

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

**İŞLEMSEL GEÇİŞİLETKENLİĞİ KUVVETLENDİRİCİSİ  
KULLANAN FİLTRE VE OSİLATÖR DEVRELERİNİN  
HESABI VE ORCAD PSPICE SİMÜLASYONU**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Elektronik Öğr. Erdal ÖZENÇ**

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRONİK ve BİLGİSAYAR EĞT.**

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Abdullah FERİKOĞLU**

**Mayıs 2007**

T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**İŞLEMSEL GEÇİŞİLETKENLİĞİ KUVVETLENDİRİCİSİ  
KULLANAN FİLTRE VE OSİLATÖR DEVRELERİNİN  
HESABI VE ORCAD PSPICE SİMÜLASYONU**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Elektronik Öğr. Erdal ÖZENÇ**

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRONİK ve BİLGİSAYAR EĞT.**

**Bu tez 04/06/2007 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği ile kabul edilmiştir.**

**Prof.Dr. Abdullah FERİKOĞLU   Yrd.Doç.Dr. Ali F. BOZ   Doç.Dr. Fevzullah TEMURTAŞ**  
**Jüri Başkanı   Üye   Üye**

## ÖNSÖZ

Elektronik sistem tasarımlarında bir filtre ve osilatörün performansının sistem başarısına etkisi çok büyüktür. İstenilen özelliklere sahip bir sinyalin üretilmemesi, istenilmeyen sinyallerin ve parazitlerin filtre vasıtası ile yeterli oranda elimine edilememesi durumunda, sistemin istenilen şekilde çalışması imkansız hale gelir.

Günümüzde kullandığımız bir çok elektronik teçhizatın içinde filtre ve osilatör devreleri mevcuttur. Kullandığımız cep telefonları, mp3 çalarlar, wireless iletişimi, bluetooth, uzay sistemleri vb. cihazlar yüksek frekanslarda çalışmaktadırlar. Daha önceleri, pasif RC elemanlarla veya aktif OP-AMP'lar kullanılarak gerçekleştirilen filtre ve osilatör devrelerinin yüksek frekanslardaki performanslarının kötü olması nedeniyle, bu sistemlerde işlemsel geçişiletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA) kullanılarak elde edilen filtre ve osilatör yapıları kullanılmaktadır. Bu sayede sistemin performansı istenilen seviyeye çıkarılabilmektedir. Bu tez çalışmasında da OTA kullanılarak elde edilen filtre ve osilatör devreleri incelenecek ve pspice analizleri gerçekleştirilecektir.

Bu tezin hazırlanmasında değerli bilgi ve görüşleriyle bana yardımcı olan değerli danışman hocam Prof. Dr. Abdullah FERİKOĞLU (Sakarya Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi) hocama, bilgilerinden her zaman istifade ettiğim ve güç aldığım elektronik bölümü öğretim üyesi hocalarıma ve araştırma görevlilerine, desteklerini ve fikirlerini esirgemeyen, kıymetli meslektaşlarım ve arkadaşlarım Elektronik Müh. Mustafa KOCATEPE'ye ve Hikmet TÜRKMEN'e teşekkürü bir borç bilir ve saygılarımı sunarım.

# İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vii
TABLolar LİSTESİ.....	xi
ÖZET.....	xii
SUMMARY.....	xiii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2.	
OTA KAVRAMI.....	3
2.1. Giriş.....	3
2.2. Bipolar OTA .....	4
2.2.1. Diferansiyel çifti ( Fark kuvvetlendiricisi ) .....	4
2.2.2. Bipolar OTA iç yapısı.....	8
2.3. CMOS OTA.....	11
2.3.1. Analog tümdevrelerde MOS teknolojisinin yeri .....	11
2.3.2. Temel CMOS OTA yapısı .....	12
2.3.3. Simetrik ( Dengeli ) CMOS OTA .....	16
2.4. İdeal OTA .....	20
2.4.1. İdeal DO-OTA yapısı .....	22
2.5. Gerçek OTA ve DO-OTA .....	23
2.6. İdeal OTA' nın Kutuplandırılması .....	25

### BÖLÜM 3.

OTA VE OP-AMP ÖZELLİKLERİNİN KARŞILATIRILMASI.....	29
3.1. Giriş.....	29
3.2. Gerçek OP-AMP Özellikleri.....	31
3.3. Gerçek OTA Özellikleri .....	31
3.4. OTA Yapısının Avantajları.....	32
3.5. OTA Yapısının Dezavantajları .....	33

### BÖLÜM 4.

CA3080 OTA ENTEGRESİNİN İNCELENMESİ.....	35
4.1. Giriş.....	35
4.2. CA3080 Entegresi Katalog Bilgileri .....	35
4.3. CA3080 OTA Entegresinin İç Yapısı .....	38
4.4. Kontrol Akımı ( $I_{abc}$ ) 'nin Çıkış Akımına ( $I_o$ ) Etkisi.....	39
4.5. Yük Direnci ( $R_L$ )' nin Çıkış Akımı ( $I_o$ )' na Etkisi .....	42

### BÖLÜM 5.

TEMEL OTA DEVRELERİ VE UYGULAMALARI.....	45
5.1. Giriş.....	45
5.2. OTA ile Yapılan Empedans Uygulamaları.....	45
5.3. OTA ile Yapılan İntegral Alıcı Devreler.....	48
5.4. OTA ile Yapılmış Gerilim Yükselteçleri .....	54
5.5. OTA ile Yapılan Fark Alıcı ve Toplayıcı Devreler .....	56
5.6. OTA ile Analog Çarpma Devresinin Gerçekleştirilmesi .....	62
5.7. OTA ile Schmitt Trigger Devresinin Gerçekleştirilmesi .....	70
5.8. OTA ile Gerçekleştirilen Genlik Modülatör Devresi.....	73
5.9. OTA ile Gerçekleştirilen Frekans Modülatör (FM) Devresi .....	76
5.10. OTA'larla Gerçekleştirilen Sayısal/Analog Dönüştürücü (DAC) .....	79

### BÖLÜM 6.

OTA KULLANILARAK GERÇEKLEŞTİRİLMİŞ AKTİF FİLTRE DEVRELERİ	83
6.1. Giriş.....	83
6.2. Aktif Filtre Tasarımında OTA'nın Tercih Sebepleri .....	84

6.3. Birinci Derece OTA-C Filtreler .....	86
6.4. İkinci Derece OTA-C Filtreler.....	90
6.4.1. İkinci dereceden alçak-geçiren OTA-C filtreler (AGF) .....	93
6.4.2. İkinci dereceden yüksek-geçiren OTA-C filtreler (YGF).....	98
6.4.3. İkinci dereceden bant-geçiren OTA-C filtreler (BGF) .....	104
6.4.4. İkinci dereceden bant-durduran OTA-C filtreler (BDF) .....	110
6.5. Çok Fonksiyonlu İkinci Derece OTA-C Filtreler .....	116
6.5.1. İki OTA ile gerçekleştirilmiş çok fonksiyonlu filtre .....	116
6.5.2. Üç OTA ile gerçekleştirilmiş çok fonksiyonlu filtre.....	120
6.6. OP-AMP'lar ile Gerçekleştirilen İkinci Derece Aktif Filtre Devreleri...	123
6.6.1. İkinci derece alçak geçiren filtre devresi .....	123
6.6.2. İkinci derece yüksek geçiren filtre devresi .....	126
6.6.3. İkinci derece bant geçiren filtre devresi.....	128

## BÖLÜM 7.

OTA KULLANILARAK GERÇEKLEŞTİRİLMİŞ OSİLATÖR DEVRELERİ....	131
7.1. Giriş.....	131
7.2. Osilatör Devrelerinin Çalışma İlkesi.....	132
7.3. Filtre Devreleri Kullanılarak Osilatör Devrelerinin Elde Edilmesi .....	132
7.4. OTA-C Osilatör Yapıları .....	138
7.4.1. İki OTA üç kondansatörlü osilatör yapısı.....	138
7.4.2. Dört OTA iki kondansatörlü osilatör yapısı.....	143
7.4.3. Dört OTA iki kondansatörlü (Quadrature) osilatör yapısı.....	148

## BÖLÜM 8.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	154
----------------------------	-----

KAYNAKLAR.....	156
----------------	-----

ÖZGEÇMİŞ.....	158
---------------	-----

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

AGF	: Alçak geçiren filtre
BGF	: Band geçiren filtre
BDF	: Band dururdan filtre
f	: Frekans
FM	: Frekans modülasyonu
$g_m$	: Geçişiletkenliği (Transconductance)
GM	: Genlik modülasyonu
Q	: Kalite faktörü
Hz	: Hertz
$I_{abc}$	: OTA kontrol akımı
$I_o$	: Çıkış akımı
$R_{abc}$	: Kontrol direnci
OTA	: Geçişiletkenliği kuvvetlendiricisi
sn	: Saniye
S	: Simens
t	: Zaman
T	: Periyod
$V_{CC}$	: Pozitif besleme gerilimi
$V_{EE}$	: Negatif besleme gerilimi
$V_o$	: Çıkış Gerilimi
$V_D$	: Lineerleştirme Diyotu Giriş Değeri
$V_i$	: Giriş Gerilimi
$V_T$	: Isının gerilim eşdeğeri
$w_o$	: Açısal kesim frekans
YGF	: Yüksek geçiren filtre
$Z_i$	: Giriş direnci
$Z_o$	: Çıkış direnci

## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Bipolar fark kuvvetlendirici.....	5
Şekil 2.2.	Giriş diyotlu doğrusallaştırma ilkesi.....	8
Şekil 2.3.	Bipolar OTA' nın iç yapısı.....	8
Şekil 2.4.	OTA' nın çıkış akımının değişimi.....	10
Şekil 2.5.	Temel CMOS OTA yapısı.....	13
Şekil 2.6.	Temel CMOS OTA çıkış ve kutuplama akımları.....	15
Şekil 2.7.	Simetrik CMOS OTA yapısı.....	17
Şekil 2.8.	Simetrik CMOS OTA çıkış ve kutuplama akımları.....	18
Şekil 2.9.	OTA devre sembolü ve eşdeğer devresi.....	20
Şekil 2.10.	İdeal DO-OTA yapısı ve eşdeğer devresi.....	22
Şekil 2.11.	İki OTA kullanarak DO-OTA elde edilmesi.....	23
Şekil 2.12.	İdeal olmayan OTA' nın eşdeğer devresi.....	24
Şekil 2.13.	Gerçek DO-OTA eşdeğer devresi.....	25
Şekil 2.14.	OTA'nın kutuplandırılması .....	26
	a) Rabc direncinin Vcc'ye bağlanması .....	26
	b) Rabc direncinin toprağa bağlanması.....	26
Şekil 2.15.	Bir OTA'nın evirmeyen voltaj kuvvetlendirici olarak kullanılması.....	28
Şekil 3.1.	Temel OTA ve OP-AMP devreleri ile bu devrelere ait formüller.....	30
Şekil 4.1.	CA3080 OTA uç bağlantıları.....	36
Şekil 4.2.	Iabc akımına göre Io çıkış akımının değişimi.....	38
Şekil 4.3.	Iabc akımına göre $g_m$ geçişletkenliğinin değişimi.....	38
Şekil 4.4.	Iabc akımına göre Vout çıkış geriliminin değişimi.....	38
Şekil 4.5.	Iabc akımının değişimiyle güç tüketimi.....	38
Şekil 4.6.	CA3080 OTA entegresi iç yapısı.....	39



Şekil 4.7.	CA3080 entegresiyle yapılmış pspice devresi.....	40
Şekil 4.8.	Iabc =0A, Vin=0V değerlerindeki Io akımı.....	41
Şekil 4.9.	Çeşitli Iabc değerleri için Io akım değerleri.....	42
Şekil 4.10.	$R_L$ parametre değerleri için Io akımının simülasyonu pspice devresi.....	43
Şekil 4.11.	$R_L$ parametre değerlerine göre değişen Io akım değerleri.....	43
Şekil 5.1.	OTA ile yapılan topraklı direnç.....	45
Şekil 5.2.	OTA ile yapılan yüzen (floating) direnç.....	46
Şekil 5.3.	OTA ile yapılan direnç simülasyon devresi ve eşdeğeri.....	47
Şekil 5.4.	Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği.....	47
Şekil 5.5.	(a) Evirmeyen integral alıcı .....	49
	(b) Eviren integral alıcı.....	49
Şekil 5.6.	Evirmeyen kayıpsız integral alıcı pspice devresi.....	50
Şekil 5.7.	Evirmeyen kayıpsız integral alıcı devresi simülasyon sonuçları...	51
Şekil 5.8.	OTA ile yapılan kayıplı integral alıcı devreler .....	52
	(a) Evirmeyen integratör .....	52
	(b) Eviren integratör.....	52
Şekil 5.9.	Evirmeyen kayıplı integral alıcı pspice devresi.....	53
Şekil 5.10.	Evirmeyen kayıplı integral devresi simülasyon sonuçları.....	53
Şekil 5.11.	OTA ile yapılmış gerilim yükselteçleri.....	55
Şekil 5.12.	OTA'lı fark alıcı devre.....	56
Şekil 5.13.	OTA ile gerçekleştirilen toplama devresi.....	57
Şekil 5.14.	Pspice toplama devresi (örnek uygulama için).....	58
Şekil 5.15.	Toplayıcı devre simülasyon sonuçları.....	59
Şekil 5.16.	Pspice fark alıcı devre.....	60
Şekil 5.17.	Fark alıcı devre simülasyon sonuçları.....	61
Şekil 5.18.	OTA ile gerçekleştirilen temel analog çarpma devresi.....	62
Şekil 5.19.	Temel analog çarpıcı devre pspice devresi.....	63
Şekil 5.20.	Temel analog çarpıcı simülasyon sonuçları.....	65
Şekil 5.21.	Üç OTA' lı analog çarpma devresi.....	66
Şekil 5.22.	Üç OTA'lı analog çarpma pspice devresi.....	68
Şekil 5.23.	Üç OTA'lı analog çarpma devresi simülasyon sonuçları.....	69
Şekil 5.24.	OTA ile gerçekleştirilen Schmitt Trigger devresi.....	71

Şekil 5.25. OTA ile gerçekleştirilen Schmitt Trigger devresi simülasyon sonuçları.....	73
Şekil 5.26. OTA ile gerçekleştirilmiş genlik modülatörü pspice devresi.....	74
Şekil 5.27. Genlik modülatörü simülasyon sonuçları.....	76
Şekil 5.28. Frekans modülatörü pspice devresi.....	77
Şekil 5.29. Frekans modülatör devresi simülasyon sonuçları.....	79
Şekil 5.30. OTA'larla gerçekleştirilen $g_m$ ağırlıklı DAC devresi.....	80
Şekil 5.31. OTA ile gerçekleştirilen 3 bitlik $g_m$ ağırlıklı DAC devresi.....	81
Şekil 6.1. OTA-C filtre devrelerinin tipik uygulama alanları ve frekans değerleri.....	84
Şekil 6.2. Birinci derece filtreler .....	87
a) Dc kazancı sabit kutbu ayarlanabilen alçak geçiren .....	87
b) Yüksek geçiren .....	87
c) Çok fonksiyonlu OTA-C filtre.....	87
Şekil 6.3. Birinci derece filtre pspice devresi.....	89
Şekil 6.4. Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği.....	90
Şekil 6.5. İkinci derece transfer fonksiyonunu gerçekleyen OTA-C filtre devresi.....	92
Şekil 6.6. İkinci derece AGF'nin genlik karakteristiği.....	93
Şekil 6.7. OTA-C ikinci derece alçak geçiren filtre devresi.....	94
Şekil 6.8. İkinci derece AG filtre pspice devresi ( $Q=0,7$ ).....	97
Şekil 6.9. Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği.....	98
Şekil 6.10. İkinci derece YGF'nin genlik karakteristiği.....	99
Şekil 6.11. OTA-C ikinci derece yüksek geçiren filtre devresi.....	100
Şekil 6.12. İkinci derece YG filtre pspice devresi ( $Q=0,7$ ).....	103
Şekil 6.13. Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği.....	104
Şekil 6.14. İkinci derece BGF'nin genlik karakteristiği.....	105
Şekil 6.15. OTA-C ikinci derece bant geçiren filtre devresi.....	106
Şekil 6.16. İkinci derece BG filtre pspice devresi ( $Q=0,7$ ).....	109
Şekil 6.17. Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği.....	110
Şekil 6.18. İkinci derece BDF'nin genlik karakteristiği.....	111
Şekil 6.19. OTA-C ikinci derece bant durduran filtre devresi.....	112
Şekil 6.20. İkinci derece BD filtre pspice devresi ( $Q=0,7$ ).....	115

Şekil 6.21.	Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği.....	115
Şekil 6.22.	Çok fonksiyonlu ikinci derece filtre.....	118
Şekil 6.23.	Çok fonksiyonlu filtre pspice devresi (AGF için).....	119
Şekil 6.24.	Çok fonksiyonlu filtre simülasyon sonuçları.....	119
Şekil 6.25.	Çok fonksiyonlu ikinci derece filtre.....	120
Şekil 6.26.	Üç OTA'lı çok fonksiyonlu filtre pspice devresi (AGF için).....	122
Şekil 6.27.	Üç OTA'lı çok fonksiyonlu filtre simülasyon sonuçları.....	122
Şekil 6.28.	OP-AMP kullanılarak gerçekleştirilen ikinci derece AGF pspice devresi.....	124
Şekil 6.29.	OP-AMP'la gerçekleştirilen AGF simülasyon grafiği.....	125
Şekil 6.30.	OP-AMP kullanılarak gerçekleştirilen ikinci derece YGF pspice devresi.....	126
Şekil 6.31.	OP-AMP'la gerçekleştirilen YGF simülasyon grafiği.....	127
Şekil 6.32.	OP-AMP kullanılarak gerçekleştirilen ikinci derece BGF pspice devresi.....	128
Şekil 6.33.	OP-AMP'la gerçekleştirilen BGF simülasyon grafiği.....	129
Şekil 7.1.	(a) Alçak geçiren filtreden elde edilen osilatör yapısı.....	134
	(b) Yüksek geçiren filtreden elde edilen osilatör yapısı.....	134
	(c) Bant geçiren filtreden elde edilen osilatör yapısı.....	135
Şekil 7.2.	Filtre yapılarından elde edilen osilatörlerin simülasyon sonuçları (fo=833KHz).....	138
Şekil 7.3.	2OTA-3C osilatör yapısı.....	139
Şekil 7.4.	2OTA-3C osilatör pspice devresi.....	142
Şekil 7.5.	2OTA-3C osilatör pspice simülasyonu (fo=93.45KHz).....	143
Şekil 7.6.	4OTA-2C osilatör yapısı.....	144
Şekil 7.7.	4OTA-2C osilatör pspice devresi.....	147
Şekil 7.8.	4OTA-2C osilatör pspice simülasyonu (fo=95.23KHz).....	148
Şekil 7.9.	4OTA-2C quadrature osilatör yapısı.....	149
Şekil 7.10.	4OTA-2C (quadrature) osilatör pspice devresi.....	152
Şekil 7.11.	4OTA-2C (quadrature) osilatör pspice simülasyonu (fo=99KHz).....	152

## TABLolar LİSTESİ

Tablo 2.1.	Simülasyonda kullanılan transistörler için kanal genişlik ve uzunlukları.....	19
Tablo 3.1.	OTA ve OP-AMP parametrelerinin karşılaştırılması.....	30
Tablo 4.1.	CA3080 OTA parametre değerleri.....	37
Tablo 5.1.	DAC devresi simülasyon sonuçları.....	82
Tablo 6.1.	Filtre tasarımında kullanılan aktif ve pasif elemanların karşılaştırılması.....	86
Tablo 6.2.	İki OTA'lı filtre yapısının formülleri ( $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ ).....	118
Tablo 6.3.	Üç OTA'lı filtre yapısının formülleri.....	121
Tablo 6.4.	Alçak geçiren filtre tasarım denklemleri.....	124
Tablo 6.5.	Yüksek geçiren filtre tasarım denklemleri.....	127
Tablo 6.6.	Bant geçiren filtre tasarım denklemleri.....	129
Tablo 7.1.	Şekil 7.1'de verilen devrelere ilişkin osilatör şartları.....	136

## ÖZET

Anahtar kelimeler: İşlemsel Geçişiletkenliği Kuvvetlendiricisi (OTA), Filtre, Osilatör, ORCAD, Pspice,

Bu tez çalışmasında amaç, bir elektriksel sistemin performansını yüksek oranda etkileyen filtre ve osilatör devrelerini, OTA elemanı ile gerçekleştirmek ve OP-AMP kullananlarla karşılaştırmaktır.

Birinci bölüm giriş bölümüdür ve burada OP-AMP ve OTA'nın tarihi gelişimi hakkında bilgiler verilmiştir.

İkinci bölümde, OTA'nın iç yapısı hakkında bilgiler verilmiş, bipolar ve CMOS OTA yapıları incelenmiştir. Ayrıca, ideal OTA özellikleri verilerek OTA'nın uygulama devrelerinde nasıl kullanılması gerektiği hakkında bilgiler verilmiştir.

Üçüncü bölümde, OTA ve OP-AMP özellikleri karşılaştırılmış, OTA'nın filtre ve osilatör devrelerindeki tercih sebepleri ortaya konmuştur.

Dördüncü bölümde, piyasada rahatlıkla bulunabilen, bipolar yapıya sahip CA3080 OTA entegresi incelenmiştir. Pspice simülasyonunda kullanılacak olan bu entegrenin katalog bilgilerinin yanında, giriş gerilim sınırlaması, kuyruk akımının ( $I_{abc}$ ) ve yük direncinin çıkış akımına olan etkileri, simülasyon yapılarak gözlenmiştir.

Beşinci bölümde, OTA kullanılarak elde edilen bazı devrelerin, matematiksel analizleri yapılarak simülasyon sonuçları incelenmiştir.

Altıncı bölümde, aktif filtre yapılarının OTA ile tasarım yöntemleri hakkında bilgi verilmiş ve örnek uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Yüksek kesim frekansına sahip filtreler OP-AMP'lar kullanılarak da gerçekleştirilmiş simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır.

Yedinci bölümde, OTA osilatör devreleri elde edilerek simüle edilmiş ve OP-AMP osilatörleriyle karşılaştırılmıştır.

# **CALCULATION AND ORCAD PSPICE SIMULATION OF FILTER AND OSCILLATOR CIRCUITS THAT USE OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER**

## **SUMMARY**

Keywords: Operational Transconductance Amplifier (OTA), Filter, Oscillator, ORCAD, Pspice,

In this thesis, the aim was to realize filter and oscillator circuits which affect highly electrical system performance with OTA devices and to compare them to those using OP-AMP.

The first part is the introduction part and here information has been given about the historical development of OP-AMP and OTA.

In the second part, information has been given about the inner structure of BJT OTA and CMOS OTA. Structures have been examined. Besides, information has been given about how to use OTA in application circuits.

In the third part, OTA and OP-AMP have been compared and the reasons for preference of OTA's filter and oscillator circuits have been put forth.

In the fourth part, CA3080 OTA, the integrated circuit of bipolar structure which can be easily found in the market has been examined. Besides the catalog information of this integrated circuit used in Pspice simulations, input voltage limitation, bias current ( $I_{abc}$ ) and effects on the current output of load resistance have been observed by making simulations.

In the fifth part some circuits using OTA have been examined by making mathematical analysis.

In the sixth part, information about active filter structures using OTAs and design methods has been given and sample applications have been realized. Filters using OP-AMP and OTA with high cut-off frequency have been simulated and compared.

In the seventh part OTA oscillator circuits have been obtained and compared to OP-AMP oscillators.

## BÖLÜM 1. GİRİŞ

İşlemsel kuvvetlendiricilerin (OP-AMP) tümdevre olarak ortaya çıkması ve kabul görmesi sonucu, 1960'lı yıllar boyunca lineer analog tümdevre uygulamaları büyük bir ilerleme kaydetmiştir. Maliyetler 1965'te 70\$ seviyelerinde iken 1970'te 2\$'ın altına inmiştir ve günümüzde bu değerlerin çok daha altında seyretmektedir. O zamandan beri, işlemsel kuvvetlendirici tümdevreleri, piyasada üretilen ürünler içerisinde en fazla kullanılan lineer elemanlar olmuşlardır. A/D çeviriciler ve D/A çeviriciler, gerilim referans kaynakları, analog çarpma devreleri, dalga şekillendirici devreler, osilatör ve dalga üreteçleri gibi pek çok alanda uygulama alanı bulmuşlardır. İşaret işlemenin gerilim değişkenleri aracılığı ile düşünülmesi alışkanlığının sonucu olarak, gerilim transfer fonksiyonu gerçekleyen filtreler gibi gerilim modlu işaret işleme devreleri ortaya çıkmıştır. Bugün yüksek kaliteli işlemsel kuvvetlendirici devreleri maliyetlerinin 0.1\$ seviyelerinde olup ayrıca çok kullanışlı bir eleman olması sebebiyle bugün gerilim modlu devre tasarımlarında vazgeçilmez bir elemandır [2].

Son dönemlerde, elektronik devre tasarımı, yüksek performanslı işlemsel kuvvetlendiricilere her zamankinden daha çok ihtiyaç duymuştur. Bu arada, işaretlerin işlendikleri ortamın empedans seviyesinin, yeni ortaya çıkan teknolojilerin olanaklarından hakkıyla yararlanabilmek açısından önem taşıdığı fark edilmiştir. İşlemsel kuvvetlendirici ile gerçekleştirilen filtre ve osilatör devreleri KHz seviyelerinde çalışabilmektedir. Tasarıma yönelik amaçlar için işlemsel kuvvetlendirici ideal olarak kabul edildiğinden, sonsuz giriş direnci, sıfır çıkış direnci ve sonsuz açık çevrim kazancına sahiptir. Ancak yüksek frekanslara çıktığında, işlemsel kuvvetlendiricinin performansının kötüleşmesi nedeniyle, karakteristiğinin bozulduğu görülür. Bu frekanslarda işlemsel kuvvetlendirici integral alıcı bir devre gibi davranır. Ayrıca, işlemsel kuvvetlendirici elemanını dışardan

uygulanan bir işaretle kontrol etme imkanı da yoktur. Bu faktörler, yüksek lineerlikte ve geniş dinamik aralıklı gerilim modlu devrelerin tasarımını zorlaştırdığından, gerilim yerine akımın temel işaret ortamı olduğu düşük empedanslı analog devreler dikkat çekmeye başlamışlardır. Akım modlu devreler, düşük empedanslı düğümlerdeki düşük gerilim salınımları nedeniyle, düşük besleme gerilimlerinde çalışabilmekte ve küçük işaret geçiş frekansına yakın geniş bantlı frekans cevapları elde edilebilmektedir [1].

Akım modlu devrelere olan bu ilginin ortaya çıkması asıl olarak, işlemsel geçişiletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA) ile olmuştur. OTA geçişiletkenliği kuvvetlendiricisi olarak da adlandırılan bu eleman, giriş gerilimleriyle orantılı çıkış akımına dönüştüren bir elemandır. Filtre tasarımlarında ve diğer bir çok uygulamada geniş olarak kullanım alanı bulan bu eleman ilk olarak 1965 yılında ortaya atılmıştır. Daha sonraki yıllarda çip endüstrisindeki gelişmeler ve kullanılan besleme gerilimlerinin azalmasıyla daha çok gündeme gelmiştir.

Bu çalışmada OTA ile tasarlanmış filtre ve osilatör yapıları incelenmiştir. ORCAD PSpice programı kullanılarak, oluşturulan yapıların simülasyonları gerçekleştirilmiş ve matematiksel sonuçlarla simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. OTA ile yapılmış filtre ve osilatör devreleri, OP-AMP devreleriyle bazı noktalarda karşılaştırılmıştır. OTA' nın tercih sebepleri ortaya konmuştur.



## BÖLÜM 2. OTA KAVRAMI

### 2.1. Giriş

OTA, gerilim kontrollü akım kaynağıdır. Girişine uygulanan gerilim farkıyla orantılı çıkış akımı üreten bir elemandır. Dışardan uygulanan elektriksel bir büyüklükle (akım veya gerilimle) iletkenliği ayarlanabilir.

OTA'lar ile ilgili ilk çalışma bundan 40 yıl önce yapılmıştır ve bu çalışmada bipolar OTA'lar incelenmiştir [1]. Bu yıldan önce yapılmış çalışmalar geri beslemeli devreler üzerine olduğundan açık çevrimde çalışan OTA'lar üzerinde durulmamıştır. Bu ilk bipolar OTA çalışmasında, OTA devresinin maksimum giriş işareti genliği 26 mV civarındadır. Bundan sonra birçok araştırmacı OTA'ların giriş gerilim aralığını arttıracak birçok yol bulmuşlardır.

OTA'lar hakkında 1985 yılında yapılan bir araştırmada, OTA devrelerinin genel özellikleri anlatılmış ve OTA devrelerinin gerilim kontrollü kuvvetlendiriciler ile filtrelerdeki uygulama alanlarından bahsedilmiştir [2]. Bu çalışmadan sonra bir çok araştırmacı CMOS OTA devreleri ve onların uygulamaları üzerine çalışmalar yapmıştır.

OTA'ların insanlara çekici gelmesinin sebebi, klasik düşük çıkış dirençli OP-AMP'lara göre hızlı olmaları ve kazançlarının kutuplama akımlarıyla ayarlanabilir olmasıdır. Ayrıca OTA'lar OP-AMP'lara göre önemli derecede daha yüksek band genişliklerine sahiptirler. Normal olarak kondüktans, iki nokta arasındaki voltaj farkının yine aynı iki nokta arasındaki akıma çevrilmesidir. Transkondüktans ise iki giriş arasındaki voltaj farkı ile çıkışta akım oluşturulmasıdır. Böyle bir yapıda, giriş büyüklüğünün gerilim ve çıkış büyüklüğünün akım olmasından dolayı devrenin giriş

ve çıkış dirençleri büyük değerlidir. İdeal bir işlemsel geçişiletkenliği kuvvetlendiricisinde ise giriş ve çıkış dirençleri sonsuz olmalıdır [3].

Bir OTA'nın tümdevre olarak kullanımından önce bu elemanın iç yapısına kısaca bir göz atmak yerinde olacaktır.

## 2.2. Bipolar OTA

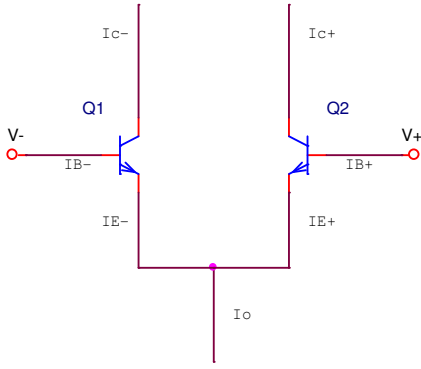
### 2.2.1. Diferansiyel çifti ( Fark kuvvetlendiricisi )

İki giriş arasındaki farkı giriş işareti olarak kullanan birçok devre vardır. Bu devrelerin giriş katı Şekil 2.1' de görüldüğü gibi, bir diferansiyel çiftidir. Bir NPN transistör ün kolektör akımı ( $I_c$ ), beyz-emiter ( $V_{BE}$ ) gerilimine ve sıcaklığa bağlıdır [3].

$$I_c = I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (2.1)$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2.2)$$

Denklem (2.1) 'de kolektör akımının bağlı olduğu değerler görölmektedir.  $I_s$  akımı, transistörün ters doyum akımı olup, bu akım sağlandığında Q1 ve Q2 üzerinden gečeñ akımların toplamı,  $I_o = I_+ + I_-$  akımıdır ve kuyruk akımı olarak adlandırılır. Tipik olarak oda sıcaklığında,  $V_T \cong 26mV$  değerine sahiptir. Burada k: Boltzmann sabiti, T: Mutlak sıcaklık q: elektron yüküdür [4].



Şekil 2.1 Bipolar fark kuvvetlendirici

Kollektör akımı  $I_c$ ,  $\beta$  kazancıyla da ifade edilebilir. Buna göre emiter ve kuyruk akımı  $I_o$  aşağıdaki denklemlerle ifade edilebilir.

$$I_c = \beta I_B \quad (2.3)$$

$$I_E = -(I_c + I_B) = -(\beta + 1)I_B \quad (2.4)$$

$$I_o = I_{E+} + I_{E-} \quad (2.5)$$

burada  $I_B$  akımı yerine, transistörlerin doyumdaki kollektör akımları yazılırsa;

$$I_o = \frac{\beta_+ + 1}{\beta_+} I_{c+} + \frac{\beta_- + 1}{\beta_-} I_{c-} \quad (2.6)$$

denklemini elde edilir. Beta değerinin  $\beta_+ \gg 1$  ve  $\beta_- \gg 1$  olması durumunda, kuyruk akımı Denklem (2.7)'de olduğu gibidir.

$$I_o = I_{c+} + I_{c-} \quad (2.7)$$

Yukarıdaki denklem beta değerinin  $\beta_+ \gg 1$  olduğu durumlarda yani kuyruk akımının büyük olduğu durumlarda doğru sonuç vermektedir. Kuyruk akımının küçük olduğu durumlarda ise Denklem (2.1)'de verilen formülde kollektör akımları yerine yazılmalıdır.

$$I_o = I_{s+} \cdot e^{\frac{V_{BE+}}{V_T}} + I_{s-} \cdot e^{\frac{V_{BE-}}{V_T}} \quad (2.8)$$

transistörler eş ve aynı sıcaklıkta buldukları kabul edilirse  $I_s$  değerleri eşit kabul edilebilir.

$$I_o = I_s \left( e^{\frac{V_{BE+}}{V_T}} + e^{\frac{V_{BE-}}{V_T}} \right) \quad (2.9)$$

Buradan  $I_s$  çekilir.

OTA'nın çıkış akımı, fark kuvvetlendiricisinde iki kollektör akımının farkıdır.

$$I_{out} = I_+ - I_-$$

$I_s$  değeri Denklem (2.1) ile birlikte yerine yazılırsa ve gerekli matematiksel işlemler yapıldığında çıkış akımı Denklem (2.11) 'de olduğu gibi ifade edilir.

$$I_{out} = I_o \left( \frac{e^{\frac{V_{BE+}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{BE+}}{V_T}} + e^{\frac{V_{BE-}}{V_T}}} - \frac{e^{\frac{V_{BE-}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{BE+}}{V_T}} + e^{\frac{V_{BE-}}{V_T}}} \right) \quad (2.10)$$

$$I_{out} = I_o \left( \frac{1}{1 + e^{\frac{V_{BE-} - V_{BE+}}{V_T}}} - \frac{1}{1 + e^{\frac{V_{BE+} - V_{BE-}}{V_T}}} \right) \quad (2.11)$$

Giriş gerilimleri farkı  $V_m = V_{BE+} - V_{BE-}$  olduğuna göre, bu değer yerine yazılırsa, çıkış akımı Denklem (2.13)'te olduğu gibidir.

$$I_{out} = I_o \left( \frac{(1 + e^{\frac{V_m}{V_T}}) - (1 + e^{\frac{-V_m}{V_T}})}{(1 + e^{\frac{V_m}{V_T}})(1 + e^{\frac{-V_m}{V_T}})} \right) \quad (2.12)$$

$$I_{out} = I_o \left( \frac{e^{\frac{V_m}{V_T}} - e^{\frac{-V_m}{V_T}}}{2 + e^{\frac{V_m}{V_T}} + e^{\frac{-V_m}{V_T}}} \right) \quad (2.13)$$

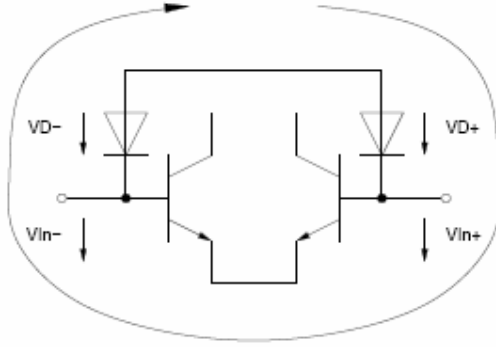
Yukarıdaki denklem trigonometrik olarak ifade edilebilir.

$$I_{out} = I_o \left( \frac{2 \cdot \sinh \frac{V_m}{V_T}}{2 + 2 \cosh \frac{V_m}{V_T}} \right) \quad (2.14)$$

gerekli düzenlemeler yapıldığında çıkış akımı aşağıdaki denklemdeki gibidir.

$$I_{out} = I_o \cdot \tanh \frac{V_m}{2V_T} \quad (2.15)$$

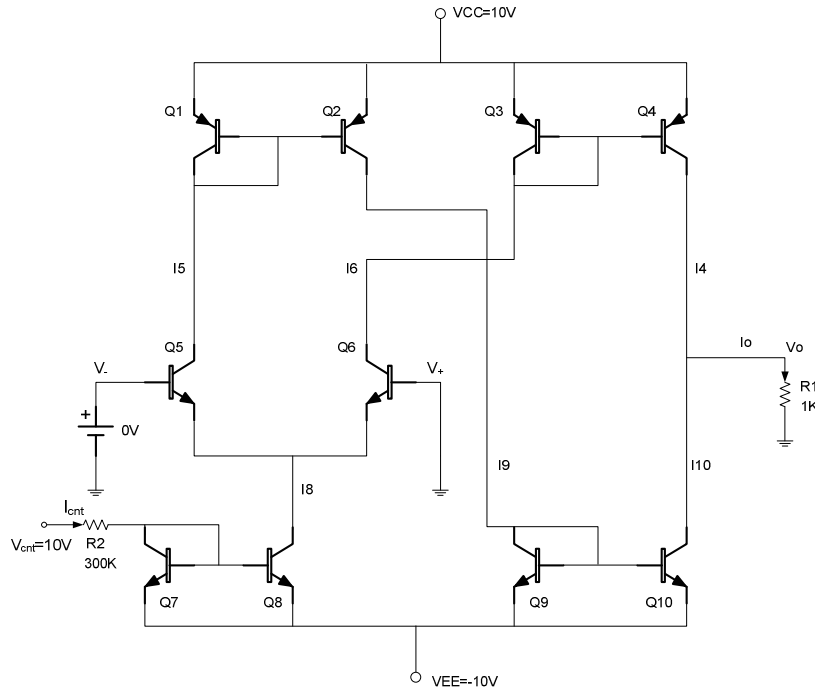
Şekil 2.1'deki Fark kuvvetlendirici çiftine Şekil 2.2'de görüldüğü gibi iki diyot eklenirse, giriş gerilim sınırlaması biraz daha üst seviyelere çekilebilir [4].



Şekil 2.2 Giriş diyotlu doğrusallaştırma ilkesi

### 2.2.2. Bipolar OTA iç yapısı

Bipolar tekniğiyle yapılmış olan OTA' nın iç yapısı Şekil 2.3.' de gösterilmiştir [5].



Şekil 2.3 Bipolar OTA' nın iç yapısı

Devrede Q5 ve Q6 transistörleri diferansiyel çifti (fark kuvvetlendirici) oluşturur. Q1 ve Q2 ise akım aynası olarak görev yapmaktadır. Kontrol akımı ( $I_{cnt}$ ),  $V_{cnt}$  ve  $R2$  direnciyle kontrol edilir. Q7 ve Q8 akım aynası olduğundan  $I_{cnt} = I_8$  olur. Buna göre  $I_8 = I_5 + I_6$  olduğu görülmektedir.

Devredeki akım aynalarına dikkat edilirse, bazı akım değerlerinin birbirlerine eşit olduğu görülür. Devrede Q1 ve Q2 akım aynasından  $I_5 = I_9$  ve Q9 – Q10 akım aynasından  $I_9 = I_{10}$  olduğu görülmektedir. Benzer şekilde Q3 – Q4 akım aynasından  $I_4 = I_6$  olarak bulunur ve düğüm denkleminde  $I_o = I_4 - I_{10} = I_6 - I_5$  elde edilebilir.

Devrenin gerilim kazancı hesaplanırsa,

$$A_v = \frac{V_o}{V_m} = \frac{I_o R_L}{V_m} = g_m R_L \quad , \quad V_m = V_+ - V_- \quad , \quad R_L = R1$$

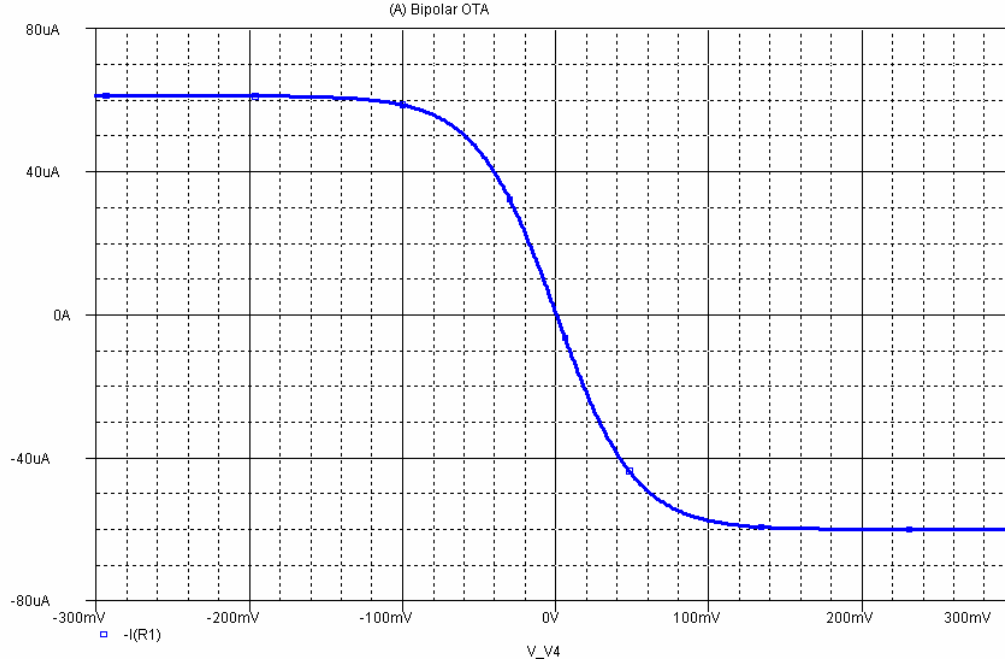
olarak bulunur. Eğim ( $g_m$ ) Denklem (2.16)'daki formül kullanılarak hesaplanır.

$$g_m = \frac{\partial I_o}{\partial V_m} = \frac{I_{cnt}}{2V_T} \quad (2.16)$$

Böylelikle OTA'nın gerilim kazancı, kontrol akımı  $I_{cnt}$  ile ayarlanabilir.

$$\text{Oda sıcaklığında } V_T = 26mV \text{ ve } g_m = \frac{\partial I_o}{\partial V_m} = \frac{I_{cnt}}{2V_T} = \frac{I_{cnt}}{52mV} = 19.2I_{cnt} \text{ olur.}$$

Şekil 2.3.'teki bipolar OTA devresi Pspice ile simüle edildiğinde , çıkış akımının ( $I_o$ )  $V_m = V_+ - V_-$  'e göre değişimi aşağıdaki grafikte görülmektedir.



Şekil 2.4 OTA' nın çıkış akımının değişimi

Simülasyonu gerçekleştirilen devrede  $R_L = R_1 = 1k$  olarak seçilmiştir.  $V_{cnt} = 10V$  ve  $R_2 = 300k$  yapılarak kontrol akımının  $I_{cnt} = 63\mu A$  olması sağlanmıştır. OTA' lar mV seviyelerinde çalıştıklarından giriş geriliminin gerilim aralığının küçük seçilmesi gerekir. Simülasyon sonucundan da görüldüğü gibi OTA 'nın lineerliği yaklaşık 50 mV' luk giriş geriliminden sonra bozulmaya başlamıştır. Ortaya çıkan şeklin eğimi Pspice ile hesaplandığında  $g_m = 1.1mS$  olarak ortaya çıkmaktadır. Denklem (2.16) kullanılarak yapılan hesaplamada ise  $g_m = 1.21mS$  olarak hesaplanmıştır. Şekil 2.3.' teki OTA için,

$$I_{cnt} = \frac{V_{cnt} + |-V_{EE}| - 0.7}{R_{cnt}} \quad , \quad R_{cnt} = R_2 \quad (2.17)$$

ifadesinden hesaplanabilir. Burada 0.7V, Q7 transistörüne ait beyz – emiter geriliminin iletim yönü değeridir ve bu transistör diyot gibi davranmaktadır. Simülasyonda  $63\mu A$  olarak görülen  $I_{cnt}$  akımı Denklem (2.17) ile hesaplanırsa  $64.3\mu A$  olduğu görülmektedir. Sonuç olarak simülasyon sonuçlarıyla matematiksel



sonuçlarının büyük oranda benzerlik gösterdiği ve  $g_m$  değerinin  $R_{cnt}$  direnciyle kontrol edilebildiği görülmüştür.

## 2.3. CMOS OTA

### 2.3.1. Analog tümdevrelerde MOS teknolojisinin yeri

Son zamanlara kadar daha çok dijital sistemlerin gerçekleştirilmesinde kullanılan MOS teknolojisi, günümüzde, analog tümdevre yapı bloklarının oluşturulmasında gittikçe yaygınlaşarak kullanılmakta, literatürde sürekli olarak bu alanda yapılan yeni çalışmaları ve geliştirilen yeni devre bloklarını yansıtan yazılarla karşılaşılmaktadır. Bunun başlıca nedeni, gün geçtikçe analog ve dijital sistemlerin iç içe girmesidir. Dijital sistemlerde MOS teknolojisi yaygın olarak kullanıldığından, analog sistemler için de aynı teknolojinin kullanılabilir olması, ekonomik açıdan büyük yararlar sağlamaktadır. Çoğunlukla, işaretin analogdan dijitale çevrilmesi yahut bunun tersinin gerçekleştirilmesi için gerekli olan presizyonlu kuvvetlendirme, süzme, örnekleme ve tutma, gerilim karşılaştırma, presizyonlu ikili kod ağırlıklı gerilim ve akım üretme vb. analog fonksiyonların gerçekleştirilmesine gereksinme duyulmaktadır. Alt sistemlerin eski teknolojide olduğu gibi, ayrı ayrı bipolar analog ve MOS dijital bölümlere ayrılması ise, birçok durumda kılıflama maliyeti, baskılı devre üzerinde kaplanan yer gibi nedenlerle, istenen bir özellik olmamaktadır. Bunun yanı sıra , MOS teknolojisi ile bipolar transistörlere göre %30-%50 oranında daha az kırmık alanı kullanılmaktadır. Bipolar teknolojisine göre karşılaştırıldığında, MOS teknolojisinin analog fonksiyonların gerçekleştirilmesi açısından yararlı yanları olduğu kadar yetmez kalan özellikleri bulunduğu söylenebilir. MOS teknolojisinin bipolar transistörlere göre önemli sayılabilecek sakıncaları şöyle özetlenebilir :

1. Aynı kollektör akımı için bipolar transistörlerin  $g_m$  geçişiletkenliği MOS transistörlere göre kıyaslanamayacak kadar yüksektir.

2. Geçişiletkenliğinden ileri gelen bu sakıncayı gidermek üzere, kazanç katlarında büyük değerli dirençler kullanılabilir. Ancak, MOS teknolojisi ile büyük değerli dirençler elde etmek oldukça güçtür. Bu dirençleri elde etmek için kullanılan kırmık alanı da o kadar fazla olmaya başlar ki, bunların kullanılması pratik olmaktan çıkar. Bu yüzden, MOS' larla çalışılırken büyük kazanç değerleri elde etmek üzere aktif elemanlardan yararlanma zorunluluğu bulunmaktadır.

3. MOS transistörlerin frekans cevabı bipolar transistörlerinkine göre daha kötüdür.

4. İmalat sırasında meydana gelen eşleştirme sorunu yüzünden, işlemsel kuvvetlendiricilerin giriş dengesizlik gerilimi daha fazladır.

5.  $1/f$  gürültüsü daha yüksek olmaktadır.

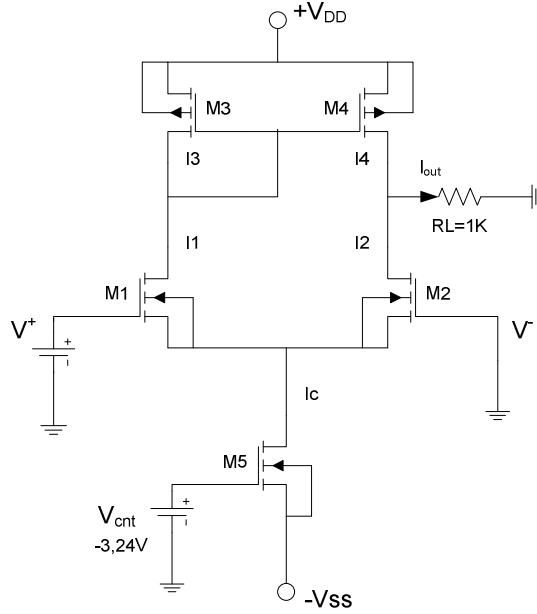
Bütün bu sakıncalara rağmen, günümüzde MOS teknolojisi analog devrelerde gittikçe yaygınlaşmaktadır. Bunun nedeni, daha önce de belirtildiği gibi, analog ve dijital sistemlerin gün geçtikçe iç içe girmesidir. Dijital sistemlerde MOS teknolojisinin kullanılması, analog sistemlerde de aynı teknolojinin kullanılabilir olması, ekonomik açıdan büyük yararlar sağlamaktadır. Bunun yanı sıra, yüksek giriş direnci, çekilen akımın düşük olması gibi nedenlerden ötürü, MOS yapılar yarar sağlamaktadır [6].

### 2.3.2. Temel CMOS OTA yapısı

Mevcut bipolar OTA yapılarında, lineer bölgede çalışabilme için fark geriliminin oldukça küçük tutulma sorunu, CMOS tekniği ile yapılmış olan OTA' lar da iyileştirilmeye çalışılmıştır.

En basit OTA yapısı, Şekil 2.5.'de verilen kendiliğinden kutuplamalı aktif yüklü CMOS fark kuvvetlendiricisi yardımıyla kurulabilir [7]. M1 ve M2 n kanallı

transistörleri eş transistörlerdir, bunların (W/L) oranları eşittir. (W=30 $\mu$ m, L=3 $\mu$ m) Aynı özellikler p kanallı M3-M4 çifti için de geçerlidir. Yapıdaki tüm akım seviyeleri  $I_c$  akımı ile belirlenir.  $I_c$  akımı ise M5 transistörüne uygulanan kutuplama gerilimi ( $V_{cnt}$ ) ve W/L oranına bağlıdır. M5 için W=45 $\mu$ m L=3 $\mu$ m olarak seçilmiştir.  $V_{cnt}$  gerilimi ise transistörü doyumda çalıştıracak büyüklükte olmalıdır..  $I_c$  akımı sükunette eş olarak iki kola dağılmaktadır. Yapıda tüm kaynak uçları, transistörlerin tabanına bağlıdır, bu şekilde gövde etkisi elimine edilmiş olur.



Şekil 2.5 Temel CMOS OTA yapısı

Alçak frekanslarda, transistörlerin çıkış dirençleri ve gövde etkisi ihmal edilirse temel CMOS OTA 'nın çıkış akımı Denklem (2.20) kullanılarak bulunur.

$$I_1 = \frac{\beta}{2} (V_{GS}^+ - V_{TH})^2 \quad , \quad \beta = \mu C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) \quad (2.18)$$

$$I_2 = \frac{\beta}{2}(V_{GS}^- - V_{TH})^2 \quad (2.19)$$

$$I_{out} = I_1 - I_2 = \frac{\beta}{2} \Delta V_m \sqrt{\frac{2I_c}{\beta/2} - \Delta V_m^2} \quad , \quad \Delta V_m = V^+ - V^- \quad , \quad I_1 + I_2 = I_c \quad (2.20)$$

Büyük kuyruk akımı ( $I_c$ ), küçük  $\beta$  ve  $\Delta V_m$  için çıkış akımı yaklaşık olarak,

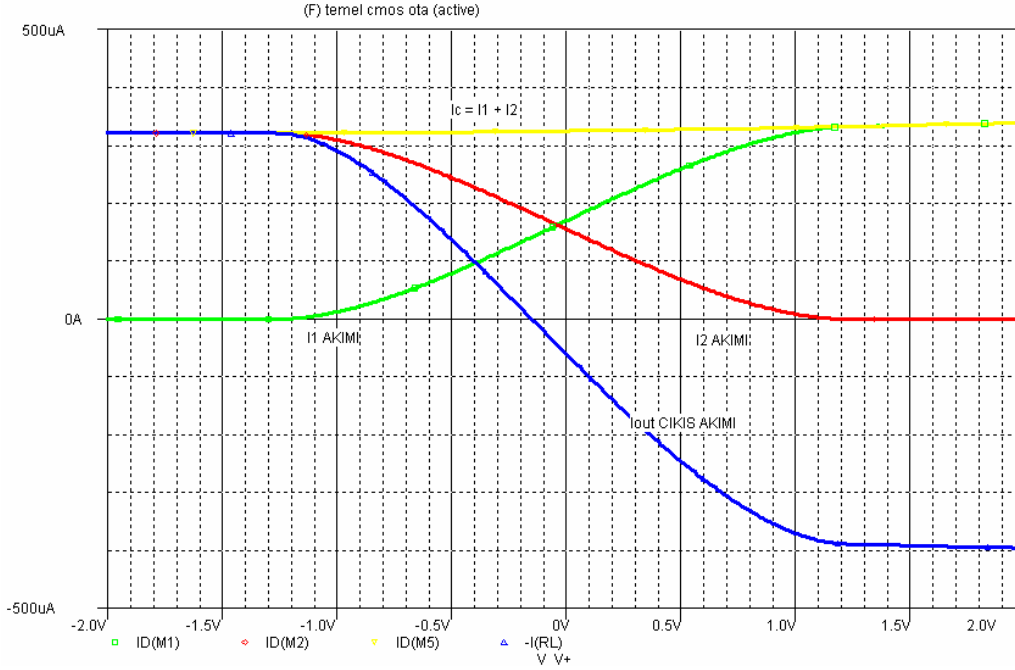
$$I_{out} \approx \sqrt{\beta I_c} \cdot \Delta V_m \quad (2.21)$$

denklemlerle hesaplanabilir.

CMOS OTA 'nın eğimi ise yaklaşık olarak,

$$g_m \equiv \frac{\partial I_{out}}{\partial \Delta V_m} = \frac{I_{out}}{\Delta V_m} \equiv \sqrt{\beta I_c} \quad (2.22)$$

denklemlerle bulunabilir.



Şekil 2.6 Temel CMOS OTA çıkış ve kutuplama akımları

Temel CMOS OTA devresinin simülasyon sonuçları incelendiğinde yaklaşık olarak  $I_c = 320\mu A$  olduğu görülmektedir. Bu değer grafikten de görülebileceği gibi  $I_1$  ve  $I_2$  akımlarının toplamıdır.  $M_1$  ve  $M_2$  transistörleri arasındaki dengesizlikten dolayı, eğriler giriş voltajları farkının sıfırında kesişmezler.

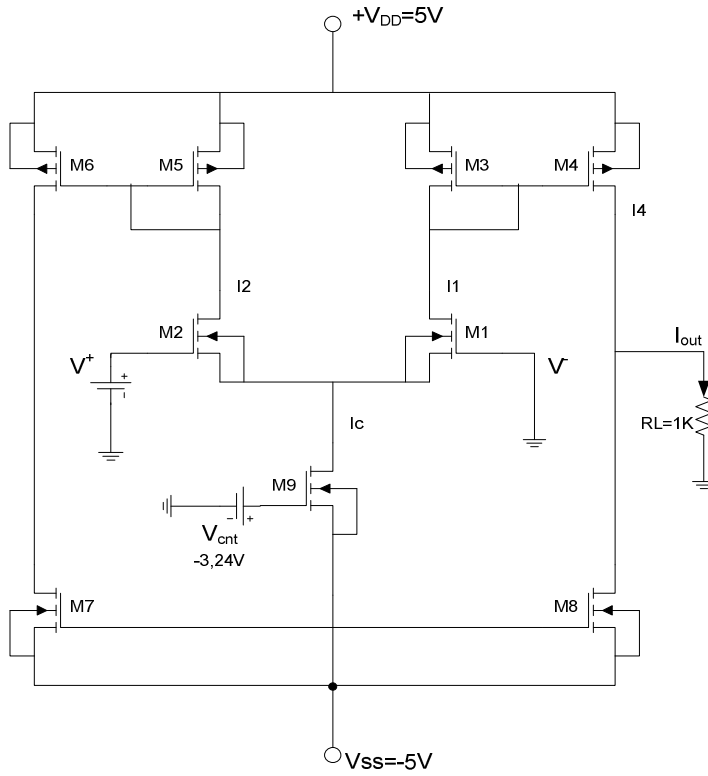
Sonuç olarak, bipolar yapılarda eğim sadece kutuplama akımına ( $I_c$ ) bağlıdır ve eleman boyutlarından bağımsızdır. MOS fark kuvvetlendiricilerinde ise eğim hem kutuplama akımına hem de elemanın boyutlarına bağlı olmaktadır. Giriş gerilim sınırlaması CMOS OTA'larla biraz daha aşılmıştır. Bipolar OTA'da fark giriş gerilimi 50mV' un üzeridekine çıkamazken, CMOS yapılarda bu değer grafikten de görülebileceği gibi, yaklaşık 500mV seviyesine ulaşmıştır.

### 2.3.3. Simetrik ( Dengeli ) CMOS OTA

Temel CMOS OTA devresi giriş voltajına bağımlı olan  $V_{min}$  voltajının altında çıkış üretememektedir. Bu alt sınırlama durumu, giriş voltajı sürekli kontrol edilemediğinden , bazı problemlere neden olacaktır. Bunun için temel devre yapısına birkaç ekleme yapılarak bu problem çözülmeye çalışılmıştır. Şekil 2.7.' de bu devre görülmektedir.

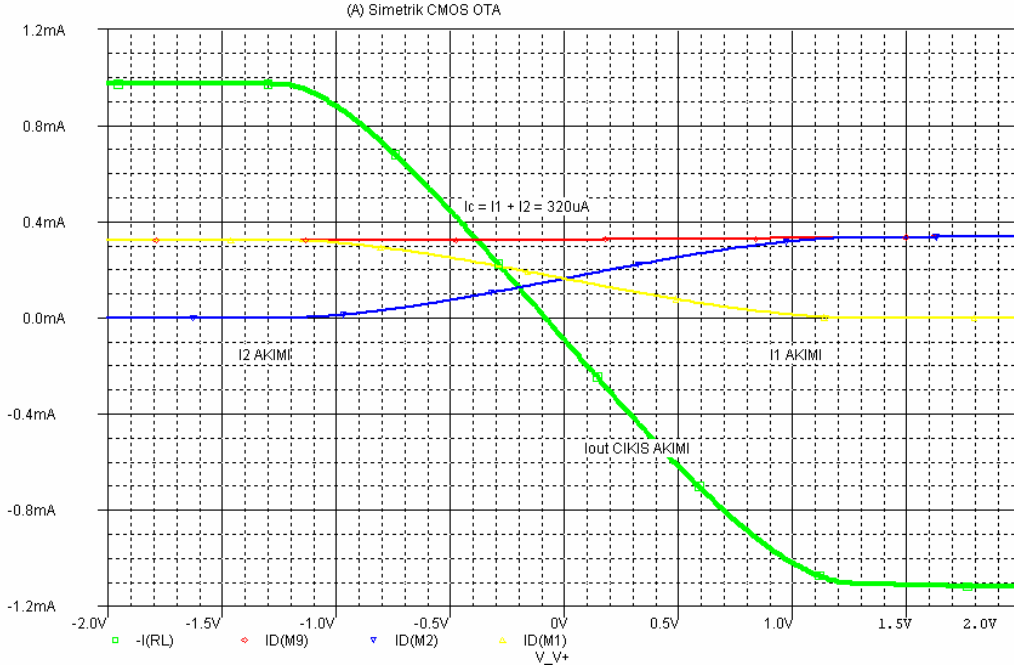
Bu devrede çıkışı doğrudan almak yerine,  $M2$ 'nin akıtıcısına  $M5$  ve  $M6$  akım aynası bağlanmıştır.  $M4$  ve  $M6$ 'nın çıkışındaki akımlar diferansiyel kuvvetlendiricideki simetrik iki akımı ifade ederler. Bundan sonra  $M6$ 'daki akım  $M7$  ve  $M8$  transistörlerinin oluşturduğu akım aynası ile çıkışa  $I4$  akımı biçiminde verilmektedir. Temel devrede olduğu gibi yine  $I1$  ve  $I2$  'nin farkı çıkış akımıdır.

Bu devrenin temel devreye göre en büyük avantajı, giriş ve çıkış voltajlarının  $V_{dd}$ 'nin üstünde veya toprak seviyesinin altında olabilmesidir. Yani  $V_{min}$  problemi (alt sınır) bu şekilde kaldırılmaktadır. Bunun yanında kazanç değeri on kat artmıştır [6].



Şekil 2.7 Simetrik CMOS OTA yapısı

Simetrik CMOS OTA yapısı geniş bantlı olması nedeniyle yüksek frekanslı aktif filtrelerin ve osilatörlerin gerçekleştirilmesinde son derece elverişli olmaktadır.  $I_c$  kontrol akımı yardımıyla OTA eğimi değiştirilebilir; böylece filtrenin akort frekansını ayarlamak mümkün olur. OTA'nın çıkış direnci hesaplanırsa, çıkış direncinin, düz akım aynası ile gerçekleştirilen temel OTA'ya göre  $1+g_m r_o$  kadar daha büyüdüğü görülür. ( $r_o$ ; temel ota çıkış direnci) Şekil 2.7.'deki yapıda M1-M2 transistörleri bir fark kuvvetlendiricisi oluştururlar. Bunların çıkış akımları ile diyot bağlı M3 ve M5 PMOS transistörleri sürülmektedir. Diyot bağlı M3 ve M5 transistörlerinin akımları, (W/L) oranları diyotların 3 katı olan M4 ve M6 transistörleri yardımıyla 3 ile çarpılıp çıkışa yansıtılmaktadır.



Şekil 2.8 Simetrik CMOS OTA çıkış ve kutuplama akımları

Şekil 2.8' de simetrik CMOS OTA devresinin simülasyon sonuçları görülmektedir. Buradan da görülebileceği gibi OTA'nın maksimum çıkış akımı temel OTA'ya göre yaklaşık iki kat daha fazladır.

Şekil 2.5 ve Şekil 2.7' de kullanılan transistörlere ait W ve L değerleri Tablo 2.1' de verilmiştir.



Tablo 2.1 Simülasyonda kullanılan transistörler için kanal genişlik ve uzunlukları

Transistör	W( $\mu\text{m}$ )	L( $\mu\text{m}$ )
M1	30	3
M2	30	3
M3	12	3
M4	36	3
M5	12	3
M6	36	3
M7	12	3
M8	12	3
M9	45	3

Pspice analizi için kullanılan parametre değerleri aşağıda verilmiştir. Simülasyon gerçekleştirilirken tüm PMOS ve NMOS' lar için bu parametreler kullanılmalıdır [8].

PMOS' lar için;

```
.MODEL MbreakpD PMOS (LEVEL=2 LD=0.580687E-6 TOX=432.0E-10
+ NSUB=1E16 VTO=-0.944048 KP=18.5E-6 GAMMA=0.435
+ PHI=0.6 UEXP=0.242315 UCRIT=20581.4 DELTA=4.32096E-5
+ VMAX=33274.4 XJ=0.4E-6 LAMBDA=0.0620118 NFS=1E11
+ NEFF=1.001 NSS=1E12 TPG=-1 RSH=10.25 CGDO=4.83117E-10
+ CGSO=4.83117E-10 CGBO=1.293E-9 CJ=0.0001307 MJ=0.4247
+ CJSW=4.613E-10 MJSW=0.2185 PB=0.75 XQC=1 UO=271)
```

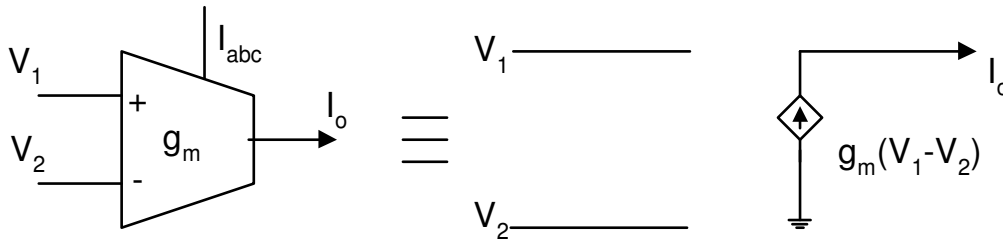
NMOS' lar için;

```
.MODEL MbreaknD NMOS (LEVEL=2 LD=0.414747E-6 TOX=505.0E-10
+ NSUB=1.35634E16 VTO=0.864893 KP=44.9E-6 GAMMA=0.981
+ PHI=0.6 UEXP=0.211012 UCRIT=107603 DELTA=3.53172E-5
+ VMAX=100000 XJ=0.4E-6 LAMBDA=0.0107351 NFS=1E11
+ NEFF=1.001 NSS=1E12 TPG=1 RSH=9.925 CGDO=2.83588E-10
+ CGSO=2.83588E-10 CGBO=7.968E-10 CJ=0.0003924
+ MJ=0.456300 CJSW=5.284E-10 MJSW=0.3199 PB=0.7
+ XQC=1 UO=656)
```

## 2.4. İdeal OTA

İşlemse Geçişiletkenliği Kuvvetlendiricisi (OTA), giriş uçlarına uygulanan gerilim farkı ile, çıkış akımının  $g_m$  olarak adlandırılan geçişiletkenliği (transconductance) parametresi ile kontrol edilmesi temeline dayanmaktadır [9]. OTA da çıkış akımının kontrolü, girişe uygulanan gerilimlerin farkı ile gerçekleştirilmektedir. Gerilim kontrollü gerilim kaynağı (VCVS) olan OP-AMP'ların tersine OTA, gerilim kontrollü bir akım kaynağı (VCCS) 'dır [9]. OTA için bilinmesi gereken en önemli özellik, içerisinde bulunan  $g_m$  geçişiletkenliği parametresinin, harici akım olan  $I_{abc}$  ile kontrol edilebilmesidir.

Şekil 2.9' da OTA devre sembolü ve elektriksel eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 2.9 OTA devre sembolü ve eşdeğer devresi

OTA 'nın  $g_m$  geçişiletkenliği  $I_{abc}$  akımıyla şu şekilde ilgilidir:

$$g_m = h.I_{abc} \quad (2.23)$$

Buradaki "h" katsayısı ; elemanın geometrisine, üretim sırasındaki işlemlere ve sıcaklığa bağlı olan bir katsayıdır. BJT OTA' lar da ve oda sıcaklığında tipik değeri  $h = 19.2V^{-1}$  dir. Buna göre,  $g_m = 19,2.I_{abc}$  olur.

CMOS OTA'larda ise  $g_m$  geçişiletkenliği  $I_{abc}$  akımıyla şu şekilde ilgilidir:

$$g_m = h \cdot \sqrt{I_{abc}}$$

Girişlere uygulanan gerilim farkına ve  $g_m$  parametresine bağlı olarak çıkış akımı,

$$I_o = g_m (V_1 - V_2) \quad (2.24)$$

ile ifade edilmektedir.

İdeal OTA'larda giriş empedansı sonsuz olarak kabul edildiğinden giriş akım değerleri  $I_1 = 0$  ve  $I_2 = 0$ 'dır.

Tümdevre olarak gerçekleştirilmiş bir OTA için  $I_o$  çıkış akımı ve  $g_m$  geçişiletkenliği parametreleri,  $I_{abc}$  kutuplama akımlarına bağlı olarak aşağıdaki şekilde verilebilir. Burada hiperbolik tanjant fonksiyonu için  $\tanh x \cong x$  yaklaşıklığında dikkate alınmıştır.

$$I_o = I_{abc} \cdot \tanh \frac{V_m}{2V_T} \cong g_m V_m \quad (2.25)$$

$$g_m = \frac{I_{abc}}{2V_T} \quad (2.26)$$

Bu son iki denklemde kullanılan  $V_m$ , OTA'nın girişine uygulanan fark voltajıdır. Yani,  $V_m = V_1 - V_2 = V_+ - V_-$ 'dir.  $V_T$ ; ısının gerilim eşdeğeridir.  $V_T$  sıcaklığa bağlı olduğundan oda sıcaklığı için bunun değeri 26 mV veya 25 mV alınmaktadır.

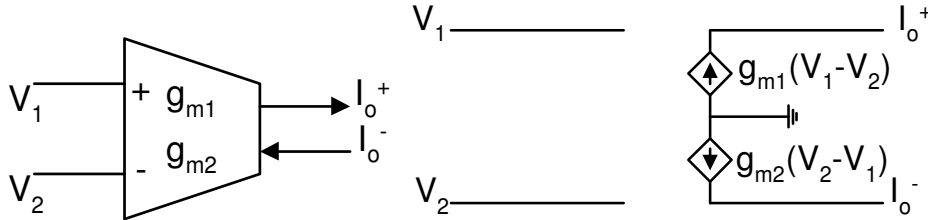
OTA ve OP-AMP incelendiğinde aralarında iki temel farkın olduğu görülmüştür [10]. Bunlardan birincisi, bir akım kaynağı olan OTA, OP-AMP'teki düşük çıkış

direncinin tersine yüksek çıkış direncine sahiptir. Resistive ve kapasitif yüklerde, çıkış direncinin düşük olması tercih edildiğinden bazı OTA'larda (LM13600) bilgisayar ile kontrol edilebilen bufferlar mevcuttur [10].

İkinci olarak; OTA ile negatif geri beslemesiz tasarım gerçekleştirmek mümkün olmaktadır. Diğer bir ifadeyle, cihaz parametrelerine bağlı devrenin performansındaki hassasiyetlerin azaltılmasında OP-AMP'taki geri besleme direnci yerine dizayn parametresi olarak geçişiletkenliği  $g_m$  kullanılmaktadır.

#### 2.4.1. İdeal DO-OTA yapısı

Şekil 2.10' da hem girişi hem de çıkışı farksal olan DO-OTA (Çift çıkışlı geçişiletkenliği kuvvetlendiricisi) yapısı görülmektedir.



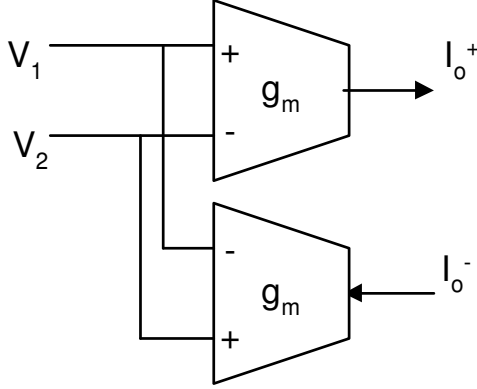
Şekil 2.10 İdeal DO-OTA yapısı ve eşdeğer devresi

DO-OTA devresi giriş gerilim farkıyla orantılı olarak çıkışta pozitif ve negatif olmak üzere iki ayrı akım oluşturmaktadır. DO-OTA'nın çıkış akımlarının giriş gerilimiyle olan matematiksel ilişkisi,

$$I_o^+ = g_{m1}(V_1 - V_2) \quad I_o^- = g_{m2}(V_2 - V_1) \quad (2.27)$$

biçiminde verilmektedir.

Şekil 2.11’ de  $g_m$  değerleri eşit olan iki ota kullanarak DO-OTA elde edilmesi gösterilmiştir.



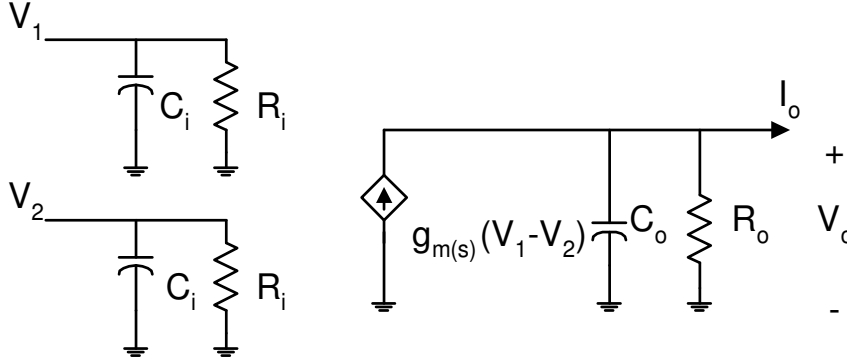
Şekil 2.11 İki OTA kullanarak DO-OTA elde edilmesi

DO-OTA normal OTA elemanının sahip olduğu tüm özelliklere sahip olmanın yanında ,avantajları da vardır. Gerilim modun da çalışan devrelerin, yerlerini akım modlu yapılara bırakmaya başlamaları ile DO-OTA elemanı ön plana çıkıştır. DO-OTA elemanının birden fazla akım çıkışına sahip olmasıyla kolayca akım geri besleme çevrimi oluşturulur. Bu şekilde akım modlu devre topolojilerinin gerçekleştirilmesinde büyük kolaylık sağlanır. Bu sistemlere devre kapasiteleri, girişi oluşturan DO-OTA’ ların girişlerine gelerek DO-OTA’ ların sahip olduğu parazitlik kapasiteleri kompanze ederler. Bu şekilde devrelerin bant genişliğini daraltan sınırlamanın önüne geçilerek daha yüksek frekanslarda çalışma sağlanır [11].

## 2.5. Gerçek OTA ve DO-OTA

Pratikte tasarımcı OTA elemanı ile çalışırken dikkatli olmalıdır. Gerçek OTA’ larda giriş ve çıkış elemanlarının frekansa bağlı ve sonlu olduklarının göz önünde bulundurulması gerekir. OTA’ nın eğimi  $g_m$  , frekansla değişmektedir. Gerçek ota modeli , Şekil 2.12’ de verilmiştir. Burada pozitif ve negatif giriş uçlarından toprağa

olan empedansların eşit olduğu varsayılmaktadır. Ayrıca giriş uçlarının arasındaki empedans ve giriş – çıkış arası kapasite dikkate alınmamıştır.



Şekil 2.12 İdeal olmayan OTA' nın eşdeğer devresi

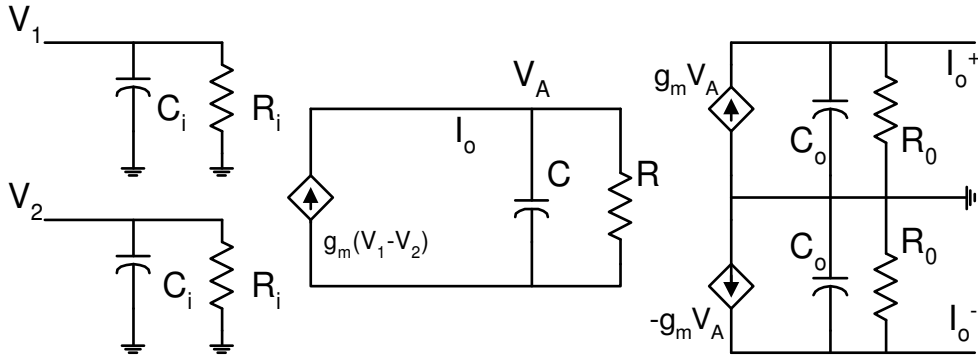
$R_i$  ve  $R_o$  değerleri örnek olarak  $R_i = 0.5M\Omega$  ve  $R_o = 50M\Omega$ ,  $C_i$  ve  $C_o$  kapasiteleri ise birkaç pF sınırında bulunmaktadır. Ticari amaçla sunulmuş OTA'lar bipolar tekniği ile üretilmiş ve bazı pratik sınırlamalara sahiptirler. CA3080 elemanı bunlardan biridir. Bu tür OTA 'ların girişlerine uygulanabilecek gerilim farkı 20mV' tan daha küçük olmalıdır, aksi halde dinamik davranışlarında sorun çıkması olasıdır [12].

OTA' nın frekansla değişen eğimi ( $g_m$ ) göz önüne alınarak aşağıdaki formülle ifade edilir.

$$g_m(s) = g_{mo} e^{-s\tau}$$

$f \ll 1/\tau$  frekans bölgesinde yukarıdaki bağıntı  $g_m(s) = g_{mo}(1 - s\tau)$  olarak görülebilir. Sonlu giriş empedansı  $Z_i$ , giriş direnci  $R_i$  ve giriş parazit kapasitesi  $C_i$  den oluşur. Sonlu çıkış empedansı  $Z_o$ , ise çıkış direnci  $R_o$  ve çıkış kapasitesi  $C_o$  ' dan oluşur.  $I_{abc}$  akımıyla OTA' nın giriş ve çıkış empedansları değiştirilebilir.

Şekil 2.13' te ise gerçek DO-OTA'nın eşdeğer devresi verilmiştir [12].



Şekil 2.13 Gerçek DO-OTA eşdeğer devresi

## 2.6. İdeal OTA'nın Kutuplandırılması

Kısım 2.2 de OTA'nın içyapısı hakkında açıklayıcı bilgiler verilmiştir. Tümdevre olarak üretilen ve elektronik piyasasında bulunan bir OTA'nın kullanımı için kutuplama işlemi hakkında bilgiye ihtiyaç vardır. Bu bölümde bunlardan bahsedilecektir.

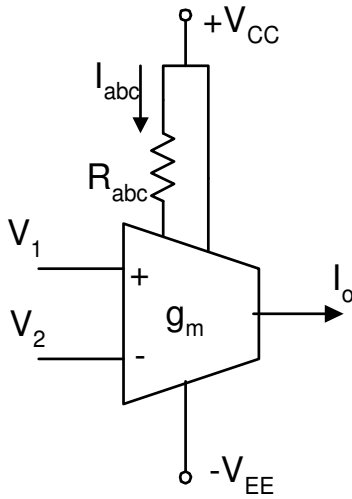
Piyasada CA3080 (LM3080), CA3094 ve CA13600 gibi içerisinde tek ve çift olarak OTA'nın tasarlandığı tümdevreler bulunmaktadır. Denklem (2.26)' da görüldüğü gibi bir OTA'nın  $g_m$  geçişiletkenliği,  $I_{abc}$  kutuplama (kuyruk=bias) akımına bağlıdır. Bu  $R_{abc}$  direnci üzerinden akmaktadır.  $R_{abc}$  direncinin kaynağa veya toprağa bağlanmış tarzına göre, OTA'larda iki ayrı kutuplama yöntemi bulunmaktadır. Bunlar Şekil 2.14' de görülmektedir.

Bir OTA'nın kutuplama akımı sınırlıdır ve bu değer,

$$0.1\mu A \leq I_{abc} \leq 1mA \quad (2.29)$$

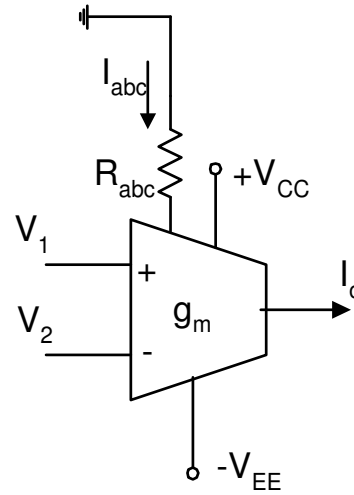
aralığındadır.  $I_{abc}$  kutuplama akımı devreye bağlanan uygun bir dirençle ayarlanabilmektedir. Kazancın bu ayarlanabilir yapısından dolayı OTA bir voltaj kontrollü kuvvetlendiriciye (VCA), voltaj kontrollü osilatöre (VCO) ve bunlarla kontrol edilebilen filtrelere kolayca ayarlanabilmektedir.

Bir OTA çıkışına uygun bir  $R_L$  yük bağlanarak bilinen bir voltaj kuvvetlendiricisi olarak kullanılabilir. Şekil 2.15' te bir evirmeyen kuvvetlendirici olarak kullanılan bir OTA devresi görülmektedir. Bu devre eviren kuvvetlendirici devresi olarak da kullanılabilir. Kuvvetlendirilmesi istenen giriş işareti hangi giriş terminaline uygulanırsa kuvvetlendirici o devrenin özelliğini göstermektedir. Birisi için çıkarılacak formüller diğeri için de geçerli olacaktır, fakat eviren ve evirmeyen kuvvetlendirici için işaret farkına dikkat edilmesi gerekmektedir.



$$I_{abc} = \frac{|V_{EE}| + V_{CC} - V_{BE}}{R_{abc}}$$

(a)



$$I_{abc} = \frac{|V_{EE}| - V_{BE}}{R_{abc}}$$

(b)

Şekil 2.14 OTA'nın kutuplandırılması a)  $R_{abc}$  direncinin  $V_{CC}$ 'ye bağlanması b)  $R_{abc}$  direncinin toprağa bağlanması



Şekil 2.15'teki kuvvetlendiricide yük üzerinden geçen akım,

$$I_L = g_m \cdot V_i \quad (2.30)$$

dir. Kuvvetlendiricinin  $g_m$  geçişiletkenliği  $I_{abc}$  akımıyla şu şekilde ilgilidir:

$$g_m = h \cdot I_{abc}$$

Buradaki "h" değeri 25°C de 19,2'dir. Devrenin çıkış voltajı  $V_o$ ,

$$V_o = R_L \cdot I_L \quad (2.31)$$

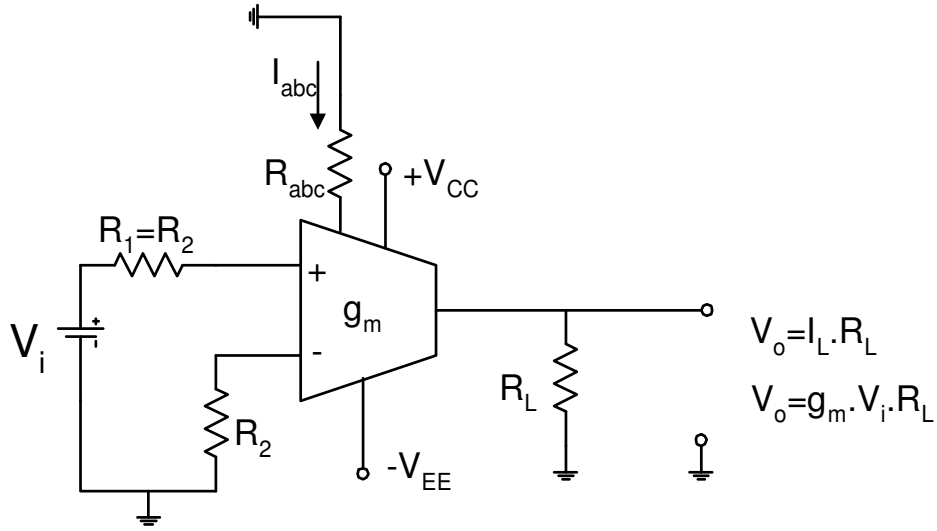
dir. Denklem (2.30)'daki akım ifadesi Denklem (2.31)'de yerine konursa,

$$V_o = g_m \cdot V_i \cdot R_L \quad (2.32)$$

bulunur. Buradan OTA için voltaj kazancı tanımlanırsa,

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = g_m R_L \quad (2.33)$$

elde edilir.



Şekil 2.15 Bir OTA'nın evirmeyen voltaj kuvvetlendirici olarak kullanılması

Şekil 2.15'de verilen OTA devresinin girişlerine  $R_1$  ve  $R_2$  dirençleri bağlanmayabilirdi. Çünkü, bu devre girişteki voltaj farkını değerlendiren bir devredir ve girişlerine doğrudan voltaj kaynağı bağlanabilir. Ancak girişteki kutuplama akımları ve giriş dengesizlik akımının etkisini azaltmak için bu dirençleri kullanmak daha uygundur. Bir OP-AMP'ta olduğu gibi OTA'nın da giriş direnci çok büyük olduğundan, devrede kullanılan  $R_1$  ve  $R_2$  dirençleri OTA'nın giriş direncini şöntleyerek fazla küçültmeyecek bir değerde seçilir. Bunun için tipik değerler, 10 K' dan küçük olmayan direnç değerleridir [3].

Bir OTA devresinin tasarımında katalogta verilen ve garanti edilen  $I_o$  çıkış akımının değeri çok önemlidir. Çünkü yüke beslenecek veya yükten çekilecek bu akım ile çıkış voltajı da belirlenir. Tipik olarak bir OTA'nın besleme voltajından yaklaşık 1V daha düşük çıkış voltajı verebileceği kabul edilebilir. Yani eleman  $\pm 15V$  'tan besleniyorsa  $V_o \cong 14V$  alınabilir [3].

## BÖLÜM 3. OTA VE OP-AMP ÖZELLİKLERİNİN KARŞILATIRILMASI

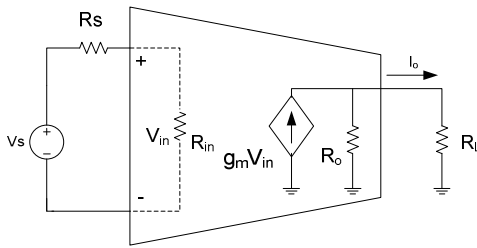
### 3.1. Giriş

OP-AMP'lar ucuz ve gelişmiş olmalarına rağmen tümlşik devre elde etmek için pek uygun olmadıklarından OTA gibi elemanlar kullanılmaktadır. Geçişiletkenliği kuvvetlendiricileri OP-AMP'a benzerler ve OP-AMP'lar gibi kullanılabilirler. Fakat bunların OP-AMP'lara göre voltaj kazançları düşüktür. OP-AMP'a göre kazançları düşük olmasına rağmen, geçişiletkenliği kuvvetlendiricilerinin çıkış akımı kontrol edilebildiğinden bir çok uygulamada OP-AMP'lara tercih edilirler [3].

OTA' ların insanlara çekici gelmesinin sebebi, klasik, düşük çıkış dirençli OP-AMP'lara göre, hızlı olmaları ve kazançlarının kutuplama akımlarıyla ayarlanabilir olmasıdır. Ayrıca OTA'lar OP-AMP'lara göre önemli derecede daha yüksek band genişliklerine sahiptirler.

Aktif filtre tasarımında OP-AMP'lar yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. İdeal bir OP-AMP'ın giriş direncinin ve voltaj kazancının sonsuz, çıkış direncinin sıfır olmasından dolayı mevcut filtreler bu özellikler dikkate alınarak tasarlanmıştır. Ancak OP-AMP'ların kazançlarının çok yüksek oluşu, yüksek frekanslı uygulamalarda tümdevreleştirme de dahil olmak üzere bir çok problem oluşturmaktadır. Filtre karakteristiklerini harici olarak ayarlamak için uygun şekilde voltaj ve akım temin eden devrelere ihtiyaç vardır. Bunlar OP-AMP'larla gerçekleştirilen filtrelerde bir çok güçlüğü de beraberinde getirmektedir. OTA tabanlı filtrelerde bir tek derece için bir OTA ve bir kapasitör kullanılmaktadır. Bunlar tümdevreleştirme tasarım açısından çok caziptir. Ayrıca OTA' lar kırmık üzerinde

küçük yer kapladıklarından daha az güç harcayarak daha yüksek frekanslarda çalışma imkanı sağlamaktadırlar [3].



Temel OTA devresi

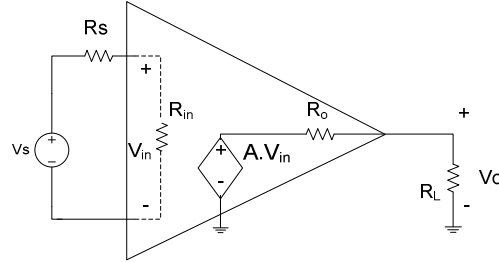
$$I_o = \frac{R_o}{R_o + R_L} g_m V_{in}$$

$$V_{in} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} V_S$$

$$G_m = \frac{I_o}{V_{in}} = \left[ \frac{R_o}{R_o + R_L} \right] g_m \left[ \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} \right]$$

*ideal OTA*

$$G_m = g_m$$



Temel OP-AMP devresi

$$V_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} A V_{in}$$

$$V_{in} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} V_S$$

$$A = \frac{V_o}{V_{in}} = \left[ \frac{R_L}{R_o + R_L} \right] A_V \left[ \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} \right]$$

*ideal OP-AMP*

$$A = A_V = \infty$$

Şekil 3.1 Temel OTA ve OP-AMP devreleri ile bu devrelere ait formüller

Şekil 3.1 'de verilen devreler OTA ve OP-AMP' a ait temel devrelerdir. Burada Rin giriş direncini, Ro ise çıkış direncini göstermektedir. Tablo 3.1 'de ise OTA'nın kazancının gm değeriyle ayarlanabildiği görülmektedir. OP-AMP 'ta ise kazanç idealde sonsuz, gerçekte ise 1000000 civarındadır [14].

Tablo 3.1 OTA ve OP-AMP parametrelerinin karşılaştırılması

Yükseltici Tipi	İdeal Rin	İdeal Ro	İdeal Kazanç	Giriş Akımı	Giriş Voltajı
OP-AMP	$\infty$	0	$\infty$	0	0
OTA	$\infty$	$\infty$	gm	0	Sıfır değil

### 3.2. Gerçek OP-AMP Özellikleri

- 1- Giriş empedansları çok yüksektir ( $Z_{in} = 6 \text{ M}\Omega$  kadardır. Dolayısıyla önceki devreyi yüklemeler)
- 2- Kazançları çok yüksektir ( $A = 1000000$  kadardır)
- 3- Çıkış empedansları çok küçüktür. ( $Z_{out} =$  yaklaşık 0 ile 50 ohm arasındadır. Çıkış dirençlerinin küçük olmasından dolayı çıkış akımları yüksek olur. Bu akım 45 mA kadardır).
- 4- Band genişlikleri 1 MHz civarındadır.
- 5- Besleme tek veya iki kaynaktan yapılabilir.
- 6- Çıkış gerilimleri,  $V_{out} = A(V_2 - V_1)$  olur.
- 7- Girişe 0V uygulandığında çıkışta yaklaşık 0V elde edilir.

### 3.3. Gerçek OTA Özellikleri

- 1- OTA' ya ait etkin tüm parametreler  $I_{abc}$  kontrol akımına bağlıdır ve  $I_{abc}$  ile ayarlanabilir.
- 2- Maksimum çıkış akımı (çıkış kısa devre)  $I_{abc}$  değerine eşittir.
- 3- OTA' nın toplam akım tüketimi, yani OTA' nın kaynaktan çektiği akım  $2xI_{abc}$  civarındadır ve bu değer  $I_{abc}=0.1\mu\text{A}$  olarak ayarlanarak çok az güç tüketimli bir ota yapılabilir.

4- OTA'nın giriş akım değerleri tipik olarak  $I_{abc}/200$  civarındadır.

5- OTA'nın giriş ve çıkış direnç değerleri  $I_{abc}$  ile değişen bir yapıdadır. Bunun için entegrenin katalog bilgilerinden yararlanılabilir.

Örnek olarak +15V ve -15V besleme ile beslenen, oda sıcaklığındaki bir OTA'ya  $I_{abc}=10\mu A$  değerinde bir kontrol akımı uyguladığımızda giriş direnci 800k ve çıkış direnci 700M olacaktır. Eğer  $I_{abc}=1mA$  değerinde bir kontrol akımı uygularsak giriş direnci 15k ve çıkış direnci 7M olacaktır.  $I_{abc}$  arttıkça giriş ve çıkış dirençleri küçülmektedir [13].

### 3.4. OTA Yapısının Avantajları

Aktif filtre oluşturmak için işlemsel kuvvetlendiriciler haricinde kullanılabilen geçişiletkenliği kuvvetlendiricisi yapılarının işlemsel kuvvetlendirici yapılarına göre bir çok avantajı vardır. Bunlar şöyle sıralanabilir:

1. Geçişiletkenliği katları ("transconductor" veya OTA) ile kapasitelerin kullanıldığı Gm-C filtrelerinde, özellikle bir OTA'nın eşdeğer bir işlemsel kuvvetlendiriciden daha geniş bantlı olması; bu yapının en büyük üstünlüğüdür.
2. Gm-C filtrelerde entegratörün giriş empedansı kapasitiftir; bu yüzden geçişiletkenliği katının entegratörü sürmesi kolay olur.
3. Geçişiletkeni veya OTA akım çıkışlıdır, bu yüzden işlemsel kuvvetlendirici gibi çıkış tamponuna (buffer) ihtiyaç duymaz (çıkış tamponu ek düğümler getirir bu da band genişliğini azaltır ve kararsızlığa neden olur).

4. Gm-C'de bulunan aktif elemanlar genellikle açık çevrim konfigürasyonunda çalıştırılır; bu yüzden "compensation" istemezler (yapay bir baskın kutup oluşturularak yapılır; bu da bant genişliğini azaltır).
5. Daha az kırmık alanı kullanımı.
6. Daha düşük güç tüketimi.
7. Daha etkin frekans cevabı ayarı ( $g_m$  ayarlanarak).
8. Ayarlanabilir frekans bölgesinin daha geniş olması.
9. Daha az aktif eleman gereksinimi.
10. Tasarım basitliği olarak sıralanabilir.
11. OTA'larla yapılan sürekli zaman filtrelerinde temel band dışında kalan frekanslar sorun yaratmaz (aliasing olmaz).
12. Özellikle yüksek frekanslı güç kaynağı ve aktif eleman gürültüsü temel banda transfer edilmez.

### 3.5. OTA Yapısının Dezavantajları

Her yapıda olduğu gibi OTA yapılarının da bazı dezavantajları vardır. Sebepleri ve sonuçları şöyle sıralanabilir:

1. Giriş katının dar doğrusallık aralığı ve sonlu çıkış direnci özellikle OTA idealsizliklerinden kaynaklanır.

2. Giriş fark gerilimi yeterince küçük genlikli değilse, doğrusal olmayan Iout-Vin karakteristiğinden dolayı harmonik bozulma oluşur.
3. Büyük giriş işaretleri için genliğe bağımlı bir eşdeğer  $g_m$  oluşur ve OTA-C filtre davranışında frekans bozulmasına neden olur, buna rezonans sıçraması denir.
4. Temel OTA-C entegratör yapısında (OTA-C) çıkış direnci yük kondansatörünü düşük frekanslarda sürebilecek kadar büyük olmalıdır (kapasitenin empedansı düşük frekanslarda artar), aksi halde düşük frekanslarda entegrasyon işlemi gerçekleşmez.
5. Yüksek frekanslarda işlemsel kuvvetlendiricilerin güç kaynağı bastırma oranı düşüktür (güç kaynağından gelen yüksek frekanslı gürültü sinyale karışır).



## **BÖLÜM 4. CA3080 OTA ENTEGRESİNİN İNCELENMESİ**

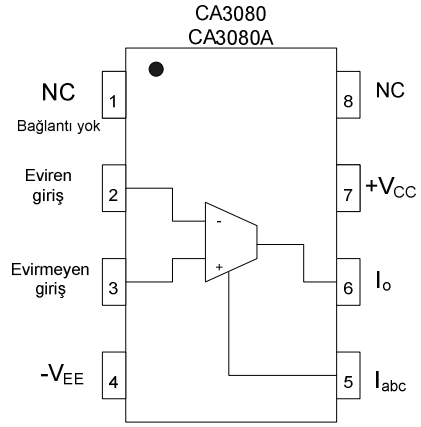
### **4.1. Giriş**

Piyasada CA3080 (LM3080), CA3094 ve CA13700 gibi içerisinde tek ve çift olarak OTA' nın tasarlandığı tümdevreler bulunmaktadır. Bunlardan, kolay bulunabilmesi ve popüler olmasından dolayı CA3080 entegresine ait uç bağlantıları ve bazı tipik özellikleri bu bölümde incelenmiştir. Pspice ile yapılan simülasyonlar bu entegreyle gerçekleştirildiğinden, sonuçların doğru yorumlanabilmesi için bu entegreye ait temel bazı özelliklerin bilinmesi gerekmektedir.

Bu bölümde CA3080 entegresinin katalog bilgilerinin yanında, giriş gerilim sınırlaması, kuyruk akımının ( $I_{abc}$ ) ve yük direncinin çıkış akımına olan etkileri, simülasyon yapılarak gözlenmeye çalışılmıştır. Simülasyon işlemi Orcad Pspice programı ile CA3080 entegresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

### **4.2. CA3080 Entegresi Katalog Bilgileri**

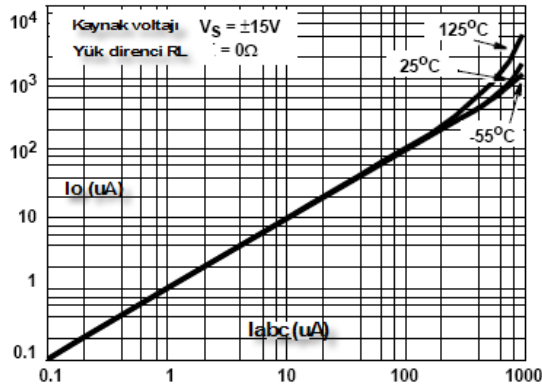
CA3080 entegresi intersil firmasının ürettiği, bipolar yapıya sahip olan bir entegredir. Piyasada rahat bir şekilde bulunabilir ve fiyatı yaklaşık olarak 2.5 YTL'dir. Hemen hemen aynı özelliklere sahip CA3080A entegresi de vardır. Bu entegrenin çalışma sıcaklığı CA3080'e göre farklılık göstermektedir. Besleme gerilimleri +2V ile +15V arasında değişmektedir. Bunlara ait uç bağlantıları ve oda sıcaklığındaki tipik özellikleri Tablo 4.1 ve Şekil 4.1 'de verilmiştir.



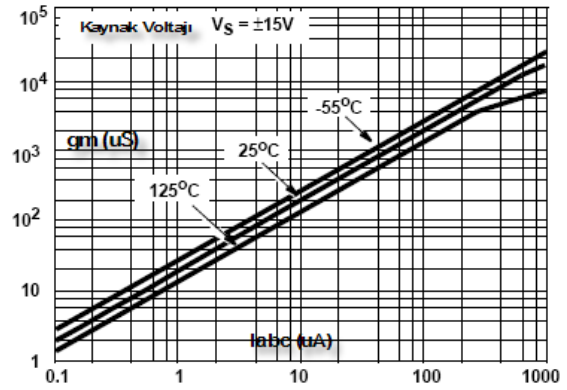
Şekil 4.1 CA3080 OTA uç bağlantıları

Tablo 4.1 CA3080 OTA parametre değerleri

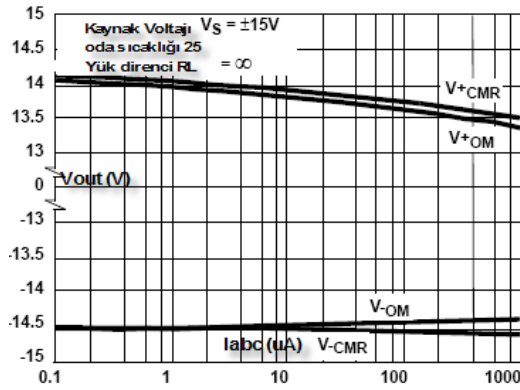
Elektriksel değerler 25°C' de $V_{CC} = 15V$ , $V_{EE} = -15V$			
Parametreler		CA3080	CA3080A
Slew Rate		50 V/ $\mu$ s	50 V/ $\mu$ s
Açık Çevrim Bantgenişliği	$I_{abc}=500\mu A$	2 MHz	2 MHz
Çıkış Akımı $I_o$	$I_{abc}=500\mu A$ $R_L=0\Omega$	350 $\mu A$ (min) 650 $\mu A$ (max)	350 $\mu A$ (min) 650 $\mu A$ (max)
	$I_{abc}=5\mu A$ $R_L=0\Omega$	5 $\mu A$	5 $\mu A$
Çıkış Gerilimi $V_{out}$	$I_{abc}=500\mu A$ $R_L=\infty$	13.5 V -14.4 V	13.5 V -14.4 V
	$I_{abc}=5\mu A$ $R_L=\infty$	13.8 V -14.5 V	13.8 V -14.5 V
Ofset Giriş Voltajı	$I_{abc}=500\mu A$	0.4 mV	0.4 mV
	$I_{abc}=5\mu A$	0.3 mV	0.3 mV
Ofset Giriş Akımı	$I_{abc}=500\mu A$	0.12 $\mu A$	0.12 $\mu A$
Giriş Direnci	$I_{abc}=500\mu A$	26 K $\Omega$	26 K $\Omega$
Çıkış Direnci	$I_{abc}=500\mu A$	15 M $\Omega$	15 M $\Omega$
Giriş Kapasitansı	$I_{abc}=500\mu A$ $f=1MHz$	3.6 pF	3.6 pF
Çıkış Kapasitansı	$I_{abc}=500\mu A$ $f=1MHz$	5.6 pF	5.6 pF
Geçişiletkenliği		6700 $\mu S$ (min)	7700 $\mu S$ (min)
	$I_{abc}=500\mu A$	9600 $\mu S$ (tipik)	9600 $\mu S$ (tipik)
		13000 $\mu S$ (max)	12000 $\mu S$ (max)
Propagasyon gecikmesi	$I_{abc}=500\mu A$	45 ns	45 ns
Çalışma Sıcaklığı		0°C ile 70°C	-55°C ile 125°C



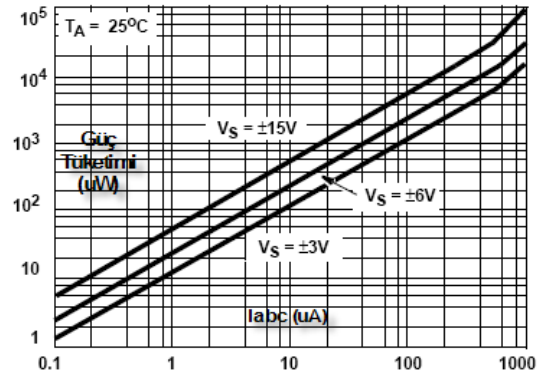
Şekil 4.2 Iabc akımına göre  $I_o$  çıkış akımının değişimi



Şekil 4.3 Iabc akımına göre  $g_m$  geçişiletkenliğinin değişimi



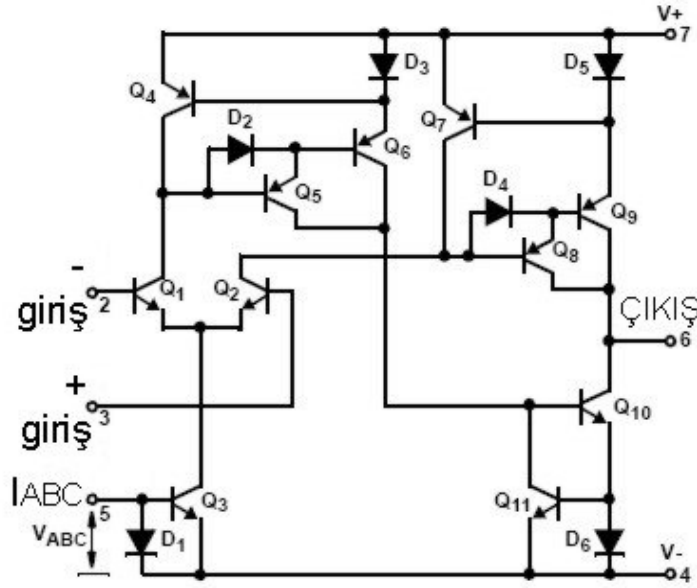
Şekil 4.4 Iabc akımına göre  $V_{out}$  çıkış geriliminin değişimi



Şekil 4.5 Iabc akımının değişimiyle güç tüketimi

### 4.3. CA3080 OTA Entegresinin İç Yapısı

CA3080 entegresi bipolar yapıya sahip olduğunu daha önceki bölümlerde belirtmiştik. Şekil 4.6' da görüldüğü gibi 11 transistör ve 6 diyot kullanılarak OTA yapısı oluşturulmuştur.



Şekil 4.6 CA3080 OTA entegresi iç yapısı

Burada  $Q_1$  ve  $Q_2$  transistörleri “differential pair” denilen fark yükselteci kısmını oluşturmaktadır. Devrede 4 akım aynası bulunmaktadır.

Şekil 4.6’da  $Q_4$ ,  $Q_5$  ve  $Q_6$  transistörleri ile  $D_2$  ve  $D_3$  diyotları 1. akım aynasını oluşturmaktadır.  $Q_7$ ,  $Q_8$  ve  $Q_9$  transistörleri ile  $D_4$  ve  $D_5$  diyotları 2. ve  $Q_3$  transistörü ile  $D_1$  diyotu 3. akım aynasını oluşturmaktadır.  $Q_{10}$  ve  $Q_{11}$  transistörleri ile  $D_6$  diyotu 4. akım aynasını oluşturmak için kullanılmıştır.

Şekil 4.6’dan görüldüğü üzere OTA, 1 adet fark yükselteci ve 4 adet akım aynasından meydana gelmektedir. Bu akım aynalarından 3. ve 4. akım aynaları söndüren tip (current mirror sink) akım aynası, 1. ve 2. akım aynaları kaynak tipi (current mirror source) akım aynasıdır.

#### 4.4. Kontrol Akımı ( $I_{abc}$ ) ‘nin Çıkış Akımına ( $I_o$ ) Etkisi

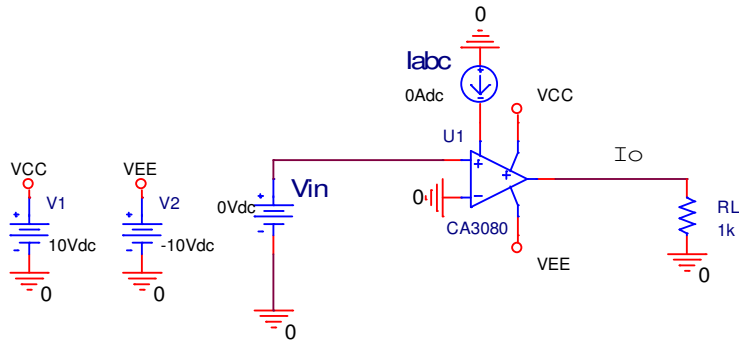
OTA’nın çıkış akımı (yük üzerinden geçen akım),

$$I_o = g_m \cdot V_{in} \text{ 'dir.}$$

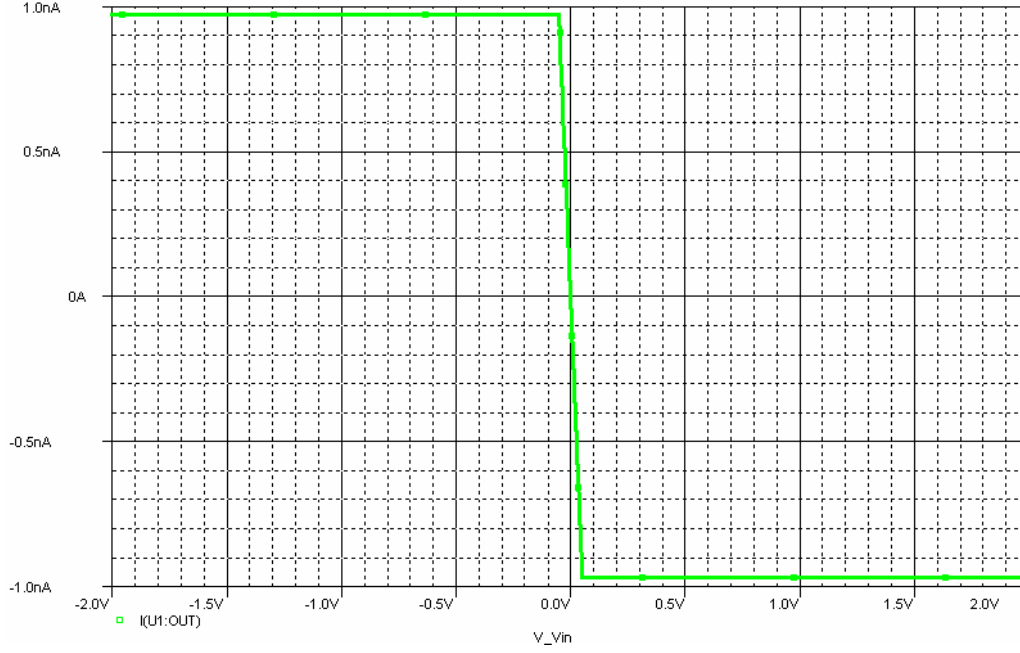
OTA'nın  $g_m$  geçişiletkenliği  $I_{abc}$  akımıyla şu şekilde ilgilidir:

$$g_m = h \cdot I_{abc}$$

Yukarıda verilen bu denklemlere göre OTA çıkış akımı,  $I_{abc} = 0A$  olduğunda,  $I_o = 0A$  olmalıdır. Fakat, pratikte hiçbir zaman bu değerlere ulaşmak mümkün olmaz. Yapılan Pspice simülasyonun da giriş gerilimi ( $V_{in}$ )  $-2V$  ile  $2V$  değerleri arasında değiştirilmiş ve çıkış akımındaki değişim, çıkışa sabit  $1k$ 'lık yük bağlanarak gözlenmiştir. İdealde  $0A$  olması gereken çıkış akımının ( $I_o$ )  $0.9nA$  ile  $-0.9nA$  arasında değiştiği gözlenmiştir. Aşağıdaki şekilde CA3080 entegresi ile yapılmış pspice devresi ve simülasyon sonucu görülmektedir.



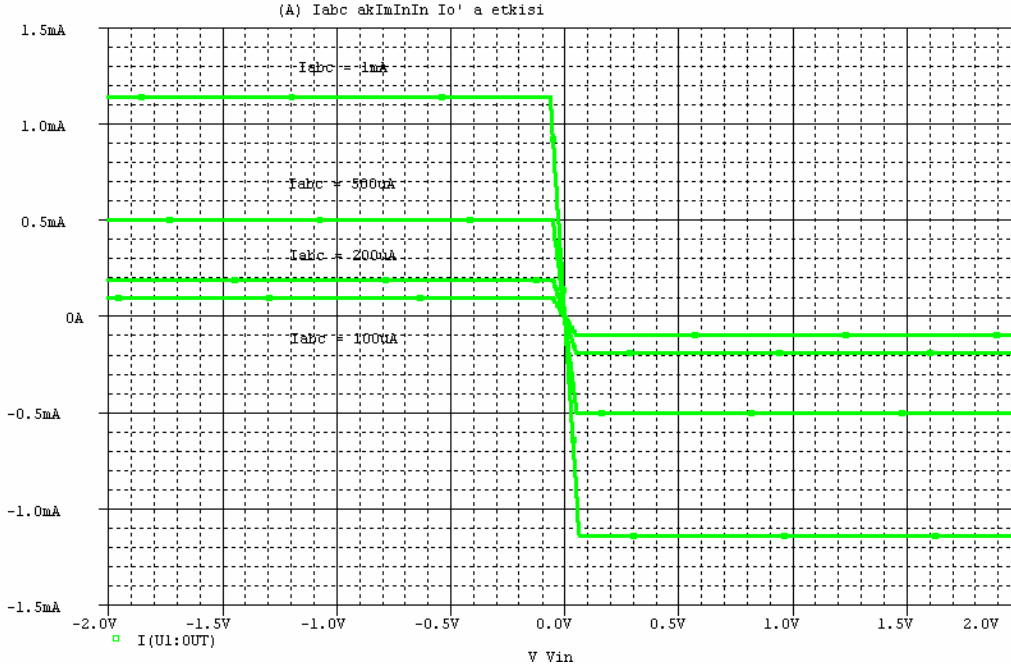
Şekil 4.7 CA3080 entegresiyle yapılmış pspice test devresi



Şekil 4.8  $I_{abc} = 0A$ ,  $V_{in} = 0V$  değerlerindeki  $I_o$  akımı

Bir OTA'nın maksimum çıkış akımı sınırı  $I_{abc}$  akımıyla sınırlıdır.  $I_{abc}$  değeri  $0.1\mu A \leq I_{abc} \leq 1mA$  değerleri arasında olmalıdır. Matematiksel sonuçların, ideal değerlerine ulaşması için bu şarta uymak gerekir.  $I_{abc}$ , 1mA üzerinde bir değer seçilirse çıkış maksimum akım değeri 1mA 'in üzerine çıkmaktadır. İstenen eğimi dolayısıyla geçişletkenliğini ( $g_m$ ) sağlamak için bu sınırlamaya dikkat edilmelidir. Bu değer 1,7mA değerlerine ulaştığında ise çıkış akımının yönü değişmektedir.

Şekil 4.7'deki pspice devresinde  $I_{abc}$  akımının çeşitli değerleri için  $I_o$  akımı simüle edilmiştir. Elde edilen grafik Şekil 4.9' da görülmektedir.



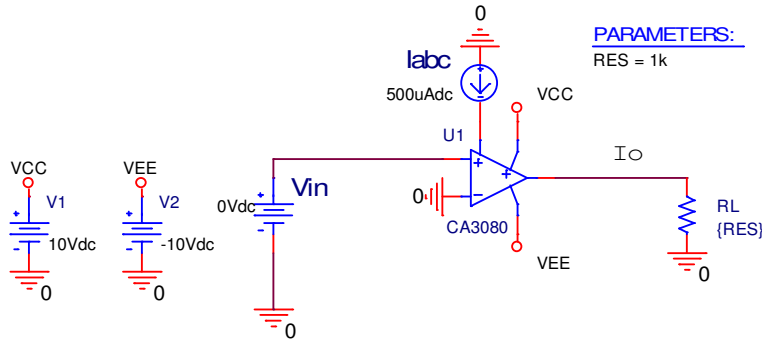
Şekil 4.9 Çeşitli  $I_{abc}$  değerleri için  $I_o$  akım değerleri

Grafik incelenirse  $I_{abc}$  'nin 100uA, 200uA ve 500uA değerleri için çıkış akımı değerlerinin  $I_{abc}$  akımıyla sınırlı olduğu görülmektedir.  $I_{abc} = 1mA$  değerinde ise  $I_o = 1.1mA$  değerine ulaşmıştır.  $I_{abc}$  daha da büyüdüğünde aradaki bu farkta büyümektedir.

#### 4.5. Yük Direnci ( $R_L$ )' nin Çıkış Akımı ( $I_o$ )' na Etkisi

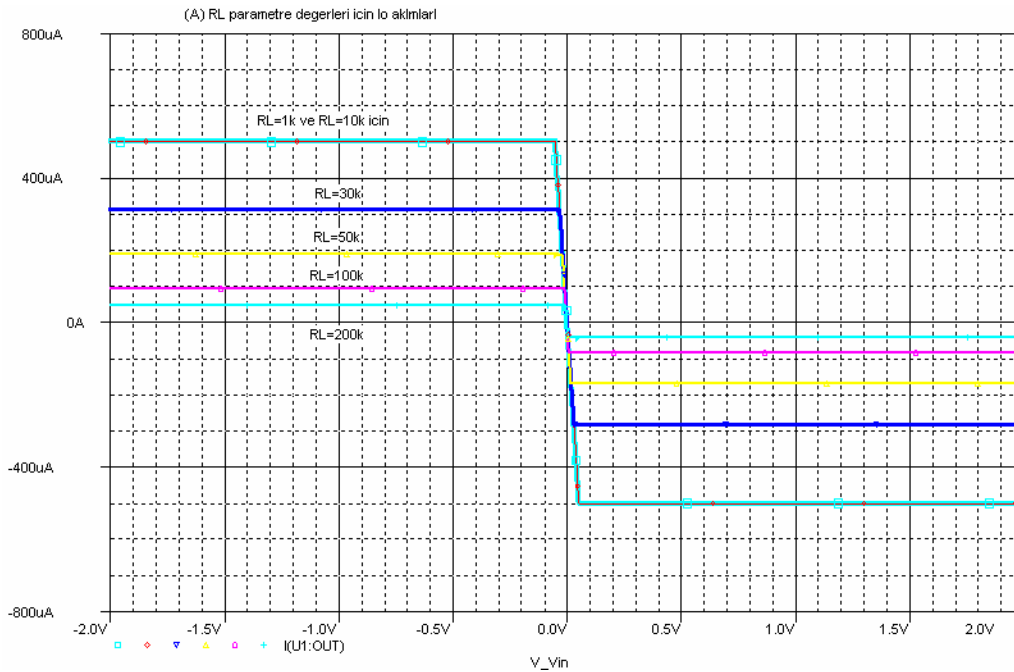
İdealde yük direnç değerinin çıkış akımına hiçbir etkisinin olmaması gerekir. Fakat gerçekte bunu sağlamak mümkün olamaz. Yalnızca ideal değerlere yaklaşılabılır. Bu bölümde çeşitli  $R_L$  değerleri için çıkış akımı pspice ile simüle edilerek sonuçları incelenmiştir.





Şekil 4.10  $R_L$  parametre değerleri için  $I_o$  akımının simülasyonu pspice devresi

Şekil 4.10' daki devrede  $I_{abc}$  akımı sabit  $500\mu A$  değerine ayarlanmış ve  $R_L$  parametre değerlerine göre çıkış akımının simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.11'deki grafikte simülasyon sonuçları görülmektedir.



Şekil 4.11  $R_L$  parametre değerlerine göre değişen  $I_o$  akım değerleri

Bilindiği gibi OTA çıkış akımı  $I_{abc}$  akımıyla sınırlıdır. İdealde  $R_L$  direnç değeri ne olursa olsun çıkış akımının bundan etkilenmemesi gerekir. Fakat,  $R_L$  yükünün değeri

$I_o$  akımını etkileyen önemli faktörlerden biridir. Simülasyon sonuçları incelendiğinde  $R_L$  yük direncinin  $I_o$  akımına etkisinin önemi görülebilir.  $R_L=1k$  ve  $R_L=10k$  değerleri için çıkış akımının  $I_{abc}$  ile sınırlı olduğu görülmektedir.  $R_L$  değeri  $10k$  değerinin üzerine çıktığında, çıkış akımının maksimum değeri de azalmaktadır.  $R_L$  yük değeri  $1M\Omega$  olduğunda ise  $I_o$  değerinin  $10\mu A$  değerine kadar düştüğü gözlenmiştir.

Grafik dikkatli bir şekilde incelenirse, geçişletkenliği ( $g_m$ ) değerinin  $R_L$  yük değerinden etkilenmediği görülmektedir.  $R_L$  yükünün büyüklüğü yalnızca çıkış akımının maksimum değerini etkilemektedir.

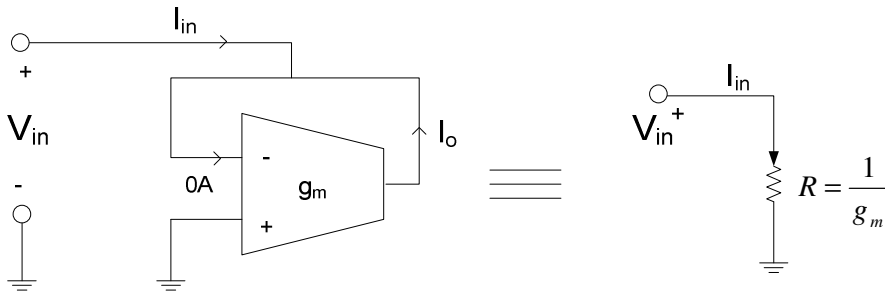
## BÖLÜM 5. TEMEL OTA DEVRELERİ VE UYGULAMALARI

### 5.1. Giriş

OP-AMP'lar kullanılarak elde edilen birçok devre OTA'lar ile gerçekleştirilebilir. Bu devrelerin OP-AMP'lı olanlardan üstün yanları yüksek frekanslarda çalışabilmesi ve matematiksel olarak daha sade oluşudur. Bu bölümde OTA kullanılarak elde edilen bu devrelerin matematiksel analizleri yapılarak simülasyon sonuçları incelenecektir.

### 5.2. OTA ile Yapılan Empedans Uygulamaları

OTA' ları kullanarak topraklı ve yüzen (topraktan yalıtılmış) direnç oluşturmak mümkündür. Şekil 5.1' de OTA ile oluşturulmuş bir ucu topraklı direnç ve eşdeğeri görülmektedir.



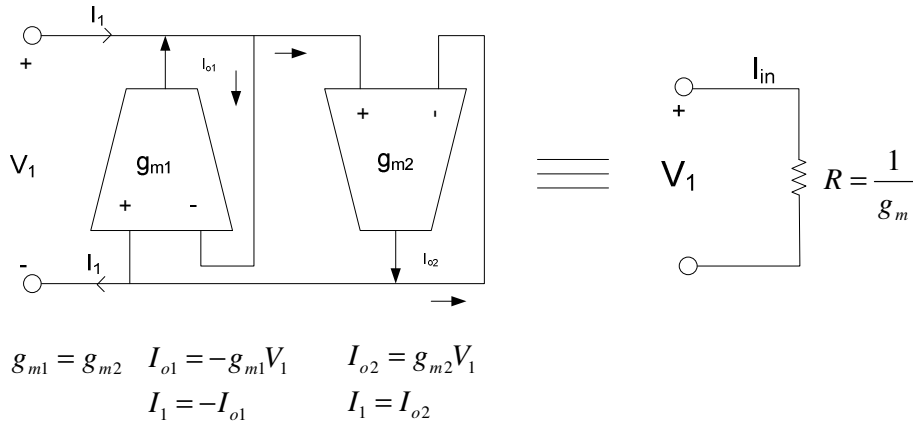
Şekil 5.1 OTA ile yapılan topraklı direnç

Şekil 5.1' deki devrede akım değerleri aşağıdaki formüllerle ifade edilir.

$$\begin{aligned}
 I_o &= -g_m V_{in} \\
 I_o + I_{in} &= 0 \\
 \frac{V_{in}}{I_{in}} &= R = \frac{1}{g_m}
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

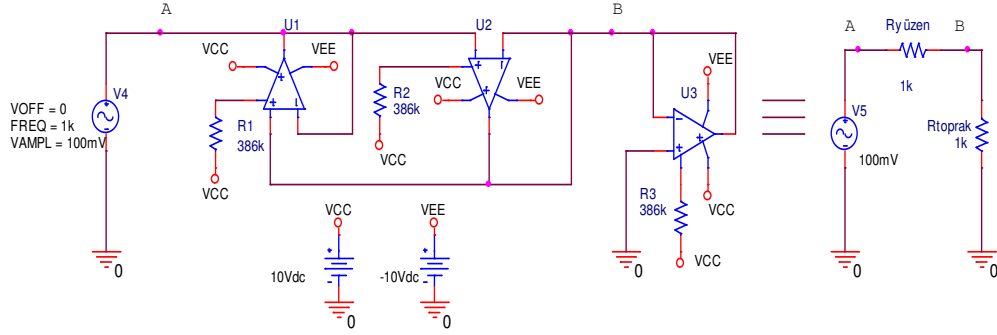
Eğer OTA' nın giriş uçları karşılıklı olarak değiştirilirse, aynı değerde topraklanmış negatif direnç elde edilir.

Şekil 5.2' de ise topraktan yalıtılmış OTA devresi ve eşdeğeri görülmektedir.

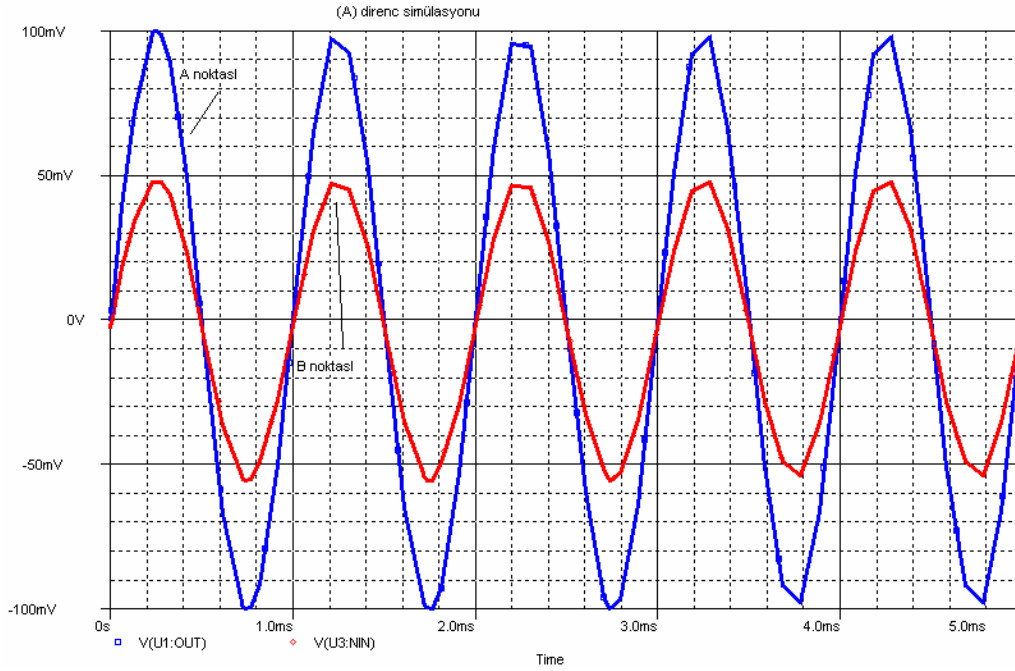


Şekil 5.2 OTA ile yapılan yüzen (floating) direnç

### Örnek Uygulama:



Şekil 5.3 OTA ile yapılan direnç simülasyonu devresi ve eşdeğeri



Şekil 5.4 Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği

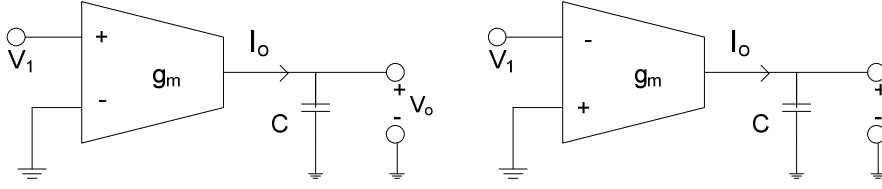
Örnek uygulama devresinde, tüm OTA'ların  $g_m$  değerleri eşit olarak ayarlanmıştır.  $I_{abc}$  akımının, kontrol girişine 386k değerinde direnç bağlanarak 50uA olması

sağlanmıştır. Bu şekilde tüm OTA' ların  $g_m$  değerleri yaklaşık olarak 0.96mS olarak belirlenmiştir. Bu değer yaklaşık olarak 1k' lık direnç değerine karşılık gelmektedir.

Eşdeğer devre incelenecek olursa A ve B noktalarındaki gerilim değerlerinin ne olması gerektiği kolayca görülür. Seri devre girişine uygulanan 100mV tepe değerine sahip giriş gerilimi, A noktasında aynı değerde görülecektir. B noktasında ise 50mV'lık bir değer ölçülmesi gerekir. Simülasyon sonucunda 100mV' luk giriş gerilimi için bu değerlere yaklaşıldığı görülmektedir. Giriş geriliminin tek haneli rakamlara düşürülmesiyle 1mV'luk bir kaymanın söz konusu olduğu, 1V ve üzeri değerlerde ise bu kaymanın büyüdüğü görülmüştür.

### 5.3. OTA ile Yapılan İntegral Alıcı Devreler

Şekil 5.5'te OTA ve kondansatör kullanılarak, integral alıcı bir devrenin gerçekleştirilişi ve bunlara ait matematiksel ifadeler verilmiştir. Çıkışında yalnızca kapasite olduğundan bu devre kayıpsız integral alma devresidir. Kayıpsız integral alıcı devresinde çıkış işaretinin genliğinin giriş işaretinin genliğine oranı  $g_m/C$  formülü ile hesaplanabilir. Yani integratör devresinin kazancı  $g_m$  ve C değerleri ile ayarlanabilir.



$$I_o = g_m V_1$$

$$V_o = \frac{1}{sC} I_o = \frac{g_m V_1}{sC}$$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{g_m}{sC}$$

$$I_o = -g_m V_1$$

$$V_o = \frac{1}{sC} I_o = -\frac{g_m V_1}{sC}$$

$$\frac{V_o}{V_1} = -\frac{g_m}{sC}$$

Şekil 5.5 (a) Evirmeyen integral alıcı (b) Eviren integral alıcı

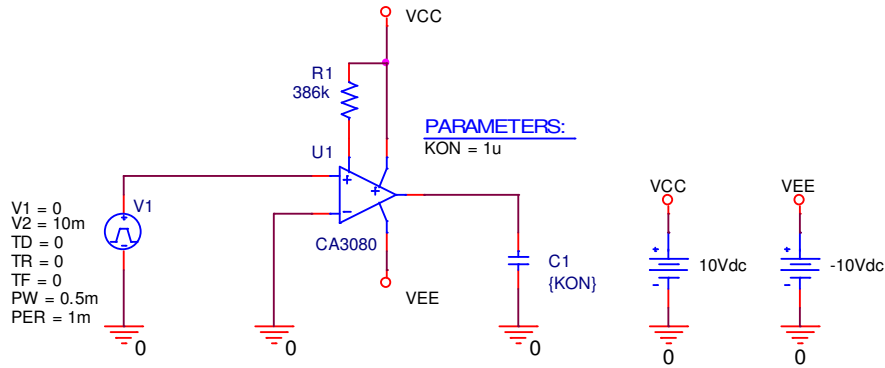
Şekilde verilen evirmeyen integral alıcı devre zaman domeninde incelenecek olursa elde edilen matematiksel ifade şu şekilde olur;

$$V_o = \frac{1}{sC} I_o = \frac{1}{C} \int_0^t I_o(x) \partial(x) + V_o(0) \quad (5.2)$$

$$V_o(t) = \frac{g_m}{C} \int_0^t V_1(x) \partial(x) + V_o(0) \quad (5.3)$$

Eviren integral alıcı devrede ise çıkış gerilimi, Denklem (5.3) 'de verilenin (-) işaretlisidir.

Şekil 5.6'da CA3080 entegresiyle yapılmış, evirmeyen kayıpsız integral alıcının pspice devresi görülmektedir. Bu devreye, giriş sinyali olarak tepe değeri 10mV ve frekansı 1KHz olan kare dalga sinyal uygulanmıştır. R1=386k direnci ile  $I_{abc}$  akımının yaklaşık 50uA olması sağlanmış ve  $g_m$  değeri 1mS olarak ayarlanmıştır.



Şekil 5.6 Evirmeyen kayıpsız integral alıcı pspice devresi

Yukarıda verilen değerlere göre, çıkış sinyalinin genliği ve devre kazancı hesaplanabilir. Yapılan hesaplama sonucunda çıkış sinyalinin genliği aşağıda verilmiştir.

Girişe uygulanan kare dalga sinyali 0.5ms, 10mV seviyesinde kaldığından  $t = 0.5ms$  olarak alınmalıdır. Böylece  $t$  saniye sonraki genlik değeri hesaplanabilir. Buna göre,

$C1=1\mu F$  için

$$V_o(t) = \frac{g_m}{C} \int_0^t V_1(x) \partial(x) + V_o(0)$$

$$V_o(x) = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} \int_0^{0.5 \cdot 10^{-3}} 10 \cdot 10^{-3} \partial(x)$$

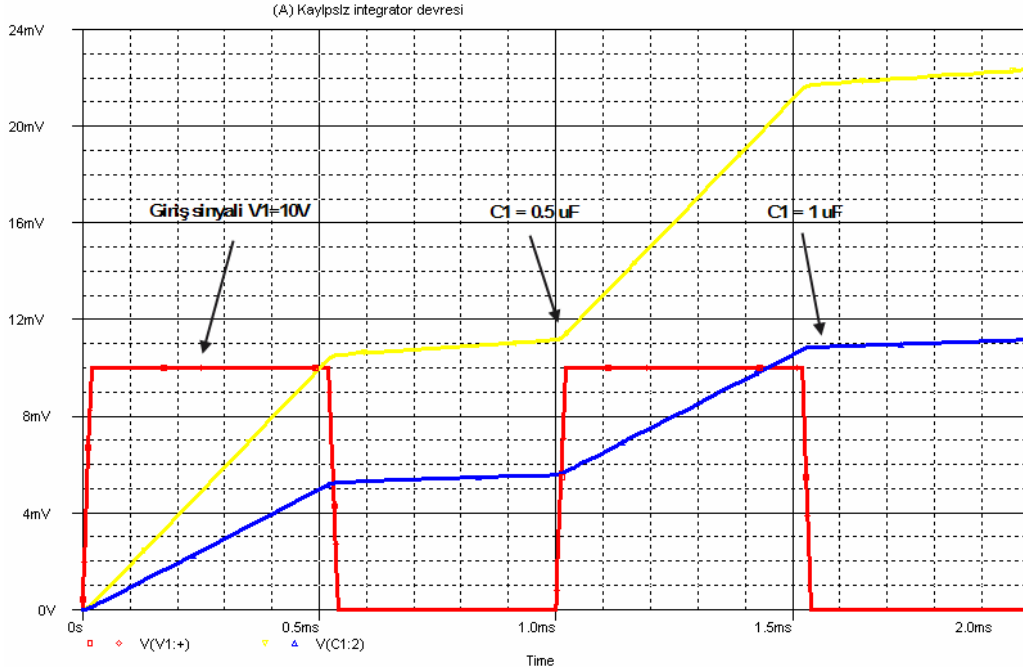
$$V_o(x) = 1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot x \Big|_0^{0.5 \cdot 10^{-3}}$$

$$V_o(0,5ms) = 5 \cdot 10^{-3} V = 5mV$$

olarak hesaplanır.



C1 kondansatör değeri yarıya indirildiğinde ise, çıkış voltaj değeri de 2 katına çıkar. C1=0.5 $\mu$ F için Vo= 10mV olmalıdır. Matematiksel hesap yapıldığında aynı sonucun çıktığı görülecektir.



Şekil 5.7 Evmeyen kayıpsız integral alıcı devresi simülasyon sonuçları

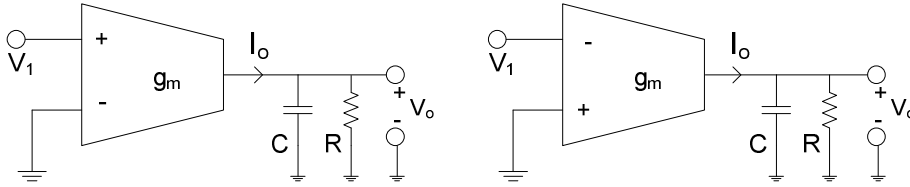
Simülasyon sonuçları incelendiğinde, matematiksel sonuçlarla, elde edilen simülasyon sonuçlarının birbirlerine yakın değerlerde oldukları görülecektir. Simülasyon değerlerine göre, C1=1 $\mu$ F için Vo=5mV ve C1=0.5 $\mu$ F için Vo=10.5mV elde edilmiştir.

Bu devrede girişe uygulanan kare dalga sinyalinin negatif alternansı yoktur. Bu yüzden çıkış gerilimi her pozitif alternansta C1=1 $\mu$ F için yaklaşık olarak 5mV artacaktır. Sinyalin negatif alternansa sahip olması durumunda ise çıkış geriliminin -5mV ile +5mV arasında üçgen dalga şeklinde değişmesi gerekir. Fakat kayıpsız integratör devrelerinde bunu sağlamak çok zordur.

Kullanılan elemanların ideallsizlik sorunları, kondansatörün tam olarak deşarj olmasını engellemektedir. Bu yüzden çıkış sinyali sürekli artış göstermektedir. Sinyalin devamlı olarak yükselmesi kondansatör değerinin çok büyük olmasından kaynaklanmaktadır. Eğer kondansatör değeri yeteri kadar küçültülürse çıkış eğrisinin devamlı yükselen olması düzeltilebilmektedir. Bununla birlikte kondansatör değeri küçültülmeye devam edilirse integral işlemini gerçekleştirmeye başlamakta ve belirli bir değerden sonra çıkış eğrisi giriş eğrisi ile aynı olmaktadır.

Kayıpsız integral alıcı devresi yerine, çıkışa paralel direnç bağlanarak elde edilen kayıplı integratör devresi ile daha kolay sonuçlar elde edilebilir.

Kayıplı integratör devresi Şekil 5.8’te verilmiştir.



$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{g_m \cdot R}{s \cdot R \cdot C + 1}$$

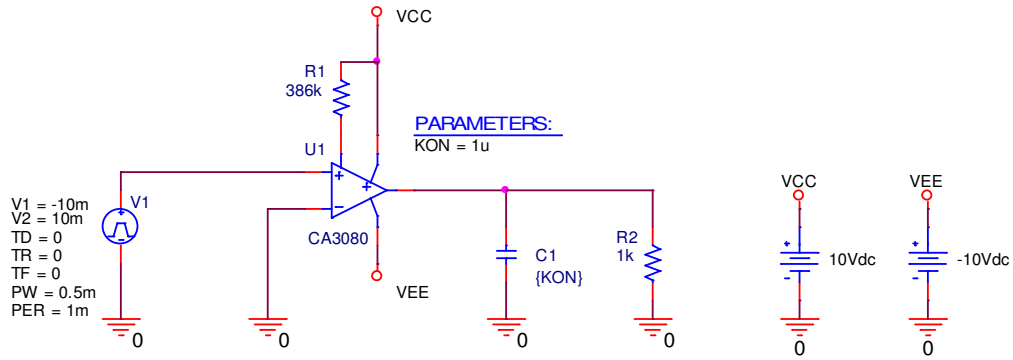
$$\frac{V_o}{V_1} = -\frac{g_m \cdot R}{s \cdot R \cdot C + 1}$$

Şekil 5.8 OTA ile yapılan kayıplı integral alıcı devreler (a) Evirmeyen integratör (b) Eviren integratör

Kayıplı integral alıcı devresinin kazancı ;

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \left| \frac{g_m \cdot R}{j \cdot \omega \cdot R \cdot C + 1} \right| = \frac{|g_m \cdot R|}{|j \cdot \omega \cdot R \cdot C + 1|} \quad (5.4)$$

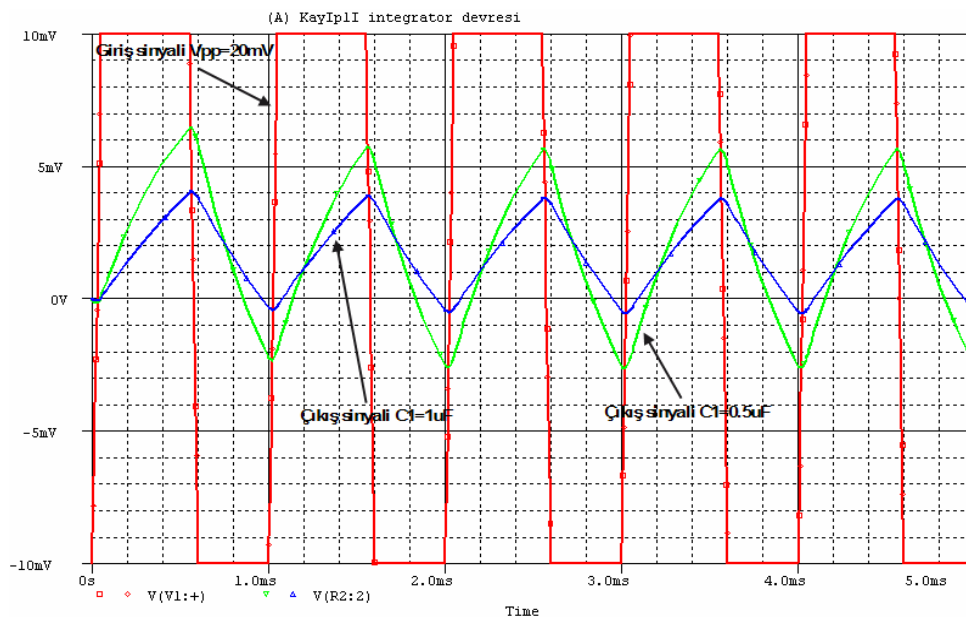
formülü ile hesaplanabilir. s yerine jw değerinin yazıldığına ve integratör devresinin kazancının  $g_m$ , R ve C değerleri ile birlikte w değerine yani frekansa bağlı olduğuna dikkat ediniz.



Şekil 5.9 Evirmeyen kayıplı integral alıcı pspice devresi

Şekil 5.9’da CA3080 entegresiyle yapılmış, evirmeyen kayıplı integral alıcının pspice devresi görülmektedir. Bu devreye, giriş sinyali olarak tepeden tepeye değeri 20mV ve frekansı 1KHz olan kare dalga sinyal uygulanmıştır. R1=386k direnci ile  $I_{abc}$  akımının yaklaşık 50uA olması sağlanmış ve gm değeri 1mS olarak ayarlanmıştır.

C1 kondansatör değeri yarıya indirildiğinde ise, çıkış voltaj değeri de 2 katına çıkar.



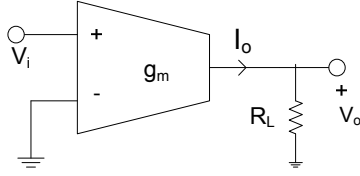
Şekil 5.10 Evirmeyen kayıplı integral devresi simülasyon sonuçları

Simülasyon sonuçları incelendiğinde,  $C1=1\mu\text{F}$  için  $V_o=4\text{mV}$  ve  $C1=0.5\mu\text{F}$  için  $V_o=6\text{mV}$  olarak gerçekleştiği görülmektedir.

#### 5.4. OTA ile Yapılmış Gerilim Yükselteçleri

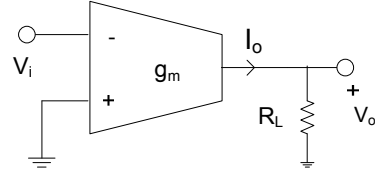
Şekil 5.11' de OTA ile yapılmış çeşitli yükselteç devreleri verilmiştir. Temel eviren ve evirmeyen yapılar olan Şekil 5.11 (a) ve 5.11 (b)' nin gerilim kazancı direkt olarak  $g_m$  değerine bağlıdır. Bu devrelerin dezavantajı, yüksek çıkış empedanslarına sahip olmalarıdır.

Şekil 5.11 (c) ve (d)'de geri beslemeli eviren ve evirmeyen temel yükselteç devreleri görülmektedir. Şekil (a) ve (b)' deki devrelerde kazanç  $g_m$  parametresine bağlıydı, fakat (c) ve (d) 'deki devrelerde bunun etkisi azaltılmıştır. Eğer, devre parametreleri uygun değerlerde seçilirse (c) ve (d)' deki devrelerin kazancı  $g_m$ ' den bağımsız yapılabilir. Devrenin çıkış empedansı da makul ölçülerde küçüldüğünden bu durumda devre OP-AMP' lardaki gibi işlem görür.



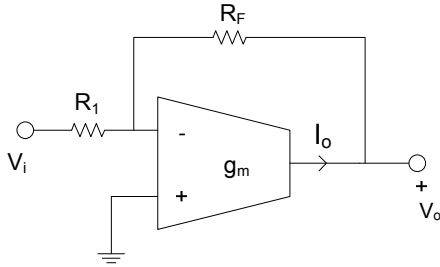
$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m R_L \quad Z_o = R_L$$

(a) Evirmeyen yükselteç



$$\frac{V_o}{V_i} = g_m R_L \quad Z_o = R_L$$

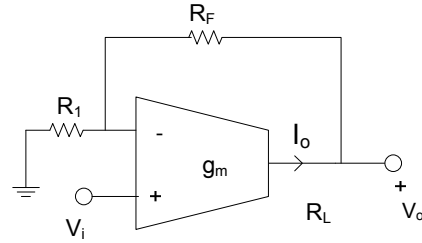
(b) Eviren yükselteç



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - g_m R_F}{1 + g_m R_1} \cong -\frac{R_F}{R_1}$$

$$g_m R_1 \gg 1 \Rightarrow Z_o = \frac{R_1 + R_F}{1 + g_m R_1}$$

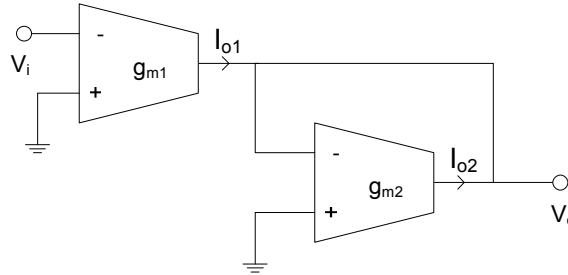
(c) Çıkış direnci azaltılmak için tamponlanmış eviren yükselteç



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m (R_1 + R_F)}{1 + g_m R_1} \cong (1 + \frac{R_F}{R_1}) \cong \frac{R_F}{R_1}$$

$$R_F \gg R_1 \Rightarrow Z_o = \frac{R_1 + R_F}{1 + g_m R_1}$$

(d) Çıkış direnci azaltılmak için tamponlanmış evirmeyen yükselteç



$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \quad Z_o = \frac{1}{g_{m2}}$$

(e) Tümü OTA'lı pasif elemansız eviren yükselteç

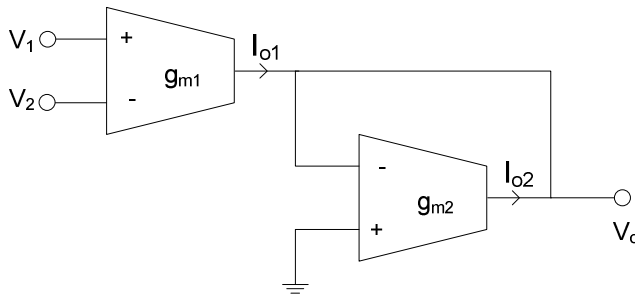
Şekil 5.11 OTA ile yapılmış gerilim yükselteçleri

Şekil 5.11 (e) deki devre yapısı, bünyesinde pasif eleman bulundurmadığından oldukça fazla ilgi çekmektedir. Devrenin kazancı,  $g_{m1}$  ve  $g_{m2}$  ile ayarlanabilmektedir.

Bu iki OTA'lı devrenin ayarlanabilir kazanç aralığı, yapısında tek OTA bulunduran devrenin iki katı fazlasıdır.

### 5.5. OTA ile Yapılan Fark Alıcı ve Toplayıcı Devreler

Bu devre girişindeki sinyallerin farkını alarak ve yükselterek çıkışa veren devredir.



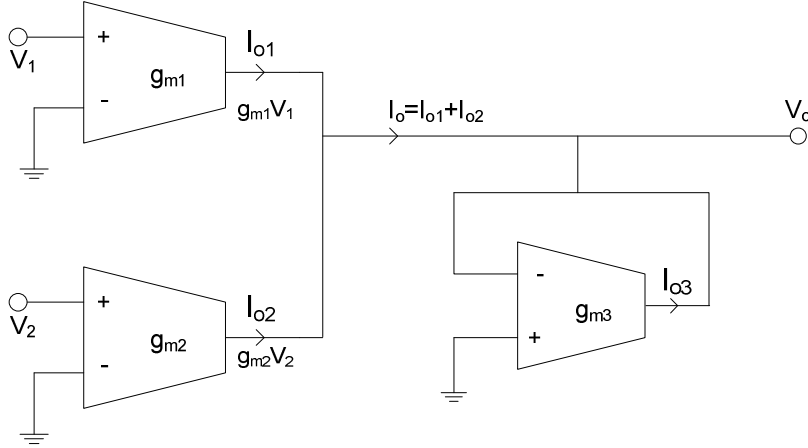
Şekil 5.12 OTA'lı fark alıcı devre

Şekil 5.12'de gösterilen devrenin matematiksel ifadesi şu şekildedir:

$$V_o = \frac{g_{m1}}{g_{m2}}(V_1 - V_2) \quad (5.5)$$

Bu devrenin kazancı OTA'ların  $g_m$  değerleri ile ayarlanabilir.

OTA ile gerçekleştirilen bir başka uygulama Şekil 5.13'de verilen toplama devresidir. Devrenin giriş işaretlerini toplamak için birer OTA kullanılması gerekmektedir. Bu amaçla kullanılan OTA'ların çıkış akımları, OTA yardımıyla topraklanmış direnç gerçekleştirilerek kolayca toplanmaktadır.



Şekil 5.13 OTA ile gerçekleştirilen toplama devresi

$V_1$  ve  $V_2$  gerilimlerinin toplamlarına karşılık gelen  $V_o$  gerilimini elde etmek için, Şekil 5.13 'te verilen devre kullanılabilir. Bu devrede, çıkış gerilimi değeri aşağıdaki formülle hesaplanabilir.

$$V_o = \frac{g_{m1}}{g_{m3}} V_1 + \frac{g_{m2}}{g_{m3}} V_2 \quad (5.6)$$

$V_1$  girişi OTA'nın (+) girişine uygulandığından işareti (+) ,  $V_2$  girişi OTA'nın (-) girişine uygulandığından işareti (-) olduğuna dikkat ediniz. Bu mantığı kullanarak ve daha çok OTA kullanarak istediğimiz kadar giriş sinyalini birbiri ile toplayabilir veya çıkarabiliriz.

Örnek uygulama:

a)  $V_o = 10V_1 + 2V_2$  çıkışını sağlayan toplama devresini, uygun  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$  ve  $g_{m3}$  değerlerini belirleyerek simüle ediniz.

Toplama devresinde çıkış ifadesinin formülü Denklem (5.6) 'da verilmişti. Soruda verilen değerlerle bu denklem benzeştirilirse;

$$\frac{g_{m1}}{g_{m3}} = 10 \quad \frac{g_{m2}}{g_{m3}} = 2$$

olarak belirlenir.

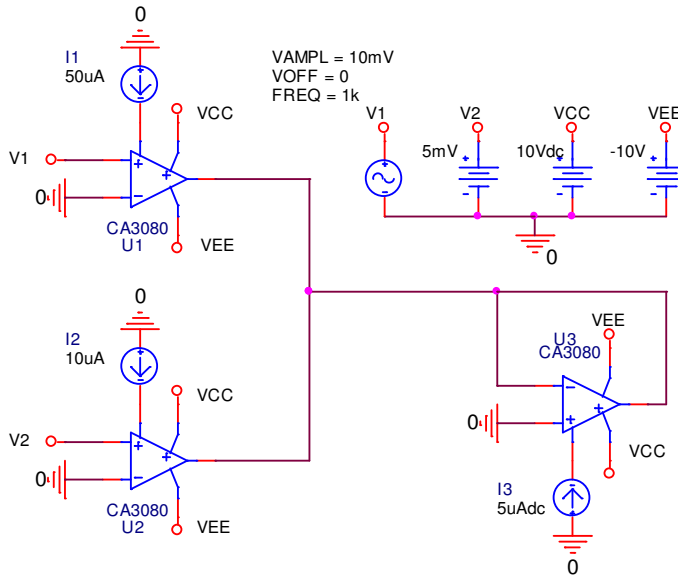
Burada  $g_{m1}=1\text{mS}$  olarak seçilirse,  $g_{m2}=0.2\text{mS}$  ve  $g_{m3}=0.1\text{mS}$  olarak bulunur. OTA' larda bu  $g_m$  değerlerini sağlayacak  $I_{abc}$  değerleri de aşağıda verilmiştir.

$$g_{m1}=1\text{mS} \text{ ise } I_{abc1}=50\mu\text{A}$$

$$g_{m2}=0.2\text{mS} \text{ ise } I_{abc2}=10\mu\text{A}$$

$$g_{m3}=0.1\text{mS} \text{ ise } I_{abc3}=5\mu\text{A}$$

Hesaplanan bu değerler kullanılarak, toplayıcı devre pspice simülasyonu gerçekleştirilebilir. Şekil 5.14' de toplayıcının pspice devresi görülmektedir.



Şekil 5.14 Pspice toplama devresi (örnek uygulama için)



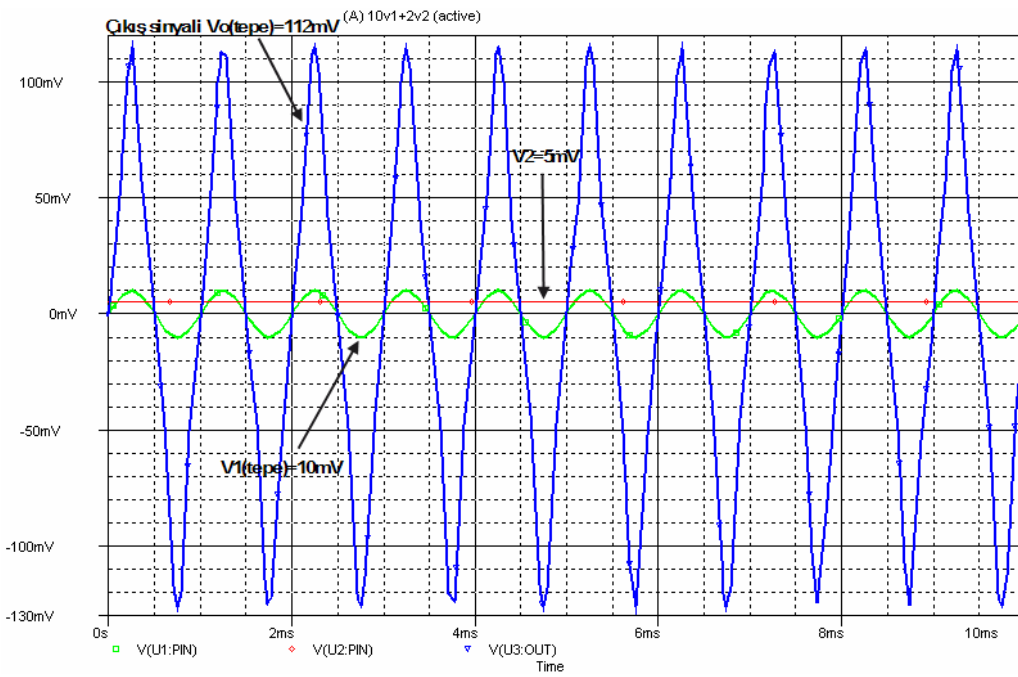
Bu devre de  $V_1$  girişi için, tepe değeri  $10\text{mV}$  ile  $-10\text{mV}$  arasında değişen AC bir sinyal uygulanmıştır.  $V_2$  ise  $5\text{mV}$ 'luk DC bir sinyaldir.

Yukarıda verilen değerler  $V_o = 10V_1 + 2V_2$  denkleminde yerlerine konulursa;

$$V_o = 10 \cdot 10\text{mV} + 2 \cdot 5\text{mV} \quad V_o = 10 \cdot (-10\text{mV}) + 2 \cdot 5\text{mV}$$

$$V_o = 110\text{mV} \quad V_o = -90\text{mV}$$

olması gerekmektedir.



Şekil 5.15 Toplayıcı devre simülasyon sonuçları

Şekil 5.15' teki simülasyon sonuçları incelendiğinde çıkış sinyalinin tepe değerinin pozitif alternansta  $V_o(\text{tepe})=112\text{mV}$  negatif alternansta ise yaklaşık  $120\text{mV}$  olduğu görülmektedir. Hesaplanan sonuçla simülasyon sonucu arasında küçümsenemeyecek bir farkın olduğu görülmektedir.

b)  $V_o = 2(V_1 - V_2)$  çıkışına sağlayan fark yükseltici devresinde  $g_{m1}$  ve  $g_{m2}$  değerlerini belirleyerek çıkışı simüle ediniz.

Fark alıcı devresi için çıkış ifadesinin formülü Denklem (5.5) 'te verilmişti. Soruda verilen değerlerle bu denklem benzeştirilirse;

$$\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = 2$$

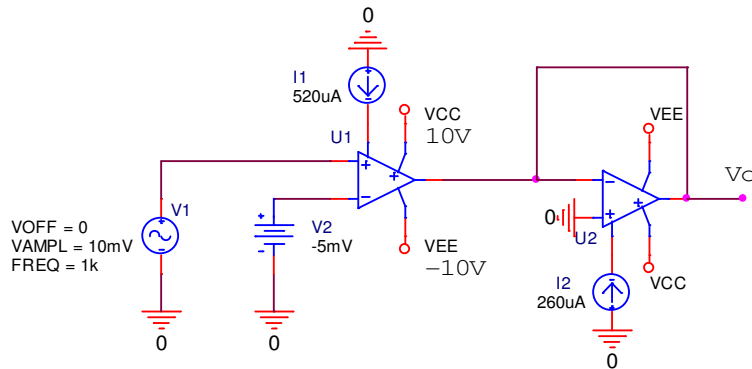
olarak belirlenir.

Burada  $g_{m1}=10\text{mS}$  olarak seçilirse,  $g_{m2}=5\text{mS}$  olarak bulunur. OTA' larda bu  $g_m$  değerlerini sağlayacak  $I_{abc}$  değerleri de aşağıda verilmiştir.

$$g_{m1}=10\text{mS} \text{ ise } I_{abc1}=520\mu\text{A}$$

$$g_{m2}=5\text{mS} \text{ ise } I_{abc2}=260\mu\text{A}$$

Hesaplanan bu değerler kullanılarak, fark alıcı devrenin pspice simülasyonu gerçekleştirilebilir. Şekil 5.16' da fark alıcının pspice devresi görülmektedir.



Şekil 5.16 Pspice fark alıcı devre

Bu devre de  $V_1$  girişi için, tepe değeri  $10\text{mV}$  ile  $-10\text{mV}$  arasında değişen AC bir sinyal uygulanmıştır.  $V_2$  ise  $-5\text{mV}$ 'luk DC bir sinyaldir.

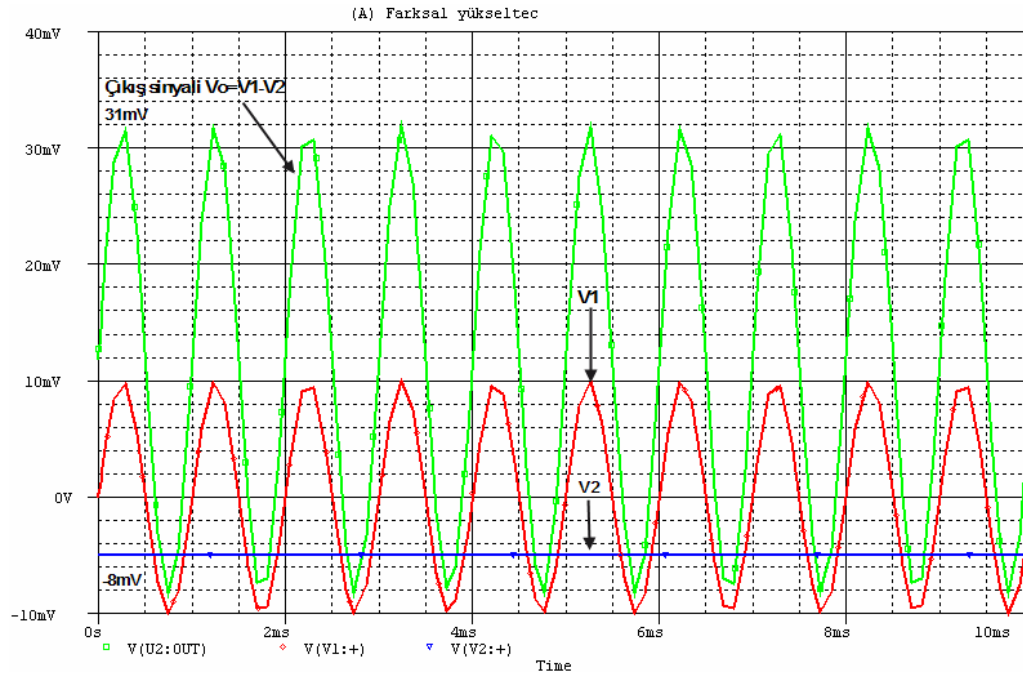
Yukarıda verilen değerler  $V_o = 2V_1 - 2V_2$  denkleminde yerlerine konulursa;

$$V_o = 2.10\text{mV} - 2.(-5\text{mV}) \quad V_o = 2.(-10\text{mV}) - 2.(-5\text{mV})$$

$$V_o = 30\text{mV}$$

$$V_o = -10\text{mV}$$

olması gerekmektedir.

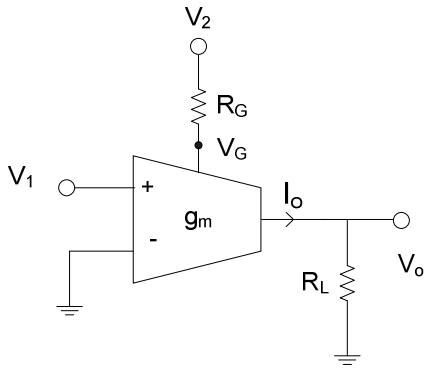


Şekil 5.17 Fark alıcı devre simülasyon sonuçları

Şekil 5.17' deki simülasyon sonuçları incelendiğinde çıkış sinyalinin tepe değerinin pozitif alternansta  $V_o(\text{tepe})=31\text{mV}$ , negatif alternansta ise yaklaşık  $-8\text{mV}$  olduğu görülmektedir. Hesaplanan sonuçlarla simülasyon sonuçları arasında yaklaşık  $1\text{mV}$  kadar farkın olduğu görülmektedir.

### 5.6. OTA ile Analog Çarpma Devresinin Gerçekleştirilmesi

İşlemsel geçişiletkenliği kuvvetlendiricisinin eğiminin akımla kontrol edilebilmesi özelliğinden yararlanarak, analog çarpma devresi işlevi kolaylıkla sağlanabilir. Bir geçişiletkenliği kuvvetlendiricisi ile kurulan temel analog çarpma devresi yapısı Şekil 5.18'de verilmiştir.



Şekil 5.18 OTA ile gerçekleştirilen temel analog çarpma devresi

Devrede OTA 'nın kontrol akımı  $V_2$  gerilim kaynağı ile kontrol edilmektedir. Dolayısıyla çıkış ifadesi  $V_2$  ve  $R_G$  ' ye bağlı olarak değişir. Devreyle ilgili matematiksel ifadeler aşağıda verilmiştir.

$$I_o = g_m V_1 = (20I_{abc})V_1 \quad (5.7)$$

$V_G = 0$ , kabul edilirse;

$$I_o = 20V_1 \left[ \frac{V_2}{R_G} \right] \quad (5.8)$$

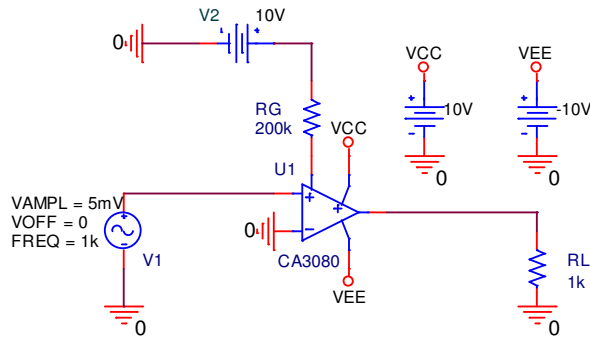
elde edilir. Çıkış gerilimi,

$$V_o = I_o R_L = 20 \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] V_1 V_2 \quad (5.9)$$

olarak bulunur.

Denklem (5.9)' da görüldüğü gibi çıkış gerilimi, kullanılan direnç değerlerine bağlı olarak giriş gerilim değerlerinin çarpına eşittir.

### Örnek uygulama:



Şekil 5.19 Temel analog çarpıcı devre pspice devresi

Şekil 5.19 'da verilen analog çarpma devresi girişlerine, tepe değeri 5mV olan sinüzoidal bir sinyal (V1) ve V2=10V değerinde DC bir sinyal uygulanmıştır.. Denklem (5.9) ' da verilen çıkış gerilimi formülü kullanılarak, çıkış hesaplanırsa V1 geriliminin pozitif ve negatif alternanslarında çıkışın alması gereken maksimum gerilim değeri aşağıda hesaplanmıştır.

V1 sinyalinin pozitif alternansın da,

$$V_o = I_o R_L = 20 \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] V_1 V_2$$

$$V_o = 20 \left[ \frac{1k}{200k} \right] 5mV \cdot 10V = 5mV$$

olması gerekmektedir.

V1 sinyalinin negatif alternansın da,

$$V_o = 20 \left[ \frac{1k}{200k} \right] (-5mV) \cdot 10V = -5mV$$

olması gerekmektedir.

Denklem (5.9)'da verilen  $V_o$  formülüne dikkat edilirse,  $V_G = 0V$  olarak kabul edilmiştir. Gerçekleştirilecek olan simülasyonda ise  $V_G \approx -10V$  değerindedir. Bunun nedeni VEE kaynağının  $-10V$  olarak seçilmesidir. Bu yüzden Denklem (5.9) devreye göre yeniden düzenlenmelidir. Gerekli düzenlemeler yapıldığında aşağıdaki formüller elde edilir.

$$I_o = 20V_1 \left[ \frac{V_2 + |V_G|}{R_G} \right]$$

$$V_o = I_o R_L = 20 \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] V_1 (V_2 + |V_G|)$$

$$V_o = 20 \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] V_1 V_2 + 20 \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] V_1 |V_G| \quad (5.10)$$

Yukarıdaki formülden de görüldüğü gibi  $V_G$  değerinin çıkış gerilimine önemli derecede etkisi vardır. Denklem (5.10)'a göre çıkışlar tekrar hesaplanırsa aşağıdaki sonuçlar elde edilir.

V1 sinyalinin pozitif alternansın da,

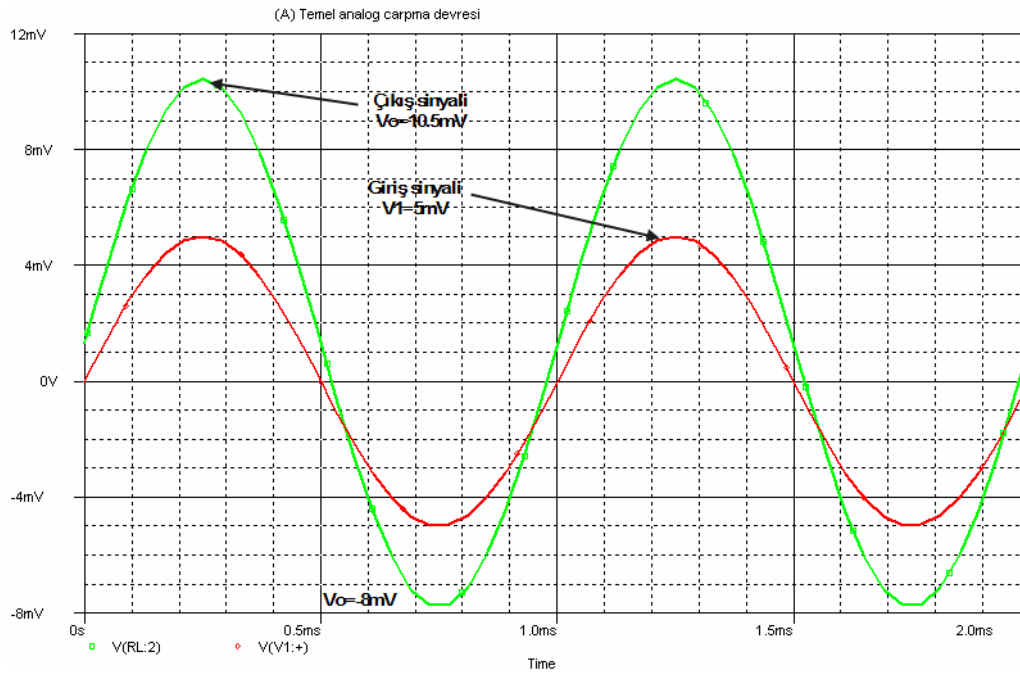
$$V_o = 20\left[\frac{1k}{200k}\right]5mV \cdot 10V + 20\left[\frac{1k}{200k}\right]5mV \cdot 10V = 10mV$$

olması gerekmektedir.

V1 sinyalinin negatif alternansın da,

$$V_o = 20\left[\frac{1k}{200k}\right](-5mV) \cdot 10V + 20\left[\frac{1k}{200k}\right](-5mV) \cdot 10V = -10mV$$

olması gerekmektedir.

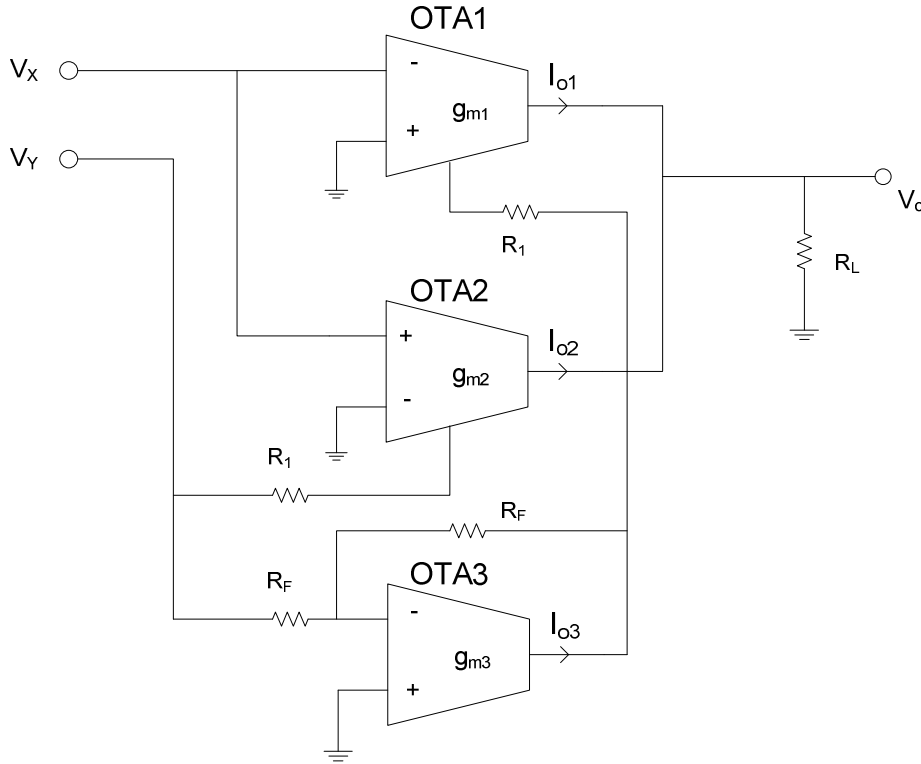


Şekil 5.20 Temel analog çarpıcı simülasyon sonuçları

Şekil 5.20' deki simülasyon sonuçları incelendiğinde çıkış sinyalinin tepe değerinin pozitif alternansta  $V_o(\text{tepe})=10.5mV$ , negatif alternansta ise yaklaşık  $-8mV$  olduğu görülmektedir. Hesaplanan sonuçlarla simülasyon sonuçları arasında yaklaşık  $1mV$

kadar farkın olduğu görülmektedir. Bunun nedeni çıkışa pozitif  $1\text{mV}$ 'luk DC bir etkinin olmasıdır. Grafikten de görüldüğü gibi  $V_1=0\text{V}$  iken  $V_o=1\text{mV}$ 'tur.

Üç geçişletkenliği kuvvetlendiricisi ile kurulan bir analog çarpma devresi yapısı Şekil 5.21'de verilmiştir [6].



Şekil 5.21 Üç OTA' lı analog çarpma devresi

Devrede OTA1 ve OTA2 geçişletkenliği kuvvetlendiricilerinin çıkışları paralel bağlanmıştır. OTA1'in eviren girişi ise OTA2' nin evirmeyen girişine bağlıdır ve buraya  $V_X$  giriş gerilimi uygulanmıştır. OTA3 geçişletkenliği kuvvetlendiricisi eviren yükselteç olarak çalıştırılmaktadır. Bu yükseltecin girişine ve OTA2' nin akım kontrol girişine  $V_Y$  giriş gerilimi uygulanmaktadır. OTA3'ün çıkış gerilimi ise OTA1'in kontrol gerilimini oluşturur.

Buna göre, OTA1 ve OTA2 geçişletkenliği kuvvetlendiricilerinin çıkış akımları



$$I_{o1} = -g_{m1}V_X, \quad I_{o2} = g_{m2}V_X \quad (5.11)$$

olacaktır. Kuvvetlendiricilerin çıkış empedansları yüksek olduğundan, bunların çıkış akımları toplanır. Öte yandan kuvvetlendiricilerin eğimleri kutuplama akımları ile orantılıdır. OTA1'in kutuplama akımı  $-V_Y$  ile, OTA2'nin kutuplama akımı ise  $V_Y$  ile orantılı olur.

Devrenin çıkış gerilimi

$$V_o = V_X R_L (g_{m2} - g_{m1}) \quad (5.12)$$

olur. OTA2' nin kutuplama akımı  $I_{B2}$ ,

$$I_{B2} = \frac{V_Y - (-V_{EE})}{R_1} \quad (5.13)$$

bağıntısıyla belirlenir.

$$k = \frac{1}{2V_T R_1} \quad (5.14)$$

şeklinde bir büyüklüğün tanımlanmasıyla OTA1 ve OTA2'nin geçişletkenlikleri

$$g_{m1} = k[-V_Y - (-V_{EE})] \quad (5.15)$$

$$g_{m2} = k[V_Y - (-V_{EE})]$$

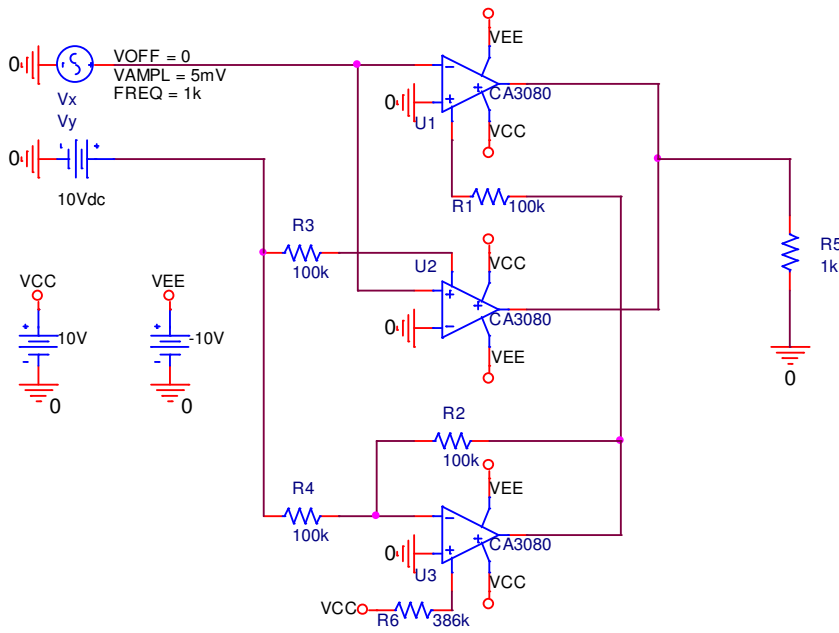
biçiminde ifade edilebilir. Bu büyüklüklerin çıkış gerilimini veren bağıntıda yerlerine konmasıyla

$$V_o = kV_x R_L \{ [-V_{EE} + V_y] - [-V_{EE} - V_y] \}$$

$$V_o = 2kR_L V_x V_y \quad (5.16)$$

elde edilir. Devre dört bölge analog çarpma devresi olarak çalışır.

Örnek uygulama:



Şekil 5.22 Üç OTA'lı analog çarpma pspice devresi

Şekil 5.22 'de verilen üç OTA kullanılarak gerçekleştirilmiş analog çarpma devresi girişlerine, tepe değeri 5mV olan sinüzoidal bir sinyal ( $V_x$ ) ve  $V_y=10V$  değerinde DC bir sinyal uygulanmıştır. Denklem (5.16) ' da verilen çıkış gerilimi formülü kullanarak,  $V_x$  geriliminin pozitif ve negatif alternanslarında çıkışın alması gereken maksimum gerilim değerleri aşağıda hesaplanmıştır.

$V_x$  sinyalinin pozitif alternansın da,

$$k = \frac{1}{2V_T R_1} = \frac{1}{52mV \cdot 100k} = 0.192 \cdot 10^{-3}$$

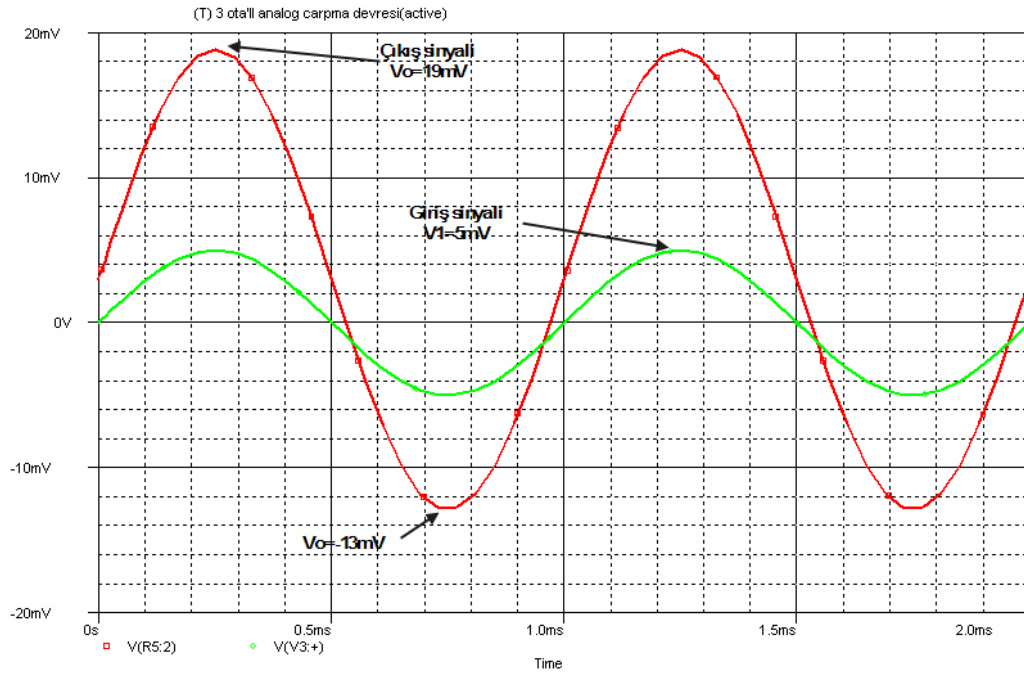
$$V_o = 2kR_L V_X V_Y = 0.384 \cdot 10^{-3} \cdot 1k \cdot 5mV \cdot 10V = 19,2mV$$

olması gerekmektedir.

V1 sinyalinin negatif alternansın da,

$$V_o = 2kR_L V_X V_Y = 0.384 \cdot 10^{-3} \cdot 1k \cdot (-5mV) \cdot 10V = -19,2mV$$

olması gerekmektedir.



Şekil 5.23 Üç OTA'lı analog çarpma devresi simülasyon sonuçları

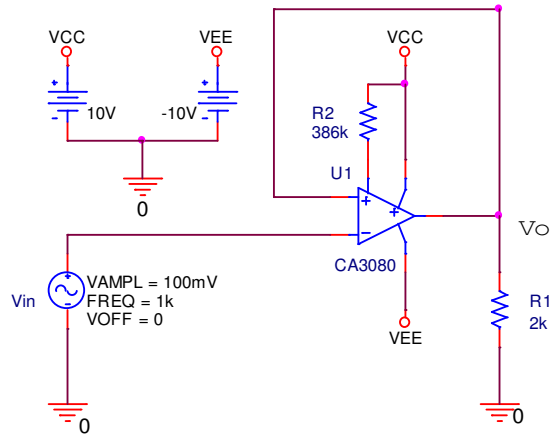
Şekil 5.23' teki simülasyon sonuçları incelendiğinde çıkış sinyalinin tepe değerinin pozitif alternansta  $V_o(\text{tepe})=19mV$ , negatif alternansta ise yaklaşık  $-13mV$  olduğu

görülmektedir. Hesaplanan sonuçlarla simülasyon sonuçları arasında yaklaşık 2mV kadar farkın olduğu görülmektedir. Yapılan hesaplamalar kullanılan devre elemanları ideal kabul edilerek yapılmaktadır. Bu yüzde simülasyon sonuçları ile bu kadar farkın olmasını normal karşılamak gerekir. Farkın bir diğer nedeni de çıkışa pozitif 3mV'luk DC bir etkinin olmasıdır. Grafikten de görüldüğü gibi  $V_1=0V$  iken  $V_o=3mV$ 'tur. Yapılan simülasyonların tümünde bu DC etki görülmüştür.

### **5.7. OTA ile Schmitt Trigger Devresinin Gerçekleştirilmesi**

Voltaj karşılaştırıcıları içerisinde histerezisli çalışma yapabilen devre Schmitt tetikleme devresi olarak bilinir. Pozitif geri beslemeli karşılaştırıcı olarak da bilinirler. OP-AMP' larla gerçekleştirilen Schmitt trigger devresinde , devreye pozitif geri beslemenin uygulanması histerezis etkisini meydana getirmektedir. Bu etki ile karşılaştırıcının, geçiş noktası artmakta olan giriş için başka, azalmakta olan giriş için başka olur. Pozitif geri beslemeyle sağlanan histerezis özelliği sayesinde giriş gürültüsünün çıkışa yansımalarının önüne geçilir, anahtarlama hızı artar ve çeşitli dalga biçimlerinin üretilmesi mümkün olur [16].

Histerezisli çalışma yapabilen bu devreleri OTA ile gerçekleştirilmesi mümkündür. Şekil 5.24'te OTA ile yapılmış Schmitt tetikleme devresi görülmektedir [17].



Şekil 5.24 OTA ile gerçekleştirilen Schmitt Trigger devresi

Bu devrede  $V_{in} = 100\text{mV}$  'luk AC bir sinyal girişe uygulanmıştır. Yük direnci  $R_1 = 2\text{k}$  değerindedir.  $R_2 = 386\text{k}$  yapılarak OTA'nın geçişiletkenliği  $g_m = 1\text{mS}$  olarak belirlenmiştir.

Şekil 5.24'te verilen devrenin matematiksel analizi yapılırsa aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$I_o = g_m (V_o - V_{in})$$

$$V_o = I_o \cdot R_1$$

$$V_o = g_m R_1 (V_o - V_{in})$$

$$V_o = g_m R_1 V_o - g_m R_1 V_{in}$$

$$V_o = -\frac{g_m R_1 V_{in}}{1 - g_m R_1} \quad (5.17)$$

devrede verilen değerler yerlerine yazılırsa,

$$V_o = -\frac{g_m R_1 V_{in}}{1 - g_m R_1} = -\frac{1mS \cdot 2k}{1 - 1mS \cdot 2k} V_{in}$$

$$V_o = 2 \cdot V_{in}$$

olarak bulunur.

Bu sonuç bize şunu göstermektedir. ıkış gerilimi giriş geriliminin 2 katı değerine ulaştığı anda, çıkış gerilimi negatif yönde maksimum değerine ulaşacaktır. Yani giriş geriliminin iki katı referans değeri olarak belirlenmiştir.

Devrenin maksimum çıkış akımı  $I_{abc}$  kontrol akımıyla sınırlı olduğuna göre çıkışın maksimum gerilim değeri,

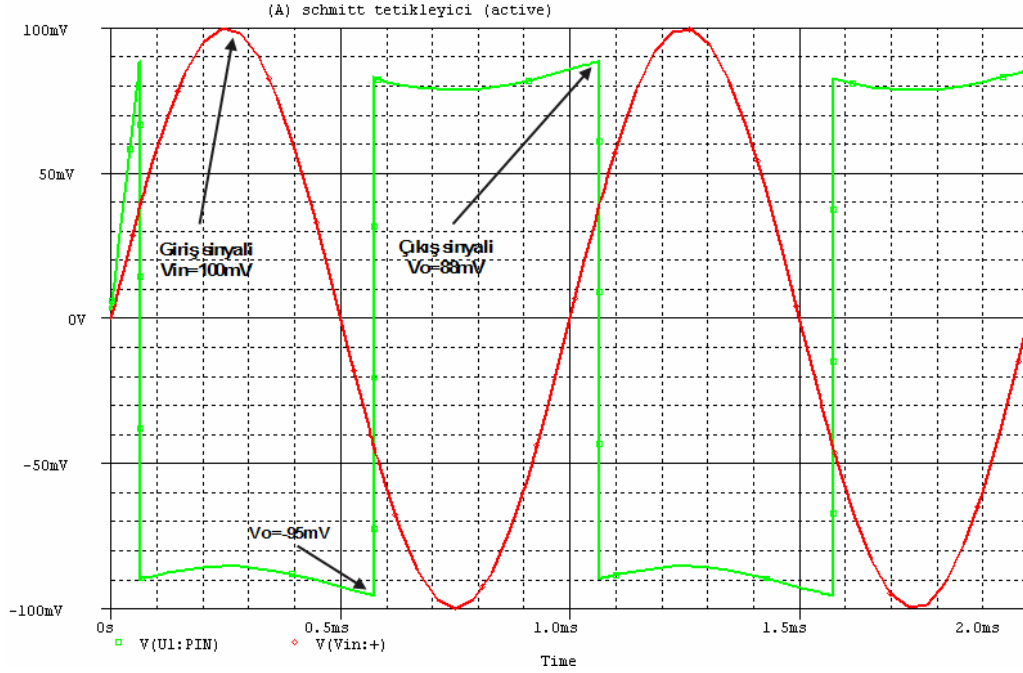
Girişin pozitif alternansı için,

$$V_o(\max) = I_{abc} R_1 = 50\mu A \cdot 2k = 100mV$$

Girişin negatif alternansı için,

$$V_o(\min) = -I_{abc} R_1 = -50\mu A \cdot 2k = -100mV$$

olması gerekmektedir.



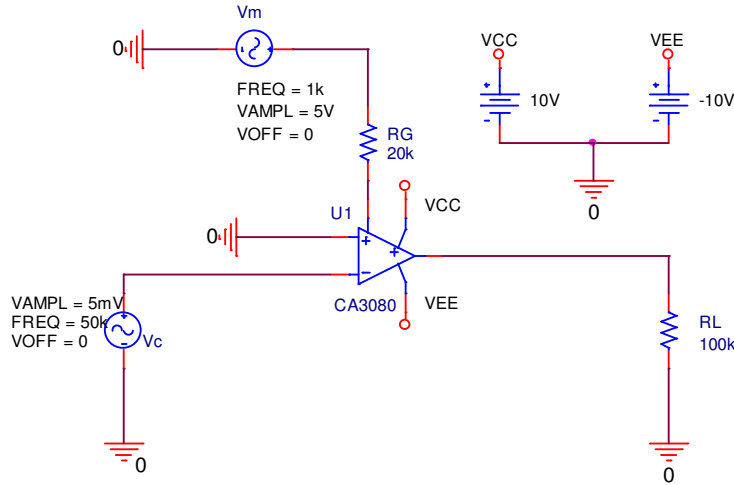
Şekil 5.25 OTA ile gerçekleştirilen Schmitt Trigger devresi simülasyon sonuçları

Şekil 5.25' teki simülasyon sonuçları incelendiğinde çıkış sinyalinin maksimum değerinin, pozitif alternansta  $V_o(\max)=89\text{mV}$ , negatif alternansta ise yaklaşık  $-95\text{mV}$  olduğu görülmektedir. Hesaplanan sonuçlarla simülasyon sonuçları arasında, pozitif alternans için yaklaşık  $10\text{mV}$ , negatif alternans için ise  $5\text{mV}$ 'luk farkın olduğu görülmektedir. Yapılan hesaplamalar kullanılan devre elemanları ideal kabul edilerek yapılmaktadır. Bu yüzde simülasyon sonuçları ile bu kadar farkın olmasını normal karşılamak gerekir.

### 5.8. OTA ile Gerçekleştirilen Genlik Modülatör Devresi

Analog çarpıcılar bir hesaplama elemanı olarak kullanımının dışında diğer bir çok elektronik devre uygulamalarında da kullanılmaktadır. Bunlardan birisi de genlik modülatörünün gerçekleştirilmesidir. Şekil 5.26'da OTA ile gerçekleştirilmiş bir genlik modülatör devresi görülmektedir. Genlik modülasyonunun gerçekleşmesi için,

modüle edilecek bilgi sinyali ( $V_m$ ) kontrol girişine, taşıyıcı sinyal ( $V_c$ ) ise eviren (-) girişe uygulanmıştır.



Şekil 5.26 OTA ile gerçekleştirilmiş genlik modulatörü pspice devresi

Modülör devresinin matematiksel analizi yapıldığında çıkış ifadesinin eşitliği aşağıdaki şekilde elde edilir [3].

$$\text{Taşıyıcı sinyal, } V_C(t) = V_C \cdot \sin \omega_C t = V_C \cdot \sin(2\pi \cdot f_C \cdot t) \quad (5.18)$$

$$\text{Bilgi sinyali, } V_m(t) = V_m \cdot \sin \omega_m t = V_m \cdot \sin(2\pi \cdot f_m \cdot t) \quad (5.19)$$

$$V_o = I_o \cdot R_L$$

$$V_o = g_m \cdot R_L \cdot [-V_C(t)]$$

$$g_m = 19,2 \cdot I_{abc} = \frac{19,2 \cdot [V_m(t) + |V_{EE}| - V_{BE}]}{R_G}$$



$$V_o(t) = -19,2 \cdot \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] \cdot V_C(t) \cdot V_m(t) - 19,2 \cdot \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] \cdot V_C(t) \cdot |V_{EE}| + 19,2 \cdot \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] \cdot V_C(t) \cdot V_{BE}$$

Şekil 5.26'da verilen devrede  $V_{EE} = -10V$  ve  $V_{BE} = 0.7$  'tur. Buna göre,

$$V_o(t) = -19,2 \cdot \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] \cdot V_C \cdot \sin(2\pi \cdot f_C \cdot t) \cdot V_m \cdot \sin(2\pi \cdot f_m \cdot t) \\ - 192 \cdot \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] \cdot V_C \cdot \sin(2\pi \cdot f_C \cdot t) + 13,4 \cdot \left[ \frac{R_L}{R_G} \right] \cdot V_C \cdot \sin(2\pi \cdot f_C \cdot t)$$

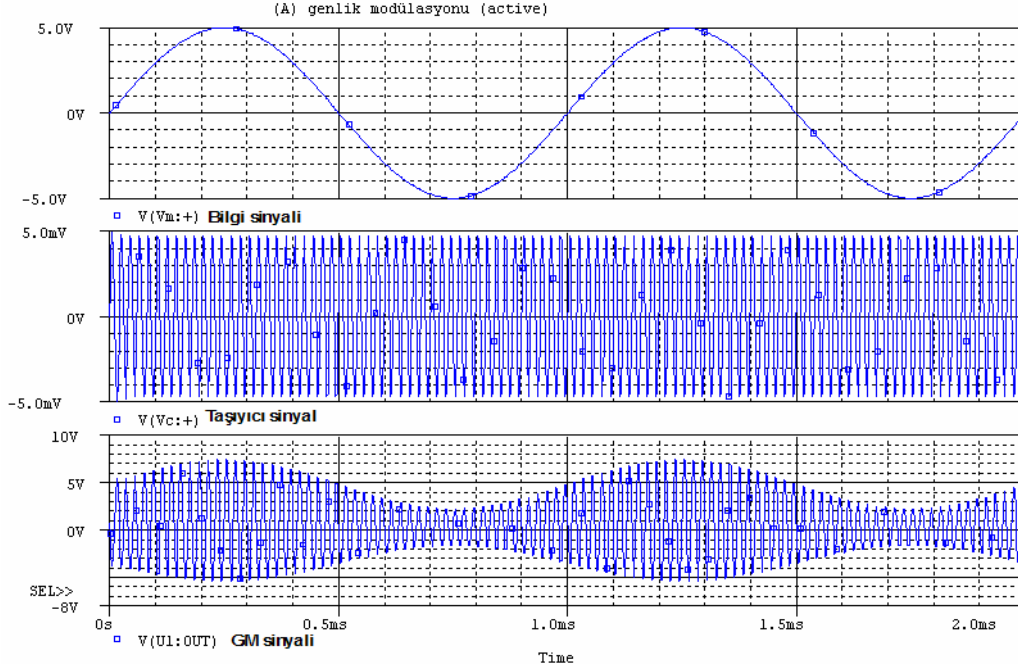
elde edilir.

$t = 1,255ms$  için, devrede verilen değerlere göre,  $V_o$  hesaplanırsa,

$$V_o(t) = -19,2 \cdot [5] \cdot 5mV \cdot \sin(6,28 \cdot 50KHz \cdot 1,255ms) \cdot 5V \cdot \sin(6,28 \cdot 1KHz \cdot 1,255ms) \\ - 192 \cdot [5] \cdot 5mV \cdot \sin(6,28 \cdot 50KHz \cdot 1,255ms) + 13,4 \cdot [5] \cdot 5mV \cdot \sin(6,28 \cdot 50KHz \cdot 1,255ms) \\ V_o(t = 1,255ms) = 2,39 + 4,8 - 0,335 = 6,855V$$

olarak bulunur.

Burada hesaplamaların radyan cinsinden yapılması gerektiği unutulmamalıdır.



Şekil 5.27 Genlik modülatörü simülasyonu sonuçları

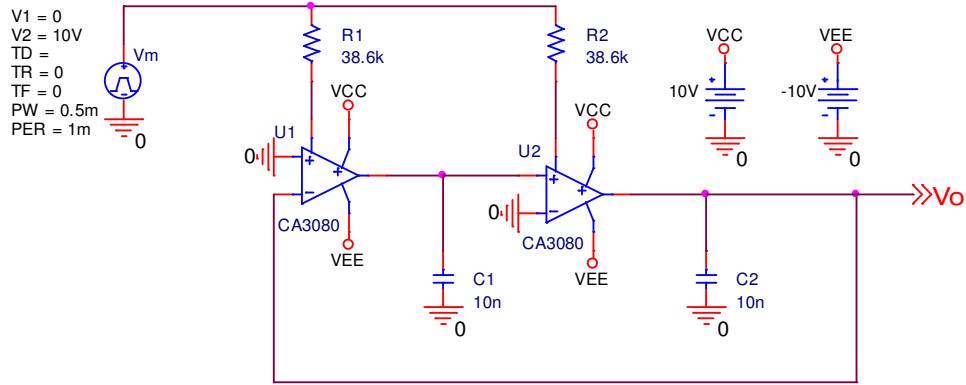
Şekil 5.27’deki simülasyon sonuçları incelendiğinde çıkış sinyalinin maksimum değerinin, pozitif alternansta  $V_o(\max)=7.45V$ , negatif alternansta ise yaklaşık  $-5,65V$  olduğu görülmektedir. Elde edilen GM sinyaline yaklaşık  $0,5V$  değerinde DC bir etkinin varlığı tespit edilmiştir. Bu istenmeyen durum yok kabul edilirse  $V_o(\max)=6.9V$ ,  $V_o(\min)=6,15V$  olarak kabul edilebilir.

Yukarıda yapılan matematiksel hesaplamada  $t=1.255ms$  için, çıkış geriliminin değeri  $V_o=6,855V$  olarak bulunmuştu.  $1,255ms$  sonra çıkışın maksimum değerini alması gerektiği simülasyon sonuçları incelenirse görülebilir. Buna göre yapılan hesaplamalar ile simülasyon sonuçlarının örtüştüğü söylenebilir.

### 5.9. OTA ile Gerçekleştirilen Frekans Modülatör (FM) Devresi

Şekil 5.28’de verilen devrede iki OTA kullanılarak yapılmış frekans modülatörü devresi görülmektedir. Devrede buluna bu iki OTA (U1 ve U2) osilatör olarak

çalışmaktadır. Taşıyıcı sinyalin üretildiği kısımdır. Bilgi sinyali ( $V_m$ ) ise OTA'ların kontrol girişlerine uygulanmıştır. Bu şekilde bilgi sinyalinin genliğine göre OTA'ların geçişletkenlikleri değiştirilecek ve doğru orantılı olarak osilatör frekansı değiştirilmiş olacaktır.



Şekil 5.28 Frekans modülatörü psipice devresi

Devreye bilgi sinyali olarak 10V ve 0V aralığında değişen kare dalga bir sinyal uygulanmıştır. R1 ve R2 değerleri 38,6k yapılarak  $I_{abc}$  akımlarının 10V için 500uA, 0V için 240uA olması sağlanmıştır. Dolayısıyla geçişletkenliği değerleri 10mS ile 4.6mS aralığında değişmektedir.

Bu değerlere göre osilatör frekansları hesaplanırsa,

Bilgi sinyalinin 10V'luk değeri için;

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_{m1}g_{m2}/C_1C_2}{s^2 + g_{m1}g_{m2}/C_1C_2}, \text{ osilatörün transfer fonksiyonu. Burada,}$$

$$\omega^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}, \quad \omega = 2\pi f_c = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (5.20)$$

$$\omega = 2\pi f_c = \sqrt{\frac{10mS \cdot 10mS}{10nF \cdot 10nF}} = 1 \cdot 10^6$$

$$f_c = 159KHz$$

olarak bulunur.

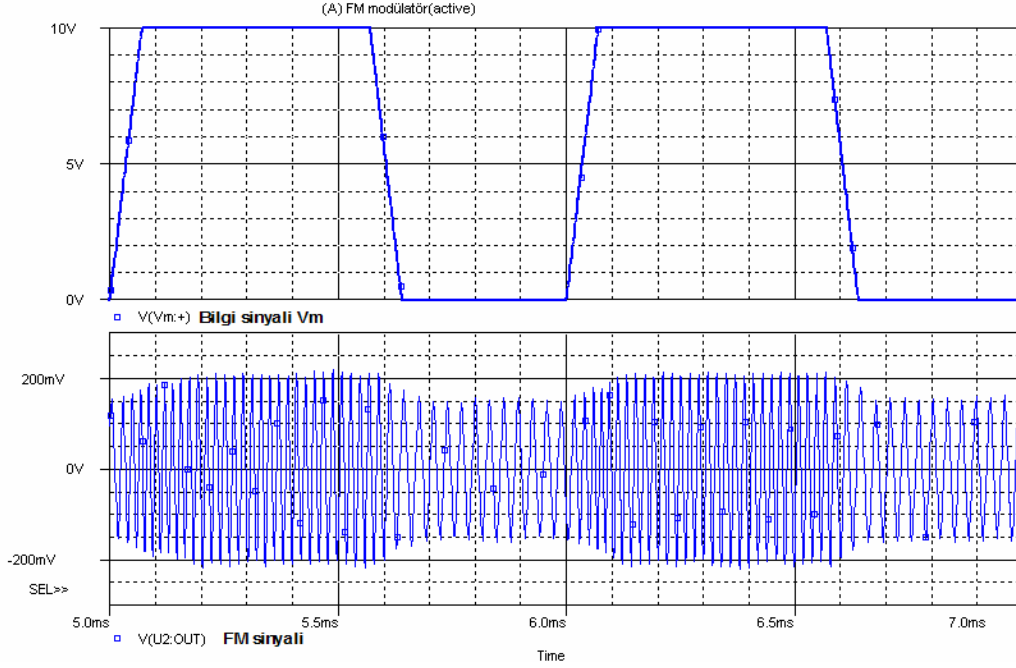
Bilgi sinyalinin 0V'luk değeri için;

$$\omega^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}, \quad \omega = 2\pi f_c = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$$

$$\omega = 2\pi f_c = \sqrt{\frac{4,6mS \cdot 4,6mS}{10nF \cdot 10nF}} = 0,46 \cdot 10^6$$

$$f_c = 73,2KHz$$

olarak bulunur.



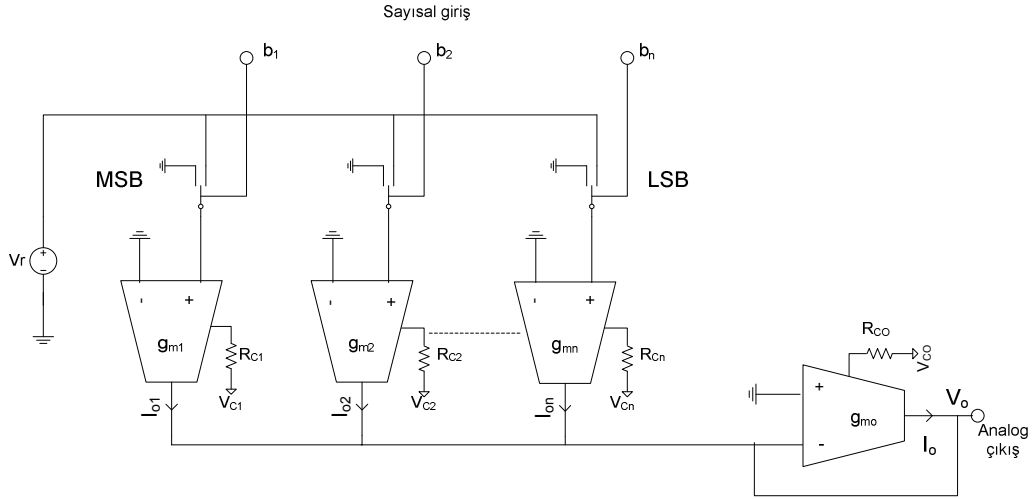
Şekil 5.29 Frekans modülör devresi simülasyon sonuçları

Şekil 5.29' daki simülasyon sonuçları incelendiğinde, 10V'luk bilgi sinyali girişi olduğunda frekansın yükseldiği görülmektedir. Fakat bilindiği gibi frekans modülasyonunda bilgi sinyalinin genliğine göre taşıyıcı sinyalin sadece frekansının değişmesi gerekmektedir. Burada ise yaklaşık 50mV'luk istenmeyen bir artışın varlığı görülmektedir.

### 5.10. OTA'larla Gerçekleştirilen Sayısal/Analog Dönüştürücü (DAC)

OP-AMP'larla oluşturulan Sayısal/Analog dönüştürücüler en fazla KHz seviyelerinde çalışan devrelerde kullanılabilirler. OTA'larla gerçekleştirilen DAC'larda ise daha yüksek frekanslarda çalışabilmek mümkündür.

Şekil 5.30'da OTA ile gerçekleştirilen ağırlıklı- $g_m$  DAC devresi görülmektedir [12].



Şekil 5.30 OTA'larla gerçekleştirilen  $g_m$  ağırlıklı DAC devresi

Bir Sayısal/Analog dönüştürücü için çıkış ifadesi,

$$V_o = K.V_r (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + b_3 2^{-3} + \dots + b_n 2^{-n}) \quad (5.21)$$

biçiminde yazılabilir.

Burada  $V_r$  referans gerilimi ve  $K$  ölçme (skala) sabitidir. Girişin lojik seviyesi  $b_n=0$  veya 1 olabilir.

OTA ile gerçekleştirilen DAC devresinde  $2^{-1}, 2^{-2}, \dots, 2^{-n}$  katsayıları, OTA'larla gerçekleştirilir ve aynı zamanda OTA'larla oluşturulan toplayıcı devre ile toplama işlemi gerçekleştirilmektedir.  $V_r$  referans gerilimi  $b_1, b_2, \dots, b_n$  anahtarlarıyla OTA'ların girişlerine uygulanır.

OTA'nın çıkış gerilimi  $V_o$ ,

$$V_o = K.V_r \left( b_1 \frac{g_{m1}}{g_{m0}} + b_2 \frac{g_{m2}}{g_{m0}} + b_3 \frac{g_{m3}}{g_{m0}} + \dots + b_n \frac{g_{mn}}{g_{m0}} \right) \quad (5.22)$$

bağıntısıyla ifade edilir.

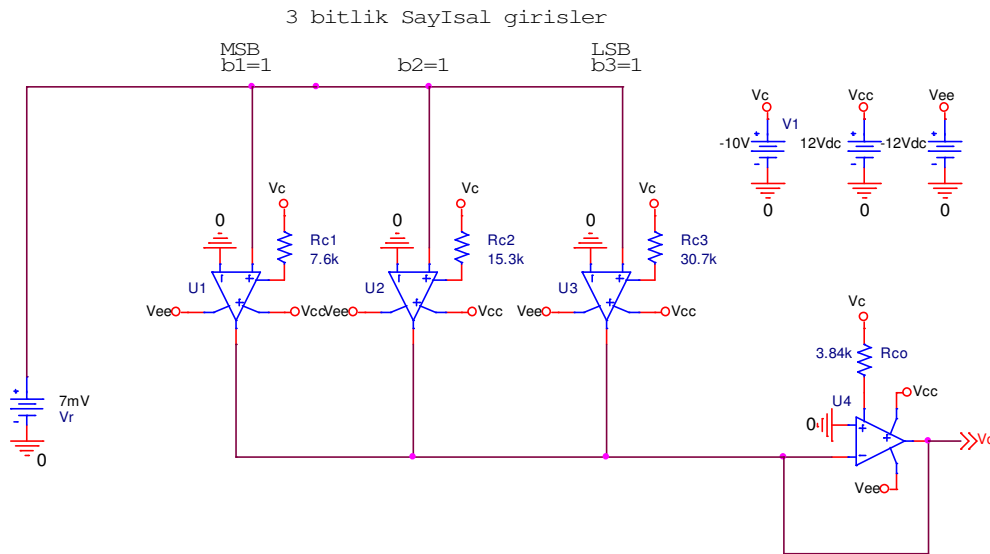
Burada  $\frac{g_{m1}}{g_{mo}}, \frac{g_{m2}}{g_{mo}}, \dots$  katsayılarıyla binary değerlerin elde edilebilmesi için

OTA'ların eğimlerinin aşağıdaki gibi seçilmesi gerekir.

$$g_{m0} = g_{mo}, \quad g_{m1} = \frac{g_{mo}}{2}, \quad g_{m2} = \frac{g_{mo}}{4}, \dots, g_{mn} = \frac{g_{mo}}{2^n} \quad (5.23)$$

### Örnek uygulama:

Çıkıştaki OTA'nın eğimi  $g_{mo}=7\text{mS}$  olarak ve  $V_c$  kontrol gerilimi  $V_c=-10\text{V}$  olarak seçildiğinde, diğer OTA'ların  $g_m$  değerleri (5.23)'de verilen ifadeden bulunabilir. Şekil 5.31'de bu değerler kullanılarak tasarlanmış 3 bitlik bir DAC devresi görülmektedir.



Şekil 5.31 OTA ile gerçekleştirilen 3 bitlik  $g_m$  ağırlıklı DAC devresi

Devrenin pspice simülasyonu gerçekleştirildiğinde her bir sayısal giriş için aşağıdaki değerler elde edilmiştir.

Tablo 5.1 DAC devresi simülasyon sonuçları

	Sayısal Girişler			Analog Çıkış (mV)
	b1	b2	b3	
0	0	0	0	1,062
1	0	0	1	1,852
2	0	1	0	2,728
3	0	1	1	3,718
4	1	0	0	4,586
5	1	0	1	5,476
6	1	1	0	6,352
7	1	1	1	7,242

Yapılan tasarımda kontrol gerilimleri ( $V_c$ ) sabit tutulmuş, kontrol dirençleri ( $R_{cn}$ ) değiştirilerek  $g_m$  değerleri belirlenmiştir. Bu şekilde yapılan tasarımlarda, her bir OTA'da kullanılan kontrol dirençleri arasındaki fark, büyük olduğundan, istenilen sonuçlar tam olarak elde edilemeyebilir. Bu yüzden en fazla 12 bitlik DAC'lar için uygundur. Bu sorunu gidermek için (en büyük direnç değeri)/(en küçük direnç değeri) oranının küçültülmesi gerekir. Bunu sağlamak için kontrol dirençleri ve kontrol gerilimleri birlikte değiştirilmelidir. Ayrıca tasarımda dikkat edilmesi gereken bir diğer hususta kontrol akımının lineer bölgede olması gerekliliğidir. CA3080 için bu aralık  $0.1\mu A < I_{cnt} < 400\mu A$  dir [12].



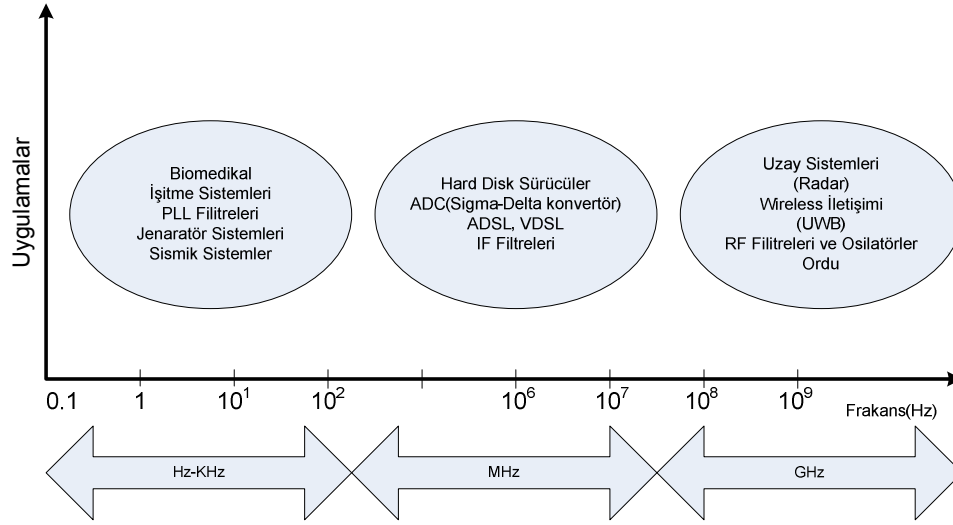
## **BÖLÜM 6. OTA KULLANILARAK GERÇEKLEŞTİRİLMİŞ AKTİF FİLTRE DEVRELERİ**

### **6.1. Giriş**

Bir devrenin girişine farklı frekanslı bir çok işaret aynı anda uygulanabilir (örneğin, bir antene ulaşan farklı frekanslı elektromanyetik dalgaların hepsi alınarak antenden sonraki katın girişine uygulanır). Ayrıca, sinüsoidal olmayan tek bir işaret (örneğin, bir kare dalga işaret), Fourier serisine açıldığında görüleceği gibi, farklı frekanslı bir çok sinüsoidal işaretin toplamından oluşmaktadır. Bir filtre devresinin girişine uygulanan belli bir frekans aralığındaki işaretleri zayıflatmadan çıkışına aktaran, diğer bir frekanstaki işaretleri ise zayıflatan bir devredir. Filtreler ses, görüntü ve veri haberleşme sistemleri, tıp elektroniği gibi bir çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır [16].

Aktif filtre tasarımında OP-AMP'lar yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Ancak OP-AMP'ların bazı özelliklerinden dolayı, özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda büyük problemler ortaya çıkmaktadır. Filtre tasarımında OTA'nın kullanılması karşılaşılan bu problemlerin bir çoğunun ortaya çıkmasını engellemektedir.

Yüksek frekansın ve düşük güç tüketiminin istendiği sistemlerde OTA ile gerçekleştirilen filtreler tercih edilmektedir. OTA-C filtrelerinin bu uygulama alanları Şekil 6.1'de gösterilmiştir. Günümüzde, hard disk sürücülerinde, cep telefonlarında, mp3 çalarlarda, bluetooth ve wireless haberleşme sistemlerinde vb. yüksek frekans gerektiren bir çok uygulamada OTA-C filtre yapıları kullanılmaktadır.



Şekil 6.1 OTA-C filtre devrelerinin tipik uygulama alanları ve frekans değerleri

Bu bölümde filtre gerçekleştirilmesinde OTA'nın tercih sebepleri ortaya konmuş ve OTA ile gerçekleştirilmiş filtre yapıları incelenmiştir. Ayrıca, aktif filtre yapılarının OTA ile tasarım yöntemleri hakkında bilgi verilmiş ve örnek uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Yüksek kesim frekansına sahip filtreler OP-AMP'lar kullanılarak da gerçekleştirilmiş simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır.

## 6.2. Aktif Filtre Tasarımında OTA'nın Tercih Sebepleri

İşlemsel kuvvetlendiriciler aktif filtre tasarımında çok sık kullanılırlar. İdeal bir OP-AMP'ın giriş direncinin ve voltaj kazancının sonsuz, çıkış direncinin 0 olmasından dolayı mevcut filtreler bu özellikler dikkate alınarak tasarlanmış ve geliştirilmiştir. Ancak, OP-AMP'ların kazançlarının çok yüksek oluşu, yüksek frekanslı uygulamalarda tümdevreleştirmede dahil olmak üzere birçok problem oluşturmaktadır [3].

Filtre karakteristiklerini harici olarak ayarlamak için uygun şekilde voltaj ve akım temin eden devrelere ihtiyaç vardır. Bunlar OP-AMP'la gerçekleştirilen filtrelerde birçok güçlüğü de beraberinde getirmektedir.

OTA tabanlı filtrelerde ise bir tek derece için bir OTA ve bir kapasitör kullanılmaktadır. Bu tip filtreler kısaca OTA-C filtreler diye adlandırılmaktadır. Bunlar tümdevreleştirme ve tasarım açısından çok caziptir. Ayrıca, OTA'ların yüksek frekanstaki performansları oldukça iyidir. Mesela, LM13600 OTA tümdevresinde kutuplama akımının  $10 > I_B > 640$  mA arasında değişimine karşılık, kesim veya kutup frekansı  $9,2 > f_O > 594,3$  KHz arasında değişmektedir. Bir OTA'da  $g_m$  geçişiletkenliğinin harici bir dc kutuplama akımıyla değiştirilebilmesi hem kullanım kolaylığı sağlamakta filtre kazancını birkaç 10 kat (dekat) değiştirebilme imkanı vermektedir [9].

OTA tabanlı filtre tasarım çalışmaları genellikle ya uygulanan geribeslemeyi geçişiletkenliği kazancından bağımsız yapma üzerine yoğunlaşmakta veya OTA ve ilave pasif elemanları kapsayan mevcut OP-AMP'lı filtre yapılarını iyileştirme şeklinde olmaktadır.

Bilinen bipolar ve CMOS teknolojisinin geliştirilip birleştirilerek BiCMOS tümdevre tekniği ile üretilen OTA'lar kırkım üzerinde küçük yer kapladıklarından daha az güç harcayarak daha yüksek frekanslarda çalışma imkanı sağlamaktadırlar. Ayrıca, bilinen aktif filtre düzenlerinde düşük frekanslı bantlarda çalışıldığında büyük değerli kapasitörlere ihtiyaç duyulmakta ve boyutlarda büyük olmaktadır. OTA-C filtrelerde ise boyutlar küçüktür. Bunların düşük frekanslı işaretleri algılama hassasiyetleri de yükseltilerek; EEG, EMG ve EKG gibi biyolojik işaretlerin ölçülüp değerlendirilmesinde kullanılması tıbbi cihazların gelişmesine de katkıda bulunmaktadır. Geçişiletkenliklerinin değiştirilerek etkin frekans cevabı kontrolü sağlanması, ayarlama aralıklarının 3-6 dekat civarında geniş olması ve tasarımlarının basit olması gibi avantajlarının yanında, OTA'ların çıkış dirençlerinin sonlu olması ve giriş katının (fark kuvvetlendiricisinin) doğrusallık aralığının dar olması gibi dezavantajları da vardır [18].

Tablo 6.1 Filtre tasarımında kullanılan aktif ve pasif elemanların karşılaştırılması

Parametreler	Aktif Filtre		Pasif Filtre RLC
	Aktif-RC	OTA-C	
Frekans işleme	100MHZ değerinden biraz fazla	GHz seviyesi ve üzeri	MHz değerinden biraz fazla
Blok	OP-AMP	OTA	R, L ve C
Sınırlamalar	Güç tüketimi OP-AMP'ın frekans sınırlaması Ayarlanabilirlik	Doğrusallık Güç Gürültü ayar	Büyük indüktör yüksek frekanslarda
Alan	Az	Daha az	Çok büyük
Silikon integrasyon	Kolay	Kolay	Zor

### 6.3. Birinci Derece OTA-C Filtreler

Birinci derece filtre yapıları, OTA'lar ile kolayca gerçekleştirilebilmektedir. OTA'lar ile gerçekleştirilmiş bazı filtre yapıları ve transfer fonksiyonları Şekil 6.2'de verilmiştir.

Birinci dereceden bir filtre gerçekleştirebilmek için devrenin gerilim transfer fonksiyonu kullanılır. Birinci derece filtreler için genel transfer fonksiyonu;

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k_o + k_1 s}{s + w_o} \quad (6.1)$$

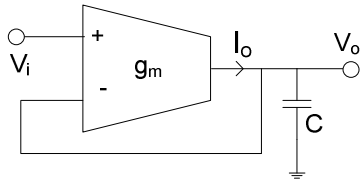
şeklindedir.

Denklem (6.1)'de verilen transfer fonksiyonunda  $\omega_o = 2\pi.f_c$  devrenin kesim frekansını belirlemektedir.

$k_o = 0$  ise – yüksek geçiren filtre (YGF)

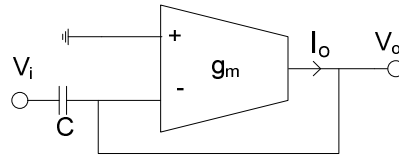
$k_1 = 0$  ise – alçak geçiren filtre (AGF)

devreleri elde edilmiş olur.



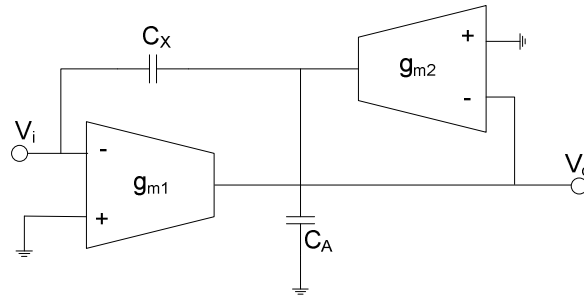
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m / C}{s + g_m / C}$$

a)



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s}{s + g_m / C}$$

b)



c)

Şekil 6.2 Birinci derece filtreler a) Dc kazancı sabit kutbu ayarlanabilen alçak geçiren b) yüksek geçiren c) Çok fonksiyonlu OTA-C filtre

Şekil 6.2(c)'de verilen filtre devresi Denklem (6.1)'de verilen fonksiyonu gerçeklemektedir. Bu devrenin transfer fonksiyonu;

$$g_{m1}V_i(s) + sC_X[V_i(s) - V_o(s)] - sC_A V_o(s) - g_{m2}V_o(s) = 0$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{sC_X + g_{m1}}{s(C_A + C_X) + g_{m2}} = \frac{s\left(\frac{C_X}{C_A + C_X}\right) + \left(\frac{g_{m1}}{C_A + C_X}\right)}{s + \left(\frac{g_{m2}}{C_A + C_X}\right)}$$

şeklindedir.

Denklem (6.1)'de verilen transfer fonksiyonuna benzeştirilirse,

$$C_X = \left(\frac{k_1}{1 - k_1}\right)C_A \quad 0 \leq k_1 < 1$$

$$g_{m1} = k_o(C_A + C_X)$$

$$g_{m2} = w_o(C_A + C_X)$$

denklemleri elde edilir.

Örnek Uygulama:

Şekil 6.2 c' de verilen birinci derece filtre devresinde kazancın 0.5 ve kesim frekansının 20 MHz olması istenmektedir. 40 MHz 'de bir sıfırı bulunan bu filtre devresinin kapasite değerlerini ve geçişletkenlilerini hesaplayınız.

$$H(s) = \frac{k(s + 2\pi \cdot 40\text{MHz})}{s + 2\pi \cdot 20\text{MHz}} = 0.5$$

$$H(s) = \frac{0,25s + 2\pi \cdot 10\text{MHz}}{s + 2\pi \cdot 20\text{MHz}} \Rightarrow k_1 = 0.25, k_o = 2\pi \cdot 10^7, w_o = 4\pi \cdot 10^7$$

$$C_A = 2pf \Rightarrow C_x = 2pf \cdot \frac{0,25}{1-0,25} = 0,67 pf$$

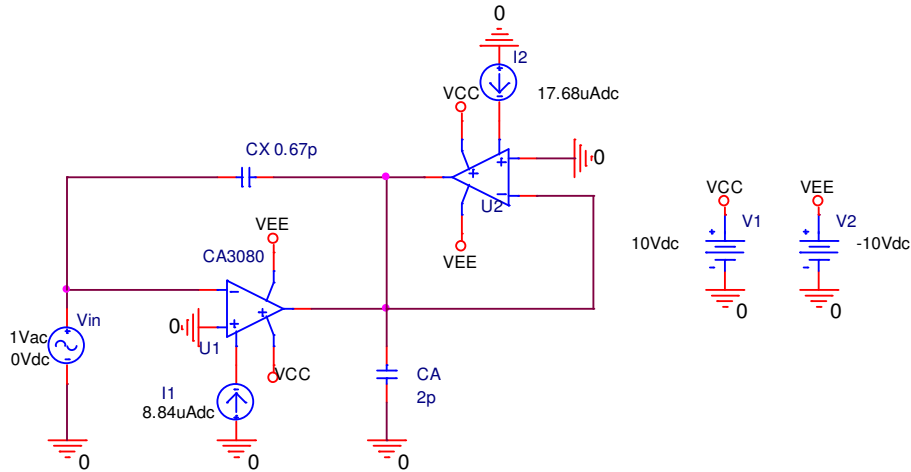
$$g_{m1} = 2\pi \cdot 10^7 \cdot 2,67 = 0,17 mA/V$$

$$g_{m2} = 4\pi \cdot 10^7 \cdot 2,67 = 0,34 mA/V \text{ olarak hesaplanır.}$$

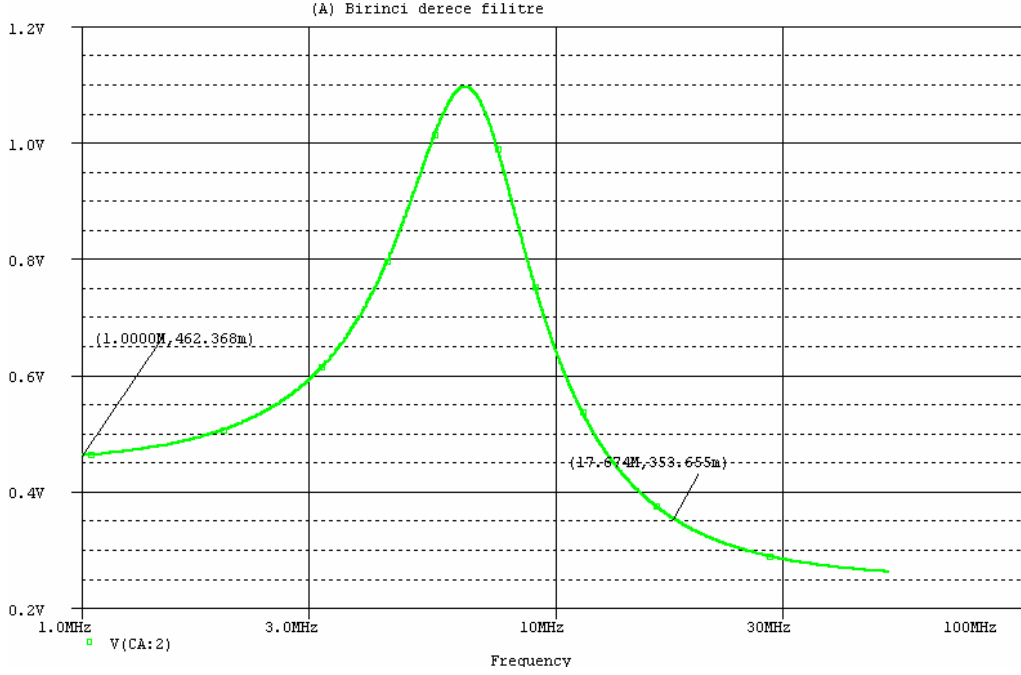
Bu geçişiletkenliklerini sağlamak için OTA'ya uygulanması gereken kontrol akım değerleri,

$$I_{ABC1}=8,84\mu A, I_{ABC2}=17,68 \mu A \text{ olmalıdır.}$$

Şekil 6.3'de örnek uygulamaya ait filtrenin, Pspice devresi ve Şekil 6.4'te simülasyon sonuçları görülmektedir.



Şekil 6.3 Birinci derece filtre pspice devresi



Şekil 6.4 Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği

Simülasyon sonuçları incelendiğinde istenilen sonuçlara yaklaşıldığı görülmektedir. 0.5V olması istenen kazanç 0,462V olarak gerçekleşmiş ve bu değer 0,707 sine denk gelen frekans değeri 17,67 MHz olarak gerçekleşmiştir. Uygulamada istenen 20MHz'lik kesim frekansından yaklaşık olarak 2,3MHz'lik bir sapma olduğu gözlenmiştir.

#### 6.4. İkinci Derece OTA-C Filtreler

Filtre fonksiyonu  $H(s)$ 'nin derecesi arttıkça filtre karakteristiği  $H(j\omega)$ 'de ideale yaklaşır, buna karşılık bu  $H(s)$ 'yi sağlayan devrenin karmaşıklığı da artar. n. derece bir fonksiyonu sağlayan bir devre ikinci dereceden (gerekirse bir tanede birinci dereceden) fonksiyonları sağlayan devrelerin kaskat bağlanmasıyla elde edilebildiğinden ikinci dereceden transfer fonksiyonlarının ve devrelerin analizi önem kazanır [16].



En genel bir ikinci derece transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (6.2)$$

biçimindedir.  $D(s)$  payda polinomu genellikle

$$D(s) = s^2 + s \frac{w_o}{Q} + w_o^2$$

Standart biçiminde ele alınır. Denklem 6.2'de,

$$a_2 = a_1 = 0 \Rightarrow \quad \text{alçak geçiren fiitre} \quad (\text{AGF})$$

$$a_2 = a_0 = 0 \Rightarrow \quad \text{bant geçiren filtre} \quad (\text{BGF})$$

$$a_1 = a_0 = 0 \Rightarrow \quad \text{yüksek geçiren filtre} \quad (\text{YGF})$$

$$a_2 = 0 \Rightarrow \quad \text{bant durduran filtre} \quad (\text{BDF})$$

fonksiyonları elde edilmiş olur. Aşağıdaki şekilde Denklem (6.2)'de verilen ikinci derece transfer fonksiyonunu sağlayan OTA-C filtre devresi görülmektedir.



$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{g_{m3}^2} \frac{C_X + C_B}{C_A}} \quad (6.5)$$

şeklinde olur.

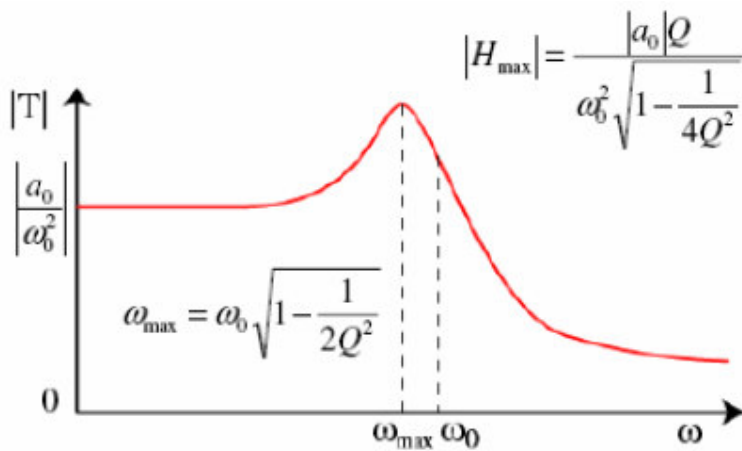
Bu bölümde ikinci derece filtreler için OTA-C türü gerçekleştirme örnekleri verilmiş ve pspice simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

#### 6.4.1. İkinci dereceden alçak-geçiren OTA-C filtreler (AGF)

İkinci dereceden alçak geçiren filtre fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$H(s) = \frac{a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} = \frac{a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (6.6)$$

İkinci dereceden alçak geçiren bir filtre için frekans-genlik grafiği Şekil 6.6'da verilmiştir.



Şekil 6.6 İkinci derece AGF'nin genlik karakteristiği

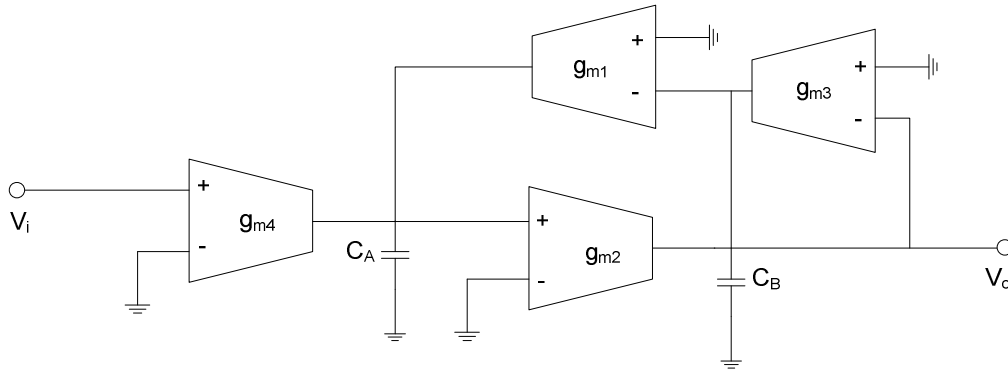
Şekil 6.6’da verilen grafik incelendiğinde  $w_{\max}$  noktasında genliğin arttığı görülmektedir.  $Q > \frac{1}{\sqrt{2}}$  değeri için  $w_{\max} = w_o \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$  değerinde  $H(jw)$  maksimum değerine sahip olur.  $Q$  değerinin büyümesi bu genlik değerinin de büyümesine neden olmaktadır. DC kazanç ise  $\frac{a_0}{w_o^2}$  değerine eşittir [14].

Şekil 6.5’teki genel filtre yapısından AGF elde etmek için  $a_2 = 0$  ve  $a_1 = 0$  yapılmalıdır.

$a_2 = \frac{C_x}{C_B + C_x}$  ve  $a_1 = \frac{g_{m5}}{C_B + C_x}$  olduğuna göre,  $C_x$  kondansatörünün ve  $g_{m5}$

OTA’sının devreden kaldırılmasıyla, ikinci derece alçak geçiren filtre devresi elde edilmiş olur.

Denklem 6.6’da verilen transfer fonksiyonunu gerçekleyen devre aşağıda verilmiştir.



Şekil 6.7 OTA-C ikinci derece alçak geçiren filtre devresi

Devrenin transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\left( \frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{C_A C_B} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m3}}{C_B} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B} \right)} \leftarrow \frac{a_0}{s^2 + \left( \frac{w_o}{Q} \right) s + w_o^2} \quad (6.7)$$

Olarak bulunur.

Devrenin karakteristik fonksiyonları,

$$D(s) = s^2 + s \frac{w_o}{Q} + w_o^2$$

$$w_o = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B}} \quad (6.8)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot C_B}{g_{m3}^2 C_A}} \quad (6.9)$$

şeklindedir.

Örnek uygulama:

Şekil 6.7 ' de verilen ikinci derece alçak geçiren filtre devresinde, kazancın 1 ve kesim frekansının 10 KHz olması istenmektedir. Bu filtre devresinin kapasite değerlerini ve geçişiletkenliklerini hesaplayınız. Devrenin simülasyonunu gerçekleştiriniz.

$$f_c = 10KHZ \Rightarrow w_o = 2\pi \cdot 10KHZ$$

Genel transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\left( \frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{C_A C_B} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m3}}{C_B} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B} \right)} \leftarrow \frac{a_0}{s^2 + \left( \frac{w_o}{Q} \right) s + w_o^2}$$

Kazancın  $H(s)=1$  olması için,  $a_0 = w_o^2$  olmalıdır. Bu yüzden  $g_{m4} = g_{m1}$  olarak seçilmelidir. Devrenin transfer fonksiyonu,

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow H(s) = \frac{(2\pi \cdot 10 \text{KHz})^2}{s^2 + s\sqrt{2} \cdot (2\pi \cdot 10 \text{KHz}) + (2\pi \cdot 10 \text{KHz})^2}$$

şeklindedir.

$g_{m4} = g_{m2} = g_{m1} = 10 \text{mS}$  olarak seçilirse, denklem 6.8'den,

$$w_o = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B}} \Rightarrow (2\pi \cdot 10^4)^2 = \frac{10 \text{mS} \cdot 10 \text{mS}}{C_A \cdot C_B}$$

$$C_A C_B = 2,535 \cdot 10^{-14} \text{F} \Rightarrow C_A = C_B = 159,21 \text{nF}$$

olarak hesaplanır.

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{g_{m3}^2} \frac{C_B}{C_A}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow g_{m3} = 14,14 \text{mS}$$

olarak hesaplanır.

Bu geçişletkenliklerini sağlamak için OTA'ya uygulanması gereken kontrol akım değerleri  $Q=0,7$  için,

$$I_{ABC1} = I_{ABC2} = I_{ABC4} = 520 \mu A, I_{ABC3} = 735,39 \mu A$$

$Q=0,5$  için,

$$g_{m3} = 20 \text{ mS}$$

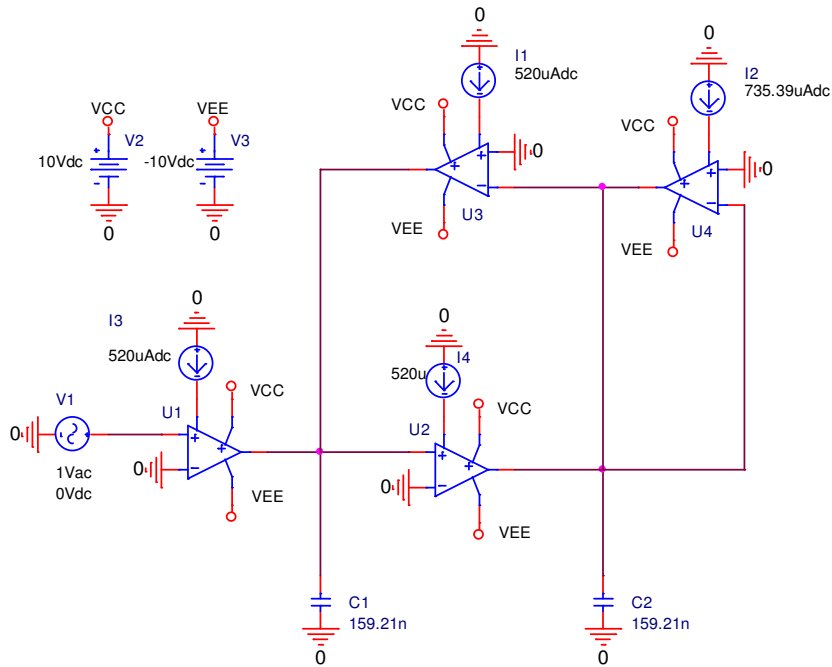
$$I_{ABC1} = I_{ABC2} = I_{ABC4} = 520 \mu A, I_{ABC3} = 1040 \mu A$$

$Q=1$  için,

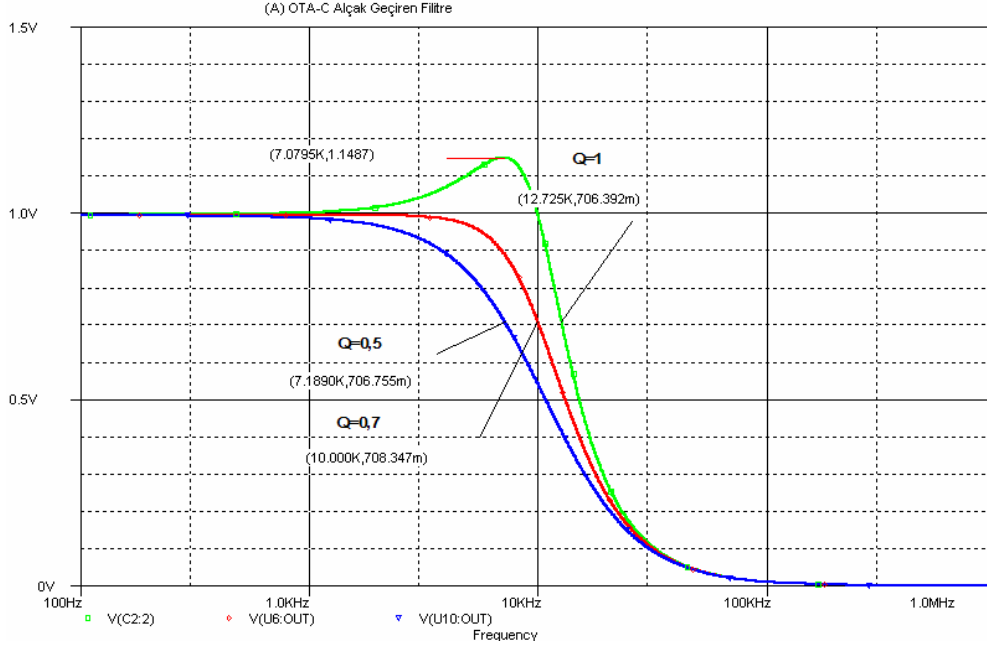
$$g_{m3} = 10 \text{ mS}$$

$$I_{ABC1} = I_{ABC2} = I_{ABC4} = 520 \mu A, I_{ABC3} = 520 \mu A \text{ olmalıdır.}$$

Şekil 6.8'de örnek uygulamaya ait filtrenin, Pspice devresi ve Şekil 6.9'da simülasyon sonuçları görülmektedir.



Şekil 6.8 İkinci derece AG filtre pspice devresi ( $Q=0,7$ )



Şekil 6.9 Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği

Simülasyon sonuçları incelendiğinde en ideal sonucun  $Q=0,7$  değerinde elde edildiği görülmektedir.  $Q=1$  değeri için  $w_{\max} = w_o \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \Rightarrow f_{\max} = 7,07 \text{ KHZ}$  frekans değerinde tepe oluşmuştur ve  $H_{\max}(jw)=1,14\text{V}$  değerinde gerçekleşmiştir. Hesaplanan değerlerle simülasyon değerlerinin büyük oranda örtüştüğü gözlenmiştir.

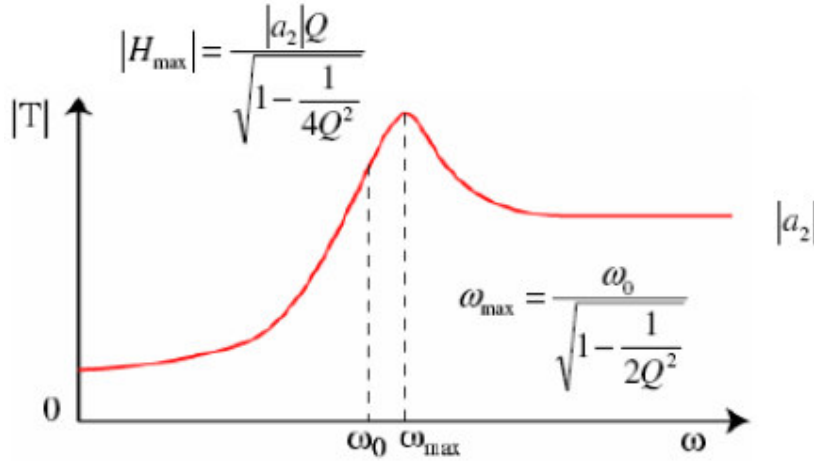
#### 6.4.2. İkinci Dereceden Yüksek-Geçiren OTA-C Filtreler

İkinci dereceden yüksek geçiren filtre fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$H(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + b_1 s + b_0} = \frac{a_2 s^2}{s^2 + \frac{w_o}{Q} s + w_o^2} \quad (6.10)$$



İkinci dereceden yüksek geçiren bir filtre için frekans-genlik grafiği Şekil 6.10'da verilmiştir.



Şekil 6.10 İkinci derece YGF'nin genlik karakteristiği

Şekil 6.10'da verilen grafik incelendiğinde  $\omega_{\max}$  noktasında genliğin arttığı görülmektedir.  $Q > 5$  değeri için  $\omega_{\max} = \omega_o$  değerinde  $H(j\omega)$  tepe yapar ve bant genişliği  $\frac{\omega_o}{Q}$  olur [16].  $Q$ 'nun diğer değerleri için  $\omega_{\max} = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}}$  noktasında

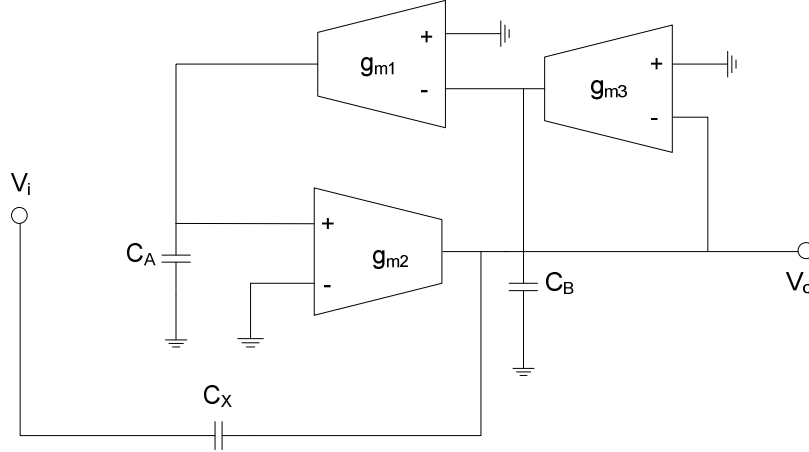
$H(j\omega)$  maksimum değerine sahip olur.  $Q$  değerinin büyümesi bu genlik değerinin de büyümesine neden olmaktadır. DC kazanç ise  $|a_2|$  değerine eşittir [14].

Şekil 6.5'teki genel filtre yapısından YGF elde etmek için  $a_0 = 0$  ve  $a_1 = 0$  yapılmalıdır.

$a_0 = \frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{C_A (C_B + C_X)}$  ve  $a_1 = \frac{g_{m5}}{C_B + C_X}$  olduğuna göre,  $g_{m4}$  ve  $g_{m5}$  OTA'larının

devreden kaldırılmasıyla, ikinci derece yüksek geçiren filtre devresi elde edilmiş olur.

Denklem (6.10)'da verilen transfer fonksiyonunu gerçekleyen devre aşağıda verilmiştir.



Şekil 6.11 OTA-C ikinci derece yüksek geçiren filtre devresi

Devrenin transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2 \left( \frac{C_X}{C_B + C_X} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m3}}{C_B + C_X} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A (C_B + C_X)} \right)} \leftarrow \frac{a_2 s^2}{s^2 + \left( \frac{w_o}{Q} \right) s + w_o^2} \quad (6.11)$$

olarak bulunur.

Devrenin karakteristik fonksiyonları,

$$D(s) = s^2 + s \frac{w_o}{Q} + w_o^2$$

$$w_o = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A (C_B + C_X)}} \quad (6.12)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{g_{m3}^2} \frac{C_X + C_B}{C_A}} \quad (6.13)$$

şeklindedir.

Örnek uygulama:

Şekil 6.11 ' de verilen ikinci derece yüksek geçiren filtre devresinde, kazancın 0,5 ve kesim frekansının 10 KHz olması istenmektedir. Bu filtre devresinin kapasite değerlerini ve geçişletkenlilerini hesaplayınız. Devrenin simülasyonunu gerçekleştiriniz.

$$f_c = 10\text{KHz} \Rightarrow \omega_o = 2\pi \cdot 10\text{KHz}$$

Genel transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2 \left( \frac{C_X}{C_B + C_X} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m3}}{C_B + C_X} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A (C_B + C_X)} \right)} \leftarrow \frac{a_2 s^2}{s^2 + \left( \frac{\omega_o}{Q} \right) s + \omega_o^2}$$

Kazancın  $H(s)=0,5$  olması için,  $a_2 = \frac{C_X}{C_X + C_B} = \frac{1}{2}$  olmalıdır. Bu yüzden  $C_X = C_B$

olarak seçilmelidir. Devrenin transfer fonksiyonu,

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow H(s) = \frac{0,5s^2}{s^2 + s\sqrt{2} \cdot (2\pi \cdot 10\text{KHz}) + (2\pi \cdot 10\text{KHz})^2}$$

şeklindedir.

$g_{m2} = g_{m1} = 10mS$  olarak seçilirse, Denklem (6.11)'den,

$$w_o = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A (C_B + C_X)}} \Rightarrow (2\pi \cdot 10^4)^2 = \frac{10mS \cdot 10mS}{C_A \cdot (C_B + C_X)}$$

$$C_A (C_B + C_X) = 2,535 \cdot 10^{-14} F \Rightarrow C_A = C_B + C_X = 159,21nF$$

$$\frac{C_A}{2} = C_B = C_X = 79,6nF$$

olarak hesaplanır.

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{g_{m3}^2} \frac{C_B + C_X}{C_A}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow g_{m3} = 14,14mS$$

olarak hesaplanır.

Bu geçişiletkenliklerini sağlamak için OTA'ya uygulanması gereken kontrol akım değerleri  $Q=0,7$  için,

$$I_{ABC1} = I_{ABC2} = 520\mu A, I_{ABC3} = 735,39 \mu A$$

$Q=0,5$  için,

$$g_{m3} = 20mS$$

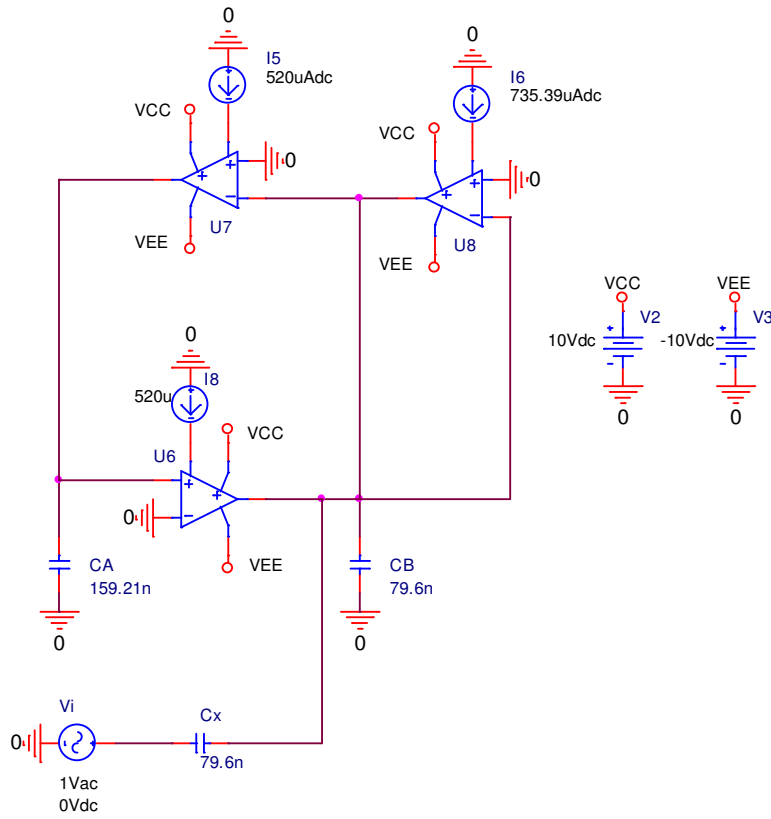
$$I_{ABC1} = I_{ABC2} = 520\mu A, I_{ABC3} = 1040 \mu A$$

$Q=1$  için,

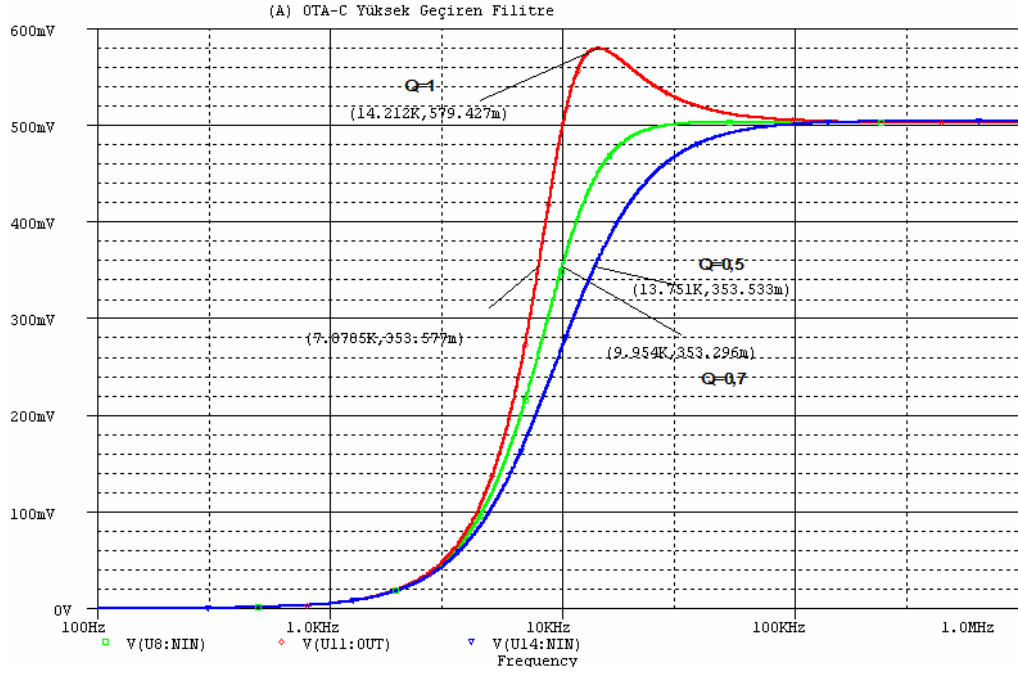
$$g_{m3}=10\text{mS}$$

$$I_{ABC1}=I_{ABC2}=520\mu\text{A}, I_{ABC3}=520\mu\text{A olmalıdır.}$$

Şekil 6.12’de örnek uygulamaya ait filtrenin, Pspice devresi ve Şekil 6.13’te simülasyon sonuçları görülmektedir.



Şekil 6.12 İkinci derece YG filtre pspice devresi ( $Q=0,7$ )



Şekil 6.13 Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği

Simülasyon sonuçları incelendiğinde en ideal sonucun  $Q=0,7$  değerinde elde edildiği

görülmektedir.  $Q=1$  değeri için  $w_{\max} = \frac{w_o}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}} \Rightarrow f_{\max} = 14,14KHZ$  frekans

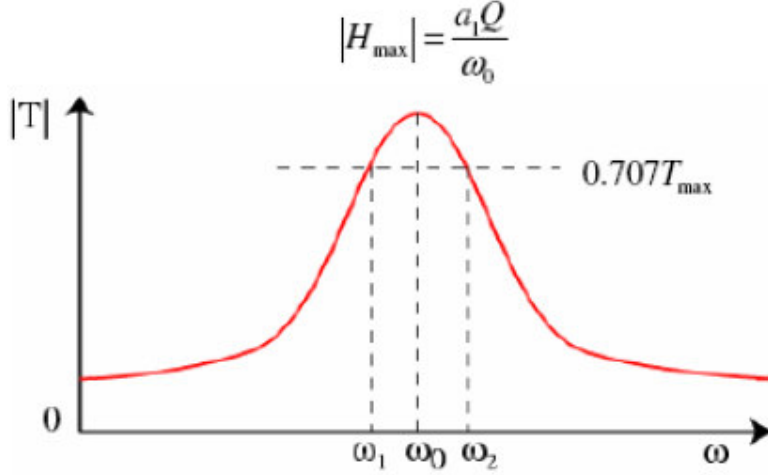
değerinde tepe oluşmuştur ve  $H_{\max}(jw)=579mV$  değerinde gerçekleşmiştir. Hesaplanan değerlerle simülasyon değerlerinin büyük oranda örtüştüğü gözlenmiştir.

#### 6.4.3. İkinci dereceden bant-geçiren OTA-C filtreler (BGF)

İkinci dereceden bant geçiren filtre fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + b_1 s + b_0} = \frac{a_1 s}{s^2 + \frac{w_o}{Q} s + w_o^2} \quad (6.14)$$

dir. İkinci dereceden bant geçiren bir filtre için frekans-genlik grafiği Şekil 6.14'te verilmiştir.



Şekil 6.14 İkinci derece BGF'nin genlik karakteristiği

$Q$  değerinden bağımsız olarak  $w_{\max} = w_o$  değerinde  $H(jw)$  tepe yapar ve bant genişliği  $\frac{w_o}{Q}$  olur [16].

Alt ve üst frekans değerleri,

$$w_1, w_2 = w_o \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2} \mp \frac{w_o}{2Q}} \quad (6.15)$$

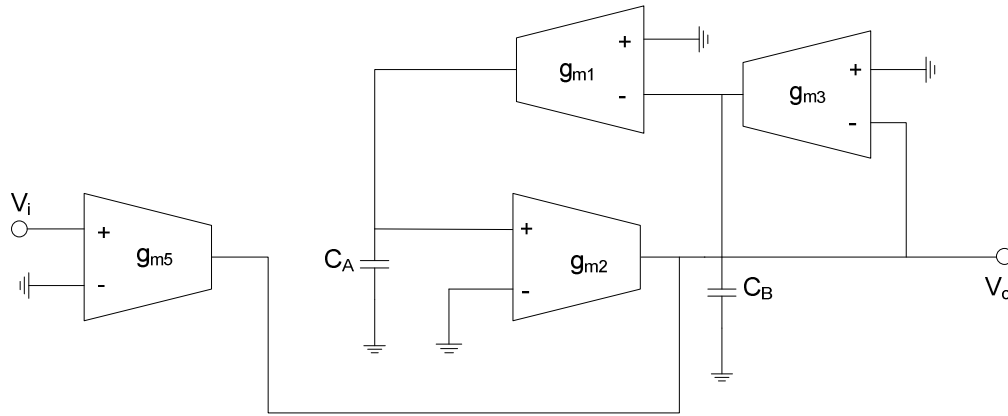
formülü kullanılarak hesaplanır.

DC kazanç ise  $\frac{a_1Q}{w_o}$  değerine eşittir [14].

Şekil 6.5'teki genel filtre yapısından BGF elde etmek için  $a_2 = 0$  ve  $a_0 = 0$  yapılmalıdır.

$a_2 = \frac{C_X}{C_B + C_X}$  ve  $a_0 = \frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{C_A (C_B + C_X)}$  olduğuna göre,  $C_X$  kondansatörünün ve  $g_{m4}$  OTA'sının devreden kaldırılmasıyla, ikinci derece bant geçiren filtre devresi elde edilmiş olur.

Denklem (6.14)'te verilen transfer fonksiyonunu gerçekleyen devre aşağıda verilmiştir.



Şekil 6.15 OTA-C ikinci derece bant geçiren filtre devresi

Devrenin transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s \left( \frac{g_{m5}}{C_B} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m3}}{C_B} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B} \right)} \leftarrow \frac{a_1 s}{s^2 + \left( \frac{w_o}{Q} \right) s + w_o^2} \quad (6.16)$$

olarak bulunur.

Devrenin karakteristik fonksiyonları,

$$D(s) = s^2 + s \frac{w_o}{Q} + w_o^2$$



$$w_o = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B}} \quad (6.17)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} C_B}{g_{m3}^2 C_A}} \quad (6.18)$$

şeklindedir.

### Örnek uygulama:

Şekil 6.15 'te verilen ikinci derece bant geçiren filtre devresinde, kazancın 1 ve merkez frekansının 10 KHz olması istenmektedir. Bu filtre devresinin kapasite değerlerini ve geçişletkenlilerini hesaplayınız. Devrenin simülasyonunu gerçekleştiriniz.

$$f_c = 10\text{KHz} \Rightarrow w_o = 2\pi \cdot 10\text{KHz}$$

Genel transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s \left( \frac{g_{m5}}{C_B} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m3}}{C_B} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B} \right)} \leftarrow \frac{a_1 s}{s^2 + \left( \frac{w_o}{Q} \right) s + w_o^2}$$

Kazancın  $H(s)=1$  olması için,  $a_1 = \frac{w_o}{Q}$  olmalıdır. Bu yüzden  $g_{m5} = g_{m3}$  olarak

seçilmelidir. Devrenin transfer fonksiyonu,

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow H(s) = \frac{8,88 \cdot 10^4 s}{s^2 + s\sqrt{2} \cdot (2\pi \cdot 10\text{KHz}) + (2\pi \cdot 10\text{KHz})^2}$$

şeklindedir.

$g_{m2} = g_{m1} = 10mS$  olarak seçilirse, Denklem (6.17)'den,

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B}} \Rightarrow (2\pi \cdot 10^4)^2 = \frac{10mS \cdot 10mS}{C_A \cdot C_B}$$

$$C_A C_B = 2,535 \cdot 10^{-14} F \Rightarrow C_A = C_B = 159,21nF$$

olarak hesaplanır.

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{g_{m3}^2} \frac{C_B}{C_A}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow g_{m3} = 14,14mS$$

olarak hesaplanır.

Bu geçişiletkenliklerini sağlamak için OTA'ya uygulanması gereken kontrol akım değerleri

$Q=0,7$  için,

$$I_{ABC1} = I_{ABC2} = 520\mu A, I_{ABC5} = 735,39 \mu A, I_{ABC3} = 735,39 \mu A$$

$Q=0,5$  için,

$$g_{m3} = 20mS$$

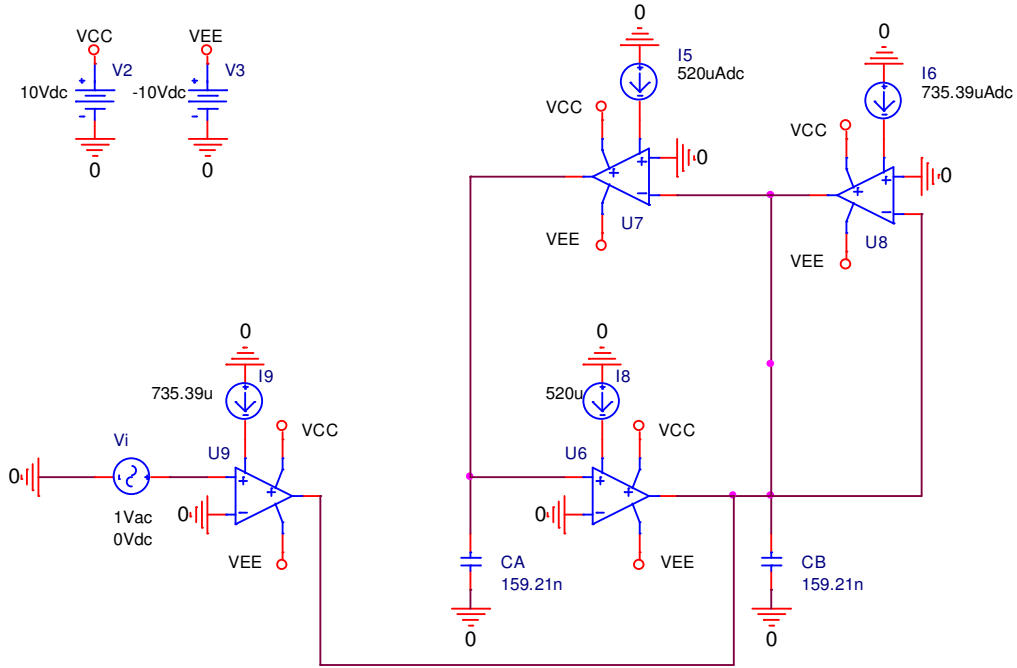
$$I_{ABC1} = I_{ABC2} = 520\mu A, I_{ABC3} = I_{ABC5} = 1040 \mu A$$

$Q=1$  için,

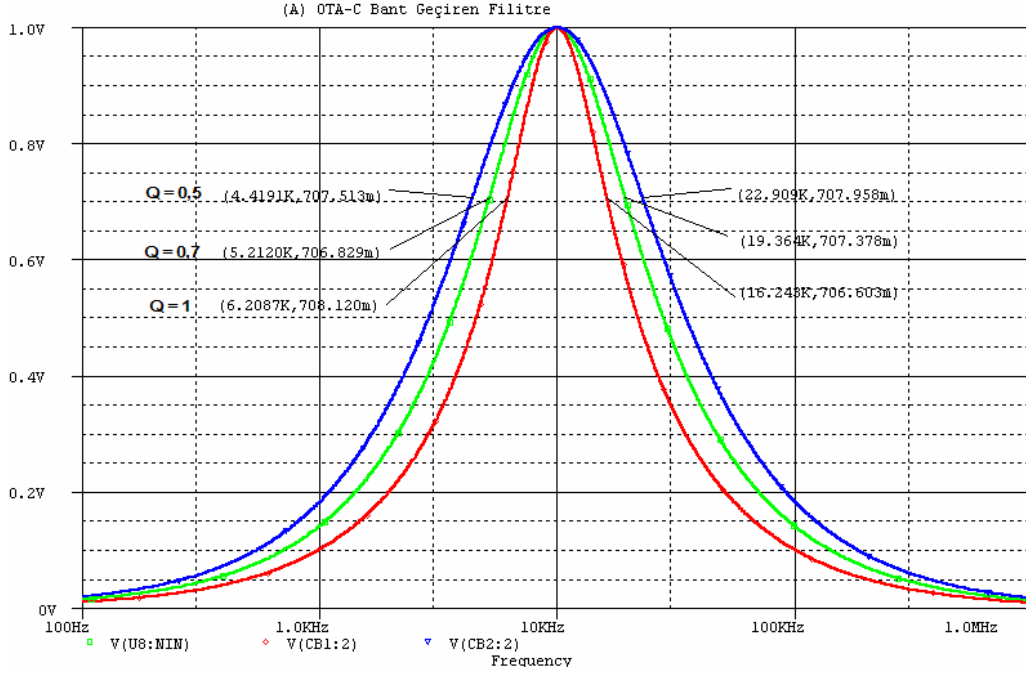
$$g_{m3} = 10mS$$

$I_{ABC1} = I_{ABC2} = I_{ABC5} = 520\mu A$ ,  $I_{ABC3} = 520\mu A$  olmalıdır.

Şekil 6.16'de örnek uygulamaya ait filtrenin, Pspice devresi ve Şekil 6.17'de simülasyon sonuçları görülmektedir.



Şekil 6.16 İkinci derece BG filtre pspice devresi ( $Q=0,7$ )



Şekil 6.17 Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği

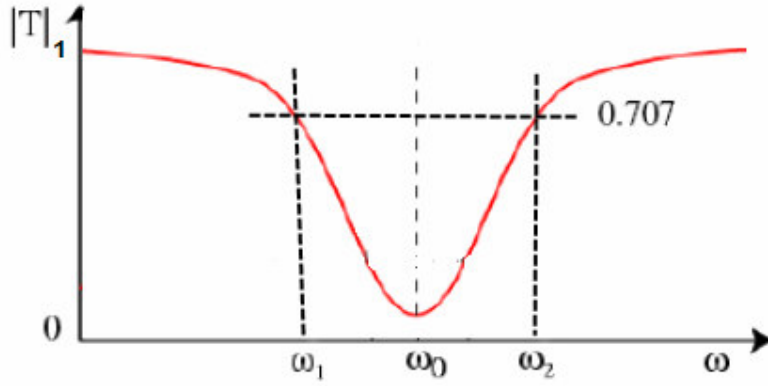
Simülasyon sonuçları incelendiğinde istenen sonuçların elde edildiği görülmektedir. İstenen 10KHz'lik merkez frekans değeri ve 1V kazanç değeri, değişik Q değerleri için elde edilmiştir. Hesaplanan değerlerle simülasyon değerlerinin büyük oranda örtüştüğü gözlenmiştir.

#### 6.4.4. İkinci dereceden bant-durduran OTA-C filtreler

İkinci dereceden bant durdurucu filtre fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{s^2 + a_0}{s^2 + b_1s + b_0} = \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2} \quad (6.19)$$

dir. İkinci dereceden bant durdurucu bir filtre için frekans-genlik grafiği Şekil 6.18'de verilmiştir.



Şekil 6.18 İkinci derece BDF'nin genlik karakteristiği

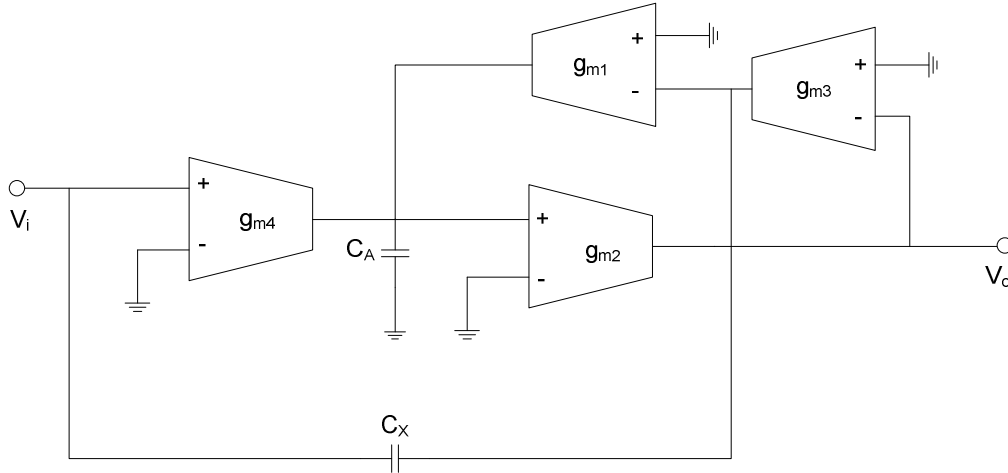
$Q$  değerinden bağımsız olarak  $\omega_0$  değerinde  $H(j\omega)=0$ 'dır ve bant genişliği  $\frac{\omega_0}{Q}$  olur [16].

Şekil 6.5'teki genel filtre yapısından BDF elde etmek için  $a_2 = 1$ ,  $a_0 = \omega_0^2$  ve  $a_1 = 0$  yapılmalıdır.

$$a_2 = \frac{C_X}{C_B + C_X}, \quad a_1 = \frac{g_{m5}}{C_B + C_X} \quad \text{ve} \quad a_0 = \frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{C_A(C_B + C_X)} \quad \text{olduğuna göre, } C_B$$

kondansatörünün ve  $g_{m5}$  OTA'sının devreden kaldırılmasıyla, ikinci derece bant durduran filtre devresi elde edilmiş olur.

Denklemler 6.19'da verilen transfer fonksiyonunu gerçekleyen devre aşağıda verilmiştir.



Şekil 6.19 OTA-C ikinci derece bant durduran filtre devresi

Devrenin transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2 + \left( \frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{C_A C_X} \right)}{s^2 + s \left( \frac{g_{m3}}{C_X} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_X} \right)} \leftarrow \frac{s^2 + a_0}{s^2 + \left( \frac{w_o}{Q} \right) s + w_o^2} \quad (6.20)$$

olarak bulunur.

Bant durduran filtre elde etmek için  $g_{m1} = g_{m4}$  olarak seçilmelidir.

Devrenin karakteristik fonksiyonları,

$$D(s) = s^2 + s \frac{w_o}{Q} + w_o^2$$

$$w_o = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_X}} \quad (6.21)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot C_X}{g_{m3}^2 \cdot C_A}} \quad (6.22)$$

şeklindedir.

Örnek uygulama:

Şekil 6.19 'da verilen ikinci derece bant durduran filtre devresinde, kazancın 1 ve merkez frekansının 10 KHz olması istenmektedir. Bu filtre devresinin kapasite değerlerini ve geçişiletkenliklerini hesaplayınız. Devrenin simülasyonunu gerçekleştiriniz.

$$f_c = 10\text{KHz} \Rightarrow \omega_o = 2\pi \cdot 10\text{KHz}$$

Genel transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2 + \left(\frac{g_{m2} \cdot g_{m4}}{C_A C_X}\right)}{s^2 + s \left(\frac{g_{m3}}{C_X}\right) + \left(\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_X}\right)} \leftarrow \frac{s^2 + a_0}{s^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2}$$

Kazancın  $H(s)=1$  olması için,  $a_1 = \omega_o^2$  olmalıdır. Bu yüzden  $g_{m1} = g_{m4}$  olarak seçilmelidir. Devrenin transfer fonksiyonu,

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow H(s) = \frac{s^2 + (2\pi \cdot 10\text{KHz})^2}{s^2 + s\sqrt{2} \cdot (2\pi \cdot 10\text{KHz}) + (2\pi \cdot 10\text{KHz})^2}$$

şeklindedir.

$g_{m2} = g_{m1} = 10\text{mS}$  olarak seçilirse, denklem 6.20'dan,

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_X}} \Rightarrow (2\pi \cdot 10^4)^2 = \frac{10mS \cdot 10mS}{C_A \cdot C_X}$$

$$C_A C_X = 2,535 \cdot 10^{-14} F \Rightarrow C_A = C_X = 159,21nF$$

olarak hesaplanır.

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{g_{m3}^2} \frac{C_X}{C_A}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow g_{m3} = 14,14mS$$

olarak hesaplanır.

Bu geçişletkenliklerini sağlamak için OTA'ya uygulanması gereken kontrol akım değerleri  $Q=0,7$  için,

$$I_{ABC1} = I_{ABC2} = I_{ABC4} = 520\mu A, I_{ABC3} = 735,39 \mu A$$

$Q=0,5$  için,

$$g_{m3} = 20mS$$

$$I_{ABC1} = I_{ABC2} = I_{ABC4} = 520\mu A, I_{ABC3} = 1040 \mu A$$

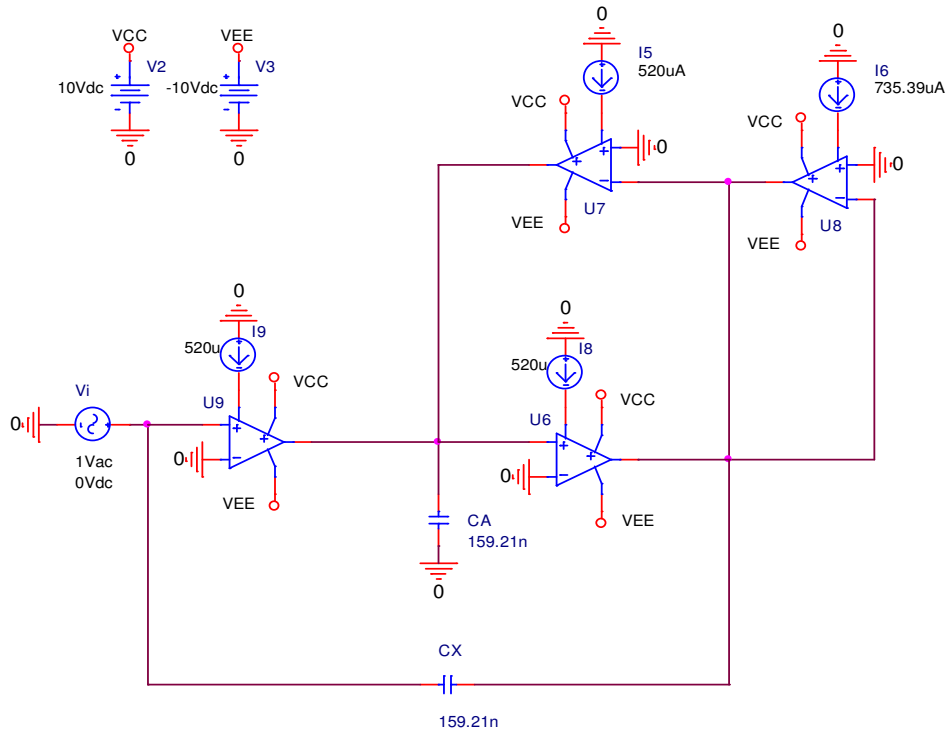
$Q=1$  için,

$$g_{m3} = 10mS$$

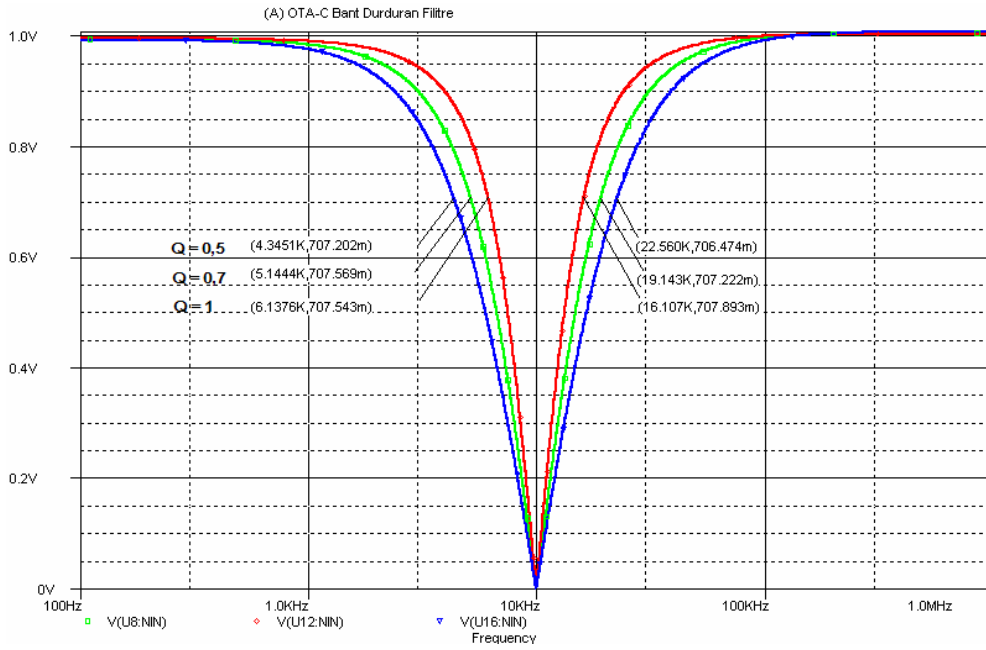
$$I_{ABC1} = I_{ABC2} = I_{ABC4} = 520\mu A, I_{ABC3} = 520 \mu A \text{ olmalıdır.}$$

Şekil 6.20'de örnek uygulamaya ait filtrenin, Pspice devresi ve Şekil 6.21'de simülasyon sonuçları görülmektedir.





Şekil 6.20 İkinci derece BD filtre pspice devresi ( $Q=0,7$ )



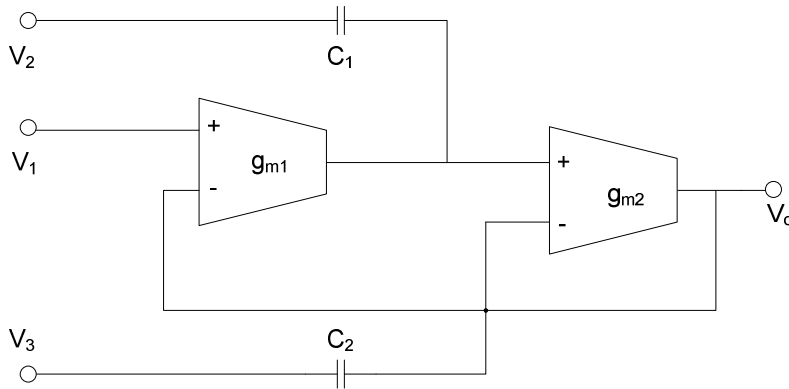
Şekil 6.21 Örnek uygulama devresinin pspice simülasyon grafiği

Simülasyon sonuçları incelendiğinde istenen sonuçların elde edildiği görülmektedir. İstenen 10KHz'lik merkez frekans değeri ve 1V kazanç değeri, değişik Q değerleri için elde edilmiştir. Hesaplanan değerlerle simülasyon değerlerinin büyük oranda örtüştüğü gözlenmiştir.

## 6.5. Çok Fonksiyonlu İkinci Derece OTA-C Filtreler

### 6.5.1. İki OTA ile gerçekleştirilmiş çok fonksiyonlu filtre

Çok fonksiyonlu filtrelerde, giriş geriliminin uygulandığı nokta değiştirilerek tüm filtre fonksiyonları gerçekleştirilebilir. Şekil 6.22'de iki OTA ve iki kapasite ile gerçekleştirilmiş ikinci derece bir filtre yapısı görülmektedir.



Şekil 6.22 Çok fonksiyonlu ikinci derece filtre

Devrenin giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki transfer fonksiyonu,

$$V_o = \frac{g_{m1}g_{m2}V_1 + s g_{m2}C_1V_2 + s^2C_1C_2V_3}{s^2C_1C_2 + s g_{m2}C_1 + g_{m1}g_{m2}} \quad (6.23)$$

olarak elde edilir. Transfer fonksiyonu incelendiğinde devrenin giriş şartları düzenlenerek alçak geçiren, bant geçiren, yüksek geçiren ve bant durduran filtre yapıları elde edilebilmektedir. Alçak geçiren filtre gerçekleştirilmesi için  $V_1=V_{in}$ ,  $V_2=V_3=0V$ ,  $g_{m1}=g_{m2}=g_m$  ve pay payda  $C_1C_2$ 'ye bölünürse;

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{g_m^2 / C_1 C_2}{s^2 + \frac{s g_m}{C_2} + g_m^2 / C_1 C_2} \quad (6.24)$$

şeklini almaktadır.

Devrenin kesim frekansı  $f_c$  ve kalite faktörü  $Q$ ,

$$f_c = \frac{g_m}{2\pi\sqrt{C_1 C_2}} \quad (6.25)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (6.26)$$

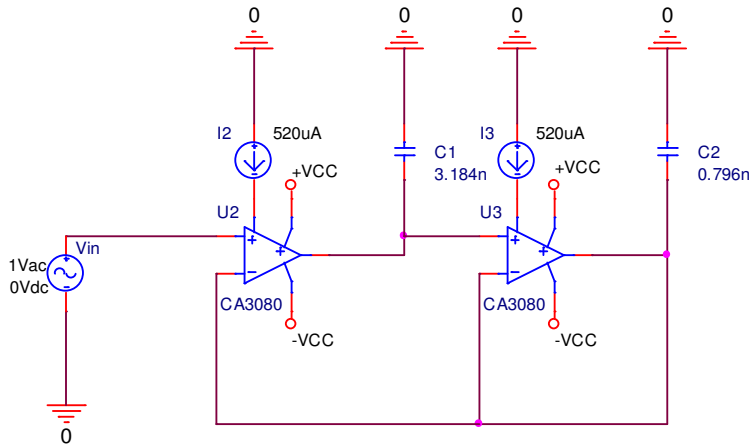
olarak bulunur.

Tablo 6.2'de tüm filtre fonksiyonlarına ait giriş şartları ve transfer fonksiyonları verilmiştir.

Tablo 6.2 İki OTA'lı filtre yapısının formülleri ( $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ )

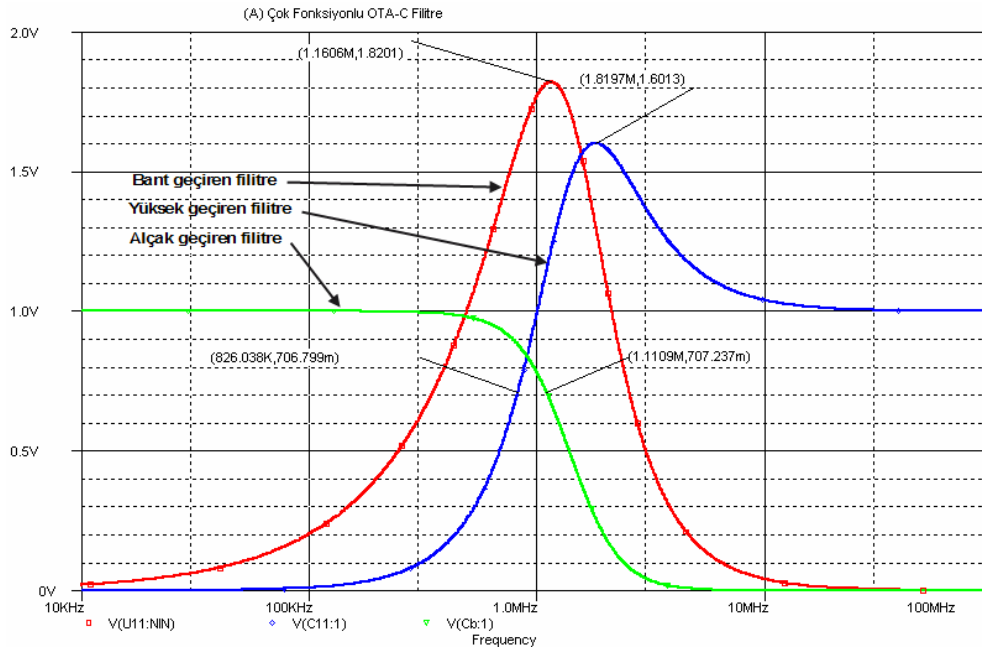
Devre Türü	Giriş Şartları	Transfer fonksiyonu	$f_c$	Q
Alçak Geçiren	$V_{in}=V_1,$ $V_2=V_3=0V$ şase	$\frac{g_m^2 / C_1 C_2}{s^2 + \frac{s g_m}{C_2} + \frac{g_m^2}{C_1 C_2}}$	$f_c = \frac{g_m}{2\pi\sqrt{C_1 C_2}}$	$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$
Yüksek Geçiren	$V_{in}=V_3,$ $V_2=V_1=0V$ şase	$\frac{s^2}{s^2 + \frac{s g_m}{C_2} + \frac{g_m^2}{C_1 C_2}}$	$f_c = \frac{g_m}{2\pi\sqrt{C_1 C_2}}$	$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$
Bant Geçiren	$V_{in}=V_2,$ $V_1=V_3=0V$ şase	$\frac{s g_m / C_2}{s^2 + \frac{s g_m}{C_2} + \frac{g_m^2}{C_1 C_2}}$	$f_c = \frac{g_m}{2\pi\sqrt{C_1 C_2}}$	$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$
Bant Durduran	$V_{in}=V_1=V_3$ $V_2=0V$ şase	$\frac{s^2 + \frac{g_m^2}{C_1 C_2}}{s^2 + \frac{s g_m}{C_2} + \frac{g_m^2}{C_1 C_2}}$	$f_c = \frac{g_m}{2\pi\sqrt{C_1 C_2}}$	$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$

Şekil 6.23' de ikinci derece çok fonksiyonlu filtreye ait pspice devresi görülmektedir. Bu devrede giriş sinyali  $V_1$  girişine uygulanarak devrenin alçak geçiren filtre olarak çalışması sağlanmıştır. Kapasite değerleri  $Q=0,5$  olacak şekilde seçilmiştir. Geçişiletkenlikleri ise  $g_{m1}=g_{m2}=10mS$  yapılarak kesim frekansının  $f_c=1MHz$  olması sağlanmıştır.



Şekil 6.23 Çok fonksiyonlu filtre pspice devresi (AGF için)

Bu devre aynı  $Q$  ve  $g_m$  değerleri ile, tüm fonksiyonları gerçekleştirecek şekilde simüle edildiğinde, elde edilen grafik aşağıdaki şekilde görülmektedir.

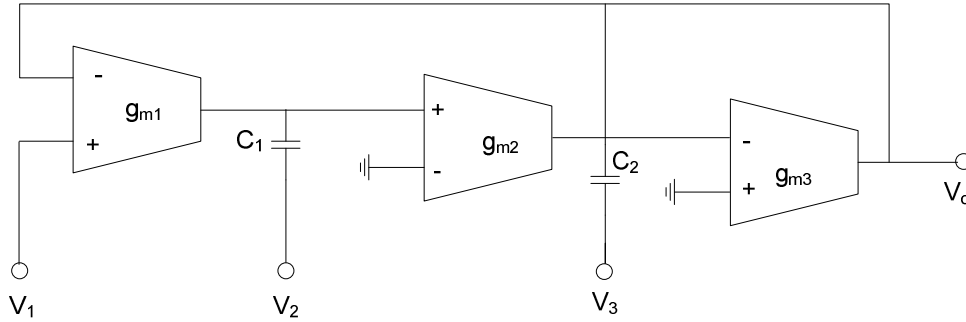


Şekil 6.24 Çok fonksiyonlu filtre simülasyon sonuçları

Simülasyon sonuçları incelendiğinde, alçak geçiren filtre fonksiyonu için kesim frekansı  $f_c=1,11\text{MHz}$  , yüksek geçiren filtre için,  $f_c=826\text{KHz}$  ve bant geçiren filtre için, merkez frekans değeri  $f_c=1,16\text{MHz}$  olarak gerçekleştirilmiştir. Grafik incelendiğinde  $Q=0,5$  değeri için alçak geçiren filtre fonksiyonunun istenilen şekilde gerçekleştiği, ancak yüksek geçiren ve bant geçiren filtre fonksiyonlarının kazanç değerlerinin 1 değerinin üzerinde gerçekleştiği görülmektedir.  $H(s)$  kazanç değerinin 1 değerine veya altına düşürülebilmesi için  $Q$  değerinin, dolayısıyla kapasite ve geçişiletkenliği değerlerinin değiştirilmesi gerekmektedir.

### 6.5.2. Üç OTA ile gerçekleştirilmiş çok fonksiyonlu filtre

Şekil 6.25’de üç OTA ve iki kapasite ile gerçekleştirilmiş ikinci derece bir filtre yapısı görülmektedir.



Şekil 6.25 Çok fonksiyonlu ikinci derece filtre

Devrenin giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki transfer fonksiyonu,

$$V_o = \frac{g_{m1}g_{m2}V_1 + sg_{m2}C_1V_2 + s^2C_1C_2V_3}{s^2C_1C_2 + sg_{m3}C_1 + g_{m1}g_{m2}} \quad (6.27)$$

olarak elde edilir. Transfer fonksiyonu incelendiğinde devrenin giriş şartları düzenlenerek alçak geçiren, bant geçiren, yüksek geçiren ve bant durdurucu filtre

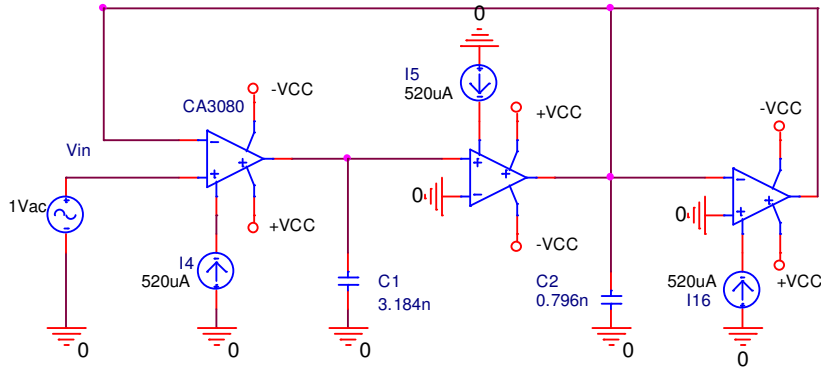
yapıları elde edilebilmektedir. Bu devre ile gerçekleştirilebilen filtre çeşitlerinin giriş şartları, transfer fonksiyonları,  $f_c$  ve  $Q$  değerleri Tablo 6.3'te verilmiştir.

Tablo 6.3'te tüm filtre fonksiyonlarına ait giriş şartları ve transfer fonksiyonları verilmiştir.

Tablo 6.3 Üç OTA'lı filtre yapısının formülleri

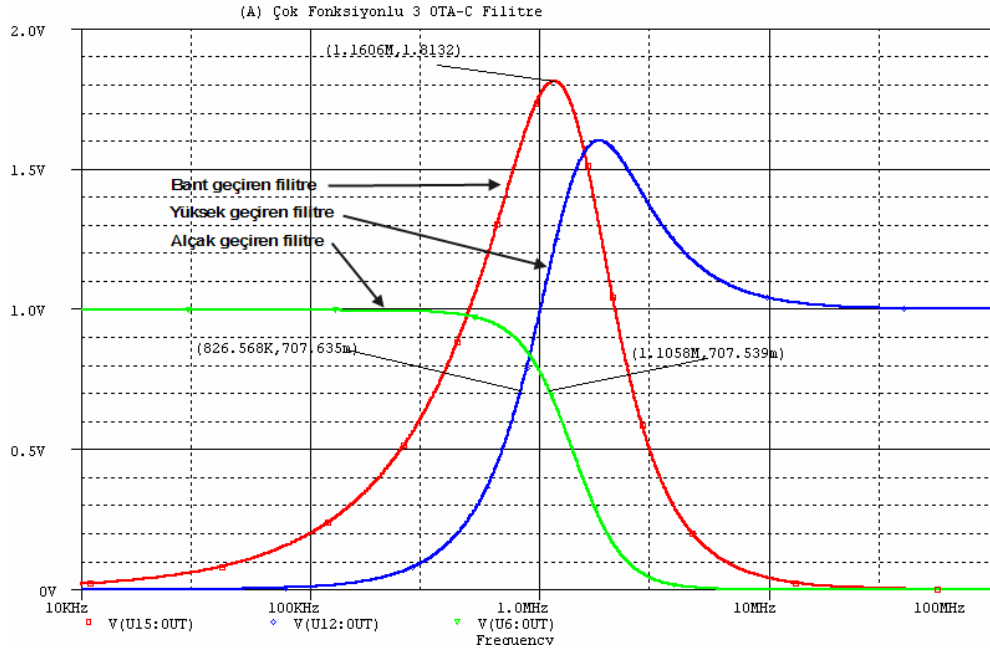
Devre Türü	Giriş Şartları	Transfer fonksiyonu	$f_c$	$Q$
Alçak Geçiren	$V_{in}=V_1,$ $V_2=V_3=0V$ şase	$\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sg_{m3}C_1 + g_{m1}g_{m2}}$	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$	$\frac{1}{g_{m3}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}C_2}{C_1}}$
Yüksek Geçiren	$V_{in}=V_3,$ $V_2=V_1=0V$ şase	$\frac{s^2C_1C_2}{s^2C_1C_2 + sg_{m3}C_1 + g_{m1}g_{m2}}$	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$	$\frac{1}{g_{m3}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}C_2}{C_1}}$
Bant Geçiren	$V_{in}=V_2,$ $V_1=V_3=0V$ şase	$\frac{sg_{m2}C_1}{s^2C_1C_2 + sg_{m3}C_1 + g_{m1}g_{m2}}$	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$	$\frac{1}{g_{m3}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}C_2}{C_1}}$
Bant Durduran	$V_{in}=V_1=V_3$ $V_2=0V$ şase	$\frac{g_{m1}g_{m2} + s^2C_1C_2}{s^2C_1C_2 + sg_{m3}C_1 + g_{m1}g_{m2}}$	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$	$\frac{1}{g_{m3}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}C_2}{C_1}}$

Şekil 6.26' da ikinci derece çok fonksiyonlu filtreye ait pspice devresi görülmektedir. Bu devrede giriş sinyali  $V_1$  girişine uygulanarak devrenin alçak geçiren filtre olarak çalışması sağlanmıştır. Kapasite değerleri  $Q=0,5$  olacak şekilde seçilmiştir. Geçişiletkenlikleri ise  $g_{m1}=g_{m2}=10mS$  yapılarak kesim frekansının  $f_c=1MHz$  olması sağlanmıştır.



Şekil 6.26 Üç OTA'lı çok fonksiyonlu filtre pspice devresi (AGF için)

Bu devre aynı  $Q$  ve  $g_m$  değerleri ile, tüm fonksiyonları gerçekleştirecek şekilde simüle edildiğinde, elde edilen grafik aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 6.27 Üç OTA'lı çok fonksiyonlu filtre simülasyon sonuçları

Simülasyon sonuçları incelendiğinde, alçak geçiren filtre fonksiyonu için kesim frekansı  $f_c=1,105\text{MHz}$ , yüksek geçiren filtre için,  $f_c=826\text{KHz}$  ve bant geçiren filtre için, merkez frekans değeri  $f_c=1,16\text{MHz}$  olarak gerçekleşmiştir. Grafik



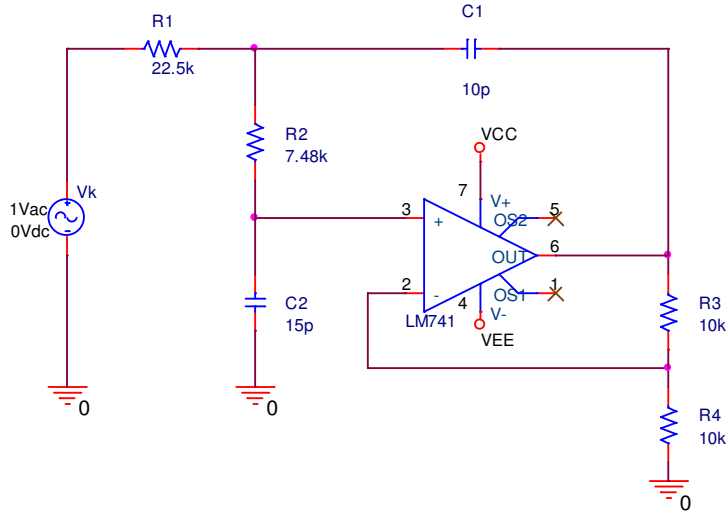
incelendiğinde  $Q=0,5$  değeri için alçak geçiren filtre fonksiyonunun istenilen şekilde gerçekleştiği, ancak yüksek geçiren ve bant geçiren filtre fonksiyonlarının kazanç değerlerinin 1 değerinin üzerinde gerçekleştiği görülmektedir.  $H(s)$  kazanç değerinin 1 değerine veya altına düşürülebilmesi için  $Q$  değerinin, dolayısıyla kapasite ve geçişiletkenliği değerlerinin değiştirilmesi gerekmektedir.

## 6.6. OP-AMP'lar ile Gerçekleştirilen İkinci Derece Aktif Filtre Devreleri

Aktif filtreler, frekans cevabının transfer fonksiyonundan saptanan kutup ve sıfır konumları kullanılarak tasarlanmaktadır. Bu, pasif filtre tasarımlarında mümkün değildir. Çünkü tüm bileşenler birbirleriyle etkileşim halindedirler. Ancak, aktif filtrelerde devrenin aktif kısmını oluşturan işlemsel yükselteçler (OP-AMP'lar), birinci kademe ile sonrasındaki arasında tampon işlevi görmekte ve etkileşimi engellemektedir. Bu sebeple her bir kademe, bir adet kompleks kutup çiftinin, ya da tek bir gerçek kutbun yada benzer her ikisinin frekans cevabını sağlayacak şekilde tasarlanmaktadır. İstenen frekans cevabı, tüm kademelerin seri bağlanmasıyla elde edilir [19].

### 6.6.1. İkinci derece alçak geçiren filtre devresi

Şekil 6.28'de OP-AMP'larla gerçekleştirilmiş ikinci derece alçak geçiren bir filtrenin pspice devresi görülmektedir. Bu devrenin kesim frekansı  $f_c=1\text{MHz}$  olarak ayarlanmıştır.



Şekil 6.28 OP-AMP kullanılarak gerçekleştirilen ikinci derece AGF pspice devresi

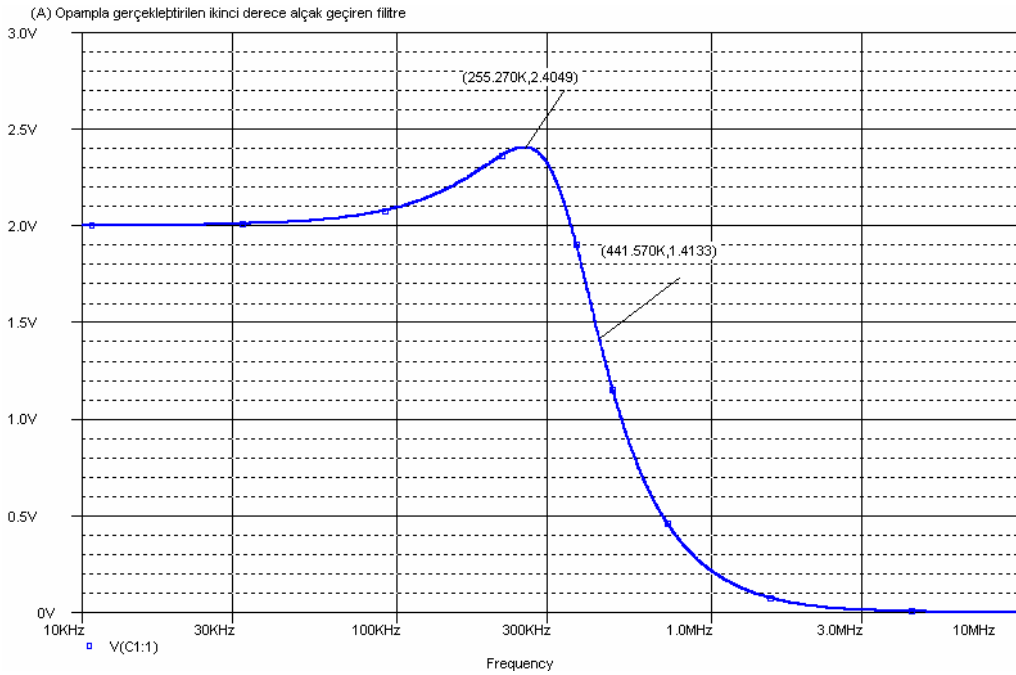
Devrede bulunan eleman değerleri aşağıdaki şekilde belirlenmiştir.

Tablo 6.2 Alçak geçiren filtre tasarım denklemleri

Seçim yapılır	$C_1=10\text{pF}$ , $Q=0.707$ , $f_c=1\text{MHz}$	$R_3=10\text{K}$ , Kazanç $H=2$	Devrenin transfer fonksiyonu
Sonra değerler hesaplanır	$k = 2\pi f_c C_1$	$R_4 = \frac{R_3}{H-1}$	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{H \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s \left[ \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C_2} + \frac{(1-H)}{R_2 C_2} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$
	$\alpha = \frac{1}{Q}$		
	$m = \frac{\alpha^2}{4} + (H-1)$		
	$C_2 = m C_1$		
	$R_1 = \frac{2}{\alpha k}$		
	$R_2 = \frac{\alpha}{2mk}$		

Aktif filtre tasarımında direnç değerleri mümkün olduğu kadar 1K ile 100K arasında olmalıdır. Eğer direnç değerleri 1k'dan daha düşük olursa OP-AMP kademe çıkışlarının yüklenmesi ile ilgili bir sorun çıkabilir. Yükleme, bozulmaya yol açabilir ve besleme akımını arttırır. Aksine direnç değerleri 100k'dan daha büyük olursa parazit toplanması ile ilgili sorunlar çıkabilir. İstenmeyen sinyaller istenenlerle karışabilir [19].

Devrenin simülasyonu gerçekleştirildiğinde elde edilen grafik aşağıda görülmektedir.

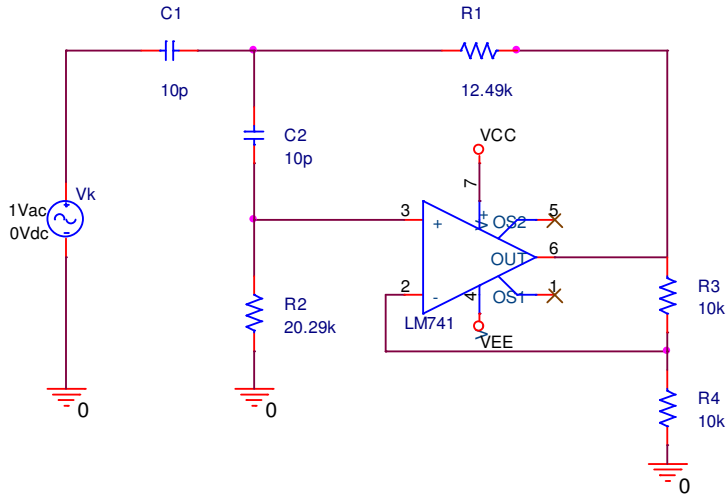


Şekil 6.29 OP-AMP'la gerçekleştirilen AGF simülasyon grafiği

Simülasyon sonucu incelendiğinde kesim frekansının  $f_c = 441,5\text{KHz}$  olarak gerçekleştiği görülmektedir. OTA kullanılarak elde edilen  $f_c$  değerine OP-AMP'lar kullanılarak ulaşılamamıştır. Yaklaşık olarak 559KHz'lik bir fark meydana gelmiştir.

### 6.6.2. İkinci derece yüksek geçiren filtre devresi

Şekil 6.30'da OP-AMP'larla gerçekleştirilmiş ikinci derece yüksek geçiren bir filtrenin pspice devresi görülmektedir. Bu devrenin kesim frekansı  $f_c=1\text{MHz}$  olarak ayarlanmıştır.



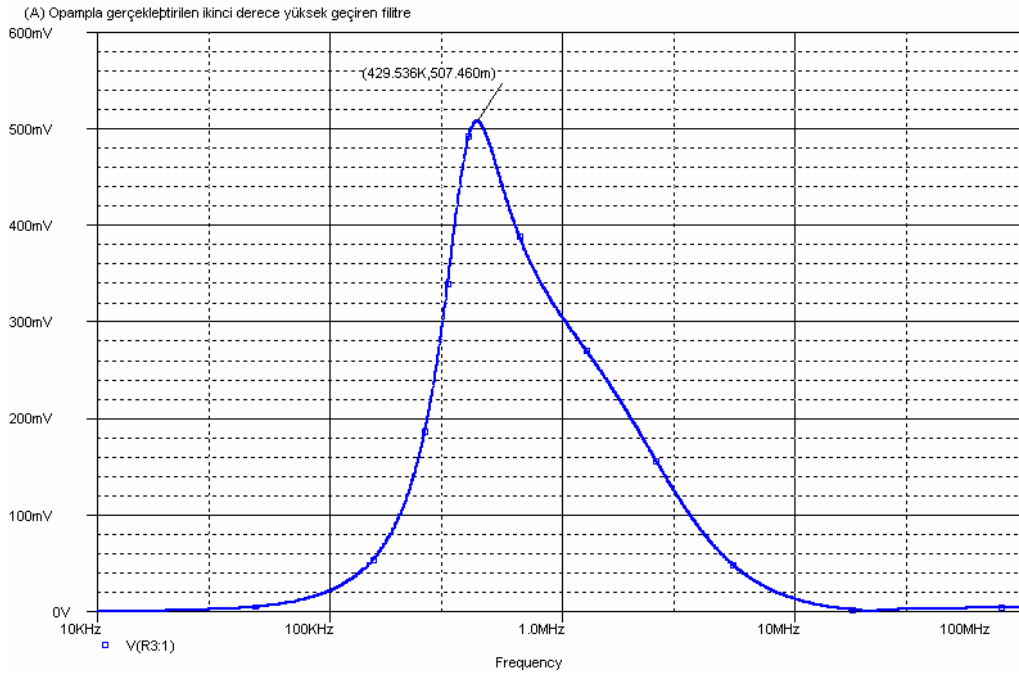
Şekil 6.30 OP-AMP kullanılarak gerçekleştirilen ikinci derece YGF pspice devresi

Devrede bulunan eleman değerleri aşağıdaki şekilde belirlenmiştir.

Tablo 6.5 Yüksek geçiren filtre tasarım denklemleri

Seçim yapılır	$C_1=10\text{pF}$ , $Q=0.707$ , $f_c=1\text{MHz}$	$R_3=10\text{K}$ , Kazanç $H=2$	Devrenin transfer fonksiyonu
Sonra değerler hesaplanır	$k = 2\pi f_c C_1$	$R_4 = \frac{R_3}{H-1}$	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Hs^2}{s^2 + s \left[ \frac{\left( \frac{C_1}{R_2} + \frac{C_2}{R_2} \right) + \frac{(1-H)C_2}{R_1}}{C_1 C_2} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$
	$\alpha = \frac{1}{Q}$		
	$C_2 = C_1$		
	$R_1 = \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + (H-1)}}{4k}$		
	$R_2 = \frac{4}{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + (H-1)}} \cdot \frac{1}{k}$		

Devrenin simülasyonu gerçekleştirildiğinde elde edilen grafik aşağıda görülmektedir.

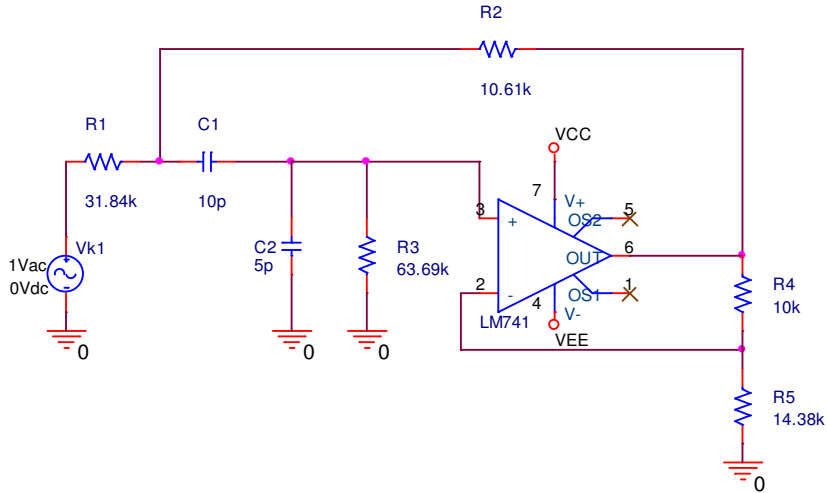


Şekil 6.31 OP-AMP'la gerçekleştirilen YGF simülasyon grafiği

Simülasyon sonucu incelendiğinde, kesim frekansı  $f_c = 1\text{MHz}$  olan yüksek geçiren bir filtrenin, OP-AMP'larla gerçekleştirilemediği görülmektedir. Giriş sinyalinin frekans değeri, 430KHz'e ulaştıktan sonra kazancın düştüğü ve yapılan hesaplamalara göre 2 olması gereken kazancın 507mV olarak gerçekleştiği gözlenmiştir. Bu yüzden yaklaşık 500KHz ve üzeri frekans değerine sahip devrelerde OP-AMP'ın kullanılması büyük sorunlar ortaya çıkarabilmektedir. Bu tür devrelerde OTA kullanılması bu tür sorunların ortaya çıkmasını engelleyecektir.

### 6.6.3. İkinci derece bant geçiren filtre devresi

Aşağıdaki şekilde OP-AMP'larla gerçekleştirilmiş ikinci derece bant geçiren bir filtrenin pspice devresi görülmektedir. Bu devrenin merkez frekansı  $f_c = 1\text{MHz}$  olarak ayarlanmıştır.



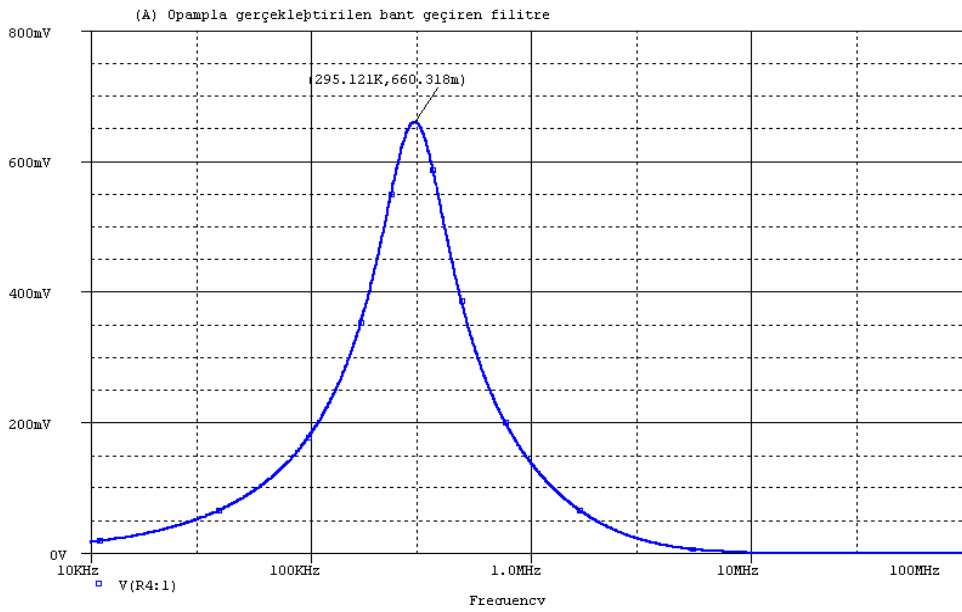
Şekil 6.32 OP-AMP kullanılarak gerçekleştirilen ikinci derece BGF pspice devresi

Devrede bulunan eleman değerleri aşağıdaki şekilde belirlenmiştir.

Tablo 6.6 Bant geçiren filtre tasarım denklemleri

Seçim yapılıır	$C_1=10\text{pF}$ , $Q=0.707$ , $f_c=1\text{MHz}$	$R_4=10\text{K}$	Devrenin transfer fonksiyonu
Sonra değerler hesaplanır	$k = 2\pi f_c C_1$	$R_5 = \frac{R_4}{H-1}$	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{H \frac{1}{R_1 C_2}}{s^2 + s \left[ \frac{C_1 + C_1 + C_2 + \frac{C_2}{R_1} + \frac{C_1}{R_2} (1-H)}{C_1 C_2} \right] + \frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right)}$
	$\alpha = \frac{1}{Q}$		
	$C_2 = \frac{1}{2} C_1$		
	$R_1 = \frac{2}{k}$		
	$R_2 = \frac{2}{3k}$		
	$R_3 = \frac{4}{k}$		
	$H = \frac{1}{3} \left( 6.5 - \frac{1}{Q} \right)$		

Devrenin simülasyonu gerçekleştirildiğinde elde edilen grafik aşağıda görülmektedir.



Şekil 6.33 OP-AMP'la gerçekleştirilen BGF simülasyon grafiği

Simülasyon sonucu incelendiğinde merkez frekansının  $f_c = 295,121\text{KHz}$  olarak gerçekleştiği görülmektedir. OTA kullanılarak elde edilen  $f_c$  değerine OP-AMP'lar kullanılarak ulaşılamamıştır. Ayrıca 2V olması gereken tepe değeri 660,3mV olarak gerçekleşmiştir. Bu sonuç bize diğer filtrelerde olduğu gibi OP-AMP'ların yüksek frekanslarda yetersiz olduğunu göstermektedir. OTA ile gerçekleştirilen BGF devresinde, istenen merkez frekans değeri, yaklaşık 1MHz olarak gerçekleşmiştir.



## **BÖLÜM 7. OTA KULLANILARAK GERÇEKLEŞTİRİLMİŞ OSİLATÖR DEVRELERİ**

### **7.1. Giriş**

Osilatör devrelerinin, haberleşme sistemlerinde, kontrol sistemlerinde, işaret işlemede ve ölçme sistemlerinde çok geniş kullanım alanı vardır. Gerilim kontrollü sinüsoidal osilatör tasarımı için bugüne kadar işlemsel kuvvetlendirici (OP-AMP) ve aktif RC tabanlı çok sayıda devre önerilmiştir. Fakat bu devreler yüksek frekanslarda yetersiz kalmaktadır. Tümlleştirilmiş RC osilatörlerde kullanılan direnç değerleri tam olarak kontrol edilemez ve bunların toleransları oldukça büyük olur. Bu yapıların yerini sadece geçişiletkenliği kuvvetlendiricisi ve kondansatörler kullanılarak gerçekleştirilen osilatör yapıları almıştır ve bunlar yüksek frekans devrelerinde oldukça fazla yarar sağlarlar. Devrelerin sağladığı en büyük yarar, yapıda endüktans bulunmaması, OTA'nın açık çevrimde çalışabilmesi, başka bir deyişle, yapılan lokal geribeslemelerle frekans cevabına ilişkin kutuplar için ek bir sınırlama getirmemesidir. OTA'nın eğiminin bir tasarım parametresi olarak kullanılması da elde edilen diğer bir yarar olarak değerlendirilebilir. Bu eğim akımının bir fonksiyonu olduğundan OTA'nın kuyruk akımının değiştirilmesiyle söz konusu parametre ve bununla da frekansı değiştirme olanağı bulunmaktadır [20].

Son yıllarda gerilim modunda çalışan devreler, yerlerini akım modunda çalışan yapılara bırakmaya başlamıştır. Akım modunda çalışan devrelerin gerilim modunda çalışan devrelere sağladığı en büyük üstünlük, düşük empedans seviyelerinde çalışması nedeniyle parazitlik kapasitelerin küçülmesi ve bu sebeple devrelerin daha yüksek frekanslarda salınım yapabilmesidir. Akım modunda çalışan CCII yapıları kullanıldıkları sistemlerde direnç elemanına ihtiyaç duydukları için tümlestirmeye uygun değildir. Akım modunda çalışan diğer bir eleman olan OTA, son yıllarda

filtre yapılarında kullanılmaya başlanmıştır. OTA elemanı hem yukarıda bahsedilen sorunları aşmakta hem de akım modunda çalışan devre topolojilerinin oluşturulmasında büyük kolaylık sağlamaktadır [20].

## 7.2. Osilatör Devrelerinin Çalışma İlkesi

Osilatörler, doğru akımı periyodik dalga şekilli bir işarete çeviren devrelerdir [21]. Sinüsoidal osilatör devresi, sanal eksen üzerinde birbirinin eşleniği iki kutba sahip olup, diğer kutupları kompleks düzlemin sol yarısında olan bir devredir. Genel olarak ikinci dereceden bir osilatörün karakteristik polinomu Denklem (7.1)'de verilmiştir.

$$s^2 + bs + \Omega_o^2 = 0 \quad (7.1)$$

Karakteristik polinomda  $b=0$  osilasyon şartıdır,  $b<0$  için osilasyon genliği üstel olarak azalırken,  $b>0$  için üstel olarak artar.  $\Omega_o$  ise osilasyon frekansıdır. Osilatör tasarımında amaç  $b$  ve  $\Omega_o$ 'ı birbirinden bağımsız olarak minimum elemanla kontrol etmektir.

Bu bölümde amaç yukarıda belirtilen şartları yerine getirecek devre yapılarını elde etmektir. Bu yapıları oluştururken tutulan yöntem, OTA-C filtrelerden hareketle sinüsoidal işaret üretecek olan osilatör yapılarına ulaşmak şeklindedir.

## 7.3. Filtre Devreleri Kullanılarak Osilatör Devrelerinin Elde Edilmesi

Genel bir biquadratik filtrenin fonksiyonu Denklem (7.2)'de verilmiştir.

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{s^2 + b_1s + b_0} \quad (7.2)$$

Verilen biquadratik filtre transfer fonksiyonundan osilatör karakteristik fonksiyonu iki şekilde elde edilir. Birinci olarak  $V_i=0$  yapılarak Denklem (7.3)'deki ifade elde edilir.

$$(s^2 + b_1s + b_0)V_o(s) = 0 \quad (7.3)$$

İkinci olarak,  $V_o(s) = V_i(s)$  yapılırsa,

$$s^2 + b_1s + b_0 = a_2s^2 + a_1s + a_0$$

$$(a_2 - 1)s^2 + (a_1 - b_1)s + (a_0 - b_0) = 0$$

eşitlikleri elde edilir.

Burada karakteristik polinom,

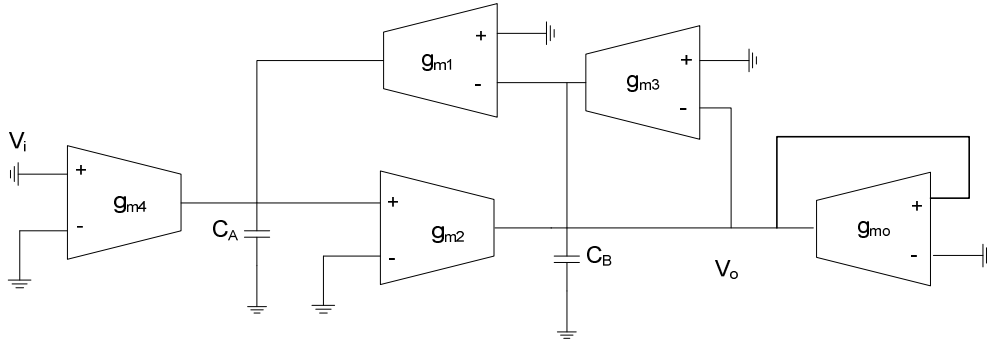
$$\left[ s^2 + \left( \frac{a_1 - b_1}{a_2 - 1} \right) s + \left( \frac{a_0 - b_0}{a_2 - 1} \right) \right] = 0 \quad (7.4)$$

olmaktadır.

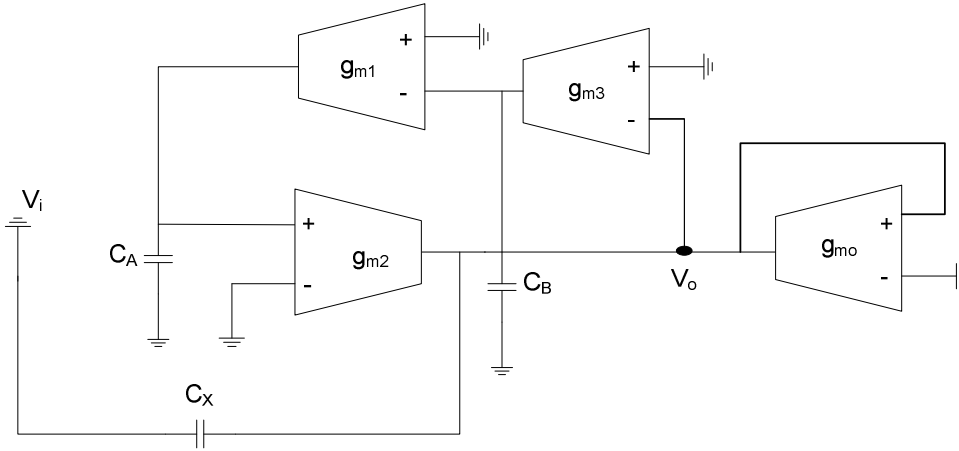
Osilatör yapılarını elde etmek için, bölüm 6'da önerilen ikinci derece transfer fonksiyonunu gerçekleyen genel filtre yapısından yararlanılmıştır. Bu yapıdan elde edilen alçak geçiren, yüksek ve bant geçiren filtre devreleri kullanılarak osilatör yapıları oluşturulmuştur.

Yukarıda anlatılan yöntemlerden birincisi uygulanarak, transfer fonksiyonunda yer alan  $b_1$  ve  $\Omega_0$  terimlerinin, devre parametrelerine bağlı olarak hesaplanması yoluna gidilmiştir. Birinci yöntemde, giriş gerilimi  $V_i(s)=0$  yapılarak, ikinci dereceden bir osilatörün transfer fonksiyonu elde edilir. Daha sonra osilasyon şartı olan " $b_1=0$

'mıdır?' bunun kontrolü yapılmalıdır. Eğer  $b_1=0$  sağlanamamış ise uygun noktalara OTA ile gerçekleştirilmiş negatif direnç elemanı eklenmelidir. Aşağıdaki şekillerde filtre yapıları kullanılarak elde edilmiş osilatör devreleri görülmektedir.



Şekil 7.1(a) Alçak geçiren filtreden elde edilen osilatör yapısı



Şekil 7.1(b) Yüksek geçiren filtreden elde edilen osilatör yapısı



Tablo 7.1 Şekil 7.1’de verilen devrelere ilişkin osilatör şartları

Şekil No	$V_i(s)=0$ Negatif direnç ( $g_{m0}$ ) yok			$V_i(s)=0$ Negatif direnç ( $g_{m0}$ ) eklenmiş		
	$b_1$	$\Omega_0$	Transfer fonksiyonu	$b_1$	$\Omega_0$	Transfer fonksiyonu
Şekil 7.1(a)	$\frac{g_{m3}}{C_B}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B}}$	$s^2 + s \left( \frac{g_{m3}}{C_B} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B} \right)$	$\frac{g_{m3} - g_{m0}}{C_B}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B}}$	$s^2 + s \left( \frac{g_{m3} - g_{m0}}{C_B} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B} \right)$
Şekil 7.1(b)	$\frac{g_{m3}}{C_B + C_X}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A (C_B + C_X)}}$	$s^2 + s \left( \frac{g_{m3}}{C_B + C_X} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A (C_B + C_X)} \right)$	$\frac{g_{m3} - g_{m0}}{C_B + C_X}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A (C_B + C_X)}}$	$s^2 + s \left( \frac{g_{m3} - g_{m0}}{C_B + C_X} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A (C_B + C_X)} \right)$
Şekil 7.1(c)	$\frac{g_{m3}}{C_B}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B}}$	$s^2 + s \left( \frac{g_{m3}}{C_B} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B} \right)$	$\frac{g_{m3} - g_{m0}}{C_B}$	$\sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B}}$	$s^2 + s \left( \frac{g_{m3} - g_{m0}}{C_B} \right) + \left( \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_A C_B} \right)$

Örnek uygulama:

Şekil 7.1’de verilen osilatör yapılarının, 1MHz’lik sinüsoidal sinyal üretmesi için gerekli olan kapasite ve geçişletkenliklerini hesaplayarak, pspice simülasyonunu gerçekleştiriniz.

$$f_o = 1\text{MHz} \Rightarrow \Omega_0^2 = (2\pi 1\text{MHz})^2 \text{ olmalıdır.}$$

$C_A=C_B=35\text{pF}$  ve  $g_{m3}=g_{m0}=10\text{mS}$  olarak seçilirse  $b_1=0$  şartı sağlanmış olur.

Yüksek geçiren filtreden elde edilen osilatör yapısında,  $C_B$  kapasitesine paralel  $C_X$  kapasitesi bağlanmıştır. Bu yüzden bu yapının simülasyonu gerçekleştirilirken  $C_A+C_X=35\text{pf}$  olacak şekilde seçilmelidir. Bu devrede,  $C_X=C_B=17.5\text{pF}$  olarak seçilmiştir.

Kullanılan diğer OTA'lara dikkat edilirse ( $g_{m4}$  ve  $g_{m5}$ ), her iki girişin şase olduğu görülür. İdealde bu durumda OTA çıkış akımı 0'dır. Ancak OTA elemanı bu durumda geçişiletkenliğiyle doğru orantılı olarak nA seviyelerinde çıkış vermektedir. Bu yüzden  $g_{m4}$  ve  $g_{m5}$  iletkenlikleri mümkün olduğunca düşük tutulmalıdır. Bu OTA'lara ait kontrol akımları 1uA yapılarak bu etki azaltılmaya çalışılmıştır.

Buna göre,

$$(6,28.1MHz)^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{35pF.35pF}$$

$$39,43.10^{12} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{1225.10^{-24}}$$

$$48301,75.10^{-12} = g_{m1}g_{m2}$$

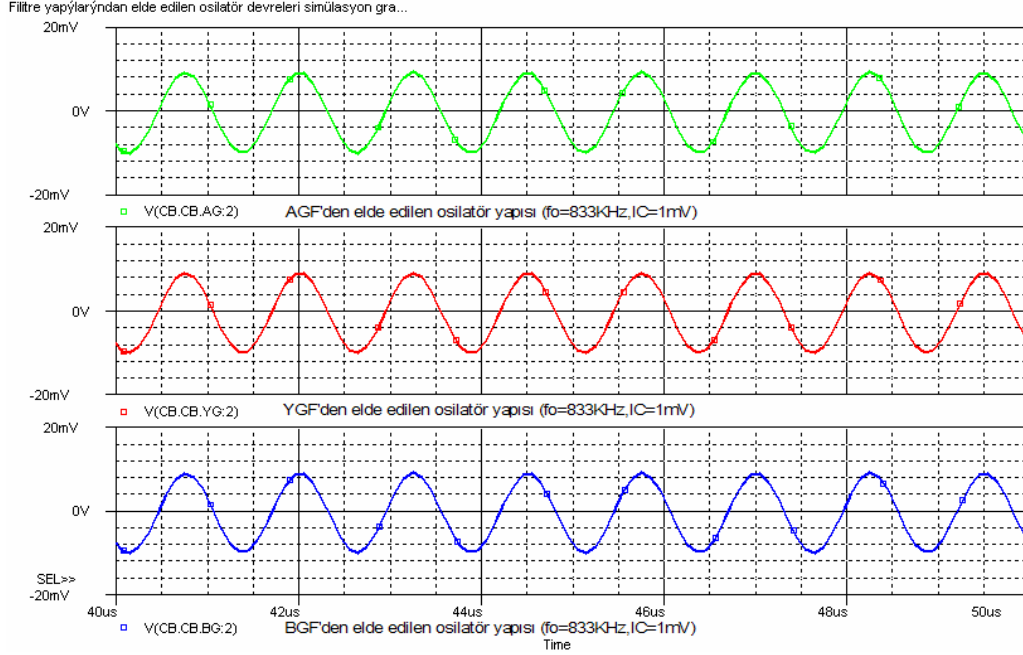
$$g_{m1} = g_{m2} = g_m = 219,77.10^{-6} \cong 0,219mS$$

olarak hesaplanır.

Bu geçişiletkenliğini sağlayacak kontrol akımı ise;

$$g_m = \frac{I_{abc}}{52mV} \Rightarrow I_{abc} = 11,42\mu A \text{ 'dir.}$$

Yukarıda hesaplanan değerlere göre simülasyon gerçekleştirildiğinde elde edilen grafikler Şekil 7.2'de görülmektedir.



Şekil 7.2 Filtre yapılarından elde edilen osilatörlerin simülasyon sonuçları ( $f_o=833\text{KHz}$ )

Simülasyon grafiği incelendiğinde, elde edilen üç osilatör yapısı için çıkış frekansı  $f_o=833\text{KHz}$  olarak gerçekleşmiştir. Elde edilen osilasyonların sönümsüz olduğu gözlenmiştir. İstenen sonuç ile simülasyon sonuçları arasında yaklaşık  $160\text{KHz}$ 'lik bir farkın olduğu görülmektedir. Yapılan hesaplamaların OTA ideal kabul edilerek yapılması ve simülasyonda kullanılan OTA modelinin yetersizliği böyle bir sonucun ortaya çıkmasına neden olmuştur.

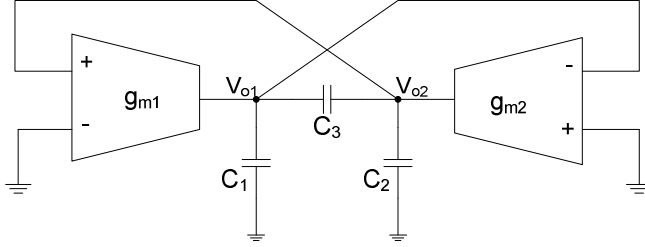
## 7.4. OTA-C Osilatör Yapıları

### 7.4.1. İki OTA üç kondansatörlü osilatör yapısı

İki OTA ve üç kapasite kullanılarak elde edilmiş osilatör yapısı Şekil 7.3'te görülmektedir. Bu osilatör devresinde görüldüğü gibi kullanılan eleman sayısı azdır,



fakat buna bağılı olarak ta osilasyon frekansı, kullanılan tüm eleman değerlerine bağılıdır. Çoğu zaman bu istenmeyen bir durumdur.



Şekil 7.3 2OTA-3C osilatör yapısı

Devrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi hesaplanmıştır:

$V_{o1}$  noktasındaki gerilim,

$$V_{o1} = \frac{V_{o2} g_{m1} + (V_{o2} - V_{o1}) s C_3}{s C_1}$$

$$V_{o1} s C_1 + V_{o1} s C_3 = V_{o2} g_{m1} + V_{o2} s C_3$$

$$V_{o1} = \frac{g_{m1} + s C_3}{s(C_1 + C_3)} \cdot V_{o2} \quad (7.5)$$

olarak elde edilir.

$V_{o2}$  noktasındaki gerilim ise,

$$V_{o2} = \frac{-V_{o1} g_{m2} + (V_{o1} - V_{o2}) s C_3}{s C_2}$$

$$V_{o2} s C_3 + V_{o2} s C_2 = -V_{o1} g_{m2} + V_{o1} s C_3$$

$$V_{o2} = \frac{sC_3 - g_{m2}}{s(C_2 + C_3)} V_{o1} \quad (7.6)$$

olarak bulunur.

Devre çıkışı  $V_{o1}$  olarak kabul edilirse, hesaplanan  $V_{o2}$  değeri Denklem (7.5)'te yerine konulmalıdır. Bu yapıldığında elde edilen fonksiyon aşağıda görülmektedir.

$$V_{o1} = \frac{g_{m1} + sC_3}{s(C_1 + C_3)} \cdot \frac{sC_3 - g_{m2}}{s(C_2 + C_3)} V_{o1}$$

$$\frac{g_{m1} + sC_3}{s(C_1 + C_3)} = \frac{s(C_2 + C_3)}{sC_3 - g_{m2}}$$

$$s^2(C_1 + C_3)(C_2 + C_3) = sC_3g_{m1} + s^2C_3^2 - g_{m1}g_{m2} - sC_3g_{m2}$$

denklem düzenlendiğinde,

$$s^2[(C_1 + C_3)(C_2 + C_3) - C_3^2] = sC_3g_{m1} - g_{m1}g_{m2} - sC_3g_{m2}$$

$$s^2[(C_1 + C_3)(C_2 + C_3) - C_3^2] - sC_3(g_{m1} - g_{m2}) + g_{m1}g_{m2} = 0 \quad (7.7)$$

elde edilir.

Denklem ikinci dereceden osilatörün genel transfer fonksiyonuna benzetilirse,

$$s^2 - b_1s + \Omega_o^2 = 0$$

$$b_1 = \frac{C_3(g_{m1} - g_{m2})}{(C_1 + C_3)(C_2 + C_3) - C_3^2} \quad (7.8)$$

$$\Omega_0^2 = \frac{g_{m1} g_{m2}}{(C_1 + C_3)(C_2 + C_3) - C_3^2} \quad (7.9)$$

olarak bulunur.

Bilindiği gibi osilasyonun gerçekleşmesi,  $b_1=0$  olmasıyla mümkündür. Denklem (7.8)'den de görüldüğü gibi  $b_1=0$  olması için  $g_{m1}$  ve  $g_{m2}$  değerleri eşit seçilmelidir.

Örnek uygulama:

Şekil 7.3'te verilen osilatör devresinin, 100 KHz'lik sinüsoidal sinyal üretmesi için gerekli olan kapasite ve geçişiletkenliklerini hesaplayarak, pspice simülasyonunu gerçekleştiriniz.

$f_o=100$  KHz ise  $f_o = 100KHZ \Rightarrow \Omega_0^2 = (2\pi 100KHZ)^2$  olmalıdır.

$C_1=C_2=1nF$  ve  $C_3=4nF$  olarak seçilirse;

$$(6,28.100KHZ)^2 = \frac{g_{m1} g_{m2}}{(1nF + 4nF)(1nF + 4nF) - 16.10^{-18}}$$

$$\sqrt{(6,28.100KHZ)^2} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{25.10^{-18} - 16.10^{-18}}} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{9.10^{-18}}}$$

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m \Rightarrow 628.10^3 = \frac{g_m}{3.10^{-9}}$$

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m = 1,884.10^{-3} \cong 1,8mS$$

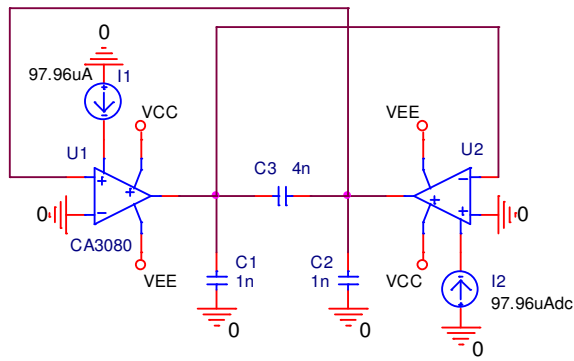
olarak hesaplanır.

Bu geçişiletkenliğini sağlayacak kontrol akımı ise;

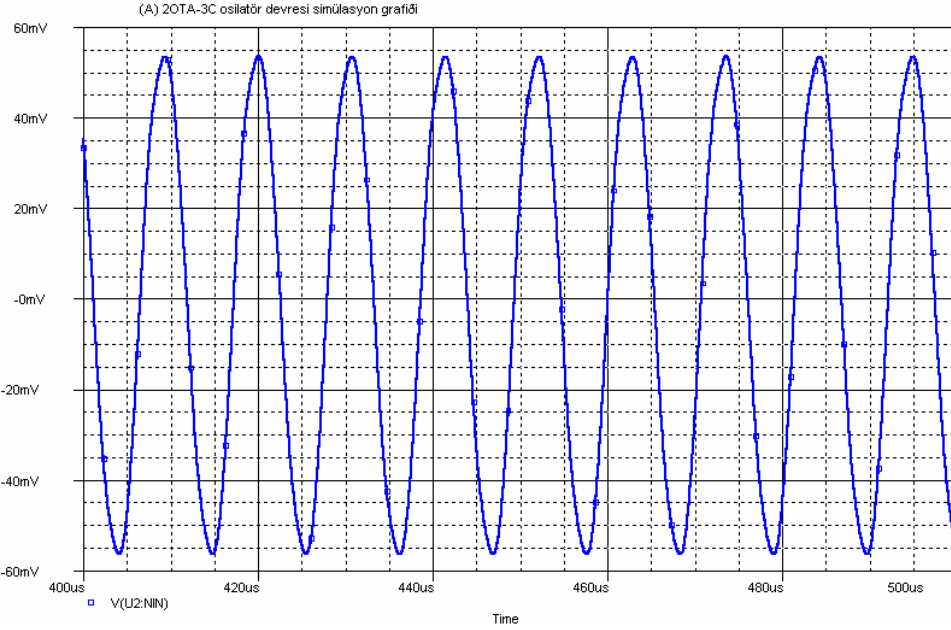
$$g_m = \frac{I_{abc}}{52mV} \Rightarrow I_{abc} = 97.96\mu A \text{ 'dir.}$$

Şekil 7.4 'te örnek uygulamaya ait osilatörün, Pspice devresi ve Şekil 7.5'te simülasyon sonuçları görülmektedir.

Bu devrede  $V_{CC}=10V$  ve  $V_{EE}=-10V$  olarak alınmıştır.



Şekil 7.4 2OTA-3C osilatör pspice devresi

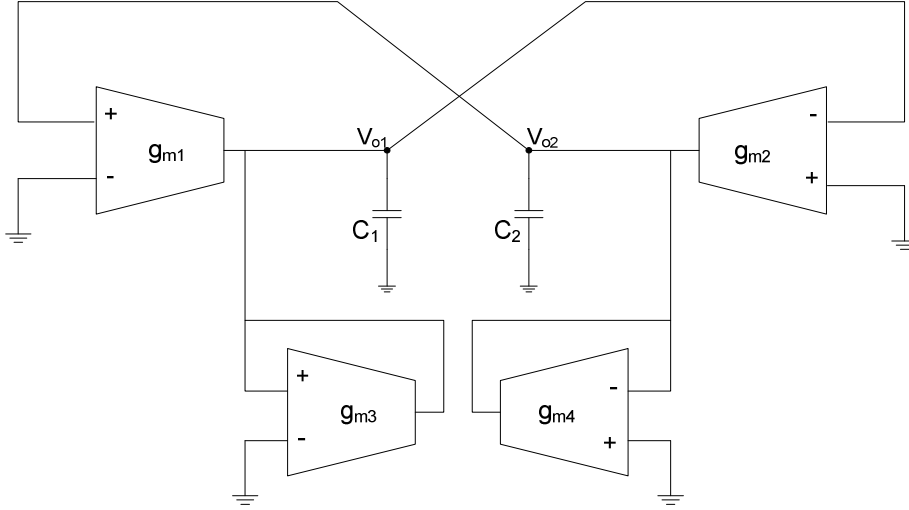


Şekil 7.5 2OTA-3C osilatör pspice simülasyonu ( $f_0=93.45\text{KHz}$ )

Simülasyon grafiği incelendiğinde,  $V_{o1}$  noktasındaki çıkış frekansı  $f_0=93.45\text{KHz}$  olarak ölçülmüştür. Elde edilen osilasyonların sönümsüz olduğu gözlenmiştir.

#### 7.4.2. Dört OTA iki kondansatörlü osilatör yapısı

Dört OTA ve iki kapasite kullanılarak elde edilmiş osilatör yapısı Şekil 7.6'da görülmektedir.



Şekil 7.6 4OTA-2C osilatör yapısı

Devrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi hesaplanmıştır:

$V_{o1}$  noktasındaki gerilim,

$$V_{o1} = \frac{V_{o2}g_{m1} + V_{o1}g_{m3}}{sC_1}$$

$$V_{o1} = \frac{g_{m1}}{sC_1 - g_{m3}} \cdot V_{o2} \quad (7.10)$$

olarak elde edilir.

$V_{o2}$  noktasındaki gerilim ise,

$$V_{o2} = \frac{-V_{o1}g_{m2} - V_{o2}g_{m4}}{sC_2}$$

$$V_{o2} = \frac{-g_{m2}}{sC_2 + g_{m4}} \cdot V_{o1} \quad (7.11)$$

olarak bulunur.

Devre çıkışı  $V_{o1}$  olarak kabul edilirse, hesaplanan  $V_{o2}$  değeri Denklem (7.10)'da yerine konulmalıdır. Bu yapıldığında elde edilen fonksiyon aşağıda görülmektedir.

$$\frac{g_{m1}}{sC_1 - g_{m3}} = \frac{sC_2 + g_{m4}}{-g_{m2}}$$

$$s^2 C_1 C_2 - s C_2 g_{m3} + s C_1 g_{m4} - g_{m3} g_{m4} = -g_{m1} g_{m2}$$

denklem düzenlendiğinde,

$$s^2 [C_1 C_2] - s (C_2 g_{m3} - C_1 g_{m4}) + g_{m1} g_{m2} - g_{m3} g_{m4} = 0 \quad (7.12)$$

elde edilir.

Denklem ikinci dereceden osilatörün genel transfer fonksiyonuna benzetilirse,

$$s^2 - b_1 s + \Omega_o^2 = 0$$

$$b_1 = \frac{C_2 g_{m3} - C_1 g_{m4}}{C_1 C_2} \quad (7.13)$$

$$\Omega_o^2 = \frac{g_{m1} g_{m2} - g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2} \quad (7.14)$$

olarak bulunur.

Denklem (7.13)'ten de görüldüğü gibi  $b_1=0$  olması için  $C_2.g_{m3}$  ve  $C_1.g_{m4}$  değerleri eşit olacak şekilde seçilmelidir. Ayrıca,  $g_{m3}.g_{m4}>g_{m1}.g_{m2}$  olmamalıdır.

Örnek uygulama:

Şekil 7.6'da verilen osilatör devresinin, 100 KHZ'lik sinüsoidal sinyal üretmesi için gerekli olan kapasite ve geçişletkenliklerini hesaplayarak, pspice simülasyonunu gerçekleştiriniz.

$f_o=100$  KHz ise  $f_o = 100KHZ \Rightarrow \Omega_0^2 = (2\pi 100KHz)^2$  olmalıdır.

$C_1=C_2=2.7nF$  ve  $g_{m3}=g_{m4}=0.25mS$  olarak seçilirse  $b_1=0$  şartı sağlanmış olur. Buna göre,

$$(6,28.100KHz)^2 = \frac{g_{m1}g_{m2} - g_{m3}g_{m4}}{2,7nF.2,7nF}$$

$$39,43.10^{10} = \frac{g_{m1}g_{m2} - 0,0625.10^{-6}}{7,29.10^{-18}}$$

$$287,44.10^{-8} + 0,0625.10^{-6} = g_{m1}g_{m2}$$

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m = 1,71.10^{-3} \cong 1,7mS$$

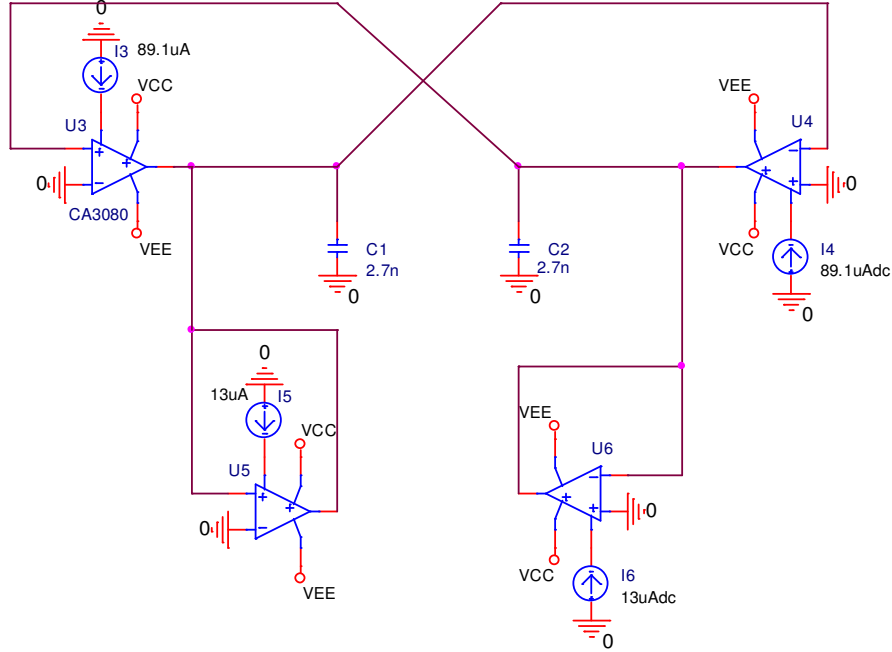
olarak hesaplanır.

Bu geçişletkenliğini sağlayacak kontrol akımı ise;

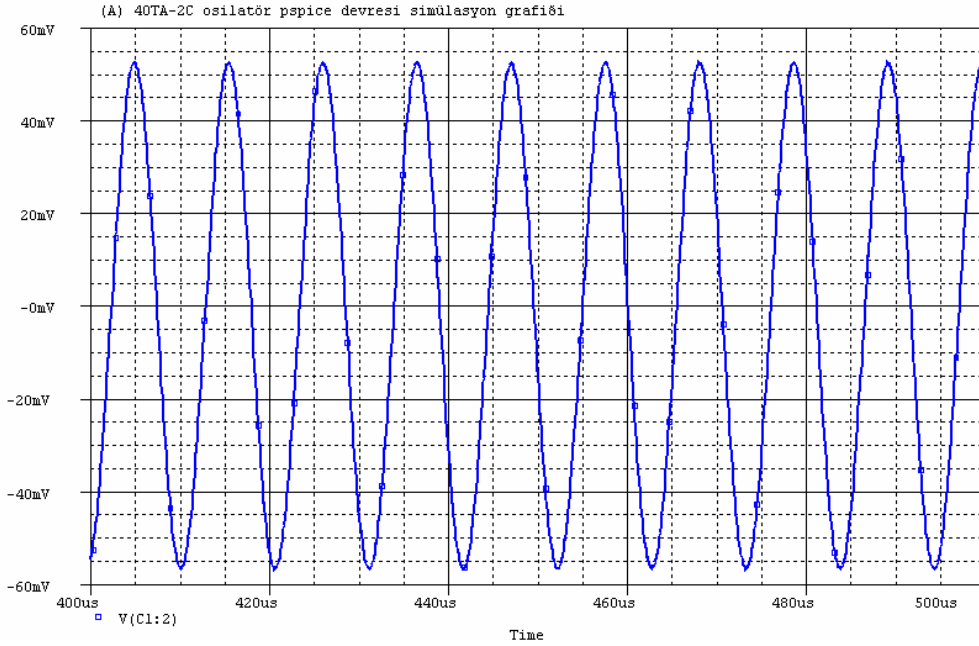


$$g_m = \frac{I_{abc}}{52mV} \Rightarrow I_{abc} = 89,1\mu A \text{ 'dir.}$$

Şekil 7.7 'de örnek uygulamaya ait osilatörün, Pspice devresi ve Şekil 7.8'de simülasyon sonuçları görülmektedir. Bu devrede  $V_{CC}=10V$  ve  $V_{EE}=-10V$  olarak alınmıştır.



Şekil 7.7 4OTA-2C osilatör pspice devresi

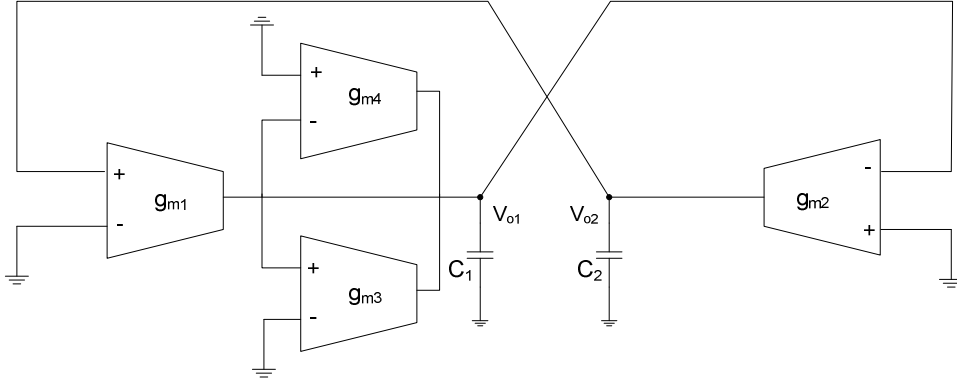


Şekil 7.8 4OTA-2C osilatör pspice simülasyonu ( $f_0=95.23\text{KHz}$ )

Simülasyon grafiği incelendiğinde,  $V_{o1}$  noktasındaki çıkış frekansı  $f_0=95.23\text{KHz}$  olarak ölçülmüştür. Elde edilen osilasyonların sönümsüz olduğu gözlenmiştir.

#### 7.4.3. Dört OTA iki kondansatörlü (Quadrature) osilatör yapısı

Dört OTA ve iki kapasite kullanılarak elde edilmiş osilatör yapısı Şekil 7.9'da görülmektedir. Bu osilatör yapısıyla frekans değeri  $b_1$ 'den bağımsız olarak ayarlanabilmektedir.



Şekil 7.9 4OTA-2C quadrature osilatör yapısı

Devrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi hesaplanmıştır:

$V_{o1}$  noktasındaki gerilim,

$$V_{o1} = \frac{V_{o2}g_{m1} + V_{o1}g_{m3} - V_{o1}g_{m4}}{sC_1}$$

$$V_{o1} = \frac{g_{m1}}{sC_1 - g_{m3} + g_{m4}} \cdot V_{o2} \quad (7.15)$$

olarak elde edilir.

$V_{o2}$  noktasındaki gerilim ise,

$$V_{o2} = \frac{-V_{o1}g_{m2}}{sC_2}$$

$$V_{o2} = \frac{-g_{m2}}{sC_2} \cdot V_{o1} \quad (7.16)$$

olarak bulunur.

Devre çıkışı  $V_{o1}$  olarak kabul edilirse, hesaplanan  $V_{o2}$  değeri Denklem (7.15)'te yerine konulmalıdır. Bu yapıldığında elde edilen fonksiyon aşağıda görülmektedir.

$$\frac{g_{m1}}{sC_1 - g_{m3} + g_{m4}} = \frac{sC_2}{-g_{m2}}$$

$$s^2 C_1 C_2 - s C_2 g_{m3} + s C_2 g_{m4} = -g_{m1} g_{m2}$$

denklem düzenlendiğinde,

$$s^2 [C_1 C_2] - s C_2 (g_{m3} - g_{m4}) + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (7.17)$$

elde edilir.

Denklem ikinci dereceden osilatörün genel transfer fonksiyonuna benzetilirse,

$$s^2 - b_1 s + \Omega_o^2 = 0$$

$$b_1 = \frac{g_{m3} - g_{m4}}{C_1} \quad (7.18)$$

$$\Omega_o^2 = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (7.19)$$

olarak bulunur.

Denklem (7.18)'den de görüldüğü gibi  $b_1=0$  olması için  $g_{m3}$  ve  $g_{m4}$  değerleri eşit seçilmelidir.

Örnek uygulama:

Şekil 7.9'da verilen osilatör devresinin, 100 KHz'lik sinüsoidal sinyal üretmesi için gerekli olan kapasite ve geçişletkenliklerini hesaplayarak, pspice simülasyonunu gerçekleştiriniz.

$f_o=100$  KHz ise  $f_o = 100KHZ \Rightarrow \Omega_0^2 = (2\pi 100KHz)^2$  olmalıdır.

$C_1=C_2=2.5nF$  ve  $g_{m3}=g_{m4}=1mS$  olarak seçilirse  $b_1=0$  şartı sağlanmış olur. Buna göre,

$$(6,28.100KHz)^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{2,5nF.2,5nF}$$

$$39,43.10^{10} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{6,25.10^{-18}}$$

$$246,43.10^{-8} = g_{m1}g_{m2}$$

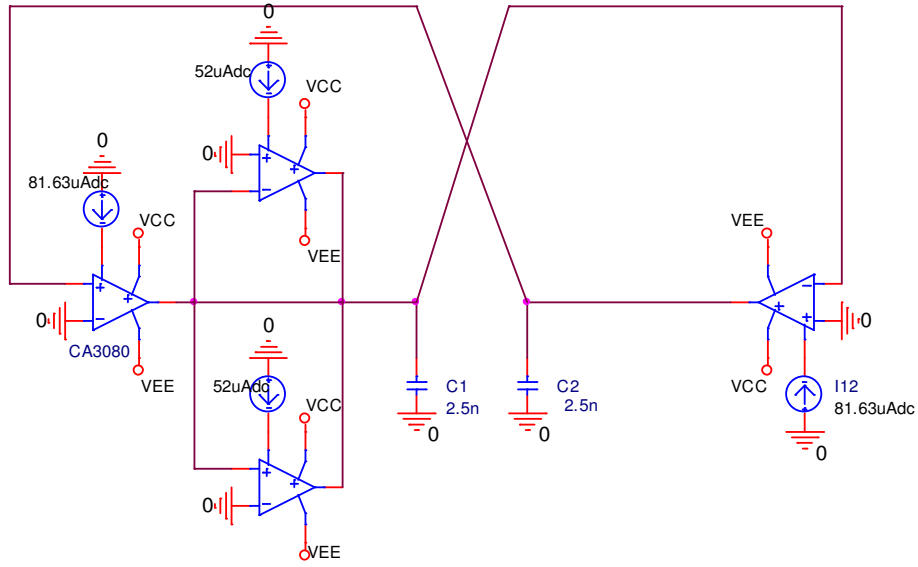
$$g_{m1} = g_{m2} = g_m = 1,56.10^{-3} \cong 1,5mS$$

olarak hesaplanır.

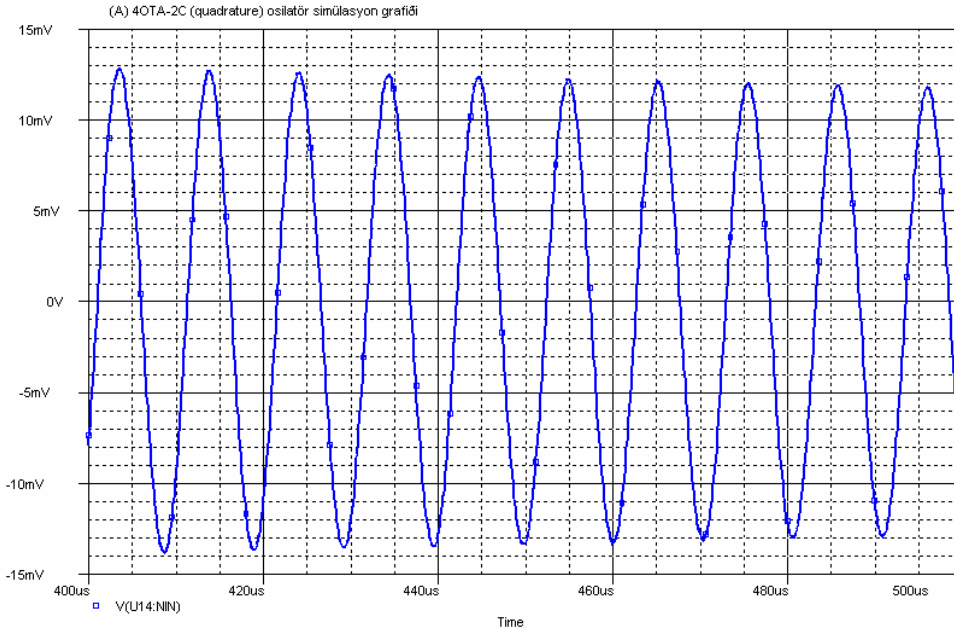
Bu geçişletkenliğini sağlayacak kontrol akımı ise;

$$g_m = \frac{I_{abc}}{52mV} \Rightarrow I_{abc} = 81,63\mu A \text{ 'dir.}$$

Şekil 7.10 'da örnek uygulamaya ait osilatörün, Pspice devresi ve Şekil 7.11'de simülasyon sonuçları görülmektedir. Bu devrede  $V_{CC}=10V$  ve  $V_{EE}=-10V$  olarak alınmıştır.



Şekil 7.10 4OTA-2C (quadrature) osilatör pspice devresi



Şekil 7.11 4OTA-2C (quadrature) osilatör pspice simülasyonu ( $f_0=99\text{KHz}$ )

Simülasyon grafiği incelendiğinde,  $V_{o1}$  noktasındaki çıkış frekansı  $f_0=99\text{KHz}$  olarak ölçülmüştür. Elde edilen osilasyonun sönümlü olduğu gözlenmiştir. Yapılan hesaplamalar OTA ideal kabul edilerek yapıldığından böyle bir sonucun ortaya

çıkması normal olarak kabul edilmiştir. İdealsizlik etkisini yok etmek için  $b_1 > 0$  yapılmalıdır. Bunu sağlamak için ise  $g_{m3}$  değeri  $g_{m4}$ 'e göre biraz daha büyük seçilmelidir.  $g_{m3} = 1.019 \text{ mS}$  olarak ayarlandığında sönümün yok olduğu gözlenmiştir.

## BÖLÜM 8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında daha önceleri OP-AMP'lar kullanılarak yapılan filtre ve osilatör devrelerinin yeni aktif elemanlar olan OTA'lar kullanılarak ta tasarlanabileceği gösterilmeye çalışılmıştır.

OTA ile gerçekleştirilen devreler, ORCAD programının kütüphanesinde bulunan CA3080 entegresi kullanılarak gerçekleştirilmiş ve ORCAD Pspice programı kullanılarak simüle edilmiştir. Simülasyonda kullanılan bu entegrenin bazı özelliklerinin bilinmesi sonuçların doğru yorumlanabilmesi açısından önemlidir.

Yapılan matematiksel hesaplamalar, OTA ideal kabul edilerek yapılmıştır. Yapılan bu hesaplamaların simülasyon sonuçlarıyla örtüşebilmesi için OTA elemanına ait bazı sınırlamalara dikkat edilmesi gerekir. Bu sınırlamalardan en önemlisi OTA'ların doğrusal bölgelerde gerilim taramalarının sınırlı olmasıdır. Yapılan simülasyonda CA3080 entegresi için bu değer yaklaşık 50mVp-p olduğu görülmüştür. Ayrıca, bir OTA'nın maksimum çıkış akımı,  $I_{abc}$  akımıyla sınırlıdır.  $I_{abc}$  değeri  $0.1\mu A \leq I_{abc} \leq 1mA$  değerleri arasında olmalıdır. Bölüm 4.'te bu konuyla ilgili ayrıntılı bilgi verilmiştir.

Yukarıda bahsedilen bu sınırlamalara dikkat edilerek gerçekleştirilen OTA'lı alt devrelerde matematiksel sonuçlarla simülasyon sonuçlarının büyük oranda örtüştüğü görülmüştür. Ayrıca, 1mV, 2mV gibi değerlerde istenmeyen bir DC bileşen etkisi ile çıkış işaretinin yukarı kaydığı gözlemlenmiştir.

OTA ile gerçekleştirilen filtre devrelerinde, filtre devreleri dirençsiz olarak gerçekleştirilmiş ve alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran



filtre transfer fonksiyonları elde edilmiştir. Yapılan incelemelerde OP-AMP'lar kullanılarak oluşturulan filtre devrelerinin yaklaşık 400KHz'e kadar sağlıklı bir şekilde çalışabildiği ve 1MHz'lik kesim frekansına sahip filtrelerin OP-AMP'lar kullanılarak gerçekleştirilemeyeceği görülmüştür. OTA elemanı ile gerçekleştirilen filtre devreleri ise hem düşük frekanslar için (10KHz), hem de yüksek frekanslar için (1MHz) gerçekleştirilmiş, yapılan hesaplamalarla simülasyon sonuçlarının birbiri ile büyük benzerlik gösterdiği görülmüştür. OTA ile filtre tasarımında dikkat edilmesi gereken, kullanılan kapasite değerleridir. Frekans değeri yükseldikçe kapasite değerleri de küçültülmelidir. Aksi takdirde yapılan hesaplamalarla simülasyon sonuçları arasında büyük fark oluşmaktadır.

OTA ile gerçekleştirilen osilatör devrelerinde de kapasite değerleri büyük önem taşımaktadır. Kapasitelerin aşırı düşük seçilmesi osilasyonun gerçekleşmesini önlemektedir. İstenilen frekanslarda sinyal üretilebilmesi için bu kapasite değerlerinin dikkatli bir şekilde belirlenmesi gerekmektedir.

Sonuçta, OP-AMP ile gerçekleştirilebilen bir çok devrenin, OTA elemanları ile de gerçekleştirilebileceği belirlenmiştir. OTA'nın yüksek frekanslardaki çalışma performansının OP-AMP'lara göre, çok daha iyi olduğu ve matematiksel olarak ta daha kolay analiz yapılabildiği bu tez çalışmasında ortaya konmuştur.

## KAYNAKLAR

- [1] WİTTLİNGER H.A., "Applications of the CA3080 and CA3080A High Performance Operational Transconductance Amplifiers," RCA Application Note ICAN-6668, May 2002
- [2] UZUNHİSARCIKLI E., ALÇI M., "UAE'lerin Gelişimi ve Bir BGF Devresinin Voltaj ve Akım Modunda FTFN ile Gerçekleştirilmesi", Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 19 (1-2) 38-49, 2003
- [3] ALÇI M., KARA S., "OP-AMP ve Lineer Tümdevreler", Ufuk Kitapevi, Erciyes Ün. Elektronik Müh. Bölümü, Kayseri.
- [4] ACHİM GRATZ., "Operational Transconductance Amplifiers"October 26, 2005
- [5] KUNTMAN, H.H., "Endüstriyel Elektronik: Analog Tümdevre Uygulamaları", Birsen Yayınevi, İstanbul 1998
- [6] KUNTMAN H., "Analog tümdevre tasarımı", Sistem Yayınları, İstanbul, 1992.
- [7] Dr. Paul Hasler, "Basics of Transconductance –Capacitance Filters"
- [8] ERDAL C., TOKER A., ACAR C., "Ota-C Based Proportional-Integral Derivative (PID) Controller and Calculating Optimum Parameter Tolerances", İstanbul Teknik Unv., Elektrik Elektronik Müh. Fakültesi, 80626 Maslak, İstanbul
- [9] GEİGER R.L., SANCHEZ-SİNENCİO E., "Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial," IEEE Circuits and Devices Magazine, Vol. 1, pp.20-32, March 1985.
- [10] GRISE W., "Application of the operational transconductance amplifiers (OTA) to voltage controlled amplifiers and active filters", Department of IET Morehead State University.

- [11] SUN Y., FIDLER J.K., “Current-Mode Multiple-Loop Feedback Filters Using Dual-Output OTAs and Grounded Capacitor Filters”, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Vol. 25, 69-80, 1997
- [12] MINAEI S., “OTA ile Sayısal/Analog ve Analog/Sayısal Dönüştürücü Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Şubat 1997.
- [13] KOCATEPE M., “Lineer Diferansiyel Denklemlerin Aktif Devreler İle Simülasyonu”, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Mayıs 2006.
- [14] RUSU A., “Lecture 8, Continuous-Time Filters”, KTH Vetenskap Och Konst, Spring 2006.
- [15] SANCHEZ-SINENCIÓ E., “Continuous-Time Filters from 0.1Hz to 2.0GHz”, XVII Conference on Design of Circuits and Integrated Systems-Santander, Spain, November 2002.
- [16] FERİKOĞLU A., “Devreleriyle ve Spice Simülasyonlarıyla Elektronik Devreler”, Değişim Yayınları, Nisan 2004.
- [17] RODRÍQUEZ J.M., “Modelado Y Simulacion De Un OTA Con OrCad-PSpice 9”, I.T.T.esp: Sistemas Electronicos.
- [18] FOO S.Y., ANDERSON & TAKEFUJİ Y., “Analog Components for the VLSI Neural Networks.”, *IEEE Circuits and Devices Magazine*. Vol.6. No.4.pp.18-26. July 1990.
- [19] WINDER S., “Analog ve Dijital Filtre Tasarımı”, Bileşim Yayınları.
- [20] ÖZPINAR A., “Yeni DO-OTA-C Osilatör Topolojileri”, Yüksek Lisans Tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Şubat 1998.
- [21] KUNTMAN H., “İleri Analog Tümdevre Tasarımı”, İ.T.Ü. İleri Elektronik Teknolojileri Araştırma Geliştirme Vakfı, 1994.
- [22] B. L. BARRONCO, A. RODRÍQUEZ, E.SANCHEZ, “CMOS OTA-C High-Frequency Sinusoidal Oscillators”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 26,No, 2,February 1991.

## ÖZGEÇMİŞ

Erdal ÖZENÇ, 20 Temmuz 1980 tarihinde Samsun'da doğmuştur. Samsun'da, ilköğrenimini Kazım Orbay İlköğretim Okulu'nda tamamladıktan sonra, liseyi de Atakum Anadolu Meslek Lisesi Elektronik Bölümü'nde 1998 yılında bitirmiştir. 1998 yılında Gazi Üniv. Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Bölümü'nde lisans eğitimine başlamıştır. Bu bölümden 2002 yılında iyi derece ile mezun olmuştur. 2002 yılında Milli Eğitim Bakanlığı'na bağlı meslek liselerinde öğretmenliğe başlamış ve halen devam etmektedir.