

**T.C.
HARRAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KAREKÖK ORTAMDA AKIM MODLU DEVRE TASARIMI

Fatma Zuhall SAĞI

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ŞANLIURFA
2015**

Doç. Dr. Ali KIRÇAY danışmanlığında, Fatma Zuhul SAĞI'nın hazırladığı “**Karekök Ortamda Akım Modlu Devre Tasarımı**” konulu bu çalışma 31/07/2015 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Harran Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

İmza

Danışman : Doç. Dr. Ali KIRÇAY

Üye : Doç. Dr. Selim BÖREKÇİ

Üye : Yrd. Doç. Dr. Nurettin BEŞLİ

Bu Tezin Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yapıldığını ve Enstitümüz Kurallarına Göre Düzenlendiğini Onaylarım.

Prof. Dr. Sinan UYANIK
Enstitü Müdürü

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaktan yapılan bildirişlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak gösterilmeden kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
ŞEKİLLER DİZİNİ	iv
ÇİZELGELER DİZİNİ	v
SİMGELER DİZİNİ	vi
1. GİRİŞ	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR	5
3. MATERYAL ve YÖNTEM	12
3.1. Materyal	12
3.1.1. Tümlşik (entegre) devreler	12
3.1.2. Filtre devreleri	14
3.1.2.1. Filtre tanımı ve kullanım alanları	14
3.1.2.2. Filtrelerin sınıflandırılması	16
3.1.3. Osilatörler	19
3.1.3.1. Osilatör tanımı ve kullanım alanları	19
3.1.3.2. Osilatör çalışma prensibi	21
3.1.4. Karekök ortam temel kavramları	22
3.1.4.1. MOS tümlşik devreler	22
3.1.4.1.1. Temel MOS transistörleri	24
3.1.4.1.2. MOSFET çalışma bölgeleri	27
3.1.4.1.3. MOS tümlşik devrelerin temel elektriksel özellikleri	30
3.1.4.1.4. MOSFET translineer özelliği	30
3.1.4.2. Dinamik giriş aralığı	33
3.1.4.3. Genlik uygunlaştırma (companding) tekniği	34
3.1.4.4. ELIN (Externally Linear Internally Nonlinear) sistemler	37
3.1.4.5. Akım modlu çalışma	39
3.2. Yöntem	40
3.2.1. Durum uzay sentez yöntemi	40
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA	46
4.1. Karekök Ortam Devre Yapıları	46
4.1.1. Pozitif akım aynası	46
4.1.2. Karekök devresi (geometrik ortalama devresi) ve kare alıcı/bölücü devre	47
4.2. Birinci Dereceden Eviren ve Evirmeyen Tüm Geçiren Filtre Tasarımı ve Kareleme Osilatör Uygulaması	50
4.2.1. Birinci dereceden eviren ve evirmeyen tüm geçiren filtre tasarımı	51
4.2.2. Kareleme osilatör uygulaması	60
4.3. İkinci Dereceden Bant Geçiren Filtre Tasarımı	63
5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER	71
5.1. Sonuçlar	71
5.2. Öneriler	72
KAYNAKLAR	73
ÖZGEÇMİŞ	77
EKLER	78
EK 1	78

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

KAREKÖK ORTAMDA AKIM MODLU DEVRE TASARIMI

Fatma Zuhul SAĞI

Harran Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Ali KIRÇAY
Yıl: 2015, Sayfa: 86

Karekök ortam devreleri, düşük gerilim altında düşük güç tüketimi sağlama, geniş dinamik çalışma alanına sahip olma, yüksek frekanslarda çalışabilme ve doğru akım kaynakları ile elektronik olarak ayarlanabilme özelliklerini sağlayan sıkıştırma-genişletme devrelerinin bir alt sınıfıdır. Bu özelliklerden dolayı, karekök ortam devreleri CMOS çok geniş ölçekli tümleştirme teknolojisi ile uyumludur. Sayısal devrelerin de CMOS teknolojisi ile gerçekleştirilmesinden dolayı bu tür devreler büyük ilgi görmektedir. Bu tezde, karekök ortamda akım modlu birinci dereceden eviren ve evirmeyen tüm geçiren filtre devreleri, bu filtre devreleri kullanılarak oluşturulan kareleme osilatörü devresi ve karekök ortamda akım modlu ikinci dereceden bant geçiren filtre devresi durum uzay sentez yöntemi kullanılarak tasarlanmıştır. Tasarlanan devrelerin benzetimleri, ORCAD PSPICE benzetim programında TSMC 0.25 μm Level 3 CMOS model transistör parametreleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan filtrelerin kesim frekansları, osilatörün osilasyon frekansı ve osilasyon koşulu doğru akım kaynakları ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Tasarımı yapılan devreler, tek güç kaynağı ile MOS transistörler ve topraklanmış kondansatörlerden oluşturulmuş olup doğrusal davranışlı doğrusal olmayan yapıya sahip olmalarından dolayı düşük THD değeri, düşük güç tüketimi, geniş dinamik çalışma alanı özelliklerine sahiptir. Tez çalışması beş bölümden oluşmaktadır: Birinci bölümde konuya genel bir giriş yapılmış; ikinci bölümde, konuyla ilgili literatürde yer alan çalışmalar ayrıntılı olarak incelenmiş; üçüncü bölümde, tümleşik devreler, filtre devreleri ve osilatörler hakkında genel olarak bilgi verilip, karekök ortam temel kavramları ve durum uzay sentez yöntemi ele alınmış; dördüncü bölümde, karekök ortam devre yapıları verilmiş ve tasarımı yapılan devreler sunulmuş; beşinci bölümde ise benzetim sonuçları değerlendirilmiş ve bu sonuçlara dayanarak gelecekte yapılması planlanan çalışmalar tartışılmıştır.

ANAHTAR KELİMELER: karekök ortam devreleri, durum uzay sentez yöntemi, akım modlu devreler, sıkıştırma-genişletme devreleri, ELIN sistemler

ABSTRACT

MSc Thesis

SQUARE ROOT DOMAIN CURRENT MODE CIRCUIT DESIGN

Fatma Zuhall SAĞI

**Harran University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical Electronics Engineering**

**Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Ali KIRÇAY
Year: 2015, Page: 86**

Square root domain circuits are a subclass of the companding circuits providing low power under low-voltage, having large dynamic range, operating in high frequencies and electronically tunability using direct current sources. Due to these properties, companding circuits are compatible with CMOS very large scale integration technology. Besides these properties, digital circuits are implemented in this technology; design of companding circuits has received great attention. In this thesis, current mode first order square root domain inverting and non-inverting all-pass filter circuits, a quadrature oscillator circuit is formed using this all-pass filter circuits, and current mode second order square root domain band-pass filter circuit are designed using state space synthesis method. The designed circuits were simulated in ORCAD PSPICE simulation program by using TSMC 0.25 μm Level 3 CMOS process parameters. Cut-off frequency of designed filter circuits, oscillation frequency and oscillation condition of oscillator can be adjusted electronically by direct current sources. The designed circuits are composed of only MOS transistors and grounded capacitors with single power supply. The designed circuits have low power consumption, low THD values and large dynamic range due to having externally linear internally nonlinear structures. This thesis consists of five chapters: in the first chapter, it made a general introduction to the subject; in the second chapter, previous studies in the literature related this subject are examined in detail; in third chapter, general information of integrated circuits, filter circuits, and oscillators is given and basic concepts and synthesis methods of square root domain are handled; in fourth chapter, square root domain circuit structures are given and designed circuits are presented; in fifth chapter, the simulation results are evaluated and the planned future studies are discussed based on these results.

KEY WORDS: square root domain circuits, state space synthesis method, current mode circuits, companding circuits, ELIN systems

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının başından sonuna kadar her aşamasında bana yardımcı olan, bilgi ve deneyimlerini titizlikle aktaran danışmanım Doç. Dr. Ali KIRÇAY'a, değerli öğretim üyesi Yrd. Doç. Dr. M. Serhat KESERLİOĞLU'na (Pamukkale Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü), değerli jüri üyeleri Doç. Dr. Selim BÖREKCI'ye (Akdeniz Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü), Yrd. Doç. Dr. Nurettin BEŞLİ'ye (Harran Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü) ve Harran Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölüm hocalarıma ve arkadaşlarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca her koşulda yanımda olan değerli arkadaşlarım Benan YAZICI ve Fatma Didem ÖĞRETMEN'e, maddi manevi destekleri ile her zaman yanımda olan aileme ve tüm dostlarıma canı gönülden teşekkür ederim.

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 3.1. Filtre devresi genel blok yapısı	15
Şekil 3.2. Sinyal karmaşası	16
Şekil 3.3. Bir filtre devresinin işlevi.....	16
Şekil 3.4. Temel osilatör kavramı	19
Şekil 3.5. Osilatör blok şeması.....	20
Şekil 3.6. a) N-kanallı MOS transistör (NMOS) b) P-kanallı MOS transistör (PMOS)	24
Şekil 3.7. Kanal ayarlamalı NMOS'un yapısı	25
Şekil 3.8. a) N-kanallı azalan tip MOS transistör b) P-kanallı azalan tip MOS transistör	26
Şekil 3.9. Kanal oluşturmali NMOS'un yapısı.....	27
Şekil 3.10. a) N-kanallı çoğalan tip MOS transistör, b) P-kanallı çoğalan tip MOS transistör	27
Şekil 3.11. N-kanallı MOSFET üç boyutlu görünümü.....	30
Şekil 3.12. 4 transistörlü NMOS translineer devre.....	31
Şekil 3.13. Lineer geçiş iletkenliği devresi	32
Şekil 3.14. Genlik uygunlaştırma tekniği	34
Şekil 3.15. a) Doğrusal sistem b) Uygunlaştırılmış sistem.....	35
Şekil 3.16. a) Sıkıştırma devresi b) Genişletme devresi.....	36
Şekil 4.1. Pozitif akım aynası	46
Şekil 4.2. Geometrik ortalama devresi sembolü.....	47
Şekil 4.3. Temel geometrik ortalama devresi	48
Şekil 4.4. Tezde kullanılan karekök devresi.....	49
Şekil 4.5. Tezde kullanılan kare alıcı/bölücü devre.....	50
Şekil 4.6. Karekök devre ile kare alıcı/bölücü devre kullanılarak oluşturulan alt devre	50
Şekil 4.7. Akım modlu karekök ortam birinci dereceden eviren tüm geçiren filtre devresi	54
Şekil 4.8. Akım modlu karekök ortam birinci dereceden evirmeyen tüm geçiren filtre devresi	54
Şekil 4.9. Eviren tüm geçiren filtre kazanç-frekans eğrileri.....	56
Şekil 4.10. Eviren tüm geçiren filtre faz-frekans eğrileri.....	56
Şekil 4.11. Evirmeyen tüm geçiren filtre kazanç-frekans eğrileri	57
Şekil 4.12. Evirmeyen tüm geçiren filtre faz-frekans eğrileri	57
Şekil 4.13. Eviren tüm geçiren filtrenin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri.....	58
Şekil 4.14. Eviren tüm geçiren filtrenin farklı I_0 değerleri için faz-frekans eğrileri.....	59
Şekil 4.15. Evirmeyen tüm geçiren filtrenin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri.....	59
Şekil 4.16. Evirmeyen tüm geçiren filtrenin farklı I_0 değerleri için faz-frekans eğrileri.....	60
Şekil 4.17. Kareleme osilatör blok şeması	60
Şekil 4.18. Kareleme osilatörü devresi.....	61
Şekil 4.19. Kareleme osilatörü benzetim sonucu	62
Şekil 4.20. Kareleme osilatörü çıkış spektrumu	62
Şekil 4.21. İkinci dereceden bant geçiren filtre devresi	66
Şekil 4.22. Bant geçiren filtre kazanç-frekans eğrileri	68
Şekil 4.23. Bant geçiren filtre faz-frekans eğrileri	68
Şekil 4.24. Bant geçiren filtrenin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri.....	69
Şekil 4.25. Bant geçiren filtre merkez frekansının farklı C değerleri için I_0 'a bağlı değişimi.....	69
Şekil 4.26. Bant geçiren filtrenin zaman ortamı cevabı	70

ÇİZELGELER DİZİNİ

	Sayfa No
Çizelge 4.1. Transistör boyutları.....	55
Çizelge 4.2. Transistör boyutları.....	67
Çizelge 4.3. Teknik özellikler.....	70

SİMGELER DİZİNİ

V_{BE}	BJT transistör beyz-emiter gerilimi
I_C	BJT transistör kollektör akımı
V_{GS}	MOSFET transistör kapı-kaynak gerilimi
I_D	MOSFET transistör savak akımı
$H(s)$	Transfer fonksiyonu
$N(s)$	Pay polinomu
$D(s)$	Payda polinomu
ω	Osilasyon frekansı
V_{DS}	MOSFET transistör savak-kaynak gerilimi
V_{TH}	MOSFET transistör eşik gerilimi
W	MOSFET transistör kanal genişliği
L	MOSFET transistör kanal uzunluğu
I_T	MOSFET transistör $V_{GS}=V_{TH}$ durumundaki savak akımı
C_{OX}	MOSFET transistör birim alan başına oksit kapasitesi
C_{JS}	MOSFET transistör birim alan başına geçit kapasitesi
β	MOSFET transistör geçiş iletkenlik parametresi
ΔR	Dinamik giriş aralığı
ω_0	Kesim frekansı
a_1	Kazanç
C	Kondansatör değeri
V_{DD}	Besleme gerilimi
I_0, I_b	Doğru akım kaynaklarının değerleri
Q	Kalite faktörü

Kısaltmalar

AC	Alternative Current
AM	Amplitude Modulation
BJT	Bipolar Junction Transistor
BTL	Bipolar Translinear
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
dB	Desibel
ELIN	Externally Linear Internally Nonlinear
FM	Frequency Modulation
Hz	Hertz
LG	Loop Gain
LSI	Large Scale Integration
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MSI	Medium Scale Integration
MTL	MOS Translinear
PSPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
SSI	Small Scale Integration
THD	Total Harmonic Distortion
TSMC	Taiwan Semiconductor Manufacturing Company
ULSI	Ultra Scale Integration
VLSI	Very Large Scale Integration

1. GİRİŞ

Analog ve sayısal devreleri tek bir entegre üzerinde birleştirerek üretme teknolojisi, sayısal devre alanlarının sınırlı oluşundan dolayı sayısal işleme için en ideal durumdur. Bu nedenle CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) VLSI (Very Large Scale Integration) ile uyumlu analog devre tasarımına artan bir ilgi vardır (Eskiyerli ve Payne, 2000). MOSFET (Metal Oxide Field Effect Transistor), 1970’li yıllarda kullanılmaya başlanmış ve çok hızlı bir gelişme göstererek günümüzde en çok kullanılan elektronik devre elemanlarından biri durumuna gelmiştir. Son zamanlarda bir yıl içerisinde üretilen yarı iletken elemanların sayısı olarak %90’ından fazlası MOSFET içeren entegre devrelerdir. Basit üretim sürecine bağlı olarak, düşük maliyeti sonucunda entegre devre yongası üzerinde oldukça küçük silikon alanı gerektiren, CMOS VLSI teknolojisi ile uyumluluk gösteren, düşük güç dağılımı olan MOSFET hem analog hem de sayısal entegre devre tasarımında hakim hale gelmiştir.

İngilizce’de sıkıştırma (COMpressing) ve genişletme (exPANDING) kelimelerinin birleştirilmesi ile elde edilen (COMPANDING) devreleri yani sıkıştırma-genişletme devreleri düşük gerilim/düşük güç tüketimi ve yüksek frekanslı analog sistemler için oldukça faydalıdır. Bu devreler MOSFET’lerin translineer özelliğine ve ikinci dereceden akım-gerilim karakteristiğine ya da BJT (Bipolar Junction Transistor)’lerin üstel akım-gerilim karakteristiğine dayandırılarak gerçekleştirilir. Son zamanlarda, sıkıştırma-genişletme devreleri alanına artan bir ilgi vardır. Bu devrelerin avantajları aşağıda verilmiştir (Vlassis ve Psychalinos, 2002; Seevinck, 1990; Tvisidis ve ark., 1990):

- Düşük gerilim/düşük güç altında geniş dinamik alana sahip olma
- Doğru akım kaynakları ile elektronik olarak ayarlanabilme
- Yüksek frekanslarda çalışma

Sıkıştırma genişletme devreleri, logaritmik ortam ve karekök ortam devreleri olmak üzere iki ana sınıfa ayrılır. Logaritmik ortam devreleri BJT'lerin beyz-emiter gerilimi (V_{BE}) ve kollektör akımı (I_C) arasındaki üstel bağıntıya ve translineer özelliğine dayanmaktadır. İlk olarak 1979 yılında R.W. Adams tarafından tanıtılan alçak geçiren filtre, doğrusal transfer fonksiyonunun durum uzay tanımlamasının durum değişkenleri üzerindeki doğrusal olmayan (üstel) dönüşümüdür. 1990 yılında Seevinck tarafından logaritmik ortam devrelerinin özel bir türü olan AB sınıfı translineer integratör önerilmiştir. Frey 1993 yılında logaritmik ortam filtrelerinin tam teorisini sunmuştur. 1994 yılında Toumazou ve ark. tarafından zayıf evirtim bölgesinde çalışan MOSFET'leri içeren logaritmik ortam filtreleri sunulmuştur. Bu devrelerin en önemli dezavantajı, çalışma frekanslarının sınırlı oluşu ve bu dezavantajın transistörlerin uyumsuzluk durumuna neden olmasıdır. Bundan dolayı filtreler ve integratörler doyum bölgesinde çalışan MOSFET'ler kullanılarak tasarlanmıştır (Eskiyerli ve ark., 1996). Bu devreler MOS transistörün savak akımı (I_D) ve kapı kaynak gerilimi (V_{GS}) arasındaki karesel bağıntıya ve MOS translineer özelliğine dayanmaktadır. Tasarım topolojisine göre bu devrelere karekök ortam devreleri adı verilmiştir.

Karekök ortam devrelerinde iki ana operatör kullanılır. Bunlar; gerilimin karesini almak ve akımın karekökünü almaktır (Psychalinos, 2008). Eğer MOS transistörün savakına bir akım uygulanırsa V_{GS} gerilimi uygulanan akımın karekökü ile ifade edilir. Bu devreye sıkıştırma (compressor) denir. Eğer MOS transistöre V_{GS} gerilimi uygulanırsa savak akımı uygulanan bu gerilimin karesi olarak ifade edilir. Bu devreye genişletme (expander) denir.

Karekök ortam devreleri, doğrusal davranışlı doğrusal olmayan ELIN (Externally Linear Internally Nonlinear) devrelerdir. Bu devrelerin özellikleri aşağıda verilmiştir (Ölmez, 2011):

- Akım modlu tasarlanabilmelerine bağlı olarak yüksek hızlıdır
- Uygulanan akıma bağlı olarak ayarlanabilmektedir
- Yüksek doğrusallıklıdır

- Tasarım için sadece transistör ve kondansatörlere ihtiyaç vardır
- Düşük gerilim/düşük güç tüketimi vardır
- Geniş dinamik alana sahiptirler
- Düşük üretim maliyetine sahiptirler

Mulder ve ark. tarafından 1997 yılında yapılan çalışma sonucunda, sentez işlemine doğrusal olmayan ortamda gerilim modlu durum uzay tanımlamaları ile başlandığı, sentez sonunda ise elde edilen devrelerin akım modlu translineer devre oldukları görüldüğünden, sentez işlemindeki tanımlamaların akım modlu yapılmasına karar verilmiştir. Mulder ve ark. (1997) sentez işleminin sadece akımlar ile gerçekleştirildiğinde daha kolay olabileceğini savunmuş ve çalışmalarında akım modlu analiz yöntemini sunmuşlardır. Son zamanlarda, akım modlu devrelere olan ilgi giderek artmakta ve geleneksel gerilim modlu devrelerin yerini filtre, osilatör gibi akım modlu analog devre blokları almaktadır. Gerilim modlu devrelere kıyasla, akım modlu devreler yüksek değişim hızı, geniş bant genişliği, geniş dinamik aralık, yüksek doğrusallık, düşük güç tüketimi ve basit devre yapısı gibi karakteristik özellikler taşıdıklarından geniş uygulama alanına sahiptirler (Schmid, 2000).

Karekök ortam devreleri için farklı sentez yöntemleri vardır. Bunlar; durum uzay sentez yöntemi, işaret akış diyagramı yöntemi ve LC ladder benzetim sentez yöntemidir (Psychalinos, 2007; Psychalinos ve Vlassis, 2002). Bu tezde, transfer fonksiyonunun durum uzay tanımlamalarının durum değişkenlerine dönüştürüldüğü durum uzay sentez yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem ELIN sistemler için çok güçlü ve etkili bir yaklaşımdır (Kırçay ve Çam, 2008).

Bu tez çalışmasında, durum uzay sentez yöntemi kullanılarak birinci dereceden akım modlu karekök ortam eviren ve evirmeyen tüm geçiren filtre devreleri ve bu filtre devreleri kullanılarak elde edilecek kareleme osilatörü devresi ve ikinci dereceden akım modlu karekök ortam bant geçiren filtre devresi tasarlanması amaçlanmıştır. Karekök ortam devreleri bir tasarımcının isteyeceği birçok özelliği barındırması nedeniyle oldukça avantajlıdır. Bu avantajların elde edilmesi amacıyla devreler karekök ortamda tasarlanmıştır.

Literatür incelemesi sonucunda devrelerin daha önce farklı yöntemlerle ve birçoğunun gerilim modlu olarak gerçekleştirildiği görülmüştür. Fakat bu çalışmada devreler karekök ortamda durum uzay sentez yöntemi kullanılarak akım modlu olarak tasarlanmıştır. Tasarlanan filtre devrelerinin kesim frekansları ve osilatör devresinin osilasyon frekansı doğru akım kaynakları ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Devreler düşük gerilim/güç uygulamalarında oldukça kullanışlıdır. Devrelerin tasarlanmasında sadece topraklanmış kondansatörler ve MOS transistörler kullanılmıştır. Teorik bilgileri desteklemek amacıyla devrelerin benzetimleri ORCAD PSPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) benzetim programında TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company) 0.25 μm Level 3 CMOS model transistör parametreleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

İlk kez 1915 yılında Amerika’da Cambell, Almanya’da Wagner tarafından elektrik dalga filtresinin keşfiyle bir teori ortaya atılmıştır. Bu teoride amaç, bir giriş işaretinin genliğini ve fazını işleyerek istenilen çıkış işareti karakteristiğini elde etmek için filtre tasarlamaktır. Cambell ve ark. (1920) tarafından geliştirilen klasik filtre teorisi ve Cauer ve ark. (1930) tarafından geliştirilen modern filtre teorisi olmak üzere filtreler iki ana grupta incelenebilir (Johnson, 1976). Gerçekleştirilen filtrelerin tasarımında pasif devre elemanlarının kullanılması nedeniyle, bu filtrelerin düşük frekans uygulamaları için uygun olmadıkları, elektronik olarak ayarlanamadıkları ve sıcaklık değişimlerinden etkilendikleri görülmüştür (Baki, 2001; Sedra ve Smith, 1998). Bu durumları ortadan kaldırmak için filtreler aktif devre elemanları kullanılarak tasarlanmışlardır. Aktif filtrelerin kullanılmaya başlanmasıyla; boyut ve ağırlıkta azalma, devre güvenilirliğinde artış, düşük maliyet, performans artışı, parazitlerde azalma, daha basit tasarım ve daha geniş bir transfer fonksiyonu kümesini gerçeklemek gibi bazı avantajlar oluşmuş ve 1930-1950 yılları arasında aktif devre elemanları ve fabrikasyon teknolojisinde önemli ilerlemeler gerçekleşmiştir. 1960 yılında işlemsel yükselteç entegresinin keşfedilmesiyle aktif filtre alanındaki gelişmeler hız kazanmıştır. 1970 yılı ortalarında entegre devre teknolojisi ve fabrikasyon alanındaki gelişmelerin de katkısıyla aktif devre elemanları kullanılarak, entegre edilebilir, analog, sürekli zamanlı filtre devreleri ortaya çıkmıştır.

Filtreler, işledikleri işaret yönünden zamanla gerilim modlu ve akım modlu olarak gruplandırılmışlardır. Gerilim modlu devreler yoğun olarak gerilim bilgisinin işlendiği devrelerdir. Bu devrelerde giriş ve çıkış işaretleri gerilim cinsinden ifade edilirken daha çok gerilim kontrollü devre elemanları kullanılmaktadır. Akım modlu devreler ise akım bilgisinin yoğun olarak işlendiği devrelerdir. Analog devre tasarımında genellikle gerilim modunda çalışılmaktadır. 1960’lı yılların sonuna kadar tasarlanan devrelerin tamamı gerilim modlu devrelerdir. En çok kullanılan analog yapı bloğu gerilim modlu işlemsel kuvvetlendiricidir.

Akım modlu devrelerde kullanılan ilk temel yapı bloklarından birisi olan akım taşıyıcılar 1968 yılında Sedra ve Smith tarafından ortaya konmuştur (Wilson, 1990). Daha sonraki yıllarda akım taşıyıcılarının ve akım modlu elemanların ortaya çıkmasıyla araştırmacılar akım modlu devrelere ilgi göstermeye başlamışlardır. Akım modlu çalışma gerilim modlu çalışmaya alternatif olarak sunulmuş ve akım modlu çalışma üzerine yapılan çalışmalar son yıllarda giderek artmıştır. Ve akım modlu devrelerin performanslarının gerilim modlu devrelere kıyasla daha iyi olduğu görülmüştür (Wilson, 1992). Artık akım modlu devrelerde transfer fonksiyonu denildiğinde giriş ve çıkışın akım büyüklüklerinin oranı, işaret işleme denildiğinde ise akımın işlenmesi anlaşılmaktadır (Mahattanakul ve Toumazou, 2000). Son yıllarda yaygın bir şekilde kullanılan aktif filtre ve osilatör gibi bazı gerilim modlu yapılar akım modlu olarak gerçekleştirilmiş ve aktif olarak kullanılmaya başlanmıştır.

Akım modlu çalışmanın gerilim modlu çalışmaya göre avantajları; yüksek kullanılabilir kazanç, yüksek hassasiyet ve bant genişliği, düşük gerilim, geniş dinamik çalışma aralığı, doğrusallık, tasarım kolaylığı, parazit etkilerden daha az etkilene ve elektronik olarak ayarlanabilirliktir (Toumazou, 1992). Akım modlu devreler bu avantajlarından dolayı pek çok çalışmaya konu olmuş ve günümüze kadar çoğu araştırmacı farklı akım modlu yapı bloğu tasarlamış ve aktif elemanlar kullanarak çeşitli akım modlu devreler gerçekleştirmiştir.

Akım modlu devrelerde başka bir önemli fikir olan ve bipolar transistörler için formüle edilen Gilbert tarafından 1975'te önerilen translineer prensibidir (Gilbert, 1975). Translineer devre, BJT'lerin akım ve gerilim karakteristiklerinin üstel özelliğine dayanır. CMOS analog devre tekniklerinin gelişmesiyle bu devre prensibi zayıf evirtimdeki üstel akım-gerilim karakteristikleri kullanılarak MOS transistörlere uygulandı (Vittoz ve Fellrath, 1977). MOS transistörün zayıf evirtimdeki düşük dinamik aralık ve düşük hızındaki sınırlamalarından dolayı translineer prensibi doyum bölgesindeki MOS transistöre uygulandı (Bult ve Wallinga, 1987). Bu çalışma, gerilim çarpanı, akım çarpanı, doğrusal gerilim-akım çevirici, doğrusal akım-gerilim çevirici, akım kare alıcı, akım bölücü ve akım evirici devrelerini

içermektedir. Ayrıca bu çalışmada, mobilite azalması, kanal uzunluğu modülasyonu ve transistörler arasındaki uyumsuzluk problemleri gibi ikincil etkiler de incelenmiştir. Bu gelişmelerin sonucunda, 1991 yılında Seevinck ve Wiegerink tarafından, translineer prensibi, akım ya da gerilim gibi elektriksel değişken içeren doğrusal geçiş iletkenliğine sahip elemanlara uygulanarak genelleştirildi. BJT içeren translineer devrelere bipolar translineer (BTL) devreler, MOS transistör içeren translineer devrelere MOS translineer (MTL) devreler denir (Wiegerink, 1993). MTL devreler saat yönünde ve saatin tersi yönünde eşit sayıda aynı tip (n tipi ya da p tipi) transistör içeren devrelerdir.

İngilizce’de sıkıştırma (COMpressing) ve genişletme (exPANDING) kelimelerinin birleştirilmesi ile elde edilen (COMPANDING) devreleri yani sıkıştırma-genişletme devreleri düşük gerilim/düşük güç tüketimi ve yüksek frekanslı analog sistemler için oldukça faydalıdır. Bu devreler MOSFET’lerin translineer özelliğine ve ikinci dereceden akım-gerilim karakteristiğine ya da BJT (Bipolar Junction Transistor)’lerin üstel akım-gerilim karakteristiğine dayandırılarak gerçekleştirilir. Son zamanlarda, sıkıştırma-genişletme devreleri alanına artan bir ilgi vardır. Sıkıştırma genişletme devreleri, logaritmik ortam ve karekök ortam devreleri olmak üzere iki ana sınıfa ayrılır. Logaritmik ortam devreleri BJT’lerin beyz-emiter gerilimi (V_{BE}) ve kollektör akımı (I_C) arasındaki üstel bağıntıya ve translineer özelliğine dayanmaktadır. İlk olarak 1979 yılında R.W. Adams tarafından tanıtılan alçak geçiren filtre, doğrusal transfer fonksiyonunun durum uzay tanımlamasının durum değişkenleri üzerindeki doğrusal olmayan (üstel) dönüşümüdür.

1990 yılında Seevinck tarafından logaritmik ortam devrelerinin özel bir türü olan AB sınıfı translineer integratör önerilmiştir. Bu devre geniş dinamik aralık sağlamaktadır. Devredeki giriş ve çıkış sinyalleri akımdır. Çalışmada kullanılan teknik, doğrusal olmayan bileşenlerle doğrusal entegrasyon gerçekleştirmektedir. Bu teknik, düşük besleme gerilimi ile geniş dinamik aralık sağlama, düşük akım tüketimi ile hem alçak hem de yüksek frekanslarda çalışma yeteneği ve basit devre yapısına sahip olması gibi avantajlar sağlamaktadır.

Frey 1993 yılında logaritmik ortam filtrelerinin tam teorisini önermiştir. Frey, bu çalışmasında doğrusal olarak çalışmaya zorlanmayan devre elemanlarından doğrusal olan giriş-çıkış öz eğrilerinin elde edildiği logaritmik ortam filtre anlayışının teorik alt yapısına ilişkin temel sistematik analiz ve sentez yöntemlerini sunmuştur. 1994 yılında Toumazou ve ark. tarafından zayıf evirtim bölgesinde çalışan MOSFET'leri içeren logaritmik ortam filtreleri sunulmuştur. Bu devrelerin en önemli dezavantajı, çalışma frekanslarının sınırlı oluşu ve bu dezavantajın transistörlerin uyumsuzluk durumuna neden olmasıdır. Mulder ve ark. 1996 yılında yaptıkları çalışmada translineer filtreleri gerçekleştirmek için tümleşik devre üretiminde bipolar transistör yerine zayıf evirtim bölgesinde çalışan MOS transistörlerin kullanılmasının daha uygun olacağını belirtmişlerdir. Fakat zayıf evirtim uygulamalarında düşük akım seviyesi sınırlamalarından dolayı MOS filtrelerinin sadece düşük frekans uygulamaları için kullanılabileceği de ifade edilmiştir. Sonuç olarak, doyum bölgesinde çalışan MOS transistörün de akım modlu genlik uygunlaştırmalı integratörü gerçekleştirmek için uygun olduğu belirtilmiştir. Karekök ortam devreleri MOS transistörün savak akımı (I_D) ve kapı kaynak gerilimi (V_{GS}) arasındaki karesel bağıntıya ve MOS translineer özelliğine dayanmaktadır. Tasarım topolojisine göre bu devrelere karekök ortam devreleri adı verilmiştir. Eskiyezli ve ark. (1996) verilen bir transfer fonksiyonundan durum denklemlerini elde etmek için doyum bölgesindeki MOS transistörün kapı gerilimi ve savak akımı arasındaki karesel ilişkiyi kullanarak saf CMOS VLSI teknolojisi üzerine bir tasarım yöntemi sunmuşlardır. Çalışma, bir diferansiyel integratör tasarımı ile desteklenmiştir. Tasarımın tamamlanması için gerekli olan MOSFET'lerden oluşan akım modlu geometrik ortalama devresi de sunulmuştur. Thanachayanont ve ark. (1996) çalışmalarında, doyum bölgesindeki MOSFET'in karesel özelliğine dayalı bir CMOS osilatörün durum uzay sentezini gerçekleştirmişlerdir. Sinüs çıkış geriliminin genliği harmonik bozulmayı azaltmak için CMOS sınırlayıcı tarafından kontrol edilmektedir. Bu yöntemle, geleneksel doğrusallaştırma tekniklerinden ziyade doğrusal olmayan yapı taşları kullanılarak doğrusal bir transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Mulder ve ark. tarafından 1997 yılında yapılan çalışma sonucunda, sentez işlemine doğrusal olmayan ortamda gerilim modlu durum uzay tanımlamaları ile başlandığı, sentez sonunda ise elde edilen devrelerin akım modlu translineer devre

oldukları görüldüğünden, sentez işlemindeki tanımlamaların akım modlu yapılması gerekliliği ortaya çıkmıştır. Mulder ve ark. tarafından 1997 yılında yapılan çalışma sonucunda, sentez işlemine doğrusal olmayan ortamda gerilim modlu durum uzay tanımlamaları ile başladığı, sentez sonunda ise elde edilen devrelerin akım modlu translineer devre oldukları görüldüğünden, sentez işlemindeki tanımlamaların akım modlu yapılmasına karar verilmiştir. Mulder ve ark. (1997) sentez işleminin sadece akımlar ile gerçekleştirildiğinde daha kolay olabileceğini savunmuş ve çalışmalarında akım modlu analiz yöntemini sunmuşlardır. Son zamanlarda, akım modlu devrelere olan ilgi giderek artmakta ve geleneksel gerilim modlu devrelerin yerini filtre, osilatör gibi akım modlu analog devre blokları almaktadır. Gerilim modlu devrelere kıyasla, akım modlu devreler yüksek değişim hızı, geniş bant genişliği, geniş dinamik aralık, yüksek doğrusallık, düşük güç tüketimi ve basit devre yapısı gibi karakteristik özellikler taşıdıklarından geniş uygulama alanına sahiptirler (Schmid, 2000).

Karekök ortam devreleri, doğrusal davranışlı doğrusal olmayan ELIN devrelerdir. Tsividis 1998 yılında yaptığı çalışmada, logaritmik ortam devreleri, karekök ortam devreleri, doğrusal durum uzay devreleri ve doğrusal olmayan kondansatör devreleri gibi ELIN devrelerinin birkaç türünü incelemiştir. ELIN integratörleri ile ilgili çeşitli konuları ve sorunları ele almıştır.

Karekök ortam devreleri için farklı sentez yöntemleri vardır. Bunlar; durum uzay sentez yöntemi, işaret akış diyagramı yöntemi ve LC ladder benzetim sentez yöntemidir (Psychalinos, 2007; Psychalinos ve Vlassis, 2002). Elektronik filtreler, özellikle logaritmik ortam filtreleri, için durum uzay sentez yöntemi Frey (1998) tarafından ele alınmıştır. Filtrelerin sentezi ve analizi için çok basamaklı bir yöntem önerilmiştir.

Eskiyeili ve Payne 2000 yılındaki çalışmalarında CMOS karekök ortam sentez yöntemini özetlemişlerdir ve özellikle doğrusal olmayan alt devre uygulamasını tanımlamışlardır. Bu makalede sunulan devre tasarımları sunulan yöntemi doğrulamasına rağmen, performans geliştirme olasılığı açıkça görüldüğü ve

gelecekteki araştırmalara konu olacağı dile getirilmiştir. Bu çalışmada verilen akım kare alıcı-bölücü uygulaması ideal cevaptan sapmalara neden olduğu ve alternatif devre topolojilerinin bu uygulama için daha uygun olacağı dile getirilmiştir. Ancak yazarlar sunulan sonuçların cesaret verici olduğuna inandıklarını ifade etmişlerdir ki bu alanda gelecekte yapılacak araştırmalar için yollar sağlamanın yanı sıra, önerilen yaklaşımın doğruluğunu kanıtlamışlardır.

MOSFET'in karesellik özelliği kullanılarak logaritmik ortam alçak geçiren filtre devresi Yu ve ark. (2000) tarafından sunulmuştur. Bu çalışmada sunulan yaklaşım alçak geçiren filtrenin kesim frekansının sadece megahertz frekanslarda ulaşılabilir olduğunu değil, aynı zamanda elektronik olarak ayarlanabilir olduğunu da göstermektedir. 3.3 V besleme gerilimi ile çalışmakta olan devre karekök devre blokları, akım aynaları ve kondansatörler ile 0.35 μm CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen devrenin yüksek frekans-düşük güç uygulamaları için faydalı olduğunu göstermektedir.

Psychalinos ve Vlassis 2002 yılında, yeni akım modlu geometrik ortalama ve çarpıcı/bölücü bloklarını kullanarak gerçek bir karekök ortam integratör yapılandırması önermişlerdir. Önerilen filtrenin ana avantajı, gövde etkisinden bağımsız olmasıdır. Yine aynı yılda, Psychalinos ve Vlassis, işaret akış diyagramı yöntemini kullanarak karekök ortamda beşinci dereceden Chebyshev alçak geçiren devresi tasarlamışlardır.

Araştırmacılar tarafından karekök ortam birinci dereceden filtre devreleri (Kumar ve Rao, 2003; Lopez-Martin ve Carlosena, 2002), gerilim modlu karekök ortam devreleri (Psychalinos, 2008; Menekay ve ark., 2007; Yu ve ark., 2005), akım modlu karekök ortam devreleri (Kırçay ve ark., 2009; Kırçay ve Keserlioğlu, 2009) sunulmuştur.

Literatürde yazarlar tarafından sunulan bir dizi birinci dereceden karekök ortam tüm geçiren filtre devresi bulunmaktadır. Birinci dereceden akım modlu karekök ortam tüm geçiren filtre devresi N-cell ve P-cell kullanılarak Özoğuz ve ark.

(2006) tarafından gerçekleştirilmiştir. Keserlioğlu ve Kırçay (2009) tarafından birinci dereceden akım modlu karekök ortam tüm geçiren filtre devresi tasarlanmıştır. Ölmez ve Çam (2010)'da birinci dereceden gerilim modlu karekök ortam tüm geçiren filtre devresi durum uzay sentez yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tüm geçiren filtreler, analog sinyal işleme uygulamalarının en önemli yapı taşlarından biridir. Faz kaydırıcılar olarak da adlandırılırlar. Çünkü giriş sinyalinin genliğini istenilen frekans aralığında sabit tutarken frekansa bağlı gecikme sağlarlar (Schaumann ve Valkenburg, 2001). Kareleme osilatörler faz kaydırmalı osilatörlerin bir çeşididir. Kareleme osilatörleri, 90° faz farkına sahip iki sinüs işarete ihtiyaç duyulan devrelerde kullanılırlar. Kareleme osilatörler daha çok telekomünikasyon sistemlerinde kullanılırlar. Bu nedenle, iletişim sistemlerinin çoğunda önemli bir birim oluştururlar (Soliman, 1999; Ahmed ve ark., 1997; Sedra ve Smith, 1991). Literatürde bir dizi kareleme osilatör devresi mevcuttur (Chaturvedi ve Maheshwari, 2012; Prommee ve ark., 2011; Biolek ve Biolkova, 2009). Yine literatürde bir dizi ikinci dereceden karekök ortam bant geçiren filtre devresi gerçekleştirilmiştir (Kircay, 2014; Yu ve Lin, 2010; Yu ve ark., 2005; Cruz-Blaz ve ark., 2005).

3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1. Materyal

3.1.1. Tümleşik (entegre) devreler

Tümleşik (entegre) devre, genel olarak aynı veya farklı çeşit elektronik devre elemanının küçültülerek belirli bir düzen içerisinde ve bir fonksiyonu gerçekleştirmek amacıyla ince bir yüzey üzerinde bir araya getirilmesiyle oluşturulan elektronik devre olarak tanımlanabilir. İlk tümleşik devre, 1959 yılında Amerika’da Jack Kilby tarafından yapılmıştır. Bu devre, lehimlenmiş küçük tel parçalarının mikroskop yardımıyla iletken bir maddeye bağlanması ile gerçekleştirilmiştir.

Tümleşik devreler, yapılarında kullanılan eleman çeşidine göre, bünyesindeki transistör sayısına göre veya teknolojisine göre farklı sınıflara ayrılabilirler. Kullanım amaçlarına göre analog tümleşik devre ve sayısal tümleşik devre olarak adlandırılırlar. Boyutlarına göre ise küçük ölçekli tümleştirme SSI (Small Scale Integration), orta ölçekli tümleştirme MSI (Medium Scale Integration), geniş ölçekli tümleştirme LSI (Large Scale Integration), çok geniş ölçekli tümleştirme VLSI (Very Large Scale Integration) ve aşırı geniş ölçekli tümleştirme ULSI (Ultra Scale Integration) olarak adlandırılırlar.

Tümleşik devrelerin kullanım alanları arasında uzay araçları, bilgisayarlar, elektronik santraller, televizyon ve radyo cihazları bulunur. Tümleşik devreler, küçük ve hafif olmaları, karmaşık devre yapılarını basitleştirmeleri, güvenilir olmaları, az güç harcamaları, arıza olasılıklarının az olması ve düşük maliyete sahip olmaları gibi avantajlara sahiptir. Bu avantajlarının yanı sıra yüksek akımlı ve gerilimli devrelerde kullanılamamaları, tamir edilememeleri ve direnç, kondansatör gibi elemanların çok yer kaplamaları nedeniyle tümleşik devreye harici olarak bağlanmaları gibi sakıncaları da vardır.

Tümleşik devre üretiminde genel olarak CMOS teknolojisi kullanılmaktadır. CMOS teknolojinin tercih edilme sebepleri, transistör başına düşük maliyetler sağlaması ve büyük miktarlarda tümleşik devre üretimine olanak vermeleridir.

Elektronik devre tasarımı genellikle analog ve sayısal olarak iki geniş kategoriye ayrılır. Sayısal devre, sayısal verileri depolamak ve göstermek ve veriler üzerinde cebirsel ve mantıksal işlemleri gerçekleştirmek için elektronik bileşenleri ve sistemleri kullanır. İnanılmaz karmaşık sayısal yapılar, bileşenlerin geniş bir ağ içinde birkaç basit devre yapısı ile birleştirilmesiyle oluşturulur. Sayısal elektronik sistemler, 1950 yıllarında ilk tüplü bilgisayarların icadı ile kullanılmaya başlanmıştır. İlk elektronik kol saatleri ve basit hesap makineleri 1970'li yıllarda ortaya çıkmıştır. Sayısal sistemlerin tercih edilme sebepleri arasında güvenilir olmaları, sinyal kalitesinin sabit kalması, gürültü ve dış etkilerden az etkilenmeleri ve daha ucuz olmaları vardır.

Analog devreler ise mikrofonlar, termistörler veya antenler gibi sensörlerden gelen sürekli değişken elektrik sinyallerine cevap ya da hoparlörler, ısıtıcılar, antenler veya motorlar gibi aktüatörlere sürekli değişken kontrol sinyali sağlamak için kullanılırlar. Analog devre, örneğin, birçok fiziksel cihazı sayısal bilgisayarlara ve devrelere bağlamak için kullanılır.

Genel olarak bir elektronik devre, giriş, çıkış ve matematiksel model olmak üzere üç önemli bilgiye sahiptir. Tasarlanması düşünülen devreler bu bilgilere göre oluşturulurlar. Matematiksel modelin bağlı olduğu değişken, sistemin özelliğine ve çalışmasına bağlı olarak değişir. Ve bu değişken ile çalışma ortamı belirlenir. Örneğin, matematiksel modeli zaman ortamında tanımlı bir sistemin yine zaman ortamında tanımlanabilen ve zamana bağlı tek bir geçiş fonksiyonu vardır. Sistemin giriş işareti ile çıkış işareti arasındaki matematiksel bağıntı zaman ortamında bir diferansiyel denklem ile tanımlanır, s ortamında ise çıkışın girişe oranı transfer fonksiyonu olarak adlandırılır. Elektronik devre sentezi genellikle transfer fonksiyonu kullanılarak yapılır (Van Valkenburg, 1987).

Analog filtre tasarımı, filtrenin transfer fonksiyonunu besleme gerilimi, merkez frekansı, harmonik bozulma, kalite faktörü, güç tüketimi ve dinamik saha gibi performans kriterleri belirlemektedir. Bu performans kriterleri işlem biçimi, besleme gerilimi ve sıcaklık değişimlerine bağlı olarak ayarlanabilmelidir. Tasarımcılar filtrenin parametrelerinin elektronik olarak ayarlanabilmesini istemektedirler. Örneğin, devre parametreleri değiştirilerek bir filtrenin kesim frekansı rahatlıkla ayarlanabilmelidir. Elektronik devre sentezinde bir transfer fonksiyonu, sayısı ilerleyen teknoloji ile sürekli artan birçok devre yapısı ile gerçekleştirilebilir. Devre teorilerinde meydana gelen gelişmeler ile yeni sentez yöntemlerinin geliştirilmesi ve yarı iletken teknolojisindeki ilerlemeler ve buna bağlı olarak ortaya çıkan yeni elektronik elemanlar ile farklı devre yapılarının ortaya çıkmasıyla aynı transfer fonksiyonuna sahip farklı devre yapıları oluşturulabilmektedir (Ercan, 2007).

Analog elektronik devre sentezinin en önemli uygulamaları; filtreler, yükselteçler ve osilatörlerdir. Bu devreler farklı amaçlar için farklı yöntemler kullanılarak oluşturulurlar. Aynı transfer fonksiyonuna sahip devreler aynı işlevi yerine getirmeyebilirler. Devre tasarımı, önemli olan devrenin en az elemanla oluşturulması, düşük güç tüketmesi, maliyetinin az olması ve geniş bant genişliğine sahip olmasıdır. Fakat aynı devre için bu özelliklerin hepsinin sağlanması olanaksızdır. Bu nedenle tasarımcılar devrenin kullanım amacına göre bazı özelliklerinden ödün vermektedirler.

3.1.2. Filtre devreleri

3.1.2.1. Filtre tanımı ve kullanım alanları

Elektronik filtreler, girişlerine uygulanan elektriksel sinyallerin frekans bileşenlerinden istenmeyenleri engelleyerek istenenleri geçiren elektronik devrelerdir. Filtre devrelerinin engellediği istenmeyen sinyaller parazit, gürültü ve diğer sistem sinyalleri olabilir. Şekil 3.1.'de iki uçlu bir filtre devresinin genel blok yapısı görülmektedir.



Şekil 3.1. Filtre devresi genel blok yapısı

Şekil 3.1.'de görülen $H(s)$ filtrenin transfer fonksiyonudur. $H(s)$, giriş-çıkış işaretlerinin akım veya gerilim olmasına göre farklı şekillerde isimlendirilir. Örneğin, Denklem (3.1.a) gerilim transfer fonksiyonunu, Denklem (3.1.b) akım transfer fonksiyonunu ifade etmektedir.

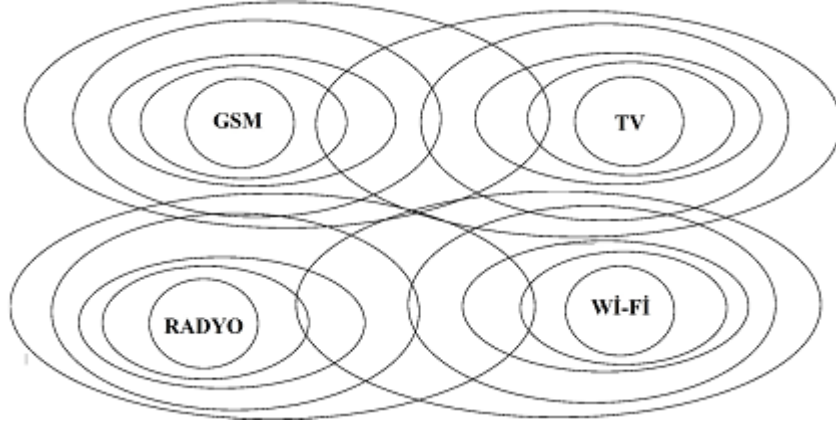
$$H(s) = \frac{V_{\text{ç}}(s)}{V_{\text{g}}(s)} \quad (3.1.a)$$

$$H(s) = \frac{I_{\text{ç}}(s)}{I_{\text{g}}(s)} \quad (3.1.b)$$

Bir filtrenin transfer fonksiyonu filtrenin girişine uygulanan işaretin çıkışında elde edilen işarete oranıdır. N. dereceden bir filtrenin genel transfer fonksiyonu Denklem (3.2)'de verilmiştir.

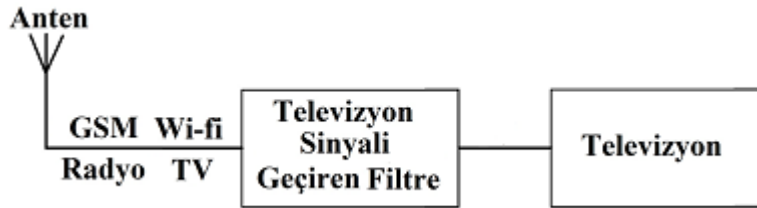
$$H_{(s)} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} \omega_0 s^{n-1} + a_{n-2} \omega_0^2 s^{n-2} + \dots + a_1 \omega_0^{n-1} s + a_0 \omega_0^n}{s^n + b_{n-1} \omega_0 s^{n-1} + b_{n-2} \omega_0^2 s^{n-2} + \dots + b_1 \omega_0^{n-1} s + b_0 \omega_0^n} \quad (3.2)$$

Haberleşme sistemlerinin en önemli elemanlarından biri olan filtre devreleri, belirli bir frekans bölgesinde istenilen bir zayıflama ya da geciktirme karakteristiğini sağlarlar. Haberleşme sistemlerinin büyük bir bölümünde bulunan filtreler, belli bir frekans bandının geçmesine izin verirken bu bant dışında kalan frekansların ise zayıflatılmasını sağlarlar. Şekil 3.2.'de elektronik sinyallerin çok çeşitli olmasından dolayı havada oluşan bir sinyal karmaşası görülmektedir. Elektronik cihazlar havada bulunan bu sinyallerin hepsini algılayıp sadece bir tanesi ile çalışırlar. Diğer sinyaller ise cihazın sistemini bozar veya olumsuz etkilere sebep olurlar.



Şekil 3.2. Sinyal karmaşası

Şekil 3.3.'te ise bir filtre devresinin işlevi görülmektedir. Antenden gelen sinyallerin hepsi filtre devresine girdikten sonra filtre devresi sadece gerekli olan sinyali geçirir, bu sinyal sisteme iletildikten sonra sistem bu geçirilen sinyale göre çalışır.



Şekil 3.3. Bir filtre devresinin işlevi

Filtreler genellikle istenilen bileşenlerin süzülmesinde, gürültü azaltmada, işaret düzenlemede, işaret zayıflatmada ve güç faktörü düzeltmede kullanılırlar. Elektrik-elektronik sistemlerde çok önemli elemanlar olan filtreler özellikle radyo, televizyon, ses, resim ve bilgi haberleşmesinde gerekli devrelerdir. Filtre devreleri, telefon devreleri, sismoloji, jeofizik, tıbbi elektronik, beyin dalgaları ve uzaktan ölçüm gibi birçok bilimsel araştırma konusunda çok önemli işlevlere sahiptirler.

3.1.2.2. Filtrelerin sınıflandırılması

Filtreleri bazı devre özelliklerine göre sınıflandırmak mümkündür.

İlk olarak, filtreler devrede kullanılan elemanlara göre aktif filtre veya pasif filtre olarak sınıflandırılırlar. Pasif direnç, kondansatör ve bobin gibi temel devre elemanları ile yapılan filtreler pasif filtre, aktif transistör veya işlemsel yükselteç gibi çalışması için bir güç kaynağına gerek duyan devre elemanları ile yapılan filtreler ise aktif filtre olarak adlandırılmaktadır. Aktif filtrelerin pasif filtrelere göre bazı avantajları vardır. Bunlardan en önemlisi maliyet kavramıdır. Özellikle alçak frekanslarda pasif filtrelerin gerçekleştirilmesi için büyük indüktans değerleri kullanılır. Büyük boyutlu indüktanslar hem fiziksel olarak kullanışsız hem de maliyet olarak pahalıdır. Bu nedenlerle alçak frekanslarda aktif filtreler tercih edilirler. Ayrıca aktif filtrelerde giriş ile çıkış arasında çok iyi bir yalıtım söz konusudur, bu özelliği ile aktif filtreler birbirlerini etkilemeden art arda bağlanabilirler. Aktif filtreler boyut ve ağırlık bakımından da çok elverişlidirler ve tasarımları oldukça basittir. Aktif filtrelerin bu avantajlarının yanında bazı dezavantajları da vardır. Bunlar, pasif filtrelerin herhangi bir besleme gerilimine gereksinim duymamasına rağmen aktif filtrelerin her zaman besleme gerilimine gereksinimlerinin olması ve aktif filtre tasarımında kullanılan işlemsel yükselteçlerin bant genişliklerinin sınırlı olmasından dolayı her frekansta aktif filtre tasarlanmasının oldukça zor olmasıdır.

Filtreler, işaret işleme yöntemlerine göre ise sayısal filtre veya analog filtre olarak sınıflandırılırlar. Bir elektronik devre içinde işlenen işaretin sayısal veya analog olması göz önünde bulundurularak tasarım yapılır. Eğer filtre devresi işareti analog olarak işliyorsa analog filtre, sayısal olarak işliyorsa sayısal filtre olarak adlandırılır.

Filtrelerin bir diğer sınıflandırma çeşidi ise güç kaynağı sayısına göre sınıflandırmadır. Devrede kullanılan güç kaynağı sayısına göre sınıflandırma yapılır. Filtre devreleri içerdikleri kaynak sayılarına göre tek kaynaklı filtreler veya çift kaynaklı filtreler olarak adlandırılırlar.

Temsil ettikleri işaret modlarına göre ise gerilim modlu filtreler veya akım modlu filtreler olarak sınıflandırılırlar. Gerilim boyutunda işaretlerin işlendiği filtreler gerilim modlu filtreler olarak adlandırılırlar. Bu devrelerde giriş ve çıkış

işaretleri gerilim cinsinden ifade edilir. Akım boyutunda işaretlerin işlendiği filtreler ise akım modlu filtreler olarak adlandırılırlar. Bu devrelerde giriş ve çıkış işaretleri akım cinsinden ifade edilir. Dolayısıyla gerilim modlu filtrelerde transfer fonksiyonu çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı iken akım modlu filtrelerde ise çıkış akımının giriş akımına oranıdır.

Filtre devrelerinin zayıflatıkları ya da kuvvetlendirdikleri frekans bileşenlerinin ait oldukları frekans bölgesi göz önüne alındığında ise genel olarak alçak geçiren filtreler, yüksek geçiren filtreler, bant geçiren filtreler, bant durduran filtreler ve tüm geçiren filtreler olarak sınıflandırılırlar.

Alçak geçiren filtre, belirtilen kesim frekansının altındaki frekansları geçiren üstündeki frekansları ise zayıflatarak iletimine engel olan bir devredir. İdeal bir alçak geçiren filtrenin frekans cevabı dikdörtgen şeklinde olmalıdır. Alçak geçiren filtre yapısında kesim frekansından daha küçük frekanslarda sabit bir kazanç varken, kesim frekansında, alçak frekans kazancı 3 desibel (dB) kadar azalır. Kesim frekansından yüksek frekanslar bant söndürme frekansı, küçük frekanslar ise bant geçirme frekansı olarak da adlandırılabilir.

Yüksek geçiren filtre, belirtilen kesim frekansının üstündeki frekansları geçiren, altındaki frekansları ise zayıflatarak iletimine engel olan bir devredir. Yüksek geçiren filtre yapısında kesim frekansından daha büyük frekanslarda sabit bir kazanç varken, kesim frekansında, yüksek frekans kazancı 3 dB kadar azalır. 0 Hertz (Hz) ile kesim frekansı arasındaki frekanslar bant söndürme frekansı, kesim frekansından yüksek frekanslar ise bant geçirme frekansı olarak da adlandırılabilir.

Bant geçiren filtre, istenilen bant aralığındaki frekansları geçiren, diğer frekansları ise zayıflatarak engelleyen filtre türüdür. İdeal bir bant geçiren filtrenin kazancı, alt kesim ve üst kesim frekansları arasında yüksek diğer frekanslarda ise oldukça düşüktür. Bant geçiren filtrelerin alt ve üst kesim frekansları ayrı ayrı hesaplanır. Bu frekanslar arasındaki değer ise sistemin bant genişliğini verir.

Bant durduran filtre, istenilen bant aralığındaki frekansları zayıflatarak engelleyen, diğer frekansları ise geçiren filtre türüdür. İdeal bir bant durduran filtrenin kazancı alt kesim ve üst kesim frekansları arasında düşük diğer frekanslarda ise oldukça yüksektir.

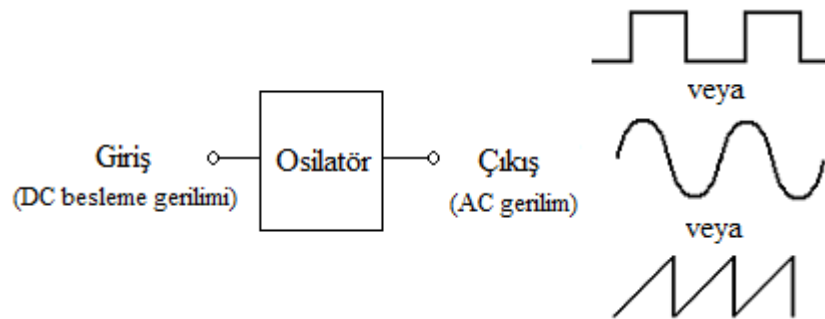
Tüm geçiren filtre, girişine uygulanan işareti tüm frekanslarda geçiren filtredir. Tüm geçiren filtre, devrelerde faz kayması sağlamak amacıyla kullanılmaktadır.

3.1.3. Osilatörler

3.1.3.1. Osilatör tanımı ve kullanım alanları

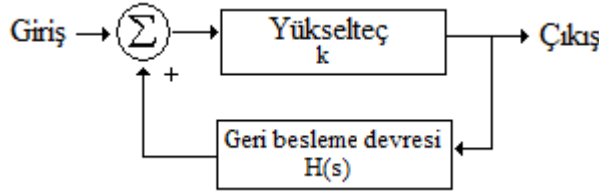
Haberleşme sistemlerinde, kare dalga, üçgen dalga veya sinüs dalga şekillerinin kullanıldığı çok sayıda uygulama mevcuttur. Bu nedenle çoğu uygulamada birden çok frekans kullanılması ve bu frekansların senkronize edilmesi gerekmektedir. Bu durum frekans üretimi olayını ön plana çıkarmaktadır. Dolayısıyla frekans üretmek için osilatörlere ve bu frekansları süzmek için de filtre devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Osilatörler, yükselteç ve pozitif geri besleme katlarından oluşan, girişinde herhangi bir işaret olmadan çıkışında istenilen frekans ve dalga şeklinde işaret üreten elektronik devrelerdir. Temel osilatör kavramı Şekil 3.4.'te verilmiştir.



Şekil 3.4. Temel osilatör kavramı

Osilatörler bir defa harekete geçirildikten sonra bir AC (Alternative Current) çıkış sinyali üretir. Bu AC çıkış sinyalinin küçük bir bölümü girişe geri besleme olarak verilir ve orada yükseltilir. Giriş sinyali yükseltilerek çıkışa gelir ve bu durum tekrar eder. Çıkış sinyali ve giriş sinyali birbirine bağlıdır. Şekil 3.5.'te osilatör devresi blok şeması görülmektedir.



Şekil 3.5. Osilatör blok şeması

Osilatörlerin kullanım alanları;

- Radyo
- Televizyon
- Telsiz
- FM (Frequency Modulation) alıcı ve vericiler
- AM (Amplitude Modulation) alıcı ve vericiler
- Radar
- Kontrol sistemleri

olmak üzere genel olarak haberleşme ve otomasyon sistemlerinde kullanılmaktadır. Örneğin bir mikro denetleyici devresinde yazılmış olan programı çalıştırabilmek için bir kare dalga sinyal tetiklemesi gerekmektedir.

Sonuç olarak osilatör kullanımında genel amaç, istenilen yerde istenilen miktarda ve istenilen türde sinyal üretimini sağlamak ve elemanların ihtiyaçlarını gidermektir.

3.1.3.2. Osilatör çalışma prensibi

Şekil 3.5.'te görülen osilatör blok şemasından da anlaşıldığı gibi sisteme herhangi bir giriş uygulanmadan, çıkışın sisteme pozitif geri beslemesi ile osilasyon elde edilir. Yani sistem girişi olmadan bir çıkış üretir.

Şekil 3.5.'teki sistemin transfer fonksiyonu Denklem (3.3)'te verilmiştir.

$$H_o(s) = \frac{k}{1 - kH(s)} \quad (3.3)$$

Osilatör, açık çevrim kazancı LG (Loop Gain) ayarlanarak ($LG = kH(s) = 1$) ya da transfer fonksiyonunun paydası sıfır yapılarak ($1 - LG = 0$) gerçekleştirilebilir (Prommee ve ark., 2011).

Eğer açık çevrim kazancı, yani transfer fonksiyonunun paydası, sıfır yapılırsa sisteme giriş verilmeden çıkış elde edilebilir. Bu durumda osilasyon olabilmesi için iki kriterin sağlanması gerekir. Bunlar;

- Açık çevrim kazancı 1
- Açık çevrim fazı 0 veya 2π 'nin katı olmalıdır.

Bu kriterlere Barkhausen Kriterleri de denir. Bu durumda osilasyonun başlaması için düşük bir gürültü yeterli olacaktır.

Denklem (3.3)'te görülen transfer fonksiyonunun paydası sıfır yapılırsa Denklem (3.4) elde edilir.

$$1 - LG = 1 - kH(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = 0 = \frac{a_0s^2 + a_1s + a_2}{b_0s^2 + b_1s + b_2} \quad (3.4)$$

Denklem (3.4)'te deki $N(s)$ pay polinomu, $D(s)$ ise payda polinomudur. Pay polinomunda $s = j\omega$ eşitliği kullanılırsa (Prommee ve ark., 2011);

$$N(s) = 0 = -a_0\omega^2 + j\omega a_1 + a_2 \quad (3.5)$$

$$0 = -\omega^2 + \frac{j\omega a_1}{a_0} + \frac{a_2}{a_0} \quad (3.6)$$

olur. Bu durumda osilasyon şartı,

$$a_1 = 0 \quad (3.7)$$

ve osilasyon frekansı,

$$\omega^2 = \frac{a_2}{a_0} \quad (3.8)$$

olarak elde edilir.

3.1.4. Karekök ortam temel kavramları

Karekök ortam devreleri doyum bölgesinde çalışan MOSFET'in savak akımı (I_D) ve kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) arasındaki ikinci dereceden bağıntıya ve MOS translineer özelliğine dayanır. Bu nedenle, MOS tümleşik devreler, dinamik giriş aralığı, genlik uygunlaştırma (companding) tekniği, ELIN sistemler ve akım modlu çalışma konuları açıklanacaktır.

3.1.4.1. MOS tümleşik devreler

MOSFET olarak bilinen metal oksit yarı iletken alan etkili transistör, alan etkili transistörlerin en önemli türüdür. Gövdeden tamamen yalıtılmış kapı özelliğinden dolayı MOSFET'lerin giriş empedansı oldukça yüksektir ve buna bağlı olarak elektrotlar arası iç kapasitansı çok küçüktür. Bu nedenle MOSFET'ler yüksek frekanslarda ve yüksek giriş empedanslı yükselteçlere gereksinim duyulan devrelerde daha fazla kullanılırlar. MOSFET'lerde, diğer transistörlere kıyasla gürültü daha azdır ve bant genişliği daha fazladır. MOSFET'lerin bu avantajlarının yanında bazı dezavantajları da vardır. Bu dezavantajları şöyle sıralanabilir; MOSFET yapısındaki

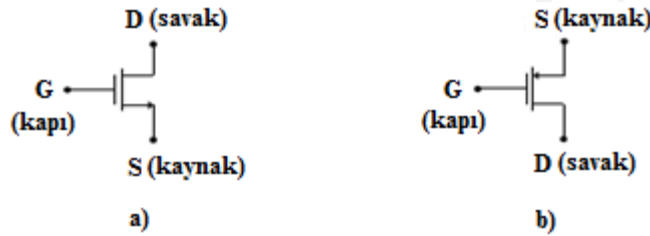
ince silikon oksit tabakası rahatlıkla zarar görebilir, MOSFET'e elle dokunulduğunda insan vücudu üzerindeki elektrostatik yükten dolayı oksit tabakasının delinmesi sonucu kullanılmayacak şekilde zarar görebilir. Bu nedenle, MOSFET'lerin özel ambalajlarında korunması gerekmektedir. Ayrıca MOSFET'e dokunulmadan önce kişi üzerindeki elektrostatik yük topraklanarak boşaltılmalıdır. MOSFET, devre üzerinde montaj yapılırken düşük güçlü ve mutlaka topraklı havyalar kullanılmalıdır.

Gün geçtikçe kullanılan elektronik cihazların küçülmesi, daha küçük ve çok fonksiyonlu elektronik cihazlara olan ihtiyacın artması sonucu, araştırmacılar entegre devre üzerinde daha az yer kaplayan devre yapıları oluşturmaya, daha az gerilim ve güç tüketen devreler tasarlamaya yönelmektedirler. MOSFET'lerin güç harcamalarının düşük ve mekanik dayanımlarının fazla olmasından dolayı çok sayıda transistör içeren entegre devrelerin vazgeçilmez elemanlarındandır. Araştırmacılar, VLSI teknolojisindeki gelişmeler doğrultusunda, daha az yer kaplayan devreler üretebilmek için yeni tasarım teknikleri geliştirerek tasarladıkları devrelerde daha küçük boyutlu devre elemanları kullanılmaktadır. Günümüzde MOS transistor teknolojisi, tümleşik sayısal devrelerin ve mikroişlemci devrelerinin temelini oluşturmasının yanı sıra, analog tümleşik devre bloklarının oluşturulmasında da yaygın olarak kullanılmaktadır. MOS teknolojisi, LSI için oldukça uygun bir teknoloji olduğundan son zamanlara kadar çoğunlukla sayısal sistemlerde kullanılmıştır. MOS teknolojisi önceleri genelde bellek ve lojik fonksiyonlar için, bipolar tümleşik devreler ise analog fonksiyonlar için kullanılmıştır. Fakat günümüzde sayısal ve analog sistemlerin bir arada kullanılmasından dolayı, MOS teknolojisi analog tümleşik devrelerde kullanılmaya başlanmıştır. Sayısal sistemlerde kullanılan MOS teknolojinin analog sistemler için de kullanılması, maliyet açısından büyük faydalar sağlamaktadır. Örneğin, bir işaretin sayısalda analoga veya analogdan sayısalda dönüştürülmesi için birtakım analog fonksiyonların gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Bu gibi durumlarda alt sistemlerin ayrı bölümlere ayrılması, sayısal bölüm için MOS ve analog bölüm için bipolar teknoloji kullanılması, ekonomik olarak ve devre üzerinde fazla yer kaplaması dolayısıyla istenmeyen durumlara neden olmaktadır. Ayrıca, MOS teknolojisinde kullanılan tümleşik devre alanı, bipolar teknolojisine göre %30-%50 oranında daha az

olmaktadır. Analog fonksiyonların gerçekleştirilmesinde MOS teknolojisinin bipolar teknolojiye göre bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Bunlar; aynı kollektör akımı için bipolar transistörlerin geçiş iletkenliğinin MOS transistörlere göre çok yüksek olması, MOS transistörlerin frekans cevabının bipolar transistörlere göre kötü olması ve imalat sırasında meydana gelen eşleştirme sorunundan dolayı işlemsel kuvvetlendiricilerin giriş dengesizlik geriliminin daha fazla olmasıdır. Bu sakıncalara rağmen, sayısal sistemlerde MOS teknolojisine kullanılması getirdiği ekonomik fayda, MOS transistörün yüksek giriş direnci ve çekilen akımın düşük olması, günümüzde MOS teknolojisine analog tümleşik devrelerde kullanımını yaygınlaştırmaktadır (Kuntman, 1998).

3.1.4.1.1. Temel MOS transistörleri

N-kanallı MOS transistör ve P-kanallı MOS transistör genel sembolleri Şekil 3.6.'da görülmektedir.

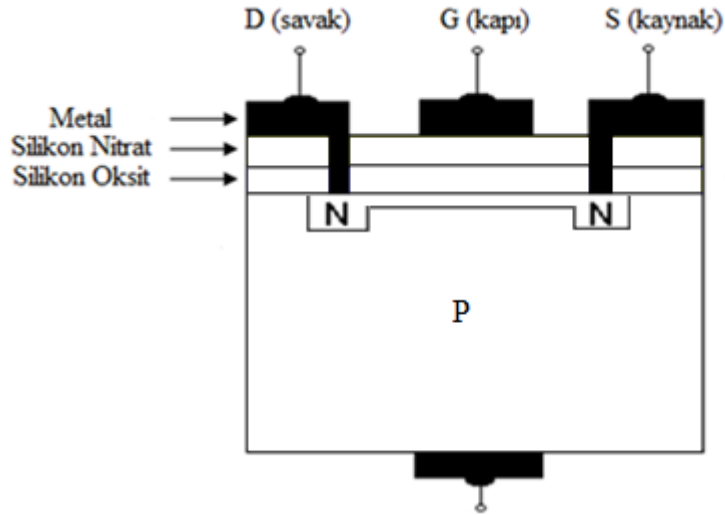


Şekil 3.6. a) N-kanallı MOS transistör (NMOS) b) P-kanallı MOS transistör (PMOS)

- Kanal ayarlamalı NMOS (D-NMOS)

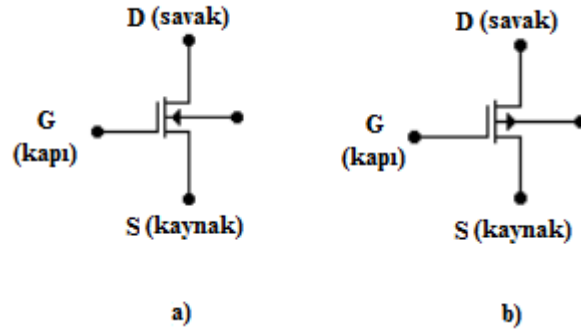
Şekil 3.7'de görüldüğü gibi taban malzeme p-tipi maddeden oluşmaktadır. Bu p-tipi maddenin uygun yerlerinde n-tipi bölgeler oluşturulmuş ve aralarına ince bir kanal yerleştirilmiştir. Bu yapının üstü silikon oksit tabakası ile tamamen kaplanmıştır. Ancak bu tabakanın üstü havadaki sodyumdan etkilenebileceğinden ikinci bir tabaka olan silikon nitrat ile kapatılmıştır. Savak ve kaynak uçları n-maddelerinden çıkartılan uçlardır. Bu uçlar, n-tipi bölge ile doğrudan bağlantılı

olduğu halde kapı ucu yarı iletken den yalıtılmıştır. Burada kapı ucuna uygulanan gerilim 0 V olduğunda savak ve kaynak uçları arasında belirli bir akım akar. Çünkü savak ve kaynak birbiriyle bağlantılıdır. Kapı ucuna pozitif gerilim uygulandığında, n-tipi maddeler arasında mevcut olan kanal genişleyeceğinden savak-kaynak arasından geçen akım artar. Kapı ucuna negatif gerilim uygulandığında kanal daralarak akım azalır. Kanal n-tipi maddeden yapıldığı için n-kanallı azalan tip MOSFET olarak adlandırılır. Kanal p-tipi maddeden de yapılabilir. Savak-kaynak arasından geçen akım kanaldan geçer. Kanaldan geçen akım kapıya uygulanan gerilim ile kontrol edilir. N-kanallı azalan tip MOSFET'te kapı ile kaynak negatif, savak ise pozitif polaritededir. Azalan tip MOSFET'te kapı gerilimi sıfır iken savak akımı vardır. Kapıya uygulanan negatif gerilimle kanal iletkenliği azalır, kanal direnci artar ve böylece kanaldan geçen akım azalır. Kanal iletkenliği ve buna bağlı olarak akım azaldığı için azalan tip MOSFET olarak adlandırılır.



Şekil 3.7. Kanal ayarlamalı NMOS'un yapısı

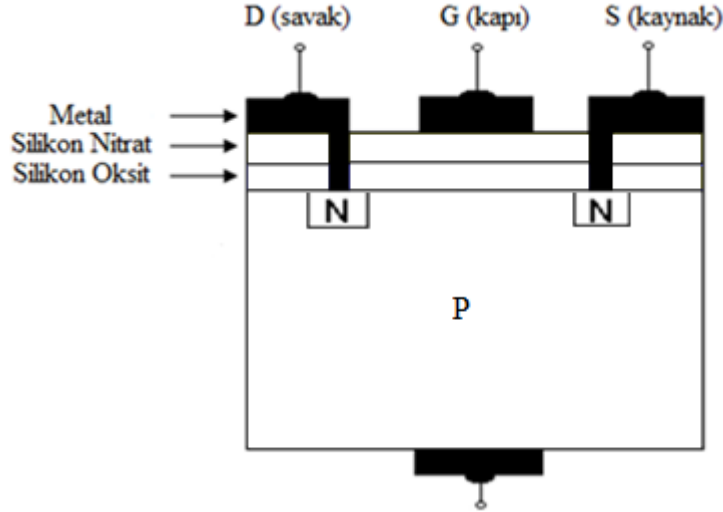
N-kanallı ve P-kanallı kanal ayarlamalı MOS transistörlerin devre sembolleri Şekil 3.8.'de verilmiştir.



Şekil 3.8. a) N-kanallı azalan tip MOS transistör b) P-kanallı azalan tip MOS transistör

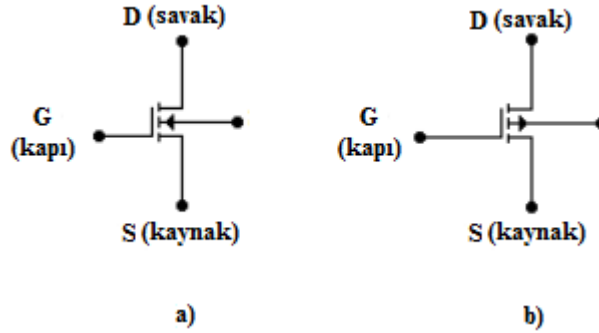
- **Kanal oluşturmali NMOS (E-NMOS)**

Çoğalan tip MOSFET'te iki n-tipi bölgenin arasında kanal yoktur. Azalan tip MOSFET'te olduğu gibi savak ve kaynak uçları, n-tipi bölgelerle doğrudan temas halinde oldukları halde kapı ucu yarı iletken malzemeden yalıtılmıştır. Kapı ucuna herhangi bir gerilim uygulanmadığı sürece savak ve kaynak uçları arasından bir akım akmaz. Kapı ucunun bulunduğu metal parça ile p-tipi gövde bir kondansatör özelliği gösterir. Çünkü iki iletken ve bir yalıtkan madde kondansatörü oluşturur. Kapı ucuna pozitif gerilim uygulandığında, kapasite özelliğinden dolayı p-tipi gövde de iki n-maddenin yanında negatif yükler toplanır. Böylece iki n-tipi madde arasında doğal olarak bir kanal oluşur. Bu durumda akım akışı başlar. Kapıya uygulanan pozitif gerilimin arttırılırsa, iki n-tipi madde arasında oluşan negatif yükler çoğalarak p-tipi gövde içerisinde oluşan bu kanalın genişlemesine neden olur. Böylelikle savak ve kaynak uçları arasında akan akım, kapıya uygulanan gerilim ile kontrol edilebilir. Kapı ucuna gerilim uygulanmadığı sürece savak ve kaynak arasından akım akmaz. Böylece iki n-tipi madde arasında doğal olarak bir kanal meydana gelir ve akım akmaya başlar. Şekil 3.9.'da kanal oluşturmali NMOS transistörün yapısı görülmektedir.



Şekil 3.9. Kanal oluşturmali NMOS'un yapısı

N-kanallı ve P-kanallı kanal oluşturmali MOS transistörlerin devre sembolleri Şekil 3.10.'da verilmiştir.



Şekil 3.10. a) N-kanallı çoğalan tip MOS transistör, b) P-kanallı çoğalan tip MOS transistör

3.1.4.1.2. MOSFET çalışma bölgeleri

MOSFET'lerin çalışma bölgelerine bağlı olarak birçok devre tasarım yöntemi vardır. Kanal oluşturmali NMOS transistörlerin üç çalışma bölgesi vardır:

- **Zayıf evirtim bölgesi**

Savak-kaynak gerilimi (V_{DS}) sıfır iken, ancak kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) eşik gerilimden (V_{TH}) büyük ise yani ($V_{GS} > V_{TH}$) durumunda MOSFET iletme geçer. Kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) eşik gerilimden (V_{TH}) küçük olduğunda yani ($V_{GS} < V_{TH}$)

durumunda savak ucunda hiçbir hareketli yük bulunmayacağından savak akımı sıfıra çok yakındır. Bu durumda MOSFET zayıf evirtim bölgesinde çalışır ve açık bir anahtar özelliği gösterir. Bu bölgede, N kanallı MOSFET, NPN tipi bir BJT gibi davranır (Gray ve ark., 2001). Zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET'in savak akımı denklemi Denklem (3.9)'da görüldüğü gibidir.

$$I_D = \frac{W}{L} I_T e^{\frac{V_{GS}-V_{TH}}{nV_{TH}}} [1 - e^{\left(\frac{V_{DS}}{V_{TH}}\right)}] \quad (3.9)$$

Denklemde,

W: Transistör kanal genişliğini,

L: Transistör kanal uzunluğunu,

I_T : $V_{GS}=V_{TH}$ durumundaki savak akımını,

V_{DS} : Savak-kaynak gerilimini ifade etmektedir.

$n = 1 + \frac{C_{JS}}{C_{OX}}$ olmak üzere; C_{OX} : Birim alan başına oksit kapasitesini, C_{JS} : Birim alan

başına geçit kapasitesini ifade etmektedir.

- **Doğrusal bölge (direnc bölgesi)**

Kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) eşik gerilimden (V_{TH}) yüksek ve savak-kaynak gerilimi (V_{DS}), kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) ile eşik gerilimi (V_{TH}) arasındaki farktan küçük ise yani ($V_{GS} > V_{TH}$) iken ($V_{DS} < (V_{GS}-V_{TH})$) durumunda MOSFET direnc bölgesinde çalışır. Bu bölgede transistör, savak ve kaynak arasına bağlanmış doğrusal olmayan gerilim kontrollü bir direnc olarak modellenebilir. Direnc bölgesinde MOSFET'in savak akımı denklemi Denklem (3.10)'da görüldüğü gibidir.

$$I_D = \frac{\mu C_{OX}}{2} \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2] \quad (3.10)$$

V_{DS} küçük bir değer olduğundan V_{DS}^2 daha küçük bir değer olacaktır. Böylece savak akımı denklemi doğrusal bir denkleme dönüşecektir. Bu nedenle bu çalışma bölgesine doğrusal bölge de denilmektedir.

- **Doyum bölgesi**

Kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) eşik gerilimden (V_{TH}) yüksek ve savak-kaynak gerilimi (V_{DS}), kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) ile eşik gerilimi (V_{TH}) arasındaki farktan büyük ise yani ($V_{GS} > V_{TH}$) iken ($V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH})$) durumunda MOSFET doyum bölgesinde çalışır. Doyum bölgesinde MOSFET'in savak akımı denklemi Denklem (3.11)'de görüldüğü gibidir.

$$I_D = \frac{\mu C_{OX}}{2} \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{TH})^2] = \beta (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (3.11)$$

Denklemde,

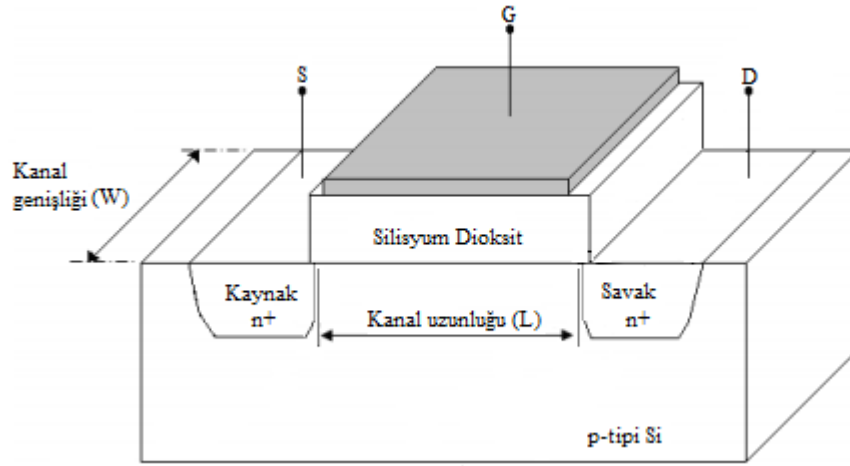
$$\beta = \frac{\mu C_{OX}}{2} \frac{W}{L} \text{ olmak üzere; geçiş iletkenlik parametresini ifade etmektedir.}$$

MOSFET'in doyum bölgesinde çalışması durumunda, kanal boyu modülasyonu ihmal edilirse, I_D akımı, V_{DS} gerilimi ile düşük bir oranda değişir. MOSFET'in doyum bölgesinde çalışması, örneğin N kanallı MOSFET için kapı ile savak arasındaki gerilimin V_{TH} 'nin altına düşmesi durumunda başlar. ($V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$) durumunda pinch-off olayı gerçekleşir. Pinch-off durumda, savak ucunda kanalın genişliği gittikçe azalacak ve sonunda sıfıra düşecektir. Bir başka ifadeyle, ($V_{GS} > V_{TH}$) iken, ($V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH})$) durumunda, N kanallı MOSFET doyuma gidecektir.

İdealde, doyum bölgesinde I_D akımı, V_{DS} geriliminden bağımsızdır. I_D akımının değeri sadece ($V_{GS} - V_{TH}$)'nin bir fonksiyonudur.

3.1.4.1.3. MOS tümleşik devrelerin temel elektriksel özellikleri

N-kanallı MOS transistörün üç boyutlu yerleşimi Şekil 3.11.'de verilmiştir. Transistörün kanal boyu ve kanal genişliği önemli iki kavramdır. Kanal boyu ve kanal genişliği transistörün entegre üzerinde kapladığı alan ve savak akımı değerini belirleyen önemli büyüklüklerdir.



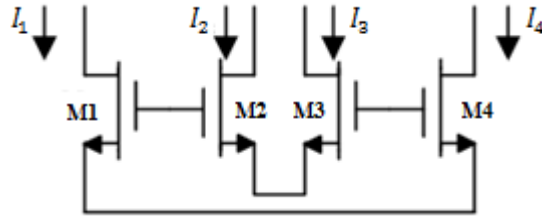
Şekil 3.11. N-kanallı MOSFET üç boyutlu görünümü

Kanal boyu, kanalın kaynak-savak arasında akan savak akımı doğrultusundaki boyudur ve L ile gösterilir. Kanal genişliği ise kanal boyuna dik uzunluktur ve W ile gösterilir.

3.1.4.1.4. MOSFET translineer özelliği

Son yıllarda tasarımcılar daha düşük güç tüketimi/besleme gerilimi ve daha yüksek frekanslarda çalışma eğilimleriyle yeni tekniklere yönelmişlerdir. Translineer devreler, düşük gerilim salınımına sahip olması ve akım modlu olması nedeniyle, düşük güç tüketimi/besleme gerilimi gerektiren ve yüksek frekanslarda çalışabilen devrelerdir. Ayrıca tümleşik devre teknolojisiyle uyumlu olması nedeniyle de translineer devrelere olan ilgi giderek artmıştır.

Translineer prensibi Gilbert tarafından 1975 yılında önerilmiş ve bipolar transistörler için formüle edilmiştir (Gilbert, 1975). Translineer devre, BJT'lerin akım ve gerilim karakteristiklerinin üstel özelliğine dayanır. CMOS analog devre tekniklerinin gelişmesiyle bu devre prensibi zayıf evrimdeki üstel akım-gerilim karakteristikleri kullanılarak MOS transistörlere uygulandı (Vittoz ve Fellrath, 1977). MOS transistörün zayıf evrimdeki düşük dinamik aralık ve düşük hızındaki sınırlamalarından dolayı translineer prensibi doyum bölgesindeki MOS transistöre uygulandı (Bult ve Wallinga, 1987). Bu gelişmelerin sonucunda, 1991 yılında Seevinck ve Wiegink tarafından, translineer prensibi, akım ya da gerilim gibi elektriksel değişken içeren doğrusal geçiş iletkenliğine sahip elemanlara uygulanarak geliştirildi. BJT içeren translineer devrelere bipolar translineer (BTL) devreler, MOS transistör içeren translineer devrelere MOS translineer (MTL) devreler denir (Wiegink, 1993). MTL devreler saat yönünde ve saatin tersi yönünde eşit sayıda aynı tip (n tipi ya da p tipi) transistör içeren devrelerdir. Şekil 3.12.'de 4 eşit NMOS transistör içeren NMOS translineer devre görülmektedir.



Şekil 3.12. 4 transistörlü NMOS translineer devre

Kirchhoff gerilimler kanunu kullanılarak, saatin tersi yönündeki kapı-kaynak gerilimlerinin eşitliği yazılırsa Denklem (3.12) elde edilir.

$$V_{GS1} - V_{GS4} + V_{GS3} - V_{GS2} = 0 \quad (3.12)$$

Doyum bölgesinde çalışan MOS transistörün savak akımı denklemi kullanılarak, kapı-kaynak gerilimi,

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I}{\beta}} + V_{TH} \quad (3.13)$$

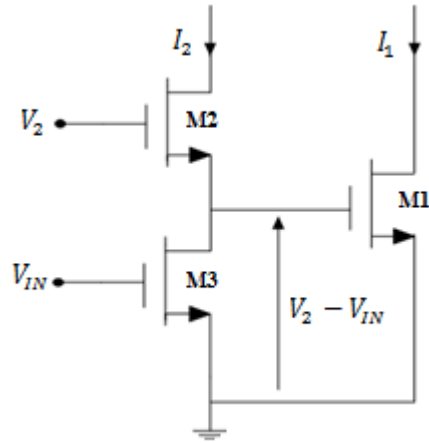
olarak elde edilir. Bu denklem kapı-kaynak gerilimleri eşitliğinde yerine yazılırsa Denklem (3.14) elde edilir.

$$V_{TH1} + \sqrt{\frac{I_{D1}}{\beta_1}} + V_{TH3} + \sqrt{\frac{I_{D3}}{\beta_3}} = V_{TH2} + \sqrt{\frac{I_{D2}}{\beta_2}} + V_{TH4} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{\beta_4}} \quad (3.14)$$

Eşik gerilimler sadeleştirilirse, Denklem (3.15) elde edilir.

$$\sqrt{\frac{I_{D1}}{\beta_1}} + \sqrt{\frac{I_{D3}}{\beta_3}} = \sqrt{\frac{I_{D2}}{\beta_2}} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{\beta_4}} \quad (3.15)$$

Bult ve Wallinga tarafından 1987’de kanıtlanan basit bir lineer geçiş iletkenliği devresi Şekil 3.13.’te görülmektedir.



Şekil 3.13. Lineer geçiş iletkenliği devresi

Eğer bütün transistörler eşit ve doyum bölgesinde çalışıyorsa, M_2 ve M_3 transistörlerinin savak akımları aşağıdaki gibi olur.

$$I_{D2} = \beta(V_{GS2} - V_{TH})^2 \quad (3.16)$$

$$I_{D3} = \beta(V_{IN} - V_{TH})^2 \quad (3.17)$$

Şekil 3.13.'te de görüldüğü gibi M_3 transistörünün kapı-kaynak gerilimi (V_{IN}), M_2 transistörünün kapı-kaynak gerilimi (V_{GS2})'ye eşittir. Denklem (3.15) düzenlenirse, çıkış akımı Denklem (3.18)'de görüldüğü gibi olur.

$$I_1 - I_2 = \beta(V_2 - 2V_{TH})(V_2 - 2V_{IN}) \quad (3.18)$$

3.1.4.2. Dinamik giriş aralığı

Belli bir performans seviyesini sağlayan en büyük giriş işaretinin en küçük giriş işaretine oranına dinamik giriş aralığı denir. Bir sistemde giriş ve çıkış işaretleri sistemi oluşturan devredeki elemanların özelliklerine bağlı olarak değişmektedir. İşlemsel yükselteç içeren bir sistemi ele alacak olursak, bu sistemin girişine uygulanacak işaret en fazla işlemsel yükseltecin besleme gerilimi kadar olmalıdır. Bu değerden daha yüksek giriş işaretinin kullanılması elemanlara zarar verecektir. Sonuç olarak bu durum sisteme uygulanacak giriş işaretinin maksimum değerini belirlemektedir. Sistemde elemanları etkileyecek minimum gürültü seviyesi ise giriş işaretinin minimum değerini belirlemektedir. Bu değerden daha düşük giriş işareti uygulanması sonucu işaret çıkışa doğru bir şekilde iletilmeyecektir. İşte sisteme uygulanacak maksimum giriş işaretinin minimum giriş işaretine oranına sistemin dinamik giriş aralığı denir. Dinamik giriş aralığının sembolü ΔR , birimi dB'dir ve formülü Denklem (3.19)'da verilmiştir.

$$\Delta R = \frac{\text{Maksimum giriş işaret seviyesi}}{\text{Minimum giriş işaret seviyesi}} \quad (3.19)$$

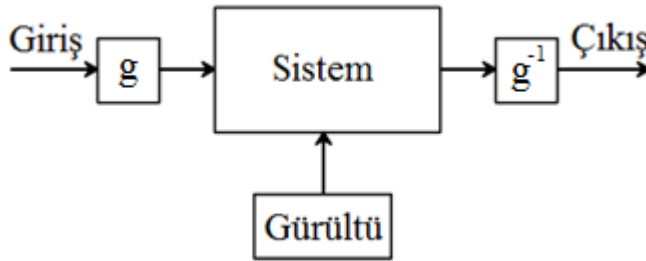
Bir elektronik sistemin geniş dinamik giriş aralığına sahip olması sistemler için istenen bir durumdur. Fakat bu durum her zaman sağlanamayabilir. Genlik uygunlaştırma tekniği kullanılarak bu duruma katkı sağlanmıştır (Seevinck, 1990; Tsividis ve ark., 1990).

3.1.4.3. Genlik uygunlaştırma (companding) tekniği

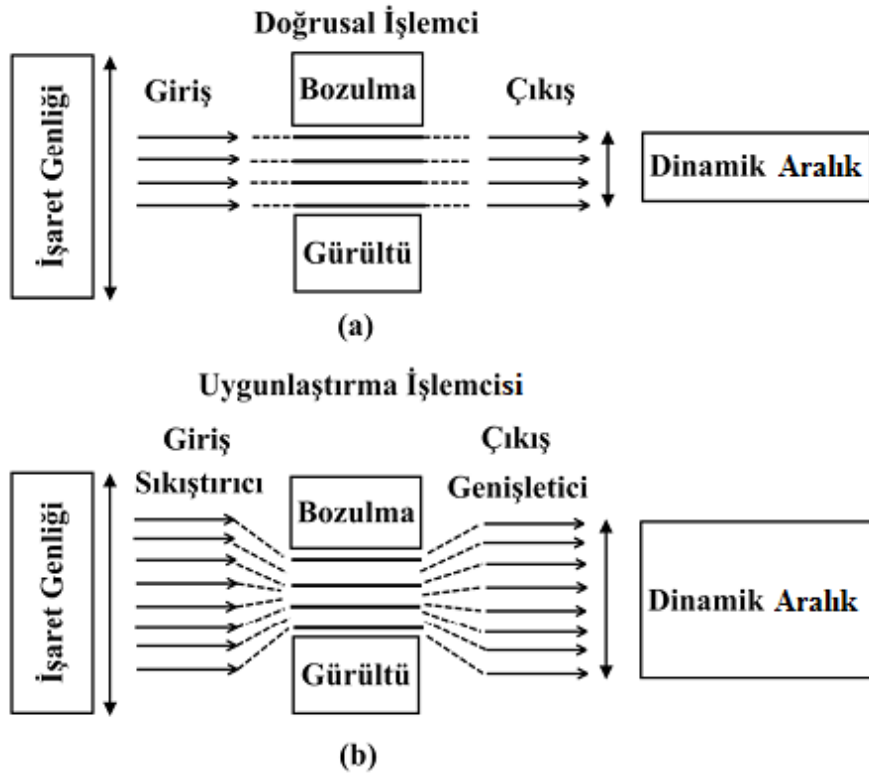
İngilizce’de sıkıştırma (COMpressing) ve genişletme (exPANDING) kelimelerinin birleştirilmesi ile elde edilen genlik uygunlaştırma (COMPANDING) tekniği birim güç tüketimi ve geniş dinamik çalışma aralığına sahip filtre tasarımı için kullanılan önemli bir tekniktir (Seevinck, 1990; Tsividis ve ark., 1990).

Genlik uygunlaştırma tekniğinde amaç, işlenen işaretin gürültü vb. etkilerden olabildiğince az etkilenmesini sağlamak ve işaretin sisteme zarar vermeden işlenmesini sağlamaktır. Bu amaç doğrultusunda belirli bir seviyenin altındaki işaretler büyütülür, belirli bir seviyenin üstündeki işaretler ise küçültülür.

Bu işlemleri genlik uygunlaştırma tekniği ile gerçekleştirmek için uygulanan işarete Şekil 3.14.’te görüldüğü gibi girişte g fonksiyonu, çıkışta ise g^{-1} fonksiyonları uygulanmaktadır. Bu fonksiyonların uygulanması ile oluşan etkiler Şekil 3.15.’te verilmiştir.



Şekil 3.14. Genlik uygunlaştırma tekniği



Şekil 3.15. a) Doğrusal sistem b) Uygunlaştırılmış sistem

Şekil 3.15.b.'de görülen bozulma maksimum işaret seviyesini, gürültü ise minimum işaret seviyesini belirtmektedir. Sisteme uygulanabilecek giriş işaretlerinin bazıları maksimum seviyenin üzerinde bazıları ise minimum seviyenin altındadır. Bu işaretlerin işlenebilmesi için belirli bir sınır içerisinde olmaları gerekmektedir. Bu amaçla genlik uygunlaştırma tekniği uygulanmaktadır. Bu teknikle maksimum sınır seviyesinde olan işaret küçültülmekte ve minimum sınır seviyesinde olan işaret ise büyütülmektedir. Çıkışta ise bu işlemlerin tersleri yapılarak girişteki işaretler elde edilmektedir. Böylelikle daha fazla işaret sistem tarafından işlenmiş ve sistemin dinamik giriş aralığı arttırılmış olur.

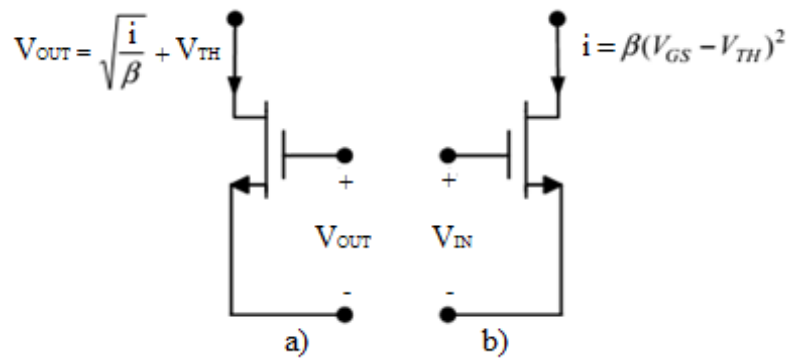
Genlik uygunlaştırma tekniğinde Anlık Genlik Uygunlaştırma (Instantaneous Companding) ve Zarfısal Genlik Uygunlaştırma (Syllabic Companding) tekniği gibi farklı teknikler mevcuttur (Tsividis ve ark., 1990; Krishnapura, 2000).

Logaritmik ortam devreleri ve karekök ortam devreleri genlik uygunlaştırma tekniğinin uygulandığı en tanınmış devrelerdir. Sıkıştırıp-genişletme yöntemin tasarımcılara sunduğu geniş dinamik aralık, düşük besleme gerilimi ve elektronik olarak ayarlanabilme yeteneği gibi üstünlükler bu yöntemin kullanıldığı translineer devrelere olan ilgiyi artırmıştır. Logaritmik ortam devrelerinde genlik uygunlaştırma tekniğinde sıkıştırma fonksiyonu olarak logaritma, genişletme fonksiyonu olarak ise üstel kazanç fonksiyonları, karekök ortam devrelerinde ise sıkıştırma fonksiyonu olarak karekök, genişletme fonksiyonu olarak ise kare alma fonksiyonu kullanılmaktadır.

Karekök ortam devrelerinde;

- Eğer MOS transistörün savakına bir akım uygulanırsa V_{GS} gerilimi uygulanan akımın karekökü ile ifade edilir. Bu devreye sıkıştırma (compressor) denir.
- Eğer MOS transistöre V_{GS} gerilimi uygulanırsa savak akımı uygulanan bu gerilimin karesi olarak ifade edilir. Bu devreye genişletme (expander) denir.

Karekök ortam devreleri için, sıkıştırma ve genişletme fonksiyonları Şekil 3.16.'da verilmiştir.



Şekil 3.16. a) Sıkıştırma devresi b) Genişletme devresi

Companding devrelerinin avantajları aşağıdaki verildiği gibi sıralanabilir (Kırçay, 2007):

- Yüksek frekanslarda, lineer olmayan parazitler tarafından ortaya çıkan bozulma azalmaktadır.
- Düşük besleme gerilimlerinde kullanılabilir.
- Sinyal tamamlama iyileştirilir. Aşırı yükleme azaltılır.
- Çalışan companding devre tarafından düşük girişim gücü üretilir.
- Parazitik kutup ve sıfırların zaman sabiti, devrenin empedansına ve parazit kapasitanslarına daha az bağlıdır. Sonuç, daha geniş bant genişliğidir.
- Devre, dışarıdan gelen girişim sinyallerine daha az duyarlı hale gelir.
- Hızlı devrelerde yük ve parazitik kapasitansın dolma ve boşalma zamanı azalmaktadır.

3.1.4.4. ELIN (Externally Linear Internally Nonlinear) sistemler

Bir sistem için en önemli ve avantajlı özelliklerden birisi doğrusallıktır. Çünkü bir devrenin doğrusal davranışa sahip olması o devre hakkında bazı tahminlerin yapılabilmesi açısından oldukça önemlidir. Fakat transistör, işlemsel yükselteç gibi elektronik devre tasarımında sıklıkla kullanılan elemanlar doğrusal davranışa sahip olmayan elemanlardır. Doğrusallığın devre tasarımı için bu kadar önemli olması ve kullanılan elemanların doğrusal davranışa sahip olmayan elemanlar olması nedeniyle araştırmacılar doğrusal davranışa sahip olmayan elemanlar kullanarak doğrusal davranışlı sistem tasarlama yoluna girmişlerdir (Tsividis, 1998). Bu çalışmalar sonucunda doğrusal davranışa sahip olmayan elemanlar kullanılarak doğrusal davranışlı sistem tasarımı için farklı yaklaşımlar ortaya çıkmıştır.

Bunlardan birisi tasarım için kullanılan doğrusal davranışa sahip olmayan elemanların tek tek doğrusallaştırılmasıdır. Fakat bu yaklaşım zor ve zahmetli olması nedeniyle yaygınlaşmamıştır.

Bir diğer yaklaşım ise 1979 yılında Adams tarafından ortaya atılmıştır (Adams, 1979). Bu yaklaşıma göre doğrusal davranışa sahip olmayan bir sistem eleman karakteristikleri değiştirilmeden giriş ve çıkış işaretleri arasındaki doğrusallık korunarak çalıştırılabilmektedir.

İşaretin işlendiği ortamın doğrusal olmamasına rağmen transfer fonksiyonunun ya da giriş-çıkış ilişkilerinin geniş bir dinamik aralık içerisinde doğrusallığının sağlanması ELIN (Doğrusal davranışlı doğrusal olmayan) devrelerini diğer tasarımlardan ayıran en önemli farktır. Bu önemli fark, işarete girişte ve çıkışta uygulanan doğrusal olmayan genlik uygunlaştırma fonksiyonundan kaynaklanmaktadır. Öyle ki, işarete girişte uygulanan fonksiyonun tersinin çıkışta uygulanması ile doğrusal ortama geri dönülmüş olur; aynı zamanda işlenen işaretin genliğinin dinamik aralığı arttırılmış olur. Bu tür devreler genlik uygunlaştırmalı (companding) devreler olarak adlandırılabilir. Bu tür devrelerde, doğrusal olmayan uç denklemlerinin kullanılması ile elemanların doğrusallaştırma çabalarına dolayısıyla doğrusallaştırma için sınırlandırıcı elemanların kullanılmasına gerek kalmamaktadır. Böylece kullanılan aktif ve pasif eleman sayısı azalmakta bununla birlikte maliyet düşmekte ve bu elemanlardan kaynaklanan güç kayıpları ortadan kalkmaktadır (Tola ve ark., 2007).

Logaritmik ortam devreleri, karekök ortam devreleri, anlık genlik uygunlaştırmalı ve zarfsal genlik uygunlaştırmalı filtre devreleri ve anahtarlamalı kapasitörlü filtre devreleri ELIN devrelere örnek olarak verilebilir. ELIN devrelerinin avantajları aşağıda verilmiştir:

- Doğrusal olmayan modelleri doğrudan kullanabilme olanağı sunar.
- Akım veya gerilimle kontrol edilebilirliği yüksek devreler tasarlama olanağı verir.
- Sinyalleri sıkıştırılmasından dolayı güç tüketiminde, dinamik çalışma aralığında ve besleme geriliminde önemli avantajlar sunar.

3.1.4.5. Akım modlu çalışma

Elektronik devreler gerilim ya da akım modlu olmalarına göre de sınıflandırılabilirler. Gerilim modlu çalışma, bir işaretin ve o işaret üzerinden yapılan işlemlerin gerilim boyutunda olması, akım modlu çalışma ise bir işaretin ve o işaret üzerinden yapılan işlemlerin akım boyutunda olmasıdır. Analog devre tasarımında genellikle gerilim modunda çalışılmaktadır. 1960'lı yılların sonuna kadar tasarlanan devrelerin tamamı gerilim modlu devrelerdir. En çok kullanılan analog yapı bloğu gerilim modlu işlemsel kuvvetlendiricidir. Daha sonraki yıllarda akım taşıyıcılarının ve akım modlu elemanların ortaya çıkmasıyla araştırmacılar akım modlu devrelere ilgi göstermeye başlamışlardır. Akım modlu çalışma gerilim modlu çalışmaya alternatif olarak sunulmuş ve akım modlu çalışma üzerine yapılan çalışmalar son yıllarda giderek artmıştır. Ve akım modlu devrelerin performanslarının gerilim modlu devrelere kıyasla daha iyi olduğu görülmüştür (Wilson, 1992). Artık akım modlu devrelerde transfer fonksiyonu denildiğinde giriş ve çıkışın akım büyüklüklerinin oranı, işaret işleme denildiğinde ise akımın işlenmesi anlaşılmaktadır (Mahattanakul ve Toumazou, 2000). Son yıllarda yaygın bir şekilde kullanılan aktif süzgeç ve osilatör gibi bazı gerilim modlu yapılar akım modlu olarak gerçekleştirilmiş ve aktif olarak kullanılmaya başlanmıştır. Akım modlu çalışmanın gerilim modlu çalışmaya göre avantajları aşağıda verilmiştir (Schmid, 2000):

- Akım modlu analog yapılar düşük besleme gerilimlerinde çalışmaya daha elverişlidir. Gerilim modlu işlemsel yükseltici devreleri, yüksek kapalı çevrim genliklerinde sınırlı bant genişliğine sahiptir. Bu yüzden sabit genlik-bant genişliğinde üretilirler.
- Akım modlu devreler geniş bant genişliği, geniş dinamik aralık, düşük güç tüketimi gibi karakteristik özelliklere sahiptir.
- Akım modlu devrelerin frekans cevapları ve hızları gerilim modlu devrelere kıyasla genellikle daha iyidir. Bunun nedeni akım modlu yapıların daha basit devrelerle elde edilebilmesi ve bazı akım modlu devrelerde çok yüksek empedanslı uca gerek duyulmamasıdır.

- Ayrıca yapı bloklarında ve uygulama devrelerinde kullanılan toplama, çıkarma, çarpma gibi matematiksel işlemler akım modlu olarak daha kolay yapılabilir.

3.2. Yöntem

Karekök ortam devreleri için farklı sentez yöntemleri vardır. Bunlar; durum uzay sentez yöntemi, işaret akış diyagramı yöntemi ve LC ladder benzetim sentez yöntemidir (Psychalinos, 2007; Psychalinos ve Vlassis, 2002).

3.2.1. Durum uzay sentez yöntemi

Karekök ortam devreleri logaritmik ortam devreleri gibi doğrusal davranışlı doğrusal olmayan (ELIN) devrelerdir. ELIN devrelerde, doğrusal durum uzayı modelleri herhangi bilinmeyen harici doğrusal sistemleri gerçekleştirmek için kullanılır. Durum uzay sentez yöntemi bu tip devreler için çok verimli ve güçlü bir yaklaşımdır (Frey, 1993). Bu yöntem aynı zamanda doğrusal olmayan sistemler, zamanla değişmeyen sistemler, akım modlu devreler ve bilgisayar destekli tasarım için de uygulanabilir (Lathi, 1992). Durum uzay sentez yönteminde diğer yöntemlerden farklı olarak sistem harici büyüklükler değil dahili büyüklükler kullanılarak tanımlanır. Sistemi bu şekilde tanımlamanın getirdiği faydalar aşağıda verilmiştir (Arslanalp, 2003; Frey ve Tola, 1999):

- Çok giriş ve çok çıkışa sahip sistemlerin ortak bir biçimde incelenmesi sağlanır.
- Doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemlerde kullanımı sağlanır.
- Sistem davranışlarına ait iç bilgiler elde edilir.

Durum uzay sentez yönteminde matematiksel ifadeler ile devrenin gerçekleşmesi arasında doğrudan bir ilişki vardır. Bu durum devrenin tasarımında ve tasarım sırasında oluşacak sorunların çözümünde kolaylık sağlar. Ayrıca filtre tasarımında kullanılan bütün kondansatörler akım modlu yapı içerisinde olduğu için

kondansatörlerin tümü toprakla bağlantılı bir düğüme sahiptir. Bu da devrenin tümleşik devre olarak gerçekleşmesini uygun hale getirir (Roberts ve Leung, 2001).

Durum uzayı sentez yönteminin dezavantajı ise yöntemin sadece nedensel sistemlere uygulanabiliyor olmasıdır.

Bu tezde, durum uzayı sentez yöntemi kullanılmıştır. Durum uzayı sentez yöntemi karekök ortam devreleri için aşağıdaki gibi kısaca özetlenebilir:

- Filtrenin transfer fonksiyonu, zaman ortamı denklemlerine dönüştürülür.
- Sistem için uygun durum uzay tanımlamaları bulunur.
- Kullanılacak olan companion form kararlaştırılır.
- Filtre gerçeklemek için giriş olan u 'nun türevi engel oluşturmaktadır. Bu terim denklemden çıkarılmalıdır.
- Durum uzayı denklemleri, filtre gerçeklemek için uygun hale getirilmelidir. Katsayı matrisi şeklinde türetilebilir.
- Elde edilen düğüm denklemleri ile transistör, topraklanmış kondansatör ve akım kaynakları kullanılarak devrenin tasarımı gerçekleştirilebilir (Kırçay ve Çam, 2006; Tola ve Frey, 2000).

Filtre fonksiyonun durum uzayı tasarımı farklı metotlarla sağlanabilir; fakat işlevsel olarak hepsi aynıdır. Denklemler, Denklem (3.20) ve (3.21)'de verildiği gibi ifade edilebilir (Kırçay, 2007).

$$\dot{x} = A_{n \times n}x + B_{n \times 1}u \quad (3.20)$$

$$y = C_{n \times n}x + Du \quad (3.21)$$

Denklem (3.20) ve (3.21)'de görülen $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ durum değişkenleri vektörü u ve y giriş ve çıkış nicelikleri, A, B, C ve D ise katsayı matrisleridir.

Companion form tekniği, transfer fonksiyonunun durum uzayı gösterimini elde etmek için kullanılan yöntemlerden biridir. N. dereceden bir filtrenin genel transfer fonksiyonu Denklem (3.22)'de verildiği gibidir:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} \omega_0 s^{n-1} + \dots + a_1 \omega_0^{n-1} s + a_0 \omega_0^n}{s^n + b_{n-1} \omega_0 s^{n-1} + \dots + b_1 \omega_0^{n-1} s + b_0 \omega_0^n} \quad (3.22)$$

a_i katsayılarına göre alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren, bant durduran ve tüm geçiren gibi farklı filtreler elde edilebilir. Transfer fonksiyonu zaman ortamında tekrar yazılırsa n. dereceden diferansiyel denklem Denklem (3.23)'te verildiği gibi olur:

$$y^{(n)} + b_{n-1} \omega_0 y^{n-1} + \dots + b_0 \omega_0^n y = a_n u^{(n)} + a_{n-1} \omega_0 u^{n-1} + \dots + a_0 \omega_0^n u \quad (3.23)$$

Companion form tekniğinde durum ve çıkış denklemlerini elde etmek için farklı durumlar söz konusudur (Ogata, 2009).

1. Durum:

$a_n = a_{n-1} = a_{n-2} = \dots = a_2 = a_1 = 0$ ve $a_0 \neq 0$ olduğunda filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki denkleme dönüşür.

$$y^{(n)} + b_{n-1} \omega_0 y^{n-1} + b_{n-2} \omega_0^2 y^{n-2} + \dots + b_1 \omega_0^{n-1} \dot{y} + b_0 \omega_0^n y = a_0 \omega_0^n u \quad (3.24)$$

Denklem (3.24) düzenlenirse Denklem (3.25) elde edilir.

$$y^{(n)} = -b_{n-1} \omega_0 y^{n-1} - b_{n-2} \omega_0^2 y^{n-2} - \dots - b_1 \omega_0^{n-1} \dot{y} - b_0 \omega_0^n y + a_0 \omega_0^n u \quad (3.25)$$

Companion form tarafından belirlenen durum değişkenleri aşağıdaki gibidir.

$$x_1 = y \quad (3.26)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = \dot{y} \quad (3.27)$$

$$x_3 = \dot{x}_2 = \ddot{y} \quad (3.28)$$

$$\cdot$$

$$\cdot$$

$$\cdot$$

$$x_{n-1} = \dot{x}_{n-2} = y^{(n-2)} \quad (3.29)$$

$$x_n = \dot{x}_{n-1} = y^{(n-1)} \quad (3.30)$$

Denklemler birinci dereceden diferansiyel denklem biçiminde düzenlenirse aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (3.31)$$

$$\dot{x}_2 = x_3 \quad (3.32)$$

$$\cdot$$

$$\cdot$$

$$\cdot$$

$$\dot{x}_{n-2} = x_{n-1} \quad (3.33)$$

$$\dot{x}_{n-1} = x_n \quad (3.34)$$

$$\dot{x}_n = -b_{n-1}\omega_0 x_n - b_{n-2}\omega_0^2 x_{n-1} - \dots - b_1\omega_0^{n-1} x_2 - b_0\omega_0^n x_1 + a_0\omega_0^n u \quad (3.35)$$

Çıkış denklemi ise $y = x_1$ olarak elde edilir.

2. Durum:

$a_n = 0$ olduğunda filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki denkleme dönüşür.

$$y^{(n)} + b_{n-1}\omega_0 y^{n-1} + \dots + b_0\omega_0^n y = a_{n-1}\omega_0 u^{n-1} + \dots + a_0\omega_0^n u \quad (3.36)$$

Denklem (3.36) düzenlenirse Denklem (3.37) elde edilir.

$$y^{(n)} = -b_{n-1}\omega_0 y^{n-1} - \dots - b_0\omega_0^n y + a_{n-1}\omega_0 u^{n-1} + \dots + a_0\omega_0^n u \quad (3.37)$$

Giriş olan u 'nun türevi filtreyi gerçeklemek için engel oluşturur. Bu terim denklemden çıkarılmalıdır. Bu nedenle durum değişkenleri aşağıdaki gibi seçilir.

$$x_1 = y + k_1 u \quad (3.38)$$

$$\dot{x}_2 = \dot{x}_1 + k_2 u \quad (3.39)$$

$$\dot{x}_3 = \dot{x}_2 + k_3 u \quad (3.40)$$

.

.

.

$$\dot{x}_{n-1} = \dot{x}_{n-2} + k_{n-1} u \quad (3.41)$$

$$\dot{x}_n = \dot{x}_{n-1} + k_n u \quad (3.42)$$

$$y^{(n)} = \dot{x}_n - k_n \dot{u} - k_{n-1} \ddot{u} - \dots - k_2 u^{(n-1)} - k_1 u^{(n)} \quad (3.43)$$

Son denklem filtreyi gerçeklemek için uygun halde olmalıdır. Bu amaçla aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\dot{x}_1 = \omega_0 x_2 + z_1 \omega_0 u \quad (3.44)$$

$$\dot{x}_2 = \omega_0 x_3 + z_2 \omega_0 u \quad (3.45)$$

$$\dot{x}_3 = \omega_0 x_4 + z_3 \omega_0 u \quad (3.46)$$

.

.

.

$$\dot{x}_{n-1} = \omega_0 x_n + z_n \omega_0 u \quad (3.47)$$

$$\dot{x}_n = -b_{n-1} \omega_0 x_n - b_{n-2} \omega_0 x_{n-1} - \dots - b_1 \omega_0 x_2 - b_0 \omega_0 x_1 + z_n \omega_0 u \quad (3.48)$$

Çıkış denklemi ise $y = x_1$ olarak elde edilir.

3. Durum:

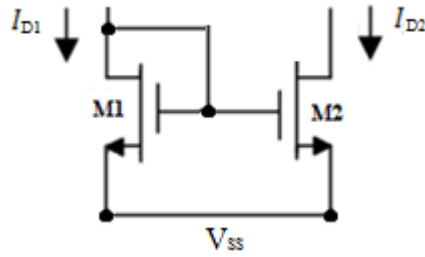
$a_n \neq 0$ olduğunda Durum 2'den farklı olarak çıkış denklemi aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$y = x_1 + a_n u \quad (3.49)$$

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

4.1. Karekök Ortam Devre Yapıları

4.1.1. Pozitif akım aynası



Şekil 4.1. Pozitif akım aynası

Şekil 4.1.'de görülen pozitif akım aynasında M_1 ve M_2 transistörleri doyum bölgesinde çalışmaktadır. Bu nedenle savak akımları Denklem (4.1.a) ve (4.1.b)'de görüldüğü gibidir.

$$I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} (V_{GS1} - V_{TH})^2 \quad (4.1.a)$$

$$I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} (V_{GS2} - V_{TH})^2 \quad (4.1.b)$$

Denklemlerde görülen β geçiş iletkenlik parametreleri aşağıdaki eşitliğe sahiptir.

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta = \frac{\mu_0 C_{ox} \omega}{L} \quad (4.2)$$

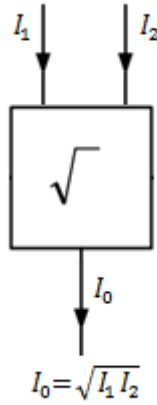
$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{(W/L)_2 (V_{GS2} - V_{TH2})^2}{(W/L)_1 (V_{GS1} - V_{TH1})^2} \quad (4.3)$$

Denklem (4.3)'te $V_{GS1} = V_{GS2}$ ve $V_{TH1} = V_{TH2}$ durumunda transistörlerin akım kaynakları oranı aşağıdaki gibi olacaktır (Sakul, 2008).

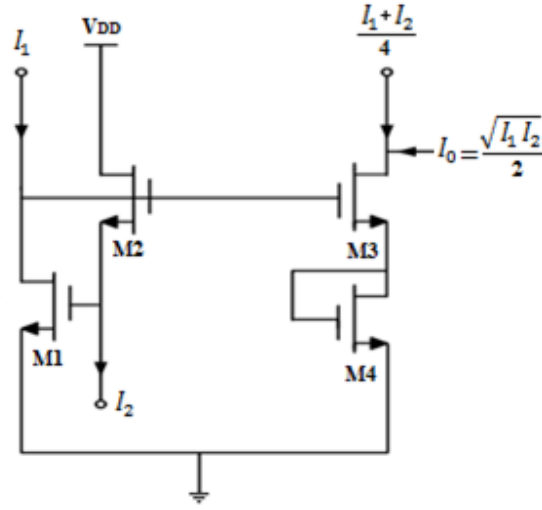
$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \quad (4.4)$$

4.1.2. Karekök devresi (geometrik ortalama devresi) ve kare alıcı/bölücü devre

Karekök ortam devreleri uygulamalarında karekök devresi ve kare alıcı/bölücü devre olmak üzere iki farklı lineer olmayan fonksiyona ihtiyaç vardır (Eskiyerli ve Payne, 2000). Karekök devresinin sembolü Şekil 4.2.'de görüldüğü gibidir. Geometrik ortalama devresi olarak da adlandırılan karekök devresi, iki giriş ve bir çıkışa sahiptir ve giriş akımlarının çarpımının karekökünü almaktadır. Şekil 4.3.'te 1993 yılında Wiegerink tarafından kullanılan temel geometrik ortalama devresi görülmektedir.



Şekil 4.2. Geometrik ortalama devresi sembolü



Şekil 4.3. Temel geometrik ortalama devresi

Şekil 4.3.'te görülen bütün transistörler eşit, geçiş iletkenliği parametreleri ve eşik gerilimi aynı kabul edilirse, akımlar arasındaki ilişki Denklem (4.5)'te görüldüğü gibi olur.

$$\sqrt{I_{D1}} + \sqrt{I_{D2}} = \sqrt{I_{D3}} + \sqrt{I_{D4}} \quad (4.5)$$

Transistörlerin savak akımları yerine yazılırsa, Denklem (4.6) elde edilir.

$$\sqrt{I_1} + \sqrt{I_2} = 2\sqrt{\frac{I_1 + I_2}{4}} + I_0 \quad (4.6)$$

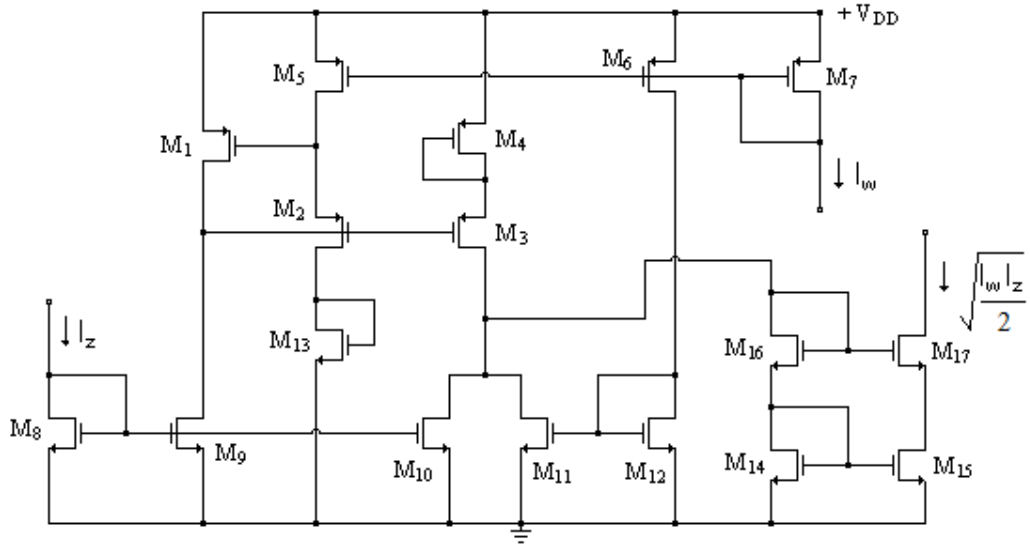
Gerekli düzenlemeler yapılırsa, çıkış akımı Denklem (4.7)'deki gibi olur.

$$I_0 = \sqrt{\frac{I_1 + I_2}{2}} \quad (4.7)$$

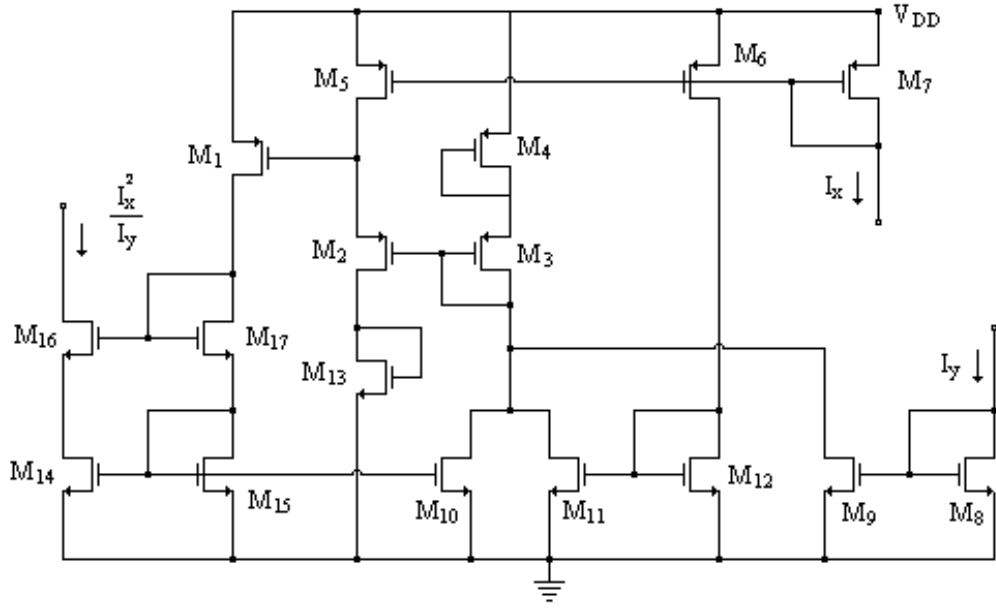
Eğer M_3 ve M_4 transistörlerinin iletkenlik parametreleri, M_1 ve M_2 transistörlerinin iletkenlik parametrelerinin iki katı olursa ve M_3 transistörünün savak akımı $I_0 + \frac{I_1 + I_2}{2}$ olursa çıkış akımı Denklem (4.8)'deki duruma gelir.

$$I_0 = \sqrt{I_1 I_2} \quad (4.8)$$

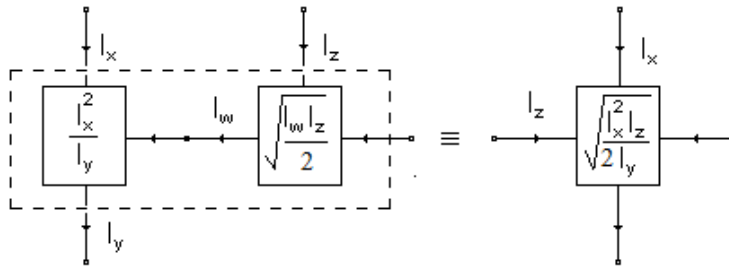
Tezde tasarlanan filtre devrelerini elde etmek için, iki alt devre kullanılmaktadır. İlk alt devre karekök devre yapısını, ikinci alt devre ise karekök devre ve kare alıcı/bölücü devre yapılarını içerir (Eskiyezli ve Payne, 2000). Akım modlu karekök devre ve akım modlu kare alıcı/bölücü devre MTL devrelerdir (Yu ve ark., 2005; Menekay ve ark., 2007). Bu tezde kullanılan karekök devresi ve kare alıcı/bölücü devre Şekil 4.4. ve Şekil 4.5.'te görülmektedir (Yu ve ark., 2005; Menekay ve ark., 2007). İkinci alt devre blok diyagramı Şekil 4.6.'da verilmiştir. Akım modlu kare alıcı/bölücü devre (Menekay ve ark., 2007)'den elde edilmiştir.



Şekil 4.4. Tezde kullanılan karekök devresi



Şekil 4.5. Tezde kullanılan kare alıcı/bölücü devre



Şekil 4.6. Karekök devre ile kare alıcı/bölücü devre kullanılarak oluşturulan alt devre

4.2. Birinci Dereceden Eviren ve Evirmeyen Tüm Geçiren Filtre Tasarımı ve Kareleme Osilatör Uygulaması

Şu ana kadar, literatürde yazarlar tarafından bir dizi birinci dereceden karekök ortam tüm geçiren filtre devresi sunulmuştur. Birinci dereceden akım modlu karekök ortam tüm geçiren filtre devresi N-cell ve P-cell kullanılarak Özoğuz ve ark. (2006) tarafından gerçekleştirilmiştir. Kecerlioğlu ve Kırçay (2009) tarafından birinci dereceden akım modlu karekök ortam tüm geçiren filtre devresi tasarlanmıştır. Ölmez ve Çam (2010)'da birinci dereceden gerilim modlu karekök ortam tüm geçiren filtre devresi durum uzay sentez yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tüm geçiren filtreler, analog sinyal işleme uygulamalarının en önemli yapı

taşlarından biridir. Faz kaydırıcılar olarak da adlandırılırlar. Çünkü giriş sinyalinin genliğini istenilen frekans aralığında sabit tutarken frekansa bağlı gecikme sağlarlar (Schaumann ve Valkenburg, 2001). Bu tez çalışmasında, birinci dereceden akım modlu karekök ortam eviren ve evirmeyen tüm geçiren filtre devreleri ve bu filtre devreleri bir araya getirilerek gerçekleştirilen bir kareleme osilatörü devresi sunulmuştur. Kareleme osilatörler faz kaydırmalı osilatörlerin bir çeşididir. Kareleme osilatörleri, 90° faz farkına sahip iki sinüs işarete ihtiyaç duyulan devrelerde kullanılırlar. Kareleme osilatörler daha çok telekomünikasyon sistemlerinde kullanılırlar. Bu nedenle, iletişim sistemlerinin çoğunda önemli bir birim oluştururlar (Soliman, 1999; Ahmed ve ark., 1997; Sedra ve Smith, 1991). Literatürde bir dizi kareleme osilatör devresi mevcuttur (Chaturvedi ve Maheshwari, 2012; Prommee ve ark., 2011; Biolek ve Biolkova, 2009).

4.2.1. Birinci dereceden eviren ve evirmeyen tüm geçiren filtre tasarımı

Birinci dereceden tüm geçiren filtrenin genel transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir:

$$H(s) = -a_1 \frac{s - \omega_0}{s + \omega_0} \quad (4.9)$$

Denklemden ω_0 filtrenin merkez frekansını ve a_1 filtrenin kazancını ifade etmektedir. Birinci dereceden eviren ve evirmeyen tüm geçiren filtrelerin transfer fonksiyonları ise aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$H(s)_{inv} = \frac{-s + \omega_0}{s + \omega_0} \quad (4.10.a)$$

$$H(s)_{ninv} = \frac{s - \omega_0}{s + \omega_0} \quad (4.10.b)$$

Birinci dereceden eviren ve evirmeyen tüm geçiren filtrelerinin durum uzay denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\dot{x}_1 = -\omega_0 x_1 + 2\omega_0 u \quad (4.11)$$

Çıkış denklemleri:

$$y_{inv} = x_1 - u \quad (4.12)$$

$$y_{ninv} = u - x_1 \quad (4.13)$$

olarak elde edilir.

Denklemlerde u girişi, y çıkışı, x_1 ise durum değişkenini ifade etmektedir. Denklem (4.11), giriş ve durum değişkenlerinin kare dönüşümleri kullanılarak düğüm denklemleri kümesine dönüştürülebilir. Bu nedenle aşağıdaki dönüşüm denklemdeki niceliklere uygulanabilir:

$$x_1 = \frac{\beta}{2} (V_1 - V_{TH})^2 \quad (4.14)$$

Denklemlerde $\beta = \frac{\mu_0 C_{ox} \omega}{L}$ geçiş iletkenliği parametresini, V_1 kapı-kaynak gerilimini ve V_{TH} eşik gerilimini ifade etmektedir. Doyum denkleminin türevi alınır:

$$\dot{x}_1 = \beta \dot{V}_1 (V_1 - V_{TH}) \quad (4.15)$$

elde edilir. Yukarıda verilen ilişki Denklem (4.11)'e uygulandıktan sonra aşağıdaki düğüm denklemlerini oluşturacak şekilde düzenlenir:

$$C \dot{V}_1 = -\frac{\omega_0 C}{\sqrt{2\beta}} \sqrt{x_1} + 2 \frac{\omega_0 C}{\sqrt{2\beta}} \frac{u}{\sqrt{x_1}} \quad (4.16)$$

Denklemlerde C çarpım faktörü gibi görünen bir kondansatör değeridir. Denklem (4.16)'da yer alan CV_1 iki kondansatör üzerinden toprağa bağlanmış zamana bağlı akım olarak kabul edilebilir.

I_0 aşağıda belirtildiği gibi pozitif bir sabittir:

$$I_0 = \frac{\omega_0^2 C^2}{\beta} \quad (4.17)$$

Denklem (4.16) aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$CV_1 = -\sqrt{\frac{I_0 x_1}{2}} + 2\sqrt{\frac{I_0 u^2}{2x_1}} \quad (4.18)$$

Çıkış denklemleri:

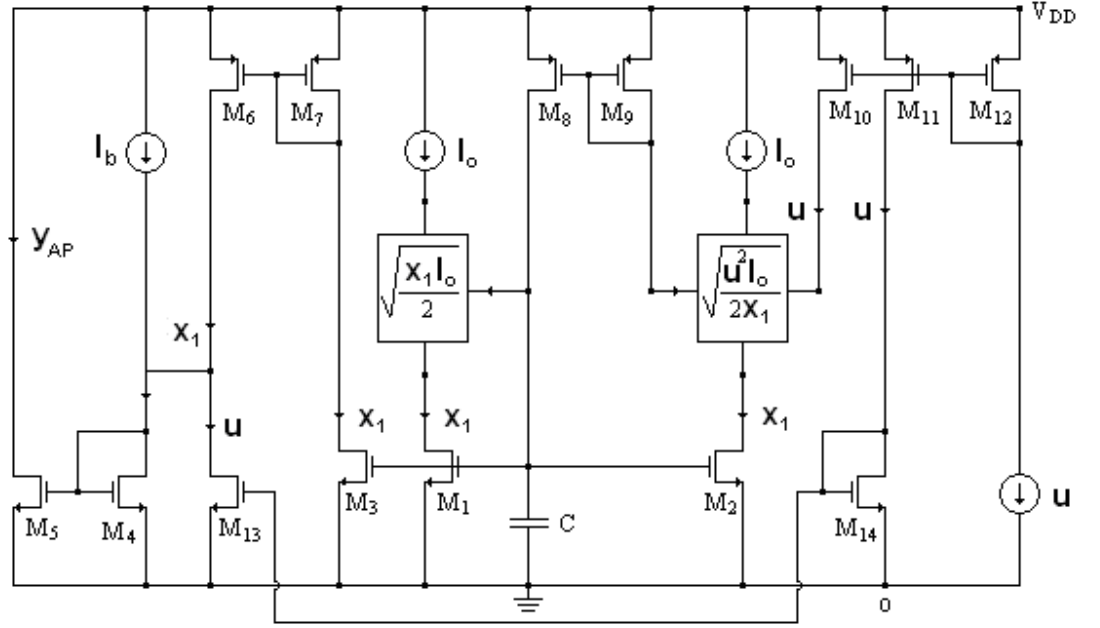
$$y_{inv} = x_1 - u = \frac{\beta}{2}(V_1 - V_{th})^2 - u \quad (4.19)$$

$$y_{ninv} = u - x_1 = u - \frac{\beta}{2}(V_1 - V_{th})^2 \quad (4.20)$$

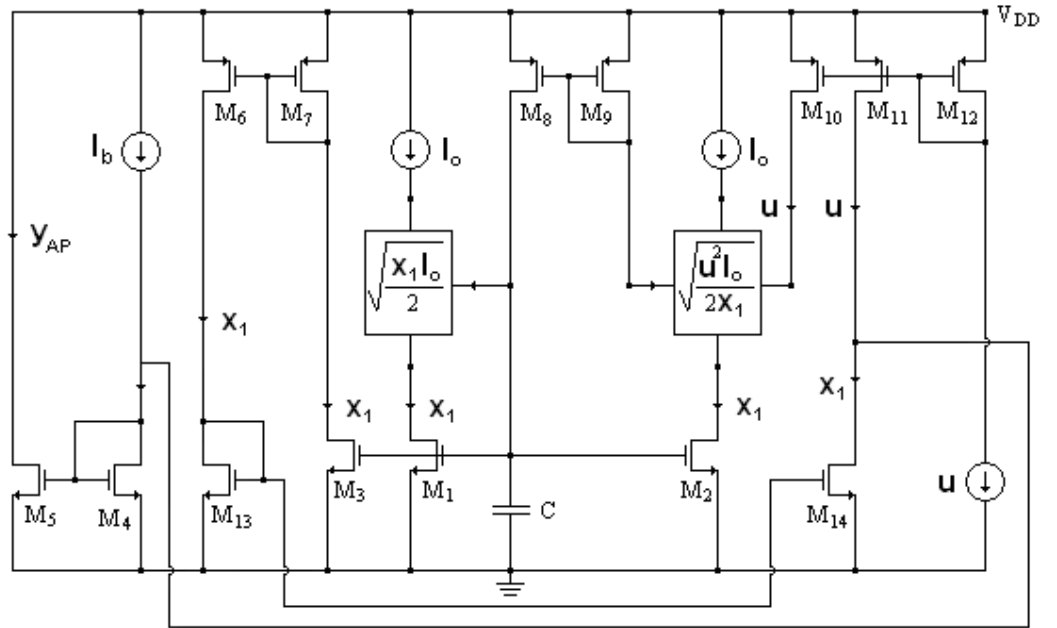
olarak elde edilir.

Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'de görülen akım modlu karekök ortam birinci dereceden eviren ve evirmeyen tüm geçiren filtre devreleri Denklem (4.18), (4.19) ve (4.20) kullanılarak; karekök devre, karekök devre ile kare alıcı/bölücü devreden oluşturulan alt devre, akım aynaları ve topraklanmış kondansatör ile gerçekleştirilmişlerdir. Denklem (4.21)'de görülen tüm geçiren filtrelerin merkez frekansı, I_0 akımının değeri değiştirilerek ayarlanabilir. Merkez frekansı ω_0 , kondansatör değeri C ile ters orantılı ve I_0 akımının karekökü ile doğru orantılıdır.

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{I_0 \beta}}{C} \quad (4.21)$$



Şekil 4.7. Akım modlu karekök ortam birinciden eviren tüm geçiren filtre devresi



Şekil 4.8. Akım modlu karekök ortam birinciden evirmeyen tüm geçiren filtre devresi

• Benzetim Sonuçları

Tasarlanan akım modlu karekök ortam birinci dereceden tüm geçiren filtre devrelerinin PSPICE benzetimlerinde TSMC 0.25 μm Level 3 CMOS transistör parametreleri (EK 1) kullanılmıştır. Birinci dereceden tüm geçiren filtre devrelerinde kullanılan transistör boyutları Çizelge 4.1.'de verilmiştir.

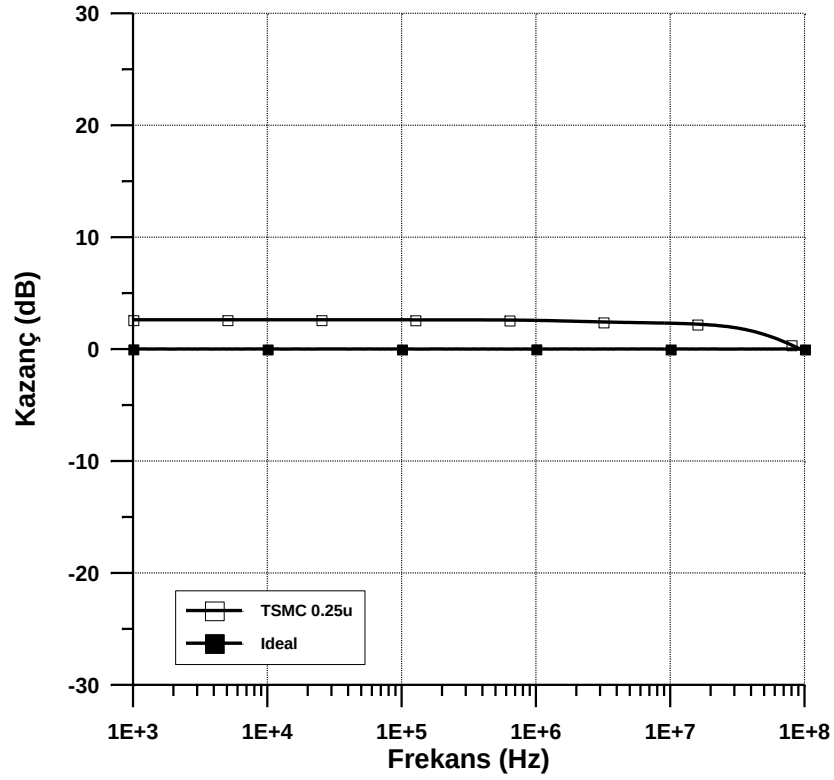
Çizelge 4.1. Transistör boyutları

	Transistör	ω (μm)	L (μm)
Karekök devresi	$M_2-M_9, M_{12}, M_{14}-M_{17}$	14	0,7
	M_1, M_{10}, M_{13}	7	0,7
	M_{11}	3,5	0,7
Kare alıcı/ bölücü devre	$M_1, M_2, M_{10}, M_{11}, M_{13}$	7	0,7
	$M_3-M_9, M_{12}, M_{14}-M_{17}$	14	0,7
Tüm geçiren filtre devreleri	M_1, M_2, M_3	5	5
	M_4-M_7, M_9-M_{14}	30	0,5
	M_8	60	0,5

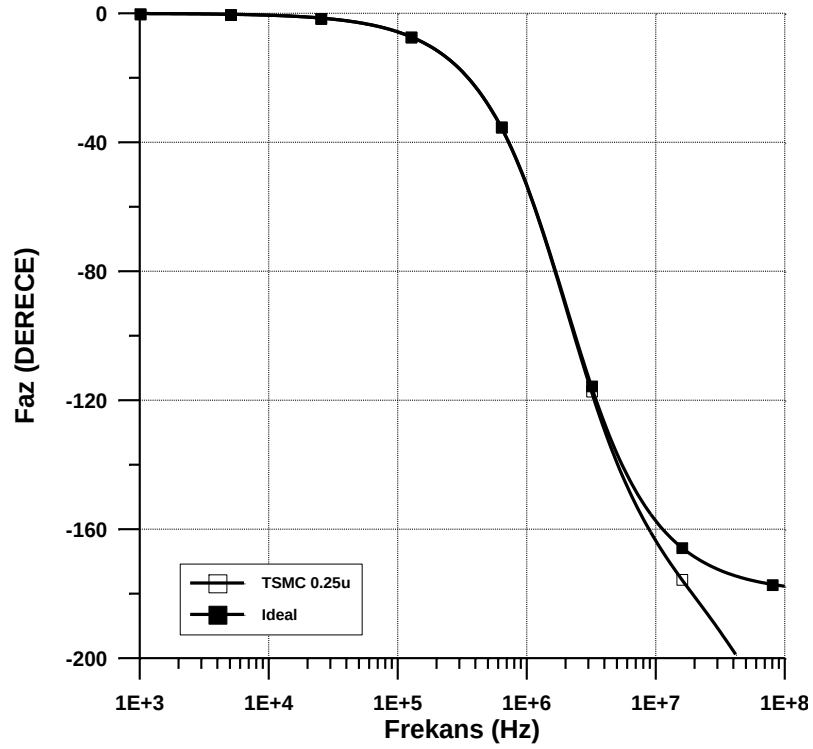
Eviren tüm geçiren filtre devresinin besleme gerilimi $V_{DD} = 3 \text{ V}$, kondansatör değeri $C = 10 \text{ pF}$ ve doğru akım kaynaklarının değerleri $I_0 = 135 \mu\text{A}$ ve $I_b = 184 \mu\text{A}$ olarak seçilmiştir.

Evirmeyen tüm geçiren filtre devresinin besleme gerilimi $V_{DD} = 3 \text{ V}$, kondansatör değeri $C = 10 \text{ pF}$ ve doğru akım kaynaklarının değerleri $I_0 = 135 \mu\text{A}$ ve $I_b = 53 \mu\text{A}$ olarak seçilmiştir. Bu koşullar altında, filtrelerin merkez frekansı 1.995 MHz'dir.

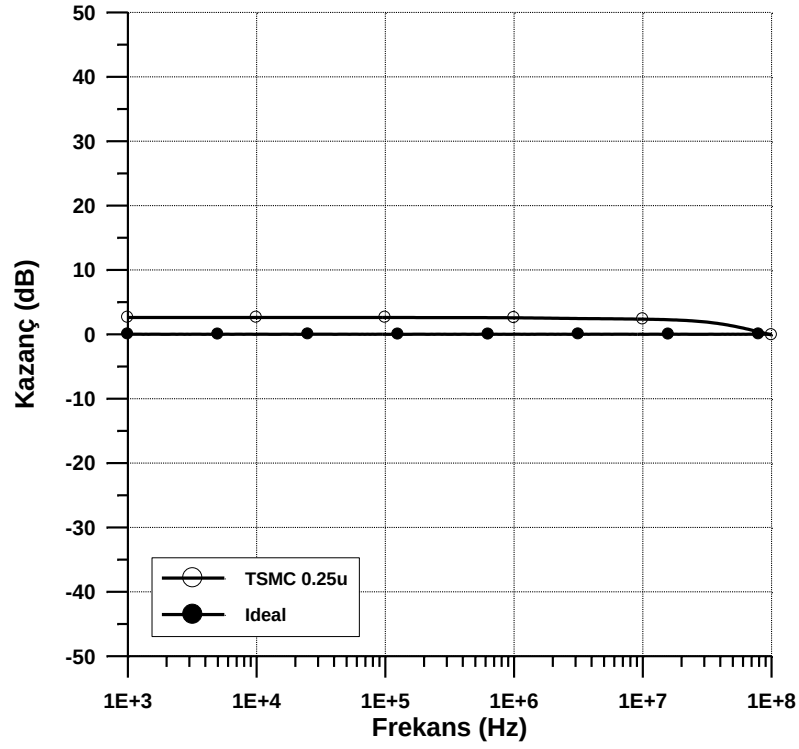
Birinci dereceden tüm geçiren filtrelerin kazanç-frekans ve faz-frekans eğrileri teorik sonuçları ile birlikte Şekil 4.9., Şekil 4.10., Şekil 4.11. ve Şekil 4.12.'de verilmiştir.



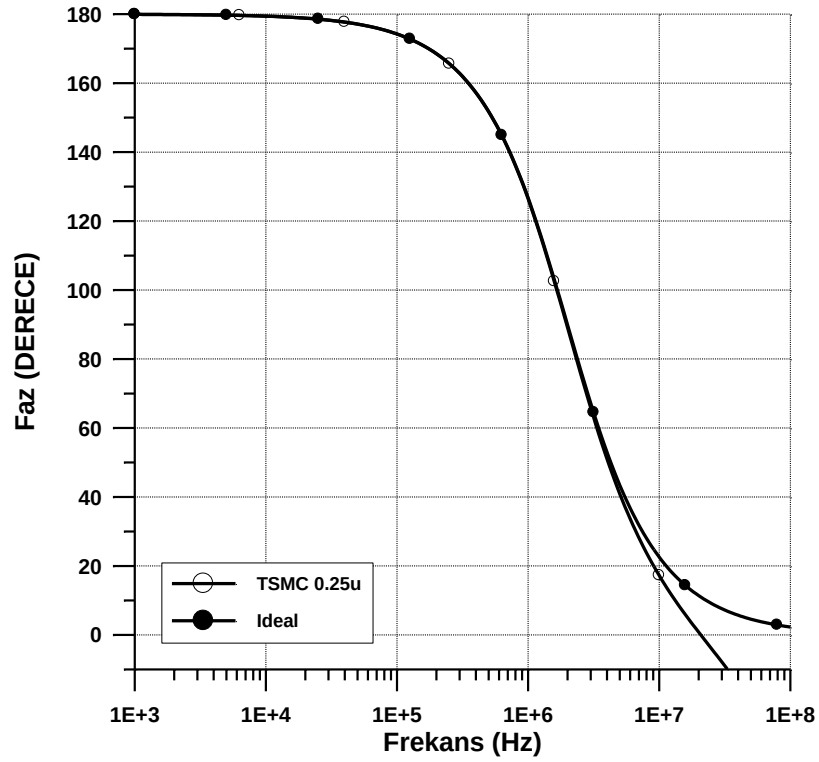
Şekil 4.9. Eviren tüm geçiren filtre kazanç-frekans eğrileri



Şekil 4.10. Eviren tüm geçiren filtre faz-frekans eğrileri

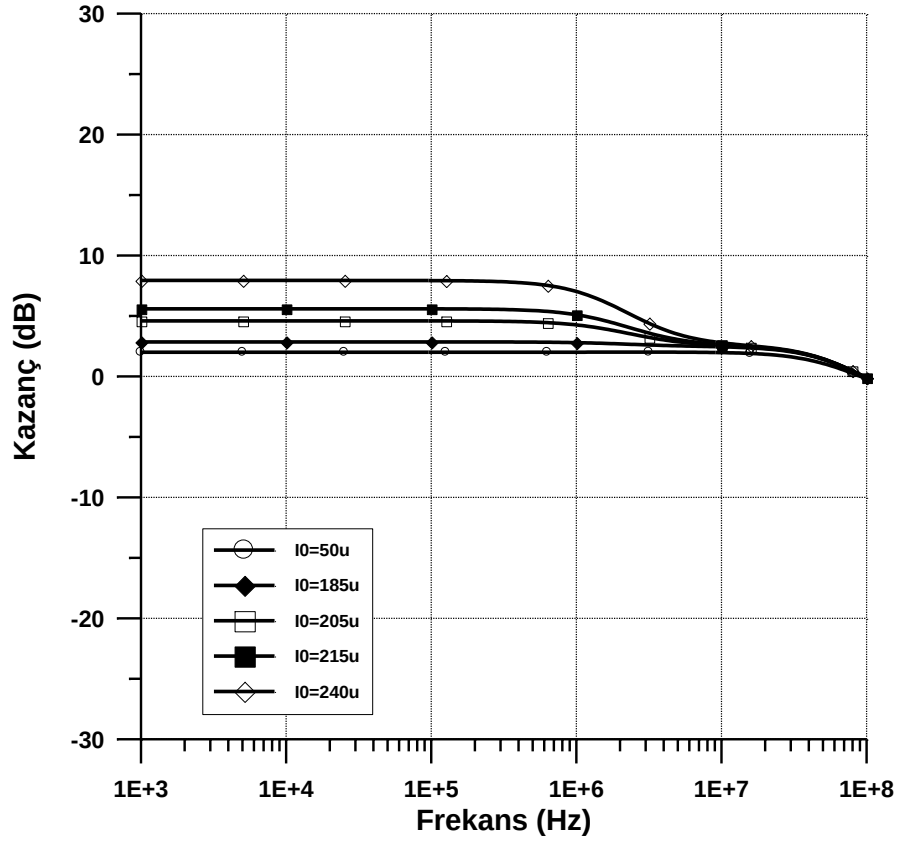


Şekil 4.11. Evirmeyen tüm geçiren filtre kazanç-frekans eğrileri

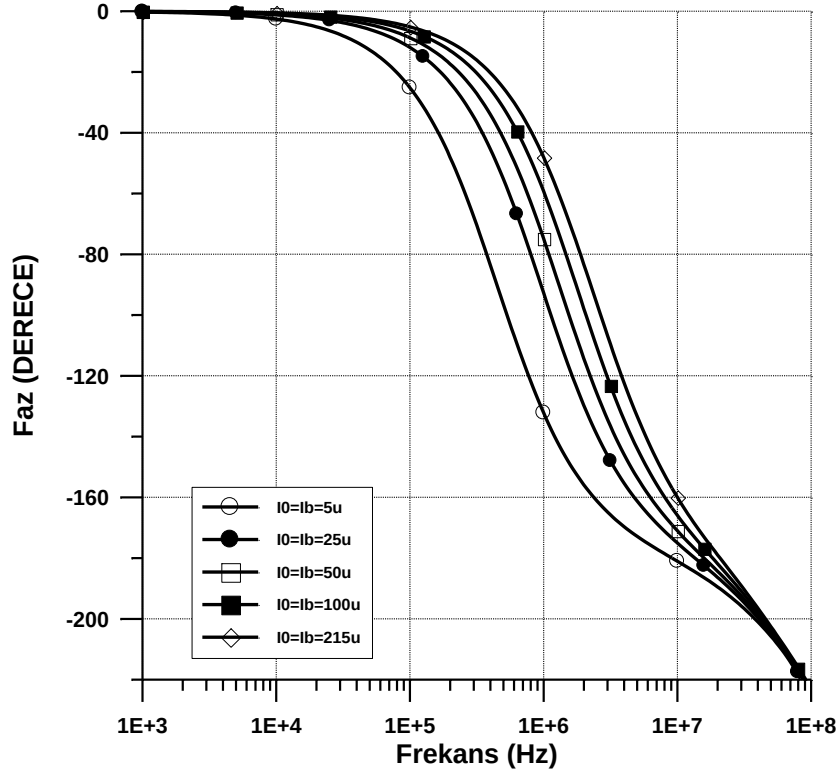


Şekil 4.12. Evirmeyen tüm geçiren filtre faz-frekans eğrileri

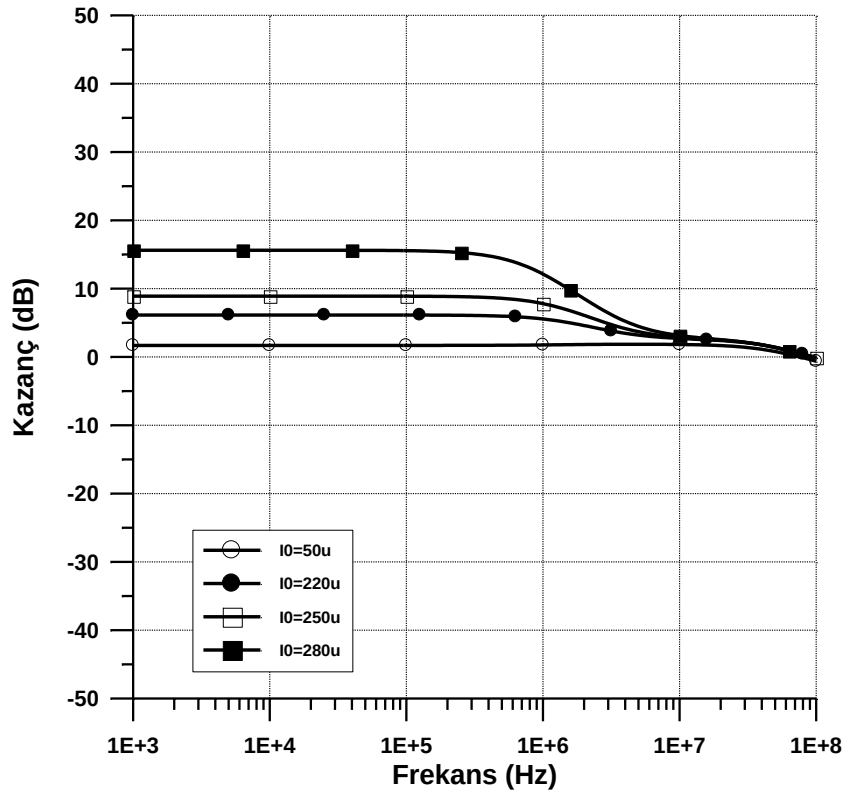
Denklemlerden filtrenin merkez frekansının ayarlanabilir olduğu gör÷lmektedir. Birinci dereceden tüm geçiren filtre devrelerinde I_0 doğru akım kaynaklarının değeri değıştirilerek farklı merkez frekansı değeri için kazanç-frekans değışimi elde edilmiştir. Şekil 4.13., Şekil 4.14., Şekil 4.15. ve Şekil 4.16.'da elde edilen bu grafikler verilmiştir.



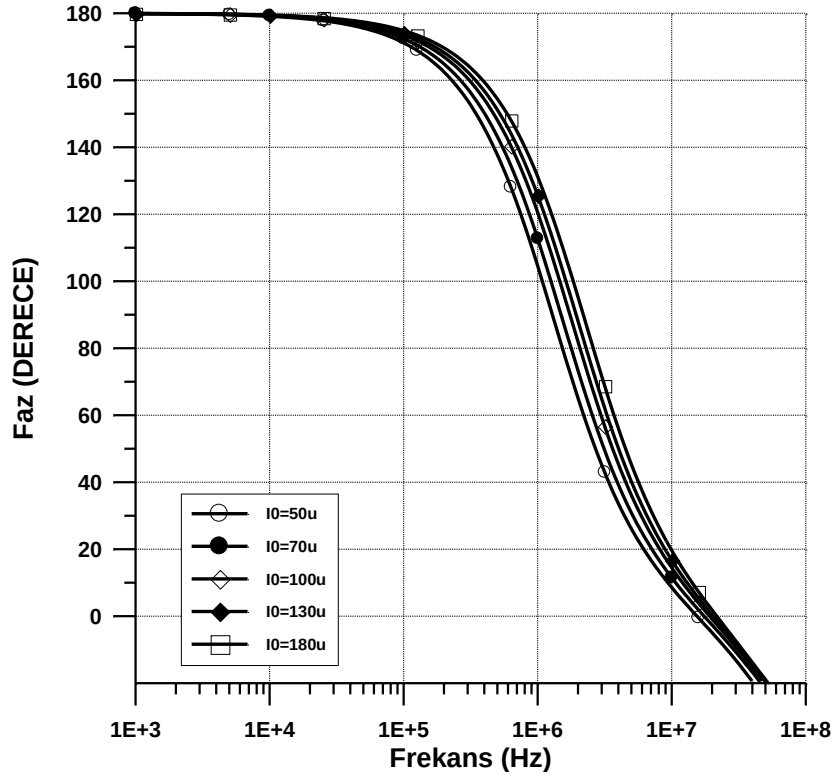
Şekil 4.13. Eviren tüm geçiren filtrenin farklı I_0 değeri için kazanç-frekans eğrileri



Şekil 4.14. Eviren tüm geçiren filtrenin farklı I_0 değerleri için faz-frekans eğrileri



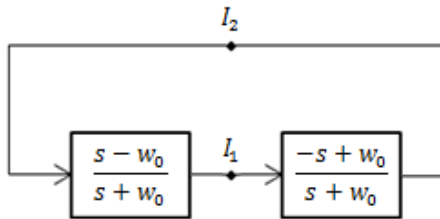
Şekil 4.15. Evirmeyen tüm geçiren filtrenin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri



Şekil 4.16. Evirmeyen tüm geçiren filtrenin farklı I_0 değerleri için faz-frekans eğrileri

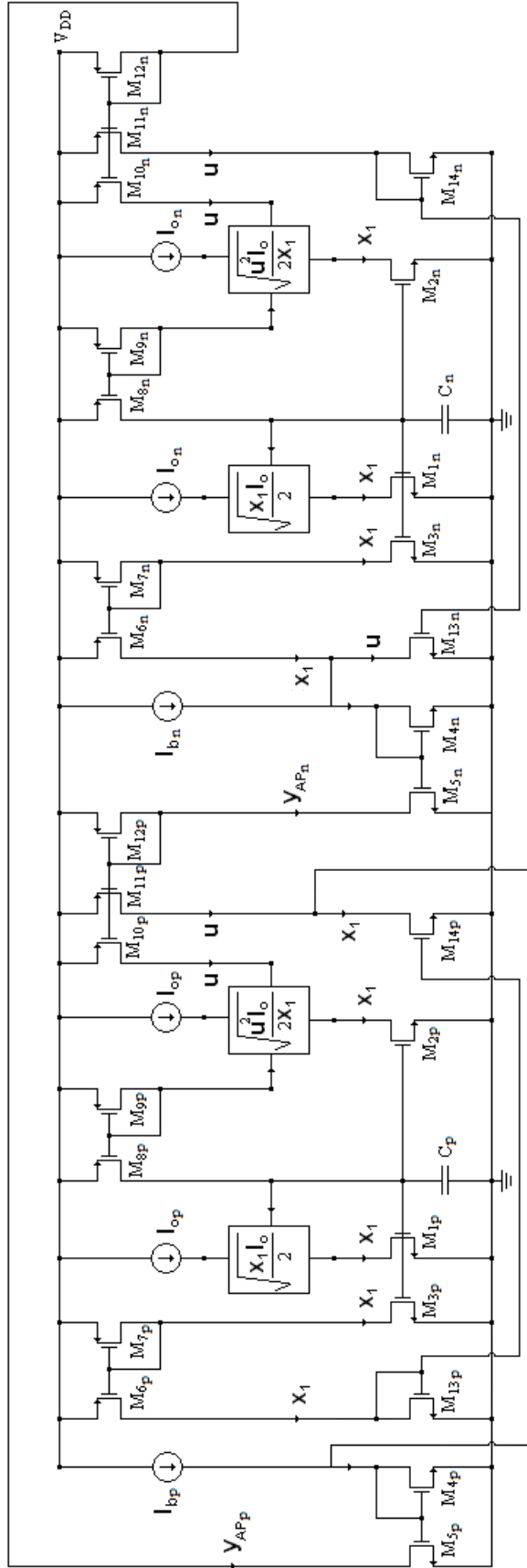
4.2.2. Kareleme osilatör uygulaması

Şekil 4.17.'de görüldüğü gibi tasarlanan eviren ve evirmeyen tüm geçiren filtre devreleri bir kareleme osilatörü oluşturmak üzere bir araya getirilmiştir. Oluşturulan kareleme osilatörü devresi Şekil 4.18.'de verilmiştir.



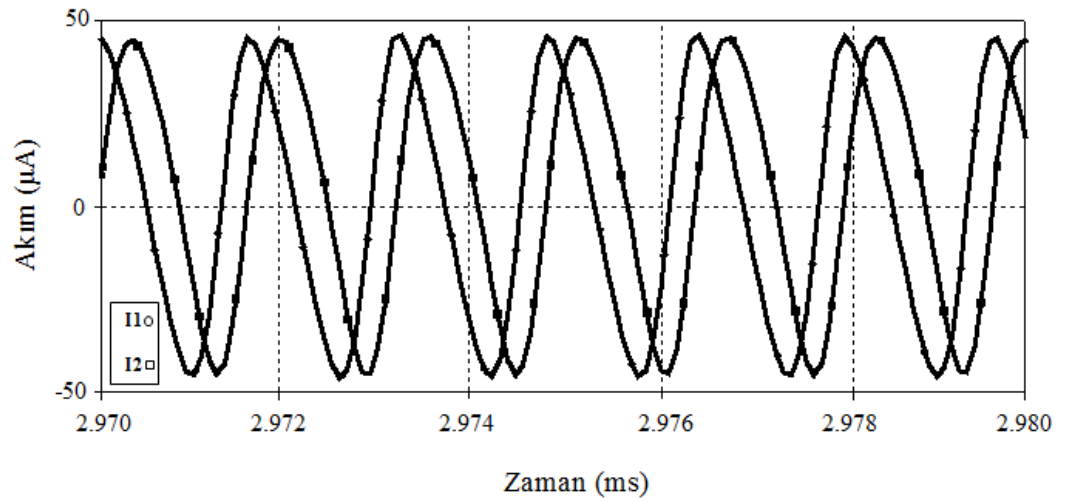
Şekil 4.17. Kareleme osilatör blok şeması

Kareleme osilatör devresinin benzetimi, TSMC 0.25 μm Level 3 CMOS transistör model parametreleri kullanılarak PSPICE benzetim programında gerçekleştirilmiştir.

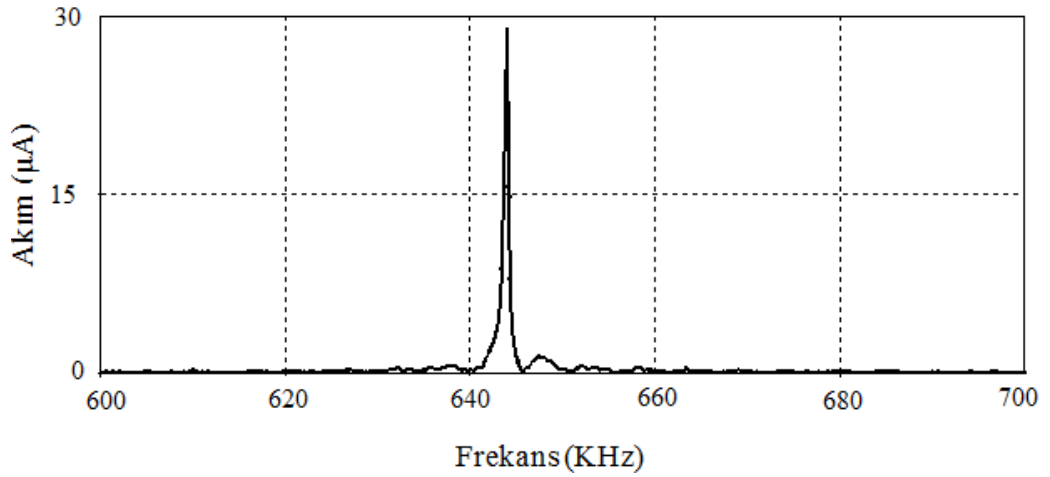


Şekil 4.18. Kareleme osilatörü devresi

Kareleme osilatör devresi için; besleme gerilimi $V_{DD}=3\text{ V}$, kondansatör değeri $C=20\text{ pF}$ ve doğru akım kaynaklarının değerleri $I_{Op}=I_{On}=135\text{ }\mu\text{A}$, $I_{bp}=184\text{ }\mu\text{A}$ ve $I_{bn}=53\text{ }\mu\text{A}$ olarak seçilmiştir. Bu koşullar altında, osilatör 645 KHz'lik bir salınım frekansı üretmektedir. Şekil 4.19.'da yaklaşık 90° faz farkına sahip sinüs dalga akım çıkışları görülmektedir. Şekil 4.19.'da görülen akım çıkışlarının frekans spektrumu Şekil 4.20'de verilmiştir.



Şekil 4.19. Kareleme osilatörü benzetim sonucu



Şekil 4.20. Kareleme osilatörü çıkış spektrumu

4.3. İkinci Dereceden Bant Geçiren Filtre Tasarımı

Şu ana kadar, literatürde bir dizi ikinci dereceden karekök ortam bant geçiren filtre devresi gerçekleştirilmiştir. (Kircay, 2014; Yu ve Lin, 2010; Yu ve ark., 2005; Cruz-Blaz ve ark., 2005). Bu çalışmada, akım modlu karekök ortam ikinci dereceden bant geçiren filtre devresi durum uzay sentez yöntemi kullanılarak tasarlanmıştır. İkinci dereceden bant geçiren filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$H(s) = \frac{\frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (4.22)$$

Denklemden ω_0 merkez frekansını ve Q kalite faktörünü ifade etmektedir. İkinci dereceden bant geçiren filtre durum uzay denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\dot{x}_1 = -\frac{\omega_0}{Q} x_2 + \frac{\omega_0}{Q} u \quad (4.23)$$

$$\dot{x}_2 = Q\omega_0 x_1 - \frac{\omega_0}{Q} x_2 + \frac{\omega_0}{Q} u \quad (4.24)$$

Çıkış denklemi:

$$y = x_1 \quad (4.25)$$

olarak elde edilir.

Denklemlerde u girişi, y çıkışı, x_1 ve x_2 durum değişkenlerini ifade etmektedir. Denklem (4.23) ve (4.24), giriş ve durum değişkenlerinin kare dönüşümleri kullanılarak düğüm denklemleri kümesine dönüştürülebilir. Bu nedenle aşağıdaki dönüşümler denklemdeki niceliklere uygulanabilir:

$$x_1 = \frac{\beta}{2}(V_1 - V_{TH})^2 \quad (4.26.a)$$

$$x_2 = \frac{\beta}{2}(V_2 - V_{TH})^2 \quad (4.26.b)$$

Denklemlerde $\beta = \frac{\mu_0 C_{ox} \omega}{L}$ geçiş iletkenliği parametresini, V_1 ve V_2 kapı-kaynak gerilimlerini ve V_{TH} eşik gerilimini ifade etmektedir. Doyum denklemlerinin türevleri alınırsa:

$$\dot{x}_1 = \beta \dot{V}_1 (V_1 - V_{TH}) \quad (4.27.a)$$

$$\dot{x}_2 = \beta \dot{V}_2 (V_2 - V_{TH}) \quad (4.27.b)$$

elde edilir. Yukarıda verilen ilişki Denklem (4.23) ve (4.24)'e uygulandıktan sonra aşağıdaki düğüm denklemlerini oluşturacak şekilde düzenlenir:

$$C\dot{V}_1 = -\frac{\omega_0 C}{\sqrt{\beta}} \sqrt{\frac{x_2^2}{2x_1}} \frac{1}{Q} + \frac{\omega_0 C}{\sqrt{\beta}} \sqrt{\frac{u^2}{2x_1}} \frac{1}{Q} \quad (4.28)$$

$$C\dot{V}_2 = \frac{\omega_0 C}{\sqrt{\beta}} Q \sqrt{\frac{x_1^2}{2x_2}} - \frac{\omega_0 C}{\sqrt{\beta}} \sqrt{\frac{x_2^2}{2x_2}} \frac{1}{Q} + \frac{\omega_0 C}{\sqrt{\beta}} \sqrt{\frac{u^2}{2x_2}} \frac{1}{Q} \quad (4.29)$$

Denklemlerde C çarpım faktörü gibi görünen bir kondansatör değeridir. Denklem (4.28) ve (4.29)'da yer alan $C\dot{V}_1$ ve $C\dot{V}_2$ iki kondansatör üzerinden toprağa bağlanmış zamana bağlı akımlar olarak kabul edilebilir.

I_0 aşağıda belirtildiği gibi pozitif bir sabittir:

$$I_0 = \frac{\omega_0^2 C^2}{\beta} \quad (4.30)$$

Denklem (4.28) ve (4.29) aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$C\dot{V}_1 = -\sqrt{\frac{x_2^2 I_0}{2x_1}} \frac{1}{Q} + \sqrt{\frac{u^2 I_0}{2x_1}} \frac{1}{Q} \quad (4.31)$$

$$C\dot{V}_2 = \sqrt{\frac{x_1^2 I_0}{2x_2}} Q - \sqrt{\frac{x_2 I_0}{2}} \frac{1}{Q} + \sqrt{\frac{u^2 I_0}{2x_2}} \frac{1}{Q} \quad (4.32)$$

Kalite faktörü $Q=1$ kabul edilirse, Denklem (4.31) ve (4.32)'deki durum denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$C\dot{V}_1 = -\sqrt{\frac{x_2^2 I_0}{2x_1}} + \sqrt{\frac{u^2 I_0}{2x_1}} \quad (4.33)$$

$$C\dot{V}_2 = \sqrt{\frac{x_1^2 I_0}{2x_2}} - \sqrt{\frac{x_2 I_0}{2}} + \sqrt{\frac{u^2 I_0}{2x_2}} \quad (4.34)$$

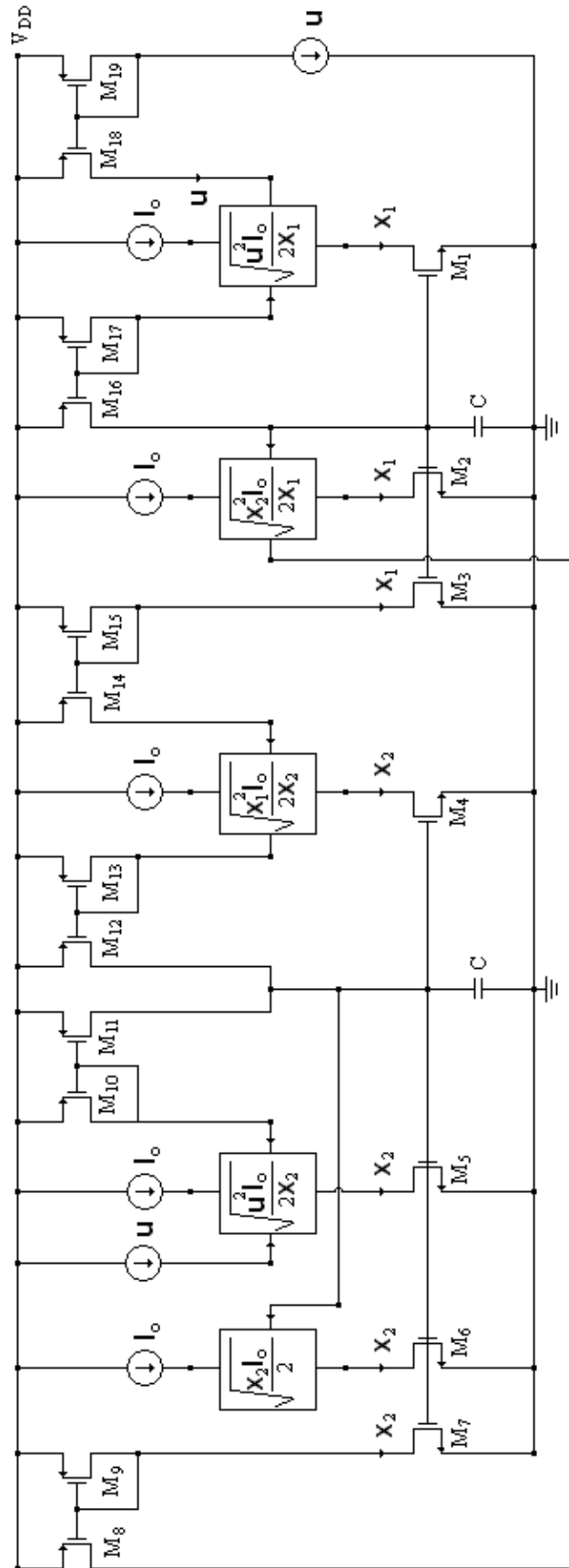
Çıkış denklemi:

$$y = x_1 = \frac{\beta}{2} (V_1 - V_{th})^2 \quad (4.35)$$

olarak elde edilir.

Şekil 4.21.'de verilen akım modlu karekök ortam ikinci dereceden bant geçiren filtre devresi Denklem (4.33), (4.34) ve (4.35) kullanılarak; karekök devre, karekök devre ile kare alıcı/bölücü devreden oluşturulan alt devre, akım aynaları ve topraklanmış iki kondansatör ile gerçekleştirilmiştir. Denklem (4.36)'da görülen bant geçiren filtrenin merkez frekansı, I_0 akımının değeri değiştirilerek ayarlanabilir. Merkez frekansı ω_0 , kondansatör değeri C ile ters orantılı ve I_0 akımının karekökü ile doğru orantılıdır.

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{I_0 \beta}}{C} \quad (4.36)$$



Şekil 4.21. İkinci dereceden bant geçiren filtre devresi

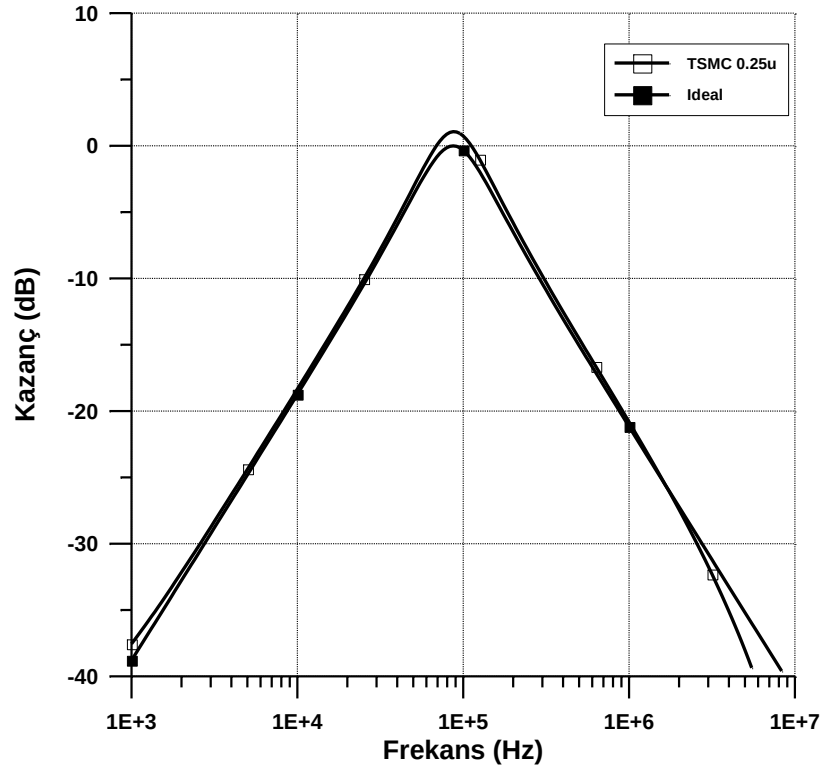
• Benzetim Sonuçları

Tasarlanan akım modlu karekök ortam ikinci dereceden bant geçiren filtre devresinin PSPICE benzetimlerinde TSMC 0.25 μm Level 3 CMOS model transistör parametreleri kullanılmıştır. İkinci dereceden bant geçiren filtre devresinde kullanılan transistör boyutları Çizelge 4.2.'de verilmiştir. Filtre devresinin besleme gerilimi $V_{DD} = 3 \text{ V}$, kondansatörlerin değerleri $C = 200 \text{ pF}$ ve doğru akım kaynaklarının değerleri $I_0 = 80 \text{ }\mu\text{A}$ olarak seçilmiştir. Bu koşullar altında, filtrenin merkez frekansı 88 kHz' dir. İkinci dereceden bant geçiren filtrenin kazanç-frekans ve faz-frekans eğrileri teorik sonuçları ile birlikte Şekil 4.22. ve Şekil 4.23.'te verilmiştir.

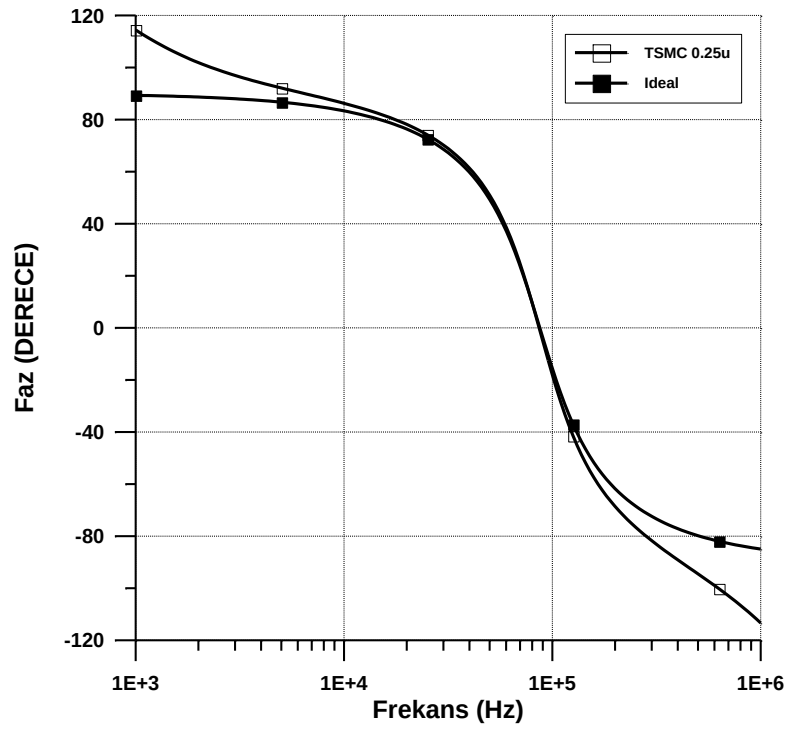
Çizelge 4.2. Transistör boyutları

	Transistor	ω (μm)	L (μm)
Karekök Devresi	M_{11}	55	2
	M_1, M_{13}	60	2
	M_{10}	110	2
	M_2-M_4	120	2
	$M_5-M_9, M_{12}, M_{14}-M_{17}$	220	2
Kare Alıcı/Bölücü Devre	M_1, M_2, M_{13}	60	2
	M_{10}, M_{11}	110	2
	M_3, M_4	120	2
	$M_5-M_9, M_{12}, M_{14}-M_{17}$	220	2
Bant Geçiren Filtre Devresi	M_1-M_7	20	20
	M_8-M_{19}	22	8

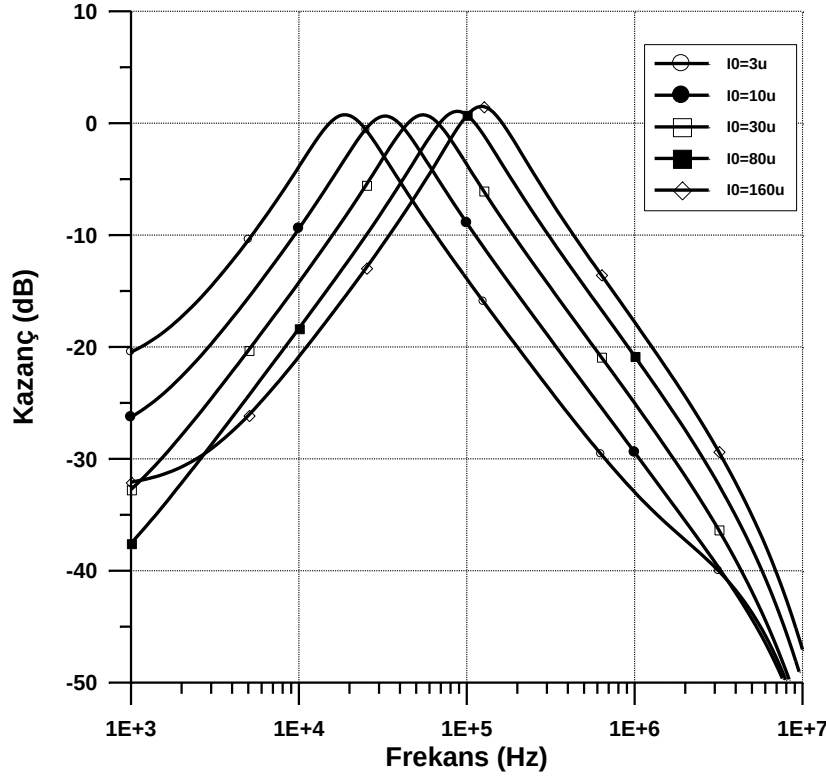
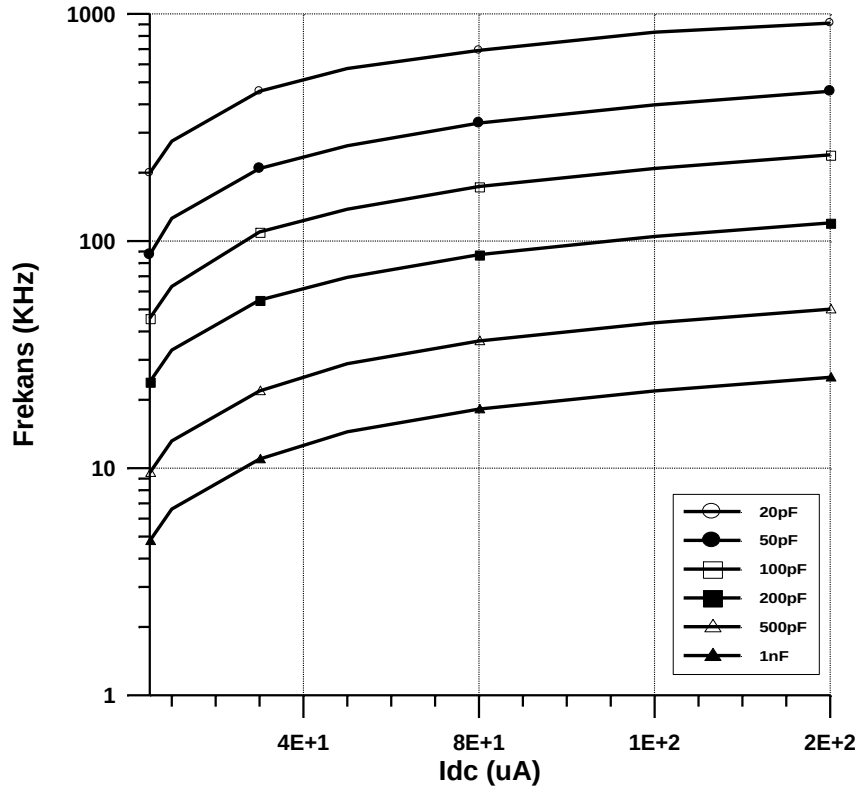
Denklemlerden filtrenin merkez frekansının ayarlanabilir olduğu görülmektedir. İkinci dereceden bant geçiren filtre devresinde I_0 doğru akım kaynaklarının değerleri değiştirilerek farklı merkez frekansı değerleri için kazanç-frekans değişimi elde edilmiştir. İkinci dereceden bant geçiren filtre devresinde I_0 doğru akım kaynaklarının değerleri 3 μA -160 μA aralığında değiştirildiğinde merkez frekansı 20 kHz-120 kHz aralığında değişmektedir. Sonuç olarak, filtrenin merkez frekansı 100 kHz büyüklüğündeki frekans aralığında ayarlanabilmektedir. Filtre devresinin I_0 doğru akım kaynaklarının farklı değerleri için elde edilen kazanç-frekans eğrileri Şekil 4.24.'te verilmiştir.



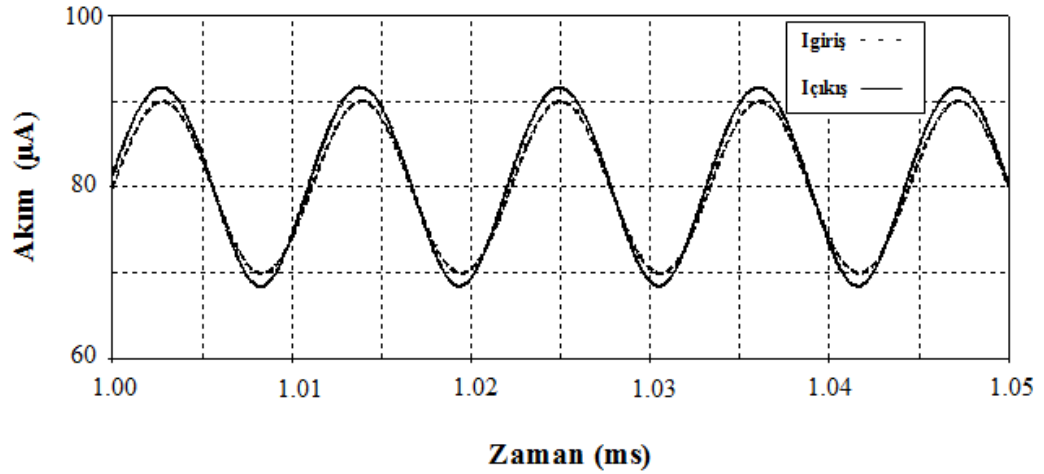
Şekil 4.22. Bant geçiren filtre kazanç-frekans eğrileri



Şekil 4.23. Bant geçiren filtre faz-frekans eğrileri

Şekil 4.24. Bant geçiren filtrenin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileriŞekil 4.25. Bant geçiren filtre merkez frekansının farklı C değerleri için I_0 'a bağlı değişimi

Şekil 4.25'te merkez frekansının farklı kondansatör değerlerine göre I_0 'ın bir fonksiyonu olarak değişimi görülmektedir. Filtre yaklaşık 5 kHz-1 MHz frekans aralığında kontrol edilebilmektedir. İkinci dereceden bant geçiren filtrenin girişine 88 kHz'lik 10 μ A genlik değerine sahip bir sinüs işaret uygulanması ile elde edilen zaman ortamı cevabı Şekil 4.26.'da görülmektedir. Girişin 88 kHz'deki kazancı 1 dB civarında olduğu için çıkış genliği giriş genliğinden biraz daha büyük olmuştur.



Şekil 4.26. Bant geçiren filtrenin zaman ortamı cevabı

Çıkış sinyalinin toplam harmonik bozulması (THD=Total Harmonic Distortion) farklı akım değerleri için ölçülmüştür. Girişe 88 kHz'lik 10 μ A genlik değerine sahip bir sinüs işaret uygulandığında toplam harmonik bozulma % 3.4 olarak ölçülmüştür. Önerilen ikinci dereceden bant geçiren filtrenin teknik özellikleri Çizelge 4.3.'te verilmiştir.

Çizelge 4.3. Teknik özellikler

Parametre	Benzetim Durumları
Filtre derecesi	2
Teknoloji	TSMC 0.25 μ m
Besleme Gerilimi	3 V
Kondansatör Değeri	200 pF
I_0	5 μ A, 10 μ A, 30 μ A, 80 μ A, 160 μ A
Parametre	Benzetim Sonuçları
f_0 (I_0 = 10 μ A, 30 μ A, 80 μ A)	33 kHz, 55 kHz, 88 kHz
THD (I_0 = 10 μ A, 30 μ A, 80 μ A)	% 1.53, % 2, % 3.4

5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

5.1. Sonuçlar

Son yıllarda, CMOS VLSI teknolojisi ile uyumlu olması nedeniyle sıkıştırma-genişletme devrelerine artan bir ilgi vardır. Bu tez çalışmasında, sıkıştırma-genişletme devrelerinin bir alt sınıfı olan karekök ortam devreleri gerçekleştirilmiştir. Sunulan devrelerin tüm giriş ve çıkış sinyalleri akım olduğundan dolayı akım modlu devreler olarak tanımlanabilirler. Tezde tasarımı gerçekleştirilen tüm karekök ortam devreleri, akım modlu olmaları, sadece topraklanmış kondansatör ve MOS transistörlerden oluşmaları, geniş dinamik aralık ve düşük THD sağlamaları, merkez frekanslarının harici akım kaynakları ile elektronik olarak ayarlanabilmesi ve düşük gerilim/güç uygulamaları için uygun olmaları gibi avantajlara sahiptir. Ayrıca, sunulan tüm karekök ortam devreleri sıkıştırma-genişletme devreleri için çok faydalı olan durum uzay sentez yöntemi ile tasarlanmıştır.

Bu tez çalışmasında, karekök ortamda akım modlu birinci dereceden eviren ve evirmeyen tüm geçiren filtre devreleri ve bu filtre devreleri art arda bağlanarak oluşturulan kareleme osilatörü devresi ve karekök ortamda akım modlu ikinci dereceden bant geçiren filtre devresi durum uzay sentez yöntemi kullanılarak tasarlanmıştır.

Tasarlanan filtre devreleri ve kareleme osilatörü devresi, geniş dinamik aralığa sahip olma, düşük gerilim/güç tüketimi sağlama, akım modlu tasarlanabilmesine bağlı olarak yüksek hızlı olma, uygulanan akıma bağlı olarak ayarlanabilme, tasarımı için sadece transistör ve kondansatöre ihtiyaç duyma, düşük üretim maliyetine sahip olma ve 3 V gibi düşük bir besleme gerilimi ile çalışma gibi avantajlara sahiptir. Ayrıca filtrelerin kesim frekansları ve kareleme osilatörünün osilasyon frekansı ve osilasyon şartı doğru akım kaynakları ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir.

Tez çalışmasında yapılan tüm benzetimler ORCAD PSPICE benzetim programı kullanılarak yapılmıştır.

5.2. Öneriler

Tasarım işlemleri sırasında, MOS transistörler ideal kabul edilir, gövde etkisi, mobilite azalması ve kanal boyu modülasyonu gibi ikincil etkiler ihmal edilir. Bu tez çalışmasında, bu yapıların sentezlenmesi amaçlanmıştır. Bu nedenle, benzetim sonuçlarında görüldüğü gibi benzetim sonuçları ve teorik sonuçlar arasında fark oluşmuştur. Tasarımlar gerçekleştirilirken ikincil etkiler de kabul edilebilir ve tasarımda kullanılan karekök devresi daha iyi sonuçlar elde etmek için geliştirilebilir.

MOS transistörlerin akım-gerilim arasındaki karekök özelliği kullanıldığı için günümüzdeki küçülen boyutlar nedeniyle oluşan idealsızlık etkileri sonucu ideal karekök fonksiyonu gerçekleştirilemez. Bu nedenle kısa kanal etkilerini azaltmak amacıyla yeni yöntemler oluşturularak yeni karekök devre yapıları geliştirilebilir.

KAYNAKLAR

- ADAMS, R. W., 1979. Filtering in Log Domain. 63 rd AES Conf ., s.1470.
- AHMED, M. T., KHAN, I. A., and MINHAJ, N., 1997. On Transconductance-C Quadrature Oscillators. *International Journal of Electronics*, 83: 201–207.
- ARSLANALP, R., 2003. Eliptik Filtre Yaklaşımının Logaritmik Ortamda Gerçeklenmesi. Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Denizli.
- BAKI, A. R., 2001. Log-Domain Filtering: Disk-Drive Applications and Distortion Analysis. McGill University, Faculty of Graduate Studies and Research, Master Thesis, Montreal.
- BIOLEK, D., and BIOLKOVA, V., 2009. First-Order Voltage-Mode All-Pass Filter Employing One Active Element and One Grounded Capacitor. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing. An International Journal Springer Science+Business Media, LLC* 10.1007/s10470-009-9435-2.
- BULT, K., and WALLINGA, H., 1987. A Class of Analog CMOS Circuits Based the Square-Law Characteristic of an MOS Transistor in Saturation. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 22(3): 357-365.
- CHATURVEDI, B., and MAHESHWARI, S., 2012. An Ideal Voltage-Mode All-Pass Filter and Its Application *Journal of Communication and Computer*. 9: 613-623.
- DE LA CRUZ-BLAZ, C. A., LOPEZ MARTIN, A. J., and CARLOSENA, A., 2005. 1.5 V Square-Root Domain Second-Order Filter with On-Chip Tuning. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, Regular Papers*, 52(10).
- ERCAN, H., 2007. Logaritmik Ortamda Çalışan Elektronik Devrelerin İncelenmesi. Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Kayseri.
- ESKİYERLİ, M., PAYNE, A. J., and TOUMAZOU, C., 1996. State Space Synthesis of Integrators Based on the MOSFET Square Law. *Electronic Letters*, 32(6): 505-506.
- ESKİYERLİ, M., and PAYNE, A. J., 2000. Square Root Domain Filter Design and Performance. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 22: 231–243.
- FREY, D. R., 1993. Log-Domain Filtering: an Approach to Current-Mode Filtering. *IEE Proc.-G, Circuits Syst. Devices*, 140(6): 406-416.
- FREY, D. R., 1998. State Space Synthesis and Analysis of Log Domain Filters. *IEEE Transaction on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 45(9): 1205-1211.
- FREY, D. R., and TOLA, A. T., 1999. A State-Space Formulation for Externally Linear Class AB Dynamical Circuits. *IEEE Transaction on Circuits And Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 46(3): 306-314.
- GILBERT, B., 1975. Translinear Circuits: a Proposed Classification. *Electronic Letters*, 11(1): 14-16.
- GRAY, P., HURST, P. J., LEWIS, S. H., and MEYER, R.G., 2001. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits (4th ed.). John Wiley & Sons, In, USA.
- JOHNSON D. E., 1976. Introduction to Filter Theory. Prentice-Hall.
- KESERLIOĞLU, M. S., and KIRCAY, A., 2009. The Design of Current-Mode Electronically Tunable First-Order Square-Root-Domain Filters Using State-

- Space-Synthesis Method. International Review on Modeling and Simulations (I.RE.MOS.), 2(2).
- KIRCAY, A., and CAM, U. 2006. State-Space Synthesis of Current-Mode First-Order Log-Domain Filters. Turk J Elec Engin, 14(3): 399-416.
- KIRCAY, A., 2007. New Possibilities for the Design of Class-A and Differential Class-AB Log-Domain Filters Using State-Space Synthesis Method. Dokuz Eylul University, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Doctor of Philosophy, Izmir.
- KIRCAY, A., and CAM, U., 2008. Differential Type Class-AB Second-Order Log-Domain Notch Filter, IEEE Transactions on circuits and Systems-I, 55(5): 1203-1212.
- KIRCAY, A., and KESERLIOGLU, M. S., 2009. Novel Current-Mode Second-Order Square-Root-Domain Highpass and Allpass Filter. 6th Int. Conf. on Electrical and Electronics Engineering, 5-8 November 2009, Bursa, Turkey.
- KIRCAY, A., KESERLIOGLU, M. S., and CAM, U., 2009. Current-Mode Square-Root-Domain Notch Filter. European Conference on Circuit Theory and Design, Antalya.
- KIRCAY, A., 2014. High-Q Current-Mode CMOS Companding Bandpass Tunable Filter. Advances in Robotics, Mechatronics and Circuits, ISBN: 978-1-61804-242-2.
- KRISHNAPURA, N., 2000. Large Dynamic Range Dynamically Biased Log-Domain Filters. Columbia University, PhD Thesis, Columbia.
- KUMAR, J. V., and RAO, K. R., 2003. A Low-Voltage Low Power CMOS Companding Filter. Proceedings of the 16th International Conference on VLSI Design (VLSI'03), 1063-9667/03.
- KUNTMAN, H. H., 1998. Analog Tümdevre Tasarımı. Birsen Yayınevi, İstanbul, 364s.
- LATHI, B. P., 1992. Linear Systems and Signals (1st ed.). Oxford University Press, USA.
- LOPEZ-MARTIN, A. J., and CARLOSENA, A., 2002. 1.5 V CMOS Companding Filter. Electronics Letters, 38(22): 1346-1348.
- MAHATTANAKUL, J., and TOUMAZOU C., 2000. Instantaneous Companding Current-Mode Oscillator Based on Class AB Transconductor. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 23: 57-64.
- MENEKAY, S., TARCAN, R. C., and KUNTMAN, H., 2007. The Second-Order Low-Pass Filter Design with a Novel Higher Precision Square-Root Circuit. Istanbul Univ., J. Electr. Electron., 7(1): 323-729.
- MULDER, J., VAN DER WOERD, A. C., SERDIJN, W. A., and VAN ROERMUND A. H. M., 1996. Current-Mode Companding $\sqrt{x}$ -Domain Integrator. Electronics Letters, 32(3): 198-199.
- MULDER, J., VAN DER WOERD, A. C., SERDIJN, W. A., and VAN ROERMUND A. H. M., 1997. General Current-Mode Analysis Method for Translinear Filters, IEEE Transaction on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 44(3): 193-197.
- OGATA, K., 2009. Modern Control Engineering (5th ed.). Prentice Hall.
- OLMEZ, S., and CAM, U. 2010. A Novel Square-Root Domain Realization of First Order All-Pass Filter. Turk. J. Elec. Eng. & Comp. Sci., 18(1).

- OLMEZ S., 2011. Novel Possibilities in Square Root Domain Circuit Design. Dokuz Eylül University, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ph.D. Thesis, İzmir.
- OZOGUZ S., ABDELRAHMAN, T. M., and ELWAKIL, A. S., 2006. Novel Approximate Square-Root Domain All-Pass Filter with Application to Multiphase Oscillators. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 46: 297-301.
- PROMMEE, P., PATTANATADAPONG, T., and SOMDUNYAKANOK, M., 2011. Log-Domain All-Pass Filter and Its Application to Quadrature Sinusoidal Oscillator. *IEEE 978-1-61284-857-0/11/\$26.00*.
- PSYCHALINOS, C., and VLASSIS, S., 2002. A Signal Flow Graph Based Design Method for Square-Root Domain Circuits. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 22: 209-212.
- PSYCHALINOS, C., and VLASSIS, S., 2002. A High Performance Square-Root Domain Integrator, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 32: 97-101.
- PSYCHALINOS, C., 2007. Square-Root Domain Operational Simulation of LC Ladder Elliptic Filters. *Circuits Systems Signal Processing*, 26(2): 263–280.
- PSYCHALINOS, C., 2008. Design of Square-Root Domain Filters by Substituting the Passive Elements of the Prototype Filter by Their Equivalents. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 36: 185-204.
- ROBERTS, G. W., and LEUNG, V. W., 2001. Design and Analysis of Integrator-Based Log-Domain Filter Circuits, Kluwer Academic Publishers.
- SAKUL, C., 2008. A CMOS Square-Rooting Circuits. The 23rd International Technical Conference on Circuits and System, Computer and Communications (ITC-CSCC 2008), 537-540.
- SCHAUMANN, R., and VAN VALKENBURG, M. E., 2001. Design of Analog Filters. Oxford University Press, Oxford.
- SCHMID, H., 2000. Approximating the Universal Active Element, *IEEE Transaction on Circuit Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 47(11): 1160-1169.
- SEDRA, A. S., and SMITH, K. C., 1991. *Microelectronic Circuits*, 3rd. Holt, Rinehart and Winston, Florida, USA.
- SEDRA, A. S., and SMITH, K. C., 1998. *Microelectronics Circuits*. Oxford University Press, 1237p.
- SEEVINCK, E., 1990. Companding Current-Mode Integrator: A New Circuit Principle for Continuous-Time Monolithic Filters. *Electronics Letters*, 26(24): 2046-2047.
- SEEVINCK, E., and WIEGERINK, R. J., 1991. Generalized Translinear Circuit Principle. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 26 (3): 357-365.
- SOLIMAN, A. M., 1999. Synthesis of Grounded Capacitor and Grounded Resistor Oscillators. *Journal of the Franklin Institute*, 336: 735–746.
- TOLA, A. T., and FREY, D. R., 2000. A Study of Different Class AB Log Domain First Order Filters. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 22(2-3): 163-176.
- TOLA, A. T., ARSLANALP, R., ÜNAL, M., ve ŞURAV YILMAZ Ş., 2007. Birinci Derece A Sınıfı Logaritmik Ortam Süzgecinin Blok Modelleme ile Tasarımı

- ve Gerçekleştirilmesi. Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Mühendislik Bilimleri Dergisi, 13(2): 163-172.
- TOUMAZOU, C., 1992: Analogue Signal Processing: The Current Way of Thinking, International Journal of High Speed Electronics, 3(3-4): 297-336.
- TOUMAZOU, C., NGARMNIL, J., and LANDE, T. S., 1994. Micropower Log-Domain Filter for Electronic Cochlea. Electronics Letters, 30(22): 1839-1841.
- THANACHAYANONT, A., PAYNE, A. J., and POOKAIYAUDOM, S., 1996. Electronic Letters, 32(18): 1638-1639.
- TSIVIDIS, Y., GOPINATHAN, V., and TOTH, L., 1990. Companding in Signal Processing. Electronics Letters, 26: 1331-1332.
- TSIVIDIS, Y. P., 1998. Externally Linear Integrators. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, 45(9): 1181-1187.
- VAN VALKENBURG, M. E., 1987. Analog Filter Design. University of Illinois at Urbana-Champaign, s. 2-17.
- VITTOZ, E., and FELLRATH, J., 1977. CMOS Analog Integrated Circuits Based on Weak Inversion Operation. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 12(3): 224-231.
- VLASSIS, S., and PSYCHALINOS, C., 2002. A Square-Root Domain Differentiator, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2: 217-220.
- WIEGERINK, R. J., 1993. Analysis and Synthesis of MOS Translinear Circuits (1st ed.). Kluwer Academic Publishers Norwell, USA.
- WILSON, B., 1990. Recent Developments in Current Conveyors and Current-Mode Circuits. IEE Proceedings, 137(2).
- WILSON, B., 1992. Tutorial Review: Trends in Current Conveyor and Current Mode Amplifier Design. Int. J. Electronics, 73(3): 573-583.
- YU, G.J., LIU, B.D., HSU, Y.C., and HUANG, C.Y., 2000. Design of Log Domain Low-Pass Filters by MOSFET Square Law. The Second IEEE Asia Pacific Conference on ASICs.
- YU, G. J., HUANG, C. Y., CHEN, J. J., and LIU, B. D., 2005. Design of Current-Mode Square-Root Domain Band-Pass Filter with Reduced Voltage. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 44: 239-250.
- YU, G. J., HUANG, C. Y., and LIU, B. D., 2005. Design of Square-Root Domain Filters. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 43(1): 49-59.
- YU, G. J., and LIN, Y. S., 2010. Low Voltage Tunable Square-Root Domain Band-Pass Filter with Translinear Loop Technique in Biomedical Engineering. Life Science Journal, 7(1): 30-33.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Fatma Zuhal SAĞI
Uyruğu : T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi : Akçakale/Şanlıurfa-13.07.1988
Telefon : 0414 318 30 00-1415
e-mail : fatmazuhalsagi@harran.edu.tr

EĞİTİM

Derece	Adı, İlçe, İl	Bitirme Yılı
Lise	: Orhangazi Lisesi, Şanlıurfa	2005
Lisans	: Niğde Üniversitesi, Niğde (Mühendislik Fak. Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü)	2012
Yüksek Lisans	: Harran Üniversitesi, Şanlıurfa (Fen Bilimleri Ens. Elektrik-Elektronik Müh. A.B.D.)	2015

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görevi
2013-Halen	Harran Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

UZMANLIK ALANI

Analog tümlüşik devreler, karekök ortam devreleri

YABANCI DİLLER

İngilizce

YAYINLAR

SAGI, F. Z., KIRCAY, A., and KESERLIOGLU, M. S., 2015. Current-Mode Second-Order Square-Root-Domain Bandpass Filter for Low Frequency Applications. International Conference on Electrical Engineering and Electronics (EEE'15), 13-14 July, Barcelona (Best Paper Award).

EKLER

EK 1

TSMC 0.25 μm Level 3 CMOS Transistör Parametreleri

```
.MODEL CMOSN NMOS (LEVEL=3 TOX=5.7E-9 NSUB=1E17 GAMMA=0.4317311  
+PHI=0.7 VTO=0.4238252 DELTA=0 UO=425.6466519 ETA=0 THETA=0.1754054  
+KP=2.501048E-4 VMAX=8.287851E4 KAPPA=0.1686779 RSH=4.062439E-3  
+NFS=1E12 TPG=1 XJ=3E-7 LD=3.162278E-11 WD=1.232881E-8 CGDO=6.2E-10  
+CGSO=6.2E-10 CGBO=1E-10 CJ=1.81211E-3 PB=0.5 MJ=0.3282553 CJSW=5.34133E-10  
MJSW=0.5)
```

```
.MODEL CMOSP PMOS (LEVEL=3 TOX=5.7E-9 NSUB=1E17 GAMMA=0.6348369  
+PHI=0.7 VTO=-0.5536085 DELTA=0 UO=250 ETA=0 THETA=0.1573195  
+KP=5.194153E-5 VMAX=2.295325E5 KAPPA=0.7448494 RSH=30.0776952 NFS=1E12  
+TPG=-1 XJ=2E-7 LD=9.968346E-13 WD=5.475113E-9 CGDO=6.66E-10 CGSO=6.66E-10  
+CGBO=1E-10 CJ=1.893569E-3 PB=0.9906013 MJ=0.4664287 CJSW=3.625544E-10  
+MJSW=0.5)
```