

PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ELEKTRONİK AYARLANABİLİR
ANALOG İŞLEM BLOK TASARIMLARI**

**DOKTORA TEZİ
Remzi ARSLANALP**

Anabilim Dalı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği


Programı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği


Tez Danışmanı: Doç. Dr. Abdullah T. TOLA


MAYIS 2011


DOKTORA TEZ ONAY FORMU


Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü 081661004 nolu öğrencisi Remzi ARSLANALP tarafından hazırlanan "ELEKTRONİK AYARLANABİLİR ANALOG İŞLEM BLOK TASARIMLARI" başlıklı tez tarafımızdan okunmuş, kapsamı ve niteliği açısından bir Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Abdullah T. TOLA (PAÜ) 
(Jüri Başkanı)

Jüri Üyesi : Doç. Dr. Erkan YÜCE (PAÜ) 

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Selim BÖREKÇİ (AK. ÜN.) 

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK (PAÜ) 

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Selçuk HELHEL (AK. ÜN.) 

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 09.06.2011. tarih ve 16-30 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 atfedildiğine beyan ederim.

İmza

: 

Öğrenci Adı Soyadı

: Remzi Arslanalp

ÖNSÖZ

Bu tezde, elektronik ayarlanabilir tüm devre teknolojisine uygun dirençsiz devreler ve eşdeğer direnç devreleri tasarlanmıştır.

Öncelikle Doktora Tez Danışmanım Sayın Doç. Dr. Abdullah T. TOLA'ya katkı ve desteklerinden dolayı teşekkür ederim. Tez izleme Komitesinin değerli üyeleri Sayın Doç. Dr. Erkan YÜCE'ye, Sayın Yrd. Doç. Dr. Selim BÖREKÇİ'ye ve Tez Savunma Jürisinin değerli üyeleri Sayın Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK'e, ve Sayın Yrd. Doç. Dr. Selçuk HELHEL'e tezin gelişimine verdikleri desteklerden dolayı teşekkür ederim.

Başta Bölüm Başkanımız Sayın Prof. Dr. Mustafa TEMİZ olmak üzere tüm değerli bölüm hocalarıma ve çalışma arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Bugünlere gelmemde hiç şüphe yok ki en büyük pay sahibi olan başta annem ve merhum babam olmak üzere tüm aile büyüklerime ve tüm süreç içerisinde her türlü desteğini esirgemeyen, gösterdiği büyük anlayış ile bana sürekli güç veren değerli eşime ve neşe kaynağım kızıma şükranlarımı sunar, ancak onların haklarını ödeyemeyeceğimi ifade edebilirim.

Mayıs 2011

Remzi ARSLANALP

(Araştırma Görevlisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
1.2 Analog Elektronik	3
1.3 Akım Modlu ve Gerilim Modlu Devreler	4
1.4 Translineer Devreler.....	6
1.5 Süzgeçler	8
1.6 Tasarım Yöntemi.....	9
1.7 Tezin Tanıtımı	12
2. TEMEL KAVRAMLAR	14
2.1 Akım Değişkenli Translineer Devre Elemanları.....	14
2.2 BJT: Temel Aktif Eleman	16
2.3 Akım Taşıyıcılar.....	18
2.4 Süzgeçlere Genel Bir Bakış	19
2.5 Sentez Yöntemleri.....	25
2.5.1 Durum uzayı sentez yöntemi.....	25
2.5.2 Blok diagram sentez yöntemi.....	27
2.6 Entegre Pasif Eleman İmalatı.....	29
2.7 Eşdeğer Direnç Devreleri	31
2.8 Elektronik Ayarlanabilirlik	32
3. BİRİNCİ DERECE AKIM MODLU DİRENÇSİZ SÜZGEÇ TASARIMLARI	38
3.1 Giriş.....	38
3.2 Birinci Dereceden Süzgeçler	38
3.3 Yüzen Kondasatör ve BJTlerden Oluşan Dirençsiz Birinci Dereceden Tüm Geçiren Süzgeç Devresi	39
3.3.1 İdeal olmayan durum analizi.....	44
3.3.2 Sunulan birinci derece tüm geçiren süzgecin tam devresi ve deneysel mimarisi	45
3.4 Topraklanmış Kondasatör ve BJT'lerden Oluşan Dirençsiz Birinci Dereceden Süzgeçler	47
3.4.1 Yüksek frekans analizi	53
3.4.2 Uygulama devresi I: Çok fonksiyonlu süzgeç	56
3.4.3 Uygulama devresi II: İkinci dereceden band geçiren süzgeç.....	56
3.5 Sonuçlar ve Değerlendirme.....	58
3.5.1 Yüzen kondasatör ve BJT'lerden oluşan dirençsiz birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresi için benzetim ve deney sonuçları	58
3.5.2 Değerlendirme.....	66
3.5.3 Topraklanmış kondasatör ve BJT'lerden oluşan dirençsiz birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresi için benzetim sonuçları.....	67
3.5.4 Değerlendirme.....	74
4. TAM KONTOL EDİLEBİLEN BİRİNCİ DERECEDEN EVRENSEL SÜZGEÇLERİN TASARIMI	75
4.1 Statik Translineer Devreler	76

4.2 Devre I.....	78
4.3 Devre II.....	84
4.3.1 Durum uzayı sentez yöntemi ile birinci dereceden evrensel süzgeç devresinin tasarımı	86
4.3.2 Yüksek frekans analizi	91
4.4 Benzetim Sonuçları	93
4.4.1 Devre I'in benzetim sonuçları	93
4.4.2 Devre II'nin benzetim sonuçları.....	96
4.5 Değerlendirme.....	103
5. İKİ ADET KAYIPLI İNTEGRAL ALICI DEVRE İÇEREN İKİNCİ DERECEDEDEN SÜZGEÇİN TASARIMI	105
5.1 İki Kayıplı İntegral Alıcı Blok Kullanarak Q Kalite Faktörü Ayarlanabilen İkinci Dereceden Devrenin Tasarımı	106
5.2 $Q=1$ Olduğu Özel Durum.....	110
5.3 Benzetim Sonuçları	114
5.4 Değerlendirme.....	118
6. AKIM KONTROLLÜ ELEKTRONİK AYARLANABİLİR DİRENÇ EŞDEĞER DEVRELERİ.....	119
6.1 Literatürde Sunulan BJT Tabanlı Direnç Eşdeğer Devrelerinin İncelenmesi	120
6.2 Önerilen Akım Kontrollü Direnç Eşdeğer Devresi.....	123
6.3 Sonlu β Etkisinin İdeal Olmayan Etkileri.....	130
6.3.1 CCGR'nin Monte Carlo analizi için Matlab programı	133
6.3.2 CCFR'nin Monte Carlo analizi için Matlab programı	134
6.4 Tasarlanan Direnç Eşdeğer Devrelerinin Uygulamaları	135
6.4.1 İkinci dereceden band geçiren süzgeç uygulama devresi	135
6.4.2 Bobin eşdeğer devresi	137
6.5 Benzetim Sonuçları	138
6.6 Değerlendirme.....	146
7. GENEL DEĞERLENDİRME	148

KISALTMALAR

BJT	: İki kutuplu transistör
THD	: Toplam harmonik bozulma
BW	: Band genişliği
Q	: Kalite faktörü
dc	: Doğru akım
ac	: Alternatif akım
Op-Amp	: İşlemsel yükseltec
OTA	: İşlemsel geçiş iletkenliği yükselteci

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
2.1: Direnç çeşitleri [47]	30
4.1: Kontrol değişkenlerine göre süzgeç tipleri ve karakteristikleri	81
4.2: Kutuplama akımlarına göre süzgeç türleri	81
4.3: Süzgecin çalışma verileri ve elde edilen %THD değerleri	95
4.4: Birinci dereceden süzgeç türlerinin hepsinin gürültü analizi sonuçları	102
5.1: Şekil 5.4'de verilen devredeki akım kaynaklarının değerleri	110
5.2: Devre karakteristikleri.....	114
6.1: İleri yön akım kazancının istatistiksel karakteristikleri	132
6.2: Monte Carlo benzetimi sonucunda elde edilen CCGR'nin istatistiksel karakteristikleri	132
6.3: Monte Carlo benzetimi sonucunda elde edilen CCFR'nin istatistiksel karakteristikleri	132
6.4: Birinci uygulama devresi için denk devrede kullanılan direnç eşdeğer devrelerinin eşlenmesi.....	135
6.5: Birinci uygulama devresi için denk devrede kullanılan direnç eşdeğer devrelerinin eşlenmesi.....	137
6.6: Sunulan eşdeğer direnç devrelerinin güç tüketimleri.....	139

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

1.1: Tasarım için kullanılacak olan iş akış diyagramı.....	11
2.1: Akım değişkenli translineer devre elemanları	15
2.2: (a) BJT elemanının npn ve pnp yapıları ile sembolü ve (b) bunların küçük işaret modeli.....	16
2.3: Bir akım taşıyıcının blok gösterimi.....	18
2.4 : Genel bir sistemin blok şeması	19
2.5: Genel süzgeç blok yapısı.....	20
2.6: Bazı yaklaşım çeşitlerinin genlik ifadeleri.....	22
2.7: Temel alçak geçiren süzgeç devreleri (a) pasif gerilim modlu, (b) pasif akım modlu, (c) aktif gerilim modlu (d) aktif akım modlu.....	24
2.8: Blok gösterimi.....	27
2.9: Toplama noktası.....	28
2.10: Eşdeğer işaret elde etme noktası	28
2.11: Kapalı çevrim bir sistemin blok gösterimi.....	29
2.12: Entegre direnç yapıları [41]	30
2.13: Eşdeğer direnç gösterimi.....	31
2.14: Doğrudan ayarlamamanın blok gösterimi.....	33
2.15: Elektronik ayarlamamanın blok gösterimi.....	33
2.16: Donanım değişikliği ile yapılan dolaylı ayarlamamanın blok gösterimi	34
2.17: Elektronik ayarlanabilir devrelere ait çeşitli sonuçlar (a) Kesim frekansı elektronik ayarlanabilir alçak geçiren süzgece ait frekans cevabı (b) Kalite faktörü elektronik ayarlanabilir band geçiren süzgece ait frekans cevabı.....	37
3.1: Birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin eşdeğer devresi	41
3.2: Tasarlanan birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresi	42
3.3: Sunulan birinci derece tüm geçiren süzgecin tam devresi	46
3.4: Devre mimarisi.....	47
3.5: Tasarlanan birinci dereceden elektronik ayarlanabilir süzgeç devre yapıları (a) npn BJT'li versiyonu (b) pnp BJT'li versiyonu	47

3.6: Şekil 3.5'den elde edilen birinci dereceden elektronik ayarlanabilir alçak geçiren süzgeç devresi.....	50
3.7: Şekil 3.5'den elde edilen birinci dereceden elektronik ayarlanabilir yüksek geçiren süzgeç devresi.....	50
3.8: Şekil 3.5'den elde edilen birinci dereceden elektronik ayarlanabilir tüm geçiren süzgeç devresi	51
3.9: (a) Şekil 2.2'den elde edilen birinci dereceden elektronik ayarlanabilir tüm geçiren süzgeç devresi (b) bu devreye ait eşdeğer model	52
3.10: Şekil 3.5'den elde edilen birinci dereceden elektronik ayarlanabilir çok fonksiyonlu süzgeç devresi	56
3.11: Şekil 3.5'den elde edilen ikinci dereceden elektronik ayarlanabilir band geçiren süzgeç devresi.....	57
3.12: Tasarlanan birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin frekansa göre kazanç değişimi.....	58
3.13: Tasarlanan birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin frekansa göre faz değişimi	59
3.14: Rezonans frekansında zaman ortamı cevabı	60
3.15: Elektronik ayarlanabilir faz cevabı	60
3.16: Rezonans frekansının f_0 kontrol dc akıma göre I_f değişimi	61
3.17: Farklı giriş genlikli giriş değerlerine karşı %THD değerleri	62
3.18: Kondansatör değerinin %5'lik normal (Gaussian) değişimine karşı rezonans frekansındaki değişim	62
3.19: Q_2 transistörünün ileri yön akım kazancının değeri %5'lik normal (Gaussian) değişimine karşı rezonans frekansındaki değişim	63
3.20: Tasarlanan devrenin çıkışına 50 Ω 'luk direnç bağlandığında elde edilen çıkış karakteristiği.....	64
3.21: Giriş işareti ve çıkış işareti için gürültü değerleri	64
3.22: Deneysel devrenin faz cevabı	65
3.23: Deneysel devrenin genlik cevabı	66
3.24: Şekil 3.6'da verilen alçak geçiren süzgeç için genlik ve faz cevabı	67
3.25: Şekil 3.7'de verilen yüksek geçiren süzgeç için genlik ve faz cevabı	68
3.26: Şekil 3.8'de verilen tüm geçiren süzgeç için genlik ve faz cevabı	68
3.27: Farklı I_f değerleri için elde edilmiş farklı kesim frekansına sahip alçak geçiren süzgece ait faz cevabı.....	69
3.28: Tüm süzgeç cevaplarının farklı I_f değerleri için elde edilmiş kesim frekansı değerleri.....	69
3.29: Tüm süzgeç cevaplarının farklı I_f değerleri için elde edilmiş kesim frekansı değerleri.....	70

3.30: Şekil 3.10'da verilen çok fonksiyonlu süzgeç devresinin genlik cevabı	71
3.31: Şekil 3.11'de verilen band geçiren süzgeç devresinin genlik ve faz cevabı	71
3.32: a 'nın %5'lik Gaussian sapması ile elde edilen frekans cevabındaki değişim ...	72
3.33: a 'nın %5'lik Gaussian sapması ile elde edilen frekans cevabındaki değişimin dağılımı	73
3.34: Şekil 3.10'da verilen devre için frekans ortamı sonuçları	73
3.35: Şekil 3.10'da verilen devre için zaman ortamı sonuçları.....	74
4.1: Statik translineer devrelere örnekler (a) aşağı-yukarı translineer devre (b) yığın translineer devre	77
4.2: Sisteme ait blok diyagram.....	80
4.3: Tasarlanan birinci dereceden süzgeç devresi	82
4.4: İkinci dereceden band geçiren süzgeç uygulaması	83
4.5: (a) Sabit ile çarpma devresi ve (b) temsil eden blok.....	85
4.6: (a) Geçiş direnci kayıplı integral alıcı devre ve (b) blok şeması	85
4.7: Durum denklemlerinin blok diyagram ile ifadesi	88
4.8: Evrensel süzgeç devresi	89
4.9: İkinci dereceden band geçiren süzgeç devresi	90
4.10: Birinci dereceden süzgeçlere ait kazanç cevapları.....	94
4.11: Tüm geçiren süzgecin farklı kesim frekansları için faz yanıtları.....	94
4.12: Kontrol akım kaynaklarının değerlerine göre kesim frekansları	95
4.13: İkinci dereceden band geçiren süzgeç uygulamasının kazanç yanıtı	96
4.14: Tüm süzgeç türlerine ait kazanç yanıtları	97
4.15: Farklı I_f değerleri için elde edilen tüm geçiren süzgecin faz yanıtı	98
4.16: Yüksek geçiren süzgecin kesim frekansının kontrol akımı ile değişimi.....	98
4.17: Tüm geçiren süzgecin kesim frekansının kontrol akımı ile değişimi	99
4.18: Alçak geçiren süzgecin kesim frekansının kontrol akımı ile değişimi	99
4.19: Giriş işaretinin farklı genlikleri için THD değerleri	100
4.20: Kondansatör değerinin rastgele %5'lik tolerans içerisinde ve normal dağılıma uygun olarak değiştirilmesi ile elde edilen faz yanıtı.....	101
4.21: Kondansatör değerinin rastgele %5'lik tolerans içerisinde ve normal dağılıma uygun olarak değiştirilmesi ile faz açısının kesim frekansında değişimi.....	101
4.22: İkinci dereceden band geçiren süzgecin genlik cevabı	102
4.23: Farklı I_f değerleri için ikinci dereceden band geçiren süzgecin merkez frekansının değişimi	103
5.1: Temel KHN mimarisi	106

5.2: (a) Kayıplı integral alıcı işlem bloğu (b) açık devre hali	107
5.3: İkinci dereceden süzgece ait blok şema	107
5.4: Çok çıkışlı ikinci dereceden süzgeç devresi	109
5.5: Sabit kalite faktörüne sahip ikinci dereceden çok çıkışlı süzgeç devresine ait blok diyagram.....	111
5.6: $Q=1$ olduğu çok çıkışlı süzgeç devresi	113
5.7: Kalite faktörü ayarlanabilir devrenin genlik cevabı.....	114
5.8: Farklı dc akımlara merkez frekansının değişimi.....	115
5.9: Farklı dc akımlara kalite faktörününün değişimi	115
5.10: Band geçiren süzgecin zaman ortamında giriş ve çıkış işaretleri	116
5.11: Kalite faktörünün sabit olduğu devre için tüm süzgeçlere ait kazanç grafikleri	117
5.12: Tüm geçiren süzgeç için faz grafiğinin farklı dc akımlara karşı olan değişimleri.....	117
6.1: AB sınıfı akım kontrollü direnç eşdeğer devresi [99].....	121
6.2: Önerilen akım kontrollü direnç eşdeğer devresinin a) blok gösterimi b) eşdeğer devre tanımlaması	123
6.3: Önerilen akım kontrollü pozitif direnç eşdeğer devresinin basitleştirilmiş gösterimi.....	124
6.4: Önerilen akım kontrollü topraklanmış direnç eşdeğer devresi (CCGR).....	126
6.5: Önerilen akım kontrollü yüzen direnç eşdeğer devresi (CCFR).....	127
6.6: Bir örnek NIC devresi	127
6.7: Önerilen akım kontrollü topraklanmış negatif direnç eşdeğer devresi (CCGNR)	128
6.8: Önerilen akım kontrollü yüzen negatif direnç eşdeğer devresi (CCFNR).....	129
6.9: Band geçiren süzgeç uygulaması (a) asıl devre (b) önerilen direnç eşdeğer devrelerinin kullanıldığı denk devre	136
6.10: Bobin eşdeğer devre uygulaması (a) asıl devre (b) önerilen direnç eşdeğer devrelerinin kullanıldığı denk devre	138
6.11: CCGR'nin farklı kontrol akımları için direnç değerleri	139
6.12: CCFR'nin farklı kontrol akımları için direnç değerleri	140
6.13: Topraklanmış direnç eşdeğer devreleri için farklı kontrol akımları için $v-i$ karakteristiği.....	141
6.14: Yüzen direnç eşdeğer devreleri için farklı kontrol akımları için $v-i$ karakteristiği.....	142
6.15: CCGR ve CCFR için THD değerleri	143
6.16: CCGR'nin kazanç ve faz yanıtı	144

6.17: CCFR'nin kazanç ve faz yanıtı	144
6.18: Merkez frekansı ayarlanabilir band geçiren süzgecin kazanç yanıtı.....	145
6.19: Bobin eşdeğer devresinin empedans ve faz yanıtı	146

ÖZET

ELEKTRONİK AYARLANABİLİR ANALOG İŞLEM BLOK TASARIMLARI

Bu çalışmada, analog işlem blok devreleri üzerine araştırma yapılmıştır. Tümdevre yapısında pasif elemanlar hem fazla alan kaplamakta hem de güç tüketimini artırmaktadır. Bu sebepten pasif elemanların mümkün olduğunca en az sayıda kullanıldığı devre yapıları çoğunlukla tercih edilmektedir. Bu gereksinim doğrultusunda yapılan çalışmanın temel ekseninde dirençsiz devre yapıları ve direnç elemanının gördüğü işi yapacak eşdeğer devrelerin geliştirilmesi yer almaktadır.

Devre üzerinde herhangi bir donanım değişikliğine gitmeden, devredeki bazı harici besleme kaynaklarının değerlerinin değiştirilmesi ile devrenin parametrelerinde meydana gelen değişime elektronik olarak ayarlanma denilmektedir. Bu özellik sayesinde, birden fazla işlevi yerine getiren tek bir devre kullanılabilir. Aynı zamanda, hem diğer devrelerin kapladığı alandan tasarruf edilmiş olunacak hem de daha az eleman ile daha ekonomik çözümler üretilmiş olacaktır.

Özetle bu çalışmada daha az eleman kullanılarak, daha düşük güç tüketimine sahip, çok fonksiyonlu elektronik olarak ayarlanabilir mikroelettronik devreleri tasarlanmıştır.

SUMMARY

SYNTHESIS OF ELECTRONICALLY TUNABLE ANALOG FUNCTIONAL BLOCKS

In this work, a research concerning with analog functional blocks is proposed. Passive components not only take up space in IC but also they raise power consumption. For these reasons, the circuits which have minimum passive components are preferred frequently. In accordance with this purpose, resistorless circuit topologies and resistance simulator circuits have been developed.

Electronic tunability means setting up some circuit parameters by changing the values of dc sources without any hardware alteration. By employing this property, many function can be examined on the same architecture. Moreover, IC space is made lower and less component is exercised to be aiming more economic manufacturing.

In short, in this dissertation, multifunctional electronically tunable electronic circuits are synthesized using less components and less power consumption.

1. GİRİŞ

Doğada bulunan tüm büyüklüklerin analog yapıya sahip olması sebebiyle analog işaretler ve bu işaretleri işleyen sistemler temel yapıyı oluşturmaktadır. Bu sebepten dolayı analog devreler her zaman kullanım alanına sahiptir ve analog olmayan sistemlerin bile gereksinimleridir. Çünkü aslında tüm devreler analog yapıya sahiptir. Bu sebeplerden dolayı analog mikroelektronik devrelerin gelişmesine yönelik yapılacak her çalışma önem arz etmektedir. Analog işaretleri ayırık zamanlı ve sadece belirli değerleri alabilen işaretlerden ayıran en önemli farklardan bir tanesi de analog işaretlerin sonsuz çözünürlüğe sahip olmasıdır.

Ancak tüm analog işaretler belirli bir seviyede gürültüye sahiptirler. Gürültünün en başta gelen zararlarının arasında gürültünün temel işarete zayıflamaya ve bozulmaya yol açması gelmektedir. Gürültü, elemanların elektrik yükü ile yüklenmesi ve boşalması esnasında ortaya çıkan istenilmeyen elektriksel büyüklükler olarak tanımlanabilir. Temel işaret ile gürültünün birbirinden ayrılması oldukça güçtür. Bu sebepten gürültü elemanlar arasında aktarılabilir.

Bu da eleman sayısının azlığı ile doğrudan ilgilidir. Aynı transfer fonksiyonunu yerine getirecek daha az elemanın kullanılması güç tüketimini düşüreceği gibi aynı zamanda devrenin kapladığı toplam alanı azaltır. Bu da çağımız ihtiyaçlarına hem ekonomik hem de işlevsel çözüm getirmektedir. Bu konuda yapılacak araştırmalar bu hedefleri sağlama çabası içerdiğinden oldukça önemlidir.

1.1 Tezin Amacı

Günümüzde gelişen teknoloji ile birlikte gerek endüstride gerekse günlük hayatta son tüketiciye sunulan elektronik cihazlardaki gereksinimler de değişmiştir. Özellikle taşınabilir elektronik cihazların artması ile düşük güçlü, maliyeti düşük, fonksiyonu fazla elektronik devrelerin tercih edilmesi artmıştır. Bu ihtiyaçların paralelinde bilim dünyasında bu hedefler göz önünde bulundurularak yapılan çalışmaların sayısı hızlı bir artış göstermiştir. Bu bağlamda yapılacak tezde literatürde rastlanan devrelerden farklı olarak daha az eleman kullanılarak, daha düşük güç tüketimine sahip, çok fonksiyonlu mikroelektronik devrelerin tasarlanması hedeflenmiştir.

Geçtiğimiz yüzyılın son yarısından itibaren gelişen mikroelektronik devre anlayışının diğer bir gereksinimi ise daha az alan kaplayan tasarımların gelişmesi üzerine olmuştur. Bir diğer ifade ile entegre edilebilirliğin bir üst adımı olarak entegre edilen devrelerin entegre içerisinde kapladığı alan önemli hale gelmiştir. Yani bir taraftan aynı devrenin işlevi artırılmaya çalışılırken diğer taraftan devrenin entegre içerisinde kapladığı alan azaltılmaya çalışılmıştır. Bu hedef doğrultusunda farklı yöntemler uygulanmıştır. Örneğin entegre devrelerin başta gelen sıkıntılarının arasında pasif elemanların entegre içerisine yerleştirilmesi gelmektedir. Pasif elemanlar hem fazla alan kaplamakta hem de güç tüketimini artırmaktadır. Bu sebepten pasif elemanların eşdeğer devreleri elde edilmeye çalışılmıştır. Böylelikle sadece aktif entegre edilebilir elemanlar kullanılarak tümdevre gerçekleştirilebilmektedir. Bundan farklı olarak eleman sayısının azalması ile de alan azaltılması sağlanabilmektedir. Tezin amaçları arasında daha az yer kaplayan en az sayıda pasif eleman içeren mikroelektronik devrelerin tasarımı da yer almaktadır.

Bir elektronik cihaz farklı işlevleri yerine getiren mikroelektronik devrelerin birlikte uyum içerisinde çalışması ile elde edilir. Güç tüketimini azaltan, maliyeti düşüren ve cihazın boyutlarını azaltan diğer bir araştırma ve çalışma konusu ise elektronik olarak ayarlanabilen devrelerdir. Birden fazla işlevi yerine getiren tek bir devrenin kullanılması ile hem diğer devrelerin kapladığı alandan tasarruf edilmiş olunacak hem de daha az eleman ile daha ekonomik çözümler üretilmiş olunacaktır.

Elektronik ayarlanabilen devrelerin bir diğerk önemli kullanım sebebi daha vardır. Gelişen teknoloji akıllı sistemlerin gelişimini hızlandırmıştır. Bir sistemin kendi üzerinde bazı gerekli değışiklikleri dış müdahale olmadan yapması tercih edilen bir olgu haline gelmiştir. Bu sistemler genel olarak uyarlamalı sistemler olarak adlandırılabilirler. Elektronik ayarlanabilir sistemler aslında uyarlamalı sistemlerin bir gereksinimidir. Bu doğrultuda çalışmalar gün geçtikçe büyük bir ivme ile artmaktadır. Tezin amaçları arasında tasarlanan devrelerin elektronik olarak ayarlanabilmesi de yer almaktadır.

Tasarlanan tüm devrelerin düşük gürültü seviyesine sahip olması ve bozulma oranının belirli sınır değerlerinin altında kalması beklenmektedir. Mikroelektronik devrenin geçerliliğı ancak bu kriterler ile belirlenebilmektedir. Tasarlanacak devrelerin bu ölçütlere uyması hedeflenmektedir.

Özetle yapılacak tezde; daha önce literatürde rastlanmamış, literatürdeki diğerk devrelere göre daha az eleman kullanarak çok fonksiyonlu, düşük güç tüketimine sahip, elektronik ayarlanabilir, düşük gürültü seviyesine sahip, bozulma oranı düşük, entegre edilebilir özelliklerinin tamamına ya da bir kısmına sahip mikroelektronik devre tasarımlarını yapmak hedeflenmektedir.

Tezde tasarlanacak devrelerin hangi özelliklere sahip olmasının istendiğı, ayrıntılı olarak yukarıda belirtilmiştir. Yine yukarıda açıklandığı gibi farklı işlevler yerine getiren birçok elektronik blok yapı mevcuttur. Bu durum genel kapsamdan ziyade özel hedefler belirleme gereksinimini ortaya çıkarmaktadır. Bu doğrultuda, belirtilen özelliklerden tamamına ya da bir kısmına sahip en çok kullanılan elektronik işlem bloklarından olan süzgeç devreleri ve/veya pasif eleman eşdeğer devreleri üzerinde araştırma yapmak tezin hedeflerindedir.

1.2 Analog Elektronik

Analog elektronik kavramından genel olarak sürekli zamanlı ve her değıeri alabilen işaretleri işleyen analog devre elemanlarından ya da analog blok yapılardan oluşan, girişı ile çıkışı arasında bir sebep sonuç ilişkisi bulunan devreler anlaşılmaktadır.

Analog işaretlerin doğal olarak elde edilebilmesi analog devrelerin önemini ortaya çıkarmaktadır. Diğer tüm işaretler analog işaretlerden üretilmektedirler. Aynı zamanda analog işaretleri işlemeyen devrelerin dahi iç mimarileri analog yapıdadırlar. Bu sonuç analog devrelerin üzerinde yapılacak çalışmaların neden vazgeçilmez olduğunun bir başka kanıtıdır. Analog işaretleri ayrık zamanlı ve sadece belirli değerleri alabilen işaretlerden ayıran en önemli farklardan bir tanesi de analog işaretlerin sonsuz çözünürlüğe sahip olmasıdır.

Analog elektronikte farklı amaçlar için kullanılan birçok analog işlem blokları farklı tasarım yöntemleri ve farklı devre elemanları kullanılarak geliştirilmiştir. Böylelikle bu bloklar kullanılarak sistemler tasarlanabilmektedir. Literatürde rastlanan temel analog işlem bloklarının bazıları şöyledir:

- Türev alıcı devre
- İntegral alıcı devre
- Toplayıcı devre
- Çarpım/Bölüm devresi
- Osilatör devresi
- Süzgeç devresi
- Pasif eleman eşdeğer devresi
- Pasif eleman değer değiştirici devresi

1.3 Akım Modlu ve Gerilim Modlu Devreler

Elektriğin temel iki bileşeni olan akım ve gerilim birbirinden ayrılmaz büyüklüklerdir. Birbirleri ile neden ve sonuç ilişkisi ile bağlı olan ikili birbirinden bağımsız düşünülemez. Lakin devrede işlenen işaretin ne olduğu sorusunun da cevaplanması gerekmektedir. Bu sebepten dolayı iki işareten birisi doğal olarak diğerine göre önceliğe sahip olmaktadır.

Uzun bir süre devre teorilerinde gerilim ön planda kalmış, akımdan söz edilmemiştir. Gerilim modlu, yani gerilimin akıma göre daha ön planda olduğu ya da giriş çıkış büyüklüklerinin gerilim esaslı olduğu devrelerin, teorik olarak ortaya çıkışı çok eski zamanlara dayanmak ile birlikte, pratik yapılanma özellikle 1940'lerden sonra temel elemanlardan kabul edilen Op-Amp'ın keşfiyle hızlı bir gelişim göstermiştir. 1960'ların sonuna kadar geliştirilen teorilerin neredeyse tamamı gerilim modlu devrelere aittir.

İlerleyen yıllarda akım modlu devreler için temel adımlardan sayılan akım taşıyıcıların ortaya çıkmasından sonra akım modlu devreler çoğu araştırmacının ilgisini çekmiştir [1]. Aslında önceki devrelerin gerilim modlu olarak adlandırılması akım modlu devrelerin keşfinden sonra olmuştur. Araştırmacılar o zamana kadar sürekli gerilimin ön planda kaldığını düşünmüş ve gerilim modlu devreler tasarlamışlar; ancak 1968 yılından sonra akım taşıyıcı ve diğer akım modlu yapı elemanlarının keşfi ile akımın baskın olduğu akım modlu devrelere yönelim başlamıştır.

Daha sonraları akım bilgisini işleyen devre yapısı Gilberts tarafından translineer çevrim teorisi ile ortaya atılmıştır [2]. 1970'li yıllarda akım modlu devrelerin sistem performanslarının gerilim modlu devrelere göre daha iyi olduğu anlaşılmıştır [3].

Bu gelişmelerden sonra akım modlu devrelerde işaret işleme denildiğinde akımın işlenmesi, transfer fonksiyonu denildiğinde ise giriş ve çıkış akım büyüklüklerinin oranı olduğunun anlaşılması gerekmektedir [4].

Akım modlu devrelerin gelişimindeki etkenlerden en önemlisi uç denklemlerinde akım bilgileri içeren yarıiletken devre elemanlarının geliştirilmesidir [3]. Buna rağmen 1990'lı yıllara kadar akım modlu devre kavramı çok fazla ilgi görmemiştir [5]. Özellikle çift kutuplu (BJT) ve alan etkili (FET) transistörler ile tasarlanan akım modlu devre yapılarının kolaylıkla entegre edilebilmesinden sonra ticari amaçlı üretimler başlamıştır.

Son çalışmalarda elde edilen deneysel sonuçlar ile akım modlu devrelerin gerilim modlu devrelere göre yüksek hız, bant genişliği, lineerlik ve mimari yapıda kolaylık yönlerinden üstünlükleri olduğu tespit edilmiştir [6-8]. Ayrıca son teknolojik gelişmeler ile düşük güç tüketiminin öneminin artması akım modlu devrelerin gelişimini ve konu üzerindeki ilgiyi olumlu yönde etkilemiştir [9].

Peki, nasıl bir devrenin akım ya da gerilim modlu olduğuna karar verilebilmektedir? Bu ayrımı yapmak için farklı bilim insanları farklı kıstaslar ortaya koymuştur. En genel olarak dört ayırım noktası ile bu ayrımı gitmenin mümkün olduğu söylenebilir:

- İşlenen işaret
- Giriş çıkış büyüklükleri
- Devre elemanlarının uç denklemleri
- Önem, baskınlık

Temel olarak fonksiyonel bir işlevi yerine getiren bir sistemi; girişi olan, girişinden gelen bilgi içeren işareti tanımlanmış sistem fonksiyonuna uygun olarak işleyen, harici bir işaret ile temel fonksiyon parametrelerinin bir tanesini veya birkaç tanesini kontrol edebilen yapılar olarak tanımlayabiliriz. Sistemde işlenen işaretin ne olduğuna göre sistemin akım modlu ya da gerilim modlu olarak tanımlanabileceği gibi giriş ve çıkış işaretinin akım ya da gerilim olmasına göre de bu karar verilebilir. Ancak kimi zamanda devrede kullanılan aktif elemanların uç denklemlerinin gerek kontrol işaretini oluşturması gerekse kullanılan dönüşüm katsayılarını belirlemesi ile devrede işlenen akım ya da gerilim işaretlerinden bir tanesi diğerinden daha fazla öne çıkabilir. Bu durumda da devrenin akım modlu ya da gerilim modlu olmasına karar verilebilir.

1.4 Translineer Devreler

Translineer prensibi ilk defa 1975 yılında Gilbert tarafından translineer devre yapısı ile ortaya atılmıştır. Bu makalede yazar çift kutuplu transistörün (BJT) kollektör akımı ile geçiş iletkenliği (A/V) arasındaki lineer ilişkiden faydalanarak genel bir prensip ortaya atmıştır [2].

Gilbert makalesinde ileri yönde kutuplanmış p-n jonksiyonlarının kapalı bir çevrim oluşturması halinde akımları arasında doğrusal bir ilişki olacağını söylemiştir. Kapalı bir çevrimdeki gerilimlerin toplamı sıfırdır. İleri yönde kutuplanmış p-n jonksiyonunun akımı ile gerilimi arasında lineer olmayan, üstel bir ilişki vardır. Kapalı çevrimdeki gerilim ifadelerinin yerine doğrusal olmayan akım eşitlikleri yazılıp, logaritmanın matematiksel özelliklerinden faydalanarak çeşitli işlemler yapıldığında, p-n jonksiyonlarının akımlarının çarpımından oluşan bir ilişki elde edilir. Böylece akımlar arasındaki bu özellikten faydalanarak çarpma, bölme ve kare alma devreleri yapılabilir. Aynı zamanda karmaşık devrelerde bilinmeyen bir akım bilinen akımlardan faydalanarak bulunabilir. Bu hesap yolu ile devre analizi klasik yöntemlere göre çok daha kolay ve daha az zamanda yapılabilmektedir.

Translineer devrelerin temelini hiç şüphe yok ki devre elemanın üzerinden akan akım ile jonksiyon üzerinde oluşan gerilimin ilişkisi oluşturmaktadır. Translineer devrelerde giriş çıkış ilişkilerinin akımın bir fonksiyonu olmasından ve devre elemanlarının üzerinde oluşan gerilimin giriş çıkış ifadesinin elde edilmesinde dikkate alınmaması sebebiyle translineer devrelerin tam bir akım modlu devre yapısına sahip olduğu söylenebilir. Devrelerin tasarımı esnasında kısıtlanmış modellerin (küçük işaret modeli gibi) kullanılmaması ile translineer devrelerin herhangi bir sınırlandırılmış bölgede çalışma gerekliliği yoktur.

Translineer devre elemanlarının akım gerilim ilişkilerinde üstel bir ilişki olduğu için jonksiyon üzerinde salınan gerilimin genlik değeri büyük değildir. Başka bir söyleyiş ile geçiş iletkenliği büyük değere sahip olduğu için düşük gerilim salınımları ile istenilen akım büyüklükleri elde edilebilmektedir. Bunun anlamı şudur; salınan gerilim seviyesinin düşük olması ile jonksiyonlardaki şarj ve deşarj değişimleri eşdeğer devrelerden daha düşük seviyelerde kalmaktadır. Böylece istenilmeyen nonlineer etkilerin mertebesi daha düşüğe kalacaktır. Jonksiyon üzerindeki bu sınırlı salınım ile translineer devreler “slew rate” bozulmasına maruz kalmayacaktır. Bu özellik ile aynı zamanda translineer devreler yüksek hız gerektiren uygulamalarda yüksek başarımla çalışmaktadır.

Translineer devre prensibi ile tasarlanmış devrelerin düşük güç tüketimine sahip olması, çalışma frekans aralığının eşdeğer devrelere göre daha geniş olması gibi üstünlüklerinden dolayı translineer devre prensibi ilgi duyulan bir sentez yöntemi olmuştur.

Daha sonraları bu prensipten faydalanarak çeşitli devre yapıları ortaya çıkmıştır. Gilbert tarafından ortaya atılan yeni anlayış farklı amaçlar için kullanılmıştır. Böylece sadece teorik alt yapı gelişmekle kalmamış prensibin uygulama alanları da artmıştır. Örneğin logaritmik ortam süzgeçleri [10], karekök ortam süzgeçleri [11], akım kontrollü akım taşıyıcı devreleri [12] Gilbert'in prensibine uygunluk sağlamaktadır [13], [14].

1.5 Süzgeçler

BJT ve MOS gibi çeşitli devre elemanlarının veya işlevsel yükseltici (Op-Amp), işlevsel geçiş iletkenliği yükselticisi (OTA), akım taşıyıcı (current conveyor) gibi blok yapıların kullanıldığı farklı mimarilere sahip süzgeç devrelerine literatürde sıkça rastlamak mümkündür. Sunulan devreler aynı süzgeç fonksiyonunu gerçekleştirmesine rağmen yapılarının farklılığından dolayı değişik üstünlükleri ön plana çıkmaktadır. Özellikle işlenen giriş ve çıkış işaretlerinin ne olduğu, elektronik ayarlanma kabiliyetine sahip olup olmadığı, eğer elektronik ayarlanabiliyorsa kontrol işaretinin nasıl değiştirildiği gibi soruların yanıtları devrelerin sınıflandırılmasında önemli parametrelerdendir.

En genel olarak, son yarım yüzyılda akım modlu ve gerilim modlu devre yapıları olarak tasarlanan devreleri iki alt sınıfta toplamak mümkündür. Yapılan çalışmalarda aralarındaki farklar net olarak ortaya konulmuştur. Akım modlu devreler daha geniş çalışma aralığına, daha büyük dinamik erime, daha iyi lineer ilişkiye ve daha basit yapıya sahip olmasından dolayı gerilim modlu süzgeçlere göre daha çok tercih edilmiştir [3], [15], [16].

Yukarıda da belirtildiği gibi entegre devre tasarımında elektronik ayarlanabilirlik önemli özelliklerden birisidir [17]. Akım modlu ve gerilim modlu olarak literatürde verilen süzgeç devrelerinin [18-25] bazıları elektronik ayarlanabilme özelliğine sahip değildir [18-20].

Karmaşık yapıdan uzak olması ve kullanım kolaylığı dikkate alındığında genel amaçlı sistemlerin birçoğunda birinci dereceden süzgeç yapıları kullanılmaktadır. Bu amaç doğrultusunda literatürde birçok devre sunulmuştur [17], [26-38].

Bunların içerisinde haberleşme ve dijital devreler gibi elektronik sistemlerde çok fazla kullanım alanına sahip olan tüm geçiren süzgeçler en fazla tercih edilenidir. Sunulan devrelerin büyük kısmında akım taşıyıcı, akım kontrollü taşıyıcı gibi blok yapılar kullanılmıştır [17], [17-24], [27-33], [36], [37], [39]. Kullanılan bu blokların her biri onlarca transistor içermektedir. Böylelikle fazla devre elemanı kullanılması ile güç tüketiminin artması, entegre içerisinde daha fazla yer kaplaması, maliyetin artması gibi dezavantajlar ortaya çıkmaktadır.

Entegre devrelerde frekans seçiciliği sağlayan devre elemanı olarak kondansatör kullanılmaktadır. Bir ucu topraklanmış kondansatörün iki ucu farklı düğümlere bağlı (yüzen, floating) kondansatöre göre entegre edilebilirliği daha kolay olmasından dolayı daha çok tercih edilmektedir. Ancak sunulan devrelerin bazıları yüzen kondansatör kullanmışlardır [17], [26-30], [34], [38], [39].

Entegre içerisinde gerçekleştirilmesi zor olan diğer bir eleman direnç elemanıdır. Direnç elemanı hem entegre içerisinde fazladan yer kaplamakta hem de güç tüketimini artırmaktadır. Bu sebepten tasarlanan devrenin en az sayıda direnç elemanı içermesi esastır. Literatürde sunulan çoğu devrede direnç elemanı kullanılarak tasarım yapılmıştır [23], [24], [27], [28], [31-33], [37], [39]. Bunun yanında bazı çalışmalarda dirençsiz tasarımlar sunulmuştur [17], [21-23], [30], [34], [38].

1.6 Tasarım Yöntemi

Bu tezde yapılan devre tasarımlarında kullanılan devre elemanları entegre teknolojisine uygun olarak seçilmiştir. Genel olarak mikroelektronik devrelerin tasarımında temel eleman olarak tek ya da çift jonksiyonlu düşük güçlü yarıiletken devre elemanları kullanılmaktadır.

Tezde yapılan tasarımlarda temel aktif eleman olarak mümkün olan en az sayıda BJT elemanı kullanılmıştır. Bunun yanında yine mümkün olan en az sayıda pasif eleman kullanılmıştır. Tasarlanan devrelerdeki aktif elemanların uygun çalışma koşullarında kalabilmesi için ve devredeki bazı büyüklüklerin kontrolü için devrenin harici kaynaklara ihtiyacı vardır. Bu sebepten dolayı yeteri kadar gerilim ve akım kaynağı tasarımlar esnasında kullanılmıştır.

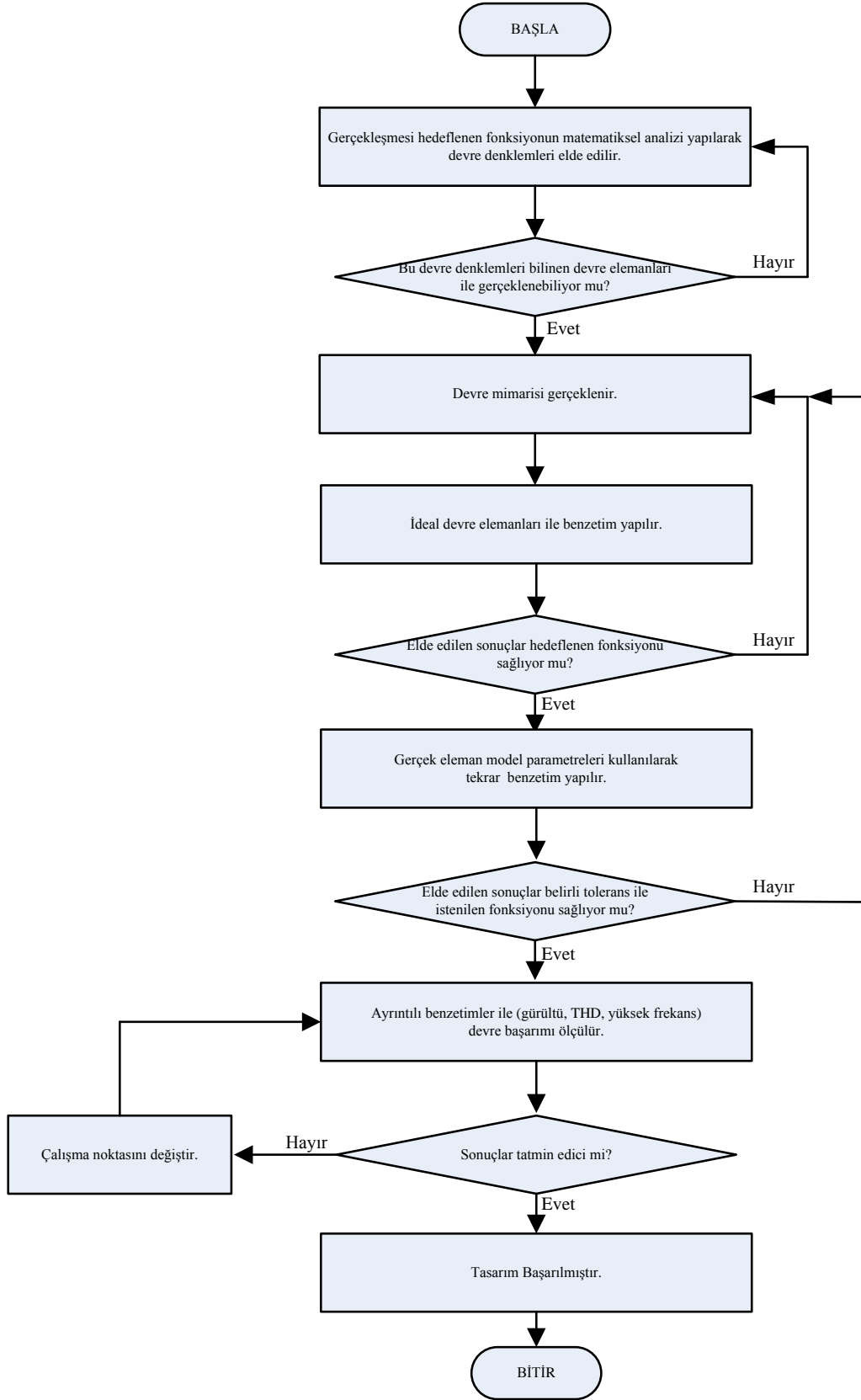
Tezde belirtilen amaçları kapsayan mikroelektronik devreler tasarlanmıştır. Bu devrelerin davranışlarının tam olarak teorik olarak anlaşılması için çeşitli analiz yöntemleri kullanılarak giriş çıkış arasındaki fonksiyon net olarak ortaya konulmuştur.

Kullanılan analiz yöntemleri şunlardır:

- Büyük işaret analizi
- Doğru akım (dc) analizi
- Küçük işaret analizi

Tasarlanan devrenin teorik doğrulaması devrelerin Cadence firmasına ait PSpice (Simulation Program for Integrated Circuits Emphasis) programında benzetimlerinin yapılması ile sağlanmıştır.

Mikroelektronik devrelerin tasarımı esnasında izlenen yöntem kısaca şöyledir: Öncelikle gerçekleştirilmesi hedeflenen fonksiyonun matematiksel analizi yapılır. Fonksiyon tasarıma uygun hale getirildikten sonra fonksiyonun gerçekleştirilebilmesi için kullanılacak en uygun devre elemanları belirlenir. Devre elemanlarının eşdeğer devreleri dikkate alınarak devrenin mimarisi tasarlanır. Daha sonra tasarlanan devrenin öncelikle ideal devre elemanları ile PSpice analiz programı kullanılarak benzetimleri yapılır. Daha sonra kullanılan devre elemanlarının eşdeğer modelleri kullanılarak tekrar benzetimleri yapılır. Sonuçlar hem zaman ortamında hem de frekans ortamında irdelenir. Gerekirse mimari tekrar elden geçirilir. Tasarım için kullanılacak olan iş akış diyagramı aşağıda verilmiştir:



Şekil 1.1: Tasarım için kullanılacak olan iş akışı diyagramı

1.7 Tezin Tanıtımı

Genel çerçevesi önceki kısımlarda belirlenen tez yedi bölümden oluşmaktadır. Tezin yapısı incelendiğinde şu sonucun ortaya çıktığını söyleyebiliriz: Bölümlerin sırası tez döneminde yapılan bilimsel araştırma sırasını kronolojik olarak yansıtmaktadır. Yani elde edilen ilk sonuçlar tezin ilk bölümlerinde yer alırken yapılan araştırmalar ile geliştirilen devre yapıları ilerleyen bölümlerde sunulmaktadır. Tezin bu ilk bölümünde çalışılacak konu özetlenerek genel bir giriş yapılmıştır.

Tezin ikinci bölümünde tezin ilerleyen bölümlerinde kullanılacak ve faydalanılacak genel kavramlar üzerinde durulmuştur. Özellikle yapılan tezin genel bilim dünyasındaki yeri, yapılan çalışmaların sunulan diğer çalışmalar ile olan karşılaştırılması ve tezin literatüre yapacağı katkıdan bahsedilmiştir.

Bölüm 3'te birinci dereceden akım modlu BJT tabanlı dirençsiz süzgeçlerin tasarımlarına yer verilmiştir. Bu bölümde çalışma mantığı aynı kalmak şartı ile temel yapıdan türetilmiş farklı transfer fonksiyonuna sahip çeşitli devre yapıları sunulmuştur. Tasarlanan devrelerin uygulaması olarak iki adet örnek devre sunulmuştur.

Bölüm 4'te ise Bölüm 3'ten farklı olarak sistematik tasarım adımları ile tam kontrol edilebilen birinci dereceden süzgeçlerin tasarımı yapılmıştır. Bu bölümde iki farklı devre mimarisi sunulmuştur. Sunulan bu devrelerin her ikisi de elektronik ayarlanabilme kabiliyetine sahiptir. Süzgeçlerin hem süzgeç türü hem de kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Yani, tek girişe tek çıkışa sahip olan süzgeç istenildiğinde 30 *kHz* kesim frekansına sahip alçak geçiren süzgeç çıkışını istenildiğinde ise 100 *kHz* kesim frekansına sahip yüksek geçiren süzgeç çıkışını üretebilmektedir. Tasarlanan devrelerin uygulaması olarak ardı ardına bağlanmış iki adet birinci dereceden süzgeçten oluşan ikinci dereceden band geçiren süzgeç devresi sunulmuştur.

Bölüm 5'te ise iki adet kayıplı integral alıcı devre içeren geri beslemeli ikinci dereceden süzgeç tasarımı yapılmıştır. Bu bölümde tasarlanan ikinci dereceden devrenin önceki bölümde örnek devre olarak tasarlanan ikinci dereceden band geçiren süzgeçten farkı bu bölümde tasarlanan devrenin sanal kökleri de gerçekleyebilmesi ve böylece yüksek kalite faktörünün elde edilebilmesidir. Blok yapının kullanılması ile tüm ikinci dereceden süzgeç cevaplarının elde edilmesi başarılmıştır. Tasarlanan devrenin hem kesim frekansı hem de kalite faktörü elektronik olarak ayarlanabilmektedir.

Bölüm 6'da ise yine BJT tabanlı direnç eşdeğer devreleri sunulmuştur. Tasarlanan devrelerin direnç değerleri akım ile kontrol edilebilmektedir. Bu bölümde topraklanmış ve yüzen direnç devreleri sunulmuştur. Ayrıca tasarlanan devreler ile negatif empedans çevirici devrenin birlikte kullanılması ile topraklanmış ve yüzen negatif direnç elemanları elde edilmiştir. Tasarlanan direnç eşdeğer devrelerin geçerlilikleri uygulama devrelerinde direnç elemanlarının yerlerine kullanılarak gösterilmiştir.

2. TEMEL KAVRAMLAR

Tezin bu bölümünde tezin ilerleyen bölümlerinde kullanılan temel kavramların tanımı ve tezde kullanıldığı şekli ile incelenmesi genel bir bakış açısı ile verilmiştir. İncelenen temel kavramları iki kısma ayırmak mümkündür. Bunlardan birincisi tasarım esnasında faydalanılan, yapılan sentezlerde kullanılan kavramlar ve materyaller, ikincisi ise tasarlanan devrelerin sahip olduğu özelliklerin incelenmesi.

2.1 Akım Değişkenli Translineer Devre Elemanları

Translineer devreler, girişi gerilim çıkışı akım olan ve akım ifadeleri arasında lineer bir ilişki kurulabilen devre elemanlarından oluşan bir veya birden fazla kapalı çevrim içeren sistemlerdir. Kapalı çevrim olmasa bile eğer elemanların gerilimleri arasında doğrusal bir ilişki varsa, translineer prensibi bu durumda da geçerli olmaktadır. Geçiş iletkenliğinin akım ile lineer ilişkili olduğunu varsayalım ve bu durumu inceleyelim.

$$g_m \equiv \frac{\partial I}{\partial V} \sim I \quad (2.1)$$

Burada g_m geçiş iletkenliğini (transconductance) ifade etmektedir. Lineer ilişkide içler dışlar çarpımı yapıp denklemi türevden kurtarmak için her iki tarafın integralini alalım. Bu durum Denklem (2.2)'de görülmektedir.

$$\int \left(\frac{\partial I}{\partial V} \right) \sim \int (\partial V) \quad (2.2)$$

Elde edilen sonuç Denklem (2.3)'te görülmektedir.

$$\ln(I) \sim V \quad (2.3)$$

Her iki tarafın üstelini alalım.

$$I \sim e^V \quad (2.4)$$

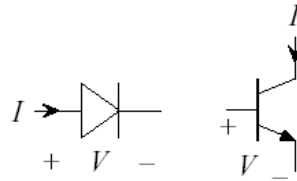
Görüldüğü gibi akım gerilimin üstel ifadesi ile orantılıdır. Elde edilen üstel ilişki BJT elemanının akım gerilim ilişkisidir. Daha genel bir ifade elde etmek için k elemanlı bir devredeki elemanların gerilimleri için Denklem (2.5)'deki gibi doğrusal bir ilişki yazılabildiğini varsayalım.

$$\begin{aligned} V_k + V_{k-1} + \dots + V_{k-n} \\ = w_{k-(n-1)}V_{k-(n-1)} + w_{k-(n-2)}V_{k-(n-2)} + \dots + w_1V_1 \end{aligned} \quad (2.5)$$

Burada V_k 'lar kapalı çevrimdeki elemanların gerilimlerini, w_k 'lar ise sabitleri göstermektedir. Denklem (2.3)'deki orantısal bağıntı Denklem (2.5)'de yerine yazılırsa Denklem (2.6) elde edilir [40].

$$I_k \times I_{k-1} \times \dots \times I_{k-n} = I_{k-(n-1)}^{w_{k-(n-1)}} \times I_{k-(n-2)}^{w_{k-(n-2)}} \times \dots \times I_1^{w_1} \quad (2.6)$$

Uç denklemleri yönünden Denklem (2.4)'de verilen eşitliği sağlayabilecek örnek devre elemanları Şekil 2.1'de görülmektedir. Şekilde görülen devre elemanlarının uç bağıntılarında akım, gerilim ile kontrol edilmektedir. Yani gerilim giriş bilgisi, akım çıkış bilgisi olduğu için elemanların uç bağıntılarının oranı geçiş iletkenliğini verir. Ayrıca, şekilde görülen yarıiletken devre elemanlarının çıkışı ile girişi arasında üstel bir ilişki olduğu için bu devre elemanları *logaritmik çevirici* (logarithmic convertor) olarak ta adlandırılır [2].



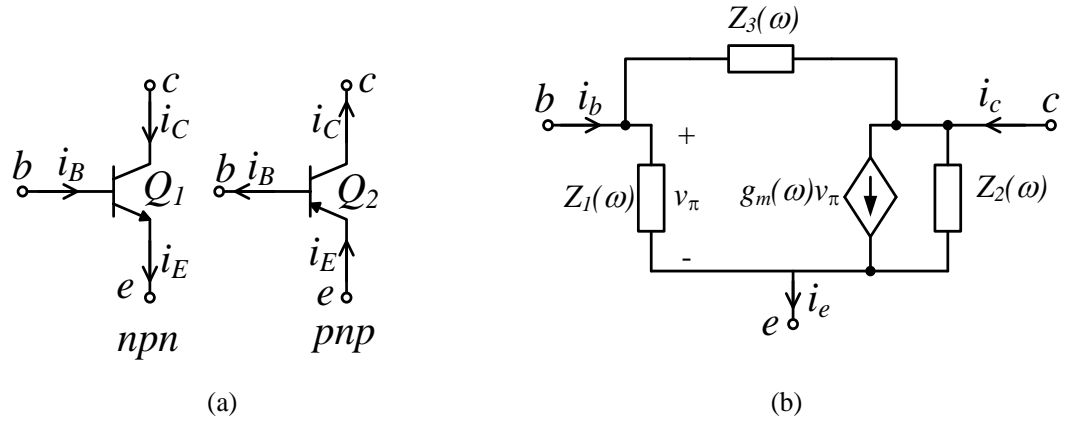
Şekil 2.1: Akım değişkenli translineer devre elemanları

Şekil 2.1'de akım değişkenli translineer devre elemanlarından iki tanesi görülmektedir. BJT elemanı tasarımlarda kullanılan temel eleman olarak seçilmiştir.

2.2 BJT: Temel Aktif Eleman

BJT elemanları hem npn hem de pnp yapıları ile süzgeçler, osilatörler gibi bir çok devrelerde tasarımcılar tarafından aktif devre elemanı olarak kullanılmaktadırlar. Genel fiziki yapısı gereği BJT iki kapılı devre elemanı olarak kabul edilmektedir ve gerilim kontrollü akım kaynağı olarak kullanılabilirler.

BJT elemanının devre sembolü ve BJT elemanına ait genel küçük işaret modeli Şekil 2.2’de verilmiştir. Devrenin uçları arasında oluşan empedans eşdeğerleri şekilden de görüldüğü gibi frekansa bağlı olarak verilmiştir. Oluşan bu empedanslar gövde direnci ve jonksiyonlar arasında oluşan parazitik kondansatör etkilerinden kaynaklanmaktadır. Oluşan bu etkiler BJT’nin ve dolayısıyla tasarlanan devrenin düşük frekans ve yüksek frekans cevaplarını doğrudan etkilemektedir. Özel amaçlı kullanıma yönelik yapılan tasarımlar dışında kalan genel amaçlı kullanımlarda bazı parametrelerin ihmal edilmesi sonucu elde edilen çıkış işaretleri kabul edilebilir sınırlar içerisinde kalmaktadır.



Şekil 2.2: (a) BJT elemanının npn ve pnp yapıları ile sembolü ve (b) bunların küçük işaret modeli

BJT elemanının eşdeğer devresi basit kapsam çerçevesinde incelendiğinde; geçiş iletkenliği katsayısı $g_m = \frac{I_C}{V_T}$, baz-emitör gerilimi v_π , oda sıcaklığında $26mV$ değerine sahip olan V_T sıcaklığa bağlı gerilim, emitörden görülen direnç $r_E = \frac{V_T}{I_E}$ ve bazdan görülen giriş direnci $r_\pi = \frac{V_T}{I_B} = (\beta + 1)r_E$ olarak tanımlanır [41].

BJT elemanı üç bacaklı bir devre elemanıdır. Kollarında akan akım ifadeleri aşağıdaki denklemlerde görülmektedir.

$$i_E = i_C + i_B \quad (2.7)$$

$$i_C = \beta i_B \quad (2.8)$$

Burada, büyük harf ve büyük harf alt indis dc akımı, küçük harf ve küçük harf alt indis ise küçük işareti belirtirken bu iki büyüklüğün toplamı büyük işareti anlatmakta ve küçük harf ve büyük harf alt indis ile gösterilmektedir. Bu gösterim bundan sonraki kullanımlarda da geçerlidir. $i_e \ll I_E$, $i_c \ll I_C$ ve $i_b \ll I_B$ (küçük işaretin dc işaretten çok küçük olduğu) varsayımı ile aşağıdaki denklemler yazılabilir.

$$i_E = I_E + i_e \quad (2.9)$$

$$i_C = I_C + i_c \quad (2.10)$$

$$i_B = I_B + i_b \quad (2.11)$$

Eğer kollektör akımı ile baz akımı arasındaki akım kazancının sonsuz olduğunu düşünürsek, emitör akımı ile kollektör akımı birbirine eşit hale gelir. BJT elemanının akım gerilim ilişkisi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_B = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{i_C}{\beta} = 0 \quad (2.12)$$

$$i_C = i_E = i_Q \quad (2.13)$$

$$v_{BE} = v_Q \quad (2.14)$$

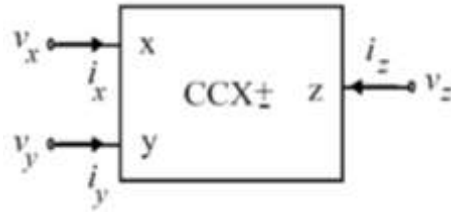
$$i_Q = I_S e^{\frac{v_Q}{V_T}} \quad (2.15)$$

$$v_Q = V_T \ln \frac{i_Q}{I_S} \quad (2.16)$$

2.3 Akım Taşıyıcılar

Akım taşıyıcılar (CC: current conveyor) dört uçlu bir elemandır. Uçlarından akan akımlar arasında ve uçlarındaki gerilimler arasında sağladığı fonksiyonlardan dolayı devre tasarımında kolaylıklar sağlamaktadır. Analog elektronikte sıkça kullanılan türev alıcı devre, integral alıcı devre, toplayıcı devre, çarpıcı devre gibi işlem bloklarının ve osilatör devreleri, süzgeç devreleri gibi fonksiyon bloklarının akım taşıyıcılar ile kolaylıkla gerçekleştirilmesi ile akım taşıyıcılar üzerine ilgi artmıştır. Op-Amp'lar kadar yaygın tümdevre olarak üretilip kullanılmasa da akım taşıyıcılar tümdevre olarak piyasaya çıkmıştır.

Akım taşıyıcıların genel gösterimi Şekil 2.3'de verilmiştir; burada giriş çıkış akım ve gerilimleri arasındaki ilişki, Denklem (2.17)'de verilmiştir. Yukarıdaki matris gösteriminde $a=1$ olduğunda ortaya çıkan yapılar birinci kuşak akım taşıyıcılar (CCI) , $a=0$ olduğunda elde edilen yapılar ise ikinci kuşak akım taşıyıcılar (CCII) olarak adlandırılırlar. CCI için $b=1$ ise faz döndürmeyen veya terslemeyen birinci kuşak akım taşıyıcılar (CCI+), $b=-1$ olması durumunda da tersleyen türden birinci kuşak akım taşıyıcılar (CCI-) elde edilir. Benzer şekilde hareket edilerek, ikinci kuşak akım taşıyıcılar (CCII) $b=1$ için terslemeyen (CCII+) ve $b=-1$ için de tersleyen (CCII-) yapılar olarak tanımlanmaktadır.



Şekil 2.3: Bir akım taşıyıcının blok gösterimi

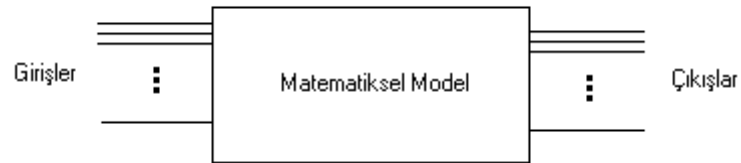
$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Yukarıdaki bağıntı takımını gerçekleyen birçok akım taşıyıcı devresi gerçekleştirilmiştir. Aktif devre bloğu olarak akım taşıyıcı eleman yüksek frekanslardaki performansı, yüksek doğrusallığı ve geniş dinamik çalışma aralığı ile ön plana çıkmaktadır. Bazı işlem bloklarının CCII ile gerçekleştirilenleri tamamen bir ucu topraklı kapasite ve dirençler içerdiklerinden tümleştirilmeye daha elverişlidirler. Bu özellikleri bu işlem bloklarına, işlemsel kuvvetlendiricilerle gerçekleştirilen karşılıklarına göre ilave bir üstünlük sağlamaktadır.

Son yıllarda Analog Devices firması tümleştirilmiş bir akım taşıyıcı devreyi AD844 kodu ile, Phototronics firması ise PA630 kodu ile piyasaya çıkarmıştır.

2.4 Süzgeçlere Genel Bir Bakış

Bir elektronik cihaz kendi içerisinde sistemlerden, sistemler de kendi içerisinde devrelerden oluşur. Genel olarak bir sistemin üç adet önemli tanımlayıcı bilgisi vardır. Bir sistemin girişleri, çıkışları ve matematiksel modeli, sistemi blok olarak ifade etmek için yeterlidir. Gerçekleştirilmesi düşünülen sistemlerin bu tanımlayıcı bilgilere göre tasarlanması gerekmektedir. Genel olarak bir sistemde n adet giriş, m adet çıkış ve her bir giriş ile çıkış arasında tanımlı $n \times m$ adet matematiksel model vardır. Böyle bir sistemin blok şeması Şekil 2.4'de görüldüğü gibidir.



Şekil 2.4 : Genel bir sistemin blok şeması

Elektronik mühendisliğinin ilgilendiği temel konular arasında girişi ile çıkışı arasında istenilen matematiksel ilişkiyi sağlayan devrelerin, sistemlerin tasarımını yapmak gelmektedir. Elektronik devre sentezinde istenilen matematiksel fonksiyonu gerçekleştirecek birden fazla devre yapısı tasarlanabilir. Farklı devre yapılarının sayısı hızla ilerleyen teknolojik seviye ile sürekli artmaktadır. Aynı transfer fonksiyonuna sahip devre modellerinin sayısının artmasının başlıca iki sebebi vardır. Birincisi devre teorilerindeki meydana gelen gelişmeler ile yeni sentez yöntemlerinin geliştirilmesi; ikincisi ise yarı iletken teknolojisindeki ilerlemeler ve buna bağlı olarak ortaya çıkan yeni elektronik elemanlar ile farklı devre yapılarının ortaya çıkmasıdır.

Süzgeç devreleri çoğu sistemin ihtiyacı olan frekans ortamında seçiciliği sağlayan elektronik bir devre cinsidir. Elektriğin günlük yaşamda kullanılmaya başlamasından beri süzgeç devreleri üzerine çeşitli araştırmalar yapılmıştır. Bu araştırmalar sonucunda çok sayıda süzgeç çeşidi elde edilmiştir. Tasarlanan devrelerin istenilen birçok kriterleri sağlaması istenmektedir. Çoğu tasarımcı sentezini yaptığı devrenin düşük güç tüketmesini, gürültü oranının en az seviyede kalmasını, lineerliği tam sağlamasını, en az elemanla gerçekleşmesini, maliyetinin daha az olmasını, daha çok giriş aralığında ve daha büyük band genişliğinde çalışmasını hedefler. Fakat bu istenilen özelliklerin hepsinin aynı devre için sağlanması mümkün değildir. Bundan dolayı devrelerin kullanım yerlerine göre bazı özelliklerden taviz verilebilmektedir.

İki kapılı lineer bir matematiksel ilişkiye sahip genel bir süzgecin blok yapısı Şekil 2.5'de görülmektedir. Örnek olarak girişi ve çıkışı gerilim olarak seçilen süzgeç devresinin giriş çıkış işaretleri arasındaki Laplace ortamında tanımlanan transfer fonksiyonu aşağıdaki denklemde verilmiştir.



Şekil 2.5: Genel süzgeç blok yapısı

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad (2.18)$$

Transfer fonksiyonunda $s = j\omega$ yazarak genliğinin ve fazının frekansa göre olan değişimi aşağıdaki denklemde görülmektedir.

$$H(j\omega) = |H(j\omega)|e^{j\phi(\omega)} \quad (2.19)$$

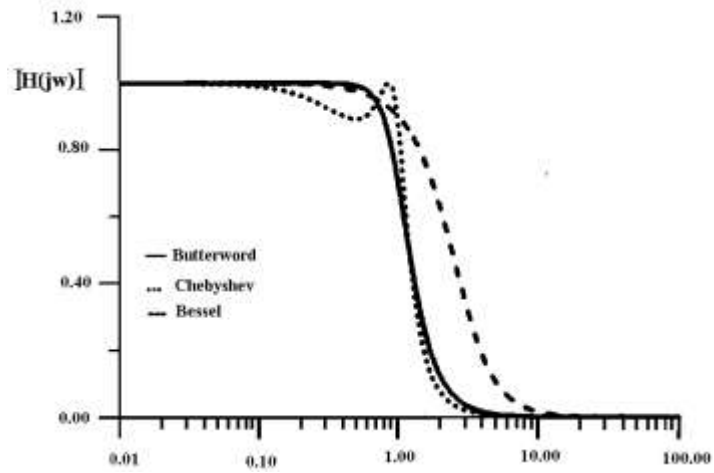
Süzgeç devreleri genel olarak bazı frekanslardaki işaretleri çıkışa belirli bir kazanç ve faz farkı ile geçirirken belirlenen frekanslar dışında kalanları daha farklı bir kazanç ve faz farkı ile çıkışa ileten devrelerdir. Bu açıdan incelendiğinde filtreleri alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren, band söndüren ve tüm geçiren olarak sınıflamak mümkündür. Tanım olarak alçak geçiren süzgeçler; sadece belirli frekans değerine kadar olan işaretleri geçiren, yüksek geçiren süzgeçler; belirli bir frekans değerinden büyük değerli frekansları geçiren, band geçiren süzgeçler; belirlenen iki frekans arasındaki işaretleri geçiren, band söndüren süzgeçler, band geçiren süzgeçlerin tersi olarak belirli iki frekans değeri arasındakileri geçirip geriye kalanları bastıran, tüm geçiren süzgeçler ise; tüm frekanslardaki işaretleri geçirirken giriş ile çıkış arasında faz farkı oluşturan devrelerdir.

Bir süzgeçte, geçirme ve söndürme bantlarına ilişkin frekans karakteristiklerini tolerans sınırları içinde kalarak sağlayan sistem fonksiyonlarının elde edilmesi süzgeç yaklaşımı olarak adlandırılır. İstenilen özelliklerde bir süzgecin gerçekleşmesindeki ilk adım yaklaşımın belirlenmesidir. Uygun yaklaşımın belirlenmesi ile süzgeç karakteristikleri tam olarak olmasa da yaklaşık olarak elde edilirler [42].

Yaklaşım problemi çeşitli matematiksel yöntemler ile çözülebilir. Yaklaşım problemlerinde kullanılan, en iyi bilinen fonksiyonlar şunlardır:

- Butterworth yaklaşımı
- Chebyshev yaklaşımı
- Eliptik yaklaşımı
- Bessel yaklaşımı

Genel olarak yaklaşım çeşidini belirledikten sonra, genlik frekans cevabı grafiksel olarak ifade edilebilir. Yaklaşım çeşidine göre genlik frekans cevabı özel karakteristikler gösterir. Şekil 2.6'da da bu fonksiyonlar ile elde edilmiş örnek alçak geçiren filtre için genlik-frekans grafikleri görülmektedir.



Şekil 2.6: Bazı yaklaşım çeşitlerinin genlik ifadeleri

İstenilen karakteristiklerde filtre için öncelikle yaklaşımın belirlenmesi gerekir. Yaklaşım çeşidinin seçilmesi ile tasarlanan filtreye ait bazı özellikler de belirlenmiş olur. Belirlenen özellikler bir filtre için temel karakteristikleri ifade eder. Bu temel filtre karakteristikleri aşağıdaki gibidir.

ω_0 = Kesim frekansı

A_{max} = Geçiş bölgesinde izin verilen en fazla sapma, geçiş bölgesi hatası (dB)

ω_s = Sönüm bölgesi köşe frekansı/frekansları

A_{min} = Sönüm bölgesindeki en az zayıflama (dB)

En genel anlamda N. derece bir süzgece ait transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$H(s) = \frac{a_M s^M + a_{M-1} s^{M-1} + \dots + a_0}{s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \dots + b_0} \quad (2.20)$$

Paydanın en büyük dereceli teriminin derecesi aynı zamanda süzgecin derecesini de belirler. Süzgecin kararlı olabilmesi için $M \leq N$ olması gerekir. Pay ve paydadaki katsayılar a_M, a_{M-1}, \dots, a_0 ve b_{N-1}, \dots, b_0 terimlerinin, reel sayı olması gerekmektedir. Denklem (2.20)'de verilen transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi de ifade edilebilir.

$$H(s) = \frac{a_M(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_M)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_N)} \quad (2.21)$$

Paydaki polinomun kökleri, $z_1, z_2 \cdots z_M$, transfer fonksiyonunun sıfırları, paydanın kökleri, $p_1, p_2 \cdots p_N$, ise transfer fonksiyonunun kutuplarını ifade etmektedir.

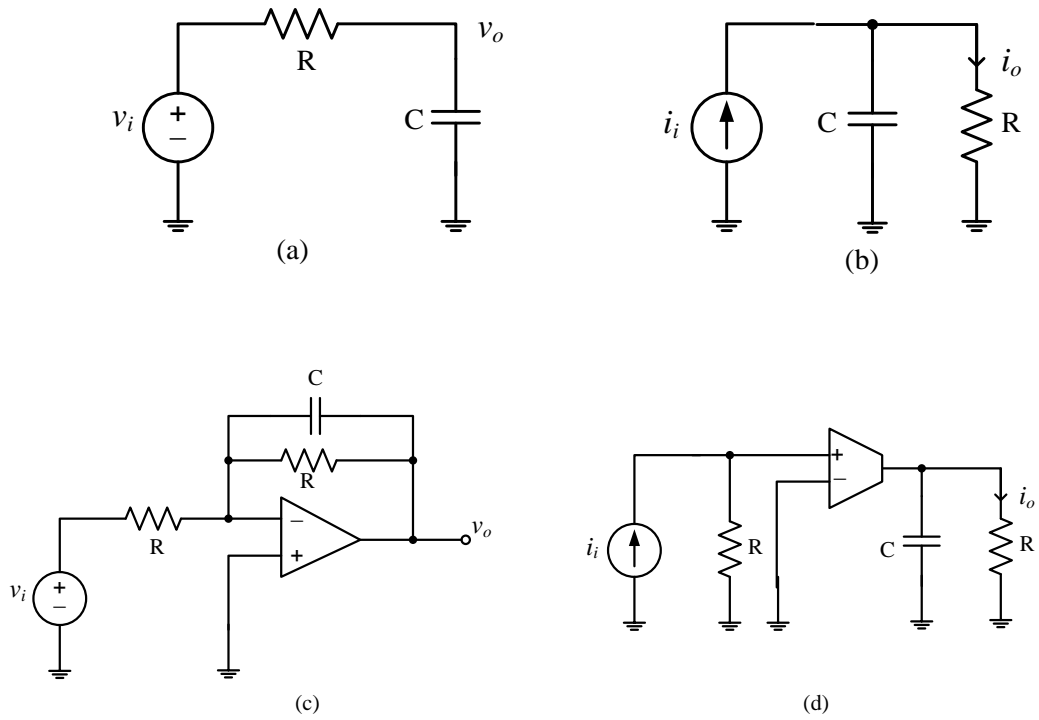
Süzgeçleri farklı bakış açılarına göre sınıflamak mümkündür. Öncelikle süzgeçlerin gerçekleşmesinde kullanılan elemanların çeşidine göre ikiye ayrılırlar. Eğer devre sadece, herhangi bir ilave beslemeye ihtiyaç duymayan direnç, kondansatör gibi pasif elemanlardan oluşmuş ise pasif süzgeç, transistor veya Op-Amp gibi aktif elemanlardan meydana geliyorsa aktif süzgeç ismini alır.

Süzgeç devrelerindeki diğer bir ayırım noktası da kullanılan işaretin niteliğine göredir. Elektriksel işaretlerin cinsine göre filtreler farklı isimler alırlar. Devredeki elektriksel işaretin niteliği devredeki bağımsız değişkenler yani bağımsız kaynaklar tarafından belirlenir. Devrede işlenen işaret Sürekli/Ayrık veya Analog/Sayısal (Dijital) olabilir [43].

Süzgeçlerin bir diğer sınıflandırılması da gerilim ya da akım modlu olmasına göredir. Gerilim ve akım modlu devreler arasında, dolayısıyla gerilim ile akım arasında bir ayrıma gitmek yani birbiri ile neden sonuç ilişkisi ile bağlı olan iki işareti birbirinden tamamen ayırmak mümkün değildir [5]. Fakat literatürde kabul edilen akım/gerilim modlu devrelerin arasındaki farkın belirlenmesi de gerekmektedir. Şu ana kadar akım/gerilim modlu devreler arasında belirlenmiş bir sınır yoktur.

Birinci bölümde de belirtildiği gibi farklı araştırmacılar konuya farklı açılardan bakmışlar, farklı kıstaslara göre değerlendirmişlerdir. Ancak yapılan bu yaklaşımlar tam olarak her zaman geçerli değildir. Örneğin OTA'larda giriş gerilim, çıkış akım olmasına rağmen, baskın büyüklük olarak akım görüldüğü için OTA'lar akım modlu devre elemanları olarak kabul edilir. Yani asıl önemli olan baskın olan işaretin ne olduğudur. Bir başka söyleyiş ile devrede öncelikli öneme sahip olan işarete göre devrenin sınıflanması yapılmalıdır. Kısaca akım bilgisine göre çalışan devreler akım modlu süzgeçler, gerilim bilgisine göre çalışan devreler gerilim modlu süzgeçler olarak isimlendirilebilir.

Bu tanımlamalara göre farklı süzgeç türlerine ait bir kaç devre aşağıda örnek olarak verilmiştir.



Şekil 2.7: Temel alçak geçiren süzgeç devreleri (a) pasif gerilim modlu, (b) pasif akım modlu, (c) aktif gerilim modlu (d) aktif akım modlu

Şekil 2.7’de sürekli zamanlı analog işaretli çeşitli alçak geçiren süzgeç devreleri görülmektedir. (a) ve (b) pasif filtreler, (c) ve (d) ise aktif filtreler olarak örnek olarak verilmiştir. Bununla beraber (a) ve (c) gerilim modlu olarak adlandırılırken, (b) ve (d) ise akım modlu olarak adlandırılmaktadır. Tüm bu devreler farklı yapıdadır. Fakat devrelerin tamamının transfer fonksiyonu birbiri ile aynı $H(s) = \frac{\omega_o}{s+\omega_o}$ ’dır.

2.5 Sentez Yöntemleri

İstenilen süzgeç karakteristiğini yerine getirecek transfer fonksiyonundan farklı sentez yöntemleri kullanarak farklı devre yapıları elde etmek mümkündür. Aslında tüm sentez yöntemleri transfer fonksiyonundan hareketle sistemi ifade etmenin farklı biçimleridir. Sıklıkla kullanılan sistemi tanımlama biçimlerinden iki tanesi durum uzayı yöntemi ve blok modelleme yöntemidir. Yapılan tezde bu iki sistem tanımlama yöntemi kullanılmıştır. Şimdi bu iki yöntemi genel hatları ile inceleyelim.

2.5.1 Durum uzayı sentez yöntemi

Durum uzayı metodu diğer sistem tanımlama yöntemlerinden farklıdır. Durum değişkenleri yönteminde sistem, harici büyüklüklerin yani giriş-çıkış bilgilerinin temel alındığı yöntemler ile tanımlamak yerine, dahili büyüklüklerden yararlanarak tanımlanacaktır [44]. Sistemi bu şekilde tanımlamanın çeşitli faydaları vardır. Bu faydalar şunlardır:

- ❑ Sistemin davranışlarına yönelik iç bilgiler temin edilir.
- ❑ Çok girişli ve çıkışlı sistemlerin birleştirilmiş bir biçimde incelenmesi sağlanır.
- ❑ Doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemlerde kullanılabilir.

Diğer sistem analizinde kullanılan yöntemlerde herhangi bir t anındaki sistemin cevabını hesaplamak için $-\infty$ ’dan t anına kadar sistemin girişlerini bilmemiz gerekir. Eğer sadece girişlerin $t > t_0$ anı için alacağı değerler ve sistemin $t = t_0$ başlangıç şartları biliniyorsa çıkışın da, sadece $t > t_0$ anı için cevabı hesaplanabilir [43].

Girişlerin $t > t_0$ anı için alacağı değerler biliniyorsa, x_1, x_2, \dots, x_N 'in t_0 anındaki değerlerinin bilinmesi, $t > t_0$ anındaki sistemin davranışlarının bilinmesi için yeterlidir. İşte bu şartı sağlayan en az sayıdaki x_1, x_2, \dots, x_N 'e durum değişkenleri ismi verilir.

Durum değişkenleri metodunun uygulanmasında karşılaşılan kısıtlama ise yöntemin sadece nedensel sistemlere uygulanabilir olmasıdır [44].

Durum değişkenleri için, bir sistemin ani değerlerini bulmanın birçok yolu vardır. Yani sistemin davranışı bir çok yolla ifade edilebilir. Bunun anlamı şudur: Bir devre için durum değişkenleri farklı seçilebilir.

Kısaca herhangi bir $t > t_0$ anı için çıkış $y(t)$ 'nin hesaplanması için $x(t_0)$ başlangıç değerlerinin ve $(t_0 - t)$ aralığındaki giriş bilgisinin bilinmesi gerekir. Bu yüzden $y(t_0)$ çıkış ani değeri için $x(t_0)$ başlangıç değerinin ve $u(t_0)$ giriş değerinin bilinmesi mecburidir. Yani bir çıkış ani değeri için sistemin o anki durumu (durum değişkenlerinin değerlerinin) ve kaynağın ani değerinin bilinmesi gerekir. Bu sonuçlar sadece basit sistemler için değil, çok girişli çok çıkışlı (MIMO, Multi-Input Multi-Output) sistemler için de geçerlidir.

Sistemin karakteristik bilgilerinden oluşan durum denklemlerinin çözümü ile elde edilen durum değişkenleri ve giriş bilgisi ile herhangi bir t anı için çıkış değeri bulunabilir.

Eğer N . dereceden bir devrenin genel karakteristik verilerinden sistem diferansiyel denklemlerini elde edebiliyorsak, sistemin diferansiyel denklemlerini bazı yöntemlerden faydalanarak sistem durum denklemlerine dönüştürebiliriz. Sürekli zamanlı sistemler için böyle bir N . dereceden sistemde N tane birinci dereceden denklem ve N tane x_1, x_2, \dots, x_N durum değişkeni mevcuttur. N . dereceden sistemin durum uzayı gösterimi aşağıdaki denklemlerde görüldüğü gibidir. Denklemlerde tek üst çizgi vektörü çift üst çizgi ise matrisi ifade etmektedir.

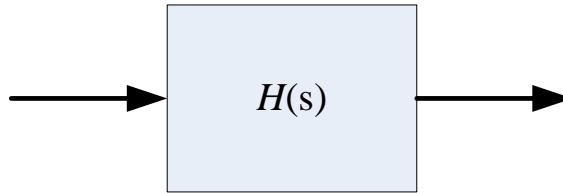
$$\bar{\dot{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{B}\bar{u} \quad (2.22)$$

$$\bar{y} = \bar{P}\bar{x} + \bar{D}\bar{u} \quad (2.23)$$

Burada $x=$ durum vektörü, $y=$ çıkış vektörü, $u=$ giriş vektörü olarak ifade edilmiştir. Tanımlanan sistem için Denklem (2.22) sistem durum denklemi, Denklem (2.23) ise sistem çıkış denklemi olarak adlandırılır.

2.5.2 Blok diyagram sentez yöntemi

Bir sistemi ve kendini oluşturan birçok farklı işlevleri yerine getiren bileşenleri ifade etmenin bir diğer yolu da blok diyagram yöntemidir. Blok diyagram yöntemi işlev bloklarını, sistemin işaret akışını görsel tanımlama yöntemidir. Aynı zamanda blok diyagram yöntemi farklı blokların ve sistem değişkenleri arasındaki ilişkileri tanımlayan bir yöntemdir. Genel sistem tanımındaki her bir blok girişi ile çıkış arasında bir matematiksel işlemi anlatır. İşaretin akış yönü yani bloğun girişi ve çıkışı oklar ile belirtilir. Yani işaret ancak okun belirttiği yönde akabilir. Bu durum blok diyagram yönteminin tek yönlü bir sistem tanımlaması olduğu sonucunu ortaya çıkartır. Örnek blok gösterimi Şekil 2.8’de verilmiştir. Bloğun sol tarafındaki yönü bloğa doğru olan ok giriş işaretini, sağ tarafındaki yönü dışarıya doğru olan ok ise çıkış işaretini göstermektedir [45].

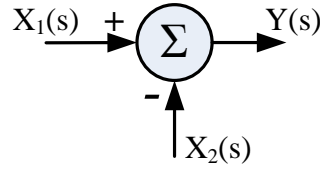


Şekil 2.8: Blok gösterimi

Blok diyagram yönteminin üstün yanı, karmaşık sistemler de dahil olmak üzere tüm sistemin anlaşılır ve basit bir şekilde ifade edilebilmesi ve basit işlemler ile giriş çıkış arasındaki ilişkiyi değiştirmeden sistemin gelişimini sağlamanın mümkün olmasıdır.

Tüm sentez yöntemlerinde olduğu gibi blok diyagram yönteminde de bir sistemin birden fazla blok diyagram ile ifadesi mümkündür. Bu işlem mevcut tanımlanmış sistem üzerinde blok diyagram indirgeme yöntemleri kullanılarak yapılabileceği gibi sistemin transfer fonksiyonundan hareket ile baştan blok diyagram gösterimini elde etmek yöntemi ile de olabilir.

Bir blok diyagramının ifade edilisinde kullanılan temel gösterimler aşağıdaki şekillerde verilmiştir.

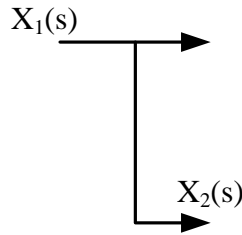


Şekil 2.9: Toplama noktası

Şekil 2.9’da blok diyagramlarda kullanılan iki işaretin toplanması işlemi toplama noktası bloğu ile gerçekleştirilir. Bu bloktaki işaretler arasındaki ilişki aşağıdaki denklemde verilmiştir.

$$X_1(s) - X_2(s) = Y(s) \quad (2.24)$$

Blok diyagram gösterimlerde aynı işaret farklı bloklara girerek işlenmesi gerektiği durumlarda işaretin akış yolundan başka bir ok çıkartılarak eşdeğer işaret elde etme yöntemine gidilir. Bu duruma bir örnek Şekil 2.10’da gösterilmiştir.

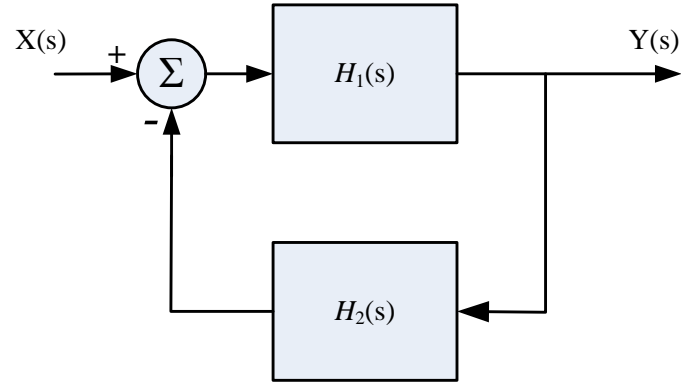


Şekil 2.10: Eşdeğer işaret elde etme noktası

$$X_1(s) = X_2(s) \quad (2.25)$$

Kapalı çevrim bir sistemin blok gösterimi Şekil 2.11’de gösterilmiştir. Bu sistemin girişi ile çıkışı arasındaki ilişki Denklem (2.26)’da verilmiştir.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H_1(s)}{1 + H_1(s)H_2(s)} \quad (2.26)$$



Şekil 2.11: Kapalı çevrim bir sistemin blok gösterimi

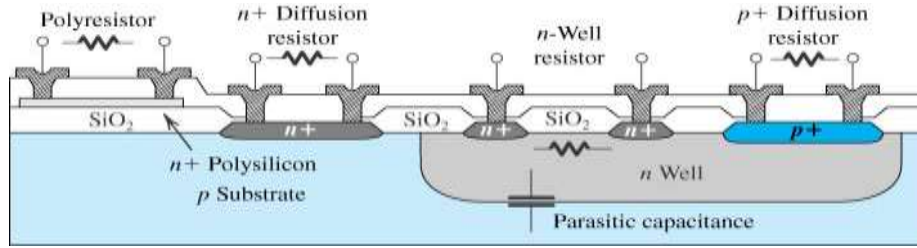
2.6 Entegre Pasif Eleman İmalatı

Entegre devrelerin gerçekleştirilmesinde pasif devre elemanlarından faydalanılmaktadır. Pasif devre elemanları, giriş işaretinin gücünü azaltmak için, giriş işaretinin bir kısmının seçilip diğer kısmından ayırmak için, giriş işaretinin formunu değiştirmek için ya da giriş işaretini bir elemanın bir ucundan diğer ucuna iletmek için kullanılan elemanlardır. Ancak tüm pasif elemanların kullanımlarında uygulanan işaretin gücü ya azalır ya da değişmeden kalır; asla artmaz. Direnç, kondansatör, bobin ve jirator temel pasif elemanlardır. Jirator özel uygulamalarda kullanılan bir devre elemanıdır [46].

Direnç iki bacaklı, uçları arasındaki gerilim ile ohm kanununa uygun olarak, orantılı bir akımın geçişine izin veren bir elektronik pasif devre elemanıdır. Tümdevre dirençleri yarıiletken dirençler ve film dirençler olarak iki ana sınıfa ayrılırlar. Yarıiletken dirençler istenilen direnç değerini elde edebilmek için katkılanmış yarıiletken malzemedir. Film dirençler ise istenilen direnç değerine göre şekillendirilen film tabakasının yalıtılmış yarı iletken alt tabana çöktürülmesi ile elde edilir. Çöktürülen film tabakasının kalınlığına ve boyutuna göre ince film direnç ya da kalın film direnç olarak adlandırılır. Yarıiletken dirençlerin ve film dirençlerin çeşitleri Tablo 2.1’de ayrıntılı olarak verilmiştir [47]. Tablodan da görüleceği gibi farklı yöntemler ile farklı değerlerde direnç elde etmek mümkündür. Farklı yarıiletken direnç yapıları Şekil 2.12’de görülmektedir.

Tablo 2.1: Direnç çeşitleri [47]

Direnç Tipi	Birim alan direnci	Sıcaklık katsayısı (ppm/°C)
Yarıiletken Direnç		
Diffused	$0.8\Omega - 260\Omega$	1100 – 2000
Bulk	$0.003k\Omega - 10k\Omega$	2900 – 5000
Pinched	$0.001k\Omega - 10k\Omega$	3000 – 6000
Ion-implanted	$0.5k\Omega - 20k\Omega$	100 – 1300
Film Direnç		
İnce film direnç		
Tantalum	$0.01k\Omega - 1k\Omega$	± 100
SnO ₂	$0.08k\Omega - 4k\Omega$	-1500 ile 0
Ni-Cr	$40\Omega - 450\Omega$	± 100
Cr-SiO	$0.03k\Omega - 2.5k\Omega$	± 150
Kalın film direnç		
Ruthenium-silver	$10\Omega - 10M\Omega$	± 200
Palladium-silver	$0.01k\Omega - 100k\Omega$	-500 ile 150



Şekil 2.12: Entegre direnç yapıları [41]

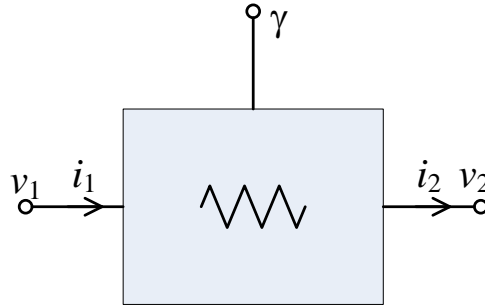
Bu tür yarıiletken dirençlerin önemli dezavantajları vardır. Bunlar arasında katmanlar arasında oluşan parazitik kapasitelerin oluşması en önemlilerindedir. Bu kapasitif etkilerden dolayı bu tür dirençler yüksek frekans uygulamaları için uygun değildir. Diğer bir istenilmeyen etki ters kutuplanmış p-n jonksiyonunun JFET etkisi göstermesidir. Bu etki ile gerilime bağımlı bir eleman elde edilmiş olmaktadır. Bu yüzden direnç üzerinde yüksek gerilim değerlerinin olması istenilmez. Yarıiletken malzemelerden oluşan direnç elemanlarında, tüm yarıiletken malzemelerde olduğu gibi, taşıyıcıların sıcaklık ile hareketlilik katsayısı değiştiği için, sıcaklığa duyarlı olma sorunları vardır [41].

Polisilikon taban üzerinde daha kullanışlı dirençler elde etmek mümkündür. Polisilikon taban daha düşük parazitik kapasitif etki ve daha düşük gerilim katsayısı sağlamaktadır [41].

2.7 Eşdeğer Direnç Devreleri

Tümdevre içerisinde pasif direnç devre yerleştirmedeki zorluklar ve direnç değerlerinin istenildiğinde değiştirilmesi gerekliliği bilim insanlarını direnç yerine kullanılabilen tümdevre içerisinde rahatlıkla yerleştirilebilecek, tümdevre içerisinde fazla yer kaplamayacak, elektronik olarak ayarlanabilecek eşdeğer direnç devreleri tasarlamaya yöneltmiştir. Eşdeğer direnç devreleri farklı aktif devre elemanları ile gerçekleştirilebilmektedir.

Şekil 2.13’de eşdeğer direnç gösterimi verilmiştir. Direnç elemanı bilindiği gibi iki uçlu bir eleman ve uçları arasındaki gerilim farkı ile üzerinden akan akım arasında lineer bir ilişki vardır. Şekilde γ direnç değerini değiştiren kontrol işareti olarak gösterilmiştir.



Şekil 2.13: Eşdeğer direnç gösterimi

Eşdeğer direnç elemanının giriş akımı ile çıkış akımı birbirine eşittir. Üzerinden akan akımın değeri ile uçları arasındaki potansiyel farkın oranı γ kontrol işareti ile kontrol edilmektedir. Bu durum aşağıdaki denklemlerde gösterilmiştir.

$$i_1 = i_2 \quad (2.27)$$

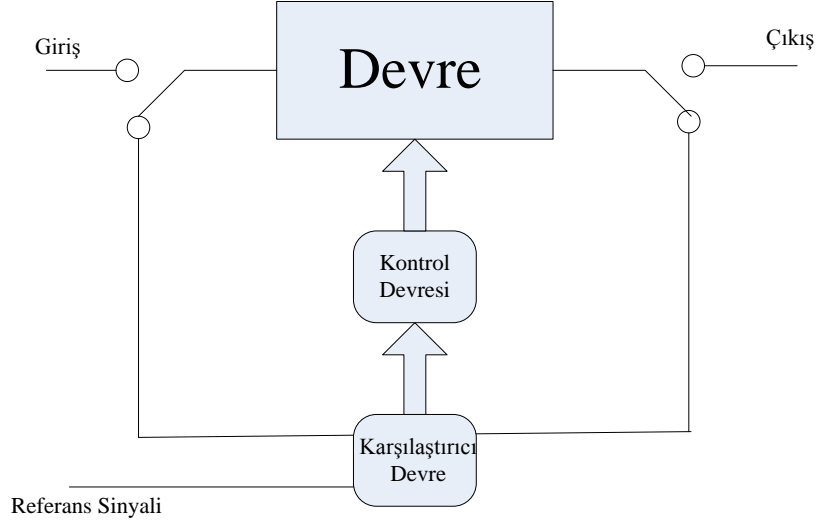
$$\frac{v_1 - v_2}{i_1} = R = f(\gamma) \quad (2.28)$$

2.8 Elektronik Ayarlanabilirlik

Tasarlanan bir elektronik devrenin kesim frekansı veya genliği gibi temel büyüklüklerinin değiştirilmesi ile çalışma bölgesinin isteğe bağlı olarak kaydırılması, sunduğu farklı faydalardan dolayı tercih edilen bir özelliktir. Örneğin devre elemanlarının birisinin ya da bir kaçının anma değerleri, ortam sıcaklığının değişmesi gibi farklı iç ve dış bozucu etmenlerden dolayı değişebilmektedir. Bu durum çalışma noktasının istenilen değerden daha farklı bir bölgeye geçmesini sağlayacaktır. Çalışma noktasının tekrar istenilen değerlere geri çekilmesi istenilebilir. Eğer devre elektronik ayarlanabilme özelliğine sahipse bu oluşan hata durumu kolaylıkla giderilebilir.

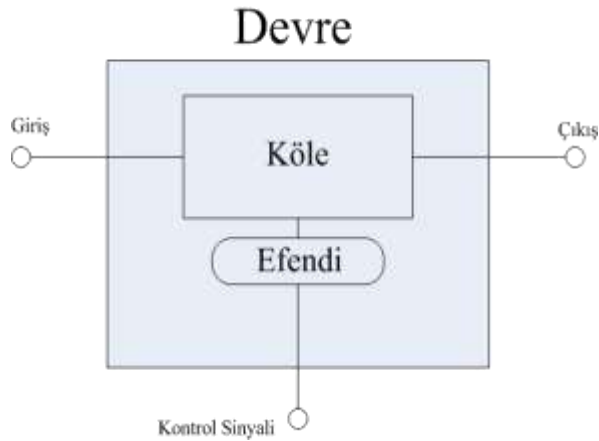
Gerek bir zorunluluktan dolayı oluşsun gerekse genel çalışma işlevlerine uygun olsun bir sistemin parametrelerinin değiştirilmesi gerekliliği ayarlanabilirlik kavramının önemini ortaya çıkarmaktadır. Devredeki elemanların değerlerinin, çıkış işaretinin genliğinin, frekans cevabının, kalite faktörünün veya çıkış fonksiyonunun dış müdahale ile ya da devrenin kendi kendine geliştirdiği bir tepki ile otomatik olarak değiştirildiği devrelere ayarlanabilir devreler denilir. Farklı amaçlar için kullanılmış ve farklı yöntemler kullanılarak gerçekleştirilmiş literatürde sunulmuş birçok ayarlanabilir devre yapısı mevcuttur [42], [48-57].

Ayarlanabilir bir devrenin çalışma noktası doğrudan ve dolaylı (efendi-köle) olarak iki yol ile değiştirilebilir [42], [48]. Doğrudan ayarlama devre periyodik olarak işaret yolundan ayrılır. Referans sinyaline göre karşılaştırmacı devre ile ölçümler yapılır. Gerekli değişiklikler kontrol devresi ile yapılarak çalışma noktası değiştirilmiş olur. Doğrudan ayarlama ile devrenin çalışma noktasının değiştirilmesi çok sık kullanılan bir yöntem değildir. İşlenen işaretin işleme sürekliliğinin bozulmaması için aynı devreden iki adet olması gerekir ve sıra ile ayar yapılırlar. Doğrudan ayarlamanın blok gösterimi Şekil 2.14'de verilmiştir.

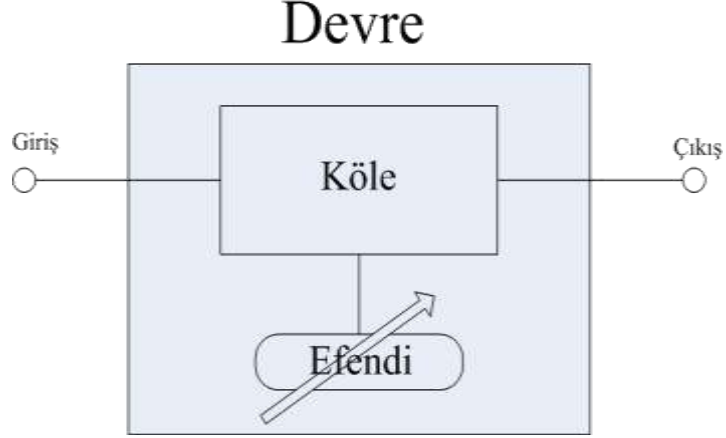


Şekil 2.14: Doğrudan ayarlamamanın blok gösterimi

Ayarlanabilir bir devrenin çalışma noktasını değiştirmenin diğer bir yöntemi dolaylı olarak (Efendi-Köle) değişiklik yapmaktır [49], [52-57]. Efendi kısmında yapılacak değişiklikler ile devrenin geri kalanının (Köle) çalışma noktası değiştirilir. Dolaylı olarak ayarlama kendi içerisinde ikiye ayrılır. Bunlar elektronik olarak ve donanım değişikliği ile yapılan dolaylı ayarlamalardır. Elektronik olarak ayarlama denildiğinde, kontrol işareti olarak akım ayarı ile ve/veya gerilim ayarı ile yapılan değişiklikler anlaşılır. Donanım ile yapılan değişikliklerde ise devrede kullanılan bir ya da birden çok elemanın değerlerinin değişimi ile gerçekleştirilen ayarlardır. Elektronik olarak ayarlamamanın ve donanım değişikliği ile yapılan dolaylı ayarlamamanın blok gösterimleri sırasıyla Şekil 2.15’de ve Şekil 2.16’te verilmiştir.



Şekil 2.15: Elektronik ayarlamamanın blok gösterimi



Şekil 2.16: Donanım değişikliği ile yapılan dolaylı ayarlamamanın blok gösterimi

Elektronik ayarlamamanın diğer çalışma noktasını değiştirmeye yarayan ayarlama türlerinden en önemli farkı elektronik ayarlama devreye fiziki müdahale gerektirmeden hassas ayar yapılabilmesidir. Aynı zamanda elektronik ayarlamamanın çok noktalı ayarlama uygun olması fonksiyonelliğini artırmaktadır. Devre içi girişimlerden etkilenmemesi ise elektronik ayarlanabilir devrelerin diğer bir üstün yanıdır. Devrede yapılan elektronik ayarlamamanın başarısı aşağıda belirtilen unsurlara bağlıdır:

- Ayar değişim aralığının genişliğine
- Ayar hızının yüksekliğine
- Ayar doğruluğuna
- Değişim aralığında düşük THD'ye sahip olmasına
- Değişim aralığında düşük gürültüye sahip olmasına
- Sabit olan diğer parametrelerin farklı değerlerinde geçerli olmasına.

Elektronik ayarlanabilir devrelerin ayar başarımı tüm devrenin başarımını etkilemektedir. Bu sebepten belirtilen parametrelerin önemi büyüktür. Ayar aralığı genel olarak aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [42], [48]. Denklemlerde de görüldüğü gibi ayarlanan değişkenin üst sınır olarak alabileceği en büyük değer ile alt sınır olarak alabileceği en küçük değer oranıdır.

$$y = f(x) \quad (2.29)$$

$$y_{\max} = f(x_1) \quad (2.30)$$

$$y_{\min} = f(x_2) \quad (2.31)$$

$$\frac{y_{\max}}{y_{\min}} = \text{Ayar Aralığı} \quad (2.32)$$

Elektronik ayarlanabilirlik kavramı, sağladığı faydalardan dolayı elektronik devrelerin tasarımında yaygın bir kullanıma sahiptir. Özellikle yarıiletken teknolojisinin son yarım asırda hızlı bir ivme ile ilerlemesi sayesinde elektronik devrelerde elektronik ayarlamının daha etkin yapılabilmesi sağlanmış; böylece uyarlanır (adaptive) sistemlerin gelişimi hızlanmıştır. Uyarlanma prensibi haberleşme, kullanıcı elektroniği, biyolojik işaret işleme gibi birçok analog ve dijital devrelerin tasarımında sık sık kullanılmaktadır. Uyarlanır devrelerin temelini ayarlanabilir devreler ile ana devrenin parametrelerinin kontrol edilmesi oluşturmaktadır.

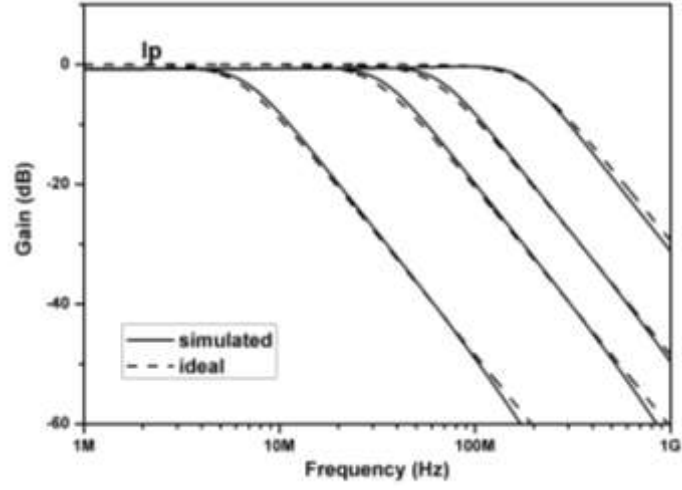
Entegre devrelerinin imalatında kullanılan devre elemanlarının değerlerinin tam istenilen değere sabitlenmesi oldukça zor bir durumdur. Özellikle eleman değerlerinin çalışma koşullarına veyahut çevre şartlarına bağlı olması durumunda devrenin başarımı olumsuz etkilenecektir. Bu durum üretim esnasında karşılaşılan önemli sorunlar arasında yer almaktadır. Bu sebepten bir elektronik devrede (süzgeç, osilatör gibi) istenilen devre parametrelerini sağlayan tasarımın yapılabilmesinde sabit devre elemanlarına bağlı fonksiyonların kullanılmasından ziyade ayarlanabilir devre elemanlarının kullanılması tercih edilmektedir.

Günümüz elektronik devre tasarımında özellikle taşınabilir cihazların yaygınlaşması ile düşük güç tüketimi, düşük besleme gerilimi ve daha az yer kaplayan tasarımların tercih edilirliliği artmıştır. Aynı zamanda kullanılan tüm elektronik elemanların çok fonksiyonlu olması, aynı cihaz üzerinde birden fazla işlevi veyahut farklı parametrelere sahip aynı işlevi yerine getirmesi beklenmektedir. Tüm bunlar elektronik elemanların küçülme ve beslemesiz uzun süre kullanılabilme sorunu olarak adlandırılmaktadır. Bu soruna önerilen çözümlerden biri de elektronik olarak ayarlanabilen devrelerin kullanılmasıdır. Giriş çıkış fonksiyonu, genlik, kazanç, kesim frekansı, eleman değeri gibi parametrelerin elektronik ayarlanabilir olması ile birden fazla devrenin yerine getireceği işlevleri tek bir devre kullanıcıya bağlı olarak gerçekleştirecektir. Böylece daha az eleman ile daha fazla işlem yerine getirilecek, dolayısıyla hem yerden, hem enerjiden tasarruf edilmiş olacaktır. Ayrıca elektronik olarak ayarlanabilir devreler devreye fiziksel bir müdahale olmadan elektronik olarak kontrol olanağı sunması sebebiyle kullanıcıya daha esnek bir yapı sunmaktadır.

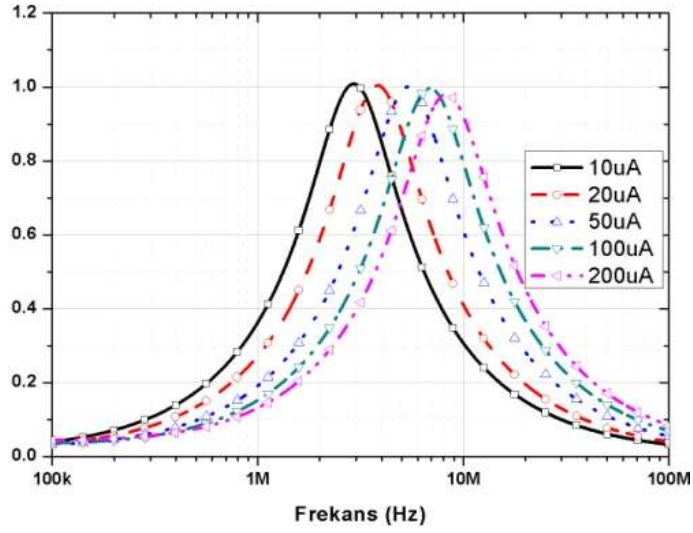
Ayrıntılı olarak anlatılan elektronik ayarlamamanın faydalarını birincil faydalar ve ikincil faydalar olarak iki grupta değerlendirmek mümkündür. Bunlar şu şekilde özetlenebilir.

- Birincil fayda olarak;
 - En doğru sonuç elde edebilmeyi sağlar.
 - Elektronik girişimin etkilerini azaltır.
 - Uyarlamalı devrelerin kullanımını destekler.
 - Kontrol edilebilirliği artırır.
 - Fonksiyonelliği artırır.
- İkincil fayda olarak;
 - Maliyeti azalır.
 - Boyutları azalır.
 - Güç tüketimi azalır.

Elektronik ayarlanabilir devrelere ait çeşitli sonuçlar Şekil 2.17’de verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 2.17: Elektronik ayarlanabilir devrelere ait çeşitli sonuçlar (a) Kesim frekansı elektronik ayarlanabilir alçak geçiren süzgece ait frekans cevabı (b) Kalite faktörü elektronik ayarlanabilir band geçiren süzgece ait frekans cevabı

3. BİRİNCİ DERECE AKIM MODLU DİRENÇSİZ SÜZGEÇ TASARIMLARI

3.1 Giriş

Bu bölümde birinci dereceden, akım modlu devrelerin tasarımı yer almaktadır. Öncelikle genel bir mimari ortaya konulmuştur. Bu mimari tüm geçiren, alçak geçiren ve yüksek geçiren süzgeç cevaplarını sağlayabilmektedir. Bu yapısı itibariyle evrensel süzgeç özelliklerine sahiptir. Tasarlanan devreler sadece temelde BJT ve kondansatörden oluşmaktadır. Bunun yanında akım kopyalama amaçlı akım aynaları, kutuplama ve elektronik ayarlama amaçlı dc akım kaynakları kullanılmaktadır. Tasarlanan devrede direnç elemanı kullanılmamaktadır. Bu sebepten dolayı ve devrenin genelinde az eleman kullanıldığı için tasarlanan devrenin güç tüketimi oldukça düşüktür. Aynı zamanda direnç elemanının olmamasından dolayı tasarlanan devrenin entegre edilmesi kolaydır. Bunun yanında tasarlanan devrenin elektronik olarak ayarlanabilir olması sunulan bir diğer üstünlüktür.

3.2 Birinci Dereceden Süzgeçler

Birinci dereceden alçak geçiren, yüksek geçiren ve tüm geçiren süzgeçlerin transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$H_1(s) = K_1 \frac{\omega_{01}}{s + \omega_{01}} \quad (3.1)$$

$$H_2(s) = K_2 \frac{s}{s + \omega_{02}} \quad (3.2)$$

$$H_3(s) = K_3 \frac{s - \omega_{03}}{s + \omega_{03}} \quad (3.3)$$

Burada, K_n kazancı ω_{0n} kesim frekansını göstermektedir. $n = 1, 2, 3$ sırasıyla alçak geçiren, yüksek geçiren ve tüm geçiren süzgeçleri belirtmektedir. Transfer fonksiyonunun kutupsal gösterimi Denklem (3.4)'de verilmiştir.

$$H_n(\omega) = |H_n(\omega)| \exp(j\varphi_n(\omega)) \quad (3.4)$$

Her bir süzgece ait faz ifadesi aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$\varphi_1(\omega) = -\text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_{01}}\right) \quad (3.5)$$

$$\varphi_2(\omega) = \frac{\pi}{2} - \text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_{02}}\right) \quad (3.6)$$

$$\varphi_3(\omega) = -2\text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_{03}}\right) \quad (3.7)$$

Her bir süzgece ait genlik ifadesi aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$|H_1(\omega)| = |K_1| \frac{\omega_{01}}{\sqrt{\omega^2 + \omega_{01}^2}} \quad (3.8)$$

$$|H_2(\omega)| = |K_2| \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_{02}^2}} \quad (3.9)$$

$$|H_3(\omega)| = |K_3| \quad (3.10)$$

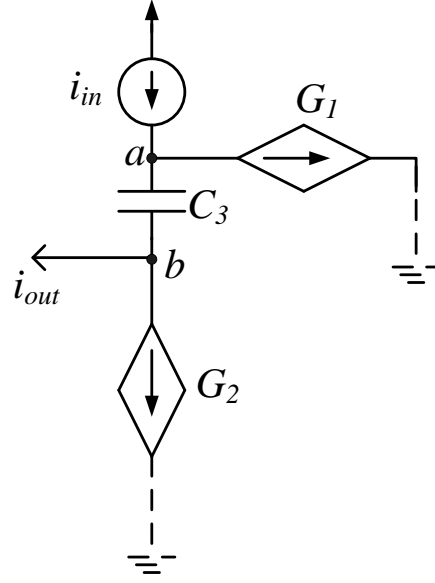
3.3 Yüzen Kondasatör ve BJT'lerden Oluşan Dirençsiz Birinci Dereceden Tüm Geçiren Süzgeç Devresi

Giriş işaretinin genliği sabit kalırken işaretin zaman ortamında gecikmesine sebep olan tüm geçiren süzgeçler ya da diğer bir ismi ile faz kaydırıcı süzgeçler analog işaret işlemede çok fazla kullanım alanı bulan süzgeçler arasındadır. Bu sebepten dolayı bu süzgeç türü için daha önce de bahsedildiği gibi literatürde çok sayıda sunulmuş devre mevcuttur. Bu kısımda dirençsiz birinci dereceden bir tüm geçiren süzgeç devresinin tasarımı yapılmıştır.

Tüm geçiren süzgeç devreleri örneğin AM radyo iletiminde istenmeyen yan bant işaretlerini yok etmede kullanılır. Birinci dereceden tüm geçiren süzgeçlerdeki sıfır ve kutup yerleşimi sanal eksene göre simetrik yapısı sayesinde radyo iletiminde iletim katsayısı tüm frekanslarda sabit iken işaretin fazı frekansa göre farklılıklar gösterir.

Literatürde sunulan gerilim modlu tüm geçiren süzgeç yapıları [58-63] incelendiğinde [62]'de 5 adet CMOS transistör kullanılırken diğerlerinde ikinci nesil pozitif akım taşıyıcılar gibi blok yapılar kullanılmıştır. Her bir blok yapı bir çok BJT ya da CMOS transistörden oluşmaktadır. Benzer şekilde akım modlu birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devrelerini de [29], [32], [33], [61], [64], [65] incelediğimizde blok yapılardan oluştuğunu görmekteyiz. Örneğin çift çıkışlı ikinci nesil akım taşıyıcı 12 adet BJT içermektedir. Bunlara ilave olarak ayarlanabilir ve çok bantlı tüm geçiren süzgeç devreleri de literatürde sunulmuştur [66], [67]. Akım modlu devrelerin gerilim modlu devrelere göre daha iyi lineerliğe sahip olduğu, geniş çalışma bandına sahip olduğu, daha geniş dinamik erime sahip olduğu vurgulanmıştır [16], [68].

Bu kısımda elektronik ayarlanabilir birinci dereceden tersleyen akım modlu tüm geçiren süzgeç devresi sunulmuştur. Devre BJT'lerden ve yüzen kondansatörden oluşmaktadır. Tasarlanan devrenin kesim frekansı sadece akım kaynağının değerinin değiştirilmesi ile kolaylıkla ayarlanabilmektedir. Yani herhangi bir pasif eleman eşleşmesine ihtiyaç olmadan kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin eşdeğer devresi Şekil 3.1'de görülmektedir.



Şekil 3.1: Birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin eşdeğer devresi

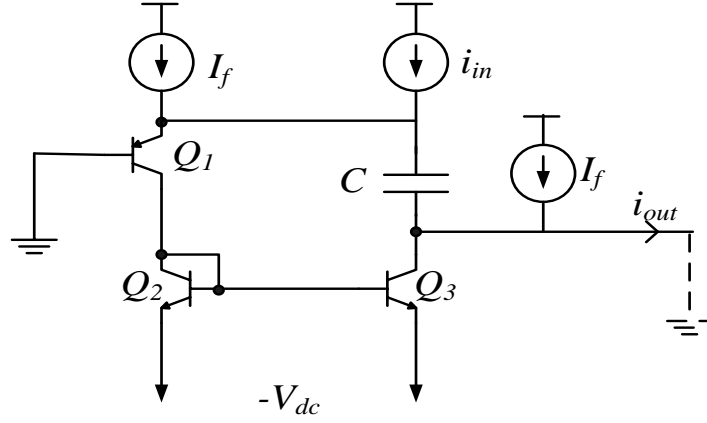
Verilen eşdeğer devre modelinde iki adet gerilim kontrollü akım kaynağı bulunmaktadır. Bu kontrollü akım kaynaklarının değerleri birbirine eşit, $G_1 = G_2 = G$ olarak kabul edilirse eşdeğer devrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$H(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{sC(v_a - v_b) - G}{sC(v_a - v_b) - G} \quad (3.11)$$

Gerilim kontrollü akım kaynağının değeri aşağıdaki gibidir.

$$G = \omega_0 C(v_a - v_b) \quad (3.12)$$

Eşdeğer devre modeli kullanılarak tasarlanan birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresi Şekil 3.2’de görülmektedir.



Şekil 3.2: Tasarlanan birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresi

Şekilden de görüldüğü gibi tasarlanan süzgeç devresi bir tane pnp tipi iki tane npn tipi olmak üzere toplam üç adet BJT'den, akım kaynaklarından ve pasif eleman olarak ta bir adet kondansatörden oluşmaktadır. Devredeki transistorların kollektör akımları aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$I_{C1} = \frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} I_f \quad (3.13)$$

$$I_{C2} = \left(\frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \left(\frac{\beta_2 \beta_3}{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + \beta_3} \right) I_f + \left(\frac{\beta_2}{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + \beta_3} \right) I_{D23} \quad (3.14)$$

$$I_{C3} = \left(\frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \left(\frac{\beta_2 \beta_3}{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + \beta_3} \right) I_f + (\beta_2 + 1) \left(\frac{\beta_3}{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + \beta_3} \right) I_{D23} \quad (3.15)$$

Burada,

$$I_{D23} = I_{C2} - I_{C3} \quad (3.16)$$

BJT elemanının küçük işaret modeli kullanılarak Şekil 3.2'de verilen giriş ve çıkış akımlarının ifadeleri aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$i_{in} = i_{cap} + \left(\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \right) g_{m1} v_{\pi_1} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} i_{out} = i_{cap} - \left(\frac{\beta_2 \beta_3}{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + \beta_3} \right) g_{m1} v_{\pi_3} \\ + (\beta_2 + 1) \left(\frac{\beta_3}{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + \beta_3} \right) (g_{m2} \\ - g_{m3}) v_{\pi_3} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Burada, i_{cap} kondansatör gerilimini ifade etmektedir. Bu denklemden devrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur.

$$H(s) = \frac{i_{cap} - \left(\frac{\beta_2 \beta_3}{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + \beta_3} \right) g_{m1} v_{\pi_3} + (\beta_2 + 1) \left(\frac{\beta_3}{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + \beta_3} \right) (g_{m2} - g_{m3}) v_{\pi_3}}{i_{cap} + \left(\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \right) g_{m1} v_{\pi_1}} \quad (3.19)$$

Denklemin pay ve paydasında görülen fazladan terimler sonlu ileri yön akım kazancından kaynaklanmaktadır. Eğer ileri yön akım kazançları birbirine eşit ve 1'den çok büyük olarak kabul edilirse $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 \gg 1$ kesim frekansını aşağıdaki gibi ifade etmek mümkün olur.

$$\omega_0 = \frac{1}{C} \frac{v_{\pi_1}}{v_{cap}} \frac{I_f}{V_T} \quad (3.20)$$

Eğer $v_{\pi_1} = v_{cap} = v_a - v_b$ olarak seçilirse ω_0 kesim frekansı aşağıdaki hale dönüşür.

$$\omega_0 = \frac{1}{C} \frac{I_f}{V_T} \quad (3.21)$$

Denklemden de görüldüğü gibi birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin kesim frekansı dc akım kaynağının değeri ile değiştirilebilmektedir. Ayrıca küçük değerli kondansatör için çalışma frekans bandında kesim frekansı elde edebilmek için küçük değerli dc akım kaynağı seçilmesi gerekir. Ancak lineerliği koruyabilmek için dc akım kaynağının değerinin giriş akımının değerinden daha büyük olması zorunluluğu da vardır. Yani burada lineerlik ile entegre boyutları arasında bir ödünleşim vardır.

3.3.1 İdeal olmayan durum analizi

Şekil 3.1’de görülen eşdeğer devrede iki adet gerilim kontrollü akım kaynağı vardır. Bu bağımlı kaynakların ifadeleri Denklem (3.12)’de verilmişti. Bu iki kaynağın değerlerinin birbirine eşit olmadığı durumu inceleyelim.

$$G_1 = \omega_0 C_1 (v_a - v_b) \quad (3.22)$$

$$G_2 = \omega_0 C_2 (v_a - v_b) \quad (3.23)$$

Denklemlerdeki ω_0 kesim frekansının ifadesi Denklem (3.21)’de verildiği gibidir. Bu durumda transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s \frac{C_3}{C} - \omega_0 \frac{C_2}{C}}{s \frac{C_3}{C} + \omega_0 \frac{C_1}{C}} \quad (3.24)$$

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s \left(1 + \frac{\varepsilon_3}{C}\right) - \omega_0 \left(1 + \frac{\varepsilon_2}{C}\right)}{s \left(1 + \frac{\varepsilon_3}{C}\right) + \omega_0 \left(1 + \frac{\varepsilon_1}{C}\right)} \quad (3.25)$$

burada

$$C_1 = C + \varepsilon_1 \quad (3.26)$$

$$C_2 = C + \varepsilon_2 \quad (3.27)$$

$$C_3 = C + \varepsilon_3 \quad (3.28)$$

olarak alınmıştır. $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ uygun olmayan eşleşmeden kaynaklanan hata terimleridir. Bu hata durumu birinci dereceden tüm geçiren süzgece ait genlik ve faz cevaplarını etkileyecektir. Hatalar ile birlikte oluşan transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s - \omega_0 \left(\frac{C + \varepsilon_2}{C + \varepsilon_3}\right)}{s + \omega_0 \left(\frac{C + \varepsilon_2}{C + \varepsilon_3}\right)} \quad (3.29)$$

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s - \omega_0 \left(\frac{C + \varepsilon_1}{C + \varepsilon_3} \right)}{s + \omega_0 \left(\frac{C + \varepsilon_1}{C + \varepsilon_3} \right)} - \frac{\omega_0 \left(\frac{\varepsilon_4}{C + \varepsilon_3} \right)}{s + \omega_0 \left(\frac{C + \varepsilon_1}{C + \varepsilon_3} \right)} \quad (3.30)$$

Burada $\varepsilon_4 = \varepsilon_2 - \varepsilon_1$ dir. Transfer fonksiyonunun daha basit ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s - \widehat{\omega}_0}{s + \widehat{\omega}_0} - \frac{K_d \widehat{\omega}_0}{s + \widehat{\omega}_0} \quad (3.31)$$

Burada $\widehat{\omega}_0$ aşağıdaki gibidir:

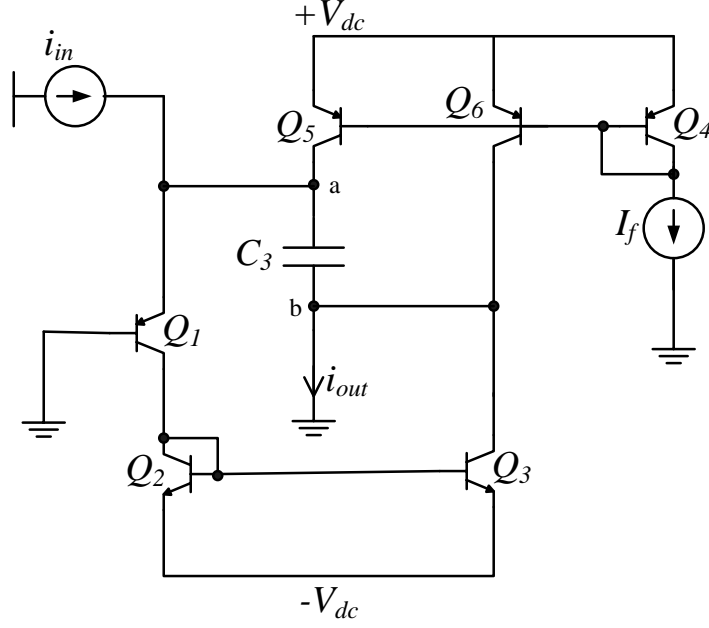
$$\widehat{\omega}_0 = \omega_0 \left(\frac{C + \varepsilon_1}{C + \varepsilon_3} \right) \quad (3.32)$$

$$K_d = \left(\frac{\varepsilon_4}{C + \varepsilon_1} \right) \quad (3.33)$$

Denklemlerde yer alan $\widehat{\omega}_0$ gerçek rezonans frekansı, K_d ise istenmeyen alçak geçiren süzgecin kazancını ifade etmektedir. İstenmeyen birinci dereceden süzgeç göreceli olarak düşük frekanslarda etkilidir.

3.3.2 Sunulan birinci derece tüm geçiren süzgecin tam devresi ve deneysel mimarisi

Şekil 3.2'de verilen birinci derece tüm geçiren süzgecin tam devresi Şekil 3.3'de verilmiştir. Verilen devre birinci dereceden tüm geçiren süzgeç karakteristiğini sağlamaktadır. Devre iki temel kısımdan oluşmaktadır. Bunlar; asıl devre ve akım aynalarıdır. Asıl devre Q_1 , Q_2 ve Q_3 'ten oluşurken, Q_4 , Q_5 , ve Q_6 akım aynası olarak çalışarak kontrol akımı I_f 'yi sağlamaktadırlar.



Şekil 3.3: Sunulan birinci derece tüm geçiren süzgecin tam devresi

Sunulan devrenin deneysel analizinde kullanılan devre mimarisi

Şekil 3.4’de verilmiştir. Mimaride CCII+ bloklarından faydalanılmıştır. Bu bloklar akım elde etmek ve elde edilen akımı kopyalamak için kullanılmıştır. CCII+ elemanları yerine ticari olarak elde edilebilir olan AD844 entegreleri kullanılmıştır [69]. Pasif elemanlar $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10k\Omega$ ve $C = 10nF$ olarak seçilmiştir.

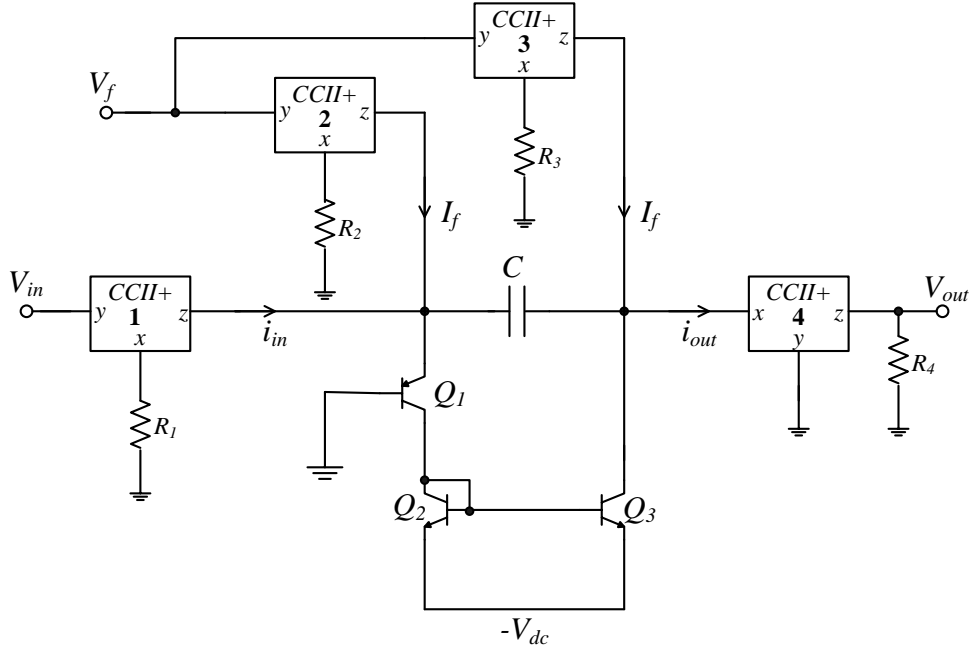
Kullanılan BJT elemanları piyasada kolaylıkla bulunabilen 2N3904 transistörü seçilmiştir. V_{in} değeri $100mV\sin(2\pi f)$ ve V_f değeri $200mV$ olarak seçilmiştir.

Şekil 3.4’de verilen birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin transfer fonksiyonu aşağıdaki denklemde verildiği gibidir.

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_4 \omega_0 - s}{R_1 \omega_0 + s} \quad (3.34)$$

Eğer $R_2 = R_3 = R$ seçilirse aşağıda verilen kesim frekansı elde edilir.

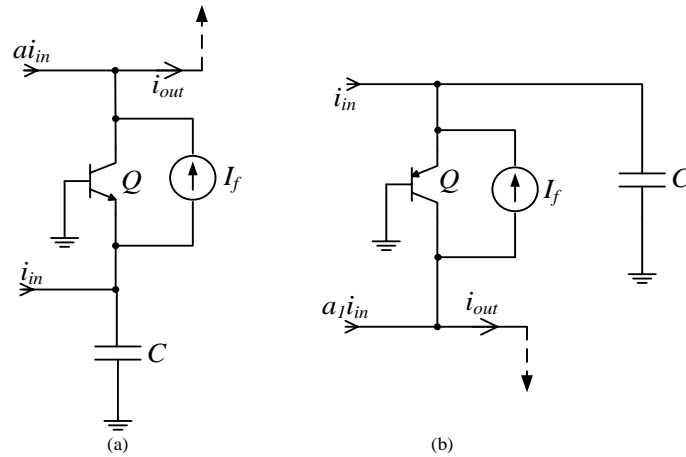
$$\omega_0 = \frac{1}{C} \frac{V_f}{V_T R} \quad (3.35)$$



Şekil 3.4: Devre mimarisi

3.4 Topraklanmış Kondansatör ve BJT'lerden Oluşan Dirençsiz Birinci Dereceden Süzgeçler

Tasarlanan devrenin npn ve pnp transistörler için genel yapısı Şekil 3.5'de görülmektedir. Görüldüğü gibi devreler bir BJT elemanı, bir adet topraklanmış kondansatör ve dc akım kaynağından oluşmaktadır. Burada dc akım kaynağı transistor kutuplanmasında ve elektronik ayarlanmasında kullanılmaktadır.



Şekil 3.5: Tasarlanan birinci dereceden elektronik ayarlanabilir süzgeç devre yapıları

(a) npn BJT'li versiyonu (b) pnp BJT'li versiyonu

Sunulan npn ve pnp yapıların birbiri ile benzer mimaride olması sebebiyle yapılacak analizler npn versiyonu için yapılacaktır. Şekil 3.5 (a)'da verilen devrenin çıkış akımı aşağıdaki gibi bulunur.

$$i_{OUT} = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{i_{in}}{1 + sCr_E} + ai_{in} + I_{f1} - \frac{\beta}{\beta + 1} I_{f2} \quad (3.36)$$

$$i_{OUT} = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{i_{in}}{1 + sCr_E} + ai_{in} + I_{dc} \quad (3.37)$$

Burada, $I_{dc} = I_{f1} - \frac{\beta}{\beta + 1} I_{f2}$ dir. Eğer ileri yön akım kazancı $\beta \gg 1$ olarak kabul edilirse çıkış akımı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_{out} = \frac{1 + a + saCr_E}{1 + sCr_E} i_{in} \quad (3.38)$$

Elde edilen çıkış denkleminde a 'nın farklı seçimleri için farklı süzgeç çıkışları elde etmek mümkündür. $a = 0$ için terslemeyen birim kazançlı alçak geçiren süzgeç cevabı, $a = -1$ için tersleyen yüksek geçiren süzgeç cevabı, ve $a = -0.5$ için terslemeyen 0.5 kazançlı tüm geçiren süzgeç cevabı elde edilir. Diğer taraftan farklı kazançlı süzgeç cevapları a 'nın farklı seçimleri ile elde etmek mümkündür. Bununla ilgili örnek devre tasarımları incelenmiştir. Denklem (3.38)'de verilen transfer fonksiyonunun faz ve genlik cevabı aşağıda verilmiştir.

$$|H(\omega)| = \left| \frac{i_{out}}{i_{in}} \right| = \sqrt{\frac{(1 + a)^2 + (a\omega Cr_E)^2}{1 + (\omega Cr_E)^2}} \quad (3.39)$$

$$\varphi(\omega) = \text{Arctan}\left(\frac{a\omega Cr_E}{1 + a}\right) - \text{Arctan}(\omega Cr_E) \quad (3.40)$$

Denklem (3.39)'da ve Denklem (3.40)'da sırasıyla genlik ve faz bilgileri verilen transfer fonksiyonuna ait kesim frekansı Denklem (3.41)'de verildiği gibi elde edilir.

$$\omega_0 = \frac{I_f}{CV_T} = \frac{1}{Cr_E} \quad (3.41)$$

Kesim frekansının ifadesinden de anlaşılacağı gibi sadece I_f değerini değiştirmek ile tasarlanan süzgecin kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Bu süzgeç tasarımında oldukça önemli bir özelliktir.

Tasarlanan birinci dereceden evrensel süzgeç devresinin giriş ve çıkış empedansları aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$Z_{in} = r_E // \left(\frac{1}{sC} \right) \quad (3.42)$$

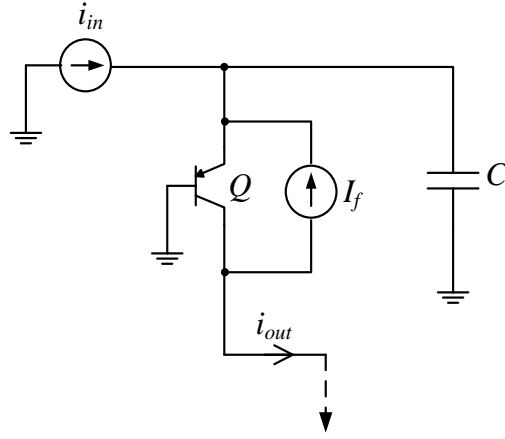
$$Z_{out} = R_0 // \left(\frac{1}{sC_0} \right) \quad (3.43)$$

Burada, R_0 tasarlanan devrenin çıkış direnci ve C_0 ise tasarlanan devrenin çıkış kapasite değeridir. Eğer iki evrensel süzgeç devresi kaskat bağlanırsa giriş empedansı Denklem (3.44)'da verildiği gibi bulunur.

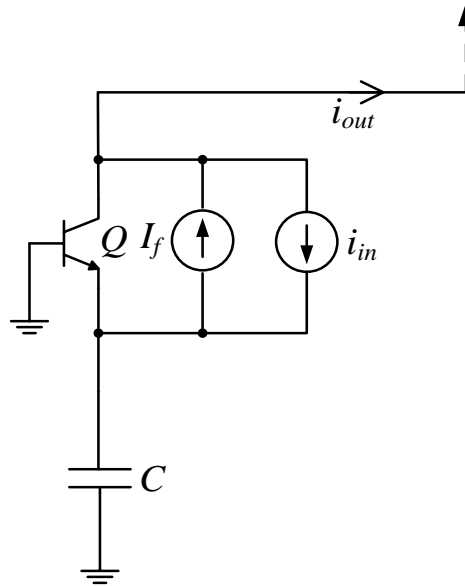
$$Z'_{in} = R_0 // r_E // \left(\frac{1}{s(C + C_0)} \right) \quad (3.44)$$

Şekil 3.5'de verilen süzgeç yapısı esas alınarak birinci dereceden tüm süzgeç türleri devreleri tek tek türetilebilir. Alçak geçiren, yüksek geçiren ve tüm geçiren süzgeç devreleri sırasıyla Şekil 3.6'de, Şekil 3.7'te ve Şekil 3.8'te verilmiştir. Alçak geçiren ve yüksek geçiren süzgeç devresinin genlik ve faz cevabı Şekil 3.5'de verilen devre ile aynı olmasına rağmen Şekil 3.8'de verilen tüm geçiren süzgeç devresinin faz cevabı farklıdır. Bu devrenin çıkış akımı Denklem (3.45)'de verildiği gibi hesaplanır. Şekil 3.5'deki evrensel süzgeç mimarisinden türetilen devre birim kazançta sahiptir.

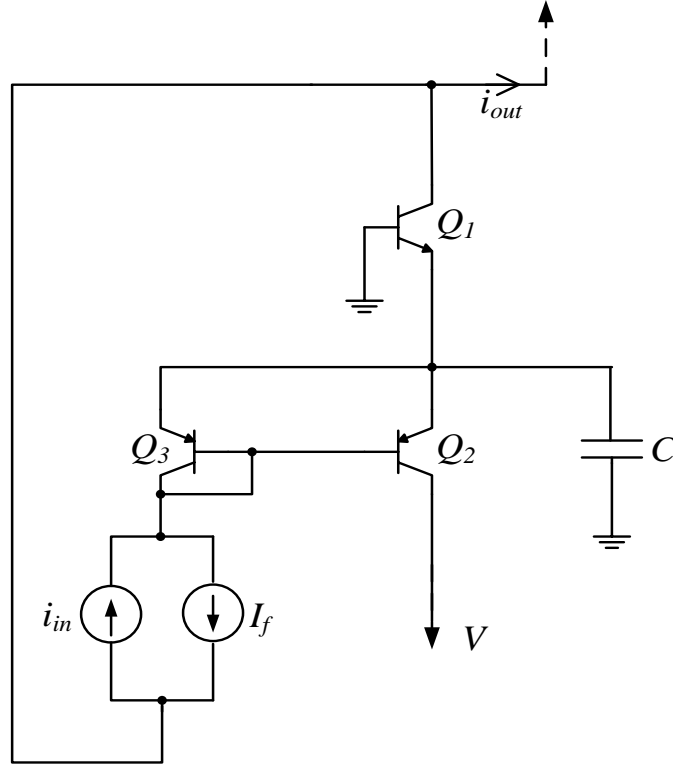
$$i_{out} = \frac{(2 - 1) - sCr_E}{1 + sCr_E} i_{in} \quad (3.45)$$



Şekil 3.6: Şekil 3.5'den elde edilen birinci dereceden elektronik ayarlanabilir alçak geçiren süzgeç devresi



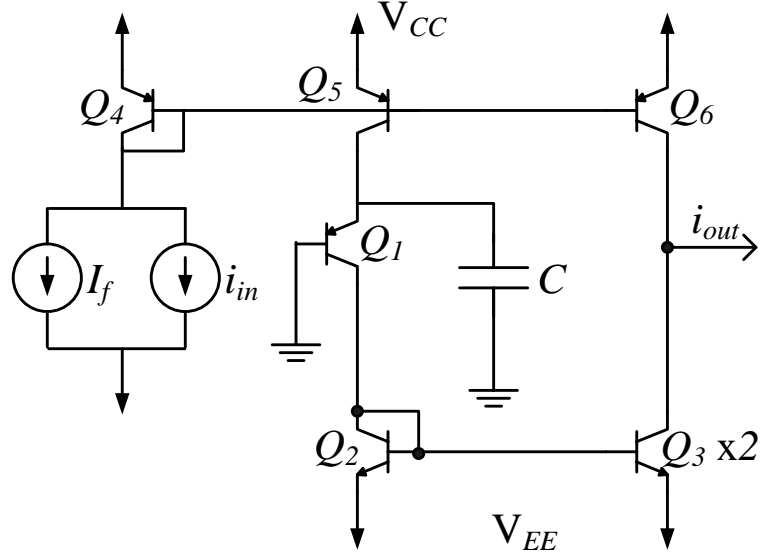
Şekil 3.7: Şekil 3.5'den elde edilen birinci dereceden elektronik ayarlanabilir yüksek geçiren süzgeç devresi



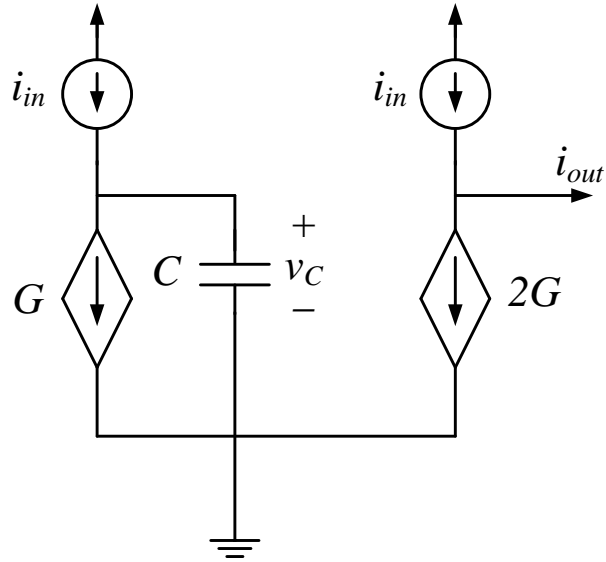
Şekil 3.8: Şekil 3.5'den elde edilen birinci dereceden elektronik ayarlanabilir tüm geçiren süzgeç devresi

Şekil 3.8'de verilen tüm geçiren süzgeç devresi iki kısımdan oluşmaktadır. Bunlar; asıl devre ve akım aynasıdır. Q_1 transistörü ve C kondansatörü asıl devreyi oluştururken Q_2 ve Q_3 transistörleri akım aynasını oluştururlar. Bu devrede I_f kontrol akımı olarak kullanılmaktadır.

Genel yapıyı değiştirmeden elde edilen bir diğer birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresi ve bu devreye ait eşdeğer model Şekil 3.9'da görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 3.9: (a) Şekil 2.2'den elde edilen birinci dereceden elektronik ayarlanabilir tüm geçiren süzgeç devresi (b) bu devreye ait eşdeğer model

Şekil 3.9 (b)'de v_C , kondansatör gerilimi, ω_0 , kesim frekansı olmak üzere gerilim kontrollü akım kaynağının değeri Denklem (3.46)'da verildiği gibi tanımlanır.

$$G = C\omega_0 v_C \quad (3.46)$$

Tasarlanan devrenin kesim frekansı Denklem (3.47)'de de görüldüğü gibi sadece I_f kontrol akım kaynağının değerinin değiştirilmesi ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Bu denklemde V_T sıcaklığa bağlı gerilim değeridir ve oda sıcaklığında yaklaşık $26mV$ dur.

$$\omega_0 = \frac{I_f}{CV_T} \quad (3.47)$$

Tasarlanan devrenin analizi benzer şekilde yapıldığında aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$i_{cap} = sCv_C \quad (3.48)$$

$$g_{m1} = \frac{I_{C1}}{V_T} \quad (3.49)$$

$$v_{\pi 1} = v_C \quad (3.50)$$

$$E_o = \frac{-\beta_1\beta_2\beta_3 + 2\beta_1\beta_2 + \beta_1\beta_3 + \beta_2\beta_3 + 2\beta_2 + \beta_3}{\beta_1\beta_2\beta_3 + 2\beta_1\beta_2 + \beta_1\beta_3} \quad (3.51)$$

$$E_i = \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \quad (3.52)$$

Devrenin transfer fonksiyonu Denklem (3.53)'de verilmiştir.

$$H(s) = \frac{s - \frac{E_o}{E_i} \omega_0}{s + \omega_0} \quad (3.53)$$

Tasarlanan birinci derece tüm geçiren süzgeç devresi ana devre ve akım aynaları olmak üzere iki kısımdan oluşur. Q_1 transistörü ve C kapasitörü ana devreyi oluştururken, Q_2 - Q_3 ve Q_4 - Q_6 transistor çiftleri akım kopyalama işleminde kullanılırlar.

3.4.1 Yüksek frekans analizi

Bölüm 2'de verilen eşdeğer BJT modelinde de görüldüğü gibi ileri yönlü akım kazancı (β) tüm frekans değerlerinde sabit katsayı değil, frekans bağımlı bir fonksiyondur. Bu fonksiyonun bir kutuplu olarak modellenmesi Denklem (3.54)'de görülmektedir.

$$\beta(\omega) = \frac{\beta_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_\beta}} \quad (3.54)$$

Burada, ω_β kutup frekansını β_0 dc kazancı göstermektedir. Denklem (3.54)'de verilen ifadenin $I_{dc} = 0$ için Denklem (3.37)'de yerine yazılması ile Denklem (3.55) elde edilir.

$$H(\omega) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_\beta(\beta_0 + 1)}} \frac{1 + a + ja\omega Cr_E}{1 + j\omega Cr_E} \quad (3.55)$$

$$H(\omega) = |H(\omega)| \exp(j\Psi(\omega)) \quad (3.56)$$

Denklem (3.56)'nın genlik ve faz cevabı Denklem (3.57)'deki gibi elde edilir.

$$|H(\omega)| = \left| \frac{i_{out}}{i_{in}} \right| = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\beta(\beta_0 + 1)}\right)^2} \frac{(1 + a)^2 + (a\omega Cr_E)^2}{1 + (\omega Cr_E)^2}} \quad (3.57)$$

$$\Psi(\omega) = \text{Arctan}\left(\frac{a\omega Cr_E}{1 + a}\right) - \text{Arctan}(\omega Cr_E) - \text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_\beta(\beta_0 + 1)}\right) \quad (3.58)$$

$$\Psi(\omega) = \varphi(\omega) - \text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_\beta(\beta_0 + 1)}\right)$$

Burada $\varphi(\omega)$ Denklem (3.40)'da verilen faz cevabı iken $\Psi(\omega)$ ileri yön akım kazancı β' 'nin tek kutuplu modeli için faz cevabıdır. Denklem (3.58)'deki ω_β üç durum için sınıflandırılabilir.

Durum I:

Eğer $\omega \ll \omega_\beta(\beta_0 + 1)$ ise devrenin çıkış işareti Denklem (3.59)'daki gibi basitleştirilebilir. Bu yaklaşımda sınır değer olarak $\omega \leq 0.1\omega_\beta(\beta_0 + 1)$ kabul edilebilir.

$$i_{out} = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \frac{1 + a + ja\omega Cr_E}{1 + j\omega Cr_E} i_{in} \quad (3.59)$$

Bu durumda genlik ve faz cevabı şöyle elde edilir.

$$|H(\omega)| = \left| \frac{i_{out}}{i_{in}} \right| = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \sqrt{\frac{(1+a)^2 + (a\omega Cr_E)^2}{1 + (\omega Cr_E)^2}} \quad (3.60)$$

$$\Psi(\omega) = \varphi(\omega) \quad (3.61)$$

Durum II:

Eğer ω 'nın aldığı değer $\omega_\beta(\beta_0 + 1)$ 'in alacağı değerden çok büyükse, $\omega \gg \omega_\beta(\beta_0 + 1)$, yaklaşık 10 katından büyük ise $\omega \geq 10\omega_\beta(\beta_0 + 1)$ ise Denklem (3.59) şu hale gelir.

$$i_{out} = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \frac{\omega_\beta(\beta_0 + 1)}{j\omega} \frac{1+a + ja\omega Cr_E}{1 + j\omega Cr_E} i_{in} \quad (3.62)$$

Bu çıkış fonksiyonuna ait genlik ve faz cevabı aşağıdaki gibi bulunur.

$$|H(\omega)| = \left| \frac{i_{out}}{i_{in}} \right| = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \frac{\omega_\beta(\beta_0 + 1)}{\omega} \sqrt{\frac{(1+a)^2 + (a\omega Cr_E)^2}{1 + (\omega Cr_E)^2}} \quad (3.63)$$

$$\Psi(\omega) = \text{Arctan}\left(\frac{a\omega Cr_E}{1+a}\right) - \text{Arctan}(\omega Cr_E) - \frac{\pi}{2} \quad (3.64)$$

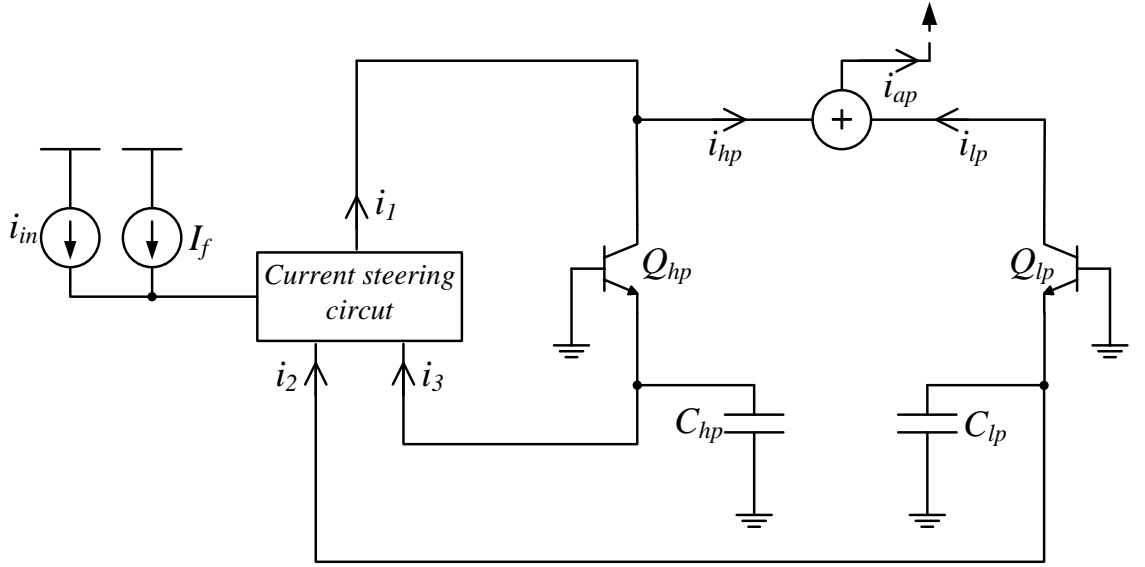
$$\Psi(\omega) = \varphi(\omega) - \frac{\pi}{2}$$

Durum III:

Eğer ω 'nın aldığı değer Durum I ve Durum II'de belirtilen sınırlar içerisinde kalıyorsa yani $0.1\omega_\beta(\beta_0 + 1) \leq \omega \leq 10\omega_\beta(\beta_0 + 1)$ ise Denklem (3.57) ve Denklem (3.58)'de herhangi bir değişiklik olmaz.

3.4.2 Uygulama devresi I: Çok fonksiyonlu süzgeç

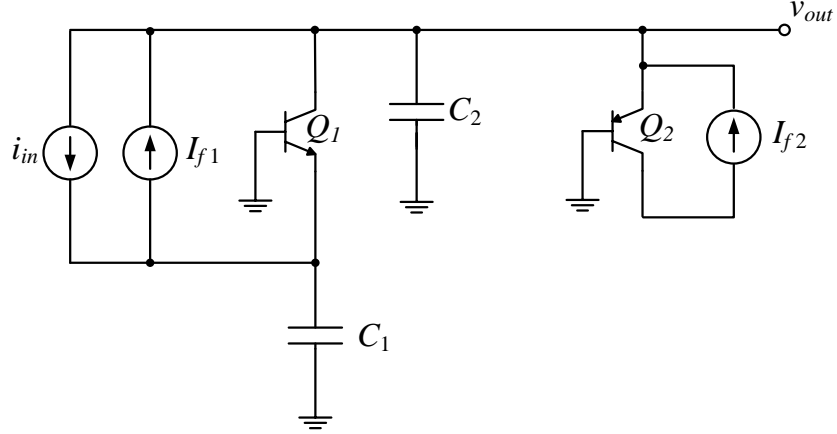
Şekil 3.10'da temel yapısı Şekil 3.5'den türetilen alçak geçiren ve yüksek geçiren süzgeç devrelerinden faydalanılarak elde edilen çok fonksiyonlu süzgeç devresi görülmektedir. Bu devrede birinci dereceden alçak geçiren ve yüksek geçiren süzgeç çıkışları ve bu çıkışların toplamı ile tüm geçiren süzgeç çıkışı elde edilebilmektedir. Devreyi basitleştirmek için giriş işareti ve kontrol akımının kopyalanması işlemi blok ile gösterilmiştir. Bu blok yardımı ile üretilen tüm işaretler $I_f + i_{in}$ değerine eşittir. Blok diyagramdaki akımların akış yönleri oklar ile belirtilmiştir.



Şekil 3.10: Şekil 3.5'den elde edilen birinci dereceden elektronik ayarlanabilir çok fonksiyonlu süzgeç devresi

3.4.3 Uygulama devresi II: İkinci dereceden band geçiren süzgeç

Birinci dereceden tasarlanan evrensel süzgeç devresinin bir uygulaması olarak geçiş direnci modunda band geçiren süzgeç devresi sunulmuştur. Bu devre Şekil 3.11'de verilmiştir. Bu süzgeç uygulama devresinde giriş işareti akım iken çıkış işareti gerilimdir.



Şekil 3.11: Şekil 3.5'den elde edilen ikinci dereceden elektronik ayarlanabilir band geçiren süzgeç devresi

İkinci dereceden band geçiren süzgeç uygulama devresinin çıkış gerilimi Denklem (3.65)'de verilmiştir.

$$V_{out} = \frac{n_1 s + n_0}{d_2 s^2 + d_1 s + d_0} i_{in} \quad (3.65)$$

Burada transfer fonksiyonunda yer alan değişkenlerin değerleri aşağıda verilmiştir.

$$n_0 = (1 + a)r_{E2} \quad (3.66)$$

$$n_1 = aC_1 r_{E1} r_{E2} \quad (3.67)$$

$$d_0 = 1 \quad (3.68)$$

$$d_1 = C_1 r_{E1} + C_2 r_{E2} \quad (3.69)$$

$$d_2 = C_1 C_2 r_{E1} r_{E2} \quad (3.70)$$

Devrenin kesim frekansı, band genişliği ve kalite faktörü aşağıdaki gibidir.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{d_0}{d_2}} \quad (3.71)$$

$$BW = \frac{1}{2\pi} \frac{d_1}{d_2} \quad (3.72)$$

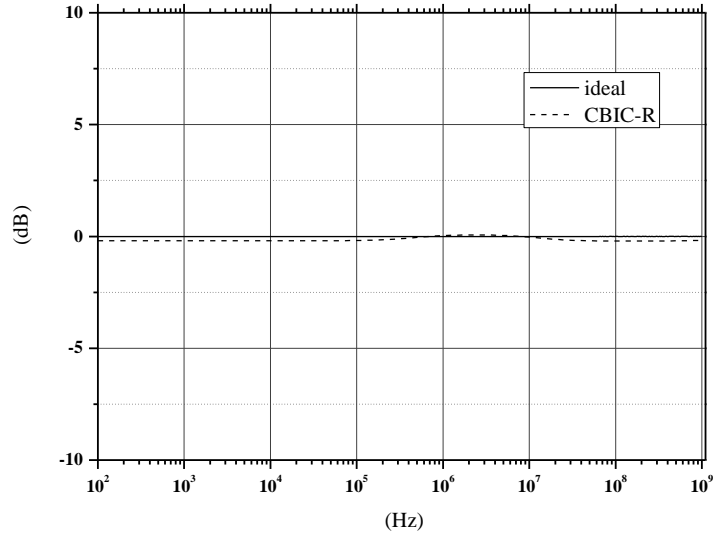
$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (3.73)$$

3.5 Sonuçlar ve Değerlendirme

3.5.1 Yüzen kondasatör ve BJTlerden oluşan dirençsiz birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresi için benzetim ve deney sonuçları

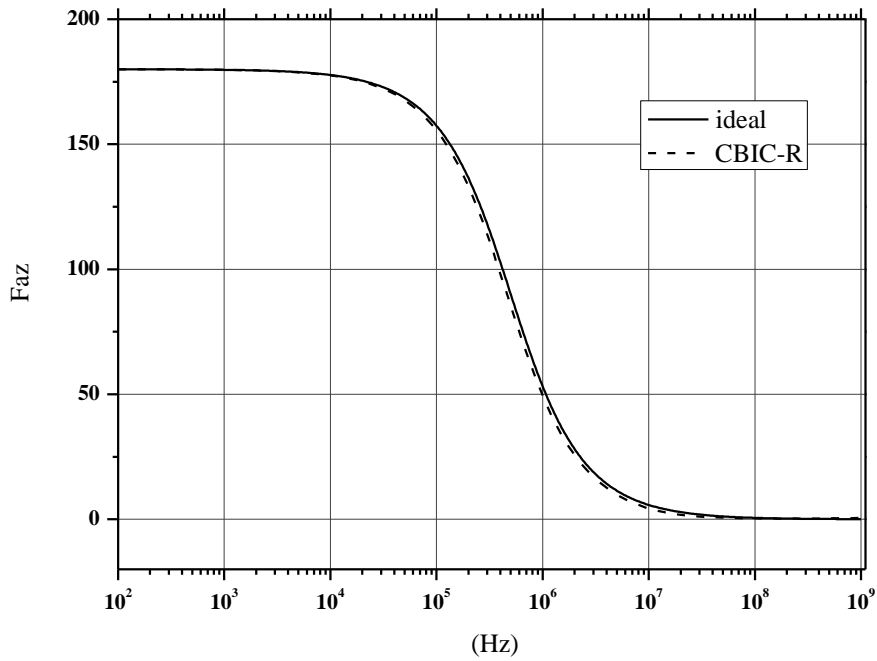
Teorik olarak yapılan tasarımı doğrulamak için Şekil 3.3’de verilen tüm geçiren süzgeç devresinin benzetimleri PSpice programı kullanılarak yapılmıştır. Benzetimlerde ideal transistor olarak adlandırılan, varsayılan transistorun ileri yön akım kazancının $BF = 10000$ yapılarak elde edilen transistor modeli ile CBIC-R [10] gerçek transistor modeli kullanılmıştır. Devrede kullanılan simetrik gerilim kaynaklarının değeri $\pm 1.5 V$ olarak belirlenmiştir. Kondansatörün değeri $C_3 = 123 pF$ olarak, dc akım kaynağının değeri $I_f = 10 \mu A$ olarak seçildiğinde elde edilen kesim frekansı yaklaşık $f_0 = 500 kHz$ ’dır.

Yapılan benzetimler sonucunda elde edilen, tasarlanan birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin frekansa göre kazanç değişimi Şekil 3.12’de frekansa göre faz değişimi Şekil 3.13’de verilmiştir.



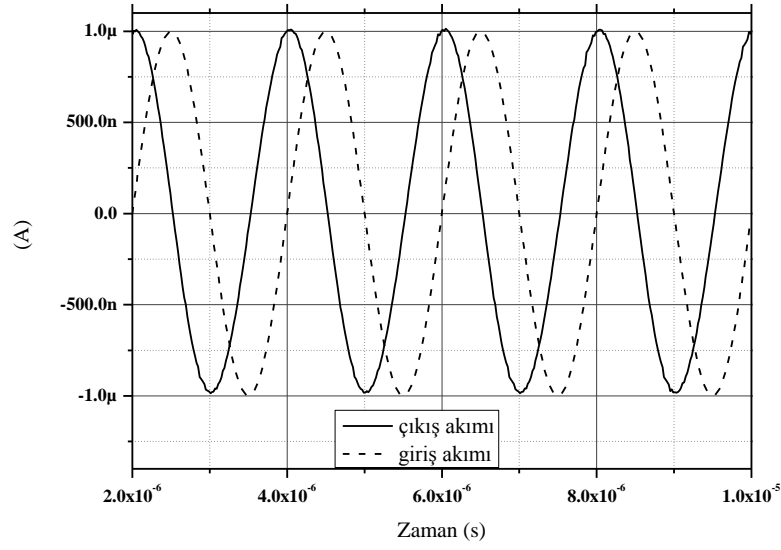
Şekil 3.12:Tasarlanan birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin frekansa göre kazanç değişimi

Şekil 3.12’de verilen kazanç cevabından görülmektedir ki tüm geçiren süzgecin kazancı 100 Hz ile 1 GHz arasında 7 dekatlık bir aralıkta yaklaşık sabit kalmaktadır. Bu aralıktaki değişim 1 dB’den daha küçüktür. Birinci dereceden tüm geçiren süzgece ait faz cevabı beklendiği gibi 180° ile 0° arasında değişmektedir. Hem kazanç hem de faz grafikleri incelendiğinde görülmektedir ki gerçek transistor modeli kullanılarak elde edilen benzetimler sonucunda elde edilen veriler ile ideal durum analizinden elde edilen teorik veriler belirtilen frekans sınırları içinde birbiri ile gayet uyumludur.



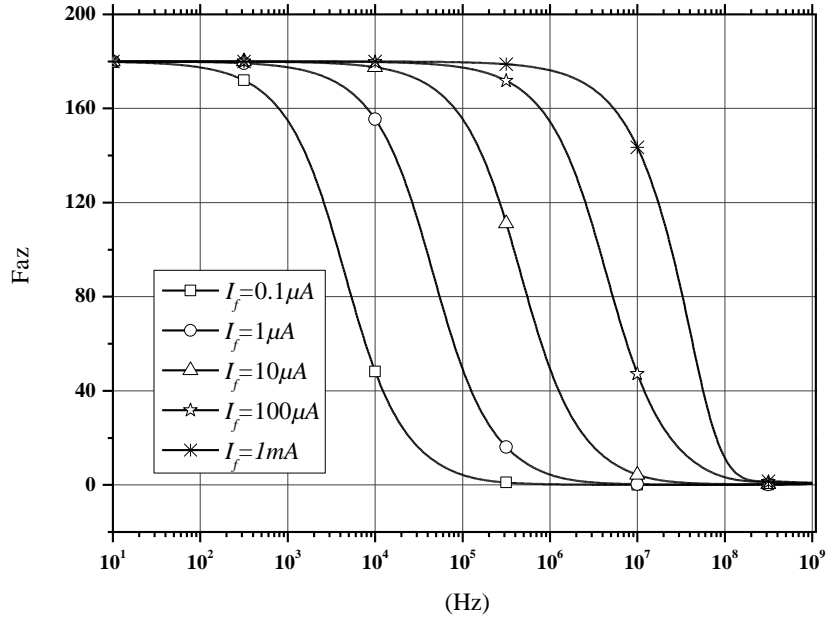
Şekil 3.13: Tasarlanan birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin frekansa göre faz değişimi

Tüm geçiren süzgecin zaman ortami cevabı Şekil 3.14’de verilmiştir. Girişe 0.5 μA genlikli 500 kHz frekanslı bir işaret uygulanmıştır. Kontrol dc akımı olarak $I_f = 10 \mu A$ seçilmiştir. Yani devre kötü durum analizi olarak rezonans frekansında sürülmüştür.



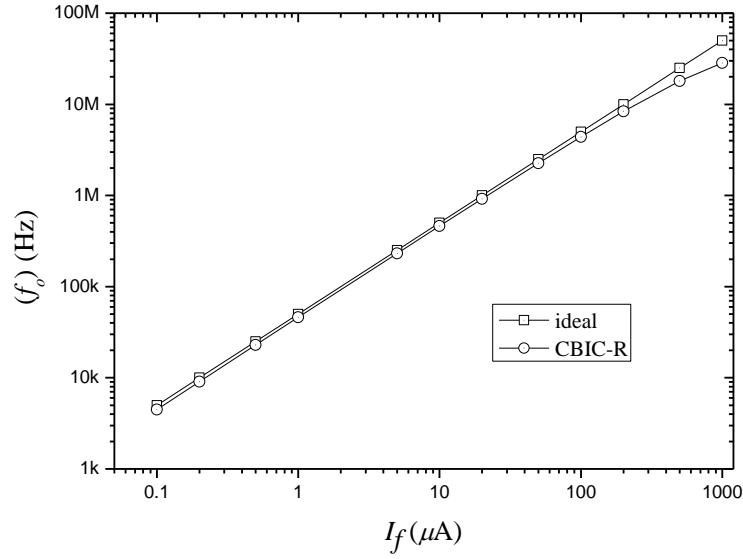
Şekil 3.14: Rezonans frekansında zaman ortamı cevabı

Tasarlanan devrenin önemli özelliği elektronik ayarlanabilir olmasıdır. Kontrol dc akım kaynağının değeri $0.1 \mu A$ ile $50 \mu A$ arasında kaydırılarak rezonans frekansının değerinin değiştirilmesi başarılmıştır. Farklı frekanslarda faz cevabında gözlenen bu durum Şekil 3.15’de görülmektedir.



Şekil 3.15: Elektronik ayarlanabilir faz cevabı

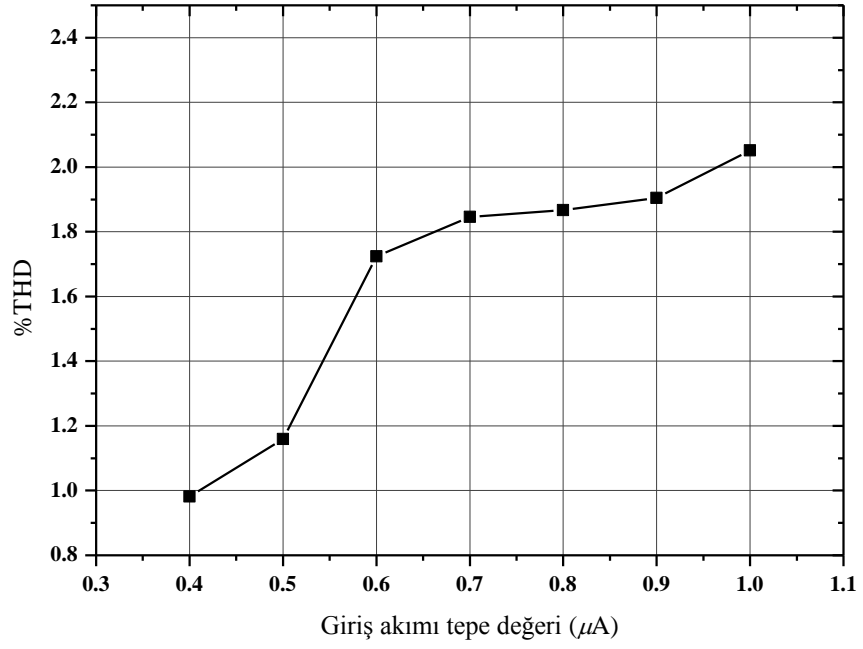
Daha geniş bir aralık için kontrol dc akım değişimine I_f karşı rezonans frekansının f_0 değişimi hem ideal hem de gerçek durum için Şekil 3.16'da görülmektedir. Burada kontrol dc akımının değeri $0.1 \mu A$ ile $200 \mu A$ arasında kaydırılmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi yaklaşık 4 dekat gerçek modelin kullandığı benzetim sonuçları ile ideal durum analizinin sonuçları yaklaşık paralel ilerlemektedir. Kontrol akımı değişimine karşı rezonans frekansı değişimi lineer bir ilişkide elde edilmiştir.



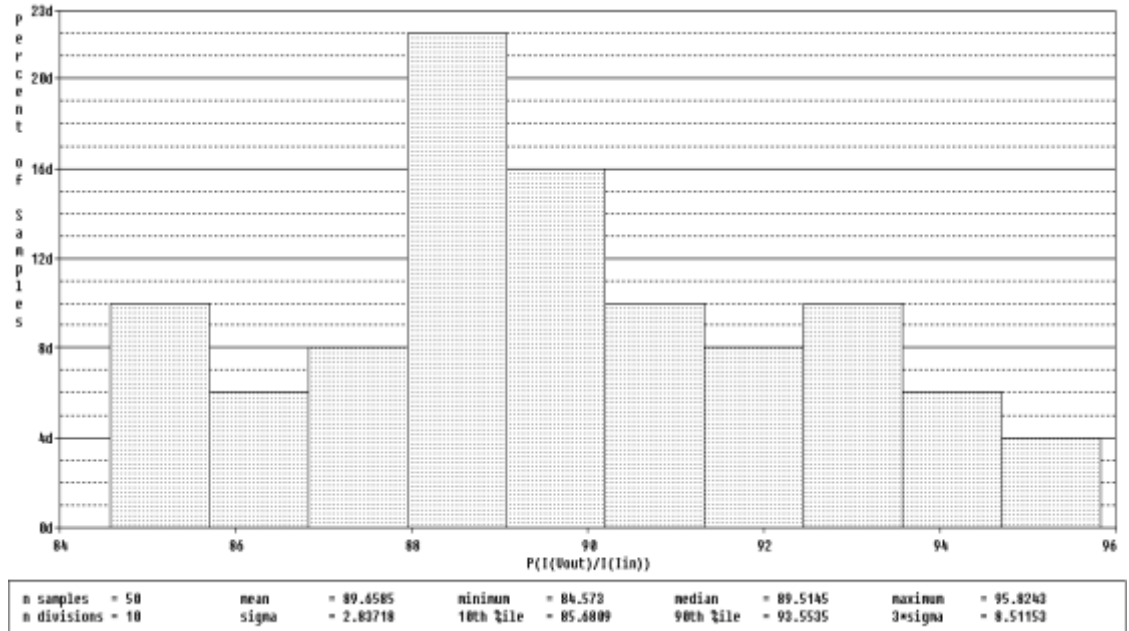
Şekil 3.16: Resonans frekansının f_0 kontrol dc akıma göre I_f değişimi

Ayrıca sunulan birinci dereceden tüm geçiren süzgecin THD analizi de yapılmıştır. Bu analiz için girişe farklı genlikte $500 kHz$ frekanslı işaretler uygulanmıştır. Kontrol dc akımı olarak $I_f = 10 \mu A$ seçilmiştir. Bu durumda ölçülen güç tüketimi $72.9 \mu W$ kadardır. Devrenin düşük güç tüketimine sahip olduğunu söyleyebiliriz. Farklı giriş genliklerine karşı elde edilen %THD değerleri Şekil 3.17'de verilmiştir.

Ayrıca tasarlanan birinci dereceden süzgeç devresinde kullanılan devre elemanlarının üretim esnasında ortaya çıkan ya da sonradan oluşan değer değişimlerine karşı devrenin nasıl bir hata ortaya koyacağını araştırmak için Monte Carlo analizi yapılmıştır. Bu analizde $I_f = 10 \mu A$ olarak seçilmiştir. Kondansatör değerinin %5'lik normal (Gaussian) değişimine karşı rezonans frekansındaki değişim Şekil 3.18'de verilmiştir.

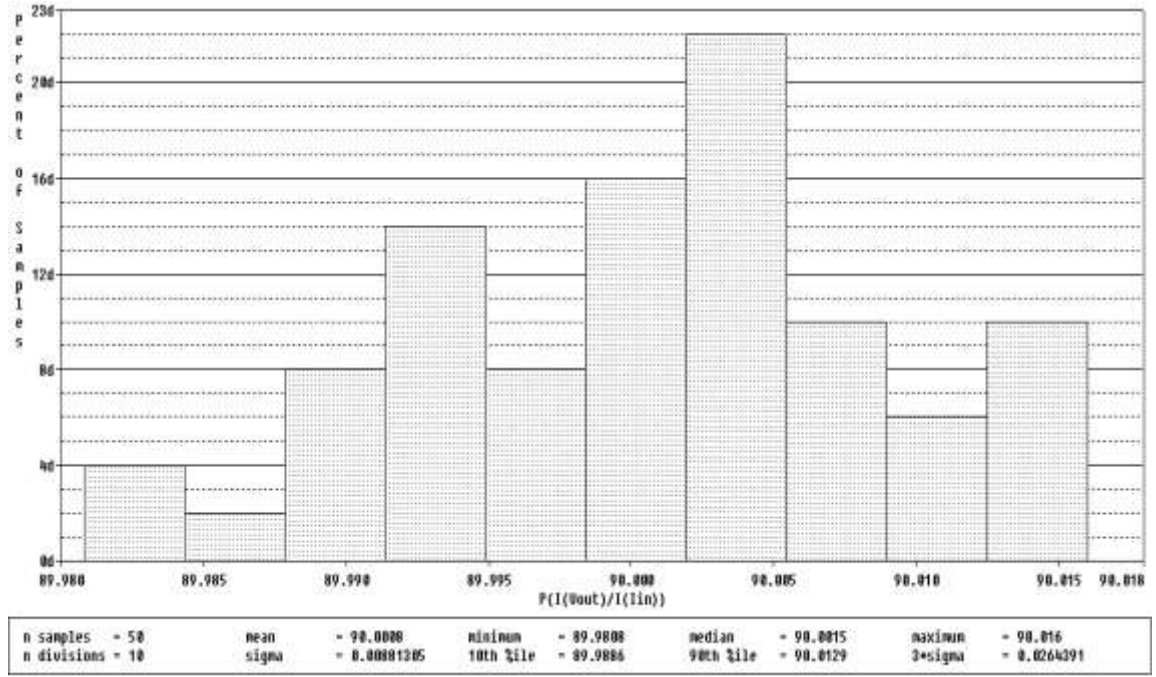


Şekil 3.17: Farklı giriş genlikli giriş değerlerine karşı %THD değerleri



Şekil 3.18: Kondansatör değerinin %5'lik normal (Gaussian) değişimine karşı rezonans frekansındaki değişim

Yapılan teorik analizlerde görülmüştür ki ileri yön akım kazancının değerinin elde edilecek sonuç üzerinde etkisi büyüktür. Bu sebepten dolayı Q_2 transistorunun ileri yön akım kazancının değeri %5'lik normal (Gaussian) değişim ile rastgele olarak değiştirilmiş ve 50 kere analiz yapılmıştır. Her durumda elde edilen rezonans frekansının değerleri istatistiksel olarak incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.19'da sunulmuştur.

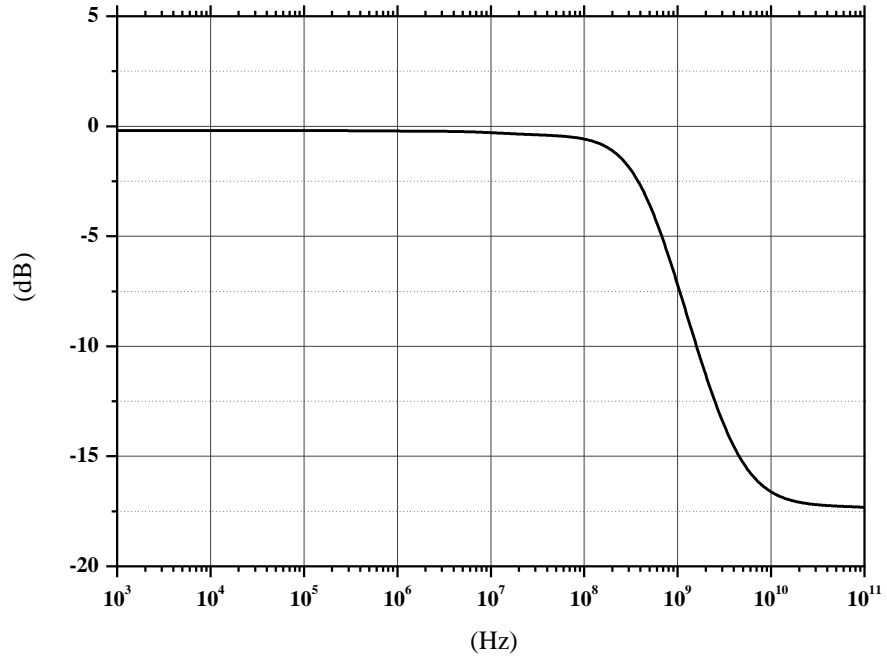


Şekil 3.19: Q_2 transistorunun ileri yön akım kazancının değeri %5'lik normal (Gaussian) değişimine karşı rezonans frekansındaki değişim

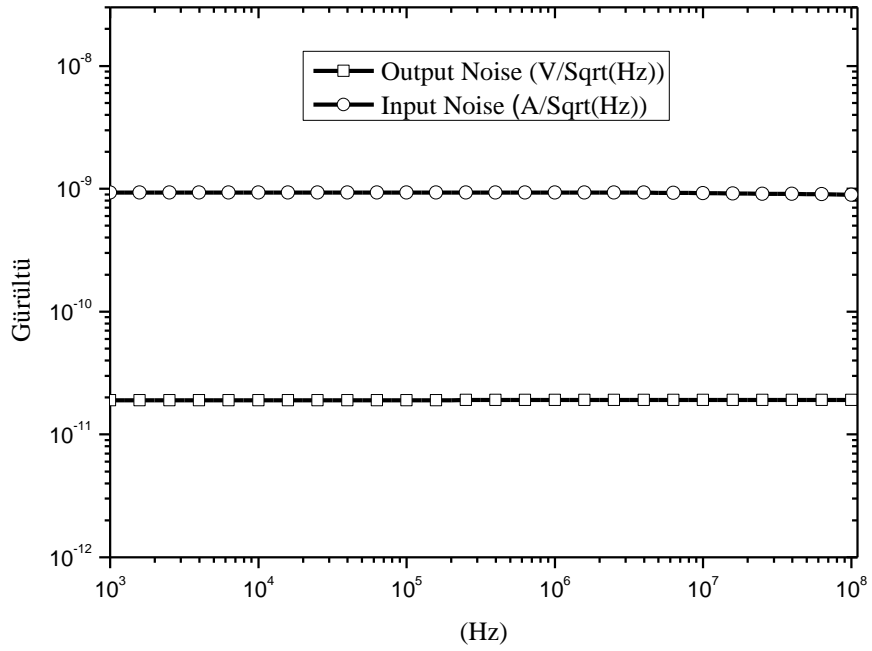
Tasarlanan birinci dereceden süzgeç devresinin çıkışına bir adet 50Ω 'luk direnç seri olarak bağlanmıştır. Bu durum için elde edilen çıkış karakteristiği Şekil 3.20'de ve giriş işareti ve çıkış işareti için gürültü değerleri Şekil 3.21'de verilmiştir. Şekil 3.20'den çıkış işareti aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_{out} = \frac{\omega + \omega_z}{\omega + \omega_p} \exp(j\varphi(\omega)) \quad (3.74)$$

Burada, kutup yaklaşık $\omega_p \cong 400 \text{ MHz}$, sıfır ise $\omega_z \cong 4 \text{ GHz}$ civarındadır.

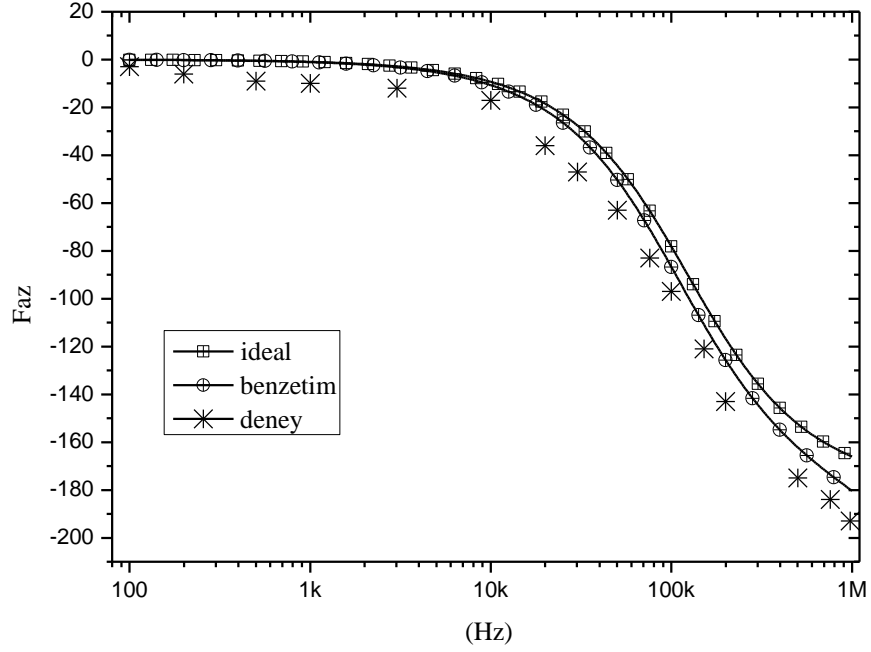


Şekil 3.20: Tasarlanan devrenin çıkışına 50Ω 'luk direnç bağlandığında elde edilen çıkış karakteristiği

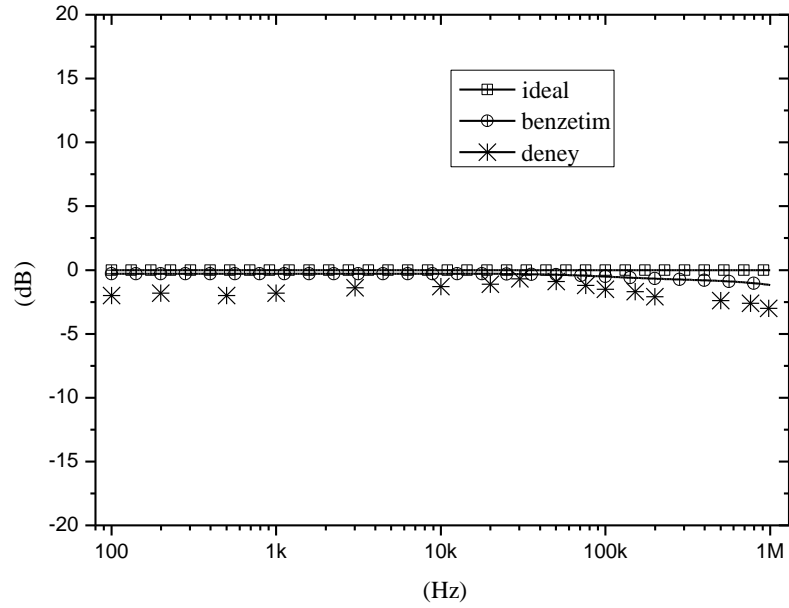


Şekil 3.21: Giriş işareti ve çıkış işareti için gürültü değerleri

Şekil 3.4’de verilen deney düzeneğinin laboratuvar koşullarında deneyinin yapılması ile elde edilen genlik cevabı Şekil 3.22’de ve faz cevabı ise Şekil 3.23’de verilmiştir.



Şekil 3.22: Deneysel devrenin faz cevabı



Şekil 3.23: Deneysel devrenin genlik cevabı

Şekil 3.4'den de görüldüğü gibi C kondansatörü CCII+ elemanının x ucundaki parazitik dirence seri bağlanmıştır. Bu durum yüksek frekans performansını düşürmektedir [70]. Seri bağlı admintansın ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$Y(j\omega) = \frac{j\omega C}{1 + j\omega CR_x} \quad (3.75)$$

Denklemden görülmektedir ki admintans değeri aşağıdaki frekans şartı gerçekleşirse kayıpsız kondansatör olarak kabul edilebilir.

$$f \ll \frac{1}{2\pi CR_x} \quad (3.76)$$

Eğer tasarlanan birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresinin çalışma frekansı belirlenen frekans aralığı dışarısına çıkarsa performansında düşme meydana gelir.

3.5.2 Değerlendirme

Bu kısımda BJT elemanı temel eleman olmak üzere dirençsiz birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresi sunulmuştur. Sunulan devrenin sahip olduğu özellikleri maddeler halinde özetleyelim.

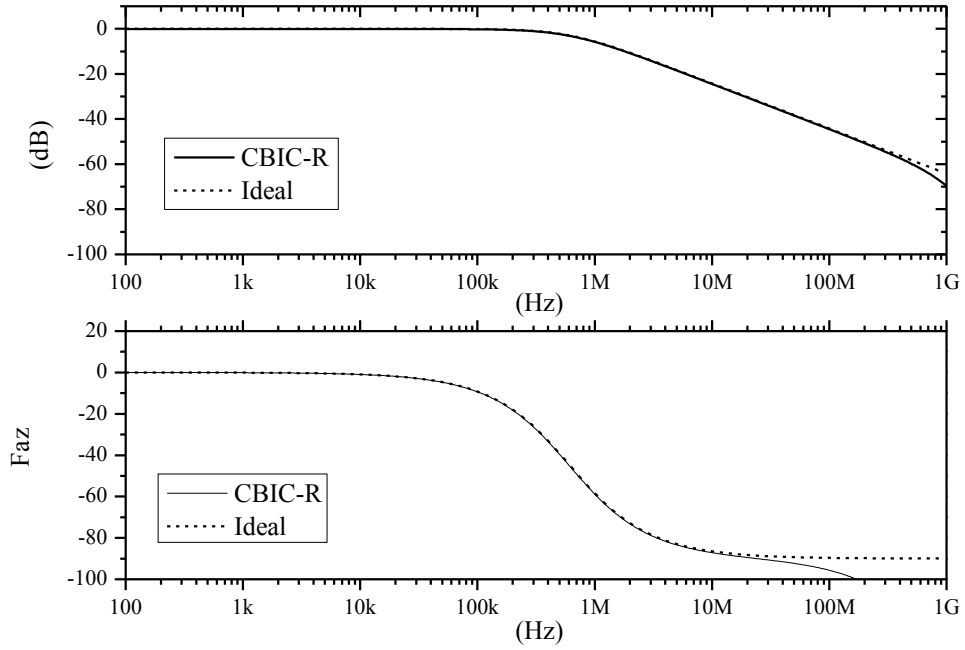
- Elektronik ayarlanabilirlik özelliğine sahiptir.
- Devrelerde direnç elemanı kullanılmamıştır.
- Pasif eleman eşleşme şartı yoktur.
- Kazanç yaklaşık 7 dekat sabit kalmıştır.
- Yaklaşık 4 dekat elektronik ayarlanabilir aralık elde edilmiştir.
- Düşük güç tüketimine sahiptir.

Gerek zaman ortamı analizleri, gerek frekans ortamı analizleri gerekse diğer analizler göstermiştir ki belirtilen çalışma aralıklarında tasarlanan devrenin teorik sonuçlar ile oldukça yakın seyrettiği görülmüştür.

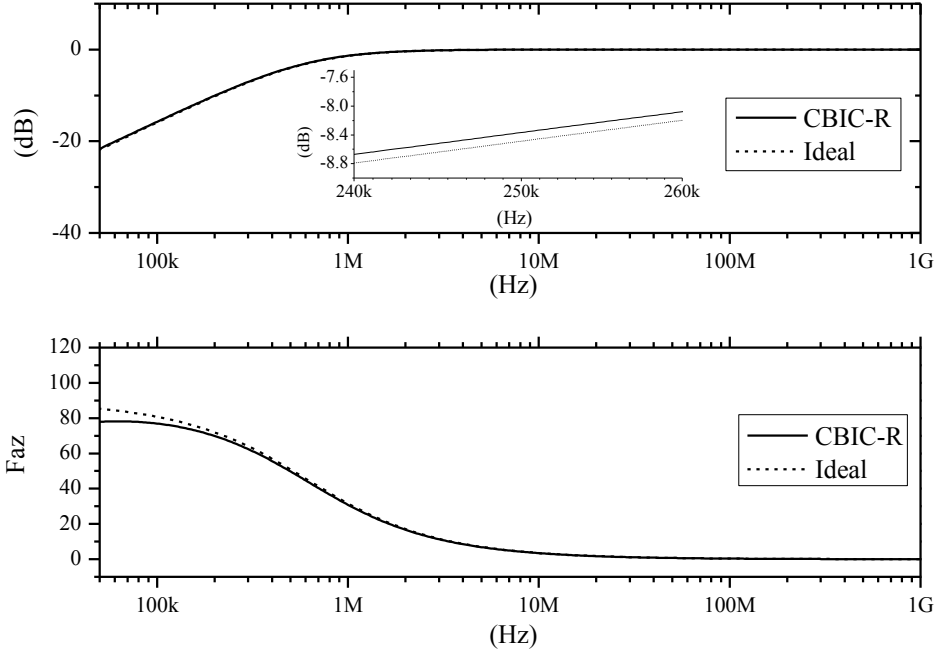
3.5.3 Topraklanmış kondasatör ve BJTlerden oluşan dirençsiz birinci dereceden tüm geçiren süzgeç devresi için benzetim sonuçları

Teorik olarak tasarlanan devrenin doğrulamasının yapılabilmesi için PSpice programı kullanılarak devrelerin benzetimleri yapılmıştır. Benzetimler öncelikle varsayılan transistorun ileri yön akım kazancının $\beta F = 10000$ yapılması ile elde edilen ve ideal olarak kabul edilen transistörler için yapılmış daha sonra ise aynı devre için benzetimler AT&T şirketinin CBIC-R [10] transistörü kullanılarak yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak devrenin başarımı ölçülmüştür.

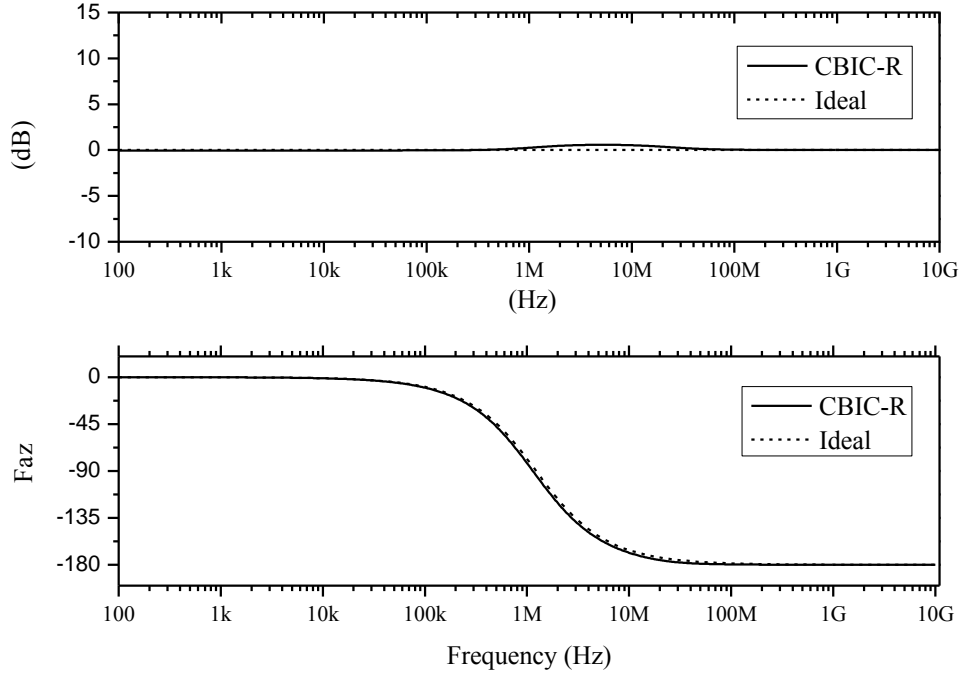
$I_f = 10 \mu A$ ($r_E = 2.6 k\Omega$) ve $C = 100 pF$ seçilerek Şekil 3.6'da verilen alçak geçiren süzgeç için, Şekil 3.7'de verilen yüksek geçiren süzgeç için ve Şekil 3.8'de verilen tüm geçiren süzgeç için yapılan benzetim sonuçları sırasıyla Şekil 3.24, Şekil 3.25 ve Şekil 3.26'da verilmiştir.



Şekil 3.24: Şekil 3.6'da verilen alçak geçiren süzgeç için genlik ve faz cevabı

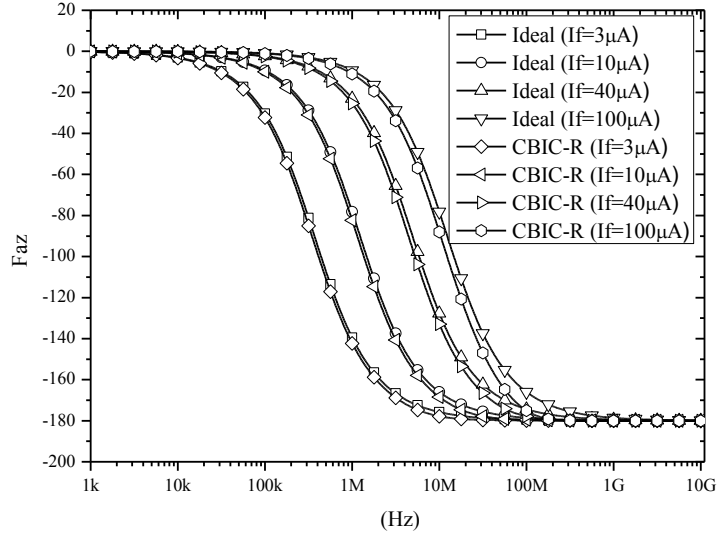


Şekil 3.25: Şekil 3.7’de verilen yüksek geçiren süzgeç için genlik ve faz cevabı

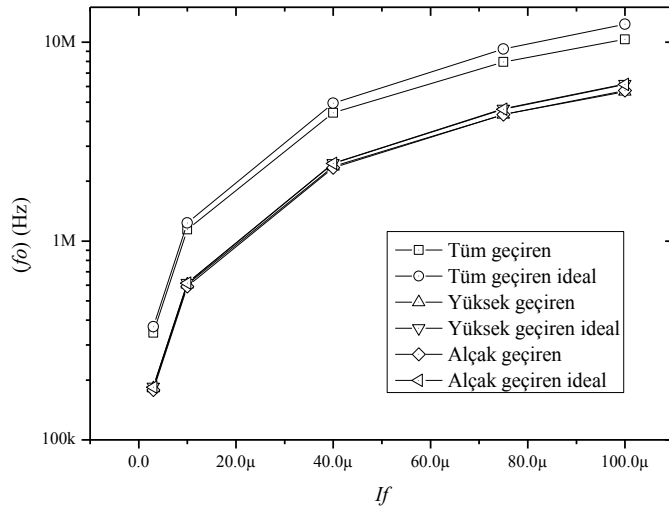


Şekil 3.26: Şekil 3.8’de verilen tüm geçiren süzgeç için genlik ve faz cevabı

Bir sonraki benzetimde sadece dc akım kaynağının değerinin değiştirilmesi ile tasarlanan devrenin kesim frekansının değişmesi ortaya konulmuştur. Hem ideal hem de gerçek transistörler için yapılan benzetimlerde yaklaşık iki dekatlık ayarlanabilir aralık elde edilmiştir. İdeal ve gerçek transistörler arasında oluşan farklar beklenen sapma aralığında kalmıştır. Elektronik ayarlanma ile ilgili yapılan bu benzetimlerde kondansatör değeri değişmeden kalmıştır.

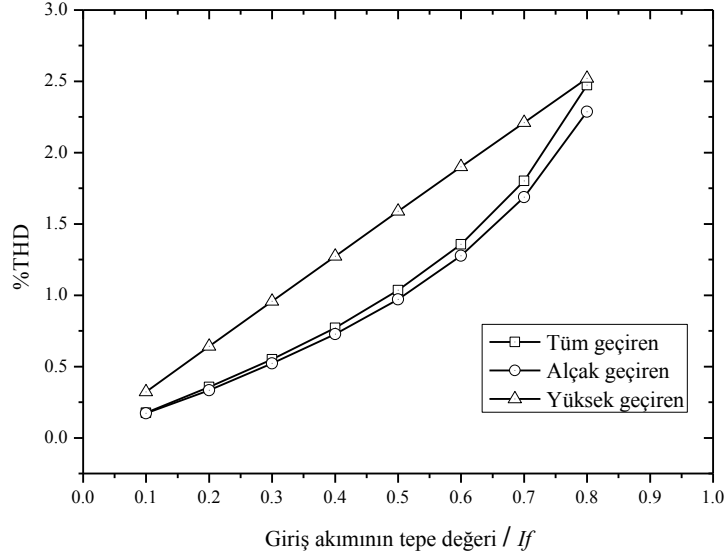


Şekil 3.27: Farklı I_f değerleri için elde edilmiş farklı kesim frekansına sahip alçak geçiren süzgece ait faz cevabı



Şekil 3.28: Tüm süzgeç cevaplarının farklı I_f değerleri için elde edilmiş kesim frekansı değeri

Şekil 3.27’de alçak geçiren süzgecin farklı I_f değerleri için frekansa karşı faz değişimi görülmektedir. Şekil 3.28’de ise alçak geçiren yüksek geçiren ve tüm geçiren süzgeç cevaplarının farklı I_f değerlerine karşı kesim frekansı değerleri hem ideal hem de gerçek transistörler için görülmektedir.



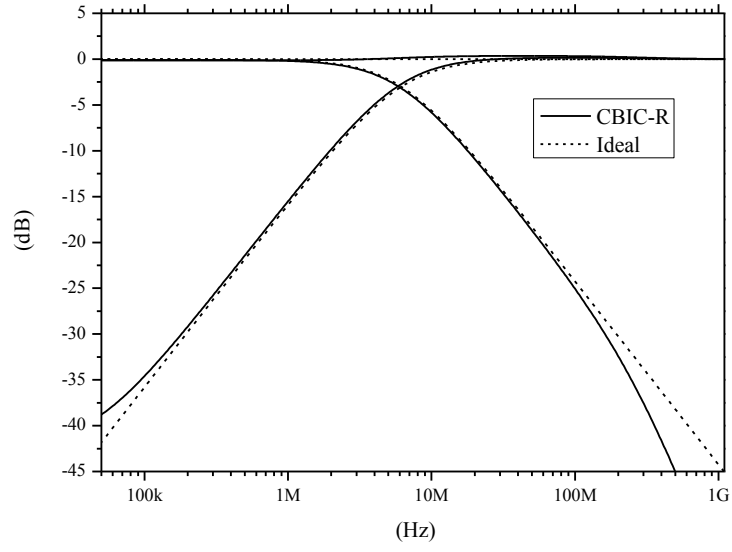
Şekil 3.29: Tüm süzgeç cevaplarının % THD değerleri

Tüm süzgeç devrelerinin THD analizleri de ayrıca yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 3.29’da görülmektedir.

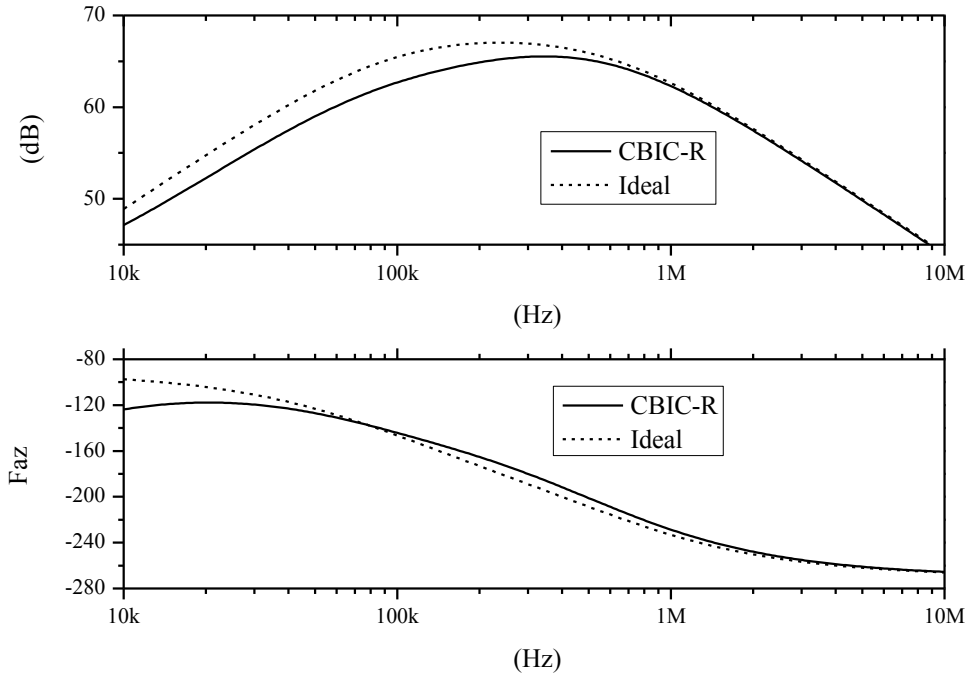
Bu benzetimde alçak geçiren ve tüm geçiren süzgeçlerin girişine 100 kHz frekanslı, yüksek geçiren süzgecin girişine ise 8 MHz frekanslı giriş işareti uygulanmıştır. Giriş işaretinin genliği dc kontrol kaynağının değerinin 0.1 katından 0.8 katına kadar değiştirilmiş ve her seferinde THD değeri ölçülmüştür.

Şekil 3.10’da verilen çok fonksiyonlu süzgeç devresine ait genlik cevabı Şekil 3.30’da verilmiştir.

Şekil 3.11’de verilen band geçiren süzgeç devresine ait genlik ve faz cevabı Şekil 3.31’de verilmiştir. Bu devrede kesim frekansında $R = 1.89 \text{ k}\Omega$ olarak ölçülmüştür.



Şekil 3.30: Şekil 3.10’da verilen çok fonksiyonlu süzgeç devresinin genlik cevabı

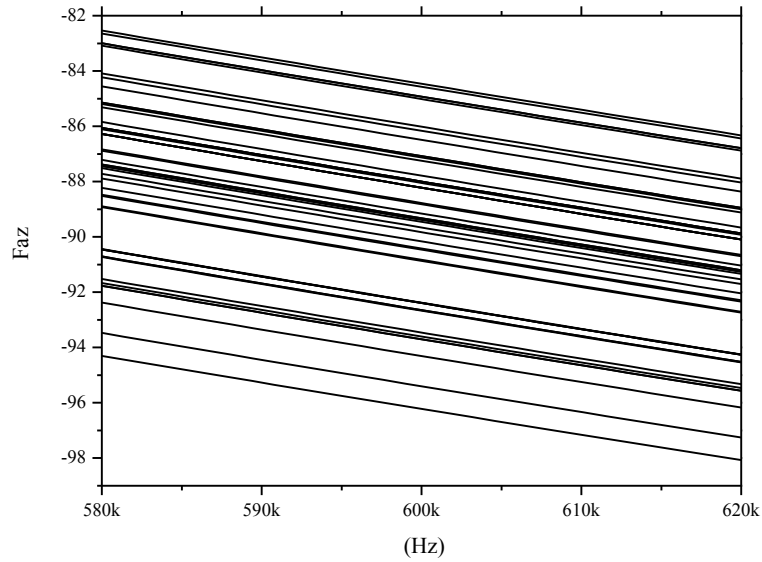


Şekil 3.31: Şekil 3.11’de verilen band geçiren süzgeç devresinin genlik ve faz cevabı

Tasarlanan devreler giriş akımının kopyalanması için akım aynalarına ihtiyaç duymaktadırlar. Bilindiği gibi BJT'ler kullanılarak yapılan akım aynalarında akım transfer oranının 1'den küçük olması sebebiyle bir hata oluşur. Bu oluşan hatanın tasarlanan devrenin çıkış karakteristiğini nasıl değiştirdiği Şekil 3.5'de verilen tüm geçiren süzgeç için Monte Carlo analizi yapılarak araştırılmıştır.

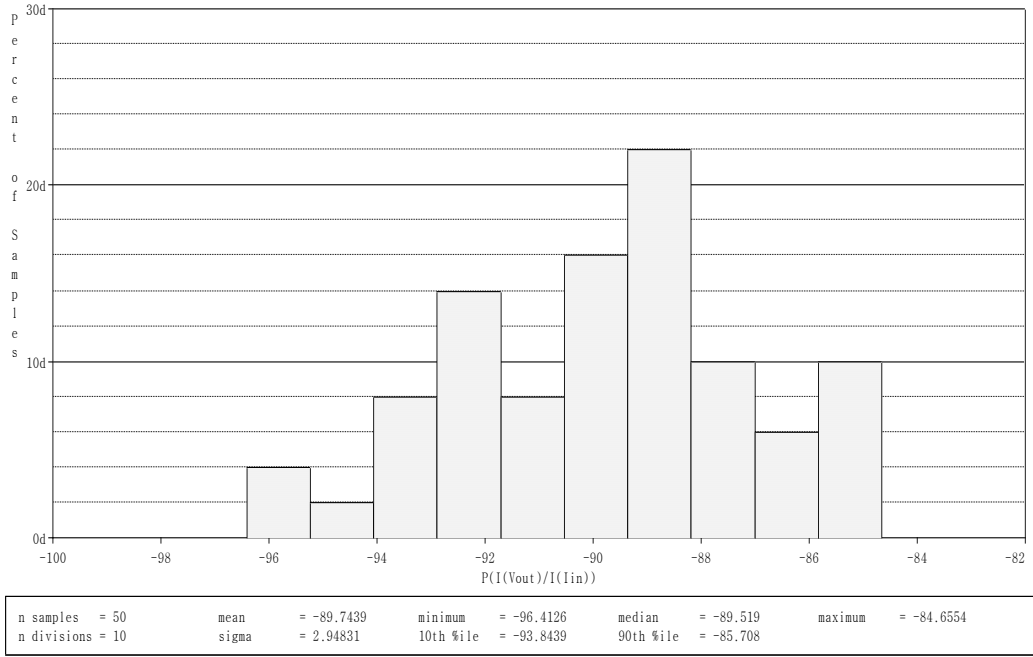
Önceki bölümde belirtildiği gibi tüm geçiren süzgeç karakteristiği elde edebilmek için $a = -0.5$ olması gerekir. Bu değere %5 Gaussian sapma verilerek 50 adet seri benzetim yapılmıştır.

Yapılan bu benzetimler sonucu elde edilen sonuçlar Şekil 3.32 ve Şekil 3.33'de verilmiştir. Benzetimlerde $I_f = 10 \mu A$ ve $C = 100 pF$ alınarak $602 kHz$ kesim frekansı ayarlanmıştır.

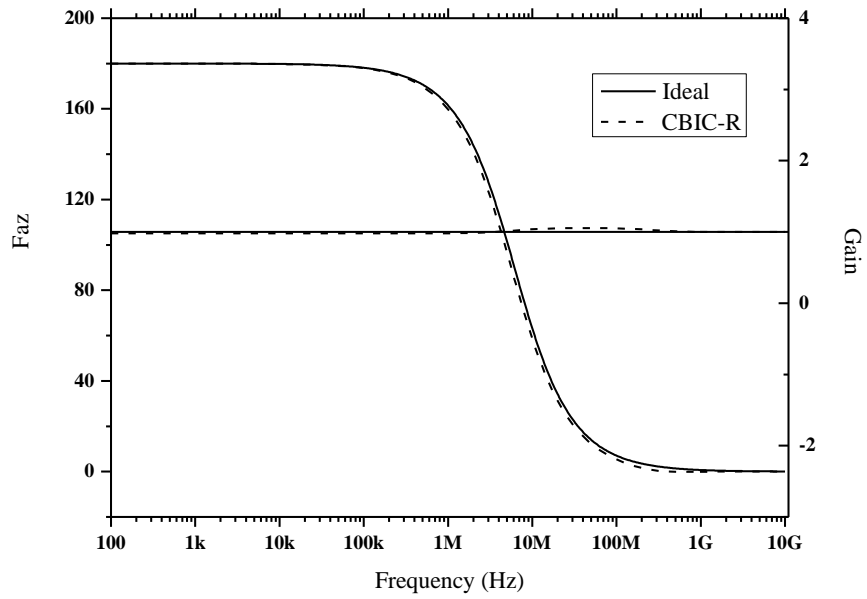


Şekil 3.32: a 'nın %5'lik Gaussian sapması ile elde edilen frekans cevabındaki değişim

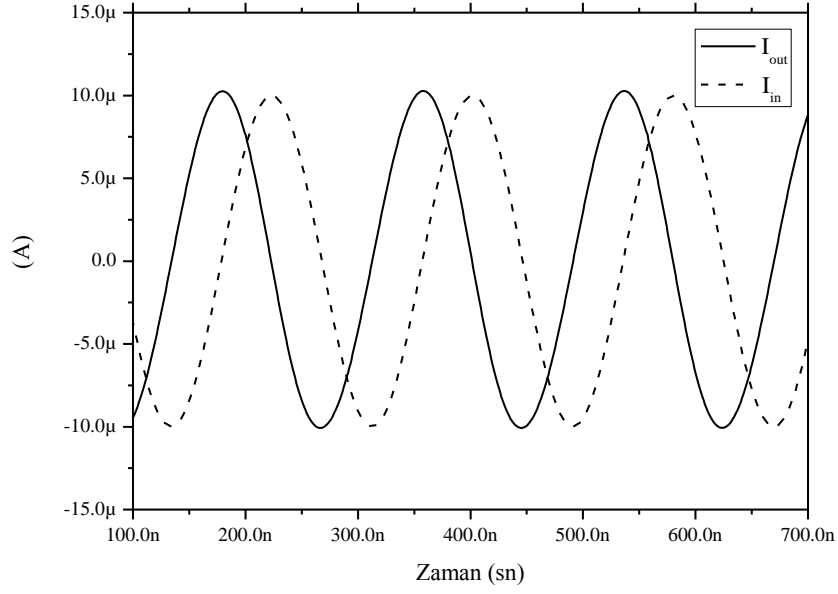
Şekil 3.10'da verilen devre için de benzer benzetimler yapılmıştır. Elde edilen frekans ortamı sonuçları Şekil 3.11'de zaman ortamı sonucu Şekil 3.12'de görülmektedir.



Şekil 3.33: a 'nın %5'lik Gaussian sapması ile elde edilen frekans cevabındaki değişimin dağılımı



Şekil 3.34: Şekil 3.10'da verilen devre için frekans ortamı sonuçları



Şekil 3.35:Şekil 3.10’da verilen devre için zaman ortamı sonuçları

3.5.4 Değerlendirme

Bu kısımda BJT teknolojisi kullanılarak birinci dereceden süzgeç tasarımları yapılmıştır. Tasarımı yapılan devrelerin sahip olduğu genel özellikler maddeler halinde aşağıda özetlenmiştir.

- Aynı devre mimarisi kullanılarak tüm birinci dereceden süzgeç karakteristikleri elde edilebilmiştir.
- Tasarımı yapılan devreler akım modludur.
- Devrelerde direnç elemanı kullanılmamıştır.
- Topraklanmış kondansatör kullanılmıştır.
- Pasif eleman eşlenme şartı yoktur.
- Elektronik ayarlanabilir kesim frekansı vardır.
- Yaklaşık 2 dekatlık ayarlanabilir aralık elde edilmiştir.

Tasarlanan devrelerin uygulama devrelerine örnek verilmiştir. Elde edilen tüm sonuçlar teorik sonuçlar ile karşılaştırılmış ve görülmüştür ki çalışma aralığı içerisinde her iki sonuç birbiri ile uyumludur. Tasarlanan tüm devreler çeşitli kullanım alanlarına uygulanabilir.

4. TAM KONTOL EDİLEBİLEN BİRİNCİ DERECEDEN EVRENSEL SÜZGEÇLERİN TASARIMI

Bu bölümde, analog devrelerin tasarımında sahip olduğu özelliklerden dolayı çok sık tercih edilen BJT elemanın temel eleman olarak kullanıldığı, frekans seçicilik için entegre teknolojisine uygun olduğundan dolayı [71-73] topraklanmış kondansatörün kullanıldığı, aktif elemanların kutuplaması ve kontrol amaçlı akım kaynaklarının kullanıldığı birinci dereceden evrensel süzgeç devreleri sunulacaktır.

Daha önceki bölümlerde de belirtildiği gibi akım modlu devrelerin gerilim modlu devrelere göre bazı üstün yanlarının ortaya çıkması ile günümüzde akım modlu devrelere karşı olan ilgi hızla artmaktadır. Bu üstün yanlar arasında daha iyi band genişliğine sahip olması, dinamik eriminin daha büyük olması, lineerliğin daha iyi olması ve kolay gerçekleştirilebilirliği sayılabilir [15], [16], [68].

Elektronik ayarlanabilirlik analog devre tasarımında bir diğer önemli konudur [17]. BJT tabanlı devrelerde elektronik ayarlanabilirlik kutuplama akımı ile başarılabilir. Bu devrenin akım modlu olarak kabul edilmesine katkıda bulunacaktır. Önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi birçok akım modlu ve gerilim modlu evrensel süzgeç devre yapıları sunulmuştur [19-21], [23], [24], [74-77]. Ancak sunulan devrelerden bazıları elektronik ayarlanabilirlik özelliğine sahip değildir [19], [20], [74-76]. Literatürde farklı devre elemanları kullanılarak sunulan birinci dereceden evrensel süzgeç devreleri mevcuttur [17], [26-34], [37-39], [78].

Bu bölümde iki mimariye sahip evrensel süzgeç devreleri tasarlanmıştır. Sunulan devreler alçak geçiren süzgeç, yüksek geçiren süzgeç ve tüm geçiren süzgeç çıkışları üretebilmektedir. Tasarlanan diğer birinci derece devreler ile karşılaştırıldığında sunulan devrenin daha az eleman içerdiği görülmektedir.

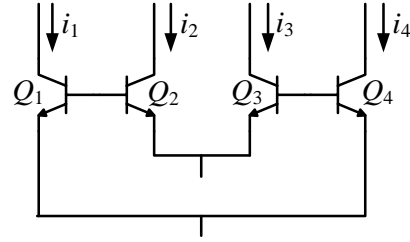
Sunulan evrensel süzgeç devrelerinin hem filtre türü hem de filtrenin kesim frekansı elektronik olarak değiştirilebilmektedir. Yani sadece dc akım kaynaklarının değerlerinin değiştirilmesi ile süzgecin hem çıkış karakteristiği değişebilmekte hem de kesim frekansı kaydırılabilmektedir.

Sunulan devrelerde pasif eleman eşlenme şartı bulunmamaktadır. Ayrıca sunulan devrelerin çıkış empedansının yüksek olması sebebiyle kolaylıkla (kaskat) arka arkaya bağlanabilmektedir. Bu duruma örnek olarak iki adet birinci dereceden devre arka arkaya bağlanarak ikinci dereceden bir devre elde edilmiştir.

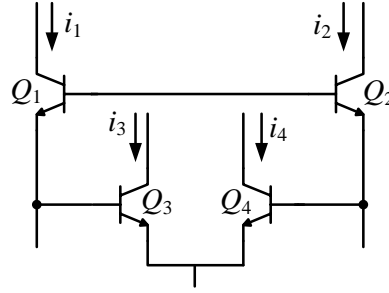
4.1 Statik Translineer Devreler

Önceki bölümlerde ayrıntılı olarak açıklanan ve Gilbert [2] tarafından ortaya atılan translineer prensibi BJT'nin üstel gerilim akım ilişkisine dayanmaktadır. Translineer prensibi gerek devre tasarımında gerekse devre analizinde çok kullanılan bir yöntemdir.

Statik transfer fonksiyonlarını gerçekleştirmek için kullanılan statik translineer devreler genel translineer devrelerin sınırlı kullanımı olarak sınıflandırılabilir [14]. Bunun anlamı şudur; ideal durum için giriş akımı ile çıkış akımı arasında tanımlı kazanç tüm frekans değerlerinde değişmeden kalırken giriş ve çıkış arasında tüm frekans değerlerinde herhangi bir faz farkı oluşmaz. Birincisi aşağı-yukarı translineer çevrim, ikincisi yığın translineer çevrim içeren BJT tabanlı iki adet translineer devre aşağıdaki şekilde görülmektedir [14].



(a)



(b)

Şekil 4.1: Statik translineer devrelere örnekler (a) aşağı-yukarı translineer devre
(b) yığın translineer devre

Şekilde görülen devrelerde tüm transistörlerin kutuplanmış olduğu, hepsinin iletim bölgesinde çalıştığı kabul edilmiştir. Ayrıca transistörlerin baz akımlarının bir şekilde sağlandığı ve transistörlerin hepsinin aynı sıcaklıkta çalıştığı varsayılmıştır.

Aşağıdaki denklemde transistör akımlarından i_m , $m = 1,2,3$ ve sızıntı akımlarından I_{S_m} , $m = 1,2,3$ oluşan transistör akımlarının arasındaki ilişkiyi temsil eden bir ifade yer almaktadır. Sızıntı akımı I_S akım yoğunluğunu ile temsil edilebilir. Eğer tüm transistörlerin emitör alanları birbirine eşit ise sızıntı akımları ihmal edilir.

$$\frac{i_1}{I_{S1}} \frac{i_3}{I_{S3}} = \frac{i_2}{I_{S2}} \frac{i_4}{I_{S4}} \quad (4.1)$$

Statik tanslineer devreler girişi akım çıkışı akım olan sabit ile çarpma bloğunun gerçeklenmesinde kullanılabilir. Akım modlu bir devrede işlenen giriş akımı sabit ile çarpma bloğundan çıktığında fazı değişmeden belirli bir katsayı ile çarpılarak çıkar. Bu işlemi şöyle anlatabiliriz; örneğin i_1 akımı giriş akımı iken i_4 akımı çıkış akımı olsun. i_3 ve i_2 akımları da dc akım kaynakları olsun bu dc akım kaynakları arasındaki lineer ilişki aynı zamanda giriş ile çıkış arasındaki ilişkiyi tanımlamaktadır. Bu blok elektronik ayarlanabilir sistemlerin gerçeklenmesinde çok önemli bir rol oynamaktadır.

4.2 Devre I

Transfer fonksiyonundan hareketle bir süzgeci tasarlanmanın bir ok yöntemi mevcuttur. Bunlardan bir tanesi blok diyagram yöntemidir. Blok diyagram yönteminde tasarım hedeflerine göre değişiklikler yapmak oldukça kolaydır. Ayrıca blok diyagram yöntemi ile işlevsel blok yapılar kullanılarak karmaşık sistemler kolaylıkla ifade edilebilmektedir.

Birinci dereceden genel transfer fonksiyonu aşağıdaki denklemden verilmiştir. Denklemden a_1 ve a_0 katsayıları transfer fonksiyonunun hangi süzgeç türüne ait olduğunu göstermektedir.

$$H(s) = \frac{a_1s + a_0}{s + \omega_o} \quad (4.2)$$

Yukarıda görölen denklemin payını ve paydasını $(-\frac{Cv}{k_2})$ terimi ile çarpalım. Transfer fonksiyonu aşağıdaki hale dönüşür.

$$H(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{-\frac{a_1sCv}{k_2} - \frac{a_0Cv}{k_2}}{-\frac{sCv}{k_2} - \frac{\omega_oCv}{k_2}} \quad (4.3)$$

ıkış akımının ifadesi Denklem (4.4)'de verildiği gibi elde edilir.

$$i_{out} = a_1i_{in} + \left(\frac{a_1}{k_2} - \frac{a_0}{k_2\omega_o}\right)i_x \quad (4.4)$$

Burada kullanılan değişkenler aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$i_x = -k_2 i_{in} - i_{cap} \quad (4.5)$$

$$i_{cap} = sCv \quad (4.6)$$

$$v = Ri_x \quad (4.7)$$

Bu denklemlerdeki k_2 sabit bir terim iken R direnç değerini ve C kondansatör değerini belirtmektedir.

Birinci dereceden evrensel süzgeç tasarımının bundan sonraki adımı Denklem (4.2)'de verilen transfer fonksiyonundaki katsayıların eşlenmesi işlemidir. Bu işlem uygun sistem denklemlerinin elde edilebilmesi için gereklidir. Hedeflenen sistem denklemlerinin BJT'ler ve topraklanmış kondansatör ile gerçekleştirilmesidir. Bu amaçla her bir katsayının bir fonksiyon ile eşlenmesi gerekmektedir. şu nokta belirtilmelidir ki bu işlem ile transfer fonksiyonunun karakteristiği değişmeden kalmaktadır. şimdi katsayıları aşağıdaki gibi eşleyelim.

$$a_0 = (k_1 - k_2)\omega_o \quad (4.8)$$

$$a_1 = k_1 \quad (4.9)$$

Bu durumda elde edilen giriş akımı ve çıkış akımı aşağıdaki gibi olur.

$$k_2 i_{in} = -i_x - i_{cap} \quad (4.10)$$

$$i_{out} = k_1 i_{in} + i_x \quad (4.11)$$

Bu denklemlerin her biri bir düğüme ait düğüm denklemi olarak kabul edilebilir. Her iki denklemde görüldüğü gibi giriş işareti bir ölçekleme katsayısı ile çarpılmıştır. Belirtildiği gibi bu terimler transfer fonksiyonun payındaki sabit katsayılardan oluşur. Bunun anlamı şudur; birinci dereceden süzgeç devresinin türü elektronik olarak seçilebilmektedir.

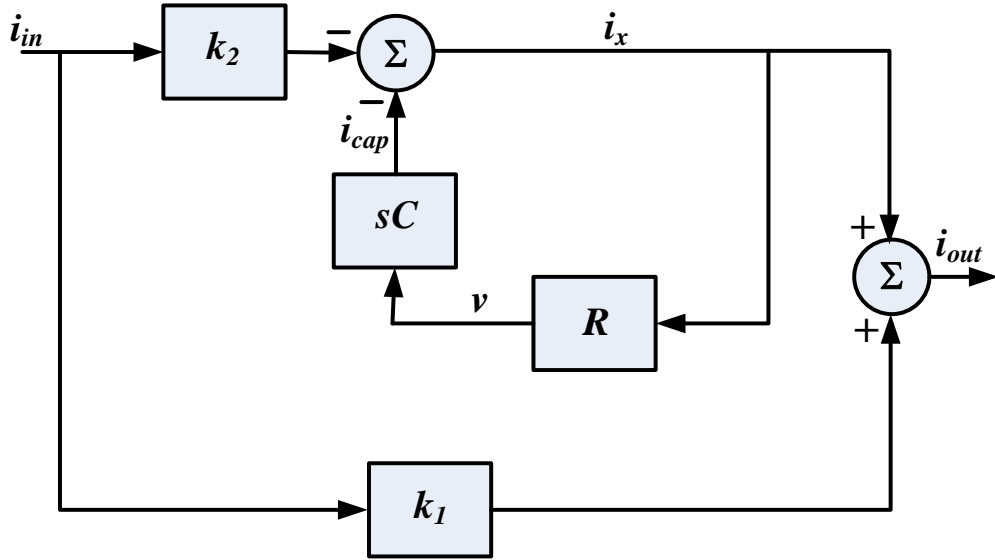
Denklem (4.11)'da görülen i_x akımının ifadesi Denklem (4.12)'de verilmiştir.

$$i_x = \omega_o C v \quad (4.12)$$

Bu akım tasarımının anahtar noktasını oluşturmaktadır. Denklemden ω_o kesim frekansını, C kondansatör değerini, v ise zaman ile değişen düğüm gerilimini ifade etmektedir. Kesim frekansının değeri Denklem (4.13)'de verilmiştir.

$$\omega_o = \frac{I_f}{C V_T} \quad (4.13)$$

Sisteme ait blok diyagram Şekil 4.2'de verilmiştir. Blok diyagram işlevsel blokların birbiri ile ilişkilendirilmesinden oluşmuştur. Blok diyagramda üç tip işlevsel blok bulunmaktadır. Bunlar; elektronik ayarlamayı sağlayan sabit ile çarpma bloğu, akım gerilim dönüştürücü blok ve aynı zamanda gerilim akım dönüştürücü olarak ta kullanılabilen türev alma bloğudur.



Şekil 4.2: Sisteme ait blok diyagram

Elektronik ayarlanabilirlik için önemli bir adım olan sabit ile çarpma bloklarını gerçekleştirmek için statik translineer devre yapılarından faydalanılacaktır [2]. k_1 ve k_2 terimlerinin uygun seçilmesi ile birinci dereceden tüm süzgeç türleri elde edilebilmektedir. Farklı süzgeç türleri için hangi değerlerin seçilmesi gerektiği aşağıdaki tabloda verilmiştir. Bu özellik sayesinde tasarlanan devreler geniş bir kullanım alanına sahip olacağı gibi aynı zamanda farklı fonksiyonların aynı devre üzerinde elde edilebilir olmasından dolayı ekonomik olarak ta tercih edilirliliği artacaktır.

Tablo 4.1: Kontrol değişkenlerine göre süzgeç tipleri ve karakteristikleri

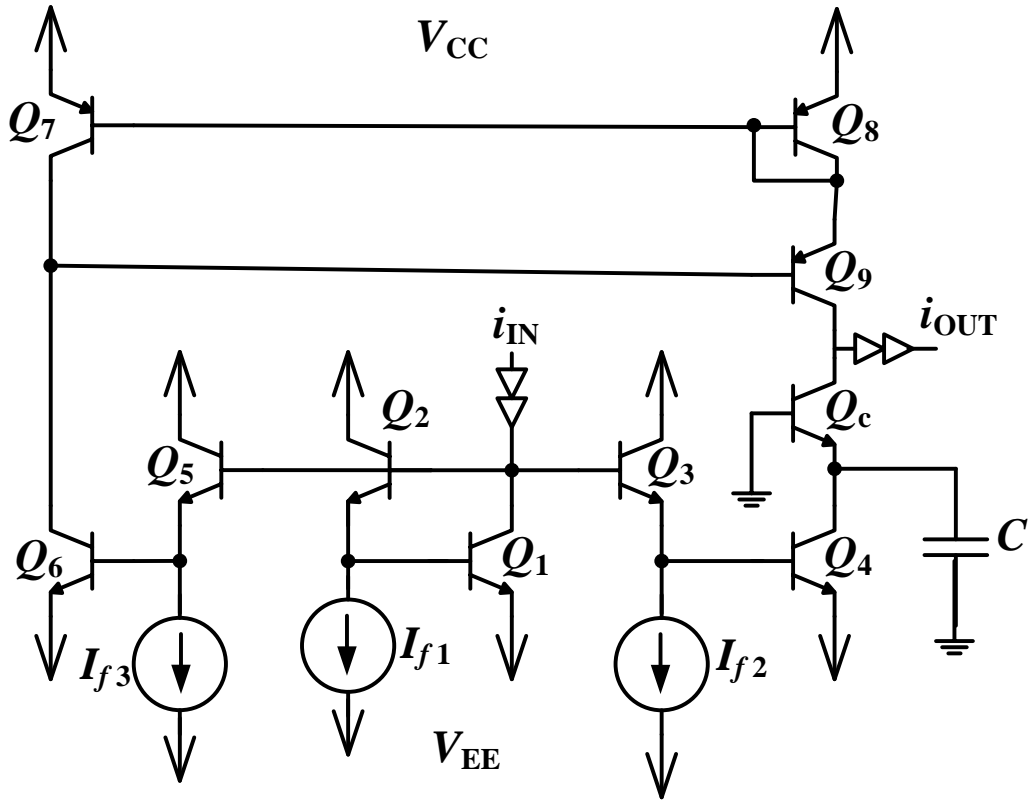
k_1	k_2	Filtre Tipi	Kazanç	Faz
1	1	Yüksek geçiren	Birim	Terslemeyen
0	1	Alçak geçiren	Birim	Tersleyen
1	2	Tüm geçiren	Birim	Terslemeyen

Tasarlanan birinci dereceden süzgeç devresi Şekil 4.3'de görülmektedir. Devre BJT'lerden, akım kaynaklarından ve topraklanmış kondansatörden oluşmaktadır. Genel olarak devrenin üç bölümden oluştuğunu söyleyebiliriz. Bunlar; temel devre, translineer çevrimler ve akım aynalarıdır. Daha önce de belirtildiği gibi hem tasarlanan devrenin kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmekte hem de süzgeç türü elektronik olarak kontrol edilebilmektedir. Q_2 , Q_3 ve Q_5 transistörlerin kutuplama akımlarının oranları aşağıdaki tabloda verilmiştir.

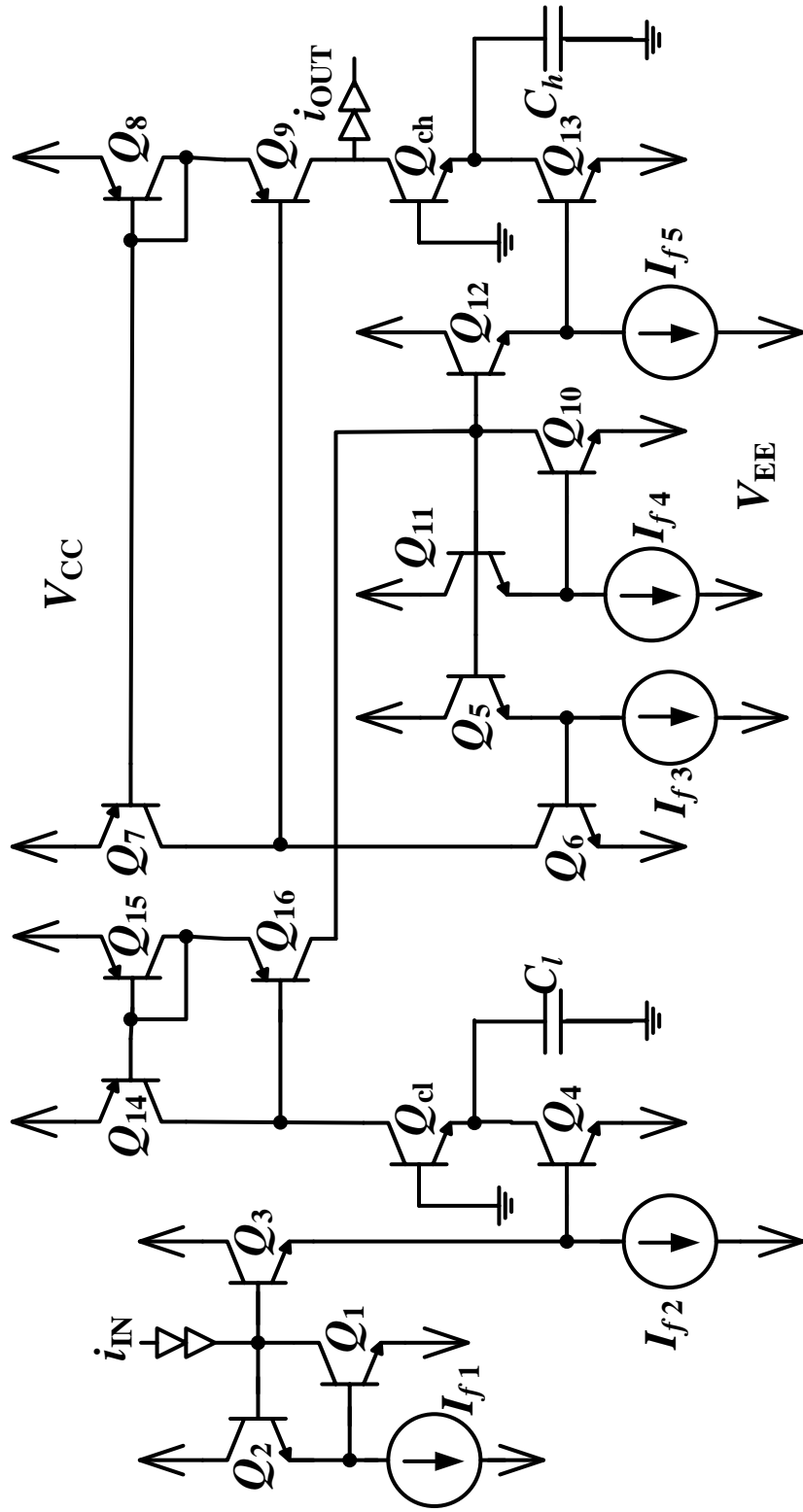
Tablo 4.2: Kutuplama akımlarına göre süzgeç türleri

Filtre Tipi	Q_2	Q_3	Q_5
Yüksek geçiren	$I_{f1} = I_f$	$I_{f2} = 0.97I_f$	$I_{f3} = I_f$
Alçak geçiren	$I_{f1} = I_f$	$I_{f1} = 0.97I_f$	Kesimde
Tüm geçiren	$I_{f1} = I_f$	$I_{f1} = 0.4 I_f$	$I_{f3} = I_f$

Tasarlanan devrenin çıkış empedansının yüksek olması sebebi ile arka arkaya bağlanabilmektedir. Bu özelliğinin bir uygulaması olarak alçak geçiren süzgeç ile yüksek geçiren süzgecin arka arkaya bağlanması ile ikinci dereceden band geçiren süzgeç devresi elde edilmiştir. Bu devre Şekil 4.4'de görülmektedir.



Şekil 4.3: Tasarlanan birinci dereceden süzgeç devresi



Şekil 4.4: İkinci dereceden band geçiren süzgeç uygulaması

4.3 Devre II

Bu kısımda da birinci dereceden yüksek geçiren süzgeç, alçak geçiren süzgeç ve tüm geçiren süzgeç çıkışlarını verebilen, kesim frekansı elektronik ayarlanabilen, süzgeç türü elektronik olarak kontrol edilebilen, BJT'ler ve topraklanmış kondansatörden oluşan bir evrensel süzgeç devresi tasarlanmıştır. Bu kısımda sunulan devrenin önceki kısımda sunulan devreden farkı temel devrenin mimarisinin farklı olmasının etkisi olarak kesim frekansındaki fazladan bulunan çarpandır. Bu çarpan BJT elemanının ileri yön akım kazancıdır. Bu sayede daha küçük kondansatör değeri ile önceki kısımda elde edilen kesim frekansını elde etmek mümkündür.

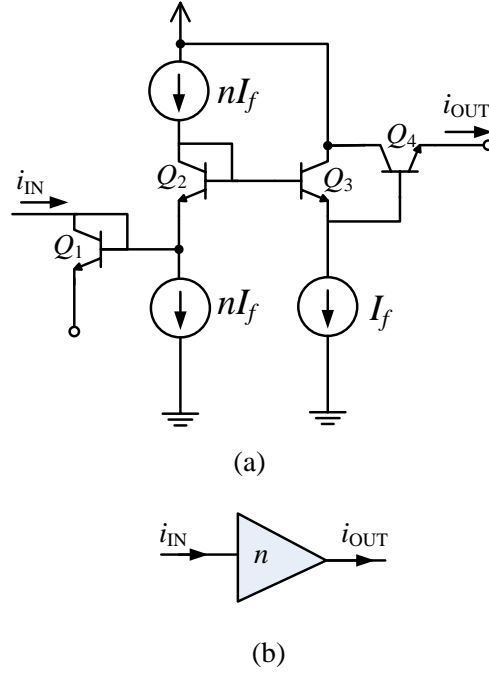
Bir diğer karşılaştırma yapabileceğimiz örnek logaritmik ortam süzgeçleridir [10], [79]. Bu devreler translineer devre prensibini kullanmaktadırlar. Giriş işareti lineer olmayan ortama aktarılarak, işaret bu lineer olmayan ortamda işlenir, çıkışta tekrar lineer ortama aktarılır. Bu sayede giriş ile çıkış arasında lineer bir ilişki elde edilmiş olur. Tasarlanan devrelerin kesim frekansı kullanılan kondansatör değeri, dc akım ve sıcaklığa bağlı gerilim değeri ile orantılıdır. Ancak bu kısımda tasarlanan süzgeç devrelerinin kesim frekansında yer alan fazladan çarpan sayesinde daha küçük kondansatör değeri ile aynı kesim frekansı elde etmek mümkündür.

Her iki karşılaştırmada da görüldüğü gibi daha az yer kaplayan kondansatör alanına ihtiyaç vardır. Bu durum entegre teknolojisine daha uygundur [71-73].

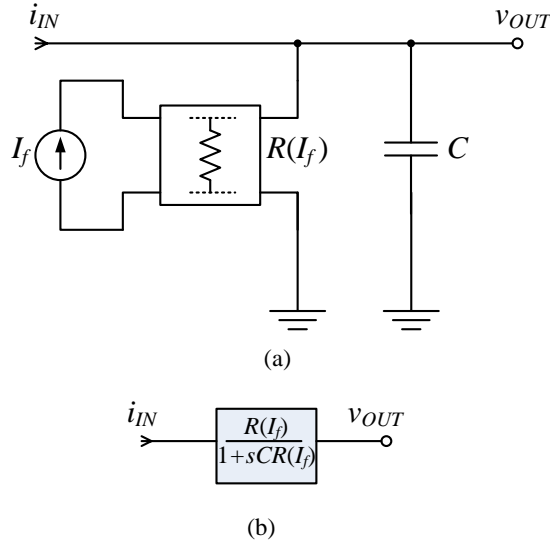
Birinci dereceden evrensel süzgeç devresinde kullanılan sabit ile çarpma devresi ve bu devreyi temsil eden blok Şekil 4.5'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi eğer ileri yön akım kazancı $\beta \gg 1$ ise ve Q_1 ve Q_4 transistorlarının emitör uçları aynı potansiyele bağlı ise çıkış akımı giriş akımının n katına eşittir.

Tasarımda kullanılacak bir diğer önemli blok yapı elektronik ayarlanabilir integral alan devredir. Bu blok süzgecin kesim frekansının kolaylıkla değiştirilmesini sağlayacaktır. Bu kısımda yapılan tasarımda geçiş direnci kayıplı integral alıcı devre frekans seçici amacı ile kullanılmıştır. Bu blok giriş işaretinin integralini alırken giriş akımını çıkış gerilimine dönüştürür.

Geçiş direnci kayıplı integral alıcı devrenin genel anlayışı ve blok hali Şekil 4.6'da görülmektedir. Bu devrede direnç değeri harici dc akım kaynağı ile kontrol edilmektedir. Böylece frekans seçicilik sağlanmaktadır.



Şekil 4.5: (a) Sabit ile çarpma devresi ve (b) temsil eden blok



Şekil 4.6: (a) Geçiş direnci kayıplı integral alıcı devre ve (b) blok şeması

4.3.1 Durum uzayı sentez yöntemi ile birinci dereceden evrensel süzgeç devresinin tasarımı

Durum uzayı sentez yöntemi süzgeç fonksiyonlarını gerçekleştirmede genel çözümler sunduğu için çok etkili bir yöntemdir [10], [79]. Bu sebepten dolayı bu kısımda yapılan tasarımda durum uzayı sentez yöntemi kullanılmıştır. Literatürde birçok çalışmada durum uzayı sentez yöntemi kullanılmaktadır [10], [79-86]. Bu yöntem sadece giriş ile çıkış işaretlerini tanımlamakla kalmaz, dahili değişkenler hakkında da bilgiler verir. Aynı zamanda bu yöntem lineer olmayan sistemlere de uygulanabilir.

Birinci dereceden evrensel süzgecin başlangıç noktası transfer fonksiyonunun parametrelerini belirlemektir. Belirlenen parametreler süzgecin karakteristiğini belirleyecektir. Parametreler tablolardan ya da matematiksel analiz programlarının kullanılması ile elde edilebilir. Birinci dereceden genel süzgeç fonksiyonunu tekrar ele alalım.

$$H(s) = \frac{Y}{U} = \frac{n_1 s + n_2 \omega_0}{s + \omega_0} \quad (4.14)$$

Denklemden $n_1=0$ ve $n_2=1$ seçerek birinci dereceden alçak geçiren süzgeç, $n_1=-1$ ve $n_2=0$ seçerek birinci dereceden yüksek geçiren süzgeç, $n_1=-1$ ve $n_2=1$ seçerek tüm geçiren süzgeç elde edilir.

Transfer fonksiyonundan durum uzayı denklemlerini elde etmenin bir çok yöntemi mevcuttur. Bunlardan bir tanesi *companion* yöntemidir. Zaman ortamında bu yöntemin uygulanması ile birinci dereceden genel süzgeç yapısı için durum uzayı gösterimi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\dot{x} = -\omega_0 x + (n_2 - n_1)\omega_0 u \quad (4.15)$$

$$y = x + n_1 u \quad (4.16)$$

Burada, x durum değişkeni, u giriş işareti ve y çıkış işaretidir.

Tasarımın önemli adımlarından bir tanesi de durum değişkenlerinin bir fonksiyon ile eşlenmesidir. Bu dönüşüm sayesinde durum denklemleri düğüm denklemleri haline gelir. Aşağıdaki denklemde durum değişkeninin bir fonksiyon ile eşlenmesi görülmektedir. Buradaki f fonksiyonu gerilime bağlıdır.

$$x(t) = f(v(t)) \quad (4.17)$$

Yapılan eşleşmeden sonra durum denklemleri şu hale gelir:

$$\frac{df(v(t))}{dt} = -\omega_0 f(v(t)) + (n_2 - n_1)\omega_0 u \quad (4.18)$$

$$y = f(v(t)) + n_1 u \quad (4.19)$$

Bu kısımda dirençsiz süzgeç tasarım yapılması hedeflendiği için eşleşme fonksiyonu olarak lineer bir fonksiyon belirlenmiştir.

$$x(t) = f(v(t)) = \frac{v_x}{r_e} \quad (4.20)$$

Burada şu noktayı belirtmek lazım; eğer farklı f fonksiyonları durum değişkenleri ile eşleştirilirse farklı devre mimarileri elde edilir.

Bu eşleşmeyi denklemde yerine yazarsak aşağıdaki düğüm denklemi elde edilir.

$$\frac{\dot{v}_x}{r_e} = -\omega_0 \frac{v_x}{r_e} + (n_2 - n_1)\omega_0 u \quad (4.21)$$

Elde edilen denklemin her iki tarafını C kondansatör gerilimi ve r_e emitörden bakıldığında görülen direnç [41] olmak üzere Cr_e terimi ile çarpalım.

$$C\dot{v}_x = -\omega_0 C v_x + (n_2 - n_1)\omega_0 C r_e u \quad (4.22)$$

Kesim frekansını aşağıdaki denklemde görüldüğü gibi belirleyelim.

$$\omega_0 = \frac{1}{Cr_e(\beta + 1)} \quad (4.23)$$

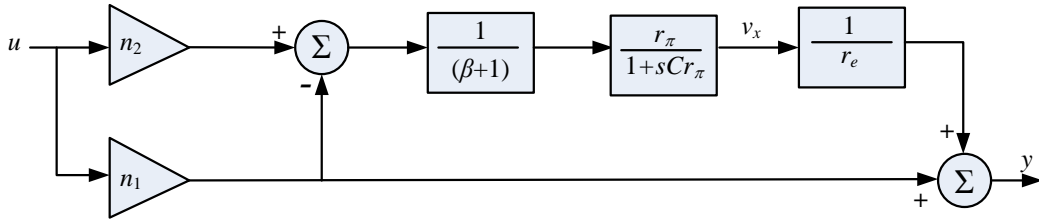
Kesim frekansının yerine konması ve benzer işlemlerin çıkış işaretine uygulanması ile elde edilen düğüm denklemleri şöyledir:

$$Cv_x = -\frac{v_x}{r_e(\beta + 1)} + \frac{(n_2 - n_1)}{(\beta + 1)}u \quad (4.24)$$

$$y = \frac{v_x}{r_e} + n_1u \quad (4.25)$$

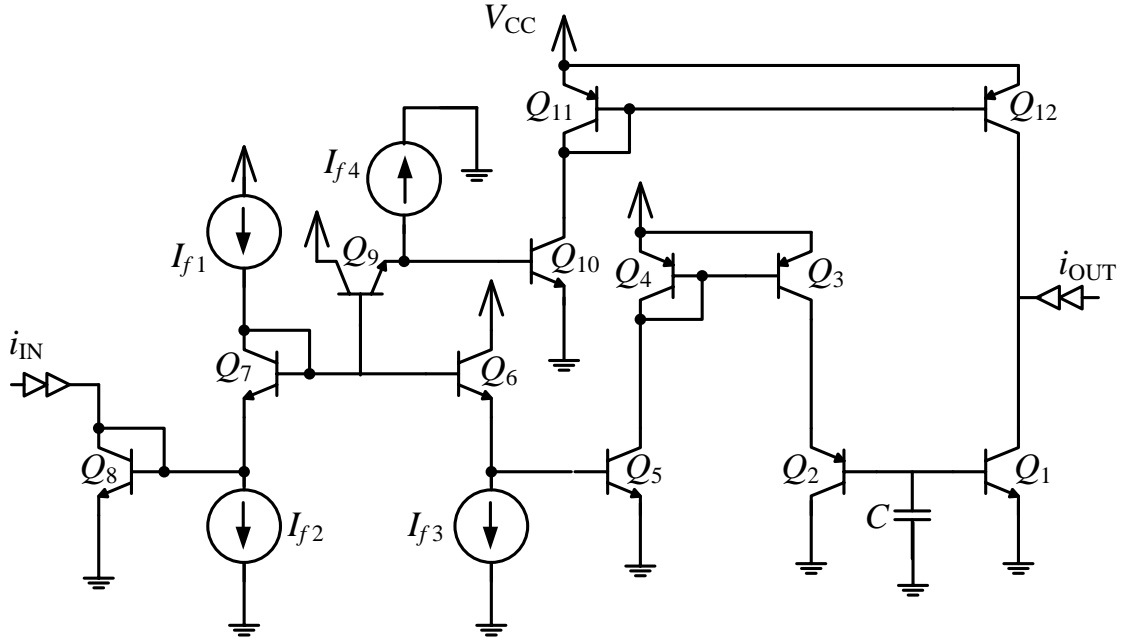
Her bir denklem v_x düğüm gerilimi olmak üzere bir düğüme ait akım kanunu tanımlar. Denklem (4.24)'ün sol tarafı C kondansatör değeri olmak üzere v_x potansiyeli ile toprak arasına bağlanmış kondansatör akımını gösterir.

Denklem (4.24) ve Denklem (4.25)'de verilen sistem tanımının blok diyagram olarak ifadesi Şekil 4.7'de verilmiştir. Blok gösterimde u giriş akımını y ise çıkış akımını ifade etmektedir. Blok diyagram iki adet sabit ile çarpma bloğu, bir adet geçiş iletkenliği kayıplı integral alıcı bloğu, bir adet ölçekleme bloğu, bir adet gerilim akım dönüştürücü bloğu ve iki adet toplama bloğu içermektedir.



Şekil 4.7: Durum denklemlerinin blok diyagram ile ifadesi

Durum denklemlerinin gösteriminden elde edilen blok diyagramda yer alan tüm işlevsel blok yapılar yukarıda anlatıldığı şekliyle tasarlanmıştır. Birinci dereceden evrensel süzgeç devresine ait elde edilen elektronik devre Şekil 4.8'de verilmiştir.



Şekil 4.8: Evrensel süzgeç devresi

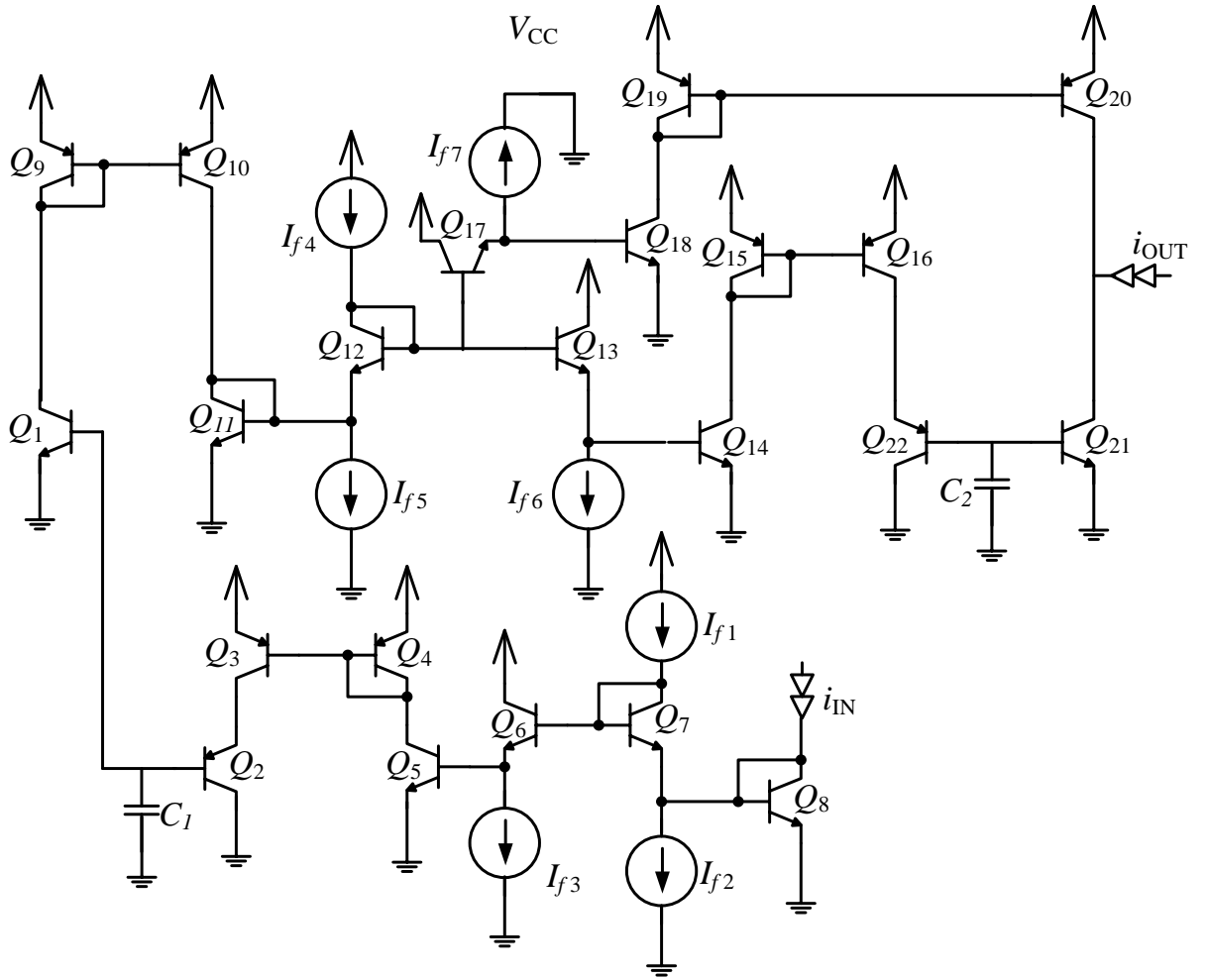
Tasarlanan devre tek girişli tek çıkışlı bir devredir. Şekilde görülen devre üç kısımdan oluşmaktadır. Bunlar; Q_1 , Q_2 ve kondansatörden oluşan ana kısım, Q_5 - Q_{10} transistorlarından oluşan sabit ile çarpma işlevini gören kısım ve Q_3 , Q_4 , Q_{11} , Q_{12} transistorlarından oluşan akım aynalarıdır. Bu devrede Q_3 transistorunun emitör alanı diğerlerine göre %20 daha küçük seçilmiştir. Şekil 4.7’de verilen blok diyagramdaki sabit ile çarpma bloğu ya da geçiş direnci kayıplı integratör bloğu gibi tüm bloklar Şekil 4.8’de verilen devrede gerçekleştirilmiştir. Devreden de görüldüğü gibi devrede kullanılan kondansatör topraklanmış bir kondansatördür.

Tasarlanan evrensel süzgeç devresi tüm birinci dereceden süzgeç cevaplarını üretebilmektedir. Akım kaynakları kullanılan transistorları kutuplayarak iletim bölgesinde çalışmalarını sağlamak için kullanıldığı gibi aynı zamanda çıkış işaretinin hangi tür süzgeç karakteristiğine uygun olacağını belirlemekte ve elde edilen süzgecin kesim frekansını kontrol etmeyi sağlamaktadır. Bunun anlamı şudur. Akım kaynakları ile hem süzgeç türleri arasında seçim yapabiliyoruz hem de süzgecin kesim frekansını değiştirebiliyoruz. Kullanılan akım kaynaklarının değerleri aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$I_{f1} = I_{f2} = I_{f4} = kI_f, \quad I_{f3} = I_f \quad (4.26)$$

Burada $k = (n_2 - n_1)$ dir.

Tasarlanan devrenin uygulaması olarak iki adet süzgecin arka arkaya bağlanması ile ikinci dereceden bir süzgeç devresi elde edilmiştir. Elde edilen ikinci dereceden devre band geçiren süzgeçtir ve alçak geçiren süzgeç ile yüksek geçiren süzgecin arka arkaya bağlanması ile elde edilmiştir. İkinci dereceden band geçiren süzgeç devresi Şekil 4.9'da verilmiştir.



Şekil 4.9: İkinci dereceden band geçiren süzgeç devresi

4.3.2 Yüksek frekans analizi

Yapılan analizlerde BJT'nin ileri yön akım kazancının frekansa göre değişmediği kabul edilmiştir. Ancak literatürde sunulan araştırmalarda ileri yön akım kazancının frekansa olan bağıllığı ortaya konulmuştur [70], [87]. Tek kutuplu ileri yön akım kazancının ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$\beta(\omega) = \frac{\beta_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_\beta}} \quad (4.27)$$

Burada, $\beta(\omega)$ frekansa bağlı ileri yön akım kazancını, ω_β kutup frekansını, β_0 ise frekansa bağlı olmayan dc kazancı ifade etmektedir.

İleri yön akım kazancının 1'den çok büyük olduğu durumu ele alalım. Bu durumda tasarlanan süzgeçlerin kesim frekansı aşağıdaki denklemde verildiği gibi olur.

$$\omega_0 = \frac{1}{C r_e \beta} \quad (4.28)$$

Frekansa göre değişen tek kutuplu ileri yön akım kazancının ifadesini yukarıdaki denklemde yerine koyalım. Elde edilen değişikliğe uğramış kesim frekansının ifadesi Denklem (4.29)'da verilmiştir.

$$\widehat{\omega}_0(j\omega) = \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_\beta}}{C r_e \beta_0} = \omega_0 |T(j\omega)| \exp(\varphi(j\omega)) \quad (4.29)$$

Denklemdaki genlik ve faz ifadelerinin açık hali aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$|T(j\omega)| = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\beta}\right)^2} \quad (4.30)$$

$$\varphi(j\omega) = \text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_\beta}\right) \quad (4.31)$$

Denklem (4.14)'de verilen birinci dereceden genel transfer fonksiyonunu tekrar ele alalım. Bu denklemin genlik ve faz değişimleri aşağıdaki denklemde verildiği gibidir.

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp(\Psi(j\omega)) \quad (4.32)$$

Burada,

$$|H(j\omega)| = \frac{\sqrt{(n_2\omega_0)^2 + (n_1\omega)^2}}{\sqrt{(\omega_0)^2 + (\omega)^2}} \quad (4.33)$$

$$\Psi(j\omega) = \text{Arctan}\left(\frac{n_1\omega}{n_2\omega_0}\right) - \text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (4.34)$$

Denklem (4.29) Denklem (4.32)'de yerine koyulması ile değiştirilmiş transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\hat{H}(j\omega) = |\hat{H}(j\omega)| \exp(\hat{\Psi}(j\omega)) \quad (4.35)$$

Denklem (4.35)'deki genlik ve faz ifadelerinin açık hali aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$|\hat{H}(j\omega)| = \frac{\sqrt{(n_2\omega_0)^2 + \omega^2 \left(n_1 + \frac{n_2\omega_0}{\omega_\beta}\right)^2}}{\sqrt{(\omega_0)^2 + \omega^2 \left(1 + \frac{\omega_0}{\omega_\beta}\right)^2}} \quad (4.36)$$

$$\hat{\Psi}(j\omega) = \text{Arctan}\left(\frac{\omega \left(n_1 + \frac{n_2\omega_0}{\omega_\beta}\right)}{n_2\omega_0}\right) - \text{Arctan}\left(\frac{\omega \left(1 + \frac{\omega_0}{\omega_\beta}\right)}{\omega_0}\right) \quad (4.37)$$

Eğer $\omega \ll \omega_\beta$ olarak seçilirse transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$\hat{H}(j\omega) = H(j\omega) \quad (4.38)$$

Bu şartın dışındaki durumlarda değiştirilmiş kesim frekansının etkisinden dolayı ilave terimler gelecektir. Yüksek frekans çalışmalarında ortaya çıkan bu terimler transfer fonksiyonunun karakteristiğini değiştirecektir.

Yapılan yüksek frekans analizi sonucunda elde edilen kanı şöyledir:

- ❑ Tasarlanan devrenin çalışma frekansı $\omega_0 \leq 0.05 \omega_\beta$ şartını sağlamalıdır.
- ❑ İleri yön akım kazancının kutup frekansı yaklaşık $\omega_\beta = 48.2 \text{ Mrad/s}$ 'dir.
- ❑ Denklem (4.29)'da verilen ifadede [87]'de belirtildiği gibi kararlılık sorunu yoktur.

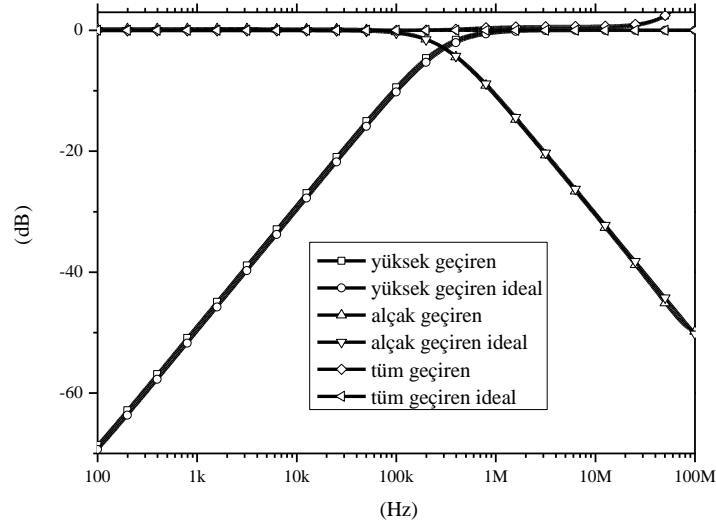
4.4 Benzetim Sonuçları

Yapılan teorik tasarımları doğrulamak için tasarlanan devrelerin benzetimleri PSpice programı kullanılarak yapılmıştır. Benzetimlerde hem varsayılan hem de gerçek transistor modelleri kullanılmıştır. Varsayılan transistor modeli BJT'nin ideal olmayan karakteristiklerini kapsamadığı için kontrol verisi olarak kullanılabilir. Zaman ortamında ve frekans ortamında birçok benzetim yapılmıştır. Tüm elde edilen sonuçlar ideal veriler ile karşılaştırılmıştır.

4.4.1 Devre I'in benzetim sonuçları

Benzetimlerde öncelikle ileri yön akım kazancı $BF = 10000$ olarak değiştirilen ve ideal olarak adlandırılan varsayılan transistorun kullanılması ile teorik sonuçlar doğrulanmıştır. Ardından CBIC-R transitoru kullanılarak çeşitli benzetimler yapılmış ve tasarlanan devrenin geçerliliği sınanmıştır. Benzetimlerde kullanılan kondansatörün değeri $C = 10nF$ olarak seçilmiştir. Tasarlanan devrenin güç tüketimi 28.4 mW olarak bulunmuştur.

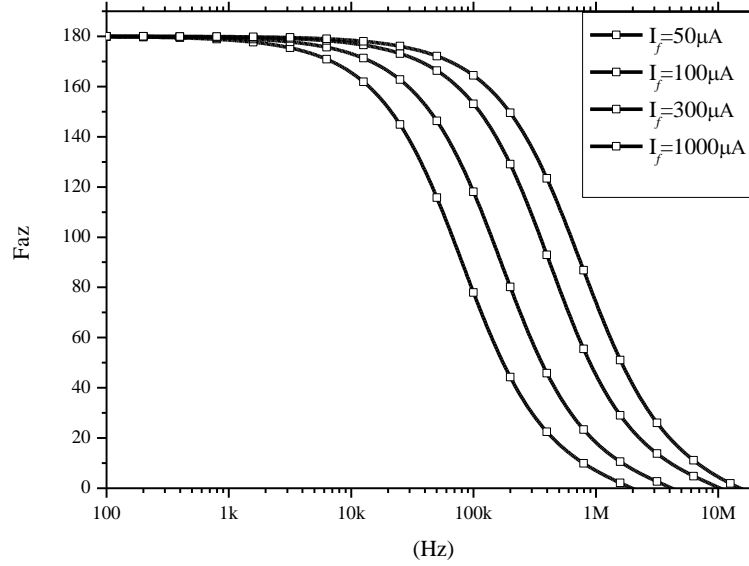
Frekans ortamında yapılan benzetimler sonucunda birinci dereceden (yüksek geçiren, alçak geçiren ve tüm geçiren) tüm süzgeç karakteristiklerinin kazanç grafikleri öncelikli olarak elde edilmiştir. Elde edilen sonuç grafiği ideal ve gerçek sonuçlar için Şekil 4.10'da verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi ideal ve gerçek sonuçlar birbiri ile gayet uyumludur. Farklı süzgeç türlerini elde edebilmek için akım kaynaklarının değerleri Tablo 4.2'de verildiği gibi seçilmiştir.



Şekil 4.10: Birinci dereceden süzgeçlere ait kazanç cevapları

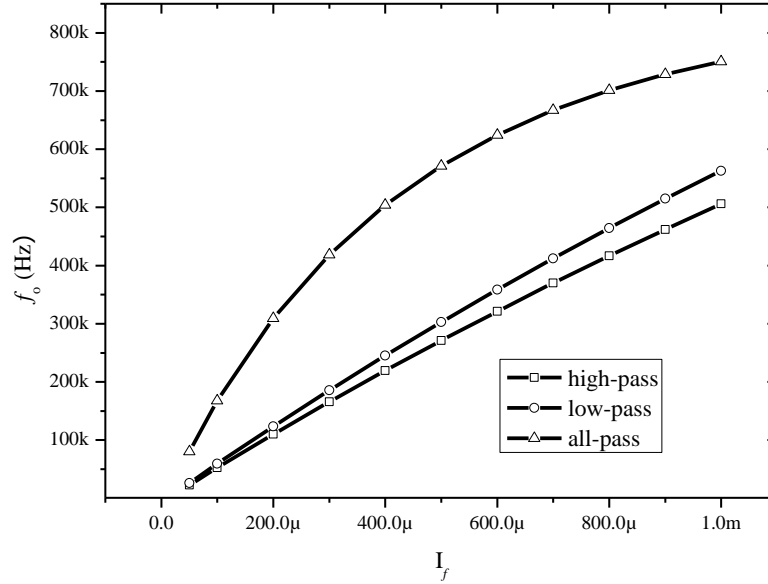
Tasarlanan devrenin elektronik ayarlanabilirliğini göstermek için tüm birinci dereceden süzgeçlerin kesim frekansları dc akım kaynaklarının değerleri değiştirilerek elektronik olarak ayarlanmıştır. Her kesim frekansı için yapılan benzetimler sonucu elde edilen grafikler aşağıdaki şekillerde verilmiştir.

Şekil 4.11’de tüm geçiren süzgecin farklı kesim frekansları için faz yanıtları görülmektedir.



Şekil 4.11: Tüm geçiren süzgecin farklı kesim frekansları için faz yanıtları

Şekil 4.12’de ise tüm birinci dereceden süzgeç türlerinin kontrol akım kaynaklarının değerlerine göre kesim frekanslarının değişimleri görülmektedir. Bu şekilde de görüldüğü gibi kontrol dc akım kaynağının değeri $I_f = 50\mu A$ den $I_f = 1mA$ e kadar değiştirilmesi ile kesim frekansı bir dekattan fazla değiştirilmesi başarmıştır.

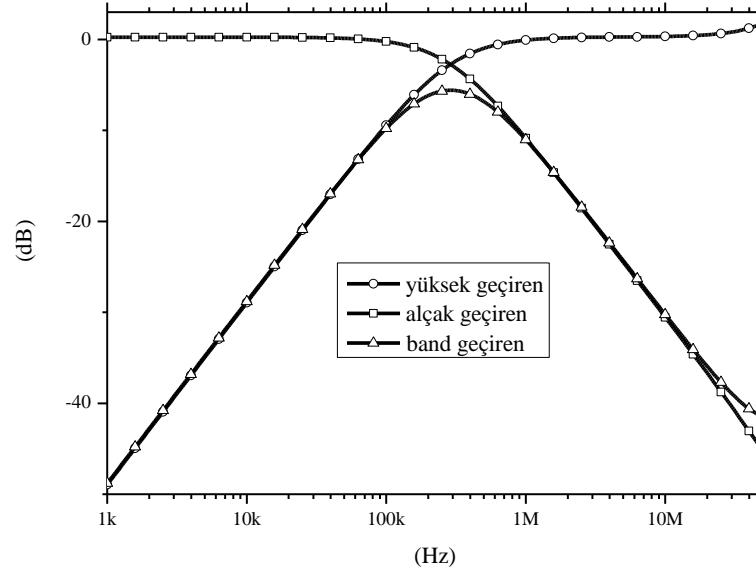


Şekil 4.12: Kontrol akım kaynaklarının değerlerine göre kesim frekansları
Tasarlanan devrelerin çıkış işaretlerinin THD değerleri girişe sinüs işareti uygulanarak yapılan benzetimler sonucunda elde edilmiştir. Giriş işaretinin karakteristik verileri ve tüm birinci dereceden süzgeç türlerine ait çıkış işaretinin THD değerleri aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo 4.3: Süzgecin çalışma verileri ve elde edilen %THD değerleri

Karakteristik	Değer
I_f	$500\mu A$
Giriş işaretinin genliği	$100\mu A$
Giriş işaretinin frekansı	$1MHz$
Yüksek geçiren süzgecin %THD değeri	0.3801355
Alçak geçiren süzgecin %THD değeri	1.277466
Tüm geçiren süzgecin %THD değeri	1.44952

Uygulama devresi olarak verilen ikinci dereceden band geçiren süzgeç devresinin benzetimleri de yapılmıştır. band geçiren süzgeci elde edebilmek için kullanılan alçak geçiren ve yüksek geçiren blokların ve band geçiren süzgecin genlik yanıtları Şekil 4.13’de verilmiştir.



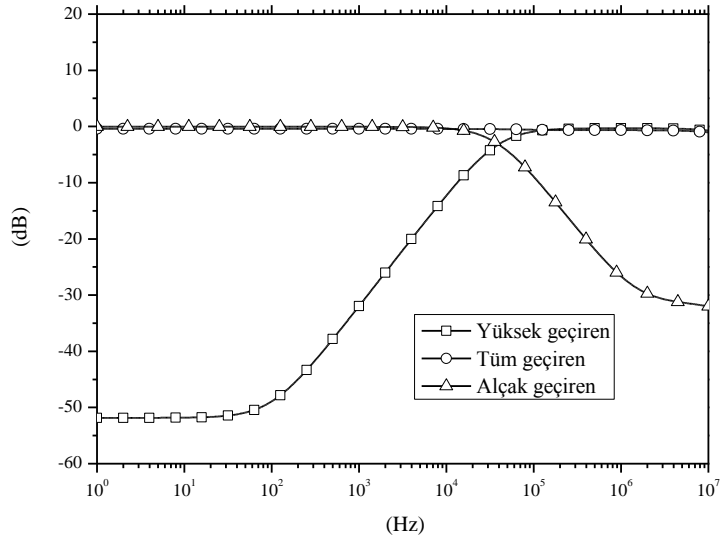
Şekil 4.13: İkinci dereceden band geçiren süzgeç uygulamasının kazanç yanıtı

4.4.2 Devre II'in benzetim sonuçları

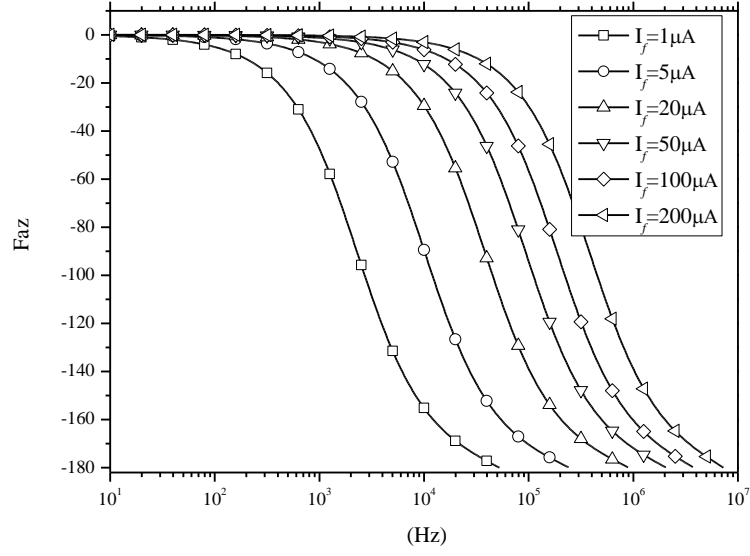
Bu devrenin tasarımında teorik araştırmayı desteklemek için ve karşılaştırma bilgisini elde edebilmek için varsayılan transistorların ileri yön akım kazançlarının değerleri CBIC-R transistorların ileri yön akım kazançlarının değerleri ile aynı seçilmiştir. Bu durum önceki devredeki ideal anlayışından farklıdır. Bunun sebebi bu devrenin tasarımında elde edilen kesim frekansının ileri yön akım kazanıcı ile doğrudan bağlantılı olduğundandır. Her iki transistor modeli için benzetimler sonucunda elde edilen veriler karşılaştırıldığında görülmüştür ki gerçek model kullanılarak elde edilen sonuçlar kabul edilebilir sınırlar içinde kalmıştır. Her iki transistor kullanılarak yapılan benzetim sonuçları arasındaki farklar gerçek transistorun ideal olmayan etkilerinden kaynaklanmaktadır. Tasarlanan devrenin hem kesim frekansı hem de süzgeç türü elektronik olarak ayarlanabilmektedir.

Tasarlanan devrenin besleme gerilimi 3V seçilmiştir. Bu durumda elde edilen güç tüketimi $834 \mu W$ olarak tespit edilmiştir. İntegrator bloğunda kullanılan kondansatörün değeri $C = 50 pF$ olarak tespit edilmiştir. Kontrol dc akım kaynağının değeri $40 \mu A$ olarak belirlendiğinde kesim frekansının hesaplanan değerden yaklaşık %3 daha düşük olduğu benzetimler sonucunda görülmüştür. Basitçe sunulacak bir çözüm ile akım kaynaklarının değerleri bir miktar tolerans ile ayarlanması sonucunda bu hata telafi edilmiş olacaktır. İlk benzetim frekans ortamı için yapılmıştır. Birinci dereceden tüm süzgeç türlerine ait kazanç grafikleri Şekil 4.14’de verilmiştir. Burada kesim frekansı yaklaşık olarak $39 kHz$ ’e ayarlanmıştır.

Tasarlanan birinci dereceden süzgeç devresinin elektronik ayarlanabilir özelliğini göstermek için öncelikle tüm geçiren süzgeç devresinin faz yanıtı dc akım kaynaklarının değerlerinin değiştirilmesi ile elde edilen, kutup frekansının kaydırıldığı grafik Şekil 4.15’de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi tüm geçiren süzgecin kesim frekansının yaklaşık 2 dekat kaydırılması sadece dc akım kaynaklarının değerlerinin değiştirilmesi ile ve kondansatör değerinin değişmeden kalması ile başarılmıştır.



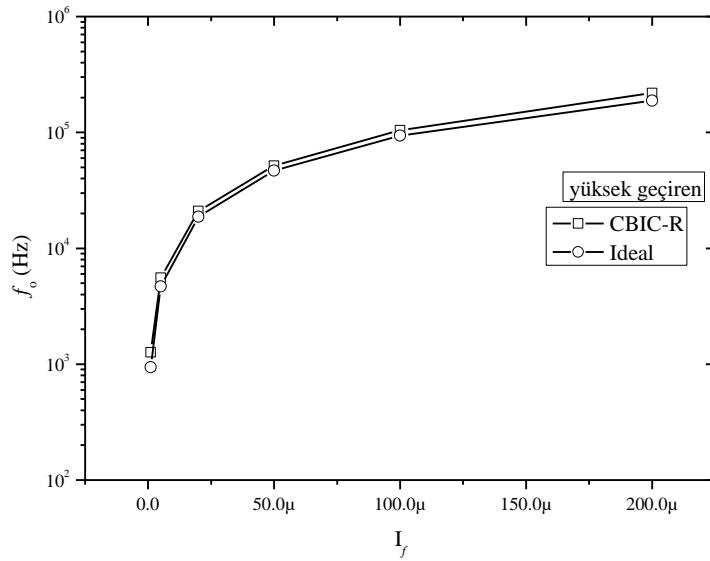
Şekil 4.14: Tüm süzgeç türlerine ait kazanç yanıtları



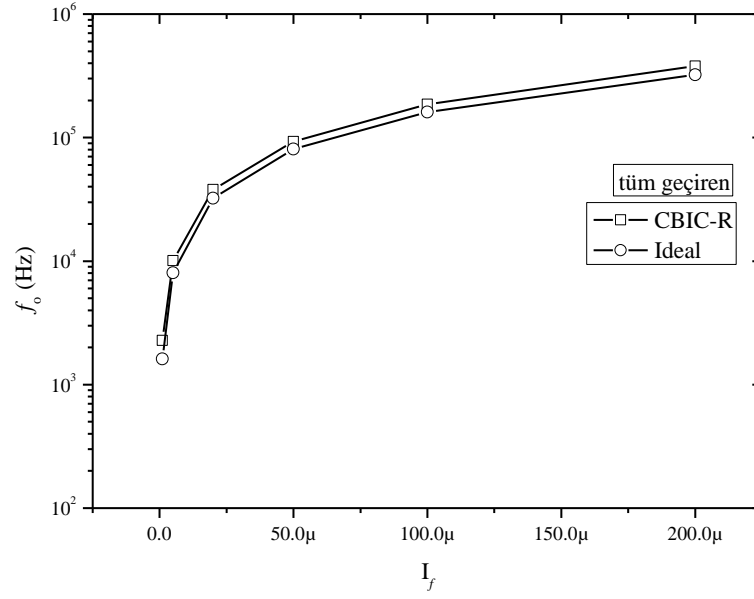
Şekil 4.15: Farklı I_f değerleri için elde edilen tüm geçiren süzgecin faz yanıtı

Birinci dereceden yüksek geçiren süzgecin, tüm geçiren süzgecin ve alçak geçiren süzgecin dc kontrol akımının değişimine karşı kesim frekansının değişmesi aşağıdaki şekillerde sırasıyla ideal veriler ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

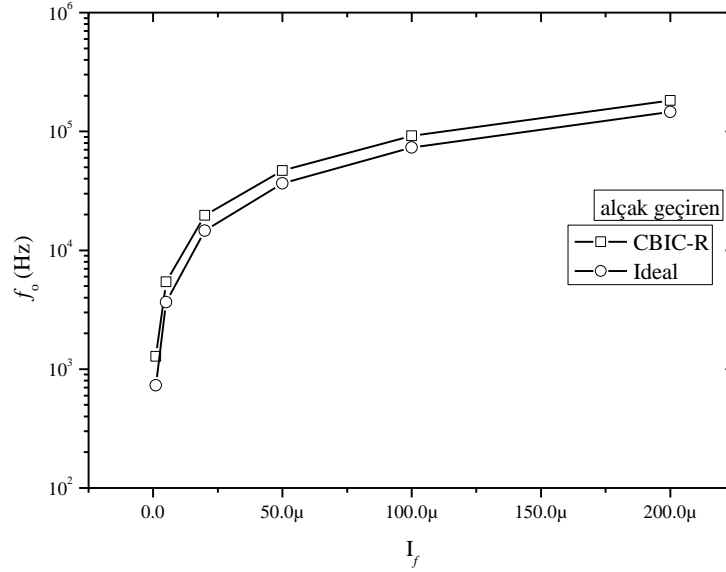
Bu şekillerde dc kontrol akım kaynağının değeri $1 \mu\text{A}$ 'den $200 \mu\text{A}$ 'e kadar değiştirilmiştir. Tüm yapılan benzetimlerde kondansatör değeri değişmeden kalmıştır.



Şekil 4.16: Yüksek geçiren süzgecin kesim frekansının kontrol akımı ile değişimi

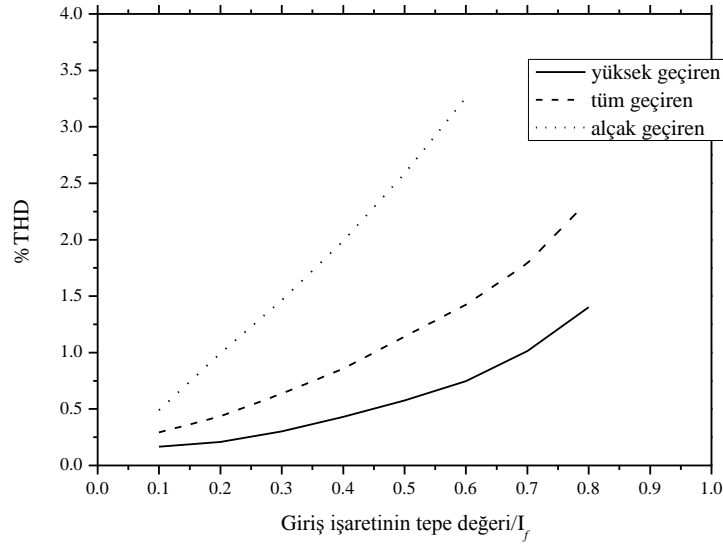


Şekil 4.17: Tüm geçiren süzgecin kesim frekansının kontrol akımı ile değişimi



Şekil 4.18: Alçak geçiren süzgecin kesim frekansının kontrol akımı ile değişimi

THD değerini ölçmek için tasarlanan devrenin girişine genliği, uygulanan dc işaretin 0.1 katından 0.8 katına kadar değişen, sinüs işareti uygulanmıştır. Çıkış işaretinin THD değeri her farklı genlik için ölçülmüştür. Bu işlem birinci dereceden süzgeç türlerinin tamamı için tekrarlanmıştır. Yapılan benzetimler sonucunda görülmüştür ki giriş işaretinin genliğinin artmasına paralel olarak THD değeri de artmaktadır. Elde edilen benzetim sonuçları aşağıda gösterilmiştir.



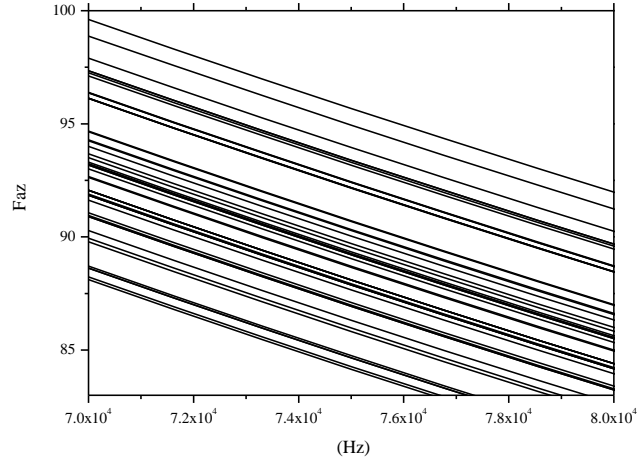
Şekil 4.19: Giriş işaretinin farklı genlikleri için THD değerleri

Tasarlanan süzgeç devresinde kullanılan kondansatör entegre devre teknolojisine uygundur. Ancak bilinmektedir ki elektronik elemanlar üretim esnasında belirli bir tolerans ile üretilmektedirler. Bu tolerans değer aralığı içerisinde elektronik elemanın değeri değişebilmektedir. Bu durum hiç şüphe yok ki devrenin çalışmasını etkilemektedir. Bu sebepten dolayı pasif elemanlarda meydana gelebilecek değer kaymasının tasarlanan devrenin çalışmasına nasıl bir etki yaptığını görmek için Monte Carlo analizi PSpice benzetimleri kullanılarak yapılmıştır.

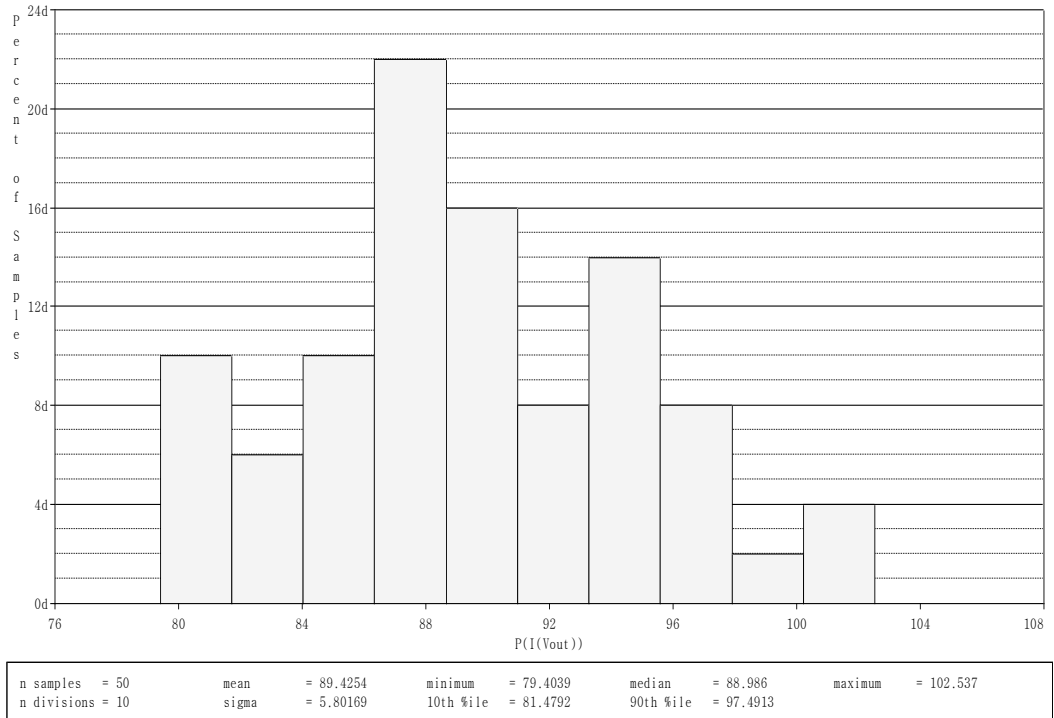
Monte Carlo analizi için kullanılan kondansatörün değerinin %5'lik bir toleransa sahip olduğu ve değerinin normal (Gaussian) dağılım ile değiştiği varsayılmıştır. Benzetimlerde dc akım kaynağının değeri $I_f = 40 \mu A$, kullanılan kondansatörün değeri $C = 50 pF$ olarak seçilmiştir. Bu durumda elde edilen kesim frekansının değeri yaklaşık $75 kHz$ olarak hesaplanmıştır.

Kondansatör değerinin rastgele %5'lik tolerans içerisinde ve normal dağılıma uygun olarak değiştirilmesi ile yapılan 50 adet benzetim sonucunda elde edilen faz yanıtı kesim frekansı çevresinde büyütülmüş olarak Şekil 4.20'de ve istatistiksel veriler ile Şekil 4.21'de verilmiştir.

İstatistik analizleri sonucunda elde edilen bu şekillerden birincisinde de yaklaşık olarak görüldüğü gibi kesim frekansı -6.23% , $+6.37\%$ sınırlar içerisinde kalmıştır. İkinci şekilde ise elde edilen tüm sonuçları ve verileri kapsayan histogram grafiği verilmiştir. Şekilden de görüleceği gibi kesim frekansının değişimi de yaklaşık normal dağılıma uygundur.



Şekil 4.20: Kondansatör değerinin rastgele %5'lik tolerans içerisinde ve normal dağılıma uygun olarak değiştirilmesi ile elde edilen faz yanıtı



Şekil 4.21: Kondansatör değerinin rastgele %5'lik tolerans içerisinde ve normal dağılıma uygun olarak değiştirilmesi faz açısının kesim frekansında değişimi

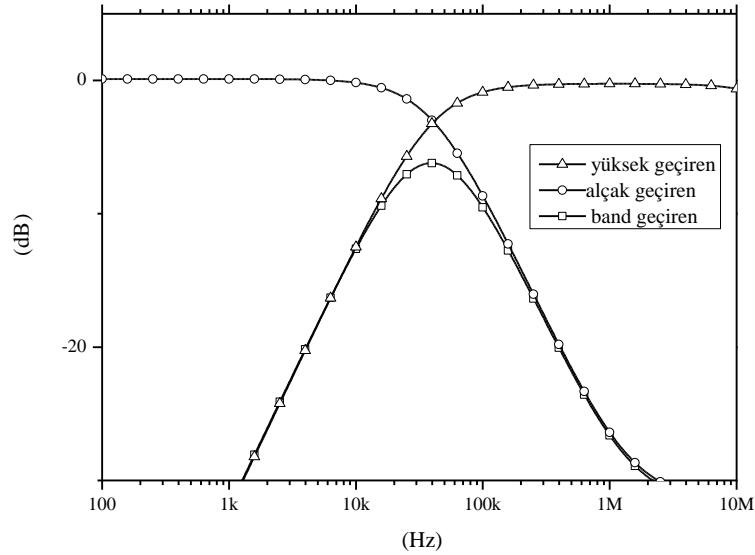
Tasarlanan birinci dereceden süzgeç türlerinin hepsinin gürültü analizi yapılmıştır. elde edilen sonuçlar Tablo 4.4’de verilmiştir.

Tablo 4.4: Birinci dereceden süzgeç türlerinin gürültü analizi sonuçları

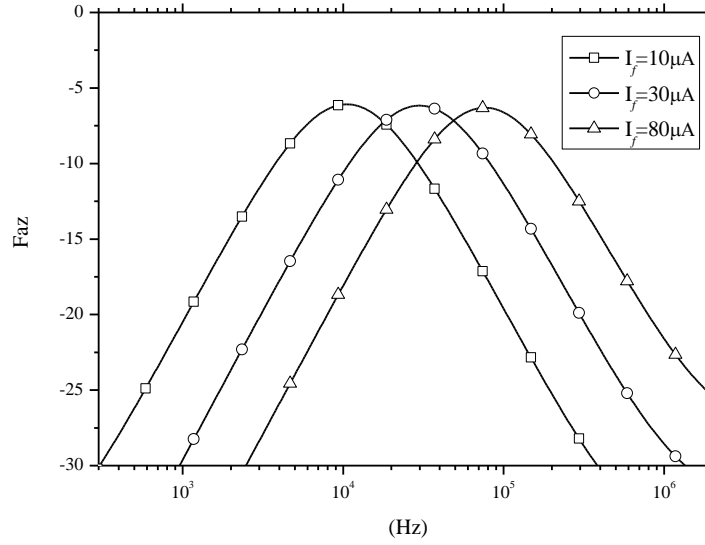
Süzgeç Türü	Gürültü Değeri
Yüksek geçiren	141.143 pA/\sqrt{Hz}
Tüm geçiren	152.144 pA/\sqrt{Hz}
Alçak geçiren	141.016 pA/\sqrt{Hz}

Uygulama devresi olarak verilen alçak geçiren süzgeç ile yüksek geçiren süzgecin ardı ardına bağlanması ile elde edilen ikinci dereceden band geçiren süzgecin genlik cevabı ve her bloğun genlik cevabı

Şekil 4.22’de verilmiştir. Bu benzetimlerde alçak geçiren ve yüksek geçiren süzgeçlerin dc kontrol akımlarının değerleri eşit seçilmiştir. Ayrıca, ikinci dereceden süzgecin dc kontrol akımının değeri değiştirilerek merkez frekansının değişmesi ile elde edilen PSpice benzetimleri Şekil 4.23’de görüldüğü gibi bulunmuştur. Diğer tüm elektronik ayarlanabilmenin gösterildiği benzetimlerde olduğu gibi bu benzetimlerde de kondansatör değeri değişmeden kalmıştır.



Şekil 4.22: İkinci dereceden band geçiren süzgecin genlik cevabı



Şekil 4.23: Farklı I_f değerleri için ikinci dereceden band geçiren süzgecin merkez frekansının değişimi

4.5 Değerlendirme

Bu bölümde BJT teknolojisi kullanılarak tam kontrol edilebilen birinci dereceden iki adet evrensel süzgeç devresinin tasarımı yapılmıştır. Tasarımlarda sistematik yöntemler kullanılmıştır. Tasarımı yapılan devrelerin aralarındaki en önemli fark kesim frekanslarının ifadelerinin arasındaki farktır. Birinci devrenin kesim frekansı ile ikinci devrenin kesim frekansı arasında BJT transistörün ileri yön akım kazancı kadar fark vardır. Bunun etkisi olarak aynı çalışma noktası için farklı kondansatör gereksinimleri ortaya çıkmaktadır.

Tasarlanan devreler öncelikle teorik olarak tasarlanmış ve incelenmiştir. Daha sonra çalışma sınırlarının belirlenmesi için ideal olmayan durum analizleri yapılmıştır. Bu işlemlerden sonra PSpice benzetim programında benzetimleri yapılmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları her seferinde ideal ve teorik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Tasarlanan devrelerin her ikisinin de sahip olduğu genel özellikler maddeler halinde aşağıda özetlenmiştir.

- Tasarlanan devreler BJT'ler, akım kaynakları ve kondansatörlerden oluşmaktadır.
- Süzgeç türü dc akım kaynaklarının değiştirilmesi ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir.
- Süzgecin kesim frekansı dc akım kaynaklarının değiştirilmesi ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Bu işlem esnasında kondansatör değeri değişmeden kalmaktadır. Bu özellik sayesinde tasarlanan devre donanımsal bir değişiklik yapmadan geniş bir çalışma alanına sahip olmaktadır.
- Yüksek çıkış empedansına sahiptir. Ardı ardına bağlanmaya uygundur.
- Devrelerde direnç elemanı kullanılmamıştır. Direnç elemanın entegre teknolojisinde neden olduğu olumsuzluklara sahip değildir.
- Topraklanmış kondansatör kullanılmıştır. Bu sayede entegre teknolojisine uyumu artmıştır.
- Pasif eleman eşlenme şartı yoktur.
- Yaklaşık 2 dekatlık ayarlanabilir aralık elde edilmiştir.

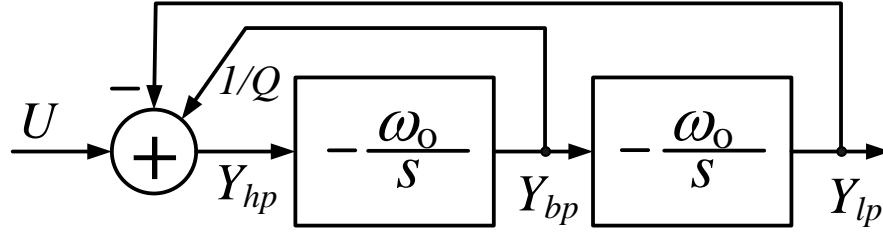
Tasarlanan devrelerin uygulama devrelerine örnek verilmiştir. Elde edilen tüm sonuçlar teorik sonuçlar ile karşılaştırılmış ve görülmüştür ki çalışma aralığı içerisinde her iki sonuç birbiri ile uyumludur. Tasarlanan tüm devreler çeşitli kullanım alanlarına uygulanabilir.

5. İKİ ADET KAYIPLI İNTEGRAL ALICI DEVRE İÇEREN İKİNCİ DERECEDEDEN SÜZGEÇİN TASARIMI

Önceki bölümde BJT elemanın temel eleman olarak kullanıldığı, topraklanmış kondansatör ile frekans seçiciliğinin sağlandığı birinci dereceden akım ile kontrol edilebilen ve ayarlanabilen süzgeç devreleri sunulmuştur. Genel kapsamı aynı ancak çalışma yapıları farklı olan iki mimarinin sunulduğu önceki bölümde de belirtildiği gibi sunulan devrelerin çıkış empedanslarının yüksek olması sebebiyle kolaylıkla ardı ardına bağlanabilmektedirler. Tasarlanan devrelerin bu özelliğini göstermek için her bir mimari için iki adet birinci dereceden devrenin ardı ardına bağlanması ile elde edilen ikinci dereceden süzgeç yapısı örnek uygulama devresi olarak sunulmuştur. Ancak elde edilen ikinci dereceden devrelerin teorik çıkarımları ve benzetim sonuçları incelendiğinde görülmektedir ki, ardı ardına bağlamanın bir sonucu olarak karakteristik denklemdeki sanal köklerin gerçekleşmesi mümkün olamamıştır. Bunun diğer bir anlamı ise ikinci dereceden devrenin düşük kalite faktörüne sahip olmasıdır. Bu durum yüksek dereceli devrelerin elde edilmesini zorlaştırmaktadır.

Bu bölümde karakteristik denklemdeki sanal köklerin gerçekleşmesini sağlayan devre yapısının tasarımı yapılacaktır. Bu hedef doğrultusunda kayıplı integral alıcı blok içeren geri besleme çevrimli blok yapı kullanılarak ikinci dereceden devre tasarımı yapılacaktır. Elektronik her uzmanlığında işaretlerin işlenmesi için yaygın olarak kullanılan integral alıcı devre işlem bloğu, osilatör devreleri, süzgeç devreleri gibi yapıların gerçekleşmesinde kullanılan en önemli işlem bloklarından bir tanesidir. İntegral alıcı bloğunun tasarımında farklı aktif devre elemanları kullanılarak farklı anlayışa sahip devre mimarileri elde edilmiştir. Literatürde kayıplı ya da kayıpsız integral alıcı işlem bloğunu içeren iki veya daha büyük dereceli birçok devre yapısı sunulmuştur [42], [86], [88-97] .

Literatürde çok fazla uygulama devresi yer alan iki kayıpsız integral alıcı işlem bloğunun kullanıldığı geri besleme çevrimli devre mimarilerinden bir tanesi KHN devresidir [88]. KHN süzgeci üç temel bloktan oluşan, düşük duyarlılığa ve yüksek kararlılığa sahiptir [95]. Mimari, iki integratör ve bir toplama bloklarından oluşan, yüksek geçiren, bant geçiren ve alçak geçiren süzgeç özelliklerini aynı devre üstünde gösteren temel bir yapıdır. Temel KHN mimarisi Şekil 5.1’de görülmektedir.



Şekil 5.1: Temel KHN mimarisi

KHN mimarisinin çıkış transfer fonksiyonları aşağıdaki denklemlerde görüldüğü gibidir.

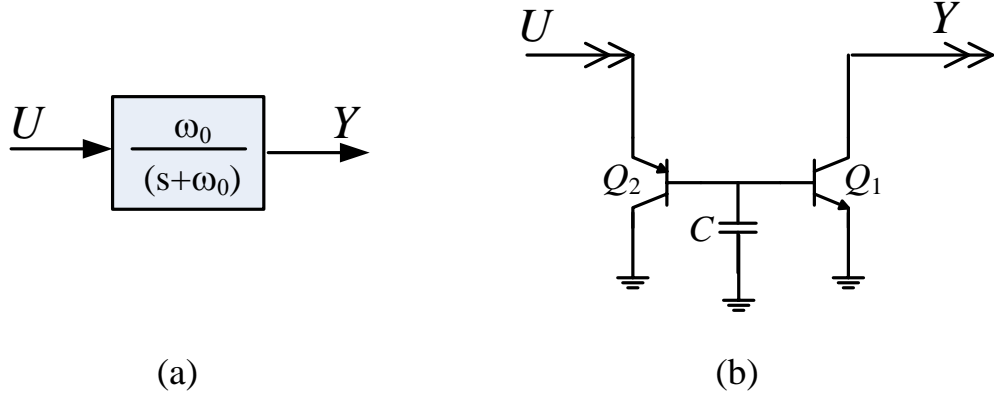
$$Y_{lp} = -\omega_0 Q \frac{1}{s} Y_{hp} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} U \quad (5.1)$$

$$Y_{bp} = -\frac{\omega_0}{Q} \frac{1}{s} Y_{hp} = -\frac{\frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} U \quad (5.2)$$

$$Y_{hp} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} U \quad (5.3)$$

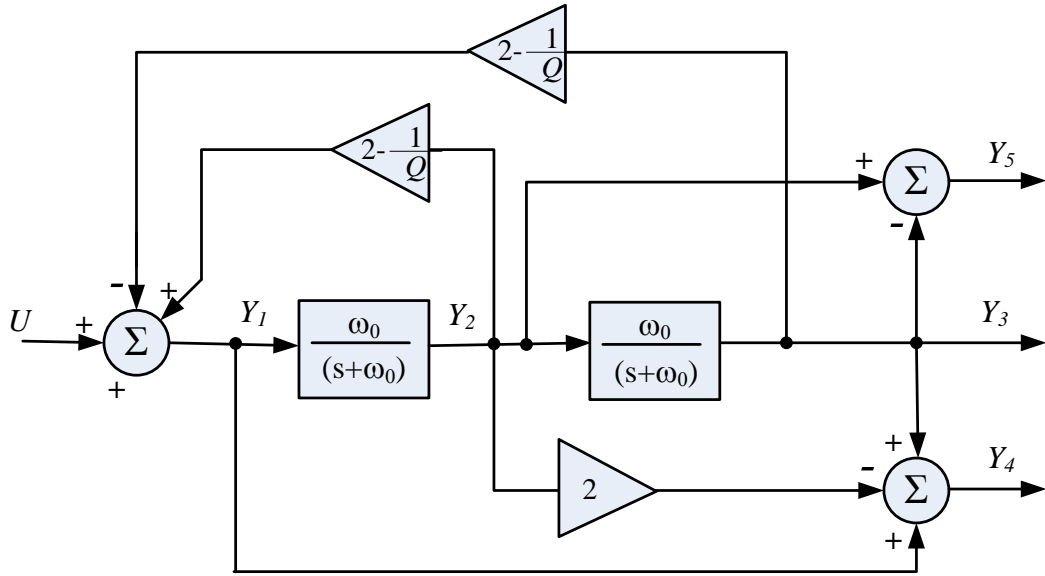
5.1 İki Kayıplı İntegral Alıcı Blok Kullanarak Q Kalite Faktörü Ayarlanabilen İkinci Dereceden Devrenin Tasarımı

İkinci dereceden süzgeç devresinin tasarımında kullanılan kayıplı integral alıcı blokların içyapısında önceki bölümde tasarımı ayrıntılı olarak verilen devre mimarilerinden ikincisi kullanılmıştır. Kayıplı integral alıcı işlem bloğu ve açık devre hali Şekil 5.2’de görülmektedir.



Şekil 5.2: (a) Kayıplı integral alıcı işlem bloğu (b) açık devre hali

İki adet kayıplı integral alıcı bloğun kullanıldığı geri besleme çevrimine sahip ikinci dereceden süzgeç fonksiyonlarını üreten blok şema Şekil 5.3’de görülmektedir [96], [97]. Blok diyagramda kayıplı integral alma blokları dışında sabit ile çarpma blokları ve toplama blokları vardır. Blok diyagramdan da görüldüğü gibi Q kalite faktörünün ifadesi çarpma bloğunun içerisinde yer almaktadır. Bu çarpma bloklarının çarpma değerlerinin elektronik olarak ayarlanması ile ikinci dereceden süzgeç devresinde Q kalite faktörünün değeri de elektronik olarak ayarlanabilme özelliğine sahip olur.



Şekil 5.3: İkinci dereceden süzgece ait blok şema

Yukarıda görülen blok diyagramın Y çıkışlarının birbiri ile olan ilişkileri aşağıdaki matris ifadeyle ayrıntılı olarak verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \\ Y_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \left(2 - \frac{1}{Q}\right) & -\left(2 - \frac{1}{Q}\right) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_0}{s + \omega_0} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\omega_0}{s + \omega_0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \\ Y_5 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Matrisin her bir satırını diğer değişkenlere bağlı ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$Y_1 = U + \left(2 - \frac{1}{Q}\right)Y_2 - \left(2 - \frac{1}{Q}\right)Y_3 \quad (5.5)$$

$$Y_2 = \frac{\omega_0}{s + \omega_0}Y_1 \quad (5.6)$$

$$Y_3 = \frac{\omega_0}{s + \omega_0}Y_2 \quad (5.7)$$

$$Y_4 = Y_1 - 2Y_2 + Y_3 \quad (5.8)$$

$$Y_5 = Y_2 - Y_3 \quad (5.9)$$

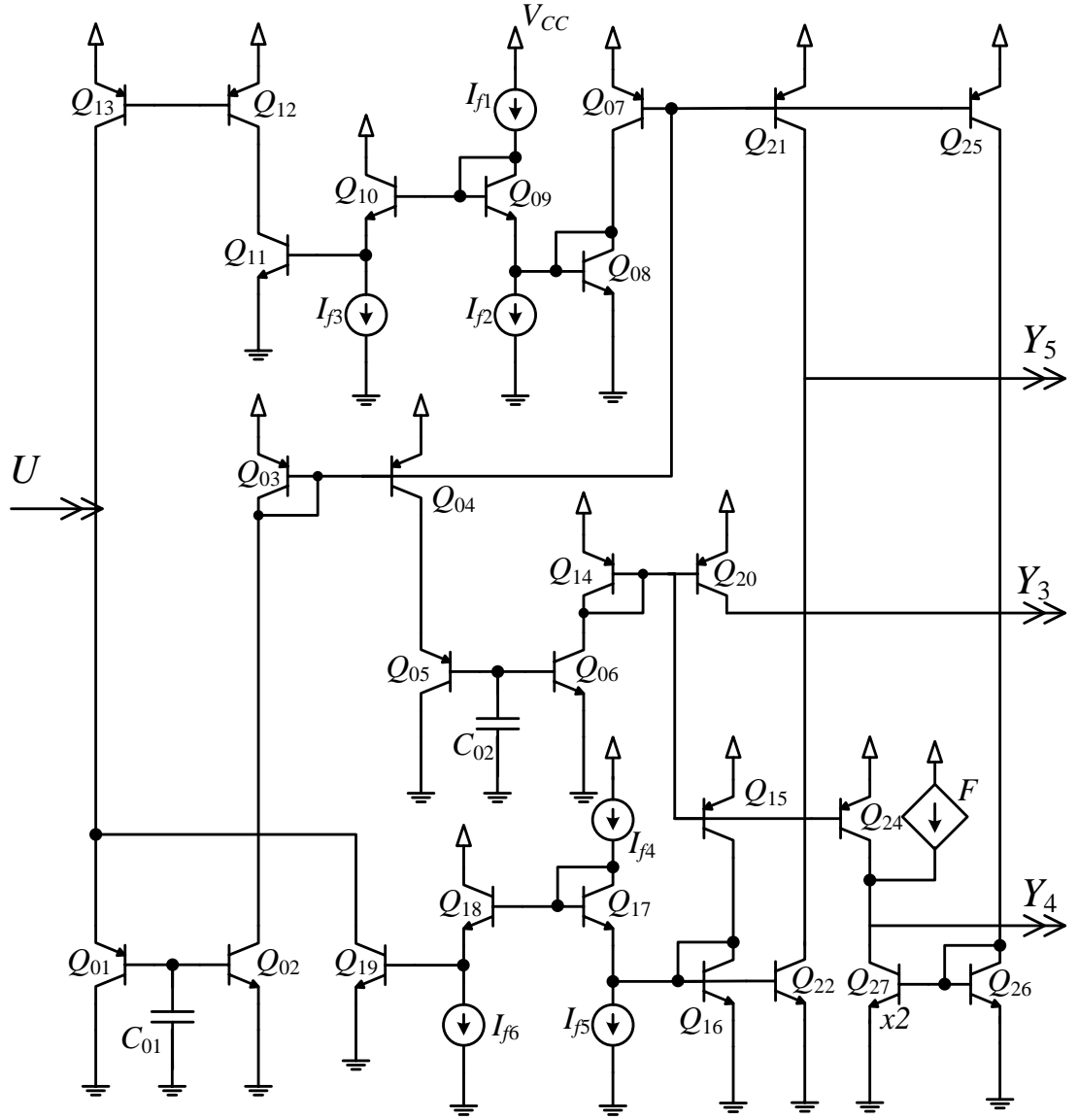
Yukarıda verilen ifadelerden faydalanarak aşağıda görülen süzgeç transfer fonksiyonları bazı işlemler sonucunda elde edilebilir. Görüldüğü gibi Y_3 çıkışı alçak geçiren süzgeci, Y_4 çıkışı yüksek geçiren süzgeci, Y_5 çıkışı ise band geçiren süzgeci ifade etmektedir.

$$Y_3 = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}U \quad (5.10)$$

$$Y_4 = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}U \quad (5.11)$$

$$Y_5 = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}U \quad (5.12)$$

Şekil 5.3'de verilen blok diyagramının devresi Şekil 5.4'de verilmiştir. Blok diyagramda görülen tüm bloklar aşağıdaki devrede gerçekleştirilmiştir.



Şekil 5.4: Çok çıkışlı ikinci dereceden süzgeç devresi

Q kalite faktörünün olduğu sabit ile çarpma bloğunu elektronik olarak ayarlanabilir tasarlamak için bu bloğun değerini aşağıdaki gibi ifade edelim.

$$2 - \frac{1}{Q} = \frac{k_1 I_f}{k_2 I_f} \quad (5.13)$$

Sabit ile çarpma bloğunda translineer prensibine göre ölçeklendirmek amacı ile kullanılan akım kaynaklarının değerlerini Denklem (5.15)'de verilen ifadeye uygun olarak Tablo 5.1'deki gibi belirleyelim.

Tablo 5.1: Şekil 5.4'de verilen devredeki akım kaynaklarının değerleri

Akım Kaynağı	Değeri
I_{f1}	$k_1 I_f$
I_{f2}	$k_1 I_f$
I_{f3}	$k_2 I_f$
I_{f4}	$k_1 I_f$
I_{f5}	$k_1 I_f$
I_{f6}	$k_2 I_f$

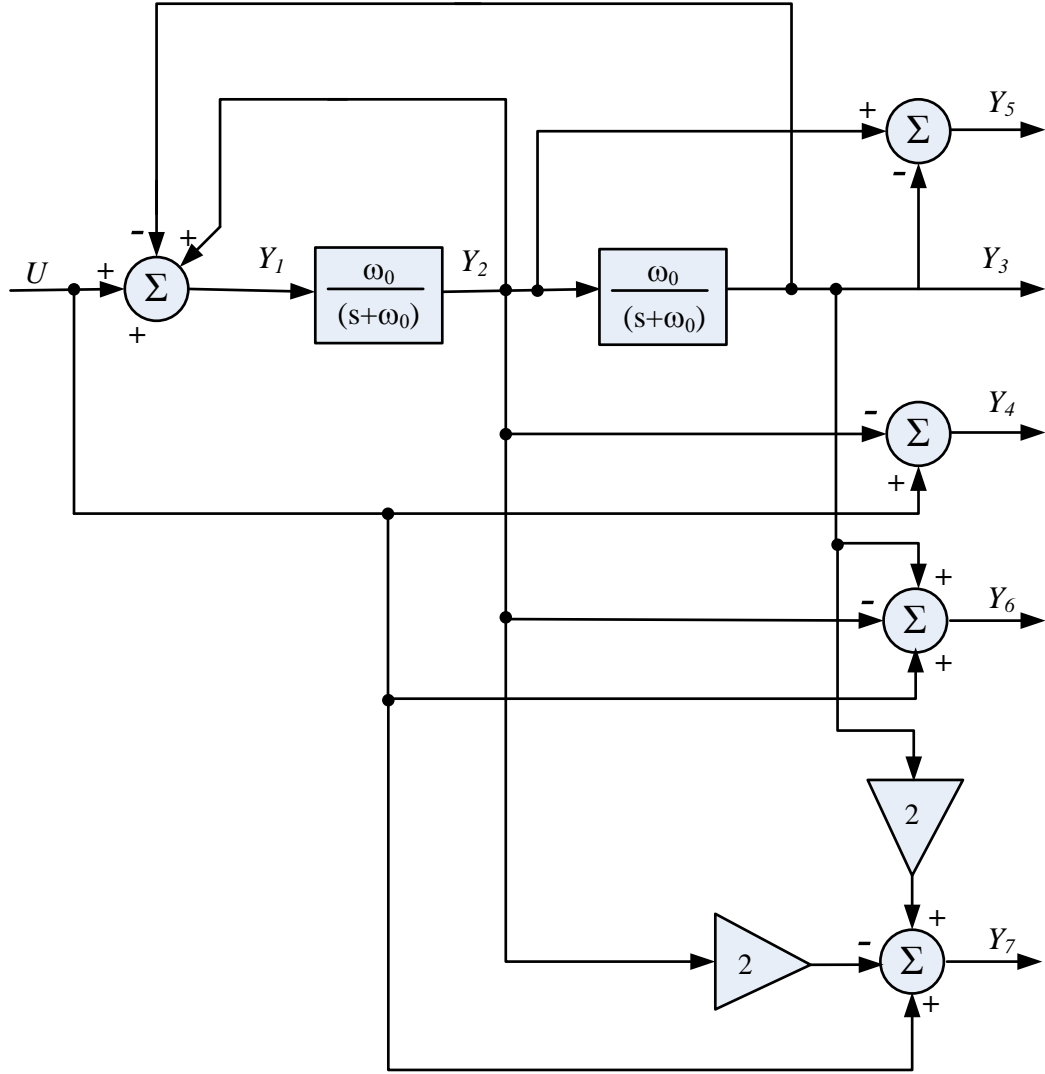
Yukarıdaki tablodaki gibi k_1 ve k_2 değişimlerine göre Q kalite faktörünün ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$Q = \frac{1}{2 - \left(\frac{k_1}{k_2}\right)} \quad (5.14)$$

Yukarıdaki ifadelerden anlaşılacağı gibi akım kaynaklarının değerlerinin değiştirilmesi ile Q kalite faktörünün değeri elektronik olarak ayarlanabilmektedir.

5.2 $Q=1$ Olduğu Özel Durum

Q kalite faktörünün sabit olduğu ve 1'e eşit olduğu özel durumu inceleyelim. Bu durumda oluşan değiştirilmiş blok diyagram Şekil 5.5'de verilmiştir. Önceki devreden farklı olarak bu blok şemada fazladan çıkışlar bulunmaktadır.



Şekil 5.5: Sabit kalite faktörüne sahip ikinci dereceden çok çıkışlı süzgeç devresine ait blok diyagram.

Blok diyagramın çıkış değişkenlerinin birbirleri ile olan ilişkilerini tanımlayan matris ifade aşağıda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \\ Y_5 \\ Y_6 \\ Y_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_0}{s + \omega_0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\omega_0}{s + \omega_0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -2 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \\ Y_5 \\ Y_6 \\ Y_7 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Blok diyagram üzerindeki değişkenlerin birbirleri ile olan ilişkilerinin açık hali aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$Y_1 = U + Y_2 - Y_3 \quad (5.16)$$

$$Y_2 = \frac{\omega_0}{s + \omega_0} Y_1 \quad (5.17)$$

$$Y_3 = \frac{\omega_0}{s + \omega_0} Y_2 \quad (5.18)$$

$$Y_4 = U - Y_2 \quad (5.19)$$

$$Y_5 = Y_2 - Y_3 \quad (5.20)$$

$$Y_6 = U - Y_2 + Y_3 \quad (5.21)$$

$$Y_7 = U - 2Y_2 + 2Y_3 \quad (5.22)$$

Yukarıdaki denklemleri kullanarak elde edilen süzgeç fonksiyonları aşağıdaki gibidir. Görüldüğü gibi Y_3 alçak geçiren süzgeci, Y_4 yüksek geçiren süzgeci, Y_5 band geçiren süzgeci, Y_6 çentik süzgeci, Y_7 ise tüm geçiren süzgeci ifade etmektedir.

$$Y_3 = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2} U \quad (5.23)$$

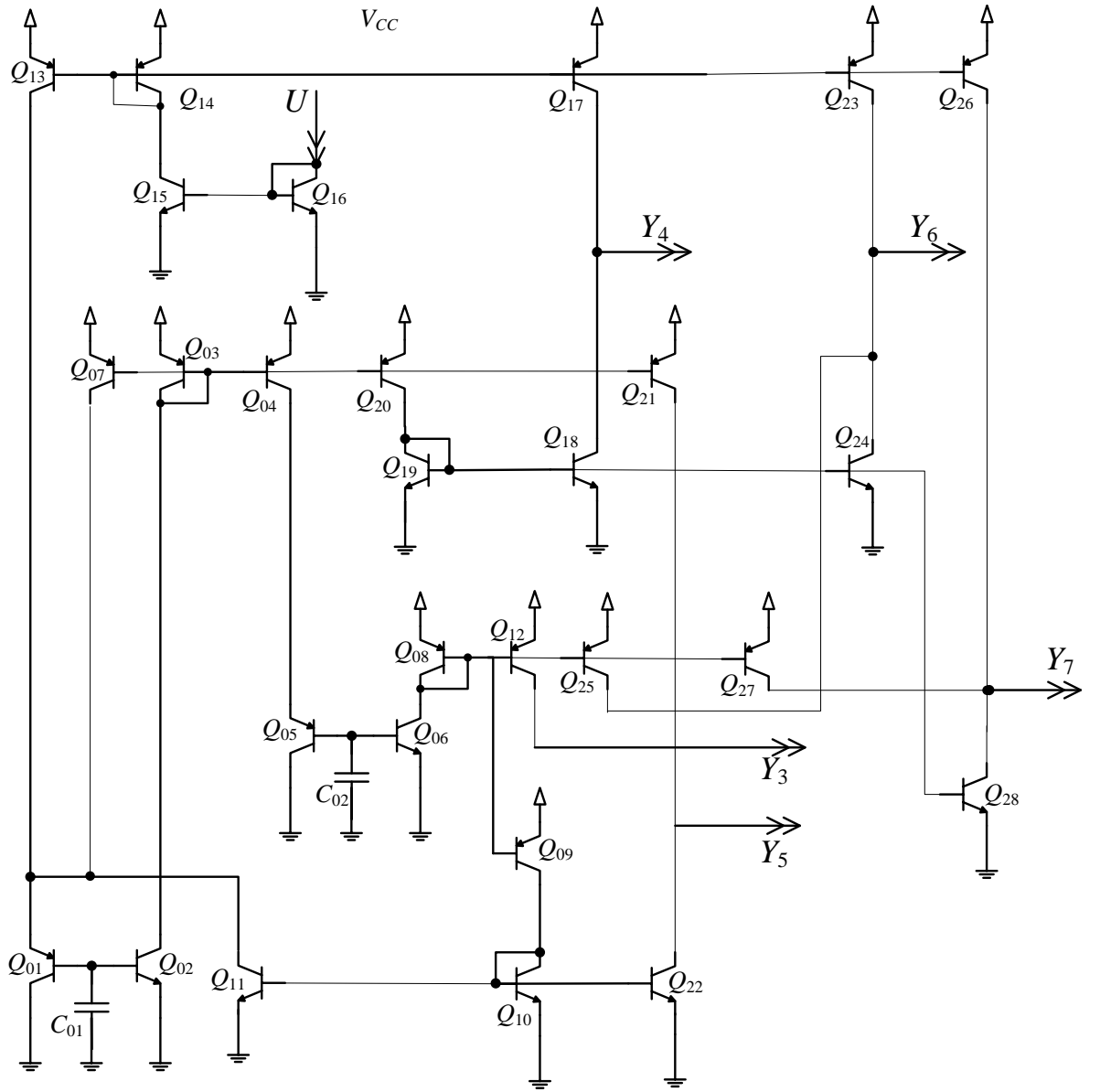
$$Y_4 = \frac{s^2}{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2} U \quad (5.24)$$

$$Y_5 = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2} U \quad (5.25)$$

$$Y_6 = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2} U \quad (5.26)$$

$$Y_7 = \frac{s^2 - \omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2} U \quad (5.27)$$

Yukarıdaki denklemleri sağlayan ve Şekil 5.5’de verilen blok şemaya uygun olarak elde edilen devre Şekil 5.6’da verilmiştir.



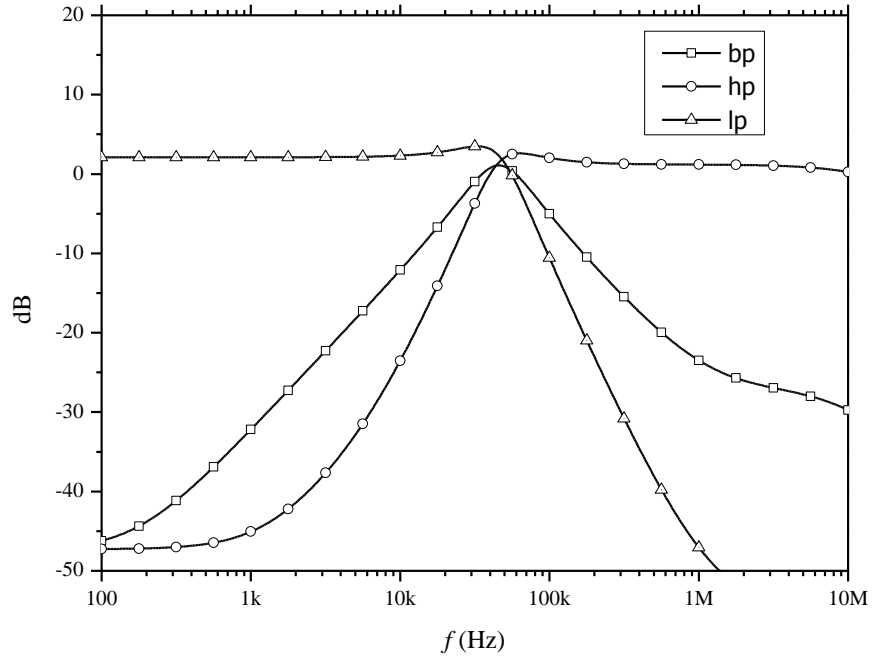
Şekil 5.6: $Q=1$ olduğu çok çıkışlı süzgeç devresi

5.3 Benzetim Sonuçları

Bu bölümde tasarlanan Şekil 5.4'de görülen ikinci dereceden süzgeç devresinin benzetimleri CBIC-R transistörü [10] kullanılarak PSpice benzetim programında yapılmıştır. Süzgeç devreleri 3 V'luk dc gerilim kaynağı ile beslenmiştir. Tüm benzetimlerde devrede yer alan kondansatörlerin her ikisinin de değeri $C_{01} = C_{02} = 30 \text{ pF}$ olarak seçilmiştir. Kalite faktörü ayarlanabilir olan birinci süzgeç devresinin alçak geçiren süzgeç için, band geçiren süzgeç için ve yüksek geçiren süzgeç için genlik çıkışları Şekil 5.7'de görülmektedir. Benzetimlerde kullanılan devre karakteristikleri aşağıdaki tabloda verilmiştir.

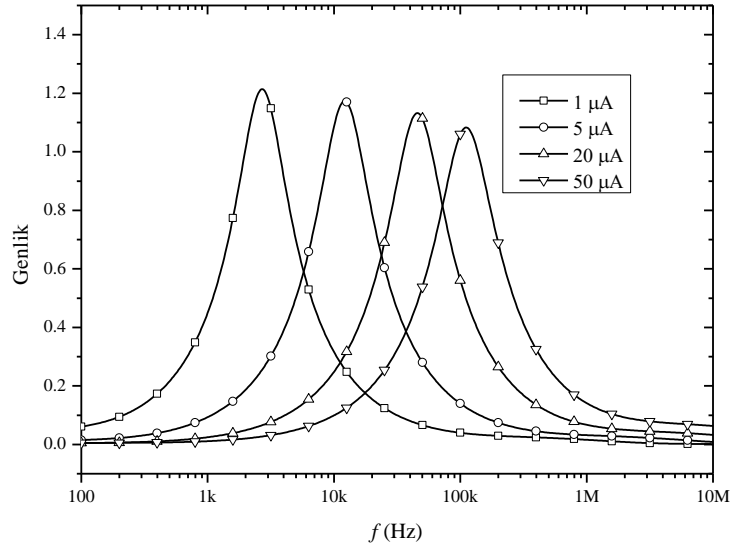
Tablo 5.2: Devre karakteristikleri

Karakteristik	Değeri
V_s	3V
I_f	20 μA
k_1	0.5
k_2	0.5
Q	1
C_1	30 pF
C_2	30 pF
BJT modeli	CBIC-R

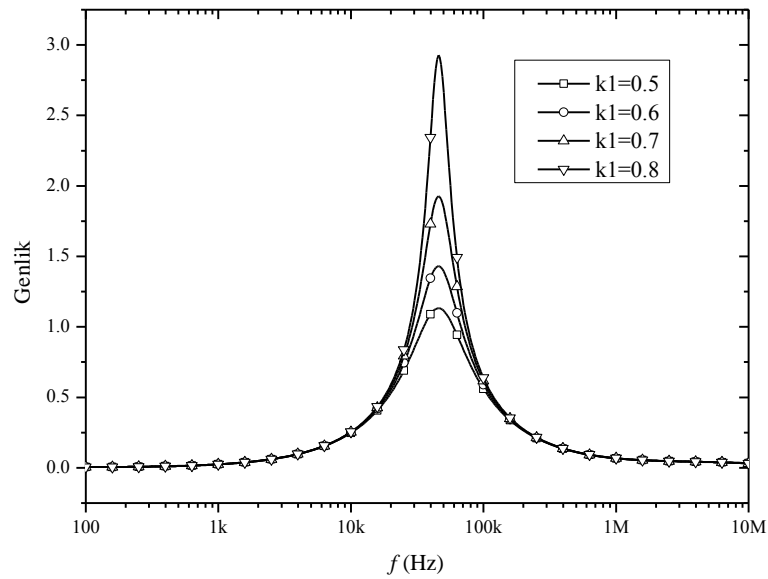


Şekil 5.7: Kalite faktörü ayarlanabilir devrenin genlik cevabı

Tasarlanan ikinci dereceden çok çıkışlı süzgeç devresinin daha önce de söylendiği gibi hem kesim frekansı hem de kalite faktörü elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Farklı dc akımlara karşı band geçiren süzgecin merkez frekansının elektronik olarak ayarlanması Şekil 5.8’de, yine dc akımlar ile belirlenen farklı k_1 değerlerine karşı k_2 değeri 0.5’de sabit kalmak kaydıyla kalite faktörünün değişimi Şekil 5.9’da verilmiştir.

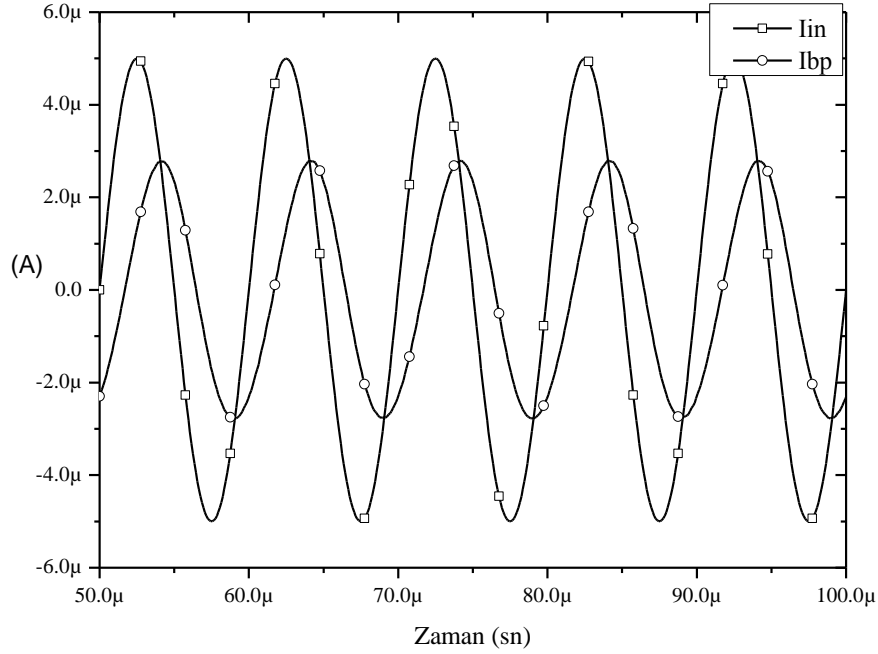


Şekil 5.8: Farklı dc akımlara göre merkez frekansının değişimi



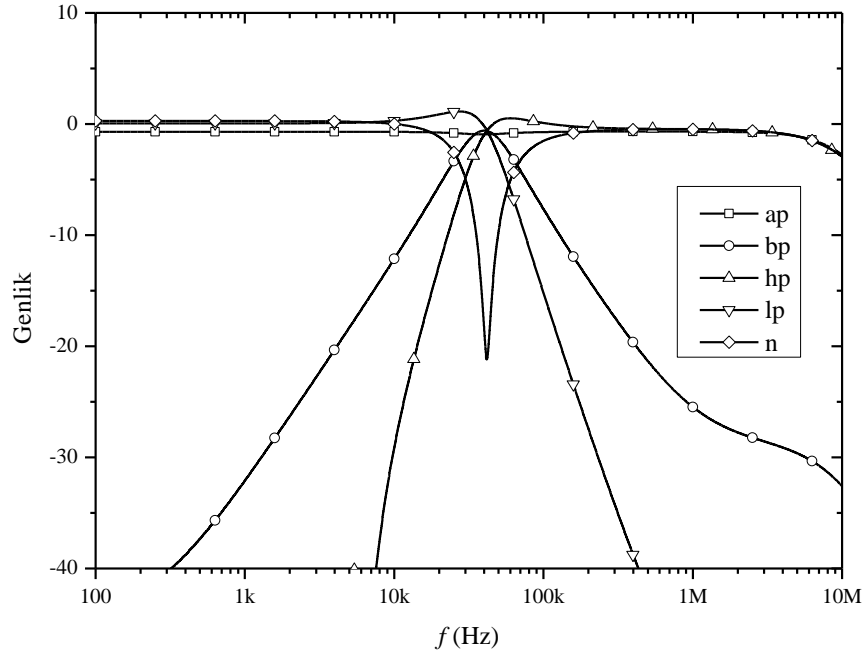
Şekil 5.9: Farklı dc akımlara göre kalite faktörünün değişimi

Giriş $5 \mu A$ genlikli 100 kHz frekanslı bir işaret uygulandığında band geçiren süzgecin çıkışında görülen işaret giriş işareti ile birlikte Şekil 5.10'da görülmektedir. Şekil 5.7, Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'dan da görüldüğü gibi 100 kHz civarında yaklaşık 0.5 katlık bir kazanç vardır. Şekil 5.10'da da görüldüğü gibi zaman ortamı çıkışı yaklaşık giriş işaretinin yarısına eşittir.

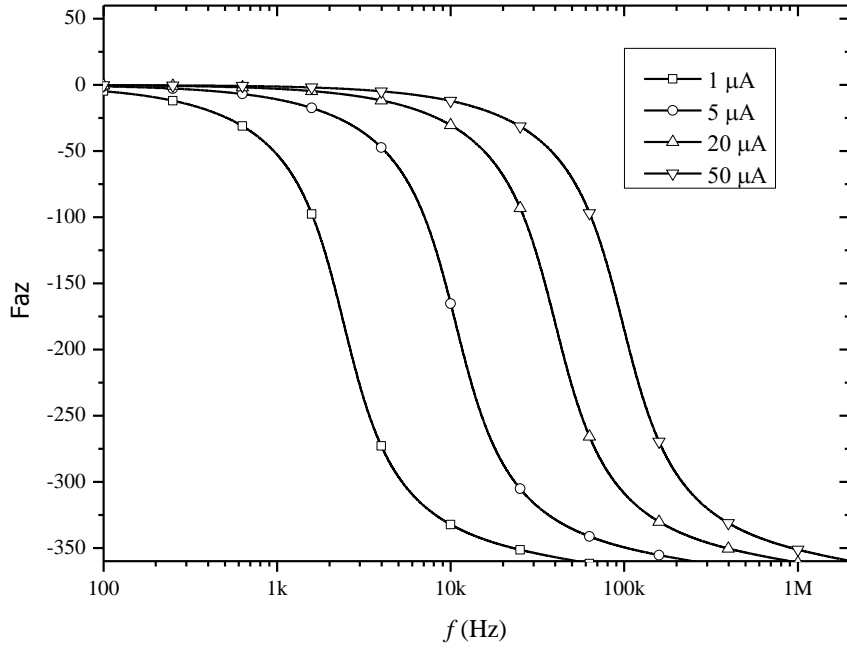


Şekil 5.10: Band geçiren süzgecin zaman ortamında giriş ve çıkış işaretleri

Kalite faktörünün ayarlanmadığı $Q = 1$ olduğu duruma ait devrenin benzetimleri aynı çalışma noktaları için tekrarlanmıştır. Yukarıda ayrıntılı olarak anlatıldığı gibi bu devre aynı anda alçak geçiren süzgeç, yüksek geçiren süzgeç, band geçiren süzgeç, tüm geçiren süzgeç ve çentik süzgeç çıkışlarını üretebilmektedir. Tüm süzgeç çıkışları ile elde edilen kazanç eğrileri Şekil 5.11'de verilmiştir. Ayrıca tüm geçiren süzgeç için faz grafiğinin farklı dc akımlara karşı olan değişimleri Şekil 5.12'de verilmiştir.



Şekil 5.11: Kalite faktörünün sabit olduğu devre için tüm süzgeçlere ait kazanç grafikleri



Şekil 5.12: Tüm geçiren süzgeç için faz grafiğinin farklı dc akımlara karşı olan değişimleri

5.4 Değerlendirme

Bu bölümde iki adet integral alıcı blok içeren geri besleme çevrimli blok diyagram kullanılarak elde edilen BJT tabanlı ikinci dereceden süzgeç yapısı sunulmuştur. Tasarlanan devrenin genel özellikleri aşağıda maddeler halinde sunulmuştur.

- Tasarlanan devre alçak geçiren, yüksek geçiren ve band geçiren süzgeç cevaplarını üretebilmektedir.
- Tasarlanan devrenin kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir.
- Tasarlanan devrenin kalite faktörü elektronik olarak ayarlanabilmektedir.
- Yüksek çıkış empedansına sahiptir. Ardı ardına bağlanmaya uygundur.
- Devrelerde direnç elemanı kullanılmamıştır.
- Topraklanmış kondansatör kullanılmıştır. Pasif eleman eşlenme şartı yoktur.
- Yaklaşık 2 dekatlık ayarlanabilir aralık elde edilmiştir.

Kalite faktörünün sabit olduğu ve 1'e eşit olduğu özel durum için blok diyagramda bazı değişiklikler yapılarak bu diyagrama uygun devre tasarlanmıştır. Bu devre aynı anda alçak geçiren süzgeç, yüksek geçiren süzgeç, band geçiren süzgeç, tüm geçiren süzgeç ve çentik süzgeç çıkışlarını üretebilmektedir.

Her iki devre için benzetimler ile elde edilen sonuçlar teorik analizler ile elde edilen sonuçlara tam uyumluluk göstermektedir. Bu bölümde geliştirilen kalite faktörü $\frac{1}{2}$ 'den büyük ikinci dereceden süzgeç ile yüksek dereceli süzgeçler elde edilebilir. Tasarlanan her iki devre mikroelektronik kullanımında rahatlıkla kullanılabilir.

6. AKIM KONTROLLÜ ELEKTRONİK AYARLANABİLİR DİRENÇ EŞDEĞER DEVRELERİ

Temel devre elemanları arasında yer alan direnç, akım ile gerilim arasında lineer bir ilişki sağladığından dolayı, süzgeç devreleri ya da osilatörler gibi elektronik devrelerde yaygın bir kullanıma sahiptir. İki uçlu bir devre elemanı olan direncin üzerine bir gerilim uygulandığında; direncin üzerinden, uygulanan gerilim ile sabit orantılı bir akım akışı meydana gelir. Bu sabit oranın tersi direnç devre elemanının değeri, uygulanan gerilim ile akan akım arasındaki ilişkide ohm kanunu olarak bilinir. Direnç devre elemanı elektronik devrelerde genellikle iki amaç için kullanılır. Bunlardan birincisi üzerinden akan akımın büyüklüğünü sınırlamak iken ikincisi ise gerilimi bölmektir. Her iki kullanım amacı direncin doğal akım gerilim ilişkisinin bir sonucudur. Direnç devre elemanı üzerine bir gerilim uygulandığında ancak değeri nispetinde bir akımın akışına izin verdiği için dolayı yüksek akımların akmasını kontrol altında bulundurmaya için direnç elemanı kullanılabilir. Örneğin lineer olmayan bir akım gerilim ilişkisine sahip aktif elemanın kullanıldığı bir yükseltici devresinde, yükselticiyi kazancın yaklaşık lineer olduğu bölgede çalıştırmak için direnç elemanından faydalanılabilir. Genellikle kullanılan direnç değerleri 1Ω 'dan $100 M\Omega$ 'a kadar yaklaşık 8 dekatlık aralıkta değişmektedir.

Direnç devre elemanının fonksiyonel işlevinden entegre devrelerde de sıkça faydalanılmaktadır. Entegre teknolojisine uygun fiziki direnç üretimi farklı yöntemler kullanılarak gerçekleştirilebilmektedir. Ancak bu tür yöntemler kullanılarak elde edilen fiziki dirençlerin bazı olumsuz yanları bulunmaktadır. Bu durumlardan bazıları şöyledir [98]:

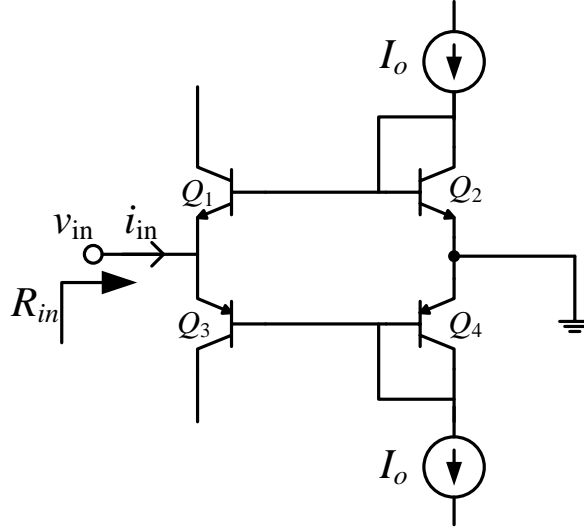
- Üretilen direnç yapılarının geniş alan kaplaması
- Üretilen dirençlerin istenilen değerlere tam olarak sahip olmaması
- Direnç değerinin değiştirilmesinin zor olması
- Direnç değerinin değiştirilebildiği erimin kısıtlı olması

Bu olumsuzlukların ortadan kaldırılması ve fiziki direnç elemanının sahip olmadığı (negatif değer gibi) bazı özelliklerin kullanılabilmesi için literatürde birçok direnç eşdeğer devreleri tasarlanmıştır [98-115]. Sunulan eşdeğer devrelerde BJT [98-105], CMOS [106-112], akım taşıyıcı [98], Op-Amp [113], OTA [114], [115] gibi farklı aktif elemanlardan faydalanılmıştır. Blok yapıların kullanıldığı eşdeğer direnç devreleri, her bir bloğun çok sayıda transistor içermesinden dolayı, entegre dirençlerin geniş alan kaplama sorununa çözüm olması zor görünmektedir.

Diğer taraftan elektronik ayarlanabilirlik entegre devre tasarımında, sunulan devrenin sahip olması istenilen önemli özelliklerden bir tanesidir. Bu özellik sayesinde eşdeğer direnç devresinin değeri herhangi bir donanım değişikliği olmadan sadece elektriksel büyüklükler olan akımın ya da gerilimin değiştirilmesi ile kolaylıkla değiştirilebilmektedir. Böylelikle hem üretim teknolojisinden ve ideal olmayan etkilerden kaynaklanan bozulmalar kolaylıkla giderilebilmekte hem de direnç değeri değiştirilerek sunulan devrenin farklı işlevleri yerine getirmesi sağlanabilmektedir. Elektronik ayarlama BJT tabanlı devrelerde genellikle akım ile yapılabilmekteyken, CMOS tabanlı devrelerde gerilim ile yapılabilmektedir. Kontrol büyüklüğü bir bakış açısı ile tasarlanan devrenin modunu belirleyebilmektedir. Buna göre akım ile ayar yapılabilen BJT tabanlı devreler akım modlu devre, gerilim ile kontrol edilebilen CMOS tabanlı devreler ise gerilim modlu devre olarak sınıflandırılabilir. Literatürde hem akım modlu [98-105] hem de gerilim modlu [106-112] birçok direnç eşdeğer devresi sunulmuştur. Akım modlu devreler ile gerilim modlu devreler karşılaştırıldığında ortaya çıkan akım modlu devrelerin sahip olduğu üstünlüklerden bazıları şunlardır; daha düşük güç tüketimine sahip olması, daha iyi lineer ilişkilere sahip olması, dinamik eriminin yüksek olması, çalışma bandının geniş olması [116].

6.1 Literatürde Sunulan BJT Tabanlı Direnç Eşdeğer Devrelerinin İncelenmesi

Literatürde BJT elemanı kullanılarak gerçekleştirilmiş birçok sayıda direnç eşdeğer devresi mevcuttur [98-105]. İlk sunulan devrelerden bir tanesi 1996 yılında yayımlanan AB sınıfı akım kontrollü direnç eşdeğer devresidir. Bu devre Şekil 6.1'de görülmektedir [99].



Şekil 6.1: AB sınıfı akım kontrollü direnç eşdeğer devresi [99]

Görüldüğü gibi devre kapalı bir çevrim içerisinde bulunan dört adet BJT ve Q_2 , Q_3 transistörlerden sabit dc akım akmasını sağlayan iki adet akım kaynağından oluşmaktadır. Her bir transistörün ileri yön akım kazancının $\beta \gg 1$ olduğunu kabul edelim. Transistörlerin akım gerilim ilişkisi Denklem (6.1)'de görüldüğü gibidir.

$$i_M = I_S \exp\left(\frac{v_M}{V_T}\right) \quad (6.1)$$

Denklemde, $M = 1,2,3,4$ olmak üzere, v_M transistörlerin baz emitör gerilimini ifade ederken i_M ise her bir transistörün akımını göstermektedir. Sunulan devredeki baz emitör gerilimleri arasındaki ilişkiler Denklem (6.2) ve Denklem (6.3)'de verilmiştir.

$$v_1 = v_2 - v_{IN} \quad (6.2)$$

$$v_3 = v_{IN} + v_4 \quad (6.3)$$

Sabit dc akım kaynağı ile kutuplanan transistörlerin akımları ve akım gerilim ilişkileri Denklem (6.4)'de ve Denklem (6.5)'de görülmektedir.

$$i_2 = I_o = I_S \exp\left(\frac{v_2}{V_T}\right) \quad (6.4)$$

$$i_4 = I_o = I_S \exp\left(\frac{v_4}{V_T}\right) \quad (6.5)$$

Devrede giriş düğümüne ait akım denklemi Denklem (6.6)'da verilmiştir.

$$i_1 + i_{IN} = i_3 \quad (6.6)$$

Akım denklemindeki transistor akımları yerine Denklem (6.1)'deki akım gerilim ilişkisi yazılıp her bir transistorun baz emitör gerilimi yerine de Denklem (6.2) ve Denklem (6.3)'de verilen gerilim ilişkileri yazılırsa Denklem (6.7) elde edilir.

$$I_S \exp\left(\frac{v_2 - v_{IN}}{V_T}\right) + i_{IN} = I_S \exp\left(\frac{v_4 + v_{IN}}{V_T}\right) \quad (6.7)$$

Üzerinden dc akım akan transistorların değerlerinin yerine yazılması ile Denklem (6.8) elde edilir.

$$I_o \exp\left(-\frac{v_{IN}}{V_T}\right) + i_{IN} = I_o \exp\left(\frac{v_{IN}}{V_T}\right) \quad (6.8)$$

Denklem (6.8)'in her iki tarafını $\exp\left(\frac{v_{IN}}{V_T}\right)$ ile çarpalım.

$$I_o + i_{IN} \exp\left(\frac{v_{IN}}{V_T}\right) = I_o \exp\left(\frac{2v_{IN}}{V_T}\right) \quad (6.9)$$

Denklem (6.9)'deki üstel ifadeleri Taylor serisine açıp V_T sıcaklığa bağlı gerilim ifadesinin v_{IN} giriş geriliminden yeteri kadar büyük olduğunu varsayarak ilk iki terimi dikkate alalım.

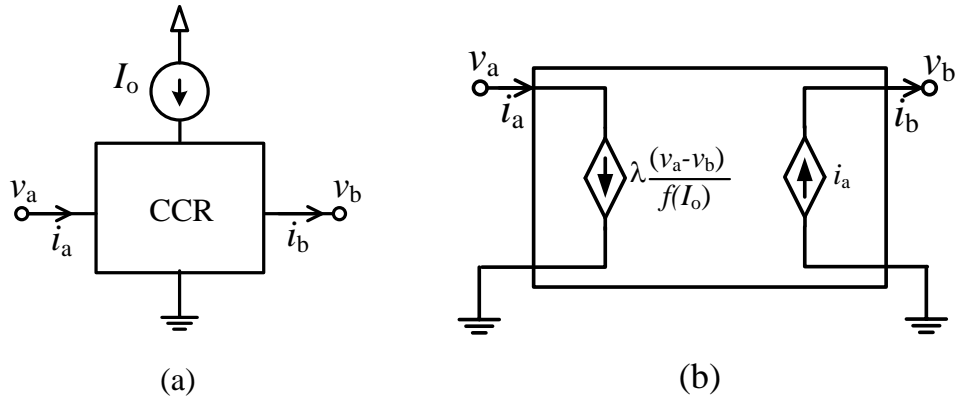
$$I_o + i_{IN} + i_{IN} \left(\frac{v_{IN}}{V_T}\right) = I_o + I_o \left(\frac{2v_{IN}}{V_T}\right) \quad (6.10)$$

Eğer $2I_o \gg i_{IN}$ olarak kabul edersek girişten görülen direnç değeri Denklem (6.11)'deki gibi olur.

$$R = \frac{v_{IN}}{i_{IN}} = \frac{V_T}{2I_o} \quad (6.11)$$

6.2 Önerilen Akım Kontrollü Direnç Eşdeğer Devresi

Önerilen akım kontrollü direnç eşdeğer devresinin (CCR) sembolik gösterimi ve bu gösterime ait matris ifadesi sırasıyla Şekil 6.2’de ve Denklem (6.12)’de verilmiştir. Eşdeğer devre tanımlamasında görüldüğü gibi biri gerilim kontrollü akım kaynağı diğeri akım kontrollü akım kaynağı olmak üzere iki adet bağımlı kaynak kullanılmıştır. Bu tanımlamadan da anlaşılacağı gibi gerilim kontrollü akım kaynağının değerini, bağımsız değişkeni akım olan fonksiyon ile değiştirmek suretiyle direnç eşdeğer devresinin uçları arasındaki potansiyel fark ile üzerinden akan akımın oranı kolaylıkla değiştirilebilir. Bunun anlamı şudur; önerilen devrenin eşdeğer direnç değeri elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Bu özellik sayesinde tasarlanan devre geniş bir çalışma alanına sahip olabilmektedir. Aynı zamanda hassas direnç değeri kolaylıkla elde edilebilmektedir.



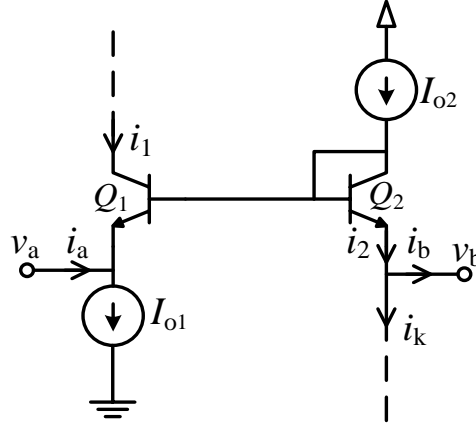
Şekil 6.2: Önerilen akım kontrollü direnç eşdeğer devresinin

a) blok gösterimi b) eşdeğer devre tanımlaması

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\lambda}{f(I_o)} & -\frac{\lambda}{f(I_o)} \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ v_a \\ v_b \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Denklemden $\lambda = \pm 1$ değeri alabilmektedir. λ parametre değerinin artı değer alması ile akım kontrollü pozitif direnç (CCPR) elde edilirken bu parametrenin negatif seçilmesi ile akım kontrollü negatif direnç (CCNR) elde edilir.

Önerilen akım kontrollü pozitif direnç eşdeğer devresinin basitleştirilmiş gösterimi Şekil 6.3’de verilmiştir. Devre iki adet npn BJT’den oluşmaktadır. BJT elemanı, aktif eleman olarak kullanılan iki kapılı bir temel devre elemanıdır. Elemanın kapıları arasında gerilim kontrollü akım kaynağı olarak kullanılabilen bir ilişki vardır. Devreyi incelemeye başlamadan önce ileri yön akım kazancının ve Early geriliminin çok büyük olduğunu ve her iki transistorun oda sıcaklığında çalıştığını varsayalım.



Şekil 6.3: Önerilen akım kontrollü pozitif direnç eşdeğer devresinin basitleştirilmiş gösterimi

Bu devrede v_a, v_b ve i_a, i_b kapı gerilimlerini ve akımlarını ifade etmektedir. İkinci transistorun emitör ucundan çekilen i_k akımı sunulan devrenin topraklanmış eşdeğer direnç devresi ya da yüzen eşdeğer direnç devresi olmasını belirleyen akımdır.

Yapılan tasarımın merkezinde, kapı akımlarının birbirine eşit olması ve bu akımların kapı gerilimleri arasındaki farkın lineer bir fonksiyonu olması yer almaktadır. Yapılan basit analizler sonucunda elde edilen transistor akımları aşağıda görüldüğü gibidir.

$$i_1 = I_{o1} - i_a \quad (6.13)$$

$$i_2 = I_{o2} = i_k + i_b \quad (6.14)$$

Kapı gerilimleri ve transistorların baz emitör gerilimleri arasındaki ilişki aşağıdaki denklemde verilmiştir.

$$v_a + v_1 = v_2 + v_b \quad (6.15)$$

Birinci transistörün akımı kapı gerilimleri ve ikinci transistörün baz emitör gerilimi cinsinden ifadesi Denklem (6.16)'da görülmektedir.

$$i_1 = I_S \exp\left(\frac{v_2 + v_b - v_a}{V_T}\right) \quad (6.16)$$

Buradan transistör akımlarının oranı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{i_1}{i_2} = \exp\left(\frac{v_b - v_a}{V_T}\right) \quad (6.17)$$

Kapı gerilimleri arasındaki fark sıcaklığa bağlı gerilim değerinden çok küçük olması durumunda ($|v_b - v_a| \ll V_T$) aşağıdaki denklem elde edilebilir.

$$i_a = (I_{o1} - I_{o2}) + \frac{v_a - v_b}{V_T} I_{o2} \quad (6.18)$$

Eğer birinci ve ikinci transistörü kutuplayan dc akımların değerleri biri birine eşit ise ($I_{o1} = I_{o2} = I_o$) giriş kapısının akım değeri aşağıdaki gibidir.

$$i_a = \frac{v_a - v_b}{V_T} I_o \quad (6.19)$$

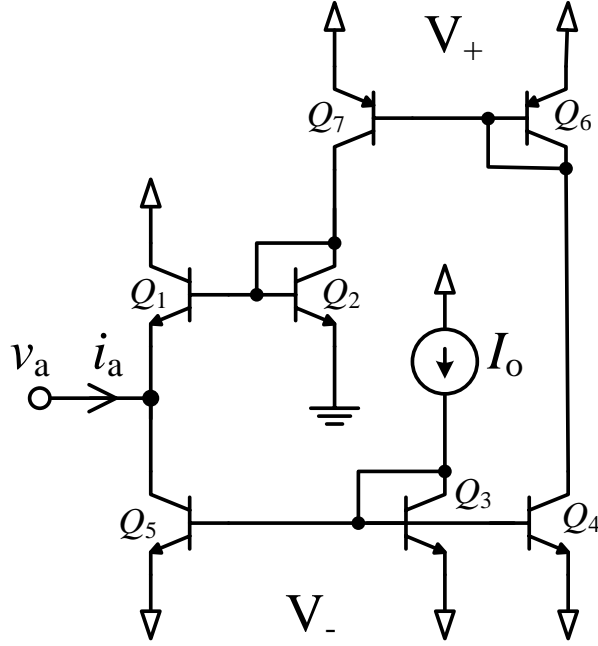
Şekil 6.3'de verilen devre mimarisinden hem akım kontrollü topraklanmış direnç (CCGR) hem de akım kontrollü yüzen direnç (CCFR) yapıları elde etmek mümkündür. Her iki durumda $i_a = i_b$ eşitliğini sağlayabilmek için $i_k = i_1$ seçilmelidir. CCGR, çıkış kapısının gerilimini sıfır seçerek ($v_b = 0$) elde edilir. CCGR'nin direnç değeri, R_g , Denklem (6.20)'de ve eşdeğer direnç devresi ise Şekil 6.4'de görülmektedir.

$$R_g = \frac{v_a}{i_a} = \frac{V_T}{I_o} \quad (6.20)$$

İkinci olarak çıkış kapısının gerilimini sıfırdan farklı seçerek ($v_b \neq 0$) CCFR elde edilir. Sunulan CCFR eşdeğer devresi Şekil 6.5'de bu devrenin direnç değeri, R_f , Denklem (6.21)'de verilmiştir.

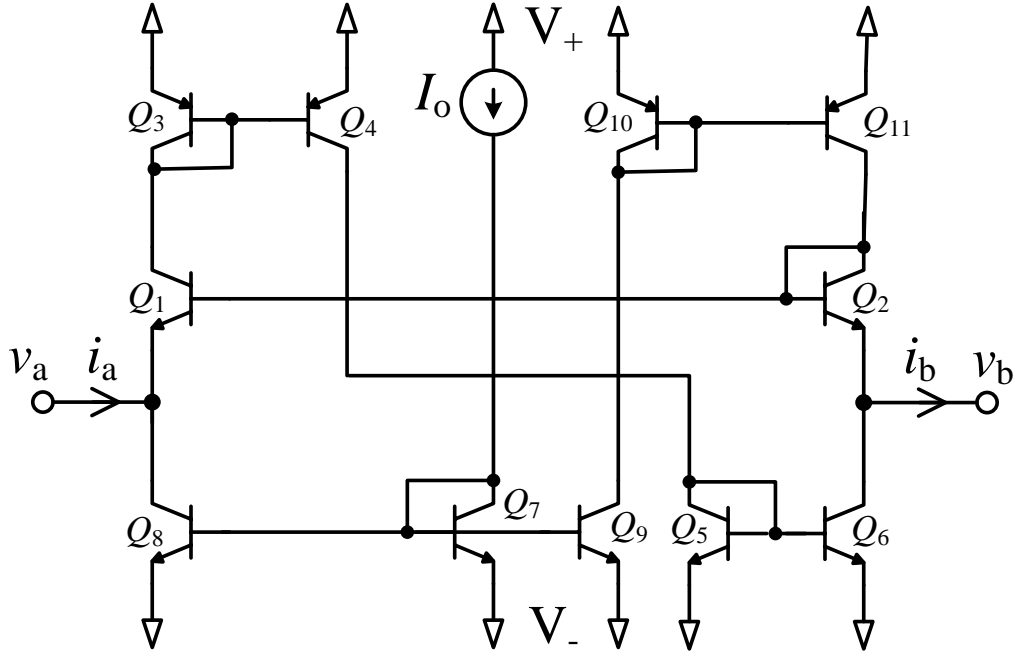
Tasarlanan her iki devrede kapı gerilimleri sıfıra eşit ($v_a = v_b = 0$) ise transistor akımları dc akım kaynağının değerine (I_o 'a) eşit olur ve sonuç olarak kapı akımları sıfıra eşit olur ($i_a = i_b = 0$).

$$R_f = \frac{v_a - v_b}{i_a} = \frac{V_T}{I_o} \quad (6.21)$$

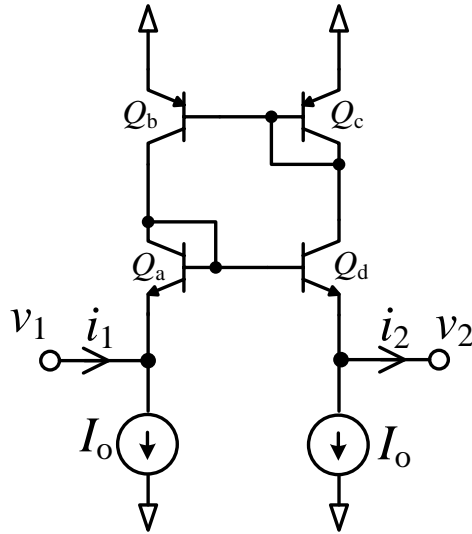


Şekil 6.4: Önerilen akım kontrollü topraklanmış direnç eşdeğer devresi (CCGR)

Negatif empedans dönüştürücü (NIC) devreleri gerilimi ile akımı arasında 180° faz farkı oluşturan osilatörler gibi birçok alanda uygulanan işlevsel bloktur. NIC devresi iki kısımdan oluşur. Bunlar ana kısım ve basit akım aynasının bulunduğu kısımdır. Devre temelde giriş gerilimini birim akım kazancı ile çıkışa aktarırken giriş akımını tersleyerek çıkışa aktarır. NIC devresine bir örnek Şekil 6.6'da görülmektedir.



Şekil 6.5: Önerilen akım kontrollü yüzen direnç eşdeğer devresi (CCFR)



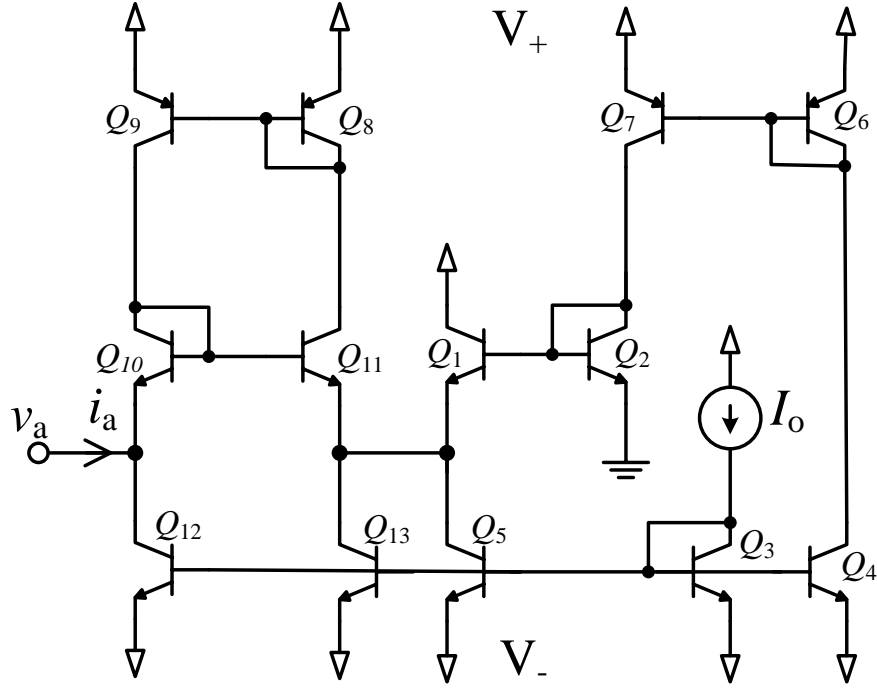
Şekil 6.6: Bir örnek NIC devresi

NIC devresinin akım gerilim ilişkileri aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

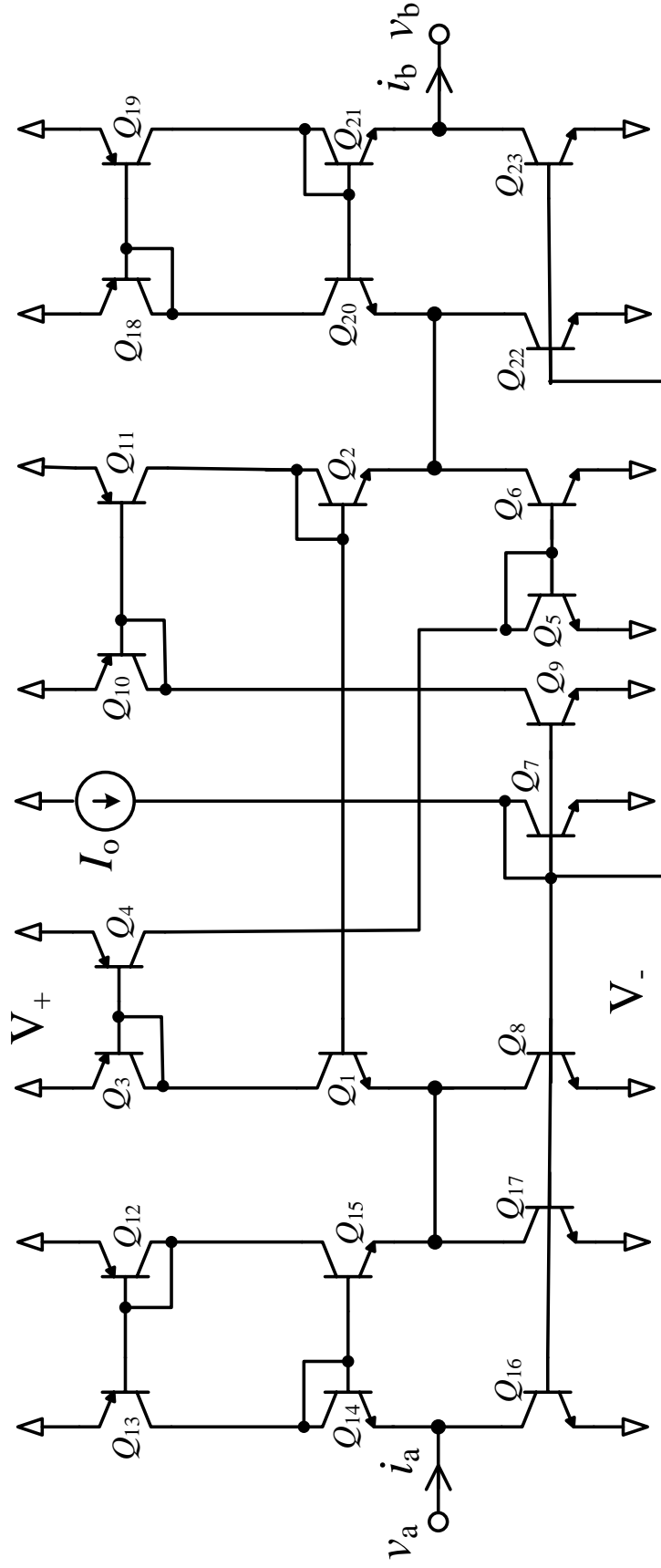
$$v_1 = v_2 \quad (6.22)$$

$$i_1 = -i_2 \quad (6.23)$$

Tasarlanan CCGR ve CCFR devrelerinin NIC devresi ile birlikte kullanılması ile akım kontrollü topraklanmış negatif direnç eşdeğer devresi (CCGNR) ve akım kontrollü yüzen negatif direnç eşdeğer devresi (CCFNR) elde edilebilir [117]. Sunulan CCGNR devresi Şekil 6.7’de CCFNR devresi Şekil 6.8’de verilmiştir.



Şekil 6.7: Önerilen akım kontrollü topraklanmış negatif direnç eşdeğer devresi (CCGNR)



Şekil 6.8: Önerilen akım kontrollü yüzen negatif direnç eşdeğer devresi (CCFNRR)

6.3 Sonlu β Etkisinin İdeal Olmayan Etkileri

Şekil 6.2’de verilen akım kontrollü pozitif direnç eşdeğer devresinde her bir transistor dc akım kaynağı ile kutuplanmıştır. Ancak tam devrede bu amaç için akım aynalarından faydalanılmıştır. Bilinmektedir ki BJT elemanından oluşan akım aynalarında, sonlu ileri yön akım kazancı etkilerinden dolayı, akım iletim oranı genellikle 1’den farklıdır. Bu etkiyi araştırmak ve tam olarak ortaya koymak için bu kısımda ayrıntılı analiz yapılmıştır.

Öncelikle kapı akımlarının sıfıra eşit olduğunu varsayalım ($i_a = i_b = 0$). CCGR için I_{o1} ’in ve I_{o2} ’nin I_o ile olan ilişkisi aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$I_{o1} = \zeta_g I_o \quad (6.24)$$

$$I_{o2} = \frac{\xi_g}{\varsigma_g} \zeta_g I_o \quad (6.25)$$

Burada,

$$\zeta_g = \frac{\beta_3 \beta_4 \beta_5}{\beta_3 \beta_4 \beta_5 + \beta_3 \beta_4 + \beta_3 \beta_5 + \beta_4 \beta_5} \quad (6.26)$$

$$\xi_g = \frac{\beta_6 \beta_7}{\beta_6 \beta_7 + \beta_6 + \beta_7} - \frac{1}{\beta_1 + 1} \quad (6.27)$$

$$\varsigma_g = \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \quad (6.28)$$

Benzer analizler CCFR için de yapılırsa aşağıdaki ilişkiler elde edilir.

$$I_{o1} = \zeta_f I_o \quad (6.29)$$

$$I_{o2} = \frac{\xi_f}{\varsigma_f} \zeta_f I_o \quad (6.30)$$

burada,

$$\zeta_f = \frac{\beta_7\beta_8\beta_9}{\beta_7\beta_8\beta_9 + \beta_7\beta_8 + \beta_7\beta_9 + \beta_8\beta_9} \quad (6.31)$$

$$\xi_f = \frac{\beta_{10}\beta_{11}}{\beta_{10}\beta_{11} + \beta_{10} + \beta_{11}} - \frac{1}{\beta_1 + 1} \quad (6.32)$$

$$\varsigma_f = \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \quad (6.33)$$

Yapılan analizler sonucunda görülmüştür ki ileri yön akım kazancına bağlı olarak kutuplama akımları birbirine tam olarak eşit olmayabilmektedir. Bundan sonra bu istenmeyen bozulmanın ne kadar olduğunun ve bu ideal olmayan etkinin nasıl yok edilebileceğinin ortaya konulması gerekmektedir.

Denklem (6.18)'de görüldüğü gibi kutuplama akımları birbirine eşit olmadığı zaman kapı gerilimleri sıfır olsa bile kapı akımları sıfırdan farklı olmaktadır. Bu durum ideal olmayan etkilerin bir sonucudur. Q_1 ve Q_2 kutuplama akımlarındaki bu bozulmayı incelemek için Matlab programı kullanılarak Monte Carlo analizi yapılmıştır. İleri yön akım kazancının istatistiksel karakteristikleri Tablo 6.1'de verilmiştir. Tablodan da görüldüğü gibi ileri yön akım kazancının dağılımı doğada birçok örneği olan normal dağılım olarak seçilmiştir. Yapılan Matlab benzetimlerin her birinde 10000 örnek alınmış ve her benzetim 100 defa tekrarlanmıştır. Devredeki dc akım değeri (I_o) $100 \mu A$ olarak belirlenmiştir. İleri yön akım kazançlarının değerleri CBIC-R transistorların akım kazancı [10] ile aynı olarak seçilmiştir. CCGR ve CCFR için Monte Carlo analizi için yazılan Matlab programı aşağıda görüldüğü gibidir.

Yapılan benzetimler sonucunda CCGR ve CCFR için I_{o1} 'in, I_{o2} 'nin ve $(I_{o1} - I_{o2})$ 'nin ortalama değerleri ve standart sapmaları Tablo 6.2 ve Tablo 6.3'de görülmektedir.

Tablo 6.1: İleri yön akım kazancının istatistiksel karakteristikleri

İstatiksel Karakteristik	Değer
Tüm npn transistorların ortalama β değeri	137,5
Tüm pnp transistorların ortalama β değeri	110
Tüm β değeri için standart sapma değeri	1
Tüm β 'lar için dağılım	Normal (Gaussian)
Örnek sayısı	10000
Benzetim sayısı	100

Tablo 6.2: Monte Carlo benzetimi sonucunda elde edilen CCGR'nin istatistiksel karakteristikleri

	I_{o1}	I_{o2}	$(I_{o1} - I_{o2})$
CCGR'nin ortalama değeri	97.865 μA	94.720 μA	3.14 μA
CCGR'nin standart sapması	8.79 nA	15.62 nA	13 nA

Tablo 6.3: Monte Carlo benzetimi sonucunda elde edilen CCFR'nin istatistiksel karakteristikleri

	I_{o1}	I_{o2}	$(I_{o1} - I_{o2})$
CCFR'nin ortalama değeri	97.865 μA	94.720 μA	3.14 μA
CCFR'nin standart sapması	8.79 nA	15.59 nA	13.1 nA

Tablolardan da görüldüğü gibi ileri yön akım kazancının sonlu olmasından dolayı yaklaşık 3.14 μA 'lık hata akımı oluşmaktadır. Bu etki çeşitli yöntemler kullanılarak yok edilebilir. Örneğin bazı BJT'lerin emitör alanlarının değiştirilmesi bu yöntemlerden birisidir. Bu sayede akım iletim oranının yaklaşık bir olması sağlanabilir. Bir diğer yöntem ise akım aynalarındaki kollektörü ile bazı kısa devre edilmiş transistörlerde kısa devre yerine bir BJT bağlamaktır. Bu yöntem sayesinde kollektörden baza giden akım miktarını önemli ölçüde azaltabiliriz.

6.3.1 CCGR'nin Monte Carlo analizi için Matlab programı

```
%
clear all
clc
n = 10000;
Io=100e-6;
for i=1:100
    B1(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 137.5;
    B2(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 137.5;
    B3(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 137.5;
    B4(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 137.5;
    B5(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 137.5;
    B6(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 110;
    B7(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 110;

    x1g(:,i)=(B3(:,i).*B4(:,i).*B5(:,i))./((B3(:,i).*B4(:,i).*B5(
    :,i))+...

    (B3(:,i).*B4(:,i))+(B3(:,i).*B5(:,i))+(B4(:,i).*B5(:,i)));

    x2g(:,i)=(B6(:,i).*B7(:,i))./((B6(:,i).*B7(:,i))+(B6(:,i))+..
    .
    (B7(:,i)))-(1./(B1(:,i)+1));
    x3g(:,i)=(B2(:,i)+1)./B2(:,i);
    Io1(:,i)=x1g(:,i)*Io;
    Io2(:,i)=(x2g(:,i)./x3g(:,i)).*x1g(:,i)*Io;
end

Io1son=mean(Io1');
Io2son=mean(Io2');
Idif=(Io1son-Io2son);

figure,subplot(3,1,1),hist(Io1son,100);
title('Io1')
subplot(3,1,2),hist(Io2son,100);
title('Io2')
subplot(3,1,3),hist(Idif,100);
title('Idif')

Io1_mean = mean(Io1son)
Io1_std = std(Io1son)

Io2_mean = mean(Io2son)
Io2_std = std(Io2son)

Idif_mean = mean(Idif)
Idif_std = std(Idif)
```

6.3.2 CCFR'nin Monte Carlo analizi için Matlab programı

```
%
clear all
clc
n = 10000;
Io=100e-6;
for i=1:100
    B1(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 137.5;
    B2(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 137.5;
    B11(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 137.5;
    B8(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 137.5;
    B9(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 137.5;
    B10(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 110;
    B11(:,i)= ( randn(n,1) * 1 ) + 110;

x1g(:,i)=(B11(:,i).*B8(:,i).*B9(:,i))./(B11(:,i).*B8(:,i).*
..
    B9(:,i))+B11(:,i).*B8(:,i))+B11(:,i).*B9(:,i))+...
    (B8(:,i).*B9(:,i)));

x2g(:,i)=(B10(:,i).*B11(:,i))./(B10(:,i).*B11(:,i))+B10(:,i)
..
    (B11(:,i)))-(1./(B1(:,i)+1));
x3g(:,i)=(B2(:,i)+1)./B2(:,i);
Io1(:,i)=x1g(:,i)*Io;
Io2(:,i)=(x2g(:,i)./x3g(:,i)).*x1g(:,i)*Io;
end

Io1son=mean(Io1');
Io2son=mean(Io2');
Idif=(Io1son-Io2son);

figure,subplot(3,1,1),hist(Io1son,100);
title('Io1')
subplot(3,1,2),hist(Io2son,100);
title('Io2')
subplot(3,1,3),hist(Idif,100);
title('Idif')

Io1_mean = mean(Io1son)
Io1_std = std(Io1son)

Io2_mean = mean(Io2son)
Io2_std = std(Io2son)

Idif_mean = mean(Idif)
Idif_std = std(Idif)
```

6.4 Tasarlanan Direnç Eşdeğer Devrelerinin Uygulamaları

Tasarlanan direnç eşdeğer devrelerinin geçerliliğini göstermek için iki adet uygulama devresi sunulmuştur. Asıl devrede yer alan gerek topraklanmış gerekse yüzen direnç devre elemanları yerine önerilen eşdeğer devre mimarileri yerleştirilmiş ve bu yapılar kullanılarak PSpice programında gerekli benzetimler yapılmıştır. Seçilen iki adet uygulama devresi şunlardır; ikinci dereceden band geçiren süzgeç ve bobin eşdeğer devresi.

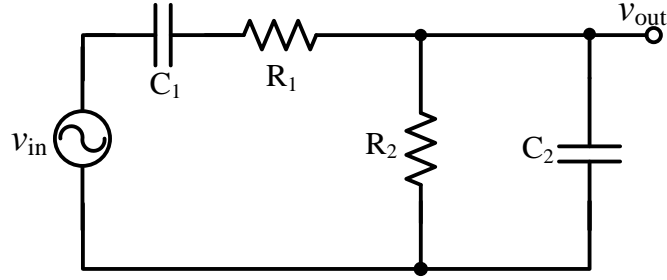
6.4.1 İkinci dereceden band geçiren süzgeç uygulama devresi

Band geçiren süzgeç devresi iki adet kondansatör ve biri topraklanmış diğeri yüzen olmak üzere iki adet direnç devre elemanlarından oluşmaktadır. Asıl devrede bulunan pasif direnç elemanları yerine önerilen akım kontrollü direnç eşdeğer devrelerinin konulması ile merkez frekansı kontrol edilebilen ikinci dereceden band geçiren süzgeç devresi elde edilmiştir. Asıl devre ve pasif direnç elemanı içermeyen devre yapısı Şekil 6.9'da görülmektedir. Denk devrede kullanılan direnç eşdeğer devrelerinin eşlenmesi Tablo 6.4'de görülmektedir.

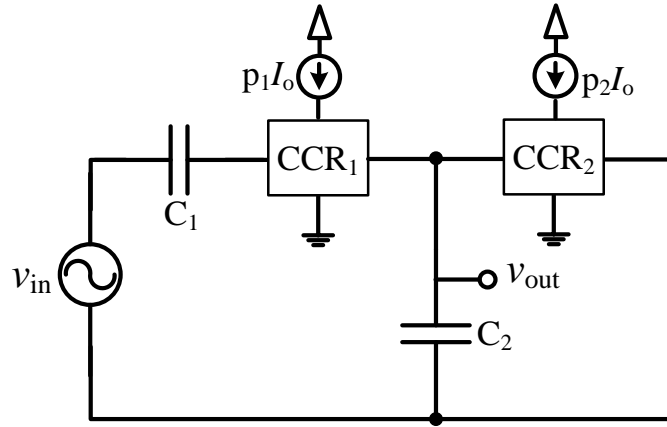
Tablo 6.4: Birinci uygulama devresi için denk devrede kullanılan direnç eşdeğer devrelerinin eşlenmesi

Denk devredeki eleman ismi	Eşdeğer direnç elemanın ismi
CCR1	CCFR
CCR2	CCGR

Kontrol akımı olarak bir akım aynasından faydalanılmıştır. Akım aynası $p_1 I_o$ ve $p_2 I_o$ olmak üzere iki adet akım üretmektedir. Bu akımlar I_o akımının lineer bir fonksiyonudur.



(a)



(b)

Şekil 6.9: Band geçiren süzgeç uygulaması (a) asıl devre (b) önerilen direnç eşdeğer devrelerinin kullanıldığı denk devre

Denklem (6.34)'de ikinci dereceden band geçiren uygulama devresinin transfer fonksiyonu görülmektedir.

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{s \frac{1}{R_1 C_2}}{s^2 + s \frac{C_1(R_1 + R_2) + R_2 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (6.34)$$

Bu devrenin kesim frekansı Denklem (6.35)'de kalite faktörünün ifadesi ise Denklem (6.36)'da verilmiştir.

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (6.35)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_1(R_1 + R_2) + R_2 C_2} \quad (6.36)$$

Eğer kondansatörlerin değeri birbirine eşit ($C_1 = C_2 = C$) seçilirse ve tasarlanan eşdeğer direnç devrelerinin kontrol akımları birbirine eşdeğer ($R_1 = R_2 = R$) seçilirse devrenin merkez frekansı ve kalite faktörü aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad (6.37)$$

$$Q = \frac{1}{3} \quad (6.38)$$

6.4.2 Bobin eşdeğer devresi

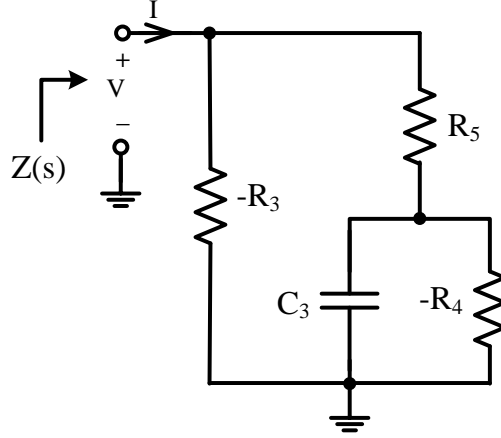
Negatif direnç eşdeğer devrelerinin çalışmasını kontrol etmek için bobin eşdeğer devresi ikinci uygulama devresi olarak seçilmiştir. Asıl devre ve önerilen eşdeğer direnç devrelerinin kullanıldığı denk devre Şekil 6.10'da görülmektedir. Asıl devre iki adet topraklanmış negatif direnç, bir adet yüzen pozitif direnç ve bir adet kondansatörden oluşmaktadır. Devrenin girişinden bakıldığında kayıpsız topraklanmış negatif bobin eşdeğeri görülmektedir. Sunulan devrede CCR3, CCR4 ve CCR5 sırasıyla CCGNR, CCGNR ve CCFR olarak kullanılmıştır.

Tablo 6.5: Birinci uygulama devresi için denk devrede kullanılan direnç eşdeğer devrelerinin eşlenmesi

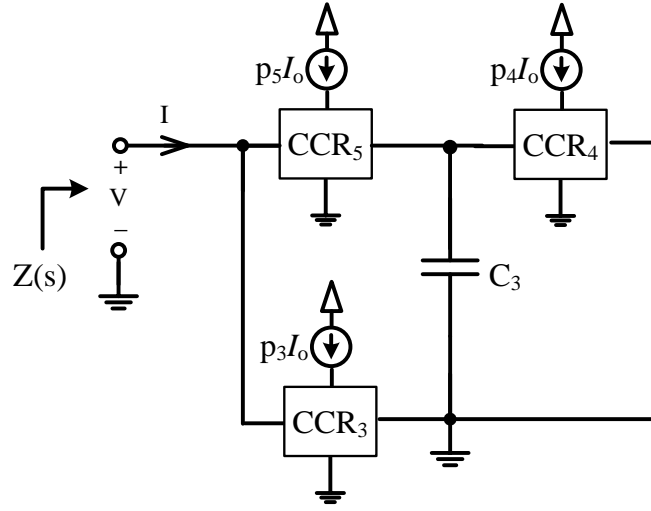
Denk devredeki eleman ismi	Eşdeğer direnç elemanın ismi
CCR ₃	CCGNR
CCR ₄	CCGNR
CCR ₅	CCFR

Eğer p ölçekleme değerleri birbirine eşit seçilirse ($p_3 = p_4 = p_5$) akım kontrollü direnç eşdeğer devrelerinin değerleri birbirine eşit olur ($|R_3| = |R_4| = |R_5| = R$). Bu durumda elde edilen bobin eşdeğer değeri aşağıdaki denklemde görülmektedir.

$$L_{eq} = -CR^2 \quad (6.39)$$



(a)



(b)

Şekil 6.10: Bobin eşdeğer devre uygulaması (a) asıl devre (b) önerilen direnç eşdeğer devrelerinin kullanıldığı denk devre

6.5 Benzetim Sonuçları

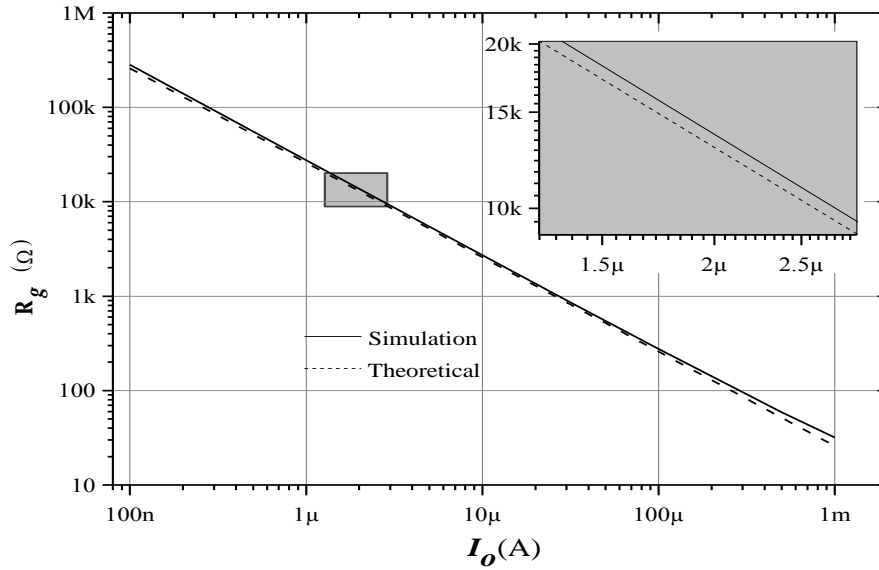
Yapılan teorik tasarımı desteklemek için sunulan tüm devreler PSpice benzetim programında CBIC-R transistor modelleri kullanılarak [10] 27°C'de benzetimleri yapılmıştır. Elde edilen tüm sonuçlar teorik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Zaman ortamında ve frekans ortamında yapılan benzetimler sonucunda teorik sonuçlar ile benzetim sonuçlarının yeteri kadar birbiri ile uyumlu olduğu görülmüştür.

Sunulan tüm devreler $\pm 1.5 V$ beslemede çalıştırılmıştır. Kontrol akımı $I_o = 10 \mu A$ iken herbir eşdeğer direnç devresinin güç tüketimi Tablo 6.6’da verilmiştir.

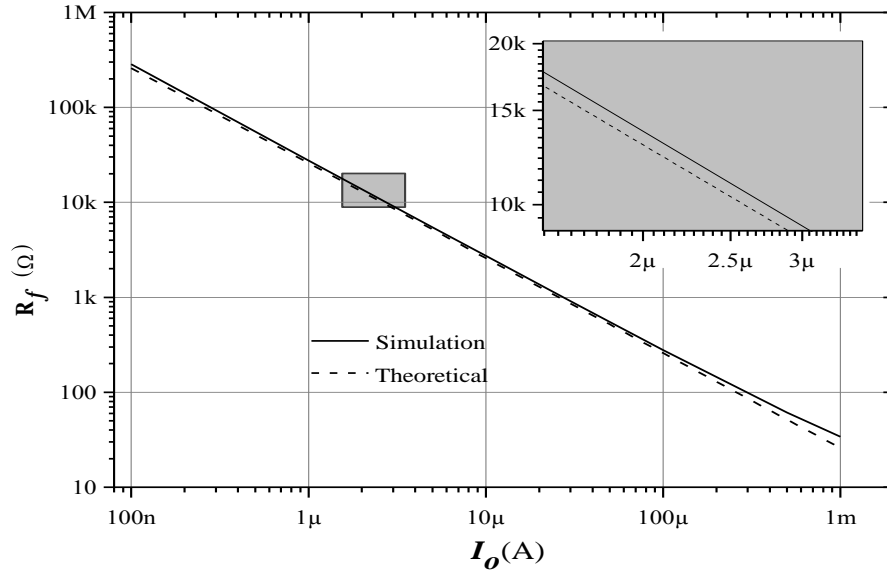
Tablo 6.6: Sunulan eşdeğer direnç devrelerinin güç tüketimleri

Eşdeğer direnç türü	Güç tüketimi
CCGR	$87.8 \mu W$
CCFR	$131 \mu W$
CCGNR	$147 \mu W$
CCFNR	$190 \mu W$

CCGR ve CCFR eşdeğer devreleri için farklı kontrol akımlarına göre empedans değerleri sırasıyla Şekil 6.11’de ve Şekil 6.12’de verilmiştir. Teorik elde edilen sonuçlar ile benzetim sonucunda elde edilen sonuçların birlikte verildiği grafiklerde görülmektedir ki her iki sonuç birbirine çok yakın seyretmektedir. Bu sebepten küçük bir aralık için büyütülmüş grafik sonuçları şekillerin üst sağ köşesinde verilmiştir.

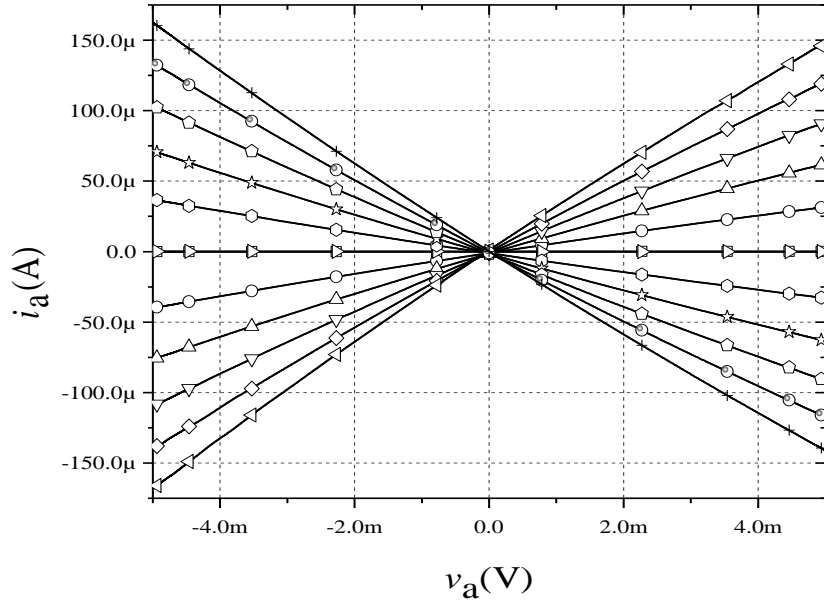


Şekil 6.11: CCGR’nin farklı kontrol akımları için direnç değerleri



Şekil 6.12: CCFR'nin farklı kontrol akımları için direnç değerleri

Kontrol akımı I_o 'ın farklı değerleri için topraklanmış ve yüzen direnç eşdeğer devrelerinin $v - i$ karakteristikleri Şekil 6.13'te ve Şekil 6.14'de sırasıyla görülmektedir. Bu grafiklerde her bir lineer doğru giriş geriliminin değiştirilip giriş akımının ölçülmesi ile elde edilmiştir. Kontrol akımı I_o 'ın değerinin değiştirilmesi ile farklı eğime sahip lineer doğrular elde edilmiştir. Her bir doğrunun eğimi iletkenliği göstermektedir. Negatif eğime sahip doğrular negatif direnç devrelerinden elde edilmiştir. Vurgulanması gereken diğer bir nokta da kapı gerilimleri sıfır iken akımların sıfır olarak ölçülmesidir. Lineer olmayan analizin yapıldığı kısımda da ayrıntılı olarak değinildiği gibi sonlu ileri yön akım kazancından sebeplenerek küçük dc öteleme akımı, gerekli BJT'lerin emitör alanlarının değiştirilmesi ile yok edilmiştir.



CCGR:

—□— $I_o=1\mu\text{A}$, —○— $I_o=200\mu\text{A}$, —△— $I_o=400\mu\text{A}$,

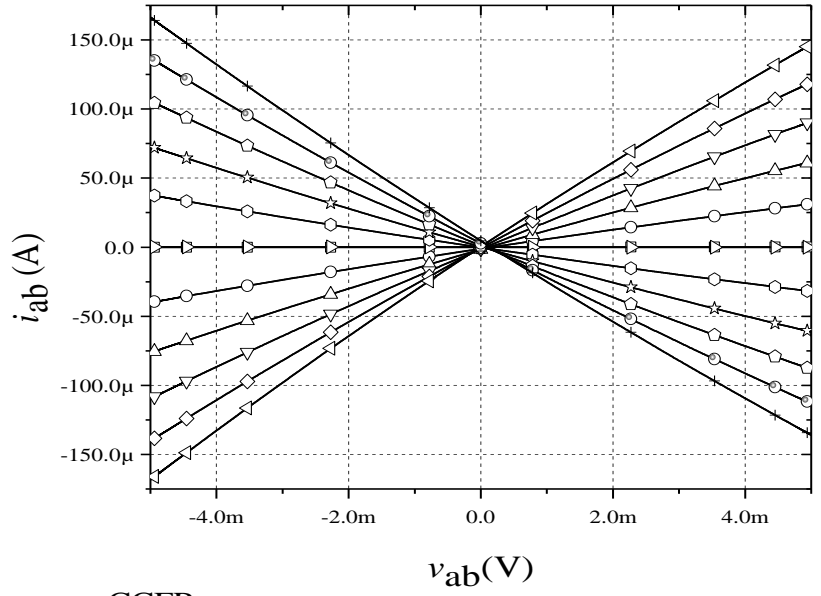
—▽— $I_o=600\mu\text{A}$, —◇— $I_o=800\mu\text{A}$, —◁— $I_o=1000\mu\text{A}$

CCGNR:

—▷— $I_o=1\mu\text{A}$, —○— $I_o=200\mu\text{A}$, —☆— $I_o=400\mu\text{A}$,

—◇— $I_o=600\mu\text{A}$, —⊙— $I_o=800\mu\text{A}$, —+— $I_o=1000\mu\text{A}$

Şekil 6.13: Topraklanmış direnç eşdeğer devreleri için farklı kontrol akımları için v - i karakteristiği



CCFR:

—□— $I_o = 1\mu\text{A}$, —○— $I_o = 200\mu\text{A}$, —△— $I_o = 400\mu\text{A}$,

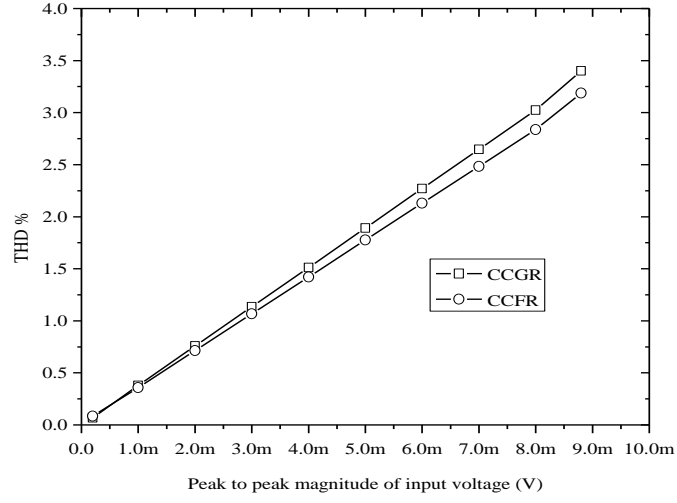
—▽— $I_o = 600\mu\text{A}$, —◇— $I_o = 800\mu\text{A}$, —◁— $I_o = 1000\mu\text{A}$

CCFNR:

—▷— $I_o = 1\mu\text{A}$, —○— $I_o = 200\mu\text{A}$, —☆— $I_o = 400\mu\text{A}$,

—◇— $I_o = 600\mu\text{A}$, —◊— $I_o = 800\mu\text{A}$, —+— $I_o = 1000\mu\text{A}$

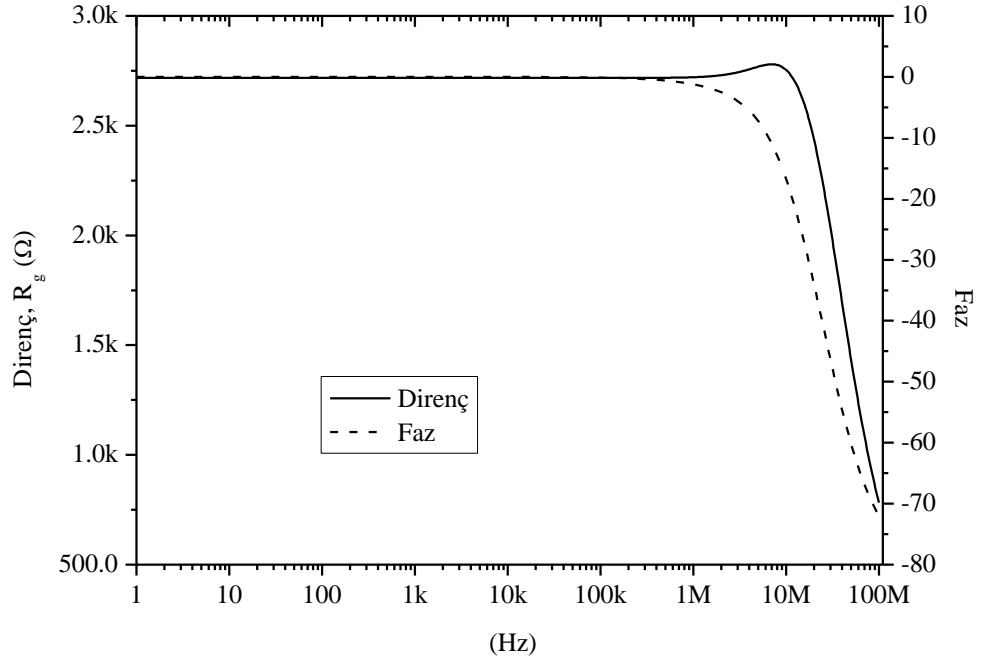
Şekil 6.14: Yüzen direnç eşdeğer devreleri için farklı kontrol akımları için v - i karakteristiği



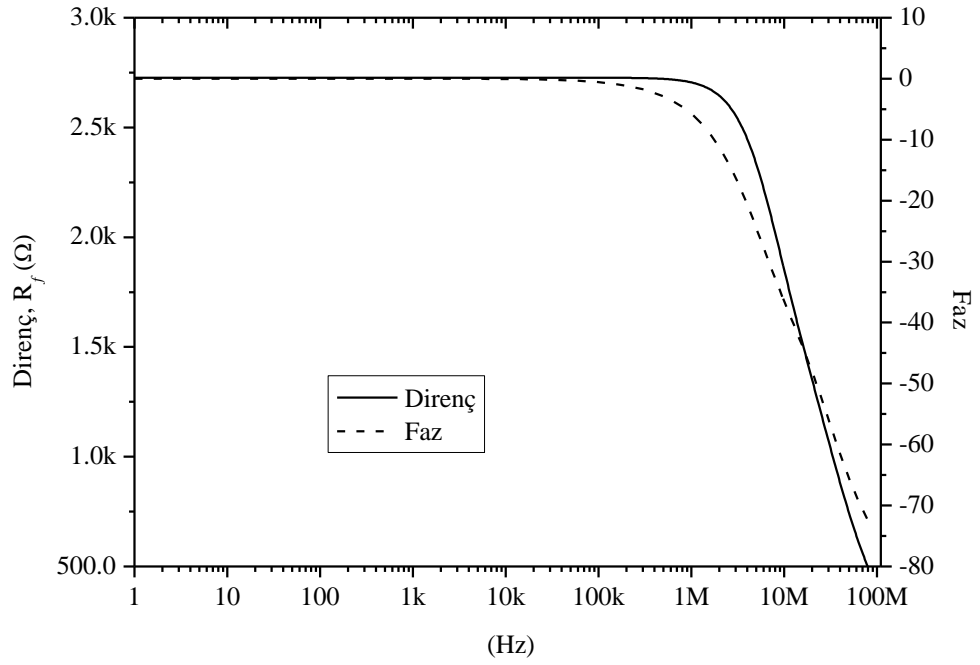
Şekil 6.15: CCGR ve CCFR için THD değerleri

Şekil 6.15’de CCGR ve CCFR direnç eşdeğer devrelerinin her ikisi için, kontrol akımı $I_0 = 750 \mu A$ iken, girişe uygulanan gerilimin genlik değerinin değiştirilip giriş akımının THD değerinin ölçülmesi ile elde edilen grafik görülmektedir. Grafikten de görüldüğü gibi en büyük THD değeri giriş gerilimi $8.8 mV$ iken CCGR için %3.4 olarak bulunmuştur.

Tasarlanan CCGR ve CCFR direnç eşdeğer devrelerinin farklı frekanslardaki genlik ve faz değişimleri de sunulan devrelerin çalışma band genişliğini gözlemlemek amacıyla araştırılmıştır. Her iki direnç eşdeğer devresinin genlik ve faz yanıtı Şekil 6.16 ve Şekil 6.17’de sırasıyla verilmiştir. Grafikler incelendiğinde yaklaşık 6 dekat empedans değerinin değişmeden kaldığı ve faz yanıtının bu aralıkta yaklaşık sıfır derece olarak kaldığı görülmektedir.



Şekil 6.16: CCGR'nin kazanç ve faz yanıtı



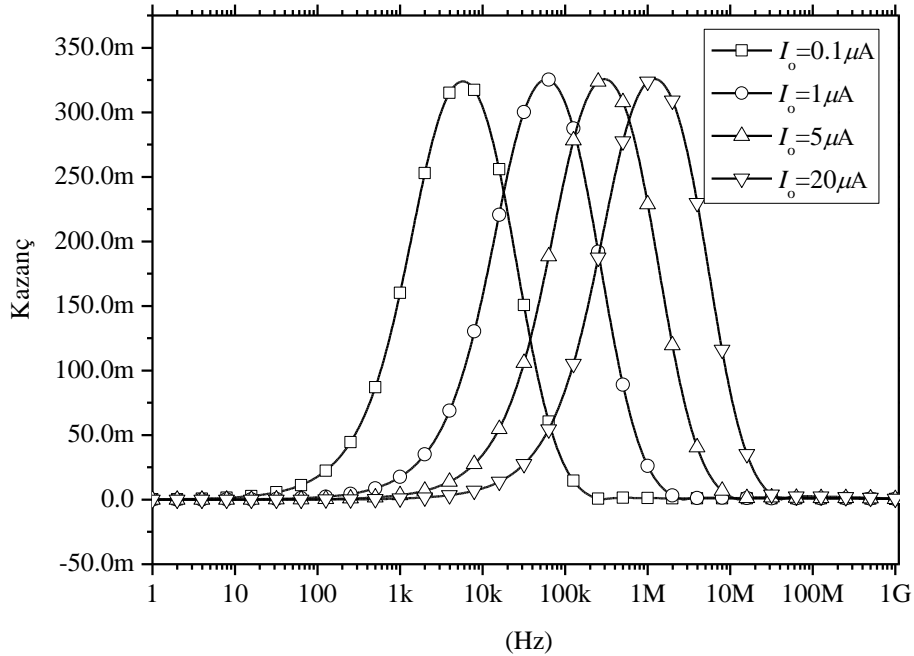
Şekil 6.17: CCFR'nin kazanç ve faz yanıtı

Tasarlanan direnç eşdeğer devrelerinin geçerliliğini göstermek için örnek olarak verilen uygulama devreleri de PSpice benzetim programı kullanılarak analiz edilmiştir. Topraklanmış ve yüzen direnç eşdeğer devre elemanları içeren uygulama devrelerinin benzetimlerinde CBIC-R transistor modelleri kullanılmıştır.

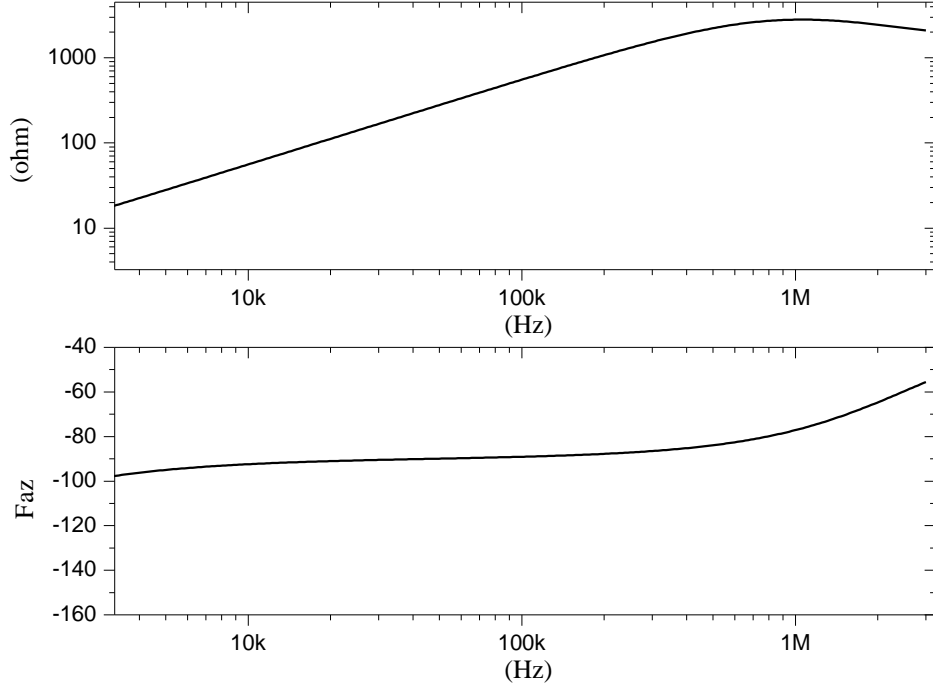
İkinci dereceden band geçiren süzgeç uygulama devresinin frekans yanıtı Şekil 6.18’de verilmiştir. Şekilde dört farklı kontrol akımı için elde edilen farklı merkez frekansına sahip frekans yanıtları görülmektedir. Yani pasif direnç elemanlarının tasarlanan direnç eşdeğer devreleri ile yer değiştirmesi ile pasif devre yapısı merkez frekansı ayarlanabilir süzgeç devresi haline dönüştürülmüştür.

Diğer bir uygulama devresi olan bobin eşdeğer devresinin benzetimi aynı transistor modeli kullanılarak yapılmıştır. Benzetimler sonucu elde edilen frekans yanıtı Şekil 6.19’da görülmektedir. Şekil frekansa göre hem genlik hem de faz değişimini göstermektedir.

Her iki uygulama devresinin benzetimleri sonucu elde edilen veriler teorik sonuçlar ile karşılaştırıldığında görülmektedir ki, elde edilen benzetim sonuçları belirlenen çalışma aralığı içinde kalmak suretiyle teorik sonuçlar ile tamamen paraleldir.



Şekil 6.18: Merkez frekansı ayarlanabilir band geçiren süzgecin kazanç yanıtı



Şekil 6.19: Bobin eşdeğer devresinin empedans ve faz yanıtı

6.6 Değerlendirme

Bu bölümde yeni bir akım kontrollü direnç eşdeğer devresi anlayışı sunulmuştur. Bu mimari kullanılarak akım kontrollü topraklanmış direnç eşdeğer devresi (CCGR), akım kontrollü yüzen direnç eşdeğer devresi (CCFR), akım kontrollü topraklanmış negatif direnç eşdeğer devresi (CCGNR) ve akım kontrollü yüzen negatif direnç eşdeğer devresi (CCFNR) devreleri türetilmiştir. Tasarlanan tüm devrelerin benzetimleri PSpice programı kullanılarak gerek zaman ortamında gerekse frekans ortamında gerçek transistor modelleri kullanılarak yapılmıştır. Elde edilen tüm sonuçlar teorik sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Tasarlanan devrelerin en önemli üstünlüklerinden biri az devre elemanına ihtiyaç duymasıdır. Tasarlanan devrelerin diğer bir özelliği ise sadece dc akım kaynaklarının değerlerinin değiştirilmesi ile elektronik olarak ayarlanabilirliğe sahip olmasıdır. Bu özellik, istenilen empedans değerini daha az hata payı ile elde edebilmeyi sağlamaktadır.

Tasarlanan direnç eşdeğer devre yapılarının kullanılabilirliği birincisi ikinci dereceden band geçiren süzgeç devresi diğeri ise bobin eşdeğer devresi olmak üzere iki örnek uygulama devresinde sınanmıştır. Benzetimler sonucunda görülmüştür ki tasarlanan devreler her iki uygulama devresinde başarı ile çalışmıştır.

Sonuç olarak tasarlanan BJT tabanlı ayarlanabilir direnç eşdeğer devreleri analog elektroniğin gelişimine katkıda bulunacaktır.

7. GENEL DEĞERLENDİRME

Günümüzün teknolojik gelişimlerine paralel olarak, özellikle iletişim sektörünün ihtiyaçlarına göre şekillenen gereksinimleri karşılamak ve ihtiyaçlar ile belirlenen donanım kabiliyetlerini sağlayabilmek için elektronik mühendisliğinin hemen hemen her dalında gerek bilim insanları tarafından gerekse araştırma geliştirme amacıyla çalışan mühendisler tarafından büyük bir çaba sarf edilmektedir. Bahsedilen bu gereksinimler ile belirlenen, tasarlanan bir devrenin ya da sistemin sahip olması istenilen özellikler arasında daha az eleman kullanarak çok fonksiyonlu olma, düşük güç tüketimine sahip olma, elektronik ayarlanabilme, düşük gürültü seviyesine sahip olma, düşük bozulma oranına sahip olma ve kolay entegre edilebilirlik sayılabilir. Bu bağlamda, yapılan bu tezin elektronik mühendisliğinin bu yüzyıldaki küçülme, enerji ihtiyacının azalması, maliyetin düşmesi ve fonksiyonelliğin artması gibi temel hedeflerine ulaşmasına katkı sağladığını söyleyebiliriz.

Yapılan tezde net olarak ortaya konulan temel hedefler arasında direnç elemanın entegre içerisindeki olumsuz etkilerini yok etmek için direnç elemanından bağımsız, direnç elemanı içermeyen süzgeç tasarımları yapmak vardır. Bu hedef doğrultusunda farklı mimarilere ve farklı çalışma mantıklarına sahip fakat tamamı direnç elemanı içermeyen ve BJT tabanlı süzgeç devreleri sunulmuştur. Sunulan devrelerin olumlu ve olumsuz yanları her bölümün sonunda ayrıntılı olarak tartışılmıştır. Bunun yanında akım ile değeri ayarlanabilen direnç eşdeğer devreleri de sunulmuştur. Bu tezde tasarımı yapılan tüm devrelerin mikroelektronikğin çeşitli alanlarında uygulama yeri bulabileceğini söyleyebiliriz.

Bu tezi referans alan ilerleyen çalışmalar arasında farklı BJT modelleri ile tasarlanan devrelerin çalıştırılması ve uygun BJT modellerinin üretilmesi ile gerçek fiziki tasarımların bu modelleri kullanılarak yapılması yer almaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] K. C. Smith and A. Sedra, "The current conveyor—A new circuit building block," *Proceedings of the IEEE*, vol. 56, no. 8, pp. 1368-1369, 1968.
- [2] B. Gilbert, "Translinear circuits: a proposed classification," *Electronics Letters*, vol. 11, no. 1, pp. 14-16, 1975.
- [3] B. Wilson, "Analog current mode circuits," *International Journal of Electrical Engineering Education*, vol. 26, no. 3, pp. 206-223, Jul. 1989.
- [4] J. Mahattanakul and C. Toumazou, "Current-mode versus voltage-mode G(m)-C biquad filters: What the theory says," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II-Analog and Digital Signal*, vol. 45, no. 2, pp. 173-186, Feb. 1998.
- [5] H. Schmid, "Why the terms 'current mode' and 'voltage mode' neither divide nor qualify circuits," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2002.*, 2002, vol. 2, p. II-29-II-32.
- [6] J. Lidgely and C. Toumazou, "Current-Mode Analog Signal-Processing," In *Proceedings of The 1991 Bipolar Circuits and Technology Meeting*, 1991, pp. 224-232.
- [7] J. Ramirez-Angulo, M. Robinson, and E. Sanchez-Sinencio, "Current-mode continuous-time filters: two design approaches," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, , vol. 39, no. 6, pp. 337-341, 1992.
- [8] Jie Wu and E. I. El-Masry, "A new approach of design of current-mode filters," *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1997. ISCAS '97.*, vol. 1, pp. 317-320.
- [9] J. Nabicht, S. Smith, and E. Sanchezsinencio, "Low voltage current-mode filters - high performance and limitations," *Proceedings of the 37th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp. 103-106, 1994.
- [10] D. Frey, "Log-domain filtering - an approach to current-mode filtering," *Iee Proceedings-G Circuits Devices and Systems*, vol. 140, no. 6, pp. 406-416, Dec. 1993.
- [11] M. Eskiyeerli and A. Payne, "'Square root domain' filter design and performance," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 22, no. 2-3, pp. 231-243, Mar. 2000.
- [12] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, "Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA): a building block for analog signal processing," *International Symposium on Communications and Information Technologies, 2007. ISCIT '07.*, 2007, pp. 209-212.
- [13] J. Mulder, A. C. van der Woerd, W. A. Serdijn, and H. M. van Roermund, "General current-mode analysis method for translinear filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 44, no. 3, pp. 193-197, 1997.

- [14] J. Mulder, M. H. L. Kouwenhoven, W. A. Serdijn, A. C. Van Der Woerd, and A. H. M. Van Roermund, "Nonlinear analysis of noise in static and dynamic translinear circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 46, no. 3, pp. 266-278, 1999.
- [15] G. W. Roberts and A. S. Sedra, "All current-mode frequency selective circuits," *Electronics Letters*, vol. 25, no. 12, pp. 759-761, 1989.
- [16] G. Ferri and N. C. Guerrini, *Low Voltage, Low Power CMOS Current Conveyors*, 1st ed. Springer, 2010.
- [17] S. Maheshwari, "A new current-mode current-controlled all-pass section," *Journal of Circuits Systems and Computers*, vol. 16, no. 2, pp. 181-189, Apr. 2007.
- [18] C. Chang, "Novel universal current-mode filter with single-input and 3 outputs using only 5 current conveyors," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 23, pp. 2005-2007, Nov. 1993.
- [19] A. Fabre and M. Alami, "Universal current-mode biquad implemented from two second generation current conveyors," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I-Fundamental Theory and*, vol. 42, no. 7, pp. 383-385, Jul. 1995.
- [20] S. Ozoguz and C. Acar, "Universal current-mode filter with reduced number of active and passive components," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 11, pp. 948-949, May. 1997.
- [21] E. Yuce and S. Minaei, "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, Apr. 2008.
- [22] S. Minaei and S. Turkoz, "Current-mode electronically tunable universal filter using only plus-type current controlled conveyors and grounded capacitors," *ETRI Journal*, vol. 26, no. 4, pp. 292-296, Aug. 2004.
- [23] E. Yuce and S. Tokat, "Design and stability analysis of mixed-mode filters containing only grounded capacitors," *Journal of Circuits Systems and Computers*, vol. 19, no. 6, pp. 1345-1363, Oct. 2010.
- [24] S. Minaei and E. Yuce, "Current-mode active-C filter employing reduced number of CCCII+s," *Journal of Circuits Systems and Computers*, vol. 16, no. 4, pp. 507-516, Aug. 2007.
- [25] M. Kumngern, W. Jongchanachawat, and K. Dejhan, "New electronically tunable current-mode universal biquad filter using translinear current conveyors," *International Journal of Electronics*, vol. 97, no. 5, pp. 511-523, 2010.
- [26] D. Comer, "High-Frequency narrow-band active-filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 33, no. 8, pp. 838-840, Aug. 1986.
- [27] M. Ibrahim, H. Kuntman, and O. Cicekoglu, "First-order all-pass filter canonical in the number of resistors and capacitors employing a single DDCC," *Circuits Systems and Signal Processing*, vol. 22, no. 5, pp. 525-536, Oct. 2003.
- [28] N. Pandey and S. Paul, "All-pass filters based on CCII- and CCCII-," *International Journal of Electronics*, vol. 91, no. 8, pp. 485-489, Aug. 2004.

- [29] S. Minaei and M. Ibrahim, "General configuration for realizing current-mode first-order all-pass filter using DVCC," *International Journal of Electronics*, vol. 92, no. 6, pp. 347-356, Jun. 2005.
- [30] S. Minaei and O. Cicekoglu, "A Resistorless realization of the first-order all-pass filter," *International Journal of Electronics*, vol. 93, no. 3, pp. 177-183, Mar. 2006.
- [31] S. Maheshwari, I. Khan, and J. Mohan, "Grounded capacitor first-order filters including canonical forms," *Journal of Circuits Systems and Computers*, vol. 15, no. 2, pp. 289-300, Apr. 2006.
- [32] J. Horng, C. Hou, C. Chang, W. Chung, H. Liu, and C. Lin, "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, Sep. 2006.
- [33] B. Metin, K. Pal, and O. Cicekoglu, "All-pass filter for rich cascadability options easy IC implementation and tunability," *International Journal of Electronics*, vol. 94, no. 11, pp. 1037-1045, 2007.
- [34] A. Keskin, K. Pal, and E. Hancioglu, "Resistorless first-order all-pass filter with electronic tuning," *AEÜ-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 62, no. 4, pp. 304-306, 2008.
- [35] S. Maheshwari, "High input impedance voltage-mode first-order all-pass sections," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 36, no. 4, pp. 511-522, Jun. 2008.
- [36] E. Yuce, K. Pal, and S. Minaei, "A High input impedance voltage-mode all-pass/notch filter using a single variable gain current conveyor," *Journal of Circuits Systems and Computers*, vol. 17, no. 5, pp. 827-834, Oct. 2008.
- [37] S. Minaei and E. Yuce, "All grounded passive elements current-mode all-pass filter," *Journal of Circuits Systems and Computers*, vol. 18, no. 1, pp. 31-43, Feb. 2009.
- [38] R. Arslanalp and E. Yuce, "A BJT technology-based current-mode tunable all-pass filter," *Microelectronics Journal*, vol. 40, no. 6, pp. 921-927, Jun. 2009.
- [39] A. Toker, S. Ozcan, H. Kuntman, and O. Cicekoglu, "Supplementary all-pass sections with reduced number of passive elements using a single current conveyor," *International Journal of Electronics*, vol. 88, no. 9, pp. 969-976, Sep. 2001.
- [40] B. A. Minch, "Synthesis of static and dynamic multiple-input translinear element networks," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 51, no. 2, pp. 409-421, 2004.
- [41] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits Revised Edition*, 5th ed. Oxford University Press, USA, 2007.
- [42] T. Deliyannis, Y. Sun, and J. K. Fidler, *Continuous-Time Active Filter Design*, 1st ed. CRC Press, 1998.
- [43] B. P. Lathi, *Linear Systems and Signals*, 2nd ed. Oxford University Press, USA, 2004.

- [44] H. Hsu, *Schaum's Outline of Signals and Systems*, 1st ed. McGraw-Hill, 1995.
- [45] K. Ogata, *Modern Control Engineering 4th Edition*. Prentice Hal, Inc, 2002.
- [46] I. Sinclair, *Passive Components for Circuit Design*. Newnes, 2000.
- [47] R. C. Dorf, *The Electrical Engineering Handbook, Second Edition*, 2nd ed. CRC Press, 1997.
- [48] A. Fayed and M. Ismail, *Adaptive Techniques for Mixed Signal System on Chip*, 1st ed. Springer, 2006.
- [49] Mingdeng Chen, J. Silva-Martinez, S. Rokhsaz, and M. Robinson, "A 2-Vpp 80-200-MHz fourth-order continuous-time linear phase filter with automatic frequency tuning," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 38, no. 10, pp. 1745-1749, 2003.
- [50] S.-L. Huang, "Automatic tuning for linearly tunable filter," Texas A&M University, 2004.
- [51] A. I. Karsilayan, Sung-Ling Huang, and J. A. De Lima, "Automatic tuning of linearly tunable high-Q filters," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2002.*, 2002, vol. 5, p. 177-180.
- [52] J. Silva-Martinez, J. Adut, J. M. Rocha-Perez, M. Robinson, and S. Rokhsaz, "A 60-mW 200-MHz continuous-time seventh-order linear phase filter with on-chip automatic tuning system," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, , vol. 38, no. 2, pp. 216-225, 2003.
- [53] P. Bruschi, F. Sebastiano, N. Nizza, and M. Piotta, "A tunable CMOS transconductor for ultra-low Gm with wide differential input voltage range," *Proceedings of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design*, 2005, vol. 3, p. III/337-III/340 vol. 3.
- [54] P. Bruschi, A. Maccioni, D. Navarrini, and M. Piotta, "DC feedback technique for temperature stabilisation of tunable CMOS transconductors," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 21, pp. 1485-1487, 2003.
- [55] O. Shoaie and W. M. Snelgrove, "Design and implementation of a tunable 40 MHz-70 MHz Gm-C bandpass $\Delta\Sigma$ modulator," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 7, pp. 521-530, 1997.
- [56] V. Gopinathan, Y. P. Tsvividis, K.-S. Tan, and R. K. Hester, "Design considerations for high-frequency continuous-time filters and implementation of an antialiasing filter for digital video," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 25, no. 6, pp. 1368-1378, 1990.
- [57] Y. P. Tsvividis, "Integrated continuous-time filter design - an overview," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 29, no. 3, pp. 166-176, 1994.
- [58] M. Higashimura and Y. Fukui, "Realization of current mode all-pass networks using a current conveyor," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 37, no. 5, pp. 660-661, May. 1990.

- [59] D. T. Comer, D. J. Comer, and J. R. Gonzalez, "A high-frequency integrable bandpass filter configuration," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 10, pp. 856-861, 1997.
- [60] A. Soliman, "Generation of current conveyor-based all-pass filters from op amp-based circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II-Analog and Digital Signal*, vol. 44, no. 4, pp. 324-330, Apr. 1997.
- [61] U. Cam, O. Cicekoglul, M. Gulsoy, and H. Kuntman, "New voltage and current mode first-order all-pass filters using single FTFN," *Frequenz*, vol. 54, no. 7-8, pp. 177-179, Aug. 2000.
- [62] A. Toker and S. Ozoguz, "Tunable allpass filter for low voltage operation," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 2, pp. 175-176, Jan. 2003.
- [63] C. Cakir, U. Cam, and O. Cicekoglul, "Novel allpass filter configuration employing single OTRA," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II-Express Briefs*, vol. 52, no. 3, pp. 122-125, Mar. 2005.
- [64] S. Maheshwari and I. Khan, "Simple first-order translinear-C current-mode all-pass sections," *International Journal of Electronics*, vol. 90, no. 2, pp. 79-85, Feb. 2003.
- [65] S. Minaei and E. Yuce, "All grounded passive elements current-mode all-pass filter," *Journal of Circuits Systems and Computers*, vol. 18, no. 1, pp. 31-43, Feb. 2009.
- [66] D. Viveiros, D. Consonni, and A. Jastrzebski, "A tunable all-pass MMIC active phase shifter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 8, pp. 1885-1889, Aug. 2002.
- [67] C. Lu, A. Pham, and D. Livezey, "Development of multiband phase shifters in 180-nm RF CMOS technology with active loss compensation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 40-45, Jan. 2006.
- [68] B. Wilson, "Recent developments in current conveyors and current-mode circuits," *IEE Proceedings-G Circuits Devices and Systems*, vol. 137, no. 2, pp. 63-77, Apr. 1990.
- [69] E. Yuce, "Grounded inductor simulators with improved low-frequency performances," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 5, pp. 1079-1084, 2008.
- [70] E. Yuce, S. Minaei, and O. Cicekoglul, "Limitations of the simulated inductors based on a single current conveyor," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 53, no. 12, pp. 2860-2867, 2006.
- [71] M. Bhushan and R. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits," *Electronics Letters*, vol. 3, no. 4, pp. 148-149, 1967.
- [72] K. Pal and R. Singh, "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors," *Electronics Letters*, vol. 18, no. 1, p. 47, 1982.
- [73] R. Senani and V. K. Singh, "KHN-equivalent biquad using current conveyors," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 8, pp. 626-628, Apr. 1995.

- [74] C. M. Chang, "Novel universal current-mode filter with single input and three outputs using only five current conveyors," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 23, pp. 2005-2007, 1993.
- [75] R. Senani, "A simple approach of deriving single-input-multiple-output current-mode biquad filters," *Frequenz*, vol. 50, no. 5-6, pp. 124-127, Jun. 1996.
- [76] R. Senani, "New Current-Mode Biquad Filter," *International Journal of Electronics*, vol. 73, no. 4, pp. 735-742, Oct. 1992.
- [77] U. Cam, O. Cicekoglu, and H. Kuntman, "Current-mode single-input three-output (SITO) universal filter employing FTFNs and reduced number of passive components," *Frequenz*, vol. 54, no. 3-4, pp. 94-96, Apr. 2000.
- [78] S. Maheshwari, "High input impedance VM-APSS with grounded passive elements," *IET Circuits Devices & Systems*, vol. 1, no. 1, pp. 72-76, Feb. 2007.
- [79] D. R. Frey, "Exponential state space filters: a generic current mode-design strategy," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 43, no. 1, pp. 34-42, 1996.
- [80] D. R. Frey, "State-space synthesis and analysis of log-domain filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 45, no. 9, pp. 1205-1211, 1998.
- [81] D. R. Frey and A. T. Tola, "A state-space formulation for externally linear class AB dynamical circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 46, no. 3, pp. 306-314, 1999.
- [82] R. Arslanalp and A. Tola, "A new state space representation method for adaptive log domain systems," *AHS 2006: First NASA/ESA Conference on Adaptive Hardware and Systems*, pp. 122-125, 2006.
- [83] R. Arslanalp and A. Tola, "Electronically tunable square-root domain filter circuit," *2007 IEEE 15th Signal Processing and Communications Applications*, vol. pp. 572-575, 2007.
- [84] R. Arslanalp, S. Surav Yilmaz, and A. Tola, "Log domain hybrid design: block model and state space synthesis," *Electronics World*, vol. 116, no. 1887, pp. 44-46, Mar. 2010.
- [85] R. Arslanalp and A. T. Tola, "State space representation for log domain filtering synthesis," *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, vol. 47, pp. 745-752, Oct. 2009.
- [86] A. Tola, R. Arslanalp, and S. SuravYilmaz, "Current mode Tow-Thomas biquadratic differential class AB log domain filter," *International Review of Electrical Engineering-IREE*, vol. 4, no. 6, pp. 1426-1432, Dec. 2009.
- [87] E. Yuce, S. Tokat, S. Minaei, and O. Cicekoglu, "Stability problems in universal current-mode filters," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 61, no. 9, pp. 580-588, Oct. 2007.
- [88] W. J. Kerwin, L. P. Huelsman, and R. W. Newcomb, "State-Variable Synthesis for Insensitive Integrated Circuit Transfer Functions," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 2, no. 3, pp. 87-92, 1967.

- [89] M. Kumngern, B. Knobob, and K. Dejhan, "Electronically tunable high-input impedance voltage-mode universal biquadratic filter based on simple CMOS OTAs," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 64, no. 10, pp. 934-939, Oct. 2010.
- [90] P. Martinez and B. Sanz, "Generation of two integrator loop variable frequency sinusoidal oscillator," *International Journal of Electronics*, vol. 92, no. 10, pp. 619-629, Oct. 2005.
- [91] A. Soliman, "Current conveyor based or unity gain cells based two integrator loop oscillators," *Microelectronics Journal*, vol. 42, no. 2, pp. 239-246, Feb. 2011.
- [92] W. Tangsrirat and T. Pukkalanun, "Structural generation of two integrator loop filters using CDTAs and grounded capacitors," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 39, no. 1, pp. 31-45, Jan. 2011.
- [93] T. Tsukutani, Y. Kinugasa, Y. Sumi, M. Higashimura, and Y. Fukui, "Novel current-mode active-only biquad with loss-less and lossy integrators," *International Journal of Electronics*, vol. 90, no. 10, pp. 627-633, Oct. 2003.
- [94] T. Tsukutani, Y. Sumi, and Y. Fukui, "Electronically tunable current-mode OTA-C biquad using two-integrator loop structure," *Frequenz*, vol. 60, no. 3-4, pp. 53-56, Mar. 2006.
- [95] A. Tola, R. Arslanalp, and S. Surav Yilmaz, "Current mode high-frequency KHN filter employing differential class AB log domain integrator," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 63, no. 7, pp. 600-608, 2009.
- [96] R. Raut and M. N. S. Swamy, *Modern Analog Filter Analysis and Design: A Practical Approach*. Wiley-VCH, 2010.
- [97] M. S. Keserlioğlu and A. Kirçay, "Square-Root-Domain current-mode electronically tunable universal filter," *National Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (ELECO)*, 2010, pp. 389-393.
- [98] P. Pawarangkoon and W. Kiranon, "Electronically tunable floating resistor," *International Journal of Electronics*, vol. 91, no. 11, p. 665, 2004.
- [99] O. Saaïd and A. Fabre, "Class AB current-controlled resistor for high performance current-mode applications," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 1, pp. 4-5, 1996.
- [100] H. Barthelemy and A. Fabre, "A new floating controlled resistance operating in class AB," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, , vol. 47, no. 1, pp. 67-72, 2000.
- [101] R. Senani, A. K. Singh, and V. K. Singh, "A new floating current-controlled positive resistance using mixed translinear cells," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, , vol. 51, no. 7, pp. 374-377, 2004.
- [102] A. Fabre and H. Barthelemy, "Design and Application of a New Floating controlled resistance," *European Conf. Circuit Theory Design*, Budapest, Hungary, 1997, p. 35-38.

- [103] S. C. Bhola, H. T. Russell, R. L. Carter, W. A. Davis, and A. K. M. S. Haque, "Design and Analysis of an Improved Translinear Floating Resistor for a Variable Gain Amplifier," *Region 5 Conference, 2008 IEEE*, 2008, pp. 1-5.
- [104] W. Kiranon, C. Loescharataramdee, N. Kiatwarin, and P. Kiatwarin, "Electronically controlled negative resistance based on translinear circuits," *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, Thailand, 1999.
- [105] H. Barthelemy and A. Fabre, "A second generation current-controlled conveyor with negative intrinsic resistance," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, , vol. 49, no. 1, pp. 63-65, 2002.
- [106] K. M. Al-Ruwaihi, "A floating voltage-controlled linear resistor and its application to active RC - filters," *International Journal of Electronics*, vol. 82, no. 5, p. 483, 1997.
- [107] S. Tantry, T. Oura, T. Yoneyama, and H. Asai, "A low voltage floating resistor having positive and negative resistance values," *Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, APCCAS '02*. 2002, vol. 1, pp. 347-350.
- [108] S. Mahmoud, "A low voltage CMOS floating resistor," *International Conference on Electrical, Electronic, ICEEC'04*, 2004, pp. 453-456,.
- [109] S. A. Mahmoud, H. O. Elwan, and A. M. Soliman, "Generation of CMOS voltage-controlled floating resistors," *Microelectronics Journal*, vol. 28, no. 6-7, pp. 627-640, Augustos.
- [110] H. Zouaoui-Abouda and A. Fabre, "New high-value floating controlled resistor in CMOS technology," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, , vol. 55, no. 3, pp. 1017-1020, 2006.
- [111] M. Kushima, M. Inaba, K. Tanno, and O. Ishizuka, "Design of a floating node voltage-controlled linear variable resistor circuit," *The 2004 47th Midwest Symposium on Circuits and Systems, MWSCAS'04.*, 2004, vol. 1, pp. I-85-8.
- [112] B. Maundy, S. Gift, and P. Aronhime, "Practical voltage/current-controlled grounded resistor with dynamic range extension," *Circuits, Devices & Systems, IET*, vol. 2, no. 2, pp. 201-206, 2008.
- [113] S. Kumar, A. Govil, A. Bhattacharyya, and D. Dutta, "A wide-range tunable bandpass filter cum sinusoidal oscillator using a new current-controlled resistor," *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '99.*, 1999, vol.2, pp. 220-223.
- [114] K. Kaewdang, K. Kumwachara, and W. Surakamponorn, "Electronically tunable floating CMOS resistor using OTA," *IEEE International Symposium on Communications and Information Technology, ISCIT 2005.*, 2005, vol. 1, pp. 729-732.
- [115] V. Riewruja and W. Petchmaneelumka, "Floating current-controlled resistance converters using OTAs," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 62, no. 10, pp. 725-731, Nov. 2008.

[116] C. Toumazou and F. J. Lidgley, *Analogue IC Design: The Current-Mode Approach (IEE Circuits and Systems Series)*. Institution of Engineering and Technology, 1993.

[117] E. Yuce, "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, 2008.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Remzi ARSLANALP

Doğum Yeri ve Tarihi: Soma/MANİSA 1977

Adres: Pamukkale Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü DENİZLİ

Lisans Üniversitesi: Pamukkale Üniversitesi

Yayın Listesi:

A.1.a SCI, SCI Expanded, SSCI ve AHCI kapsamındaki dergi ve uluslararası yabancı dilde (İngilizce, Almanca, Fransızca, İtalyanca, İspanyolca) yayınlanmış uluslararası nitelikte kitap veya kitap bölümü

1. Tola, A. T., **Arslanalp, R.**, and Surav Yılmaz S., Current Mode High Frequency KHN Filter Employing Differential Class AB Log Domain Integrator, International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), vol. 63, pp. 600-608, 2009.
2. **Arslanalp, R.** and Yuce E., A BJT Technology-Based Current-Mode Tunable All-Pass Filter, Microelectronics Journal, vol. 40, pp. 921-927, 2009.
3. **Arslanalp, R.** and Tola, A. T., State Space Representation for Log Domain Filtering Synthesis, Indian Journal of Pure & Applied Physics (IJPAP), vol. 47, pp. 745-752, October 2009.
4. Tola, A. T., **Arslanalp, R.**, and Surav Yılmaz S., Current Mode Tow-Thomas Biquadratic Differential Class AB Log Domain Filter, International Review of Electrical Engineering (IREE), vol. 4. n. 6, pp. 1426-1432, December 2009.
5. **Arslanalp, R.**, Surav Yılmaz S. and Tola, A. T., Log Domain Hybrid Design: Block Model and State Space Synthesis, Electronics World, vol. 116, issue. 1887, pp. 44-46, March 2010.

6. Tola, A. T., Surav Yılmaz S., and **Arslanalp, R.**, Current Mode Log Domain Notch Filter Design Based On Adding Filtering Blocks, Electronics World, vol. 116, issue. 1896, pp. 42-44, December 2010.

7. **Arslanalp, R.**, Tola, A. T. and Yuce E., Novel Resistorless First-Order Current-Mode Universal Filter Employing a Grounded Capacitor, Radioengineering (Kabul edildi).

A-3.a Uluslararası kongrelerde sunulan, SCI, SCI Expanded, SSCI ve AHCI kapsamındaki dergi özel sayılarında veya aynı kapsamlardaki kongre kitabında veya CD'sinde yayınlanmış sözlü veya poster bildiriler

1. **Arslanalp, R.** Tola, A. T., A New State Space Representation Method for Adaptive Log Domain Systems, 1 st NASA/ESA Conference on Adaptive Hardware System, Istanbul/Turkey, pp. 122-125.,15-18 June, 2006

2. **Arslanalp, R.** ve Tola, A. T., Logaritmik Ortam Süzgeçlerinde İletim Bandı Kazancının Darlington Yapı Kullanılarak İyileştirilmesi, IEEE 14. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, SİU, Antalya, 17-19 Nisan , 2006

3. Ercan, H., **Arslanalp, R.**, Alçı, M. ve Tola, A. T.,Elektronik Ayarlanabilir AB Sınıfı Fark Alan Tip Logaritmik Ortam Osilatörü, IEEE 14. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, SİU, Antalya, 17-19 Nisan , 2006

4. **Arslanalp, R.** ve Tola, A. T., Elektronik Olarak Ayarlanabilir Karekök Ortamlı Süzgeç Devresi, IEEE 15. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, SİU, Eskişehir , 11-13 Haziran , 2007

A-5.a Uluslararası dergilerde yer alan atıflar

1. Tola, A. T., **Arslanalp, R.**, and Surav Yılmaz S., Current Mode High Frequency KHN Filter Employing Differential Class AB Log Domain Integrator, International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), vol. 63, pp. 600-608, 2009.

2. **Arslanalp, R.** and Yuce E., A BJT Technology-Based Current-Mode Tunable All-Pass Filter, Microelectronics Journal, vol. 40, pp. 921-927, 2009.

A.7.a Ulusal Hakemli dergilerde yer alan

1. **Arslanalp, R.** ve Tola, A. T., ELIN Filtrelerin Genel Sentez Teorisi ve Gerçeklenme Şartları, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, Cilt: 13, Sayı:1, s:47-56, 2007
2. Tola, A. T., **Arslanalp R.**, Ünal M. ve Surav Yılmaz Ş., Birinci Derece A Sınıfı Logaritmik Ortam Süzgecinin Blok Modelleme ile Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, Cilt: 13, Sayı:2, s:151-160, 2007

A-9.a A.3. madde dışında kalan uluslararası kongrelerde sunulan ve tam metni veya özeti yayınlanmış, sözlü bildiriler (basılı olması veya CD şeklinde yayınlanmış olması gerekir)

1. Tola, A. T., **Arslanalp, R.** and Surav Yılmaz Ş., A Design of Differential Type Class AB Tow-Thomas Filter in the Log Domain, International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO, Bursa/Turkey, 7-11 December, 2005.
2. **Arslanalp, R.** ve Tola, A. T., Genlik Uygunlaştırmalı Logaritmik Ortam 3. Derece Eliptik Süzgecinin Tasarımı ve PSPICE Programındaki Benzetimleri, 4th International Advanced Technologies Symposium, IATS, Konya / Türkiye, 28–30September, , 2005.
3. Tola, A. T., **Arslanalp, R.**, Surav Yılmaz, Ş. ve Ünal, M., Durum Uzayında Tasarlanan Ayarlanabilir Kesim Frekansına Sahip Logaritmik Ortam Süzgecinin Deneysel Olarak Gerçeklenmesi, 4th International Advanced Technologies Symposium, IATS, Konya/Türkiye, 28–30 September, , 2005
4. Tola, A. T., Surav Yılmaz Ş. and **Arslanalp, R.**, A Design of Differential Type Class AB General Notch Filtler in the Log Domain, International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO, Bursa/Turkey, 5-9 December, 2007
5. Tola, A. T., **Arslanalp, R.** and Surav Yılmaz Ş., A Novel Log Domain Notch Filter Based on KHN Topology, Proceedings of the Conference Applied Electronics, Pilsen-Czeck Republic, pp. 219-222, 5-6 September , 2007.
6. **Arslanalp R.**, Ş. Surav Yılmaz ve A. T. Tola, “A Study of Nonlinear Effects Based on Finite Current Gain of Core Filter Transistor in the Log Domain” 5TH International Symposium on Electrical & Computer Systems(EECS/08), Lefke, 39-43, 2008.

7. Surav Yılmaz, Ş., **Arslanalp R.** ve A. T. Tola, “Fifth Order Butterworth Low Pass Log Domain Filter Designs by Using LOGOS” 5TH International Symposium on Electrical & Computer Systems(EECS/08), Lefke, 45-49, 2008.

8. Tola, A. T., **Arslanalp, R.** and Surav Yılmaz Ş., High Frequency Log Domain All Pass Filter Based on KHN Topology, 15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems, ICECS 2008, Malta, 31st August-3rd September, 2008.

A-9.c A.3. madde dışında kalan ulusal kongrelerde sunulan ve tam metni veya özeti yayımlanmış, sözlü bildiriler (basılı olması veya CD şeklinde yayımlanmış olması gerekir)

1. Tola, A. T., **Arslanalp, R.**, Ünal, M. ve Sürav Yılmaz, Ş., T Tipi Logaritmik Ortam Filtresinin Bilgisayar Destekli Olarak Tasarlanması ve Laboratuvar Ortamında Gerçeklenmesi Elektrik, Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu ve Fuarı, ELECO, 1-5. s, Bursa , 2004

2. Tola, A. T., Surav Yılmaz, Ş. ve **Arslanalp, R.**, İkinci Dereceden Programlanabilir ve Elektronik Ayarlanabilir Evrensel Süzgeç Devresinin Logaritmik Ortamda Tasarımı, IEEE 13. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, SİU, Kayseri, 16-18 Mayıs, , 2005.

3. Tola, A. T., **Arslanalp, R.** ve Surav Yılmaz, Ş., Akım Modlu, Düşük Besleme Gerilimli ve Elektronik Olarak Ayarlanabilen AB Sınıfı Fark Alan Tip Logaritmik Ortam KHN Süzgecinin Tasarımı, IEEE 13. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, SİU, Kayseri, 16-18 Mayıs , 2005

4. **Arslanalp, R.** ve Tola, A. T., Seevinck Tipi Geçici Girişler Kullanılarak Durum Uzayı Sentez Yöntemi İle Logaritmik Ortamda 3. Derece Eliptik Süzgecin Tasarlanması, IEEE 13. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Kayseri, SİU, 16-18 Mayıs 2005.

5. Tola, A. T. ve **Arslanalp R.**, LC Basamak Türü Pasif Devre Tabanlı 3. Derece AB Sınıfı Fark Alan Tip Logaritmik Ortam Süzgeci, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 11. Ulusal Kongresi ve Fuarı, İstanbul, 22-25 Eylül 2005.

6. Tola, A. T., **Arslanalp, R.** ve Surav Yılmaz, Ş., Logaritmik Ortam Süzgecinin Durum Uzayı ve Blok Modelleme Yöntemleri İle Sentezi, Elektrik, Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu ve Fuarı, ELECO, Bursa, 6 –10 Aralık , 2006

7. Surav Yılmaz, Ş., **Arslanalp, R.** ve Tola, A. T., Elektronik Ayarlanabilir Logaritmik Ortam Evrensel Süzgeç Devresi, Ulusal Teknik Eğitim, Mühendislik ve Eğitim Bilimleri Genç Araştırmacılar Sempozyumu, UMES, s. 370-373 Kocaeli, 20-22 Haziran , 2007

8. Surav Yılmaz, Ş., **Arslanalp, R.** ve Tola, A. T., İkinci Dereceden Elektronik Ayarlanabilir Logaritmik Ortam Süzgeç Tasarım Programının Visual C# Ortamında Geliştirilmesi, Birinci Mühendislik ve Teknoloji Sempozyumu (MTS1), 24-25 Nisan 2008 Ankara , s.198-205. , 2008

9. Tola, A.T., Temiz, M., **Arslanalp, R.**, Ukte, A., Pamukkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Lisans Programı, Elektrik-Elektronik Bilgisayar Biyomedikal Mühendislikleri Eğitimi 4. Ulusal Sempozyumu, Ekim , 2009.