

T. C.
PAMUKKALE UNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

FİLTRE VE SİNTEZİK BÖBİMLERİN BİRİM KAZANÇI HÜCRELER
KULLANILARAK TASADIMLARI VE PERFORMANS ANALİZLERİ

DOKTORA TEZİ
H. ALPASLAN

2013

PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FİLTRE VE SENTETİK BOBİNLERİN BİRİM KAZANÇLI HÜCRELER
KULLANARAK TASARIMLARI VE PERFORMANS ANALİZLERİ**

**DOKTORA TEZİ
Halil ALPASLAN**

Anabilim Dalı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Erkan YÜCE

ŞUBAT 2013

DOKTORA TEZ ONAY FORMU

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü 081661002 nolu öğrencisi Halil ALPASLAN tarafından hazırlanan “**FİLTRE VE SENTETİK BOBİNLERİN BİRİM KAZANÇLI HÜCRELER KULLANARAK TASARIMLARI VE PERFORMANS ANALİZLERİ**” başlıklı tez tarafımızdan okunmuş, kapsamı ve niteliği açısından bir Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı :
(Jüri Başkanı)

Doç. Dr. Erkan YÜCE (Pamukkale Üniversitesi)



Jüri Üyesi :

Prof. Dr. Shahram MINAEI (Doğuş Üniversitesi)



Jüri Üyesi :

Doç. Dr. Sezai TOKAT (Pamukkale Üniversitesi)



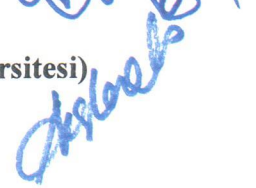
Jüri Üyesi :

Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK (Pamukkale Üniversitesi)



Jüri Üyesi :

Yrd. Doç. Dr. Remzi ARSLANALP (Pamukkale Üniversitesi)



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
.. 20.03.2013... tarih ve07/06..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.


Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü
Prof. Dr. Nuri KOLSUZ

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğini beyan ederim.

İmza

: 

Öğrenci Adı Soyadı : Halil ALPASLAN

ÖNSÖZ

Bu çalışmada, iki kapılı elemanlardan birim kazançlı hücreler olarak bilinen gerilim takipçileri (VF) ve akım takipçileri (CF) ile negatif empedans çevirici (NIC) blokları kullanılarak sentetik bobin ve evrensel tip aktif filtre devre tasarımları gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan devre yapılarının performans analizleri PSPICE benzetim programı aracılığıyla grafiksel olarak incelenmiştir. Tasarımlar için, ideal formların yanı sıra ideal olmayan kazanç etkileri hem denklem düzeyinde hem de grafiksel olarak ele alınmıştır. İki kapılı devre bloklarını elde etmek için içyapı olarak literatürde mevcut ikinci-kuşak akım taşıyıcı (CCII) içyapıları kullanılmıştır. Bunlara ek olarak, literatürde yer alan bir CCII içyapısından bir CF içyapısı türetilmiş, iki transistordan oluşan basit bir VF içyapısı ile uygun bir biçimde birleştirilerek sentetik bobin içyapısı oluşturulmuştur. Oluşturulan bu içyapının serim planı çizilmiştir. Bu çalışmanın yapılmasında katkıda bulunan değerli danışman hocam Doç. Dr. Erkan YÜCE'ye, tez izleme komitesi toplantılarına katılarak sabırla beni dinleyen ve düşünceleriyle çalışmama katkıda bulunan değerli hocalarım Prof. Dr. Shahram MINAEI ve Doç. Dr. Sezai TOKAT'a teşekkür ederim. Sabır ve desteklerini esirgemeyen eşim Elif ALPASLAN, oğlum Erkan ALPASLAN, annem Neriman ALPASLAN ve babam Ali Osman ALPASLAN'a ayrıca teşekkür ederim.

Şubat 2013

Halil ALPASLAN

Araştırma Görevlisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	xv
SUMMARY	xvi
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	3
1.1.1 Akım Taşıyıcılara İlişkin Çalışmalar	3
1.1.2 Birim Kazançlı Hücrelere İlişkin Çalışmalar	15
1.2 Tezin Amacı ve Kapsamı.....	22
1.3 Tezin İçeriği	23
2 AKIM-MODLU TEMEL BLOKLAR	24
2.1 Akım Taşıyıcılar	24
2.1.1 İkinci-Kuşak Akım Taşıyıcılar	25
2.2 Birim Kazançlı Hücreler	29
2.2.1 Gerilim Takipçisi	30
2.2.2 Akım Takipçisi	31
2.3 Negatif Empedans Çevirici	33
2.3.1 Gerilim Tersleyici Tipli Negatif Empedans Çevirici.....	33
2.3.2 Akım Tersleyici Tipli Negatif Empedans Çevirici.....	34
2.4 Bölüm Sonu Değerlendirme	36
3 TASARLANAN YAPILAR	37
3.1 İki-Girişli Üç-Çıkışlı Evrensel Tip Filtre Devresi.....	37
3.1.1 Teorik Bilgi	37
3.1.2 Benzetim Sonuçları.....	41
3.2 Sentetik Bobin Devresinden Türetilmiş Evrensel Tip Filtre Devreleri	45
3.2.1 Teorik Bilgi	45
3.2.1.1 Sentetik Bobin Devresi	46
3.2.1.2 Tasarlanan Birinci Evrensel Tip Filtre Devresi.....	47
3.2.1.3 Tasarlanan İkinci Evrensel Tip Filtre Devresi.....	49
3.2.2 Benzetim Sonuçları.....	50
3.2.3 Deneysel Sonuçlar	58
3.3 Elektronik Olarak Ayarlanabilen Evrensel Tip Filtre Devresi.....	61
3.3.1 Teorik Bilgi	61
3.3.2 Benzetim Sonuçları.....	63
3.4 Bir Ucu Topraklı Tip Bobin Benzetim Devresi	69
3.4.1 Teorik Bilgi	69
3.4.2 Benzetim Sonuçları.....	71
3.4.3 Deneysel Sonuçlar	73
3.5 Kayıpsız Yüzen Tip Bobin Benzetim Devresi	77
3.5.1 Teorik Bilgi	77
3.5.2 Benzetim Sonuçları.....	79
3.5.3 Deneysel Sonuçlar	85
3.6 Bir Ucu Topraklı Tip Bobin Benzetim Devresi ve İçyapısı	88

3.6.1 Teorik Bilgi	88
3.6.2 Benzetim Sonuçları.....	93
3.7 Yalnızca Negatif Tip Akım Takipçisiyle Tasarlanmış Bobin Devreleri	100
3.7.1 Teorik Bilgi	100
3.7.2 Benzetim Sonuçları.....	102
4 SONUÇLAR, DEĞERLENDİRME VE ÖNERİLER.....	105
4.1 Sonuçlar ve Değerlendirme.....	105
4.2 Öneriler	107
KAYNAKLAR.....	108
EKLER.....	119

KISALTMALAR

A	: Amperes
AP	: All-pass
BJT	: Bipolar Junction Transistor
BP	: Band-pass
CC	: Current Conveyor
CCCII	: Current Controlled Second-Generation Current Conveyor
CCCS	: Current Controlled Current Source
CCI	: First-Generation Current Conveyor
CCII	: Second-Generation Current Conveyor
CCIII	: Third-Generation Current Conveyor
CCVS	: Current Controlled Voltage Source
CF	: Current Follower
CFOA	: Current Feedback Operational Amplifier
CM	: Current-Mode
CMOS	: Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CMRR	: Common-Mode Rejection Ratio
DCCF	: Digitally Controlled Current Follower
DDCC	: Differential Difference Current Conveyor
DOCCCI	: Dual Output Current Controlled Second-Generation Current Conveyor
DOCI	: Dual Output Second-Generation Current Conveyor
DOCF	: Dual Output Current Follower
DODPCF	: Dual Output Digitally Programmable Current Follower
DPCF	: Digitally Programmable Current Follower
DVCC	: Differential Voltage Current Conveyor
DXCCI	: Dual X Second-Generation Current Conveyor
FDNR	: Frequency Dependent Negative Resistor
FFT	: Fast Fourier Transform
FI	: Floating Inductor
GI	: Grounded Inductor
H	: Henry
HP	: High-pass
Hz	: Hertz
IC	: Integrated Circuit
ICCI	: Inverting Second-Generation Current Conveyor
INIC	: Current Inversion Negative Impedance Converter
kHz	: Kilohertz
LP	: Low-pass
mA	: Milliampere
MC	: Monte Carlo
mH	: Millihenry
MHz	: Megahertz

MIMO	: Multi Input Multi Output
MOCCCII	: Multi Output Current Controlled Second-Generation Current Conveyor
MOCCII	: Multi Output Second-Generation Current Conveyor
MOCF	: Multi Output Current Follower
MOSFET	: Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MOVCCF	: Multi Output Voltage Controlled Current Follower
mV	: Millivolts
NF	: Notch filter
NIC	: Negative Impedance Converter
NMOS	: N Type Metal-Oxide Semiconductor
OA	: Operational Amplifier
OTA	: Operational Transconductance Amplifier
PMOS	: P Type Metal-Oxide Semiconductor
SIMO	: Single Input Multi Output
THD	: Total Harmonic Distortion
TSMC	: Taiwan Semiconductor Manufacturing Company
UGC	: Unity Gain Cell
V	: Volts
VCCF	: Voltage Controlled Current Follower
VCCS	: Voltage Controlled Current Source
VCVF	: Voltage Controlled Voltage Follower
VCVS	: Voltage Controlled Voltage Source
VF	: Voltage Follower
VM	: Voltage-Mode
VNIC	: Voltage Inversion Negative Impedance Converter
Ω	: Ohm
μA	: Microamperes
μH	: Microhenry
μm	: Micrometer
μV	: Microvolts

TABLO LİSTESİ

Tablolar	<u>Sayfa</u>
3.1 : Şekil 3.3'te verilmiş içyapıda kullanılan transistörlerin boyutları.....	40
3.2 : Şekil 3.9'da verilmiş içyapıda kullanılan transistörlerin boyutları.....	46
3.3 : Şekil 3.3'te verilmiş içyapıda kullanılan transistörlerin boyutları.....	62
3.4 : Şekil 3.35'te verilmiş içyapıda kullanılan transistörlerin boyutları.....	70
3.5 : Şekil 3.45'te verilmiş içyapıda kullanılan transistörlerin boyutları.....	78
3.6 : Şekil 3.59'da verilmiş içyapıda kullanılan transistörlerin boyutları.....	89

ŞEKİL LİSTESİ

Şekiller	Sayfa
2.1 : CCII'ın sembolik gösterimi.....	26
2.2 : İdeal CCII+ blok şeması.....	26
2.3 : İdeal olmayan CCII+ blok şeması	27
2.4 : İdeal CCII - blok şeması.....	27
2.5 : İdeal olmayan CCII - blok şeması	28
2.6 : CCII'dan VF elde edilmesi.....	30
2.7 : VF sembolik gösterimi ve ideal olmayan etkiler	30
2.8 : Bir CCII'dan CF elde edilmesi	31
2.9 : İdeal olmayan pozitif tip CF blok gösterimi.....	32
2.10 : İdeal olmayan negatif tip CF blok gösterimi.....	32
2.11 : Negatif tip evirici CCII blok gösterimi	34
2.12 : ICCII - ' den gerilim tersleyici tipli NIC elde edilmesi	34
2.13 : Bir CCII + kullanılarak INIC oluşturulması.....	35
2.14 : Akım kontrollü INIC [138]	35
2.15 : Gerilim kontrollü INIC [138]	35
2.16 : INIC elektriksel sembolü.....	36
3.1 : Gerilim kontrollü X ucu parazitik direnç ayarlamalı CF blok yapısı	38
3.2 : Gerilim kontrollü X ucu parazitik direnç ayarlamalı VF blok yapısı	38
3.3 : VCCF ve VCVF oluşturmak için kullanılan içyapı [142].....	39
3.4 : Evrensel tip iki-giriş çok-çıkışlı filtre devresi [143].....	39
3.5 : Benzetim sonuçlarına göre filtre çıkışları	41
3.6 : V_C gerilim değişimine göre BP filtre çıkışı için kazanç değişimi.....	42
3.7 : Giriş akımına göre THD.....	42
3.8 : V_C gerilim değişimine göre çentik filtre çıkışı için kazanç değişimi	43
3.9 : UGC oluşturmak için kullanılan CCII içyapılarından [145] birisi	45
3.10 : Tasarlanan paralel kayıplı sentetik bobin devresi [144]	47
3.11 : Paralel kayıplı sentetik bobin devresinin pasif devre eşdeğeri.....	47
3.12 : Tasarlanan birinci evrensel tip filtre devresi [144]	48
3.13 : Tasarlanan ikinci evrensel tip filtre devresi [144]	49
3.14 : Paralel kayıplı bobin benzetim devresi için AC benzetim sonucu	51
3.15 : Şekil 3.12'de verilmiş olan devrede yer alan R_3 direncinin etkisi	51
3.16 : R_3 devreye bağlı değilken Monte Carlo analizi sonucu	52
3.17 : R_3 devreye bağlı iken Monte Carlo analizi sonucu	52
3.18 : C_1 ve R_3 'ün kesim frekansı üzerine etkisi	53
3.19 : Şekil 3.12'de verilmiş olan devre için AC analiz grafiksel sonuçları.....	54
3.20 : Şekil 3.13'te verilmiş olan devre için AC analiz grafiksel sonuçları.....	55
3.21 : HP ve BP filtre çıkışları için birim basamak cevabı	56
3.22 : HP ve BP çıkışları için THD değerleri.....	56
3.23 : Şekil 3.13'teki filtre devresi için FFT grafiksel sonucu.....	57
3.24 : Şekil 3.13'teki filtre devresi için frekansa göre gürültü değişimi	57

3.25 :	Şekil 3.12’de verilmiş olan filtre devresinin deney düzeneği	58
3.26 :	Şekil 3.12’de verilmiş filtre devresi için elde edilen sonuçlar	58
3.27 :	Sadece CF’ler ile tasarlanmış iki-giriş üç-çıkışlı evrensel tip filtre devresi	62
3.28 :	BP için frekansa göre kazanç değişimi	64
3.29 :	Çentik filtre için frekansa göre kazanç değişimi	64
3.30 :	LP için frekansa göre kazanç değişimi.....	65
3.31 :	HP için frekansa göre kazanç değişimi	65
3.32 :	Tüm-geçiren filtre çıkışı için frekansa göre faz değişimi	66
3.33 :	Giriş akımına göre THD değişimi.....	66
3.34 :	Frekansa göre gürültü değişimi	67
3.35 :	VCVF ve VCCF elde etmek için kullanılan CCCII + yapısı [142]	69
3.36 :	GI benzetim devresi	70
3.37 :	Frekansa göre sentetik bobin empedansı genlik değişimi	71
3.38 :	Pasif R, L, C devre elemanları ile oluşturulmuş VM pasif filtre devresi	72
3.39 :	Frekansa göre bant geçiren cevabı.....	72
3.40 :	Giriş sinyal genliğine göre THD değişimi	73
3.41 :	AD844 tümleşik devreleri ile hazırlanmış deney düzeneği.....	74
3.42 :	Frekansa göre sentetik bobin empedansı genlik değişimi	75
3.43 :	Sentetik bobin benzetim devresine uygulanan üçgen giriş sinyaline karşılık bobin üzerindeki gerilim düşümü	75
3.44 :	Filtre devresi için hazırlanan deney düzeneğinin BP cevabı.....	76
3.45 :	Bobin benzetim devresinde kullanılan CCII içyapısı [145]	77
3.46 :	Kayıpsız FI benzetim devresi	78
3.47 :	Seri R-L-C pasif BP filtre devresi.....	80
3.48 :	Şekil 3.46’da verilmiş olan bobin benzetim devresinin frekansa göre empedansın faz ve genlik cevabı.....	81
3.49 :	Şekil 3.46’da verilmiş olan bobin benzetim devresine uygulanan üçgen giriş sinyaline göre bobin üzerine düşen gerilim değişimi	81
3.50 :	VM BP filtre için frekansa göre kazanç değişimi	82
3.51 :	VM BP filtrenin zaman-ortamı cevabı.....	82
3.52 :	VM BP filtre için frekansa göre gürültü değişimi	83
3.53 :	VM BP filtre için giriş sinyaline göre THD	83
3.54 :	VM BP filtre için Monte Carlo analizi sonucu.....	84
3.55 :	VM BP filtre girişine uygulanan gerilim değerlerine göre FFT sonucu .	84
3.56 :	Şekil 3.46’da verilmiş olan devre için deney düzeneği.....	85
3.57 :	Deney düzeneği oluşturulmuş devrenin frekansa göre empedans genliği değişimi.....	86
3.58 :	DOCF ve VF blokları kullanarak tasarlanan kayıpsız bobin devresi	88
3.59 :	Şekil 3.58’de blok devresi verilmiş olan bobinin içyapısı	89
3.60 :	Şekil 3.58’deki bobinin DOCF blok içyapısı	91
3.61 :	Şekil 3.58’deki bobinin VF blok içyapısı.....	92
3.62 :	Şekil 3.59’da verilmiş sentetik bobin benzetim devresi için genlik ve faz değişimi.....	93
3.63 :	Şekil 3.59’da verilmiş sentetik bobin benzetim devresi için zamana göre gerilim düşümü değişimi.....	94
3.64 :	TOX ve VTH0 da meydana gelen değişimlere göre MC analizi.....	94
3.65 :	Paralel R-L-C pasif filtre devresi.....	95
3.66 :	BP çıkış karakteristiği	96

3.67 : Frekansa göre CM BP çıkışı için gürültü değeri ve devrenin bütünü için çıkış gürültüsü	96
3.68 : CM filtrenin BP çıkışı için THD değışımi	97
3.69 : Kontrol gerilimine göre toplam güç tüketimi değışımi.....	97
3.70 : V_C değışımine göre bant geçiren filtre için zaman-ortamı cevabı	98
3.71 : Şekil 3.59'daki içyapı için serim düzeni	99
3.72 : Kayıpsız sentetik bobin devresi	100
3.73 : Kayıpsız sentetik bobin devresinin eşdeğeri	101
3.74 : Paralel kayıplı sentetik bobin devresi	101
3.75 : Seri kayıplı sentetik bobin devresi.....	102
3.76 : Şekil 3.72'deki sentetik bobin devresi için genlik ve faz değışımi	103
3.77 : Üçüncü-dereceden VM HP pasif filtre devresi.....	103
3.78 : Şekil 3.77'de verilmiş filtrenin AC benzetim sonuçları.....	104

SEMBOL LİSTESİ

α, γ	ideal olmayan akım kazançları
β	ideal olmayan gerilim kazancı
α_0, γ_0	ideal olmayan DC akım kazançları
β_0	ideal olmayan DC gerilim kazancı
$\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\gamma$	akım izleme hataları
ε_β	gerilim izleme hatası
w_α, w_γ	ideal olmayan akım kazançlarının açısal frekansı
w_β	ideal olmayan gerilim kazancının açısal frekansı
V_{DD}	pozitif besleme gerilimi
V_{SS}	negatif besleme gerilimi
X, Y, Z+, Z-	aktif devre elemanı uç isimleri
I_X, I_Y, I_Z, I_1, I_2	aktif devre elemanı uç akımları
V_X, V_Y, V_Z	aktif devre elemanı uç gerilimleri
R	direnç
L	bobin
C	kondansatör
Z_X	X ucu parazitik empedansı
Z_Y	Y ucu parazitik empedansı
Z_{Z+}	Z+ ucu parazitik empedansı
Z_{Z-}	Z- ucu parazitik empedansı
Z_{in}	giriş empedansı
Z_{out}	çıkış empedansı
$Z_{yük}$	yük empedansı
Z_{eq}	eşdeğer empedans
R_{eq}	eşdeğer direnç
L_{eq}	eşdeğer bobin
V_C	aktif eleman için kontrol gerilimi
R_{Xi}	i. aktif eleman X ucu parazitik direnci
C_X	parazitik kondansatör
L_X	parazitik bobin
w_0	açısal kesim frekansı (açısal doğal frekans)
f_0	kesim frekansı (doğal frekans)
W	MOSFET kanal genişliği
L	MOSFET kanal uzunluğu
k_p	PMOS için akım sürme katsayısı
k_n	NMOS için akım sürme katsayısı
Q	filtreler için kalite faktörü
ζ	sönümlenme katsayısı
σ	zayıflama katsayısı
R_p	yüksek frekans parazitik direnç
C_p	yüksek frekans parazitik kondansatör
r_s	düşük frekans parazitik direnç

g_m	giriş geçiş iletkenliği
g_{mP}	PMOS için giriş geçiş iletkenliği
g_{mN}	NMOS için giriş geçiş iletkenliği
g_{dsP}	PMOS için çıkış geçiş iletkenliği
g_{dsN}	NMOS için çıkış geçiş iletkenliği
V_{in}	giriş gerilimi
V_{inmax}	maksimum giriş gerilimi
I_{in}	giriş akımı
V_{TP}	PMOS için eşik gerilimi
V_{TN}	NMOS için eşik gerilimi
TOX	kapı oksit kalınlığı (SPICE parametresi)
VTH	eşik gerilimi (SPICE parametresi)

ÖZET

FİLTRE VE SENTETİK BOBİNLERİN BİRİM KAZANÇLI HÜCRELER KULLANARAK TASARIMLARI VE PERFORMANS ANALİZLERİ

Geçmişten günümüze kadar pasif devre elemanları ile farklı elektronik devre tasarımları yapılmıştır. Teknolojide meydana gelen gelişmeler ile tasarlanan devre boyutlarının küçülmesi, güç tüketimlerinin azalması, düşük gerilim ile çalışabilme, maliyet gibi özellikler önem kazanmıştır. Bu nedenle analog devre tasarımlarında, pasif devre elemanlarının aktif devre elemanları ile tasarlanması yaygınlaşmıştır. Ayrıca, aktif devre elemanları ile tasarlanan devre yapıları tümleşik devre fabrikasyon teknolojisi için oldukça uygun yapılardır. Aktif devre elemanları çalışma prensibine göre gerilim-modlu (VM) elemanlar ve akım-modlu (CM) elemanlar olarak iki gruba ayrılabilir. VM devre elemanlarına, bilinen klasik işlemsel yükselteç yapıları (OAs) örnek olarak verilebileceği gibi CM devre elemanlarına da akım taşıyıcılar (CCs), akım geri beslemeli yükselteçler (CFOAs), akım takipçileri (CFs) örnek olarak verilebilir. CM aktif devre elemanları ile yapılan tasarımlar, VM aktif devre elemanları ile yapılan tasarımlara göre daha iyi doğruluk, daha iyi bant genişliği, daha büyük dinamik aralık gibi üstünlükler sergilemektedir. CM devre elemanlarından CC'lar ile tasarlanan devre yapıları hem ideal olmayan akım kazancından hem de ideal olmayan gerilim kazancından etkilenmektedir. Bu nedenle açık çevrim konfigürasyonlu analog tümleşik devre uygulamalarında CC'lar yerine birim kazançlı hücrelerin (UGCs) kullanımı; daha büyük değerli bant genişliği, daha geniş dinamik aralık, düşük güç tüketimi, yüksek doğruluk derecesi açısından daha avantajlıdır.

Bu çalışmada UGC'ler ve negatif empedans çeviriciler (NIC) kullanılarak CM sentetik bobin ve evrensel tip filtre devreleri tasarlanmıştır. Bir tane sentetik bobin içyapısı oluşturulmuş ve serim planı çizilmiştir. Ayrıca, tasarlanmış devreler için ideal ve ideal olmayan durumlardaki karşılaştırmaları yapmak amacı ile performans analizleri de yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Birim kazançlı hücreler, akım taşıyıcılar, akım-modlu aktif devre elemanları ile analog devre tasarımı

SUMMARY

DESIGNS AND PERFORMANCE ANALYSES OF FILTER AND SYNTHETIC INDUCTOR USING UNITY GAIN CELLS

Different electronic circuits have been designed with active and passive circuit components from past to present. With technological advancements, some properties such as scaling of the designed circuit sizes, decreasing of the power consumption, operating with low voltage and cost are important issues. Therefore, design of the passive circuit components with active circuit components has become widespread in analog circuit design. Besides, the circuits designed with only active circuit components are preferred in integrated circuit (IC) fabrication. The active circuit components can be classified into two groups as voltage-mode (VM) and current-mode (CM). The traditional operational amplifiers (OAs) can be given as an example for VM circuit components whereas current conveyors (CCs), current feedback operational amplifiers (CFOA), current followers (CFs) can be given as an example for CM circuit components. The circuits based on CM active devices have some advantages such as good linearity, better bandwidth and greater dynamic range with respect to VM active devices. The circuit blocks designed with CCs are affected from both nonideal voltage gains and nonideal current gains. Thus, the use of unity gain cells (UGCs) instead of CCs in the analog IC applications with open loop configuration has several advantages such as high value bandwidth, wider dynamic range, lower power consumption and higher accuracy etc.

In this study, active inductor circuits, active resistor circuits and universal active filter circuits are designed by the UGCs and negative impedance converters (NICs). An active inductor structure is created and its layout is drawn. Also, a number of performance analyses are performed for designed circuits.

Key Words: Unity gain cells, current conveyors, circuit design with current-mode active devices

1 GİRİŞ

İşlemsel kuvvetlendirici (OA), gerilim-modlu (VM) aktif bir cihazdır. İlk olarak OA; uygun harici devre elemanlarının seçimi ile kuvvetlendirme, toplama, çıkarma, integral alma, türev alma gibi işlemleri gerçekleştirebilen özel bir tür yükselteç olarak tanıtılmıştır. İlk OA; pahalı, oldukça büyük, güç tüketimi oldukça fazla olan vakum tüpleri ile tasarlanmıştır [1]. Nokta temaslı transistorun icadından [2] sonra, ilk tek parçalı tümleşik devre yapısı geliştirilmiştir [3]. 1963'te ilk tek parçalı analog tümleşik devreler, ticari amaçlı üretilmiştir. 1960'ların başlarında silikon yonga üzerine tek parçalı olarak fabrikasyonu yapılmış ilk tümleşik devre OA yapısı, Fairchild Semiconductor şirketinden Robert J. Widlar tarafından geliştirilmiştir. 1964'te ilk ticari OA olan $\mu A702$ 'yi, 1965'de $\mu A709$ 'un ve 1968'de $\mu A741$ 'in Fairchild Semiconductor tarafından üretilmesi takip etmiştir. Tümleşik devre yapıları içerisindeki transistor sayılarının artması dolayısıyla karmaşık içyapının oluşması nedeniyle, tümleşik devre performans karakteristiklerinin incelenmesi problem haline gelmeye başlamıştır. Bu problemi çözmek için 1960'ların sonlarında 1970'lerin başlarında UC Berkeley laboratuvarlarında tümleşik devrelere ağırlık veren bir benzetim programı (SPICE) geliştirilmiştir. Yine aynı dönemlerde büyük ölçekli tümleşik hafıza ve sayısal mantık devrelerinin oluşturulabilmesi için, tümleşik devre süreç teknolojisi çift birleşim yüzeyli transistor (BJT) ve metal oksit yarıiletken alan etkili transistor (MOSFET) yapılarına önem verilmeye başlanmıştır [4]. İlk olarak iki kutuplu transistorlardan oluşan OA ticari amaçlı olarak üretilmeye başlanmıştır [5]. 1970'lerin ortalarında maliyet fiyatlarının daha düşük olması ve analog devrelerin sayısal devreler ile birlikte tasarlanabileceği düşüncesi, analog tümleşik devrelerin metal oksit yarıiletken (MOS) teknolojisi ile tasarlanabileceği gerçeğini ön plana çıkarmıştır. Bu gelişmelere paralel olarak 1976'da Tsividis ve Gray tarafından, ilk MOS yapılı OA olarak bilinen ve içerisindeki tüm MOS yapıları dengeli N-tipi metal oksit yarıiletken (NMOS) transistorlardan oluşan OA tanıtılmıştır [6]. Klasik bir OA yapısı; giriş katmanı, kazanç katmanı ve çıkış katmanı olarak üç gruba ayrılabilir [7]. Giriş katmanındaki fark alıcı çift yapısı, ortak mod sinyal zayıflatma oranı (CMRR) açısından oldukça iyi sonuç üretmektedir. Eş

zamanlı olarak, bir yükü sürmek ve negatif geri besleme sağlamak için tek taraflı çıkış katmanı uygulaması, tam fark alıcı veya dengelenmiş çıkış katmanlarının elde edilmesini kolaylaştırır [8].

Gelişen teknoloji ile birlikte tümleşik devrelerin boyutlarının küçültülmesi, analog devre tasarımlarında besleme gerilimi değerinin düşürülmesi ve işlem hızının artırılması hem endüstri hem de akademisyenler açısından cazip bir hal aldığı [9, 10] için alternatif bir analog tasarım tekniği olan akım-modlu (CM) devre tasarımı ön plana çıkmıştır. CM işlem için trans lineer devre prensipleri gibi ilk devre tasarım teknikleri 1972'de Barrie Gilbert tarafından tanıtılmış ve bu teknikler yüksek performanslı analog devreler ve sistemlerin gelişmesi için oldukça iyi bir araç olmuştur [10]. CM sinyal işlemenin gelişmesi ile birlikte; akım taşıyıcılar (CC), akım-geri beslemeli işlemsel kuvvetlendiriciler (CFOA), dinamik akım aynaları, işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA) ve benzeri CM yeni analog devre yapıları ilgi odağı olmaya başlamıştır. Bu analog devre yapılarından CC'lar hem gerilim hem de akım-modlu (CM) esnek ve çok yönlü çalışabilme yeteneklerinden dolayı yüksek performanslı devre uygulamalarında kolaylıkla kullanılabilir [10]. CM devre elemanlarından CC'ların eşdeğeri VM OA'lardır. CC'ların ilk olarak tanıtıldığı yıllarda (1968), CC'ların eşdeğerleri olan OA'lara göre avantajları net olarak bilinmiyordu. Tümleşik devre teknolojisinin gelişmesi ile birlikte devre tasarımlarının basitleşmesi, küçük veya büyük sinyal şartları altında büyük sinyal bant genişliği üzerinde yüksek bir gerilim kazancı sağlaması, büyük değerli kazanç bant genişliği çarpımına sahip olması ve benzeri özellikleri fark edilmiştir [10]. Bu özelliklerinin yanı sıra, ideal bir CC'ın akım ve gerilim kazanç değerleri bir birimdir. Elektronik devre uygulamalarında aktif devre elemanı olarak kullanılan CC'ların akım ve gerilim kazanç değerleri ideal olmayan özelliklerinden dolayı bir birim olmamakla birlikte birim kazanca çok yakın değerlere sahiptirler [11].

CC'lar ile tasarlanan elektronik devreler hem ideal olmayan akım kazancı hem de ideal olmayan gerilim kazancından etkilenmektedir. Bu ikili etkinin oluşturduğu sınırlamalardan kaçınmak için birim kazançlı hücreler (UGC) olarak bilinen akım takipçileri (CF) ve gerilim takipçileri (VF) elektronik devre tasarımlarında kullanılabilir [12-14]. Açık çevrim konfigürasyonlu analog tümleşik devre uygulamalarında UGC'lerin kullanımı; daha büyük değerli bant genişliği, büyük değerli dinamik aralık, düşük güç tüketimi, yüksek doğruluk derecesi gibi avantajlar

sağlamaktadır [11, 15]. VF, CF ve negatif empedans çevirici (NIC), ikinci-kuşak akım taşıyıcı (CCII) kullanılarak kolaylıkla elde edilebilir [11]. CM aktif devre elemanı kullanımı, VM aktif devre elemanı kullanımına göre daha iyi doğrusallık, daha iyi bant genişliği, daha büyük dinamik aralık gibi üstünlükler sağlamaktadır [11]. Tez içeriğinde sunulacak devre tasarımları gerçekleştirilirken bu bölüm içerisinde yapılan değerlendirmeler göz önüne alınmış ve gerçekleştirilen tasarımlarda CCII tabanlı CF, VF ve NIC tercih edilmiştir. Tasarımlar; düşük gerilim ile çalışma, düşük güç tüketimi, az sayıda pasif devre elemanı kullanma, CM tasarım, iyi yüksek frekans performansı gibi özelliklere sahiptir. Tasarlanan devrelerin benzetimleri PSPICE yazılımı kullanılarak yapılmıştır.

1.1 Literatür Özeti

Devre tasarımlarında kullanılan UGC'ler CCII'lardan türetildiği için konuyla ilgili literatür araştırması, CC'lar ile ilgili yapılan çalışmalar ve UGC'ler ile ilgili yapılan çalışmalar olmak üzere iki alt bölümde ele alınacaktır.

1.1.1 Akım Taşıyıcılara İlişkin Çalışmalar

Sedra ve Smith tarafından 1968'de; ölçme ve haberleşme sistemleri için temel blok yapıları olarak kullanılabilen birinci-kuşak akım taşıyıcı (CCI) olarak bilinen yeni bir devre yapısı önerilmiştir. Bu yapıya göre, akım oldukça farklı empedans seviyelerinde iki uç arasında taşınır. Eğer Y ucuna gerilim uygulanırsa eşdeğer gerilim değeri X ucunda gözlenir. Eğer X ucuna bir akım uygulanırsa eşdeğer akım ile aynı değerde akım Y ucunda aynı zamanda da Z ucunda gözlenir [16].

Sedra ve Smith tarafından 1970'de; akım taşıma kavramıyla ilgili çok yönlü, doğrusal analog devre tasarımını basitleştirmeye elverişli yeni bir temel blok önerilmiştir. Bu yeni blok CCII olarak adlandırılmıştır. X, Y ve Z uçları olmak üzere üç uçlu bir yapıdır [17].

Fabre tarafından 1995'te; üçüncü-kuşak akım taşıyıcı (CCIII) olarak adlandırılan yeni bir CC bloğu önerilmiştir [18].

Nandi tarafından 1977'de; yalnızca bir adet CCII ve pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış iki adet kayıplı bir ucu topraklı bobin devresi (GI) tanıtılmıştır [19].

1978'de yine Nandi tarafından; bir veya iki adet CCII, iki adet direnç ve bir adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış kayıplı GI devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan basit bobin yapısı bant-geçiren (BP) transfer fonksiyonu gerçekleştirilmesinde kullanılmış ve performansı incelenmiştir [20].

Soliman tarafından 1978'de; dört adet direnç, bir adet kondansatör ve bir adet pozitif tipli CCII (CCII+) kullanılarak tasarlanmış sentetik bobin devresi tanıtılmıştır. Bu devre ile seri RL, paralel RL ve ideal L empedans fonksiyonları gerçekleştirilebilmektedir. Buna ek olarak, GI için iki tane pasif eleman eşlemesi gereklidir [21].

Senani tarafından 1979'da; İki adet direnç, bir adet kondansatör ve bir CCII- kullanılarak tasarlanmış paralel kayıplı yüzen tip bobin (FI) devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devrede herhangi bir pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır [22].

Singh tarafından 1981'de; bir adet ayarlanabilir direnç, iki adet eşleşme gerekliliği olan direnç, iki adet CCII- ve iki adet CCII+ kullanılarak tasarlanmış FI devresi tanıtılmıştır. Bobin değeri kontrol edilebilen direnç değeri ile ayarlanabilmektedir [23].

Pal tarafından 1981'de; bir adet ayarlanabilir direnç, iki adet eşleşme gerekliliği olan direnç, iki adet CCII- ve iki adet CCII+ kullanılarak tasarlanmış, FI devresi tanıtılmıştır. Yüzen tip kondansatör çarpanı ise çalışmamaktadır [24].

Pal tarafından yine 1981'de; birer ucu toprağa bağlı dört adet direnç ve bir adet kondansatör, iki adet CCII+ ve iki adet CCII- kullanılarak tasarlanmış FI devresi tanıtılmıştır. Tüm pasif devre elemanlarının birer ucu toprağa bağlı olduğu için tümleşik devre fabrikasyonuna uygun bir yapıya sahiptir. İki adet direnç eşleştirme gerekliliği bulunmaktadır [25].

Higashimura ve Fukui tarafından 1988'de; sadece CCII-, dört adet direnç, iki adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış tüm-geçiren (AP) filtre çıkışı üreten ikinci-dereceden bir filtre devresi tanıtılmıştır. Yüksek giriş empedansı özelliği sergilemektedir ve herhangi bir empedans eşleştirme gerekliliği duymaksızın peş peşe bağlanabilmektedir. Devrede, direnç ayarlaması yapılarak devrenin çıkışından çentik filtre (NF) çıkışı elde edilebilmektedir [26].

Aronhime vd. tarafından 1990'da; CCI kullanılarak tasarlanmış, ikinci-dereceden CM AP bir filtre devresi tanıtılmıştır [27].

Fabre ve diğerleri tarafından 1990'da; pozitif tipli CCI (CCI+) ve altı adet pasif devre elemanı kullanılarak tasarlanmış ikinci-dereceden çentik, BP ve AP filtre fonksiyonlarını sağlayan bir filtre devresi tanıtılmıştır [28].

Aronhime ve Dinwiddie tarafından 1991'de; bir adet CCI ve yeterli sayıda pasif devre elemanı kullanılarak tasarlanmış, ikinci-dereceden karmaşık-kutuplu alçak-geçiren (LP), BP ve yüksek-geçiren (HP) çıkışlar üretebilen filtre devresi tanıtılmıştır. Devrenin kalite faktörü 10 olarak ayarlanmıştır. CCI içyapısında dört adet OA (LM741 tipi) mevcuttur [29].

Hou vd. tarafından 1991'de; pasif devre elemanı olarak en az iki adet kondansatör ve iki adet direnç gerektiren, sadece bir adet CCII kullanılarak tasarlanmış CM birinci-dereceden ve ikinci-dereceden filtre devre yapıları tanıtılmıştır. Herhangi bir pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği yoktur. Bu yapılar LP, BP ve HP fonksiyonların sentezlenmesi için kullanılmıştır [30].

Chang ve Chen tarafından 1991'de; üç adet CCII+, iki adet CCII-, altı adet birer ucu topraklı direnç, iki adet birer ucu topraklı kondansatör kullanılarak tasarlanmış, üç-girişli bir-çıkışlı, yüksek çıkış empedanslı CM evrensel tip bir filtre devresi tanıtılmıştır. Merkezi frekans ve kalite faktörü fonksiyonları birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir [31].

Abuelma'atti tarafından 1992'de; farklı düzenlemeler ile bir adet CCI ve iki adet pasif devre elemanı grubu kullanılarak; CM LP, HP, BP, AP ve çentik filtre çıkışları veren evrensel tip aktif filtreler tanıtılmıştır. Yapılan tasarımlar ile sistematik bir metot elde edilmeye çalışılmıştır [32].

Liu vd. tarafından 1992'de; CCII'lar, dört veya daha fazla sayıda pasif devre elemanı kullanılarak tasarlanmış ikinci-dereceden HP, LP, BP, AP ve çentik filtre çıkışlarını üretebilen filtre devre yapıları tanıtılmıştır [33].

Senani tarafından 1992’de; yedi adet CC, dört adet direnç ve iki adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış filtre devresi tanıtılmıştır. Tüm pasif devre elemanlarının bir ucu toprağa bağlıdır. Bu özelliği tümleşik devre fabrikasyonu için uygun olmasını sağlamaktadır. LP, BP, HP, AP ve çentik filtre fonksiyon çıkışları elde edilebilmektedir. VM eşdeğerine kolayca dönüştürülebilmektedir. İçyapı olarak BJT trans lineer yapı kullanılmıştır [34].

Chang vd. tarafından 1993’te; CCII-, üç adet kondansatör, üç veya dört adet direnç kullanılarak tasarlanmış, iki adet evrensel tip filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan filtre devreleri, 1991’de Chang tarafından tanıtılan filtre devresinden yapı olarak daha basittir [35].

Fabre vd. tarafından 1995’te; trans lineer BJT’lerden oluşmuş bir içyapıya sahip iki adet pozitif tipli CCCII (CCCII+) ve iki adet bir ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış BP filtre devresi tanıtılmıştır. Giriş parazitik dirençleri, kontrol akımları ile kolaylıkla değiştirebilmektedir. Devre AB sınıfı gibi davrandığı için harmonik bozulma düşüktür. Merkezi frekansı, kontrol akımı ile ayarlanabilmektedir. SPICE programı ile yapılan benzetimler sonucunda filtre devresinin yüksek frekanslarda da kullanılabilceği gösterilmiştir ve güç tüketimi düşüktür [36].

Soliman tarafından 1995’te; üç adet CCII, iki adet bir ucu toprağa bağlı kondansatör ve üç adet bir ucu toprağa bağlı direnç kullanılarak tasarlanmış BP ve LP filtre fonksiyonlarını gerçekleştirebilen bir filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan filtre devresinin giriş empedansı oldukça düşük, çıkış empedansı oldukça yüksek, merkezi frekansı ve kalite faktörü bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir [37].

Piovaccari tarafından 1995’te; düşük güç tüketimi olan AB sınıfı bir CMOS CCIII devresi tanıtılmıştır [38].

Abuelma'atti ve Al-Ghumaiz tarafından 1996’da; iki adet negatif tipli CCI (CCI-), iki veya üç adet bir ucu toprağa bağlı kondansatör, iki veya üç tane bir ucu toprağa bağlı direnç kullanılarak tasarlanmış tek eleman kontrollü sekiz adet osilatör devresi tanıtılmıştır. Bir ucu topraklı kondansatörlerin kullanımı bu devreleri tümleşik devre fabrikasyonu için uygun kılmaktadır [39].

Wang ve Lee tarafından 1997'de; bir adet CCII ve yeteri kadar pasif devre elemanı kullanılarak tasarlanan negatif emitans devresi tanıtılmış ve tasarlanan yapı bir HP filtre devresi üzerinde incelenmiştir [40].

Chang tarafından 1997'de; beş adet CCII+, beş adet direnç ve iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış, üç-giriş bir-çıkışlı, LP, HP, BP, AP ve çentik filtre fonksiyon çıkışları elde edilebilen evrensel tip filtre devresi tanıtılmıştır. Merkezi frekans ve kalite faktörü birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Çıkış empedansı yüksektir [41].

Soliman ve Alturaigi tarafından 1997'de; üç adet CCII, iki adet direnç ve bir adet bir ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış kayıpsız FI devresi tanıtılmıştır. Devre içerisinde yer alan pasif devre elemanlarından R_2 direnci ve kondansatörün kendi içerisinde yer değiştirmesi ile tanıtılan devrenin yüzen tip kapasite çarpıcı formuna dönüşebildiği belirtilmiştir. Fakat önerilen devre FI gibi çalışmamaktadır [42].

Soliman tarafından 1998'de; CCII kullanılarak tasarlanmış, VM ve CM olmak üzere çeşitli filtre tasarımları incelenmiştir. Kullanılan CCII sayısına göre ve gerçekleştirdikleri işlem moduna göre sınıflandırmaları yapılmıştır. Aktif ve pasif devre elemanlarına göre hassasiyet oranları açısından tasarımı yapılan filtreler birbirleriyle karşılaştırılmıştır [43].

Abuelma'atti ve Tasadduq tarafından 1998'de; üç adet DOCCCII ve iki adet bir ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış CM filtre devresi tanıtılmıştır. Merkezi frekansı ve kalite faktörü, CCCII'ların polarma akımlarını değiştirerek ayarlanabilmektedir. LP, HP, BP, AP ve çentik filtre fonksiyonları tanıtılan devre çıkışlarından elde edilebilmektedir [44].

Çiçekoğlu tarafından 1998'de; üç adet CCII+ ve yeterli sayıda birer ucu toprağa bağlı pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatörler kullanılarak tasarlanmış kayıplı pozitif / negatif ve kayıpsız pozitif / negatif GI devresi elde edilebilen dört adet devre yapısı tanıtılmıştır. Kullanılan tüm pasif devre elemanlarının birer ucunun toprağa bağlı olması bu devrelerin tümleşik devre fabrikasyonu için uygun bir yapıya sahip olmasını sağlamaktadır. Bobin devreleri için herhangi bir pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır [45].

Mohan tarafından 1998'de; iki adet direnç, bir adet bir ucu toprağa bağlı kondansatör ve iki adet iki-çıkışlı CCII (DOCCII) kullanılarak tasarlanmış FI devresi tanıtılmıştır [46].

Çiçekoğlu tarafından yine 1998'de; iki adet admitans, bir adet CCII+ ve bir adet CCII- kullanılarak tasarlanmış sentetik bobin devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre için her hangi bir pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır [47].

Ozoğuz ve Acar tarafından 1998'de; yüzen tip emitans fonksiyonu benzetim devresi olarak CCII tabanlı iki yeni topoloji tanıtılmıştır. Bu devre topolojileri, oldukça kullanışlı temel yüzen tip emitansların üretimini mümkün kılarken, sistematik yolla herhangi bir pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği duyulmadan yüksek dereceli emitansların gerçekleştirilmesini de mümkün kılmaktadır [48].

Hou ve Wang tarafından 1998'de; yüzen tip emitans fonksiyon benzeticisi tasarımı için kullanılabilir genelleştirilmiş bir metot tanıtılmıştır. Tanıtılan metot herhangi bir direnç eşleştirme gerekliliğine ihtiyaç duymamaktadır. Tasarımda kullanılan tüm kondansatörlerin birer ucu toprağa bağlı olduğu için tümleşik devre fabrikasyonu için uygun bir tasarımdır [49].

Abuelma'atti ve Tasadduq tarafından yine 1999'da; altı adet CCII+, altı adet birer ucu toprağa bağlı direnç ve iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış CM evrensel tip filtre devresi tanıtılmıştır. i) Parametrelerinin bağımsız olarak dirençler ile kontrol edilebiliyor olması, ii) LP, HP, BP, AP, çentik gibi tüm temel filtre fonksiyonlarını gerçekleştirebiliyor olması, iii) yüksek çıkış empedansı özelliği, iv) tüm pasif devre elemanlarının bir uçlarının toprağa bağlı olması tanıtılan devrenin özellikleridir. Ayrıca tümleşik devre fabrikasyonu için uygundur [50].

Bhaskar vd. tarafından 1999'da; iki adet CCII-, iki direnç ve iki kondansatör kullanılarak tasarlanmış ikinci-dereceden LP, BP, HP, çentik filtre fonksiyon çıkışlarını veren filtre devresi tanıtılmıştır [51].

Özoğuz vd. tarafından 1999'da; yalnızca dört adet CCII+ ve yeterli sayıda pasif devre elemanı kullanılarak tasarlanmış iki adet CM evrensel tip filtre devresi tanıtılmıştır. Her iki devre için pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği yoktur [52].

Senani ve Gupta tarafından 2000'de; bir adet CCI, bir veya iki adet gerilim tamponu, iki adet kondansatör ve üç adet direnç kullanılarak tasarlanmış iki adet tek direnç kontrollü osilatör devresi tanıtılmıştır [53].

Toker ve Özoğuz tarafından 2000'de; üç adet DOCCII, birer ucu toprağa bağlı üç adet direnç ve iki adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış bir-girişli üç-çıkışlı CM evrensel tip filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre çıkışlarından LP, HP ve BP çıkışlar alınabilmektedir. Filtre çıkışları yüksek empedans özelliği sergilemektedir ve bu özellik peş peşe bağlanabilmelerini kolaylaştırmaktadır [54].

Kuntman vd. tarafından 2000'de; bir adet pozitif tipli CCIII (CCIII+) ve yeterli sayıda pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış beş adet kayıplı bobin topolojisi tanıtılmıştır. Tanıtılan devreler için herhangi bir pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır. Tanıtılan devrelerden dört tanesi seri kayıplı (seri RL) bobin devresi ve bir tanesi ise paralel kayıplı (paralel RL) bobin devresidir [55].

Minaei ve Türköz tarafından 2001'de; bir-giriş üç-çıkışlı CM akım-kontrollü evrensel tip bir filtre devresi tanıtılmıştır. Önerilen devrede üç adet CCCII+ ve negatif tipli CCCII (CCCII-) ve bir adet CCII+ kullanılmıştır. Kullanılan tüm kondansatörlerin bir ucu toprağa bağlıdır, dolayısıyla tümleşik devre yapısı için uygun bir tasarımıdır. Pasif devre elemanı olarak üç adet kondansatör mevcuttur. Çıkışlardan, CM işlemlerde kolaylıkla peş peşe bağlantının sağlanabildiği yüksek empedans çıkışlı LP, BP, HP filtre cevapları elde edilmektedir. AP ve çentik filtre cevapları da herhangi bir harici aktif eleman bağlantısı gerektirmeksizin elde edilebilmektedir [56].

Maheshwari ve Khan tarafından 2001'de; bir adet CCIII ve yeterli sayıda direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış, CM AP filtre yapıları tanıtılmıştır. Elektronik devre elemanı açısından değerlendirildiğinde az sayıda elemandan oluşmaktadır [57].

Özcan vd. tarafından 2003'te; sadece bir adet CCII ve dört adet pasif devre elemanı kullanılarak tasarlanmış üç-giriş bir-çıkışlı evrensel tip filtre devre yapısı tanıtılmıştır. İkinci dereceden LP, BP ve HP filtre fonksiyon çıkışları elde edilebilmektedir [58].

Ferri vd. tarafından 2003'te; dört adet direnç, bir adet bir ucu toprağa bağlı kondansatör ve altı adet CCII kullanılarak tasarlanmış FI benzetim devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devrede, bobine seri bağlı istenmeyen direnç ortadan kaldırılmış ve sonuç olarak alçak frekansta çalışabilme özelliği iyileştirilmiştir [59].

Minaei vd. tarafından 2003'te; yeni bir CCIII CMOS yapısı tanıtılmıştır. Tanıtılan yapı, X ve Y uçlarında düşük giriş empedansı ve yüksek değişim aralığı olan, Z uçlarında ise yüksek çıkış empedansına sahip bir devredir [60].

Minaei vd. tarafından 2004'te; CCI+'lar kullanılarak, kayıpsız FI benzetim devresi, bir tane seri kayıplı (seri RL) ve bir tane paralel kayıplı (paralel RL) sentetik bobin benzetim devreleri tanıtılmıştır. Kullanılan pasif devre elemanları, iki adet direnç ve bir adet kondansatördür. Herhangi bir devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır. CCI+ içyapısı olarak AB sınıfı bir içyapı kullanılmıştır. İçyapıda yer alan CMOS transistörler doyumda çalışmaktadır. DC besleme gerilimleri $\pm 2V$ ve kullanılan teknoloji $0.35\mu m$ TSMC teknolojisidir [61].

Pawarangkoon ve Kiranon tarafından 2004'te; çok-çıkışlı CCCII (MOCCCII) kullanılarak tasarlanmış yüzen tip bir sentetik direnç devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre topolojisinde değişiklik yapılmaksızın pozitif ve negatif direnç değerleri elde edilebilmektedir. Ayrıca tanıtılan direnç devreleri elektronik olarak ayarlanabilmektedir [62].

Pal tarafından 2004'te; beş adet CCII+ ve yeterli sayıda pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış, pasif devre elemanları kendi aralarında değiştirilerek FI, FDNR ve yüzen tip kapasite çarpanı olarak çalışabilen bir devre tanıtılmıştır. Tanıtılan devreler için kullanılan kondansatörlerin birer uçları toprağa bağlıdır [63].

Horng vd. tarafından 2005'te; üç adet CCII, yeterli sayıda pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış, üç adet üçüncü-dereceden karesel osilatör devresi tanıtılmıştır. Her bir karesel osilatör devresi için iki sinüzoidal çıkış arasında 90 derece faz farkı bulunmaktadır. Tüm tanıtılan devreler birer ucu toprağa bağlı kondansatörler ve dirençler içermektedir, dolayısıyla tümleşik devre fabrikasyonu için uygun yapılardır [64].

Horng vd. tarafından 2006'da; her biri iki adet CCII ve bir ucu toprağa bağlı dört adet pasif devre elemanı kullanılarak tasarlanmış sekiz adet birinci-dereceden AP filtre devresi tanıtılmıştır. Önerilen tüm yapılar yüksek çıkış empedansı sağlamaktadır, dolayısıyla peş peşe bağlanabilirler. Tümlleşik devre fabrikasyonu için uygun yapıya sahip devrelerdir [65].

Metin ve Çiçekoğlu tarafından 2006'da; iki adet NIC, yeterli sayıda pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış, paralel kayıplı FI devresi tanıtılmıştır. NIC, bir CCII'dan elde edilmiştir. NIC ile bobin tasarımı yapılması, NIC'lerin kullanıldığı elektronik devre tasarımı uygulamaları arasındadır [66].

Yüce vd. tarafından 2006'da; bir adet CCII+, bir adet CCII-, bir adet DOCCII, yeterli sayıda pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış harici bir admitans bağlantısı yapılarak bir ucu toprağa bağlı emitans devresinden yüzen tip emitans devresine dönüşüm sağlayan bir devre tanıtılmıştır. Tanıtılan devrede admitans olarak ayarlanabilir bir çarpıcı eklenerek yüzen tip sentetik emitans devresi, admitans olarak pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör seçimine bağlı olarak ta FI devresi elde edilmektedir. Önerilen devre kayıpsız bobin devresidir. Benzetimler, 0.35µm TSMC CMOS teknoloji kullanılarak gerçekleştirilmiştir [67].

Yüce tarafından 2006'da; bir adet CCII+, bir adet CCII-, bir adet DOCCII, yeterli sayıda pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış i) pasif eleman seçimine bağlı FI, ii) FDNR, iii) admitans dönüştürücü ve yüzen tip kapasite olarak çalışabilen bir yapı tanıtılmıştır. Bu yapıya ek olarak, üç adet iki X uçlu CCII (DXCCII), üç adet MOSFET ve bir adet bir ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış FI devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan ilk devre için pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmaktadır. Kullanılan CCII'lar ile akım-kontrollü CCII'lar yer değiştirirse önerilen ilk devre elektronik olarak kontrol edilebilme özelliği kazanmaktadır. Benzetimler, PSPICE programı ile 0.35µm TSMC CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tanıtılan her iki devre, tümlleşik devre fabrikasyonu için uygundur [68].

Minaei vd. tarafından 2006'da; üç adet CCCII+ ve bir adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış kayıpsız FI devresi tanıtılmıştır. Polarma akım değerlerini değiştirerek, tanıtılan bobin devresi elektronik olarak kontrol edilebilmektedir. CCCII'nin içyapısı BJT transistörlerden oluşmaktadır. Tanıtılan devre için herhangi bir aktif ve pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır [69].

Yüce vd. tarafından 2006'da; bir ucu toprağa bağlı bir adet kondansatör, bir adet DOCCCII ve iki adet CCCII kullanılarak tasarlanmış pozitif FI ve negatif FI devreleri, bir adet DOCCCII ve üç adet CCCII kullanılarak tasarlanmış pozitif ve negatif yüzen tip kapasite devreleri, bir adet DOCCCII ve üç adet CCCII kullanılarak tasarlanmış pozitif ve negatif yüzen tip direnç devreleri tanıtılmıştır [70].

Hornig vd. tarafından 2007'de; üç adet MOCCCII, dört adet direnç ve iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış, yüksek çıkış empedanslı, bir-giriş üç-çıkışlı evrensel tip filtre devresi tanıtılmıştır. LP, HP ve BP filtre fonksiyonlarını sağlayabilmektedir. Ayrıca herhangi bir harici eleman bağlantısına gerek duymadan AP filtre ve çentik filtre çıkışları da elde edilebilmektedir [71].

Dostail ve Axman tarafından 2007'de; CCII'dan NIC yapısı elde ederek, bu yapı ile yeterli sayıda direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış LP, HP, BP, çentik ve AP filtre devreleri tanıtılmıştır. Bir adet NIC kullanıldığı için tanıtılan filtre devrelerinin, tümleşik devre tırmık alanı ve güç tüketimleri düşüktür [72].

Ferri vd. tarafından 2007'de; düşük frekanslardaki uygulamalara elverişli, CCII temelli GI veya FI benzetim devre yapıları ve bu sentetik bobin yapılarına seri bağlı istenmeyen parazitik dirençleri elimine etmek veya değerini azaltmak için yeni bir yöntem önerilmiştir. Dolayısıyla önerilen yapıların düşük frekans performansları yüksektir. Ayrıca eşdeğer bobin değerini de yükseltmek için yeni bir düşünce öne sürülmüştür. Benzetimler 0.35µm CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir [73].

Soliman tarafından 2008'de; bazı filtre devrelerinin incelemesi yapılmıştır. Filtreler, yüzen tip pasif devre elemanı kullanılarak tasarlanan filtreler ve tüm pasif devre elemanlarının bir ucu toprağa bağlı olarak tasarlanan filtreler olmak üzere iki grupta sınıflandırılmıştır. PSPICE programı kullanılarak ele alınan filtre devreleri için gerekli benzetimler yapılmış ve devrelerin performans özellikleri özetlenmiştir [74].

Yüce ve Minaei tarafından 2008'de; LP, HP, BP, AP ve çentik filtre fonksiyonlarını sağlayan, CCII tabanlı iki adet ikinci-dereceden evrensel tip filtre devresi tanıtılmıştır. Kullanılan kondansatörlerin birer ucu toprağa bağlıdır. Merkezi frekansı ve kalite faktörü elektronik olarak ayarlanabilmektedir [75].

Yüce tarafından 2008'de; iki adet NIC yapısı tanıtılmıştır. Bu yapılardan birincisi DOCCII kullanılarak tasarlanmış ikincisi ise üç adet CCII+ kullanılarak tasarlanmıştır. Tanıtılan yapılardan biri hem ideal olmayan kazanç hem de parazitik empedans etkilerini azaltmakta diğeri ise sadece parazitik empedans etkilerini azaltmaktadır. Tanıtılan devreler yüksek frekans uygulamaları ve tümleşik devre fabrikasyonu için uygun devrelerdir [76].

Yüce tarafından yine 2008'de; CCII'lar ve yeterli sayıda pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış iki adet GI, üç adet VM evrensel tip filtre devresi ve bobin devrelerinin düşük frekans performanslarını iyileştirmek için kullanılabilir yeni bir metot tanıtılmıştır. Tanıtılan bu metot aynı zamanda filtre devrelerinin düşük frekans performanslarının iyileştirilmesi için de kullanılabilir. PSPICE programı ile 0.35µm TSMC CMOS teknolojisi kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir [77].

Minaei ve Yüce tarafından yine 2008'de; bir adet kondansatör ve üç adet CCCII kullanılarak tasarlanmış kayıpsız bobin devresi ve seri kayıplı (seri RL) bobin devresi, yine bir adet kondansatör ve iki adet CCCII kullanılarak tasarlanmış paralel kayıplı (paralel RL) bobin devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devreler için aktif veya pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır [78].

Jiang vd. tarafından 2009'da; bir adet CCCII-, bir adet MOCCCII, iki adet CCII+, birer ucu toprağa bağlı dört adet kondansatör, birer ucu toprağa bağlı iki adet direnç kullanılarak tasarlanmış üç-giriş bir-çıkışlı filtre devresi tanıtılmıştır. Önerilen devre HP, BP, LP, çentik ve AP filtre fonksiyonlarını sağlayabilmektedir. Kazanç ve kutup parametreleri CCCII'nin polarma akımı ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir. PSPICE benzetim programı ile devre performansı incelenmiştir. Tüm pasif devre elemanlarının birer uçları toprağa bağlı olduğu için tümleşik devre fabrikasyonu kolaylıkla gerçekleştirilebilir [79].

Yüce tarafından 2009'da; DOCCCII ve MOCCCII'lar ve yeterli sayıda kondansatör kullanılarak, diğer CM devreler ile peş peşe bağlanabilen, düşük giriş empedanslı ve yüksek çıkış empedanslı üç adet CM filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan tüm CM filtre devrelerinde pasif devre elemanı olarak direnç kullanılmamıştır sadece birer ucu toprağa bağlı kondansatörler kullanılmıştır, kritik pasif devre elemanı eşleştirme şartı yoktur [80].

Kumngern tarafından 2010'da; iki adet MOCCCII ve iki adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış iki-giriş iki-çıkışlı CM evrensel tip bir filtre devresi tanıtılmıştır. CC'ların içyapısı BJT trans lineer bir yapıdır. LP, HP, BP, AP filtre fonksiyonlarını sağlayabilmektedir. Merkezi frekans ve kalite faktörü parametreleri akım ile kontrol edilebilmektedir [81].

Kaçar ve Yeşil tarafından 2010'da; yalnızca bir adet DXCCII ve üç adet pasif devre elemanı kullanılarak tasarlanmış kayıplı ve kayıpsız GI benzetim topolojileri tanıtılmıştır. Tanıtılan devrelerin tümünün eşdeğeri bir ucu topraklı tip paralel RL yapısıdır. Benzetimler 0.35 μ m CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir [82].

Singthong vd. tarafından 2011'de; herhangi bir pasif devre elemanı eşleştirmesi gerektirmeyen, uygulanan polarma akımıyla kutup frekansı elektronik olarak kontrol edilebilen, yalnızca iki adet CCCII ve bir adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış birinci-dereceden AP çıkış üreten bir filtre devresi tanıtılmıştır. Önerilen devre tümleşik devre fabrikasyonuna uygun bir devredir. Düşük giriş ve yüksek çıkış empedansına sahiptir, dolayısıyla diğer CM devrelere bağlanırken harici bir devre düzenine ihtiyaç duymamaktadır [83].

Horng tarafından 2011'de; MOCCCII'lar ve yeteri kadar pasif devre elemanları kullanılarak tasarlanmış, her birisi beş-giriş bir-çıkışlı olmak üzere üç adet evrensel tip filtre tanıtılmıştır. Önerilen tüm devreler yüksek çıkış empedansı özelliğini sergilemektedir, kritik pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır [84].

Myderrizi vd. tarafından 2011’de; yalnızca bir adet DXCCII ve yeterli sayıda pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış, 30kHz - 30MHz frekans aralığında çalışmaya uygun iki adet GI yapısı önerilmiştir. Önerilen devre yapıları için ideal olmama özelliği incelenmiştir. Ayrıca tanıtılan bobin benzetim devresi ve pasif devre elemanlarından iki adet kullanılarak çok-girişli bir-çıkışlı evrensel tip filtre devresi önerilmiştir. Bu filtre devresinde doğal frekans ve bobin değerini değiştirmeden, bant genişliği ve kalite faktörü değerleri ayarlanabilmektedir. Önerilen sentetik bobin devreleri için benzetimler 0.35m AMS CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir [85].

Hornig vd. tarafından 2012’de; iki adet MOCCII, birer uçları toprağa bağlı bir adet direnç ve bir adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış düşük giriş empedanslı ve yüksek çıkış empedanslı birinci-dereceden AP filtre devresi tanıtılmıştır. Önerilen devre için herhangi bir devre elemanı eşleştirme gerekliliği yoktur. Benzetimler için 0.18 µm TSMC teknolojisi kullanılmıştır [86].

1.1.2 Birim Kazançlı Hücrelere İlişkin Çalışmalar

Chen vd. tarafından 1991’de; bir adet negatif tipli CF (CF-), iki direnç ve iki kondansatör kullanılarak tasarlanmış bir osilatör devresinin yanı sıra üç adet CF-, iki adet direnç, iki adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış karesel sinüzoidal osilatör devresi tanıtılmıştır [87].

Abuelma'atti tarafından 1992’de; bir adet CF+, pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatörlerden oluşan altı adet empedans kullanılarak tasarlanmış CM osilatör devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre içinde üç adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör ve üç adet direnç kullanılmıştır. Dolayısıyla tümleşik devre fabrikasyonu için uygun bir yapıya sahiptir. Devre yapısındaki direnç ve kondansatörlerin aralarında yer değiştirmesi ile farklı bir osilatör düzenlemesi elde edilebilmektedir [88].

Liu vd. tarafından 1995’te; CF tabanlı bir adet bir-giriş bir-çıkışlı CM filtre, iki adet bir-giriş iki-çıkışlı CM filtre devre topolojileri tanıtılmıştır. Tanıtılan devre topolojilerinden birinci yapı kullanılarak AP ve çentik filtre fonksiyonları, ikinci ve üçüncü devre yapıları ile BP, HP veya LP filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir [89].

Celma vd. tarafından 1995'te; üç adet CF, üç adet VF, yeterli sayıda direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış VM bir filtre ve bu filtrenin CM eşdeğeri tanıtılmıştır. Pasif devre elemanları içerisinde yapılacak seçimler ile filtre devresi çıkışlarından LP, HP, BP, AP ve çentik filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir. Tanıtılan devre yapıları yüksek frekansta çalışabilmektedir [90].

Abuelma'atti tarafından 1995'te; iki adet CF-, yeterli sayıda direnç ve kondansatörlerden oluşan admitans kullanılarak tasarlanmış yedi adet osilatör devre yapısı tanıtılmıştır [91].

Abuelma'atti ve Al-Quahtani tarafından 1996'da; iki adet CF-, iki adet CF+, üç adet VF, altı adet direnç, iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış, üç-girişli bir-çıkışlı evrensel tip filtre devresi tanıtılmıştır. Bu devrenin yanı sıra üç adet iki-çıkışlı CF (DOCF), üç adet VF, altı adet direnç, iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış bir-girişli üç-çıkışlı evrensel tip filtre devresi de tanıtılmıştır. Tanıtılan ilk filtre devresi için devre topolojisi çıkışından herhangi bir değişiklik yapılmaksızın LP, HP ve BP filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir. Ayrıca AP ve çentik filtre fonksiyonları ise harici bir devre elemanı eklenmeden elde edilebilmektedir. Tanıtılan ikinci filtre devresinin çıkışlarından aynı anda BP, HP, LP filtre fonksiyonları ve yine herhangi bir harici devre elemanı eklenmeden AP ve çentik filtre fonksiyonları da elde edilebilmektedir. Doğal frekans ve bant genişliği birbirlerinden bağımsız olarak ayarlanabilmektedir [92].

Güneş ve Anday tarafından 1997'de; birim kazançlı CF ve VF'ler kullanılarak VM ve CM transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesi ile ilgili sentez işlemi anlatılmıştır. Anlatılan yöntem kullanılarak iki adet ikinci-dereceden VM ve CM devre önerilmiştir [93].

Elwan ve Ismail tarafından 1998'de; dijital olarak kontrol edilebilen tam diferansiyel CMOS analog içyapıya sahip dijital olarak kontrol edilebilen CF (DCCF) hücresi tanıtılmıştır. AMI 1.2µm CMOS teknolojisi kullanılmıştır. Besleme gerilimi 3V DC, bant genişliği 80MHz ve AB sınıfı bir yapıya sahiptir [94].

Drakakis tarafından 1999'da; üç adet CF ve yeterli sayıda direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış VM iki adet filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan filtre devrelerinden birincisinin çıkışlarından; LP, BP ve çentik filtre fonksiyonları, ikinci filtrenin çıkışlarından ise AP, BP ve HP filtre fonksiyonları elde edilmektedir. Yüksek kalite faktörü değeri ve ara bağlantı yeteneği, tanıtılan topolojilerin başlıca özellikleridir. Farklı birleşimlerde bağlantı yapılarak aynı devre yapısı çıkışlarından altı farklı filtre fonksiyonu elde edilebilmektedir [95].

Dostal tarafından 1999'da; VF(lar), CF(lar), yeterli sayıda direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış ARC filtre devreleri tanıtılmıştır [96].

Alzahrer ve Ismail tarafından 1999'da; üç adet DOCF, iki adet VF, iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör ve birer ucu CF'lerin görsel toprak özelliği sergileyen uçlarına bağlı dört adet direnç kullanılarak tasarlanmış, bir-giriş çok-çıkışlı evrensel tip bir filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre için doğal frekans ve bant genişliği birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. Giriş empedansı düşük çıkış empedansı yüksektir. 1.2µm CMOS teknolojisi kullanılarak devre benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Devre çıkışlarından; LP, HP, BP, AP ve çentik filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir [97].

Okine ve Katsuhara tarafından 1999'da; üç adet CF, iki adet direnç ve iki adet kondansatör kullanılarak pasif devre elemanlarının farklı birleşimlerinin uygulanması ile tasarlanmış, LP filtre, HP filtre ve BP filtre devreleri tanıtılmıştır. Kullanılan CF içyapısı BJT transistörlerden oluşmaktadır. Önerilen filtre devreleri yüksek mertebeden filtre devre tasarımlarında da kullanılabilir [98].

Parnklang vd. tarafından 1999'da; CMOS transistörler kullanılarak tasarlanmış bir CF içyapısı tanıtılmıştır. Benzetimler SPICE programı ile gerçekleştirilmiştir. Tanıtılan devre için giriş empedansı 5kΩ, çıkış empedansı 75MΩ'dur. Harmonik bozulma CF+ için % 4.06 ve CF- için % 4.27 [99].

Alzahrer ve Ismail tarafından 1999'da; yeni bir CMOS CF yapısı tanıtılmıştır. Tanıtılan yapının besleme gerilimi 2.2V'tan 1.5V'a düşürülmüştür. Düşük harmonik bozulma değeri, geniş bant işlem yapabilme, düşük giriş direnci gibi özelliklere sahip, transistör eşleşme problemi olmayan bir yapıdır [100].

Weng vd. tarafından 2000'de; bir adet CF, bir adet VF, yeterli sayıda direnç ve kondansatör kullanılarak tasarlanmış bir adet CM ve bir adet VM filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre yapıları üzerinde herhangi bir değişim yapılmaksızın filtre devrelerinin çıkışlarından BP, LP, HP, AP ve çentik filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir. Ayrıca topolojilerde herhangi bir aktif ve pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır [101].

Chang vd. tarafından 2001'de; üç adet DOCF, bir adet VF, iki adet direnç, iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış iki-girişli üç-çıkışlı evrensel tip filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan bu devre ile birlikte bir adet DOCF, bir adet CF, bir adet VF, iki adet direnç, iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış dört-girişli, bir-çıkışlı evrensel tip filtre devresi de tanıtılmıştır. Tanıtılan devreler için herhangi bir pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır. Her iki filtre yapısından, LP, HP, BP, AP ve çentik filtre çıkışları elde edilebilmektedir. Kullanılan kondansatörlerin birer ucu toprağa bağlı olduğu için tümleşik devre fabrikasyonu için uygun yapılardır [102].

Salama tarafından 2002'de; dört adet CF, iki adet gerilim tamponu ve yedi adet pasif devre elemanı 'direnç ve kondansatör' kullanılarak tasarlanmış VM bir-giriş bir-çıkışlı evrensel tip filtre yapısı tanıtılmıştır. Bu yapının kullanılan aktif elemanların ideal olmama özellikleri de ele alınarak analizi yapılmıştır. Tanıtılan devre üzerinde gerekli görülen kısımlara, beş adet doğrusal olmama özelliğini önleyici gerilim kontrollü iletim bölgesinde çalışan ikili MOS transistör yapısı yerleştirilerek tam olarak tümleşik devre haline getirilebilmekte, elektronik olarak kontrol edilebilmekte ve MOS-C evrensel tip filtre yapısı da elde edilebilmektedir [15].

Tiliute tarafından 2003'te; bir adet CF tabanlı gerilim-girişli akım veya gerilim-çıkışlı tam-dalga doğrultmaç devresi tasarlanmıştır. Bu devrenin yanı sıra bir adet, VF ve CF tabanlı yüksek empedans özellikli CM hassas doğrultmaç devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan yapılar tümleşik devre fabrikasyonu için uygun yapılardır. Herhangi bir devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır [103].

Keskin ve Tokar tarafından 2004'te; iki adet CF, bir adet VF, üç adet empedans yapısı kullanılarak tasarlanmış NIC devresi tanıtılmıştır. Önerilen devre yapısı, büyük değerli negatif pasif devre elemanı benzetim uygulamaları için kullanılabilir [104].

Hancioğlu ve Keskin tarafından yine 2004'te konferansta; iki adet CF, bir adet VF, pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatör birleşimlerinden oluşan üç adet empedans kullanılarak tasarlanmış bir NIC devresi tanıtılmıştır. Tümlşik devre fabrikasyonu için büyük değerli negatif pasif eleman elde edilmesinde kullanılabilir [105].

Senani ve Gupta tarafından 2006'da; iki adet MOCF, iki adet CF, üç adet direnç ve iki adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış evrensel tip bir filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre çıkışlarından, LP, HP, BP, AP ve çentik filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir. Filtre fonksiyonlarının elde edildiği çıkışlar yüksek empedans özelliği sergilemektedir. Kullanılan kondansatörlerden birisinin bir ucu bir-çıkışlı CF'nin görsel toprak özelliği sergileyen X ucuna, diğer kondansatörün bir ucu ise toprağa bağlanmıştır. w_0 ve w_0/Q birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir [106].

Gupta ve Senani tarafından yine 2006'da; dört adet DOCF, dört adet VF, yedi adet direnç ve iki adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış hem VM hem de CM filtre çıkışları üretebilen bir devre tanıtılmıştır. Kullanılan kondansatörlerin birer ucu toprağa bağlıdır. Tanıtılan devrenin hem VM çıkışlarından hem de CM çıkışlarından LP, HP, BP, AP ve çentik filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir. Doğal frekans, bant genişliği ve genlik birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmektedir [107].

Ayrıca aynı yıl, VF / CF tabanlı yedi adet ikinci-dereceden osilatör devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre, tek bir direnç ile salınım frekansı kontrolü ve salınım şartı kontrolü, VM ve CM çıkışlar, yalnızca iki tane birer ucu toprağa bağlı kondansatör ile birlikte üç adet direnç elemanı kullanılması, az sayıda VF / CF kullanımı, yüksek değerli frekans kararlılık faktörü gibi özelliklere sahiptir [108].

Alzaher ve Tasadduq tarafından 2006'da; bir adet CF+, bir adet CF-, iki adet R2R merdiven yapı, iki adet VF kullanılarak tasarlanmış sentetik bobin benzetim devresi tanıtılmıştır. Devre benzetimleri 0.5µm CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bobin değeri dijital olarak ayarlanabilmektedir. Düşük frekans uygulamaları için çok yüksek değerli bobin değerleri elde edilebilir. VM filtre tasarımında kullanıldığında, peş peşe bağlanabilirler. LP filtre uygulamalarının GI ihtiyacı olan kısımlarında kullanılabilirler [109].

Tangsrirat ve Prasertsom tarafından 2007'de; iki adet DOCF ve iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış CM akım-kontrollü üç-girişli bir-çıkışlı evrensel tip bir filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre için bant genişliği ve doğal frekans birbirinden bağımsız şekilde elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Kullanılan kondansatörlerin birer ucu toprağa bağlı olduğu için tümleşik devre fabrikasyonuna uygun bir yapıdır. Giriş sinyalleri ayarlanarak devre çıkışlarından LP, BP, HP, çentik ve AP filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir. Tanıtılan devre için herhangi bir pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır [110].

Ergun ve Ulutaş tarafından 2007'de; bir adet DOCF, dört adet direnç ve iki adet kondansatör kullanılarak devre çıkışlarından düşük giriş empedanslı ikinci-dereceden AP ve çentik filtre fonksiyonları elde edilebilen bir filtre devresi tasarımı tanıtılmıştır [111].

Sanchez-Lopez vd. tarafından 2008'de; üç adet CF+, iki adet VF, pasif devre elemanlarından direnç ve kondansatörlerden oluşan empedanslar kullanılarak tasarlanmış GI devresinin yanı sıra dört adet CF+, bir adet VF, yeterli sayıda empedans kullanılarak tasarlanmış ideal olmayan direnç devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devreler ile birlikte bu devrelerin birleşimi ile tasarlanan Chu'a devresi de tanıtılmıştır [112].

Alzahrer tarafından 2008'de; üç adet iki-çıkışlı dijital olarak kontrol edilebilen CF (DODCCF), iki adet VF, dört adet direnç ve iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış CM evrensel tip filtre devresi tanıtılmıştır. Buna ek olarak devre yapısına eklenen aktif devre elemanları (DCCF, CF) ile yeniden düzenlenmiş devre yapısı da tanıtılmıştır. Kondansatörlerin her ikisi de CF'lerin X ucuna seri bağlı değildir bu özellik yüksek frekansta çalışma özelliğini sınırlandırmamaktadır [113].

Sanchez-Lopez vd. tarafından yine 2008'de; Chu'a devresi tabanlı kaotik osilatör devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre içerisinde Chu'a devrelerinin vazgeçilmez parçalarından olan gerilim kontrollü üç kısımlı ideal olmayan direnç ve topraklı tip bobin devresi mevcuttur. İdeal olmayan direnç devresi; iki adet CF-, bir adet VF ve dört adet direnç kullanılarak tasarlanmıştır. Topraklı tip bobin devresi ise bir adet CF-, bir adet CF+, iki adet VF, iki adet direnç ve bir ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmıştır [114].

Koton vd. tarafından 2009'da; iki adet dijital olarak programlanabilir CF (DPCF), iki adet DOCF, bir adet MOCF, iki adet direnç ve birer ucu toprağa bağlı iki adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış CM LP filtre devresi tanıtılmıştır. Devre içerisinde kullanılan dijital olarak kontrol edilebilen CF'ler yardımıyla doğal frekans elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Tanıtılan devrenin; tüm kondansatörlerinin birer uçlarının toprağa bağlı olması, dirençlerin birer uçlarının görsel toprak özelliği sergileyen düşük empedanslı uçlara bağlı olması gibi avantajları vardır [115].

Bunruang ve Tangsrirat tarafından 2009'da; üç adet MOCF ve iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış CM elektronik olarak kontrol edilebilen üç-giriş bir-çıkışlı evrensel tip bir filtre devresi tanıtılmıştır. Kullanılan MOCF içyapısı, BJT transistörlerden oluşmuş akım kontrollü CCCII yapısıdır. Giriş akımları ayarlanarak devre çıkışlarından LP, BP, HP, çentik ve AP filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir. Doğal frekansı ve kalite faktörü birbirinden bağımsız biçimde elektronik olarak kontrol edilebilmektedir [116].

Presertsom ve Tangsrirat tarafından 2009'da; düşük gerilim yüksek frekans uygulamaları için tasarlanmış dijital olarak kontrol edilebilen CMOS DCCF yapısı tanıtılmıştır. Oldukça düşük giriş direnç değerlerini elde edebilmek için düşük giriş direnç katmanlı bir düzenleme yapılmıştır. Akım kazancının doğru bir biçimde dijital kontrolü için akım bölme tekniği kullanılmıştır. Tanıtılan DCCF devresi, 0.5µm CMOS teknolojisi ile gerçekleştirilmiştir ve besleme gerilimleri simetrik 1.5V DC olarak alınmıştır [117].

Tangsrirat vd. tarafından 2009'da; CMOS tabanlı iki-çıkışlı DPCF (DODPCF) içyapısı tanıtılmıştır. Tanıtılan yapı için, giriş katmanı olarak düşük giriş direnç düzenlemesi (negatif geri besleme tekniği) yapılarak çok düşük giriş direnci elde edilebilmektedir. [118].

Senani ve Gupta tarafından 2011'de; iki adet MOCF, bir adet CF, iki adet direnç, iki adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış ve çıkışlarından BP, HP, LP, AP ve çentik filtre fonksiyonları elde edilebilen evrensel tip bir filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devre için herhangi bir pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır. Filtre akım çıkışlarının elde edildiği uçlar yüksek empedans özelliği sergilemektedir. Tanıtılan filtre devresi 1.65V DC gerilim ile çalışmaktadır. SPICE programı ile 0.35µm CMOS teknolojisi kullanılarak benzetimleri gerçekleştirilmiştir [119].

Hornig tarafından 2012’de; bir adet CF, dört adet direnç ve üç adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış CM filtre devresinin yanı sıra bir adet CF, bir adet VF beş adet direnç ve dört adet kondansatör kullanılarak tasarlanmış CM filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan her bir devre çıkışından HP, BP ve LP filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir. Önerilen devreler düşük giriş empedansı özelliği sergilemektedir [120].

Tangsrirat ve Bunruang tarafından 2012’de; bir adet MOCF, bir adet direnç ve iki adet birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış üç-giriş bir-çıkışlı evrensel tip bir filtre devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan filtre devresinin; elektronik olarak ayarlanabilme özelliği ve yüksek çıkış empedansı özelliği bulunmaktadır. Filtre çıkışından LP, HP, BP, AP, çentik filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir [121].

1.2 Tezin Amacı ve Kapsamı

CCII’lar; empedans dönüşüm devreleri, kapasite çarpma devreleri, bobin benzetim devreleri, filtre devreleri, osilatör devreleri, frekansa bağımlı negatif direnç (FDNR) gibi çeşitli devrelerin tasarımında kullanılabilirler [11]. CCII’lar hem frekansa bağlı ideal olmayan gerilim kazancına hem de frekansa bağlı ideal olmayan akım kazancına sahiptir. CCII’ların aksine iki uçlu basit yapılar olan UGC’lerden VF, yalnızca ideal olmayan gerilim kazancına; CF ise yalnızca ideal olmayan akım kazancına sahiptir. Literatürde UGC’lerden yalnızca CF’ler kullanılarak gerçekleştirilmiş iki çalışma mevcuttur:

2004 yılında Erdoğan, E. S. tarafından hazırlanan yüksek lisans tezi [122]; birim kazançlı hücrelerden CF’lerin transistor seviyesinde tasarımı, tasarlanan CF yapılarının performanslarının iyileştirilmesi ve CF’ler ile yeni analog devre tasarımlarını kapsamaktadır. 2008 yılında Ergün, E. tarafından hazırlanan doktora tezi [123]; CF devreleri için transistor seviyesinde tasarımlar ve bu tasarımlar ile yeni analog devre tasarımlarını kapsamaktadır.

Literatüre katkı sağlayacağı düşünülerek mevcut çalışmaların incelenmesi sonucunda hazırlanan bu tez çalışmasının amacı ve kapsamı sırasıyla şu şekilde özetlenebilir:

- 1.UGC olarak bilinen VF, CF ve empedans çevirici olarak bilinen negatif empedans çevirici (NIC) kullanılarak; literatürde var olan sentetik bobin ve analog filtre devrelerinin çoğuna göre daha iyi performans sergileyebilen: bir ucu topraklı tip sentetik bobin (GI), yüzen tip sentetik bobin (FI), bir-girişli çok-çıkışlı (SIMO) analog filtre, çok-girişli bir-çıkışlı (MISO) analog filtre devre tasarımları gerçekleştirilmesi, bir CCII içyapısından türetilmiş bir CF içyapısı ve iki transistörlü VF içyapısı birleşiminden meydana gelen yeni bir kayıpsız bobin içyapısı türetilmesi ve tasarlanan devrelerin çalışma performanslarının incelenmesi.
- 2.CF, VF ve NIC blokları kullanarak özgün aktif devre yapıları tasarlanması, tasarlanan yapıların ideal ve ideal olmayan özellikleri göz önüne alınarak grafiksel olarak incelenmesi, basit bir VF yapısı ile literatürde yer alan bir CCII içyapısından türetilmiş bir CF yapısı kullanılarak tasarlanmış sentetik bobin içyapısı ve içyapının serim (yerleşim) planının oluşturulması, tasarlanan analog devrelerin MC analizlerinin ve performanslarının grafiksel olarak incelenmesi.

Bobin içyapısı tasarımında; ekonomiklik, dijital ve analog sistemlerin her geçen gün birlikte kullanımlarının artması, yüksek giriş direnci, çekilen akımın düşük olması [5] gibi sebeplerden dolayı MOSFET yapı tercih edilmiştir. Yapılan benzetimlerde 0.25 μ m standart CMOS ve IBM 0.13 μ m CMOS teknolojileri kullanılmıştır.

1.3 Tezin İçeriği

Tezin içeriği şu şekilde özetlenebilir: giriş, literatür özeti, tezin amacı ve kapsamı ile tez içeriği birinci bölümde; akım-modlu elektronik devre bloklarından CC'lar, birim kazançlı hücreler, negatif empedans çeviriciler ikinci bölümde; tasarlanan yeni yapılar ve tasarımların performans karakteristikleri üçüncü bölümde; sonuçlar, değerlendirme ve öneriler dördüncü bölümde verilmiştir.

2 AKIM-MODLU TEMEL BLOKLAR

Bu bölümde akım-modlu temel devre elemanlarından akım taşıyıcılar, birim kazançlı hücreler ve negatif empedans çeviriciler hakkında bilgi verilecektir.

2.1 Akım Taşıyıcılar

1966'da Toronto Üniversitesinden Prof. K. C. Smith danışmanlığında yürütülen bilgisayar kontrollü deney sistemi için programlanabilir cihaz tasarımı konulu yüksek lisans tezi için, gerilim kontrollü dalga-formu üretici tasarlanırken baz ucu topraklanmış bir pnp transistorun emiter ucunun bir direnç ile pozitif kontrol gerilimine bağlanması sonucu elde edilen basit bir gerilimden akıma dönüştürücü devresi ve bu devrenin geliştirilmesi ile ilk akım taşıyıcı yapısı elde edilmiştir. 1968 şubat ayında Philadelphia'da düzenlenen katı-hal devre konferansında Barrie Gilbert tarafından tanıtılan akım sinyallerinin geniş-bantlı yükseltme tekniği ve G. Wilson tarafından Wilson akım aynası olarak bilinen yeni bir akım aynası devresinin tanıtılmasından sonra sinyal işlemenin akım sinyalleri ile daha yüksek hızda gerçekleştirilebileceği düşüncesi önem kazanmaya başlamıştır [124, 125]. 1968'de Sedra ve Smith tarafından; ölçüm çeşitliliği ve haberleşme sistemlerinde temel blok olarak kullanılabilen akım taşıma kavramı ve uygulama olarak akım taşıyıcı devre yapısı tanıtılmıştır [16]. 1970 yılında yine Sedra ve Smith tarafından akım taşıyıcı devre yapısı yeniden düzenlenmiştir [17]. CC'lar; i) değişken ve çok yünlü çalışabilirler, ii) yüksek gerilim kazancı gerektirmezler, iii) pasif devre elemanı hassasiyetine ihtiyaç duyulmadan sadece transistorlar ile tasarlanabilirler, iv) dijital elektronik devre uygulamalarına kolayca adapte edilebilirler, v) OA'lar ile tasarlanmış VM devrelerin CM hale dönüşmüş bloklarında kolayca kullanılabilirler, vi) hız, bant genişliği, çıkış sinyalindeki değişim hızı ve doğruluk derecesi açısından yüksek performans sergilerler. Dolayısıyla, düşük güç tüketimi ve düşük gerilim gerektiren CM aktif elektronik devre bloklarının tasarımlarında tercih edilmektedir [11].

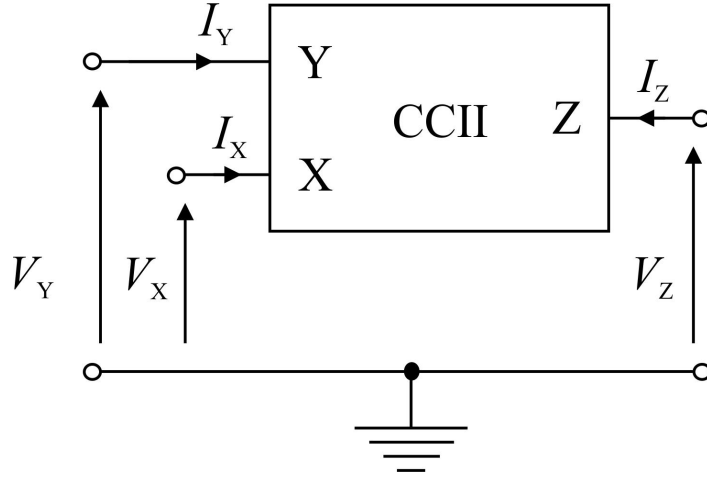
CC'lar; birinci-kuşak [16], ikinci-kuşak [17] ve üçüncü-kuşak akım taşıyıcılar [18] olarak sınıflandırılabilirler. CCI'lar, 1968'de Sedra ve Smith [16] tarafından tanıtılmıştır. X,Y ve Z olmak üzere üç uçtan oluşan bir devre elemanıdır. Osiloskop akım probuna alternatif geniş-bantlı akım ölçüm devresi [126] , negatif empedans dönüştürücü (NIC) devresi [10, 127] CCI'lar ile gerçekleştirilen ilk uygulamalar olarak literatürde yer almaktadır [125]. CCIII'lar, 1995'te Fabre [18] tarafından tanıtılmıştır. Akım hassasiyeti gerektiren uygulamalarda kullanım kolaylığı sağlayabilirler [11,18]. Tasarlanan devreler CCII içyapıları kullanılarak türetildiği için bu bölümde CCII'lar incelenecektir.

2.1.1 İkinci-Kuşak Akım Taşıyıcılar

CCI'ların tüm uçlarından akım akışı gerçekleştiği için, bu durum CCI'lar ile tasarlanan devrelerin esneklik ve çok yönlülük özelliklerinin azalmasına yol açabilmektedir [11]. Bu nedenle Sedra ve Smith 1970'te, akım taşıyıcı yapısını tekrar düzenleyerek CCII [17] olarak bilinen akım taşıyıcıları tanıtmışlardır. CCI'm Y ucundan akım akışı gerçekleşmesine rağmen CCII'm Y ucundan akım akışının gerçekleşmemesi dolayısıyla CCII'm Y ucu empedans seviyesinin yüksek olması iki yapı arasındaki fark olarak söylenebilir. Her iki yapı, pratik devre uygulamaları açısından ele alındığında; CCII'ların CCI'lara göre daha çok tercih edildiği gözlenebilir. Bir CCII'm X ucunun empedans seviyesi düşük iken Y ucunun empedans seviyesi ve Z ucunun empedans seviyesi yüksektir. İdeal bir CCII için matris formunda matematiksel gösterim (2.1) numaralı denklemde verilmiştir.

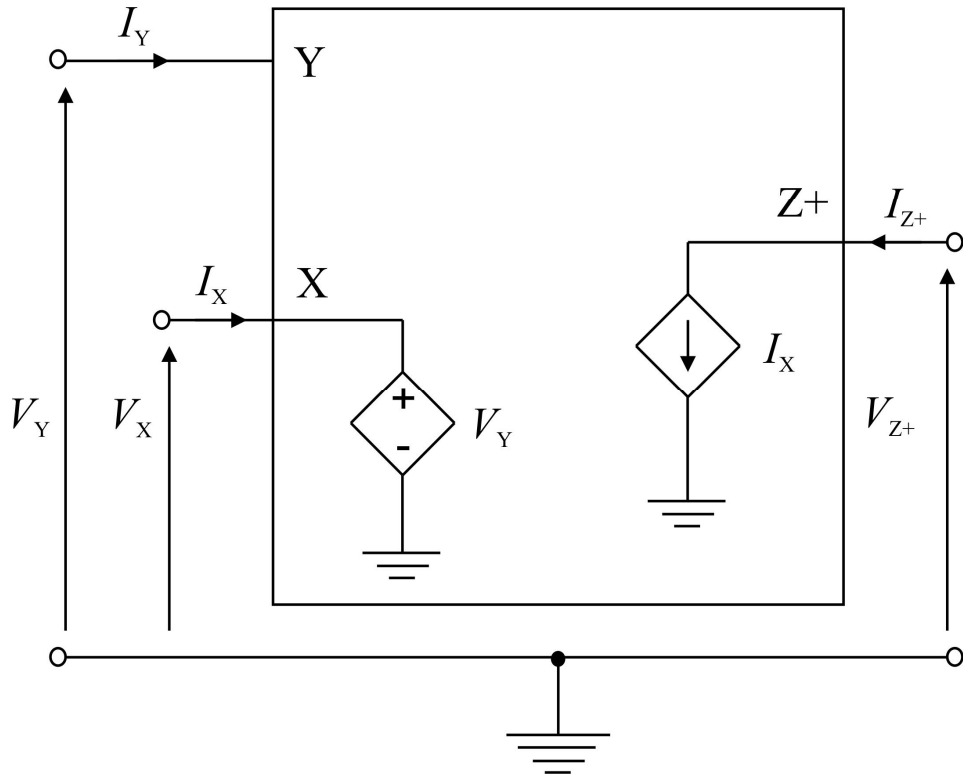
$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

(2.1) numaralı denklemde görülen “±” işareti, CCII'm tipini belirtmektedir. Eğer “CCII+” olarak gösterilmiş ise pozitif tipli CCII, “CCII-” olarak gösterilmiş ise negatif tipli CCII olarak isimlendirilir. CCII'lar kullanılarak; gerilim kontrollü gerilim kaynağı (VCVS), gerilim kontrollü akım kaynağı (VCCS), akım kontrollü akım kaynağı (CCCS), akım kontrollü gerilim kaynağı (CCVS), akım yükseltici, akım fark alıcı, akım integral alıcı gibi basit devre uygulamaları kolayca gerçekleştirilebilir [11]. Bir CCII'm elektriksel sembolü Şekil 2.1'de verilmiştir.

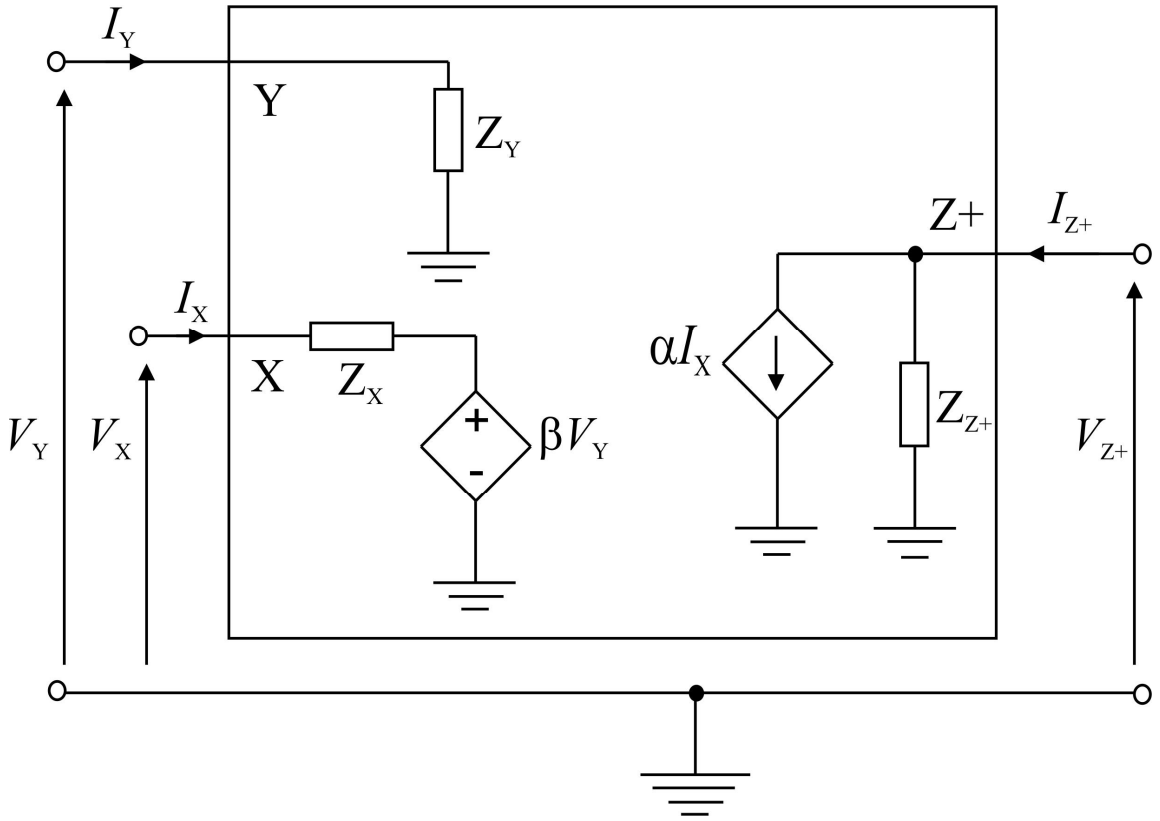


Şekil 2.1 : CCII'nin sembolik gösterimi

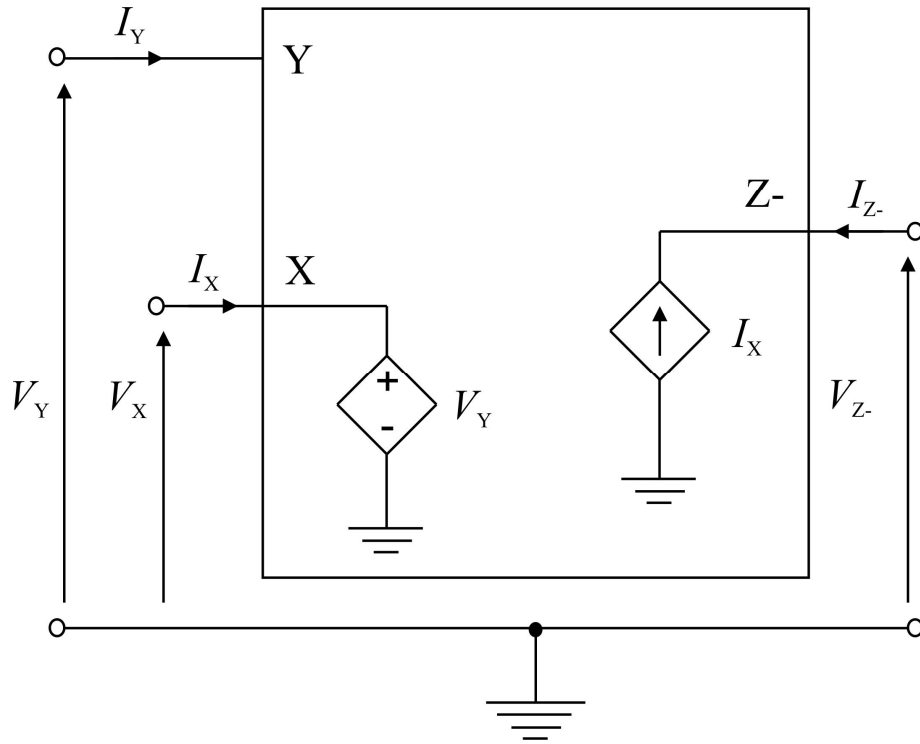
Bir CCII+'ın Şekil 2.2'de ideal yapı blok gösterimi ve Şekil 2.3'te ideal olmayan yapı blok gösterimi verilmiştir. CCII-'nin ise Şekil 2.4'te ideal yapı blok gösterimi ve Şekil 2.5'te ideal olmayan yapı blok gösterimi verilmiştir.



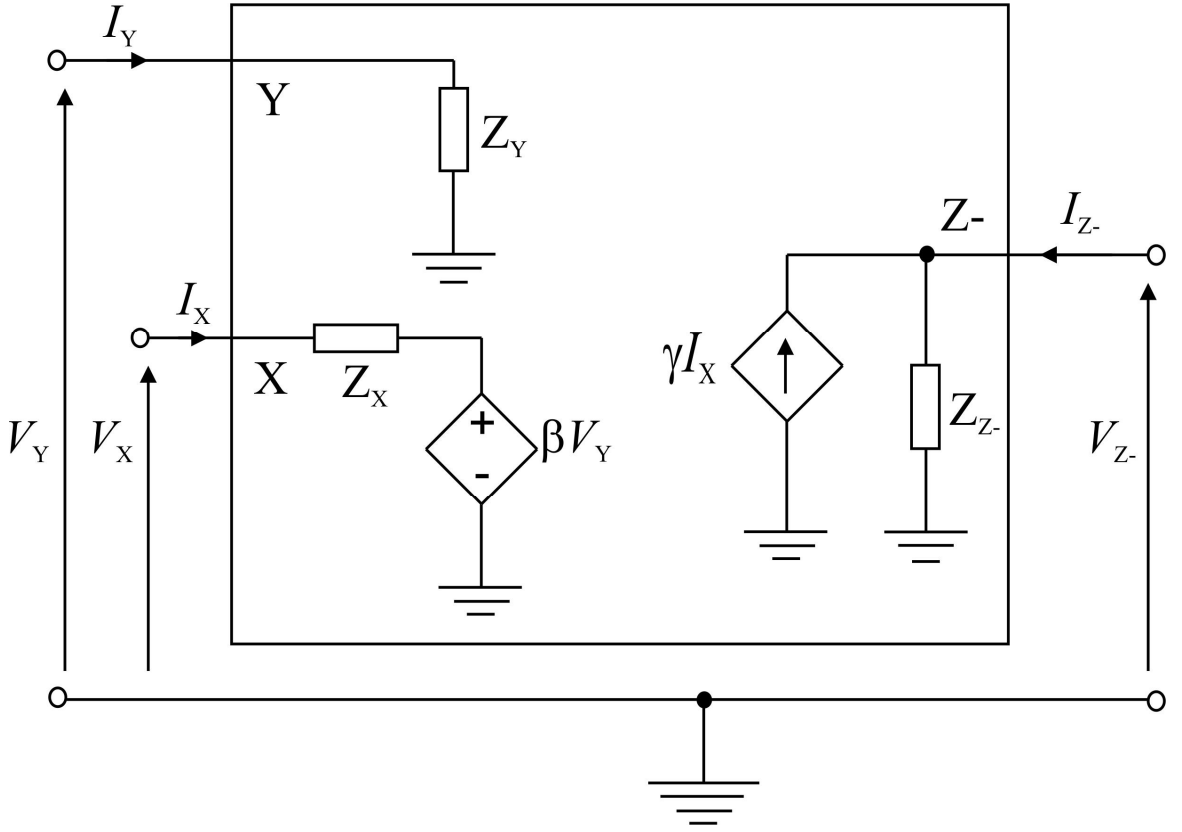
Şekil 2.2 : İdeal CCII+ blok şeması



Şekil 2.3 : İdeal olmayan CCII+ blok şeması



Şekil 2.4 : İdeal CCII - blok şeması



Şekil 2.5 : İdeal olmayan CCII - blok şeması

İdeal olmayan bir CCII’da; (2.3) ve (2.4)’te verilmiş olan α ile γ , frekansa bağımlı ideal olmayan akım kazançları, β ise frekansa bağımlı ideal olmayan gerilim kazancıdır. Z_X ; X ucu parazitik empedansı, Z_Y ; Y ucu parazitik empedansı, Z_{Z+} ; pozitif Z ucu parazitik empedansı, Z_{Z-} ; negatif Z ucu parazitik empedansıdır. İdeal durumda $Z_X=0$, $Z_Y=\infty$ ve $Z_{Z-}=\infty$ değerlerine sahiptir. Frekansa bağımlı ideal olmayan kazançlar (2.2)’de verilmiştir:

$$\begin{aligned}\alpha(s) &= \frac{\alpha_0}{1 + s / w_\alpha} \\ \gamma(s) &= \frac{\gamma_0}{1 + s / w_\gamma} \\ \beta(s) &= \frac{\beta_0}{1 + s / w_\beta}\end{aligned}\tag{2.2}$$

Akım izleme hataları $-1 \ll \varepsilon_\alpha \ll 1$ ve $-1 \ll \varepsilon_\gamma \ll 1$ ile gerilim izleme hatası $-1 \ll \varepsilon_\beta \ll 1$ iken dc ideal olmayan kazançlar (2.3)'te belirtilmiştir:

$$\begin{aligned}\alpha_0 &= 1 + \varepsilon_\alpha \\ \gamma_0 &= 1 + \varepsilon_\gamma \\ \beta_0 &= 1 + \varepsilon_\beta\end{aligned}\quad (2.3)$$

İdeal olmayan CCII+ ve CCII-'nin uç denklemleri ise matris fomunda sırasıyla (2.4) ve (2.5)'teki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_{Z+} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Z_Y(s) & 0 & 0 \\ \beta(s) & Z_X(s) & 0 \\ 0 & \alpha(s) & 1/Z_{Z+}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_{Z+} \end{bmatrix}\quad (2.4)$$

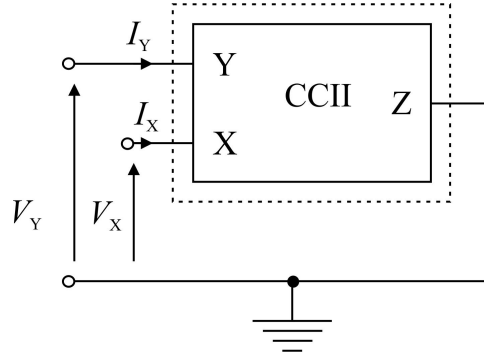
$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_{Z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Z_Y(s) & 0 & 0 \\ \beta(s) & Z_X(s) & 0 \\ 0 & -\gamma(s) & 1/Z_{Z-}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_{Z-} \end{bmatrix}\quad (2.5)$$

2.2 Birim Kazançlı Hücreler

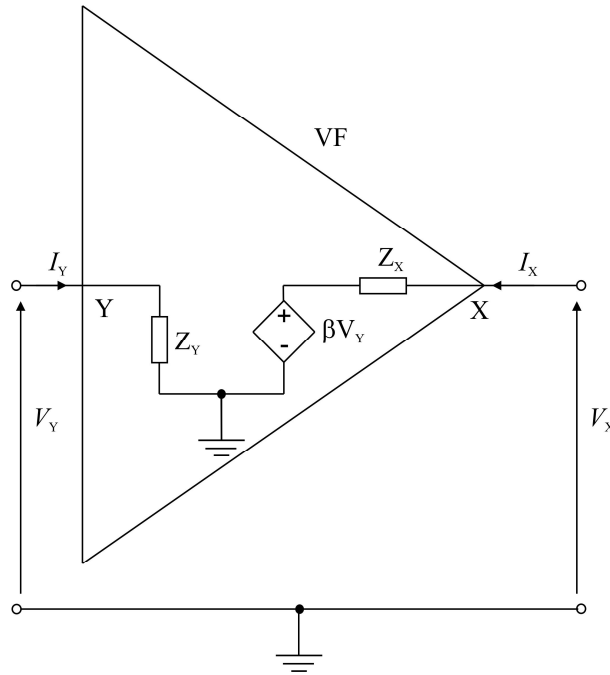
Bir işlemsel yükselteç, iç veya dış geri besleme ile frekans dengeleme işlemi sonucu kararlı bir şekilde çalışabilmektedir. Yapılan geri besleme işlemi, OA'nın kazancını ve değişim-hızını (slew-rate) sınırlandırır. OA'lar yerine bir VF ve bir CF kullanılarak oluşabilecek kararsızlık durumu önlenmiş olur [128]. Ayrıca bir VF sadece ideal olmayan gerilim kazancından, bir CF sadece ideal olmayan akım kazancından etkilenirken, bir CCII hem ideal olmayan gerilim kazancından hem de ideal olmayan akım kazancından etkilenir. Dolayısıyla birim kazançlı hücreler olarak bilinen CF ve VF ile yapılan tasarımların, aktif eleman hassasiyet oranları daha düşüktür [101]. Düşük güç tüketimi ve yüksek frekansta çalışabilme özellikleri nedeniyle literatürde, birim kazançlı hücreler kullanılarak tasarlanmış pek çok devre mevcuttur [12-15,87-121]. Bir CCII kullanılarak kolaylıkla birim kazançlı hücreler elde edilebilmektedir. VF ve CF yapıları ve özellikleri, bu bölüm içerisinde anlatılacaktır.

2.2.1 Gerilim Takipçisi

Bir VF; giriş empedansı yüksek, çıkış empedansı düşük olan iki uçlu yapısal olarak basit bir devre elemanıdır. İdeal bir VF için $Z_{in} = \infty$ iken $Z_{out} = 0$ 'dır. Transistorlar ile özel olarak tasarımı [129-131] yapılabileceği gibi Şekil 2.1'de elektriksel sembolü verilmiş olan bir CCII'nin Z ucunun toprağa bağlanmasıyla Şekil 2.6'da görüldüğü gibi elde edilebilir.



Şekil 2.6 : CCII'dan VF elde edilmesi



Şekil 2.7 : VF sembolik gösterimi ve ideal olmayan etkiler

İdeal bir VF için uç denklemleri matris formunda (2.6)'da verilmiştir. Şekil 2.3 ve Şekil 2.5'te verilmiş olan ideal olmayan CCII blok şemaları göz önüne alındığında; frekansa bağımlı ideal olmayan gerilim kazancı $\beta(s)$ (2.2) ve $-1 \ll \epsilon_\beta \ll 1$ iken dc ideal olmayan gerilim kazancı β_0 (2.3) olmak üzere Şekil 2.7'de verilmiş olan ideal olmayan VF yapısı için uç denklemleri matris formunda (2.7)'de verilmiştir.

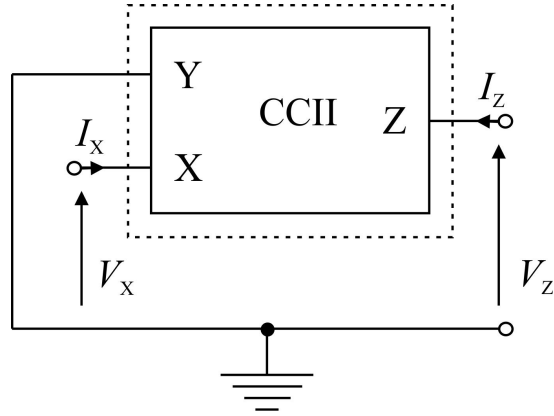
$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Z_Y(s) & 0 \\ \beta(s) & Z_X(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

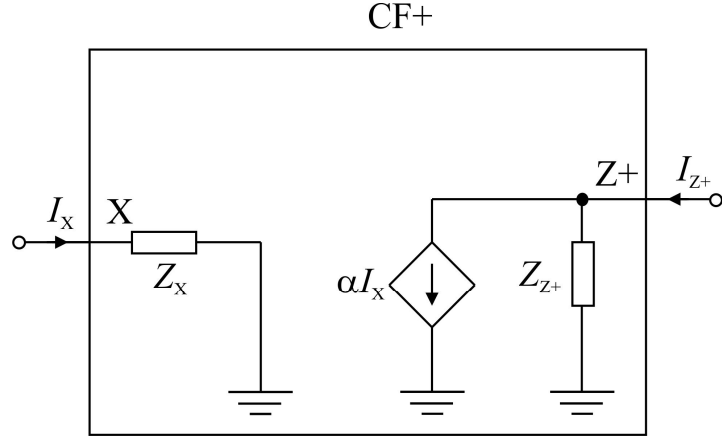
2.2.2 Akım Takipçisi

Giriş empedans seviyesi düşük, çıkış empedans seviyesi yüksektir. İdeal bir CF için giriş empedans seviyesi $Z_{in} = 0$, çıkış empedans seviyesi $Z_{out} = \infty$ değerine sahiptir. Ayrıca iki uçlu, basit yapılı, idealde birim kazançlı akım kontrollü akım kaynağı olarak düşünülebilecek bir devre elemanıdır. Bant genişliği ve değişim-hızı özellikleri iyidir.

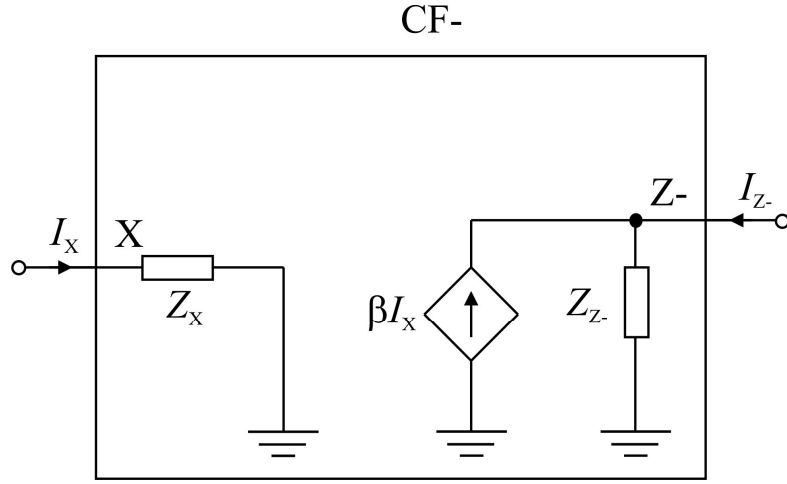
CF'ler kullanılarak yapılan devre tasarımları esnek bir yapıya sahiptir [128]. Transistorlar ile tasarımları [132] yapılabileceği gibi, Şekil 2.1'de elektriksel sembolü verilmiş olan bir CCII'nin Y ucunun toprağa bağlanmasıyla, Şekil 2.8'de belirtildiği gibi elde edilebilir. Bir CF+'ın ideal olmayan yapısı Şekil 2.9'da ve bir CF-'nin ideal olmayan yapısı Şekil 2.10'da verilmiştir.



Şekil 2.8 : Bir CCII'dan CF elde edilmesi



Şekil 2.9 : İdeal olmayan pozitif tip CF blok gösterimi



Şekil 2.10 : İdeal olmayan negatif tip CF blok gösterimi

İdeal bir CF+ için uç denklemleri matris formunda (2.8)'de ve CF- için uç denklemleri matris formunda (2.9)'da verilmiştir. İdeal olmayan CCII blok şemaları göz önüne alındığında; frekansa bağımlı ideal olmayan akım kazançları $\alpha(s)$, $\gamma(s)$ (2.2) ayrıca $-1 \ll \varepsilon_\alpha$, $\varepsilon_\gamma \ll 1$ iken dc ideal olmayan akım kazançları α_0 , γ_0 (2.3) olmak üzere ideal olmayan CF+ ve CF- yapıları için uç denklemleri matris formunda sırasıyla (2.10) ve (2.11)'de verilmiştir

$$\begin{bmatrix} I_{Z+} \\ V_X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Z+} \\ I_X \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} I_{Z-} \\ V_X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Z-} \\ I_X \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} I_{Z+} \\ V_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Z_{Z+} & \alpha \\ 0 & Z_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Z+} \\ I_x \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} I_{Z-} \\ V_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Z_{Z-} & -\gamma \\ 0 & Z_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Z-} \\ I_x \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2.3 Negatif Empedans Çevirici

Yükselteç, osilatör, modülatör, detektör, aktif filtre gibi devrelerde istenmeyen pozitif empedansları (direnç ve reaktans) elimine etmek amacıyla negatif empedans (direnç ve reaktans) elde etmek için kullanılan devrelerdir ve başlangıçta vakum tüplü yapılar ile negatif direnç elde etmek için tasarlanmıştır [133,134]. Giriş empedansı, çıkış ucuna bağlanan yük empedansının negatif değerine eşittir. Transistorlar ile tasarlanabilecekleri [135,136] gibi OA'lar [137] ve CC'lar kullanılarak da elde edilebilir. Kritik eleman eşleştirme ve karmaşık devre gereksinimi, OA devreleri ile tasarlanan pek çok NIC devresinde bulunduğu için, gerilim ve akım takibi özelliklerini içerisinde bulunduran CCII'lar ile NIC tasarımı daha esnek bir alternatiftir [138]. Crisson [139], NIC'leri gerilim-tersleyici tipli, akım-tersleyici tipli olmak üzere iki gruba ayırmıştır [135].

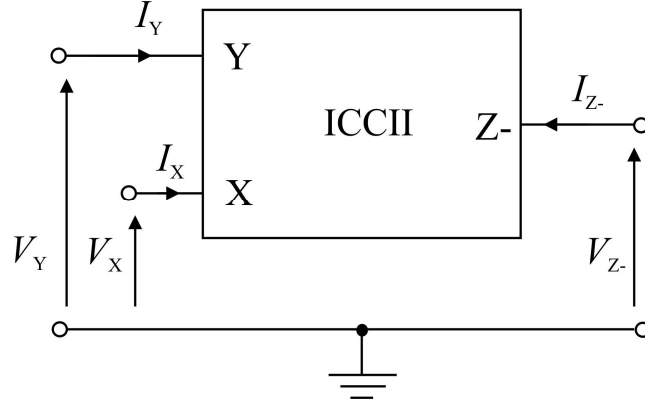
Bu bölüm içerisinde, CCII kullanılarak elde edilebilen akım tersleyici tipli NIC (INIC) ve negatif tipli evirici ikinci-kuşak akım taşıyıcı (ICCI-) kullanılarak elde edilebilen, gerilim tersleyici tipli NIC (VNIC) ile ilgili bilgi verilecektir.

2.3.1 Gerilim Tersleyici Tipli Negatif Empedans Çevirici

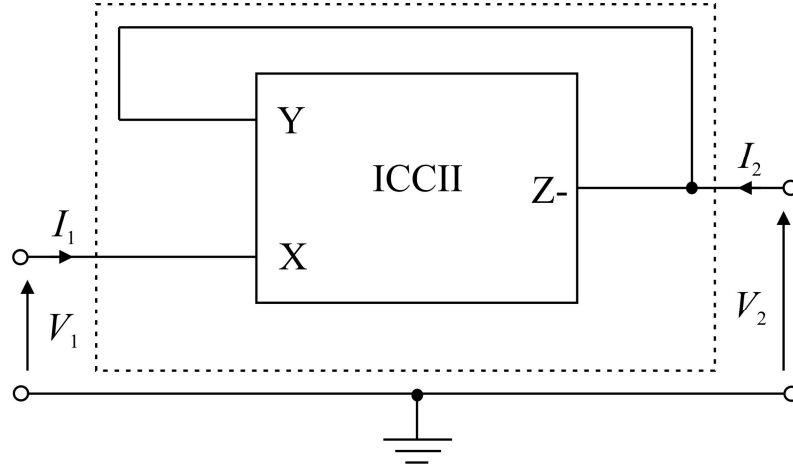
Bir tane (ICCI-) [140] kullanılarak kolayca tasarlanabilir. Bir ICCI- ideal yapısının uç denklemleri matris formunda (2.12)'de, ICCI-'dan elde edilmiş VNIC için ideal yapının uç denklemleri matris formunda (2.13)'te belirtilmiştir. ICCI- blok gösterimi Şekil 2.11'de ve VNIC'in ICCI-'den elde edilişi Şekil 2.12'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_x \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_x \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$



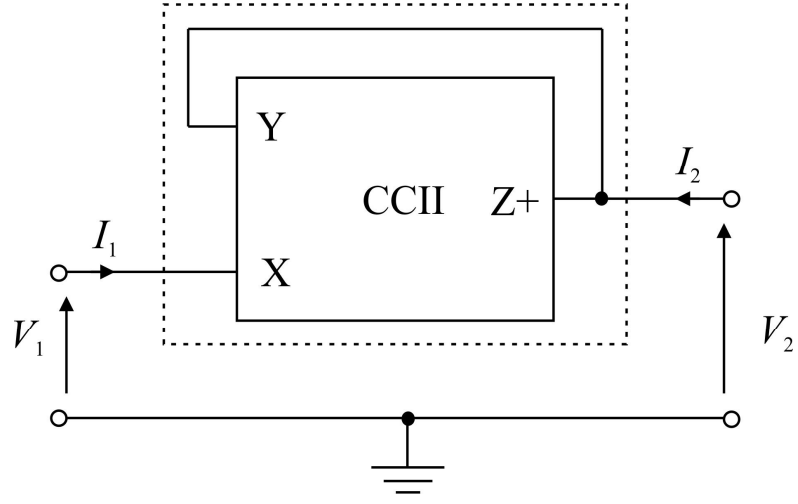
Şekil 2.11 : Negatif tip evirici CCII blok gösterimi



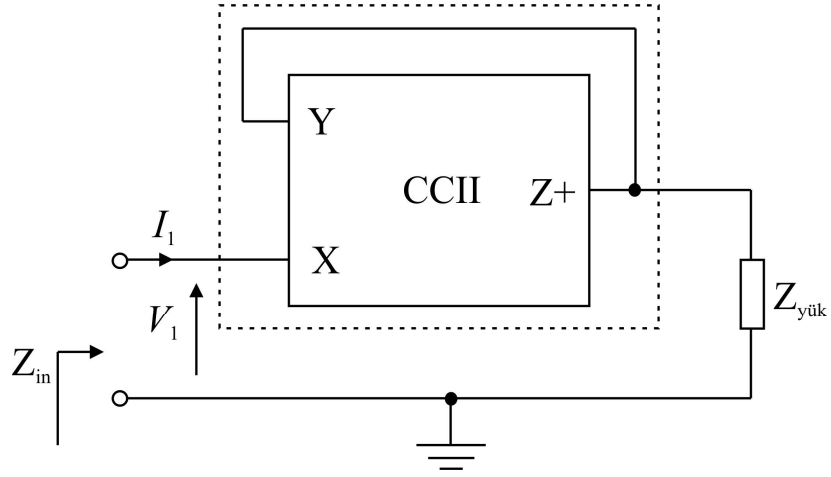
Şekil 2.12 : ICCII - ' den gerilim tersleyici tipli NIC elde edilmesi

2.3.2 Akım Tersleyici Tipli Negatif Empedans Çevirici

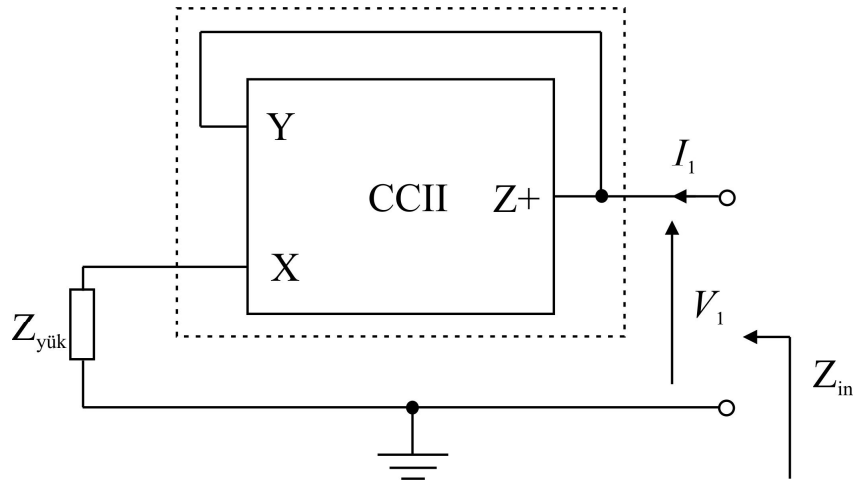
Bir tane CCII+ kullanılarak [10, 17] kolaylıkla tasarımı yapılabilir. Akım kontrollü ve gerilim kontrollü olmak üzere iki gruba ayrılabilir. Şekil 2.13'te bir CCII+ kullanılarak INIC'in nasıl elde edildiği gösterilmiştir. Şekil 2.14'te akım kontrollü NIC ve Şekil 2.15'te gerilim kontrollü NIC yapıları verilmiştir [138]. Bu yapılarda kullanılan $Z_{yük}$ yük empedansıdır. (2.14)'te, INIC ideal yapısı göz önünde bulundurularak elde edilmiş Z_{in} verilmiştir.



Şekil 2.13 : Bir CCII + kullanılarak INIC oluşturulması



Şekil 2.14 : Akım kontrollü INIC [138]



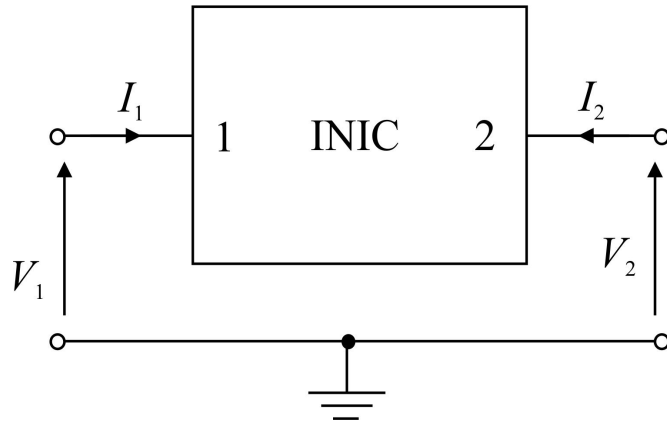
Şekil 2.15 : Gerilim kontrollü INIC [138]

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = -Z_{yük} \quad (2.14)$$

INIC için uç denklemleri matris formunda aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Şekil 2.16'da standart INIC elektriksel sembolü verilmiştir.



Şekil 2.16 : INIC elektriksel sembolü

2.4 Bölüm Sonu Değerlendirme

Literatürde, CCI ve CCII yapılarının negatif etki oluşturan özelliklerinin yapılacak yeni düzenlemeler ile giderilebildiği çalışmalar mevcuttur. Bu çalışmalara rağmen; CCI yapısının esneklik ve çok yönlülük özellikleri açısından yeterli olmaması [11], Fabre tarafından tanıtılan CCII [18] yapısındaki temel akım aynalarının çıkış dirençlerinin düşük olması ve doğrusallık açısından sınırlamanın olması [56] sebebiyle, tez içerisinde verilmiş devrelerin tasarımları gerçekleştirilirken, CCII içyapılı bloklar göz önüne alınmıştır. Tasarlanan devreler, performans açısından değerlendirilirken; ideal yapıları ile birlikte ideal olmayan yapıları da incelenmiştir. Tez içeriği, CM analog yapı tasarımı olarak düşünüldüğü ve UGC blokları CCII içyapılı yapıları kullanılarak ele alındığı için INIC kullanılması gerekli görülen tasarımlarda INIC yapısı tercih edilmiştir.

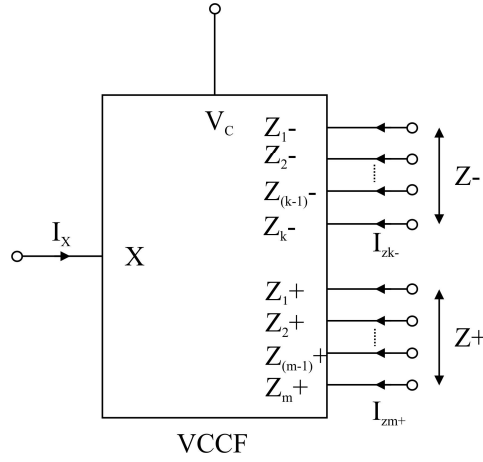
3 TASARLANAN YAPILAR

Bu çalışma kapsamında, UGC'ler kullanılarak; aktif filtre, sentetik bobin blokları tasarlanmış ve bunlara ek olarak sentetik bobin içyapı tasarımı da yapılmıştır. Tasarlanan bütün devre yapıları tümleşik devre fabrikasyonu için elverişlidir. Bu bölüm içerisinde, gerçekleştirilen devre tasarımları tanıtılacaktır. Devrelerin performanslarını incelemek için devre benzetim programı SPICE kullanılmıştır. Mevcut laboratuvar imkânlarında bazı devreler deneysel ortamda incelenebilmiştir. Deneyler gerçekleştirilirken kullanılan cihazlar şu şekildedir: ticari amaçlı satılan AD844 monolitik 60MHz akım geri beslemeli yükselteç tümleşik devreleri [141], LeCroy wave surfer 2GS/s 500MHz osiloskop, Tektronix AFG3101 1GS/s 100MHz bir kanallı isteğe bağlı / fonksiyon üretici, Dellrenzo üç-çıkışlı DC güç kaynağı.

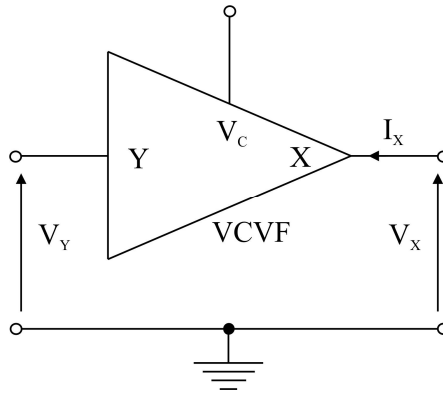
3.1 İki-Girişli Üç-Çıkışlı Evrensel Tip Filtre Devresi

3.1.1 Teorik Bilgi

İki tane X ucu parazitik direnç ayarlamalı CF (VCCF), bir tane X ucu parazitik direnç ayarlamalı VF (VCVF) ve minimum sayıda pasif devre elemanı kullanılarak bir filtre tasarlanmıştır. Tasarlanan filtre devresi; aktif elemanların uçlarına yüzen tip olarak bağlanmış harici pasif devre elemanı içermemekte, yalnızca bir ucu topraklı olacak şekilde bağlı iki tane kondansatör içermektedir. Ayrıca, kullanılan aktif devre elemanlarının uçlarına harici olarak direnç bağlamak yerine, aktif devre elemanlarının X uçlarındaki iç parazitik dirençlerden yararlanılmıştır. Negatif çıkış uçlarının sayısı k ve pozitif çıkış uçlarının sayısı m olmak üzere VCCF blok gösterimi Şekil 3.1'de, VCVF blok gösterimi Şekil 3.2'de, tasarlanan filtre devre yapısında kullanılan içyapı Şekil 3.3'te [142] ve devre şeması Şekil 3.4'te [143] verilmiştir.



Şekil 3.1 : Gerilim kontrollü X ucu parazitik direnç ayarlamalı CF blok yapısı



Şekil 3.2 : Gerilim kontrollü X ucu parazitik direnç ayarlamalı VF blok yapısı

Şekil 3.3'te verilmiş içyapı içerisinde, yedi tane p-kanallı metal-oksit yarıiletken (PMOS) transistor ve sekiz tane n-kanallı metal-oksit yarıiletken (NMOS) transistor kullanılmıştır. Bu içyapıda; PMOS transistorların P, NMOS transistorların N ile ifade edildiği geçiş iletkenlik değerleri arasındaki ilişki (3.1)'de, X ucu parazitik direnci R_X ise (3.2)'de belirtilmiştir. (3.1)'den görüleceği gibi PMOS transistorların geçiş iletkenlikleri birbirlerine eşit olduğu gibi, NMOS transistorların geçiş iletkenlikleri de birbirlerine eşittir. R_X değeri NMOS transistorların geçiş iletkenliği değeri ile orantılıdır.

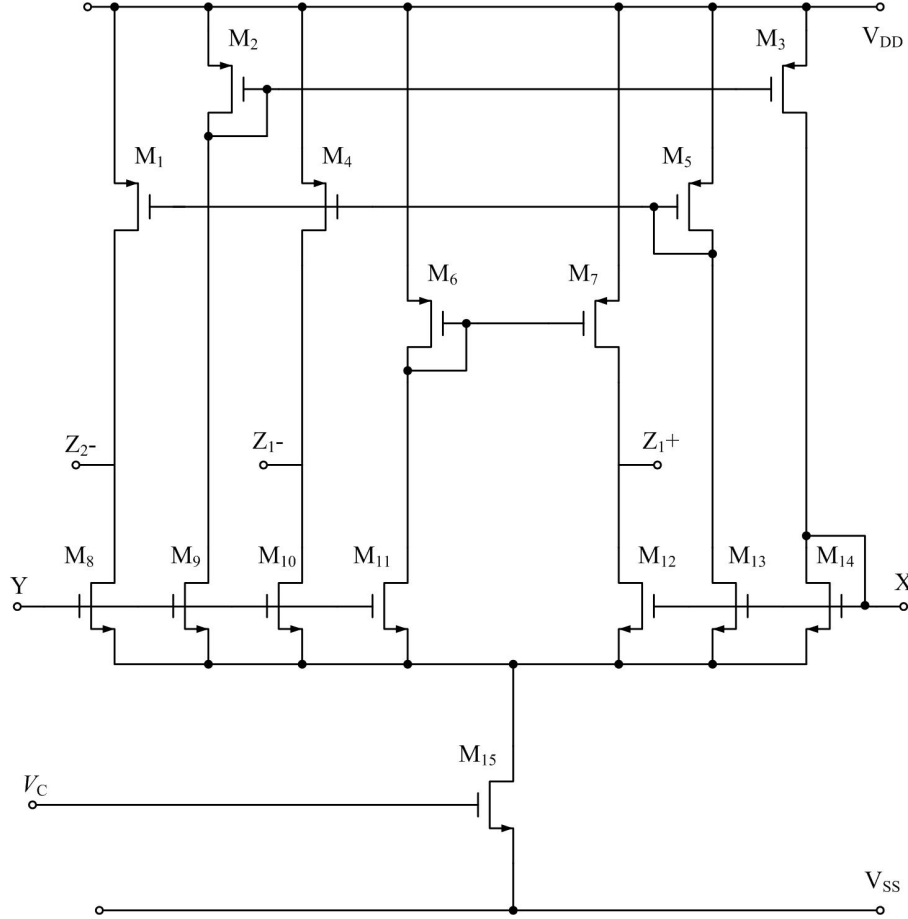
$$g_{m_1} \cong g_{m_2} \cong g_{m_3} \cong \dots \cong g_{m_7} \cong g_{m_P} \quad (3.1)$$

$$g_{m_8} \cong g_{m_9} \cong g_{m_{10}} \cong \dots \cong g_{m_{15}} \cong g_{m_N}$$

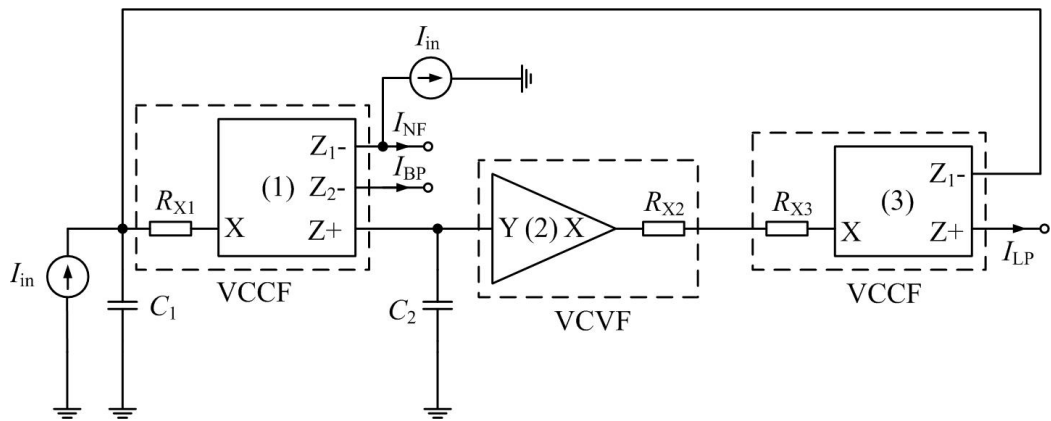
Transistorların giriş geçiş iletkenlikleri çıkış geçiş iletkenliklerinden çok büyük $g_{mN,P} \gg g_{dsN,P}$ olmak üzere X ucu parazitik direnci aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$R_X \cong \frac{1}{g_{m_N}} \quad (3.2)$$

Kullanılan içyapı, V_C kontrol gerilimi ile kontrol edilebilen bir şekle dönüştürülmüştür. Şekil 3.4'te verilen devre şemasında gerilim kontrol uçları gösterilmemiştir. Her üç aktif devre elemanı için V_C aynı değerdedir. İçyapı için transistor boyutları, standart $0.25\mu\text{m}$ CMOS teknolojisine göre Tablo 3.1'de verilmiştir.



Şekil 3.3 : VCCF ve VCVF oluşturmak için kullanılan içyapı [142]



Şekil 3.4 : Evrensel tip iki-giriş çok-çıkışlı filtre devresi [143]

Tablo 3.1 : Şekil 3.3'te verilmiş içyapıda kullanılan transistörlerin boyutları

	Transistörler	W(µm)	L(µm)
PMOS	M1-M7	80	1
NMOS	M8-M14	40	1
	M15	75	1

Şekil 3.4'te verilmiş olan filtre devresi çıkışlarından BP filtre, çentik filtre, LP filtre ayrıca uygun çıkışların birleştirilmesi sonucu AP filtre ve HP filtre çıkışları elde edilebilmektedir. Bir numaralı VCCF'nin X ucu parazitik direnci R_{X1} , iki numaralı VCVF'nin X ucu parazitik direnci R_{X2} , üç numaralı VCCF'nin X ucu parazitik direnci R_{X3} ve karakteristik denklem $D(s)$ (3.3) olmak üzere, devre çıkışlarından elde edilen filtre özellikleri için transfer fonksiyonları (3.4) – (3.6) aralığında verilmiştir. Bu transfer fonksiyonları elde edilirken; “ $i = 1,3$ (VCCF'lerin numaralarını), $j = 2$ (VCVF'nin numarasını) ve $k = 1,2$ (VCCF'lerin negatif çıkış veren Z- uçlarını) ” göstermek üzere α_i , β_j , γ_{ik} ideal olmayan kazanç değerleride göz önünde bulundurulmuştur.

$$D(s) = s^2 R_{X1} (R_{X2} + R_{X3}) C_1 C_2 + s (R_{X2} + R_{X3}) C_2 + \alpha_1 \beta_2 \gamma_{31} \quad (3.3)$$

iken:

$$\frac{I_{NF}}{I_{in}} = \frac{s^2 R_{X1} (R_{X2} + R_{X3}) C_1 C_2 + s (R_{X2} + R_{X3}) C_2 (1 - \gamma_{11}) + \alpha_1 \beta_2 \gamma_{31}}{D(s)} \quad (3.4)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{s (R_{X2} + R_{X3}) C_2 \gamma_{12}}{D(s)} \quad (3.5)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{\alpha_1 \alpha_3 \beta_2}{D(s)} \quad (3.6)$$

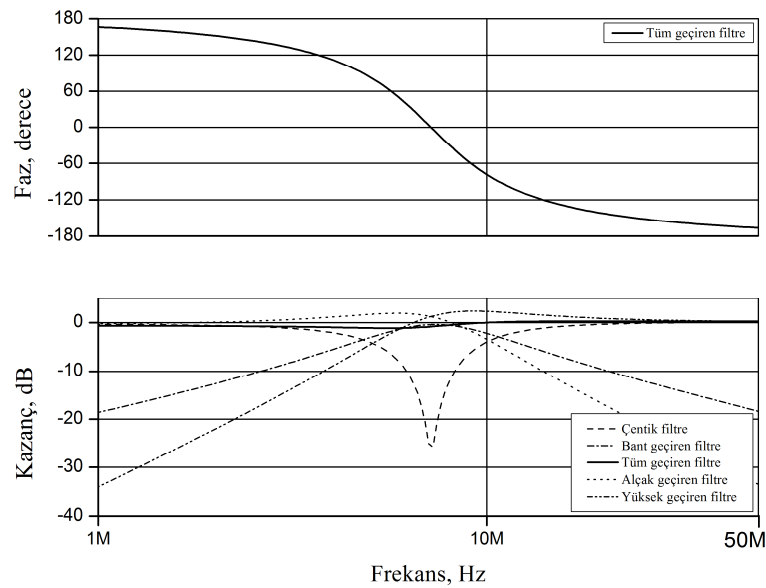
(3.3)'te verilmiş olan karakteristik denklem ele alınarak doğal açısal frekans (ω_0) (3.7)'de ve kalite faktörü (Q) (3.8)'de belirtildiği gibi hesaplanmıştır.

$$w_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \beta_2 \gamma_{31}}{R_{X1}(R_{X2} + R_{X3})C_1 C_2}} \quad (3.7)$$

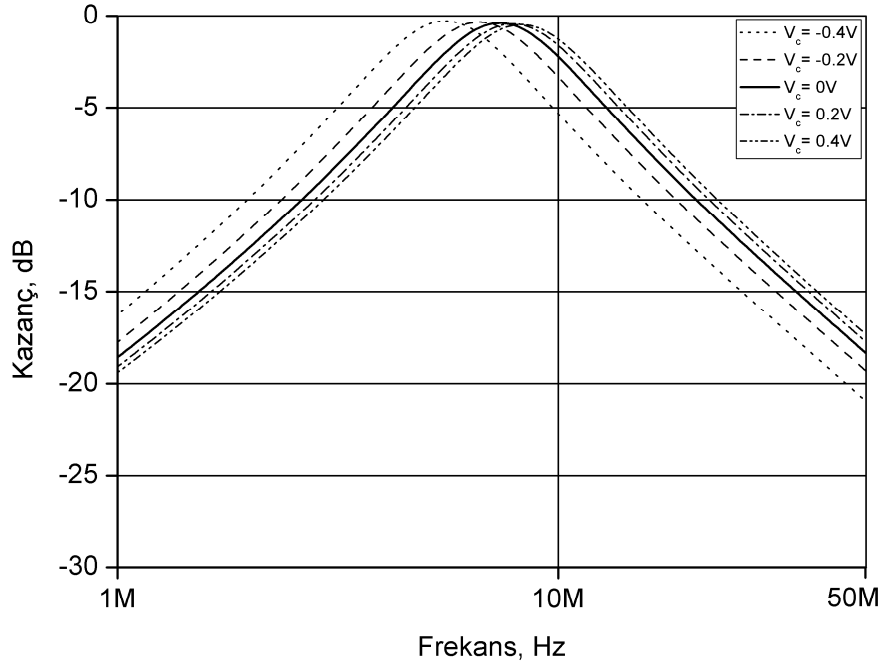
$$Q = \sqrt{\frac{\alpha_1 \beta_2 \gamma_{31} R_{X1} C_1}{(R_{X2} + R_{X3})C_2}} \quad (3.8)$$

3.1.2 Benzetim Sonuçları

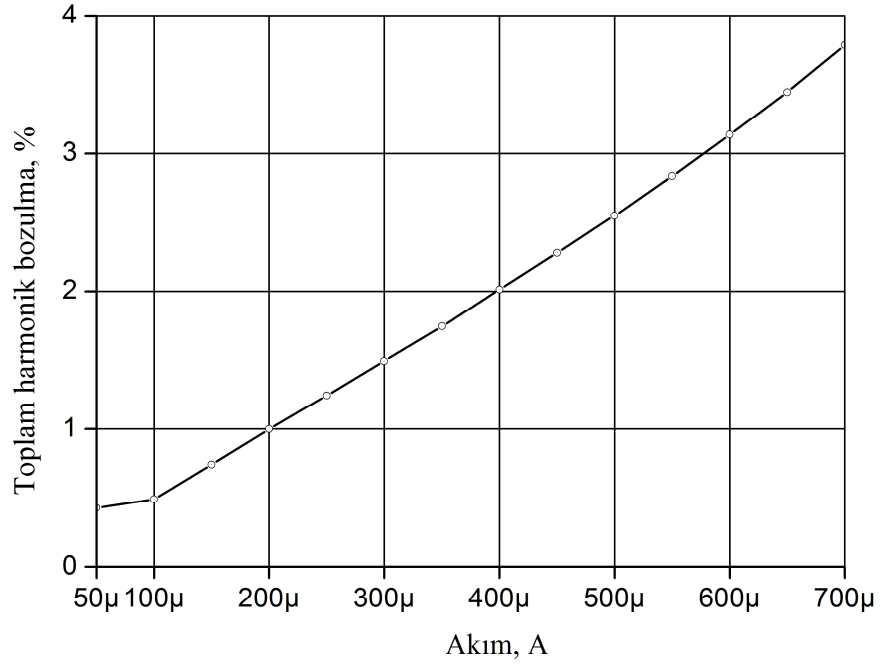
Şekil 3.4'te gösterilen filtre devresi için besleme kaynaklarının gerilimleri $V_{DD} = -V_{SS} = 1.25V$ olarak ayarlanmıştır. Her üç aktif eleman için kontrol gerilimi $V_C = 0V$ olup, X-ucu parazitik direnç değerleri $R_{X1} = R_{X2} = R_{X3} = 287\Omega$ ve kullanılan kondansatör değerleri $C_1 = 90pF$, $C_2 = 30pF$ 'tır. Standart $0.25\mu m$ CMOS teknolojisine göre Tablo 3.1'de verilen transistor boyutları doğrultusunda yapılan benzetim sonuçlarına göre devrenin ürettiği: çentik filtre, BP filtre, LP filtre, HP filtre ve AP filtre çıkışları Şekil 3.5'te verilmiştir. Evrensel tip filtre devresinin V_C kontrol gerilimine göre kontrol edilebilir olduğu Şekil 3.6'da görülmektedir. Filtre devresi girişine uygulanan $f_0 = 7.54MHz$ frekanslı bir sinüs sinyalinin genliği göz önüne alınarak, BP filtre çıkışına $R = 1k\Omega$ değerinde yük bağlanarak bu yük üzerinden geçen akıma göre devrenin ürettiği toplam harmonik bozulma (THD) grafiği Şekil 3.7'de verilmiştir. Grafikten görüleceği gibi THD giriş genlik değeri $700\mu A$ iken dahi %4'ün altındadır. Şekil 3.8'de V_C kontrol gerilimi değeri değişimine göre çentik filtre çıkış grafiği verilmiştir.



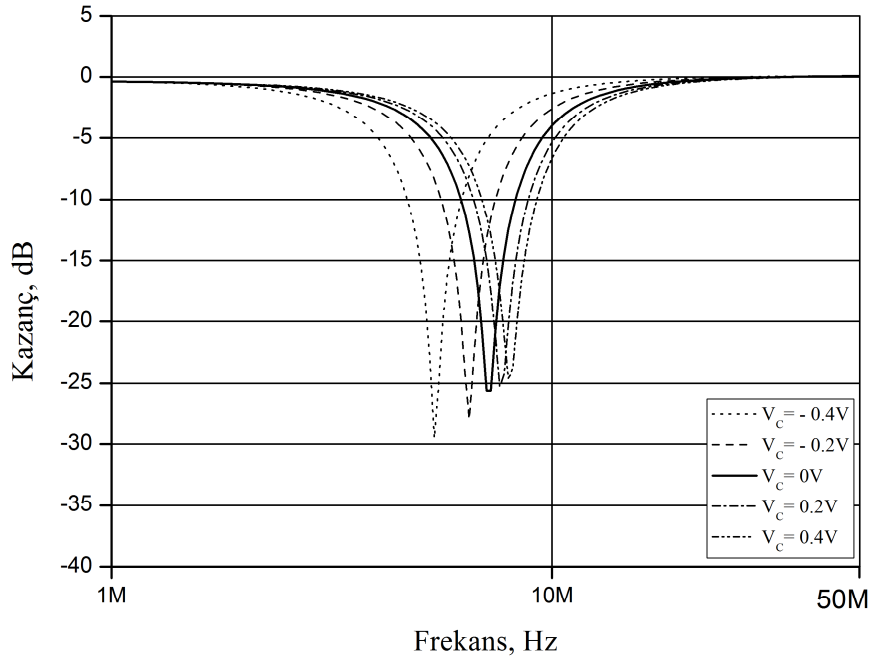
Şekil 3.5 : Benzetim sonuçlarına göre filtre çıkışları



Şekil 3.6 : V_C gerilim değişimine göre BP filtre çıkışı için kazanç değişimi



Şekil 3.7 : Giriş akımına göre THD



Şekil 3.8 : V_C gerilim değişimine göre çentik filtre çıkışı için kazanç değişimi

Şekil 3.4'te [143] verilmiş olan evrensel tip iki-girişli üç-çıkışlı filtre devresinin mevcut devreler ile karşılaştırması, avantaj ve dezavantajları şu şekilde özetlenebilir:

- [12, 90, 92, 97, 107, 113]'te yer alan tasarımlara nazaran daha az sayıda UGC kullanılmıştır.
- [12, 13, 90, 92, 97, 101, 102, 107, 113]'te verilmiş devre yapılarında harici bağlı dirençler yer alırken, Şekil 3.4'teki devrede harici olarak aktif devre elemanlarının uçlarına dirençler bağlanmaksızın direnç değerleri kontrol gerilimiyle ayarlanmak suretiyle X ucu parazitik dirençlerinden yararlanılmıştır.
- [12, 13, 90, 101, 102]'de verilmiş devreler BJT teknolojisi ile incelenmesine karşın Şekil 3.4'teki devre standart CMOS teknolojisi ile incelenmiştir.
- [97, 107]'de verilmiş olan devreler $1.2\mu\text{m}$ CMOS teknolojisine göre, [113]'te verilmiş olan devre $0.35\mu\text{m}$ CMOS teknolojisine göre incelenmesine rağmen Şekil 3.4'teki devre $0.25\mu\text{m}$ CMOS teknolojisine göre incelenmiştir. Dolayısıyla kullanılan MOSFET'lerin besleme gerilimleri daha düşük değerdedir.

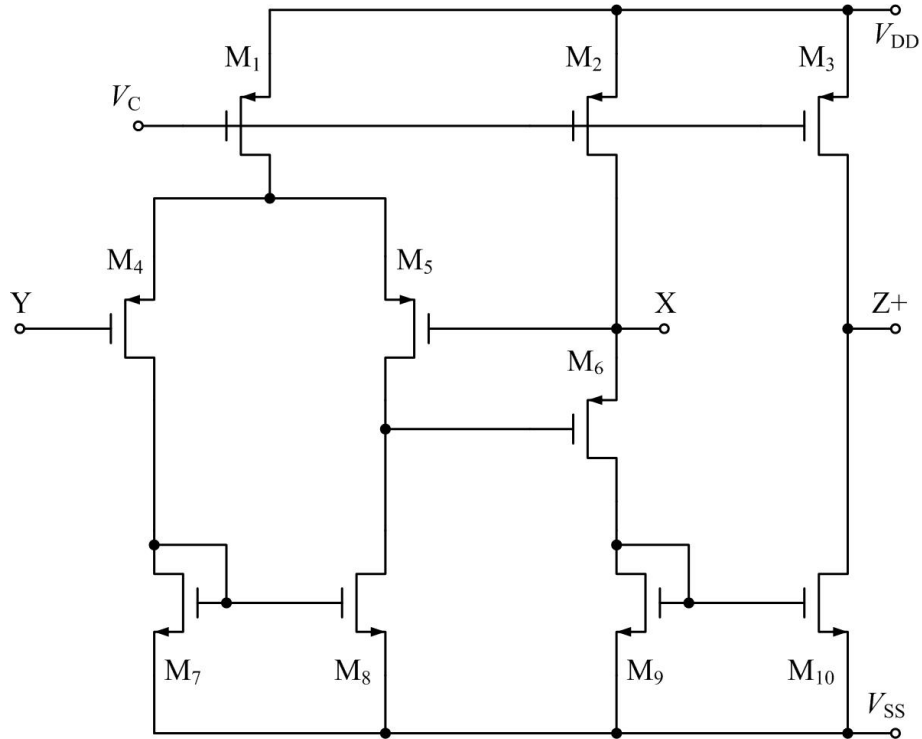
- [12, 13, 101, 102, 113]'te verilmiş devrelerde kullanılan kondansatör değerlerine göre Şekil 3.4'teki devrede kullanılan kondansatör değerleri düşüktür, dolayısıyla tüm devrenin kapladığı alan daha küçüktür.
- Şekil 3.4'teki devre için giriş akımına eşdeğer ve ters yönlü bir akım üretilmesi gerekebilmektedir, bu durum fazladan bir DOCF kullanılması gerekliliği oluşturmaktadır. Bu nedenle fazladan bir DOCF kullanıldığında devre bir-girişli çok-çıkışlı yapıya dönüşebilmektedir.
- Şekil 3.4'teki devrenin BP çıkışına bağlanan $R=1k\Omega$ 'luk direnç üzerinden $f_0 = 7.54MHz$ ve $700\mu A$ 'lık sinüzoidal giriş sinyaline göre THD değeri %4'ün altındadır yani yüksek giriş akımı genliğine karşın düşük THD değerine sahiptir ve bu değer mikro elektronik devreler için oldukça iyi bir değerdir.
- Şekil 3.4'teki devrede yer alan her iki kondansatörün birer ucu toprağa bağlıdır. Bu özellik, tümleşik devre fabrikasyonu için kolaylık sağlamaktadır.
- [107]'de verilmiş olan devre hem VM hem de CM çalışabiliyorken Şekil 3.4'teki devre yalnızca CM çalışabilmektedir.
- [90, 97, 107, 113]'te verilmiş olan devreler için w_0 ve Q birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilirken, [12, 13, 101, 102]'de verilmiş olan devrelerde olduğu gibi Şekil 3.4'teki devre için w_0 ve Q birbirinden bağımsız olarak ayarlanamamaktadır.
- Şekil 3.4'teki devrenin çıkışları Şekil 3.6 ve Şekil 3.8'de görüldüğü gibi V_C kontrol gerilimi ile kontrol edilebilmektedir.
- Şekil 3.4'teki devre içerisinde yer alan VCVF'nin X ucu parazitik direncinden devrenin minimum seviyede etkilenmesi için X ucu parazitik direncinin mümkün olduğu kadar düşük değerde ayarlanması gerekmektedir.

3.2 Sentetik Bobin Devresinden Türetilmiş Evrensel Tip Filtre Devreleri

3.2.1 Teorik Bilgi

İkinci-dereceden basit bir pasif filtre devresi, birbirlerine paralel bağlı R-L-C veya birbirlerine seri bağlı R-L-C elemanları ile oluşturulabilir. Pasif filtre oluşturmak için kullanılan pasif devre elemanlarından bobin, sentetik bobin benzetim devreleri ile yer değiştirdiğinde aktif devre elemanı / ları kullanıldığı için pasif filtre yapısı aktif filtre yapısına dönüşmüş olur. Tez çalışması sırasında tasarlanmış bir ucu topraklı tip paralel-kayıplı sentetik bobin benzetim devresine ek olarak bu bobin benzetim devresinden türetilmiş ikinci-dereceden iki tane evrensel tip filtre devresi de tasarlanmıştır.

Tasarlanan sentetik bobin devresi; iki tane VF, bir tane CF ve bir ucu toprağa bağlı kondansatör içermektedir. İlk filtre devresi; sentetik bobin yapısının yanı sıra pasif devre elemanı olarak fazladan bir ucu toprağa bağlı kondansatör ve dört tane direnç içermektedir. İkinci filtre devresi, ilk filtre devresinin yeniden düzenlenmiş yapısıdır. İlk filtreden yapısal olarak farkı üç tane direnç içermesidir [144]. Tasarımda kullanılan UGC'ler için içyapı olarak literatürde var olan ve R_X direnci yaklaşık 50Ω seviyelerine kadar düşürülebilen bir yapı [145] kullanılmıştır.



Şekil 3.9 : UGC oluşturmak için kullanılan CCII içyapılarından [145] birisi

Kullanılan içyapının R_X direnci, kontrol gerilimi V_C ile ayarlanabilmektedir. İçyapı için transistor boyutları, standart 0.25 μm CMOS teknolojisine göre Tablo 3.2’de verilmiştir. X ucu parazitik direnci R_X , parazitik kondansatörü C_X , parazitik bobini L_X olmak üzere içyapının parazitik empedansı (3.9)’da ve kullanılan içyapı Şekil 3.9’da verilmiştir.

$$Z_X(s) = (1/sC_X) // (R_X + sL_X) \quad (3.9)$$

Tablo 3.2 : Şekil 3.9’da verilmiş içyapıda kullanılan transistorların boyutları

	MOS Transistorlar	W(μm)	L(μm)
PMOS	M ₁ , M ₄ , M ₅	20	0.5
	M ₂ , M ₃	40	0.5
	M ₆	80	0.5
NMOS	M ₇ -M ₁₀	12	0.5

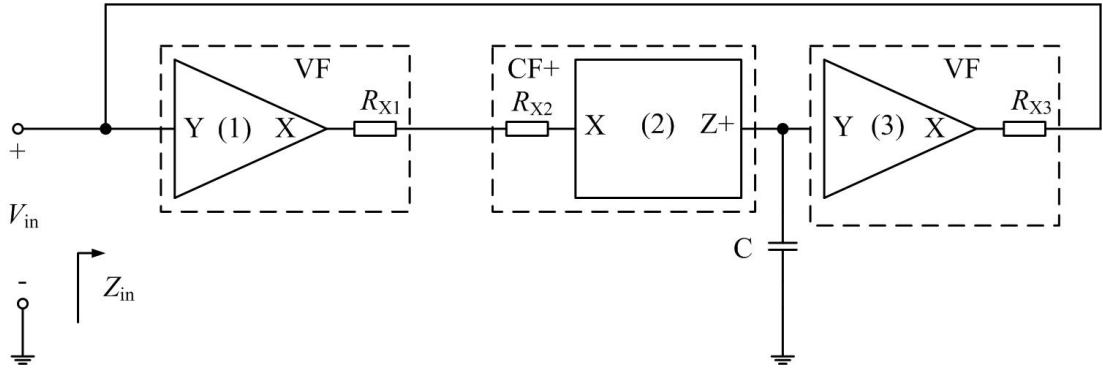
3.2.1.1 Sentetik Bobin Devresi

Tasarlanan paralel-kayıplı GI benzetim devresi Şekil 3.10’da, eşdeğer devresi ise Şekil 3.11’de verilmiştir. Devrenin giriş empedansı ve eşdeğeri (3.10)’da belirtilmiştir.

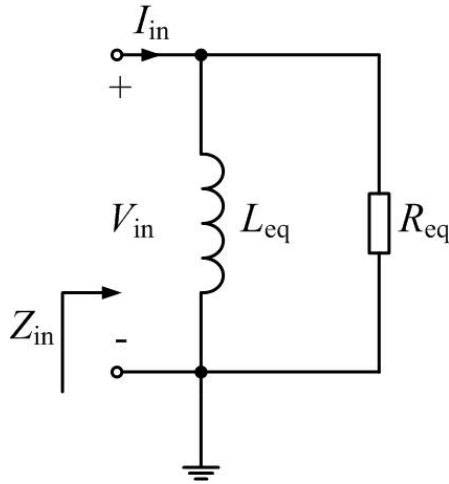
$$Z_{in}(s) = \frac{1}{\frac{1}{R_{X3}} + \frac{\beta_1 \alpha_2 \beta_3}{sC(R_{X1} + R_{X2})R_{X3}}} \quad (3.10)$$

$$Z_{eq}(s) = \frac{1}{\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{sL_{eq}}}$$

Eşdeğer empedans (Z_{eq}) formülündeki eşdeğer direnç (R_{eq}) değeri R_{X3} , eşdeğer bobin (L_{eq}) değeri $sC(R_{X1}+R_{X2})R_{X3}/\beta_1\alpha_2\beta_3$ ’e eşittir.



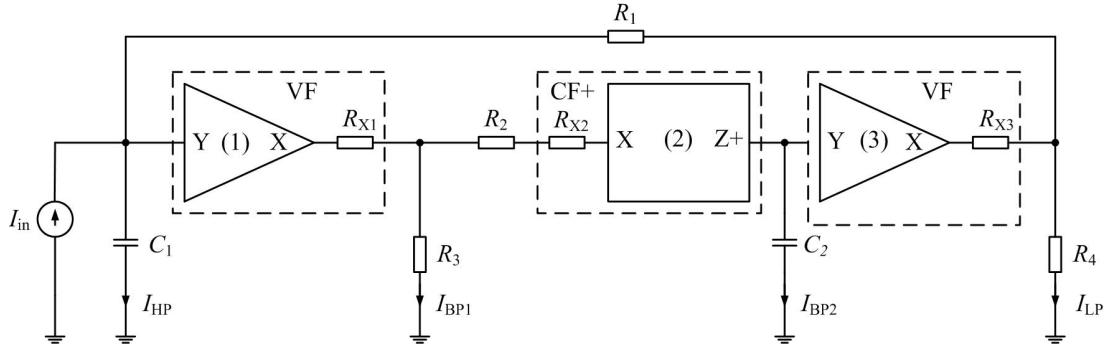
Şekil 3.10 : Tasarlanan paralel kayıplı sentetik bobin devresi [144]



Şekil 3.11 : Paralel kayıplı sentetik bobin devresinin pasif devre eşdeğeri

3.2.1.2 Tasarlanan Birinci Evrensel Tip Filtre Devresi

Alt bölüm 3.2.1.1’de tanıtılmış olan sentetik bobin yapısı temel alınarak tasarlanmış evrensel tip filtre devresidir. Şekil 3.12’de devre şeması verilmiş olan filtre devresinin C_1 kondansatörünün bağlı olduğu uçtan HP filtre çıkışı, R_3 direnci ve C_2 kondansatörlerinin bağlı oldukları uçlardan BP filtre çıkışları, R_4 direncinin bağlı olduğu uçtan ise LP filtre çıkışı elde edilebilmektedir. $R_a=R_2+R_{X2}$ olmak üzere, kullanılan aktif devre elemanlarının transfer fonksiyonlarının karakteristik denklemleri $D_1(s)$ ve $D_2(s)$ sırasıyla (3.11) ve (3.12)’de görülmektedir. X ucu parazitik dirençlerinin etkileri göz önünde bulundurularak oluşturulan transfer fonksiyonları (3.13) – (3.16) aralığında, ideal olmayan kazanç değerlerinin etkileri göz önünde bulundurularak oluşturulan transfer fonksiyonları (3.17) – (3.20) aralığında, verilmiştir.



Şekil 3.12 : Tasarlanan birinci evrensel tip filtre devresi [144]

$$a_2 = C_1 C_2 (R_1 R_4 (R_a R_{X1} + R_3 (R_a + R_{X1})) + (R_1 + R_4) (R_a R_{X1} + R_3 (R_a + R_{X1})) R_{X3})$$

$$a_1 = C_2 (R_4 R_a R_{X1} + R_3 R_4 (R_a + R_{X1}) + (R_a R_{X1} + R_3 (R_a + R_{X1})) R_{X3})$$

$$a_0 = R_3 R_4$$

olmak üzere

$$D_1(s) = a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (3.11)$$

$$D_2(s) = s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 R_2 + \beta_1 \alpha_2 \beta_3 \quad (3.12)$$

iken

$$\frac{I_{BP1}}{I_{in}} = \frac{s C_2 R_a (R_4 R_{X3} + R_1 (R_4 + R_{X3}))}{D_1(s)} \quad (3.13)$$

$$\frac{I_{BP2}}{I_{in}} = - \frac{s C_2 R_3 (R_4 R_{X3} + R_1 (R_4 + R_{X3}))}{D_1(s)} \quad (3.14)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{s C_2 R_{X3} (R_a R_{X1} + R_3 (R_a + R_{X1})) - R_1 R_3}{D_1(s)} \quad (3.15)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 (R_a R_{X1} + R_3 (R_a + R_{X1})) (R_4 R_{X3} + R_1 (R_4 + R_{X3}))}{D_1(s)} \quad (3.16)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D_2(s)} \quad (3.17)$$

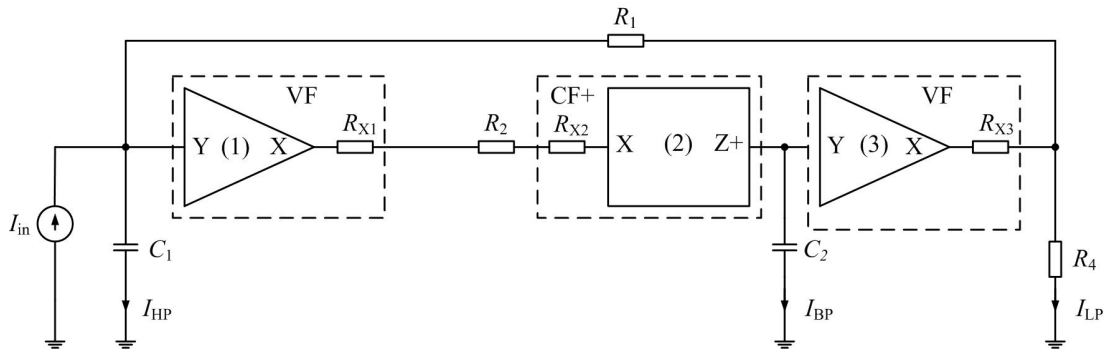
$$\frac{I_{BP1}}{I_{in}} = \frac{R_1}{R_3} \frac{s C_2 R_2 \beta_1}{D_2(s)} \quad (3.18)$$

$$\frac{I_{BP2}}{I_{in}} = - \frac{s C_2 R_2 \beta_1 \alpha_2}{D_2(s)} \quad (3.19)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = -\frac{R_1}{R_4} \frac{\beta_1 \alpha_2 \beta_3}{D_2(s)} \quad (3.20)$$

3.2.1.3 Tasarlanan İkinci Evrensel Tip Filtre Devresi

Hem aktif devre elemanlarının X ucu parazitik dirençlerini hem de ideal olmayan kazanç değerlerini aynı anda içeren filtre transfer fonksiyon denklemleri, oldukça karmaşık bir yapıya sahip olacağı için alt bölüm 3.2.1.2’de verilmiş evrensel tip filtre devresinden R_3 direnci çıkarılarak ikinci evrensel tip filtre devresi tasarlanmıştır. Şekil 3.13’te devre şeması verilmiş olan devrenin C_1 kondansatörünün bağlı olduğu uçtan HP filtre çıkışı, C_2 kondansatörünün bağlı bulunduğu uçtan BP filtre çıkışı, R_4 direncinin bağlı olduğu uçtan ise LP filtre çıkışı elde edilebilmektedir. $R_b=R_{X1}+R_2+R_{X2}$ olmak üzere, kullanılan aktif devre elemanlarının transfer fonksiyonlarının karakteristik denklemi $D_3(s)$ (3.21)’de verilmiştir. X ucu parazitik dirençlerinin ve ideal olmayan kazanç değerlerinin etkileri göz önünde bulundurularak oluşturulan transfer fonksiyonları (3.22) – (3.24) aralığında, ω_0 ve Q fonksiyonları sırasıyla (3.25) ve (3.26)’da verilmiştir.



Şekil 3.13 : Tasarlanan ikinci evrensel tip filtre devresi [144]

$$D_3(s) = s^2 C_1 C_2 R_b (R_1 R_4 + R_1 R_{X3} + R_4 R_{X3}) + s C_2 R_b (R_4 + R_{X3}) + R_4 \beta_1 \alpha_2 \beta_3 \quad (3.21)$$

iken

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_b (R_1 R_4 + R_1 R_{X3} + R_4 R_{X3})}{D_3(s)} \quad (3.22)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = -\frac{s C_2 (R_1 R_4 + R_1 R_{X3} + R_4 R_{X3}) \alpha_2 \beta_1}{D_3(s)} \quad (3.23)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{s C_2 R_b R_{X3} - R_1 \beta_1 \alpha_2 \beta_3}{D_3(s)} \quad (3.24)$$

$$w_0 = \sqrt{\frac{R_4 \beta_1 \alpha_2 \beta_3}{C_1 C_2 R_b (R_1 R_4 + R_1 R_{X3} + R_4 R_{X3})}} \quad (3.25)$$

$$Q = \frac{1}{R_4 + R_{X3}} \sqrt{\frac{C_1 (R_1 R_4 + R_1 R_{X3} + R_4 R_{X3}) R_4 \beta_1 \alpha_2 \beta_3}{C_2 R_b}} \quad (3.26)$$

Tasarlanmış her iki evrensel tip filtre devresi için transfer fonksiyonlarının karakteristik denklemleri $D(s)$, geçerli transfer fonksiyonları, w_0 ve Q fonksiyonları sırasıyla (3.27) – (3.33) aralığında ideal formda gösterilmiştir.

$$D(s) = s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 R_2 + 1 \quad (3.27)$$

iken

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(s)} \quad (3.28)$$

$$\frac{I_{BP1}}{I_{in}} = \frac{R_1 s C_2 R_2}{R_3 D(s)} \quad (3.29)$$

$$\frac{I_{BP2}}{I_{in}} = \frac{I_{BP}}{I_{in}} = -\frac{s C_2 R_2}{D(s)} \quad (3.30)$$

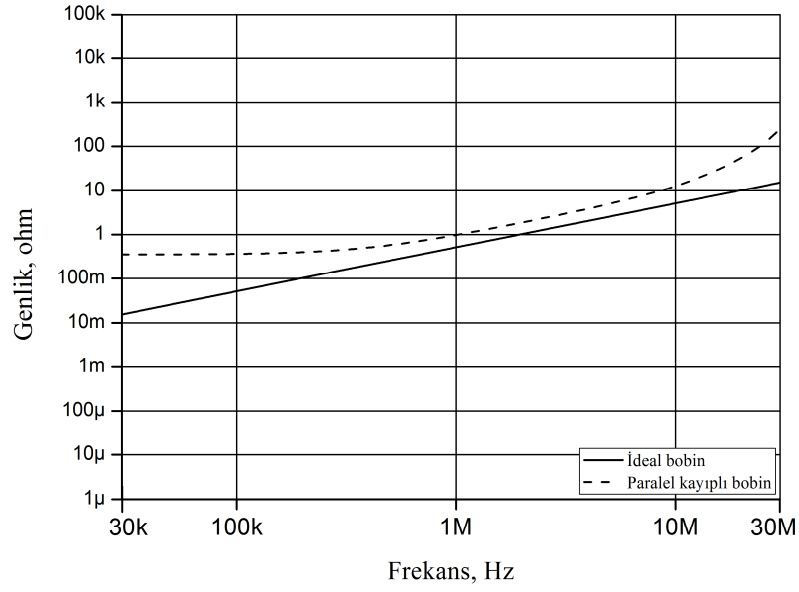
$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = -\frac{R_1}{R_4} \frac{1}{D(s)} \quad (3.31)$$

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3.32)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}} \quad (3.33)$$

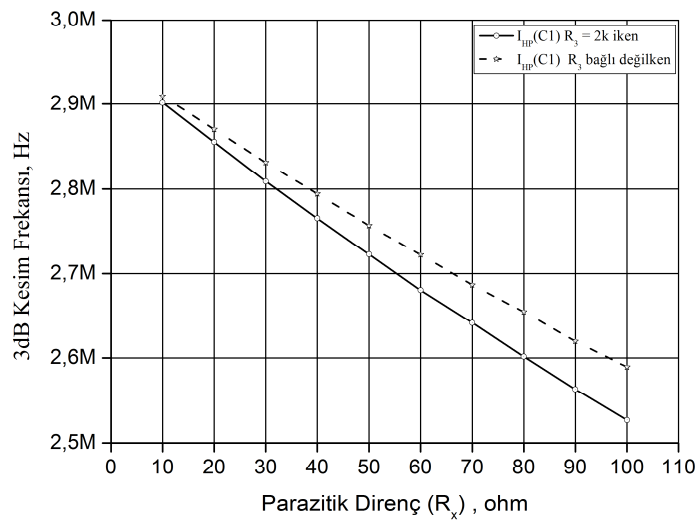
3.2.2 Benzetim Sonuçları

Bu bölümde tasarlanan bütün devreler için besleme gerilimleri $V_{DD} = -V_{SS} = 1.25V$ ve kontrol gerilimi $V_C = 0.4V$ için X ucu direnç değerleri $R_{X1}=R_{X2}=R_{X3}=63.66\Omega$ olarak ayarlanmıştır. Şekil 3.10’da gösterilen sentetik bobin benzetim devresi için $C=10pF$ seçilmiştir. Bu verilere göre eşdeğer bobin değeri $L_{eq}=81.02nH$ ve eşdeğer direnç değeri $R_{eq}=63.66 \Omega$ olarak elde edilmiştir. Bu bobin devresi için AC benzetim sonuçları Şekil 3.14’te verilmiştir.



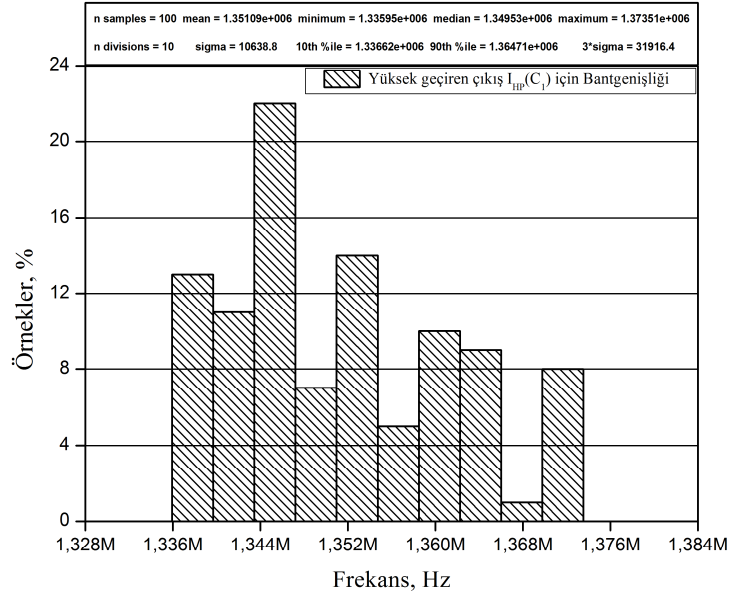
Şekil 3.14 : Paralel kayıplı bobin benzetim devresi için AC benzetim sonucu

Şekil 3.12 ve Şekil 3.13'te verilmiş olan filtre devreleri için pasif devre eleman değerleri $R_1=R_4=2k\Omega$, $R_2=1.2k\Omega$, $R_3=2k\Omega$, $C_1=100pF$ ve $C_2=10pF$ olarak seçilmiştir. Bu pasif devre elemanlarına göre $Q \cong 4.08$ ve $f_0 \cong 3.248MHz$ olarak elde edilmiştir. I_{C1} için kesim frekansı X ucu parazitik dirençleri ile sınırlandırılmaktadır. R_3 direnci devreye bağlı olduğunda bu sınırlandırma Şekil 3.15'te görüldüğü gibi daha etkili olmaktadır.

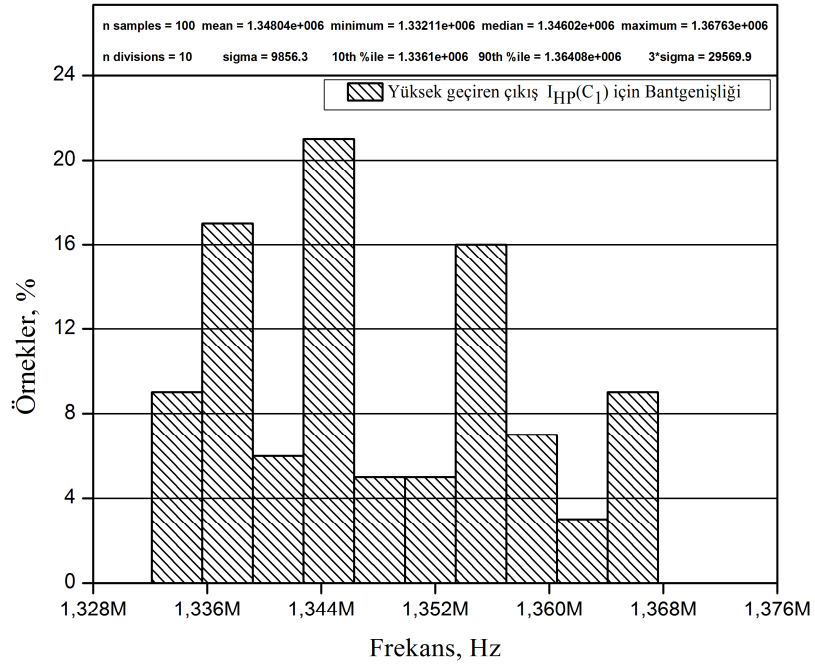


Şekil 3.15 : Şekil 3.12'de verilmiş olan devrede yer alan R_3 direncinin etkisi

Tasarlanan filtre devreleri için C_2 kondansatörünün ve aynı zamanda R_3 parazitik direncinin HP filtre çıkışının performansı üzerine etkisini incelemek amacıyla kondansatör değerinde %10 tekdüze (uniform) sapma uygulanarak Monte Carlo (MC) analizi yapılmış, grafiksel sonuçlar Şekil 3.16 ve Şekil 3.17’de verilmiştir. Şekil 3.17’den görüldüğü gibi R_3 parazitik direnci bant genişliğini azaltmaktadır.

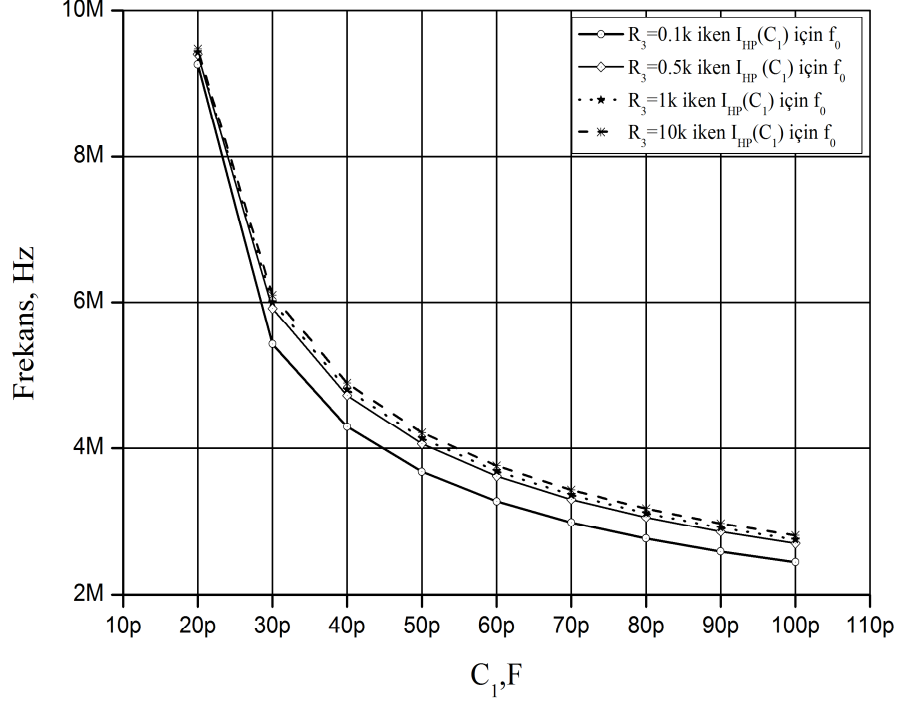


Şekil 3.16 : R_3 devreye bağlı değilken Monte Carlo analizi sonucu



Şekil 3.17 : R_3 devreye bağlı iken Monte Carlo analizi sonucu

C_1 ve R_3 pasif devre elemanlarının filtre devresi performans karakteristiklerinden kesim frekansı üzerine etkisi grafiksel olarak Şekil 3.18’de görüldüğü gibi elde edilmiştir. R_3 değeri kesim frekansını azaltmaktadır.



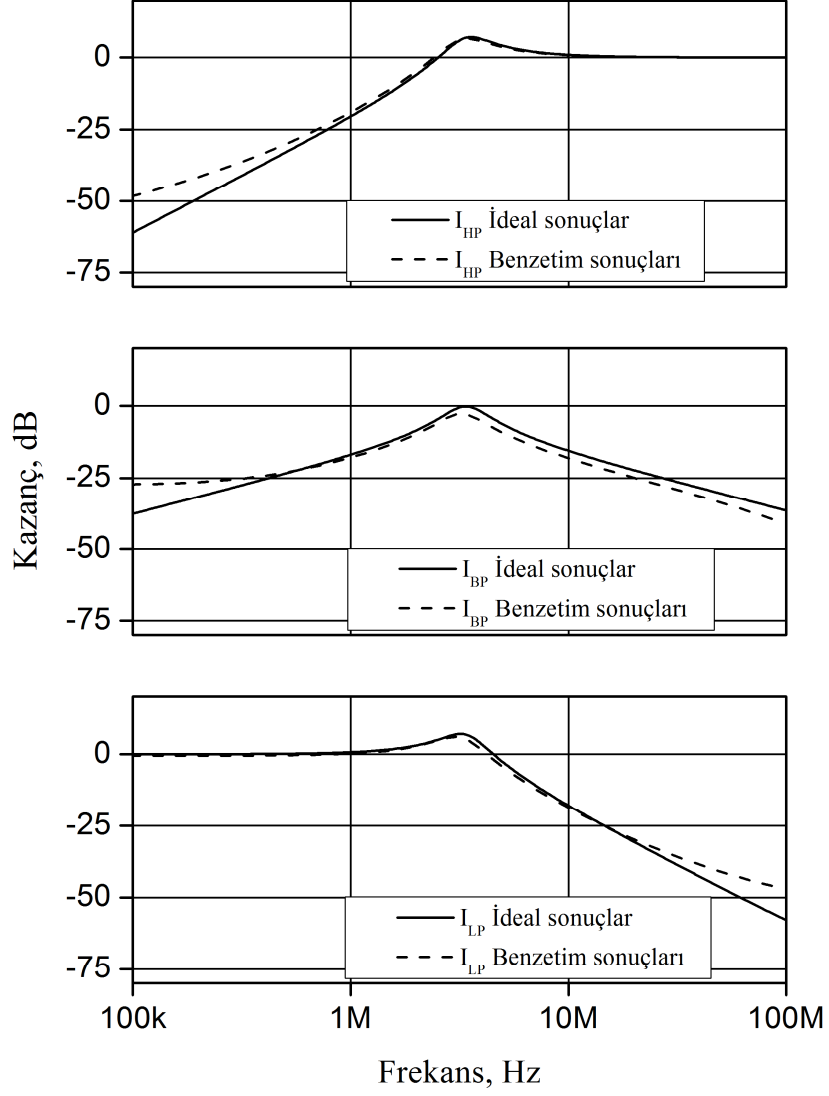
Şekil 3.18 : C_1 ve R_3 'ün kesim frekansı üzerine etkisi

Şekil 3.12’de ve Şekil 3.13’te verilmiş olan filtre devreleri için benzetim programı kullanılarak yapılmış AC analiz grafiksel sonuçları sırasıyla Şekil 3.19’da ve Şekil 3.20’de verilmiştir.

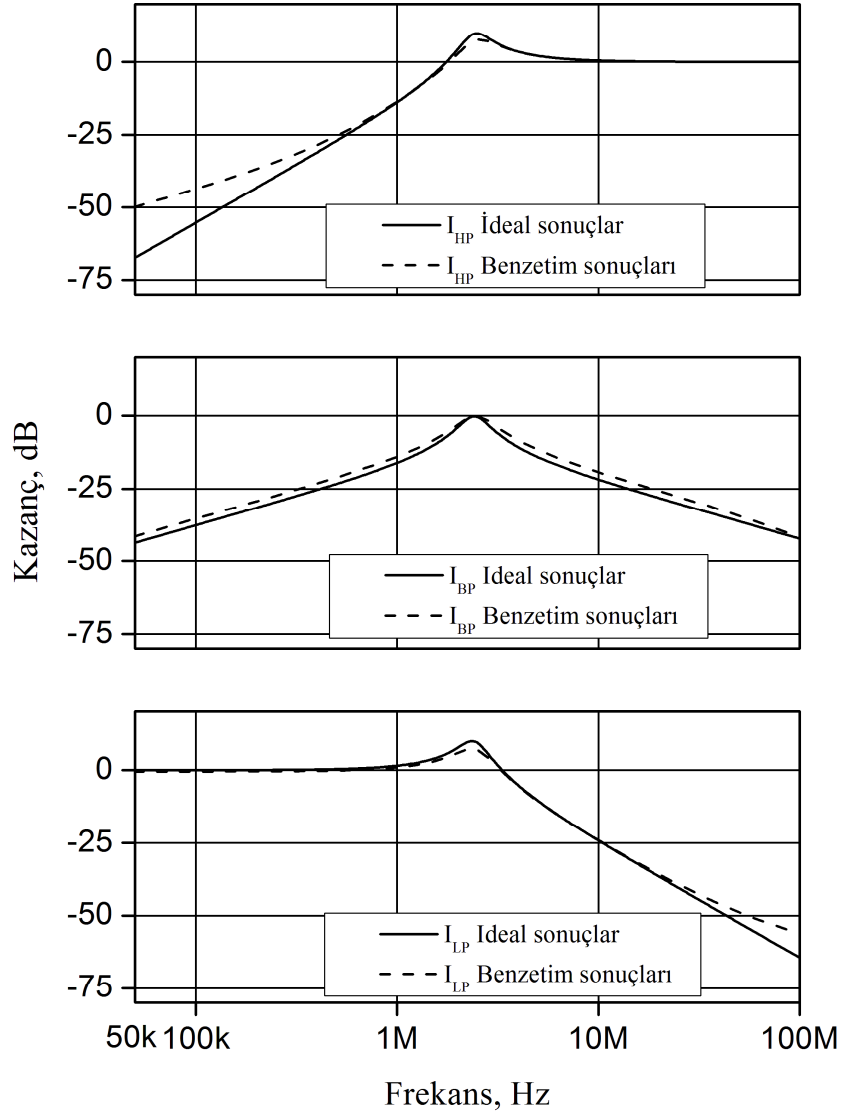
50 μ A genlikli ve 0.1 μ s yükselme zamanına sahip birim basamak giriş akımı uygulanırken, C_2 kondansatörü 10pF ile 100pF aralığında 30pF aralıklarla değiştirildiğinde C_1 üzerindeki HP filtre çıkışı ve C_2 üzerindeki Q değişimine göre BP filtre çıkışı birim basamak cevapları Şekil 3.21’de gösterilmiştir.

Teoride [146] sönümlenme katsayısı “ ζ ”, zayıflama “ σ ” olmak üzere bu parametrelere bağlı kalite faktörü Q , (3.34)’te belirtildiği gibi hesaplanır.

$$Q = \frac{1}{2\zeta} = \frac{w_0}{2\sigma} \quad (3.34)$$

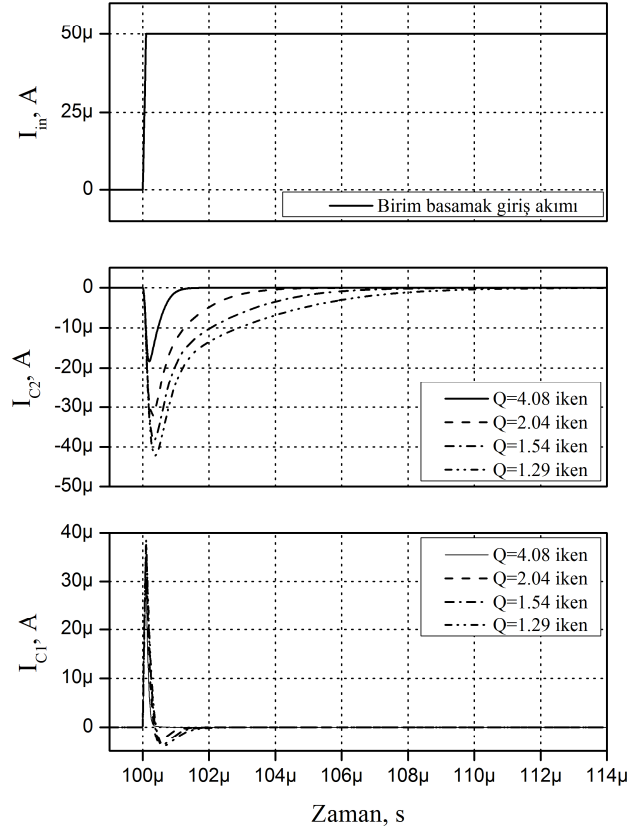


Şekil 3.19 : Şekil 3.12’de verilmiş olan devre için AC analiz grafiksel sonuçları

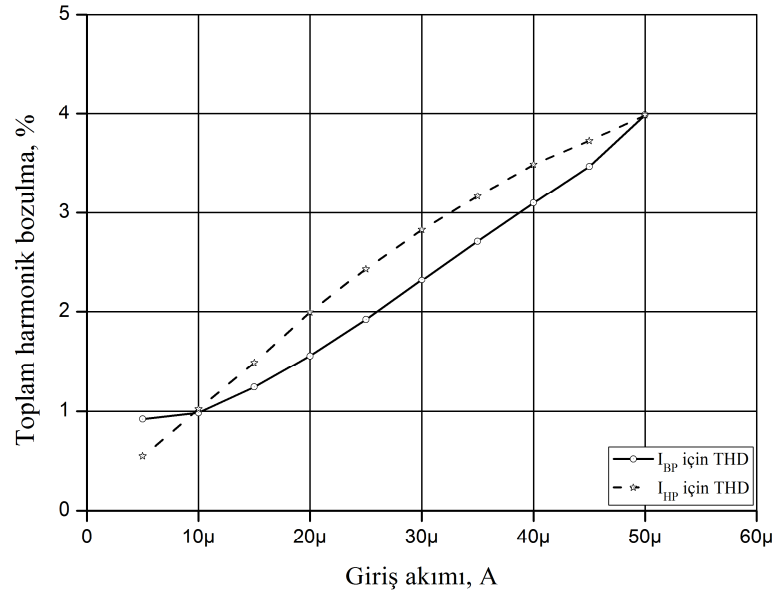


Şekil 3.20 : Şekil 3.13'te verilmiş olan devre için AC analiz grafiksel sonuçları

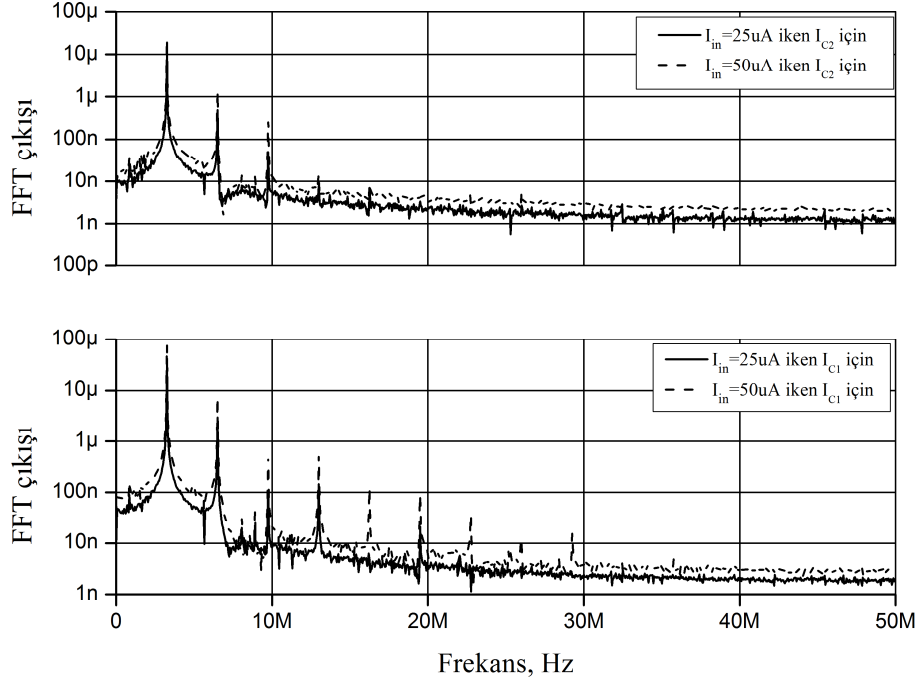
Şekil 3.13'te verilmiş olan filtre devresinin giriş akımına göre HP ve BP filtre çıkışları için THD değerleri grafiksel olarak Şekil 3.22'de gösterilmiştir. Şekil 3.13'teki devre girişine ayrı ayrı 25 μ A ve 50 μ A genlikli sinüzoidal akımlar uygulanarak filtre devresinin hızlı fourier dönüşümü Şekil 3.23'te, bunun yanı sıra AC analiz ile filtre için gürültü etkisi Şekil 3.24'te grafiksel olarak verilmiştir.



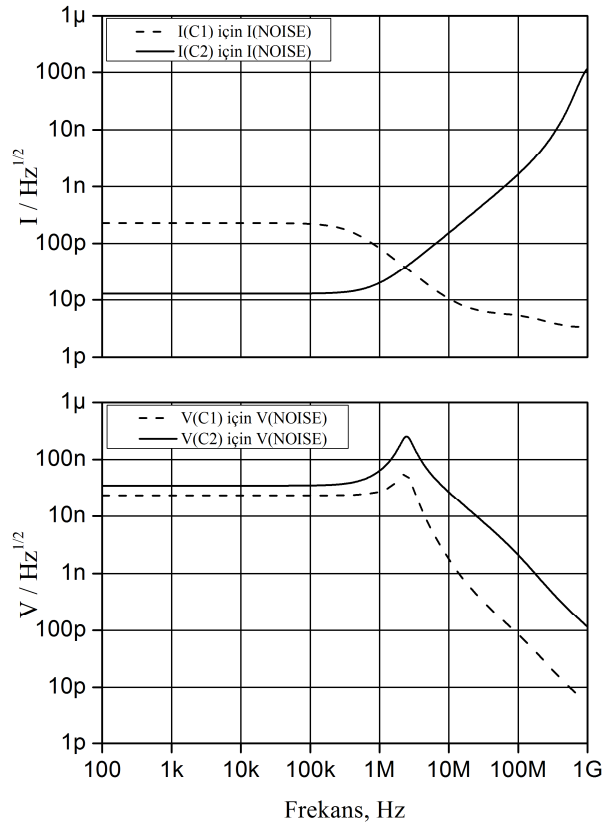
Şekil 3.21 : HP ve BP filtre çıkışları için birim basamak cevabı



Şekil 3.22 : HP ve BP çıkışları için THD değerleri



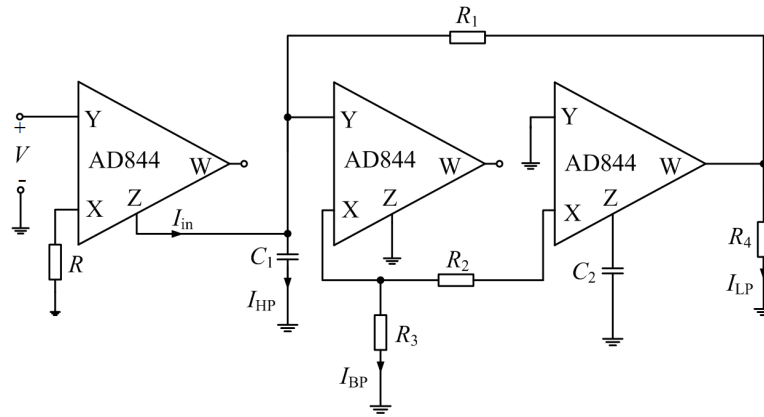
Şekil 3.23 : Şekil 3.13'teki filtre devresi için FFT grafiksel sonucu



Şekil 3.24 : Şekil 3.13'teki filtre devresi için frekansa göre gürültü değişimi

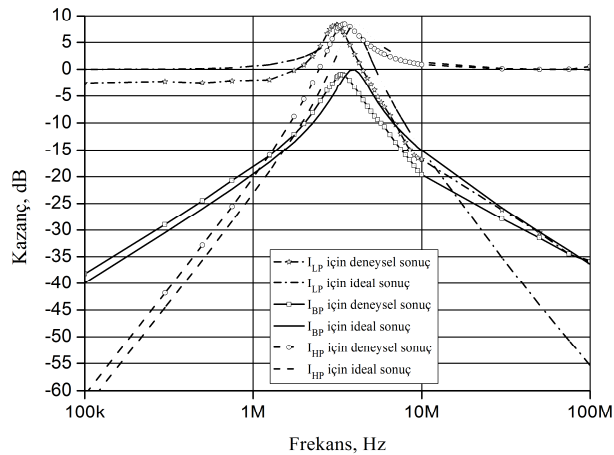
3.2.3 Deneysel Sonuçlar

Şekil 3.12’de verilmiş olan devre için AD844 tümleşik devreleri ile Şekil 3.25’te gösterildiği gibi deney düzeneği oluşturulmuştur. AD844 tümleşik devresi, ticari olarak mevcut olan içyapısı BJT’ler ile oluşturulmuş 60MHz 200V/ μ s monolitik OA tümleşik devresidir. Ayrıca akım kaynağı elde etmek için kullanılabilir. Deney düzeneği oluşturulmuş filtre devresi için seçilen pasif devre eleman değerleri şu şekildedir: $R=300\Omega$, $R_1=R_3=R_4=1k\Omega$, $R_2=100\Omega$, $C_1=C_2=100pF$. Deney düzeneği için besleme gerilimleri $V_{DD} = -V_{SS} = 12V$ olarak ayarlanmıştır.



Şekil 3.25 : Şekil 3.12’de verilmiş olan filtre devresinin deney düzeneği

Bu deney düzeneği için $Q \cong 3.162$ ve $f_0 \cong 5.03MHz$ olarak elde edilmiştir. Gerçekleştirilen deney ile Şekil 3.12’de verilmiş filtre devresi çıkışları için frekansa göre kazanç değişimi sonuçları birleştirilerek Şekil 3.26’da verildiği gibi grafiksel olarak çizilmiştir.



Şekil 3.26 : Şekil 3.12’de verilmiş filtre devresi için elde edilen sonuçlar

Şekil 3.10'da [144] verilmiş olan kayıplı bobin devresinin mevcut devreler ile karşılaştırması, avantaj ve dezavantajları şu şekilde özetlenebilir:

- [109, 112, 114, 147, 148]'de verilmiş olan bobin devreleri, kayıpsız bobin devreleri olmasına rağmen harici olarak bağlanmış direnç elemanlarına ihtiyaç duymaktadır. Şekil 3.10'daki devre ise paralel kayıplı bobin devresi olmasına rağmen, harici olarak bağlı dirençler yerine V_C kontrol gerilimiyle değişebilen aktif devre elemanlarının X ucu parazitik dirençlerinden yararlanılmaktadır.
- [109, 147]'de verilmiş olan sentetik bobin devreleri dijital olarak kontrol edilebilmelerine rağmen kullanılan UGC sayısı daha fazladır. Ayrıca [109]'da dijital olarak kontrol edebilme amacıyla fazladan R2R merdiven yapısı, [147]'de ise dijital olarak kontrol edilebilir CF oluşturmak için R2R yapısına benzer fazladan CDN yapısı kullanılmıştır.
- [112, 148]'de verilmiş olan kayıpsız bobin devresi daha fazla UGC ve pasif devre elemanı içermektedir.
- [112, 114, 148]'de verilmiş olan devre yapıları BJT teknolojisine sahip AD844AN tümleşik devreleri kullanılarak, besleme gerilimleri $\pm 1.5V$ olacak şekilde ayarlanmış [109]'daki devre yapısı standart $0.5\mu m$ CMOS teknolojisi, [147]'de verilmiş olan devre yapısı $0.35\mu m$ CMOS teknolojisi kullanılarak incelenirken, tasarlanan Şekil 3.10'da verilmiş olan devre yapısının besleme gerilimi $\pm 1.25V$ olarak ayarlanmış ve standart $0.25\mu m$ CMOS teknolojisi kullanılarak incelenmiştir.
- Şekil 3.10'daki devre içerisinde kullanılan kondansatörün bir ucunun toprağa bağlı olması, tasarımın tümleşik devre fabrikasyonunun kolay olmasını sağlamaktadır.

Şekil 3.13'te [144] verilmiş olan ikinci-dereceden evrensel tip filtre devresinin mevcut devreler ile karşılaştırması, avantaj ve dezavantajları şu şekilde özetlenebilir:

- Şekil 3.13'teki devre yapısı iki uçlu UGC'lerden oluştuğu için basittir.
- Şekil 3.13'teki devrede, [12, 90, 92, 97, 107, 113]'te yer alan tasarımlara nazaran daha az sayıda UGC kullanılmıştır.

- [12, 13, 90, 101, 102]'de verilmiş devreler BJT teknolojisi ile incelenmesine karşın Şekil 3.13'teki devre standart CMOS teknolojisi ile incelenmiştir.
- [12, 13, 101, 102, 113]'te verilmiş devrelerde kullanılan kondansatör değerlerine göre Şekil 3.13'teki devrede kullanılan kondansatör değerleri düşüktür, dolayısıyla tüm devrenin kapladığı alan daha küçüktür.
- [97, 107]'de verilmiş olan devreler 1.2 μ m CMOS teknolojisine göre, [113]'te verilmiş olan devre 0.35 μ m CMOS teknolojisine göre incelenmesine rağmen Şekil 3.13'teki devre 0.25 μ m CMOS teknolojisine göre incelenmiştir. Dolayısıyla kullanılan MOSFET'lerin besleme gerilimleri daha düşük değerdedir.
- [90, 97, 107, 113]'te verilmiş olan devreler için w_0 ve Q birbirinden bağımsız olarak ayarlanabiliyorken, [12, 13, 101, 102]'de verilmiş olan devrelerde olduğu gibi Şekil 3.13'teki devre için w_0 ve Q birbirinden bağımsız olarak ayarlanamamaktadır.
- Şekil 3.13'teki devre içerisinde yer alan VF'lerden X ucu parazitik direnci olan R_{X3} 'ten devrenin minimum seviyede etkilenmesi için bu direnç değerinin mümkün olduğu kadar düşük değerde ayarlanması gerekmektedir.
- Şekil 3.13'teki devre, girişine bağlı olan C_1 kondansatöründen dolayı frekansa bağımlı bir yapıya sahiptir.
- [107]'de verilmiş olan devre hem VM hem de CM çalışabiliyorken Şekil 3.13'teki devre yalnızca CM çalışabilmektedir.
- [13]'te verilmiş olan devre için $Q = 1$ ve $f_0 = 159\text{kHz}$ iken, Şekil 3.13'teki devrede $Q \cong 4.08$ ve $f_0 \cong 3.248\text{MHz}$ 'dir. Dolayısıyla Q değeri ve f_0 kesim frekansı değeri daha büyüktür.
- [101]'de verilmiş olan devrede daha az sayıda UGC kullanılmasına rağmen, devre içerisinde yer alan kondansatör değerleri daha büyüktür. AD844AN tümleşik devreleri kullanılarak benzetimleri yapılmış bu benzetim sonuçlarına göre $Q = 1$ ve $f_0 = 318.3\text{kHz}$ iken, Şekil 3.13'teki devrenin deney düzeneği AD844AN tümleşik devreleri ile oluşturulmuş ve $Q \cong 3.162$ ve $f_0 \cong 5.03\text{MHz}$ olarak elde edilmiştir. Dolayısıyla tasarlanmış bu filtre devresinin [13] ve [101]'deki devrelere göre yüksek frekans performansı daha iyidir.

3.3 Elektronik Olarak Ayarlanabilen Evrensel Tip Filtre Devresi

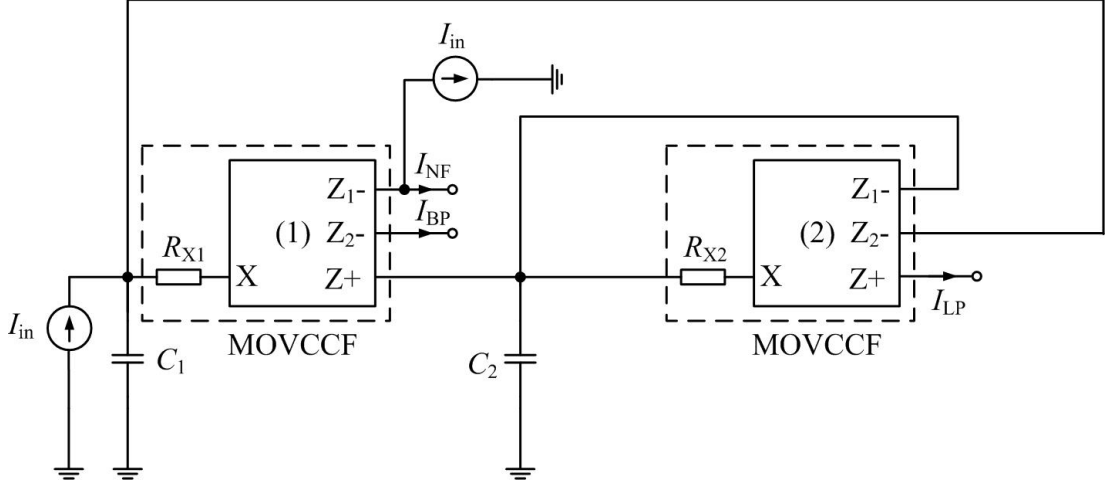
3.3.1 Teorik Bilgi

Tümleşik devre yapısına sahip ikinci-dereceden ve/veya daha yüksek dereceli filtre yapıları içerisinde bobin benzetim devrelerinin kullanımı; düşük güç tüketimi, tümleşik devre içerisinde kapladığı alanın daha küçük olması, daha iyi yüksek frekans performansı sergilemeleri açısından spiral eşdeğerlerine nazaran daha yaygındır [109, 149-152]. Bu bölümde tanıtılacak devre yapıları için kullanılan içyapı Şekil 3.3'te verilmiştir.

Tasarlanan devre, ikinci-dereceden bir filtre devresidir. Şekil 3.1'de verilen VCCF, aynı zamanda çok-çıkışlı gerilim kontrollü X ucu parazitik direnç ayarlamalı CF (MOVCCF) blok yapısıdır. Bu filtre devresinin tasarımında iki tane MOVCCF, iki tane birer ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılmıştır. İki-girişli, üç-çıkışlı evrensel tip filtre devre yapısıdır. Çıkış empedansları yüksek değerlidir. Devre çıkışlarından; çentik filtre, LP filtre, BP filtre çıkışları elde edilebilmektedir.

Devre çıkış uçlarından çentik ve BP filtre çıkışlarının birleştirilmesiyle AP filtre çıkışı, LP ve çentik filtre çıkışlarının birleştirilmesiyle HP filtre çıkışı elde edilebilmektedir. Kullanılan içyapı için transistor boyutları, standart 0.13µm IBM teknolojisine [153] göre, Tablo 3.3'te ve filtre devre yapısı Şekil 3.27'de verilmiştir.

Harici olarak bağlı dirençler kullanmak yerine, MOVCCF'lerin X ucu parazitik dirençleri kullanılmıştır. Şekil 3.27'de verilmiş olan devrede görülen çentik filtre çıkış ucuna bağlı giriş akımıyla ters yönde ve eşit değerdeki akım, harici bir MOVCCF bağlanarak elde edilebilir. Bu durumda bir-girişli üç-çıkışlı evrensel tip filtre devresi oluşturulabilir.



Şekil 3.27 : Sadece CF'ler ile tasarlanmış iki-giriş üç-çıkışlı evrensel tip filtre devresi

Tablo 3.3 : Şekil 3.3'te verilmiş içyapıda kullanılan transistorların boyutları

	Transistorlar	W(µm)	L(µm)
PMOS	M ₁ – M ₇	93.6	0.78
NMOS	M ₈ - M ₁₄	273	1.04
	M ₁₅	91	1.04

Frekansa bağımlı ideal olmayan MOVCCF'lerin numarası “ *i* ” ve pozitif uçlar için akım kazançları α_i , negatif uçların sayısı “ *k* ” ve negatif uçlar için ideal olmayan akım kazançları γ_{ik} ve filtre transfer fonksiyonları için karakteristik denklem $D(s)$ (3.35) olmak üzere, Şekil 3.27'de verilmiş evrensel tip filtre devresi için çıkış transfer fonksiyonları (3.36)-(3.38) aralığında belirtilmiştir.

$$D(s) = s^2 C_1 C_2 R_{X1} R_{X2} + s(C_2 R_{X2} + C_1 R_{X1}(1 - \gamma_{21})) + \alpha_1 \gamma_{22} - \gamma_{21} + 1 \quad (3.35)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{s C_2 R_{X2} + (1 - \gamma_{21})}{D(s)} \quad (3.36)$$

$$\frac{I_{NF}}{I_{in}} = \frac{-(s^2 C_1 C_2 R_{X1} R_{X2} + s C_1 R_{X1}(1 - \gamma_{21}) + s C_2 R_{X2}(1 - \gamma_{11})) + (\gamma_{11} - 1)(1 - \gamma_{21}) - \alpha_1 \gamma_{22}}{D(s)} \quad (3.37)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{D(s)} \quad (3.38)$$

Karakteristik denklem göz önünde bulundurularak w_0 ve Q fonksiyonları sırasıyla (3.39) ve (3.40)'ta verilmiştir.

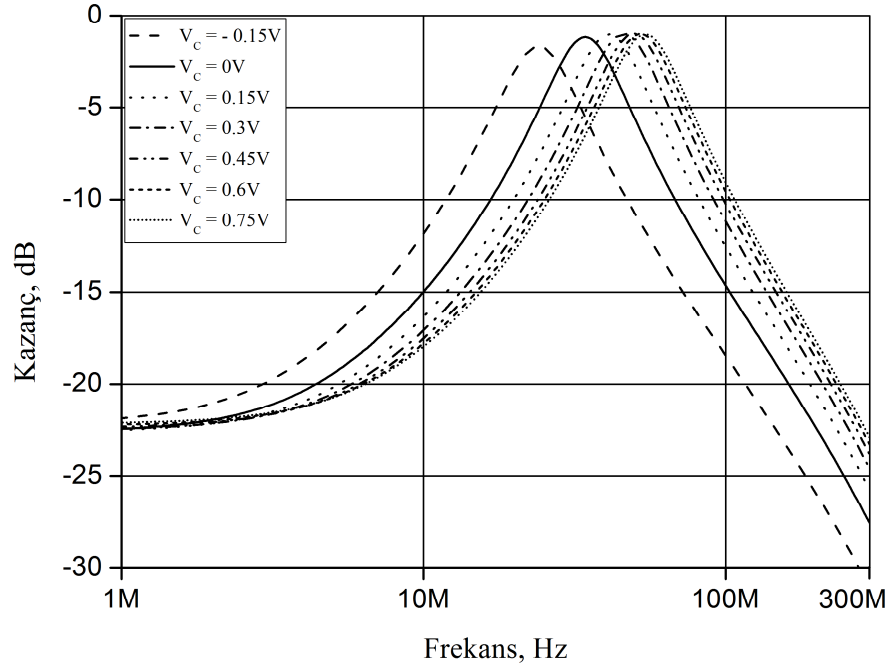
$$w_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \gamma_{22} - \gamma_{21} + 1}{C_1 C_2 R_{X1} R_{X2}}} \quad (3.39)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_{X1} R_{X2} (\alpha_1 \gamma_{22} - \gamma_{21} + 1)}}{C_2 R_{X2} + C_1 R_{X1} (1 - \gamma_{21})} \quad (3.40)$$

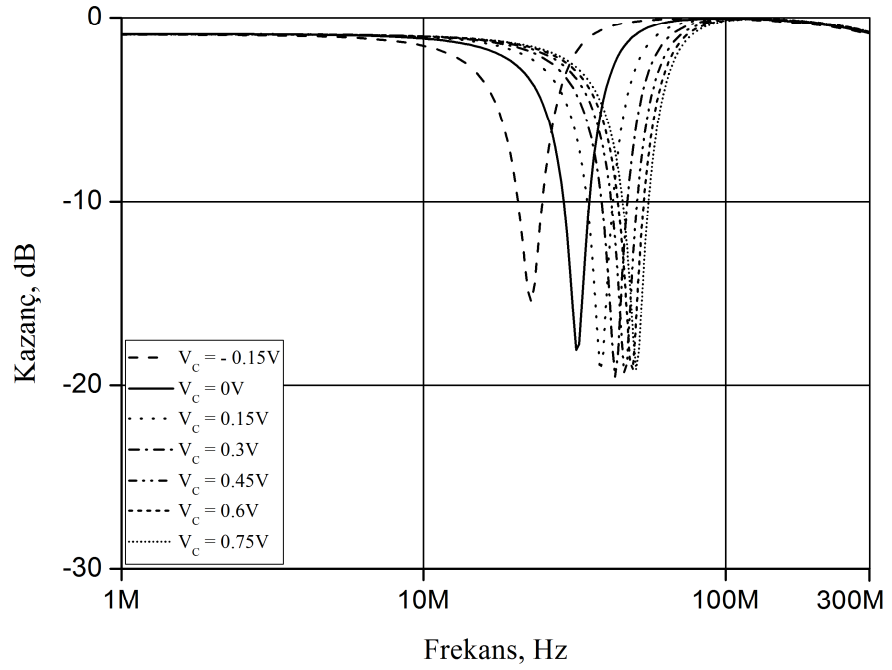
3.3.2 Benzetim Sonuçları

Şekil 3.27'de verilmiş olan devre için benzetim yapılmıştır. Besleme gerilim değerleri $V_{DD} = -V_{SS} = 0.75V$ ve devrenin elektronik olarak ayarlanabilirlik özelliğinden dolayı kontrol gerilimi V_C , $-0.15V$ ile $0.75V$ aralığında ayarlanabilmektedir. MOVCCF için X ucu parazitik direnç değeri, $V_C=0.75V$ için $R_X=49.5\Omega$ ve $V_C= -0.15V$ için $R_X=115.4\Omega$ arasında değiştirilebilmektedir. Filtre devresi için $C_1=100pF$ ve $C_2=25pF$ olarak seçilmiştir. Filtre çıkışlarından eş zamanlı olarak LP, BP ve çentik filtre çıkışları elde edilebilmektedir.

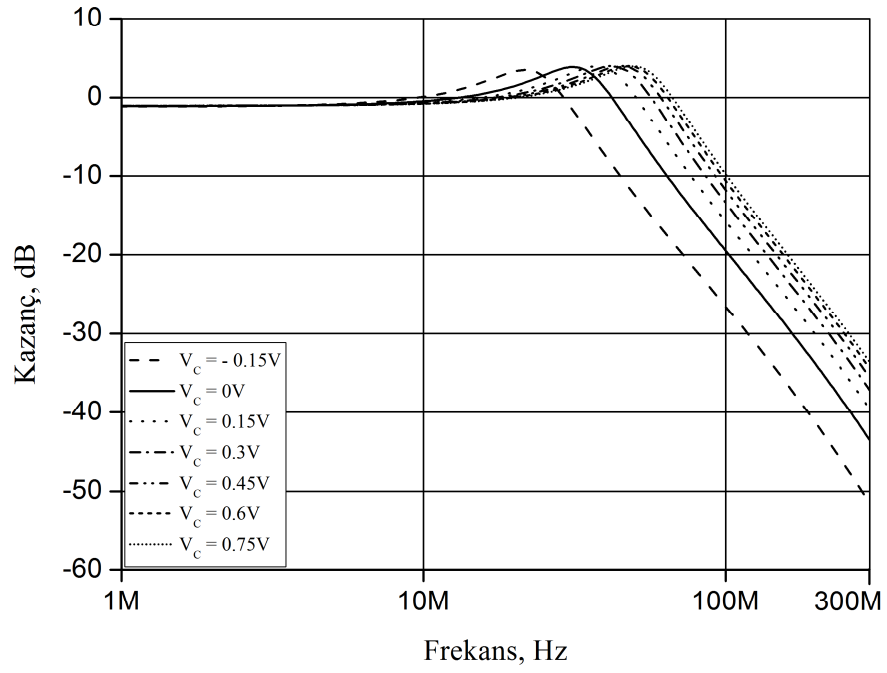
Kontrol gerilimi her iki MOVCCF için $V_C=0.75V$ ve dolayısıyla $R_{X1}=R_{X2}=49.5\Omega$ olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu veriler dahilinde $Q \cong 2$ ve f_0 frekansı değişim aralığı $27.58MHz$ ile $64.3MHz$ arasında elde edilmiştir. BP, çentik ve LP filtre çıkışları için frekansa göre kazanç değişimi benzetim sonuçları grafiksel olarak Şekil 3.28 ile Şekil 3.30 arasında verilmiştir. Ayrıca çentik filtre çıkışı ile BP filtre çıkışı birleştirildiğinde, AP filtre çıkışı ve çentik filtre çıkışı ile LP filtre çıkışı birleştirildiğinde, HP filtre çıkışı elde edilebilmektedir. HP filtre için frekansa göre genlik değişimi ve AP filtre çıkışı için frekansa göre faz değişimi benzetim sonuçları sırasıyla Şekil 3.31 ve Şekil 3.32'de verilmiştir.



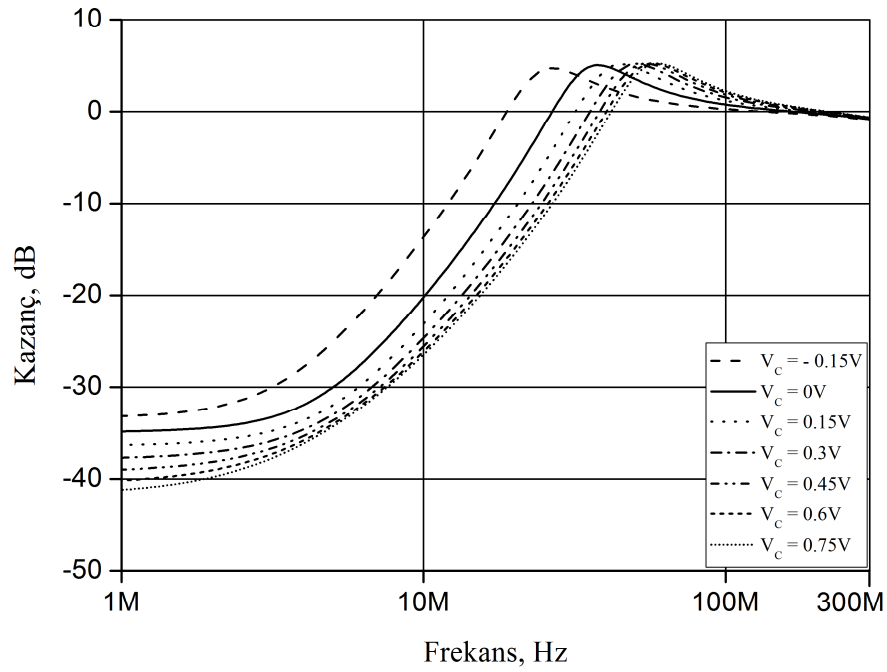
Şekil 3.28 : BP için frekansa göre kazanç değişimi



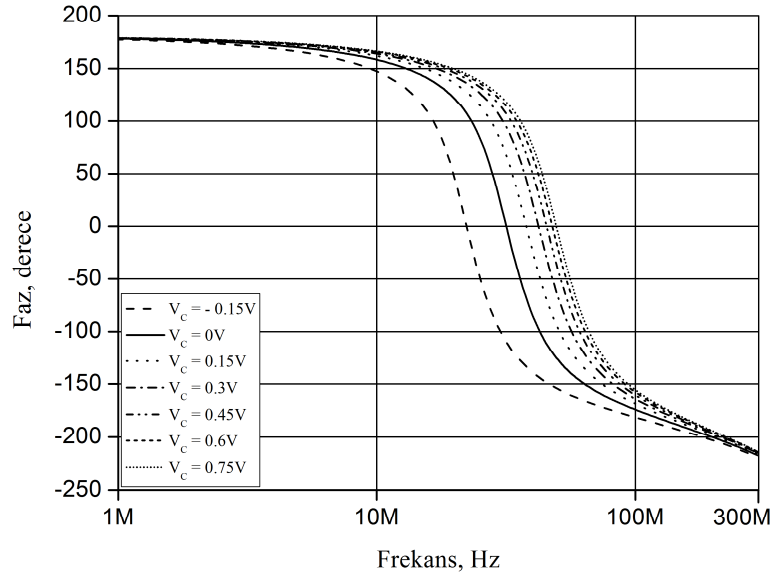
Şekil 3.29 : Çentik filtre için frekansa göre kazanç değişimi



Şekil 3.30 : LP için frekansa göre kazanç değişimi

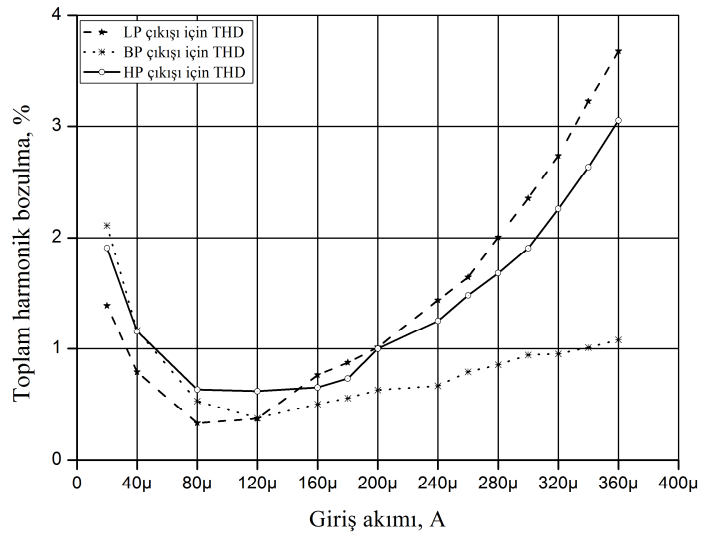


Şekil 3.31 : HP için frekansa göre kazanç değişimi

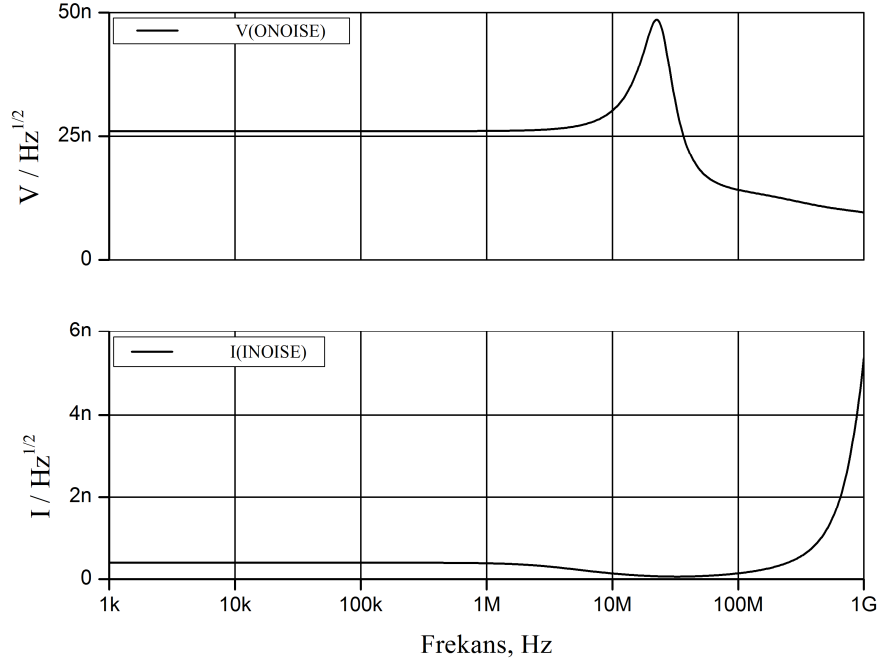


Şekil 3.32 : Tüm-geçiren filtre çıkışı için frekansa göre faz değişimi

$V_C = 0.3V$ olarak ayarlandıktan sonra, $f_0 = 53.95MHz$ da sırasıyla BP, LP ve HP çıkışlarına $1k\Omega$ 'luk yük direnci bağlanarak filtre devresinin giriş akım genliğine göre THD değişimi grafiksel olarak Şekil 3.33'te, $V_C = -0.15V$ olacak şekilde ayarlanıp BP çıkışına $1k\Omega$ 'luk yük direnci bağlanarak filtre devresinin frekansa göre gürültü cevabı grafiksel olarak Şekil 3.34'te verilmiştir.



Şekil 3.33 : Giriş akımına göre THD değişimi



Şekil 3.34 : Frekansa göre gürültü değişimi

Şekil 3.27’de verilmiş olan devrenin mevcut devreler ile karşılaştırılması, avantaj ve dezavantajları şu şekilde özetlenebilir:

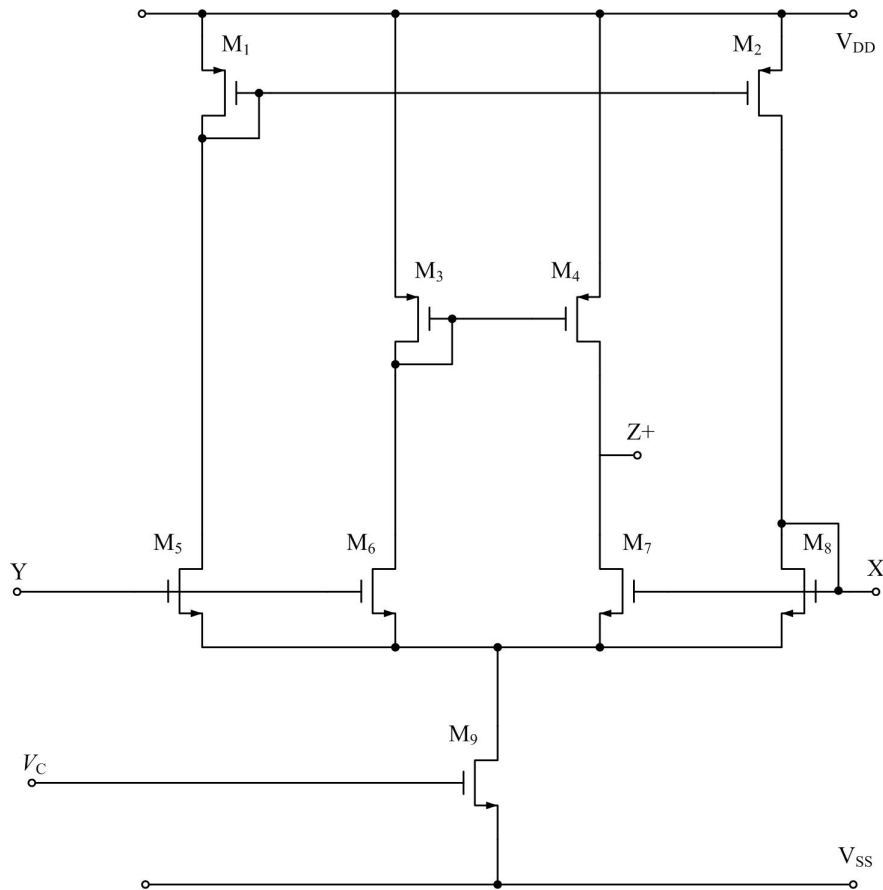
- [89, 98, 110, 116]’da verilmiş devreler BJT teknolojisi ile incelenmesine karşın Şekil 3.27’deki devre standart CMOS teknolojisi ile incelenmiştir.
- Şekil 3.27’deki devre, gerilim ile kontrol edilirken, [89, 98, 106, 119]’da verilmiş olan devreler elektronik veya dijital olarak kontrol edilememekte, [110, 116]’da verilmiş olan devreler polarma akımı ile, [118]’de verilmiş olan devre ise dijital olarak kontrol edilebilmektedir.
- [98, 106, 116, 118, 119]’da verilmiş olan devreler daha fazla sayıda aktif eleman içermektedir.
- [89, 98]’de verilmiş olan devre yapıları bir-giriş ve bir-çıkışlı yapılardır ve farklı filtre cevaplarını elde edebilmek için kullanılan pasif devre elemanlarının yerlerini ve değerlerini değiştirme ihtiyacı duyulmaktadır.

- [110]'da verilmiş olan üç-girişli bir-çıkışlı devre iki tane DOCF ve iki tane birer ucu toprağa bağlı kondansatörden oluşurken, kullanılan kondansatör değerleri nF'lar düzeyindedir. Ayrıca $f_0 = 127\text{kHz}$ ve $Q = 1$ iken tez içerisinde Şekil 3.27'de verilmiş devrede kondansatör değerleri pF'lar düzeyinde, $Q \cong 2$ ve $f_0 \cong 64.3\text{MHz}$ 'dir ve kontrol gerilimiyle her iki değerde ayarlanabilmektedir.
- Şekil 3.27'deki devre, girişinde yer alan kondansatörden dolayı frekansa bağımlı bir devredir.
- Şekil 3.27'deki devre için giriş akımına eşdeğer ve ters yönlü bir akım üretilmesi gerekmektedir ki, bu fazladan bir DOCF kullanılması gerekliliği oluşturmaktadır. Bu durumda fazladan bir DOCF kullanıldığında devre bir-girişli çok-çıkışlı yapıya dönüşebilmektedir.
- [118]'de verilmiş olan devre $0.5 \mu\text{m}$ CMOS teknolojisine göre, [106, 119]'da verilmiş olan devreler $0.35\mu\text{m}$ CMOS teknolojisine göre, incelenmesine rağmen Şekil 3.27'deki devre $0.13\mu\text{m}$ IBM CMOS teknolojisine göre incelenmiştir. Dolayısıyla kullanılan MOSFET'lerin besleme gerilimleri daha düşük değerdedir.
- [106, 110, 116, 118]'de verilmiş olan devreler için ω_0 ve Q birbirinden bağımsız olarak değişebiliyorken Şekil 3.27'de verilmiş olan devre için ω_0 ve Q birbirinden bağımsız olarak değişmemektedir.
- Şekil 3.27'deki devrenin BP, LP ve HP çıkışlarına bağlanan $R=1\text{k}\Omega$ 'luk dirençler üzerinden $f_0 = 53.95\text{MHz}$ ve $360\mu\text{A}$ 'lik genliğe sahip sinüzoidal giriş sinyaline göre THD değeri %4'ün altındadır, dolayısıyla yüksek frekans performansı oldukça iyidir.
- Şekil 3.27'deki devrede yer alan her iki kondansatörün birer ucu toprağa bağlıdır ve bu özellik tümleşik devre fabrikasyonu için kolaylık sağlamaktadır.
- Şekil 3.27'deki devrenin çıkışları Şekil 3.28'den Şekil 3.32'ye kadar olan grafiklerden görüldüğü gibi V_C kontrol gerilimi ile kontrol edilebilmektedir.

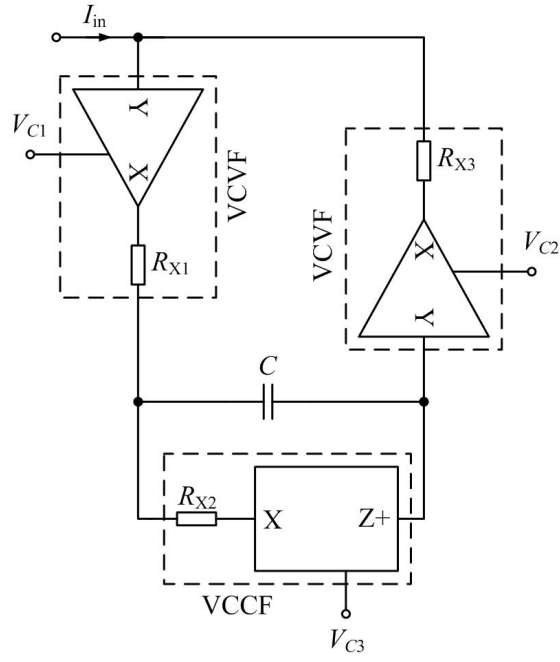
3.4 Bir Ucu Topraklı Tip Bobin Benzetim Devresi

3.4.1 Teorik Bilgi

Şekil 3.36’da görüldüğü gibi iki tane VCVF, bir tane VCCF ve bir adet kondansatör kullanılarak tasarlanmıştır. Tasarımda kullanılan her bir aktif devre elemanı için kontrol gerilimi “ i , aktif eleman numarası olmak üzere ” V_{Ci} olarak gösterilmiştir. Tasarlanan devre için kullanılan içyapı Şekil 3.35’te ve transistor boyutları, standart IBM 0.13µm CMOS teknolojisine [153] göre Tablo 3.4’te verilmiştir. Ayrıca sentetik bobin benzetim devresinin empedans eşdeğerleri; ideal olmayan kazançların olmadığı ve ilk VCVF’in R_{X1} parazitik direnç etkisinin olmadığı durum, ideal olmayan kazançların olmadığı ancak R_{X1} ’in etkisinin olduğu durum, hem ideal olmayan kazançların hem de R_{X1} etkisinin olduğu durum olmak üzere üç farklı şekilde, (3.41) - (3.43) aralığında belirtilmiştir.



Şekil 3.35 : VCVF ve VCCF elde etmek için kullanılan CCCII + yapısı [142]



Şekil 3.36 : GI benzetim devresi

Tablo 3.4 : Şekil 3.35'te verilmiş içyapıda kullanılan transistörlerin boyutları

	Transistörler	W(µm)	L(µm)
PMOS	M ₁ – M ₄	83.2	1.04
NMOS	M ₅ – M ₈	52	1.04
	M ₉	36.4	1.04

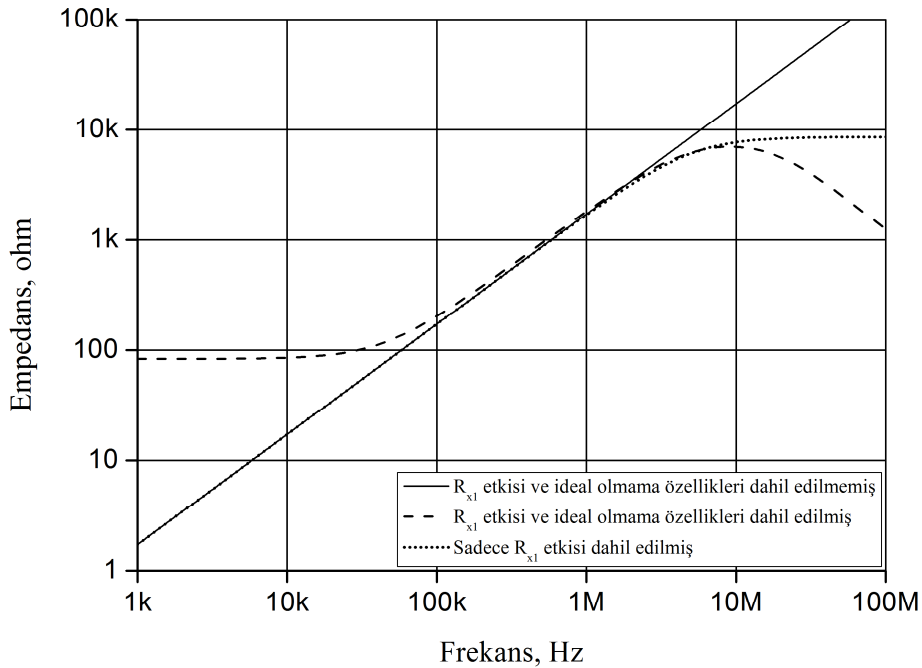
$$Z_{in} = sCR_{X2}R_{X3} \quad (3.41)$$

$$Z_{in} = \frac{sCR_{X2}(R_{X3} + 2R_{X1})}{1 + 2sCR_{X1}} \quad (3.42)$$

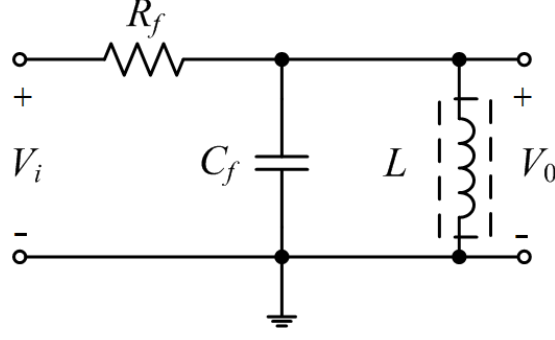
$$Z_{in} = \frac{sCR_{X2}(R_{X3} + (1 + \alpha)R_{X1})}{sC(R_{X3} + (1 + \alpha)R_{X1}) + (\alpha - sCR_{X3})\beta_1\beta_2} \quad (3.43)$$

3.4.2 Benzetim Sonuçları

İlk VCVF için kontrol gerilimi $V_{C1}=0.7V$, diğer aktif elemanların kontrol gerilimleri $V_{C2}=V_{C3}= - 0.39V$ olarak ayarlanmıştır. Seçilen kontrol gerilimlerine karşılık gelen X ucu parazitik direnç değerleri sırasıyla şu şekildedir: $R_{X1}\cong 141.5\Omega$ ve $R_{X2}=R_{X3} \cong 1.63k\Omega$. Bu devre için besleme gerilimleri $V_{DD} = - V_{SS} = 0.75V$ ve kullanılan kondansatör değeri $C=95pF$ ve (3.41)'e göre hesaplanan eşdeğer sentetik bobin değeri $L_{eq} \cong 252.4\mu H$ 'dir. (3.42)'de R_{X1} parazitik direnç etkisi, (3.43)'te ise hem R_{X1} hem de ideal olmayan kazanç değerlerinin etkileri belirtilmiştir. Bu etkilerin grafiksel dökümü Şekil 3.37'de verilmiştir. Tasarlanmış olan bu sentetik bobin devresinin performansını incelemek için Şekil 3.38'de verilmiş olan pasif devre elemanları ile oluşturulmuş basit bir VM filtre devresi ele alınmıştır. Bu VM filtre devresi içerisinde yer alan pasif bobin, Şekil 3.36'da verilmiş sentetik bobin benzetim devresi ile değiştirilmiş ve VM filtrenin kazanç değişimi grafiksel olarak incelenmiş ve Şekil 3.39'da verilmiştir.



Şekil 3.37 : Frekansa göre sentetik bobin empedansı genlik değişimi



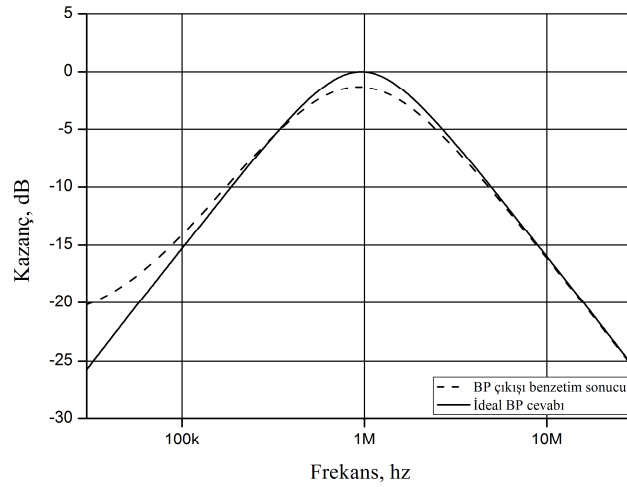
Şekil 3.38 : Pasif R, L, C devre elemanları ile oluşturulmuş VM pasif filtre devresi

(3.44)'te belirtilmiş olan, giriş gerilimine göre devredeki bobin üzerinden alınan çıkış gerilimi transfer fonksiyonu bir BP transfer fonksiyonudur. BP çıkış için Q ve ω_0 denklemleri sırasıyla (3.45) ve (3.46)'da verilmiştir. Ayrıca BP çıkış için performans değerlendirmede önemli bir rol oynayan THD grafiksel olarak Şekil 3.40'ta verilmiştir.

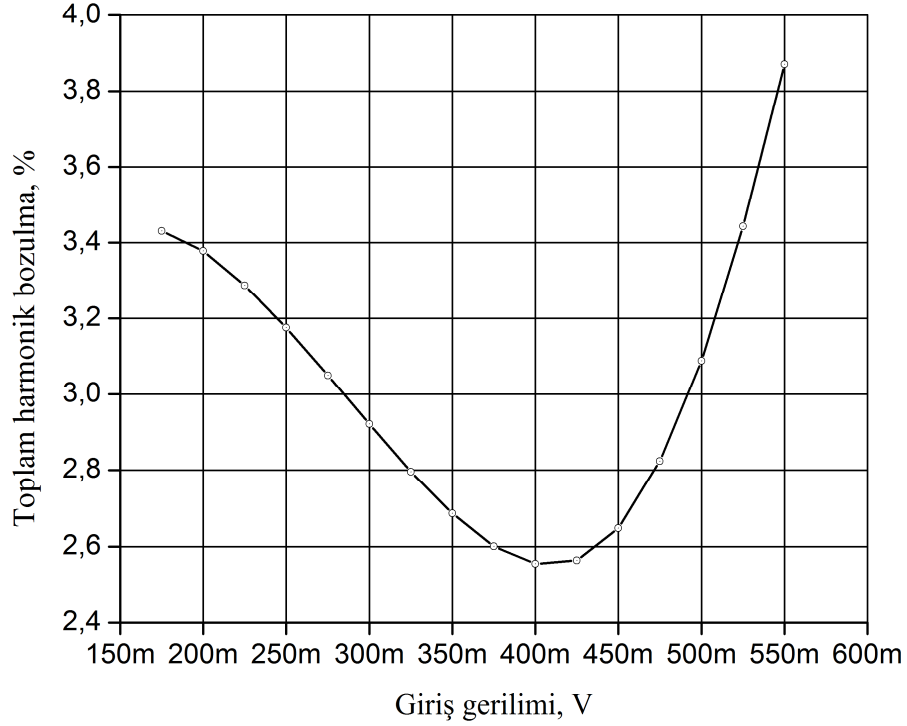
$$\frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{s / C_f R_f}{s^2 + s / C_f R_f + 1 / LC_f} \quad (3.44)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_f}} \quad (3.45)$$

$$Q = R_f \sqrt{\frac{C_f}{L}} \quad (3.46)$$



Şekil 3.39 : Frekansa göre bant geçiren cevabı



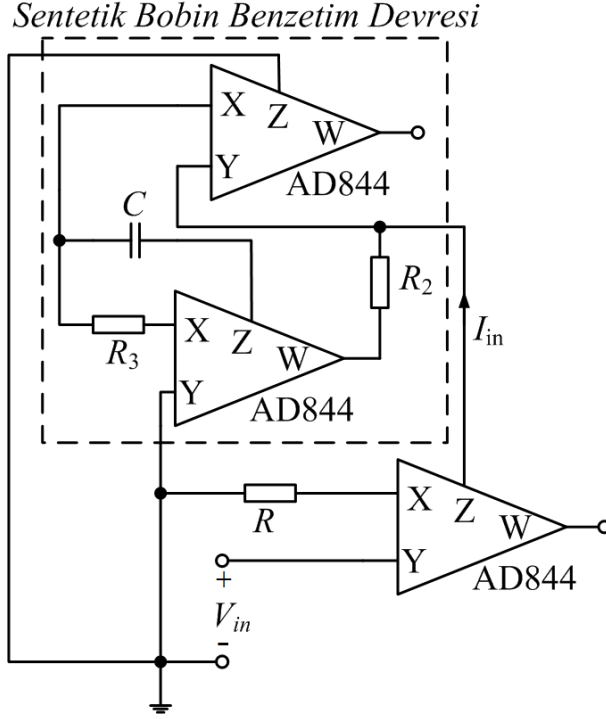
Şekil 3.40 : Giriş sinyal genliğine göre THD değişimi

Şekil 3.40'tan görüleceği gibi giriş sinyal genliği 550mV olsa bile THD değeri %4'ün altında gözlenmiştir. Şekil 3.38'deki VM filtre devresi için $R_f = 1k\Omega$ ve $C_f = 100pF$ olarak seçildiğinde $f_0 \cong 1MHz$ ve $Q \cong 0.63$ olarak hesaplanmıştır.

3.4.3 Deneysel Sonuçlar

Şekil 3.36'da verilmiş bobin devresi AD844 60MHz monolitik OA tümleşik devreleri ile oluşturulmuştur. Toplam üç adet AD844 tümleşik devresi kullanılmıştır, Şekil 3.41'de görüleceği gibi bu tümleşik devrelerden birisi gerilimi akıma dönüştürmek için kullanılmıştır.

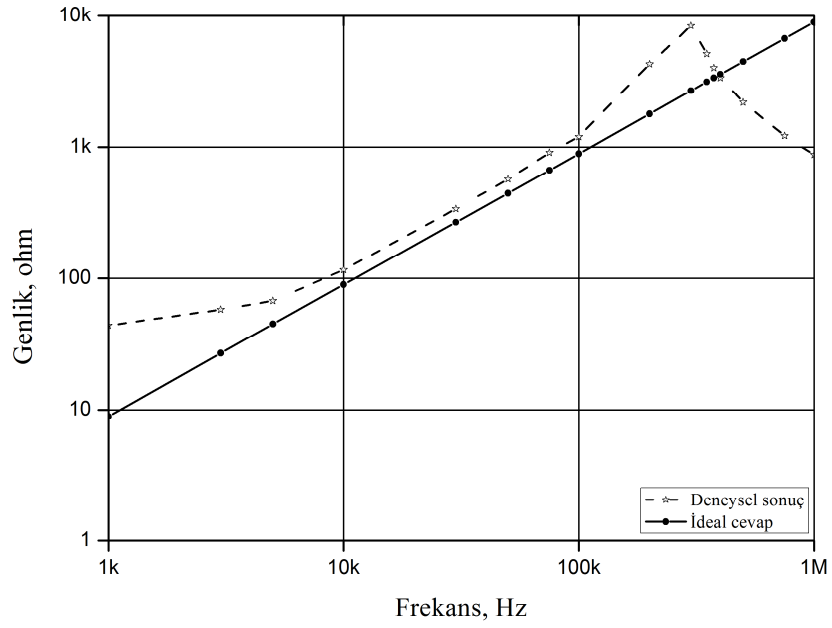
Devredeki R_2 ve R_3 dirençleri için $R_2=R_3$ olmak üzere harici olarak $3.72k\Omega$ değerinde iki direnç ve $C=100pF$ değerinde bir kondansatör kullanılmıştır. Gerilim değerini akım değerine dönüştüren AD844 tümleşik devresinin X ucuna bağlı olan R direnci $1k\Omega$ olarak seçilmiştir.



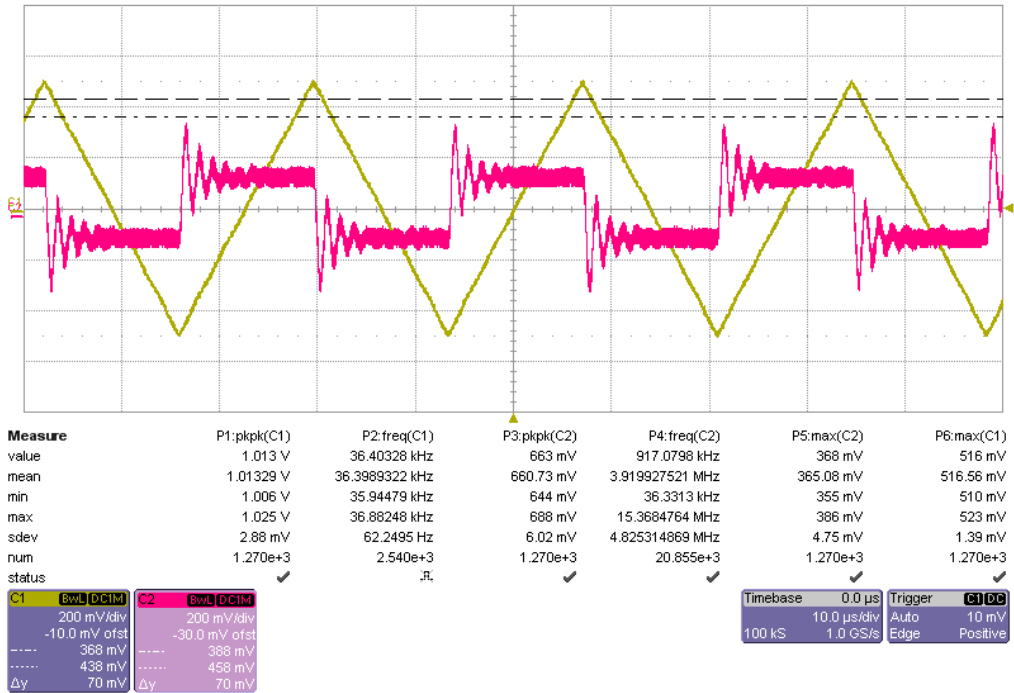
Şekil 3.41 : AD844 tümleşik devreleri ile hazırlanmış deney düzeneği

Eşdeğer bobin empedansı genliği $L_{eq} \cong 1.422\text{mH}$ olarak hesaplanmıştır. Sentetik bobin benzetim devresinin frekans ile empedans genliği değişimi Şekil 3.42’de verilmiştir. Bobin benzetim devresinin girişine tepeden tepeye 1V değerinde olan üçgen sinyal uygulanmıştır.

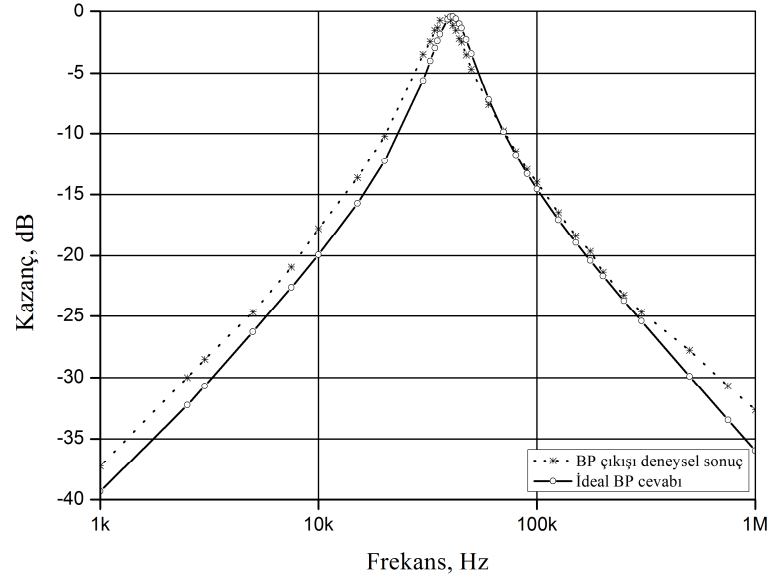
Şekil 3.41’de verilmiş olan devreye uygulanan üçgen giriş sinyaline karşılık sentetik bobin benzetim devresi üzerindeki gerilim düşümü sinyali Şekil 3.43’te verilmiştir. AD844 tümleşik devreleri ile oluşturulan sentetik bobin benzetim devresi Şekil 3.38’de görülen VM pasif filtre devresindeki pasif bobin elemanı ile yer değiştirilmiş, $R_f = 1\text{k}\Omega$ ve $C_f = 10\text{nF}$ olarak seçilmiştir. Oluşan BP filtre devresinin frekansa göre kazanç değişim grafiği Şekil 3.44’te gösterilmiştir. $Q \cong 2.65$ ve $f_0 \cong 42.2\text{kHz}$ olarak hesaplanmıştır.



Şekil 3.42 : Frekansa göre sentetik bobin empedansı genlik değişimi



Şekil 3.43 : Sentetik bobin benzetim devresine uygulanan üçgen giriş sinyaline karşılık bobin üzerindeki gerilim düşümü



Şekil 3.44 : Filtre devresi için hazırlanan deney düzeneğinin BP cevabı

Şekil 3.36'da verilmiş olan GI devresi için mevcut çalışmalar ile karşılaştırma, avantaj ve dezavantajlar şu şekilde özetlenebilir:

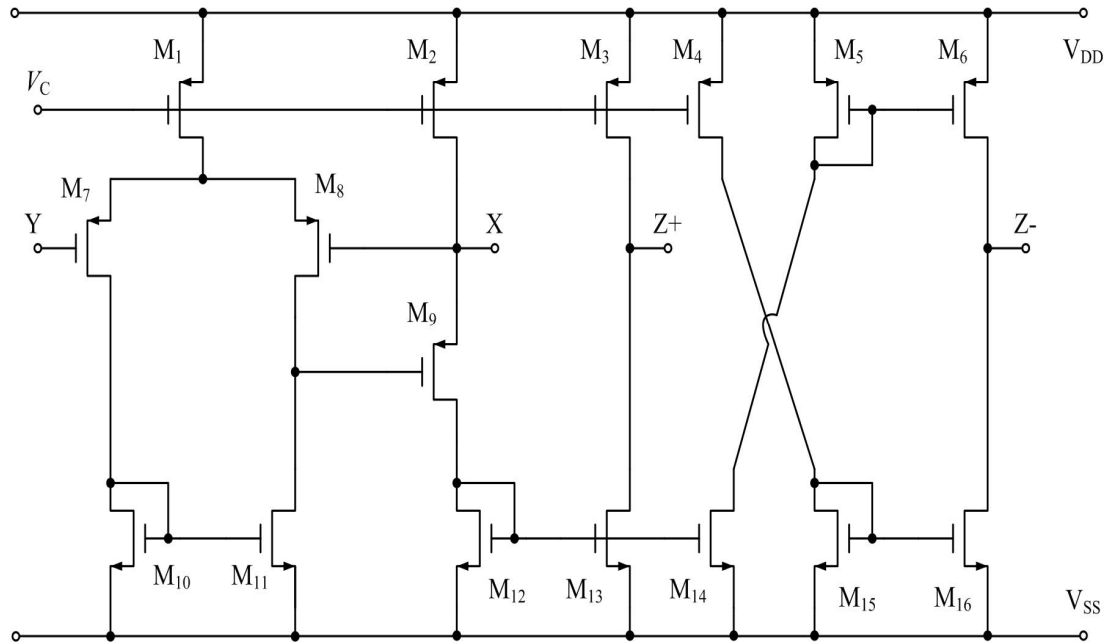
- [109, 112, 114, 147, 148]'de verilmiş olan devreler daha fazla sayıda aktif eleman içermektedir.
- [114]'te verilmiş olan GI devresi bir ucu topraklı tip kondansatör içermektedir. Şekil 3.36'daki devrede kullanılan kondansatör yüzen tip yapıda olmasına rağmen, daha az sayıda aktif devre elemanı içermekte ve harici olarak elemanların uçlarına bağlı direnç elemanı içermemektedir.
- [109]'da verilmiş olan devre 0.5 μ m CMOS teknolojisine göre, [147]'de verilmiş olan devre 0.35 μ m CMOS teknolojisine göre incelenmesine rağmen, Şekil 3.36'da verilmiş olan devre 0.13 μ m IBM teknolojisine göre incelenmiştir.
- Şekil 3.36'daki sentetik bobin devresi, Şekil 3.38'de verilmiş olan VM filtre devresindeki pasif L devre elemanı ile yer değiştirilerek gerçekleştirilen benzetimler doğrultusunda giriş gerilimi sinyal genliğinin 550mV olmasına karşın, meydana gelen THD değerinin %4'ü geçmediği gözlenmiştir.

- Şekil 3.36’da verilmiş olan devre UGC’ler kullanılarak tasarlandığı için basit bir yapıya sahiptir.
- Şekil 3.36’da verilmiş olan devre, [114]’te verilmiş olan GI devresi gibi yalnızca iki adet AD844 tümleşik devresi kullanılarak oluşturulabilir.
- [109]’da verilmiş olan devrede dijital olarak kontrol için R2R merdiven yapı olarak adlandırılan kontrol ünitesi kullanılmıştır. [147]’de ise kontrol ünitesi olarak CDN kullanılmış ve bu yapı CF içyapısı ile birleştirilerek DCCF yapısı oluşturulmuştur. Bu kontrol yapıları devrelerin dijital olarak kontrol edilebilirliğini sağlarken devre yapısını karmaşık bir hale getirmektedir. Şekil 3.36’da verilmiş olan devre ise V_C kontrol gerilimi ile basit bir şekilde elektronik olarak kontrol edilebilmektedir.

3.5 Kayıpsız Yüzen Tip Bobin Benzetim Devresi

3.5.1 Teorik Bilgi

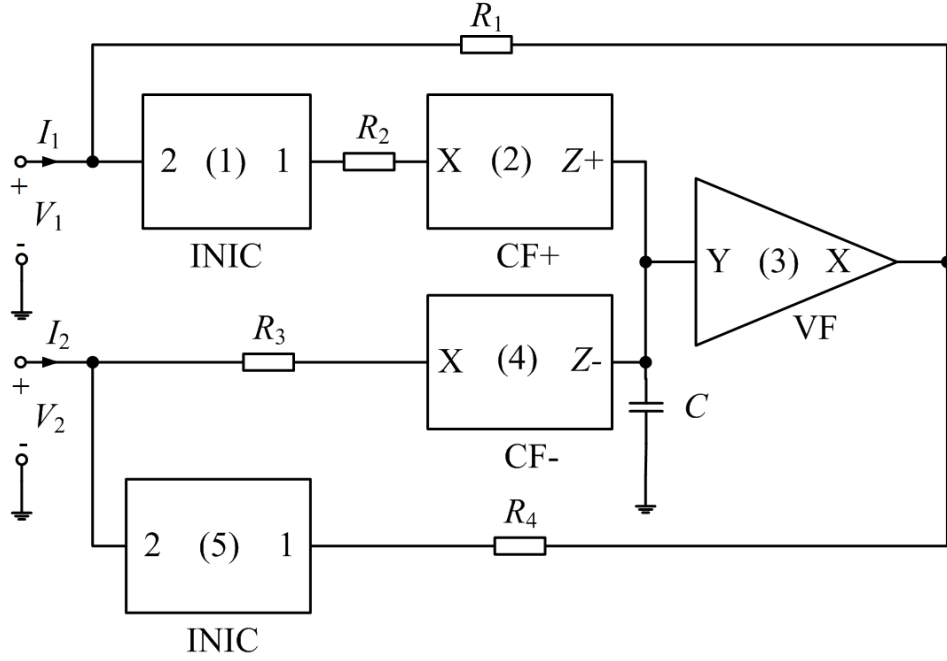
Tasarlanan devre için kullanılan içyapı Şekil 3.45’te ve transistor boyutları, standart 0.25µm CMOS teknolojisine göre Tablo 3.5’te verilmiştir. Bir tane CF+, bir tane CF-, bir tane VF, iki tane INIC, dört tane direnç ve bir tane bir ucu toprağa bağlı kondansatör kullanılarak tasarlanmış olan devre Şekil 3.46’da verilmiştir.



Şekil 3.45 : Bobin benzetim devresinde kullanılan CCII içyapısı [145]

Tablo 3.5 : Şekil 3.45’te verilmiş içyapıda kullanılan transistörlerin boyutları

	Transistörler	W(µm)	L(µm)
PMOS	M ₁ - M ₈	47.5	0.5
	M ₉	116	0.5
NMOS	M ₁₀ - M ₁₆	6	0.5



Şekil 3.46 : Kayıpsız FI benzetim devresi

İdeal şartlarda kısa devre admitans matrisi (3.47)’de verildiği gibidir.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} + \frac{1}{sCR_1R_2} & -\frac{1}{sCR_1R_3} \\ -\frac{1}{sCR_2R_4} & \frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_4} + \frac{1}{sCR_3R_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Eğer $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ olarak seçilirse (3.48)'deki denklem elde edilir.

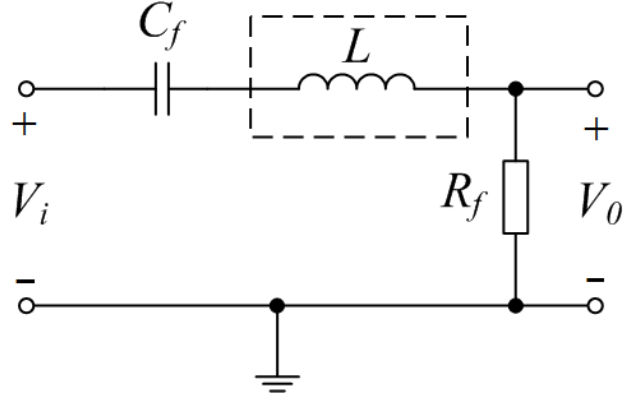
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{sCR^2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

İdeal olmayan şartlar altında kısa devre admitans matrisi (3.49)'de verildiği gibidir.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} - \frac{\alpha_1\beta_1}{R_2} + \frac{\alpha_2\beta_1\beta_3}{sCR_1R_2} & -\frac{\beta_3\gamma_4}{sCR_1R_3} \\ -\frac{\alpha_2\alpha_5\beta_1\beta_3}{sCR_2R_4} & \frac{1}{R_3} - \frac{\alpha_5\beta_5}{R_4} + \frac{\alpha_5\beta_3\gamma_4}{sCR_3R_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

3.5.2 Benzetim Sonuçları

Benzetimlerde, pasif devre eleman değerleri $R_1=R_2=R_3=R_4=1k\Omega$, $R_f=1k\Omega$, $C=100pF$ ve $C_f=100pF$. Ayrıca besleme gerilimleri $V_{DD} = -V_{SS} = 1.25V$ ve kontrol gerilimi $V_C=393mV$ olarak ayarlanmıştır. Bu veriler ışığında elde edilen sentetik bobin değeri yaklaşık $L = 0.1mH$ 'dir. Şekil 3.46'da verilmiş olan bobin benzetim devresi için frekansa göre faz ve empedans genliği değişim grafiği Şekil 3.48'de, bobin girişine uygulanan üçgen sinyal için zamana göre bobin üzerine düşen gerilim değişimi Şekil 3.49'da verilmiştir. Seri R-L-C pasif BP filtre devresi Şekil 3.47'de verilmiştir. Bu filtre devresinde yer alan pasif bobin elemanı ile Şekil 3.46'da verilmiş olan sentetik bobin benzetim devresi yer değiştirilmiş ve Şekil 3.50'de görüldüğü gibi VM BP filtre karakteristiği grafiksel olarak elde edilmiştir. VM BP filtre girişine uygulanan 50mV genlikli sinüzoidal giriş sinyaline karşılık filtre çıkışından elde edilen çıkış sinyali Şekil 3.51'de görülmektedir.



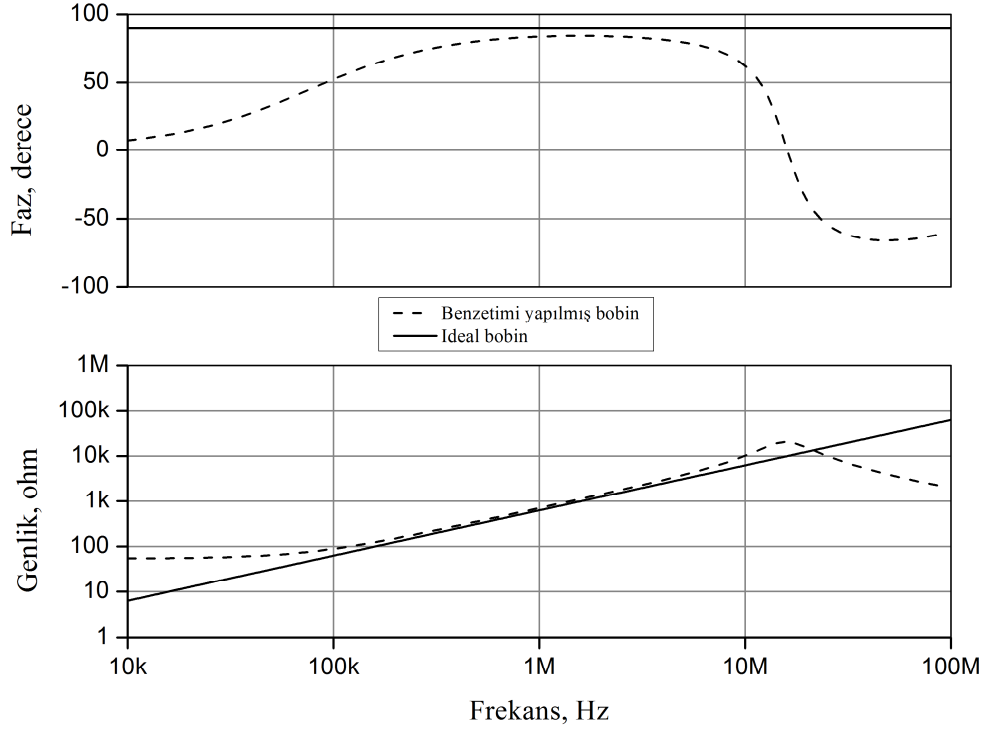
Şekil 3.47 : Seri R-L-C pasif BP filtre devresi

Şekil 3.47’de verilmiş olan devrenin BP filtre transfer fonksiyonu, Q değeri, ω_0 değeri sırasıyla (3.50), (3.51) ve (3.52)’de verilmiştir. Şekil 3.47’de verilmiş olan BP filtre devresi çıkışı için çıkış gürültüsü ve giriş gürültüsü Şekil 3.52’de, filtre giriş sinyali genliğine göre THD değişimi Şekil 3.53’te verilmiştir. VM BP filtre çıkışı için MC benzetimi FI devresinde yer alan C kondansatör değeri üzerinde %10’luk tekdüze sapma uygulayarak gerçekleştirilmiş ve grafiksel sonuçlar frekansa göre bant genişliği ve rezonans frekansı değişimi biçiminde Şekil 3.54’te verilmiştir. $Q \cong 1$ ve $R_f = 1\text{k}\Omega$ iken giriş sinyali $f_0 = 1.59\text{MHz}$ sinüzoidal tepeden tepeye 25mV ve 50mV olarak ayarlanmış ve FFT analizi grafiksel olarak Şekil 3.55’te verilmiştir.

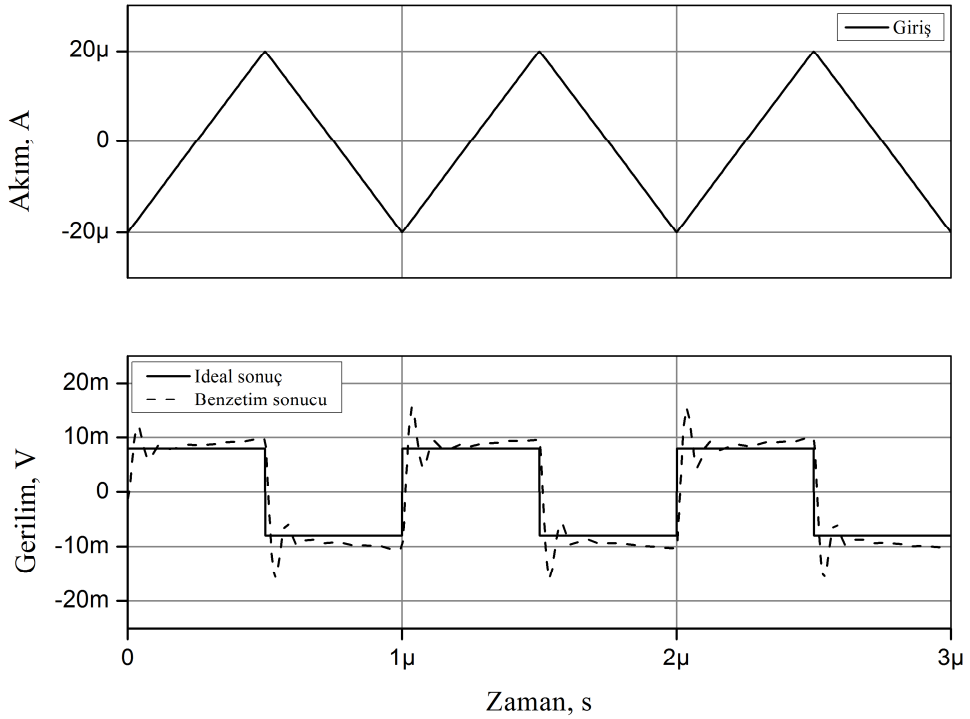
$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{sR_f / L}{s^2 + sR_f / L + 1 / LC_f} \quad (3.50)$$

$$Q = \frac{1}{R_f} \sqrt{\frac{L}{C_f}} \quad (3.51)$$

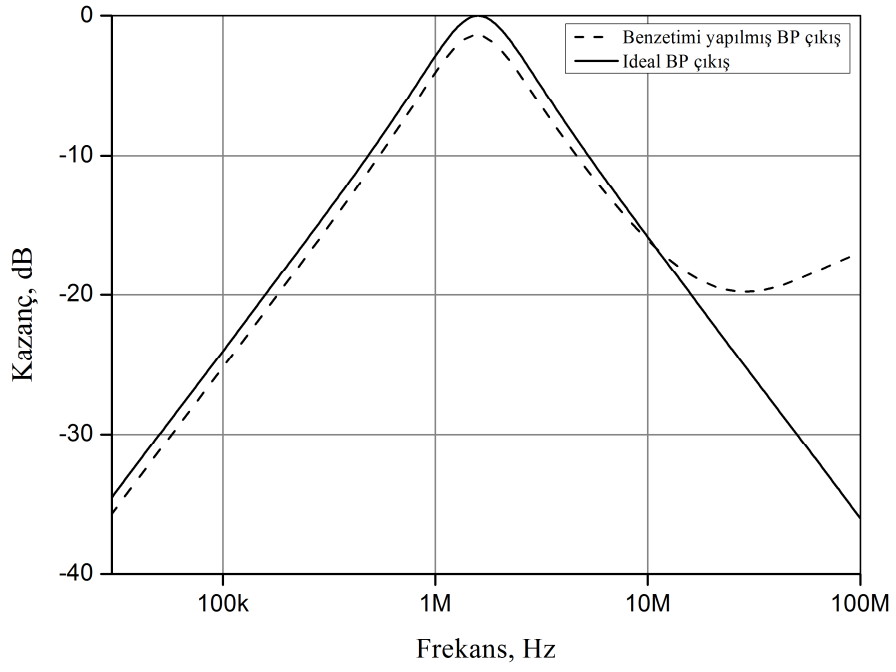
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_f}} \quad (3.52)$$



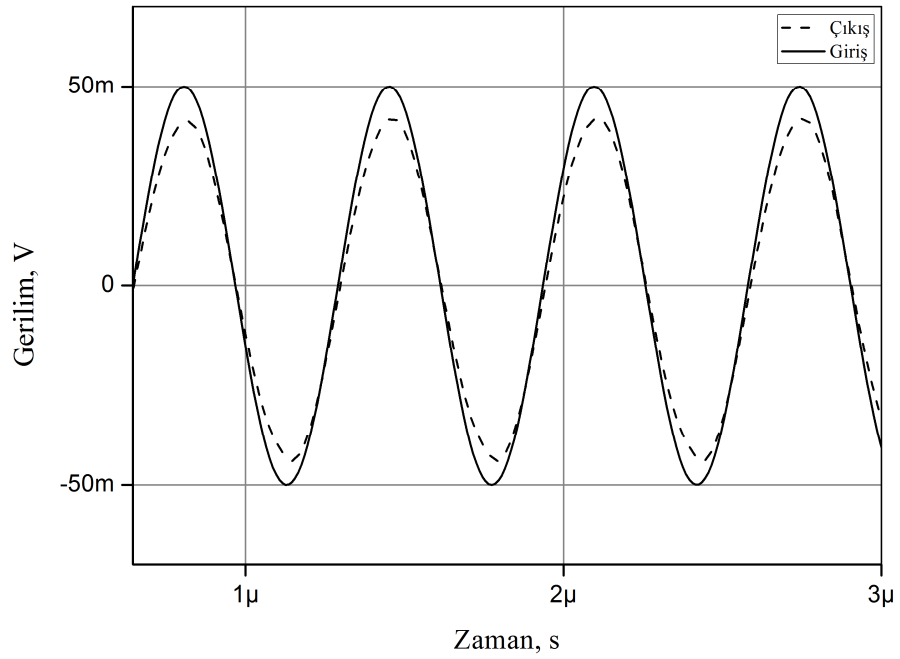
Şekil 3.48 : Şekil 3.46’da verilmiş olan bobin benzetim devresinin frekansa göre empedansın faz ve genlik cevabı



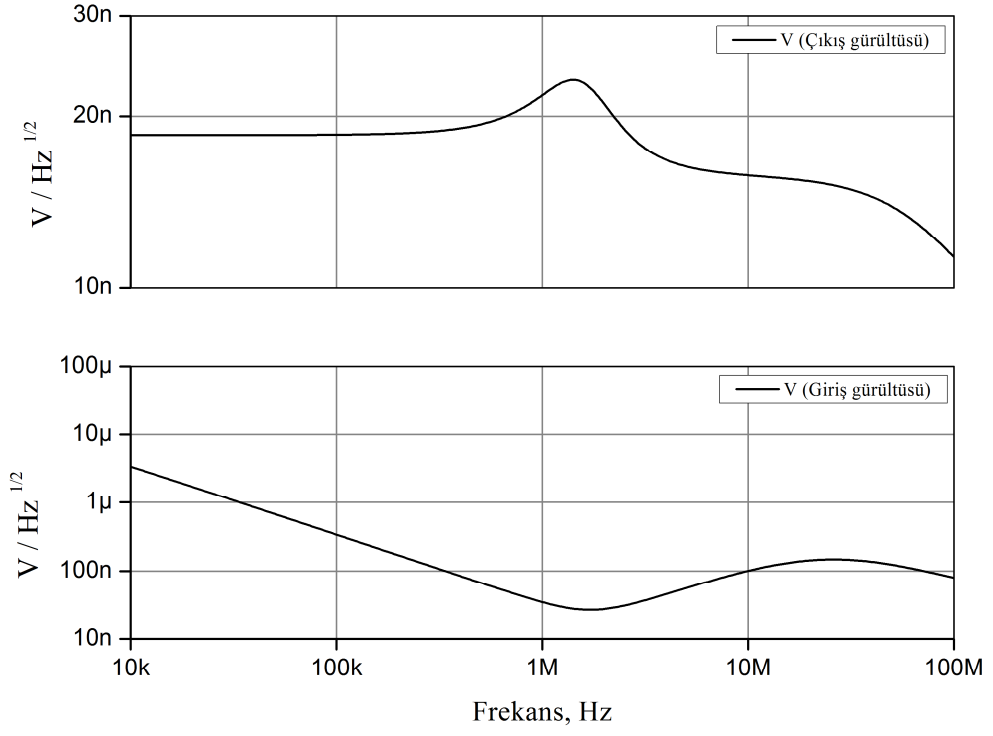
Şekil 3.49 : Şekil 3.46’da verilmiş olan bobin benzetim devresine uygulanan üçgen giriş sinyaline göre bobin üzerine düşen gerilim değişimi



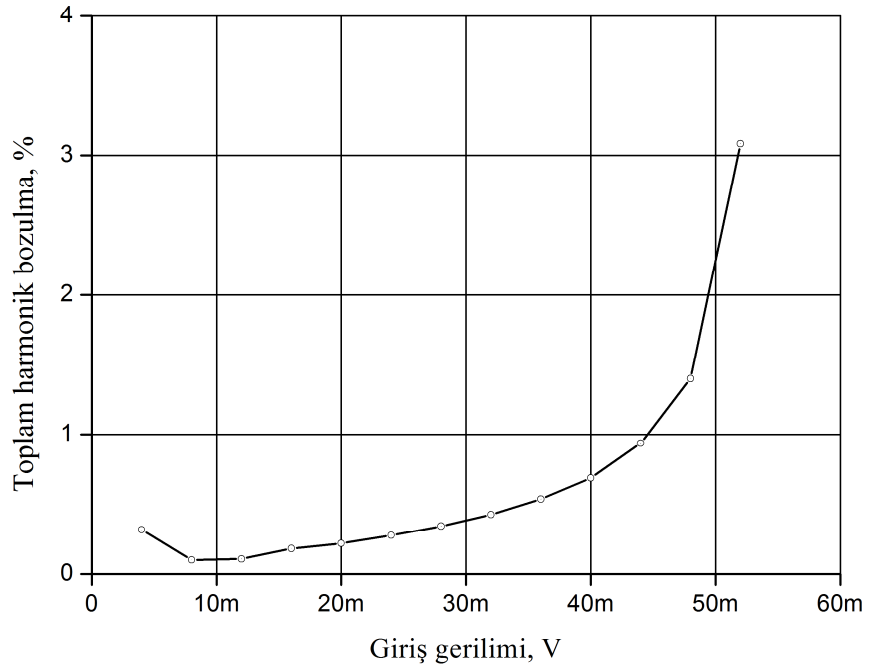
Şekil 3.50 : VM BP filtre için frekansa göre kazanç değişimi



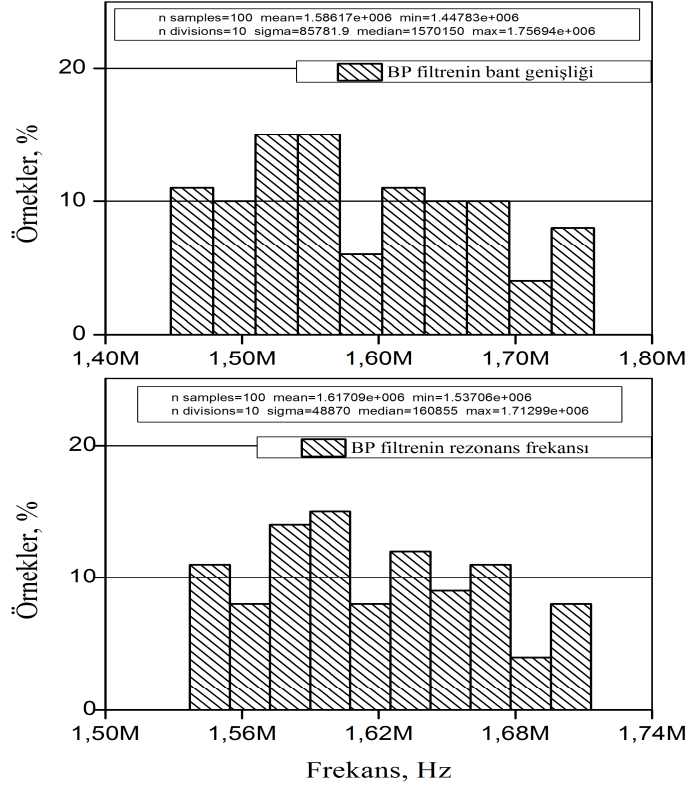
Şekil 3.51 : VM BP filtrenin zaman-ortamı cevabı



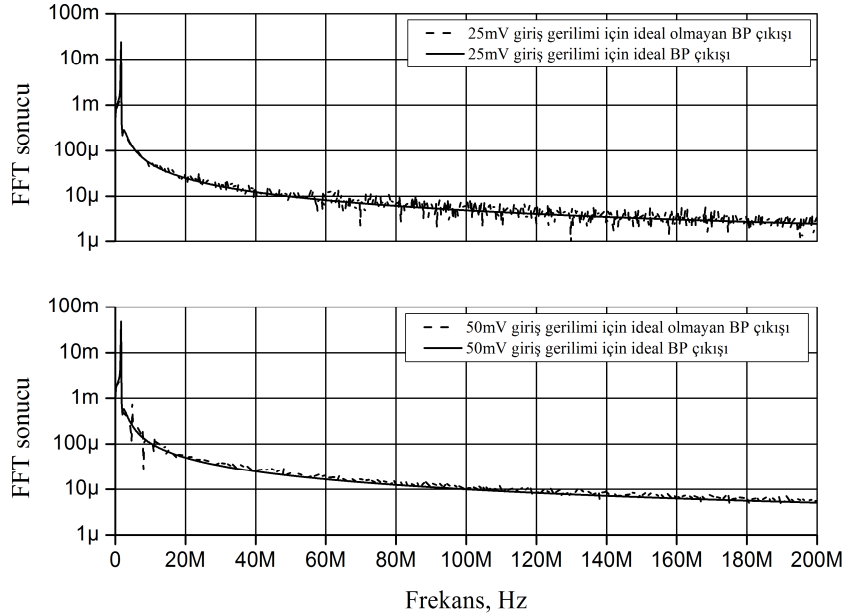
Şekil 3.52 : VM BP filtre için frekansa göre gürültü değişimi



Şekil 3.53 : VM BP filtre için giriş sinyaline göre THD



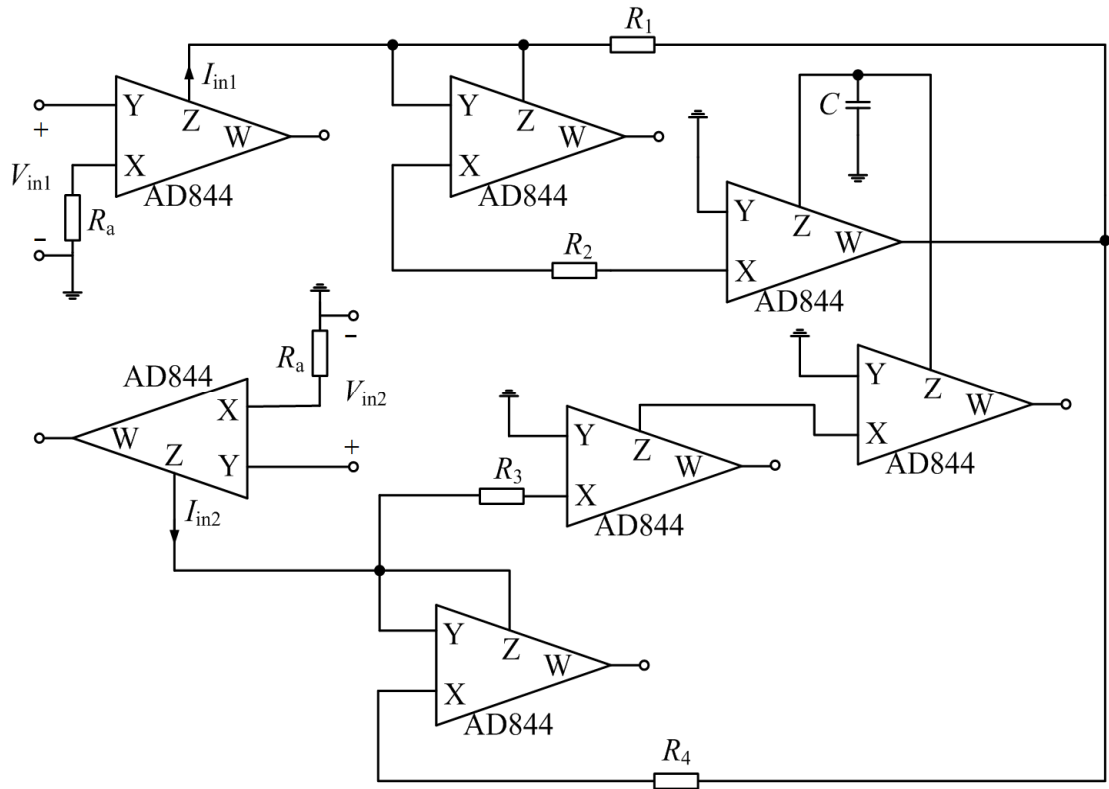
Şekil 3.54 : VM BP filtre için Monte Carlo analizi sonucu



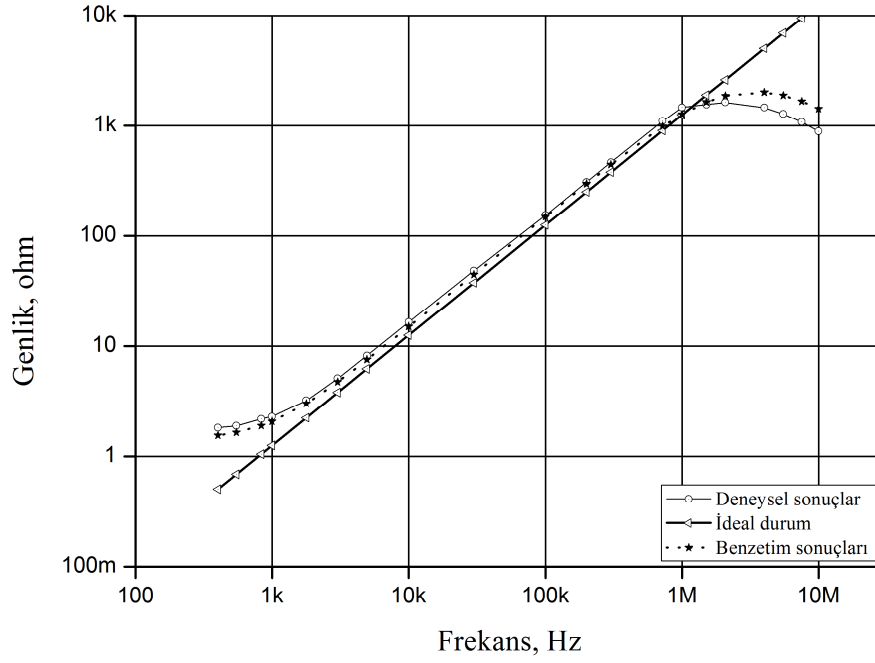
Şekil 3.55 : VM BP filtre girişine uygulanan gerilim değerlerine göre FFT sonucu

3.5.3 Deneysel Sonuçlar

Şekil 3.46’da gösterilen FI devresi deney düzeneği Şekil 3.56’da verilmiştir. NIC, CF ve VF aktif devre elemanlarını elde edebilmek için 60MHz AD844 monolitik OA’lar kullanılmıştır. Deney düzeneğinde yer alan pasif devre elemanları ve değerleri şu şekildedir: $C=100\text{pF}$ ve $R_1=R_2=R_3=R_4=R_a=1\text{k}\Omega$. AD844 tümleşik devrelerinin pozitif ve negatif besleme gerilimleri $V_{DD} = -V_{SS} = 12\text{V}$ olarak ayarlanmıştır. FI devresi için maksimum giriş sinyal genliği $V_{in\text{max}} = 1\text{V}$. Deney yapılırken ilk olarak V_{in2} girişi toprağa bağlanmıştır ve yapılan ölçümler sonucu elde edilen frekansa göre empedans genliği değişimi Şekil 3.57’de verilmiştir.



Şekil 3.56 : Şekil 3.46’da verilmiş olan devre için deney düzeneği



Şekil 3.57 : Deney düzeneği oluşturulmuş devrenin frekansa göre empedans genliği değişimi

Şekil 3.46'da verilmiş olan FI devresi için mevcut çalışmalar ile karşılaştırma, avantaj ve dezavantajlar şu şekilde özetlenebilir:

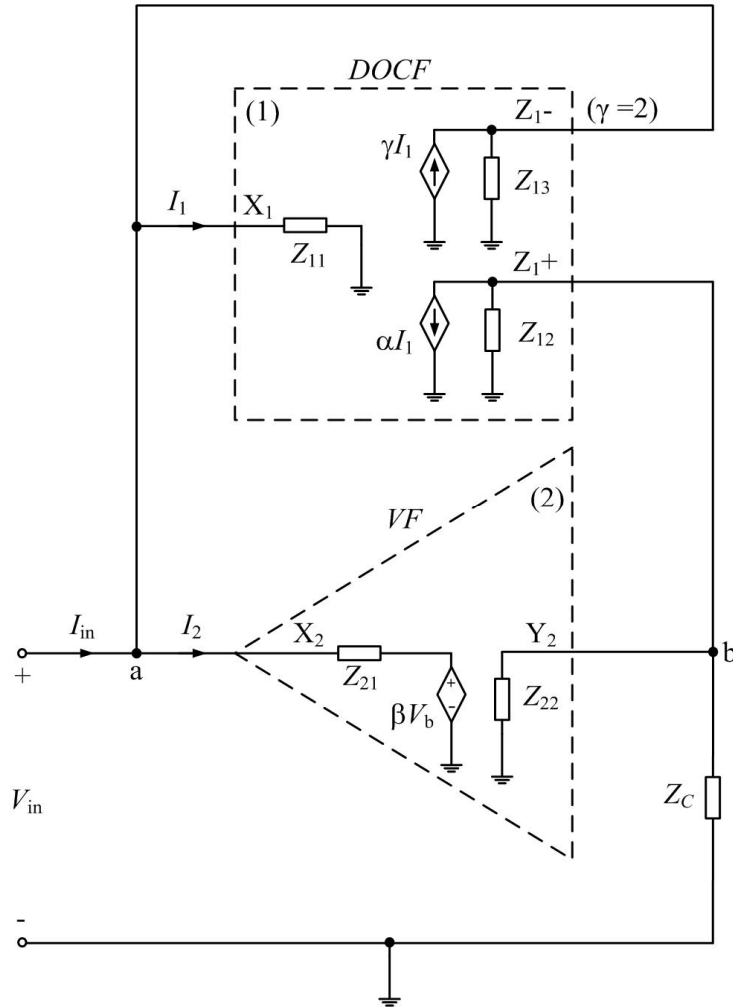
- [10]'da verilmiş olan FI devresi dört tane CCII ve dört tane pasif devre elemanı kullanılarak tasarlanmıştır, ancak iki tane yüzen tip kondansatör içermektedir.
- [59]'da verilmiş olan FI devresi altı tane CCII kullanılarak tasarlanmıştır ve pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmaktadır.
- [25]'te verilmiş olan FI devresi dört adet CCII, dört adet bir ucu topraklı tip direnç ve bir adet bir ucu topraklı tip kondansatör kullanılarak tasarlanmıştır. Pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmaktadır.
- [78]'de verilmiş olan FI devreleri yüzen tip kondansatör içermektedir.
- [66]'da verilmiş olan FI devresi, iki tane NIC ve minimum sayıda pasif devre elemanı ile tasarlanmıştır. Bu devre kayıplı tip FI devresidir, pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmaktadır ve yüzen tip kondansatör elemanı içermektedir.

- Şekil 3.46’da verilmiş olan devre iki uçlu elemanlar ile gerçekleştirildiği için basit bir yapıya sahiptir. İki tane INIC, bir tane VF, bir tane CF+ ve bir tane CF- olmak üzere toplam beş tane aktif eleman kullanılmıştır. Pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmaktadır. Pasif devre elemanı eşleştirmesi yapılmadığı durumda π -devresi [122, 154] olarak bilinen devre yapısına dönüşmektedir.
- Şekil 3.46’da verilmiş olan devrenin X uçlarına seri olarak bağlı bir kondansatör olmadığı için yüksek frekanslarda çalışabilir. Düşük THD ve düşük gürültü değerlerine sahiptir. Tasarımda kullanılan kondansatör, bir ucu topraklı tip kondansatör olduğu için tümleşik devre fabrikasyonu için ideal bir yapıya sahiptir.

3.6 Bir Ucu Topraklı Tip Bobin Benzetim Devresi ve İçyapısı

3.6.1 Teorik Bilgi

Şekil 3.58’de verilmiş olan yalnızca bir tane DOCF ve bir tane VF kullanılarak tasarlanabilecek kayıpsız bir sentetik bobin benzetim devresini sağlayabilecek Şekil 3.59’da belirtildiği gibi bir içyapı tasarımı yapılmış ve içyapı için transistor boyutları, standart $0.25\mu\text{m}$ CMOS teknolojisine göre Tablo 3.6’da verilmiştir. Şekil 3.58’deki devrede DOCF’nin X ucu için parazitik empedansı Z_{11} , VF’nin X ucu için parazitik empedansı Z_{21} , DOCF’nin Z_{1-} ucu için parazitik empedansı Z_{13} ve harici olarak Z_{1+} ve Y_2 uçlarının birleşimine bağlanan bir ucu toprağa bağlı C kondansatörü ile bu uçların parazitik empedanslarının oluşturduğu eşdeğer empedansı Z_4 ’dür. Giriş empedansı Z_{in} ideal olmayan akım ve gerilim kazançları dahil edilerek (3.53)’te belirtilmiştir.

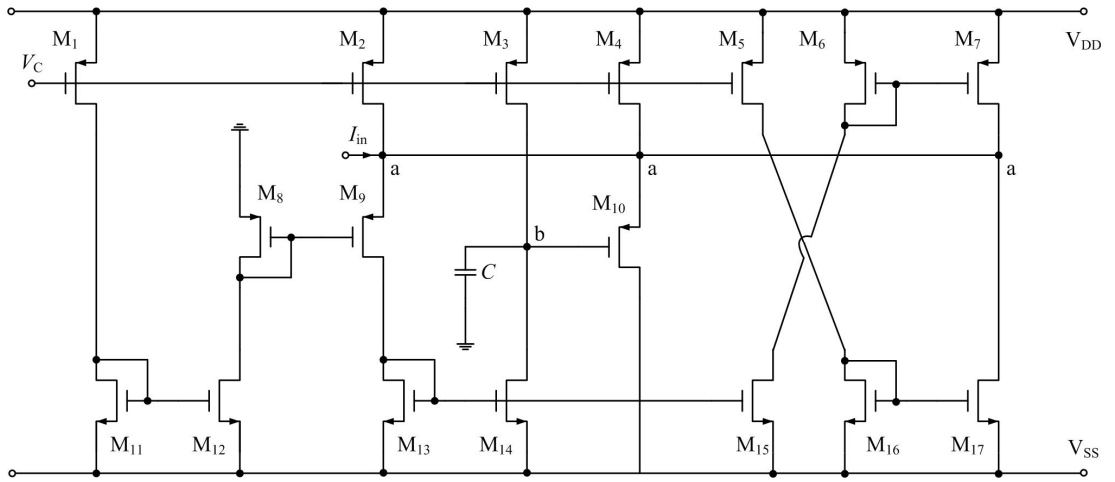


Şekil 3.58 : DOCF ve VF blokları kullanarak tasarlanan kayıpsız bobin devresi

$$Z_{in} = \frac{Z_{11}Z_{21}Z_{13}}{Z_{11}Z_{21} + Z_{11}Z_{13} + Z_{21}Z_{13}(1-\gamma) + \alpha\beta Z_{13}Z_4} \quad (3.53)$$

İdeal şartlarda Şekil 3.58’de verilmiş olan devrede DOCF’nin Z_1 - ucu parazitik empedansı $Z_{13} \cong \infty$, VF’nin Y ucu parazitik empedansı $Z_{22} \cong \infty$ ve DOCF’nin Z_1+ ucu parazitik empedansı $Z_{12} \cong \infty$ dolayısıyla $Z_4 \cong 1/sC$ olacaktır. DOCF’nin X ucu empedansı ve VF’nin X ucu empedansı birbirine eşit $Z_{11}=Z_{21}$, $\alpha = \beta = 1$ ve $\gamma = 2$ iken (3.53)’teki denklemden (3.54)’te verilmiş olan denklem elde edilir.

$$Z_{in} = \frac{Z_{11}Z_{21}}{Z_4} \quad (3.54)$$



Şekil 3.59 : Şekil 3.58’de blok devresi verilmiş olan bobinin içyapısı

Tablo 3.6 : Şekil 3.59’da verilmiş içyapıda kullanılan transistörlerin boyutları

	Transistörler	W(µm)	L(µm)
PMOS	M ₁ – M ₆	12.5	0.5
	M ₈ – M ₁₀	12.5	0.5
	M ₇	25	0.5
NMOS	M ₁₁ – M ₁₆	2.5	0.5
	M ₁₇	5	0.5

Şekil 3.59’da belirtilmiş olan bobin içyapısındaki transistörlerden M_4 ve M_{10} basit bir VF, diğer transistörlerde (M_1 - M_3 , M_5 - M_9 , M_{11} - M_{17}) Fabre’nin trans lineer akım kontrollü CCII yapısı [36] baz alınarak tasarlanmış bir CF yapısıdır. Şekil 3.58’de verilmiş olan bobin benzetim devresindeki parazitik empedansların eşdeğerleri;

DOCF’nin X ucu parazitik empedansı (3.55)’te

$$Z_{11} \cong R_{X_1} \quad (3.55)$$

DOCF’nin Z- ucu parazitik empedansı (3.56)’da

$$Z_{13} = R_{Z_1^-} // \frac{1}{sC_{Z_1^-}} \quad (3.56)$$

DOCF’nin Z+ ucu parazitik empedansı (3.57)’de

$$Z_{12} = R_{Z_1^+} // \frac{1}{sC_{Z_1^+}} \quad (3.57)$$

VF’nin X ucu parazitik empedansı (3.58)’de

$$Z_{21} \cong R_{X_2} \quad (3.58)$$

VF’nin Y ucu parazitik empedansı (3.59)’da

$$Z_{22} = \frac{1}{sC_{Y_2}} \quad (3.59)$$

VF’nin Y ucu ile DOCF’nin Z+ ucunun birleşim noktasına bağlanan kondansatörün empedansı (3.60)’da

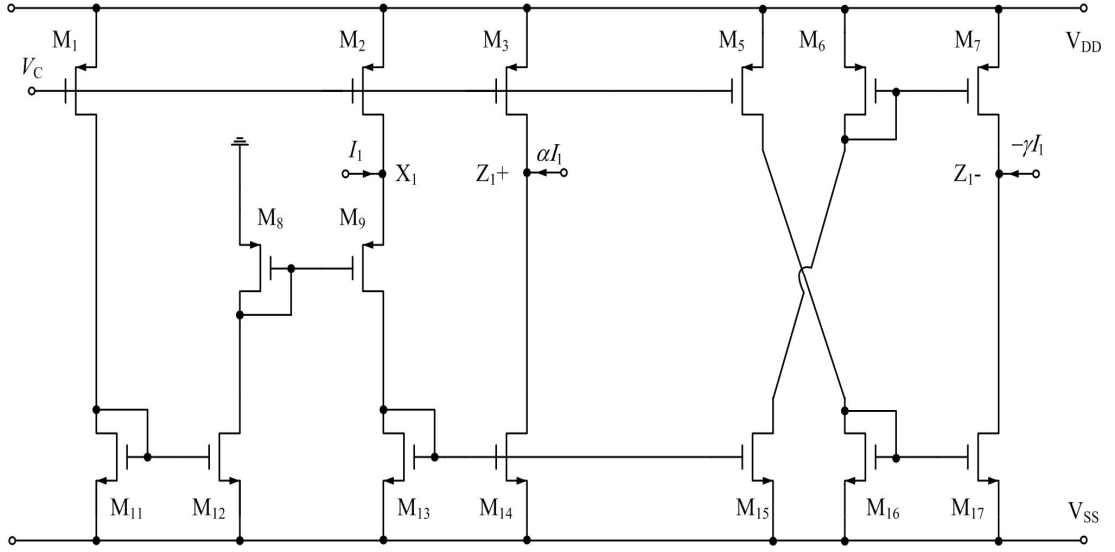
$$Z_C = \frac{1}{sC} \quad (3.60)$$

VF’nin Y ucu, DOCF’nin Z+ ucu ve Z_C empedanslarının eşdeğeri (3.61)’ de belirtilmiştir.

$$Z_4 = Z_{12} // Z_{22} // Z_C \quad (3.61)$$

Şekil 3.59’daki bobin içyapısı, DOCF ve VF olmak üzere iki gruba ayrılarak Şekil 3.60’da DOCF içyapısı, Şekil 3.61’de ise VF içyapısı gösterilmiştir. PMOS transistörler P, NMOS transistörler N harfleri ile ifade edilerek, transistörlerin giriş geçiş iletkenlikleri $g_{m1} \cong \dots \cong g_{m6} \cong g_{mP}$, $g_{m7} \cong 2g_{mP}$, $g_{m8} \cong \dots \cong g_{m10} \cong g_{mP}$, $g_{m11} \cong \dots \cong g_{m16} \cong g_{mN}$, $g_{m17} \cong 2g_{mN}$ ve çıkış geçiş iletkenlikleri $g_{ds1} \cong \dots \cong g_{ds6} \cong g_{dsP}$,

$g_{ds7} \cong 2g_{dsP}$, $g_{ds8} \cong \dots \cong g_{ds10} \cong g_{dsP}$, $g_{ds11} \cong \dots \cong g_{ds16} \cong g_{dsN}$, $g_{ds17} \cong 2g_{dsN}$, NMOS ve PMOS transistorların giriş geçiş iletkenlikleri çıkış geçiş iletkenliklerinden çok büyük $g_{mN,P} \gg g_{dsN,P}$ olmak üzere; DOCF içyapısının X ucu parazitik empedansı Z_{11} , Z_+ ucu parazitik empedansı Z_{12} ve Z_- ucu parazitik empedansı Z_{13} , VF içyapısının X ucu parazitik empedansı Z_{21} ve Y ucu parazitik empedansı Z_{22} transistorların geçiş iletkenlikleri ve parazitik kapasite değerleri göz önünde bulundurularak (3.62) – (3.66) aralığında verildiği gibi hesaplanmıştır.

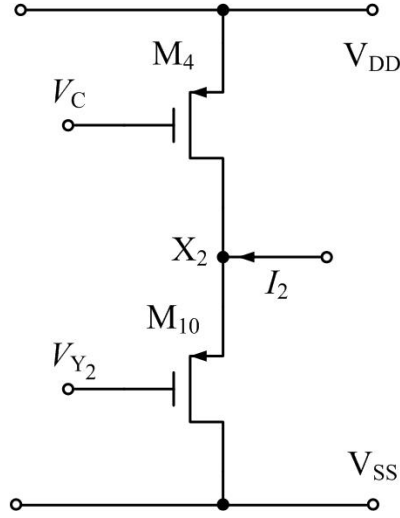


Şekil 3.60 : Şekil 3.58'deki bobinin DOCF blok içyapısı

$$Z_{11} \cong \frac{1}{g_{m_p}} \quad (3.62)$$

$$Z_{12} \cong \frac{1}{g_{ds_N} + g_{ds_P} + sC_{Z_+}} \quad (3.63)$$

$$Z_{13} \cong \frac{1}{2g_{ds_N} + 2g_{ds_P} + sC_{Z_-}} \quad (3.64)$$



Şekil 3.61 : Şekil 3.58'deki bobinin VF blok içyapısı

$$Z_{21} \cong \frac{1}{g_{m_p}} \quad (3.65)$$

$$Z_{22} = \frac{1}{sC_{Y_2}} \quad (3.66)$$

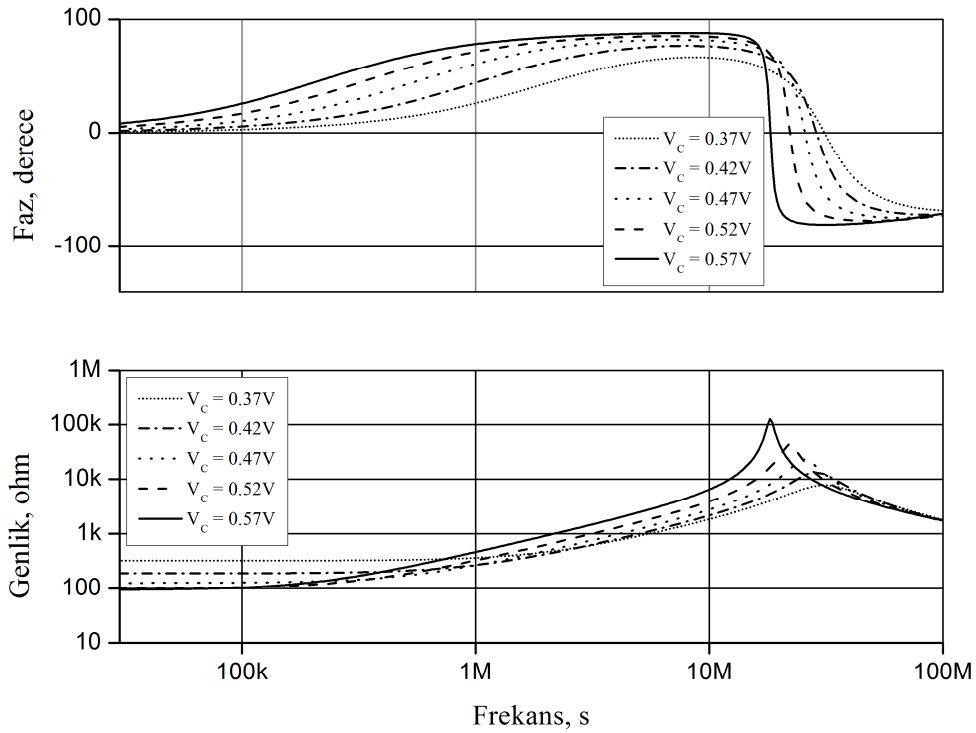
İdeal şartlarda Şekil 3.58'de verilmiş olan devrede; Z_4 empedansı yaklaşık olarak harici bağlanmış C kondansatörünün empedansına eşit olacağı için, $Z_1=Z_2 \cong R_X$ olacak biçimde seçildiğinde giriş empedansı $Z_{in}(s) \cong sC R_X^2$ elde edilir. Dolayısıyla devre kayıpsız bobin özelliği sergiler. Şekil 3.58 göz önünde bulundurulduğunda, NMOS ve PMOS transistorların giriş geçiş iletkenlikleri çıkış geçiş iletkenliklerinden çok büyük $g_{mN,P} \gg g_{dsN,P}$ olmak üzere Z_{in} yaklaşık olarak aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$R_X \cong \frac{1}{g_{m_p}} \quad (3.67)$$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = sC \left(\frac{1}{g_{m_p}} \right)^2$$

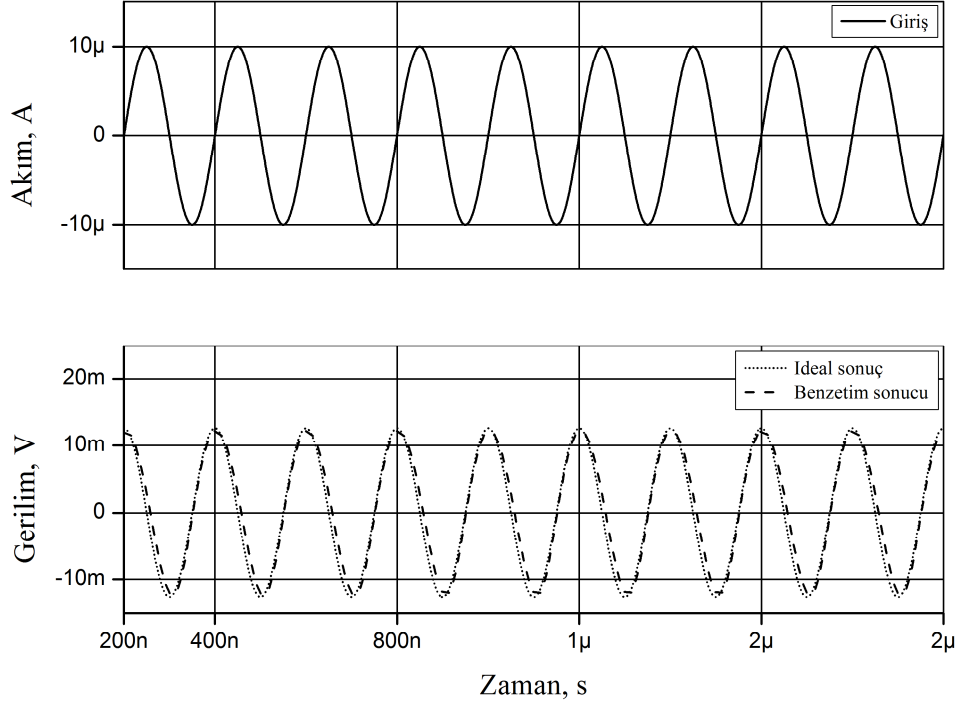
3.6.2 Benzetim Sonuçları

Benzetimlerde, kondansatör değeri $C = 5\text{pF}$, besleme gerilimleri $V_{DD} = -V_{SS} = 1.25\text{V}$ ve kontrol gerilimi $V_C = 0.37\text{V}$ ile $V_C = 0.57\text{V}$ aralığında ayarlanabilirken bu kontrol gerilimi değerlerinde elde edilen sentetik bobin değeri yaklaşık $29.2\mu\text{H}$ ile $75.6\mu\text{H}$ aralığında değişmektedir. Şekil 3.59’da verilmiş olan bobin benzetim devresi içyapısı için V_C gerilimleri hesaba katılarak elde edilmiş frekansa göre empedansın faz ve genlik değişimi Şekil 3.62’de verilmiştir.

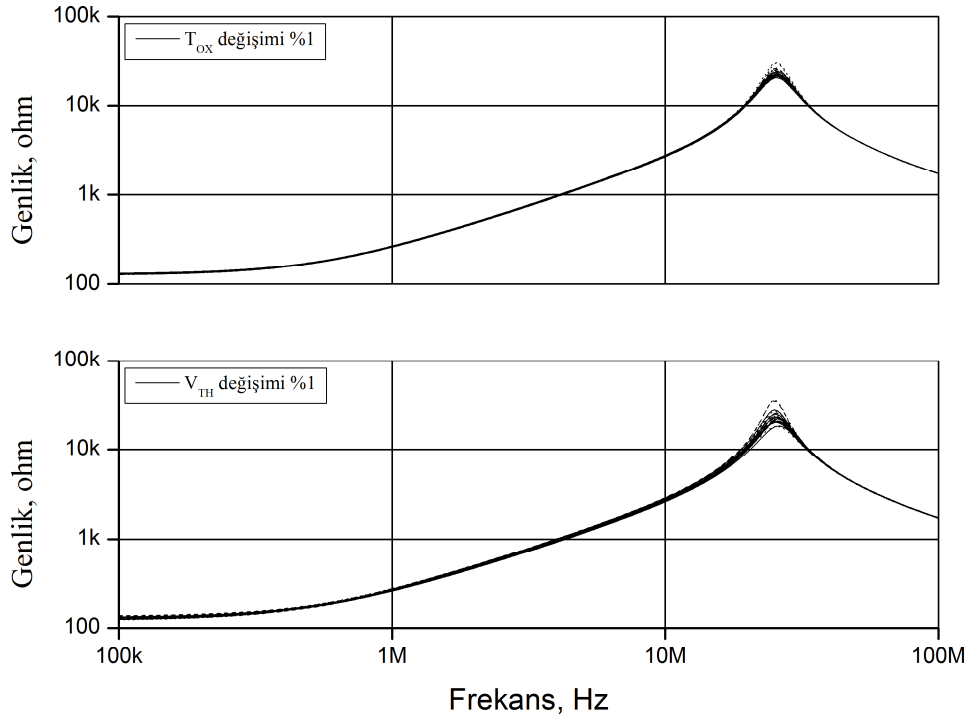


Şekil 3.62 : Şekil 3.59’da verilmiş sentetik bobin benzetim devresi için genlik ve faz değişimi

$V_C = 0.47\text{V}$ iken, $L \cong 40.2\mu\text{H}$ iken $f = 5\text{MHz}$ ’lik frekansa sahip $10\mu\text{A}$ ’lik sinüzoidal giriş sinyaline karşılık bobin cevabını içeren grafik Şekil 3.63’te verilmiştir. $V_C = 0.47\text{V}$ iken, $L \cong 40.2\mu\text{H}$ iken MOSFET parametrelerinden kapı oksit kalınlığı (TOX) ve eşik gerilimi (V_{TH0}) değerlerinde ayrı ayrı %1’lik tekdüze değişimin etkisini görmek için yapılan MC analizi sonuçları Şekil 3.64’te verilmiştir.

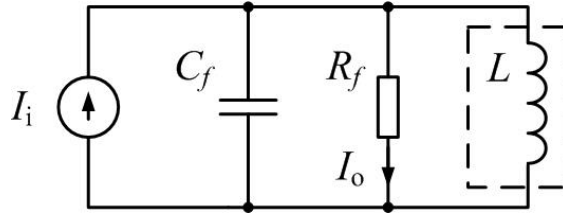


Şekil 3.63 : Şekil 3.59’da verilmiş sentetik bobin benzetim devresi için zamana göre gerilim düşümü değişimi



Şekil 3.64 : TOX ve VTH0 da meydana gelen değişimlere göre MC analizi

Şekil 3.65'te verilmiş olan Paralel R-L-C pasif filtre devresi üzerinde $R_f = 2.5k\Omega$, $C_f = 10pF$ seçilerek, L pasif bobin elemanı ile Şekil 3.58'de verilmiş olan sentetik bobin benzetim devresi yer değiştirilmiş ve Şekil 3.66'da görüldüğü gibi devredeki direnç elemanı üzerinden CM BP filtre karakteristiği grafiksel olarak elde edilmiştir. Bu devrenin BP filtre transfer fonksiyonu, ω_0 değeri ve Q değeri sırasıyla (3.68), (3.69), (3.70)'de verilmiştir. Ayrıca verilen değerlere göre Q değeri değişim aralığı $0.9 - 1.46$ ve f_0 değişim aralığı $5.62MHz - 9.33MHz$ olarak hesaplanmıştır.



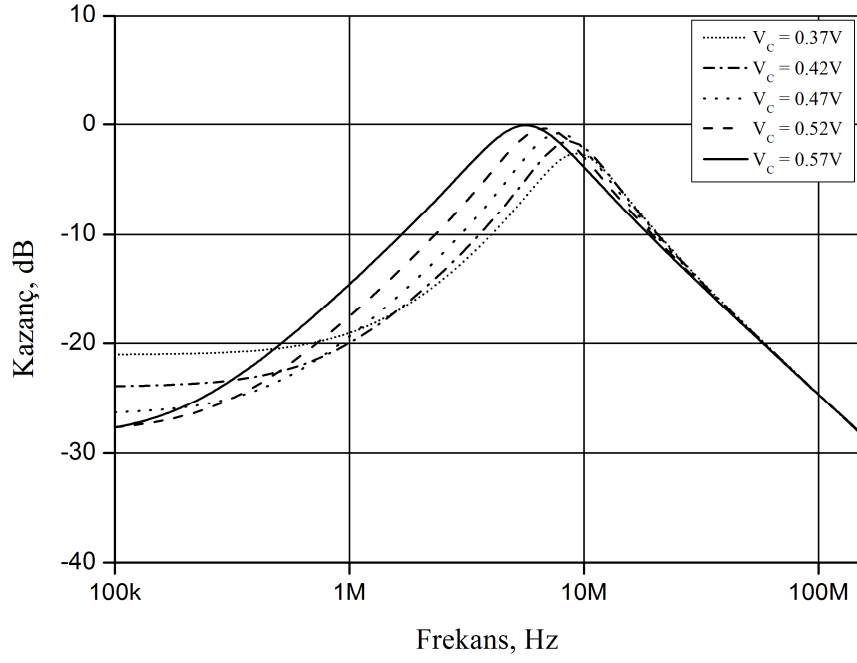
Şekil 3.65 : Paralel R-L-C pasif filtre devresi

$$\frac{I_o(s)}{I_i(s)} = \frac{s / C_f R_f}{s^2 + s / C_f R_f + 1 / LC_f} \quad (3.68)$$

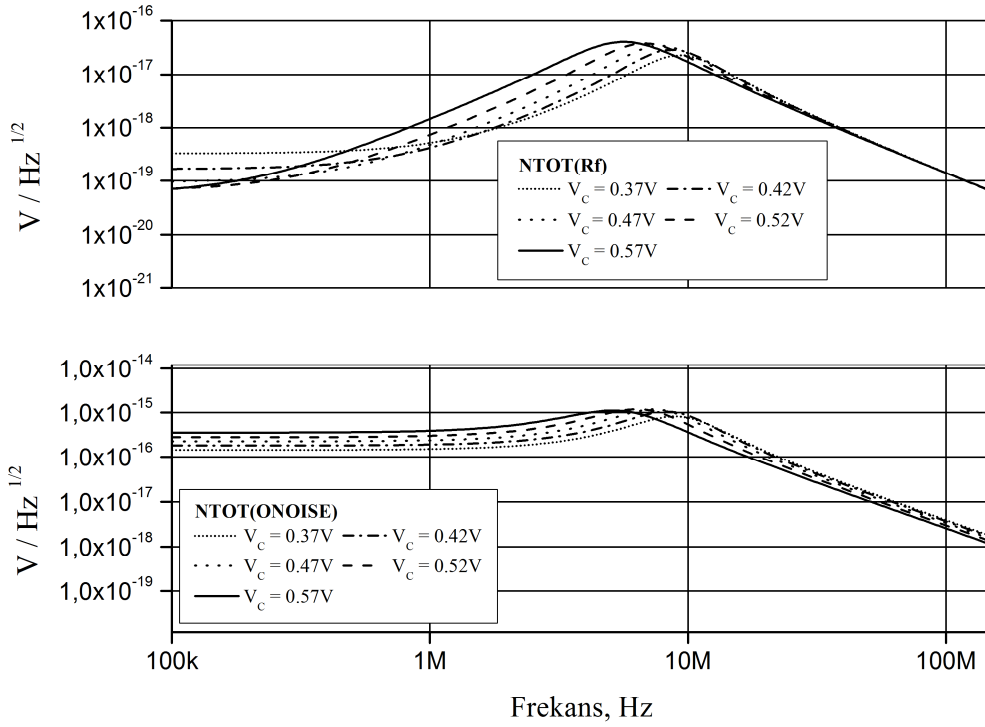
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_f}} \quad (3.69)$$

$$Q = R_f \sqrt{\frac{C_f}{L}} \quad (3.70)$$

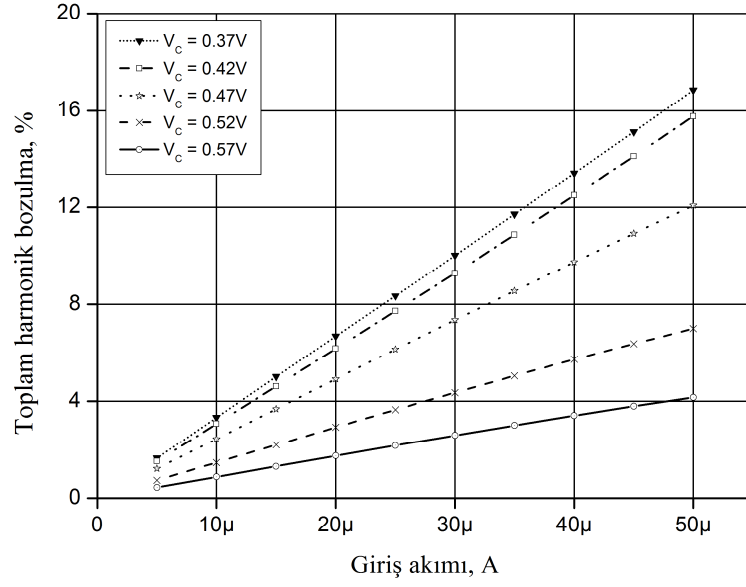
V_C değişimine göre CM BP filtre içerisinde yer alan R_f direnci üzerindeki toplam gürültü ve filtre devresinin bütününün toplam çıkış gürültüsü grafiği Şekil 3.67'de, giriş akımı ve kontrol gerilimine göre THD grafiği Şekil 3.68'de, kontrol gerilimi değişimine göre güç tüketimi değişimi Şekil 3.69'da verilmiştir. THD benzetimi yapılırken, uygulanan giriş akımı sinyal aralığı $5\mu A - 50\mu A$ olarak alınmış ve sürekli olmayan analiz $5\mu s$ 'ye kadar $0.25ns$ aralıklarla gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu bobin tasarımı için Şekil 3.67 – Şekil 3.69 aralığındaki grafiklere göre V_C gerilim değerinin artması; filtre devresinin R_f üzerindeki toplam gürültü değerini belirli bir frekansa kadar arttırırken bu frekans değerinden sonra azalttığı, ayrıca BP çıkışındaki THD değerini ve toplam güç tüketimi değerini de azalttığı söylenebilir.



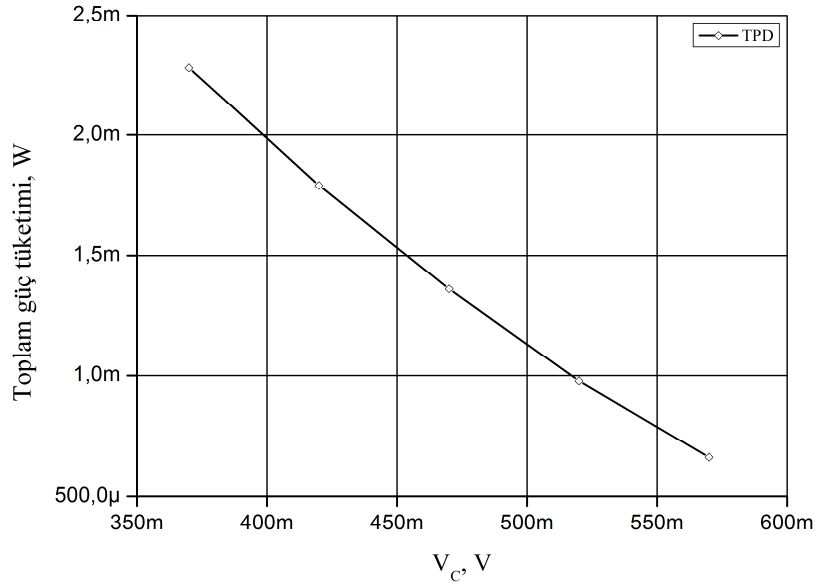
Şekil 3.66 : BP çıkış karakteristiği



Şekil 3.67 : Frekansa göre CM BP çıkışı için gürültü değeri ve devrenin bütünü için çıkış gürültüsü

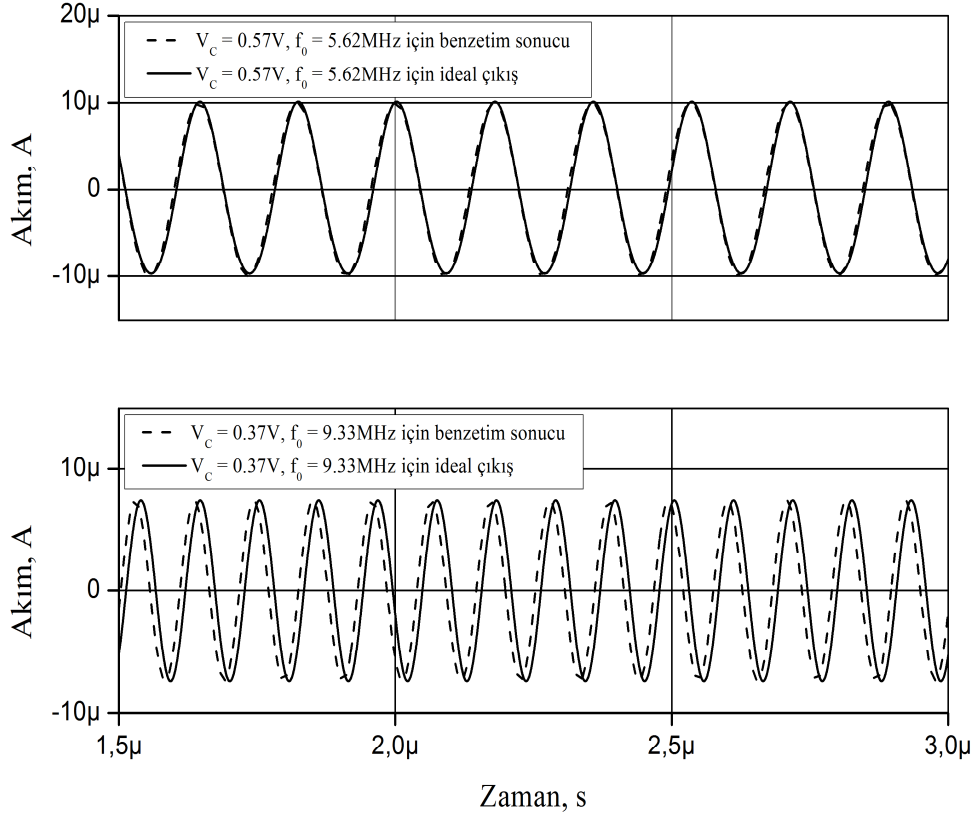


Şekil 3.68 : CM filtrenin BP çıkışı için THD değişimi



Şekil 3.69 : Kontrol gerilimine göre toplam güç tüketimi değişimi

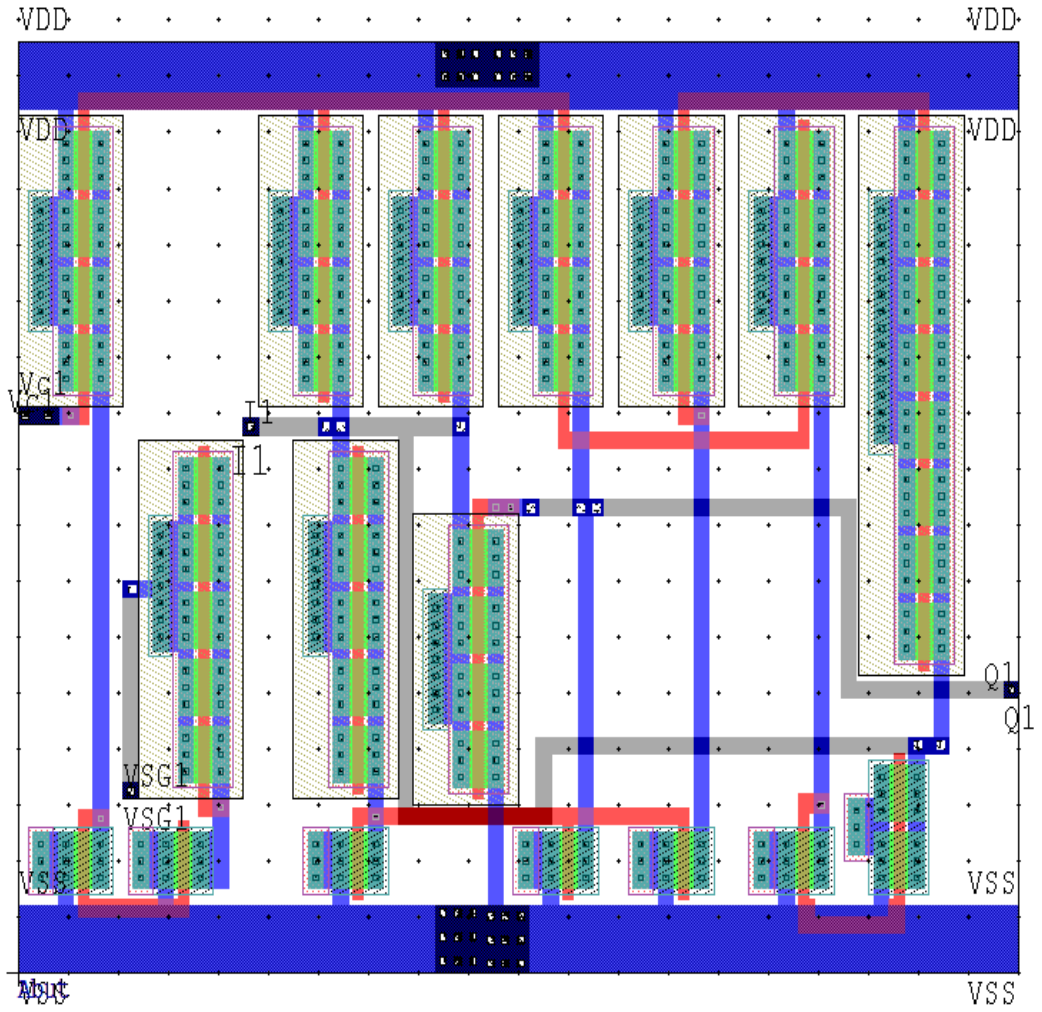
Uygulanan sinüzoidal giriş sinyali genliği $10\mu A$ olmak üzere; $V_c = 0.37V$ ve $f_0 = 9.33MHz$ iken BP çıkışın zamana göre değişimi ile $V_c = 0.57V$ ve $f_0 = 5.62MHz$ iken BP çıkışın zamana göre değişimi Şekil 3.70’te verilmiştir.



Şekil 3.70 : V_C değişimine göre bant geçiren filtre için zaman-ortamı cevabı

Şekil 3.59’da verilmiş içyapıda yer alan kondansatörün çıkarılarak elde edilmiş serim hali Şekil 3.71’de verilmiştir. Serim çizimi yapılırken, L-Edit programının 0.25 mikron CMOS teknolojisi için “DRC standart rule set” dosyası kullanılmıştır.

Ayrıca, “mikron kuralları” göz önünde bulundurularak serim çizimi yapılmıştır. Şekil 3.71’de verilmiş serim düzeninde; pozitif besleme gerilimi V_{DD} , negatif besleme gerilimi V_{SS} , kontrol gerilimi V_{C1} , sentetik bobin giriş ucu I_1 , C kondansatörünün bağlanacağı uç Q_1 , toprağa bağlanacak uç V_{SG1} ’dir. Toplam kapladığı serim alanı $1345,49 \mu m^2$ ’dir.



**Şekil 3.71 : Şekil 3.59'daki içyapı için serim düzeni
(C kondansatörü çıkartılmış hali)**

Şekil 3.58'de verilmiş olan GI devresi için mevcut çalışmalar ile karşılaştırma, avantaj ve dezavantajlar şu şekilde özetlenebilir:

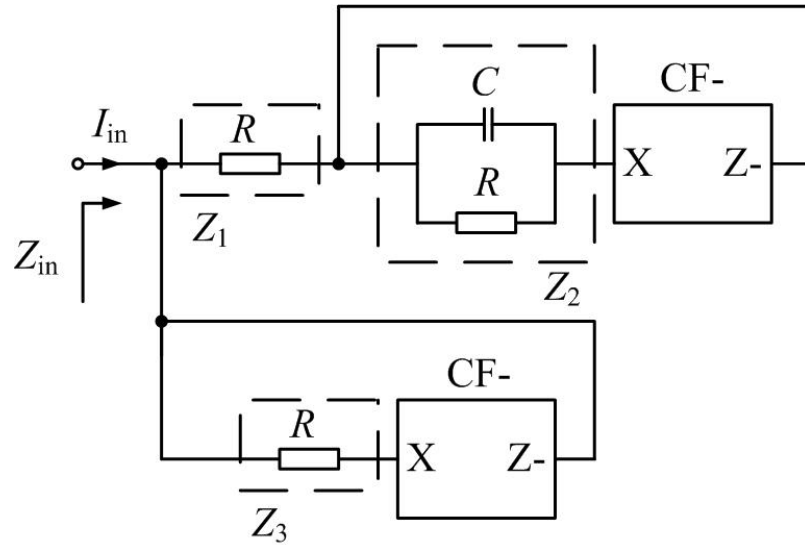
- [109, 112, 114, 147, 148]'de verilmiş olan devreler daha fazla sayıda aktif eleman içermektedir.
- [109]'da verilmiş olan devre 0.5µm CMOS teknolojisine göre, [147]'de verilmiş olan devre 0.35µm CMOS teknolojisine göre incelenmesine rağmen Şekil 3.58'de verilmiş olan devre 0.25µm standart CMOS teknolojisine göre ele alınmıştır.
- Şekil 3.58'de verilmiş olan devre bir tane DOCF bloğu ve bir tane VF bloğu kullanılarak tasarlandığı için basit bir yapıya sahiptir. Yüksek frekanslarda çalışabilmektedir.

- Şekil 3.58’de verilmiş olan devrede harici olarak bağlanmış dirençler kullanılmamıştır ve herhangi bir pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamaktadır.
- Şekil 3.58’de verilmiş olan devrede bir ucu topraklı tip kondansatör kullanıldığı için tümleşik devre fabrikasyonu için ideal bir yapıya sahiptir.
- [109]’da verilmiş olan devrede dijital olarak kontrol için R2R merdiven yapı olarak adlandırılan kontrol ünitesi kullanılmıştır. [147]’de ise kontrol ünitesi olarak CDN kullanılmış ve bu yapı CF içyapısı ile birleştirilerek DCCF yapısı oluşturulmuştur. Bu kontrol yapıları devrelerin dijital olarak kontrol edilebilirliğini sağlarken devre yapısını karmaşık bir hale getirmektedir. Şekil 3.58’de verilmiş olan devre ise V_C kontrol gerilimi ile basit bir şekilde elektronik olarak kontrol edilebilmektedir.

3.7 Yalnızca Negatif Tip Akım Takipçisiyle Tasarlanmış Bobin Devreleri

Bu bölümde, akım kazancı ideal olarak 2 olan CF- ve pasif devre elemanları kullanılarak tasarlanmış kayıpsız sentetik bobin devresi ve eşdeğeri, paralel pozitif / negatif kayıplı sentetik bobin devresi, seri pozitif / negatif kayıplı sentetik bobin devresi tanıtılmıştır. Tanıtılan devreler, sırasıyla Şekil 3.72 – Şekil 3.75 arasında verilmiştir.

3.7.1 Teorik Bilgi

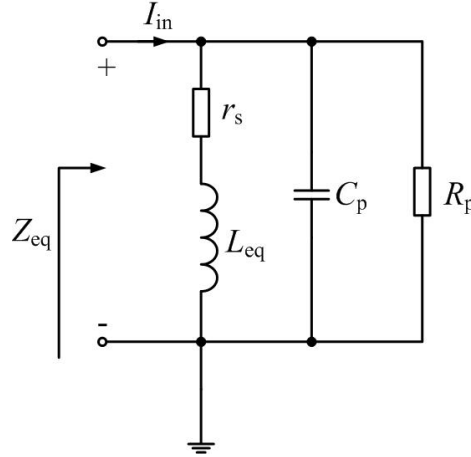


Şekil 3.72 : Kayıpsız sentetik bobin devresi

Kayıpsız sentetik bobin devresi için giriş empedansı Z_{in} eşdeğeri ideal durum için (3.71)'de, ideal olmayan durum için (3.72)'de verilmiştir.

$$Z_{in} = sCR^2 \quad (3.71)$$

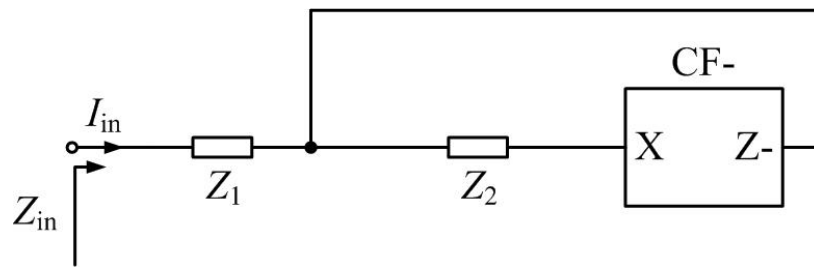
$$Z_{in} = \frac{R(1 + (1 - \gamma_1)(sCR + 1))}{(2 - \gamma_2)[1 + (1 - \gamma_1)(sCR + 1)] - 1} \quad (3.72)$$



Şekil 3.73 : Kayıpsız sentetik bobin devresinin eşdeğeri

Şekil 3.73'te verilmiş olan eşdeğer bobin devresinin Z_{eq} eşdeğer empedansı (3.73)'te belirtilmiştir.

$$Z_{eq} = \frac{R_p(sL_{eq} + r_s)}{s^2 L_{eq} C_p R_p + s C_p R_p r_s + R_p + r_s} \quad (3.73)$$

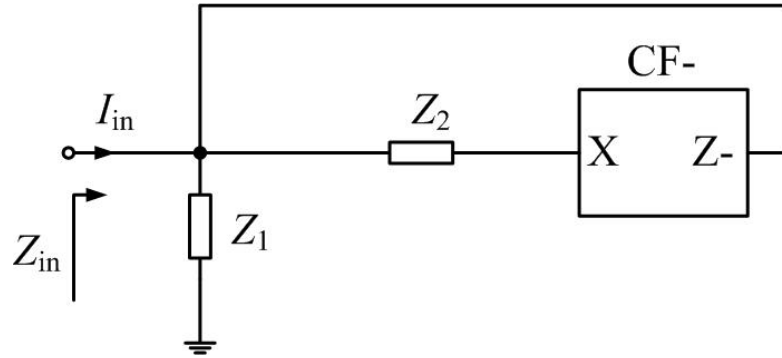


Şekil 3.74 : Paralel kayıplı sentetik bobin devresi

Şekil 3.74'te verilmiş olan paralel kayıplı sentetik bobin devresinin giriş empedansı (3.74)'te belirtilmiştir.

$$Z_{in} = \frac{Z_2 + Z_1(1 - \gamma_1)}{(1 - \gamma_1)} \quad (3.74)$$

(3.74)'te verilmiş giriş empedansı denkleminde $Z_1=R_1$, $Z_2=R_2 // (1 / sC_2)$ ve $R_1=R_2$ olarak alınırsa pozitif bobin, $Z_1=R_1 // (1/sC_1)$, $Z_2=R_2$ ve $R_1=R_2$ olarak alınırsa negatif bobin elde edilir. Şekil 3.75'te verilmiş olan seri kayıplı sentetik bobin devresinin giriş empedansı (3.75)'te belirtilmiştir. (3.75)'e göre $Z_1=R_1$, $Z_2=R_2 + (1 / sC_2)$ ve $R_1=R_2$ olarak alınırsa pozitif bobin, $Z_1=R_1 + (1/sC_1)$, $Z_2=R_2$ ve $R_1=R_2$ olarak alınırsa negatif bobin elde edilir.

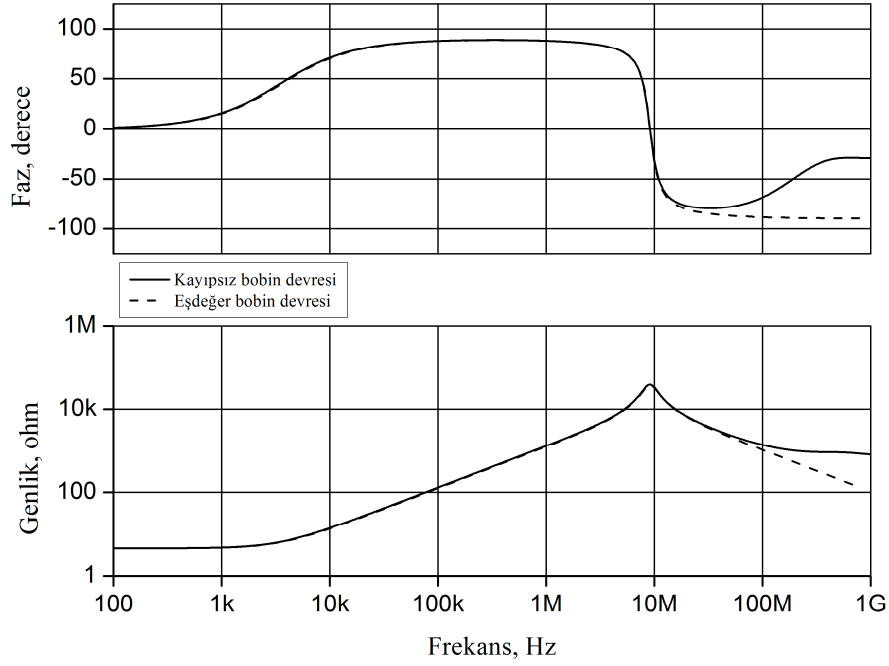


Şekil 3.75 : Seri kayıplı sentetik bobin devresi

$$Z_{in} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_2 + Z_1(1 - \gamma)} \quad (3.75)$$

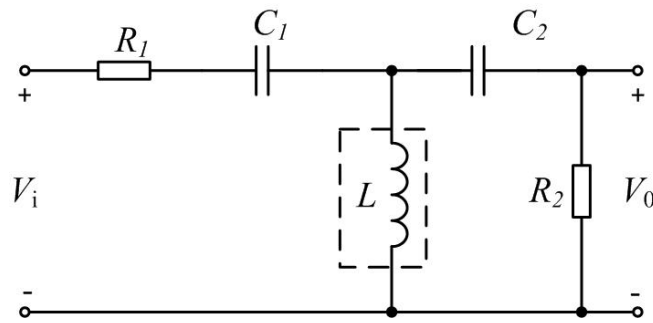
3.7.2 Benzetim Sonuçları

Şekil 3.72'deki kayıpsız bobin devresinin benzetim sonuçlarını elde etmek için Şekil 3.45'teki içyapı [145] kullanılmıştır. Besleme gerilimleri $V_{DD} = - V_{SS} = 1.25V$ olarak, kontrol gerilimi $V_C=0.44V$ olarak ayarlanmıştır ve standart $0.25\mu m$ CMOS teknolojisi kullanılmıştır. Şekil 3.73'teki eşdeğer bobin devresi için $L_{eq} \cong 0.2mH$ olarak hesaplanmış, $r_s \cong 4.512\Omega$, $C_p \cong 1.52pF$ ve $R_p \cong 40k\Omega$ olarak elde edilmiştir. Benzetim sonuçları Şekil 3.76'da verilmiştir.



Şekil 3.76 : Şekil 3.72'deki sentetik bobin devresi için genlik ve faz değişimi

Şekil 3.72'de verilmiş olan sentetik bobin devresinin performansını incelemek için, Şekil 3.77'de verilmiş olan pasif devre elemanları ile oluşturulmuş üçüncü-dereceden bir VM HP butterworth filtre devresi ele alınmıştır. Bu VM pasif filtre devresi içerisinde yer alan bobin, Şekil 3.72'de verilmiş sentetik bobin devresi ile değiştirilmiştir. Filtrenin kazanç değişimi grafiksel olarak Şekil 3.78'de ve filtre çıkışı için transfer fonksiyonu (3.76)'da verilmiştir.

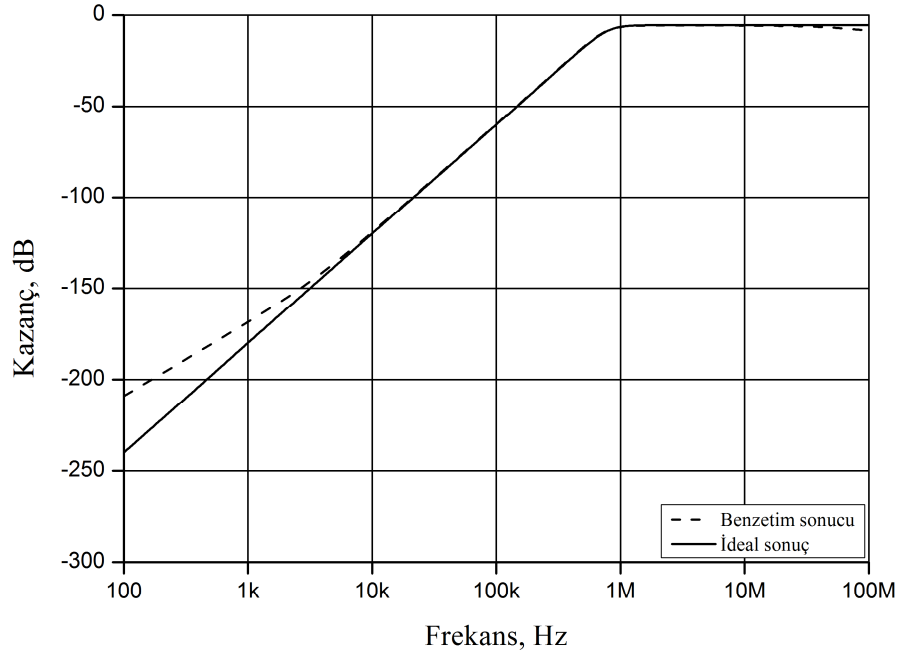


Şekil 3.77 : Üçüncü-dereceden VM HP pasif filtre devresi

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s^3 R_2 / (R_1 + R_2)}{s^3 + s^2 \frac{L(C_1 + C_2) + C_1 C_2 R_1 R_2}{C_1 C_2 L (R_1 + R_2)} + s \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2}{C_1 C_2 L (R_1 + R_2)} + \frac{1}{C_1 C_2 L (R_1 + R_2)}} \quad (3.76)$$

(3.76)'da verilmiş olan transfer fonksiyonunda $R_1=R_2=2k\Omega$, $C_1=C_2=100pF$, $L=0.2mH$ olarak seçildiğinde denklem (3.77) elde edilir:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{2} \frac{s^3}{s^3 + 10^7 s^2 + 5 * 10^{13} * s + 1.25 * 10^{20}} \quad (3.77)$$



Şekil 3.78 : Şekil 3.77'de verilmiş filtrenin AC benzetim sonuçları

4 SONUÇLAR, DEĞERLENDİRME VE ÖNERİLER

Çok iyi düzenlenmiş kapsamlı laboratuvarlarda mikroelektronik devre tasarımları deneysel olarak kolaylıkla incelenebilmektedir. Bu çalışma boyunca tasarlanmış yeni yapılar mümkün ölçüde mevcut laboratuvar imkânları doğrultusunda deneysel olarak desteklenmeye çalışılmıştır. Deneysel olarak desteklenemeyen çalışmalar için sadece benzetim sonuçları verilmiştir. Tasarlanan devre yapıları ideal özellikler ve ideal olmayan özellikleri ele alınarak incelenmeye çalışılmıştır. Bu yapıların performans karakteristikleri; zaman-ortamı, AC, MC analizi, FFT analizi, THD benzetim sonuçları açısından incelenmeye çalışılmıştır. Bu incelemeler ele alındığında; tasarlanan devrelerin güç tüketimlerinin düşük olduğu, düşük gerilim ile çalıştıkları, THD değerlerinin iyi olduğu, yüksek frekansta çalışabildikleri ve teorik bilgiler ile benzetim sonuçlarının tutarlı olduğu söylenebilir. Şekil 3.59’da verilmiş olan bobin devre içyapısı için maddi imkânsızlıklardan dolayı tümleşik devre oluşturmak yerine bu içyapının serimi çizilmiştir.

4.1 Sonuçlar ve Değerlendirme

- Şekil 3.4 ve Şekil 3.27’de verilmiş olan filtre devrelerinde, Şekil 3.12 ve Şekil 3.13’te verilmiş olan filtre devrelerinde olduğu gibi aktif devre elemanlarına harici olarak bağlanmış herhangi bir pasif direnç elemanı bulunmamaktadır.
- Şekil 3.13’te verilmiş olan filtre devresi, Şekil 3.12’de verilmiş olan filtre devresinin performans özellikleri açısından daha iyi olması için yeniden düzenlenmiş formudur.
- Şekil 3.27’de verilmiş olan evrensel tip filtre devresinde kullanılan aktif eleman sayısı Şekil 3.4, Şekil 3.12, Şekil 3.13’te verilmiş olan evrensel tip filtre devrelerinde kullanılan aktif eleman sayılarına göre daha azdır.
- Şekil 3.36 ve Şekil 3.58’de verilmiş olan devreler kayıpsız GI iken, Şekil 3.10’da verilmiş olan devre paralel kayıplı GI devresidir.

- Şekil 3.58’de ve Şekil 3.72’de verilmiş olan GI devreleri, Şekil 3.10 ve Şekil 3.36’da verilmiş olan GI devrelerine nazaran daha az sayıda aktif devre elemanı içermektedir.
- Şekil 3.36’da verilmiş olan GI devresi yüzen tip bir kondansatöre sahip olmasına rağmen Şekil 3.10 ve Şekil 3.58’de verilmiş olan GI devreleri birer adet bir ucu topraklı tip kondansatörlere sahiptir. Dolayısıyla Şekil 3.10 ve Şekil 3.58’de verilmiş olan GI devrelerinin tümleşik devre fabrikasyonu daha kolay gerçekleşir.
- Şekil 3.58’de verilmiş olan GI için pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmamasına rağmen Şekil 3.46’da verilmiş olan FI için pasif devre elemanı eşleştirme gerekliliği bulunmaktadır. Şekil 3.46’da verilmiş olan sentetik bobin yüzen tip bir bobin iken Şekil 3.10, Şekil 3.36 ve Şekil 3.58’de verilmiş olan sentetik bobin devreleri bir ucu topraklı tip yapıya sahiptir.
- Şekil 3.72’de verilmiş olan GI ile Şekil 3.58’de verilmiş olan GI yapıları aynı sayıda aktif devre elemanı içermelerine rağmen, Şekil 3.58’de verilmiş olan GI devresi daha az sayıda pasif devre elemanı içermektedir.
- Şekil 3.74’te ve Şekil 3.75’te verilmiş olan kayıplı tip sentetik bobin devreleri, Şekil 3.10’da verilmiş olan kayıplı sentetik bobin devresine nazaran daha az sayıda aktif devre elemanı içermesine rağmen daha fazla sayıda pasif devre elemanı içermektedir.

4.2 Öneriler

UGC yapılarının basit bir dille anlatıldığı bu çalışma; yeni aktif devre tasarımları ve bu tasarımların performanslarını grafiksel olarak değerlendirme, matematiksel olarak inceleme, parazitik empedansları daha düşük ve yüksek frekans performansları daha iyi CMOS tabanlı yeni içyapılar tasarlama gibi çalışmalar için temel yapı taşı oluşturabilir. Bu çalışma içerisinde Şekil 3.59'da verilmiş olan sentetik bobin içyapısının yüksek frekans performansı iyi olmasına rağmen sonraki çalışmalarda düşük frekans performansının iyileştirilmesi ve çalıştığı akım değerlerinin yükseltilmesine ilişkin detaylı bir inceleme yapılabilir. Tasarlanan evrensel tip filtre yapıları ile yüksek dereceli filtre devre tasarımları üzerine çalışma yapılabilir. Daha sonraki çalışmalarda bloklar kullanılmadan CMOS tabanlı devreler kullanılarak yeni tasarımlar yapılabilir. Ayrıca, CFOA, diferansiyel gerilim akım taşıyıcı (DVCC), diferansiyel fark akım taşıyıcı (DDCC) yapıları kullanılarak çeşitli devre tasarımları yapılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Franco, S.**, 2001. *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*, 3rd ed.: McGraw-Hill Science/Engineering/Math.
- [2] **Ross, I. M.**, 1998. The invention of the transistor, in *Proceedings of the IEEE*, pp. 7-28.
- [3] **Saxena, A. N.**, 2007. Monolithic concept and the inventions of the integrated circuits by Kilby and Noyce, in *Nano Science and Technology Institute Annual Conference*, California, USA, pp. 460-474.
- [4] **Young, I.**, 2007. A history of the continuously innovative analog integrated circuit, *Solid-State Circuits Newsletter, IEEE*, vol. 12, no. 4, pp. 52-57.
- [5] **Gray, P. R., Hurst, P. J., Lewis, S. H., and Meyer, R. G.**, 2001. *Analysis and design of analog integrated circuits*, 4th ed.: Wiley.
- [6] **Tsividis, Y. P.**, 1976. An integrated NMOS Operational Amplifier with internal Compensation, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 11, no. 6, pp. 748-753.
- [7] **Hogervorst, R., and Huijsing, J.**, 2010. *Design of low-voltage, low-power operational amplifier cells*, 1st ed.: Springer.
- [8] **Payne, A., and Toumazou, C.**, 1996. Analog amplifiers: classification and generalization, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 43, no. 1, pp. 43-50.
- [9] **Yuan, F.**, 2007. *CMOS Current-mode circuits for data communications*, Springer.
- [10] **Toumazou, C., Lidgey, F. J., and Haigh, D. G.**, 1993. *Analogue IC design: the current-mode approach*, 1st ed.: Institution of Engineering and Technology.
- [11] **Ferri, G., and Guerrini, N. C.**, 2003. *Low-voltage low-power CMOS current conveyors*, 1st ed.: Kluwer Academics.
- [12] **Lin, C. -L., Weng, R. -M., Peng, S. -Y., Lee, M. -H., and Kuo, T. -S.**, 1998. A new three-input and one-output current-mode universal filter using unity-gain cells, in *The 1998 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*, pp. 245-247.
- [13] **Weng, R. -M., and Lee, M. -H.**, 1997. Novel universal biquad filters using only three followers, *International Journal of Electronics*, vol. 82, no. 6, pp. 621-628.
- [14] **Liu, S. -I., Chen, J. -J., and Tsay, J. -H.**, 1991. New insensitive notch and allpass filters with single current follower, *Electronics Letters*, vol. 27, no. 19, pp. 1712-1713.

- [15] **Salama, K.**, 2002. Continuous time universal filters using unity gain cells, *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 56, no. 5, pp. 289-292.
- [16] **Smith, K. C., and Sedra, A.**, 1968. The current conveyor-A new circuit building block, in *Proceedings of the IEEE*, pp. 1368-1369.
- [17] **Sedra, A., and Smith, K. C.**, 1970. A second-generation current conveyor and its applications, *IEEE Transactions on Circuit Theory*, vol. 17, no. 1, pp. 132-134.
- [18] **Fabre, A.**, 1995. Third-generation current conveyor: a new helpful active element, *Electronic Letters*, vol. 31, no. 5, pp. 338-339.
- [19] **Nandi, R.**, 1977. Inductor simulation using a current conveyor, in *Proceedings of the IEEE*, vol. 65, pp. 1511-1512.
- [20] **Nandi, R.**, 1978. Active inductances using current conveyors and their application in a simple bandpass filter realisation, *Electronics Letters*, vol. 14, no. 12, pp. 373-375.
- [21] **Soliman, A. M.**, 1978. New active-gyator circuit using a single current conveyor, in *Proceedings of the IEEE*, pp. 1580-1581.
- [22] **Senani, R.**, 1979. Novel active RC circuit for floating-inductor simulation, *Electronics Letters*, vol. 15, no. 21, pp. 679-680.
- [23] **Singh, V.**, 1981. Active RC single-resistance-controlled lossless floating inductance simulation using single grounded capacitor, *Electronics Letters*, vol. 17, no. 24, pp. 920-921.
- [24] **Pal, K.**, 1981. New inductance and capacitor floatation schemes using current conveyors, *Electronics Letters*, vol. 17, no. 21, pp. 807-808.
- [25] **Pal, K.**, 1981. Novel floating inductance using current conveyors, *Electronics Letters*, vol. 17, no. 18, p. 638.
- [26] **Higashimura, M., and Fukui, Y.**, 1988. Realization of all-pass and notch filters using a single current conveyor, *International Journal of Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 823-828.
- [27] **Aronhime, P., Nelson, D., and Adams, C.**, 1990. Applications of a first-generation current conveyor in current-mode circuits, *Electronics Letters*, vol. 26, no. 18, pp. 1456-1457.
- [28] **Fabre, A., Martin, F., and Hanafi, M.**, 1990. Current mode allpass/notch and bandpass filters with reduced sensitivities, *Electronics Letters*, vol. 26, no. 18, pp. 1495-1496.
- [29] **Aronhime, P., and Dinwiddie, A.**, 1991. Biquadratic current-mode filters using a single CCI, *International Journal of Electronics*, vol. 70, no. 6, pp. 1063-1071.
- [30] **Hou, C. -L., Wu, Y. -P., and Liu, S. -I.**, 1991. New configuration for single-CCII first-order and biquadratic current-mode filters, *International Journal of Electronics*, vol. 71, no. 4, pp. 637-644.

- [31] **Chang, C. -M., and Chen, P. -C.,** 1991. Universal active current filter with three inputs and one output using current conveyors, *International Journal of Electronics*, vol. 71, no. 5, pp. 817-819.
- [32] **Abuelma'atti, M. T.,** 1992. New current-mode active filters employing first generation current conveyor, in *Proceedings of the 35th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp. 310-313.
- [33] **Liu, S. -I., Kuo, J. -H., and Tsay, J. -H.,** 1992. New CCII-based current-mode biquadratic filters, *International Journal of Electronics*, vol. 72, no. 2, pp. 243-252.
- [34] **Senani, R.,** 1992. New current-mode biquad filter, *International Journal of Electronics*, vol. 73, no. 4, pp. 735-742.
- [35] **Chang, C. -M., Chien, C. -C., and Wang, H. -Y.,** 1993. Universal active current filters using single second-generation current conveyor, *Electronics Letters*, vol. 29, no. 13, pp. 1159-1160.
- [36] **Fabre, A., Saaid, O., Wiest, F., and Boucheron, C.,** 1995. Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors, *Electronic Letters*, vol. 31, no. 20, pp. 1727-1728.
- [37] **Soliman, A. M.,** 1995. Current mode universal filter, *Electronic Letters*, vol. 31, no. 17, pp. 1420-1421.
- [38] **Piovaccari, A.,** 1995. CMOS integrated third-generation current conveyor, *Electronic Letters*, vol. 31, no. 15, pp. 1228-1229.
- [39] **Abuelma'atti, M. T., and Al-Ghumaiz, A. A.,** 1996. Novel CCI-based single-element-controlled oscillators employing grounded resistors and capacitors, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 43, no. 2, pp. 153-155.
- [40] **Wang, H. -Y., and Lee, C. -T.,** 1997. Immitance function simulator using a single current conveyor, *Electronics Letters*, vol. 33, no. 7, pp. 574-576.
- [41] **Chang, C. -M.,** 1997. Universal active current filter with three inputs and one output using plus-type CCIs, *Electronics Letters*, vol. 33, no. 14, pp. 1207-1208.
- [42] **Soliman, A. A.-W., and Alturaigi, M. A.,** 1997. Current mode simulation of lossless floating inductance, *International Journal of Electronics*, vol. 83, no. 6, pp. 825-830.
- [43] **Soliman, A. M.,** 1998. Current conveyor filters: classification and review, *Microelectronics Journal*, vol. 29, no. 3, pp. 133-149.
- [44] **Abuelma'atti, M. T., and Tasassuq, N. A.,** 1998. New current-mode current-controlled filters using the current-controlled conveyor, *International Journal of Electronics*, vol. 85, no. 4, pp. 483-488.
- [45] **Çiçekoğlu, M. O.,** 1998. Active simulation of grounded inductors with CCII+s and grounded passive elements, *International Journal of Electronics*, vol. 85, no. 4, pp. 455-462.

- [46] **Mohan, P. V.A.**, 1998. Grounded capacitor based grounded and floating inductance simulation using current conveyor, *Electronics Letters*, vol. 34, no. 11, pp. 1037-1038.
- [47] **Çiçekoğlu, O.**, 1998. New current conveyor based active-gyrator implementation, *Microelectronics Journal*, vol. 29, no. 8, pp. 525-528.
- [48] **Ozoguz, S., and Acar, C.**, 1998. On the realization of floating immittance function simulators using current conveyors, *International Journal of Electronics*, vol. 85, no. 4, pp. 463-475.
- [49] **Hou, C. -L., and Wang, W. -Y.**, 1998. Realization of floating immittance function simulators using CCII+, *Microelectronics Journal*, vol. 29, no. 1, pp. 59-63.
- [50] **Abuelma'atti, M. T., and Tasadduq, N. A.**, 1999. A novel three inputs and one output universal current-mode filter using plus-type CCII_s, *Microelectronics Journal*, vol. 30, no. 3, pp. 287-292.
- [51] **Bhaskar, D. R., Sharma, V. K., Monis, M., and Rizvi, S. M. I.**, 1999. New current-mode universal filter, *Microelectronics Journal*, vol. 30, no. 9, pp. 837-839.
- [52] **Özoğuz, S., Toker, A., and Çiçekoğlu, O.**, 1999. New current-mode universal filters using only four (CCII_s)_s, *Microelectronics Journal*, vol. 30, no. 3, pp. 255-258.
- [53] **Senani, R., and Gupta, S. S.**, 2000. Novel SRCOs using first generation current conveyor, *International Journal of Electronics*, vol. 87, no. 10, pp. 1187-1192.
- [54] **Toker, A., and Özoğuz, S.**, 2000. Insensitive current-mode universal filter using dual output current conveyors, *International Journal of Electronics*, vol. 87, no. 6, pp. 667-674.
- [55] **Kuntman, H., Gülsoy, M., and Çiçekoğlu, O.**, 2000. Actively simulated grounded lossy inductors using third generation current conveyors, *Microelectronics Journal*, vol. 31, no. 4, pp. 245-250.
- [56] **Minaei, S., and Türköz, S.**, 2001. New current-mode current-controlled universal filter with single input and three outputs, *International Journal of Electronics*, vol. 88, no. 3, pp. 333-337.
- [57] **Maheshwari, S., and Sudhanshu, I. A.**, 2001. Novel first order all-pass sections using a single CCIII, *International Journal of Electronics*, vol. 88, no. 7, pp. 773-778.
- [58] **Özcan, S., Çiçekoğlu, O., and Kuntman, H.**, 2003. Multi-input single-output filter with reduced number of passive elements employing single current conveyor, *Computers and Electrical Engineering*, vol. 29, no. 1, pp. 45-53.
- [59] **Ferri, G., Guerrini, N. C., and Diquai, M.**, 2003. CCII-based floating inductance simulator with compensated series resistance, *Electronics Letters*, vol. 39, no. 22, pp. 1560-1562.

- [60] Minaei, S., Yıldız, M., Turkoz, S., and Kuntman, H., 2003. High swing CMOS realization for third generation current conveyor (CCIII), *Istanbul University Journal of Electrical&Electronics Engineering*, vol. 3, no. 1, pp. 819-826.
- [61] Minaei, S., Yıldız, M., Metin, B., and Çiçekoğlu, O., 2004. New active realizations of floating lossless inductance and R-L impedance simulators, in *The 2nd Annual IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems*, pp. 313-316.
- [62] Pawarangkoon, P., and Kiranon, W., 2004. Electronically tunable floating resistor, *International Journal of Electronics*, vol. 91, no. 11, pp. 665-673.
- [63] Pal, K., 2004. Floating Inductance and FDNR using positive polarity current conveyors, *Active and Passive Electronics Components*, vol. 27, no. 2, pp. 81-83.
- [64] Horng, J. -W., Hou, C. -L., Chang, C. -M., Chung, W. -Y., Tang, H. -W., and Wen, Y. -H., 2005. Quadrature oscillators using CCII_s, *International Journal of Electronics*, vol. 92, no. 1, pp. 21-31.
- [65] Horng, J. -W., Hou, C. -L., Chang, C. -M., Chung, W. -Y., Liu, H. -L., and Lin, C. -T., 2006. High output impedance current-mode first-order allpass networks with four grounded components and two CCII_s, *International Journal of Electronics*, vol. 93, no. 9, pp. 613-621.
- [66] Metin, B., and Çiçekoğlu, O., 2006. A novel floating lossy inductance realization topology with NICs using current conveyors, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol. 53, no. 6, pp. 483-486.
- [67] Yüce, E., Çiçekoğlu, O., and Minaei, S., 2006. CCII-based grounded to floating immittance converter and a floating inductance simulator, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 46, no. 3, pp. 287-291.
- [68] Yüce, E., 2006. Floating inductance, FDNR and capacitance simulation circuit employing only grounded passive elements, *International Journal of Electronics*, vol. 93, no. 10, pp. 679-688.
- [69] Minaei, S., Yüce, E., and Çiçekoğlu, O., 2006. Lossless active floating inductance simulator, in *Third IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and Applications(DELTA)*, pp. 332-335.
- [70] Yüce, E., Minaei, S., and Çiçekoğlu, O., 2006. Resistorless floating immittance function simulators employing current controlled conveyors and a grounded capacitor, *Electrical Engineering*, vol. 88, no. 6, pp. 519-525.
- [71] Horng, J. -W., Hou, C. -L., Chang, C. -M., Shie, J. -Y., and Chang, C. -H., 2007. Universal current filter with single input and three outputs using MOCCII_s, *International Journal of Electronics*, vol. 94, no. 4, pp. 327-333.

- [72] **Dostal, T., and Axman, V.**, 2007. Biquads based on single negative impedance converter implemented by classical current conveyor, *Radioengineering*, vol. 16, no. 3, pp. 96-102.
- [73] **Ferri, G., Guerrini, N. C., Romanato, R., Scotti, G., and Trifiletti, A.**, 2007. CCII-based high-valued inductance simulators with minimum number of active elements, in *18th European Conference on Circuit Theory and Design*, pp. 440-443.
- [74] **Soliman, A. M.**, 2008. Current-mode universal filters using current conveyors: Classification and Review, *Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 27, no. 3, pp. 405-427.
- [75] **Yüce, E., and Minaei, S.**, 2008. Universal current-mode filters and parasitic impedance effects on the filter performances, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 36, no. 2, pp. 161-171.
- [76] **Yüce, E.**, 2008. Negative impedance converter with reduced nonideal gain and parasitic impedance effects, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 1, pp. 276-283.
- [77] **Yüce, E.**, 2008. Grounded inductor simulators with improved low-frequency performance, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 5, pp. 1079-1084.
- [78] **Minaei, S., and Yüce, E.**, 2008. Realization of tunable active floating inductance simulators, *International Journal of Electronics*, vol. 95, no. 1, pp. 27-37.
- [79] **Jiang, J., Zhao, J., Ma, W., and Liu, J.**, 2009. CCCII and CCII based universal current-mode filter with tunable frequency, in *IEEE 8th International Conference on ASIC 2009 (ASICON '09)*, pp. 1101-1104.
- [80] **Yüce, E.** 2009. Current-mode electronically tunable biquadratic filters consisting of only CCCIs and grounded capacitors, *Microelectronics Journal*, vol. 40, no. 12, pp. 1719-1725.
- [81] **Kumngern, M., Jongchanachavawat, W., and Dejhan, K.**, 2010. New electronically tunable current-mode universal biquad filter using translinear current conveyors, *International Journal of Electronics*, vol. 97, no. 5, pp. 511-523.
- [82] **Kaçar, F., and Yeşil, A.**, 2010. Novel grounded parallel inductance simulators realization using a minimum number of active and passive components, *Microelectronics Journal*, vol. 41, no. 10, pp. 632-638.
- [83] **Singthong, P.**, 2011. Electronically controllable first-order current-mode allpass filter using CCCIs and its application, in *Proceedings of the 18th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems*, pp. 314-318.
- [84] **Hornig, J. -W.**, 2011. High output impedance current-mode universal biquadratic filters with five inputs using multi-output CCIs, *Microelectronics Journal*, vol. 42, no. 5, pp. 693-700.

- [85] Myderrizi, I., Minaei, S., and Yüce, E., 2011. DXCCII-based grounded inductance simulators and filter applications, *Microelectronics Journal*, vol. 42, no. 9, pp. 1074-1081.
- [86] Horng, J. -W., Hou, C. -L., Guo, Y. -S., Hsu, C. -H., Yang, D. -Y., and Ho, M. -J., 2012. Low input and high output impedances current-mode first-order allpass filter employing grounded passive components, *Circuits and Systems*, vol. 3, no. 2, pp. 176-179.
- [87] Chen, J. J., Chen, C. C., Tsao, H. W., and Liu, S. I., 1991. Current-mode oscillators using single current follower, *Electronics Letters*, vol. 27, no. 22, pp. 2056-2059.
- [88] Abuelma'atti, M. T., 1992. Grounded capacitor current-mode oscillator using single current follower, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 39, no. 12, pp. 1018-1020.
- [89] Liu, S. -I., Chen, J. -J., and Hwang, Y. -S., 1995. New current mode biquad filters using current followers, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 42, no. 7, pp. 380-383.
- [90] Celma, S., Sabadell, J., and Martinez, P., 1995. Universal filter using unity-gain cells, *Electronics Letters*, vol. 31, no. 21, pp. 1817-1818.
- [91] Abuelma'atti, M. T., 1995. New current-mode oscillators using unity-gain current-followers, *Active and Passive Electronic Components*, vol. 18, no. 3, pp. 159-164.
- [92] Abuelma'atti, M. T., and Al-Quahtani, M. A., 1996. Current-mode universal filters using unity-gain cells, *Electronics Letters*, vol. 32, no. 12, pp. 1077-1079.
- [93] Güneş, E. O., and Anday, F., 1997. Realization of voltage and current-mode transfer functions using unity gain cells, *International Journal of Electronics*, vol. 83, no. 2, pp. 209-214.
- [94] Elwan, H. O., and Ismail, M., 1998. A novel digitally controlled CMOS current follower for low voltage low power applications, in *Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 335-338.
- [95] Drakakis, E. M., 1999. A multiple output active filter based on current followers, *International Journal of Electronics*, vol. 86, no. 2, pp. 141-151.
- [96] Dostal, T., 1999. ARC filters using only followers, *Radioengineering*, vol. 8, no. 1, pp. 4-9.
- [97] Alzaher, H. A., and Ismail, M., 1999. Current-mode universal filter using unity gain cells, *Electronics Letters*, vol. 35, no. 25, pp. 2198-2200.
- [98] Okine, M., and Katsuhara, N., 1999. Current-mode active RC filters using current followers, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 20, no. 2, pp. 161-164.

- [99] Parnklang, J., Nanthanawanitch, W., and Titiroongruang, W., 1999. CMOS current follower circuits, in *Proceedings of the IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, pp. 1030-1033.
- [100] Alzahr, H. A., and Ismail, M., 1999. Robust low-distortion wideband CMOS current-follower, *Electronics Letters*, vol. 35, no. 25, pp. 2203-2204.
- [101] Weng, R. -M., Lai, J. -R., and Lee, M. -H., 2000. New universal biquad filters using only two unity-gain cells, *International Journal of Electronics*, vol. 87, no. 1, pp. 57-61.
- [102] Chang, C. -M., Liao, T. -S., Yu, T. -Y., Lin, E. -S., Teng, C. -H., and Hou, C. -L., 2001. Novel universal current-mode filters using unity-gain cells, *International Journal of Electronics*, vol. 88, no. 1, pp. 23-30.
- [103] Tiliute, D. E., 2003. Full-wave current-mode precision rectifiers using unity-gain cells, in *Elektronika Ir Elektrotechnika (TI71 Mikroelektronika)*, pp. 26-29.
- [104] Keskin, A. Ü., and Toker, A., 2004. A NIC with impedance scaling properties using unity gain cells, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 41, no. 1, pp. 85-87.
- [105] Hancıoğlu, E., and Keskin, A. Ü., 2004. CMOS NIC using unity gain cells, in *The 16th International Conference on Microelectronics(ICM)*, pp. 309-312.
- [106] Senani, R., and Gupta, S. S., 2006. New universal filter using only current followers as active elements, *International of Electronics and Communications (AEU)*, vol. 60, no. 3, pp. 251-256.
- [107] Gupta, S. S., and Senani, R., 2006. New voltage model/current-mode universal biquad filter using unity-gain cells, *International Journal of Electronics*, vol. 93, no. 11, pp. 769-775.
- [108] Gupta, S. S., and Senani, R., 2006. New single-resistance-controlled oscillator configurations using unity-gain cells, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 46, no. 2, pp. 111-119.
- [109] Alzahr, H., and Tasadduq, N., 2006. CMOS digitally programmable inductance, in *International Conference on Microelectronics*, pp. 138-141.
- [110] Tangsrirat, W., and Prasertsom, D., 2007. Electronically tunable low-component-count current-mode biquadratic filter using dual-output current followers, *Electrical Engineering*, vol. 90, no. 1, pp. 33-37.
- [111] Ergun, E., and Ulutaş, M., 2007. Low input impedance current-mode allpass and notch filter employing single current follower, in *14th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES)*, pp. 638-640.
- [112] Sanchez-Lopez, C., Castro-Hernandez, A., and Perez-Trejo, A., 2008. Experimental verification of the Chua's circuit designed with UGCs, *IEICE Electronis Express*, vol. 5, no. 17, pp. 657-661.

- [113] **Alzaher, H. A.**, 2008. A CMOS digitally programmable universal current-mode filter, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 55, no. 8, pp. 758-762.
- [114] **Sanchez-Lopez, C., Trejo-Guerra, R., and Tlelo-Cuautle, E.**, 2008. Simulation of Chua's chaotic oscillator using unity-gain cells," in *7th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems*, pp. 1-4.
- [115] **Koton, J., Herencsar, N., and Vrba, K.**, 2009. Electronically tunable current-mode low-pass filter, in *International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, pp. II(260-262).
- [116] **Bunruang, K., and Tangsrirat, W.**, 2009. Insensitive current-tunable current-mode multifunction filter with minimum components using multi-output current followers, in *International Symposium on Integrated Circuits (ISIC)*, pp. 490-493.
- [117] **Prasertsom, D., and Tangsrirat, W.**, 2009. CMOS digitally controlled current follower and its applications, in *12th International Symposium on Integrated Circuits (ISIC)*, pp. 486-489.
- [118] **Tangsrirat, W., and Pukkalanun, T.**, 2009. Digitally programmable current follower and its applications, *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, vol. 63, no. 5, pp. 416-422.
- [119] **Senani, R., and Gupta, S. S.**, 2011. Current-mode universal biquad using current followers: a minimal realization, *Radioengineering*, vol. 20, no. 4, pp. 898-904.
- [120] **Hornig, J. -W.**, 2012. Current-mode highpass, bandpass and lowpass filters using followers, *Microelectronics International*, vol. 29, no. 1, pp. 10-14.
- [121] **Tangsrirat, W., and Bunruang, K.**, 2012. Current-mode universal filter topology with electronic tuning property using single current follower, *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, vol. 50, no. 2, pp. 133-137.
- [122] **Erdoğan, E. S.**, 2004. Active filter design with unity gain current cells, Boğaziçi University, İstanbul, Master Thesis 470509 (Boğaziçi Üniversitesi Kütüphanesi).
- [123] **Ergün, E.**, 2008. Birim kazançlı akım izleyici tasarımı ve aktif devrelere uygulanışı, Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun, Doktora Tezi.
- [124] **Wilson, B.**, 1990. Recent developments in current conveyors and current-mode circuits, in *IEE Proceedings*, pp. 63-77.
- [125] **Sedra, A. S., Roberts, G. W., and Gohh, F.**, 1990. The current conveyor: history, progress and new results, in *IEE Proceedings*, pp. 78-87.
- [126] **Smith, K. C., and Sedra, A. S.**, 1969. A new simple wide-band current-measuring device, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 18, no. 2, pp. 125-128.
- [127] **Brennan, R. L. , Viswanathan, T. R., and Hanson, J. V.**, 1988. The CMOS negative impedance converter, in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, pp. 1272-1275.

- [128] Jager, W., and Smith, J., 1977. Application, design and symbolic analysis of a current follower, *Electronic Circuits and Systems*, vol. 1, no. 2, pp. 79-84.
- [129] Palumbo, G., and Pennisi, S., 1998. A high-performance CMOS voltage follower, in *IEEE International Electronics, Circuits and Systems*, pp. 21-24.
- [130] Wongfoo, S., Naklo, W., Suadet, A., and Kasemsuwan, V., 2006. A simple rail-to-rail CMOS voltage follower, in *IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, pp. 1-4.
- [131] Zhang, J., 2010. A low-power and high slew-rate CMOS voltage follower, in *International Conference on Machine Vision and Human-Machine Interface*, pp. 210-213.
- [132] Elwan, H. O., and Ismail, M., 1998. Digitally controlled CMOS current follower for low voltage low power applications, *Electronics Letters*, vol. 34, no. 24, pp. 2297-2298.
- [133] Merrill, J. L., 1950. Theory of the negative impedance converter, *Bell System Technical Journal*, vol. 30, no. 1, pp. 88-109.
- [134] Hull, A. W., 1918. The dynatron, a vacuum tube processing negative resistance, in *Proceedings of the IRE*, pp. 5-35.
- [135] Larky, A. I., 1957. Negative-impedance converters, *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. 4, no. 3, pp. 124-131.
- [136] Linvill, J. G., 1954. RC active filters, in *Proceedings of the IRE*, pp. 555-564.
- [137] Alçı, M., and Kara, S., 2000. *Elektronik devre tasarımında OP AMP ve lineer tümdevreler*: Ufuk Kitabevi.
- [138] Toumazou, C., Battersby, N., and Porta, S., 1995. *Circuits and systems tutorials*, 1st ed.: Wiley-IEEE Press.
- [139] Crisson, G., 1931. Negative impedance and the twin T-type repeater, *Bell System Technical Journal*, vol. 10, no. 3, pp. 485-513.
- [140] Awad, I. A., and Soliman, A. M., 1999. Inverting second generation current conveyors: the missing building blocks, CMOS realizations and applications, *International Journal of Electronics*, vol. 86, no. 4, pp. 413-432.
- [141] **AD844 60 MHz 2000 V/ μ s. Monolithic Op Amp.**
 [Online].<http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD844.pdf>, alındığı tarih 01.01.2010
- [142] Chaisricharoen, R., Chipipop, B., and Sirinaovakul, B., 2010. CMOS CCCII: structures, characteristics and considerations, *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, vol. 64, no. 6, pp. 540-557.
- [143] Alpaslan, H., and Yüce, E., 2011. Akım ve gerilim takipçileri ile tasarlanmış evrensel tip çok çıkışlı filtre, *Elektrik Elektronik Mühendisliği Günleri*, Ankara, pp. 66-69.

- [144] **Alpaslan, H., and Yüce, E.**, 2012. Current-mode biquadratic universal filter design with two terminal unity gain cells, *Radioengineering*, vol. 21, no. 1, pp. 304-311, 2012.
- [145] **Surakamponorn, W., Riewruja, V., Kumwachara, K., and Dejhan, K.**, 1991. Accurate CMOS-based current conveyors, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 4, pp. 699-702.
- [146] **Ogata, K.**, 2001. *Modern Control Engineering*, 4th ed.: Prentice Hall.
- [147] **Alzaher, H. A.**, 2008. CMOS digitally programmable quadrature oscillators, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 36, no. 8, pp. 953-966.
- [148] **Sanchez-Lopez, C., Castro-Hernandez, A., Perez-Trejo, A., Morales-Lopez, F. E., Cante-Michcol, B., and Carrasco-Aguilar, M. A.**, 2008. Implementation of Chua's circuit with UGCs, in *International Conference on Microelectronics*, pp. 252-255.
- [149] **Yüce, E., and Minaei, S.**, 2008. A modified CFOA and its applications to simulated inductors, capacitance, multipliers, and analog filters, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I Regular papers*, vol. 55, no. 1, pp. 266-275.
- [150] **Kaçar, F.**, 2010. New lossless inductance simulators realization using a minimum active and passive components, *Microelectronics Journal*, vol. 41, no. 2-3, pp. 109-113.
- [151] **Alpaslan, H., and Yüce, E.**, 2011. Bandwidth expansion methods of inductance simulator circuits and voltage-mode biquads, *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 20, no. 3, pp. 557-572.
- [152] **Yüce, E.**, 2010. A novel floating simulation topology composed of only grounded passive components, *International Journal of Electronics*, vol. 97, no. 3, pp. 249-262.
- [153] **An Multi-Project Wafer (MPW) Integrated Circuit (IC) Fabrication Service Provider (MOSIS)**. [Online].< http://www.mosis.com/cgi-bin/cgiwrap/umosis/swp/params/ibm-013/t97f_8hp_5lm-params.txt>, alındığı tarih 01.01.2010
- [154] **Leon, F. D., Frazmand, A., and Joseph, P.**, 2012. Comparing the T and pi equivalent circuits for the calculation of transformer inrush currents, *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 27, no. 4, pp. 2390-2398.

EKLER

EK A.1 Kullanılan IBM 0.13 μ m MOSFET parametreleri, PSPICE Level 49 değeri

Level 7 olarak değiştirildiğinde bu parametreler kullanabilmektedir.

SPICE 3f5 Level 8, Star-HSPICE Level 49, UTMOST Level 8

* DATE: Oct 8/09

* LOT: T97F WAF: 1003

* Temperature_parameters=Default

```
.MODEL CMOSN NMOS ( LEVEL = 49
+VERSION = 3.1 TNOM = 27 TOX = 3.2E-9
+XJ = 1E-7 NCH = 2.3549E17 VTH0 = 0.0408721
+K1 = 0.325863 K2 = -0.0303381 K3 = 1E-3
+K3B = 7.9752313 W0 = 1.005139E-7 NLX = 9.892661E-7
+DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0
+DVT0 = 1.2297627 DVT1 = 0.1473877 DVT2 = 0.295815
+U0 = 451.7567843 UA = -1.42062E-10 UB = 3.125058E-18
+UC = 4.349531E-10 VSAT = 1.104974E5 A0 = 0.1756127
+AGS = 0.0121649 B0 = 5.453993E-6 B1 = 5E-6
+KETA = 0.05 A1 = 4.699783E-4 A2 = 0.476527
+RDSW = 150 PRWG = 0.3491049 PRWB = 0.1116032
+WR = 1 WINT = 1.273353E-8 LINT = 1.040852E-8
+DWG = -2.333272E-9 DWB = 2.870557E-8 VOFF = -5.88255E-3
+NFACTOR = 2.5 CIT = 0 CDSC = 2.4E-4
+CDSCD = 0 CDSCB = 0 ETA0 = 2.748809E-6
+ETAB = -0.0153583 DSUB = 4.054516E-6 PCLM = 1.9787164
+PDIBLC1 = 0.9653375 PDIBLC2 = 0.01 PDIBLCB = 0.1
+DROUT = 0.9990938 PSCBE1 = 7.952366E10 PCBE2 = 5.012991E-10
+PVAG = 0.5350786 DELTA = 0.01 RSH = 6.8
+MOBMOD = 1 PRT = 0 UTE = -1.5
+KT1 = -0.11 KT1L = 0 KT2 = 0.022
+UA1 = 4.31E-9 UB1 = -7.61E-18 UC1 = -5.6E-11
+AT = 3.3E4 WL = 0 WLN = 1
+WW = 0 WWN = 1 WWL = 0
+LL = 0 LLN = 1 LW = 0
+LWN = 1 LWL = 0 CAPMOD = 2
+XPART = 0.5 CGDO = 4E-10 CGSO = 4E-10
+CGBO = 1E-12 CJ = 8.406526E-4 PB = 0.8
+MJ = 0.4923081 CJSW = 1.939781E-10 PBSW = 0.99
+MJSW = 0.2751883 CJSWG = 3.3E-10 PBSWG = 0.99
+MJSWG = 0.2751883 CF = 0 PVTH0 = -1.031224E-3
+PRDSW = 0 PK2 = 1.629017E-3 WKETA = 0.0106762
+LKETA = 8.760864E-3 PU0 = -3.5021185 PUA = -3.13657E-11
+PUB = 0 PVSAT = 653.2294237 PETA0 = 1E-4
+PKETA = -0.0140591 SAREF = 5.5E-7 SBREF = 5.5E-7
+WLOD = 2E-6 KU0 = -4E-6 KVSAT = 0.2
+KVTH0 = 2E-8 LLODKU0 = 1.0867072 STIMOD = 2
+WLODKU0 = 1.0990864 LLODVTH = 1 WLODVTH = 1
+LKU0 = 1E-6 WKU0 = 1E-6 LOETA0 = 1
+LKVTH0 = 1.1E-6 WKVTH0 = 1.1E-6 PKVTH0 = 0
+STK2 = 0 LODK2 = 1 STETA0 = 0 )
```



```

.MODEL CMOSPMOS (
+VERSION = 3.1          TNOM = 27          TOX = 3.2E-9
+XJ          = 1E-7          NCH = 4.1589E17      VTH0 = -0.2178731
+K1          = 0.3055794     K2 = -1.881877E-4   K3 = 0.0955725
+K3B        = 6.5385817     W0 = 1E-6          NLX = 3.118875E-7
+DVT0W      = 0            DVT1W = 0          DVT2W = 0
+DVT0       = 0.2602151     DVT1 = 0.1593124   DVT2 = 0.1
+U0         = 100          UA = 1.043597E-9    UB = 1E-21
+UC         = -4.36034E-11  VSAT = 2E5         A0 = 1.844554
+AGS        = 0.2915063     B0 = -4.189558E-6  B1 = 5E-6
+KETA       = 0.0414839     A1 = 0.0228958     A2 = 1
+RDSW       = 105.3697072   PRWG = -0.1019642  PRWB = 0.5
+WR         = 1            WINT = 0           LINT = 9.95995E-9
+DWG        = 1.093168E-9   DWB = -2.857077E-8  VOFF = -0.1022829
+NFACTOR    = 1.5332272     CIT = 0            CDSC = 2.4E-4
+CDSCD      = 0            CDSCB = 0          ETA0 = 0.011015
+ETAB       = -0.0285373    DSUB = 2.460721E-3 PCLM = 1.6249923
+PDIBLC1    = 0            PDIBLC2 = -4.302895E-9 PDIBLCB = -1E-3
+DROUT      = 1.282078E-3   PSCBE1 = 2.169291E9  PSCBE2 = 6.594654E-10
+PVAG       = 1.5395235     DELTA = 0.01       RSH = 6.5
+MOBMOD     = 1            PRT = 0            UTE = -1.5
+KT1        = -0.11        KT1L = 0           KT2 = 0.022
+UA1        = 4.31E-9      UB1 = -7.61E-18    UC1 = -5.6E-11
+AT         = 3.3E4        WL = 0             WLN = 1
+WW         = 0            WWN = 1            WWL = 0
+LL         = 0            LLN = 1            LW = 0
+LWN        = 1            LWL = 0            CAPMOD = 2
+XPART      = 0.5          CGDO = 3E-10       CGSO = 3E-10
+CGBO       = 1E-12        CJ = 1.174275E-3   PB = 0.8310047
+MJ         = 0.4126286    CJSW = 1.312194E-10 PBSW = 0.99
+MJSW       = 0.1          CJSWG = 4.22E-10  PBSWG = 0.99
+MJSWG      = 0.1          CF = 0             PVTH0 = 5.166851E-4
+PRDSW      = 42.1520552   PK2 = 1.857124E-3  WKETA = 0.0358202
+LKETA      = 0.0271244    PU0 = -1.0381257   PUA = -4.75151E-11
+PUB        = 4.084847E-22 PVSAT = -50        PETA0 = -2E-4
+PKETA      = -3.142785E-3 )
*
```

EK A.2 Kullanılan serim çizim programı içinde yer alan Generic 0.25µm MOSFET parametreleri.

```

.MODEL CMOSN NMOS (
+VERSION = 3.1          TNOM = 27          LEVEL = 7
+XJ          = 1E-7      NCH = 2.3549E17     TOX = 5.6E-9
+K1          = 0.4681093  K2 = 7.541163E-4     VTH0 = '0.3703728+dVthN'
+K3B        = 1.6723088  W0 = 1E-7          K3 = 1E-3
+DVT0W      = 0          DVT1W = 0          NLX = 1.586853E-7
+DVT0       = 0.5681239  DVT1 = 0.6650313     DVT2W = 0
+DVT0       = 0.5681239  DVT1 = 0.6650313     DVT2 = -0.5
+U0         = 284.0529492  UA = -1.538419E-9     UB = 2.706778E-18
+UC         = 2.748569E-11 VSAT = 1.293771E5     A0 = 1.5758996
+AGS        = 0.2933081   B0 = -5.433191E-9     B1 = -1E-7
+KETA       = -4.899001E-3 A1 = 3.196943E-5     A2 = 0.5018403
+RDSW       = 126.2217131 PRWG = 0.5          PRWB = -0.2
+WR         = 1          WINT = 0          LINT = 1.34656E-9
+DWB        = -3.779056E-9 VOFF = -0.0891381   NFACTOR = 1.29317
+CIT        = 0          CDSC = 2.4E-4          CDSCD = 0
+CDSCB      = 0          ETA0 = 6.291887E-3     ETAB = 3.385328E-4
+DSUB       = 0.0449797  PCLM = 1.5905872     PDIBLC1 = 1
+PDIBLC2    = 2.421388E-3 PDIBLCB = -0.0752287   DROUT = 0.9999731
+PSCBE1     = 7.947415E10 PSCBE2 = 5.8496E-10     PVAG = 1.01007E-7
+DELTA      = 0.01       RSH = 3.9          MOBMOD = 1
+PRT        = 0          UTE = -1.5          KT1 = -0.11
+KT1L       = 0          KT2 = 0.022         UA1 = 4.31E-9
+UB1        = -7.61E-18  UC1 = -5.6E-11     AT = 3.3E4
+WL         = 0          WLN = 1          WW = 0
+WWN        = 1          WWL = 0          LL = 0
+LLN        = 1          LW = 0          LWN = 1
+LWL        = 0          CAPMOD = 2         XPART = 0.5
+CGDO       = 4.65E-10   CGSO = 4.65E-10     CGBO = 5E-10
+CJ         = 1.698946E-3  PB = 0.99          MJ = 0.450283
+CJSW       = 3.872151E-10 PBSW = 0.8211413     MJSW = 0.2881135
+CJSWG      = 3.29E-10   PBSWG = 0.8211413   MJSWG = 0.2881135
+CF         = 0          PVTH0 = -9.283858E-3   PRDSW = -10
+PK2        = 4.074676E-3 WKETA = 7.164908E-3   LKETA = -7.349276E-3 )

```

```

.MODEL CMOSPMOS (
+VERSION = 3.1          TNOM = 27          TOX = 5.6E-9
+XJ      = 1E-7         NCH = 4.1589E17     VTH0 = '-0.4935548+dvthp'
+K1      = 0.6143278   K2 = 6.804492E-4     K3 = 0
+K3B     = 5.8844074   W0 = 1E-6         NLX = 6.938169E-9
+DVT0W   = 0          DVT1W = 0          DVT2W = 0
+DVT0    = 2.3578746  DVT1 = 0.7014778   DVT2 = -0.1881376
+U0      = 100        UA = 9.119231E-10    UB = 1E-21
+UC      = -1E-10     VSAT = 1.782051E5   A0 = 0.9704347
+AGS     = 0.1073973  B0 = 2.773991E-7    B1 = 8.423987E-7
+KETA    = 0.0104811  A1 = 0.0193128     A2 = 0.3
+RDSW    = 694.5830247 PRWG = 0.3169639    PRWB = -0.1958978
+WR      = 1          WINT = 0          LINT = 2.971337E-8
+DWB     = -2.31786E-10 VOFF = -0.1152095 NFACTOR = 1.1064678
+CIT     = 0          CDSC = 2.4E-4       CDSCD = 0
+CDSCB   = 0          ETA0 = 0.3676411    ETAB = -0.0915241
+DSUB    = 1.1089801  PCLM = 1.3226289   PDIBLC1 = 9.913816E-3
+PDIBLC2 = -1.499968E-6 PDIBLCB = -1E-3    DROUT = 0.1276027
+PSCBE1  = 8E10      PSCBE2 = 5.772776E-10 PVAG = 0.0135936
+DELTA   = 0.01      RSH = 3          MOBMOD = 1
+PRT     = 0          UTE = -1.5        KT1 = -0.11
+KT1L    = 0          KT2 = 0.022       UA1 = 4.31E-9
+UB1     = -7.61E-18 UC1 = -5.6E-11    AT = 3.3E4
+WL      = 0          WLN = 1          WW = 0
+WWN     = 1          WWL = 0          LL = 0
+LLN     = 1          LW = 0          LWN = 1
+LWL     = 0          CAPMOD = 2        XPART = 0.5
+CGDO    = 5.59E-10   CGSO = 5.59E-10   CGBO = 5E-10
+CJ      = 1.857995E-3 PB = 0.9771691    MJ = 0.4686434
+CJSW    = 3.426642E-10 PBSW = 0.871788    MJSW = 0.3314778
+CJSWG   = 2.5E-10   PBSWG = 0.871788  MJSWG = 0.3314778
+CF      = 0          PVTH0 = 4.137981E-3 PRDSW = 7.2931065
+PK2     = 2.600307E-3 WKETA = 0.0192532  LKETA = -5.972879E-3 )

```

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad :Halil ALPASLAN
Doğum Yeri ve Tarihi :DENİZLİ – 20.05.1981
Adres : Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektrik – Elektronik Müh.
Lisans Üniversitesi : Pamukkale Üniversitesi

Yayın Listesi:

Uluslararası Dergi:

- **Alpaslan, H.** and Yuce, E., Current-mode biquadratic universal design with two terminal unity gain cells, *Radioengineering*, vol. 21, no. 1, pp. 304-311, 2012.
- Yuce, E. and **Alpaslan, H.**, A CMOS current rectifier configuration suitable for integration, *Journal of Circuits Systems and Computers*, Vol. 21, No. 7, pp1250052 (12pages), 2012.
- Yuce, E., Minaei, S. and **Alpaslan, H.**, Novel CMOS technology based linear grounded voltage controlled resistor, *Journal of Circuits Systems and Computers*, vol. 20, no. 3, pp. 447-455, 2011.
- **Alpaslan, H.** and Yuce, E., Bandwidth expansion methods of inductance simulator circuits and voltage-mode biquads, *Journal of Circuits Systems and Computers*, vol. 20, no. 3, pp. 557-572, 2011.

Ulusal Dergi:

- **Alpaslan, H.** ve Yüce, E., Kazanç değişimli alçak geçiren ve bant geçiren cevapları gerçekleştirmek için tasarlanan çok fonksiyonlu bir filter, *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, vol. 16, no. 2, pp. 193-196, 2010.

Uluslararası Magazin:

- **Alpaslan, H.** and Yuce, E., One OA and one NIC-based grounded inductance simulators, *Electronics World*, vol. 111, no. 1883, pp. 45-46, 2009.

Uluslararası Bildiri:

- **Alpaslan, H.**, Minaei, S. and Yuce, E., Negative and positive immittance function simulators and their applications, *17th Int. Conference "Mixed Design of Integrated Circuits and Systems" (MIXDES 2010)*, Poland, pp. 416-419, June 24-26, 2010.

Ulusal Bildiri:

- **Alpaslan, H.** ve Yüce, E., Akım ve gerilim takipçileri ile tasarlanmış evrensel tip çok çıkışlı filter, *Elektrik Elektronik Müh. Günleri (EMG)*, Ankara, pp. 66-69, 29 Eylül – 1 Ekim, 2011.
- **Alpaslan, H.** ve Yüce, E., Yalnızca topraklanmış pasif elemanlı yeni evrensel yüzen tip immitans fonksiyon simülatörleri, *Elektrik Elektronik Müh. Günleri (EMG)*, Ankara, pp. 66-69, 29 Eylül – 1 Ekim, 2011.