

**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**FRAKSİYONEL DERECEDEKİ ELEKTRONİK
DEVRELER ve UYGULAMALARI**

**Hazırlayan
İbrahim Ethem SAÇU**

**Danışman
Prof. Dr. Mustafa ALÇI**

Doktora Tezi

**Şubat 2019
KAYSERİ**

**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**FRAKSİYONEL DERECEDEKİ ELEKTRONİK
DEVRELER ve UYGULAMALARI
(Doktora Tezi)**

**Hazırlayan
İbrahim Ethem SAÇU**

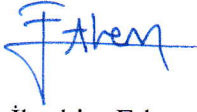
**Danışman
Prof. Dr. Mustafa ALÇI**

Bu çalışma, Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FDK-2018-8374 kodlu proje ile desteklenmiştir.

**Şubat 2019
KAYSERİ**

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.



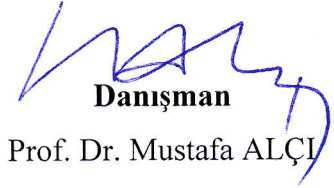
İbrahim Ethem SAÇU

“Fraksiyonel Dereceden Elektronik Devreler ve Uygulamaları” adlı Doktora tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ne uygun olarak hazırlanmıştır.



Hazırlayan

İbrahim Ethem SAÇU



Danışman

Prof. Dr. Mustafa ALÇI



Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

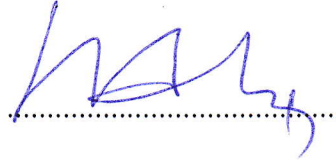
Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Prof. Dr. Mustafa ALÇI danışmanlığında **İbrahim Ethem SAÇU** tarafından hazırlanan **“Fraksiyonel Dereceden Elektronik Devreler ve Uygulamaları”** adlı bu çalışma jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalında **Doktora** tezi olarak kabul edilmiştir.

06/02/2019

JÜRİ:

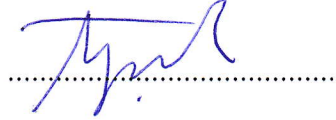
Danışman : Prof. Dr. Mustafa ALÇI



Üye : Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA



Üye : Doç. Dr. Ayşegül GÜVEN



Üye : Doç. Dr. Tuğba Selcen NAVRUZ

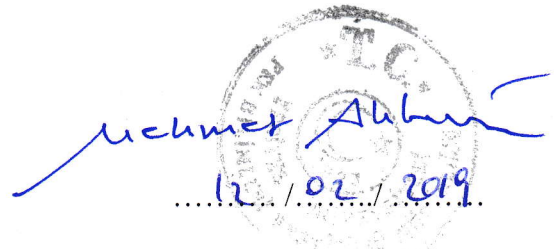


Üye : Doç. Dr. Serhan YAMAÇLI



ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun 12/02/2019 tarih ve 2019/11-12 sayılı kararı ile onaylanmıştır.



12 / 02 / 2019

Prof. Dr. Mehmet AKKURT

Enstitü Müdürü

TEŞEKKÜR

Doktora ve tez çalışmam süresince bilimsel bakış açısı ve katkılarıyla her zaman beni yönlendiren ve bu günlere gelmem de büyük emeği olan sayın Prof. Dr. Mustafa ALÇI hocama, değerli yönlendirmeleriyle tezime katkı sağlayan Tez İzleme Komitesi üyeleri sayın Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA ve sayın Doç. Dr. Ayşegül GÜVEN hocalarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Çalışmalarım sırasında Erciyes Üniversitesi Klinik Mühendisliği Araştırma ve Uygulama Merkezinin alt yapı ve imkanlarını kullanmam noktasında desteklerini esirgemeyen sayın Prof. Dr. Kenan DANIŞMAN hocama teşekkür ederim.

Sevgili annelerime, babalarıma, kardeşlerime ve ailemin diğer üyelerine hayatımın her safhasında vermiş oldukları destekler için teşekkürü bir borç bilirim

Ayrıca çalışmalarım süresince sabırla bana her türlü yardımı ve fedakarlığı sağlayan sevgili eşim Merve SAÇU'ya ve oğlum İsmail Asaf SAÇU'ya en içten teşekkürlerimi sunarım.

İbrahim Ethem SAÇU

Şubat 2019, KAYSERİ

FRAKSİYONEL DERECEDEDEN ELEKTRONİK DEVRELER ve UYGULAMALARI

İbrahim Ethem SAÇU

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Doktora Tezi, Şubat 2019
Danışman: Prof. Dr. Mustafa ALÇI

ÖZET

Bu tez çalışmasında, fraksiyonel dereceden elektronik devreler ve uygulamalarının çeşitlendirilmesi ve mevcut yapıların iyileştirilmesi düşünülmektedir. Bu amaçla, fraksiyonel dereceden filtre ve fraksiyonel multivibratör devreleri önerilmektedir.

Tez çalışmasında, ilk olarak fraksiyonel dereceden filtre transfer fonksiyonları ortaya konulmaktadır. Daha sonra bu fonksiyonları devresel olarak gerçeklemek için CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) aktif elemanlar ve pasif elemanlardan faydalanılmaktadır. Filtreleri gerçeklemek için biri voltaj modlu (VM) diğeri akım modlu (AM) iki farklı filtre topolojisi önerilmektedir. Önerilen yapılarla; düşük güç tüketimi, düşük besleme voltajı ve filtre parametrelerinin elektronik olarak ayarlanması avantajları elde edilerek literatüre katkı sağlanmıştır. VM'lu topolojide fraksiyonel alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre yanıtları elde edilmektedir. Diğer taraftan AM'lu topolojide, alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtre yanıtlarına ulaşılmaktadır. Önerilen bu yapılar üzerinde kapsamlı bir benzetim çalışması yürütülmektedir. Ek olarak ortaya konulan devreler, literatürdekilerle karşılaştırılmaktadır. Dahası AM'lu 1.5 dereceden fraksiyonel alçak geçiren filtre deneysel olarak da gerçekleştirilmektedir.

İkinci olarak, yeni bir fraksiyonel astable multivibratör tasarlanarak literatüre sunulmuştur. Önerilen multivibratör üzerinde kapsamlı benzetim yapılmış ve deneysel olarak da doğrulanmıştır. Normal multivibratörle karşılaştırıldığında fraksiyonel multivibratör daha yüksek osilasyon frekansı sunabilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Fraksiyonel devreler, Fraksiyonel kapasitör, Fraksiyonel filtreler, Fraksiyonel osilatör, Multivibratör.

FRACTIONAL ORDER ELECTRONIC CIRCUITS and APPLICATIONS

İbrahim Ethem SAÇU

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

PhD Thesis, February 2019

Supervisor: Prof. Dr. Mustafa ALÇI

ABSTRACT

In this thesis, it is thought to diversify fractional order electronic circuits and applications and make improvement on proposed ones before. For this aim, fractional order filter circuits and fractional multivibrator have been designed.

In this thesis, firstly, the transfer functions of fractional order filters have been introduced. Then, in order to realize these functions, CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) active devices and passive components are employed. To realize the filters, two different filter topologies namely voltage mode (VM) and current mode (CM) are proposed. By the proposed topologies, a contribution is made to the literature by providing advantages of low power consumption, low supply voltages and electronic controllability of filter parameters. In the VM topology, fractional order low pass and high pass filter responses are achieved. On the other hand, in the CM topology, low pass, high pass, band pass and band reject filter responses are obtained. An extensive simulation process is conducted on these proposed filters. Additionally, the introduced circuits have been compared with the ones in literature. Furthermore, the CM fractional low pass filter order of 1.5 is also implemented experimentally

Secondly, a new fractional astable multivibrator has been designed and published in the literature. The proposed multivibrator has been simulated widely. It was also verified experimentally. The fractional multivibrator can provide higher oscillation frequency in comparison with the normal multivibrator.

Keywords: Fractional circuits, Fractional capacitor, Fractional filters, Fractional oscillators, Multivibrator.

İÇİNDEKİLER

FRAKSİYONEL DERECEDEN ELEKTRONİK DEVRELER ve UYGULAMALARI

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK.....	ii
YÖNERGEYE UYGUNLUK.....	iii
KABUL VE ONAY	iv
TEŞEKKÜR	v
ÖZET.....	vi
ABSTRACT.....	vii
İÇİNDEKİLER	viii
KISALTMALAR	xi
TABLolar LİSTESİ.....	xvi
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xvii
GİRİŞ	1

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR ÇALIŞMASI

1.1. Fraksiyonel Türev ve İntegral Operatörleri.....	4
1.2. Fraksiyonel Türev ve İntegral Eşitliklerine Laplace Dönüşümünün Uygulanması	5
1.3. Yaklaşıklık Fonksiyonu Elde etme Metotları.....	7
1.3.1 Oustaloup Metodu.....	7
1.3.2 Carlson Metodu	8
1.3.3 Sürekli Fraksiyonel Açılım Metodu.....	8
1.4. Fraksiyonel Kapasitör Kavramı	10
1.5. Fraksiyonel Kapasitörün Elde Edilmesi ve Devrelerde Kullanılması.....	12
1.6. Kararlılık	14
1.7. Literatür Taraması	16

1.7.1 Fraksiyonel Dereceden Türev ve İntegral Alıcılar	16
1.7.2 Fraksiyonel Dereceden Filtreler	18
1.7.3 Fraksiyonel Dereceden Osilatörler	23

2. BÖLÜM

FRAKSİYONEL DERECEDEDEN FİLTRE TASARIMI

2.1. Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu Filtre Tasarımı	26
2.1.1 Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu FLPF Tasarımı	26
2.1.2 Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu FHPF Tasarımı	35
2.1.3 Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu FLPF ve FHPF'lerin OTA ile Devresel Olarak Tasarımı	37
2.1.4 OTA Tabanlı Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu FLPF'lerin Benzetimi	39
2.1.5 OTA Tabanlı Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu FHPF'lerin Benzetimi	45
2.2. Fraksiyonel Dereceden Akım Modlu Filtre Tasarımı	47
2.2.1 Fraksiyonel Dereceden AM Fraksiyonel Filtrelerin OTA ve CF ile Elde Edilmesi	51
2.2.2 AM Fraksiyonel Dereceden Filtrelerin Benzetimi	53
2.2.3 AM Fraksiyonel Dereceden FLPF'nin Deneysel Sonuçları	61
2.3. Sonuçlar	63

3. BÖLÜM

FRAKSİYONEL MULTİVİBRATÖR TASARIMI

3.1 OP-AMP Tabanlı Fraksiyonel Multivibratör	64
3.2 Elektronik Olarak Kontrol Edilebilir Fraksiyonel Multivibratör	69
3.2.1 MO-CFTA Temelli Schmitt Tetikleme Devresi	70
3.2.2 MO-CFTA Temelli Fraksiyonel Multivibratör	73
3.2.3 MO-CFTA Temelli Fraksiyonel Multivibratör Benzetim Sonuçları ..	76
3.2.4 Fraksiyonel Multivibratörün Deneysel Sonuçları	80
3.3 Sonuçlar	84

4. BÖLÜM

TARTIŞMA-SONUÇ ve ÖNERİLER

4.1. Tartışma-Sonuç ve Öneriler	86
---------------------------------------	----

KAYNAKÇA	89
ÖZGEÇMİŞ.....	97



KISALTMALAR VE SİMGELER


SFA	Sürekli Fraksiyonel Açılım
OP-AMP	İşlemsel Kuvvetlendirici
OTA	İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi
IFLF-ID	Çıkışın Girişlere Ters İşaretle Geri Beslenmesi-Girişin Dağıtılması
PSE	Güç Seri Açılımı
FPGA	Alan Programlanabilir Kapı Dizisi
SC	Anahtarlamalı Kapasitör
FPAA	Alan Programlanabilir Analog Dizisi
LPF	Alçak Geçiren Filtre
FLPF	Fraksiyonel Alçak Geçiren Filtre
BPF	Bant Geçiren Filtre
TT	Tow-Thomas Biquad
FBPF	Fraksiyonel Bant Geçiren Filtre
FHPF	Fraksiyonel Yüksek Geçiren Filtre
FBRF	Fraksiyonel Bant Durduran Filtre
GIC	Genel İmpedans Çevirici
KHN	Kerwin-Huelsman-Newcomb Biquad
CCII	İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı
FNF	Fraksiyonel Çentik Filtre
FAPF	Fraksiyonel Tüm Geçiren Filtre
SK	Sallen-Key Filtre
MIB	Çok Girişli Biquad
SAB	Tek Kuvvetlendiricili Biquad
FLF-OS	Çıkışın Tersini Girişe Besle-Çıkışı Topla
CFOA	Akım Geri Beslemeli İşlemsel Kuvvetlendirici
TSMC	Taiwan Semiconductor Manufacturing Company
AMS	Austrian Micro Systems
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DDCC	Diferansiyel Fark Akım Taşıyıcı
ACA	Ayarlanabilir Akım Kuvvetlendirici

MOTA	Çok Çıkışlı OTA
CF	Akım Takipçisi
MO-CF	Çok Çıkışlı Akım Takipçisi
DVCC	Diferansiyel Voltaj Akım Taşıyıcı
VM	Voltaj Modu
BWLPF	Butterworth Alçak Geçiren Filtre
BWHPF	Butterworth Yüksek Geçiren Filtre
CCCII	İkinci Kuşak Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı
THD	Toplam Harmonik Bozulma
AM	Akım Modu
GC	Kazanç Hücreleri
BJT	Çift Kutuplu Eklem Transistör (Bipolar Junction Transistor)
MO-CTTA	Çok Çıkışlı Akım Geçişli Transkondüktans Kuvvetlendirici (Multiple Output Current Through Transconductance Amplifier)
MO-CCCDTA	Çok Çıkışlı Akım Kontrollü Akım Fark Alıcı Transkondüktans Kuvvetlendirici (Multiple Output Current Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier)
MO-CCCCTA	Çok Çıkışlı Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı Transkondüktans Kuvvetlendirici (Multiple Output Current Controlled Current Conveyor Transconductance Amplifier)
MO-VDTA	Çoklu Çıkışlı Voltaj Fark Alıcı Transkondüktans Kuvvetlendirici (Multiple Output Voltage Differencing Transconductance Amplifier)
MO-CIDITA	Çoklu Çıkışlı Akım Terslemeli Diferansiyel Giriş Transkondüktans Kuvvetlendirici (Multiple Output Current Inverting Differential Input Transconductance Amplifier)
MO-CFTA	Çoklu Çıkışlı Akım Takipçisi Transkondüktans Kuvvetlendirici (Multiple Output Current Follower Transconductance Amplifier)
α	Fraksiyonel Derece
R	Direnç
C	Kapasitör
L	İndüktör
C_α	α Dereceden Fraksiyonel Kapasitör
L_β	β Dereceden Fraksiyonel İndüktör

s^α	Fraksiyonel Laplasyan Operatörü
Γ	Gamma fonksiyonu
s	s Domeni
ω	Açısal Frekans
ω_l	Arzu Edilen Frekans Bandının Alt Açısal Frekansı
ω_h	Arzu Edilen Frekans Bandının Üst Açısal Frekansı
$F(s), H(s)$	Arzu Edilen Transfer Fonksiyonu
$F'(s)$	Yaklaşıklık Fonksiyonu
$F_i(s)$	i . Dereceden Yaklaşıklık Fonksiyonu
$F_0(s)$	Başlangıç Şartı
N	Arzu Edilen Filtre Derecesi
$Z(s)$	İmpedans Fonksiyonu
π	Pi Sayısı
F	Farad
ω_m	Merkez Frekans
K_m	Ölçekleme Katsayısı
m	R-C Bölümü Sayısı
R_l, C_l	Başlangıç Değerleri
$\Delta\Phi$	Derece Cinsinden Maksimum Kabul Edilebilir Sapma
w	w Dönüşümü
f	f Dönüşümü
θ	Faz Açısı
$\omega(z^{-1})$	Dijital operatör
z	z Domeni
A	Amper
V	Volt
W	Watt
n	Nano
p	Piko
c_i	Filtre Katsayısı
$H_{1+\alpha}^{FLPF}(j\omega)$	FLPF Transfer Fonksiyonu
$H_1^{BWLPF}(j\omega)$	BWLPF Transfer Fonksiyonu
ω_c	Kesim Frekansı

dB	Desibel
dec	Dekat
n_i	Transfer Fonksiyonun Payındaki Katsayılar
d_i	Transfer Fonksiyonun Paydasındaki Katsayılar
G_i	Kazanç
τ_j	İntegratör Zaman Sabiti
$BW_{n-1}^{LP}(s)$	BWLPF Polinom Eşitliği
X_i	Yüksek Dereceden Fraksiyonel Filtre Transfer Fonksiyonun Payındaki Katsayılar
Y_j	Yüksek Dereceden Fraksiyonel Filtre Transfer Fonksiyonun Paydasındaki Katsayılar
V_{id}	Giriş Portları Arasındaki Voltaj Farkı
V_T	Termal Voltaj
n	Eşik Altı Çalışma Eğim Faktörü
I_B	Kutuplama Akımı
μ	Taşıyıcı Mobilitesi
C_{ox}	Birim Alan Başına Kapı Oksit Kapasitesi
W	İlgili Transistörün Kanal Genişliği
L	İlgili Transistörün Kanal Boyu
m_M	Transistörlerinin Boyutlarının Oranı
g_m	Transkondüktans Değeri
μ	Mikro
k	Kilo
B_i	Kazanç
Hz	Hertz
S	Siemens
I_{out}	Çıkış Akımı
V_{out}	Çıkış Voltajı
R_{out}	Çıkış Direnci
V_{UTP}	Üst Tetikleme Voltajı
V_{LTP}	Alt Tetikleme Voltajı
V_{sat+}	Pozitif Doyum Voltajı
V_{sat-}	Negatif Doyum Voltajı

$V_C(t)$	Kapasitör Üzerindeki Voltaj
$V_C(0)$	Kapasitör Üzerindeki Voltajın Başlangıç Değeri
$V_{Ca}(t)$	Fraksiyonel Kapasitör Üzerindeki Voltaj
$E_a(.)$	Mittag-Leffler Fonksiyonu
T	Periyod
V_{in}	Giriş Voltajı
V_z	Z Portu Voltajı
R_z	Z Portu Direnci
M	Mega
Ω	Ohm



TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 1.1. s^α için türetilen yaklaşıklık fonksiyonları	9
Tablo 2.1. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF için elde edilen filtre katsayıları	28
Tablo 2.2. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF için hesaplanan kazanç ve zaman sabitleri	40
Tablo 2.3. Tablo 2.2'ye göre hesaplanan OTA'lar için gerekli kutuplama akımları	40
Tablo 2.4. 1.5 dereceden FLPF'nin literatürdeki devrelerle karşılaştırılması	42
Tablo 2.5. $(1 + \alpha)$ dereceden FHPF'ler için hesaplanan kazanç ve zaman sabitleri	45
Tablo 2.6. Tablo 2.5'e göre hesaplanan OTA'lar için gerekli kutuplama akımları	45
Tablo 2.7. $(1 + \alpha)$ dereceden fraksiyonel filtreler için hesaplanan parametreler	54
Tablo 2.8. Fraksiyonel filtreleri gerçekleştirmede kullanılan OTA'lar için gerekli kutuplama akımları.....	55
Tablo 2.9. Fraksiyonel filtrelerin öne çıkan özelliklerinin karşılaştırılması	57
Tablo 3.1. Fraksiyonel kapasitör C_α 'yı elde etmek için gerekli pasif eleman değerleri ($C_\alpha = 1 \mu\text{F}$).....	77
Tablo 3.2. Periyod için benzetim sonuçları ($C = C_\alpha = 1 \mu\text{F}$)	77
Tablo 3.3. Çıkış sinyalinin ölçülen frekans değerleri ($I_{B1} = I_{B2} = 90 \mu\text{A}$, $C = C_\alpha = 1 \mu\text{F}$)	81

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Fraksiyonel laplasyon operatörü s^α nın (a) genlik (b) faz yanıtı.....	7
Şekil 1.2. $s^{0.5}$ in yaklaşıklık fonksiyonlarının karşılaştırılması.....	10
Şekil 1.3. Fraksiyonel ve normal kapasitörün (a) genlik (b) faz yanıtı.....	12
Şekil 1.4. $R-C$ ağı.....	13
Şekil 1.5. Eşitlik (1.20) ile elde edilen $R-C$ ağı.....	14
Şekil 1.6. w düzleminde kararlılık bölgeleri.....	15
Şekil 2.1. Farklı dereceden FLPF'lerin genlik yanıtı.....	29
Şekil 2.2. Farklı dereceden FLPF'lerin faz yanıtı.....	29
Şekil 2.3. (a) STAR biquad devresi (b) TT biquad devresi.....	31
Şekil 2.4. IFLF-ID topolojisi.....	32
Şekil 2.5. FLF-OS topolojisi.....	32
Şekil 2.6. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF için IFLF-ID topolojisi.....	33
Şekil 2.7. Yüksek mertebeli FLPF elde etmek için (a) kaskad bağlantı (b) polinom bölmesi.....	34
Şekil 2.8. $(1 + \alpha)$ dereceden FHPF için IFLF-ID topolojisi.....	36
Şekil 2.9. $(n + \alpha)$ dereceden FHPF için IFLF-ID topolojisi.....	36
Şekil 2.10. Tasarımda kullanılan OTA'nın içyapısı.....	38
Şekil 2.11. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'nin OTA ile gerçekleştirilmesi.....	39
Şekil 2.12. $(1 + \alpha)$ dereceden FHPF'nin OTA ile elde edilmesi.....	39
Şekil 2.13. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'lerin nümerik ve benzetim sonuçları.....	41
Şekil 2.14. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'lerin çıkıştaki THD seviyesi.....	43
Şekil 2.15. 1.5 dereceden FLPF'nin zaman domeni yanıtı.....	44
Şekil 2.16. 2.3 ve 2.5 dereceden FLPF'lerin benzetim sonuçları.....	44
Şekil 2.17. $(1 + \alpha)$ dereceden FHPF'lerin benzetim sonuçları.....	46
Şekil 2.18. 2.3 ve 2.5 dereceden FHPF'lerin benzetim sonuçları.....	47
Şekil 2.19. n dereceden AM (a) IFLF-ID (b) FLF-OS topolojisi.....	49
Şekil 2.20. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF için FLF-OS topolojisi.....	50
Şekil 2.21. Tasarımda kullanılan OTA yapısı.....	52
Şekil 2.22. Tasarımda kullanılan MO-CF yapısı.....	53

Şekil 2.23. OTA'lar ve MO-CF kullanılarak elde edilen FLF-OS topolojisi	53
Şekil 2.24. $\alpha = 0.5$ ve 0.8 için elde edilen FLPF frekans yanıtları.....	55
Şekil 2.25. $\alpha = 0.5$ için FLPF'nin zaman domeni yanıtı	56
Şekil 2.26. $\alpha = 0.5$ ve 0.8 için elde edilen FHPF frekans yanıtları	58
Şekil 2.27. $\alpha = 0.8$ için FHPF'nin zaman domeni yanıtı.....	59
Şekil 2.28. $\alpha = 0.5$ ve 0.8 için elde edilen FBPF frekans yanıtları	59
Şekil 2.29. $\alpha = 0.5$ ve 0.8 için elde edilen FBRF frekans yanıtları	60
Şekil 2.30. FBRF kesim frekansının elektronik olarak ayarlanması.....	60
Şekil 2.31. 1.5 dereceden FLPF için kurulan deney düzeneği	62
Şekil 2.32. Dual çıkış akımı elde etmek için OTA'ların bağlantı şekli	62
Şekil 2.33. 1.5 dereceden FLPF için deneysel, teorik ve benzetim sonuçları	63
Şekil 3.1. OP-AMP'lı temel multivibratör devresi	64
Şekil 3.2. Temel multivibratör devresinin DC transfer eğrisi	65
Şekil 3.3. Temel multivibratör devresinin dalga formları	66
Şekil 3.4. Sabit voltajla uyarılan RC devresi.....	67
Şekil 3.5. Eşitlik (3.4) ve (3.7)'nin farklı $\tau = RC$ değerleri için karşılaştırılması	69
Şekil 3.6. MO-CFTA'nın (a) şematik gösterimi (b) içyapısı	71
Şekil 3.7. MO-CFTA tabanlı tetikleme devresinin (a) şeması (b) DC transfer eğrisi	73
Şekil 3.8. Fraksiyonel multivibratörün şeması ve C_α 'nın R-C modeli.....	74
Şekil 3.9. Fraksiyonel multivibratörün dalga formları.....	75
Şekil 3.10. Eşitlik (3.13) ve (3.14)'ün $R_z C_\alpha$ 'ye karşılık değişimi	76
Şekil 3.11. Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ için $I_{B1} = 10 \mu A$, $I_{B2} = 40 \mu A$ (a) $I_{B3} = 30 \mu A$ (b) $I_{B3} = 50 \mu A$	78
Şekil 3.12. Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ için T_α 'nın teorik ve benzetim sonuçları	79
Şekil 3.13. Çıkış akımı I_{out} 'un genliğinin kutuplama akımı I_{B2} ile kontrol edilmesi ($\alpha = 0.5$, $I_{B1} = 20 \mu A$, $I_{B3} = 40 \mu A$)	79
Şekil 3.14. Eşik voltajlarının I_{B1} akımıyla değişimi.....	80
Şekil 3.15. Fraksiyonel multivibratörün (a) şeması (b) deneysel düzeneği	81
Şekil 3.16. Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ için T_α 'nın teorik ve ölçülen değerleri.....	82
Şekil 3.17. Fraksiyonel multivibratörün gözlemlenen kare dalga çıkışı ($I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = 90 \mu A$)	82
Şekil 3.18. Fraksiyonel multivibratörün osiloskop ekran görüntüleri (a) $I_{B2} = 90 \mu A$ (b) $I_{B2} = 190 \mu A$ (c) $I_{B2} = 280 \mu A$ (d) $I_{B2} = 410 \mu A$	84

GİRİŞ

Fraksiyonel matematik, uzun süredir literatürde mevcut bulunan bir konudur. Temelleri 200 yıl öncesine kadar dayansa da bu konu birkaç matematikçi arasında tartışılmaktan öteye geçememiştir [1]. Fakat son yıllarda bu konu bilim ve mühendisliğin birçok alanında süreçlerin daha doğru modellenmesinde ve kontrolünde yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır.

Fraksiyonel matematik klasik matematiğin genelleştirilmiş bir hali olup daha kapsamlı kullanım sunmaktadır. Fraksiyonel matematik gerçek veya karmaşık dereceden türev ve integral işlemlerini mümkün kıldığından klasik matematikten ayrılmaktadır [2]. Bu sebeple klasik türev ve integral operatörlerini genelleştirilmiş hale getirmek için literatürde çok sayıda türev ve integral operatörleri tanımlanmıştır.

Doğada fraksiyonel eşitliklerle daha doğru modellenebilen birçok süreç bulunmaktadır. Örneğin kayıplı bir kapasitörün şarjı ve deşarjı, doğası gereği fraksiyonel dereceden dinamikler sergilemektedir. Gözenekli bir ortamda sıvı akışı, yarı sonsuz bir plakada ısı iletimi, yarı sonsuz bir iletim hattında voltaj-akım ilişkisi örneklerindeki tanımlayıcı eşitlikler fraksiyonel dereceden operatörlerle daha doğru modellenebilmektedir [3].

Fraksiyonel matematik; biyoloji ve biyotıp alanında insan dokusunun, bitki fizyolojisinin, solunum sistemlerinin ve doku-elektrot arayüzeyinin modellenmesinde kullanılmaktadır. Biyotıp alanında modellemede yaygın bir şekilde kullanılan Cole impedans modelinde iki direncin yanında bir de α dereceden fraksiyonel kapasitör bulunmaktadır. Bu Cole modeli koyundan alınmış akciğer, karaciğer, dalak ve kas dokularının modellenmesinde, insan kan örneğindeki kırmızı kan hücrelerinin toplam hacminin kestirilmesinde veya saklama koşullarındaki kırmızı kan hücre süspansiyonunun kalitesinin değerlendirilmesinde, fraksiyonel derece parametresiyle doku yapısındaki değişimin tes-

pitinde, farklı insan kafatası tiplerinin hassas modellenmesinde vb. yerlerde kullanılmaktadır. Diğer taraftan Cole impedans modeli biyolojide şeftali, elma, patates ve kivi gibi meyve ve sebze dokularının karakterizasyonunda kullanılmaktadır. Doku-elektrot arayüzeyinin modellenmesi biyopotansiyel uygulamaları için çok önemli olmaktadır. Örneğin pacemakerlarda arızalar çoğu zaman doku-elektrot arayüzeyinin özellikleri sebebiyle olmaktadır. Dolayısıyla daha hassas modellere ihtiyaç duyulmaktadır. Böylece hasta güvenliği de garanti altına alınacaktır. Bu amaçla fareden alınan canlı kalp üzerinde doku-elektrot arayüzeyinin fraksiyonel model çıkarımı yapılmıştır. Fraksiyonel solunum modellerinin köpeklerdeki, kedilerdeki ve insanlardaki solunum sisteminin mekanik impedansının modellenmesinde faydalı olduğu gösterilmiştir [4-5].

Fraksiyonel matematik, kontrol teorisinde klasik *PID* kontrolörler yerine $PI^{\alpha}D^{\mu}$ genel kontrolör tasarımı, sinyal işleme, elektromanyetikte kullanılmaktadır [6].

Fraksiyonel matematiğin elektronik devreler ve sistemler alanına girmesiyle fraksiyonel dereceden filtreler, fraksiyonel osilatörler, fraksiyonel türev ve integral alıcılar, RC_{α} ve $RL_{\beta}C_{\alpha}$ devreleri vb. uygulamalar ortaya çıkmaktadır [4-6]. Fraksiyonel matematiğin elektronik uygulamaları dikkate alındığında fraksiyonel filtrelerde klasik filtrelerden farklı olarak, arzu edilen durdurma bandı zayıflatmasının sağlanabildiği görülmektedir. Diğer taraftan fraksiyonel osilatörlerde osilasyon frekansının sadece kullanılan eleman değerlerine bağlı olmadığı, ayrıca fraksiyonel dereceye bağlı olduğu görülmektedir. Yine fraksiyonel $RL_{\beta}C_{\alpha}$ devrelerinde klasik *RLC* devrelerinde elde edilemeyen farklı dinamikler sergilendiği görülmektedir. Buradan fraksiyonel matematiğin ek bir parametre olan fraksiyonel dereceyi getirerek bir tasarım esnekliği sağladığı söylenebilmektedir.

Fraksiyonel matematiğin elektronik devre uygulamalarında karşımıza iki tür tasarım metodu çıkmaktadır. Bunlardan ilki, fraksiyonel kapasitör (fraktans) temelli yaklaşımdır. Fraksiyonel kapasitör, impedans ifadesi $1/s^{\alpha}C_{\alpha}$ olan iki terminalli bir elektriksel eleman olarak tanımlanmaktadır. Burada fraksiyonel kapasitör elemanının önemli özelliği; faz açısının frekanstan bağımsız olarak sadece fraksiyonel derece olan α 'ya bağlı olmasıdır. Günümüzde iki terminalli ticari bir fraksiyonel kapasitör elemanı bulunmadığından tasarımlarda fraksiyonel kapasitörün karakteristiklerini arzu edilen frekans bandında sağlayabilecek *R-C* ağından (network) faydalanılmaktadır. *R-C* ağının sentezinde ve

eleman değerlerinin elde edilmesinde birçok farklı metot bulunmaktadır. $R-C$ ağıyla elde edilen fraksiyonel kapasitör, daha önceden incelenmiş ve özellikleri ortaya konulmuş elektronik devrelerde normal kapasitörün yerine konulmak suretiyle yeni fraksiyonel devreler tasarlanmaktadır. Diğer tasarım metodu ise fraksiyonel laplasyan operatörü s^α temelli yaklaşımdır. Bu yöntemde fraksiyonel operatör s^α yı sağlayacak n dereceden tamsayı transfer fonksiyonları geliştirilmekte ve elde edilen fonksiyon tasarım eşitliklerinde yerine konulmak suretiyle nihai bir tamsayı dereceden transfer fonksiyonu elde edilmektedir. Sonuçta da elde edilen nihai transfer fonksiyonun farklı elektronik yapı blokları ile sentezlenmesiyle farklı tasarımlar sağlanmaktadır.

Bu tezin birinci bölümü fraksiyonel türev ve integral eşitliklerinden, fraksiyonel laplasyan operatörü s^α nün ortaya konulmasından, fraksiyonel laplasyon operatörünün karakteristiklerini belirli frekans bandında karşılayan yaklaşıklık fonksiyonlarından, fraksiyonel kapasitör kavramından ve fraksiyonel elektronik devrelerin ve uygulamalarının literatür taramasından oluşmaktadır.

İkinci bölümde farklı fraksiyonel filtre transfer fonksiyonlarından ve bunların analog olarak farklı yapı blokları ile tasarımından bahsedilmektedir. Ayrıca OTA (İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi) tabanlı VM ve AM'lu iki yeni filtre devresinin tasarımı ve benzetimi yapılarak literatüre katkı sağlanmıştır. Önerilen yapılar daha önce yapılan çalışmalarla karşılaştırıldığında; düşük güç tüketimi, düşük besleme voltajı, filtre parametrelerinin elektronik olarak ayarlanabilmesi avantajlarını sunmaktadır. Ek olarak devrelerden birinin deneysel sonuçları da sunulmaktadır.

Üçüncü bölümde temel multivibratör devresi tanıtılmaktadır. Ayrıca önerdiğimiz yeni fraksiyonel multivibratörün tasarımı, benzetimi ve deneysel sonuçları verilerek literatüre katkı sağlanmıştır.

Dördüncü bölümde yapılan çalışmaların kapsamlı bir tartışması yapılarak sonuç ve öneriler sunulmaktadır.

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR ÇALIŞMASI

1.1. Fraksiyonel Türev ve İntegral Operatörleri

Literatürde birçok fraksiyonel türev ve integral eşitlikleri verilmiştir. Ancak bu kısımda sadece en yaygın olan birkaç tanesi anlatılacaktır. Çünkü elektronik devrelerde bu ifadelerin bizzat kendisinden değil bunların Laplace dönüşümünden faydalanıldığından, bunlar üzerinde durulmayacaktır.

Literatürde yaygın olarak kabul gören fraksiyonel türev ifadelerinden birisi Riemann-Liouville fraksiyonel türev tanımı olup şu şekilde verilmektedir [1]:

$$\frac{d^\alpha}{dt^\alpha} f(t) \equiv D^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(1-\alpha)} \frac{d}{dt} \int_0^t \frac{f(\tau) d\tau}{(t-\tau)^\alpha} \quad (1.1)$$

Burada α fraksiyonel derece olup $0 < \alpha < 1$ şeklinde tanımlanmaktayken, $\Gamma(\cdot)$ ise Gamma fonksiyonuna karşılık gelmekte olup aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$\Gamma(t) = \int_0^\infty \tau^{t-1} e^{-\tau} d\tau \quad (1.2)$$

Fraksiyonel türevin ayırık versiyonu ise Grünvald-Letinkov tarafından şu şekilde tanımlanmaktadır [1]:

$$D^\alpha f(t) \cong \frac{1}{(\Delta t)^\alpha} \sum_{j=0}^m (-1)^j n_j^\alpha f((m-j)\Delta t) \quad (1.3)$$

Burada Δt integral adımı ve $n_j^\alpha = (-1)^j (\Gamma(j-\alpha))/(\Gamma(-\alpha)\Gamma(j+1))$ şeklindedir.

Bir başka fraksiyonel türev tanımı Caputo tarafından yapılmış olup şu şekildedir [4]:

$${}_a^c D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha - n)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau) d\tau}{(t - \tau)^{\alpha + 1 - n}} \quad (1.4)$$

Burada n tamsayı olup $n-1 < \alpha < n$ şeklindedir.

Yukarıdaki eşitliklerle verilen fraksiyonel türev tanımları arasındaki temel fark; Riemann-Liouville tanımına göre sabitin türevinin klasik türevden farklı olarak sıfıra eşit olmamasıdır. Örneğin bir A sabitinin türevi $D^\alpha A = At^{-\alpha}/\Gamma(1 - \alpha)$ şeklindedir. Diğer taraftan Caputo tanımına göre ise bir sabitin türevi klasik türevle aynı şekilde sıfıra eşit olmaktadır.

Riemann-Liouville fraksiyonel integral eşitliği ise aşağıdaki şekilde verilmektedir [7].

$${}_0 I_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^t \frac{f(\tau) d\tau}{(t - \tau)^{1 - \alpha}} \quad (1.5)$$

1.2. Fraksiyonel Türev ve İntegral İfadelerine Laplace Dönüşümünün Uygulanması

Klasik türev ve integral eşitliklerine uygulanabilen Laplace dönüşümü benzer şekilde fraksiyonel türev ve integral eşitliklerine de uygulanabilmektedir. Böylece tasarım ve hesaplamalarda kolaylık sağlaması nedeniyle çalışmaların genellikle s domeninde yapılması tercih edilmektedir.

Eşitlik (1.1) ile verilen fraksiyonel türev ifadesine Laplace dönüşümü uygulandığında [7] aşağıdaki fonksiyon elde edilmektedir.

$$L\left\{{}_0 D_t^\alpha f(t)\right\} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=1}^n s^{k-1} D^{\alpha-k} f(0+) \quad (1.6)$$

Burada n tamsayıdır. Eğer başlangıç şartları sıfır kabul edilirse Eşitlik (1.6) aşağıdaki şekilde sadeleşmektedir.

$$L\left\{{}_0 D_t^\alpha f(t)\right\} = s^\alpha F(s) \quad (1.7)$$

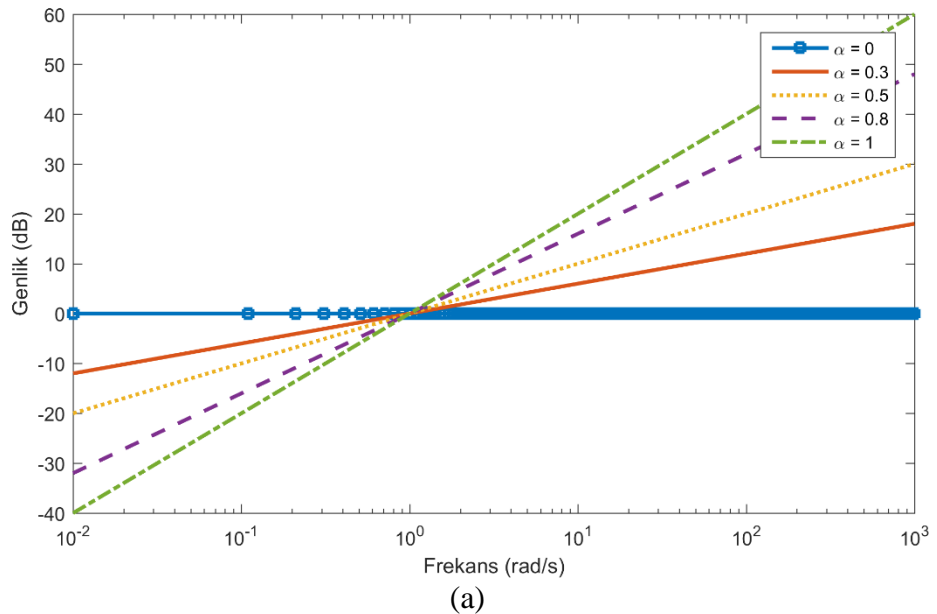
Eşitlik (1.7)'den görülebildiği gibi fraksiyonel türev ifadesinin Laplace dönüşümü basitçe fraksiyonel laplasyan operatörü s^α ile ilgili fonksiyonun Laplace dönüşümünün çarpımına eşit olmaktadır. Benzer şekilde Laplace dönüşümü Eşitlik (1.4)'e uygulanırsa [7] aşağıdaki denklem elde edilmektedir.

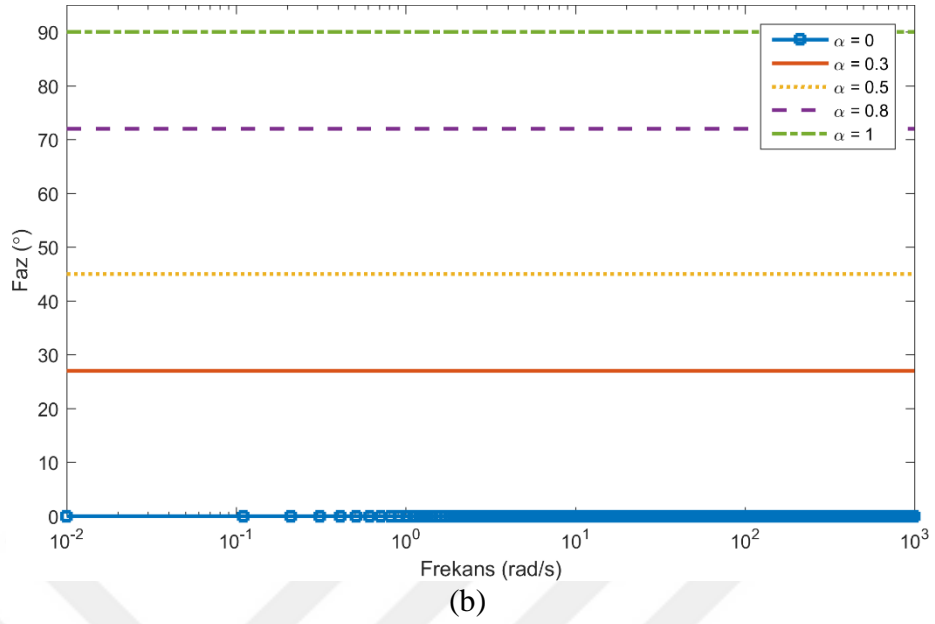
$$L\{ {}_a D_t^\alpha f(t) \} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\alpha-k-1} f^{(k)}(0+), \quad (n-1) < \alpha < n \quad (1.8)$$

Burada n tamsayıdır. Riemann-Liouville fraksiyonel türev tanımının Laplace dönüşümüne benzer şekilde başlangıç şartlarının sıfır olduğu kabul edilirse Eşitlik (1.8) sadeleşerek Eşitlik (1.7)'e dönüşmektedir. Diğer taraftan Eşitlik (1.5)'e Laplace dönüşümü uygulanırsa şu denklem elde edilmektedir:

$$L\{ {}_0 I_t^\alpha f(t) \} = s^{-\alpha} F(s) \quad (1.9)$$

Yukarıda Laplace dönüşümü ile elde edilen s^α operatörüne fraksiyonel laplasyan operatörü adı verilmektedir. Bu operatör yakından incelendiğinde $s = j\omega$ için genliğin ω^α olduğu yani hem fraksiyonel dereceye hem de frekansa bağlı değişim sergilediği görülmektedir. Diğer taraftan bu operatörün fazının $(\alpha\pi/2)$ olduğu görülmektedir ki yine fazın sabit olmakla birlikte fraksiyonel dereceye de bağlı olduğu görülmektedir. Bu iki durum grafiksel olarak Şekil 1.1'de gösterilmektedir.





Şekil 1.1. Fraksiyonel laplasyon operatörü s^α nın (a) genlik (b) faz yanıtı.

Yukarıda ifade edilen fraksiyonel laplasyon operatörünü günümüz şartlarında sağlayabilecek ticari bir eleman henüz mevcut değildir. Bu duruma bir çözüm olarak s^α operatörünü sağlayabilecek yaklaşıklık fonksiyonları önerilmektedir. Literatürde yaklaşıklık fonksiyonları ile ilgili birçok çalışma olmakla birlikte, burada en yaygın olanları ve basitliği sebebi ile sıkça kullanılan sürekli fraksiyonel açılımından (SFA) bahsedilecektir.

1.3. Yaklaşıklık Fonksiyonu Elde etme Metotları

1.3.1 Oustaloup Metodu

Bu metod hassas bir şekilde belirlenmiş aralıklarla sıfır ve kutupların dağılımına dayanmaktadır [3].

$$\begin{aligned}
 F(s) &= s^\alpha \\
 F'(s) &= K \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \\
 \omega_k &= \omega_l \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{k+N+\frac{1}{2}(1+\alpha)}{2N+1}}, \quad \omega'_k = \omega_l \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{k+N+\frac{1}{2}(1-\alpha)}{2N+1}}, \quad K = (\omega_h)^\alpha
 \end{aligned} \tag{1.10}$$

Burada $F(s)$ arzu edilen transfer fonksiyonuna, $F'(s)$ yaklaşıklık fonksiyonuna, ω_l ve ω_h sırayla arzu edilen frekans bandının alt ve üst ucuna karşılık gelmektedir. N ise arzu edilen yaklaşıklık fonksiyonun derecesini belirlemektedir. Eşitlik (1.10)'dan görüleceği üzere yaklaşıklık fonksiyonu 1, 3, 5 vb. tek dereceli olabilmektedir.

1.3.2 Carlson Metodu

Bu metotla yaklaşıklık fonksiyonu şu şekilde türetilmektedir [8]:

$$\begin{aligned}
 H(s) &= (G(s))^\alpha \\
 F_i(s) &= F_{i-1}(s) \frac{(q-m)(F_{i-1}(s))^2 + (q+m)G(s)}{(q+m)(F_{i-1}(s))^2 + (q-m)G(s)} \\
 F_0(s) &= 1, \quad \alpha = 1/q, \quad m = q/2
 \end{aligned} \tag{1.11}$$

Burada $H(s)$ arzu edilen transfer fonksiyonuna, $F_i(s)$ i . dereceden yaklaşıklık fonksiyonuna karşılık gelirken $F_0(s)$ başlangıç şartına karşılık gelmektedir. Eşitlik (1.11)'den görüleceği üzere bu metot iteratif olarak ilerlemektedir.

1.3.3 Sürekli Fraksiyonel Açılım Metodu

SFA'nın temeli aşağıda verilen eşitliğe dayanmaktadır [9].

$$\begin{aligned}
 (1+x)^\alpha &= \frac{1}{1 - \frac{\alpha x}{1 + \frac{(1+\alpha)x}{2 + \frac{(1-\alpha)x}{3 + \frac{(2+\alpha)x}{2 + \frac{(2-\alpha)x}{5 + \dots}}}}} \\
 &= \frac{1}{1-} \frac{\alpha x}{1+} \frac{(1+\alpha)x}{2+} \frac{(1-\alpha)x}{3+} \frac{(2+\alpha)x}{2+} \frac{(2-\alpha)x}{5+\dots}
 \end{aligned} \tag{1.12}$$

Yukarıda verilen SFA'da x $-\infty$ 'dan -1 'e değişirken sonlu karmaşık s domeninde yakınsamaktadır. Eğer $x = s - 1$ denilip Eşitlik (1.12)'de yerine konulursa s^α için rasyonel bir yaklaşıklık fonksiyonu elde edilebilmektedir. Eğer elde edilen bu fonksiyon ters çevrilirse $1/s^\alpha$ için bir yaklaşıklık fonksiyonu elde edilmiş olmaktadır. Tablo 1.1'de

Eşitlik (1.12)'ye göre türetilen birinci ve ikinci dereceden yaklaşık fonksiyonları verilmektedir.

Tablo 1.1. s^α için türetilen yaklaşıklık fonksiyonları.

Yaklaşıklık foksiyonu derecesi	Türetilen fonksiyon
1.	$\frac{(1-\alpha) + s(1+\alpha)}{(1+\alpha) + s(1-\alpha)}$
2.	$\frac{(\alpha^2 - 3\alpha + 2) + s(8 - 2\alpha^2) + (\alpha^2 + 3\alpha + 2)s^2}{(\alpha^2 + 3\alpha + 2) + s(8 - 2\alpha^2) + (\alpha^2 - 3\alpha + 2)s^2}$

Yukarıda ortaya konulan yaklaşıklık fonksiyonlarını karşılaştırmak için $\omega_l = -100$ rad/s, $\omega_h = 100$ rad/s ve $\alpha = 0.5$ seçilirse, $N = 2$ için Oustaloup metodundan şu transfer fonksiyonu elde edilmektedir:

$$s^{0.5} = \frac{10s^5 + 298.5s^4 + 1218s^3 + 768.5s^2 + 74.97s + 1}{s^5 + 74.97s^4 + 768.5s^3 + 1218s^2 + 298.5s + 10} \quad (1.13)$$

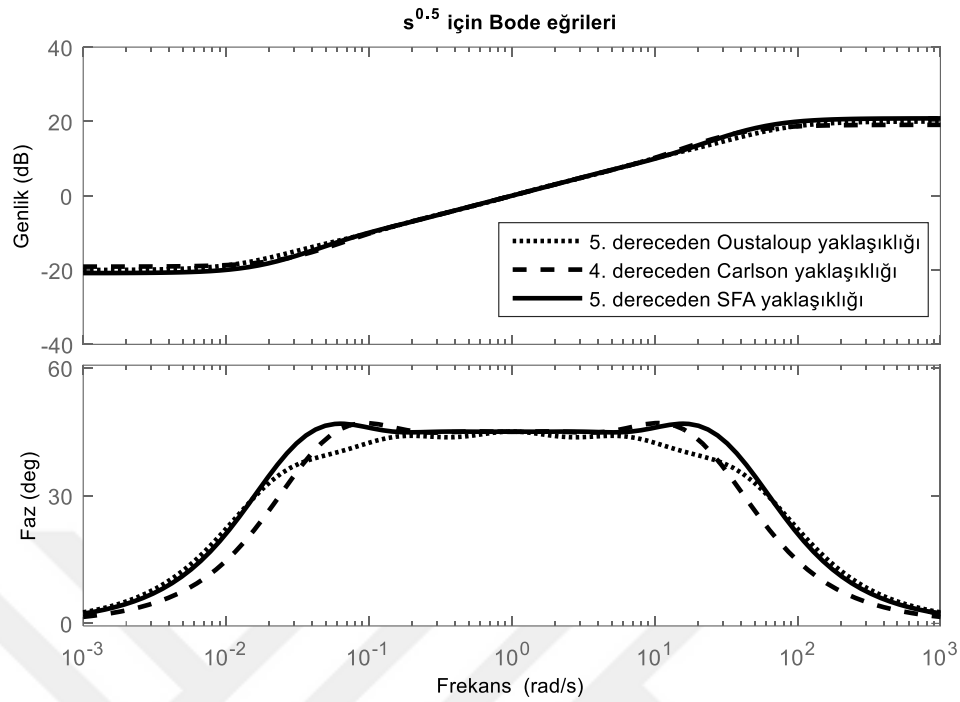
Carlson metodundan ise şu fonksiyon elde edilmektedir:

$$s^{0.5} = \frac{9s^4 + 84s^3 + 126s^2 + 36s + 1}{s^4 + 36s^3 + 126s^2 + 84s + 9} \quad (1.14)$$

SFA açılım metodundan ise şu fonksiyon elde edilmektedir.

$$s^{0.5} = \frac{11s^5 + 165s^4 + 462s^3 + 330s^2 + 55s + 1}{s^5 + 55s^4 + 330s^3 + 462s^2 + 165s + 11} \quad (1.15)$$

Bu yaklaşıklık fonksiyonlarının bir karşılaştırması Şekil 1.2'de sunulmaktadır. İlgili şekilden görülebileceği gibi SFA yaklaşıklığı diğerlerine göre daha doğru yanıt vermektedir.



Şekil 1.2. $s^{0.5}$ için yaklaşık fonksiyonlarının karşılaştırılması.

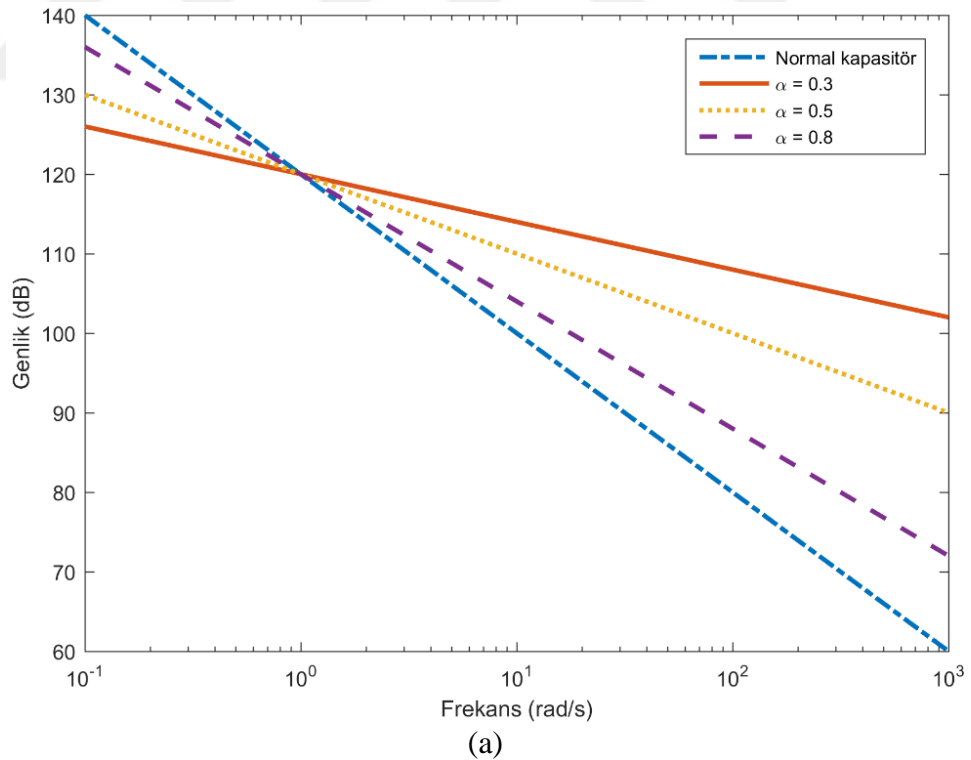
1.4. Fraksiyonel Kapasitör Kavramı

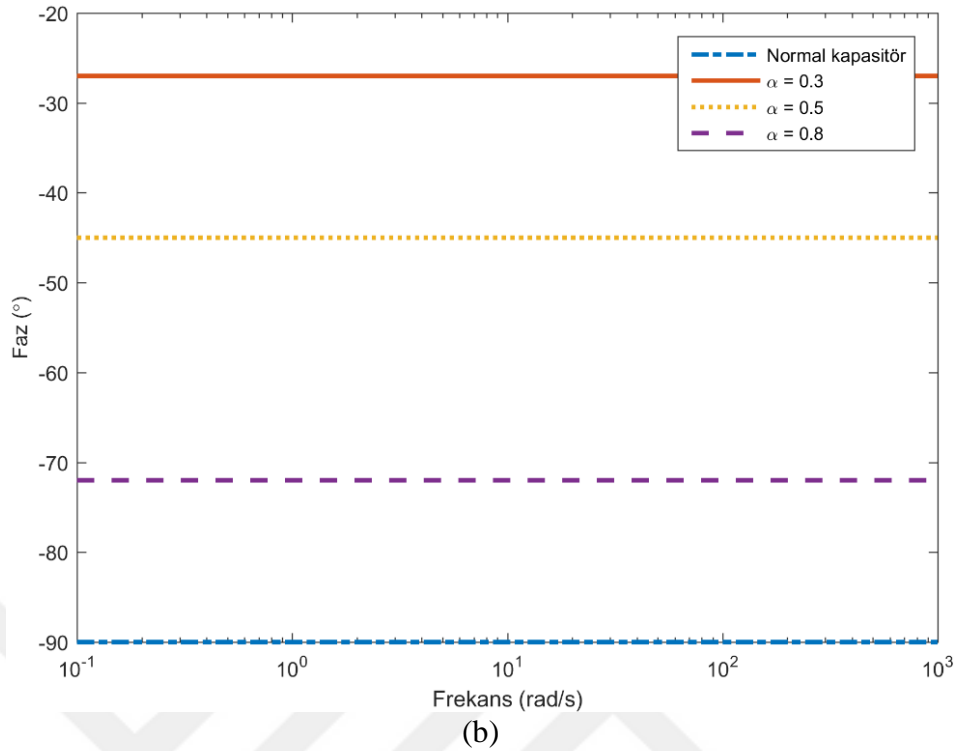
Fraksiyonel kapasitör kavramı ilk kez 1964 yılında $(1/s)^{1/n}$ impedans ifadesinin elde edilmesine yönelik çalışmayla ortaya çıkmaktadır. Aslında bu eleman biyokimyacılar tarafından da bilinmekte ve adına sabit fazlı eleman denilmektedir [1, 10]. Yukarıdaki kısımda fraksiyonel türev ve integral eşitliklerinden ve bunların Laplace dönüşümlerinden bahsedildiği gibi, fraksiyonel laplasyan operatörü kavramı da ortaya konulmaktadır. Olaya birde elektronik açıdan bakılacak olursa, türev ve integral denildiğinde akla gelen temel eleman kapasitör olmaktadır. Bilindiği gibi kapasitör impedansı $Z(s) = 1/sC$ ile tanımlanan iki terminalli bir elemandır. Yine kapasitör üzerindeki akımın voltaja bağlı ifadesi türevle tanımlanırken, voltajın akıma göre ifadesi integrale verilmektedir. Bu klasik kapasitör tanımı ve eşitlikleri, fraksiyonel matematikle tanımlanıp geliştirilecek olunursa fraksiyonel kapasitör kavramı ortaya çıkmaktadır. Literatürde fraktans olarak da adlandırılabilen fraksiyonel kapasitör impedansı $Z(s) = 1/s^\alpha C_\alpha$ ile tanımlanan iki terminalli bir elemandır ki burada α fraksiyonel kapasitörün derecesine, C_α ise değerine karşılık gelmektedir.

Fraksiyonel kapasitör henüz ticari bir eleman olarak piyasada bulunmamaktadır. Fakat bu elemanın üretimine yönelik çalışmalar sürmektedir. Metal-yalıtkan-sıvı ara

yüzeyinden oluşan bir probun fraksiyonel kapasitör özelliği sergilediği gözlenmiştir [11]. Yine silikon tabanlı bir fraksiyonel kapasitör üretilmiştir [12, 13]. Diğer taraftan fraksiyonel kapasitör; ağaç, zincir ve net grid tipi $R-C$ bağlantı ağlarıyla da elde edilebilmektedir. Bu yapıların temel problemi ise çok karmaşık olmalarıdır [14]. Bir diğer yöntemse yukarıda ifade edilen yaklaşıklık metodlarıyla elde edilen transfer fonksiyonlarının aktif ve pasif yahut sadece pasif $R-C$ elemanları ile sentezlenmesine dayanmaktadır.

Değerleri 10^{-6} F olan fraksiyonel ve normal kapasitörün genlik ve faz yanıtının karşılaştırılması Şekil 1.3'de verilmektedir. Şekilden görülebileceği gibi normal kapasitörün faz açısı -90° 'de sabitken, fraksiyonel kapasitörün ki sabit olmakla birlikte değeri fraksiyonel derece tarafından $(\pi\alpha/2)$ ilişkisine göre belirlenmektedir. Benzer şekilde fraksiyonel kapasitörün genliğinin fraksiyonel dereceye de bağlı olduğu görülmektedir.





Şekil 1.3. Fraksiyonel ve normal kapasitörün (a) genlik (b) faz yanıtı.

1.5. Fraksiyonel Kapasitörün Elde Edilmesi ve Devrelerde Kullanılması

Yukarıdaki kısımlarda bahsedilen fraksiyonel kapasitörü elektronik sahasında hem benzetim hem de fiziksel devrelerde kullanmak istediğimizde karşımıza çıkan yöntemler şunlardır: Birincisinde literatürde $\alpha = 0.5$ özel durumu veya 0-1 aralığındaki herhangi bir fraksiyonel derece için verilen ağaç, zincir, merdiven vb. bağlantı tiplerindeki $R-C$ ağlarından faydalanılmaktadır. Fakat bu yöntemdeki en büyük problem kullanılan eleman sayısının çok fazla olmasıdır. Bir diğer yöntem, yukarıda ifade edilen yaklaşıklık fonksiyonlarının herhangi biriyle elde edilen transfer fonksiyonlarının sadece $R-C$ elemanları veya $R-C$ elemanlarına ek olarak aktif elemanlarla sentezine dayanmaktadır. Fakat aktif elemanlı devre sentezinde, aktif elemanların frekans özellikleri tasarımda bir sınırlama oluşturabilmektedir. Aşağıda bir algoritma şeklinde transfer fonksiyonundan $R-C$ ağna geçişten bahsedilecektir [9].

- Öncelikle arzu edilen frekans sahası ve merkez frekansı ω_m belirlenir.
- Arzu edilen frekans sahasını sağlayacak şekilde yaklaşıklık fonksiyonu derecesi belirlenir.
- Yukarıdaki SFA yöntemiyle yaklaşıklık fonksiyonu elde edilir.

$$\frac{1}{s^\alpha} \cong \frac{\dots + a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s + a_5}{\dots + b_1 s^4 + b_2 s^3 + b_3 s^2 + b_4 s + b_5} \quad (1.16)$$

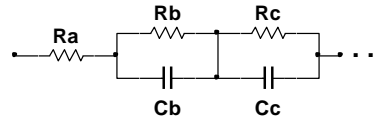
- Elde edilen yaklaşıklık fonksiyonu kısmi kesirlere ayrılır. Burada sayısal hesaplama programlarından faydalanılabilmektedir.

$$\frac{\dots + a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s + a_5}{\dots + b_1 s^4 + b_2 s^3 + b_3 s^2 + b_4 s + b_5} = k + \frac{r1}{s - p1} + \frac{r2}{s - p2} + \frac{r3}{s - p3} + \dots \quad (1.17)$$

- Her bir kısmi kesir bir R - C çiftine karşılık gelmektedir ki buradan ilgili pasif eleman değerleri belirlenir.

$$k + \frac{r1}{s - p1} + \frac{r2}{s - p2} + \frac{r3}{s - p3} + \dots = R_a + \frac{1/C_b}{s + 1/R_b C_b} + \frac{1/C_c}{s + 1/R_c C_c} + \dots \quad (1.18)$$

- Son olarak R - C çiftleri kaskad bağlanarak Şekil 1.4'deki gibi R - C ağı elde edilmektedir.



Şekil 1.4. R - C ağı.

- Buraya kadar elde edilen R - C ağı değeri 1 F merkez frekansı ise 1 rad/s olan fraksiyonel kapasitöre karşılık gelmektedir. Arzu edilen ω_m merkez frekansı ve C_a değerini sağlamak için önceki adımlarda hesaplanan pasif eleman değerleri K_m katsayı ile ölçeklenerek yeniden hesaplanmaktadır [15].

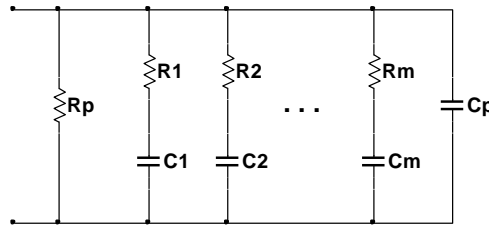
$$C_{iyeni} = \frac{C_i}{K_m(\omega_m)}, \quad i = b, c, \dots$$

$$R_{iyeni} = R_i K_m, \quad i = a, b, c, \dots \quad (1.19)$$

$$K_m = \frac{1}{C_a(\omega_m)^\alpha}$$

Yukarıdaki kısımda anlatılan sentezden farklı olarak frekans bandında kabul edilebilir derece sapmalarıyla doğrudan R - C eleman değerlerinin belirlenebildiği bir yöntem daha vardır. Bu yöntemde, başlangıçta hesaplamalar için gerekli parametreler verilmelidir. Bu parametreler: m R - C bölümü sayısı, R_1 ve C_1 başlangıç değerleri, fraksiyonel derece α , faz yanıtında derece cinsinden maksimum kabul edilebilir sapma $\Delta\phi$ ve fraksiyonel kapasitörün değeri C_α . Sonuçta aşağıda verilen eşitliklerle Şekil 1.5'deki R - C ağı ile elde edilmektedir [16].

$$\begin{aligned}
 \omega_{alt} &\approx 1/R_1 C_1, & D_p &= 1/C_\alpha, & ab &\approx 0.24/(1+\Delta\phi) \\
 a &= 10^{\alpha \log(ab)}, & b &= ab/a, & R_k &= R_1 a^{(k-1)}, & C_k &= C_1 b^{(k-1)}, & k &= 1, 2, 3, \dots, m \\
 R_p &= R_1(1-a)/a, & C_p &= C_1 b^m / (1-b), & h &= \text{yvr}(m/2) \\
 \omega_{ort} &= \frac{\sqrt{a}}{R_1 C_1 (ab)^{h-1}}, & Y_{ort} &= (1/R_p) + j\omega_{ort} C_p + \sum_{k=1}^m \frac{j\omega_{ort} C_k}{1 + j\omega_{ort} C_k} \\
 Z_{ort} &= 1/|Y_{ort}|, & D &= Z_{ort}(\omega_{ort}^\alpha), & S_d &= D_p / D \\
 R_p &= R_p S_d, & C_p &= C_p / S_d \\
 R_i &= S_d R_i, & C_i &= C_i / S_d, & i &= 1, 2, 3, \dots, m
 \end{aligned} \tag{1.20}$$



Şekil 1.5. Eşitlik (1.20) ile elde edilen R - C ağı.

1.6. Kararlılık

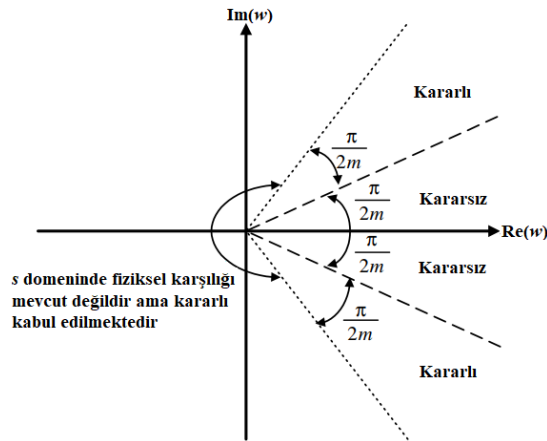
Fraksiyonel dereceden devreler ve sistemlerin gerçekleştirilmesi aşamasında karşılaşılan en büyük problemlerden birisi kararlılık olmaktadır. Tamsayı dereceden sistemlerde ve devrelerde kararlılık kısaca ilgili yapının transfer fonksiyonunun kutuplarının s domeninde sol yarı düzlemde olmasıyla kontrol edilmektedir. Fraksiyonel sistemlerde ise kararlılık iki ayrı dönüşüm vasıtasıyla sağlanabilmektedir. Bu dönüşümler f ve w dönüşümü olarak adlandırılmaktadır. Fakat burada sadece w dönüşümüyle kararlılık üzerinde durulacaktır ki bu dönüşüm sadece rasyonel dereceli sistemlere uygulanabilmektedir.

Fraksiyonel sistemlerde kararlılık için öncelikle sistemin transfer fonksiyonu belirlenmektedir. Daha sonra transfer fonksiyonunun paydasındaki fraksiyonel derece α_i lerin ($i = 1, 2, 3, \dots$) bir $1/m$ ortak çarpanın katı şeklinde ifade edilebildiği varsayılarak $s^{1/m} = w$ dönüşümü yapılmaktadır. Böylece w düzleminde tam sayılı dereceli bir fonksiyon elde edilmektedir. Daha sonra bu fonksiyonun köklerinin her birinin faz açısı $|\theta_i| > \pi/2m$ ($i = 1, 2, 3, \dots$) eşitliğini sağlıyorsa bu sistem kararlı olmaktadır. Eğer $|\theta_i| = \pi/2m$ ise sistem osilasyonlu aksi takdirde ise sistem kararsız olmaktadır.

$$\sum_{i=0}^n a_i s^{\alpha_i} = \sum_{i=0}^n a_i s^{k_i/m} = \sum_{i=0}^n a_i w^{k_i} = 0$$

$$\text{Kökler için } \begin{cases} |\theta_{w_i}| > \frac{\pi}{2m} & \text{kararlı} \\ |\theta_{w_i}| = \frac{\pi}{2m} & \text{osilasyonlu } i = 0, 1, \dots, n \\ |\theta_{w_i}| < \frac{\pi}{2m} & \text{kararsız} \end{cases} \quad (1.21)$$

Burada α_i rasyonel sayıyken k_i ve m tamsayıdır. Aslında w dönüşümü s düzleminde w düzlemine bir haritalama fonksiyonudur. Haritalama sırasında s düzlemindeki $\pm jw$ eksenini w düzleminde $|\theta_w| = \pi/2m$ eğrisine, s düzleminin negatif eksenini w düzleminde $|\theta_w| = \pi/m$ eğrisine karşılık gelmektedir. w düzlemindeki $|\theta_w| > \pi/m$ bölgesinin s düzleminde fiziksel karşılığı mevcut olmamaktadır. Fakat bu bölge de kararlılık bölgesi içinde olmaktadır. Kararlılık bölgesi Şekil 1.6'da verilmektedir [17].



Şekil 1.6. w düzleminde kararlılık bölgeleri.

1.7. Literatür Taraması

1.7.1 Fraksiyonel Dereceden Türev ve İntegral Alıcılar

Türev ve integral alma, sürekli ve ayırık zamanda en temel işlemlerdendir. Bir sinyalin fraksiyonel dereceden türev ve integrali için fraksiyonel türev ve integral alıcılara ihtiyaç duyulmaktadır. Fraksiyonel türev işlemi genelde laplasyan operatörü s^α ile karşılanırken, integral işlemi bu operatörün tersi olan $1/s^\alpha$ ile karşılanmaktadır.

Krishna [9] fraksiyonel dereceden türev ve integral alıcılar üzerine yaptığı kapsamlı araştırmasında, analog domende laplasyon operatörünün elde edilme yöntemlerinden ve bu operatörün farklı sinyallere verdiği cevaplardan bahsetmektedir. Ayrıca, işlemsel kuvvetlendirici (OP-AMP) ve pasif dirençlerden oluşan bir evirmeyen integratör uygulaması yapmaktadır. Yine $R-C_\alpha$ ve $L-C_\alpha$ devreleri üzerinde durmaktadır. Araştırmanın ikinci bölümünde, fraksiyonel türev ve integral alıcının sayısal domende elde edilmesi yöntemlerinden bahsetmektedir. Ek olarak elde ettiği dijital transfer fonksiyonlarını bir işlemci üzerinde deneysel olarak gerçekleştirilmektedir. Uygulama örneği olarak da elektrokardiyografideki QRS işaretinin tespitinde klasik türev işlemi yerine, fraksiyonel türev işlemi uygulayarak bir karşılaştırma yapmaktadır.

Mahmood ve Saleh [18], fraksiyonel kapasitörü $R-C$ ağıyla elde edip, daha sonra bu kapasitörü OP-AMP ve pasif elemanlardan oluşan evirmeyen integral alıcı devresinde kullanmaktadır.

Biswas vd. [19] metal-yalıtkan-sıvı ara yüzeyinden bir kapasitif prob geliştirmişler ve bunu OP-AMP tabanlı türev alıcı devresinde uygulamışlardır.

Podlubny vd. [8] fraksiyonel kapasitörü elde metotlarından ve bunların merdiven şeklinde $R-C$ ağıyla elde edilmesinden bahsetmektedir. Ayrıca elde edilen fraksiyonel kapasitör, OP-AMP ve pasif elemanlardan oluşan evirmeyen integral alıcılı kontrol devresinde kullanılmaktadır.

Tsirimokou vd. [20] OTA tabanlı fraksiyonel kapasitör imitasyon devresi tasarlayıp üretmişlerdir. Tasarımda ilk olarak SFA açılımıyla ikinci dereceden yaklaşıklık fonksiyonu elde edilmekte ve bu fonksiyon aktif elemanlarla çıkışın girişlere ters işaretle geri beslenmesi-girişin dağıtılması (IFLF-ID) topolojisine göre sentezlenmektedir. Daha

sonra çıkış bir OTA yardımıyla akıma dönüştürülüp giriş işaret kaynağına beslenmektedir. Önerilen devrenin özelliği pasif $R-C$ ağıyla elde edilen fraksiyonel kapasitörlerden farklı olarak fraksiyonel kapasitörün büyüklüğünün ve derecesinin elektronik olarak ayarlanabilmesine imkan vermesidir. Dezavantajı ise ikinci dereceden bir yaklaşıklık fonksiyonu için bile 8 OTA'ya ihtiyaç duyulmasıdır.

Barbosa vd. [21] en az kareler yöntemini kullanarak fraksiyonel türev ve integral operatörlerini sayısal olarak gerçekleştirmeye çalışmışlardır.

Sierociuk ve Dzielinski [22], $\alpha = 0.25$ ve 0.5 dereceden fraksiyonel integratörleri, aynı R ve C 'den oluşan bölümlerin kaskad bağlanmasıyla gerçeklemeye çalışmaktadır. Yöntemin dezavantajı küçük bant genişliği için bile çok sayıda bölüme ihtiyaç duymasındır. Elde edilen fraksiyonel kapasitör OP-AMP'lı integratör devresinde kullanılmaktadır.

Chen vd. [23] fraksiyonel dereceden türev alıcıları sayısal domende gerçekleştirmeye çalışmışlardır. Yapılan çalışmada direkt ayrıklaştırma tekniğinden faydalanılmaktadır. Bu tekniğe göre öncelikle s analog operatörünü karşılayacak $\omega(z^{-1})$ dijital operatör ortaya konulmakta sonra $[\omega(z^{-1})]^\alpha$ ya SFA veya güç seri açılımı (PSE) metotları uygulanarak yaklaşıklık fonksiyonu türetilmektedir.

Khanra vd. [24] fraksiyonel türev ve integral alıcı devrelerinin nümerik benzetimlerini gerçekleştirmişlerdir. Ayrıca bu devrelerin farklı giriş fonksiyonlarına cevabını analiz etmektedirler. Ek olarak kapasitif prob ve OP-AMP'la fraksiyonel dereceden integratör devresi gerçekleştirmektedirler.

Dorcak vd. [25] fraksiyonel dereceden kapasitörü merdiven tipi $R-C$ ağıyla elde edip, OP-AMP'lı integratör devresinde kullanarak fraksiyonel dereceden integratörü elde etmektedir.

Khanra vd. [26] fraksiyonel laplasyan operatörü için yaklaşıklık fonksiyonu geliştirmişler ve ilgili fonksiyonun her bir sıfır-kutup çiftini OP-AMP ve $R-C$ elemanlarıyla sentezlemişlerdir. Nihayetinde kaskad bağlı yapılardan fraksiyonel dereceden türev alıcı devresi elde edilmektedir.

Jiang vd. [27] fraksiyonel laplasyon operatörünü dijital domende biri polinom diğeri rasyonel fonksiyon olacak şekilde iki farklı yaklaşımla gerçekleştirmeye çalışmışlardır. Elde edilen z domeni fonksiyonları alan programlanabilir kapı dizisi (FPGA) üzerinde gerçekleştirilmektedir.

Santamaria vd. [28] Oustaloup yaklaşıklık metoduyla fraksiyonel dereceden integratör operatörü için transfer fonksiyonunu elde etmekte, daha sonra bunu anahtarlamalı kapasitör (SC) devreleri ve alan programlanabilir analog dizi (FPAA) üzerinde gerçekleştirmektedirler. Ayrıca analog yaklaşıklık fonksiyonuna Tustin operatörü ile dolaylı ayrıklaştırma tekniği uygulayarak z domeninde transfer fonksiyonu elde etmekte ve bu fonksiyonu FPGA üzerinde gerçekleştirmektedirler.

Varshney vd. [29] $\alpha = 0.5$ dereceden türev ve integral alıcılar için dolaylı ayrıklaştırma metoduyla z domeninde yaklaşıklık fonksiyonları elde ettikten sonra bu fonksiyonları SC devreleriyle dijital domende gerçekleştirmektedir. Bu yapıların dezavantajı iki ayrı saat sinyaline ve çok sayıda anahtarlama elemanına ihtiyaç duymasındadır.

Gupta vd. [30] dolaylı ayrıklaştırma metotlarıyla sayısal domende fraksiyonel dereceden türev ve integral alıcılar elde etmişler, bunların nümerik analizlerini gerçekleştirmişlerdir.

Machado [31] fraksiyonel integral operatörünün yaklaşıklıkını sayısal domende dolaylı ayrıklaştırma tekniği ile elde etmekte ve bunu bir kontrolör uygulamasında kullanmaktadır.

1.7.2 Fraksiyonel Dereceden Filtreler

Önemli devre bloklarından olan analog filtreler klasik olarak 1., 2. veya n . dereceden filtreler olarak sınıflandırılmaktadır. Aslında yapılacak uygulamaların gereksinimlerini karşılayacak filtrenin derecesi tam sayı olmamasına rağmen günümüzdeki yaklaşım, tam sayı olmayan dereceyi bu sayıdan büyük tam sayıya yuvarlamak şeklinde olmaktadır. Çünkü ancak tam sayı dereceden filtreler elde edilebilmektedir. İşte bu sınırlama fraksiyonel matematiğin filtre tasarımına girmesiyle ortadan kalkabilmekte ve fraksiyonel dereceden filtreler elde edilebilmektedir [1]. Örneğin bir Butterworth alçak geçiren

filtrede (LPF) durdurma bandındaki zayıflatma $-20n$ dB/dec iken bu durum fraksiyonel Butterworth alçak geçiren filtrede (FLPF) $-20(n + \alpha)$ dB/dec şeklinde olmaktadır.

Fraksiyonel dereceden filtreler tasarlanırken ve gerçekleştirilirken iki farklı yol izlenmektedir. Bunlardan birincisi fraksiyonel dereceden kapasitör temelli olup şu şekilde gerçekleştirilmektedir. Öncelikle fraksiyonel dereceden kapasitör $R-C$ ağıyla elde edilmektedir. Daha sonra tam sayı dereceden filtre yapılarında normal kapasitör yerine fraksiyonel dereceden kapasitör konularak, fraksiyonel dereceden filtreler elde edilmekte ve tasarlanmaktadır. İkinci yöntemde ise öncelikle fraksiyonel dereceden filtre transfer fonksiyonları ortaya konulmakta, daha sonra bu fonksiyonlarda yer alan fraksiyonel laplasyan operatörleri s^{α_i} ler yerine yaklaşıklık fonksiyonları kullanılmaktadır. Böylece son aşamada tam sayı dereceden bir filtre transfer fonksiyonu elde edilmektedir. Aslında elde edilen transfer fonksiyonu, fraksiyonel dereceden ideal filtre fonksiyonuna bir yaklaşıklık sağlamaktadır.

Freeborn vd. [15] birinci yöntem tabanlı tasarımı takip ederek LPF ve bant geçiren filtre (BPF) yanıtları elde edilebilen Tow-Thomas (TT) Biquad filtresinde normal kapasitörler yerine $0 < \alpha_{1,2} < 1$ dereceli fraksiyonel kapasitörler yerleştirilerek, FLPF ve fraksiyonel asimetric bant geçiren filtre (FBPF) yanıtları elde etmektedirler. Elde edilen filtre devresi OP-AMP ve pasif elemanlardan oluşmaktadır. 1.1, 1.5 ve 1.9 dereceden filtrelerin nümerik ve devresel benzetimleri yapılmış olup ayrıca 1.5 dereceden filtre silikon tabanlı test fraksiyonel kapasitörleri ile deneysel olarak gerçekleştirilmektedir. Durdurma bandında FLPF için zayıflatmanın $-20(\alpha_1 + \alpha_2)$ dB/dec, FBPF için merkez frekansın altında $20\alpha_2$, bu frekansın üzerinde $-20\alpha_1$ dB/dec olduğu belirtilmektedir. Aynı grup bir başka çalışmada [4] yine birinci yöntemle $RL_\beta C_\alpha$ tabanlı $(\alpha + \beta)$ dereceden FLPF, fraksiyonel yüksek geçiren filtre (FHPF), FBPF ve fraksiyonel bant durduran (FBRF) filtrelerin nümerik ve deneysel benzetimlerini gerçekleştirmektedir. Yazarlar çalışmalarında L_β yi OP-AMP'lı bir genel impedans çeviricili (GIC) indüktör simülatörü devresinde normal kapasitör yerine fraksiyonel kapasitör C_β yi kullanmak suretiyle elde etmektedirler. Durdurma bandında zayıflatmaların FLPF için $-20(\alpha + \beta)$ dB/dec, FHPF için $20(\alpha + \beta)$ dB/dec, FBPF içinse maksimum frekansın altında 20α dB/dec bu frekansın üstünde -20β dB/dec olduğu belirtilmektedir. Buradan filtre yanıtlarının fraksiyonel dereceye bağlı olduğu açıkça görülmektedir ki bu filtre tasarımında yeni bir tasarım parametresi sağlayarak esneklik sunmaktadır.

Tripathy vd. [32] birinci yöntemle, üzerinde FHPF, FLPF ve FBPF filtre yanıtlarını elde ettikleri OP-AMP ve pasif elemanlardan oluşan devre yapısını ortaya koymaktadır. Kullanılan devre yapısı literatürde Kerwin-Huelsman-Newcomb Biquad (KHN) olarak bilinmektedir. Nümerik ve devresel benzetimleri yapılan filtre yanıtları ayrıca kapasitif prob kullanılarak deneysel olarak da gerçekleştirilmektedir.

Soltan vd. [33] birinci yöntemle aktif eleman olarak ikinci kuşak akım taşıyıcı (CCII) kullandıkları KHN biquad devresi üzerinde FLPF ve FBPF yanıtlarının nümerik ve devresel benzetimlerini gerçekleştirmektedir. Aynı grup bir başka çalışmalarında [6] birinci yöntemle yine akım taşıyıcının kullanıldığı KHN ve TT Biquad devrelerinde fraksiyonel filtre yanıtlarını elde etmekte ve bunların karşılaştırmalı analizini vermektedir.

Marathe vd. [34] birinci yöntemle, asimetric eğimli fraksiyonel çentik filtre (FNF) transfer fonksiyonunu ortaya koymakta ve bunu devresel olarak sağlamak için iki paralel LC yapısını seri bağlamaktadırlar. Burada paralel yapılardan biri standart LC şeklinde iken diğeri LC_α şeklinde olmaktadır. İndüktör simülatörü için GIC devresinden faydalanmaktadırlar. Filtrenin nümerik ve devresel benzetimleri sunulmaktadır. Ayrıca devre yapısı deneysel olarak da gerçekleştirilmektedir.

Radwan vd. [35] 1. dereceden filtreleri fraksiyonel domende genelleştirerek FLPF, FHPF, FBPF ve fraksiyonel tüm geçiren filtre (FAPF) için transfer fonksiyonlarını ortaya koymakta ve bunların sayısal analizlerini gerçekleştirmedirler. Benzetim için birinci yöntemle tasarım yapılmakta, filtreler R ve C_α nın seri veya paralel bağlanmasıyla elde edilmektedir. Ayrıca FLFP devresi kapasitif prob kullanılarak deneysel olarak gerçekleştirilmektedir. Çalışmanın bir devamı olarak [36] 2. dereceden filtreleri fraksiyonel domende genelleştirerek FLPF, FHPF, FBPF, FAPF ve FNF filtre transfer fonksiyonlarını ortaya koymakta ve bunların nümerik analizini gerçekleştirmektedirler. Devre benzetimleri için birinci yöntemi kullanarak Sallen-Key (SK) ve KHN Biquad filtre topolojilerinde FLPF, FHPF ve FBPF yanıtlarını elde etmektedirler. Aktif eleman olarak OP-AMP kullanılmaktadır. Ayrıca kapasitif prob kullanılarak SK filtreleri deneysel olarak gerçekleştirilmektedir.

Freeborn vd. [37] fraksiyonel dereceden ters Chebyshev LPF'yi gerçekleştirmektedirler. Bunun için birinci yöntem izlenip OP-AMP'lı çok girişli biquad (MIB) devresinden faydalanılmaktadır. 1.2, 1.5 ve 1.8 dereceden LPF'lerin devresel benzetimi gerçekleştirilmektedir. Ayrıca 1.5 dereceden filtre MIB topolojisiyle deneysel olarak elde edilmektedir.

Acharya vd. [38] klasik s domeni yerine w domeninde fraksiyonel dereceden Butterworth filtrenin tasarımını ve nümerik analizini ortaya koymaktadır.

Freeborn vd. [39] ikinci yöntemi kullanarak fraksiyonel adım $(n + \alpha)$ dereceden FLPF ve FHPF filtreleri tasarlamakta, nümerik analizini yapmakta ve FPAA üzerinde deneysel olarak gerçekleştirmektedirler. Filtreler FPAA üzerinde gerçekleştirildiği için fraksiyonel filtre derecesi, kesim frekansı vb. filtre özellikleri yeniden ayarlanabilmektedir. Dereceleri 1.1, 1.5 ve 1.9 ayrıca 4.1, 4.5 ve 4.9 olan filtrelerin nümerik ve deneysel sonuçları karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır. Aynı grup bir başka çalışmada [40] $(n + \alpha)$ dereceden FLPF filtrenin transfer fonksiyonunu ortaya koymakta ve $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'yi OP-AMP'lı tek kuvvetlendiricili biquad (SAB) devresiyle deneysel olarak gerçekleştirmektedir.

Tsirimokou vd. [41] ikinci yöntemi kullanarak $(1 + \alpha)$ ve $(n + \alpha)$ dereceden fraksiyonel adım FLPF'nin tasarımını gerçekleştirmektedir. Tasarımda her bir integratör çıkışının tersini girişe besle-çıkışı topla (FLF-OS) topolojisinden yararlanılmaktadır. Aktif eleman olarak akım geri beslemeli işlemsel kuvvetlendiriciden (CFOA) faydalanılmaktadırlar. Ayrıca 1.5 dereceden filtrenin deneysel sonuçları elde edilmektedir. Yine Tsirimokou vd. bir başka çalışmalarında [42] ikinci yöntemi kullanarak akım modlu $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF ve FHPF ayrıca $(n + \alpha)$ dereceden FLPF filtre tasarımlarını ortaya koymaktadırlar. Tasarımda FLF-OS topolojisinden faydalanılmaktadır. TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company) 180 nm CMOS tabanlı devre tasarımıda sinh ve log domeni yapı blokları kullanılmaktadır. Nümerik ve devresel benzetimleri yapılan filtrelerin nW'lar mertebesinde düşük güç tükettiği, filtre derecesinin ve kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabildiği belirtilmektedir. Kutuplama akımları olarak 10 pA'ler mertebesinde hassas akımlara ihtiyaç duyulmaktadır. Tsirimokou ve Psychalinos [43] yine ikinci yöntemi kullanarak akım modlu fraksiyonel türev ve integral alıcısı, sinh domeni TSMC 180 nm CMOS yapı bloklarını kullanarak tasarlamaktadırlar. Tasarımda

FLF-OS topolojisinden faydalanılmaktadır. Düşük voltaj düşük güç prensibi dikkate alınarak tasarlanan devrenin fraksiyonel dereceyi elektronik olarak ayarlamaya imkan verdiği belirtilmektedir. Devre için gerekli kutuplama akımları hassas olup 10 pA'ler mertebesindedir. Ayrıca fraksiyonel türev alıcının elektrokardiyografideki QRS işaretinin tespitindeki performansı incelenmektedir. Tsirimokou ve Psychalinos [44] yine ikinci yöntemi kullanarak akım modlu fraksiyonel türev ve integral alıcıyı, $(1 + \alpha)$ dereceden FLFP'yi TSMC 180 nm CMOS akım aynaları kullanarak tasarlamaktadırlar. Tasarımda FLF-OS topolojisinden faydalanılmaktadır. Bu çalışmayla [42] ve [43]'deki çalışmalara göre transistör sayısının azaldığını belirtmektedirler. Devrelerin kutuplama akım gereksinimleri pA'ler mertebesinde olup çok hassastır. Tsirimokou vd. [45] ikinci yöntemi kullanarak voltaj modlu FLFP, FHPF, FBPF, FAPF ve FBRF yanıtlarının aynı devre üzerinde elde edilebildiği genel bir topoloji ortaya koymaktadırlar. Devrede aktif eleman olarak OTA'lar kullanılmaktadır. Tasarımda IFLF-ID topolojisinden faydalanılmaktadır. AMS 350 nm tasarım parametreleriyle devresel benzetimler gerçekleştirilmektedir.

Khateb vd. [46] ikinci yöntemi kullanarak voltaj modlu $(n + \alpha)$ dereceden fraksiyonel FLPF'nin tasarımını gerçekleştirmektedir. Tasarımda CMOS diferansiyel fark akım taşıyıcılar (DDCC) aktif eleman olarak kullanılmaktadır. Filtre devreleri IFLF-ID topolojisine göre oluşturulmaktadır. 350 nm AMIS tasarım parametreleri ile benzetimi yapılan devreler deneysel olarak da gerçekleştirilmektedir.

Jerabek vd. [47] ikinci yöntemi kullanarak akım modlu $(1 + \alpha)$ dereceden fraksiyonel FHPF'nin tasarımını, FLF-OS topolojisini kullanarak gerçekleştirmektedirler. Aktif elemanlar olarak OTA'lardan ve ayarlanabilir akım kuvvetlendiricilerden (ACA) faydalanılmaktadır. Böylece filtre derecesinin elektronik olarak ayarlanabildiğini belirtmektedirler. Jerabek vd. [48] bir başka çalışmalarında akım modlu $(1 + \alpha)$ dereceden fraksiyonel FLPF'nin tasarımını, OTA'lar ve ACA'larla gerçekleştirmektedirler. Kullanılan topoloji FLF-OS dir. Filtre derecesinin elektronik olarak ayarlanabildiği belirtilmektedir.

Dvorak vd. [49] birinci yöntemi kullanarak akım modlu tamamen diferansiyel $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF ve FBPF filtrelerini tasarlamaktadırlar. Aktif elemanlar olarak çok çıkışlı OTA (MOTA)'lardan ve ACA'dan faydalanılmaktadır. Kesim frekansının

elektronik olarak ayarlanabildiği belirtilmektedir. Dvorak vd. [50] bir başka çalışmalarında ikinci yöntemi kullanarak akım modlu $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'yi FLF-OS topolojisinden yararlanarak ortaya koymaktadırlar. Çalışmada aktif elemanlar olarak çok çıkışlı (MO) akım takipçileri (CF) (MO-CF) ve ACA'lar kullanılmaktadır. Filtrenin derecesinin ve kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabildiği ifade edilmektedir. Dvorak vd. [51] bir başka tasarımlarında ise ikinci yöntemi kullanarak akım modlu $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'yi FLF-OS topolojisinden yararlanarak oluşturmaktadırlar. OTA'lar ve ACA'ların kullanıldığı filtrenin derecesinin ve kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabildiği belirtilmektedir.

Kubanek vd. [52] birinci yöntemi kullanarak voltaj modlu $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF ve FBPF filtrelerini, aktif eleman olarak diferansiyel voltaj akım taşıyıcılardan (DVCC) faydalanarak tasarlamaktadırlar.

Langhammer vd. [53] ikinci yöntemi kullanarak tamamen diferansiyel akım modlu $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'yi, IFLF-ID topolojisi kullanarak tasarlamaktadırlar. Aktif elemanlar olarak OTA'lar, ACA'lar ve tamamen diferansiyel CF'dan yararlanılmaktadır. Filtre derecesinin ve kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabildiği ifade edilmektedir.

1.7.3 Fraksiyonel Dereceden Osilatörler

Osilatörler günümüzde radarlar, bilgisayarlar, fonksiyon üreteçleri vb. birçok elektronik sistemin ihtiyaç duyduğu temel yapı blokları olmaktadır. Ürettikleri işaretin şekline bağlı olarak osilatörler sinüzoidal ve sinüzoidal olmayan şeklinde sınıflandırılabilir. Sinüzoidal osilatörler sinüs işareti üretirken, sinüzoidal olmayan osilatörler kare, üçgen, dikdörtgen, testere dişi vb. işaretler üretmektedir.

Radwan vd. [54] lineer fraksiyonel dereceden bir sistemin osilasyon yapabilmesi için gerekli Barhkausen kriterini elde etmeye çalışmaktadır. İki ve üç fraksiyonel kapasitörlü osilatörler için karakteristik eşitlikler ortaya konulmakta, buradan osilasyon şartı ve osilasyon frekansına ulaşılmaya çalışılmaktadır. Klasik Wien, *RC*, *LC*, Colpitts ve faz kaydırmalı osilatörler fraksiyonel domende genelleştirilmekte ve bunların nümerik ve devresel benzetimleri yapılmaktadır. Devre benzetiminde, fraksiyonel kapasitör *R-C* ağıyla gerçekleştirilmektedir. Osilasyon şartının ve frekansının, pasif eleman değerlerine ek olarak fraksiyonel dereceye de bağlı olduğu, böylece klasik osilatörlere göre ek bir

tasarım esnekliği sunduğu belirtilmektedir. Radwan vd. [55] bir başka çalışmalarında ise üç fraksiyonel kapasitörlü Twin-T ve Hartley osilatörlerinin fraksiyonel domendeki karakteristik eşitliklerini elde etmekte ve nümerik benzetimlerini gerçekleştirmektedirler.

Maundy vd. [56] klasik OP-AMP'lı multivibrator devresinde normal kapasitör yerine fraksiyonel kapasitör kullanmak suretiyle fraksiyonel multivibrator devresini elde etmektedirler. Fraksiyonel kapasitör $R-C$ ağıyla gerçekleştirilmektedir. Osilasyon frekansının, elaman değerlerine ek olarak fraksiyonel dereceye de bağlı olduğu, ayrıca küçük dereceyle daha büyük osilasyon frekansı elde edilebildiği belirtilmektedir. Benzetimleri yapılan devre deneysel olarak da gerçekleştirilmektedir.

Said vd. [57] iki port ağıyla oluşturulabilecek tüm olası fraksiyonel dereceden osilatörlerin genel analizini ortaya koymaktadırlar. Üç farklı iki port ağ yapısı; iki fraksiyonel kapasitör ve bir dirençten oluşan harici impedanslarla birlikte kullanılmaktadır. Her bir ağ yapısı için üç ayrı impedans kombinasyonu yapılarak dokuz ayrı osilatör topolojisi sunulmaktadır. Osilasyon şartı ve frekansı için eşitlikler elde edilmektedir. İki port ağını, devresel gerçekleştirmek için voltaj kontrollü akım kaynağı, gyrator, OP-AMP ve CCII'li yapılar önerilmektedir.

Fouda vd. [58] farklı fraksiyonel faz kaymalarını elde edebilmek için çok fazlı fraksiyonel osilatör tasarımını ortaya koymaktadırlar. Osilatörün temelinde her biri fraksiyonel kapasitörle oluşan n tane fraksiyonel dereceden integratörün kaskad bağlanması yatmaktadır. Eşit faz kayması ve farklı faz kaymaları için gerekli eşitlikleri ortaya koymakta ve nümerik benzetimleri gerçekleştirmektedirler. Devresel benzetimlerde integratörler CCII ve OP-AMP'larla gerçekleştirilmektedir.

Maundy vd. [59] çok fazlı osilatör tasarımını ortaya koymaktadırlar. Tasarım, m tane α dereceden FAPF'nin ve n tane APF'nin kaskad bağlanmasına dayanmaktadır. Üç ayrı durum ele almışlardır ki bu durumlarda $n = 0$ ve $m = 2$, $n \geq 1$ ve $m = 1$, $n = 0$ ve $m > 1$ dir. Her bir FAPF yapısı OP-AMP ve pasif elemanlardan oluşmaktadır.

Kubanek vd. [60] iki tane DVCC, iki direnç ve iki fraksiyonel kapasitörle fraksiyonel dereceden sinüzoidal osilatör devresi sunmaktadır. Osilatörün karakteristik eşitliği ortaya konulmakta, osilasyon için gerekli pasif eleman ifadesi türetilmektedir. Üç ayrı voltaj

sinyali elde edilmekte ve bunlar arasındaki faz farkının fraksiyonel kapasitör derecelerine bağlı olduğu belirtilmektedir.



2. BÖLÜM

FRAKSİYONEL DERECEDEDEN FİLTRE TASARIMI

2.1. Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu Filtre Tasarımı

Bu bölümde $(n + \alpha)$ dereceden VM'lu FLPF ve FHPF fraksiyonel filtre tasarımı anlatılmaktadır. Tasarımda 1. Bölüm'de bahsedilen ikinci yöntemden faydalanılmaktadır.

2.1.1 Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu FLPF Tasarımı

Literatürde $(1 + \alpha)$ dereceden fraksiyonel Butterworth LP filtrenin transfer fonksiyonu şu şekilde verilmektedir [39]:

$$H_{1+\alpha}^{FLPF}(s) = \frac{c_1}{s^\alpha (s + c_2) + c_3} \quad (2.1)$$

Burada c_i 'ler ($i = 1, 2, 3$) filtre katsayıları olup şu şekilde belirlenmektedir:

$$\min_x \left\| H_{1+\alpha}^{FLPF}(j\omega) - H_1^{BWLPF}(j\omega) \right\|_2^2 = \min_x \sum_i (H_{1+\alpha}^{FLPF}(j\omega_i) - H_1^{BWLPF}(j\omega_i))^2 \quad (2.2)$$

Burada $H_{1+\alpha}^{FLPF}(j\omega)$ ve $H_1^{BWLPF}(j\omega)$ sırayla FLPF ve Butterworth LP filtreye (BWLPF) karşılık gelmektedir. $H_{1+\alpha}^{FLPF}(j\omega)$ için transfer fonksiyonu Eşitlik (2.1) ile verilirken, $H_1^{BWLPF}(j\omega)$ için Eşitlik (2.3) ile verilmektedir. Her iki filtre için de kesim frekansının $\omega_c = 1$ rad/s olduğu kabul edilmektedir. Eşitlik (2.2) ile iki transfer fonksiyonun geçiş bandındaki genlikleri arasındaki farkın karesini minimuma indirecek şekilde katsayılar belirlenmektedir. Bu işlem MATLAB gibi nümerik hesaplama programlarında yapılmaktadır. Programda $c_1 = 1$ sınırlaması yapılarak geçiş bandında düz bir genlik yanıtının elde edilmesi sağlanmaktadır. Ayrıca ω açısal frekans, 0.01 ile 1 rad/s arasında

0.005 adım büyüklüğü ile değiştirilmektedir.

$$H_1^{BWLPF}(s) = \frac{1}{s+1} \quad (2.3)$$

Farklı α fraksiyonel dereceler için elde edilen katsayılar Tablo 2.1'de sunulmaktadır. Burada üzerinde durulması gereken önemli bir husus şu olmaktadır. Elde edilen katsayılarla kararlı bir filtrenin elde edilip edilmediğinin belirlenmesi gerekmektedir. Bunun için 1. Bölüm'de bahsedilen $s \rightarrow w$ dönüşümü vasıtasıyla kararlılık analizi yapılmaktadır. Kararlılık analizi için Eşitlik (2.1)'den karakteristik denklem Eşitlik (2.4)'teki gibi elde edilmektedir. Bu eşitlikte $\alpha = 0.3, 0.5$ ve 0.8 rasyonel olarak $3/10, 5/10$ ve $8/10$ şeklinde ifade edilebildiği için $s^{1/m} = s^{1/10} = w$ dönüşümü yapılarak yeni karakteristik eşitlikler, Eşitlik (2.5)'deki gibi elde edilmektedir. Buradan $\alpha = 0.3, 0.5$ ve 0.8 durumunda kararlılık şartı olan kutuplar için gerekli minimum faz açısı $\pi/2m$ den (ki burada $m = 10$) 9° olmaktadır. Böylece her bir kutup için $|\theta_i| > 9^\circ$ şartı sağlanırsa ilgili filtrenin kararlı olduğu söylenebilmektedir. Eşitlik (2.5)'den $\alpha = 0.3$ için hesaplanan kutupların açı değerlerinden mutlak değeri en küçük olanı 15.2926° olmaktadır, bu değer $\alpha = 0.5$ için 14.3131° , $\alpha = 0.8$ içinse 13.7517° olmaktadır. Bu değerlerin hepsi 9° den büyük oldukları için her üç filtrede kararlılık şartını sağlamaktadır.

$$s^{1+\alpha} + c_2 s^\alpha + c_3 = 0 \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} w^{13} + 0.5272w^3 + 0.7812 &= 0 \quad (\alpha = 0.3) \\ w^{15} + 0.7255w^5 + 0.8409 &= 0 \quad (\alpha = 0.5) \\ w^{18} + 1.1413w^8 + 0.9396 &= 0 \quad (\alpha = 0.8) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Eşitlik (2.1)'den genlik ve faz yanıtı $s = j\omega$ için şu şekilde türetilmektedir:

$$\left| H_{1+\alpha}^{FLPF}(j\omega) \right| = \frac{c_1}{\sqrt{\omega^{2(1+\alpha)} + c_2^2 \omega^{2\alpha} - 2c_3 \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) \omega^{(1+\alpha)} + 2c_2 c_3 \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) \omega^\alpha + c_3^2}} \quad (2.6)$$

$$\angle H_{1+\alpha}^{FLPF}(j\omega) = \tan^{-1} \left(- \frac{\sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)(\omega^{1+\alpha}) + c_2\omega^\alpha}{c_2 \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)\omega^\alpha + c_3 - \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)\omega^{1+\alpha}} \right) \quad (2.7)$$

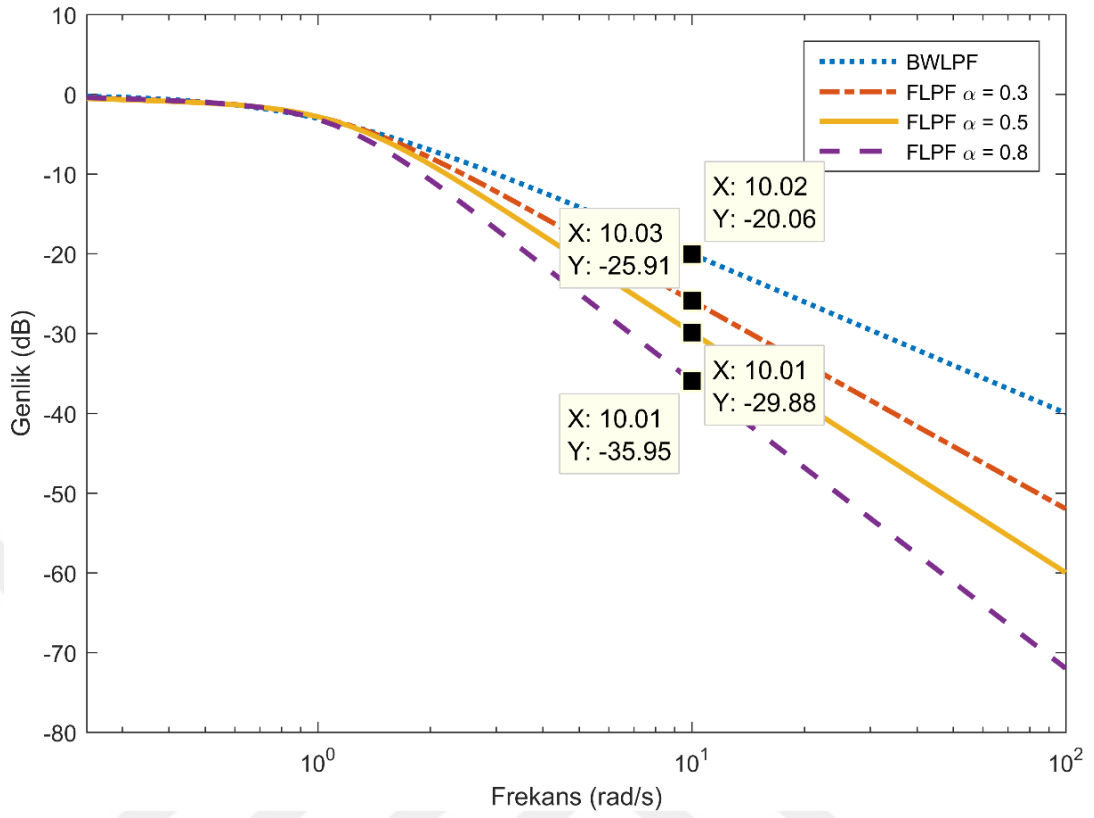
Tablo 2.1. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF için elde edilen filtre katsayıları.

Fraksiyonel derece (α)	Filtre katsayıları ($c_1 = 1$ olmak üzere)
0.3	$c_2 = 0.5272, c_3 = 0.7812$
0.5	$c_2 = 0.7255, c_3 = 0.8409$
0.8	$c_2 = 1.1413, c_3 = 0.9396$

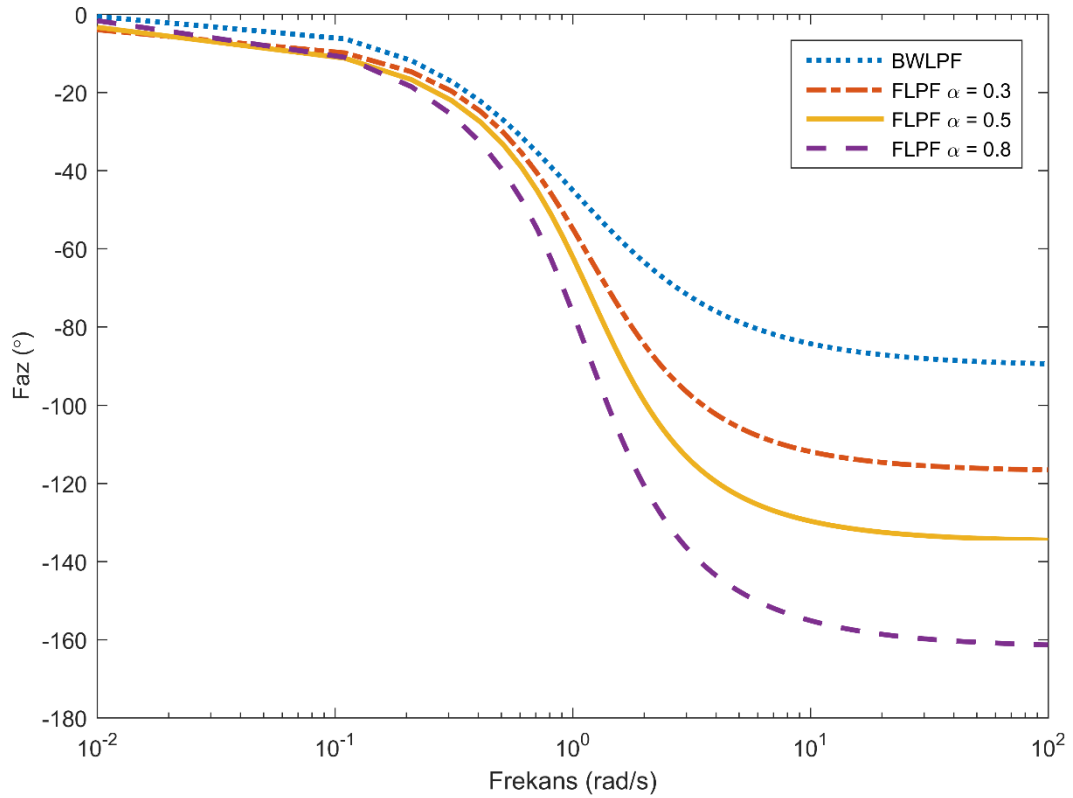
Yarım güç frekansı diğer adıyla kesim frekansı ω_c için basit bir eşitlik elde etmek mümkün olmamaktadır. Ancak nümerik çözümle kesim frekansına ulaşılabilmektedir.

$$\left| H_{1+\alpha}^{FLPF}(j\omega_c) \right| = 0.707 \quad (2.8)$$

Eşitlik (2.1)'in nümerik analizini yapmak için Tablo 2.1'deki katsayılar kullanılarak 1.3, 1.5 ve 1.8 dereceden FLPF'lerle 1. dereceden BWLPF'nin genlik ve faz yanıtlarının bir karşılaştırması Şekil 2.1 ve Şekil 2.2'de verilmektedir. Genlik yanıtlarından açıkça görüleceği gibi durdurma bandındaki eğim fraksiyonel dereceyle doğru orantılı olarak değişmektedir. Klasik BWLPF'den durdurma bandında zayıflatma eğiminin $-20n$ dB/dec ($n = 1, 2, 3, \dots$) şeklinde değiştiği bilinmektedir. FLPF içinse bu durum $-20(1 + \alpha)$ dB/dec şeklinde olmaktadır. Şekil 2.1'de görüleceği üzere 1.3, 1.5 ve 1.8 dereceden filtreler için eğim sırayla -26, -30 ve -36 dB/dec şeklinde değişim göstermektedir.



Şekil 2.1. Farklı dereceden FLPF'lerin genlik yanıtı.



Şekil 2.2. Farklı dereceden FLPF'lerin faz yanıtı.

Filtre tasarımında ikinci yöntem izlendiğinde, Eşitlik (2.1)'deki s^α için yaklaşıklik fonksiyonuna ihtiyaç duyulmaktadır. Burada 1. Bölüm'de verilen SFA yaklaşıkliğinden ikinci dereceden fonksiyon elde edilmekte ve kullanılmaktadır. Tablo 1.1'den ikinci dereceden yaklaşıklik fonksiyonu Eşitlik (2.9)'da tekrar verilmektedir.

$$s^\alpha \approx \frac{(\alpha^2 - 3\alpha + 2) + s(8 - 2\alpha^2) + (\alpha^2 + 3\alpha + 2)s^2}{(\alpha^2 + 3\alpha + 2) + s(8 - 2\alpha^2) + (\alpha^2 - 3\alpha + 2)s^2} \quad (2.9)$$

Eşitlik (2.9), Eşitlik (2.1)'de yerine konulduğunda tam sayı dereceden transfer fonksiyonu şu şekilde elde edilmektedir:

$$H_{1+\alpha}^{FLPF}(s) \cong \frac{c_1}{m_0} \frac{m_2 s^2 + m_1 s + m_0}{s^3 + k_0 s^2 + k_1 s + k_2} \quad (2.10)$$

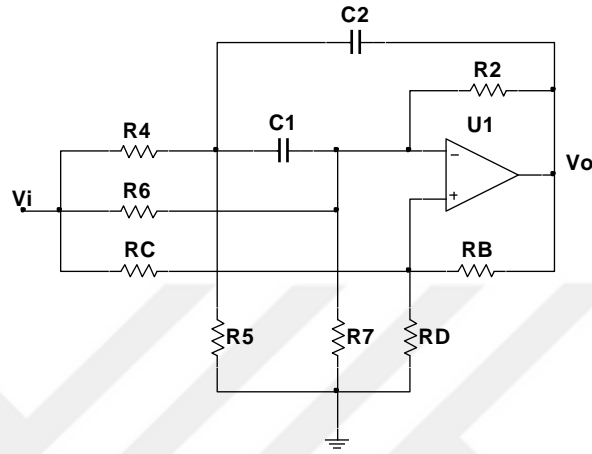
Burada m_i ve k_i 'ler ($i = 0, 1, 2$) için tanımlayıcı ifadeler şu şekilde olmaktadır:

$$\begin{aligned} m_0 &= \alpha^2 + 3\alpha + 2 \\ m_1 &= 8 - 2\alpha^2 \\ m_2 &= \alpha^2 - 3\alpha + 2 \\ k_0 &= (m_1 + m_0 c_2 + m_2 c_3) / m_0 \\ k_1 &= (m_1 (c_2 + c_3) + m_2) / m_0 \\ k_2 &= (m_0 c_3 + m_2 c_2) / m_0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

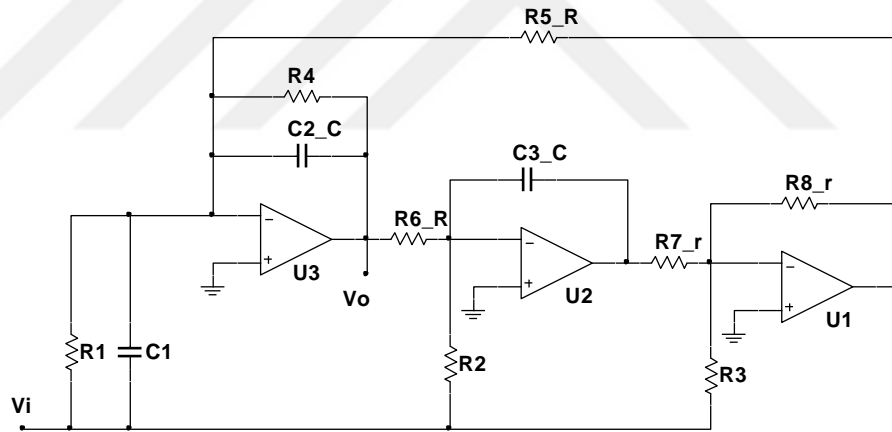
Eşitlik (2.10) ile verilen tam sayı dereceden transfer fonksiyonunu elde etmek için SAB veya geri beslemeli yapılar mevcut bulunmaktadır. Burada bu yapılardan kısaca bahsedilmekte ve tasarımda kullanılan IFLF-ID blok yapısı ayrıntılı olarak ele alınmaktadır.

SAB temelli tasarımda Eşitlik (2.10), 1. dereceden ve 2. dereceden fonksiyonların çarpımı şeklinde yeniden düzenlenmektedir. Bu yeni düzende, 2. dereceden fonksiyonlar SAB yapıları ile sentezlenmektedir. Bu yapılara bir örnek olarak Friend vd. tarafından önerilen Şekil 2.3'teki STAR biquad devresi verilebilmektedir [61]. Benzer şekilde TT biquad'da 2. dereceden bir fonksiyonu elde etmek için kullanılabilir. TT biquad için transfer fonksiyonu şu şekilde olmaktadır [62]:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{\frac{C_1}{C}s^2 + \frac{1}{RC}\left(\frac{R}{R_1} - \frac{r}{R_3}\right)s + \frac{1}{C^2RR_2}}{s^2 + \frac{1}{R_4C}s + \frac{1}{C^2R^2}} \quad (2.12)$$



(a)



(b)

Şekil 2.3. (a) STAR biquad devresi (b) TT biquad devresi.

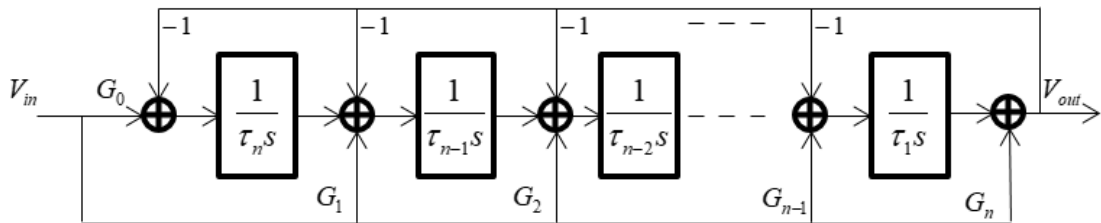
Çoklu geri beslemeli yapılar genellikle n dereceden genel transfer fonksiyonlarının elde edilmesinde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Filtre transfer fonksiyonunda hem payın hem de paydanın tüm terimlerinin katsayılarının mevcut olması, filtre tasarımını oldukça güçleştirmektedir. Bu sebeple Eşitlik (2.13) ile verilen n dereceden genel transfer fonksiyonunu sağlayan filtre topolojileri çok fazla olmamaktadır.

$$H(s) = \frac{n_n s^n + n_{n-1} s^{n-1} + \dots + n_1 s + n_0}{d_n s^n + d_{n-1} s^{n-1} + \dots + d_1 s + d_0} \quad (2.13)$$

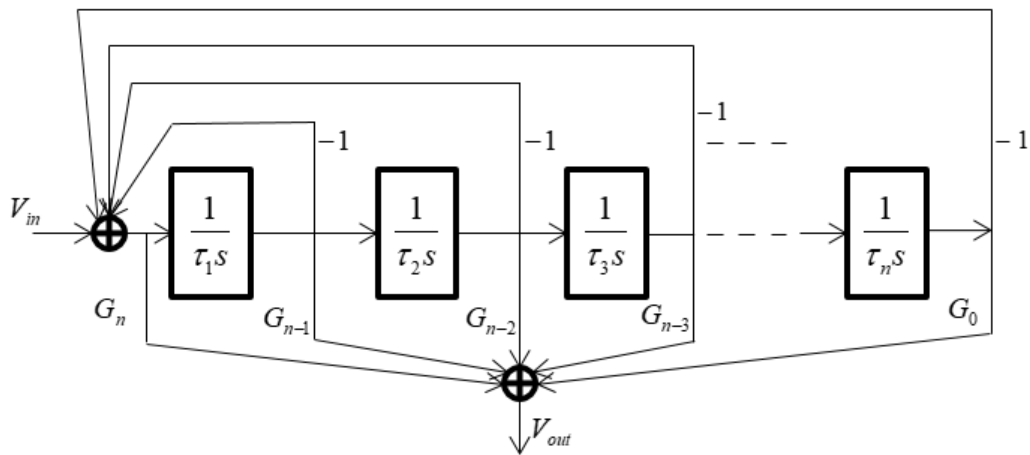
Burada n_i ve d_i 'ler ($i = 0, 1, \dots, n$) filtre katsayılarını oluşturmaktadır. Şekil 2.4'te IFLF-ID topolojisinin genel yapısı görülmektedir. Bu topolojinin transfer fonksiyonu şu şekilde olmaktadır [63, 64]:

$$H(s) = \frac{G_n s^n + \frac{G_{n-1}}{\tau_1} s^{n-1} + \dots + \frac{G_1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1}} s + \frac{G_0}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_n}}{s^n + \frac{1}{\tau_1} s^{n-1} + \dots + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1}} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_n}} \quad (2.14)$$

Burada G_i 'ler ($i = 0, 1, \dots, n$) kazançlara, τ_j 'ler ($j = 1, 2, \dots, n$) ise integratörlerin zaman sabitlerine karşılık gelmektedir. Eşitlik (2.14)'teki transfer fonksiyonunun elde edilebildiği bir diğer topoloji FLF-OS olup blok yapısı Şekil 2.5'te görülmektedir [63, 64].



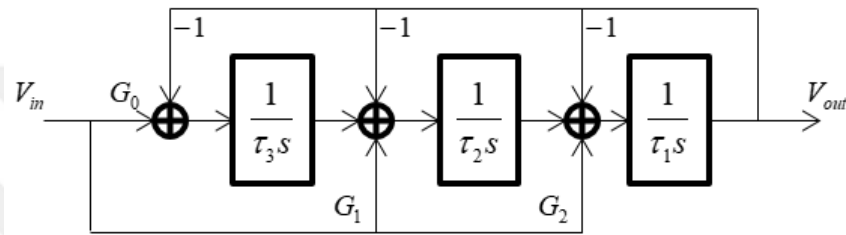
Şekil 2.4. IFLF-ID topolojisi.



Şekil 2.5. FLF-OS topolojisi.

IFLF-ID genel transfer fonksiyonu yapısını, Eşitlik (2.10)'u elde etmek için kullanırsak, elde edilen topolojinin blok yapısı Şekil 2.6'da verilmektedir. İlgili şekilden elde edilen transfer fonksiyonu ise şu şekilde olmaktadır:

$$H(s) = \frac{\frac{G_2}{\tau_1} s^2 + \frac{G_1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{G_0}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}}{s^3 + \frac{1}{\tau_1} s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}} \quad (2.15)$$



Şekil 2.6. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF için IFLF-ID topolojisi.

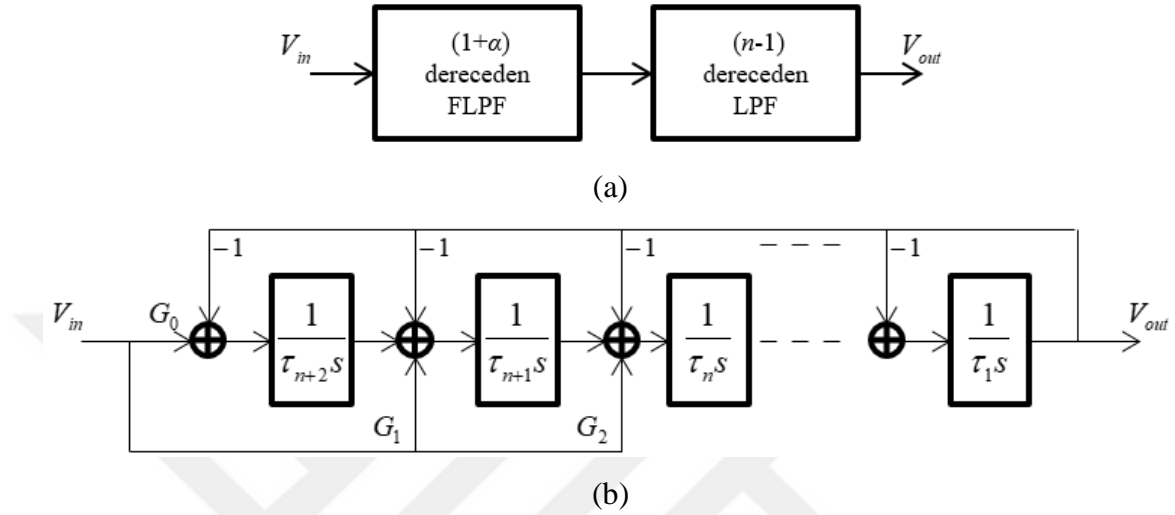
Eşitlikler (2.10) ile (2.15) karşılaştırıldığında birbirlerinin aynı olduğu görülmektedir. Burada eşitliklerin terimleri birbirleriyle eşitlendiğinde Eşitlik (2.15)'deki kazanç ve zaman sabitleri şu şekilde çıkarılmaktadır:

$$G_2 = \frac{c_1 m_2}{k_0 m_0}, G_1 = \frac{c_1 m_1}{k_1 m_0}, G_0 = \frac{c_1}{k_2} \quad (2.16)$$

$$\tau_1 = \frac{1}{k_0}, \tau_2 = \frac{k_0}{k_1}, \tau_3 = \frac{k_1}{k_2}$$

$(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'nin blok olarak tasarımı yukarıda ifade edilmektedir. Diğer taraftan yüksek mertebeden yani $(n + \alpha)$ dereceden FLPF filtre tasarlamak istediğimizde iki ayrı yöntem karşımıza çıkmaktadır. Bunlardan birincisi $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF ile $(n - 1)$ dereceden LP filtrenin kaskad bağlanmasıdır. Ancak filtre derecesi yükseldikçe bu yöntem eleman sayısı açısından verimsiz olmaktadır. İkinci yöntem ise $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'nin transfer fonksiyonunun, $(n - 1)$ dereceden BWLPF'nin polinom eşitliğine bölünmesine dayanmaktadır [46]. Her iki durum da blok şema olarak Şekil 2.7'de, eşitlik olarak da aşağıda verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 H_{n+\alpha}^{FLPF}(s) &= H_{1+\alpha}^{FLPF}(s)H_{n-1}^{LPF}(s) \quad (\text{I. yöntem}) \\
 H_{n+\alpha}^{FLPF}(s) &= H_{1+\alpha}^{FLPF}(s)\frac{1}{BW_{n-1}^{LP}(s)} \quad (\text{II. yöntem})
 \end{aligned} \tag{2.17}$$



Şekil 2.7. Yüksek mertebeli FLPF elde etmek için (a) kaskad bağlantı (b) polinom bölmesi.

Bu durumda Şekil 2.7'den yüksek mertebeli FLPF'nin transfer fonksiyonu şu şekilde elde edilmektedir:

$$\begin{aligned}
 H_{n+\alpha}^{FLPF}(s) &= \frac{H_{1+\alpha}^{FLPF}(s)}{BW_{n-1}^{LPF}(s)} = \frac{X_2s^2 + X_1s + X_0}{Y_{n+2}s^{n+2} + Y_{n+1}s^{n+1} + \dots + Y_1s + Y_0} \\
 H_{n+\alpha}^{FLPF}(s) &= \frac{\frac{G_2}{\tau_1\tau_2\dots\tau_n}s^2 + \frac{G_1}{\tau_1\tau_2\dots\tau_{n+1}}s + \frac{G_0}{\tau_1\tau_2\dots\tau_{n+2}}}{s^{n+2} + \frac{1}{\tau_1}s^{n+1} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}s^n + \dots + \frac{1}{\tau_1\tau_2\dots\tau_{n+2}}}
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Burada zaman sabitleri ve kazanç ifadeleri şu şekilde elde edilmektedir:

$$\begin{aligned}
 G_i &= \frac{X_i}{Y_i} \quad i = 0, 1, 2 \\
 \tau_i &= \frac{Y_j}{Y_{j-1}} \quad i = 1, 2, \dots, n+2; j = n+2, n+1, \dots, 1
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

2.1.2 Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu FHPF Tasarımı

$(1 + \alpha)$ dereceden FHPF'nin transfer fonksiyonu, $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'nin transfer fonksiyonunda $s \rightarrow 1/s$ dönüşümü yapılarak elde edilebilmektedir. Buna göre Eşitlik (2.1)'de s yerine $1/s$ yazılıp yukarıda gerçekleştirilen adımlar tekrarlandığında tam sayı dereceden şu transfer fonksiyonu türetilmektedir:

$$H_{1+\alpha}^{FHPF}(s) \cong \frac{(c_1/c_3)}{k_0} \frac{m_0 s^3 + m_1 s^2 + m_2 s}{s^3 + \frac{k_1}{k_0} s^2 + \frac{k_2}{k_0} s + \frac{k_3}{k_0}} \quad (2.20)$$

Burada m_0, m_1, m_2 için ifadeler Eşitlik (2.11) ile aynı olurken, k_0, k_1, k_2 ve k_3 için şu şekilde olmaktadır:

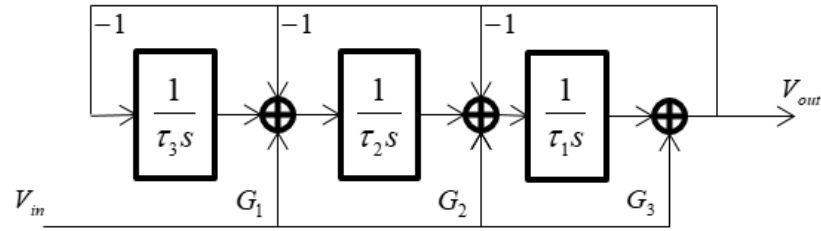
$$\begin{aligned} k_0 &= m_0 + (m_2 c_2 / c_3) \\ k_1 &= m_1 + ((m_1 c_2 + m_2) / c_3) \\ k_2 &= m_2 + ((m_0 c_2 + m_1) / c_3) \\ k_3 &= m_0 / c_3 \end{aligned} \quad (2.21)$$

Şekil 2.4'teki genel filtre topolojisinden faydalanılarak Eşitlik (2.20)'yi elde etmek için gerekli topoloji, Şekil 2.8'de ortaya konmaktadır. İlgili topolojiden elde edilen transfer fonksiyonu ise şu şekilde olmaktadır:

$$H(s) = \frac{G_3 s^3 + \frac{G_2}{\tau_1} s^2 + \frac{G_1}{\tau_1 \tau_2} s}{s^3 + \frac{1}{\tau_1} s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}} \quad (2.22)$$

Eşitlik (2.20) ile (2.22) birbiriyle eşleştirildiğinde ilgili zaman sabitleri ve kazançlar için ifadeler şu şekilde çıkarılmaktadır:

$$\begin{aligned} G_3 &= \frac{c_1 m_0}{c_3 k_0}, G_2 = \frac{c_1 m_1}{c_3 k_1}, G_1 = \frac{c_1 m_2}{c_3 k_2} \\ \tau_1 &= \frac{k_0}{k_1}, \tau_2 = \frac{k_1}{k_2}, \tau_3 = \frac{k_2}{k_3} \end{aligned} \quad (2.23)$$



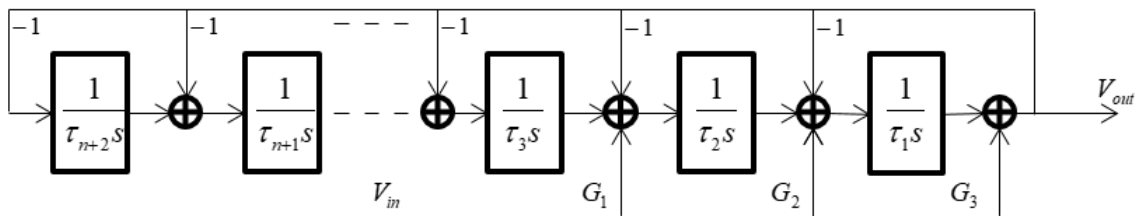
Şekil 2.8. $(1 + \alpha)$ dereceden FHPF için IFLF-ID topolojisi.

Yüksek dereceden yani $(n + \alpha)$ dereceden FHPF'leri tasarlamak istediğimizde; $(1 + \alpha)$ dereceden FHPF'nin transfer fonksiyonu, $(n - 1)$ dereceden Butterworth HPF'nin (BWHPF) polinom eşitliğine bölünerek şu eşitlik elde edilmektedir:

$$H_{n+\alpha}^{FHPF}(s) \cong \frac{X_3 s^{n+2} + X_2 s^{n+1} + X_1 s^n}{Y_{n+2} s^{n+2} + Y_{n+1} s^{n+1} + \dots + Y_1 s + Y_0} \quad (2.24)$$

Burada X_i ($i = 1, 2, 3$) ve Y_j 'ler ($j = n + 2, n + 1, \dots, 0$), Eşitlik (2.21)'deki k_j 'ler ($j = 0, 1, 2, 3$) ile Eşitlik (2.11)'deki m_i 'ler ($i = 0, 1, 2$) ve BWHPF polinom katsayıları kullanılarak hesaplanmaktadır. Yüksek mertebeden FHPF için IFLF-ID topolojisi Şekil (2.9)'da ortaya konmaktadır. Bu şekle göre elde edilen transfer fonksiyonu şöyle olmaktadır:

$$H_{n+\alpha}^{FHPF}(s) = \frac{G_3 s^{n+2} + \frac{G_2}{\tau_1} s^{n+1} + \frac{G_1}{\tau_1 \tau_2} s^n}{s^{n+2} + \frac{1}{\tau_1} s^{n+1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s^n + \dots + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n+2}}} \quad (2.25)$$



Şekil 2.9. $(n + \alpha)$ dereceden FHPF için IFLF-ID topolojisi.

Eşitlik (2.24) ve (2.25) birbirleriyle eşleştirildiğinde kazanç ve zaman sabitleri şu şekilde elde edilmektedir:

$$G_i = \frac{X_i}{Y_j}, i = 1, 2, 3; j = n, n+1, n+2$$

$$\tau_i = \frac{Y_j}{Y_{j-1}}, i = 1, 2, \dots, n+2; j = n+2, \dots, 1$$
(2.26)

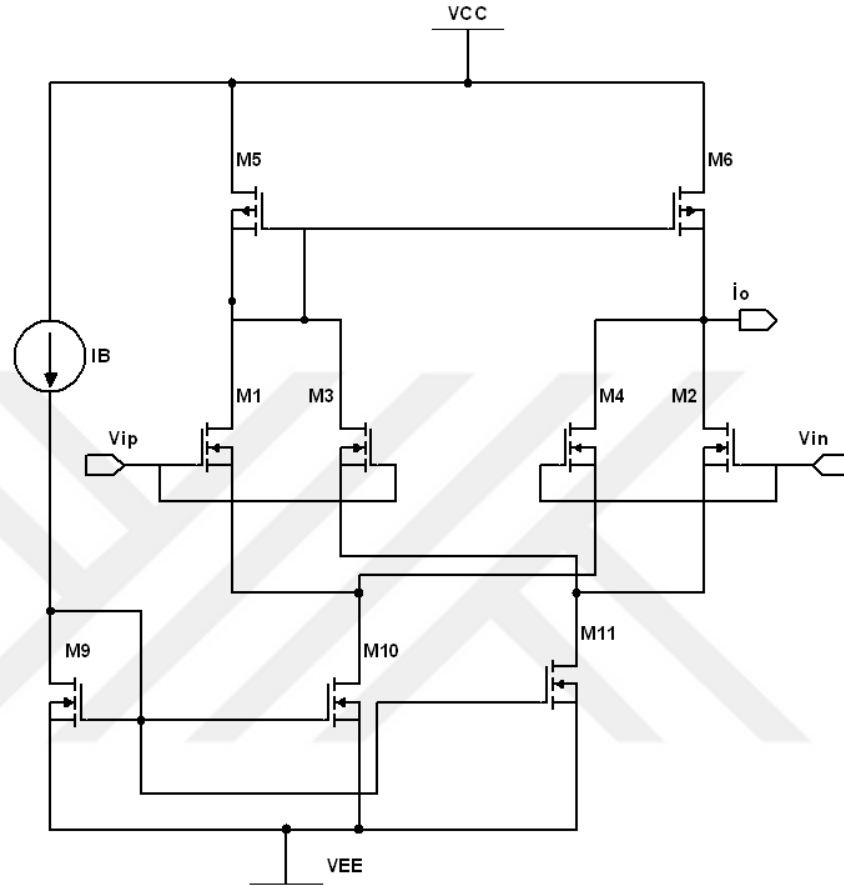
2.1.3 Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu FLPF ve FHPF'lerin OTA Kullanılarak Tasarlanması

Yukarıda ortaya konulan FHPF ve FLPF tasarımlarını; OPAMP, CCII vb. aktif elemanlar ile pasif elemanlar kullanarak gerçekleştirmek istersek, eleman sayıları oldukça artmakta ve elektronik ayarlanabilirlik özelliği söz konusu olamamaktadır. Ancak birçok devre tasarımında, devre parametrelerinin elektronik olarak değiştirilebilirlik veya ayarlanabilirlik özelliği arzu edilmektedir. Bu durumu karşılamak için aktif eleman olarak genellikle OTA ve OTA temelli elemanlar ile akım kontrollü akım taşıyıcı (CCCII) ve türevlerinden faydalanılmaktadır. Ancak CCCII ve türevleri parazitik X portunun direnciyle kontrol sağladığından, bu elemanların ayarlanabilir sahaları sınırlı olmaktadır. Diğer taraftan OTA'larda ise ayarlanabilirlik sahaları daha geniş olmaktadır. Bu nedenle filtre tasarımında OTA aktif elemanı tercih edilmektedir. OTA'nın sağladığı bir diğer avantaj; çıkışlarının akım olması sebebiyle Şekil 2.4'te verilen genel topolojideki toplama işlemlerinin bir düğümle kolayca sağlanabilmesidir. Tasarımda kullanılan OTA'nın içyapısı Şekil 2.10'da gösterilmektedir. Bu OTA yapısının tercih edilme nedeni; içyapısının basit oluşu sebebiyle az transistöre ihtiyaç duyması ve böylece düşük güç tüketmesidir. Ek olarak normal diferansiyel çifte nazaran daha geniş lineer giriş sahasına sahip olmasıdır. İlgili OTA'nın transkondüktans ifadesi şu şekilde verilmektedir [65]:

$$I_o = I_B \left(\tanh\left(\frac{V_{id}}{2nV_T} + \frac{\ln m_M}{2}\right) + \tanh\left(\frac{V_{id}}{2nV_T} - \frac{\ln m_M}{2}\right) \right)$$
(2.27)

Burada V_{id} giriş portları arasındaki voltaj farkı, I_B kutuplama akımı, V_T termal voltaj, $m_M = (W/L)_{M1}/(W/L)_{M3} = (W/L)_{M2}/(W/L)_{M4}$ transistörlerinin boyutlarının oranı ve n eşik altı çalışma eğim faktörüdür. Eşitlik (2.27)'den transkondüktans için basitleştirilmiş bir ifade şu şekilde verilmektedir [45]:

$$g_m = \frac{I_B}{nV_T} \frac{4m_M}{(1+m_M)^2} \quad (2.28)$$

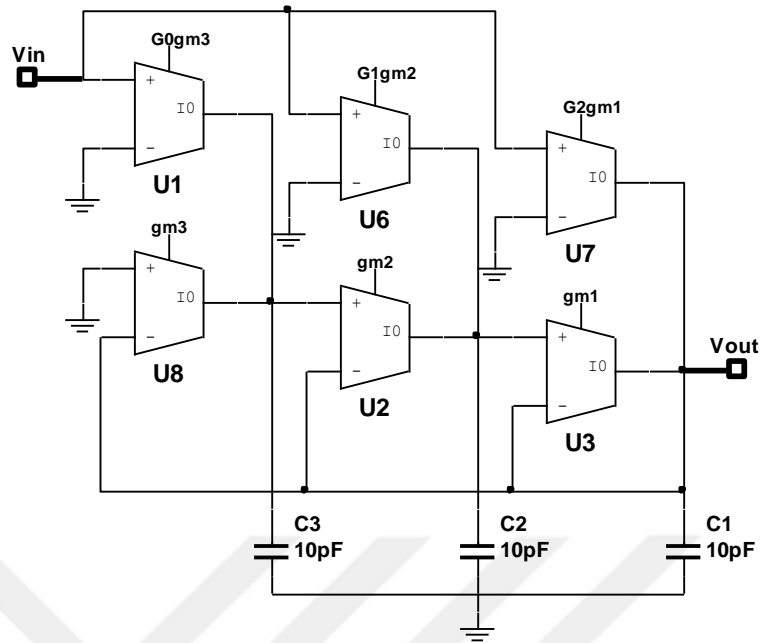


Şekil 2.10. Tasarımda kullanılan OTA'nın iç yapısı.

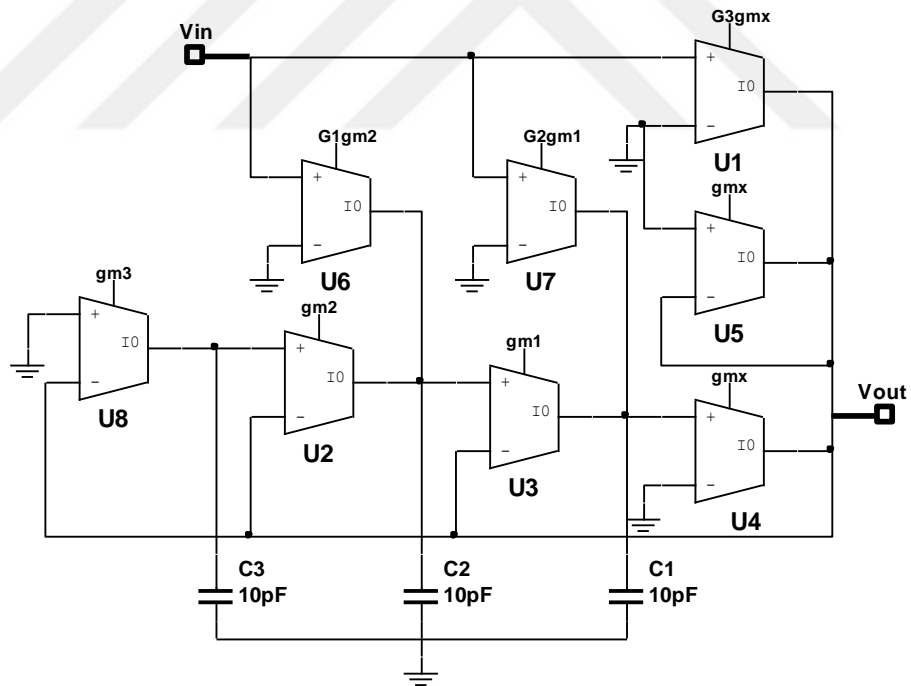
(1 + α) dereceden FLPF'yi OTA tabanlı gerçekleştirmek için Şekil 2.6'daki integratörler yerine OTA-C yapıları konulur ayrıca kazançlar için de yine OTA'lar kullanılarak herhangi bir dirence ihtiyaç duymaksızın tümleştirmeye elverişli bir devre elde edilmiştir. Elde edilen devre Şekil 2.11'de verilmektedir. Burada ilgili zaman sabitleri şu şekildedir:

$$\tau_i = \frac{C_i}{g_{mi}} \quad i = 1, 2, 3 \quad (2.29)$$

Benzer şekilde (1 + α) dereceden FHPF'yi OTA tabanlı gerçekleştirmek için Şekil 2.8'den faydalanılarak elde edilen devre Şekil 2.12'yle verilmektedir. Bu şekil için zaman sabitleri Eşitlik (2.29) ile aynı olmaktadır.



Şekil 2.11. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'nin OTA ile gerçekleştirilmesi.



Şekil 2.12. $(1 + \alpha)$ dereceden FHPF'nin OTA ile elde edilmesi.

2.1.4 OTA Tabanlı Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu FLPF'lerin Benzetimi

Benzetimler için PSPICE programından ve TSMC 0.35 μm üretim süreci parametrelerinden faydalanılmaktadır. OTA için besleme voltajları ± 0.75 V olup

integrasyon kapasitörleri 10 pF'dır. OTA için transistörlerin boyutları μm cinsinden $(W/L)_{M1,M2} = 15/4.4$, $(W/L)_{M3,M4} = 3/4.4$, $(W/L)_{M5,M6} = 8/8$, $(W/L)_{M9,M10,M11} = 12/6$ şeklinde alınmaktadır. Kesim frekansı olarak 100 Hz seçilmektedir. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF için Tablo 2.1 ve Eşitlikler (2.11) ile (2.16) kullanılarak hesaplanan kazanç ve zaman sabitleri, Tablo 2.2'de sunulmaktadır.

Tablo 2.2. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF için hesaplanan kazanç ve zaman sabitleri.

Hesaplanan parametreler	$\alpha = 0.3$	$\alpha = 0.5$
τ_1	4.6×10^{-4}	5.5×10^{-4}
τ_2	14×10^{-4}	14×10^{-4}
τ_3	61×10^{-4}	54×10^{-4}
G_0	1.01	1.01
G_1	0.685	0.6
G_2	0.115	0.07

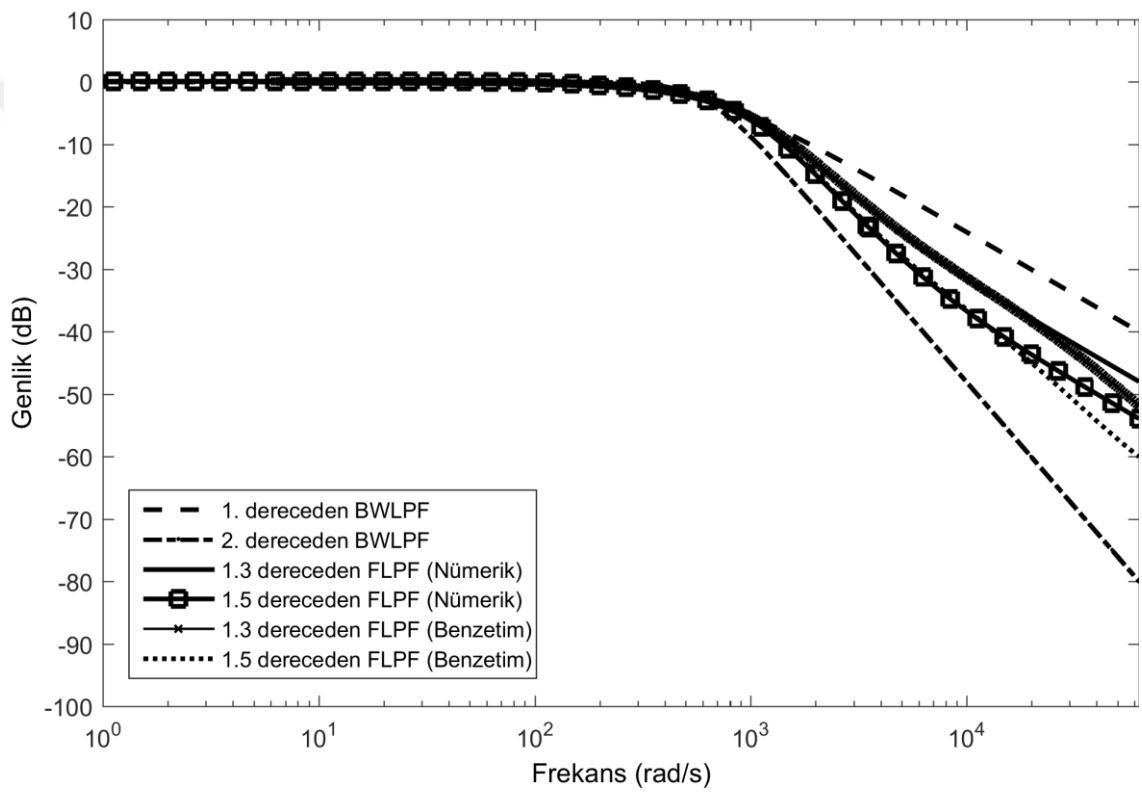
Tablo 2.2'ye göre Şekil 2.11'deki OTA'lar için gerekli kutuplama akımları, Eşitlikler (2.28) ve (2.29)'dan hesaplanarak Tablo 2.3'de verilmektedir.

Tablo 2.3. Tablo 2.2'ye göre hesaplanan OTA'lar için gerekli kutuplama akımları.

Kutuplama akımları	$\alpha = 0.3$ (pA)	$\alpha = 0.5$ (pA)
I_{B1}	1800	1500
I_{B2}	573	597
I_{B3}	135	154
$G_0 I_{B3}$	136	157
$G_1 I_{B2}$	392	358
$G_2 I_{B1}$	207	104

Fraksiyonel dereceler $\alpha = 0.3$ ve 0.5 için elde edilen frekans analizi sonuçları teorik sonuçlarla birlikte Şekil 2.13'te gösterilmektedir. İlgili şekilden açıkça görüleceği üzere durdurma bandı zayıflatması fraksiyonel derece α 'ya göre değişmektedir ki bu durum ortaya konulan teoriyi doğrulamaktadır. Fraksiyonel dereceler $\alpha = 0.3$ ve 0.5 için 628-6280 rad/s frekans bandındaki zayıflatma sırasıyla yaklaşık olarak -25.6 dB/dec ile -30.4 dB/dec olmaktadır. Bu değerler ise teorik olarak beklenen $-20(1.3) = -26$ dB/dec ile $-20(1.5) = -30$ dB/dec değerlerine oldukça yakın olmaktadır. Böylece tam sayı dereceden

filtrelerden farklı olarak, durdurma bandı zayıflatmasının $-20(1 + \alpha)$ dB/dec'e göre değişim sergilediği filtreleri elde etmek mümkün olmaktadır. Şekilde 6280 rad/s üzerinde frekans cevabının eğiminin bozulduğu görülmektedir ki bunun nedeni yaklaşıklık fonksiyonunun 2. dereceden olmasıdır. Eğer yaklaşıklık fonksiyonunun derecesi artırılırsa arzu edilen karakteristiğin sağlandığı frekans bandı da artacaktır, fakat bu durum eleman sayısı ve güç artışını beraberinde getirecektir. Diğer taraftan filtrenin, geçiş bandında oldukça düz bir yanıt verdiği görülmektedir.



Şekil 2.13. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF'lerin nümerik ve benzetim sonuçları.

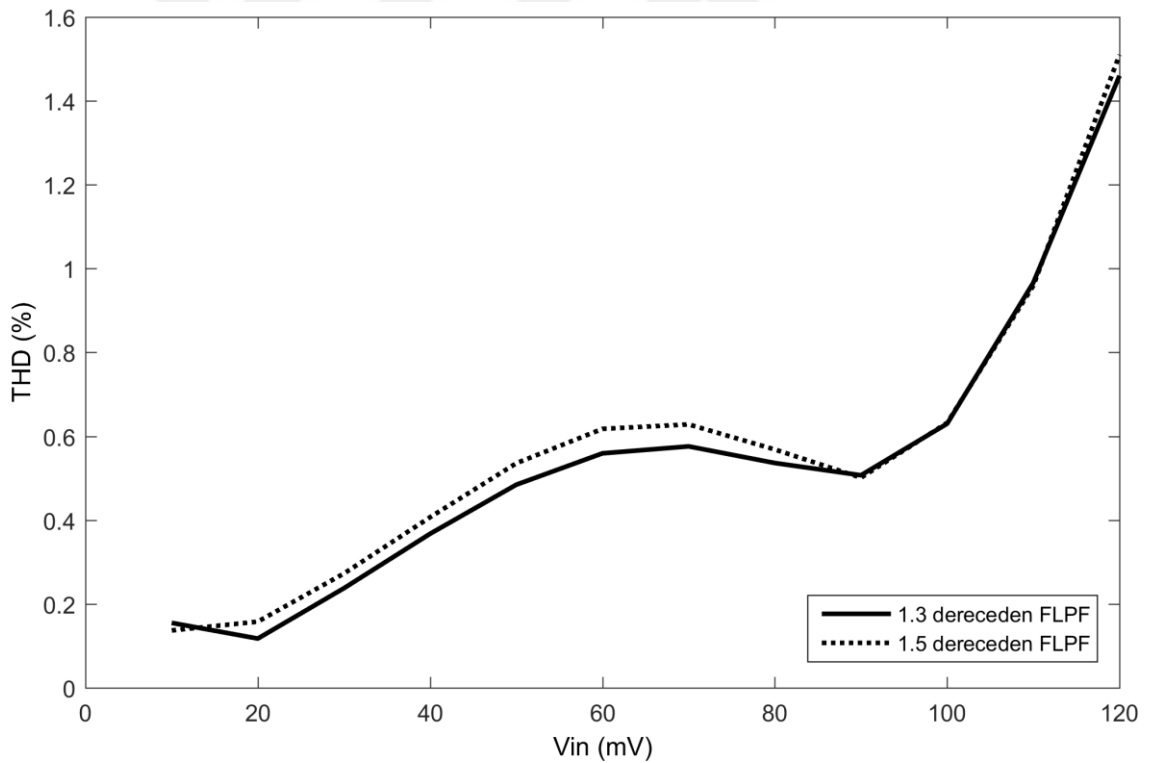
1.3 ve 1.5 dereceden FLPF'ler için güç tüketimleri oldukça düşük olup sırasıyla 14.6 nW ve 13 nW şeklinde elde edilmektedir. Böylece bu filtrelerin düşük güç uygulamaları için uygun olacağı söylenebilmektedir. Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ için FLPF'nin, literatürdeki diğer devrelerle karşılaştırması bazı performans parametreleri dikkate alınarak Tablo 2.4'te sunulmaktadır.

Tablo 2.4. Şekil 2.11'deki önerilen 1.5 dereceden FLFP'nin literatürdeki devrelerle karşılaştırılması.

	[39]	[4]	[66]	[6]	[41]	[46]	Önerilen [67]	
Filtre tipleri	FLPF FHPF	FLPF FHPF FBPF FBRF	FLPF FHPF FBPF	FLPF	FLPF	FLPF	FLPF FHPF	
Yaklaşıklık metodu ve derecesi	SFA-2.	SFA-4.	SFA-2.	Sonlu elemanlar yöntemi	SFA-2.	SFA-2.	SFA-2.	
Devre şekli	FPAAs tabanlı	RLC devresi	SAB devresi	CCII tabanlı	CFOA tabanlı	DDCC tabanlı	OTA tabanlı	
Çalışma modu	VM	VM	VM	VM	VM	VM	VM	
Teknoloji	-	-	-	-	-	0.35 µm	0.35 µm	
Besleme voltajı	-	-	-	-	±10V	±500 mV	±750mV	
Elektronik olarak ayarlanabilirlik	Mevcut	Mevcut değil	Mevcut değil	Mevcut değil	Mevcut değil	Mevcut değil	Mevcut	
Min. İntegrasyon kapasitörü	-	-	-	-	370 pF	751 pF	10 pF	
Güç tüketimi (Benzetim)	LP	-	-	-	-	185 µW	13 nW	
	HP	-	-	-	-	-	42.7 nW	
Kesim frekansı (Teorik\Benz.)	LP	1 kHz -	1 kHz -	- -	- 160 Hz	10 kHz 9.3 kHz	1.7 kHz -	100 Hz 101.6 Hz
	HP	10 kHz -	- -	- -	- -	- -	- -	100 Hz 100.3 Hz
Durdurma bandı zayıflatmaları -30 dB/dec veya -9 dB/oct)	LP	-30.75 dB/dec	-	-29.74 dB/dec	-	-9.5 dB/oct	-31 dB/dec	- 30.4 dB/dec
	HP	-29.49 dB/dec	-	-	-	-	-	-29.7 dB/dec

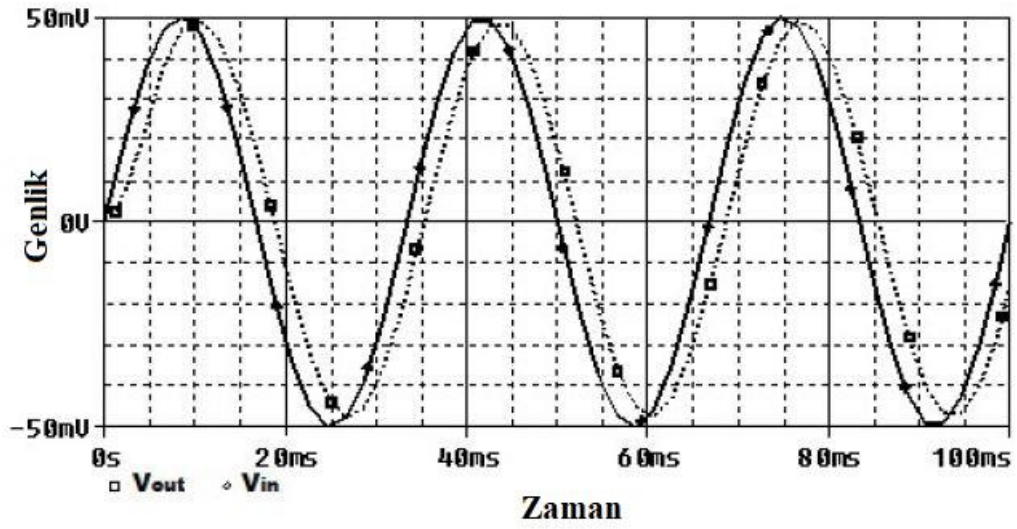
Tablo 2.4’de; Şekil 2.11 ile önerilen devrenin [67], [46]’daki devreden güç verimliliği ve durdurma bandı zayıflatması açısından daha iyi olduğu görülmektedir. Ayrıca [46]’daki devre, elektronik olarak ayarlanabilirlik özelliğini sunamamaktadır. Önerilen filtre devresini ilgili tablodaki diğer devrelerle karşılaştırdığımızda; düşük güç tüketimi, düşük besleme voltajı, tümleştirmeye uygunluk, durdurma bandındaki eğimin teoriye uygunluğu ve elektronik olarak ayarlanabilirlik avantajları sunabildiği görülmektedir.

Filtre çıkışındaki Toplam Harmonik Bozulma (THD) seviyesini görmek için değişken genlikli 30 Hz sabit frekanslı sinüzoidal giriş sinyali, $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF’lere uygulanmaktadır. Elde edilen çıkış, Şekil 2.14’te verilmektedir. İlgili şekilden açıkça görülebileceği üzere THD seviyesi 120 mV giriş genliğine kadar kabul edilebilir seviyelerde kalmaktadır.

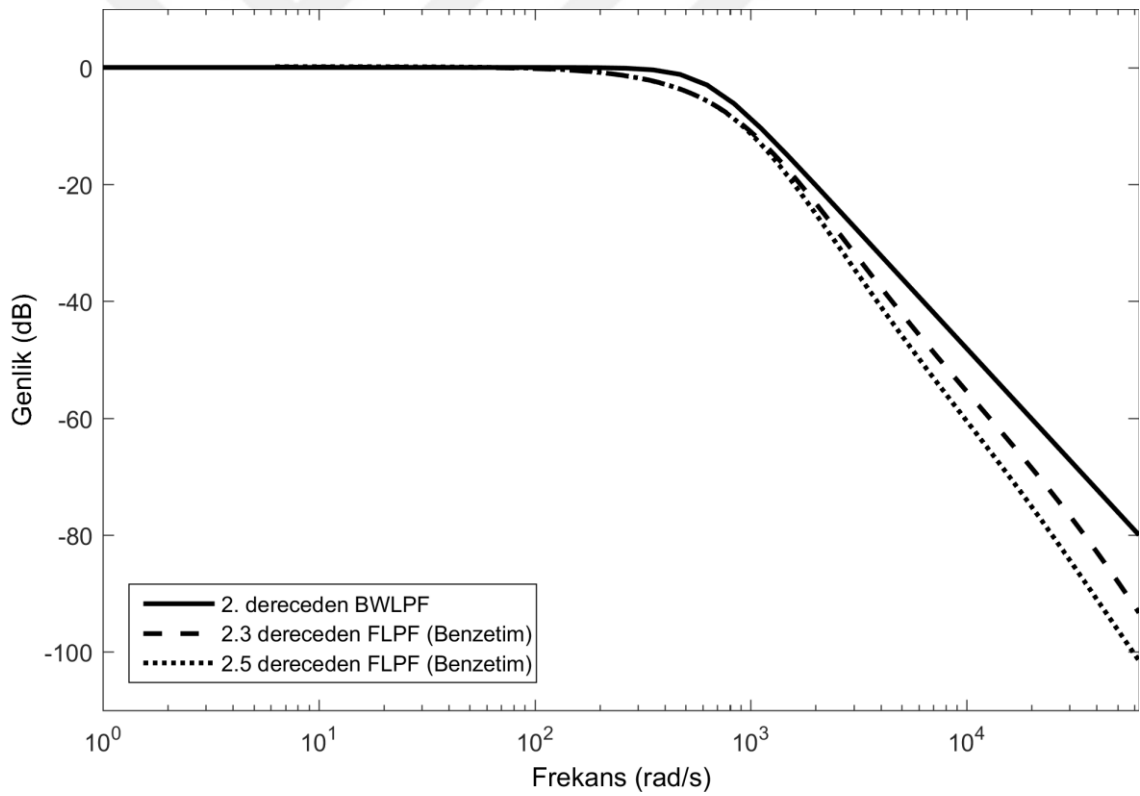


Şekil 2.14. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF’lerin çıkıştaki THD seviyesi.

FLPF’nin zaman domeni yanıtını değerlendirmek için 30 Hz frekanslı 50 mV genlikli sinüzoidal işareti, $\alpha = 0.5$ dereceden filtreye uygulanmaktadır. Bu durumda devre çıkışında elde edilen sinyal Şekil 2.15’te verilmektedir.



Şekil 2.15. 1.5 dereceden FLPF'nin zaman domeni yanıtı.



Şekil 2.16. 2.3 ve 2.5 dereceden FLPF'lerin benzetim sonuçları.

Yüksek dereceden filtrelerin elde edilebildiğini göstermek için 1.3 ve 1.5 dereceden FLPF'lere, 1. dereceden BWLPF filtre kaskad bağlanarak 2.3 ve 2.5 dereceden FLPF'lere ulaşılmıştır. Elde edilen bu filtrelerin benzetim sonuçları Şekil 2.16'da gösterilmektedir. Benzetimi yapılan bu devrelerin güç tüketimleri 2.3 dereceden filtre için 17 nW, 2.5

dereceden filtre içinse 15.3 nW şeklinde hesaplanmaktadır. İlgili filtrelerin durdurma bandı zayıflatmaları ise sırayla -45.3 dB/dec ve -50.13 dB/dec şeklinde olmaktadır ki bu değerler teorik değerler olan -45 dB/dec ve -50 dB/dec'e oldukça yakındır.

2.1.5 OTA Tabanlı Fraksiyonel Dereceden Voltaj Modlu FHPF'lerin Benzetimi

FLPF'lerin benzetimine benzer şekilde FHPF'ler için gerekli kazanç ve zaman sabitleri Eşitlikler (2.21) ve (2.23) kullanılarak hesaplanmakta ve Tablo 2.5'te sunulmaktadır.

Tablo 2.5. $(1 + \alpha)$ dereceden FHPF'ler için hesaplanan kazanç ve zaman sabitleri.

Hesaplanan parametreler	$\alpha = 0.3$	$\alpha = 0.5$
τ_1	4.13×10^{-4}	4.7×10^{-4}
τ_2	18×10^{-4}	18×10^{-4}
τ_3	55×10^{-4}	46×10^{-4}
G_1	0.12	0.07
G_2	0.68	0.6
G_3	1	1

Tablo 2.5'teki parametreler ve 10 pF'lık integrasyon kapasitörlerine göre elde edilen OTA kutuplama akımları Tablo 2.6'da sunulmaktadır.

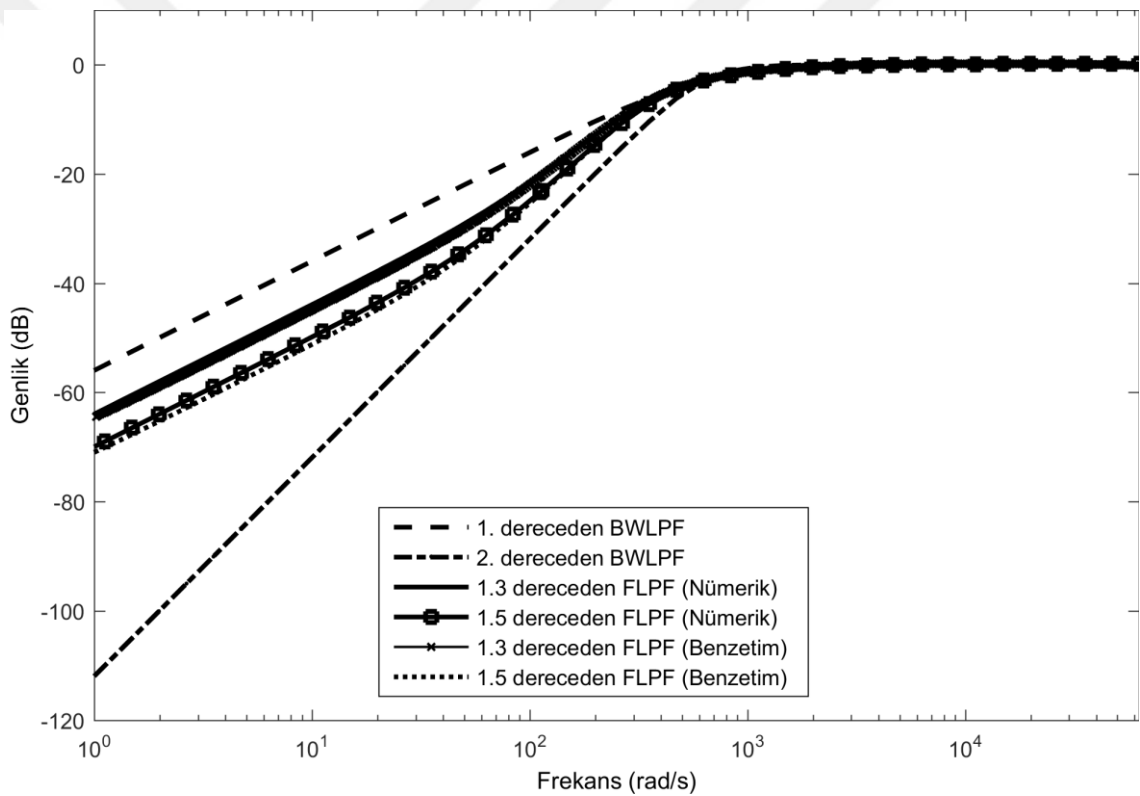
Tablo 2.6. Tablo 2.5'e göre hesaplanan OTA'lar için gerekli kutuplama akımları.

Kutuplama akımları	$\alpha = 0.3$ (pA)	$\alpha = 0.5$ (pA)
I_{B1}	2000	1750
I_{B2}	467	448
I_{B3}	149	178
I_{BX}	2000	2000
$G_1 I_{B2}$	47	25
$G_2 I_{B1}$	1360	1050
$G_3 I_{BX}$	2000	2000

Fraksiyonel derece $\alpha = 0.3$ ve $\alpha = 0.5$ için elde edilen benzetim sonuçları Şekil 2.17'de verilmektedir. Şekilden görülebileceği gibi durdurma bandında zayıflatmanın eğimi, fraksiyonel derece ile değişim sergilemektedir. Benzetim sonuçlarına göre elde edilen zayıflatma oranları $\alpha = 0.3$ için 25.5 dB/dec ve $\alpha = 0.5$ için 29.7 dB/dec şeklinde

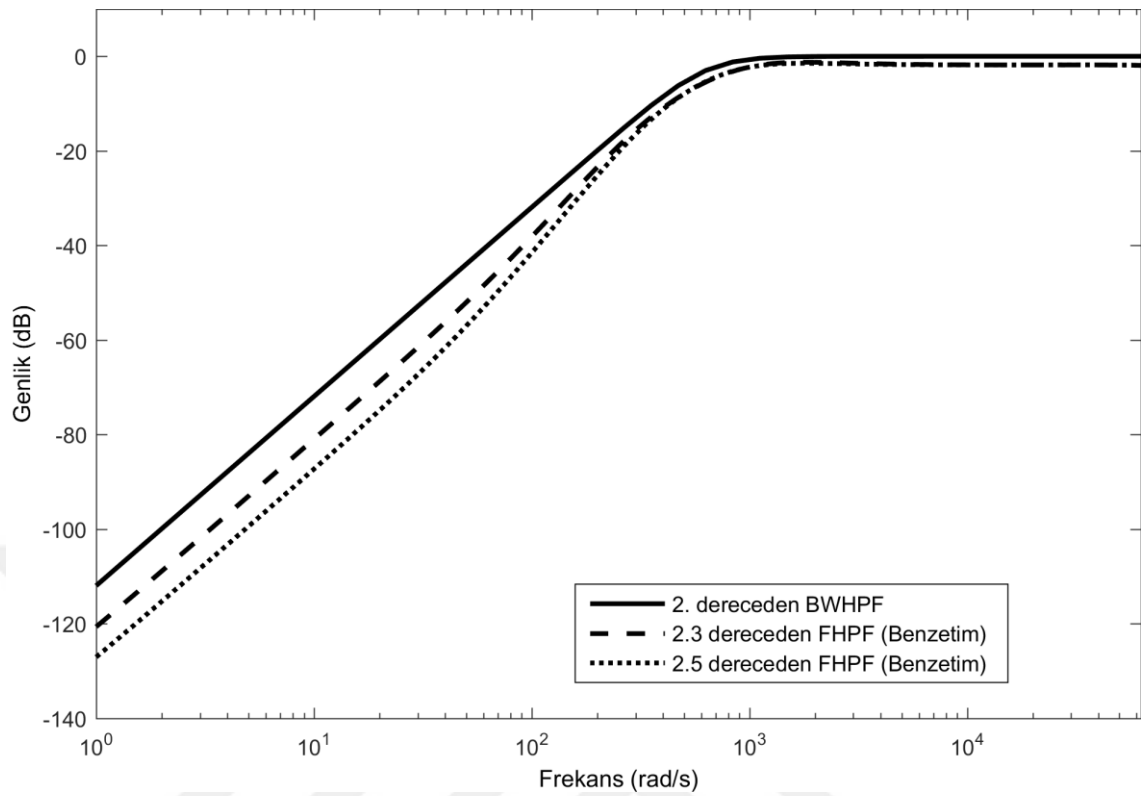
olmaktadır ki bu değerler teorik değerler olan 26 ve 30 dB/dec'e oldukça yakındır. 1.3 ve 1.5 dereceden FHPF'ler için benzetimle hesaplanan güç tüketimleri sırayla 45.2 nW ve 42.7 nW şeklindedir. FLPF'lere göre FHPF'lerin güç tüketiminin artmasının temel sebebi g_{mx} ve $1/g_{mx}$ 'ten oluşturulan toplama düğümü olmaktadır.

Giriş voltajına karşılık çıkıştaki THD seviyesini belirlemek için 1 kHz sabit frekanslı değişken genlikli sinüs, FHPF'lerin girişlerine uygulanmaktadır. Elde edilen benzetim sonucuna göre 120 mV girişe karşılık THD % 2.9 dur. Dolayısı ile 120 mV giriş büyüklüğüne kadar FHPF'ler, THD'yi kabul edilebilir seviyelerde tutmaktadır.



Şekil 2.17. $(1 + \alpha)$ dereceden FHPF'lerin benzetim sonuçları.

Yüksek dereceden FHPF'leri elde etmek için kaskad bağlantı yöntemi takip edilmektedir. Elde edilen devrenin benzetim sonuçları Şekil 2.18'de verilmektedir. Benzetimi yapılan 2.3 ve 2.5 dereceden filtreler için güç tüketimleri sırayla 47.5 nW ve 45 nW iken, durdurma bandındaki zayıflatma eğimleri 45.1 dB/dec ile 49.3 dB/dec şeklinde olmaktadır.



Şekil 2.18. 2.3 ve 2.5 dereceden FHPF'lerin benzetim sonuçları.

2.2. Fraksiyonel Dereceden Akım Modlu Filtre Tasarımı

Aktif filtreler birçok analog uygulamada kullanılmaktadır. Yukarıdaki bölümde VM tabanlı fraksiyonel dereceden filtrelerin tasarımı gerçekleştirilmektedir. Ancak güncel filtre uygulamalarında artık voltaj modu yerine akım modu (AM) tercih edilmektedir. Çünkü AM'lu çalışma VM'lu çalışmaya göre daha geniş çalışma frekans aralığı, yüksek değişim hızı, basit devre yapısı ve geniş dinamik saha sunabilmektedir. Ayrıca toplama, çıkarma vb. işlemler daha kolay gerçekleştirilebilmektedir. AM'lu elemanlar dikkate alındığında CCII'lar, CF'lar ve kazanç hücreleri (GC) yaygın şekilde kullanılmaktadır [68, 69].

Fraksiyonel dereceden alçak geçiren filtre için transfer fonksiyonu şu şekilde verilmektedir [32, 39]:

$$H_{1+\alpha}^{FLPF}(s) = \frac{c_1}{s^\alpha (s + c_2) + c_3} \quad (2.30)$$

Burada c_i 'ler ($i = 1, 2, 3$) filtre katsayıları olup, Tablo 2.1'de verilenlerle aynı olmaktadır. Yukarıdaki eşitlikleri elde etmek için 1. Bölümde bahsedilen ikinci yöntem tercih edilmektedir. Buna göre SFA yaklaşıklığı ile elde edilen 2. dereceden fonksiyon, Eşitlik (2.9)'da verilmektedir. Bu yaklaşıklık fonksiyonu Eşitlik (2.30)'da yerine yazılırsa tamsayı dereceden transfer fonksiyonu şöyle elde edilmektedir:

$$H_{1+\alpha}^{FLPF}(s) \cong \frac{c_1 (m_2 s^2 + m_1 s + m_0)}{m_0 s^3 + k_0 s^2 + k_1 s + k_2} \quad (2.31)$$

Burada m_i ve k_i 'ler ($i = 0, 1, 2$) için tanımlayıcı ifadeler Eşitlik (2.11) ile verilenlerle aynı olmaktadır.

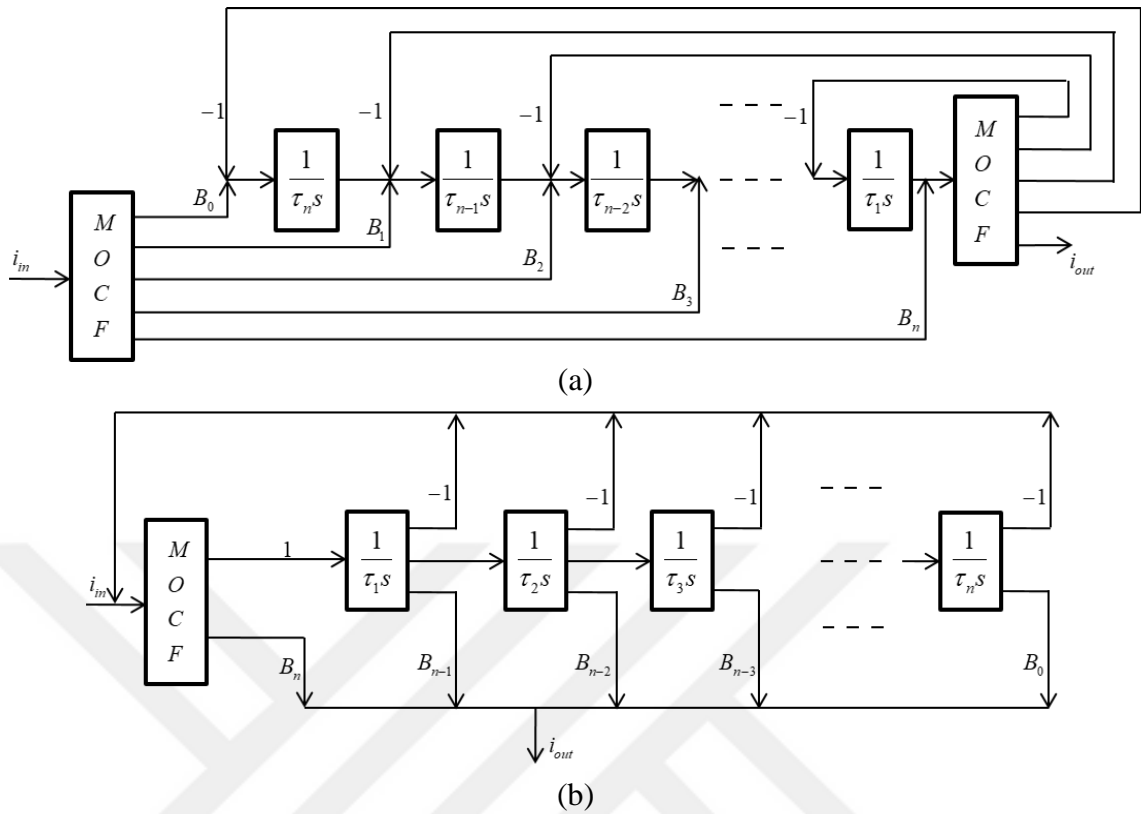
AM'lu n dereceden genel filtrenin transfer fonksiyonu, Eşitlik (2.32) ile verilmektedir. Bu genel filtre fonksiyonunu elde etmek için çoklu geri beslemeli topolojiler; IFLF-ID, FLF-ID, FLF-OS ve IFLF-OS şeklinde olabilmektedir [70]. Bunlardan IFLF-ID ve FLF-OS topolojilerinin blok yapısı Şekil 2.19'da görülmektedir.

$$H(s) = \frac{n_n s^n + n_{n-1} s^{n-1} + \dots + n_1 s + n_0}{d_n s^n + d_{n-1} s^{n-1} + \dots + d_1 s + d_0} \quad (2.32)$$

Burada n_i ve d_i 'ler ($i = 0, 1, \dots, n$) filtre katsayılarını oluşturmaktadır. Şekil 2.19'daki topolojilerin transfer fonksiyonu birbirlerinin aynısı olup şu şekilde verilebilmektedir:

$$H(s) = \frac{B_n s^n + \frac{B_{n-1}}{\tau_1} s^{n-1} + \dots + \frac{B_1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1}} s + \frac{B_0}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_n}}{s^n + \frac{1}{\tau_1} s^{n-1} + \dots + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1}} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_n}} \quad (2.33)$$

Burada B_i 'ler ($i = 0, 1, \dots, n$) kazançlara, τ_j 'ler ($j = 1, 2, \dots, n$) ise integratörlerin zaman sabitlerine karşılık gelmektedir.



Şekil 2.19. n dereceden AM (a) IFLF-ID (b) FLF-OS topolojisi.

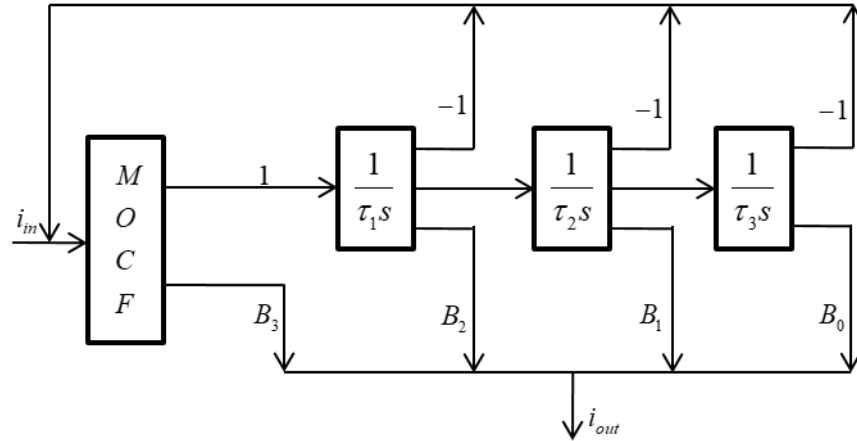
Eşitlik (2.31) ile verilen transfer fonksiyonunu, Şekil 2.19’da genelleştirilmiş şekli verilen FLF-OS topolojisi ile elde etmek istediğimizde Şekil 2.20’deki blok yapı elde edilmektedir. Bu yapının transfer fonksiyonu ise şöyle verilmektedir:

$$H(s) = \frac{B_3 s^3 + \frac{B_2}{\tau_1} s^2 + \frac{B_1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{B_0}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}}{s^3 + \frac{1}{\tau_1} s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}} \quad (2.34)$$

Eşitlikler (2.31) ve (2.34) birbirleriyle karşılaştırıldığında $B_3 = 0$ için eşitliklerin birbirini sağladığı görülmektedir. Eşitliklerdeki terimler eşleştirilerek kazanç ve zaman sabitleri şu şekilde elde edilmektedir:

$$B_3 = 0, B_2 = \frac{c_1 m_2}{k_0 m_0}, B_1 = \frac{c_1 m_1}{k_1 m_0}, B_0 = \frac{c_1}{k_2} \quad (2.35)$$

$$\tau_1 = \frac{1}{k_0}, \tau_2 = \frac{k_0}{k_1}, \tau_3 = \frac{k_1}{k_2}$$



Şekil 2.20. $(1 + \alpha)$ dereceden FLPF için FLF-OS topolojisi.

Fraksiyonel dereceden yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtrelerin transfer fonksiyonları şu şekilde verilmektedir [32, 39]:

$$H_{1+\alpha}^{FHFP}(s) = \frac{c_1 s^{\alpha+1}}{s^\alpha (s + c_2) + c_3} \quad (2.36)$$

$$H_{1+\alpha}^{FBPF}(s) = \frac{c_1 c_2 s^\alpha}{s^\alpha (s + c_2) + c_3} \quad (2.37)$$

$$H_{1+\alpha}^{FBRF}(s) = \frac{c_1 s^{\alpha+1} + c_1 c_3}{s^\alpha (s + c_2) + c_3} \quad (2.38)$$

FLPF'ye uygulanan işlemler sırayla Eşitlikler (2.36), (2.37) ve (2.38)'e uygulandığında bu filtreler için tam sayı derecen transfer fonksiyonları şu şekilde elde edilmektedir.

$$H_{1+\alpha}^{FHFP}(s) \cong \frac{B_3 s^3 + \frac{B_2}{\tau_1} s^2 + \frac{B_1}{\tau_1 \tau_2} s}{s^3 + \frac{1}{\tau_1} s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}} \quad (2.39)$$

$$H_{1+\alpha}^{FBPF}(s) \cong \frac{\frac{B_2}{\tau_1} s^2 + \frac{B_1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{B_0}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}}{s^3 + \frac{1}{\tau_1} s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}} \quad (2.40)$$

$$H_{1+\alpha}^{FBRF}(s) \cong \frac{B_3 s^3 + \frac{B_2}{\tau_1} s^2 + \frac{B_1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{B_0}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}}{s^3 + \frac{1}{\tau_1} s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3}} \quad (2.41)$$

Burada zaman sabitleri τ_i 'ler ($i = 1, 2, 3$), Eşitlik (2.35)'te verilenlerle aynı olurken; FHPF, FBPF ve FBRF filtreleri için kazanç ifadeleri şu şekilde elde edilmektedir:

$$\begin{aligned} B_3 = c_1, B_2 = \frac{c_1 m_1}{k_0 m_0}, B_1 = \frac{c_1 m_2}{k_1 m_0}, B_0 = 0 & \quad \text{FHPF} \\ B_3 = 0, B_2 = \frac{c_1 c_2}{k_0}, B_1 = \frac{c_1 c_2 m_1}{k_1 m_0}, B_0 = \frac{c_1 c_2 m_2}{k_2 m_0} & \quad \text{FBPF} \\ B_3 = c_1, B_2 = \frac{c_1 m_1 + c_1 c_3 m_2}{k_0 m_0}, B_1 = \frac{c_1 m_2 + c_1 c_3 m_1}{k_1 m_0}, B_0 = \frac{c_1 c_3}{k_2} & \quad \text{FBRF} \end{aligned} \quad (2.42)$$

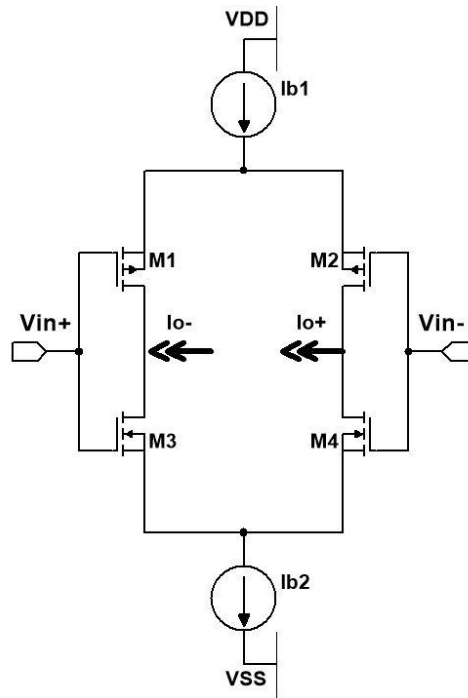
Yüksek dereceden filtrelerin elde edilmesi ise yukarıda ele alınan polinom bölmesi veya kaskad bağlantı ile sağlanabilmektedir.

2.2.1 Fraksiyonel Dereceden AM Fraksiyonel Filtrelerin OTA ve CF ile Elde Edilmesi

Şekil 2.20 ile verilen filtre topolojisini elde etmek için integratörlere ve MO-CF'ye ihtiyaç duyulmaktadır. Burada integratörler için OTA-C yapısı, kazançlar içinse yine OTA' lardan faydalanılmaktadır. OTA'nın aktif eleman olarak seçilmesinin sebebi filtrelerde elektronik olarak ayarlanabilirlik özelliğini sağlayabilmektir. Kullanılan CMOS OTA'nın iç yapısı Şekil 2.21'de görülmektedir [71, 72]. Bu OTA yapısının tercih edilme nedeni ise çıkış akımlarının dengeli ve dual olmasıdır. Seçilen OTA'nın transkondüktans ifadesi şu şekilde olmaktadır:

$$g_m = \frac{g_{m1} g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} + \frac{g_{m3} g_{m4}}{g_{m3} + g_{m4}} \cong \frac{g_{m1} + g_{m3}}{2} \quad (2.43)$$

Burada $g_{mi} = [I_B \mu C_{ox} W/L]^{1/2}$ ($i = 1, 2, 3, 4$) ve I_B, μ, C_{ox}, W ile L sırayla kutuplama akımı, taşıyıcı mobilitesi, birim alan başına kapı oksit kapasitesi, ilgili transistörün kanal genişliği ve kanal boyuna karşılık gelmektedir.



Şekil 2.21. Tasarımda kullanılan OTA yapısı.

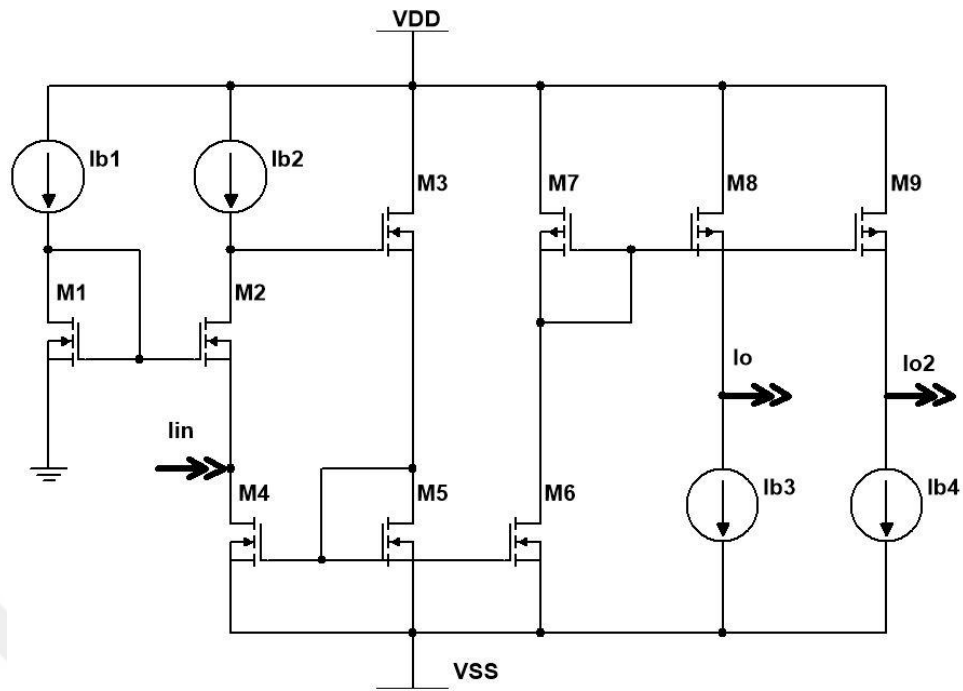
MO-CF devresi için de Şekil 2.22'deki yapı kullanılacaktır [73]. Bu yapıda M_1 - M_9 transistörleri, düşük giriş direncine sahip birim kazançlı kuvvetlendiriciyi oluşturmaktadır. Böylece çıkış akımları giriş akımına eşit olmaktadır.

Şekil 2.20'deki topoloji, MO-CF ve OTA aktif elemanlarının kullanılmasıyla Şekil 2.23'teki gibi elde edilmektedir. Bu şekilde zaman sabitleri ve kazançlar şöyle olmaktadır:

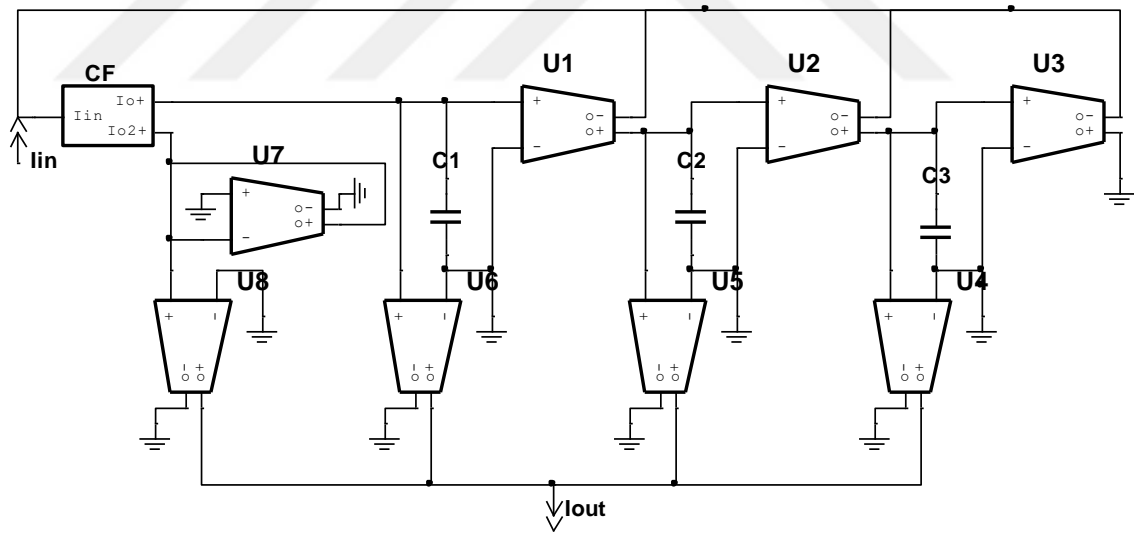
$$\tau_i = \frac{C_i}{g_{mi}} \quad i = 1, 2, 3$$

$$B_3 = \frac{g_{m8}}{g_{m7}}, B_2 = \frac{g_{m6}}{g_{m1}}, B_1 = \frac{g_{m5}}{g_{m2}}, B_0 = \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \quad j = 1, 2, \dots, 8$$
(2.44)

Burada C_i ($i = 1, 2, 3$) ve g_{mj} 'ler ($j = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$) sırayla integrasyon kapasitörleri ve ilgili OTA'ların transkondüktansları olmaktadır.



Şekil 2.22. Tasarımda kullanılan MO-CF yapısı.



Şekil 2.23. OTA'lar ve MO-CF kullanılarak elde edilen FLF-OS topolojisi.

2.2.2 AM Fraksiyonel Dereceden Filtrelerin Benzetimi

$(1 + \alpha)$ dereceden fraksiyonel filtrelerin benzetimi PSPICE programında $0.35 \mu\text{m}$ TSMC CMOS parametreleri kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Besleme voltajları $\pm 0.75 \text{ V}$ olup integrasyon kapasitörleri 10 pF alınmaktadır. Kesim frekansı 10 kHz kabul edilerek hesaplamalar buna göre yapılmaktadır. Farklı dereceden çeşitli filtre tipleri için kazanç

ve zaman sabitleri Eşitlikler (2.11), (2.35) ve (2.42) kullanılarak hesaplanmakta ve Tablo 2.7’te verilmektedir. Diğer taraftan OTA’lar için gerekli kutuplama akımları ise Tablo 2.8’te verilmektedir. MO-CF için $I_B = 1 \mu\text{A}$ dir.

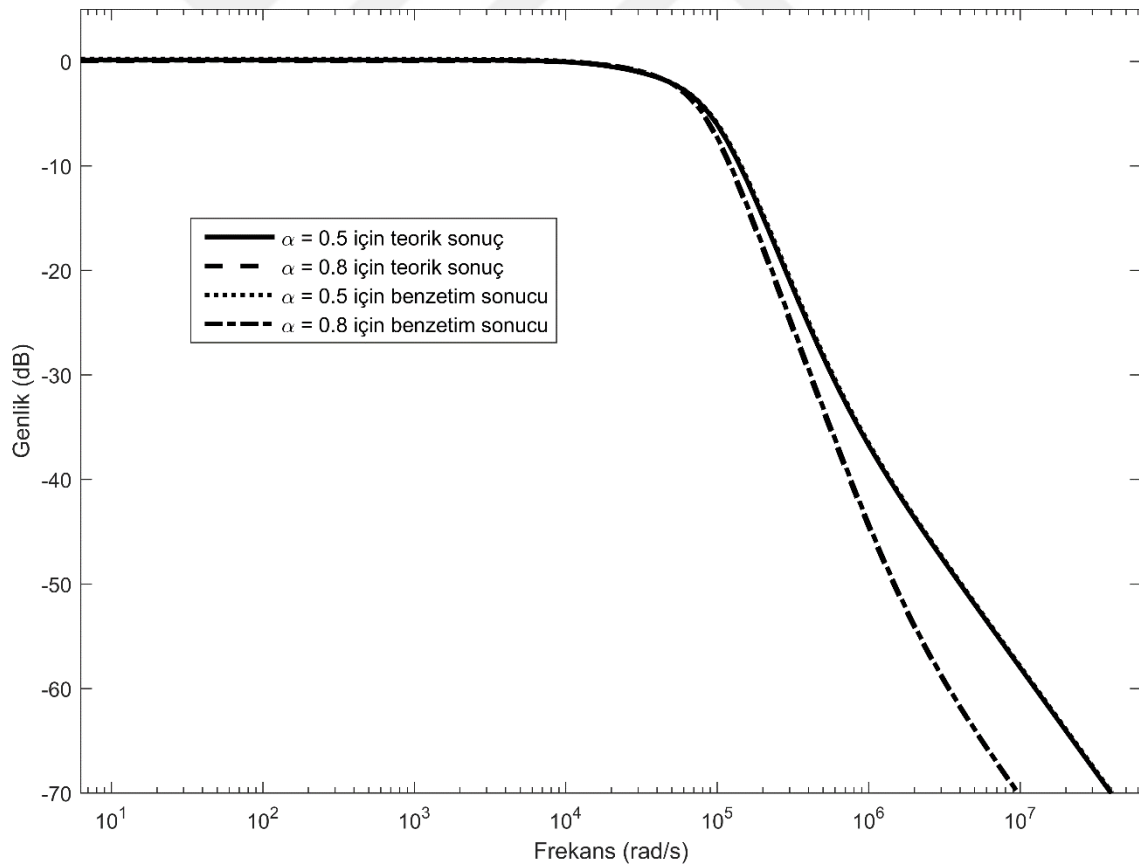
FLPF’ler için $B_3 = 0$ olmak zorundadır. Bu durum g_{m7} ve g_{m8} sıfır yapılarak sağlanmaktadır. Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ ve 0.8 için elde edilen frekans yanıtları Şekil 2.24’te gösterilmektedir. Şekilde görüleceği gibi durdurma bandı zayıflatması $-20(1 + \alpha)$ dB/dec’e göre değişmektedir. Ayrıca teorik ve benzetim sonuçlarının birbirlerine çok yakın olduğu görülmektedir. Benzetim sonucu elde edilen durdurma bandı zayıflatmaları $\alpha = 0.5$ için -30.4 dB/dec, $\alpha = 0.8$ için -36.7 dB/dec şeklindedir ve bu sonuçlar teorik olarak beklenen $-20(1.5)$ dB/dec = -30 dB/dec ve $-20(1.8)$ dB/dec = -36 dB/dec değerlerine oldukça yakındır. 1.5 ve 1.8 dereceden FLPF’ler için benzetim sonucu hesaplanan güç tüketimleri $8.74 \mu\text{W}$ ve $8.69 \mu\text{W}$ şeklindedir. Eğer MO-CF bypass edilip, geri besleme akımları giriş akımıyla birlikte C_1 kapasitörüne doğrudan uygulanırsa, güç tüketimleri $\alpha = 0.5$ için 428 nW, $\alpha = 0.8$ için 381 nW değerlerine düşmektedir. Böylece önerilen AM’lu FLPF’ler düşük güç uygulamaları için uygun olabilmektedir.

Tablo 2.7. $(1 + \alpha)$ dereceden fraksiyonel filtreler için hesaplanan parametreler.

	$\alpha = 0.5$				$\alpha = 0.8$			
	B_0	B_1	B_2	B_3	B_0	B_1	B_2	B_3
FLPF	1.014	0.600	0.069	-	1.006	0.473	0.019	-
FHPF	-	0.06	0.691	1	-	0.017	0.529	1
FBPF	0.147	0.435	0.251	-	0.055	0.539	0.453	-
FBRF	0.853	0.564	0.749	0.841	0.945	0.461	0.547	0.940
	τ_1	τ_2	τ_3	-	τ_1	τ_2	τ_3	-
FLPF, FHPF, FBPF, FBRF	5.5×10^{-6}	14×10^{-6}	54×10^{-6}	-	6.32×10^{-6}	14×10^{-6}	45×10^{-6}	-

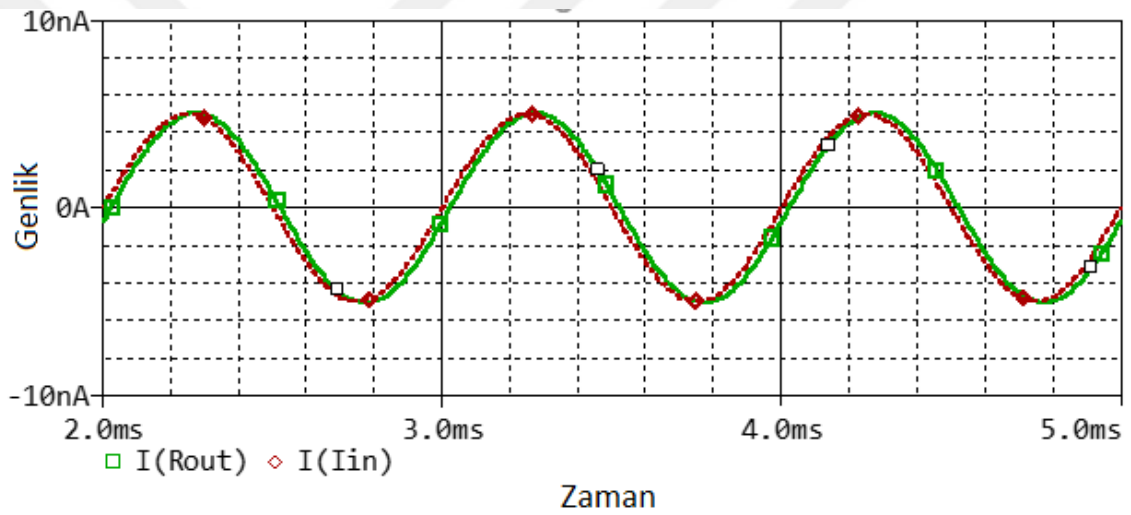
Tablo 2.8. Fraksiyonel filtreleri gerçekleştirilmede kullanılan OTA'lar için gerekli kutuplama akımları.

	$\alpha = 0.5$				$\alpha = 0.8$			
	I_{B4} (nA)	I_{B5} (nA)	I_{B6} (nA)	I_{B7}, I_{B8} (nA)	I_{B4} (nA)	I_{B5} (nA)	I_{B6} (nA)	I_{B7}, I_{B8} (nA)
FLPF	15.4	35.6	10.2	-	18.2	27.2	2.4	-
FHPF	-	3.5	103.2	35.6	-	1	68.7	35.6
FBPF	2.2	25.8	37.3	-	1	31.1	58.8	-
FBRF	12.9	33.5	112	42.3, 35.6	17.1	26.6	71.1	37.9, 35.6
	I_{B1} (nA)	I_{B2} (nA)	I_{B3} (nA)	-	I_{B1} (nA)	I_{B2} (nA)	I_{B3} (nA)	-
FLPF, FHPF, FBPF, FBRF	149.6	59.4	15.2	-	130.3	57.7	18.1	-



Şekil 2.24. $\alpha = 0.5$ ve 0.8 için elde edilen FLPF frekans yanıtları.

FLPF'lerin çıkıştaki THD düzeyini değerlendirmek için 1 nA sabit genlikli değişken frekanslı sinüzoidal işaret, fraksiyonel filtrelere uygulanmaktadır. Benzetim sonucu THD seviyesi 0.1-10 kHz sahasında $\alpha = 0.5$ için % 0.11, $\alpha = 0.8$ için % 0.26 düzeyinin altında kalmaktadır. Diğer taraftan 1 kHz sabit frekansta değişken genlikli sinüzoidal işaret, filtrelere uygulandığında ise $\alpha = 0.5$ ve $\alpha = 0.8$ için THD seviyeleri 5 nA giriş akım büyüklüğüne kadar sırayla % 0.33 ve % 0.27 seviyesini aşmamaktadır. Böylece FLPF'lerin THD performansının yeterince iyi olduğu söylenebilmektedir. 1.5 dereceden FLPF'nin zaman domeni performansını gözlemlemek için 5 nA genlikli 1 kHz sinüs sinyali, filtreye uygulanmakta ve elde edilen sonuç Şekil 2.25'te verilmektedir.



Şekil 2.25. $\alpha = 0.5$ için FLPF'nin zaman domeni yanıtı.

Önerilen filtre topolojisini, literatürdeki mevcut yapılarla karşılaştırmak için, bu devrelerin öne çıkan bazı özellikleri Tablo 2.9'da verilmektedir. İlgili tablodan şu gözlemlenebilmektedir ki önerilen devre, [66, 46]'dekilerden toplam eleman sayısı ve tümleştirme özellikleri açısından daha iyi olmaktadır. Ek olarak önerilen devre, [66, 46]'dekilerden farklı olarak elektronik ayarlanabilirlik ve dört farklı filtre yanıtını sunabilme özelliklerine sahip olmaktadır. Her ne kadar [42, 44, 47, 50]'deki çalışmalar elektronik ayarlanabilme özelliğine sahip olsalar da dört filtre yanıtının hepsini sunamamaktadırlar. [45]'deki çalışma elektronik ayarlanabilirlik ve dört farklı yanıtı sunabilme avantajlarına sahip olsa da, ilgili çalışma VM tabanlıdır.

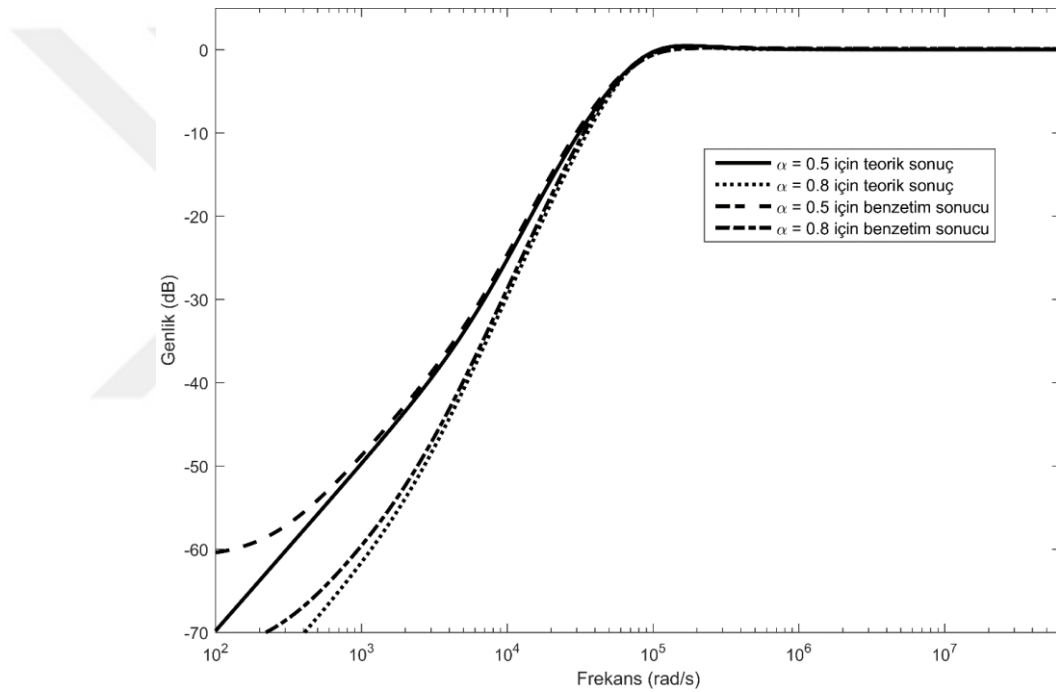
Tablo 2.9. Fraksiyonel filtrelerin öne çıkan özelliklerinin karşılaştırılması.

Ref.	Aktif eleman ve sayısı	Pasif eleman ve sayısı	Filtre derecesi	Filtre tipi	Elektro. kontrol	Topoloji	Besleme voltajı	Çalışma modu	Kesim fre.	Toplam kapasite	Güç tüketimi*
[42]	Sinh/Log yapı blokları	C(3)	3	LP, HP	Evet	FLF-OS	0.5V/Tpr	AM	10 Hz	60 pF	5.47 nW
[44]	Akım aynası	C(3)	3	LP	Evet	FLF	0.5V/Tpr	AM	10 Hz	90 pF 180 pF	0,82 nW 2,05 nW
[45]	OTA(11)	C(4)	4	LP, HP, BR, BP	Evet	IFLF-ID	1.5V/Tpr	VM	100 Hz	200 pF	-
[46]	DDCC(5)	R(7), C(3)	3	LP	Hayır	IFLF	±0.5V	VM	1.7 kHz	11.57 nF	185 µW
[47]	OTA(3), CF(1), ACA(2)	C(3)	3	HP	Evet	FLF-OS	-	AM	100 kHz	5.37 nF	-
[50]	CF (5), ACA (5)	R(3), C(3)	3	LP	Evet	FLF	-	AM	100 kHz	508 pF	-
[66]	OA(2)	R(10), C(3)	3	LP	Hayır	-	-	VM	1 kHz	300 nF	-
Önerilen Şek. 2.23	OTA(8), CF(1)	C(3)	3	LP, HP, BR, BP	Evet	FLF-OS	±0.75V	AM	10 kHz	30 pF	8.74 µW (428 nW**)

* $\alpha = 0.5$ için FLPF'lerin güç tüketim değerleri.

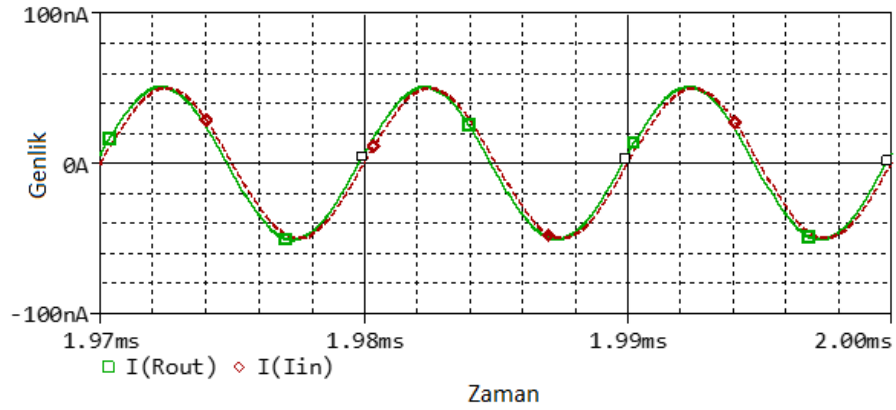
** CF bypass edildiğinde.

1.5 ve 1.8 dereceden FHPF'lerin frekans domeni yanıtlarını elde etmek için $B_0 = 0$ dolayısı ile $g_{m4} = 0$ olmak zorundadır. Bu şart ise $I_{B4} = 0$ yapılarak sağlanabilmektedir. FHPF'lerin frekans cevapları Şekil 2.26'da verilmektedir. İlgili şekilde teorik ve benzetim sonuçlarının uyumlu olduğu gözlemlenebilmektedir. Benzetim sonucu elde edilen durdurma bandı eğimleri $\alpha = 0.5$ için -29 dB/dec ve $\alpha = 0.8$ için -35.7 dB/dec olmaktadır ki bu değerler teorik değerler olan $-20(1.5)$ dB/dec = -30 dB/dec ve $-20(1.8)$ dB/dec = -36 dB/dec'e yakındır. Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ ve 0.8 durumunda FHPF'ler için benzetimle hesaplanan güç tüketimleri sırasıyla $8.81 \mu\text{W}$ ve $8.72 \mu\text{W}$ olmaktadır.



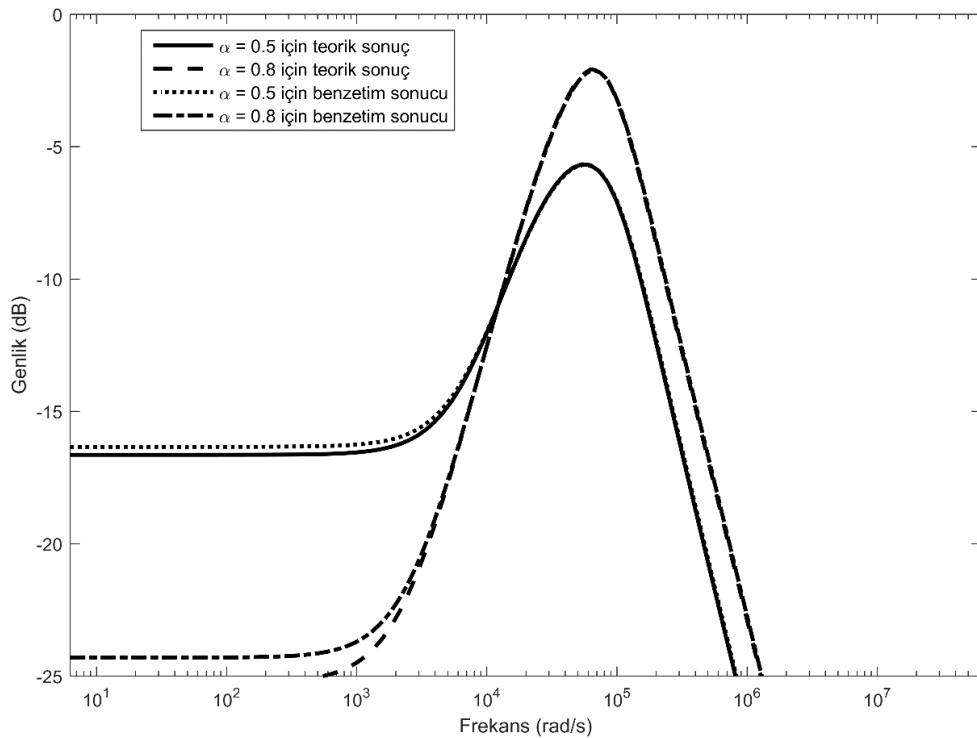
Şekil 2.26. $\alpha = 0.5$ ve 0.8 için elde edilen FHPF frekans yanıtları.

FHPF'lerin THD seviyelerini görebilmek için 5 nA sabit genlikli değişken frekanslı sinüs, filtrelerin girişlerine uygulandığında THD düzeyi 50 - 500 kHz frekans sahasında $\alpha = 0.5$ için $\% 0.67$ ve $\alpha = 0.8$ için $\% 0.83$ 'ün altında kalmaktadır. Bir başka açıdan THD seviyesini incelemek için 100 kHz sabit frekansında değişken genlikli sinüzoidal işaret, filtre girişine tatbik edildiğinde; THD düzeylerinin, 10 - 50 nA aralığında $\alpha = 0.5$ için $\% 0.31$ ve $\alpha = 0.8$ için $\% 0.34$ 'ü geçmediği gözlemlenmektedir. Buradan FHPF'lerin THD seviyelerinin makul düzeyde kaldığı söylenebilmektedir. 1.8 dereceden FHPF'nin zaman domeni performansı için 50 nA genlikli 100 kHz frekanslı sinüs, filtreye uygulanmaktadır. Elde edilen çıkış sinyali Şekil 2.27'de verilmektedir.

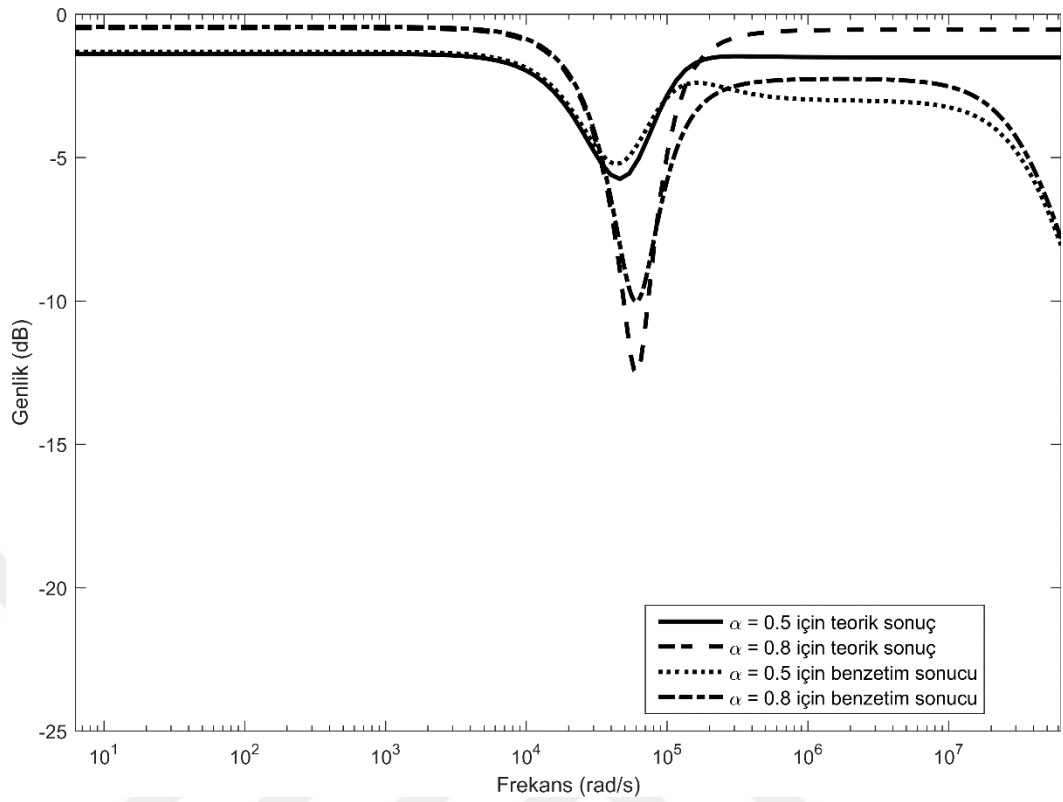


Şekil 2.27. $\alpha = 0.8$ için FHPF'nin zaman domeni yanıtı.

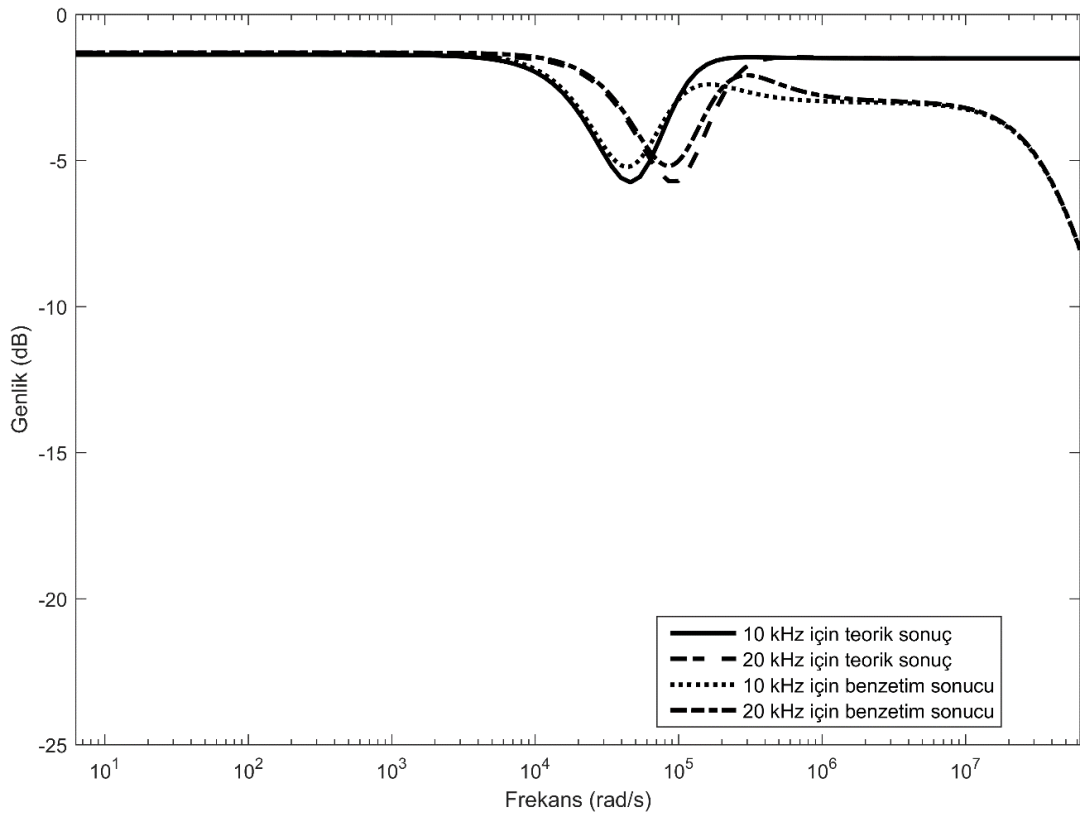
Fraksiyonel dereceden FBPF ve FBRF'ler için elde edilen benzetim sonuçları sırasıyla Şekil 2.28 ve 2.29'da verilmektedir. Ayrıca filtrelerin kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabildiğini göstermek için 1.5 dereceden FBRF ele alınmıştır. Kesim frekansını değiştirmek için I_{Bi} ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$) kutuplama akımları Tablo 2.5'tekinden farklı olarak sırayla şu değerleri almaktadır: 289.6 nA, 119 nA, 30.4 nA, 26 nA, 67.1 nA ve 224.5 nA. Sonuçta kesim frekansını 10 kHz'den 20 kHz'e alınan filtre yanıtı Şekil 2.30'da verilmektedir.



Şekil 2.28. $\alpha = 0.5$ ve 0.8 için elde edilen FBPF frekans yanıtları.



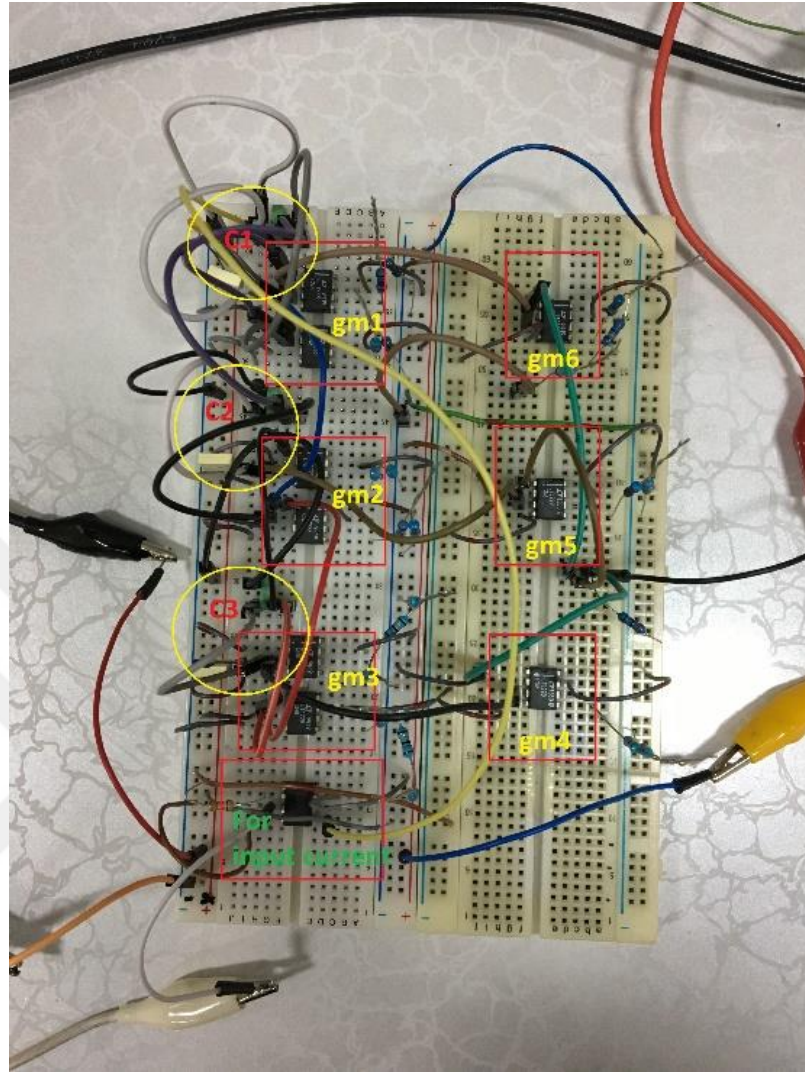
Şekil 2.29. $\alpha = 0.5$ ve 0.8 için elde edilen FBRF frekans yanıtları.



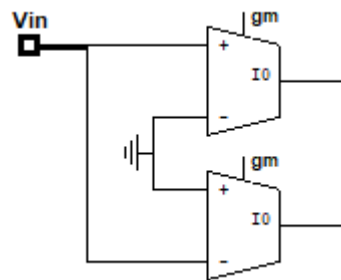
Şekil 2.30. FBRF kesim frekansının elektronik olarak ayarlanması.

2.2.3 AM Fraksiyonel Dereceden FLPF'nin Deneysel Sonuçları

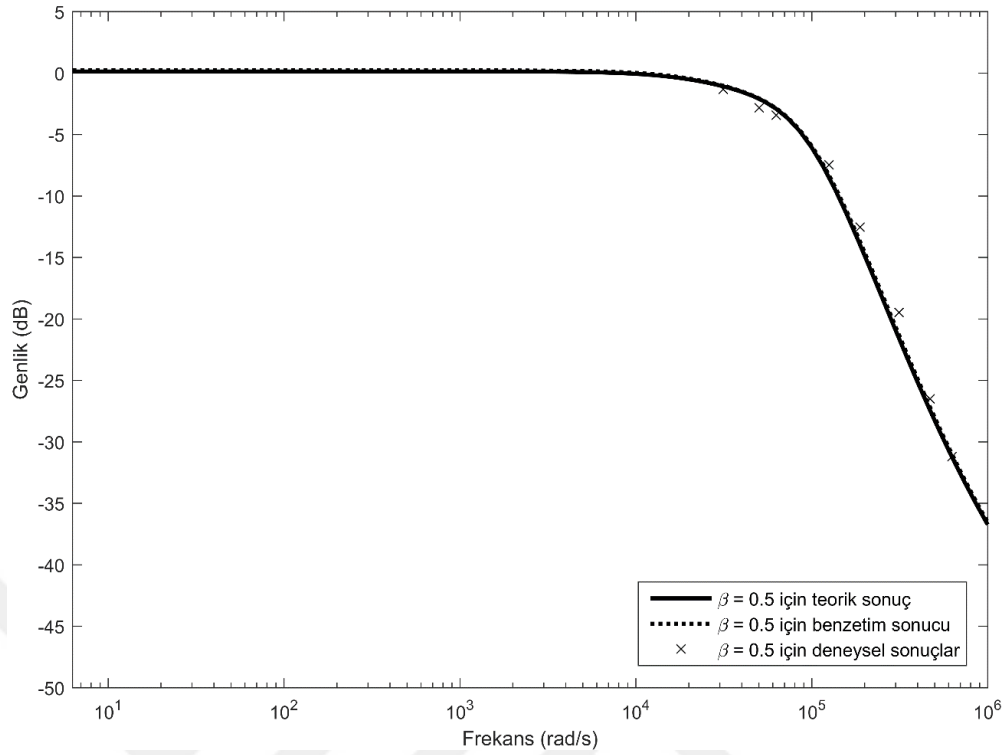
Nümerik ve benzetim sonuçlarıyla önerilen filtreler yukarıdaki bölümlerde doğrulanmaktadır. Bunlara ek olarak ortaya konulan filtreleri deneysel olarak da doğrulamak için $\beta = 0.5$ için FLPF; aktif ve pasif elemanlar kullanılarak deney bordu üzerinde Şekil 2.31'deki gibi gerçekleştirilmiştir. Deneysel devre olarak FLPF'nin seçilme sebebi $B_3 = 0$ olduğu için Şekil 2.23'teki U_7 ve U_8 OTA'larının devreden çıkarılabilme avantajıdır. Şekil 2.23'teki devreyi kurmak için ticari olarak mevcut bulunan LT1228 OTA'lar ve AD844AN CFOA aktif elemanları ile pasif $R-C$ elemanları kullanılmaktadır. Dengeli dual çıkış elde etmek için tek çıkışlı iki LT1228 Şekil 2.32'deki gibi bağlanmaktadır. Filtre devresinin frekans yanıtını elde etmek için devre girişine sabit genlikli değişken frekanslı işaret uygulanmış buna karşı devre çıkışında elde edilen işaretin genliği gözlemlenmiştir. Elde edilen değerler kaydedilerek sonuçta $20\log(I_{out}/I_{in})$ işlemine tabi tutularak frekans eğrisi için değerler çıkarılmaktadır. AD844AN aktif elemanı bir voltaj-akım dönüştürücü şeklinde giriş akımını elde etmek için kullanılmaktadır. Çıkış akımı ise devre çıkışına bağlanan yük direnci üzerinden $I_{out} = V_{out}/R_{out}$ prensibine göre gözlenmektedir. İntegrasyon kapasitörleri için 5.6 nF seçilmektedir. Kesim frekansı ise 62.8 krad/s (10 kHz) şeklindedir. U_i ($i = 1, 2, \dots, 6$) için transkondüktans değerleri sırayla 1.02 mS, 405 μ S, 104 μ S, 105 μ S, 243 μ S and 71 μ S. şeklinde olmaktadır. FLPF için gözlemlenen sonuçlar teorik ve nümerik sonuçlarla birlikte Şekil 2.33'te yansıtılmaktadır. Şekil 2.33'te gözlemlenebileceği üzere deneysel sonuçlar benzetim sonuçlarını ve ortaya konulan teoriyi doğrulamaktadır. Ayrıca şekilden şu da görülmektedir ki deneysel ve benzetim sonuçları arasında az miktarda sapmalar söz konusu olmaktadır. Bunun nedeni aktif elemanların ideal olmayan davranışı ve pasif elemanların toleransı olmaktadır.



Şekil 2.31. 1.5 dereceden FLPF için kurulan deney düzeneği.



Şekil 2.32. Dual çıkış akımı elde etmek için OTA'ların bağlantı şekli.



Şekil 2.33. 1.5 dereceden FLPF için deneysel, teorik ve benzetim sonuçları.

2.3. Sonuçlar

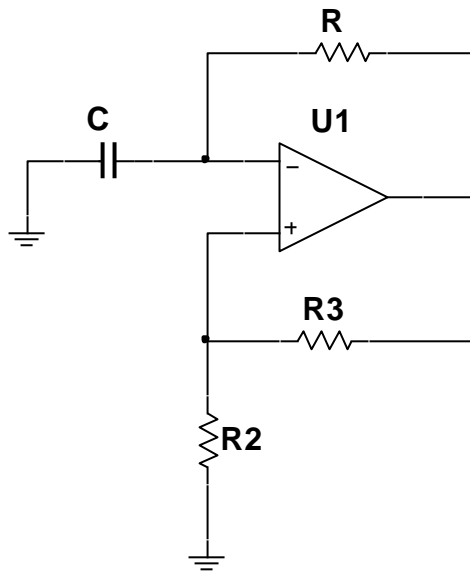
Gerek VM'lu gerekse AM'lu fraksiyonel filtre tasarımlarıyla klasik tam sayı dereceden filtrelerden farklı olarak zayıflatma eğiminin $20(n + \alpha)$ dB/dec'e göre değişim sergilediği görülmektedir. Ayrıca ihtiyaç duyulan dereceden filtrelerin elde edilebileceği nümerik, benzetim ve deneysel sonuçlarla gösterilmektedir. Böylece klasik tam sayı dereceden filtre tasarımının sınırlamaları ortadan kalkabilmektedir. Ek olarak sunulan OTA tabanlı tasarımlarla hem filtre derecesinin hem de filtre kesim frekansının, devre topolojileri üzerinde herhangi bir yapısal değişiklik yapmaksızın elektronik olarak ayarlanabilmesi sağlanmaktadır.

3. BÖLÜM

FRAKSİYONEL MULTİVİBRATÖR TASARIMI

3.1. OP-AMP Tabanlı Fraksiyonel Multivibratör

Multivibratörler birçok işaret üreticinin temel yapı bloklarından birini oluşturmaktadır. Özellikle kare, üçgen vb. dalgaların elde edilmesinde kullanılmaktadır. Literatürde kapasitörle birlikte farklı aktif ve pasif elemanların kullanılmasıyla tasarlanan birçok multivibratör devresi mevcut bulunmaktadır. Bunlardan en temel devre yapısına sahip olanlardan birini OP-AMP'la gerçekleştirilen multivibratör devresi oluşturmaktadır. OP-AMP, bir kapasitör ve üç dirençten oluşan böyle bir yapı Şekil 3.1'de verilmektedir. Bu şekildeki devre aslında eviren bir Schmitt tetikleme devresinden oluşmaktadır. Böylece tetikleme voltaj seviyeleri kapasitörün şarj ve deşarj olacağı voltaj düzeylerini belirlemektedir.



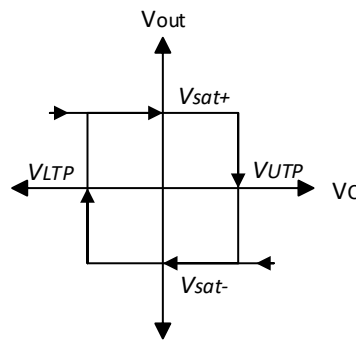
Şekil 3.1. OP-AMP'lı temel multivibratör devresi.

Şekil 3.1'deki devrenin çalışma prensibi kısaca şu şekilde olmaktadır. Çıkışın bir an pozitif doyumda olduğu kabul edilirse, bu durumda kapasitör R direnci üzerinden şarj olacaktır. Bu şarj işlemi kapasitör üzerindeki voltaj R_2 direnci üzerindeki üst tetikleme voltajına (V_{UTP}) eşit oluncaya kadar sürecektir. Ne zaman ki kapasitör üzerindeki voltaj R_2 üzerindeki voltaja eşit veya bunun daha üstüne çıkmak isterse bu durumda OP-AMP çıkışı pozitif doyumdan negatif doyuma tetiklenecektir. Bu yeni durumda kapasitör önce deşarj olacak sonra zıt yönde R_2 direnci üzerindeki negatif tetikleme voltajı seviyesine (V_{LTP}) kadar şarj olacaktır. Ne zaman ki kapasitör üzerindeki voltaj bu tetikleme voltajına eşit veya bundan daha küçük olmaya çalışırsa OP-AMP çıkışı durum değiştirerek tekrar pozitif doyuma geçecektir. Böylece yukarıda bahsedilen döngü tekrarlanacaktır.

Temel multivibratör devresi için DC transfer eğrisi Şekil 3.2'de görülmektedir. İlgili şekilde V_{UTP} ve V_{LTP} şu şekilde verilmektedir:

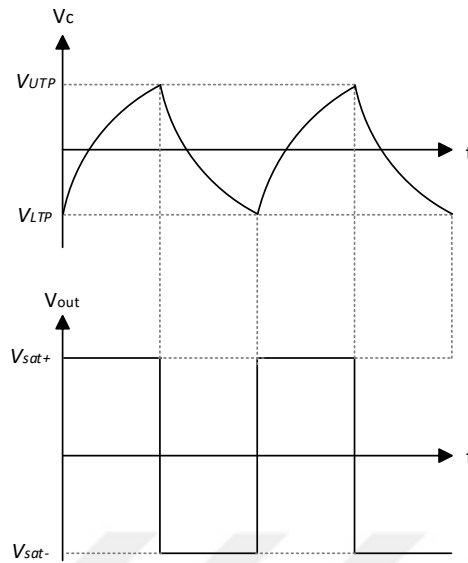
$$\begin{aligned}
 V_{UTP} &= \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{sat+} = \beta V_{sat+} \\
 V_{LTP} &= \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{sat-} = \beta V_{sat-} = -\beta V_{sat+} \\
 \beta &= \frac{R_2}{R_2 + R_3}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Burada V_{sat+} ve V_{sat-} sırayla pozitif ve negatif doyum voltajları iken β geri besleme oranı olmaktadır.



Şekil 3.2. Temel multivibratör devresinin DC transfer eğrisi.

Şekil 3.1'deki temel multivibratör devresi için dalga formları Şekil 3.3'te verilmektedir.



Şekil 3.3. Temel multivibratör devresinin dalga formları.

Şekil 3.3'teki eğriler için periyod ifadesi şu şekilde çıkarılmaktadır: öncelikle kapasitörün sabit bir voltaj kaynağıyla uyarıldığı durum ele alınmalıdır. Böyle bir yapı Şekil 3.4'teki gibi düşünülebilmektedir. Bu yapı için eşitlikler yazılıp, Laplace dönüşümü uygulanarak kapasitör üzerindeki voltaj çekilirse aşağıdaki zaman domeni ifadesi elde edilmektedir.

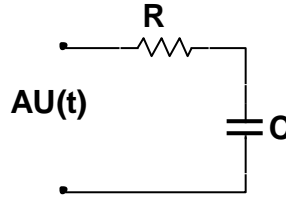
$$\begin{aligned}
 AU(t) &= RC \frac{dV_C(t)}{dt} + V_C(t) \\
 \frac{A}{s} &= RC(sV_C(s) - V_C(0)) + V_C(s) \\
 V_C(s) &= \frac{A}{s} + \frac{(V_C(0) - A)}{s + \frac{1}{RC}} \\
 V_C(t) &= A + (V_C(0) - A)e^{-t/RC}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Eşitlik (3.2)'deki A ifadesinin V_{sat+} 'e, $V_C(0)$ 'ın ise Şekil 3.3'den V_{LTP} 'ye karşılık geldiği görülmektedir. Bu ifadeler yerine yazıldığında $V_C(t)$ ifadesi şu şekilde elde edilmektedir:

$$V_C(t) = V_{sat+} [1 - (1 + \beta)e^{-t/RC}] \tag{3.3}$$

Eğer Eşitlik (3.3)'te $t = T/2$ için $V_C(T/2) = V_{LTP} = -\beta V_{sat+}$ yazılırsa Şekil 3.3'teki dalga formu için T periyod ifadesi şu şekilde elde edilmektedir:

$$T = 2RC \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right) \quad (3.4)$$



Şekil 3.4. Sabit voltajla uyarılan RC devresi.

Eşitlik (3.4), Şekil 3.1'deki temel multivibratör devresinde normal bir kapasitörün kullanılması durumunda elde edilen dalga formu için periyod ifadesidir. Şekil 3.1'de normal kapasitör yerine α dereceden fraksiyonel kapasitörün kullanılması durumunda ise fraksiyonel multivibratör elde edilmektedir. Ancak fraksiyonel multivibratörün periyod ifadesini bulabilmek için öncelikle normal kapasitörde olduğu gibi fraksiyonel RC_α yapısının sabit voltajla uyarılma durumunu ele almak gerekmektedir. Bu duruma göre Eşitlik (3.2) yeniden düzenlendiği takdirde, fraksiyonel kapasitör üzerindeki voltaj için şu denklem elde edilmektedir:

$$\begin{aligned} AU(t) &= RC_\alpha \frac{d^\alpha V_{C_\alpha}(t)}{dt^\alpha} + V_{C_\alpha}(t) \\ \frac{A}{s} &= RC_\alpha (s^\alpha V_{C_\alpha}(s) - s^{\alpha-1} V_{C_\alpha}(0)) + V_{C_\alpha}(s) \\ V_C(s) &= \frac{A(1/RC_\alpha)}{s(s^\alpha + \frac{1}{RC_\alpha})} + \frac{s^{\alpha-1}}{s^\alpha + \frac{1}{RC_\alpha}} V_{C_\alpha}(0) \\ V_C(t) &= A[U(t) - E_\alpha(-\frac{1}{RC_\alpha} t^\alpha)] + V_{C_\alpha}(0) E_\alpha(-\frac{1}{RC_\alpha} t^\alpha) \\ V_C(t) &= U(t)[A + \{V_{C_\alpha}(0) - A\} E_\alpha(-\frac{1}{RC_\alpha} t^\alpha)] \end{aligned} \quad (3.5)$$

Burada $E_\alpha(\cdot)$ Mittag-Leffler fonksiyonu olup şu şekilde ifade edilmektedir [74]:

$$E_\alpha(-at^\alpha) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-a)^n (t)^{n\alpha}}{\Gamma(n\alpha + 1)} \quad (3.6)$$

Eğer Eşitlik (3.5)'te $t = T/2$ için $V_{Ca}(T/2) = V_{LTP} = -\beta V_{sat+}$ yazılırsa fraksiyonel multivibratör için T_α periyod ifadesi şu şekilde elde edilmektedir [56]:

$$\frac{1-\beta}{1+\beta} - E_\alpha\left(-\frac{1}{RC_\alpha}\left(\frac{T_\alpha}{2}\right)^\alpha\right) = 0 \quad (3.7)$$

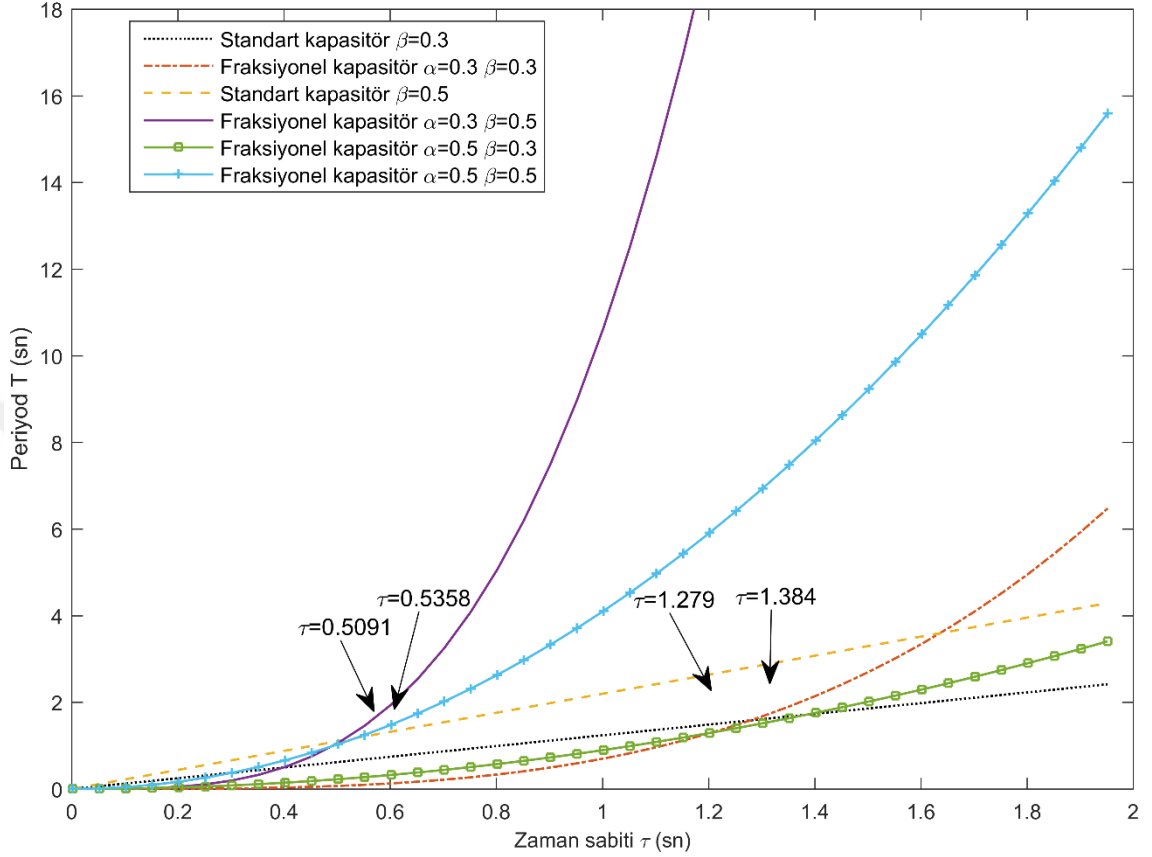
Burada Eşitlik (3.7)'den periyodu doğrudan hesaplamak mümkün olmadığından nümerik programlardan faydalanılmaktadır.

Eşitlik (3.4) ile (3.7) farklı derece ve geri besleme faktörleri için karşılaştırılmalı olarak Şekil 3.5'te verilmektedir. İlgili şekilden şu açıkça görülmektedir ki $\tau = RC$ 'nin belirli değerlerine kadar fraksiyonel multivibratör normal multivibratöre göre daha küçük periyod değerine dolayısı ile daha büyük osilasyon frekansına sahip olmaktadır. Ayrıca fraksiyonel derece küçüldükçe osilasyon periyodunun da küçüldüğü görülmektedir. Ek olarak geri besleme faktörü β 'nin küçülmesinin de periyodu küçülttüğü gözlemlenebilmektedir. Bu sonuçlardan yola çıkarak belirli zaman sabitine kadar fraksiyonel multivibratörün normal multivibratöre göre çok daha büyük osilasyon frekansına sahip olduğu söylenebilmektedir. Böylece fraksiyonel multivibratör, yüksek frekanslı kaynak işareti üretmede ciddi bir avantaj sunabilmektedir. Diğer taraftan belirli bir zaman sabiti değerine ulaşıncı, fraksiyonel multivibratörün normal multivibratöre göre daha büyük osilasyon periyoduna sahip olduğu dolayısı ile daha düşük frekansa sahip olacağı söylenebilmektedir ki bu çalışma bölgesinden de biyomedikal uygulamalarda faydalanılabilir.

Maundy vd. [56] tarafından Şekil 3.1'deki temel multivibratör devresi kullanılarak gerçekleştirilen fraksiyonel multivibratör devresinin şu dezavantajları bulunmaktadır:

- Çıkış sinyali seviyesinin ve tetikleme voltajlarının birbirinden bağımsız şekilde elektronik olarak ayarlanamaması
- Çıkış frekansının elektronik ve bağımsız olarak ayarlanamaması
- Pasif dirençlerin kullanılması
- Yüzen pasif elemanların kullanılması
- Kazanç-bant genişliği çarpımının sınırlı olması
- Düşük değişim hızı

- Tümdevreleştirmeye uygun olmama



Şekil 3.5. Eşitlik (3.4) ve (3.7)'nin farklı $\tau = RC$ değerleri için karşılaştırılması.

Yukarıda ifade edilen sınırlamaları ortadan kaldırmak için yeni bir fraksiyonel multivibratör devresine ihtiyaç duyulmaktadır.

3.2. Elektronik Olarak Kontrol Edilebilir Fraksiyonel Multivibratör

Kare-üçgen dalga üreteçleri dikkate alındığında literatürde bipolar junction transistörlerin (BJT), CMOS veya tümdevrelerin kullanıldığı birçok astable multivibratör devresi sunulmaktadır. Sunulan bu devreler içerisinde, frekansın ve çıkış seviyesinin elektronik olarak kontrol edilebildiği yapılarda şu aktif elemanlardan faydalanılmaktadır: çok çıkışlı akım geçişli transkondüktans kuvvetlendirici (MO-CTTA) [75], çok çıkışlı akım kontrollü akım fark alıcı transkondüktans kuvvetlendirici (MO-CCCDTA) [76], çok çıkışlı akım kontrollü akım taşıyıcı transkondüktans kuvvetlendirici (MO-CCCCTA) [77], çoklu çıkışlı voltaj fark alıcı transkondüktans kuvvetlendirici (MO-VDTA) [78],

çoklu çıkışlı akım terslemeli diferansiyel giriş transkondüktans kuvvetlendirici (MO-CIDITA) [79] vb.. Fakat bu devrelerden ancak [79]'daki multivibratör aşağıdaki arzu edilen özellikleri sağlamaktadır. Bu nedenle [79]'daki topoloji üzerinde değişiklikler yapılmak suretiyle tasarımda kullanılmaktadır.

- Sadece tek bir aktif eleman kullanılması
- Sadece topraklanmış kapasitörün kullanılması
- Harici dirençlerin kullanılmaması
- Çıkış işaretinin frekansının ve genliğinin, elektronik ve birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmesi
- Çıkış genliğini bozmadan eşik seviyelerinin, elektronik ve bağımsız şekilde ayarlanabilmesi

Maundy vd.'nin [56] yapmış olduğu çalışmada fraksiyonel kapasitör sabit bir voltajla uyarılırken buradaki tasarımda ise fraksiyonel kapasitör sabit akımla uyarılmaktadır.

3.2.1 MO-CFTA Temelli Schmitt Tetikleme Devresi

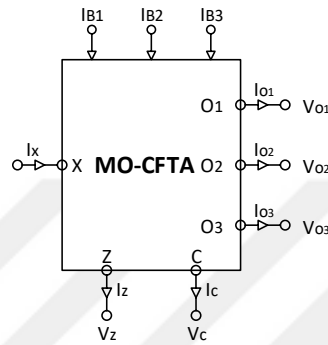
Çoklu çıkışlı akım takipçisi transkondüktans kuvvetlendirici (MO-CFTA), giriş katında akım takipçisi ve çıkış katında transkondüktans kuvvetlendiricisi bulunan aktif bir elemandır. Bu aktif elemanın şematik gösterimi ve iç yapısı Şekil 3.6'da verilmektedir. İlgili şekilden görülebileceği gibi CF kısmı, CCII'nin Y portu toprağa bağlanmak suretiyle elde edilmektedir. MO-CFTA'nın giriş ve çıkış portları arasındaki ilişki şu matrisle karakterize edilmektedir:

$$\begin{bmatrix} I_c \\ I_z \\ I_{o1} \\ I_{o2} \\ I_{o3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_1 g_{m1} & -\delta_1 g_{m1} & 0 \\ 0 & \delta_2 g_{m2} & -\delta_2 g_{m2} & 0 \\ 0 & -\delta_3 g_{m3} & \delta_3 g_{m3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_x \\ V_c \\ V_z \\ V_o \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

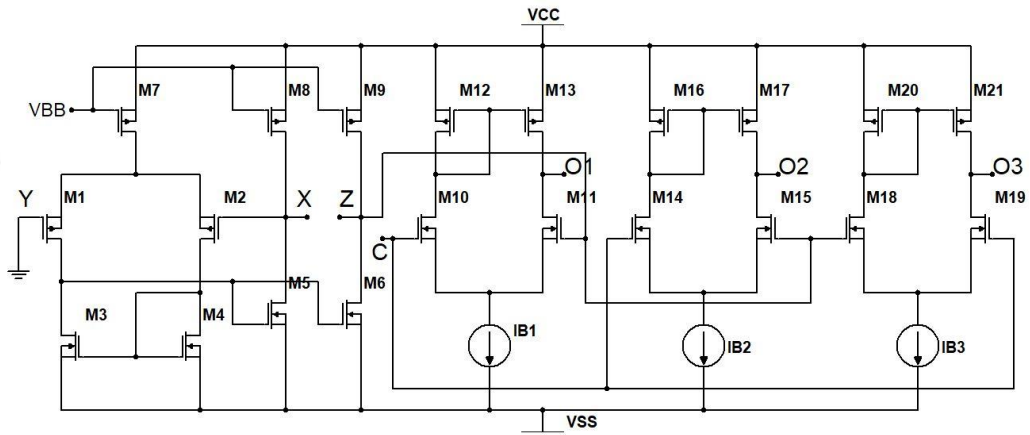
Burada β , X portundan Z portuna akım transfer kazancı; δ_i ($i = 1, 2, 3$) ilgili OTA katı için transkondüktans hatası ve g_{mi} ($i = 1, 2, 3$) ilgili OTA bloğunun transkondüktans değeri olup aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır:

$$g_{mi} = \sqrt{\mu_n C_{ox} I_{Bi} (W/L)} \quad (3.9)$$

Burada I_{Bi} , μ_n , C_{ox} , W ile L sırayla kutuplama akımı, elektron mobilitesi, birim alan başına kapı oksit kapasitesi, ilgili transistörün kanal genişliği ve kanal boyuna karşılık gelmektedir. İdealde β ve δ_i parametreleri bire eşit olmaktadır.



(a)



(b)

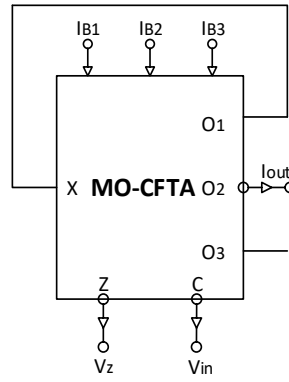
Şekil 3.6. MO-CFTA'nın (a) şematik gösterimi (b) iç yapısı.

OTA'nın çalışma prensibinden şu bilinmektedir ki eğer OTA'nın giriş portlarındaki fark voltajı yeterince büyükse, ilgili OTA'nın ideal çıkış akımı fark voltajının işaretine bağlı olarak ya kutuplama akımı I_B ya da $-I_B$ değerinde olacaktır. Bu çalışma şekline doyumdaki çalışma denilip bu durumdaki MO-CFTA'nın çıkış akımları şöyle ifade edilmektedir:

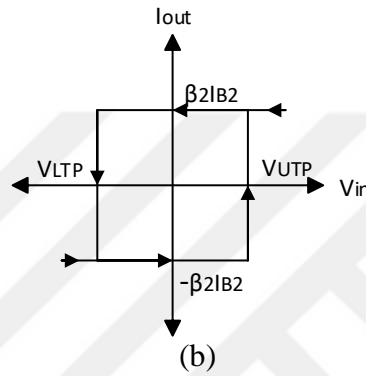
$$\begin{aligned}
I_{o1} &= \begin{cases} \beta_1 I_{B1} & V_c \geq V_z \\ -\beta_1 I_{B1} & V_c < V_z \end{cases} \\
I_{o2} &= \begin{cases} \beta_2 I_{B2} & V_c \geq V_z \\ -\beta_2 I_{B2} & V_c < V_z \end{cases} \\
I_{o3} &= \begin{cases} \beta_3 I_{B3} & V_c < V_z \\ -\beta_3 I_{B3} & V_c \geq V_z \end{cases}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Burada β_i ($i = 1, 2, 3$) ilgili OTA bloğu için I_{Bi} 'den I_{oi} 'ye akım transfer hatası olup idealde bir değerini almaktadır.

MO-CFTA tabanlı Schmitt tetikleme devresi ve bunun DC transfer eğrisi Şekil 3.7'de sunulmaktadır. Sunulan devrede sadece bir aktif eleman mevcutken herhangi bir pasif eleman bulunmamaktadır. Çıkış akımı I_{out} , giriş voltaj farkı ($V_{in} - V_z$)'ye bağlı olarak iki seviyede olmaktadır. Eğer voltaj farkı negatifse $I_{out} -\beta_2 I_{B2}$ 'ye eşit olurken, pozitifse $\beta_2 I_{B2}$ 'ye eşit olmaktadır. Benzer ilişki O_1 ve O_3 terminalleri içinde geçerli olmaktadır. Şekil 3.7'de görülebileceği gibi Z portu yüzen bir port olup, I_{B1} akımı bu port içine doğru akmaktadır. Port Z impedansı yeterince büyük olmadığından küçük I_{B1} akım değerleri bu portu doyuma ulaştırmamaktadır. Bu şekilde bu port doyuma ulaşana kadar port voltajı ve port akımı arasında neredeyse lineer bir ilişki söz konusu olmaktadır. Sonuçta Z terminalindeki V_z voltajı, X terminalinden transfer edilen $\beta\beta_1 I_{B1}$ akımı ile Z portu impedansı R_z 'nin çarpımına eşit olmaktadır. Böylece V_z voltajı $\beta\beta_1 I_{B1} R_z$ veya $-\beta\beta_1 I_{B1} R_z$ olmak üzere iki seviyeye sahip olmaktadır [79]. Başlangıçta I_{o1} akımının $-\beta_1 I_{B1}$ 'e eşit olduğu kabul edilirse, terminal voltajı V_z $\beta\beta_1 I_{B1} R_z$ 'ye, çıkış akımı I_{out} ise $-\beta_2 I_{B2}$ 'ye eşit olmaktadır. O_1 terminal akımı I_{o1} , V_{in} giriş voltajı $\beta\beta_1 I_{B1} R_z$ değerine ulaşana kadar aynı polarite kalmaktadır. Ne zaman ki V_{in} voltajı $\beta\beta_1 I_{B1} R_z$ değerinden büyük olmak isterse I_{o1} , I_{o2} ve V_z sırayla $\beta_1 I_{B1}$, $\beta_2 I_{B2}$ ve $-\beta\beta_1 I_{B1} R_z$ değerlerine anahtarlanmaktadır. Bu yeni durumda I_{o1} akımı, V_{in} voltajı $-\beta\beta_1 I_{B1} R_z$ değerinden daha negatif olana kadar polaritesini korumaktadır.



(a)



(b)

Şekil 3.7. MO-CFTA tabanlı tetikleme devresinin (a) şeması (b) DC transfer eğrisi.

Çıkış akım genliği ve eşik seviyeleri şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$V_{UTP} = \beta\beta_1 I_{B1} R_z, \quad V_{LTP} = -\beta\beta_1 I_{B1} R_z$$

$$I_{out} = \begin{cases} \beta_2 I_{B2} & V_{in} \geq V_{UTP} \\ -\beta_2 I_{B2} & V_{in} < V_{LTP} \end{cases} \quad (3.11)$$

Eşitlik (3.11)'den şu açıkça çıkarılabilmektedir ki eşik seviyeleri ve çıkış akım genliği I_{B1} ve I_{B2} akımlarıyla birbirlerinden bağımsız şekilde, elektronik olarak kontrol edilebilmektedir.

3.2.2 MO-CFTA Temelli Fraksiyonel Multivibratör

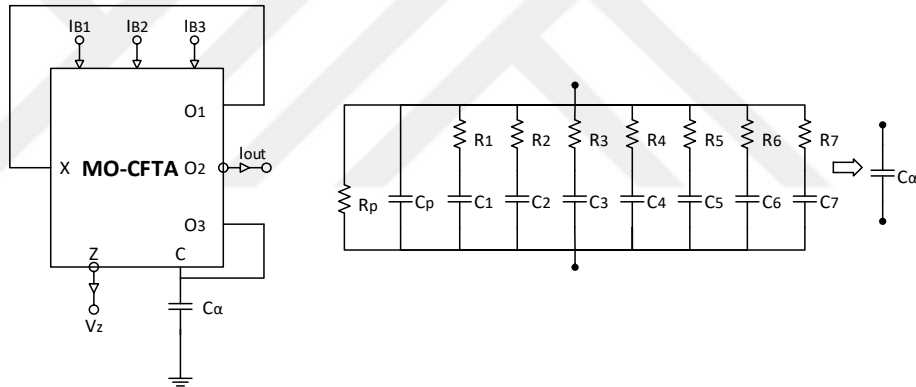
MO-CFTA tabanlı Schmitt devresinin kullanıldığı fraksiyonel astable mod multivibratörün şeması Şekil 3.8'de gösterilmektedir. Bu multivibratör bir aktif eleman ve bir pasif elemandan oluşmaktadır. Başlangıçta I_{out} 'un $\beta_2 I_{B2}$ 'ye eşit olduğu varsayılırsa I_{O1} ve I_{O3} sırayla $\beta_1 I_{B1}$ ve $-\beta_3 I_{B3}$ 'e eşit olmaktadır. Bu durumda I_{O1} akımı, V_z 'nin $-\beta\beta_1 I_{B1} R_z$ 'ye eşit olmasına neden olmaktadır ki böylelikle I_{O3} akımı fraksiyonel kapasitör

C_α 'yı, sabit akım $-\beta_3 I_{B3}$ ile kapasitör voltajı $V_{ca} - \beta\beta_1 I_{B1} R_z$ değerine ulaşana kadar şarj etmektedir. Ne zaman ki V_{ca} voltajı $-\beta\beta_1 I_{B1} R_z$ değerinden daha küçük olmak isterse I_{out} , I_{o1} ve I_{o3} akımları sırayla $-\beta_2 I_{B2}$, $-\beta_1 I_{B1}$ ve $\beta_3 I_{B3}$ değerlerine anahtarlanmaktadır. Bu durumda I_{o3} akımını, fraksiyonel kapasitör C_α 'yı deşarj etmektedir. Sonra yine $V_{ca} \beta\beta_1 I_{B1} R_z$ değerine ulaşınca, I_{out} akımını $\beta_2 I_{B2}$ değerine anahtarlanmak suretiyle döngü tekrardan başlamaktadır.

Çıkış akımının genliği şöyle elde edilmektedir:

$$V_{UTP} = \beta\beta_1 I_{B1} R_z, \quad V_{LTP} = -\beta\beta_1 I_{B1} R_z$$

$$I_{out} = \begin{cases} \beta_2 I_{B2} & V_{ca} \geq V_{UTP} \\ -\beta_2 I_{B2} & V_{ca} < V_{LTP} \end{cases} \quad (3.12)$$



Şekil 3.8. Fraksiyonel multivibratörün şeması ve C_α 'nın R-C modeli.

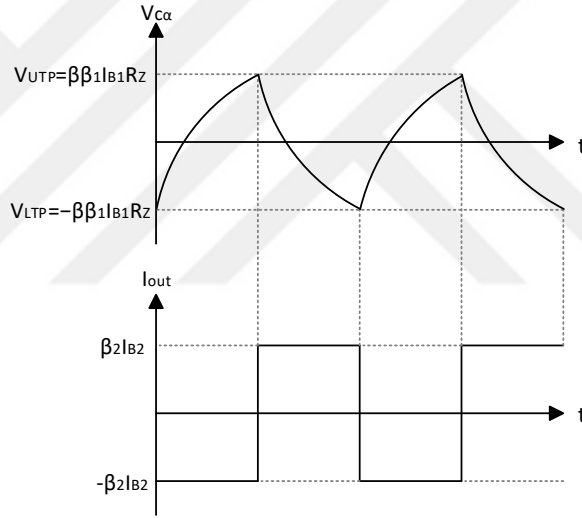
Önerilen fraksiyonel multivibratörün dalga formları Şekil 3.9'da verilmektedir [80]. Şarj ve deşarj akımlarının büyüklüğü eşit olduğundan üretilen dalganın görev saykılı (duty cycle) % 50 olmaktadır. Şekil 3.9 ve bir sabitin α fraksiyonel dereceden integral ifadesinden faydalanılarak fraksiyonel multivibratör için periyod ifadesi T_α şu şekilde çıkarılmaktadır:

$$T_\alpha = 2 \left(\frac{2C_\alpha \beta\beta_1 I_{B1} R_z \Gamma(1+\alpha)}{\beta_3 I_{B3}} \right)^{1/\alpha}, \quad f_\alpha = \frac{1}{T_\alpha} \quad (3.13)$$

Eşitlikler (3.12) ve (3.13)'den şu açıkça görülmektedir ki I_{out} çıkış akımının genliği, I_{B2} kutuplama akımıyla osilasyon periyodunu etkilemeksizin kontrol edilebilmektedir. Diğer

tarafından osilasyon periyodu, I_{B3} kutuplama akımı ile çıkış akımının genliğini etkilemeksizin bağımsızca ayarlanabilmektedir. Dahası, burada yeni bir kontrol parametresi ortaya çıkmaktadır ki o da fraksiyonel derece α olmaktadır. Böylece osilasyon periyodu kutuplama akımlarını değiştirmeksizin fraksiyonel derece ile ayarlanabilmektedir. Bu durum ayrı bir tasarım esnekliği oluşturmaktadır. Fraksiyonel derece α 'nın bire eşit olması durumunda Eşitlik (3.13) normal kapasitör C için geçerli olup sadeleşerek şu hali almaktadır:

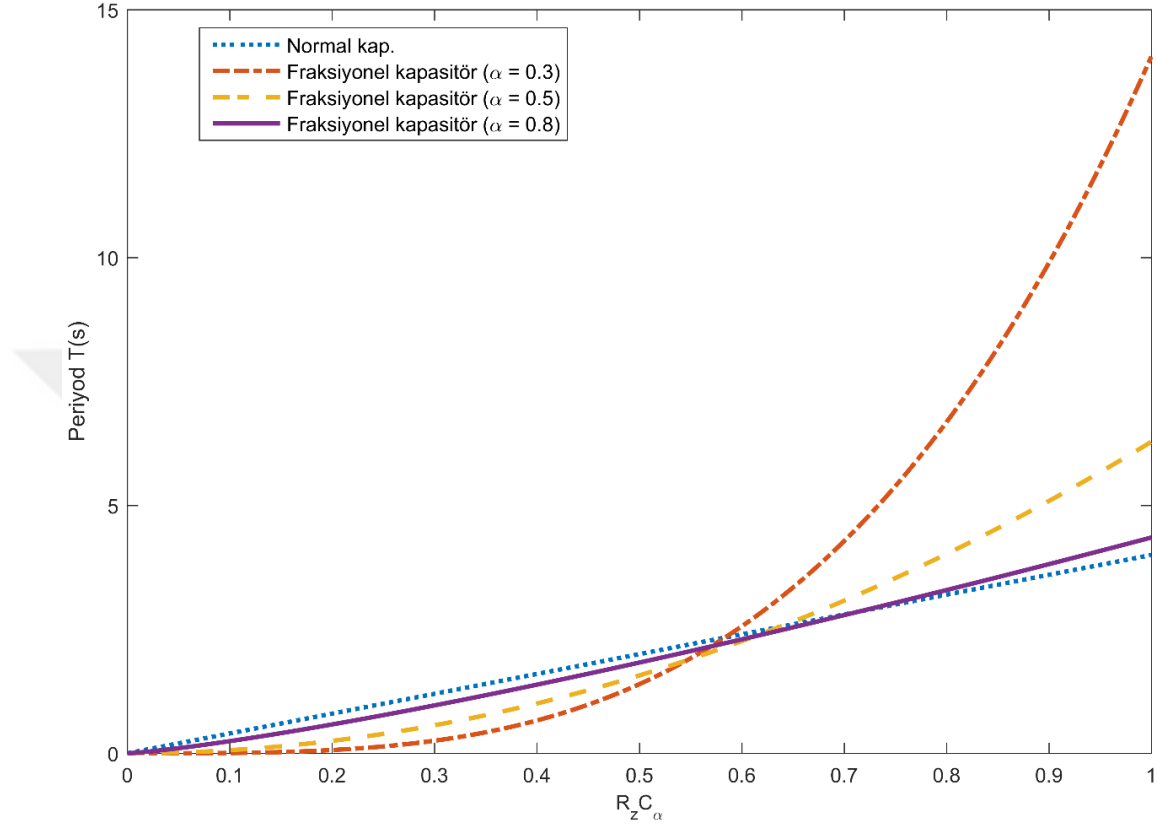
$$T = \frac{4C\beta\beta_1 I_{B1} R_Z}{\beta_3 I_{B3}}, \quad f = \frac{1}{T} \quad (3.14)$$



Şekil 3.9. Fraksiyonel multivibratörün dalga formları.

Eşitlikler (3.13) ve (3.14)'ün nümerik bir karşılaştırması ideal şartlar, $I_{B3} = I_{B1} = 30 \mu A$ ve $R_Z C_\alpha$ değeri 10^{-6} 'dan 1'e değişirken Şekil 3.10'da verilmektedir. Şekilde görülebileceği gibi belirli bir $R_Z C_\alpha$ değerine kadar Eşitlik (3.13) ile hesaplanan periyod, Eşitlik (3.14) ile hesaplanandan daha küçük olmakta dolayısı ile fraksiyonel multivibratör normal multivibratöre göre daha büyük osilasyon frekansına sahip olma avantajı sunmaktadır. Böylece fraksiyonel multivibratör, yüksek frekans gerektiren uygulamalarda tercih edilebilir olmaktadır. Öte yandan, belirli bir $R_Z C_\alpha$ değeri üzerinde ise fraksiyonel multivibratör normal multivibratöre göre daha büyük periyoda sahip olmaktadır ki böylelikle düşük frekanslı dalga üretmektedir. Bu çalışma sahası ise biyomedikal uygulamalara uygun olabilmektedir. Yine Şekil 3.10'da fraksiyonel derece

α 'nın küçüldükçe, fraksiyonel multivibratörün daha büyük osilasyon frekansı ürettiği çıkarılabilmektedir.



Şekil 3.10. Eşitlik (3.13) ve (3.14)'ün $R_z C_\alpha$ 'ye karşılık değişimi.

3.2.3. MO-CFTA Temelli Fraksiyonel Multivibratör Benzetim Sonuçları

Şekil 3.8'de verilen fraksiyonel multivibratör devresinin benzetimi, TSMC 0.18 μm teknoloji parametreleri kullanılarak SPICE programında yapılmaktadır. Kullanılan besleme voltaj kaynakları ± 1.25 V iken V_{BB} kutuplama voltajı 0.42 V alınmaktadır. Fraksiyonel kapasitör C_α , 1. Bölüm'de verilen kabul edilebilir sapmaya sahip R - C ağıyla elde edilmektedir [16]. Elde edilen R - C ağı Şekil 3.8'de, pasif eleman değerleri ise Tablo 3.1'de verilmektedir. Fraksiyonel kapasitörün bant genişliği 10 Hz - 1 MHz aralığında olmaktadır. Hem fraksiyonel kapasitör C_α hem de normal kapasitör C için 1 μF değeri alınmaktadır. Tümleştirme açısından böyle bir kapasitör değeri kabul edilebilir olmamaktadır. Fakat böyle bir fraksiyonel kapasitör değerinin ticari olarak mevcut bulunan pasif elemanlarla elde edilebilmesi, deneysel olarak gerçeklemeyi de mümkün kıldığı için böyle bir tercihte bulunmaktadır.

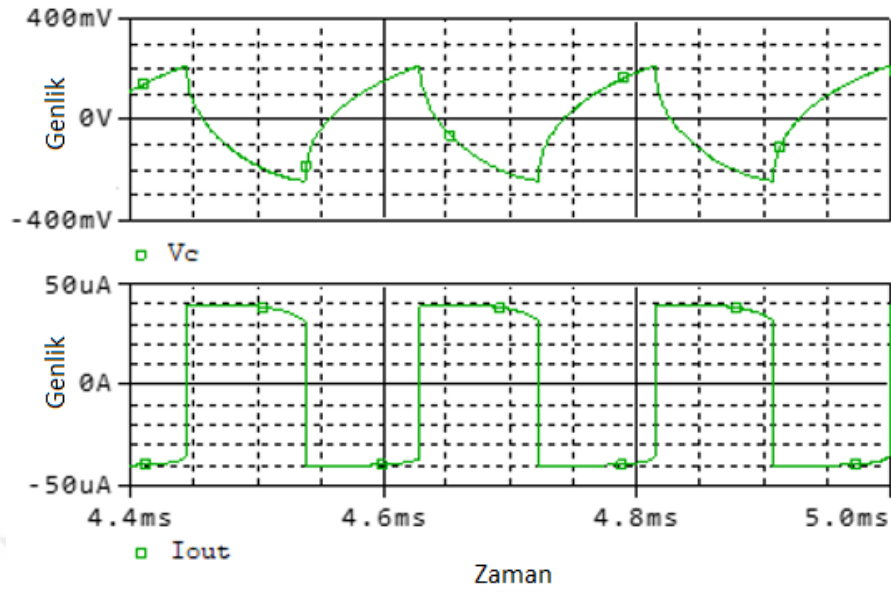
Tablo 3.1. Fraksiyonel kapasitör C_α 'yı elde etmek için gerekli pasif eleman değerleri ($C_\alpha = 1 \mu\text{F}$).

Fraksiyonel derece	Pasif eleman değerleri
$\alpha = 0.5$	$C_p = 157.84 \text{ pF}$, $C_1 = 57.8 \text{ nF}$, $C_2 = 23.12 \text{ nF}$, $C_3 = 9.248 \text{ nF}$ $C_4 = 3.69 \text{ nF}$, $C_5 = 1.48 \text{ nF}$, $C_6 = 592 \text{ pF}$, $C_7 = 236.8 \text{ pF}$ $R_p = 259.5 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 173.01 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 69.5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 27.68 \text{ k}\Omega$ $R_4 = 11.07 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 4.34 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 1.77 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 708.63 \Omega$
$\alpha = 0.8$	$C_p = 34 \text{ nF}$, $C_1 = 135.77 \text{ nF}$, $C_2 = 94.11 \text{ nF}$, $C_3 = 65.23 \text{ nF}$ $C_4 = 45.21 \text{ nF}$, $C_5 = 31.34 \text{ nF}$, $C_6 = 21.72 \text{ nF}$, $C_7 = 15.06 \text{ nF}$ $R_p = 254.43 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 73.66 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 17 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 3.92 \text{ k}\Omega$ $R_4 = 906 \Omega$, $R_5 = 209 \Omega$, $R_6 = 48.27 \Omega$, $R_7 = 11.14 \Omega$

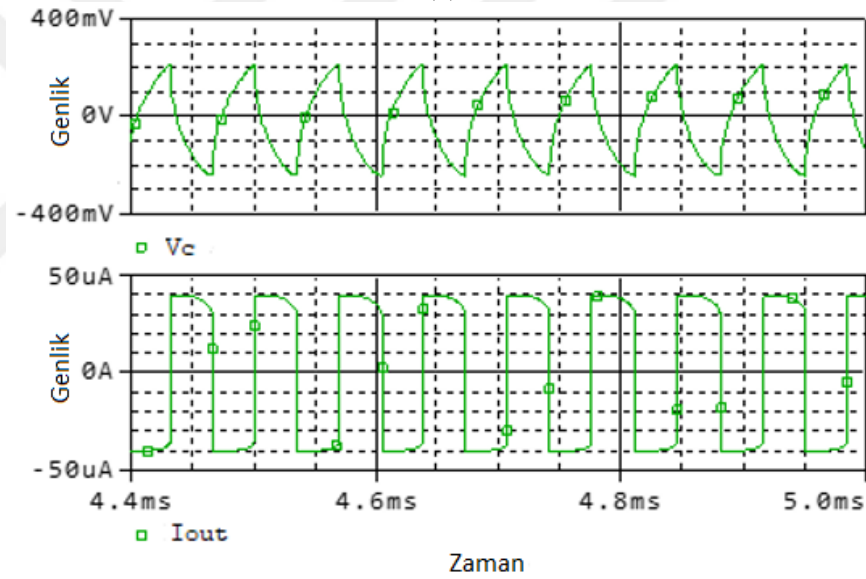
Tablo 3.2. Periyod için benzetim sonuçları ($C = C_\alpha = 1 \mu\text{F}$).

Kutuplama akımı $I_{B3} (\mu\text{A})$	$T (\text{ms})$	$T_\alpha (\text{ms})$	
		$\alpha = 0.5$	$\alpha = 0.8$
10	89.18	1.54	29.65
20	45.24	0.392	12.89
30	30.49	0.184	7.82
40	23.11	0.105	5.5
50	18.52	0.069	4.2
60	15.74	0.050	3.43

İlk olarak önerilen multivibratörün periyodunun elektronik olarak kontrol edilebildiğini göstermek için I_{B1} ve I_{B2} sırayla $10 \mu\text{A}$ ve $40 \mu\text{A}$ 'e set edilirken, I_{B3} akımı 10 'dan $60 \mu\text{A}$ 'e taranmaktadır. Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ ve 0.8 için elde edilen benzetim sonuçları nümerik olarak Tablo 3.2' de verilmektedir. Ayrıca $\alpha = 0.5$ durumunda $I_{B3} = 30$ ve $50 \mu\text{A}$ için zaman domeni yanıtları Şekil 3.11'de verilmektedir. Tablo 3.2'den şu çıkarılabilmektedir ki fraksiyonel multivibratör normal multivibratöre göre daha küçük periyoda dolayısıyla daha büyük frekansa sahip olmaktadır. Örneğin $I_{B3} = 60 \mu\text{A}$ için fraksiyonel multivibratörün frekansı normal multivibratörün frekansının 315 katı olmaktadır. Böylece fraksiyonel multivibratörün yüksek frekanslı işaretin gerekli olduğu durumlarda iyi bir tercih olacağı söylenebilmektedir. Bir başka yönden Tablo 3.2'de şu da görülebilmektedir ki periyod T_α , kutuplama akımlarını değiştirmeksizin fraksiyonel derece α ile değiştirilebilmektedir. Diğer taraftan Şekil 3.11'de çıkış akımı I_{out} 'un değeri değişmeden osilasyon periyodunun kontrol edilebildiği gözlemlenmektedir.



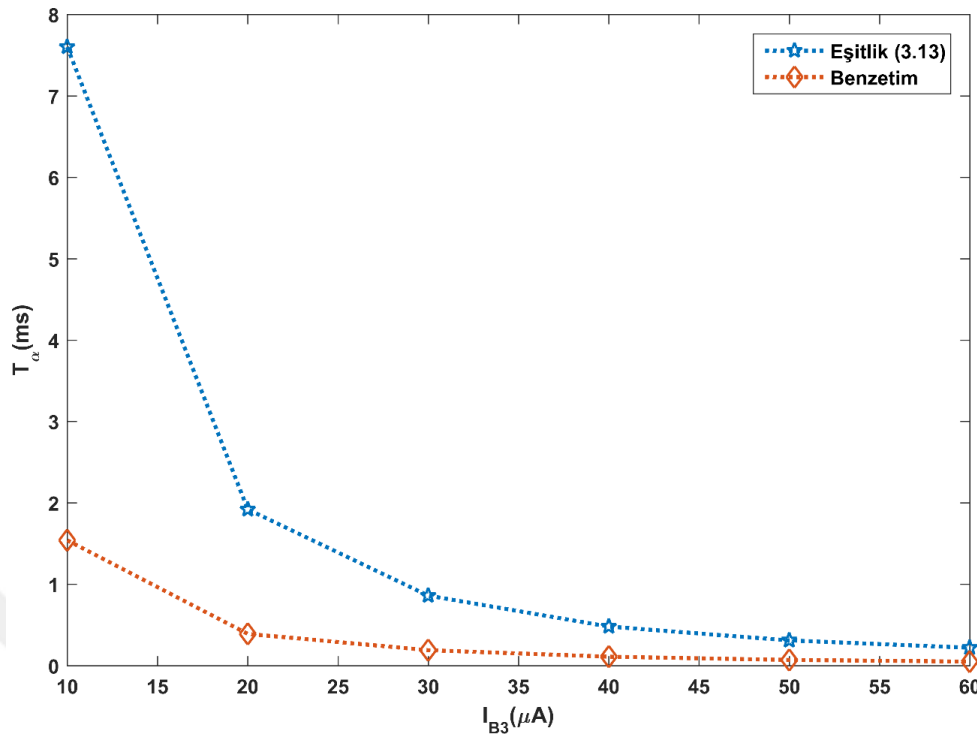
(a)



(b)

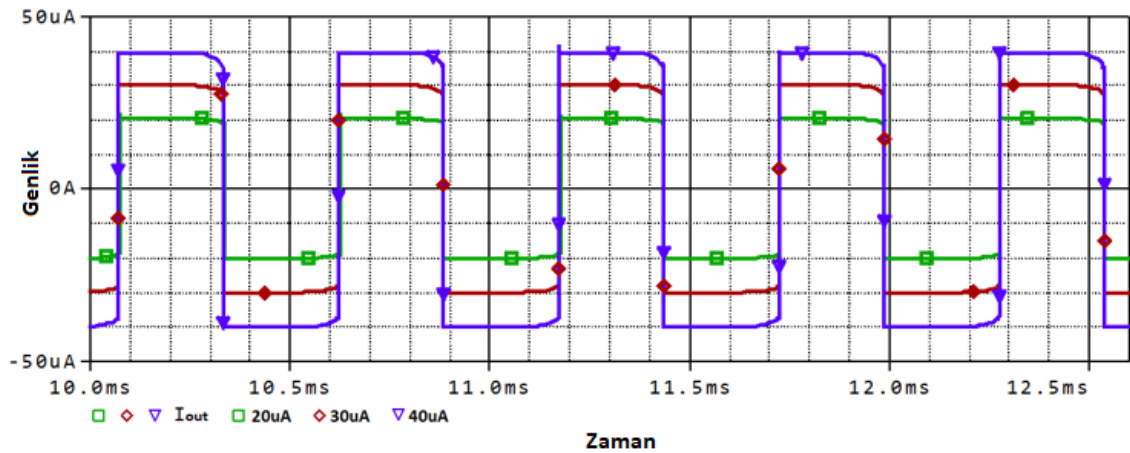
Şekil 3.11. Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ için $I_{B1} = 10 \mu\text{A}$, $I_{B2} = 40 \mu\text{A}$ (a) $I_{B3} = 30 \mu\text{A}$ (b) $I_{B3} = 50 \mu\text{A}$.

Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ için T_α 'nın teorik ve benzetim sonuçları Şekil 3.12'de verilmektedir. İlgili şekilde görülebildiği gibi teorik ve benzetim sonuçları arasında sapmalar mevcuttur ki bu R - C ağı ile MO-CFTA'nın ideal olmayan karakteristikleri sebebiyle olmaktadır.



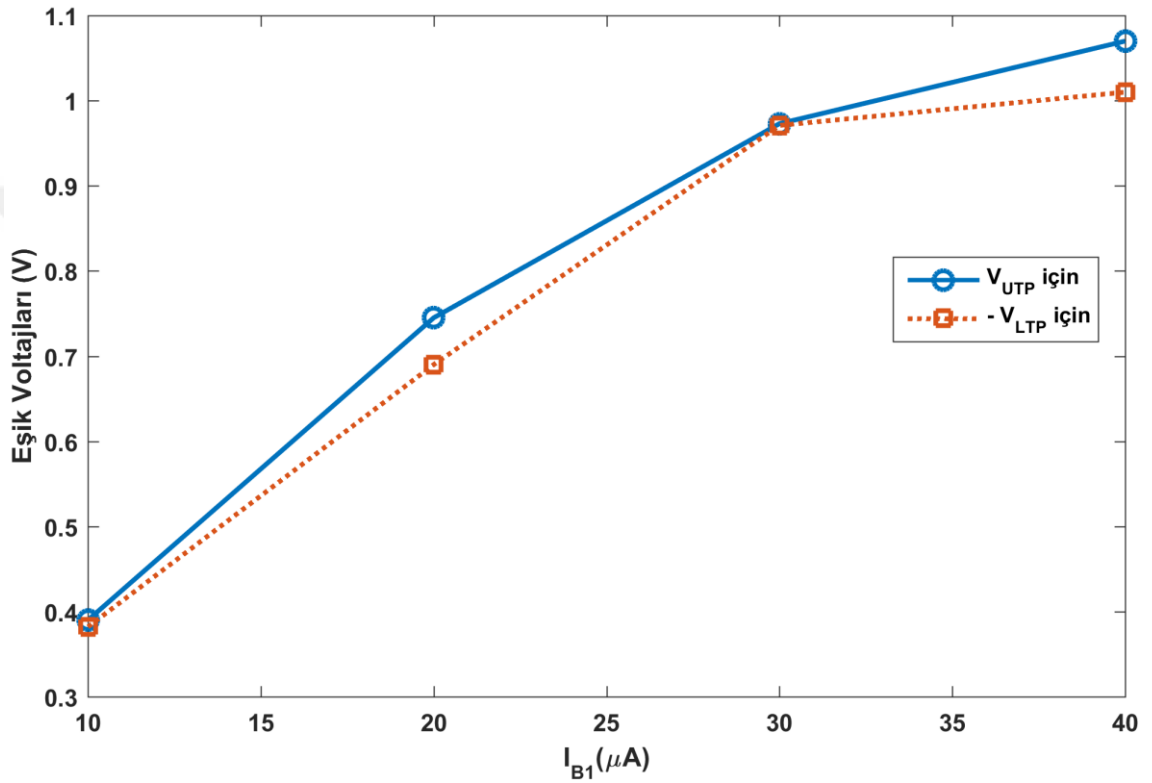
Şekil 3.12. Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ için T_α 'nın teorik ve benzetim sonuçları.

İkinci olarak çıkış akımı I_{out} 'un genliğinin, periyod ve eşik voltajlarını etkilemeden kontrol edilebildiğini test etmek için kutuplama akımı I_{B2} sırayla 20, 30 ve 40 μA değerlerini almaktadır. Bu durumda $\alpha = 0.5$ için elde edilen zaman domeni yanıtları Şekil 3.13'te verilmektedir. İlgili şekilde şu gözlemlenebilmektedir ki I_{out} , I_{B2} kutuplama akımıyla bağımsız bir şekilde elektronik olarak kontrol edilebilmektedir.



Şekil 3.13. Çıkış akımı I_{out} 'un genliğinin kutuplama akımı I_{B2} ile kontrol edilmesi ($\alpha = 0.5$, $I_{B1} = 20 \mu A$, $I_{B3} = 40 \mu A$).

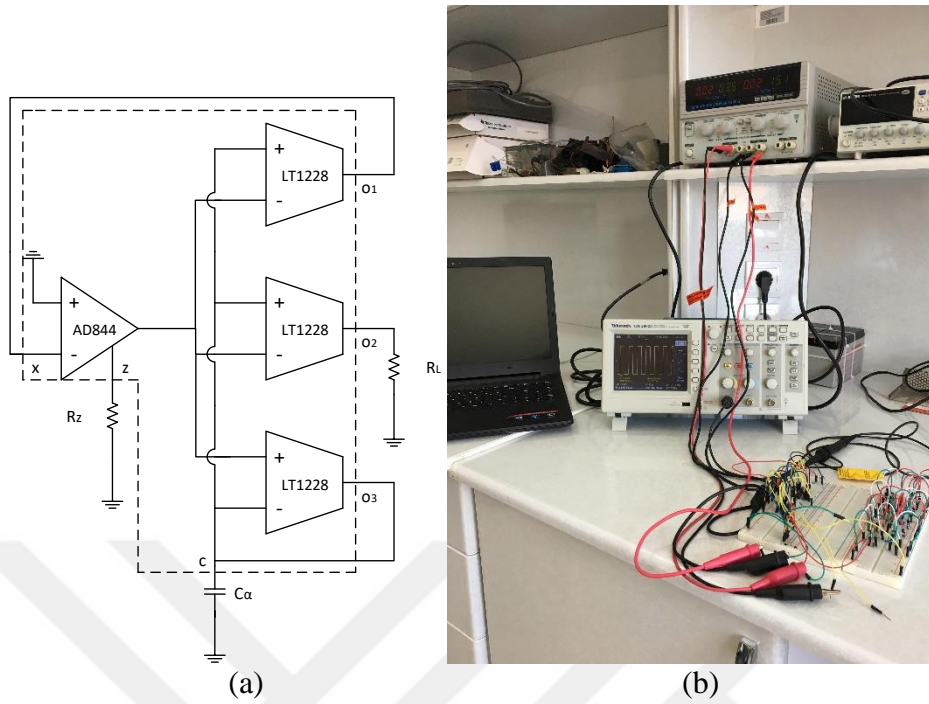
Son olarak, eşik voltajlarının $\beta\beta_1 I_{B1} R_z$ 'ye göre değiştiğini değerlendirmek için I_{B1} ve I_{B2} akımları $40 \mu\text{A}$ 'de sabit tutulurken I_{B1} akımı sırayla 20, 30 ve $40 \mu\text{A}$ değerlerini almaktadır. Bu durumda V_z için elde edilen benzetim sonuçları Şekil 3.14'te yansıtılmaktadır. İlgili şekilde eşik voltajlarının I_{B1} akımıyla değiştiği açıkça görülmektedir.



Şekil 3.14. Eşik voltajlarının I_{B1} akımıyla değişimi.

3.2.4. Fraksiyonel Multivibratörün Deneysel Sonuçları

Önerilen fraksiyonel multivibratör yapısını deneysel olarak da doğrulamak için MO-CFTA, ticari olarak mevcut bulunan AD844AN CFOA ve LT1228 OTA aktif elemanları ile gerçekleştirilmektedir. Fiziksel olarak kurulan fraksiyonel multivibratör devresinin şeması ve deneysel düzeneği Şekil 3.15'te gösterilmektedir. Hem $\alpha = 0.5$ dereceden fraksiyonel kapasitör hem de normal kapasitör $1 \mu\text{F}$ değerindedir. Fraksiyonel kapasitör, Tablo 3.1'deki eleman değerlerine göre $R-C$ ağıyla gerçekleştirilmektedir. Devre $\pm 15 \text{ V}$ ile beslenirken harici olarak kullanılan R_z ve R_L dirençleri sırayla $10 \text{ k}\Omega$ ve $4.7 \text{ k}\Omega$ alınmaktadır.

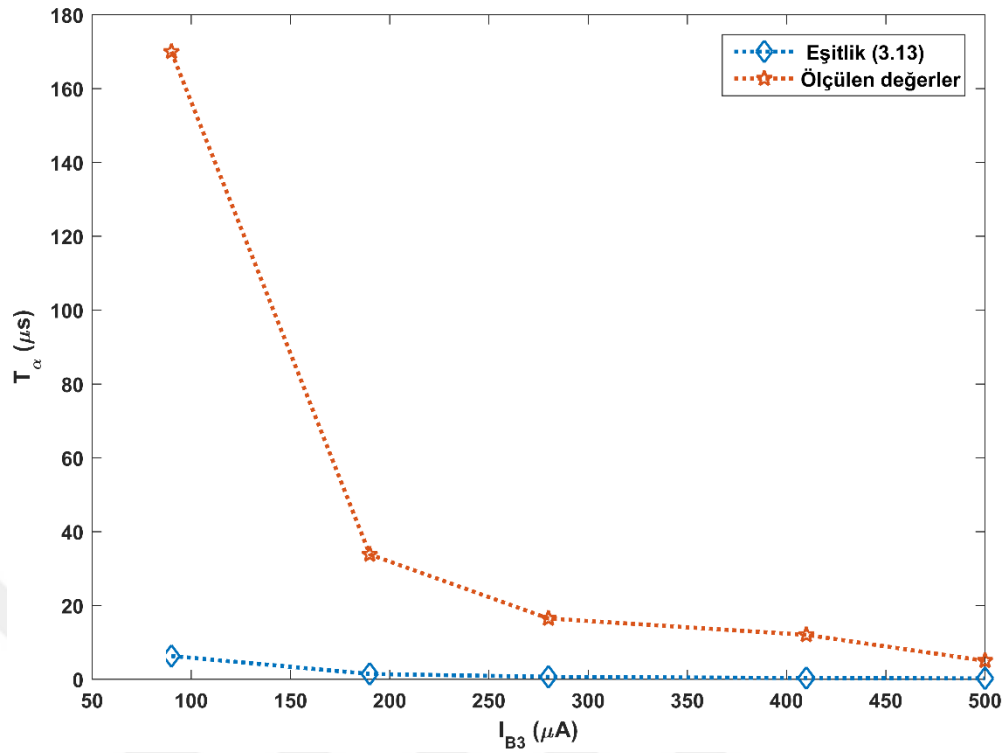


Şekil 3.15. Fraksiyonel multivibratörün (a) şeması (b) deney düzeneği.

İlk olarak I_{B1} ve I_{B2} akımları $90 \mu\text{A}$ 'e set edilirken I_{B3} akımı sırayla 90, 190, 280, 410 ve $500 \mu\text{A}$ değerlerini almaktadır. Bu durumda normal kapasitör ve $\alpha = 0.5$ dereceden fraksiyonel kapasitör için ölçülen frekans değerleri Tablo 3.3'te sunulmaktadır. İlgili tablodan şu doğrulanmaktadır ki benzetim sonuçlarında olduğu gibi I_{B3} akımıyla osilasyon frekansı elektronik olarak ve bağımsız bir şekilde ayarlanabilmektedir. Yine fraksiyonel multivibratörün normal multivibratöre göre daha büyük osilasyon frekansı ürettiği gözlemlenmektedir. Diğer taraftan $\alpha = 0.5$ için T_α 'nın teorik ve ölçülen değerleri Şekil 3.16'da verilmektedir. İlgili şekilde teorik ve ölçüm sonuçları arasında farkların olduğu görülebilmektedir ki bunun nedeni aktif ve pasif elemanların ideal olmayan davranışları olmaktadır.

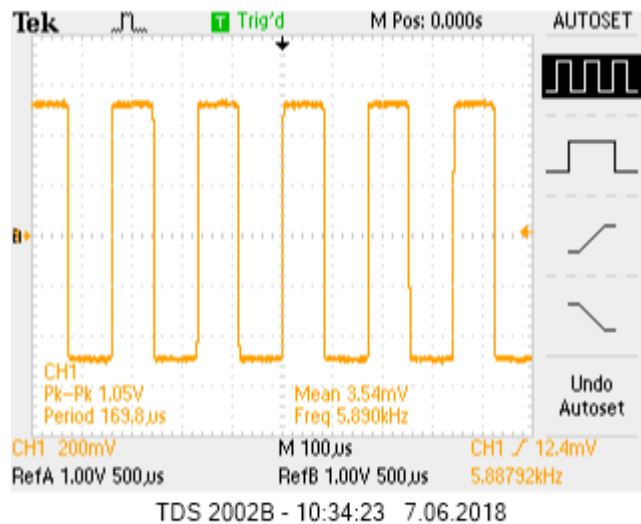
Tablo 3.3. Çıkış sinyalinin ölçülen frekans değerleri ($I_{B1} = I_{B2} = 90 \mu\text{A}$, $C = C_\alpha = 1 \mu\text{F}$).

Kutuplama akımı $I_{B3} (\mu\text{A})$	f (Hz)	f_α (Hz) ($\alpha = 0.5$)
90	30	5890
190	56.2	29500
280	82	60800
410	122	83300
500	144.5	201000



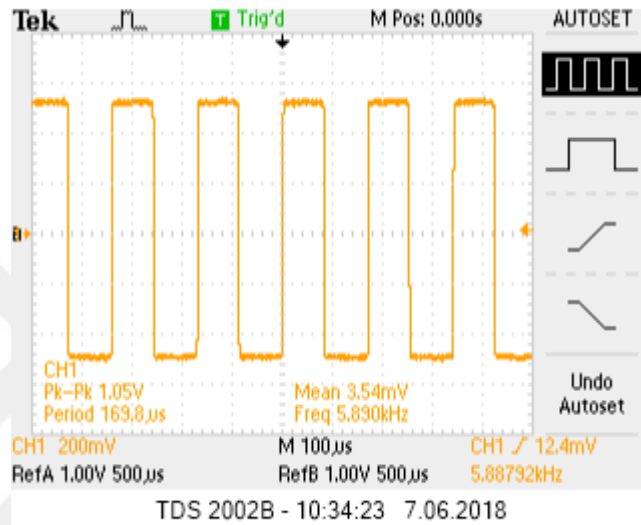
Şekil 3.16. Fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ için T_α 'nın teorik ve ölçülen değerleri.

İkinci olarak, fraksiyonel derece $\alpha = 0.5$ durumunda $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = 90 \mu\text{A}$ için gözlemlenen fraksiyonel multivibratörün kare dalga çıkışı Şekil 3.17'de verilmektedir.

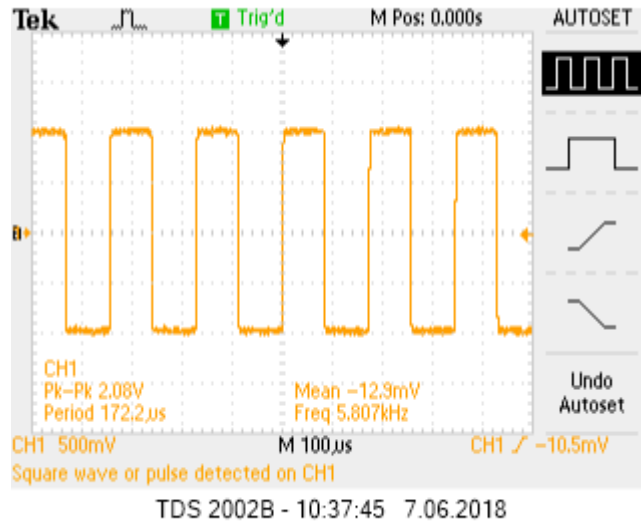


Şekil 3.17. Fraksiyonel multivibratörün gözlemlenen kare dalga çıkışı ($I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = 90 \mu\text{A}$).

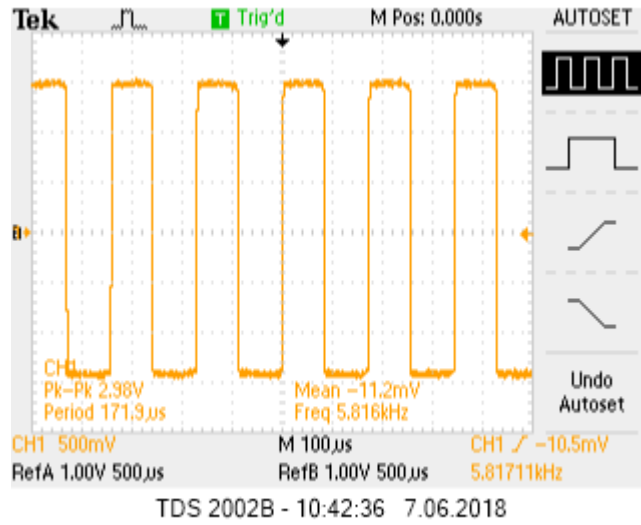
Son olarak, çıkış akım genliğinin elektronik olarak kontrol edilebildiğini göstermek için I_{B1} ve I_{B3} akımları $90 \mu\text{A}$ 'de sabit tutulurken I_{B2} akımını sırayla 90 , 190 , 280 ve $410 \mu\text{A}$ değerlerini almaktadır. Bu durumda ölçülen dalga formları Şekil 3.18'de verilmektedir. İlgili şekilden benzetim sonuçlarında gözlemlendiği gibi şu çıkarılabilmektedir ki çıkış akım genliği I_{B2} akımıyla ayarlanabilmektedir.



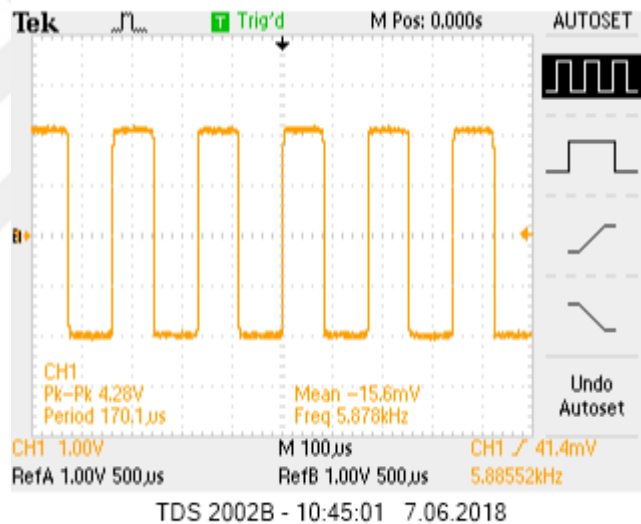
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 3.18. Fraksiyonel multivibratörün osiloskop ekran görüntüleri (a) $I_{B2} = 90 \mu\text{A}$ (b) $I_{B2} = 190 \mu\text{A}$ (c) $I_{B2} = 280 \mu\text{A}$ (d) $I_{B2} = 410 \mu\text{A}$.

3.3. Sonuçlar

Tez çalışmasının bu bölümünde yeni bir fraksiyonel multivibratör topolojisi önerilmektedir. Önerilen yapı; çıkış genliğinin elektronik olarak ve bağımsız şekilde ayarlanabilmesi, osilasyon periyodunun elektronik ve bağımsız olarak kontrol edilebilmesi, tetikleme seviyelerinin elektronik olarak değiştirilebilmesi, sadece bir tane aktif elemanın kullanılması ve kapasitörün topraklı olması avantajlarına sahip olmaktadır.

Bu avantajlar gerek benzetim gerekse deneysel sonuçlarla kanıtlanmaktadır. Yine deneysel ve benzetim sonuçları ortaya konulan teoriyi doğrulamaktadır. Ayrıca fraksiyonel mutivibratörün yüksek frekans uygulamaları için iyi bir aday olacağı söylenebilmektedir.



4. BÖLÜM

TARTIŞMA-SONUÇ ve ÖNERİLER

4.1. Tartışma-Sonuç ve Öneriler

Bu tez çalışmasında, fraksiyonel dereceden elektronik devreler ve uygulamaları araştırılarak bunlar hakkında bilgi verilmektedir. Ayrıca fraksiyonel kapasitor veya fraksiyonel laplasyan operatörü tabanlı fraksiyonel dereceden filtrelerin ve multivibratörün tasarımı ve devresel olarak gerçekleştirilmesi gösterilmektedir. İlk olarak fraksiyonel kapasitör ve fraksiyonel laplasyan operatörleri kavramları tanıtılmakta daha sonra bunların elektronik devre olarak gerçekleştirme yöntemleri üzerinde durulmaktadır. Bundan sonra bu iki yapıdan fraksiyonel laplasyon temelli yaklaşım seçilerek akım modlu ve voltaj modlu $(1 + \alpha)$ ve $(n + \alpha)$ dereceden FLPF, FHPF, FBPF ve FBRF filtre tasarımları yapılmakta ve benzetimleri gerçekleştirilmektedir. Ayrıca bunların literatürdeki diğer çalışmalarla karşılaştırılması tablo şeklinde sunulmaktadır. Ek olarak önerilen filtrelerden akım modlu 1.5 dereceden FLPF deneysel olarak da gerçekleştirilerek benzetim ve teorik sonuçlarını doğruladığı gösterilmektedir. AM'lu filtre tasarımında FLF-OS topolojisi avantajlı olurken VM'lu filtre tasarımında IFLF-ID topolojisi avantaj sunmaktadır. Her iki tasarımın devre olarak gerçekleştirilmesinde de OTA aktif eleman olarak kullanılmaktadır. Bu tercihin sebebi OTA'nın filtre devrelerinde, filtre derecesinin ve böylece zayıflatma eğiminin, kesim frekansının ve filtre yanıtının elektronik olarak ayarlanabilmesine imkan vermesidir. Benzetim ve deneysel sonuçlardan, klasik tamsayı dereceden filtrelerle mümkün olmayan durdurma bandı eğimlerinin elde edilebildiği, ayrıca kesim frekansında ve filtre karakteristiklerinde fraksiyonel derecenin de etkili olarak bir ek tasarım esnekliği parametresi oluşturduğu söylenebilmektedir.

İşaret üreteçlerinin en temel yapı bloklarından olan astable multivibratör devrelerinden işlemsel kuvvetlendiricili temel devre hakkında bilgi verilmektedir. Bu temel devrede -

fraksiyonel kapasitör kullanılmasıyla elde edilen fraksiyonel multivibratör tanıtılmakta ve bunun için periyod ifadesi elde edilmektedir. Fakat bu devrenin açmazları belirtilerek yeni fraksiyonel multivibratör tasarımı yapılmaktadır. Önerilen tasarımın benzetim ve nümerik sonuçları karşılaştırılmalı olarak verilmektedir. Önerilen yapıda kullanılan MO-CFTA elemanı yapısında barındırdığı OTA'lar sebebi ile devrenin periyod, eşik voltajı ve çıkış akım büyüklüğünün birbirinden bağımsız şekilde elektronik olarak ayarlanmasına imkan vermektedir. Benzetim ve deney sonuçlarından fraksiyonel multivibratörün normal multivibratöre göre çok daha büyük osilasyon frekansı sunabildiği gözlemlenmektedir. Böylece fraksiyonel multivibratör, yüksek frekans uygulamalarında tercih edilebilmektedir. Ayrıca fraksiyonel multivibratörde periyodun fraksiyonel dereceye de bağlı olduğu görülmektedir ki bu sayede yalnız fraksiyonel kapasitör derecesi değiştirilmek suretiyle periyod değiştirilmektedir.

Fraksiyonel kapasitörün kullanılabileceği farklı devre yapıları bulunarak bu devreler üzerine etkisi ve tasarım eşitliklerinin geliştirilmesi üzerine araştırma yapılabilir.

Fraksiyonel indüktör kavramı ve bunun impedans çeviricilerle elde edilmesi değerlendirilebilir. Fraksiyonel indüktörün fraksiyonel kapasitörle paralel bağlanmasıyla oluşturulan devre ve uygulama alanları incelenebilir.

Fraksiyonel laplasyan operatörünü dijital domende elde etmek için direkt ve dolaylı olmak üzere iki farklı yöntem bulunmaktadır. Bunlardan dolaylı yöntemde, önce s domeninde fonksiyonlar elde edilmekte daha sonra bu fonksiyonda s yerine ayrıklaştırma operatörleri yazılarak dijital domene geçilmektedir. Burada, s domeninde farklı metotlarla fonksiyonlar elde edilebilir daha sonra ise farklı ayrıklaştırma operatörü ile dijital domene geçiş sağlanabilir. Böylece en iyi sonucu verecek s domeni fonksiyonu-ayrıklaştırma operatörü çifti belirlenebilir. Yine birden fazla dijital domene geçiş operatörleri ağırlıklandırılarak karışık modlu yeni yaklaşımlar geliştirilebilir. Ağırlıkların belirlenmesinde ise optimizasyon algoritmalarından faydalanılabilir. Böylece, farklı ayrıklaştırma operatörleri önerilebilir ve basit ayrıklaştırma teknikleri bulunmaya çalışılarak hesaplama ve donanım yükü azaltılabilir. Direkt yöntemde s yerine ayrıklaştırma operatörü yazılıp bu operatör SFA veya PSE açılımına tabi tutulmaktadır. Bu aşamada farklı açılım algoritmalarının performansı incelenebilir. Bu iki tekniğin dışında fraksiyonel laplasyan operatörünün frekans yanıtını sağlayacak şekilde n

dereceden dijital domen fonksiyonları optimizasyon algoritmaları ile doğrudan belirlenebilir. Bu aşamada farklı optimizasyon algoritmalarının performans karşılaştırmaları yapılabilir. Tüm bu çalışmalarla elde edilen dijital domen fonksiyonlarının mikroşlemciler üzerinde gerçekleştirilmesi ve karşılaştırılması da ayrı olarak ele alınabilir.

Fraksiyonel dereceden filtre fonksiyonlarının dijital domende elde edilmesi ve bunların mikroşlemciler üzerinde performansının test edilmesi düşünülebilir. Fonksiyonların elde edilmesinde güncel optimizasyon algoritmalarından faydalanılması değerlendirilebilir.



KAYNAKÇA

1. Elwakil, A. S., 2010. Fractional-order circuits and systems: An emerging interdisciplinary research area. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, **10** (4): 40-50.
2. Ortiguera, M. D., 2008. An introduction to the fractional continuous time linear systems: The 21st century systems. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, **8** (3): 19-26.
3. Das, S., Pan, I., 2012. Fractional Order Signal Processing Introductory Concepts and Applications. Springer, Berlin, 101 pp.
4. Freeborn, T. J., Maundy, B., Elwakil A., 2013. Fractional resonance based $RL_{\beta}C_{\alpha}$ filters. **Mathematical Problems in Engineering**, **2013**.
5. Freeborn, T. J., 2013. A survey of fractional order circuit models for biology and biomedicine. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems**, **3** (3): 416-424.
6. Soltan, A., Radwan, A. G., Soliman, A. M., 2014. CCII based fractional filters of different orders. **Journal of Advanced Research**, **5**: 157-164.
7. Mathai, A. M., Haubold, H. J., 2008. Special Functions for Applied Scientists. Springer, New York, 464 pp.
8. Potlubny, I., Petras, I., Vinagre, B. M., O'leary, P., Dorcak, L., 2002. Analogue realizations of fractional order controllers. **Nonlinear Dynamics**, **29** (1-4): 281-296.
9. Krishna, B. T., 2011. Studies on fractional order differentiators and integrators: A survey. **Signal Processing**, **91** (3): 386-426.
10. Carlson, G. E., Halijak, C. A., 1964. Approximation of Fractional capacitors $(1/s)^{1/n}$ by a regular Newton process. **IEEE Transactions on Circuit Theory**, **11** (2): 210-213.
11. Krishna, M. S., Das, S., Biswas, K., Goswami, B., 2011. Fabrication of a fractional order capacitor with desired specifications: A study on process identification and characterization. **IEEE Transactions on Electron Devices**, **58** (11): 4067-4073.
12. Haba, T., Ablart, G., Camps, T., Olivie, F., 2005. Influence of the electrical parameters on the input impedance of a fractal structure realised on silicon. **Chaos, Solitons Fractals**, **24** (2): 479-490.

13. Haba, T. C., Loum, G. L., Ablart, G., 2007. An analytical expression for the input impedance of a fractal tree obtained by a microelectronic process and experimental measurements of its non-integral dimension. **Chaos, Solitons Fractals**, **33** (2): 364-373.
14. Krishna, B. T., Reddy, K. V. V. S., 2008. Active and passive realization of fractance device of order $1/2$. **Active and Passive Electronic Components**, **2008**.
15. Freeborn, T. J., Maundy, B., Elwakil, A., 2012. Fractional step Tow Thomas biquad filters. **Nonlinear Theory and Its Applications, IEICE**, **3** (3): 357-373.
16. Valsa, J., Dvorak, P., Friedl, M., 2011. Network model of the CPE. **Radioengineering**, **20**: 619-626.
17. Radwan, A. G., Soliman, A. M., Elwakil, A. S., Sedeek, A., 2009. On the stability of linear systems with fractional order elements. **Chaos, Solitons Fractals**, **40** (5): 2317-2328.
18. Mahmood, A. K., Saleh, S. A. R., 2015. Realization of fractional order differentiator by analogue electronic circuit. **International Journal of Advances in Engineering & Technology**, **8** (1): 1939-1951.
19. Biswas, K., Sen, S., Dutta, P. K., 2006. Realization of a constant phase element and its performance study, in a differentiator circuit. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, **53** (9): 802-806.
20. Tsirimokou, G., Psychalinos, C., Elwakil, A. S., Salama, K. N., 2016. Experimental verification of on chip CMOS fractional order capacitor emulators. **Electronics Letters**, **52** (15): 1298-1300.
21. Barbosa, R. S., Machado, J. A., Silva, M. F., 2006. Time domain design of fractional differintegrators using least squares. **Signal Processing**, **86** (10): 2567-2581.
22. Sierociuk, D., Dzielinski, A., 2011. New method of fractional order integrator analog modeling for orders 0.5 and 0.25, 137-141. *16th International Conference on Methods & Models in Automation & Robotics*, 22-25 Aug 2011, Poland, IEEE, 5 pp.
23. Chen, Y., Vinagre, B. M., Podlubny, I., 2004. Continued fraction expansion approaches to discretizing fractional order derivatives – an expository review. **Nonlinear Dynamics**, **38** (1-4): 155-170.

24. Khanra, M., Goswami, B., Biswas, K., 2008. A comprehensive study on fractional order differentiator and integrator, 677-683. *22th National Systems Conference*, 17-19 December 2008, 7 pp.
25. Dorcak, L., Terpak, J., Petras, I., Dorcakova, F., 2007. Electronic realization of the fractional order systems. **Acta Montanistica Slovaca**, **12** (3): 231-237.
26. Khanra, M., Pal, J., Biswas, K., 2013. Rational approximation and analog realization of fractional order transfer function with multiple fractional powered terms. **Asian Journal of Control**, **15** (3): 723-735.
27. Jiang, C. X., Carletta, J. E., Hartley, T. T., 2007. Implementation of fractional order operators on field programmable gate arrays, 333-346. *In: Advances in Fractional Calculus Theoretical Developments and Applications in Physics and Engineering* (Eds: J. Sabatier, O. P. Agrawal, J. A. T. Machado) 2007. Springer, Dordrecht.
28. Santamaria, G. E., Valverde, J. V., Aloe, R. P., Vinagre, B. M., 2008. Microelectronic implementations of fractional order integrodifferential operators. **Journal of Computational and Nonlinear Dynamics**, **3** (2).
29. Varshney, P., Gupta, M., Visweswaran, G. S., 2011. Switched capacitor realization of fractional order differentiators and integrators based on an operator with improved performance. **Radioengineering**, **20** (1): 340-348.
30. Gupta, M., Varshney, P., Visweswaran, G. S., 2011. Digital fractional order differentiator and integrator models based on first order and higher order operators. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, **39** (5): 461-474.
31. Machado, J. A. T., 2001. Discrete time fractional order controllers. **Journal of Fractional Calculus & Applied Analysis**, **4** (1): 47-66.
32. Tripathy, M. C., Biswas, K., Sen, S., 2013. A design example of a fractional order Kerwin-Huelsman-Newcomb Biquad filter with two fractional capacitors of different order. **Circuits, Systems, and Signal Processing**, **32** (4): 1523-1536.
33. Soltan, A., Radwan, A. G., Soliman, A. M., 2013. CCII based KHN fractional order filter, 197-200. *56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 4-7 Aug. 2013, Columbus, IEEE, 4 pp.
34. Marathe, A., Maundy, B., Elwakil, A., 2013. Design of fractional notch filter with asymmetric slopes and large values of notch magnitude, 388-391. *56th International*

- Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 4-7 Aug. 2013, Columbus, IEEE, 4 pp.
35. Radwan, A. G., Elwakil, A. S., Soliman, A. M., 2008. First-order filters generalized to the fractional domain. **Journal of Circuits, Systems and Computers**, **17** (1): 55-66.
 36. Radwan, A. G., Elwakil, A. S., Soliman, A. M., 2009. On the generalization of second order filters to the fractional order domain. **Journal of Circuits, Systems and Computers**, **18** (2): 361-386.
 37. Freeborn, T. J., Elwakil A. S., Maundy, B., 2016. Approximated fractional order inverse Chebyshev lowpass filters. **Circuits, Systems, and Signal Processing**, **35** (6): 1973-1982.
 38. Acharya, A., Das, S., Pan, I., Das, S., 2014. Extending the concept of analog Butterworth filter for fractional order systems. **Signal Processing**, **94**: 409-420.
 39. Freeborn, T. J., Maundy, B., Elwakil, A. S., 2010. Field programmable analogue array implementation of fractional step filters. **IET Circuits, Devices & Systems**, **4** (6): 514-524.
 40. Freeborn, T. J., Maundy, B., Elwakil, A., 2010. Towards the realization of fractional step filters, 1037-1040. *International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 30 May-2 June 2010, Paris, IEEE, 4 pp.
 41. Tsirimokou, G., Koumoussi, S., Psychalinos, C., 2016. Design of fractional-order filters using current feedback operational amplifiers. **Journal of Engineering Science and Technology Review**, **9** (4): 77-81.
 42. Tsirimokou, G., Laoudias, C., Psychalinos, C., 2014. 0.5-V fractional-order companding filters. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, **43** (9): 1105-1126.
 43. Tsirimokou, G., Psychalinos, C., 2014. Ultra-low voltage fractional-order differentiator and integrator topologies: an application for handling noisy ECGs. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, **81** (2): 393-405.
 44. Tsirimokou, G., Psychalinos, C., 2016. Ultra-low voltage fractional-order circuits using current mirrors. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, **44** (1): 109-126.

45. Tsirimokou, G., Psychalinos, C., Elwakil, A. S., 2017. Fractional order electronically controlled generalized filters. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, **45** (5): 595-612.
46. Khateb, F., Kubanek, D., Tsirimokou, G., Psychalinos, C., 2016. Fractional-order filters based on low-voltage DDCCs. **Microelectronics Journal**, **50**: 50-59.
47. Jerabek, J., Sotner, R., Dvorak, J., Langhammer, L., Koton, J., 2016. Fractional-order high-pass filter with electronically adjustable parameters. *International Conference on Applied Electronics (AE)*, 6-7 Sept. 2016, Pilsen, IEEE, 6 pp.
48. Jerabek, J., Sotner, R., Kubanek, D., Dvorak, J., Langhammer, L., Herencsar, N., Vrba, K., 2016. Fractional-order low-pass filter with electronically adjustable parameters, 569-574. *39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, 27-29 June 2016, Vienna, IEEE, 6 pp.
49. Dvorak, J., Jerabek, J., Langhammer, L., Kapoulea, S., Psychalinos, C., 2018. Design of fully-differential frequency filter with fractional-order elements, 360-366. *41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, 4-6 July 2018, Athens, IEEE, 7 pp.
50. Dvorak, J., Langhammer, L., Jerabek, J., Koton, J., Sotner, R., Polak, J., 2016. Electronically tunable fractional-order low-pass filter with current followers, 587-592. *39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, 27-29 June 2016, Vienna, IEEE, 6 pp.
51. Dvorak, J., Polesakova, Z., Jerabek, J., Langhammer, L., Kartci, A., 2018. Non-integer-order low-pass filter with electronically controllable parameters. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 27-30 May 2018, Florence, IEEE, 5 pp.
52. Kubanek, D., Koton, J., Jerabek, J., Ushakov, P., Shadrin, A., 2016. Design and properties of fractional-order multifunction filter with DVCCs, 620-624. *39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, 27-29 June 2016, Vienna, IEEE, 5 pp.
53. Langhammer, L., Dvorak, J., Sotner, R., Jerabek, J., 2017. Electronically tunable fully-differential fractional-order low-pass filter. **Elektronika ir Elektrotechnika**, **23** (3): 47-54.

54. Radwan, A. G., Elwakil, A. S., Soliman, A. M., 2008. Fractional order sinusoidal oscillators: Design procedure and practical examples. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, **55** (7): 2051-2063.
55. Radwan, A. G., Soliman, A. M., Elwakil, A. S., 2008. Design equations for fractional order sinusoidal oscillators: Four practical circuit examples. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, **36** (4): 473-492.
56. Maundy, B., Elwakil, A., Gift, S., 2010. On a multivibrator that employs a fractional capacitor. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, **62**: 99-103.
57. Said, L. A., Radwan, A. G., Madian, A. H., Soliman, A. M., 2016. Fractional order oscillator design based on two port network. **Circuits, Systems, and Signal Processing**, **35** (9): 3086-3112.
58. Fouda, M. E., Soltan, A., Radwan, A. G., Soliman, A. M., 2016. Fractional order multi-phase oscillators design and analysis suitable for higher order PSK applications. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, **87** (2): 301-312.
59. Maundy, B., Elwakil, A., Gift, S., 2012. On the realization of multiphase oscillators using fractional order allpass filters. **Circuits, Systems, and Signal Processing**, **31**, (1): 3-17.
60. Kubanek, D., Khateb, F., Tsirimokou, G., Psychalinos, C., 2016. Practical design and evaluation of fractional order oscillator using differential voltage current conveyors. **Circuits, Systems, and Signal Processing**, **35**, (6): 2003-2016.
61. Friend, J. J., Harris, C. A., Hilberman, D., 1975. STAR: An active biquadratic filter section. **IEEE Transactions on Circuits and Systems, CAS-22** (2): 115-121.
62. Deliyannis, T., Sun, Y., Fidler, J. K., 1999. Continuous-Time Active Filter Design. CRC Press, Boca Raton, 457 pp.
63. Sun, Y., Fidler, J. K., 1997. Structure generation and design of multiple loop feedback OTA-grounded capacitor filters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I**, **44** (1): 1-11.
64. Su, H. W., Sun, Y., 2005. Performance analysis and comparison of multiple loop feedback OTA-C filters. **Journal of Circuits, Systems, and Computers**, **14** (4): 685-720.
65. Furth, P. M., Andreou, A. G., 1995. Linearised differential transconductors in subthreshold CMOS. **Electronics Letters**, **31** (7): 545-547.

66. Maundy, B., Elwakil, A. S., Freeborn, T. J., 2011. On the practical realization of higher-order filters with fractional stepping. **Signal Processing**, **91** (3): 484-491.
67. Sacu, I. E., Alci, M., 2018. Low-power OTA-C based tuneable fractional order filters. **Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials (MIDEM)**, **48** (3): 135-144.
68. Alpaslan, H., Yuçe, E., 2012. Current-mode biquadratic universal filter design with two terminal unity gain cells. **Radioengineering**, **21** (1): 304-311.
69. Ercan, H., Tekin, S. A., Alci, M., 2015. Low-voltage low-power multifunction current-controlled conveyor. **International Journal of Electronics**, **102** (3): 444-461.
70. Dostal, T., 2003. Filters with multi-loop feedback structure in current mode. **Radioengineering**, **12** (3): 6-11.
71. Arbel, A. F., Goldminz, L., 1992. Output stage for current-mode feedback amplifiers, theory and applications. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, **2** (3): 243-255.
72. Theingjit, S., Pukkalanun, T., Tangsrirat, W., 2016. FDNC realization and its application to FDNR and filter realizations. *International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS)*, 16-18 March 2016, Hong Kong, 4 pp.
73. Tangsrirat, W., Pukkalanun, T., 2009. Digitally programmable current follower and its applications. **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, **63** (5): 416-422.
74. Hartley, T. T., Lorenzo, C. F., 1988. A Solution to the fundamental linear fractional order differential equation. (Web sayfası: <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19990041952.pdf>), (Aralık 2018).
75. Kumbun, J., Siripruchyanun, M., 2009. MO-CTTA-based electronically controlled current-mode square/triangular wave generator, 158-162. *1st International Conference on Technical Education (ICTE2009)*, 21-22 January 2009, Bangkok, 5 pp.
76. Silapan, P., Siripruchyanun, M., 2011. Fully and electronically controllable current-mode Schmitt triggers employing only single MO-CCCDTA and their applications. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, **68** (1): 111-128.

77. Siripruchyanun, M., 2008. Current-controlled CCTA-based novel current-mode Schmitt trigger and its application, 416-421. *2008 IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, 21-23 Oct. 2008, Lao, 6 pp.
78. Siripruchyanun, M., Payakkakul, K., Pipatthitikorn, P., Sathaphol, P., 2016. A current-mode square/triangular wave generator based on multiple-output VDTAs, 152-155. *2016 International Electrical Engineering Congress (iEECON2016)*, 2-4 March 2016, Chiang Mai, 4 pp.
79. Kumar, A., Chaturvedi, B., Maheshwari, S., 2017. A fully electronically controllable Schmitt trigger and duty cycle-modulated waveform generator. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, **45** (12): 2157-2180.
80. Saçu, İ. E., Alçı, M., 2018. An electronically controllable fractional multivibrator. **IETE Journal of Research**, Article in Press. DOI: 10.1080/03772063.2018.1548909

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı: İbrahim Ethem SAÇU
Uyruğu: Türkiye (T.C)
Doğum Tarihi ve Yeri: 19.02.1988 – Yeşilhisar/KAYSERİ
Medeni Durum: Evli
e-mail: iesacu@erciyes.edu.tr
Yazışma Adresi: Yeniköy Mah. Hasbek Sok. Nasrullahzade Vakfı Sit. 4. Blk
 No: 37 Melikgazi/KAYSERİ

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Erciyes Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Müh.	2012
Lisans	Erciyes Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Müh.	2010
Lise	Kocasinan Lisesi, KAYSERİ	2004

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2018-Halen	Erciyes Üniversitesi	Öğr. Gör.
2014-2018	Türkiye Elektrik İletim A. Ş. (TEİAŞ)	Yük. Müh.
2011-2014	Erciyes Üniversitesi	Arş. Gör.

YABANCI DİL

İngilizce

YAYINLAR**SCI/SCI-Expanded Kapsamındaki Dergilerde Yayınlanan Makaleler**

1. Saçu, İ. E., Alçı, M., (2018). Low-power OTA-C based tuneable fractional order filters. *Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials (Informacije MIDEEM)*, 48(3), ss 135-144.
2. Saçu, İ. E., Alçı, M., (2018). Electronically controllable fractional multivibrator. *IETE Journal of Research*, Article in Press, <https://doi.org/10.1080/03772063.2018.1548909>.

