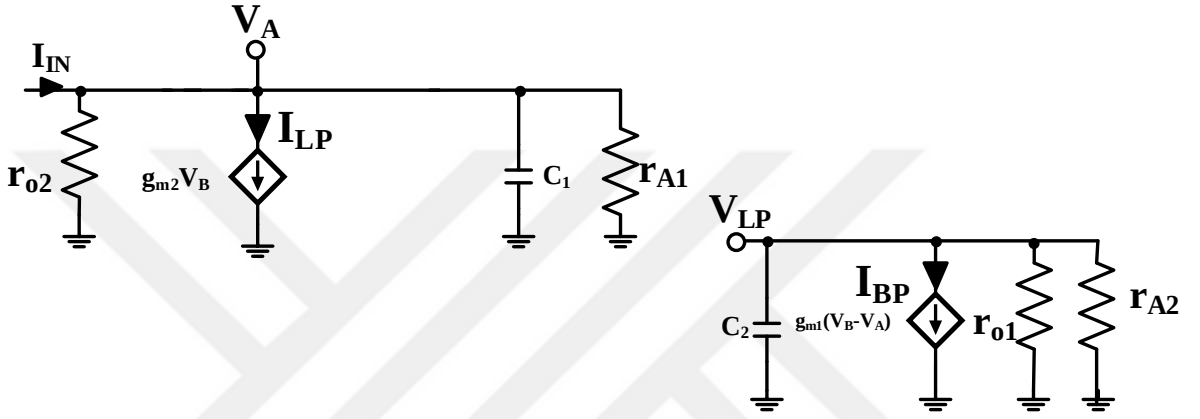
Denklem (49), (50) ve (51)'e göre hesaplanan merkez frekansı ve kalite faktörü Denklem (52)'de belirtildiği gibidir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, Q = \sqrt{\frac{C_2g_{m2}}{C_1g_{m1}}} \quad (52)$$

Filtre devresinin kazançları Denklem (53)'te ifade edilmiştir.

$$G_{C-LP} = 1, G_{C-BP} = \frac{C_2}{C_1}, G_{T-LP} = \frac{1}{g_{m2}} \quad (53)$$

Devrenin çıkış dirençleri hesaba katılarak çizilmiş küçük işaret eşdeğer devresi Şekil 3-45'tedir.



Şekil 3-45: Metin ve diğerlerinin önerdikleri devrenin [75] akım kaynağı ve MOSFET dirençleri etkili küçük işaret eşdeğer devresi

Şekil 3-45'e göre elde edilmiş transfer fonksiyonları Denklem (54), (55), (56) ve (57)'dedir.

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = -\frac{g_{m1}(r_{o2} // r_{A1})(1 + s(r_{o1} // r_{A2})C_2)}{\Delta s} \quad (54)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{IN}} = \frac{g_{m1}g_{m2}(r_{o1} // r_{A2})(r_{o2} // r_{A1})}{\Delta s} \quad (55)$$

$$\frac{V_{LP}}{I_{IN}} = \frac{g_{m1}(r_{o1} // r_{A2})(r_{o2} // r_{A1})}{\Delta s} \quad (56)$$

$$\begin{aligned} \Delta s &= s^2 C_1 C_2 (r_{o1} // r_{A2})(r_{o2} // r_{A1}) + \dots \\ &\dots + s C_2 (r_{o1} // r_{A2}) + s C_1 (r_{o2} // r_{A1})(1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{A2})) + \dots \\ &\dots + 1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{A2})(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A1})) \end{aligned} \quad (57)$$

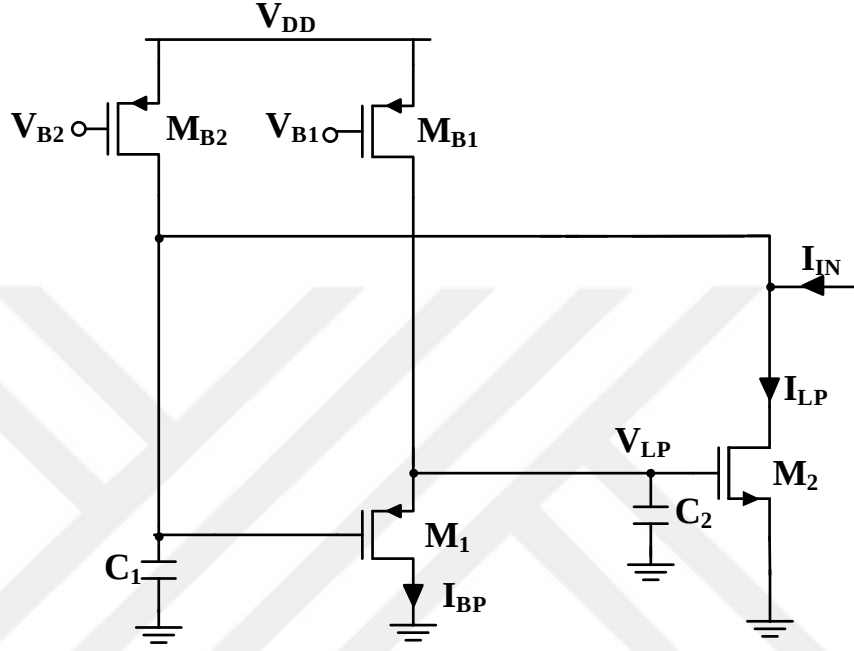
Denklem (57)'den yola çıkarak elde edilen merkez frekansı Denklem (58)'dedir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{A2})(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A1}))}{(r_{o1} // r_{A2})(r_{o2} // r_{A1})C_1 C_2}} \quad (58)$$

Denklem (57)'ye göre hesaplanan kalite faktörü Denklem (59)'dadır.

$$Q = \frac{\sqrt{(r_{o1} // r_{A2})(r_{o2} // r_{A1})C_1 C_2 (1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{A2})(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A1})))}}{(r_{o1} // r_{A2})C_2 + (r_{o2} // r_{A1})C_1 (1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{A2}))} \quad (59)$$

Devrenin MOSFET'lerle kutuplamaları yapılmış çizimi Şekil 3-46'da görülmektedir. M_1 , M_2 ana transistör, M_{B1} ve M_{B2} ise kutuplama transistörleridir.



Şekil 3-46: Metin ve diğerlerinin önerdikleri devrenin [75] tüm kutuplamalı yapısı

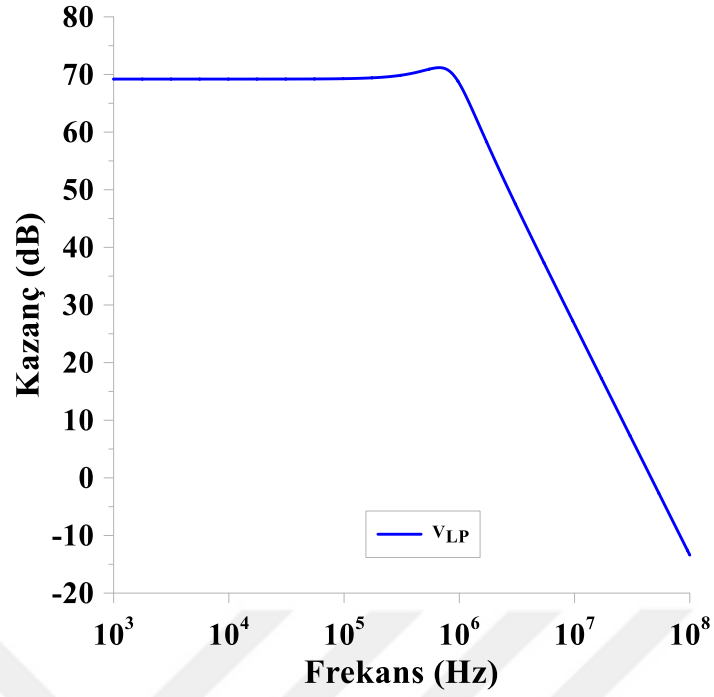
Şekil 3-46'daki devrede kullanılan tüm transistörlerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırmaları Tablo 3-5'teki gibidir.

Tablo 3-5: Devrede kullanılan tüm transistörlerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırılması

Transistör	W (μm)	L (μm)
M ₁	50	0.18
M ₂	2	0.9
M _{B1}	20	1
M _{B2}	150	1

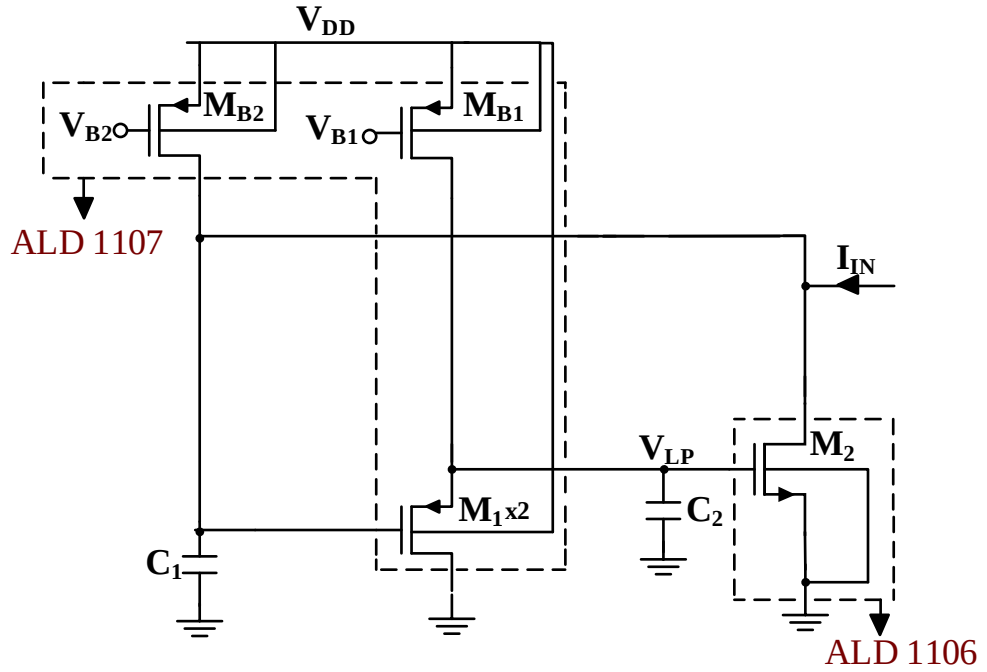
Kondansatör değerleri; C_1 50 pF, C_2 ise 100 pF'dir. $V_{DD}=2V$ ve $V_{B1}=V_{B2}=1.39V$ olarak seçilmiştir. Devrenin güç tüketimi 348.83 μW 'tır.

Geçiş direnci modlu filtreye ilişkin elde edilmiş frekans cevabı sonucu Şekil 3-47'de görülmektedir.



Şekil 3-47: Geçiş direnci modlu filtrenin frekans cevabı

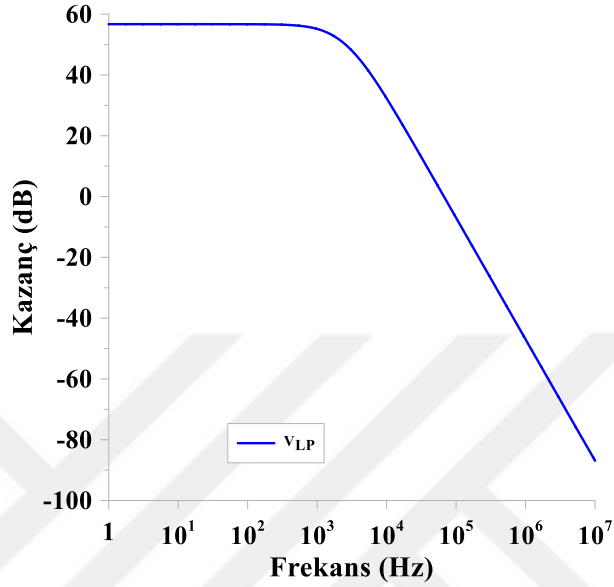
Şekil 3-43a'da önerilen filtre devresinin, Şekil 3-48'de ALD1106 ve ALD1107 entegreleriyle tasarımı görülmektedir. Önerilen devreyi PCB üzerinden gerçekleyebilmek için sadece iki entegre ve iki kapasite kullanmak yeterlidir.



Şekil 3-48: Metin ve diğerlerinin önerdikleri devrenin [75] ALD entegrelerle tasarımı

Şekil 3-48'deki devre için DC besleme gerilimleri ile kutuplamalar yapılmıştır. $V_{DD}=8V$, $V_{B1}=V_{B2}=6.2V$ 'tur. C_1 ve C_2 kapasite değerleri 50 nF'dir.

Şekil 3-49'da, Şekil 3-48'de ALD entegrelerle simülasyonu yapılan devre için geçiş direnci modlu filtrenin frekans cevabı görülmektedir.



Şekil 3-49: ALD entegrelerle simülasyonu yapılan filtrenin geçiş direnci moduna ait frekans cevabı

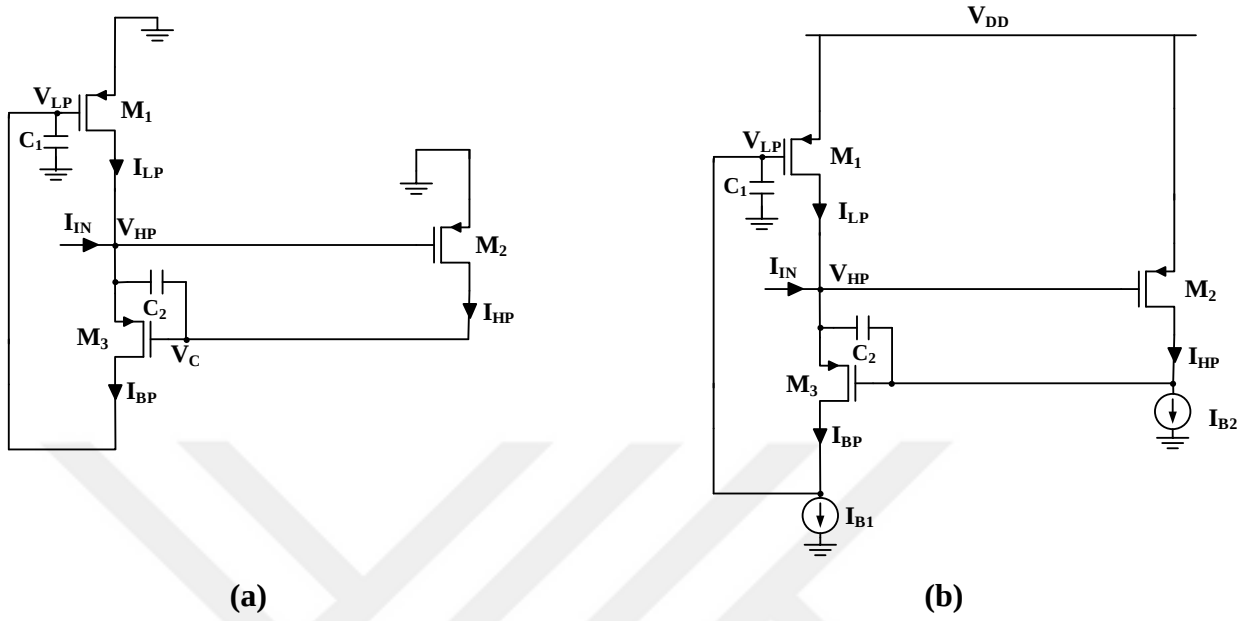
3.6. Tasarlanan Altıncı Devre

Akbari ve diğerlerinin çalışmasından [60] yola çıkarak yeni iki devre tasarımı elde edilmiştir. Çalışmalarında C_{gs} ve C_{gd} kapasiteleri kullanmışlardır ve üçüncü dereceden akım modlu bant geçiren ve alçak geçiren filtreler tasarlamışlardır. Akbari ve diğerlerinin önerdikleri devredeki M_1 , M_2 ve M_3 bu tezdeki MOSFET isimlendirmeleri ile aynıdır. Akbari ve diğerlerinin çalışmalarındaki bütün MOSFET'ler NMOS'tur.

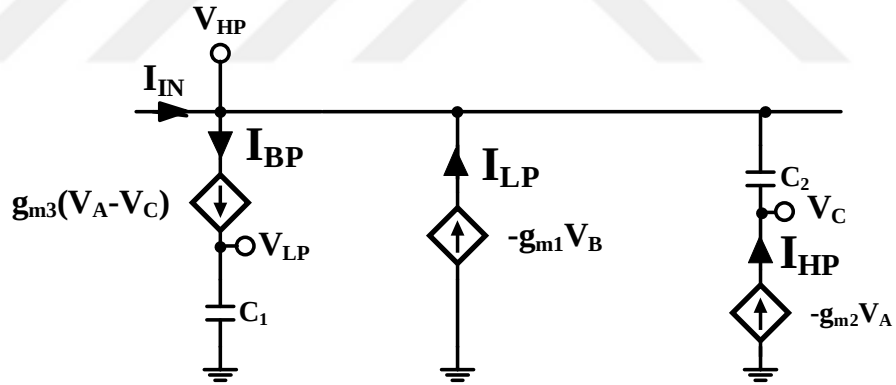
Bu tez çalışması kapsamında Akbari ve diğerlerinin çalışmasından önerilen ilk devrede, gövde etkisini kaldırmak üzere bütün MOSFET'ler PMOS tipine dönüştürülmüştür. M_1 ve M_3 transistörlerinin C_{gs} kapasiteleri kullanılarak akım modlu bant geçiren, yüksek geçiren ve alçak geçiren filtreler ve geçiş direnci modda alçak ve yüksek geçiren filtreler tasarlanmıştır. Böylece beş çıkışa sahip, gövde etkisi giderilmiş bir devre elde edilmiştir. Kapasitenin biri topraklıdır. Sadece C_{gs} kapasitelerinin kullanılması nedeniyle salt MOS olarakta filtrenin tasarımı yapılabilir.

Çekirdek yapıdaki devre ve ideal akım kaynaklarıyla kutuplanmış devreler sırasıyla Şekil 3-50a'da ve Şekil 3-50b'de, çekirdek yapının küçük işaret eşdeğer devresi ise Şekil 3-51'de yer

almaktadır. NMOS transistörler en düşük potansiyele, PMOS'ların ise bulk terminalleri source terminallerine bağlanmıştır.



Şekil 3-50: (a) Çekirdek yapıdaki devre (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuğlanmış devre



Şekil 3-51: Çekirdek yapının küçük işaret eşdeğer devresi

Şekil 3-51'e göre elde edilen, ilgili devrenin transfer fonksiyonları Denklem (60), (61), (62), (63) ve (64)'te görüldüğü gibidir.

$$\frac{I_{LP}}{I_{IN}} = -\frac{g_{m1}g_{m3}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m3} + g_{m1}g_{m3}} \quad (60)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = \frac{sC_1g_{m3}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m3} + g_{m1}g_{m3}} \quad (61)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{IN}} = -\frac{s^2 C_1 C_2}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m3} + g_{m1} g_{m3}} \quad (62)$$

$$\frac{V_{HP}}{I_{IN}} = \frac{s^2 \frac{C_1 C_2}{g_{m2}}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m3} + g_{m1} g_{m3}} \quad (63)$$

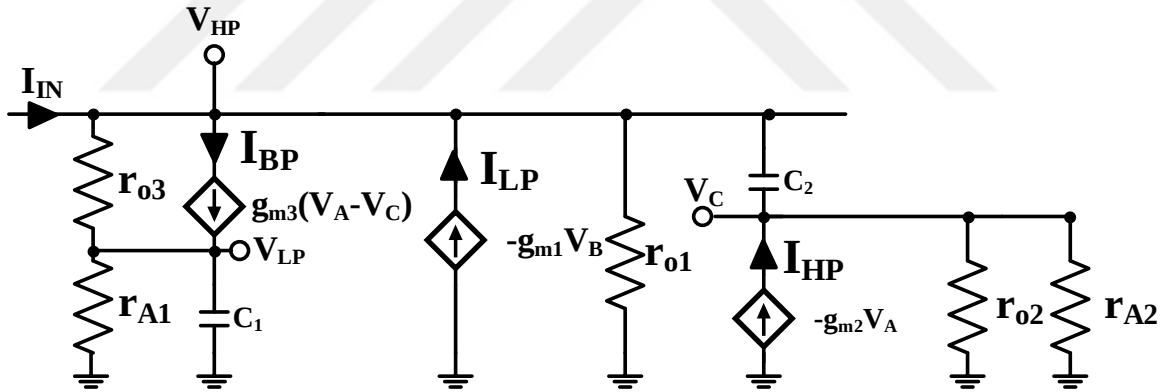
$$\frac{V_{LP}}{I_{IN}} = \frac{g_{m3}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m3} + g_{m1} g_{m3}} \quad (64)$$

Denklem (60), (61), (62), (63) ve (64)'e göre elde edilen merkez frekansı ve kalite faktörü Denklem (65)'te görülmektedir. Filtrelerin kazanç ifadeleri ise Denklem (66)'dadır.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m3}}{C_1 C_2}}, Q = \sqrt{\frac{C_2 g_{m1}}{C_1 g_{m3}}} \quad (65)$$

$$G_{C-HP} = -1, G_{T-HP} = \frac{1}{g_{m2}}, G_{C-LP} = -1, G_{T-LP} = \frac{1}{g_{m1}}, G_{C-BP} = 1 \quad (66)$$

MOSFET ve akım kaynağı dirençleri hesaba katılarak çizilen küçük işaret eşdeğer devresi Şekil 3-52'de görülmektedir.



Şekil 3-52: Direnç etkili küçük işaret eşdeğer devresi

Şekil 3-52'deki devreden elde edilen ilgili transfer fonksiyonları Denklem (67), (68), (69), (70), (71) ve (72)'de yer almaktadır.

$$\frac{I_{LP}}{I_{IN}} = -\frac{g_{m1} r_{o1} r_{A1} (1 + g_{m3} r_{o3} (1 + g_{m2} (r_{o2} // r_{A2}))) + s C_2 (r_{o2} // r_{A2})}{\Delta s} \quad (67)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = \frac{g_{m3} r_{o1} r_{A1} (1 + g_{m2} (r_{o2} // r_{A2})) + g_{m3} r_{o1} r_{o3} (1 + g_{m2} (r_{o2} // r_{A2})) + (s C_1 g_{m3} (1 + g_{m2} (r_{o2} // r_{A2})) r_{o1} r_{o3} r_{A1})}{\Delta s} \quad (68)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{IN}} = -\frac{g_{m2} r_{o1} (r_{A1} + r_{o3} + s C_1 r_{o3} r_{A1} + s C_2 (r_{o2} // r_{A2}) (r_{A1} + r_{o3}) + s^2 C_1 C_2 (r_{o2} // r_{A2}) r_{o3} r_{A1})}{\Delta s} \quad (69)$$

$$\frac{V_{HP}}{I_{IN}} = \frac{r_{o1}(r_{A1} + r_{o3} + sC_1r_{o3}r_{A1} + sC_2(r_{o2} // r_{A2})(r_{A1} + r_{o3}) + s^2C_1C_2(r_{o2} // r_{A2})r_{o3}r_{A1})}{\Delta s} \quad (70)$$

$$\frac{V_{LP}}{I_{IN}} = \frac{r_{o1}(r_{A1} + g_{m3}r_{o3}r_{A1}(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2}))) + sC_2(r_{o2} // r_{A2})r_{A1}}{\Delta s} \quad (71)$$

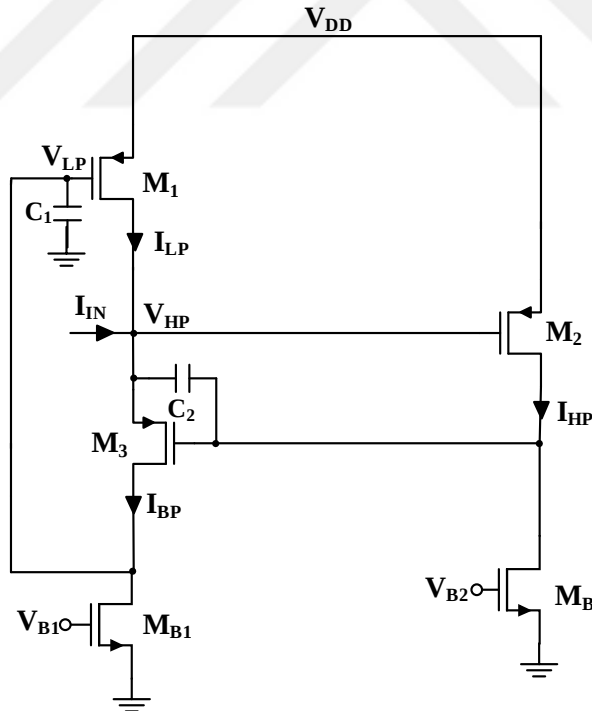
$$\begin{aligned} \Delta s = & s^2C_1C_2r_{A1}((r_{o2} // r_{A2})r_{o3} + r_{o1}((r_{o2} // r_{A2}) + r_{o3}(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2})))) + ... \\ & ... + s(C_1r_{A1}(r_{o1} + r_{o3} + g_{m3}r_{o1}r_{o3} + g_{m2}g_{m3}r_{o1}(r_{o2} // r_{A2})r_{o3})) + ... \\ & ... + C_2(r_{A1}(r_{o1} + (r_{o2} // r_{A2}))(1 + r_{o1}(g_{m1} + g_{m2})) + (r_{o2} // r_{A2})r_{o3} + r_{o1}((r_{o2} // r_{A2}) + r_{o3}(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2})))) + \\ & r_{A1}(1 + g_{m1}r_{o1}) + r_{o1} + r_{o3} + g_{m3}r_{o1}r_{o3}(1 + g_{m1}r_{A1} + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2})(1 + g_{m1}r_{A1})) \end{aligned} \quad (72)$$

Denklem (72)'ye göre elde edilen, çıkış dirençlerine göre hesaplanmış yeni merkez frekansı ve kalite faktörü sonuçları Denklem (73) ve (74)'te görülmektedir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{r_{A1} + r_{o1}(1 + g_{m1}r_{A1}) + r_{o3} + g_{m3}(1 + g_{m1}r_{A1})r_{o1}(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2}))r_{o3}}{C_1C_2r_{A1}((r_{o2} // r_{A2})r_{o3} + r_{o1}(r_{o3} + (r_{o2} // r_{A2})(1 + g_{m2}r_{o3})))}} \quad (73)$$

$$Q = \frac{\sqrt{(r_{A1} + r_{o1}(1 + g_{m1}r_{A1}) + r_{o3} + g_{m3}(1 + g_{m1}r_{A1})r_{o1}(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2}))r_{o3})C_1C_2r_{A1}((r_{o2} // r_{A2})r_{o3} + r_{o1}((r_{o2} // r_{A2}) + r_{o3}(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2}))))}{C_1r_{A1}(r_{o1} + r_{o3} + g_{m3}r_{o1}(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2}))r_{o3}) + C_2(r_{o1}(r_{o2} // r_{A2}) + r_{A1}(r_{o1} + (r_{o2} // r_{A2}))(1 + (g_{m1} + g_{m2})r_{o1})) + (r_{o1} + (r_{o2} // r_{A2})(1 + g_{m2}r_{o1}))r_{o3}} \quad (74)$$

MOSFET'lerle kutuplamaları yapılan devre Şekil 3-53'te görülmektedir. M₁, M₂, M₃ ana transistör; M_{B1} ve M_{B2} ise kutuplama transistörleridir.



Şekil 3-53: MOSFET'lerle kutuplamaları yapılan devre

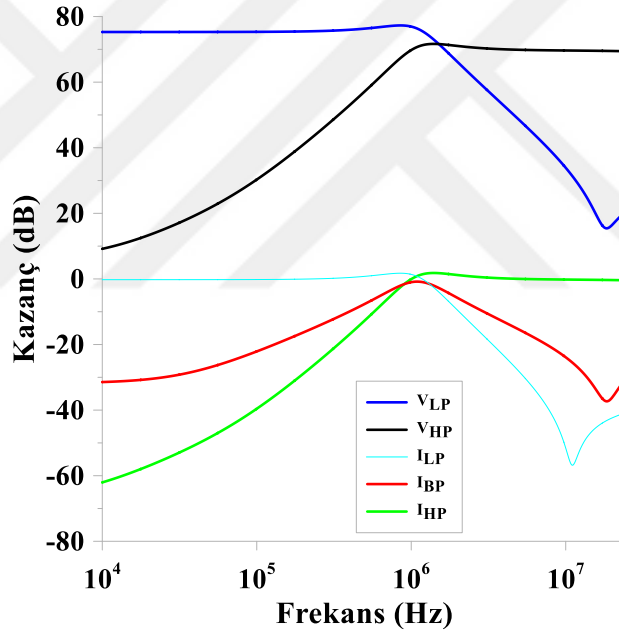
Şekil 3-53'teki devrede kullanılan MOSFET'lerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırılması Tablo 3-6'da görülmektedir.

Tablo 3-6: Devreye ait tüm MOSFET’lerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırılması

Transistör	W (μm)	L (μm)
M ₁	10	1
M ₂ , M _{B2}	50	1
M ₃	90	0.9
M _{B1}	60	1

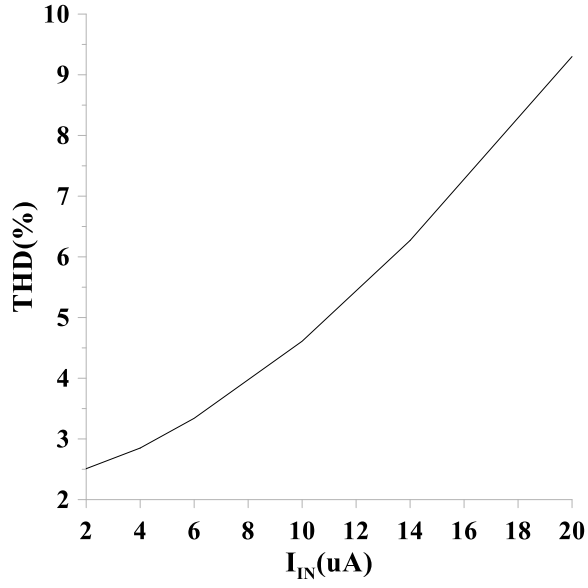
Devreye uygulanan DC besleme gerilimi 1.8 V’tur. C₁ ve C₂ değerleri sırasıyla 20 pF ve 80 pF olarak seçilmiştir. V_{B1}=V_{B2}=465 mV alınmıştır. Devrenin harcadığı güç 89.76 μW ’tır.

Önerilen devrenin akım ve geçiş direnci modlu filtrelerinin frekans cevabı Şekil 3-54’tedir. Akım modlu BP filtrelerin 1.09 MHz ve kalite faktörü 1.14, akım modlu LP filtrenin kesim frekansı 1.43 MHz ve HP filtrenin kesim frekansı 829.4 kHz’dir.



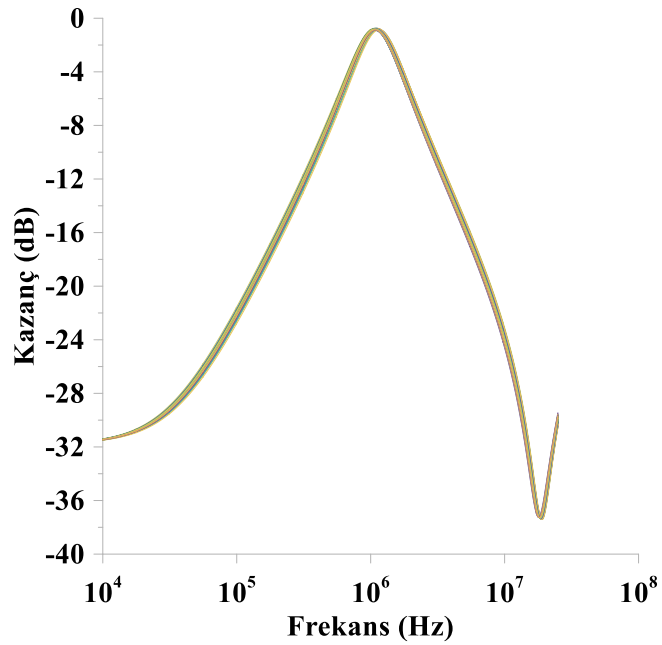
Şekil 3-54: Filtrelerin frekans cevabı simülasyon sonuçları

Önerilen filtre devresi için performansı gözlemlmek adına, girişe tepeden tepeye 2 μA -20 μA arasında akım sinyalleri verilerek THD değerleri belirlenmiştir ve Şekil 3-55’te verilmiştir. 1.09 MHz frekansı için, giriş işareti tepeden tepeye 10 μA iken THD değeri %5.14 olarak belirlenmiştir.



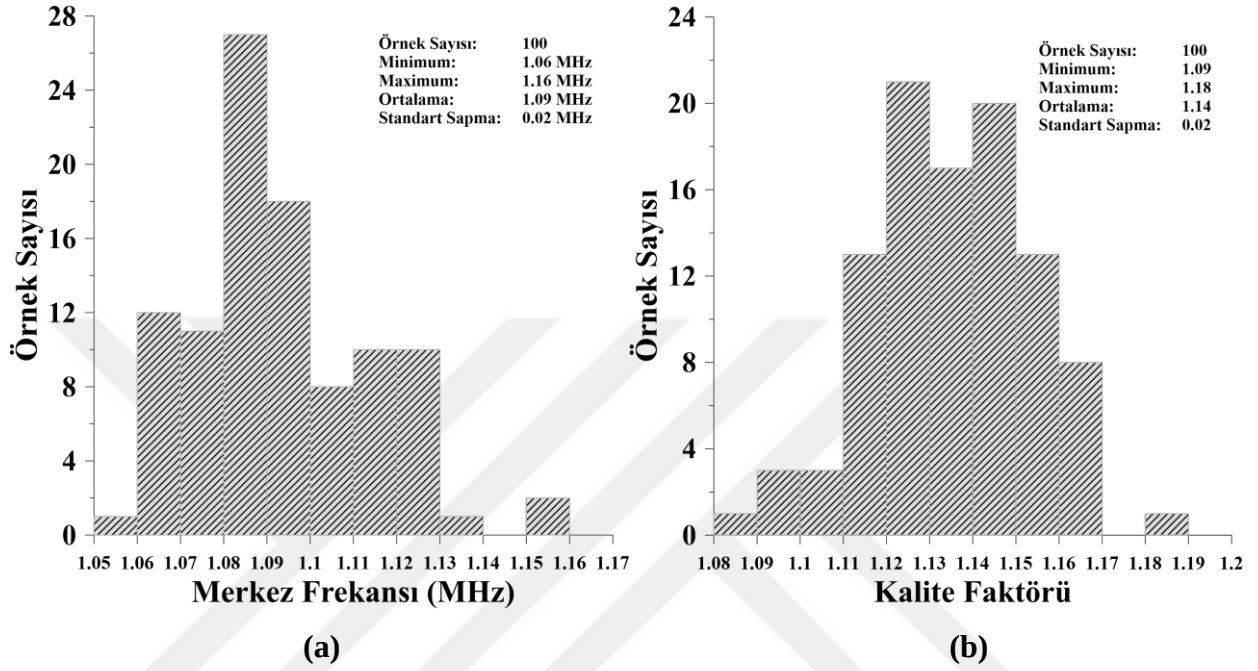
Şekil 3-55: Akım modlu BP filtrenin THD performansı

Şekil 3-56’da, önerilen devre için Monte Carlo simülasyonu boyunca 100 kez çalıştırılan %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek akım modlu BP filtrenin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi gösterilmiştir. Bu değişime göre frekans cevabının değişiminin minimum seviyede kaldığı görülmektedir.



Şekil 3-56: Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi

Monte Carlo simülasyonu, %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek ve akım modlu BP filtre için 100 kez çalıştırılarak, filtrenin merkez frekansı ve kalite faktörü değişimi Şekil 3-57a ve Şekil 3-57b’de gösterilmektedir. Monte Carlo analizine göre merkez frekansı ve kalite faktörünün standart sapması %1.8 olarak hesaplanmıştır.

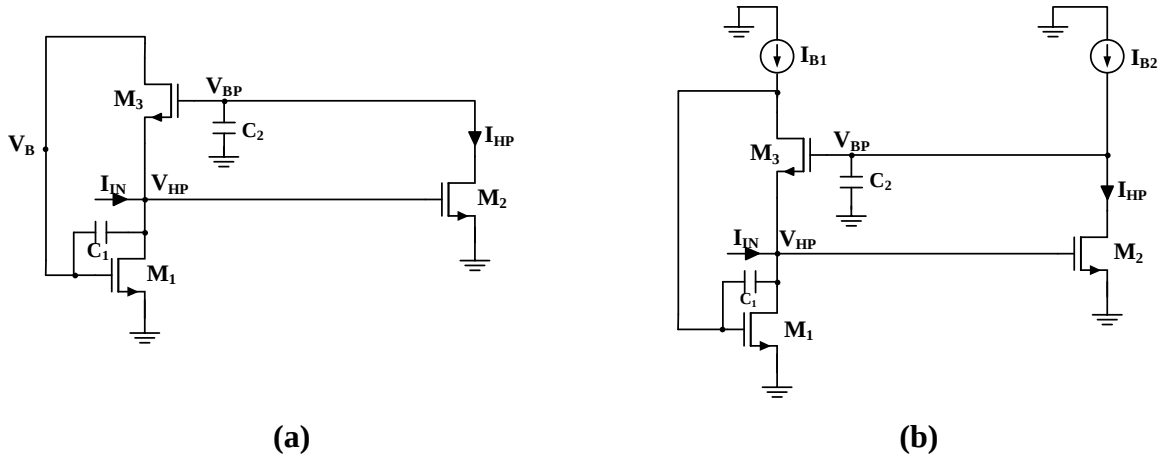


Şekil 3-57: 100 kere çalıştırılmış Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Akım modlu BP filtrenin merkez frekansının dağılımı (b) Akım modlu BP filtrenin kalite faktörünün dağılımı

3.7. Tasarlanan Yedinci Devre

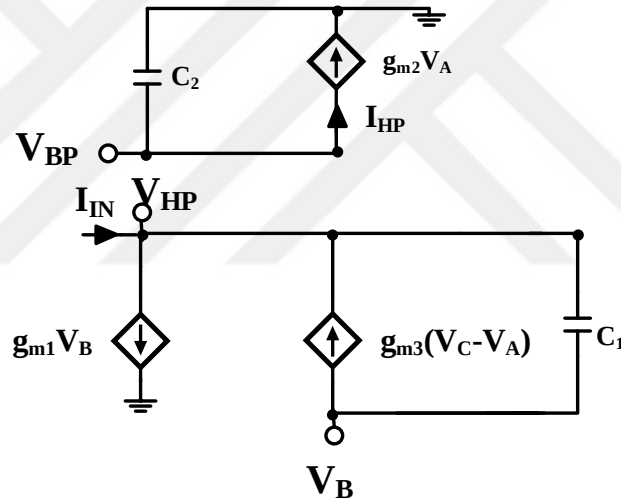
Akbari ve diğerlerinin çalışmalarından [60] yola çıkılarak tasarlanan ikinci devre de ise, M_3 transistörünün gate ucu ile toprak arasına bir kapasite ve M_1 transistörünün gate-drain uçları arasına ise bir kapasite kullanılmıştır. M_3 transistöründeki kapasitenin birinin topraklı kapasite olması avantaj sağlamaktadır. Tasarlanan bu devreyle akım ve geçiş direnci modlu yüksek geçiren filtreler ve geçiş direnci modlu bant geçiren filtre elde edilmiştir.

Çekirdek yapı ve akım kaynaklarıyla kutuplanmış devre Şekil 3-58a ve Şekil 3-58b’de görülmektedir. Bu devrede PMOS transistörlerin bulk uçları source ucuna, NMOS’ların bulk uçları ise en düşük potansiyele bağlanacak şekilde ayarlanmıştır.



Şekil 3-58: (a) Çekirdek yapıdaki devre (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplanmış devre

Şekil 3-59’da, çekirdek yapıya ait küçük işaret eşdeğer devresi çizilmiştir.



Şekil 3-59: Çekirdek yapının küçük işaret eşdeğer devresi

Şekil 3-59’a göre, Denklem (75), (76) ve (77)’de verilen transfer fonksiyonları elde edilmiştir.

$$\frac{I_{HP}}{I_{IN}} = \frac{s^2 \frac{C_1 C_2 g_{m2}}{g_{m1}}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m3} + g_{m2} g_{m3}} \quad (75)$$

$$\frac{V_{HP}}{I_{IN}} = \frac{s^2 \frac{C_1 C_2}{g_{m1}}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m3} + g_{m2} g_{m3}} \quad (76)$$

$$\frac{V_{BP}}{I_{IN}} = - \frac{s \frac{C_1 g_{m2}}{g_{m1}}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m3} + g_{m2} g_{m3}} \quad (77)$$

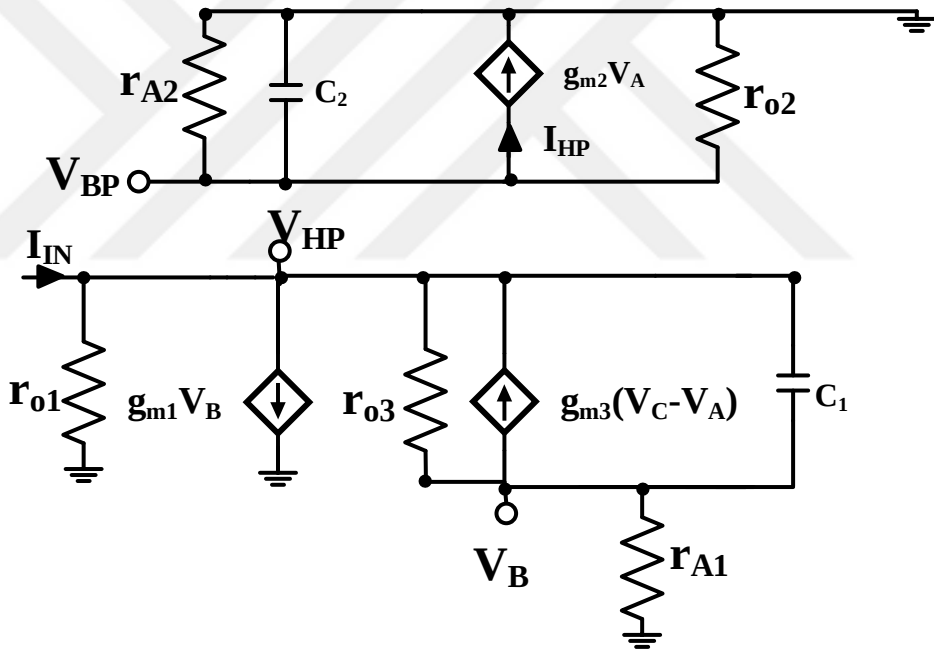
Filtrenin, Denklem (75), (76) ve (77)'ye göre hesaplanan merkez frekansı ve kalite faktörü sonuçları Denklem (78)'de görülmektedir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2}}, Q = \sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{C_2 g_{m3}}} \quad (78)$$

Akım ve geçiş direnci modları kazanç ifadeleri Denklem (79)'dadır.

$$G_{C-HP} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}}, G_{T-HP} = \frac{1}{g_{m1}}, G_{T-BP} = \frac{C_1 g_{m2}}{C_2 g_{m1} g_{m3}} \quad (79)$$

Akım kaynakları ve MOSET çıkış dirençleri çizilen küçük işaret eşdeğer devresi Şekil 3-60'ta görülmektedir.



Şekil 3-60: Çıkış dirençleri göz önünde bulundurularak çizilen küçük işaret eşdeğer devresi

Yeni hesapla elde edilen transfer fonksiyonları Denklem (80), (81), (82) ve (83)'tedir.

$$\frac{I_{HP}}{I_{IN}} = \frac{g_{m2} r_{O1} (r_{A1} + r_{O3} + s C_1 r_{O3} r_{A1} + s C_2 (r_{O2} // r_{A2}) (r_{A1} + r_{O3}) + s^2 C_1 C_2 (r_{O2} // r_{A2}) r_{O3} r_{A1})}{\Delta s} \quad (80)$$

$$\frac{V_{HP}}{I_{IN}} = \frac{r_{O1} (r_{A1} + r_{O3} + s C_1 r_{O3} r_{A1} + s C_2 (r_{O2} // r_{A2}) (r_{A1} + r_{O3}) + s^2 C_1 C_2 (r_{O2} // r_{A2}) r_{O3} r_{A1})}{\Delta s} \quad (81)$$

$$\frac{V_{BP}}{I_{IN}} = - \frac{g_{m2} r_{O1} (r_{O2} // r_{A2}) (r_{A1} + r_{O3} + s C_1 r_{O3} r_{A1})}{\Delta s} \quad (82)$$

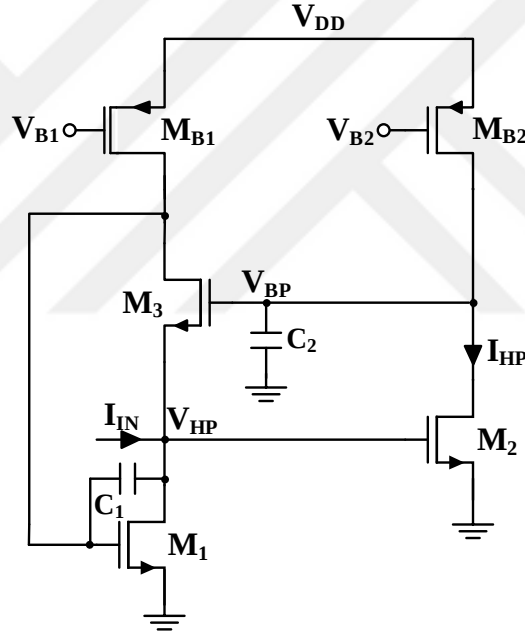
$$\begin{aligned} \Delta s = & s^2 C_1 C_2 (r_{o2} // r_{A2}) r_{o3} (r_{A1} + r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1})) + \\ & s (C_1 r_{o3} (r_{A1} + r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1})) + C_2 (r_{o2} // r_{A2}) (r_{A1} + r_{o3} + r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1}) + g_{m3} r_{o1} r_{o3} (1 + g_{m1} r_{A1}))) + \dots (83) \\ & \dots + r_{A1} + r_{o3} + r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1}) + g_{m3} r_{o1} r_{o3} (1 + g_{m1} r_{A1} + g_{m2} (r_{o2} // r_{A2}) (1 + g_{m1} r_{A1})) \end{aligned}$$

Denklem (83)'teki çıkış dirençleri göz önünde bulundurularak, yeniden hesaplanan merkez frekansı ve kalite faktörü Denklem (84) ve (85)'tedir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(r_{A1} + r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1}) + r_{o3} + g_{m3} (1 + g_{m1} r_{A1}) r_{o1} (1 + g_{m2} (r_{o2} // r_{A2})) r_{o3})}{C_1 C_2 (r_{o2} // r_{A2}) r_{o3} (r_{A1} + r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1}))}} \quad (84)$$

$$Q = \frac{\sqrt{(r_{A1} + r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1}) + r_{o3} + g_{m3} (1 + g_{m1} r_{A1}) r_{o1} (1 + g_{m2} (r_{o2} // r_{A2})) r_{o3}) C_1 C_2 (r_{o2} // r_{A2}) r_{o3} (r_{A1} + r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1}))}}{C_1 (r_{A1} + r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1})) r_{o3} + C_2 (r_{o2} // r_{A2}) (r_{A1} + r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1}) + r_{o3} (1 + g_{m3} r_{o1} (1 + g_{m1} r_{A1})))} \quad (85)$$

MOSFET'lerle kutuplamaları yapılan devre Şekil 3-61'de görülmektedir. M_1 , M_2 , M_3 ana transistör; M_{B1} ve M_{B2} kutuplama transistörleridir.



Şekil 3-61: Devrede kullanılan kutuplamalı tüm MOSFET'lerin yer aldığı yapı

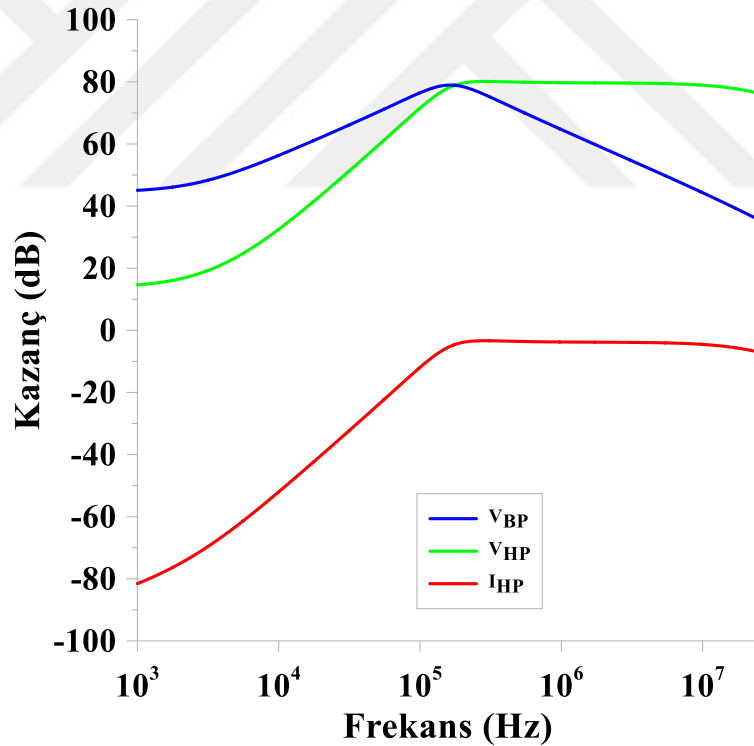
Şekil 3-61'deki devrenin MOSFET'lerinin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutları Tablo 3-7'de görüldüğü gibidir.

Tablo 3-7. Filtre devresinde kullanılan tüm MOSFET'lerin boyutlandırılması

Transistör	W (μm)	L (μm)
M ₁	10	0.36
M ₂	100	0.18
M ₃	100	1
M _{B1}	50	1
M _{B2}	30	1

DC Besleme gerilimi simetrik olarak $\pm 1.25\text{V}$ olarak uygulanmıştır. $V_{B1}=V_{B2}=801\text{ mV}$ seçilmiş olup, C_1 ve C_2 kondansatörleri 120 pF ve 60 pF kapasite değerlerini almıştır. Devrenin güç harcaması $18.02\text{ }\mu\text{W}$ 'tır.

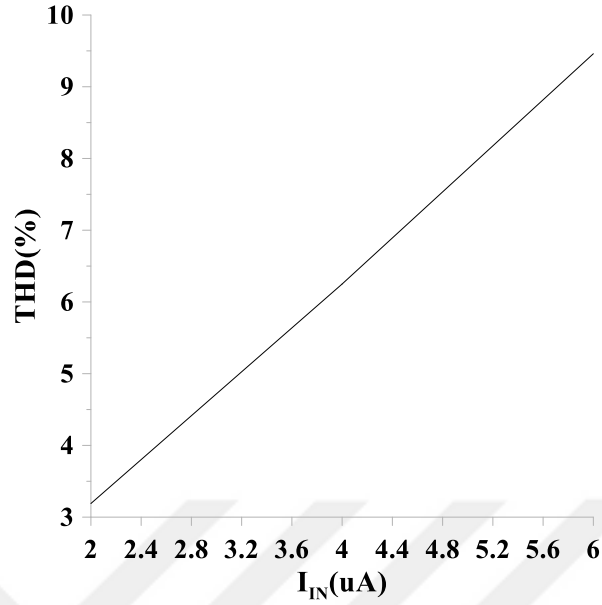
Şekil 3-62'de, elde edilen filtrelerin frekans cevabına ait simülasyon sonuçları verilmiştir. Akım modlu HP filtrenin kesim frekansı 164.15 kHz 'dir.



Şekil 3-62: Önerilen devrenin frekans cevabı

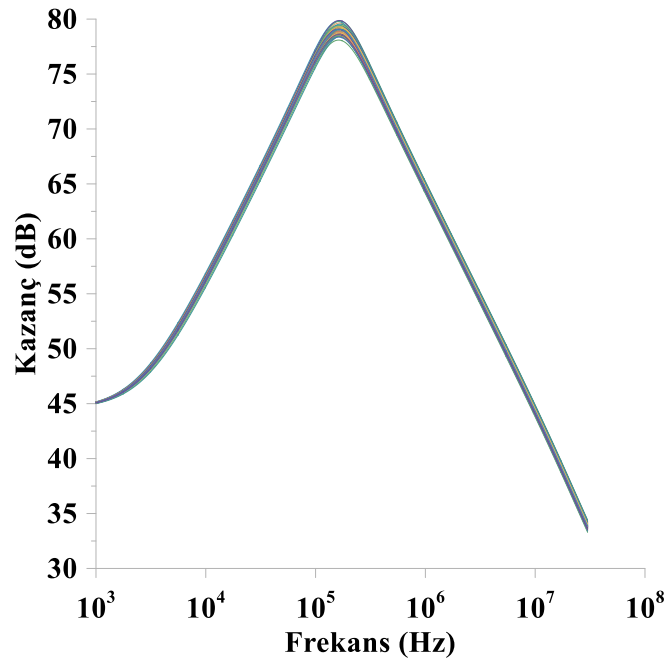
İlgili devre için performansı gözlemlemek adına, girişte tepeden tepeye $2\text{ }\mu\text{A}$ - $6\text{ }\mu\text{A}$ arasında akım sinyalleri verilerek THD değerleri belirlenmiştir ve değerler Şekil 3-63'te görülmektedir.

164.15 kHz frekansı için, giriş işareti tepeden tepeye 6 μA iken THD değerinin %9.46 olduğu tespit edilmiştir.



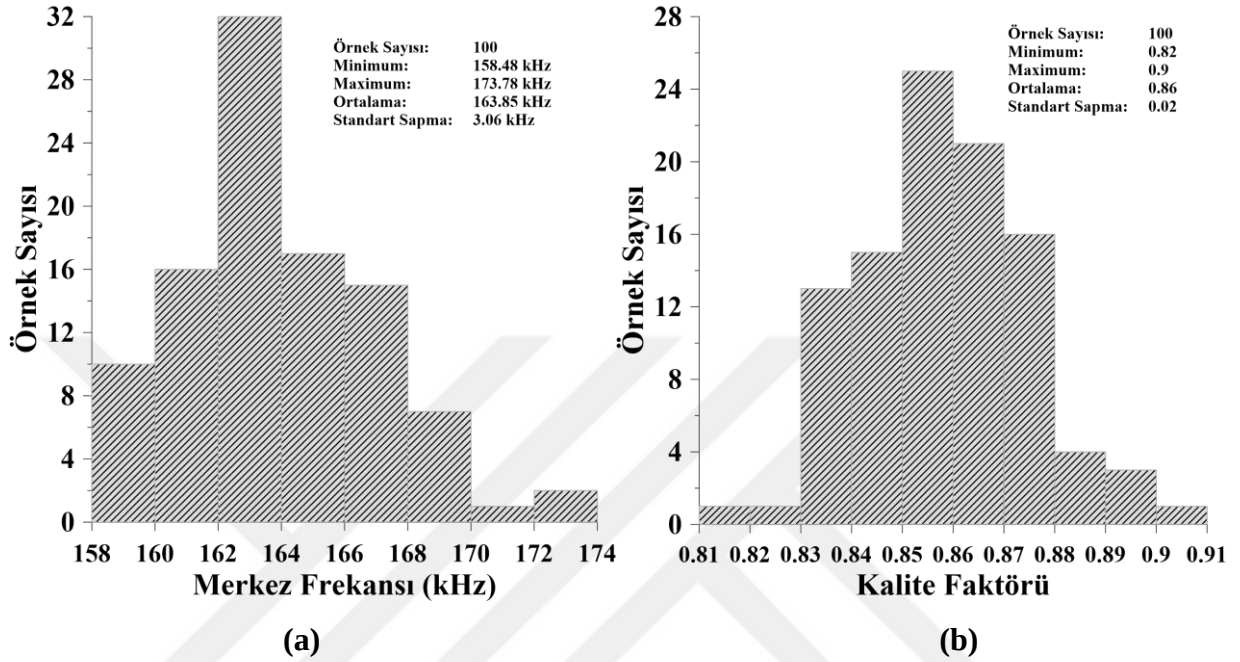
Şekil 3-63: Akım modlu BP filtrenin THD performansı

Şekil 3-64'te önerilen devrede Monte Carlo simülasyonuna göre 100 kez çalıştırılan %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek elde edilen akım modlu BP filtrenin frekans yanıtının değişimi görülmektedir. Bu sonuca göre değişim oranının minimum seviyede kaldığı gözlemlenmiştir.



Şekil 3-64: Akım modlu BP filtrenin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi

Monte Carlo simülasyonu, %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek ve akım modlu BP filtre için 100 kez çalıştırılarak, filtrenin merkez frekansı ve kalite faktörü değişimi Şekil 3-65a ve Şekil 3-65b’de gösterilmektedir.

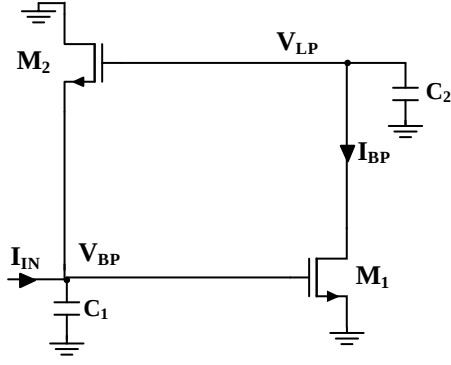


Şekil 3-65: 100 kere Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Akım modlu BP filtresinin merkez frekansının dağılım histogramı (b) Akım modlu BP filtresinin kalite faktörünün dağılım histogramı

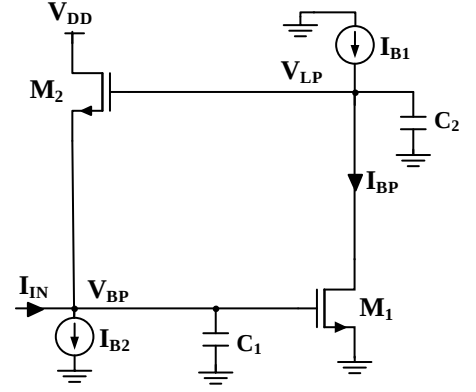
3.8. Tasarlanan Sekizinci Devre

Arslan ve diğerleri çalışmalarında [76] devrenin çekirdek yapısındaki iki MOSFET’in C_{gs} kapasitelerini kullanarak akım modlu LP ve BP filtre elde etmişlerdir. Kullandıkları kapasitelerden biri yüzen kapasitedir. Ve iki MOSFET’te NMOS transistörleridir. Bu sebeple çalışmalarında gövde etkisi mevcuttur.

Bu tez çalışmasında gate-source uçları arasındaki kapasite (C_{gs}) ve gate-drain uçları arasındaki kapasite (C_{gd}) kullanılarak, akım modlu BP, geçiş direnci modunda BP ve LP filtreler elde edilerek filtre tipi ve çıkış sayısı artırılmıştır. İki topraklı kapasite kullanılmıştır ve NMOS transistörler PMOS transistöre dönüştürülerek gövde etkisinin dezavantajı giderilmiştir. İlk olarak bu tezde önerilen devrenin NMOS’lar ile tasarımı verilmiştir. NMOS’larla önerilen devrenin çekirdek yapısı ve ideal akım kaynaklarıyla kutuplanması Şekil 3-66a ve Şekil 3-66b’de gösterilmektedir. Tasarlanan devrede akım modlu BP, geçiş direnci modlu BP ve LP filtreler elde edilmiştir.



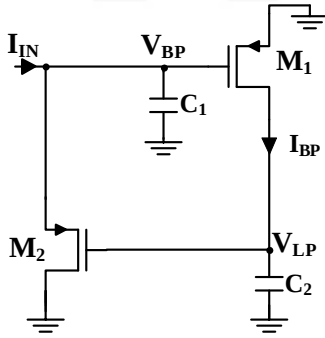
(a)



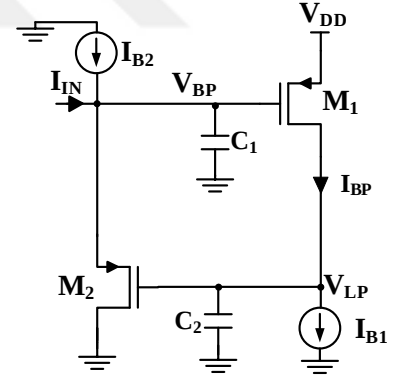
(b)

Şekil 3-66: (a) Çekirdek devre (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplanmış devre

Bütün MOSFET'ler PMOS'a dönüştürülerek gövde etkisi ortadan kaldırılmıştır, Şekil 3-67a ve Şekil 3-67b'de, PMOS'lara dönüştürülmüş devrenin çekirdek yapısı ve ideal akım kaynaklarıyla kutuplaması görülmektedir. Kutuplamaları yapıldığında NMOS transistörün bulk terminali en düşük potansiyele, PMOS transistörlerin bulk terminali ise source terminaline bağlanmıştır.



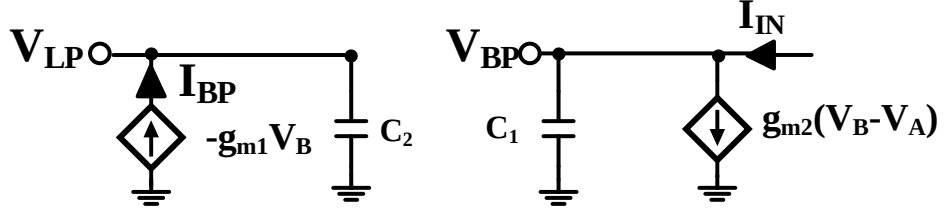
(a)



(b)

Şekil 3-67: (a) Çekirdek yapı (b) İdeal akım kaynaklarıyla kutuplanmış devre

PMOS'lardan oluşmuş çekirdek devrenin küçük işaret eşdeğeri Şekil 3-68'de görülmektedir.



Şekil 3-68: Çekirdek yapının küçük işaret eşdeğer devresi

Şekil 3-68'e göre hesaplanan transfer fonksiyonları Denklem (86), (87) ve (88)'de belirtilmiştir.

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = -\frac{sC_2 g_{m1}}{s^2 C_1 C_2 + sC_2 g_{m2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (86)$$

$$\frac{V_{LP}}{I_{IN}} = -\frac{g_{m1}}{s^2 C_1 C_2 + sC_2 g_{m2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (87)$$

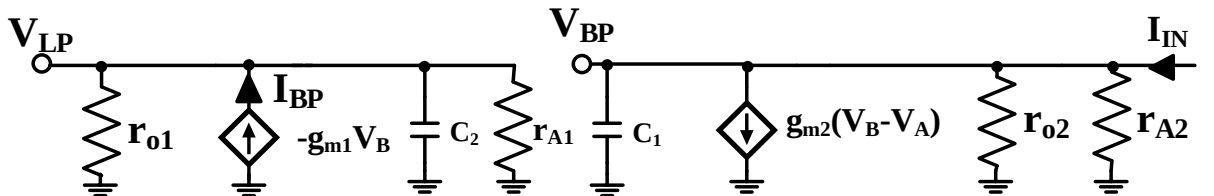
$$\frac{V_{BP}}{I_{IN}} = \frac{sC_2}{s^2 C_1 C_2 + sC_2 g_{m2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (88)$$

Denklem (86), (87) ve (88)'e göre elde edilen merkez frekansı, kalite faktörü ve kazançlar Denklem (89) ve (90)'dadır.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}, Q = \sqrt{\frac{C_1 g_{m1}}{C_2 g_{m2}}} \quad (89)$$

$$G_{C-BP} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}}, G_{T-BP} = \frac{1}{g_{m2}}, G_{T-LP} = -\frac{1}{g_{m2}} \quad (90)$$

Akım kaynağı ve MOSFET dirençlerinin yer aldığı küçük işaret eşdeğer devresi Şekil 3-69'dadır.



Şekil 3-69: Akım kaynağı ve MOSFET çıkış dirençlerinin etkili olduğu küçük işaret eşdeğer devresi

Şekil 3-69'a göre hesaplanan transfer fonksiyonları Denklem (91), (92), (93) ve (94)'tedir.

$$\frac{I_{BP}}{I_{IN}} = -\frac{g_{m1}(r_{o2} // r_{A2})(1 + sC_2(r_{o1} // r_{A1}))}{\Delta s} \quad (91)$$

$$\frac{V_{LP}}{I_{IN}} = -\frac{g_{m1}(r_{o1} // r_{A1})(r_{o2} // r_{A2})}{\Delta s} \quad (92)$$

$$\frac{V_{BP}}{I_{IN}} = \frac{(r_{o2} // r_{A2})(1 + sC_2(r_{o1} // r_{A1}))}{\Delta s} \quad (93)$$

$$\Delta s = s^2 C_1 C_2 (r_{o1} // r_{A1})(r_{o2} // r_{A2}) + s(C_1(r_{o2} // r_{A2}) + (r_{o1} // r_{A1})(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2}))C_2) + \dots \quad (94)$$

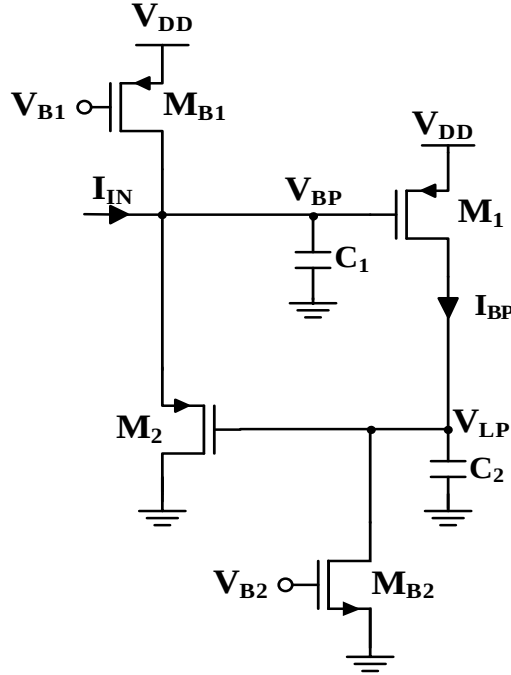
$$\dots + 1 + (g_{m2}(r_{o2} // r_{A2}))(1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{A1}))$$

Denklem (94)'e göre çıkış dirençleri dahil edilerek hesaplanmış merkez frekansı ve kalite faktörü sırasıyla Denklem (95) ve (96)'dadır.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2})(1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{A1}))}{C_1 C_2 (r_{o1} // r_{A1})(r_{o2} // r_{A2})}} \quad (95)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 (r_{o1} // r_{A1})(r_{o2} // r_{A2})(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2}))(1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{A1}))}}{C_1(r_{o2} // r_{A2}) + C_2(r_{o1} // r_{A1})(1 + g_{m2}(r_{o2} // r_{A2}))} \quad (96)$$

Şekil 3-70'teki devrede, ideal akım kaynakları yerine MOSFET'lerle kutuplamaları yapılan devre görülmektedir. M_1 , M_2 ana transistör; M_{B1} ve M_{B2} ise kutuplama transistörleridir.



Şekil 3-70: Devrede kullanılan tüm MOSFET'lerin yer aldığı devre

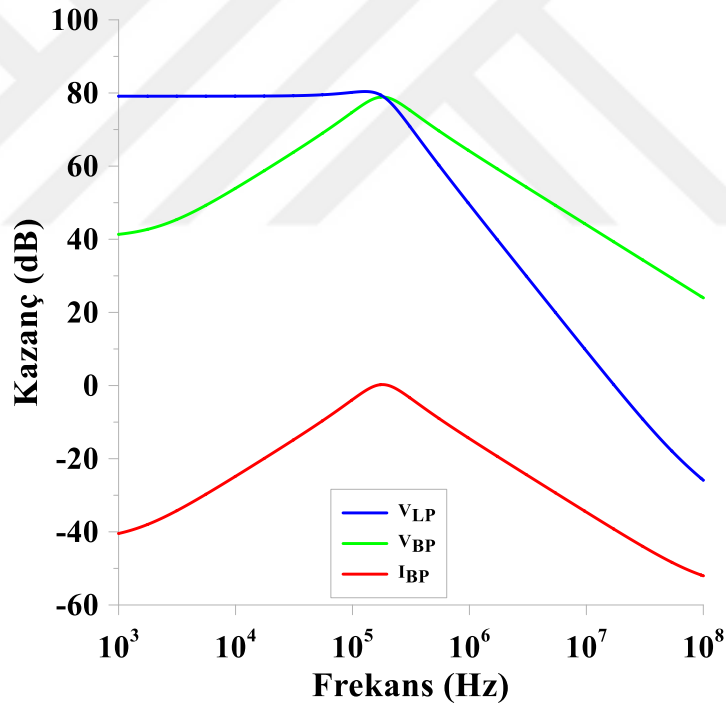
DC besleme gerilimi 1.8V'tur. $V_{B1}=1.25V$ ve $V_{B2}=473\text{ mV}$ 'tur. C_1, C_2 kapasite değerleri 100 pF'dir. Devrenin harcadığı güç 18.1 μW 'tır.

Şekil 3-70'te kullanılan MOSFET'lerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırılması Tablo 3-8'de görülmektedir.

Tablo 3-8: Devrede kullanılan tüm MOSFET'lerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırılması

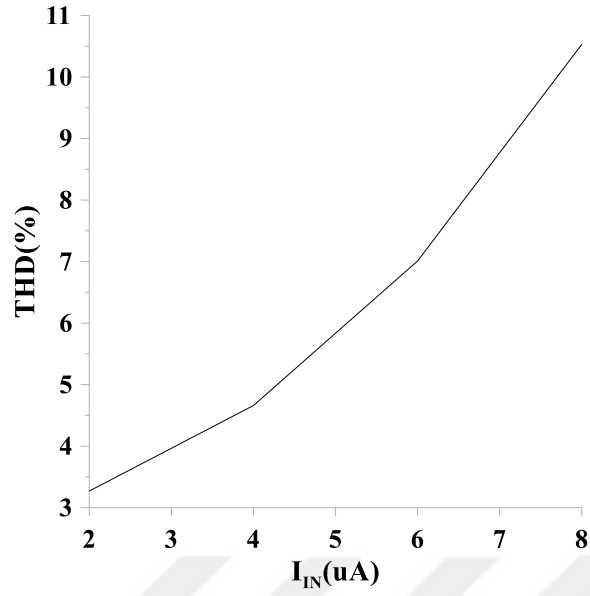
Transistör	W (μm)	L (μm)
M ₁	100	0.9
M ₂	100	0.18
M _{B1} , M _{B2}	10	1

Devreye ait frekans cevabı simülasyon sonuçları Şekil 3-71'de verilmiştir. Akım modlu BP filtrenin 178.55 kHz ve kalite faktörü 1'dir.



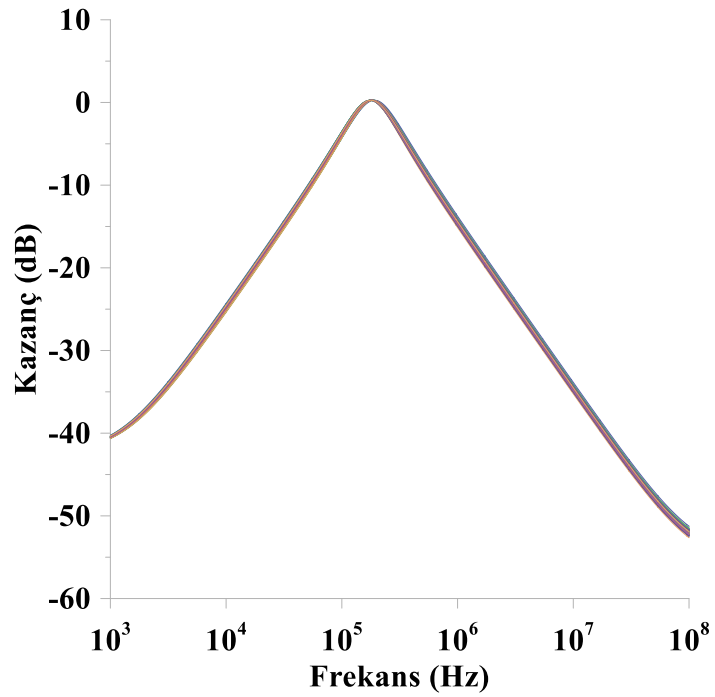
Şekil 3-71: Filtrelerin frekans cevabı

Tasarlanan devrenin performansını göstermek için 178.55 kHz frekans değerinde sinüzoidal bir akım giriş işareti uygulanmıştır. Akım modlu BP filtrenin THD performansına Şekil 3-72'de görülmektedir. I_{IN} , giriş sinyaline tepeden tepeye 2 μA -8 μA arasında değerler verilmiş olup, 178.55 kHz'de giriş akımı işareti tepeden tepeye 5 μA iken THD değeri %5.72 olarak bulunmuştur.



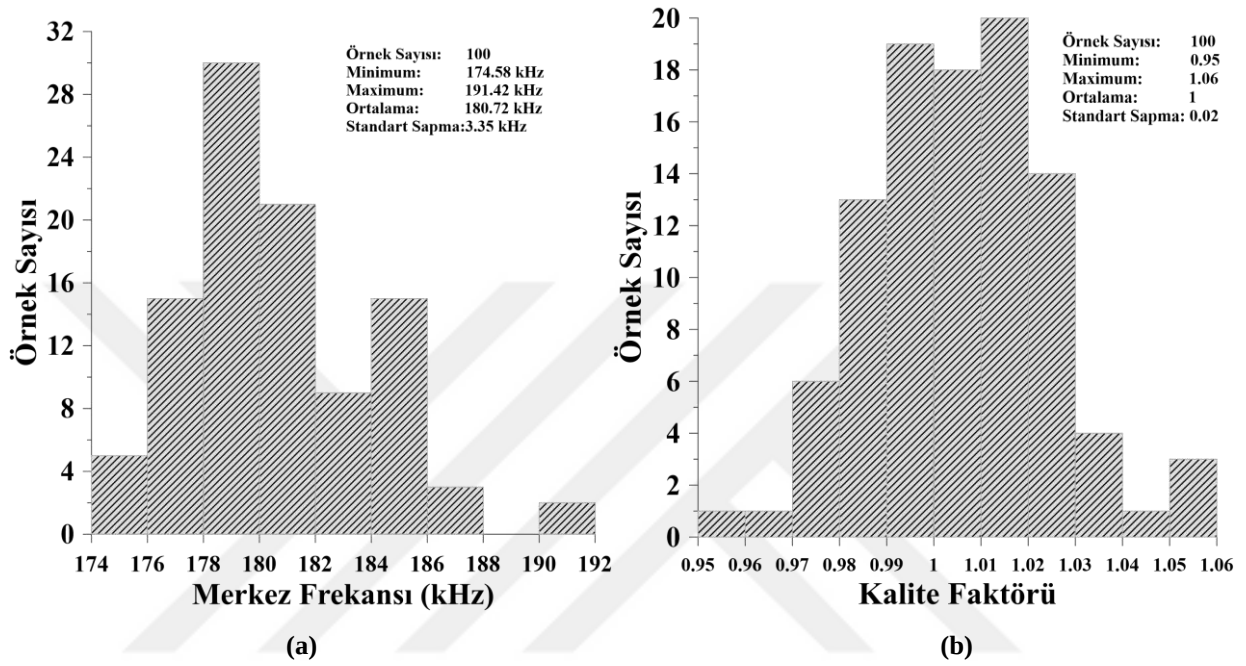
Şekil 3-72: Akım modlu BP filtrenin THD performansı

Şekil 3-73'te Monte Carlo simülasyonu boyunca 100 kez çalıştırılan %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek akım modlu BP filtrenin Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi gösterilmiştir. Bu değişime göre frekans cevabının değişimi, bu tasarım için minimum seviyede kalmıştır.



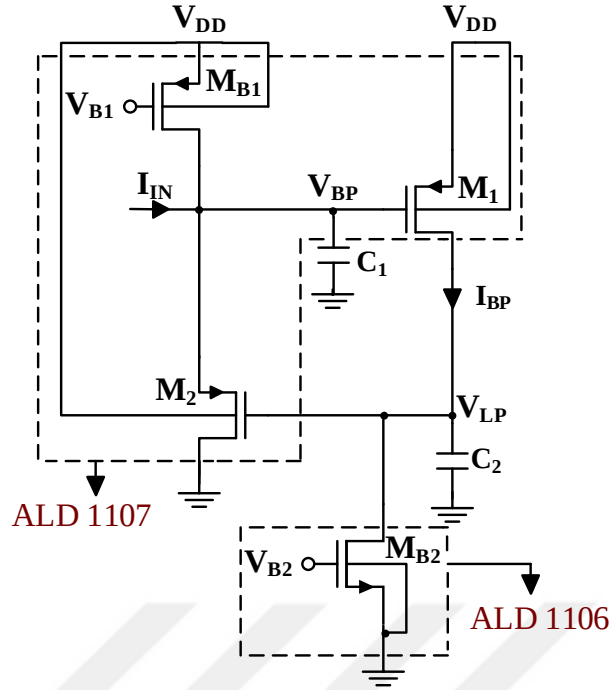
Şekil 3-73: Monte Carlo simülasyonuna göre frekans cevabının değişimi

Monte Carlo simülasyonu akım modlu BP filtre için 100 kez çalıştırılmıştır. %10 gauss dağılımına sahip kapasite değerleri değiştirilerek akım modlu BP filtrenin merkez frekansı ve kalite faktörü değişimi Şekil 3-74a ve Şekil 3-74b’de gösterilmiştir. Monte Carlo analizine göre merkez frekansı ve kalite faktörünün standart sapmaları sırasıyla %1.9 ve %2 olarak tespit edilmiştir.



Şekil 3-74: 100 kere çalıştırılan Monte Carlo simülasyonuna göre (a) Devredeki akım modlu BP filtrenin merkez frekansının dağılımı (b) Devredeki akım modlu BP filtrenin kalite faktörünün dağılımı

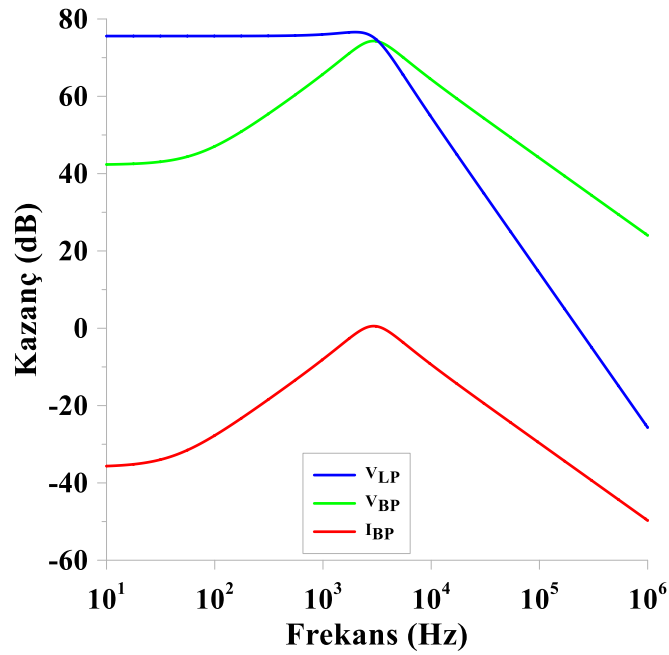
Şekil 3-67a’da önerilen devrenin ALD entegrelerle tasarlanan filtre yapısı Şekil 3-75’te, devrenin frekans cevabı ise Şekil 3-76’da görülmektedir. Önerilen devreyi PCB üzerinden gerçekleyebilmek için sadece iki entegre ve iki kapasite kullanmak yeterlidir.



Şekil 3-75: ALD1106 ve ALD1107 entegreleriyle tasarlanan filtre devresi

Şekil 3-75'te ALD entegrelerle tasarlanan devre için $V_{DD}=10\text{ V}$, $V_{B1}=8.6\text{ V}$ ve $V_{B2}=1.2\text{ V}$ DC gerilim değerlerindedir. C_1 ve C_2 'nin kapasite değerleri 10 nF 'dir.

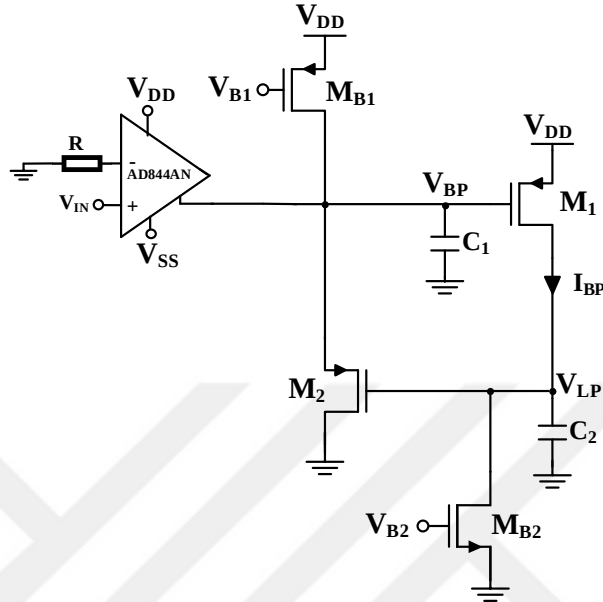
Şekil 3-75'te gösterilen devrenin akım moddaki BP filtresinin merkez frekansı 2.94 kHz , kalite faktörü 0.96 'dır.



Şekil 3-76: ALD entegrelerle kurulan devrenin simülasyon frekans cevabı

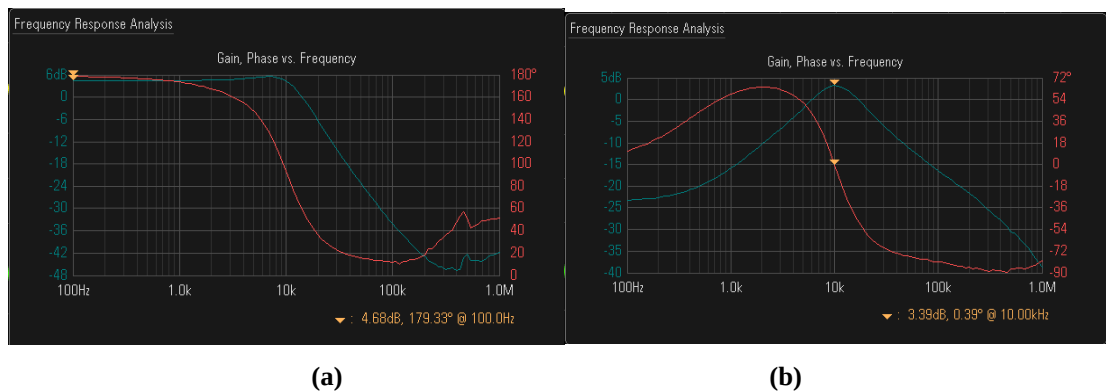
Deneysel Uygulama

Bir adet ALD1106, bir adet ALD1107 entegresi ve AD844AN OPAMP'ı, iki adet kondansatör ve bir adet direnç kullanarak Şekil 3-67a'da verilen devrenin uygulaması gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3-77: Deneysel uygulaması yapılan devrenin tasarımı

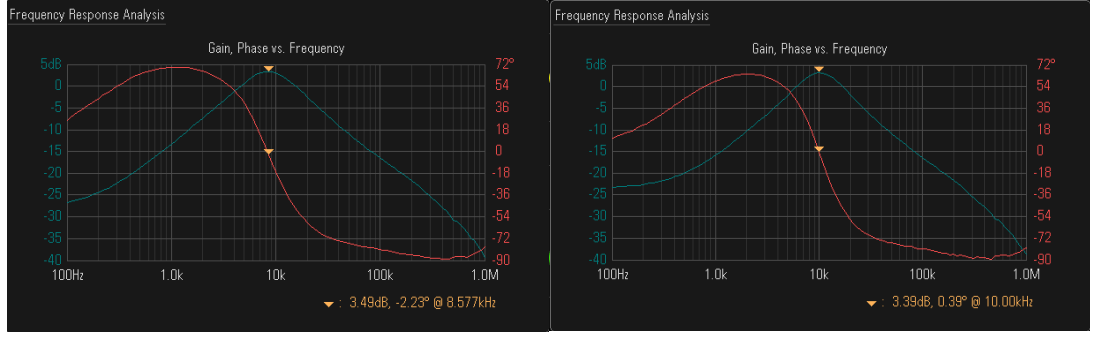
Şekil 3-77’de görülmekte olan devrede $V_{DD}=-V_{SS}=10\text{ V}$, $V_{B1}=8\text{ V}$, $V_{B2}=2\text{ V}$ gerilimleri uygulanmış olup, kapasite değerleri $C_1=C_2=6.8\text{ nF}$ ’dir. Direnç değeri $R=470\ \Omega$ ’dur. Deneysel uygulamanın LP ve BP filtreler için frekans cevabı sonuçları Şekil 3-78’dedir.



Şekil 3-78: (a) LP filtre frekans cevabı (b) BP filtre frekans cevabı sonuçları

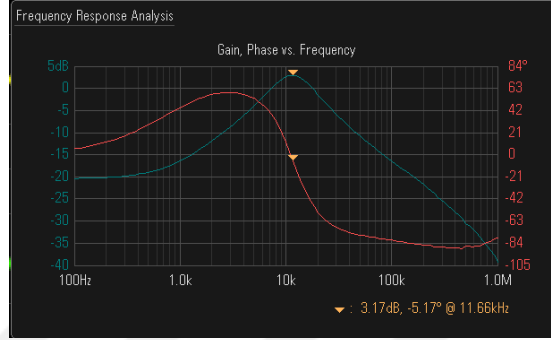
Şekil 3-78’de elde edilen sonuçlara göre LP filtrenin kesim frekansı 12.85 kHz ve BP filtrenin merkez frekansı 10 kHz’dir. BP filtrenin kalite faktörü 1.03’tür.

Şekil 3-77'deki devre için; V_{B2} kutuplama gerilimine çeşitli gerilim değerleri uygulanarak frekans cevabının değişimi gözlenmiştir.



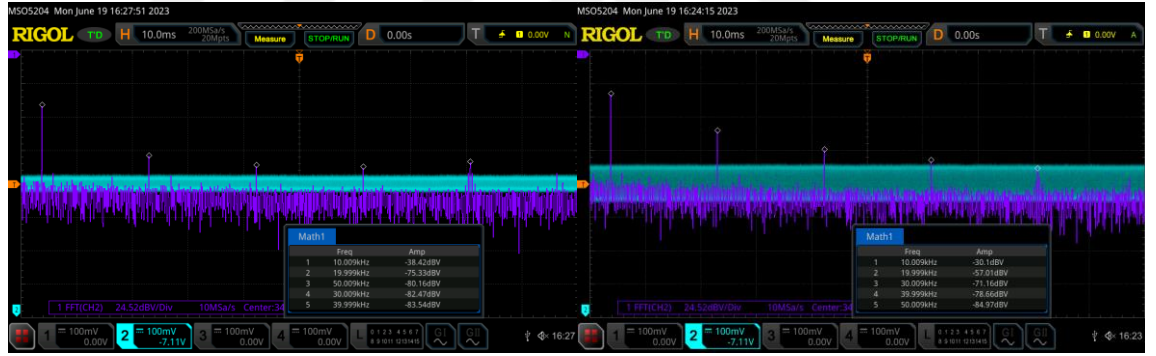
(a)

(b)



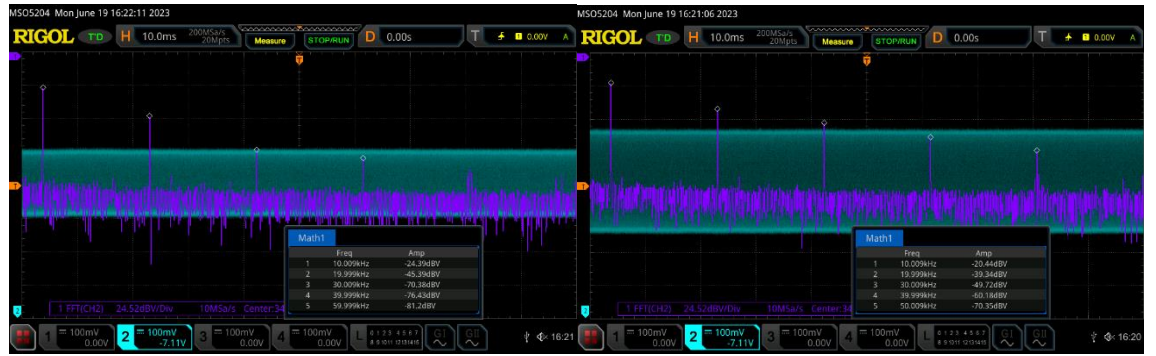
(c)

Şekil 3-79: (a) $V_{B2} = 1.5V$ (b) $V_{B2} = 2V$ (c) $V_{B2} = 2.5V$ için frekans cevapları



(a)

(b)



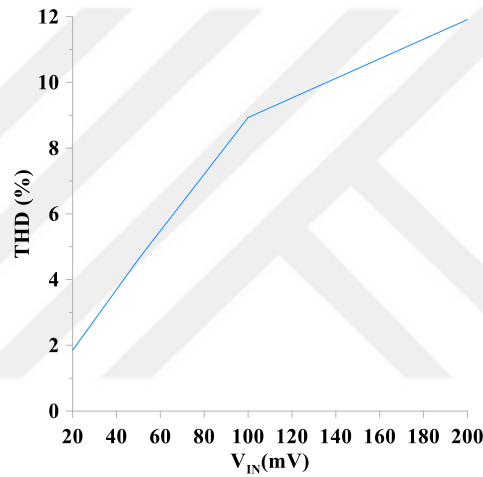
(c)

(d)

Şekil 3-80: (a) 20 mV (b) 50 mV (c) 100 mV (d) 200 mV genlik değerleri için THD değerleri

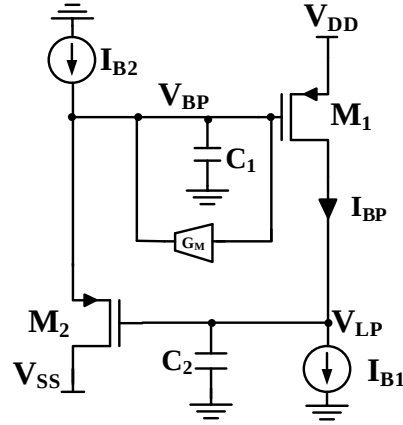
Bu sonuçlara göre devrenin merkez frekansının ayarlanabilirliği tespit edilmiş olup, Şekil 3-79a, Şekil 3-79b ve Şekil 3-79c’de sırasıyla V_{B2} ’nin 1.5V, 2V ve 2.5V kutuplama gerilim değerlerinde frekans cevabının değişimi görülmektedir ve merkez frekansları sırasıyla 8.58 kHz, 10 kHz ve 11.66 kHz’dir. $V_{DD}=10$ V, $V_{B1}=8$ V, $V_{B2}=2$ V, $C_1=C_2=6.8$ nF, $R=470$ Ω iken girişte tepeden tepeye 20 mV, 50 mV, 100 mV ve 200 mV gerilim değerleri ve 10 kHz frekansında işaret uygulanarak THD sonuçları elde edilmiştir. Şekil 3-80a, Şekil 3-80b, Şekil 3-80c ve Şekil 3-80d’de sırasıyla 20 mV, 50 mV, 100 mV ve 200 mV genlik değerleri için THD değerleri görülmektedir.

BP filtrenin THD performansı Şekil 3-81’de görülmektedir. Giriş 20 mV-200 mV arasında gerilim değerleri verilmiş olup, 10 kHz frekansta 100 mV değerinde iken THD değeri %8.93 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 3-81: BP filtrenin THD performansı

Şekil 3. 67b’de kutuplamaları yapılmış devreye Yeşil’in 2016 [77] yılında doktora tezinde önerdiği BP filtre çıkışından girişe geri besleme yapılarak devrelerin osilatör olarak kullanılacağı yöntem uygulanmıştır. Geçiş direnci modlu BP filtreden geribesleme devresi olan G_M katı ile girişe işaret aktarılmıştır. Bu şekilde uygun değerlerde devre osilatör devresine dönüştürülmüştür. Şekil 3-82’de tasarlanan osilatör devresi görülmektedir.



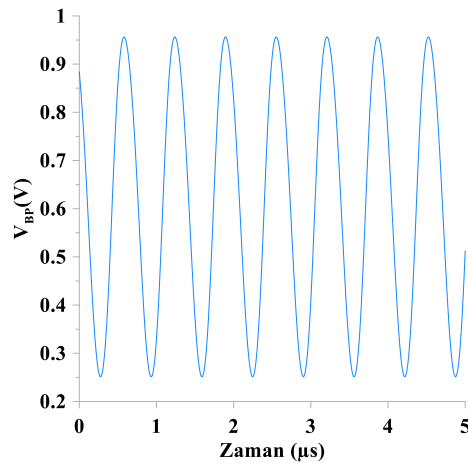
Şekil 3-82: Tasarlanan osilatör devresi

Şekil 3-82'deki devrede, temel yapıda iki adet MOSFET bulunmaktadır. Devrenin kutuplanması için ideal akım kaynakları yerine iki adet MOSFET kullanıldığı takdirde geri besleme devresi hariç, sadece dört adet MOSFET ile osilatör devresinin tasarlanabileceği görülmektedir. Tablo 3-9'da, tasarlanan osilatör devresindeki MOSFET'lerin kanal genişliği ve uzunluklarının boyutlandırılması görülmektedir.

Tablo 3-9: Osilatör devresindeki MOSFET'lerin boyutlandırılması

Transistör	W (μm)	L (μm)
M ₁ , M ₂	10	1

Şekil 3-82'deki devreye simetrik DC besleme gerilimi uygulanmış olup değeri ± 1.25 V'tur. C_1 ve C_2 kapasite değerleri 25 pF'dir. G_M değeri 470 $\mu\text{A/V}$ olarak seçilmiştir. Osilasyon frekansı 1.52 MHz olarak elde edilirken, THD değeri ise % 6 olarak ölçülmüştür. Devrenin osilasyon sonuçları Şekil 3-83'te görülmektedir.



Şekil 3-83: Osilatör devresinin gerilim çıkışı

4. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, ikinci dereceden sekiz adet filtre devresi ve bir adet osilatör devresi tasarlanmıştır. Aktif eleman ve çok sayıda pasif eleman kullanılarak elde edilen filtreler yerine, sadece MOSFET ve kapasite kullanılarak MOSFET-C tabanlı devreler elde edilmiştir.

Bütün devreler tek giriş ve çok çıkışa sahiptir. Literatürdeki birçok devre sadece akım ve ya gerilim modundadır, bu tezde önerilen sekiz devre de hem akım hem de geçiş direnci modlarını içermektedir. Geçiş direnci moduyla, hem filtreleme yapılmakta hem de DAC'ler ve sensörler için başka bir dönüştürücü yapı kullanılmadan daha fazla elemana gerek kalmayarak, güç tüketimine ve gürültüye sebep olmayarak avantajlı bir yapı elde edilir.

Çalışmada, tasarlanan devrelerin TSMC 0.18 μm teknoloji parametreleri kullanılarak frekans cevabı sonuçları elde edilmiştir ve bütün devrelerin güç harcamaları belirlenmiştir. Filtrelerin performansını gözlemlemek için akım modlu BP filtrelerin THD değerleri araştırılmış ve Monte Carlo analizleri yapılmıştır.

Devrelerde toplamda kutuplamalarla birlikte sadece dört, beş veya altı adet MOSFET ve ikişer adet kondansatör kullanılmış olup, devre yapıları sade ve kullanılan eleman sayısı azdır. Bütün devreler düşük besleme gerilimlerinde çalışırlar ve bütün devrelerin güç harcamaları μW 'lar seviyesinde olup, düşük gerilim düşük güç uygulamaları için uygundur. Akım modlu BP filtrelerin merkez frekansı, akım modlu LP ve HP filtrelerin de kesim frekansları simülasyon sonuçlarından elde edilmiştir. Tasarlanan devreler de, bir devre hariç en az bir kapasite topraklı olup, tümleşik devreler için avantaj sağlamaktadır.

Önerilen birinci devrede, akım modlu HP ve BP filtre, geçiş direnci modlu HP filtre elde edilmiş olup kapasitenin biri topraklıdır. Önerilen ikinci ve üçüncü devrelerde akım ve geçiş direnci modda BP filtreler elde edilmiştir, ilk devrede olduğu gibi kapasitelerin biri topraklıdır. Önerilen dördüncü devrede, akım modlu BP, HP ve LP filtreler geçiş direnci modlu BP filtre edilmiştir, kapasitenin biri de topraklıdır. Beşinci devrede Metin ve diğerlerinin önerdikleri akım modlu BP, LP filtrelere ilave olarak geçiş direnci modunda LP filtre tespit edilmiştir ve iki kapasite de topraklı kapasitedir. Altıncı devrede akım modlu HP, BP ve LP filtreler ve geçiş direnci modunda HP, LP filtre ve biri topraklı kapasite, aynı zamanda gövde etkisi olmaması avantajı bulunmaktadır. Yedinci devrede akım modlu HP ve geçiş direnci modlu BP ve HP filtreler önerilmiştir ve kapasitenin biri topraklıdır. Önerilen son devrede akım modlu BP, geçiş direnci modlu BP ve LP filtre elde edilmiş ve iki topraklı kapasite kullanılmıştır. Devrenin çekirdek yapısındaki MOSFET'ler PMOS'a dönüştürülerek gövde etkisinin olumsuz etkileri giderilmiştir.

Devreler, Monte Carlo simülasyonuna göre 100 kere çalıştırılarak kapasite değerleri %10 değiştirilerek akım modlu BP filtrelerin frekans cevabının değişimi gözlemlenmiştir. Frekans cevabının bütün devreler için korunduğu ve değişimin ihmal edilebilir oranda olduğu görülmüştür.

Akım modlu BP filtrelerin THD değerleri sonucunda, bazı devrelerde bu değerlerin yüksek çıktığı görülmüş olup, geliştirme açısından kanal genişliği ve uzunluk parametrelerinin daha hassas ayarlanmasıyla daha iyi sonuçlar elde edilebilir.

Son devredeki filtre devresinden osilatör tasarımı yapılarak, geri besleme devresi haricinde sadece dört adet MOSFET ve iki adet kondansatör kullanımıyla sinüzoidal işaret üreten bir osilatör tasarlanabileceği gösterilmiştir. Osilatör tasarımlarında kullanılan çok elemanlı ve direnç gibi pasif eleman kullanan yapılara kıyasla bu devrenin kullanışlı olduğu görülmektedir. Literatürde MOSFET tabanında osilatör tasarım çalışmaları yapılmış olmakla birlikte az sayıda olması nedeni ile, osilatör devrelerinin tasarımının yaygınlaştırılması için bu tez ile olumlu katkıda bulunulduğu söylenebilir. İdeal kaynaklar yerine MOSFET'ler ile geri besleme devresi tasarlanarak, osilatörün gerçekleştirilmesi sağlanabilir.

Bu tez çalışması kapsamında literatüre; az sayıda eleman kullanarak, düşük güç tüketimi sağlayan ve düşük besleme gerilimi gerektiren, tümleşik devreler için düşük çip alanı ve düşük maliyet kazanımı getiren devreler önerilerek katkı yapılmıştır.

Önerilen devrelerden birkaçı seçilerek ALD1106 ve ALD1107 ticari entegrelerinin simülasyonu yapılmış olup, iki devrenin deneysel olarak gerçekleştirilmesi yapılmıştır ve tez çalışmasının devamı olarak diğer devrelerin gerçekleştirilmesinin yapılması planlanmaktadır.

5. KAYNAKLAR

- [1] S. A. Pactitis, *Active Filters : Theory and Design*. Boca Raton, ABD: Taylor & Francis Group, 2007.
- [2] K. Lacanette, “A Basic Introduction to Filters-Active Passive, and Switched-Capacitor”, 1991.
- [3] “<https://biomed.erciyes.edu.tr/upload/GK46HWIdeney-8-bgf-bdf-ve-Centik-filtreler.pdf>” (Erişim tarihi: 25.02.2023).
- [4] C. Toumazou, F. J. Lidgey, ve D. Haigh, *Analogue IC Design: The Current Mode Approach*. London: Peter Peregrinus, 1990.
- [5] B. Wilson, “Recent Developments İn Current Conveyors And Current-Mode Circuits”, *IEE Proceedings*, c. 137, sy 2, ss. 63-77, Nis. 1990, doi: 10.1049/IP-G-2.1990.0014.
- [6] R. Cabeza ve A. Carlosena, “Analog Universal Active Device:Theory, Design And Applications”, *Analog Integr Circuits Signal Process*, c. 12, ss. 153-168, 1997, doi: 10.1023/A:1008221227001.
- [7] M. A. Ibrahim, “A Transimpedance Type Multifunction Filter Suitable For MOSFET-C Technology”, Bursa,Türkiye: Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2007, ss. 5-9.
- [8] M. S. Keserlioğlu, “Square-Root-Domain First Order Transadmittance and Transimpedance Type Filter Design”, içinde *National Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering*, Bursa , 2010, ss. 375-379.
- [9] S. Minaei ve G. Topçu, “Transimpedance Type Multifunction Filter Without Using Any External Passive Elements”, Tulsa, OK, USA: The 2002 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems. MWSCAS-2002., 2002, ss. II633-II636. doi: 10.1109/MWSCAS.2002.1186941.
- [10] S. Minaei, G. Topçu, ve O. Çiçekoğlu, “Low İntput İmpedance Trans-İmpedance Type Multifunction Filter Using Only Active Elements”, *International Journal of Electronics*, c. 92, sy 7, ss. 385-392, Tem. 2005, doi: 10.1080/00207210412331334789.
- [11] A. Carlosena ve E. Cabral, “Novel Transimpedance Filter Topology For Instrumentation”, *IEEE Trans Instrum Meas*, c. 46, sy 4, ss. 862-867, Ağu. 1997, doi: 10.1109/19.650789.
- [12] S. Kılınç ve U. Çam, “Transimpedance Type Fully İntegrated Biquadratic Filters Using Operational Transresistance Amplifiers”, *Analog Integr Circuits Signal Process*, c. 47, ss. 193-198, 2006, doi: 10.1007/s10470-006-2963-0.

- [13] J. C. Rudell vd., “1.9 GhZ Wide-Band IF Double Conversion CMOS İntegrated Receiver For Cordless Telephone Applications”, San Francisco, CA, USA: 1997 IEEE International Solids-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers, 1997, ss. 304-305. doi: 10.1109/isscc.1997.585394.
- [14] Y. Wang ve R. Raut, “A 0.18um CMOS Fully Differential Transimpedance Amplifier For Optical Receiver”, *2nd IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems*, ss. 229-232, Haz. 2004.
- [15] F. Kaçar, A. Yeşil, ve K. Gürkan, “Design And Experiment Of VDCC-Based Voltage Mode Universal Filter”, *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, c. 53, ss. 341-349, May. 2015.
- [16] İ. Karacan, “Aktif Devre Elemanları Kullanarak Filtre Ve Osilatör Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, İskenderun Teknik Üniversitesi, Mühendislik Ve Fen Bilimleri Enstitüsü, İskenderun, 2019.
- [17] H. Çiçekli, İ. Karacan, ve A. Gökçen, “Current Operational Amplifier Based Voltage-Mode MOS-C All-pass Filter and Its Application”, *Journal of Polytechnic*, c. 23(2), ss. 409-414, 2020, doi: 10.2339/politeknik.518460.
- [18] H. Kartlak, “Tam Farksal Akım Taşıyıcı (FDCCII) İle MOSFET-C Filtre Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2007.
- [19] H. Sözen, A. Gökçen, ve U. Çam, “Terslenmiş Akım Geri Beslemeli İşlemsel Yükselteç ve MOS-C Devre Gerçeklemesi Uygulamaları”, *Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Fen ve Mühendislik Dergisi*, c. 14, sy 1, ss. 23-37, 2012, [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.researchgate.net/publication/301198408>
- [20] A. Abacı, “DVCC Tabanlı Analog Devrelerin Tasarımı ve Benzetimi”, Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Denizli, 2015.
- [21] A. Gökçen ve U. Çam, “Elektronik Olarak Ayarlanabilen ICCII Kullanılarak Yapılmış Yeni Bir Tüm Geçiren Süzgeç”, 13. Ulusal Elektrik, Elektronik, Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Kongresi, 2009.
- [22] Ş. Değirmencioğlu, “OTA İle Tasarlanan Süzgeçlerin Benzetimi Ve Gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2009.
- [23] A. Uygur, “CDTA Elemanı Tasarımı Ve Uygulama Devrelerinin Geliştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2006.
- [24] U. E. Ayten, “Yeni Aktif Eleman Yapıları ve Analog Devre Tasarımındaki Uygulamaları”, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2009.

- [25] S. Minaei ve E. Yüce, “All-Grounded Passive Elements Voltage-Mode DVCC-Based Universal Filters”, *Circuits Syst Signal Process*, c. 29, sy 2, ss. 295-309, Nis. 2010, doi: 10.1007/s00034-009-9136-1.
- [26] E. Yüce, “Voltage-Mode Multifunction Filters Employing A Single DVCC And Grounded Capacitors”, içinde *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2009, ss. 2216-2221. doi: 10.1109/TIM.2009.2013671.
- [27] C. M. Chang, C. N. Lee, C. L. Hou, J. W. Horng, ve C. K. Tu, “High-Order DDCC-Based General Mixed-Mode Universal Filter”, *IEE Proceedings: Circuits, Devices and Systems*, c. 153, sy 5, ss. 511-516, 2006, doi: 10.1049/ip-cds:20050345.
- [28] M. A. Ibrahim, H. Kuntman, ve O. Çiçekoğlu, “New Second-Order Low-Pass, High-Pass And Band-Pass Filters Employing Minimum Number Of Active And Passive Elements”, içinde *Signals, Circuits and Systems, 2003. SCS 2003. International Symposium on, Iasi, Romania*, 2003, ss. 557-560. doi: 10.1109/SCS.2003.1227113.
- [29] D. R. Bhaskar, A. Raj, ve R. Senani, “Three New CFOA-Based SIMO-Type Universal Active Filter Configurations With Unrivalled Features”, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, c. 153, Ağu. 2022, doi: 10.1016/j.aeue.2022.154285.
- [30] E. Yüce, R. Verma, N. Pandey, ve S. Minaei, “New CFOA-Based First-Order All-Pass Filters And Their Applications”, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, c. 103, ss. 57-63, May. 2019, doi: 10.1016/j.aeue.2019.02.017.
- [31] F. Yücel, “MOS Transistör Tabanlı Elektronik Olarak Ayarlanabilir Analog Devreler”, Doktora Tezi, Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Denizli, 2015.
- [32] M. Sağbaş, “Akım Taşıyıcı Tabanlı Aktif Elemanlar Kullanılarak Yeni Filtre Yapıları Ve Tasarım Yöntemleri”, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2007.
- [33] M. T. Abuelma’atti ve A. Bentrchia, “A Novel Mixed-Mode OTA-C Universal Filter”, *International Journal of Electronics*, c. 92, sy 7, ss. 375-383, Tem. 2005, doi: 10.1080/08827510412331295009.
- [34] B. Metin, K. Pal, S. Minaei, ve O. Cicekoglu, “Trade-Offs İn The OTA-Based Analog Filter Design”, içinde *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Eyl. 2009, ss. 205-213. doi: 10.1007/s10470-008-9270-x.
- [35] F. Kaçar ve H. H. Kuntman, “A New, İmproved CMOS Realization Of CDTA And İts Filter Applications”, *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, c. 19, sy 4, ss. 631-642, 2011, doi: 10.3906/elk-1003-467.

- [36] N. A. Shah, M. Quadri, ve S. Z. Iqbal, “CDTA Based Universal Transadmittance Filter”, *Analog Integr Circuits Signal Process*, c. 52, sy 1-2, ss. 65-69, Ağu. 2007, doi: 10.1007/s10470-007-9091-3.
- [37] S. Minaei ve M. A. Ibrahim, “General Configuration For Realizing Current-Mode First-Order All-Pass Filter Using DVCC”, *International Journal of Electronics*, c. 92, sy 6, ss. 347-356, Haz. 2005, doi: 10.1080/00207210412331334798.
- [38] T. M. Hassan ve S. A. Mahmoud, “New CMOS DVCC Realization And Applications To Instrumentation Amplifier And Active-RC Filters”, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, c. 64, sy 1, ss. 47-55, Oca. 2010, doi: 10.1016/j.aeue.2008.11.002.
- [39] M. A. Ibrahim, H. Kuntman, ve O. Cicekoglu, “First-Order All-Pass Filter Canonical İn The Number Of Resistors And Capacitors Employing A Single DDCC”, *Circuits Syst Signal Process*, c. 22, sy 5, ss. 525-536, 2003, doi: 10.1007/s00034-003-1111-7.
- [40] W. Y. Chiu ve J. W. Horng, “High-Input and Low-Output Impedance Voltage-Mode Universal Biquadratic Filter Using DDCCs”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, c. 54, sy 8, ss. 649-652, 2007, doi: 10.1109/TCSII.2007.899460.
- [41] O. Sladok, J. Koton, ve N. Herencsar, “Universal Pseudo-Differential Filter Using DDCC and DVCCs”, *Elektronika ir Elektrotechnika*, c. 23, sy 6, ss. 46-52, 2017, doi: 10.5755/j01.eie.23.6.19694.
- [42] M. T. Abuelma’atti ve N. Almutairi, “New CFOA-Based Shadow Banpass Filter”, içinde *2016 International Conference on Electronics, Information, and Communications (ICEIC)*, Danang, Vietnam, 2016, ss. 1-3. doi: 10.1109/ELINFOCOM.2016.7562969.
- [43] D. R. Bhaskar, A. Raj, R. Senani, ve P. Kumar, “CFOA-Based Simple Mixed-Mode First-Order Universal Filter Configurations”, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, c. 50, sy 7, ss. 2631-2641, Tem. 2022, doi: 10.1002/cta.3289.
- [44] T. Unuk, A. Abacı, ve E. Yüce, “DDCC+ Tabanlı Kuadratör Osilatör Tasarımı”, içinde *SİU 2020 : 28. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, İstanbul, 2020.
- [45] A. Pay, “Gerilim İzleyicili Akım Fark Kuvvetlendiricisi (CDBA) ve Osilatör Uygulamaları”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2000.
- [46] F. Kaçar ve H. Kuntman, “Akım Farkı Alan Geçİ letkenlii Kuvvetlendiricisi (CDTA) Kullanarak İki Fazlı Osilatör Tasarımı”, içinde *National Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering*, 2010, ss. 399-403.

- [47] İ. Karacan ve A. Gökçen, “Üçüncü Dereceden Yeni Bir Quadrature Osilatör Tasarımı”, *Uludağ University Journal of The Faculty of Engineering*, c. 24, sy 2, ss. 217-228, Eyl. 2019, doi: 10.17482/uumfd.422266.
- [48] S. Kılınç ve U. Çam, “Akım İşlemsel Kuvvetlendirici Kullanarak Ayarlanabilir Frekanslı Osilatör Tasarımı”, içinde *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 10. Ulusal Kongresi*, 2003, ss. 318-321.
- [49] U. E. Ayten, “MCBTA Aktif Elemanı Kullanılarak Akım Modlu Dikgen Sinüsoidal Osilatör Devresi Tasarımı”, *Mühendislik Bilimleri ve Tasarım Dergisi*, c. 6, sy 1, ss. 130-138, 2018, doi: 10.21923/jesd.375690.
- [50] C. Çakır, O. Çiçekoğlu, ve U. Çam, “Novel Allpass Filter Configuration Employing Single OTRA”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, c. 52, sy 3, ss. 122-125, Mar. 2005, doi: 10.1109/TCSII.2004.842055.
- [51] D. Özenli, A. Yeşil, ve H. Kuntman, “PMOS Tabanlı Faz Kaydırıcılar İçeren Basit Bir Akım Modlu İki Fazlı Sinüzoidal Osilatör”, içinde *ELECO 2018, Elektrik-Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı*, 2018, ss. 222-226. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.researchgate.net/publication/334604905>
- [52] Z. Zhaohua ve L. litian, “A Novel Accelerometer Using MOS Ring Oscillators”, içinde *2001 6th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology. Proceedings (Cat. No.01EX443)*, Shanghai, China, 2001, ss. 843-846. doi: 10.1109/ICSICT.2001.982027.
- [53] D. Imbrea, “A CMOS Oscillator With Low Sensitivity To Process, Supply Voltage And Temperature”, içinde *Bul. Inst. Politehnic, Iași, LX (LXIV)*, 2014, ss. 49-58.
- [54] E. Arslan, B. Metin, H. Kuntman, ve O. Çiçekoğlu, “MOS-Only Current-Mode LP/BP Filter”, içinde *ELECO 2011 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Bursa: IEEE, Ara. 2011, ss. 89-91.
- [55] A. Yeşil, D. Özenli, E. Arslan, ve F. Kaçar, “Electronically Tunable MOSFET-Only Current-Mode Biquad Filter”, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, c. 81, ss. 227-235, 2017, doi: 10.1016/j.aeue.2017.07.019.
- [56] L. Safari, S. Minaei, ve B. Metin, “A Low Power Current Controllable Single-Input Three-Output Current-Mode Filter Using MOS Transistors Only”, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, c. 68, sy 12, ss. 1205-1213, Ara. 2014, doi: 10.1016/j.aeue.2014.06.011.

- [57] E. Arslan, B. Metin, ve O. Cicekoglu, "MOSFET-Only Multi-Function Biquad Filter", *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, c. 69, sy 12, ss. 1737-1740, 2015, doi: 10.1016/j.aeue.2015.07.018.
- [58] A. I. Özkan, B. Metin, N. Herencsar, ve O. Çiçekoglu, "MOS-Only Current-Mode Analog Signal Processing Functional Cores", Dallas, TX, USA: 2019 IEEE 62nd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Ağu. 2019, ss. 917-920. doi: 10.1109/MWSCAS.2019.8885004.
- [59] A. Yeşil, D. Özenli, E. Arslan, ve H. Kuntman, "Current Mode Single-Input Multi-Output MOSFET-Only Filter", *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, c. 80, ss. 157-164, 2017, doi: 10.1016/j.aeue.2017.06.037.
- [60] M. Akbari, S. M. Hussein, Y. Hashim, ve K. T. Tang, "An Adjustable Dual-Output Current Mode MOSFET-Only Filter", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, c. 68, sy 6, ss. 1817-1821, Haz. 2021, doi: 10.1109/TCSII.2020.3044464.
- [61] A. Uygur, B. Metin, H. Kuntman, ve O. Çiçekoglu, "Current Mode MOSFET-Only Third Order Butterworth Low Pass Filter With DTMOs Tuning Technique", *Analog Integr Circuits Signal Process*, c. 89, ss. 645-654, Ara. 2016, doi: 10.1007/s10470-016-0798-x.
- [62] H. A. Yıldız, A. Toker, S. Kılınç, ve S. Özoguz, "Design Considerations Of MOS-Only Allpass Filters", Bursa, Turkey: 2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2015, ss. 20-23. doi: 10.1109/ELECO.2015.7394546.
- [63] B. Metin, N. Herencsar, V. Kledrowetz, ve O. Cicekoglu, "MOS-only voltage-mode all-pass filter core suitable for IC design", *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, c. 110, 2019, doi: 10.1016/j.aeue.2019.152834.
- [64] A. Yeşil, D. Özenli, E. Arslan, ve F. Kacar, "An Electronically Controllable Voltage-Mode MOSFET-Only Single-Input Dual-Output Filter", *Journal of Circuits, Systems and Computers*, c. 28, sy 13, Ara. 2019, doi: 10.1142/S0218126619502220.
- [65] A. Yeşil ve S. Minaei, "High-Order Realisation Of MOSFET-Only Bandpass Filters For RF Applications", *IET Circuits, Devices and Systems*, c. 12, sy 4, ss. 467-477, 2018, doi: 10.1049/iet-cds.2017.0442.
- [66] B. Metin, E. Arslan, N. Herencsar, ve O. Cicekoglu, "Voltage-Mode MOS-Only All-Pass Filter", Budapest, Hungary: 2011 34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2011, ss. 317-318. doi: 10.1109/TSP.2011.6043718.
- [67] A. Yeşil, "Salt MOSFET Filtrelerde Gürültü Performansların İncelenmesi", *International Journal of Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies*, c. 2, sy 1, ss. 17-20, 2018.

- [68] D. Özenli, “New Opportunities In MOS-Only Filter Design”, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2018.
- [69] E. Alaybeyoğlu, M. Atasoyu, ve H. Kuntman, “Frequency Agile Filter Structure Improved by MOS-Only Technique”, içinde *2015 38th International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP*, Prague, Czech Republic , 2015.
- [70] S. Elmalı, “MOSFET Parazitliklerini Kullanarak Filtre Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, Aksaray Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Aksaray, 2022.
- [71] E. Başaran, “New Analog Filter Design Possibilities With MOSFET-C Technique”, Yüksek Lisans Tezi, Boğaziçi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2021.
- [72] Ş. Kızılırmak, “MOS Only and MOS-C Circuit Design”, Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2019.
- [73] D. Özenli, A. Yeşil, ve H. Kuntman, “A Current-Mode MOSFET-C Analog Filter For The High-Frequency Band Applications”, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, c. 49, sy 3, ss. 890-908, 2021, doi: 10.1002/cta.2970.
- [74] B. Metin, O. E. Kaluç, A. Öncü, ve O. Cicekoglu, “MOSFET-C Transimpedance Mode Filter”, içinde *2021 13th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO 2021*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021, ss. 106-108. doi: 10.23919/ELECO54474.2021.9677658.
- [75] B. Metin, O. Çiçekoğlu, ve S. Özoğuz, “A Class Of MOSFET-C Multifunction Filters”, *Analog Integr Circuits Signal Process*, c. 97, sy 1, ss. 5-13, Eki. 2018, doi: 10.1007/s10470-018-1272-8.
- [76] E. Arslan, B. Metin, H. Kuntman, ve O. Çiçekoğlu, “MOS-Only Second Order Current-Mode LP/BP Filter”, *Analog Integr Circuits Signal Process*, c. 74, ss. 105-109, 2013, doi: 10.1007/s10470-012-9930-8.
- [77] A. Yeşil, “Aktif Filtre Devrelerinin İyileştirilmesi İçin Yeni Olanaklar”, Doktora Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2016.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Adı Soyadı
Doğum Yeri
Doğum Tarihi
Uyruğu
Telefon
E-Posta Adresi
Web Adresi

	Eğitim Bilgileri
	Lisans
Üniversite	
Fakülte	
Bölümü	
Mezuniyet Yılı	

Yüksek Lisans	
Üniversite	
Enstitü Adı	
Anabilim Dalı	
Programı	

Makale ve Bildiriler
Bildiri: 3. Uluslararası Lisansüstü Çalışmalar Kongresi (IGSCONG'23)