

T.C.  
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**MEMRİSTÖR DEVRELERİNİN AKTİF VE PASİF FİLTRELER ÜZERİNDEKİ  
ETKİLERİNİN İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: İshak PARLAR  
DANIŞMAN: Doç. Dr. M. Nuri ALMALI

VAN-2018



T.C.  
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**MEMRİSTÖR DEVRELERİNİN AKTİF VE PASİF FİLTRELER ÜZERİNDEKİ  
ETKİLERİNİN İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: İshak PARLAR

VAN-2018



## KABUL VE ONAY SAYFASI

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Doç. Dr. M. Nuri ALMALI danışmanlığında, İshak PARLAR tarafından sunulan “**Memristör Devrelerinin Aktif Ve Pasif Filtreler Üzerindeki Etkilerinin İncelenmesi**” isimli bu çalışma Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği'nin ilgili hükümleri gereğince 27/07/2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile başarılı bulunmuş ve yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Prof. Dr. Sabir RÜSTEMLİ

İmza:

Üye: Doç. Dr. M. Nuri ALMALI

İmza:

Üye: Dr. Öğr. Üyesi Özkan ATAN

İmza:

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ~~03/08/2018~~ tarih ve ~~2018.136-F~~ sayılı kararı ile onaylanmıştır.

İmza  
Enstitü Müdürü

## TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

İshak PARLAR



## ÖZET

### MEMRİSTÖR DEVRELERİNİN AKTİF VE PASİF FİLTRELER ÜZERİNDEKİ ETKİLERİNİN İNCELENMESİ

PARLAR, İshak

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. M. Nuri ALMALI

Temmuz 2018, 105 sayfa

Bu çalışmada öncelikle memristörün uçtan uca eşitlikleri verilerek benzetim çalışmaları Pspice ve Multisim programlarında yapılmıştır. Yapılan çalışmada farklı durum fonksiyonlarına sahip memristör ile taklit devrelerinin karşılaştırılması ve bu devrelerin pasif ve aktif filtreler üzerindeki kalite faktörü, kesim frekansları, band genişlikleri gibi parametreler değerlendirilmiştir. Bu uygulamada memristör temelli aktif ve pasif filtre devrelerinde alçak frekanslarda, memristörün karakteristik özelliğini yansıtmasından dolayı memristör temelli filtrelerin kalite faktörünün daha yüksek olduğu görülmüştür. Yüksek frekanslarda ise memristör temelli filtrelerin lineer bir direnç gibi davrandığından dolayı olumlu sonuçlar vermediği gözlemlenmiştir.

**Anahtar kelimeler:** Aktif ve pasif filtreler, Memristör taklit devresi.





## ABSTRACT

### INVESTIGATION OF THE EFFECTS OF MEMRISTOR CIRCUITS ON ACTIVE AND PASSIVE FILTERS

PARLAR, İshak

M. Sc. Thesis, Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. M. Nuri ALMALI

July 2018, 105 pages

At these stages, the end-to-end equations of the memristor have given and the simulations results have applied in Pspice and Multisim programs. In the study, parameters such as the comparison of the emulator circuits with the different state functions and the quality factor, the cut frequencies and the bandwidths on the active and passive filters of these circuits have been evaluated. In this application, it has been seen that the quality factor of the memristor based filters is higher in low frequency in the active and passive filter circuits based on the memristor, since it reflects the characteristic of the memristor. At high frequencies, it has been observed that the memristor-based filters behave like linear resistors and therefore do not produce positive results.

**Keywords:** Active and passive filters, Memristor emulator circuits.



## ÖN SÖZ

Bu tez çalışmasında, özellikle her türlü ilgi ve yardımlarını esirgemeyen danışmanım Sayın Doç. Dr. M. Nuri ALMALI' ya teşekkürlerimi bir borç bilirim. Çalışmalarım sırasında bilgi ve tecrübelerini esirgemeyen başta Dr. Öğr. Üyesi Özkan ATAN olmak üzere tüm Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Hocalarıma, mesai arkadaşlarıma ve manevi desteklerinden dolayı eşim Meral PARLAR'a teşekkürlerimi sunarım.

2018

İshak PARLAR



## İÇİNDEKİLER

	<b>Sayfa</b>
ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	iii
ÖN SÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELER LİSTESİ .....	xi
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR .....	xix
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ.....	5
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	11
3.1. Direnç .....	11
3.2. Kondansatör.....	12
3.3. Bobin .....	12
3.4. Memristör .....	13
3.5. Memristörün Temel Özellikleri .....	14
3.6. Referans Memristör Modeli.....	20
3.6.1. HP memristör modeli .....	20
3.6.1.1 HP memristör çalışma prensibi.....	22
3.6.1.1.1 Çapraz mimarisi.....	22
3.6.1.1.2 Değişim (The Switch).....	22
3.6.1.1.3 Memristans .....	23
3.7. Memristör Taklit (Emülatör) Devresi.....	24
3.7.1. Lineer sürüklenme hızlı $TiO_2$ memristör emülatörü.....	25
3.7.2. Muthuswamy tarafından önerilen memristör emülatörü .....	28
3.7.3. Gerilim kontrollü modeller için basit genel memristör emülatörü.....	30
3.8. Memristörün Farklı Durum Fonksiyonlarına göre Modellenmesi .....	32
3.8.1. Referans memristörün pspice modeli .....	34
3.9. Aktif ve Pasif Filtreler .....	36

	<b>Sayfa</b>
3.9.1. Pasif Filtreler .....	37
3.9.1.1. Pasif alçak geçiren filtre .....	37
3.9.1.2. Pasif yüksek geçiren filtre .....	39
3.9.1.3. Pasif bant geçiren filtre.....	41
3.9.1.4. Pasif bant durduran filtre .....	43
3.9.2. Aktif Filtreler.....	44
3.9.2.1. Aktif alçak geçiren filtre.....	44
3.9.2.2. Aktif yüksek geçiren filtre.....	46
3.9.2.3. Aktif bant geçiren filtre .....	48
3.9.2.4. Aktif bant durduran filtre.....	49
4. BULGULAR.....	53
4.1. Memristör Taklit Devresinin Benzetim Sonuçları .....	53
4.1.1. Lineer sürüklenme hızlı $TiO_2$ memristör emülatörü.....	53
4.1.2. Muthuswamy tarafından önerilen memristör emülatörü .....	54
4.1.3. Gerilim kontrollü modeller için basit genel memristör emülatörü .....	55
4.2. Farklı Durum Fonksiyonlarına Sahip Memristör Modellerinin Benzetim Sonuçları.....	57
4.3. Farklı Durum Fonksiyonlarına Sahip Memristör Temelli Filtrelerin Frekans Tepkileri.....	62
4.3.1. Aktif alçak geçiren filtre M-R devresi.....	62
4.3.2. Aktif yüksek geçiren filtre M-R devresi.....	68
4.3.3. Aktif band geçiren filtre M-R devresi .....	69
4.3.4. Aktif band durduran filtre M-R devresi.....	72
4.4. Memristör Taklit Devresinin Uygulama sonuçları.....	74
4.4.1. Memristör temelli pasif yüksek geçiren filtre.....	78
4.4.2. Memristör temelli pasif alçak geçiren filtre .....	83
4.4.3. Memristör temelli aktif alçak geçiren filtre.....	86
4.4.4. Memristör temelli aktif yüksek geçiren filtre.....	89
4.4.5. Memristör temelli 2. dereceden aktif alçak geçiren filtre.....	92
4.4.6. Memristör temelli 2. dereceden aktif yüksek geçiren filtre.....	95
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	99

	<b>Sayfa</b>
KAYNAKLAR.....	103
ÖZ GEÇMİŞ.....	105







## ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 4.1. Pasif yüksek geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilim değerleri .....	81
Çizelge 4.2. Pasif yüksek geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç ve desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri .....	82
Çizelge 4.3. Pasif alçak geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilim değerleri .....	84
Çizelge 4.4. Pasif alçak geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç ve desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri .....	85
Çizelge 4.5. Aktif alçak geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilim değerleri .....	87
Çizelge 4.6. Aktif alçak geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç ve desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri .....	88
Çizelge 4.7. Aktif yüksek geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilim değerleri .....	90
Çizelge 4.8. Aktif yüksek geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç ve desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri .....	91
Çizelge 4.9. 2. Dereceden aktif alçak geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç, desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri .....	94
Çizelge 4.10. 2. Dereceden aktif yüksek geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç, desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri .....	96



## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 3.1. Direnç çeşitlerinden bazılarının sembolik gösterimleri.....	11
Şekil 3.2. Kondansatör çeşitlerinden bazılarının sembolik Gösterimleri .....	12
Şekil 3.3. Bobinin fiziksel yapısı.....	13
Şekil 3.4. 50 nanometre kalınlığındaki platin nanotellerden yapılmış 17 adet memristör.....	14
Şekil 3.5. Temel devre elemanları arasındaki ilişki.....	14
Şekil 3.6. Memristörün aktif modelinin gerçekleştirilmesi .....	16
Şekil 3.7. Memristörün aktif modelinin akım-gerilim tepkisi .....	16
Şekil 3.8. $\varphi - q$ Eğrisini izlemek için memristör izleyici diyagramı .....	18
Şekil 3.9. a) HP Laboratuar modeli sonucu b) Chua'nın öngörülen memristör modeli .....	21
Şekil 3.10. Mimari memristör ve fiziksel iç yapısı .....	22
Şekil 3.11. Memristans değişiminin iç yapısı.....	23
Şekil 3.12. $TiO_2$ Memristör ve eşdeğer devresi .....	24
Şekil 3.13. Memristörün frekans tepkisi.....	25
Şekil 3.14. Memristörün taklit devresi .....	26
Şekil 3.15. Gerilim kontrollü memristör emülatörü .....	28
Şekil 3.16. Muthuswamy tarafından önerilen memristör devre şeması .....	30
Şekil 3.17. Pspice modelinin yapısı.....	35
Şekil 3.18. Memristör devresi ve pspice kodu.....	36
Şekil 3.19. Paralel kondansatör (Pasif Alçak Geçiren Filtre).....	38
Şekil 3.20. Pasif alçak geçiren RC filtre devresinin frekans cevabı.....	38

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 3.21. Seri kondansatör (Pasif Yüksek Geçiren Filtre).....	39
Şekil 3.22. Pasif yüksek geçiren RC filtre devresinin frekans cevabı.....	40
Şekil 3.23. Pasif band geçiren filtre devre bloğu.....	41
Şekil 3.24. Pasif band geçiren filtre devresi .....	42
Şekil 3.25. Pasif band geçiren RC filtre devresinin frekans cevabı .....	42
Şekil 3.26. Pasif band durduran filtre devre bloğu .....	43
Şekil 3.27. Pasif band durduran RC filtre devresinin frekans cevabı.....	43
Şekil 3.28. Op-amp'lı aktif alçak geçiren filtre.....	45
Şekil 3.29. Alçak geçiren filtre frekans tepkisi .....	45
Şekil 3.30. Op-amp'lı aktif yüksek geçiren filtre.....	46
Şekil 3.31. Alçak geçiren filtre frekans tepkisi .....	47
Şekil 3.32. Op-amp'lı aktif bant geçiren filtre .....	48
Şekil 3.33. Band geçiren filtre prensibi .....	48
Şekil 3.34. Band geçiren filtre frekans eğrisi .....	48
Şekil 3.35. Band durduran filtre devresi.....	50
Şekil 3.36. Band durduran filtrenin frekans tepkisi.....	51
Şekil 4.1. Lineer sürüklenme hızlı $TiO_2$ memristör taklit devresi.....	54
Şekil 4.2. Muthuswamy tarafından önerilen memristör taklit devresi .....	55
Şekil 4.3. Gerilim kontrollü memristör taklit devresi.....	56
Şekil 4.4. Taklit devrelerinin histerezis eğrileri a) 2Vpp, 5Hz b) 2Vpp, 10 Hz c) 2Vpp, 15Hz d) 2Vpp, 150Hz .....	56
Şekil 4.5. Joglekar memristör modeli.....	58
Şekil 4.6. Prodromakis memristör modeli.....	59

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.7. Biolek memristör modeli.....	60
Şekil 4.8. Strukov memristör modeli.....	61
Şekil 4.9. Farklı durum fonksiyonuna sahip memristörün akım grafiği.....	61
Şekil 4.10. Aktif alçak geçiren filtre M-C devresi .....	61
Şekil 4.11. 5Hz giriş sinyaline sahip biolek memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi .....	62
Şekil 4.12. 500Hz giriş sinyaline sahip biolek memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi .....	63
Şekil 4.13. 5Hz giriş sinyaline sahip biolek memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin bode eğrisi.....	64
Şekil 4.14. 300Hz giriş sinyaline sahip strukov memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi .....	64
Şekil 4.15. 3Hz giriş sinyaline sahip strukov memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin bode eğrisi.....	64
Şekil 4.16. 3Hz giriş sinyaline sahip prodromakis memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin bode eğrisi .....	65
Şekil 4.17. 300Hz giriş sinyaline sahip prodromakis memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi .....	66
Şekil 4.18. 300Hz giriş sinyaline sahip joglekar memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi .....	66
Şekil 4.19. 3Hz giriş sinyaline sahip joglekar memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin bode eğrisi.....	67
Şekil 4.20. Aktif yüksek geçiren Filtre M-C devresi.....	67
Şekil 4.21. Aktif yüksek geçiren filtrenin 1-1KHz frekans aralığında farklı memristör devreleri üzerindeki tepkisi .....	68
Şekil 4.22. Aktif band geçiren filtre M-C devresi .....	69
Şekil 4.23. Aktif band geçiren filtrenin 1mHz-5Hz frekans aralığında joglekar memristör devresi üzerindeki tepkisi.....	70

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.24. Aktif band geçiren filtrenin 1mHz-5Hz giriş sinyaline sahip joglekar memristör temelli filtrenin bode eğrisi .....	70
Şekil 4.25. Aktif band geçiren filtrenin 1mhz-5Hz giriş sinyaline sahip taklit devrelerinin gerilim tepkisi .....	71
Şekil 4.26. Aktif band geçiren filtrenin 1Hz-400KHz giriş sinyaline sahip joglekar memristör temelli filtrenin bode eğrisi .....	71
Şekil 4.27. Aktif band durduran Filtre M-C devresi .....	73
Şekil 4.28. Aktif band durduran filtrenin 10mHz-10Hz giriş sinyaline sahip taklit devrelerinin gerilim tepkisi.....	73
Şekil 4.29. Aktif band durduran filtrenin 10Hz-100khz giriş sinyaline sahip taklit devrelerinin gerilim tepkisi.....	74
Şekil 4.30. Memristör taklit devresi uygulaması.....	75
Şekil 4.31. 8 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör taklitçisinin akım ve gerilim grafiği(CH1: Gerilim, CH2: Akım).....	76
Şekil 4.32. 150 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör taklitçisinin akım ve gerilim grafiği(CH1: Gerilim, CH2: Akım).....	76
Şekil 4.33. 8 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör taklitçisinin histerezis eğrisi .....	77
Şekil 4.34. 9 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör taklitçisinin histerezis eğrisi .....	77
Şekil 4.35. 150 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör taklitçisinin histerezis eğrisi .....	78
Şekil 4.36. Memristör temelli pasif yüksek geçiren filtre şematığı.....	78
Şekil 4.37. 20 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör temelli pasif yüksek geçiren filtrenin çıkış tepkisi (CH2: Gerilim).....	79
Şekil 4.38. 25 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör temelli pasif yüksek geçiren filtrenin çıkış tepkisi (CH2: Gerilim).....	79
Şekil 4.39. 30 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör temelli pasif yüksek geçiren filtrenin çıkış tepkisi (CH2: Gerilim).....	80

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.40. 50 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör temelli pasif yüksek geçiren filtrenin çıkış tepkisi (CH2: Gerilim).....	80
Şekil 4.41. 150 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör temelli pasif yüksek geçiren filtrenin çıkış tepkisi (CH2: Gerilim).....	80
Şekil 4.42. Pasif yüksek geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği a) Desibel(dB), b) Faz.....	83
Şekil 4.43. Memristör temelli pasif alçak geçiren filtre şematiği.....	83
Şekil 4.44. Pasif alçak geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği a) Desibel(dB), b) Faz .....	85
Şekil 4.45. Memristör temelli aktif alçak geçiren filtre şematiği .....	86
Şekil 4.46. Aktif alçak geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği a) Desibel(dB), b) Faz .....	88
Şekil 4.47. Memristör temelli aktif yüksek geçiren filtre şematiği .....	89
Şekil 4.48. Aktif yüksek geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği a) Desibel(dB), b) Faz .....	91
Şekil 4.49. 2. Dereceden bir aktif alçak geçiren filtrenin blok diyagramı.....	92
Şekil 4.50. 2. Dereceden bir alçak geçiren filtre devresi.....	93
Şekil 4.51. 2. Dereceden aktif alçak geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği a) Desibel(dB), b) Faz.....	94
Şekil 4.52. 2. Dereceden bir yüksek geçiren filtrenin blok diyagramı .....	95
Şekil 4.53. 2. Dereceden bir yüksek geçiren filtre devresi .....	95
Şekil 4.54. 2. Dereceden aktif yüksek geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği a) Desibel(dB), b) Faz.....	97





## SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

### Simgeler

### Açıklama

<b>D</b>	Katkılı ve katkısız bölgenin toplam uzunluğu
<b>F</b>	Farad
<b>H</b>	Henry
<b>Q</b>	Yük
<b><math>\varphi</math></b>	Manyetik akı
<b><math>\Omega</math></b>	Ohm
<b><math>u_v</math></b>	Oksijen atomlarının memristör içindeki geçiş hızı

### Kısaltmalar

### Açıklama

<b>C</b>	Kapasitör
<b>DC</b>	Doğru Akım
<b>HP</b>	Hewlett-Packard
<b>I</b>	Akım
<b>V</b>	Gerilim
<b>L</b>	Bobin
<b>M</b>	Memristör
<b>R</b>	Direnç
<b>R_OFF</b>	Memristörün Maksimum Direnç Değeri
<b>R_ON</b>	Memristörün Minimum Direnç Değeri
<b>RAM</b>	Rasgele Erişimli Bellek (Random Access Memory)
<b>AGF</b>	Alçak Geçiren Filtre
<b>YGF</b>	Yüksek Geçiren Filtre



## 1.GİRİŞ

Elektronikte en temel devre elemanları olarak bilinen direnç; gerilimin akıma göre değişimini, kondansatör; gerilimin yüke göre değişimini, bobin; akımın manyetik akıya göre değişimini ortaya koyan devre elemanlarından oluşmaktadır. Bu devre elemanları ise manyetik akı, yük, akım ve gerilim olarak bilinen parametrelere bağlıdır. Chua, yaptığı çalışmalarda bu 4 parametrenin birbiriyle olan ilişkilerinde yola çıkarak eksik olan parçayı basit bir integral hesabıyla bulmuştur. 4 parametrenin ikili kombinasyonu için toplam 6 denkleme ihtiyaç var. Ancak bu zamana kadar 5 denklem tanımlanmıştı. Eksik olan denklemi, Berkeley Üniversitesinde elektrik Profesörü olan Leon Chua 1971 yılında “Kayıp Devre Elemanı-Memristör” adlı makalesinde, yük ile manyetik akı arasındaki ilişkinin eksikliğini teorik olarak ispatladı ve bu yeni devre elemanına “memristör” adını verdi (Chua,1971).

Chua, yayınlamış olduğu makalede memristör adlı pasif devre elemanının iki terminalli, yük ve manyetik akı arasındaki ilişkiden ortaya çıktığını belirtmekteydi. Bu yeni devre elemanı ortaya ilk atıldığında bilim dünyası, bu yeni teoriyi çok kuramsal buldukları için gerekli etkiyi kendi döneminde yaratamamıştır. Memristif özelliği gösteren bir devre üzerinde çalışan Chua, kuramsal olarak ortaya attığı dördüncü temel devre elemanının ilk modelini de ortaya koymuştu. Ancak bu modelde çok fazla sayıda direnç, kondansatör, bobin ve işlemsel yükselteçlerden oluşan kompleks bir devre tasarlayarak manyetik akı ve yük arasındaki ilişkiyi göstermişti. İlerleyen yıllarda Chua'nın modelinin tekrarlanamadığı ve tam anlamıyla sonuç alınmadığı görülmüştür. Bu nedenle memristörün nano boyuttaki etkisi tam olarak anlaşılamamıştır.

Kuramsal olarak çalışılmasından yaklaşık 40 yıl sonra 0 ve ekibi Hewlett-Packard (HP) laboratuvarlarında uzun uğraşlar sonucu yaptığı çalışmalar sonucunda buldukları yeni devre elemanının, 1971 yılında Chua'nın bahsetmiş olduğu memristörle aynı davranışı sergilediğini fark ettiler (Strukov ve ark., 2008). Bu yeni nesil devre elemanının fiziksel olarak tüm dünyaya duyurulmasından sonra popülerliği hızla arttı.

Memristörle ilgili uygulama alanları artmakta ve potansiyel bir etki alanını oluşturmaktaydı. Günümüzde benzetim programlarında memristör özelliği gösteren

birçok model önerilmiştir. Bu modeller daha çok Pspice, Matlab, Simulink, VeriLog gibi programlarda tasarlanmıştır. Yapılan araştırmalar sonucu memristörün sadece analog devrelerde değil de nanoteknoloji alanında da büyük bir öneme sahip olduğu ortaya konulmuştur.

Memristörün fiziksel yapısı gereği en özelliklerinden birisi devredeki akım kesilse bile en son ki direnç değerini hatırlaması ve devreye tekrar akım verildiğinde kaldığı direnç değerinden başlamasıdır. Bu özelliğiyle memristör, günümüzdeki IBM ve Intelin depolama mantığından daha farklı bir yapıya sahip olması nedeniyle önem arz etmektedir. Aynı boyuttaki bir depolama alanına yaklaşık 6 kat daha fazla data saklanabilmektedir. Daha az güç tüketimi olması ise diğer bir avantajıdır. Memristörlerin RAM (Random Access Memory)'lerde verilerin kaybedilmemesine yol açacağından daha güçlü hard diskler yapılmasına olanak sağlamaktadır. Ayrıca memristörün çiplerle nasıl entegre edileceği konusunda yapılan çalışmalarla "hibrid memristör-transistör" adlı yeni nesil çip modeli ortaya konmuştur. Williams, yaptığı çalışmalarda memristörün potansiyel bir yenilik olduğunu ve hemen her alanda kullanılacağını da ileri sürmektedir (Strukov ve ark., 2008).

Literatürde son yıllarda memristör temelli filtreler üzerinde yoğun bir çalışma olduğunu görmekteyiz. Memristör temelli filtrelerin davranışı ve üzerindeki etkileri araştırılmaya devam edilmektedir. Memristör temelli filtrelerin zaman ve frekans karakteristiklerini inceleyen çalışmalar yapılmıştır (Yener ve ark., 2014).

Bu çalışmada, Chua'nın geliştirdiği memristör adlı devre elemanından yola çıkarak HP laboratuvarlarında üretilen memristör modelinin Pspice programında farklı durum (window function) modellerinin benzetim çalışmaları yapıldı. Daha sonra memristör elemanın karakteristik davranışını sergileyen taklit devreleri Multisim programında test edilerek uygun olan taklit devresi fiziksel olarak oluşturuldu. Çalışmanın bir sonraki kısmında ise Pspice programında oluşturulan farklı durum fonksiyonuna sahip memristör ve taklit devresi ile gerçekleştirilen memristör devresi aktif ve pasif filtreler üzerindeki kalite faktörü, Bode diyagramı, I-V tepkileri, kesim frekansları gibi parametreler incelenerek karşılaştırılmıştır.

Bu çalışmada memristör adlı devre elemanını süzgeçlerde kullanmak istememizin başlıca nedeni analog süzgeçlerin ayarlanabilir memristans özelliği

sayesinde kazanç, değer katsayısı gibi süzgeçlerin temel karakteristiklerini klasik devre elemanları ile elde edilemeyen ya da tam olarak sağlanamayan uyarlamalı (adaptive) özelliği getirmektedir.





## 2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ

Chua 1971 yılında memristörün karakteristik özelliğini şuan ki mevcut devre elemanları ile gerçekleştirilebileceğini ortaya atmıştı. Memristör fiziksel olarak seri üretime geçmiş olmadığından memristör taklit devreleri potansiyel uygulamalarda karakteristik özelliğini göstermesi açısından önem arz etmektedir. Literatürde memristör modelleri ve taklit devreleri uygulamada yaygın olarak sunulmuştur.

Yener ve ark., (2015), Alçak-geçiren ve yüksek-geçiren olmak üzere iki farklı tip memristör temelli Sallen-Key süzgeç analizi ve bunlara ilişkin benzetim sonuçları Matlab programında benzetimini yapmışlardır. Çalışmalarında  $TiO_2$  doğrusal sürüklenme modeli memristörü temel alarak tasarlamış ve analiz etmişlerdir. Çok düşük frekanslarda doyum durumunun olduğu gözlemlenmiş, daha yüksek frekanslarda ise her iki süzgeçte de başarımlar için bir sınırlama ortaya çıkmadığını belirlediler. Memristör temelli Sallen-Key süzgeçlerin tasarımında kullanılmak üzere doyma ve buna karşılık bozulmanın ortaya çıkmamasına yönelik tasarım kriterleri verilmiştir. Verilen kriterler ve buna ilişkin uygun memristör parametreleri kullanıldığında düşük frekanslarda da süzgeçlerin gerekli kalite faktörü, belirlenen kesim frekanslarını yerine getirdiğini gösterdiler.

Kirilov ve ark., (2013), Williams'ın 2008 yılındaki yaptığı çalışmada, piyasaya sürdüğü memristör modeli kullanılarak pasif band geçiren ve band durduran filtre devrelerine uyguladılar. 20 Hz'den daha yüksek frekanslarda, Williams'ın memristörü lineer bir direnç gibi benzer bir davranışa sahip olduğunu ve memristör devresinden geçen sinyallerdeki bozulmaların önemsiz olduğunu belirttiler. Kullanılan memristör modeli farklı memristans noktalarına göre analiz edilerek sistemin tepkisini test etmişlerdir. Çalışmanın sonucunda, filtrelerde kullanılan memristörlerin özelliklerinin çalışma frekansı aralığında doğrusal hale geldiğini gördüler. Memristörlerin dahili durumu ve filtrelerin frekans karakteristikleri sırasıyla belirlenen süre ve genlik ile harici gerilim veya akım darbelerinin ayarlanabileceğini belirttiler.

AL-Taweel (2013), makalesinde, operasyonel trans-iletken amplifikatörün (OTA), aktif band durdurma filtresi üzerindeki kritik frekansı olarak, bipolar junction



transistor (BJT) ve trans-iletken amplifikatör kullanarak merkezi kontrol etmek için en iyi tasarım filtre gereksinimleri için kullanışlılığını anlatmaktadır. Önerilen aktif band reddetme filtresinin merkez frekansını ( $f_c$ ) ve kalite faktörünü  $Q$  ortaya koymaktadır.

Bir  $TiO_2$  memristörünün davranışını taklit eden bir memristör emülatörü sunulmuştur. İki veya daha fazla memristör emülatörü kullanılarak seri, paralel veya hibrid (seri ve paralel kombine) aynı veya ters kutup bağlantıları yapılmıştır. Basit bir bağlantı değişiklikleri ile, her bir memristör emülatörü azaltıcı bir konfigürasyon veya artımlı bir konfigürasyon arasında değiştirilebileceği belirtilmiştir. Önerilen emülatörün donanım ve PSpice simülasyonu, gerçek devrede HP  $TiO_2$  memristör modelinin alternatif bir çözümünü sunan umut verici sonuçların verildiğini belirtmiştir (Kim ve ark., 2012).

Genel memristif, memkapasitif ve memindüktif sistemlerin SPICE modellemesinin bir metodolojisi önerilmiş ve memristör (MR), memcapacitors (MC) ve meminductors (ML) gibi özel durumlar verilmiştir. HP laboratuvarlarında Williams ve ekibi tarafından tasarlanan memristörün, durum değişkeninin zaman türevinin bu değişken ve akım üzerinden doğrusal olmayan bir şekilde bağımlılığı olan bir birinci dereceli memristik sistem olarak modellenebileceğini göstermiştir. SPICE analizlerinin çıktıları şimdiye kadar yayınlanmış sonuçlarla tutarlı olduğu görülmüştür (Biolek ve ark., 2009).

Bao ve ark., (2016), yapmış oldukları çalışmada, direnci geliştirilmiş bir memristör ile değiştirilerek ikinci dereceden bir aktif band geçiren filtreden (BPF) türeyen ve sadece üç op-amp, iki multiplexer, üç kondansatör ve 6 adet direnç bulunan basit bir üçüncü derece indüktör içermeyen bir taklit devresi sunmuştur. Elde edilen bu taklit devresiyle kaotik çalışmalar yapmıştır. Daha önce bildirilen diğer memristif kaotik devrelere kıyasla, önerilen memristif BPF kaotik devre, indüktörsüz ve topolojik olarak basitleştirilmiş, sadece üçüncü dereceden ve pratik gerçekleştirilmede çok daha basit ve sezgisel olarak ifade edilmiştir.

Adzmi ve ark., (2012), yaptıkları çalışmada doğrusal olmayan dopant kayması için pratik analog devrenin tasarlanması için bir memristör SPICE modeli tasarlamıştır. Doğrusal olmayan sürüklenmeli iyon modeli memristör cihazlarında çeşitli pencere fonksiyonları önermiştir. Memristör aygıtlarının fiziksel ve davranışsal özelliklerinin

araştırılması ve karakterize edilmesinde önerilen memristör modellerin devre analizi incelemiştir. Simülasyon çıktılarının, yay-kravat gibi görünen bir akım-gerilim histerezis eğrisine sahip olması gerektiğini belirtmiştir. Döngüler, cihazın anahtarlama davranışını sergilediğini ve basit bir pratik analog devre olan basit bir integratör devresi oluşturuyor. Sonuç olarak, memristör tarafından tasarlanan devre tasarımını farklı memristör modelleri arasında karşılaştırılmıştır. Araştırma, önerilen memristör modelini ve pratik analog devrede memristör modelinin uygulanma olasılıklarını doğrulamaktadır.

Alharbi ve ark., (2015b), memristör adlı elemanın, hafıza ve diğer çeşitli sistemlerde potansiyel uygulamaları nedeniyle araştırma topluluğunda geniş ilgi gördüğünü belirtmekteydiler. Bununla birlikte, kayıt tutma davranışını gerçekleştirecek bir katı hal aygıtı tasarlanamıyordu. Araştırma topluluğu katı hal memristör örneklerinin olmamasından dolayı memristörün davranışını incelemek için emülatör(taklit) devreleri oluşturmaya çalışıyordu. Yapılan çalışmada, gerilim kontrollü memristör için genel ve basit emülatör devresinin tanıtımını yapmışlardır. Gerilim kontrollü memristör modelleri büyük önem taşımaya rağmen, bu tür memristör için emülatör devrelerini oluşturmak için önemli bir araştırma bugüne kadar yapılmamıştı. Memristörün histeresiz davranışını sağlamak için sadece iki adet ikinci jenerasyon akım taşıyıcısından (CCII +) ve bir çarpandan oluşan bir emülatör devresi tasarımı önerilmiştir. Önerilen emülatör devresinin matematik modellemesi ve SPICE benzetim çalışmaları sunulmakta ve deneysel sonuçlar, SPICE simülasyonundan elde edilen sonuçlarla uygun eşleşmeyi gösterdiğini ortaya koymuşlardır.

Abuelma'atti ve Khalifa (2016), yazılarında memristör tabanlı Wien köprüsü osilatörünü yeni bir memristör emülatörü kullanarak gerçekleştirdikleri deneysel sonuçları sunmaktadır. Deneysel sonuçlar, lineer olmayan kaotik ve doğrusal sinüzoidal salınımların tek bir direnç değerinin dikkatle ayarlanmasıyla aynı devreden elde edilebileceğini göstermektedirler.

Yener ve ark., (2014), yeni programlanabilir amplifikatörler, adaptif filtreler ve programlanabilir osilatörler, yeni bir temel devre elemanı memristör kullanılarak tasarlanabileceğini ortaya attılar. Memristörün analog filtrelere uygulanması, özellikle değişken memristans sayesinde bir çok yeni özelliğe neden olabileceğini düşündüler. Yaptıkları çalışmada doğrusal sürüklenme memristör modeli kullanılarak bir memristör

tabanlı biquad analog filtresini incelediler. Simülasyonlarda  $TiO_2$  memristörün lineer dopant sürüklenme modelini kullandılar. Simülasyonlarda kazanç ve kalite faktörü gibi filtre bileşenlerinin biquad filtresindeki memristör kullanarak ayarlanabileceğini gösterdiler. Sonuç olarak, memristörün çok düşük frekanslarda ve çok düşük şarj değerlerinde doyuma gidebileceğini de gözlemlədiler. Ayarlanabilir kayıt filtrelele, geleneksel dirençlerle elde edilemeyen ayarlanabilir bir özellik kazandıracaklarını ifade ettiler. Ayrıca, bu çalışmada sunulan sonuçlar, memristörler ile biquad filtreleri dizayn ederken, kararlılıklarını ve yüksek performansını sağlamak için de düşünölebileceklerini belirtmişlerdir.

López ve ark., (2015), ise bu yazıda, bir çift çıkışlı ikinci nesil akım taşıyıcı, dört kadranlı bir analog çarpanı, bir kondansatör ve iki direnç kullanan bir memristör emülatör devresinin deneysel testleri sunmaktadırlar. İlk olarak, önerilen emülatör devresinin davranış modeli, parazitik elemanlar dahil olmak üzere türetilmiş ve yük kontrollü memristörün memristansı birinci mertebeden fonksiyon olarak modellenmiştir. Daha sonra, frekans performansı üzerine bir analiz yapılır ve yalnızca akım gerilim düzlemindeki frekansa bağlı sıkıştırılmış histeresiz döngüsünün 160 kHz'e kadar kaldığını gösterir ancak istenen çalışma frekansına göre pasif elemanların sayısal değerlerini seçmek için bir kılavuz da vermişlerdir. Daha sonra, emülatör devresi, teorik simülasyonlar ile PSPICE sonuçları ve deneysel testler arasında iyi bir uyum olduğu ve mevcut piyasadaki ürünlerle oluşturmuşlardır. Ayrıca, basit bir anahtar kullanarak emülatör devresi, sensörler, hücrel sinir ağları, kaotik sistemler, programlanabilir analog devreler ve uçucu olmayan bellek aygıtları gibi gelecekteki uygulamalarda kullanılmak üzere azaltılmış veya artımlı memristör olarak yapılandırılabilirliğini de göstermişlerdir.

Yang ve ark., (2014), yaptıkları çalışmada, gerçek memristör özelliklerinin çoğunu karşılayan bir memristör emülatörü önermişlerdir. Bir memristör emülatörünün içermesi gereken önemli özellikler yeterince geniş bir memristans aralığı, darbe ve sürekli sinyal girişlerinin iki yönlü çalışması, uzun süre bozulmazlık, diğer cihazlarla çalışabilirlik ve uygulanabilirlik karakteristiklerini çıkararak taklit devreleri üzerindeki etkilerini incelemişlerdir.

Hewlett-Packard Laboratuvarlarındaki bilim adamlarının Nature dergisinin 1 Mayıs 2008 sayısında yayınlamış oldukları bildiride memristörün potansiyel önemli uygulamalarından dolayı bu elemana dünya çapında dikkat çekmek istemişlerdir. Bu yazıda memristör tabanlı filtre için filtre özelliklerini incelemişlerdir. R-C alçak geçiren filtre çalışmasının elektriksel ve matematiksel ifadelerini çıkararak I-V karakteristiklerini çıkarmışlardır (Wang ve ark., 2009).

Driscoll ve ark., (2010), vanadyum dioksidin memristik özellikleri kullanılarak, bir LC konturuna bir memristör yerleştirilerek deneysel olarak uyarlanabilir bir filtre göstermişlerdir. Bu devre, rezonans tepkisinin kalite faktörünü keskinleştirerek seçilen frekans sinyallerinin uygulanmasına tepki vererek ve böylece giriş dalga formuna göre öğrenme özelliği göstermektedir. Önerilen devre yalnızca analog pasif elemanlara izin vermektedir. Devre çerçevesini matematiksel olarak memcapacitors ve meminductors gibi bellek-reaktif elemanları kapsayacak şekilde genişletilmiş ve bunun adaptif bellek filtrelerinin işlevselliğini nasıl genişlettiğini göstermişlerdir.

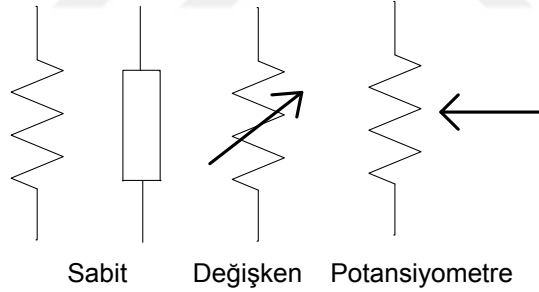


### 3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu çalışmada PSpice programı kullanılarak oluşturulacak olan memristörün durum modelleri (Biolek, Strukov, Prodromakis, Joglekar) sırasıyla benzetim çalışmaları yapıldı. Daha sonra memristörün fiziksel olarak gerçekleştirilen taklit devresi ile aktif ve pasif filtreler üzerinde kalite faktörü ve kesim frekansları analiz edildi. Mutlu ve arkadaşları (2010), tarafından önerilen taklit devresi referans alınarak Multisim benzetimi yapıldıktan sonra fiziksel olarak gerçekleştirildi.

#### 3.1 Direnç

Direncin kelime anlamı olarak, bir şeye karşı gösterilen zorluktur. Devre elemanı olan dirençte devrede akıma karşı bir zorluk göstererek akım akmasını zorlaştırır. Bu zorlama sırasındaki elektrik enerjisi direnç üzerinde ısıya dönüşerek harcanır. Şekil 3.1’de ise değişken direnç gösterimleri gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Direnç çeşitlerinden bazılarının sembolik gösterimleri.

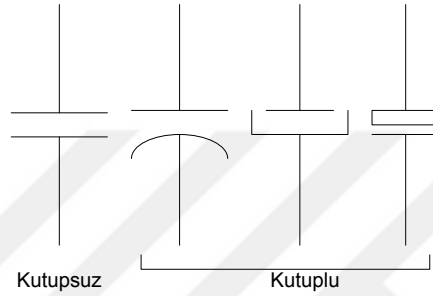
Dik kesit alanı  $S$  (metrekare), uzunluğu  $L$  (metre) ve öz direnci  $\rho$  (ohm.metre) olan bir iletkenin direnci (Eş. 3.1),

$$R = \frac{L \cdot \rho}{S} \text{ (Ohm)} \quad (3.1)$$

ile hesaplanır.

### 3.2 Kondansatör

Kondansatörler elektrik yüklerini ( $q$ ) kısa süreliğine depo etmeye yarayan devre elemanlarıdır. Kondansatörlerin sembolü  $C$ , birimi ise faraddır. Kondansatörler fiziksel olarak iki iletken levha arasına yerleştirilmiş bir yalıtkandan meydana gelir. Kutuplu ve kutupsuz olarak 2 çeşit olduğuna dair Şekil 3.2’ de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Kondansatör çeşitlerinden bazılarının sembolik gösterimleri.

Bir kondansatörün yükünün, yükün kondansatöre kazandırdığı potansiyele oranı sabittir. Bu sabit değere kondansatörün sığası denir. Buna göre sığa (Eş. 3.2);

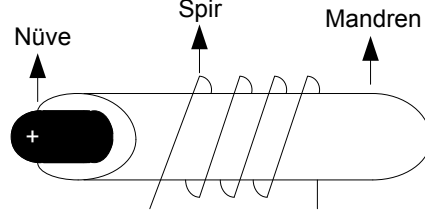
$$C = \frac{q}{V} \quad (\text{Farad}) \quad (3.2)$$

ile hesaplanır.

### 3.3 Bobin

Bobin bir iletken telin üst üste ya da yan yana sarılması ile meydana gelen devre elemanıdır (Şekil-3.3). Bobinin birimi henry ( $H$ ), simgesi ise  $L$ 'dir. Bobine AC akım uygulandığında, akımın yönü sürekli değiştiğinden dolayı bobin etrafında bir manyetik alan oluşur. Bu manyetik alan akıma karşı ek bir direnç gösterdiğinden, AC devrelerde bobinin akıma gösterdiği direnç artar. DC devrelerde ise bobinin akıma karşı gösterdiği direnç, sadece bobinin üretildiği metalden kaynaklanan omik dirençtir. Bobinlerin üzerine sarıldığı kısma makara, mandren ya da karkas,

iletken mandren üzerinde bir tur yapışına ise spir, tur ya da sarım (N) denir. Bobin sarımlarında genellikle üzeri izoleli bakır tel kullanılır.



Şekil 3.3. Bobinin fiziksel yapısı.

Bir bobinin endüktans hesabı (Eş. 3.3);

$$L = \frac{\mu N^2 \cdot A}{\ell} \quad (\text{Henry}) \quad (3.3)$$

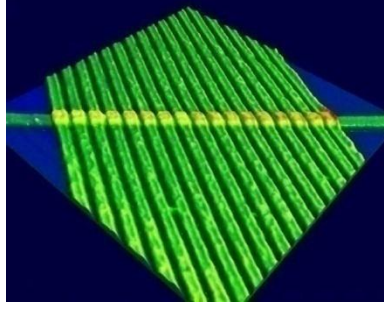
$\mu$  manyetik geçirgenlik (H/m), A bobin kesit alanı (m<sup>2</sup>),  $\ell$  tel uzunluğu (m) şeklinde ifade edilir.

### 3.4 Memristör

Memristör, manyetik akının yüke göre değişiminden yola çıkarak ilişkilendirilen yeni devre elemanıdır. En önemli özelliği ise devredeki akım kesilse bile en son ki direnç değerini hatırlaması ve devreye tekrar akım verildiğinde kaldığı direnç değerinden başlaması memristörü diğer devre elemanlarından farklı kılmaktadır (Ketenci, 2013).

Bu tez çalışmasında literatürde ilk kez farklı durum fonksiyonlarına sahip memristör ile taklit devresi ile memristör davranışı sergileyen memristörlerin aktif ve pasif filtreler üzerindeki etkileri incelenerek literatüre önemli bir katkı sağlamaktır. Taklit devreleri tasarlanırken referans aldığımız memristör modeli  $TiO_2$  doğrusal sürüklenme modeli ele alınmıştır. Şekil 3.4' te elektron mikroskobu ile çekilmiş 17 adet memristör gösterilmiştir.





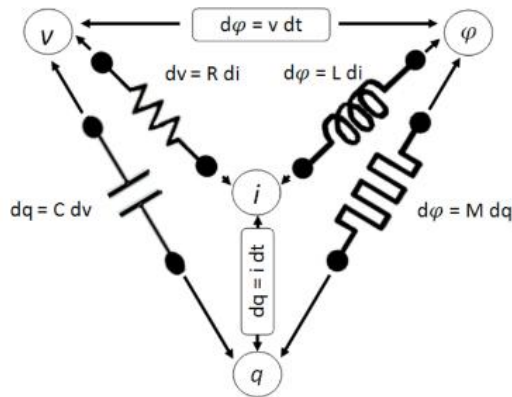
Şekil 3.4. 50 nanometre kalınlığındaki platin nanotellerden yapılmış 17 adet memristör (Williams, 2008).

### 3.5 Memristörün Temel Özellikleri

Aşağıda verilen maddeler, memristörün temel bazı karakteristik özellikleridir.

- İki terminalli bir devre elemanı
- Doğrusal olmayan bir yük-manyetik akı eğrisine sahip olması
- AC ve pasif bir devre elemanı
- Güç kesildikten sonra en son direnç değerinin korunması
- Akım hızını ve gücünü değiştirerek cihazın davranışının değiştirilebilmesi
- Hızlı ve sert akım dijital cihaz gibi, yavaş ve yumuşak akım analog cihaz gibi davranmasına neden olması

Elektronik devrelerinde temel devre elemanları direnç, kapasitör ve bobin ile olan ilişkilerden yola çıkılarak ortaya çıkan memristör adlı yeni devre elemanın diğer elemanlar ile olan ilişkileri Şekil 3.5' te gösterilmiştir.



Şekil 3.5. Temel devre elemanları arasındaki ilişki (Strukov ve ark., 2008).

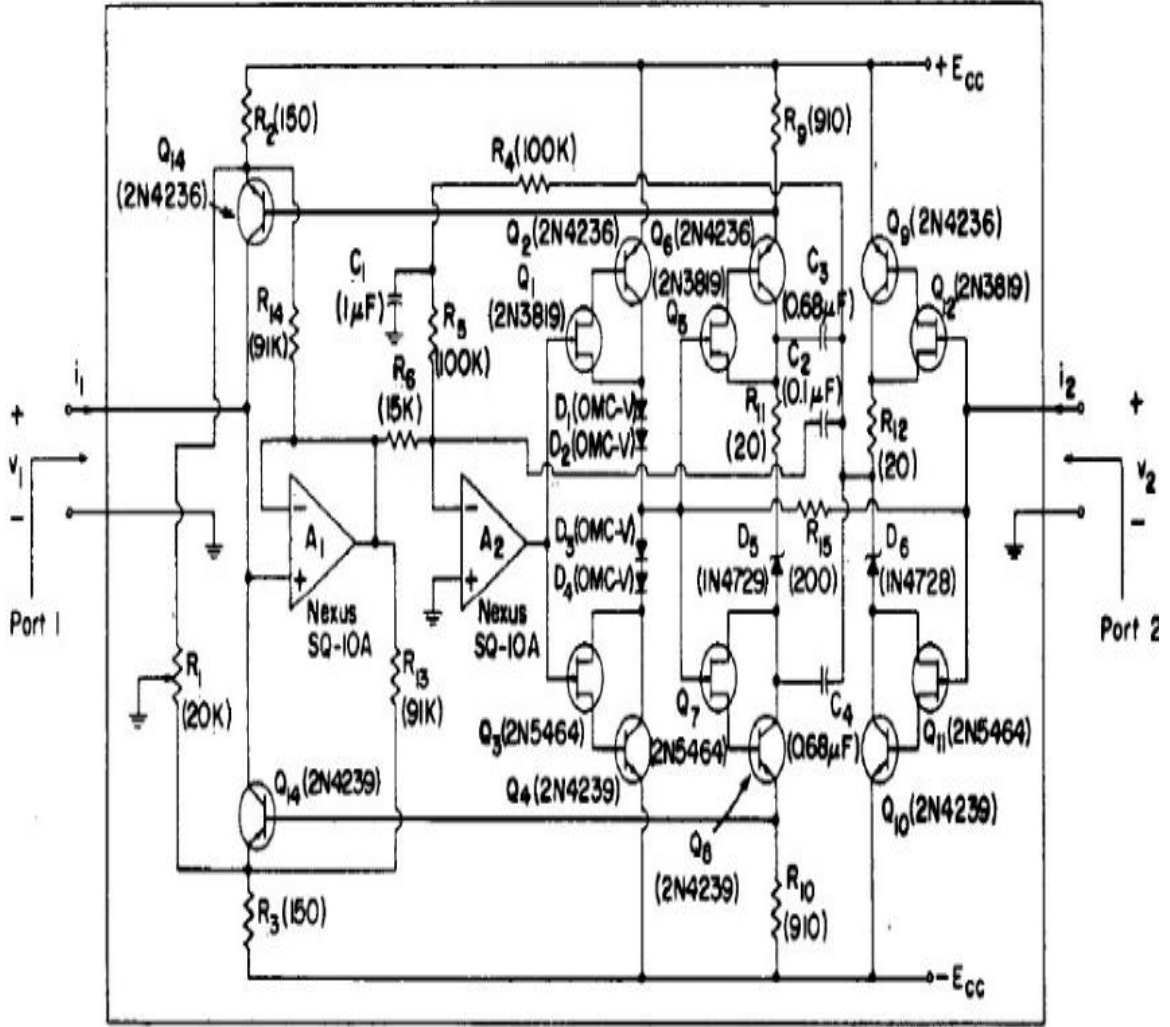
Pasif ve aktif filtrelerdeki en büyük faktörlerden birisi kesim frekanslarının ideale yakın olma özelliği kazandırılmasıdır. İdeal süzgeç işlemi yapan filtreler kalite faktörleri de bir hayli yüksek çıkmakta ve uygulamalarda başarılı sonuçlar alındığı tespit edilmiştir. Bu gibi çalışmalarda memristif özellik gösteren taklit devreleri kullanılmıştır. Günümüzde memristör piyasada fiziksel olarak elde edilmesi mümkün olmadığından taklit devreleri sayesinde çalışmalar ilerlemektedir.

Herhangi bir aygıtı memristör olarak adlandırmak için, diğer aygıtlardan ayıran bazı önemli parametreler gereklidir (Adhikari ve ark., 2013).

- I-V düzleminde sıkışmış bir Histerezis döngüsü,
- Frekans arttıkça azalan bir histerezis döngü alanı,
- Sonsuz frekansta hiçbir döngünün olmaması
- Memristans değişiminin sinüzoidal olması

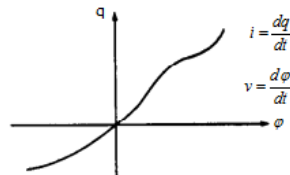
Yukarıdaki özellikleri sağlayan bir taklit devresi memristif özellik gösteriyor diyebiliriz. Bu taklit devresini ise analog devre çalışmalarımızda referans alabiliriz. Günümüzde birçok taklit devresi türemiştir. Memristör özelliği gösteren emülatörler seçilirken benzetim çalışmaları sırasında birçok zorlukla karşılaşmıştır. Bunlardan bazıları bu taklit devrelerini modellerken basit ve hızlı sonuçlar alabileceğimiz türden seçmemiz gerekmektedir. Az sayıda devre elemanı olan ve fiziksel olarak kuracağımız zaman piyasada mevcut olan temel devre elemanları ile olmasına dikkat etmeliyiz.

Chua tarafından 1971 yılında yayınlanan “Memristör-Kayıp Devre Elemanı” adlı makalesinde temel elektronik devre elemanları ile tasarladığı memristör modeli ele alınmıştır. Bu yeni devre elemanı, memristör olarak adlandırılmaktadır, çünkü bellek özelliğine sahip olduğundan dolayı doğrusal olmayan bir direnç gibi davranıyor.



Şekil 3.6. Memristörün aktif modelinin gerçekleştirilmesi (Chua,1971).

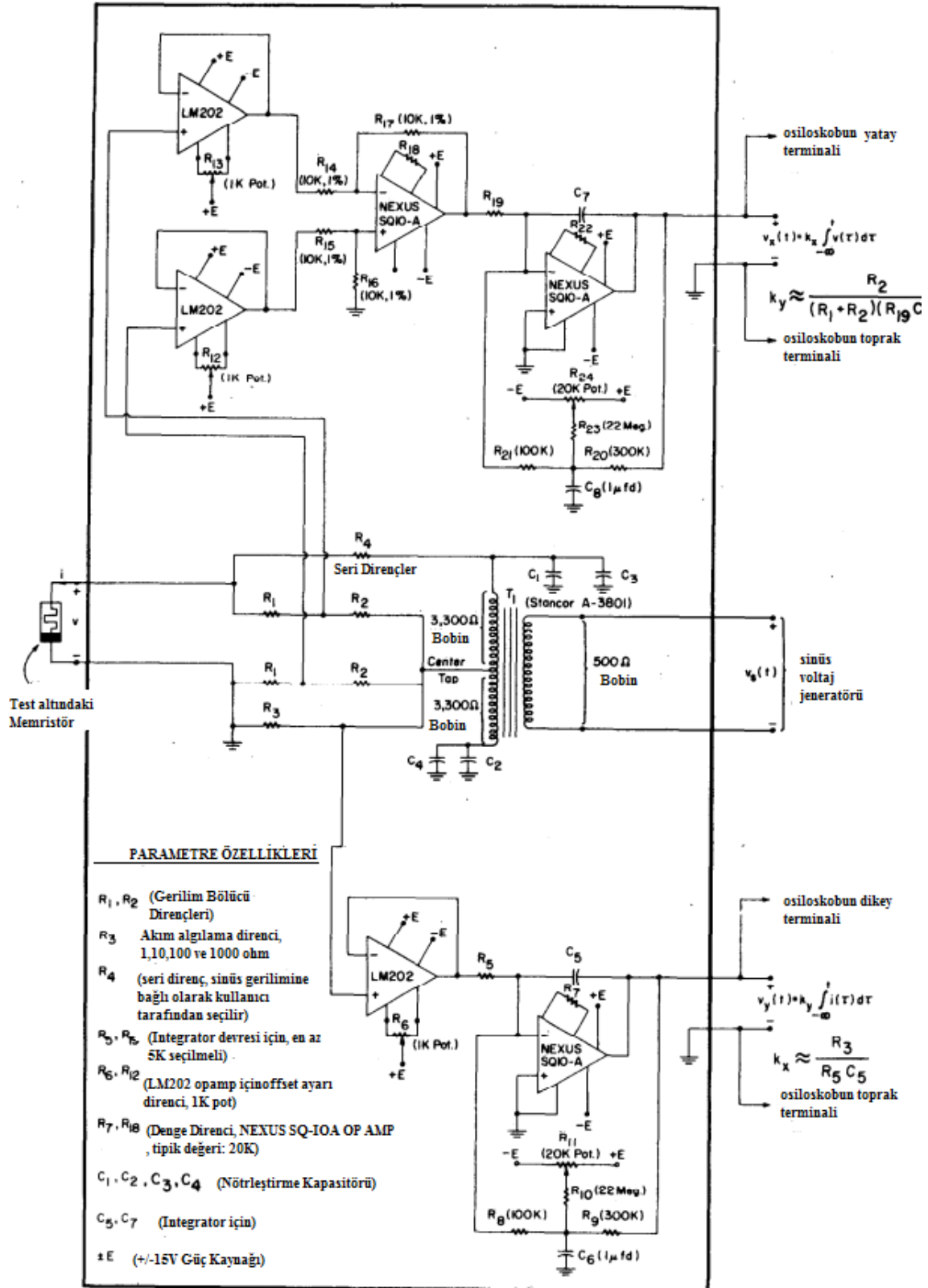
Chua, kurumsal olarak ortaya attığı memristör elemanını oluşturduğu devre modelinde manyetik akı ve yük arasındaki ilişki Şekil 3.6’da basit olarak gösterilmiştir. Aşağıdaki Şekil 3.7’ de ise memristörün akı ve yükün türevsel değişimi olan akım ve gerilim ilişkisi grafiksel olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.7. Memristörün aktif modelinin akım-gerilim tepkisi (Chua,1971).

Chua 'nın yaptığı çalışmalarda yeni devre elemanın isminin neden hafızalı direnç olması gerektiğini göstermektedir. Bellek gerilimi  $u(t)$  veya akım  $i(t)$  belirtildiğinde, memristör doğrusal zamanla değişen bir direnç gibi davranmaktadır. Şekil 3.8'de  $\varphi, q$  arasındaki ilişkiyi göstermek için oluşturulan devrede memristörün temel parametreleri incelenmektedir.





Şekil 3.8.  $\phi$ - $q$  eğrisini izlemek için memristör izleyici diyagramı (Chua, 1971).

Chua'nın 1971 yılında gerçekleştirdiği taklit devresi aşırı kompleks bir yapıda olması araştırmacıları yeni taklit devrelerine yönlendirmiştir. Temel memristör matematik modelinden yola çıkarak taklit devreleri türetilir.

Dördüncü devre elemanı olan memristör'ün matematiksel bağıntıları Eş. 3.4'te akının yüke göre olan değişimi şeklinde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} i &= \frac{dq}{dt} \\ v &= \frac{d\varphi}{dt} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Memristör yük ya da manyetik akı kontrollü olarak modellenir (Chua, 1971). Bu çalışmada yük kontrollü doğrusal sürüklenme hızlı memristör modeli kullanılmıştır. Yük kontrollü memristör için uçtan uca bağıntıları lineer olmayan bir fonksiyonu Eş. 3.5'te verilmiştir.

$$v(t) = M(q)i(t) \quad (3.5)$$

olarak ifade edilir. Burada  $i(t)$  memristör akımı,  $v(t)$  memristör gerilimi,  $M(q)$  memristörün memristansı olarak ifade edilmiştir. Ayrıca  $q$  memristör yükü ve  $\varphi$  memristör manyetik akısı olup Eş. 3.6 ve Eş. 3.7'de sırasıyla;

$$q(t) = \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau \quad (3.6)$$

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^t v(\tau) d\tau \quad (3.7)$$

olarak ifade edilirler.

Memristörün pozitif ve negatif gerilimlerdeki davranışını daha iyi anlayabilmek için kullanılan su borusu modelinde direnç içinden su geçen bir boruya benzetilmektedir. Borunun iç çapının büyüklüğü suyun akışına karşı direnci belirlendiğinden, borunun çapı ne kadar dar ise borunun suya karşı direnci o kadar fazla

olacaktır. Çap genişledikçe direnç azalacak, su ise daha rahat ve daha zor akmaya çalışacaktır.

### 3.6 Referans Memristör Modeli

#### 3.6.1 HP memristör modeli

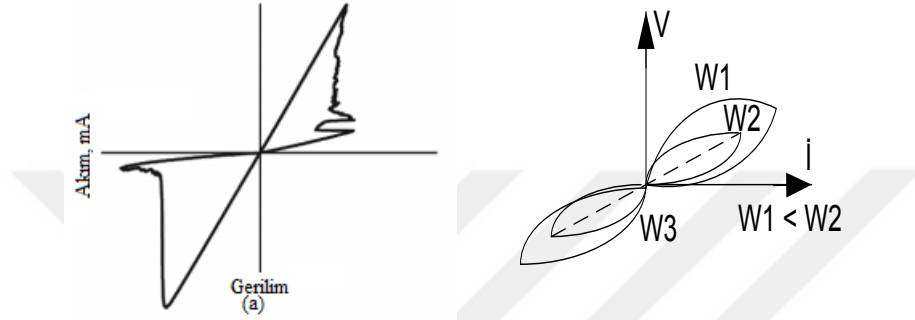
HP Laboratuvarlarındaki araştırmacılar, bir elektrik ışını gibi açıp kapanan bilgisayarların geliştirilmesini mümkün kılacak dördüncü bir temel devre elemanını analog devrelerde olduğunu kanıtlayarak on yıllar süren bir gizemi çözdü. Memristör, bellek rezistansının kısa adı, güç kapatıldıktan sonra bile bilgi tutan hafıza özelliğiyle enerji tasarruflu bilgi işlem sistemleri geliştirmeyi mümkün kılabilir, bu nedenle bilgisayarı açtıktan sonra sistemin açılmasını beklemek zorunda kalmazsınız.

Yaklaşık 150 yıldır bilinen temel pasif devre elemanları olan kapasitör (1745), direnç (1827) ve bobin (1831) ile sınırlıydı. Sonra, 1971'de yayınlanan bir bildiriye, Berkeley Üniversitesi'nden elektrik mühendisliği profesörü olan Leon Chua, memristör adlı dördüncü bir temel cihazın var olacağını öngördü.

Memristör, "bellek direnci" nin daralmasıdır, çünkü tam da onun işlevi: geçmişini hatırlamaktır. Memristör, iki terminalli bir cihazdır ve direnci, uygulanan gerilimin büyüklüğüne ve polaritesine ve gerilimin uygulandığı süreye bağlıdır. Gerilimi kapattığınızda, memristör en son direnç değerini bir sonraki açışınızda, bir gün sonra mı yoksa bir yıl sonra mı gerçekleşeceğine kadar hatırlar. Direnci, suyun aktığı boru olarak düşünün. Su elektrik yüküdür. Direncin yük akışındaki tıkanıklığı borunun çapıyla karşılaştırılabilir: Boru ne kadar daralırsa direnç de o kadar yüksek olur. Ancak memristör içinden akan suyun yönü ve miktarı ile değişen bir borudur. Boruda belli bir yönde olan direnç yük akışını engeller, genişler (daha az dirençli hale gelir). Ancak suyu ters yönde gönderir ve boru küçülür (daha dirençli hale gelir). Yani, memristör suyun son geçtiği zamanki çapını hatırlar. Akış kapatıldıktan sonra ve boru çapı su tekrar açılana kadar sabit kalır.

Leon Chua'nın varsayımsal memristör davranışının orijinal grafiği şekil-3.9 (a)'da gösterilmektedir; R. Stanley Williams'ın Nature dergisindeki makalesinde deneysel sonuçları aşağıda gösterilmektedir. Döngüler cihazın anahtarlama davranışını

haritalandırır: yüksek dirençle başlar ve gerilim arttıkça akım yavaş yavaş artar. Yük cihaz boyunca akarken direnç azalır ve maksimuma erişene kadar gerilim arttıkça akım daha hızlı yükselir. Ardından, gerilim düştükçe akım azalır ancak daha yavaş olur, çünkü yük cihazdan akar ve direnç düşmeye devam eder. Sonuç, bir açma-kapama döngüsüdür. Gerilim negatif olduğunda, cihazın direnci artar, bunun sonucunda da kapalı devre döngüsü oluşturur (Williams, 2008).



Şekil 3.9. a) HP Laboratuvar modeli sonucu b) Chua'nın öngörülen memristör modeli ( Strukov ve ark., 2008).

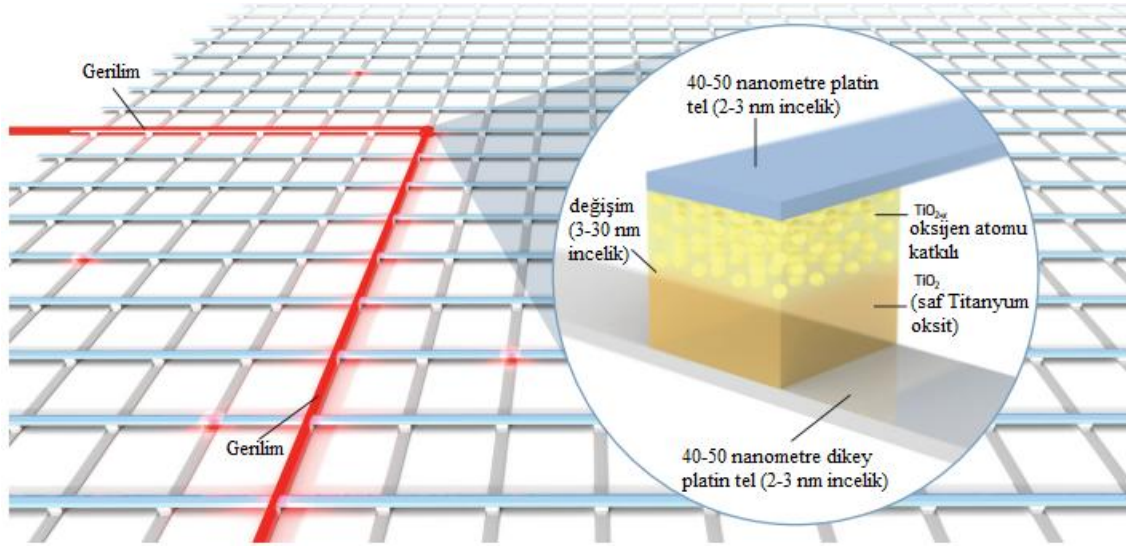
Chua ikili matematik denklemlerinde eksik bir bağlantı keşfetti. Dört devre niceliğini (yük, akım, gerilim ve manyetik akı) birbirine ilişkilendirdi. Bunlar altı yoldan ilişkilendirilebilir. İki elektrik ve manyetizmanın temel fiziksel yasaları ile bağlantılıdır, ve üç bilinen devre elemanları ile ilgili: dirençler gerilim ve akım ile, indüktörler akı ve manyetik akı ile, kapasitörler gerilim ve yük ile bağlantılıdır. Ancak bu grupta bir eşitlik yoktu. Bir devrede hareket eden yük ile bu devrenin çevrelediği manyetik akı arasındaki ilişki, Faraday Yasası tarafından devre boyunca gerilimin zaman integrali olarak tanımlanan bir matematiksel doppelgängerdir (Strukov ve ark., 2008).



### 3.6.1.1 HP memristörün çalışma prensibi

#### 3.6.1.1.1 Çapraz mimarisi

Şekil-3.10'da gösterilen çapraz çerçeve mimarisi, tamamen birbirine bağlı olan dikey tel kafeslerden oluşur. Herhangi iki geçiş teli bir anahtarla bağlanır. Anahtarı kapatmak için, bağlanacak iki kablo arasında pozitif bir gerilim uygulanır. Anahtarı açmak için gerilim tersine çevrilir.



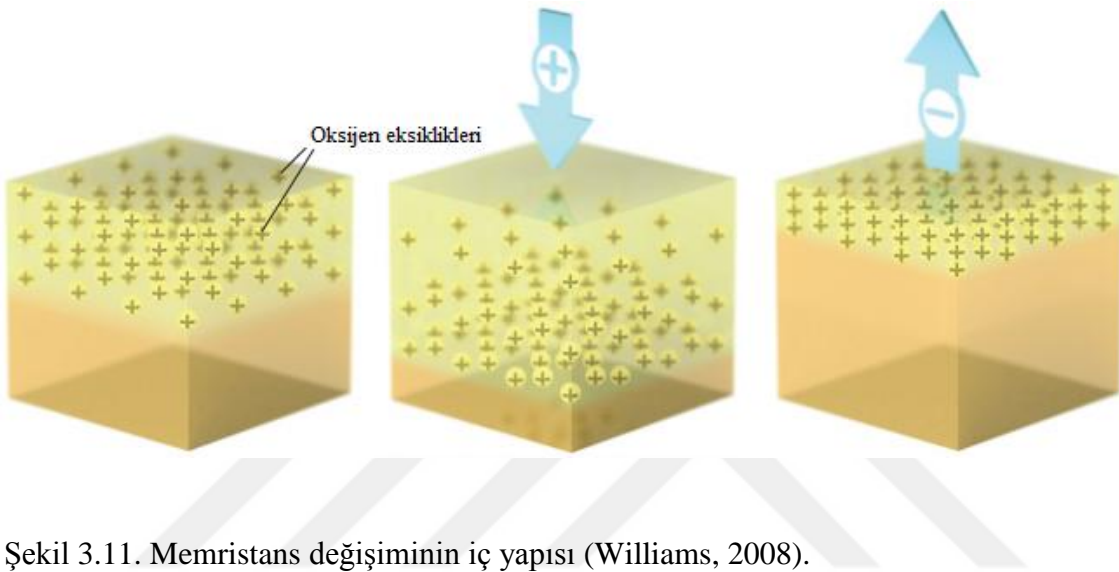
Şekil 3.10. Çapraz mimari memristör ve fiziksel iç yapısı (Williams, 2008).

#### 3.6.1.1.2 Değişim (The Switch)

Bir anahtar, iki katmandaki 40 nanometre küp titanyum dioksit ( $TiO_2$ )'dir: Daha düşük  $TiO_2$  tabakası, 2:1 oksijen-titanyum oranına sahip olan mükemmel bir yalıtkandır. Aksine, üstteki  $TiO_2$  tabakasının oksijenininin ( $TiO_{2-x}$ ) yüzde 0.5'i eksik olduğundan, x, yaklaşık 0.05'dir. Boşluklar,  $TiO_{2-x}$  malzemesini metalik ve iletken hale getirir.

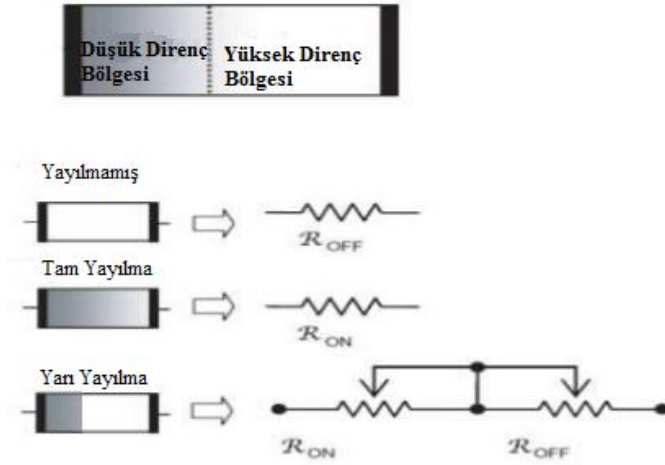
### 3.6.1.1.3 Memristans

$TiO_{2-x}$  oksijen eksiklikleri, Şekil-3.11'de üst katmana dağılmış oksijen boşluklarının "kabarcıkları" olarak ortaya çıkmaktadır. Anahtar üzerindeki pozitif bir gerilim, (pozitif) oksijen yetersizliklerini metalik üst  $TiO_{2-x}$  katmanını izole ederek onları aşağıdaki yalıtkan  $TiO_2$  tabakasına gönderir.



Şekil 3.11. Memristans değişiminin iç yapısı (Williams, 2008).

Williams (2008), bu iki maddenin arasındaki sınırın aşağı inip  $TiO_{2-x}$  iletken yüzdesini arttırmasına ve dolayısıyla tüm anahtarın iletkenliğine neden olur. Daha pozitif gerilim uygulanırsa, küp daha iletken hale gelir. Anahtar üzerindeki negatif gerilim, pozitif yüklü oksijen kabarcıklarını  $TiO_2$ 'den çeker. İzolasyonun miktarı, yani dirençli  $TiO_2$  miktarı artarsa anahtar bir bütün olarak dirençli hale gelir. Daha negatif gerilim uygulanırsa, küp daha az iletken olur. Bu anahtarlama işlemi özel olarak nitelendiren özellik, gerilim kapatıldığında oksijen kabarcıklarının göç etmemesidir. Memristör, gerilimin en son ne kadar gerilediğini "hatırlar" Bu değişimler sırasında memristördeki direnç gösterimleri Şekil 3.12' de gösterilmiştir.



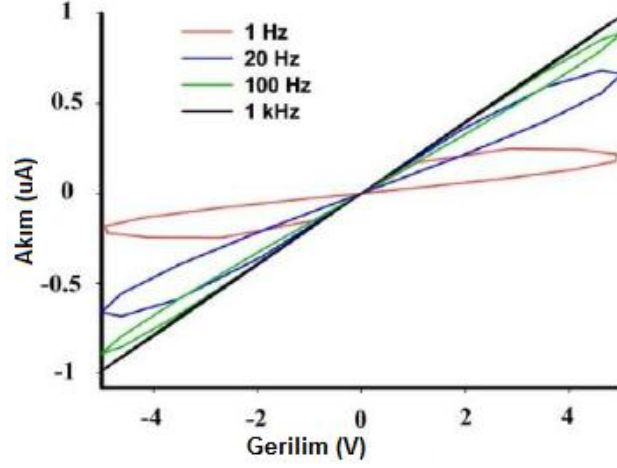
Şekil 3.12.  $TiO_2$  memristör ve eşdeğer devresi.

### 3.7 Memristör taklit (Emülatör) devresi

Bir memristör taklit devresi, memristör karakteristiği gibi davranış gösteren elektronik devredir. Günümüze kadar birçok taklit devresi öngörülmüştür. Piyasada henüz memristör fiziksel bir eleman olarak mevcut olmadığı için taklit devreleri ile uygulamalar yapılmaktadır. Bir memristör devresinin memristif özellik gösterebilmesi için gerekli parametreleri sağlaması gerekmektedir. Bu parametreleri şu şekilde sıralayabiliriz:

- I-V düzlemine sıkışmış bir histerezis eğrisi,
- Frekans arttıkça bu sıkışmış bölgenin alanının azalması,
- Frekansı sonsuz bir noktaya getirdiğimizde histerezis bölgesinin kaybolması,

Aşağıdaki Şekil 3.13' te memristörün farklı frekanslar altındaki karakteristik histerezis eğrisi gösterilmektedir.

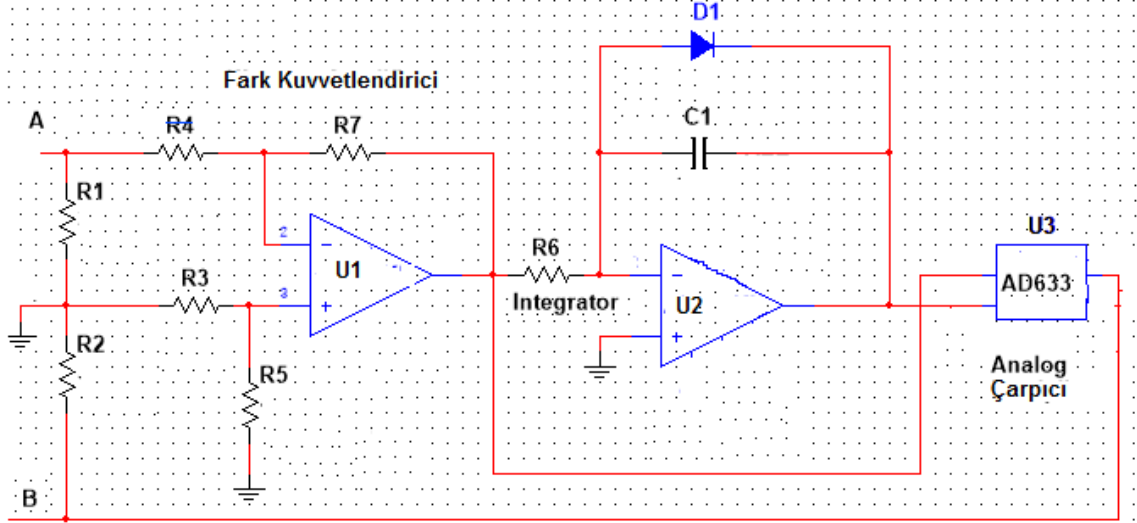


Şekil 3.13. Memristörün frekans tepkisi.

Bu çalışmada memristif özellik gösteren farklı taklit devreleri kullanıldı. Bu taklit devreleri seçilirken uygulama olanağı kolay ve basit modeller seçilmiştir.

### 3.7.1 Lineer sürüklenme hızlı $TiO_2$ memristör emülatörü

Chua, çok sayıda transistör, op-amp direnç vb. devre elemanları ile simüle edilmiş bir devre geliştirdi (Şekil-3.14). Bu devre pek çok elemandan oluştuğu için uygulanması uzun zaman aldığı için daha az elemandan oluşan ve uygulaması daha uygun olan devre modeli ele alınmıştır. Bu devrede, bir diferansiyel yükseltici, bir integral alıcı devresi ve bir analog çoklayıcı kullanılır.



Şekil-3.14. Linear Sürüklenme Hızlı  $TiO_2$  Memristör Emülatörü (Mutlu ve Karakulak, 2010).

A ve B noktalarından bir sinüzoidal gerilim uygulandığında, yüke bağlı olmayan  $R_1$  direnci memristördeki akımı hesaplamak için kullanılır.  $R_1$  direnci üzerindeki gerilim Eş. 3.8'de verilen:

$$V_{R1} = i(t)R_1 \quad (3.8)$$

şeklinde olur.

Bu gerilim devredeki bir op-amp ( $U_1$ ) ve dört dirençten oluşan ( $R_3, R_4, R_5, R_7$ ) fark kuvvetlendiricisi tarafından Eş. 3.9'daki gibi okunabilir. Fark alıcının çıkış gerilimi:

$$V_{U1} = V_{in} \frac{-R_7}{R_4} = i(t) \frac{-R_7 R_1}{R_4} \quad (3.9)$$

şeklindedir.

Akımın integralinin negatifi ile orantılı bir gerilim  $U_2$  op-ampı ve  $R_6$  direnci ve  $C_1$  kapasitörü ve  $U_2$  op-amp'ından oluşan integral alıcı devre ile alınabilir. İntegral alıcının çıkış gerilimi Eş. 3.10 ve eş. 3.11'de takip eden ifadeye eşittir;

$$V_{U2} = -\int \frac{V_{U1}}{R_6 C_1} dt \quad (3.10)$$

$$q(t) = \int_{t=-\infty}^t i(t) dt \quad (3.11)$$

Memristör yükünün negatife gitmemesi için Şekil 3.14'te görülen diyot (D1) kullanılmıştır.  $TiO_2$  memristör gerilimi akımla ve akımla memristör yükünün çarpımı ile orantılı iki parçadan oluşmaktadır. Eğer bir  $TiO_2$  memristör doyumda değilse gerilim Eş. 3.12'deki gibi bulunur;

$$V(t) = (M_0 - Kq(t))i(t) \quad (3.12)$$

Bu formülde memristör yükü ve akımı birbiri ile olan ilişkisi Eş. 3.10'da belirtilmiştir. Gerilimin memristör yükünün çarpımı ile orantılı olan kısmı ucuz ve kolay bulunabilen bir analog çarpıcı olan AD633 entegre devresi kullanılarak yapılabilir. AD633'ün çıkışı katalogda verilen bilgiye göre  $V_{U3} = V_{U1} \cdot V_{U2} / 10$ 'dur. Eşitlik 3.9-10'daki ifadeler Şekil 3.14'deki devre için genelleştirilirse, multiplexerdaki çıkış gerilim ifadesi:

$$V_{CARPICI} = V_{U3} = \left( \frac{-R_7 R_1}{R_4} \right)^2 \frac{1}{R_6 C_1} q(t) i(t) \quad (3.13)$$

şeklinde yazılabilir. Bu gerilim, (Bk. Eş. 3.12), memristör yükü çarpı akımı şeklindeki terimden dolayı nonlineerdir. Bu denklemde gözükmeyen ama memristör taklitçisinin sahip olduğu diğer bir nonlineerlik ise diyot gerilim düğümünden kaynaklanmaktadır.

Çarpıcının çıkış gerilimi negatif geri besleme olarak  $V_{R1}$  gerilimine eklenmektedir. Böylece, memristör takipçisi giriş gerilimi ya da AB uçlarındaki gerilim Eş. 3.14'te gibi olur;

$$V_{AB} = \left( R_1 - \left( \frac{R_7 R_1}{R_4} \right)^2 \frac{1}{R_6 C_1} q(t) \right) i(t) \quad (3.14)$$

olur. AB uçlarından görülen Memristans değeri ise Eş. 3.15'te belirtilirse;

$$M(q) = \frac{V_{AB}}{i(t)} = \left( R_1 - \left( \frac{R_7 R_1}{R_4} \right)^2 \frac{1}{R_6 C_1} q(t) \right) \quad (3.15)$$

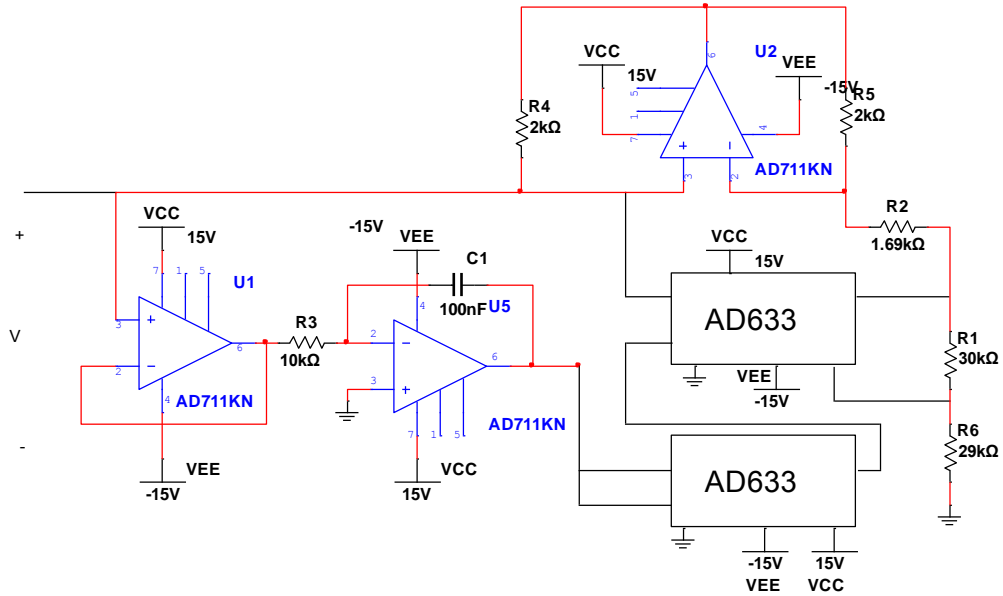
olur.

Memristör taklitçisinin memristansının yüküne ve akımına bağlı olduğunu göstermektedir. Bu devre integral alıcının kapasitörünün uçlarına bağlanılan diyottan dolayı negatif yük değerine izin vermemektedir (Mutlu ve Karakulak, 2016).

### 3.7.2 Muthuswamy tarafından önerilen memristör emülatörü

HP laboratuvarında 4. temel devre elemanını yapmadan önce memristörün emülatör devreleri üzerinde çalışıyorlardı. Muthuswamy tarafından önerilen devre modeli Şekil 3.15 'te gösterilmiştir.

Bu devrede AD711 op-amp ve AD633 çoklayıcı, integral alıcı ve diferansiyel amplifikatör devreleri için kullanılır (Muthuswamy, 2010).



Şekil 3.15. Muthuswamy tarafından önerilen memristör emülatörü (Muthuswamy, 2010).

Bu çalışmada kullanılan memristör  $M$ ,  $W(\phi)$  ile karakterize edilen bir akış kontrollü memristördür. Bu akış kontrollü memristörün eşitliği 3.16'da gösterilebilir;

$$W(\phi) = \frac{dq(\phi)}{d\phi} \quad (3.16)$$

Memristör akımı ve gerilim arasındaki ilişki aşağıdaki gibi (Eş. 3.17) ifade edilir;

$$i(t) = W(\phi(t))v(t) \quad (3.17)$$

Eşitlik 3.14'den dolayı Memristör, bellek direncinin kısaltmasıdır. Çünkü  $W(\phi(t)) = W(\int v(t))$ , mendüktans fonksiyonundaki integral operatörü, fonksiyonun gerilim değerlerini hatırladığı anlamına gelir.

Aşağıdaki verilenlerden yola çıkarsak (Eş. 3.18);

$$Q(\varphi) = \alpha\varphi + \beta\varphi^3 \quad (3.18)$$

$i_m(t)$  ifade eşitlik 3.18'ten türetilir, Eşitlik 3.16 ve 3.17'teki tanımlardan yol çıkarak Eş. 3.19 elde edilebilir ;

$$i_m(t) = \frac{dq}{d\varphi} \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.19)$$

$$= (\alpha + \beta.3\varphi^2)v(t)$$

$$= (\alpha + \beta.3\varphi^2)v(t)$$

$$= W(\varphi(t))v(t)$$

Kübik doğrusal olmayan memristör boyunca akan akım için verilen ifade (Eş. 3.20):



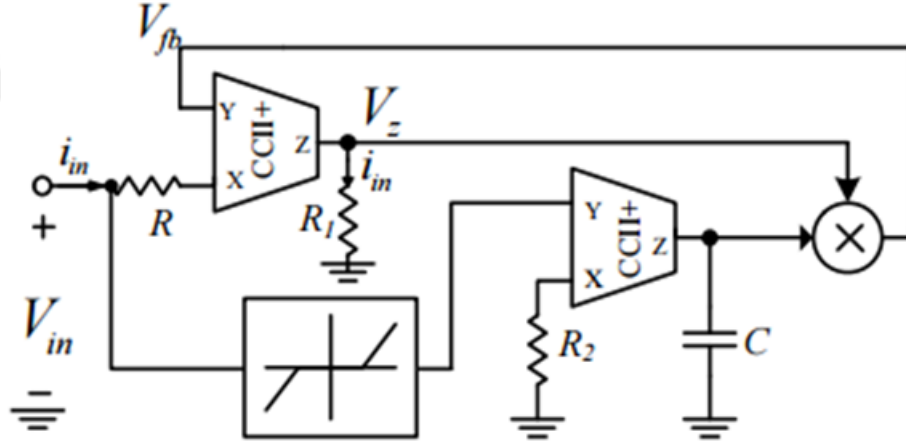
$$i_m(t) = \left( \alpha + \beta 3 \left( \int v(t) dt \right)^2 \right) v(t) \quad (3.20)$$

AD711 op-amp, akım invertörü olarak görev yapar ve eğer  $R_1 = R_2$  ise aşağıdaki fonksiyon uygulanır (Eş. 3.21) ;

$$i(t) = \frac{-v}{R_3} + \left( \frac{\int v(t) dt^2 v (R_4 + R_5)}{100 R_4} \right) \frac{1}{R_3} \quad (3.21)$$

### 3.7.3 Gerilim kontrollü modeller için basit genel memristör emülatörü

Alharbi ve arkadaşları tarafından 2016 yılında Şekil 3.16'da gösterilen gerilim kontrollü bir memristör için genel ve basit bir emülatör devresi modeli önerilmektedir. Memristörün histerezis davranışını sağlamak için, iki adet ikinci nesil akım taşıyıcıları (CCII+) ve çarpan emülatör devresi tasarımı önerilir.



Şekil 3.16. Gerilim kontrollü modeller için basit genel memristör emülatörü (Alharbi ve ark., 2016).

Alharbi ve ark., (2015a), tarafından önerilen devre, farklı pratik memristif modellere uyacak şekilde tasarlanmıştır. Önerilen şematik devre, gerilim farkı devresi, gerilim integratörü ve çarpanı şekil 3.15 'te ayrıntılı olarak da gösterilmektedir. Şematik devre, memristörün durum değişkeninin değişim oranını kontrol eden gerilimin

doğrusal olmayan ilişkisini uygulamak için kullanılır. Dahası, gerilim fark devresi ve integratör, ikinci nesil akım taşıyıcısına (CCII+) dayanılarak oluşturulmuştur.

İdeal bir CCII+ karakteristiği aşağıdaki gibi Eş. 3.22' deki sunulabilir:

$$V_Y(t) = V_X(t) \text{ ve } i_X(t) = i_Z(t) \quad (3.22)$$

Devredeki giriş akımı, giriş gerilimi ve feedBack gerilim farkının dirence göre değişimi Eş. 3.23'teki formülden elde etmek mümkündür;

$$i_{in} = \frac{V_{in} - V_{fb}}{R} \quad (3.23)$$

Burada  $V_{fb}$  geri besleme gerilimini (çarpanın çıktısı) temsil eder. Giriş gerilimi doğrusal olmayan bir fonksiyon  $f(V_{in})$  kullanılarak şekillendirilir. Çıkış gerilimi ikinci CCII,  $V_Z$  gerilimi ile entegre edilir ve çarpılır ve geri besleme gerilimi üretilir.

Geri besleme gerilimi (Eş. 3.24);

$$V_{fb} = \frac{\alpha V_Z}{R_2 C} \int_0^t f(V_{in}(\tau)) d\tau \quad (3.24)$$

Burada  $\alpha$  çarpım sabiti ve  $f$  şekillendirme fonksiyonudur. Geri besleme gerilimini, giriş akımının bir fonksiyonu formunda yazacak olursak Eş. 3.25'te ifade karşımıza çıkmaktadır;

$$V_{fb} = \frac{\alpha i_{in} R_1}{R_2 C} \int_0^t f(V_{in}(\tau)) d\tau \quad (3.25)$$

Eş. 3.25'deki feedBack gerilimi Eş. 3.23' teki formül ile değiştirilerek, gerilim-akım ilişkisi Eş.26'da verilir:

$$V_{in} = \left( R + \frac{\alpha R_1}{R_2 C} \int_0^t f(V_{in}(\tau)) d\tau \right) i(\tau) \quad (3.26)$$

Memristans ifadesi ise Eş. 3.27' deki gibi yazılabilir;

$$R_m = R + \frac{\alpha R_1}{R_2 C} \int_0^t f(V_{in}(\tau)) d\tau \quad (3.27)$$

Denklemin memristanstaki değişim oranının tasarlanan şekillendirme işlevi ile orantılı olduğu açıktır. Böylece, uygun pencere fonksiyonunu seçerek ve oluşturularak, gerekli memristör emülatörü elde edilebilir (Alharbi ve ark., 2016).

### 3.8 Memristörün Farklı Durum Fonksiyonlarına Göre Modellenmesi

Yeni 4. temel devre elamanı olan memristörün önceki kısımda taklit devreleri ile oluşturulan benzetim sonuçlarından bahsettik. Bu bölümde farklı durum fonksiyonlarına (window function) sahip memristörün Pspice devre çizim programında benzetim çalışmalarını ele alacağız.

Window (pencere) fonksiyonu, durum değişkeninin bir fonksiyonudur. Window fonksiyonu, aygıtın sınırlarını zorlar ve bu sınırların yakınında doğrusal olmayan davranış sergilemesini sağlar. Bu zamana kadar önerilen bir kaç pencere fonksiyonu mevcuttur. Bu pencere fonksiyonlarını SPICE modelinde benzetim çalışması yaparak farklılıklarını gördük. Uygulanan pencere fonksiyonları başlıca: Strukov, Joglekar, Biolek, Prodromakis ve Wolf.

Literatürde birkaç pencere fonksiyonu önerilmiştir. Strukov aşağıdaki pencere fonksiyonunu (Eş. 3.28) önerdi (Strukov ve ark., 2008).

$$f(x) = x - x^2 \quad (3.28)$$

Bununla birlikte, bu pencere işlevi esneklikten yoksundu. Joglekar, tarafından bir başka pencere fonksiyonu önerildi ki bu  $p$  pozitif bir tamsayı olan bir kontrol parametresi Eş. 3.29'da gösterilmektedir (Rák ve Cserey, 2010).

$$f(x) = 1 - (2x - 1)^{2p} \quad (3.29)$$

Bu kontrol parametresi modelin doğrusallığını kontrol eder,  $p$  arttıkça doğrusallaşır. Bu pencere işlevi, sınırlarda sıfır sürüklenme sağlar. Bununla birlikte, bu modelin önemli bir sorumluluğu,  $w$  herhangi bir sınırdaki ( $w = 0$  veya  $w = D$ ) olursa, cihazın durumu daha fazla ayarlanamayacağı gerçeğine dayanmaktadır. Biolek memristörün terminal durum probleminden geri gelmesine izin veren başka bir pencere fonksiyonu önerene kadar (Eş. 3.30) .

$$f(x) = 1 - (x - \text{stp}(-i))^{2p} \quad (3.30)$$

Ters eğilim, her iki sınıra eriştikten sonra durum değişkenini geriye taşır. Bu özellik, her gerilim eğilimi yönünde farklı davranan yeni bir pencere fonksiyonu  $f(x)$ 'in bir parçası olan akım bağımlı adım fonksiyonu  $\text{sign}(i)$  ile tanımlanır. Bu genelleştirilmiş ifade ise Eş. 3.31'de verilmiştir.

$$\text{sign}(i) = \begin{cases} 1 & \text{pro } i \geq 0 \\ 0 & \text{pro } i < 0 \end{cases} \quad (3.31)$$

En yeni pencere işlevi Prodromakis tarafından önerildi (Eş. 3.32).

$$f(x) = 1 - [(x - 0.5)^2 + 0.75]^p \quad (3.32)$$

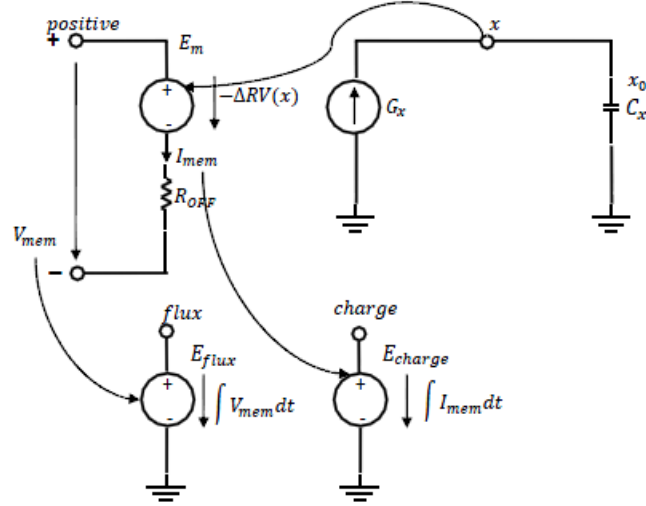
Pencere fonksiyonunun yukarı doğru ölçeklenmesine izin veren  $f_{\max}(x)$ ,  $0 < f_{\max}(x) < 1$  arasında herhangi bir değeri alabilir. Buna ek olarak,  $p$  daha fazla

esneklik sağlayan herhangi bir pozitif reel sayı olabilir. Sınır sorunları, etkin çift katmanlı kenarlarda sıfır değerini döndüren pencere işlevi ile de çözülür.

Memristörün bilgisayar modeli, benzetim yoluyla bu memristörün pasif devre elemanı olarak uygulanmasına yardımcı olmak için devre davranışını analiz etmek için yararlı bir araç olacaktır. Bu çalışmada doğrusal olmayan dopant sürüklenme modeli baz alınarak pratik analog devrenin tasarlanması için bir memristör PSPICE programında modeli tasarlanmıştır. PSPICE modeli, gerçek cihazın çalışmasını tanımlamak için uygun bir yoldur. Doğrusal olmayan dopant sürüklenme modeli memristör cihazlarında çeşitli pencere fonksiyonları önerilmiştir. Memristör aygıtlarının davranışsal özelliklerinin araştırılması ve karakterize edilmesinde önerilen memristör modellerin devre analizi incelenmiştir. Benzetim çıktılarının, yay-kravat gibi görünen bir akım-gerilim histerezis eğrisine sahip olmalıdır. Daha sonra basit bir pratik analog devreden yola çıkıldı; bu durumda basit bir M-C devresi oluşturuldu ve bu memristör tarafından tasarlanan devre tasarımını farklı pencere fonksiyonuna göre memristör modelleri arasında karşılaştırıldı.

### 3.8.1 Referans memristörün PSPICE modeli

Şekil 17 'deki devrede,  $V_{MEM}$  giriş gerilimi ve  $I_{MEM}$  memristördeki akım olarak modellenmiştir. Akı,  $V_{MEM}$  geriliminin integrali olarak hesaplanır ve yük, mevcut  $I_{MEM}$  'in integrali alınmasıyla hesaplanır.  $E_M$ , terminal gerilimi  $-x\Delta R$  formülüne göre kontrol edilen gerilim kaynağıdır.  $G_x$ , akım denklemine göre kontrol edilen bir akım kaynağıdır.  $I_{MEM}f(V(x))$ , burada  $V(x)$ ,  $C_x$  kondansatörünün gerilimidir ve katkılı tabakanın normalize edilmiş genişliğini modeller (Biolek ve ark., 2009).



Şekil 3.17. Pspice modelinin yapısı (Biolek ve ark., 2009).

Memristör akımı ile gerilim arasındaki ilişki,  $R_{MEM}(x) = R_{OFF} - x\Delta R$  temelinde modellenir; burada  $\Delta R = R_{OFF} - R_{ON}$ 'dur.  $R_{OFF}$ , terminal gerilimi  $x\Delta R$  formülü ile kontrol edilen seri gerilim kaynağındaki dirençtir. Kapasitörün üzerindeki gerilim  $V(x)$  katkı tabaka genişliğini  $x$  normalleştirir.  $X$ 'in başlangıç durumu kondansatörün başlangıç gerilimi tarafından modellenmiştir. Akı, gerilimin zamana göre integrali ile hesaplanır, yük ise akımın zamana göre integraliyle hesaplanır.

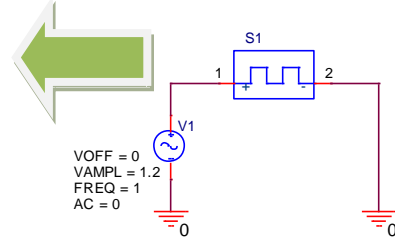
Tüm modeller (Biolek ve ark., 2009) 'da verilen SPICE modeli kullanılarak LTSPICE'de simüle edildi, prodramakis ve strukov tarafından önerilen tüm pencere işlevlerini karşılaştırmak için önerilen yeni doğrusal olmayan pencere işlevleri eklendi. Şekil-18, 1Hz frekanslı 1.2V sinüs dalga giriş gerilimi ile LTSPICE'de memristör modelinin davranışını ölçmek için kullanılan tek bir memristörü göstermektedir.

```
.SUBCKT memristor Plus Minus PARAMS:
+ Ron=100 Roff=16K Rinit=11K D=10N uv=10F p=10
*****
* DIFFERENTIAL EQUATION MODELING *
*****
Gx 0 x value={ I(Emem)*uv*Ron/D^2*f(V(x),p) }
Cx x 0 1 IC={(Roff-Rinit)/(Roff-Ron) }
Raux x 0 1T
* RESISTIVE PORT OF THE MEMRISTOR *
*****
Emem plus aux value={-I(Emem)*V(x)*(Roff-Ron) }
Roff aux minus {Roff}
*****
*Flux computation*
```

```

*****
Eflux flux 0 value={SDT(V(plus,minus))}
*****
*Charge computation*
*****
Echarge charge 0 value={SDT(I(Emem))}
*****
* WINDOW FUNCTIONS
* FOR NONLINEAR DRIFT MODELING *
*****
*window function, according to Prodromakis
.func f(x,p)={1-(((x-0.5)^2)+0.75)^p}
*window function, according to Joglekar
.func f(x,p)={1-(2*x-1)^(2*p)}
*window function, according to Biolek
.func f(x,i)={1-(x-stp(-i))^(2*p)}
*window function, according to Strukov
.func f(x,p)={x-x*2}
.ENDS memristor

```

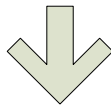


Şekil 3.18. Memristör devresi ve pspice kodu.

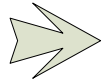
Memristör parametre değerleri;  $uv$ ,  $D$ ,  $R_{ON}$ ,  $R_{OFF}$  ve  $R_{INITIAL}$  sırasıyla,  $10^{-10} cm^2 s^{-1} V^{-1}$ ,  $10nm$ ,  $100ohm$ ,  $16Kohm$  ve  $11Kohm$ . Tüm modeller için pencere fonksiyonu (Window function)  $p = 10$  olarak tanımlanmıştır.

### 3.9 Aktif ve Pasif Filtreler

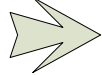
## ELEKTRONİK FİLTRELER



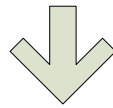
### YAPIM ELEMANLARINA GÖRE



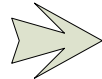
**Pasif Filtreler**



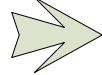
**Aktif Filtreler**



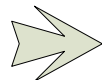
### ÇALIŞMA PRENSİBLERİNE GÖRE



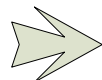
**Alçak Geçiren Filtre**



**Yüksek Geçiren Filtre**



**Band Geçiren Filtre**



**Band Durduran Filtre**

Hemen hemen haberleşme sistemlerinin tümünde mevcut olan filtreler, belli bir frekans bandının geçmesine izin verirken bu band dışında kalan frekansları ise zayıflatmasını sağlarlar ve genellikle bu amaç için tasarlanmaktadır.

Filtreler, yukarıda da görüldüğü gibi yapım elemanlarına ve çalışma prensiplerine göre iki temel gruba ayrılır. Filtreler yapım elemanlarına göre pasif filtreler ve aktif filtreler olmak üzere iki grupta incelenir. Pasif filtre devreleri direnç, kondansatör ve bobin gibi temel devre elemanlarından oluşurken aktif filtre devreleri ise pasif filtrelerden farklı olarak güç kaynağı, op-amp veya mikroişlemci bulunan devrelerdir. Çalışma prensiplerine göre filtrelerse alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren ve band durduran olmak üzere 4'e ayrılırlar. Pass-band'deki frekans cevabına göre ise iki çeşit filtre mevcuttur. Butterworth ve Chebyshev filtreleridir. Alçak geçiren filtreler belirli frekansın altındaki sinyalleri geçirirler. Yüksek geçiren filtreler ise belirli frekansların üzerindeki sinyalleri geçirirler. Devre belirli bir frekans aralığındaki sinyalleri geçiriyorsa band geçiren, belirli frekans aralığındaki frekansları bastırıyorsa band durduran devredir (Alkan, 2016).

### 3.9.1 Pasif filtreler

#### 3.9.1.1 Pasif alçak geçiren filtre

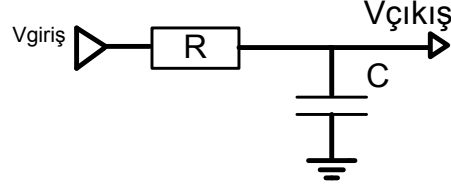
En basit filtreler bir direnç ve bir reaktif eleman kullanılarak yapılan tek kutuplu filtrelerdir. Özellikle RC filtreler gerek alçak geçiren ve gerekse yüksek geçiren filtre olarak kullanılır. Kondansatörün yüksek frekansta kısa devre gibi alçak frekansta ise açık devre gibi davrandığı göz önüne alınırsa kondansatörün paralel ya da seri kolda yer almasının filtrenin özelliklerini ortaya koyduğu da görülmüş olur.

Şayet kondansatör paralel kolda ise yüksek frekanslı sinyaller topraklanır yani bastırılmış olur. Alçak frekanslı sinyaller ise kondansatörün varlığından etkilenmez. Bu alçak geçiren filtre devresi olarak tanımlanır ve genel formu şekil 3.19'da verilmiştir.

Bu tip bir filtrenin düzenlenmesinde giriş gerilimi ( $V_{giris}$ ) seri bağlanmış direnç ve kondansatöre bağlanırken çıkış gerilimi ( $V_{cikis}$ ) gerilimi kondansatörün iki ucundan alınır. Bu şekilde tasarlanmış RC filtreleri genellikle birinci dereceden filtre ya da tek

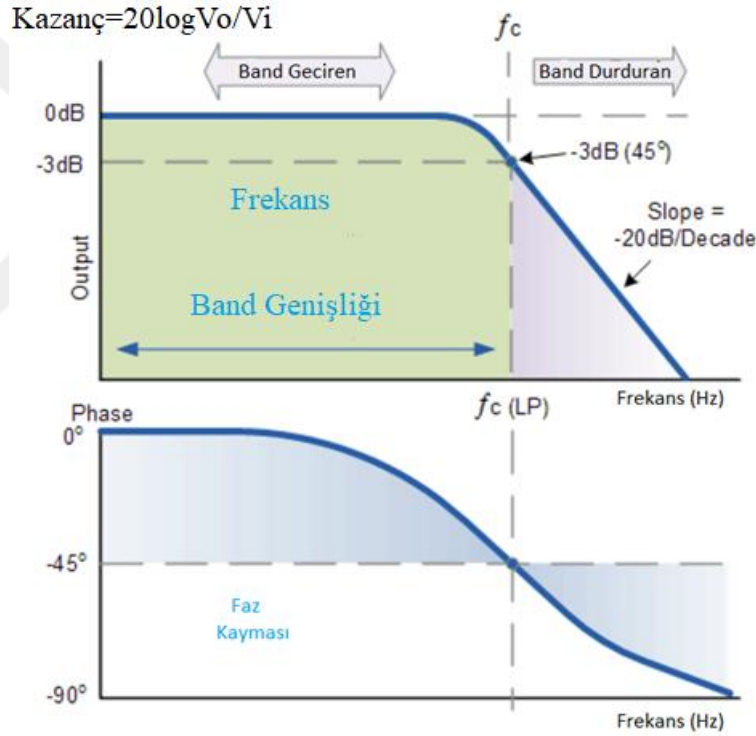


kutuplu filtreler olarak anılırlar çünkü devrede sadece bir adet reaktif bileşen (Kondansatör) vardır.



Şekil 3.19. Paralel Kondansatör (Pasif Alçak Geçiren Filtre) (Megep, 2012).

Şekil 3.20’den görüldüğü gibi düşük frekanslarda uygulanan gerilim değerlerinin neredeyse hiç azalmadığı görülmektedir. Grafikte görülen  $f_c$  değeri kesme frekansıdır.



Şekil 3.20. Pasif alçak geçiren RC filtre devresinin frekans cevabı.

$f_c$  kesme frekansından sonra devrenin frekans cevabı hızlı bir şekilde düşer. Devre o frekanstan sonraki gerilim değerlerini geçirmez. Devrenin (Cut-Off) kesim frekansı hesabı ve faz cevabı Eş. 3.33 ve 3.34’ te gösterilmiştir (Alkan, 2016);

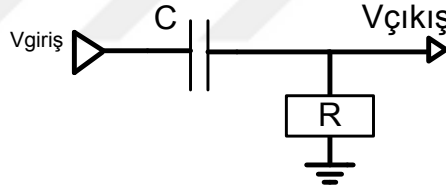
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.33)$$

$$\text{Faz Kayması } \phi = -\arctan(2\pi f RC) \quad (3.34)$$

### 3.9.1.2 Pasif yüksek geçiren filtre

Bir pasif yüksek geçiren filtre devresi pasif alçak geçiren filtre devresi gibi temel devre elemanlarından oluşur (Şekil-3.21). Pasif yüksek geçiren filtre, alçak geçiren filtrenin tam tersidir. Bir RC yüksek geçiren filtre devresi kondansatör ve direncin seri bağlanmasından oluşur.

Kondansatör seri kolda ise alçak frekanslı sinyaller açık devre olan kondansatörden geçemezken yüksek frekanslı sinyaller kısa devre olan kondansatörden geçer. Bu da yüksek geçiren filtredir.

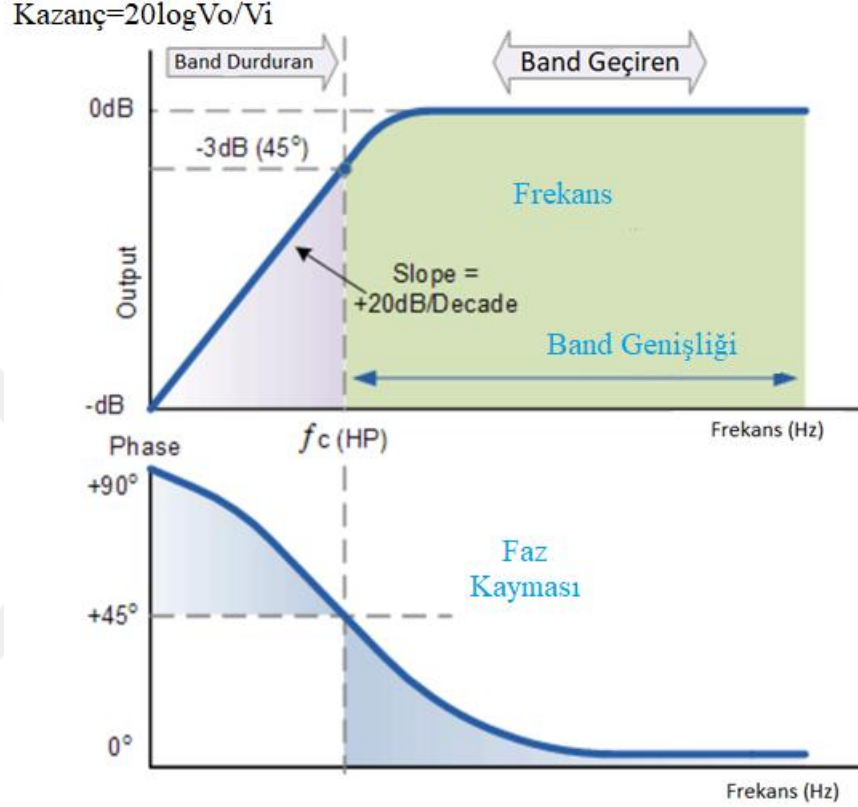


Şekil 3.21. Seri kondansatör (pasif yüksek geçiren filtre) (Megep, 2012).

Kondansatörün reaktansı değişkendir ve frekans ile ters orantılı olarak değişir. Düşük frekanslarda kondansatörün kapasitif reaktansı ( $X_c$ ), devredeki direncin değeri ile karşılaştırıldığında çok büyük olacaktır. Bu ise kondansatör üzerine düşen gerilimin ( $V_c$ ), direnç üzerinde oluşan gerilim düşümünden ( $V_R$ ) daha büyük olması demektir. Yüksek frekanslarda ise bu olayın tersi doğrudur yani kapasitif reaktans değerindeki değişim sebebiyle kondansatör üzerine düşen gerilim direnç üzerine düşen gerilimden daha küçüktür. Alçak geçiren filtre devresi yukarıdaki gibi kuruluyken devre, frekansı değişken olan bir gerilim bölücü devresi olarak da görülebilir. RC birinci dereceden filtrenin çıkış gerilimi ise aşağıdaki denklemle hesaplanır (Eş. 3.35).

$$V_{cıkıs} = V_{giris} \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = V_{giris} \frac{X_C}{Z} \quad (3.35)$$

Pasif yüksek geçiren R-C filtre devresinin frekans cevabı Şekil 3.22’de verilmiştir.



Şekil 3.22. Pasif yüksek geçiren RC filtre devresinin frekans cevabı (Alkan, 2016).

Şekil 3.22’de görülen  $f_c$  kesim frekansının üzerindeki frekans değerlerinde kondansatörün reaktansı yeterli miktarda indirgenir ve kondansatörün olduğu kol kısa devre gibi davranır ve  $f_c$  üzerindeki bütün frekans değerlerinde girişten uygulanan gerilimler direk olarak çıkıştan alınabilir.

Yukarıda görüldüğü gibi pasif yüksek geçiren filtrenin frekans cevabının eğrisi pasif alçak geçiren filtrenin frekans cevabı eğrisinin tam tersidir. Yukarıda birinci dereceden pasif yüksek geçiren filtre devresinden bahsettik. Bu devrede oluşacak (Cut-Off) kesim frekansı ve faz cevabı ise Eş. 3.36 ve 3.37’de gösterildiği gibidir,.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.36)$$

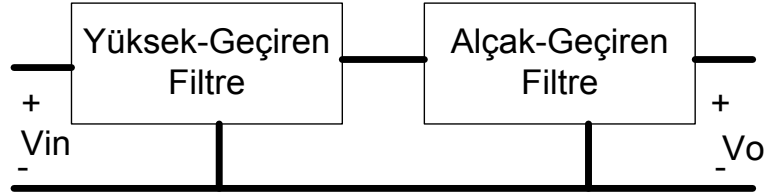
$$\text{Faz Kayması } \phi = \arctan\left(\frac{1}{2\pi f RC}\right) \quad (3.37)$$

### 3.9.1.3 Pasif band geçiren filtre

Pasif band geçiren filtreler, alt ve üst frekans limitleri dışında kalan noktadaki sinyalleri bastıran, belirtilen frekans aralıklarındaki sinyallere dokunmayan filtreler olarak bilinmektedir. Temel olarak parametrik özelliklerini ele alırsak;

- Merkez Frekans ( $f_0 - f_c$ ) - geçirmeye çalıştığı bandın tam ortası
- Bandwidth (Band Genişliği) -  $f_1$  ile  $f_2$  frekansları arası

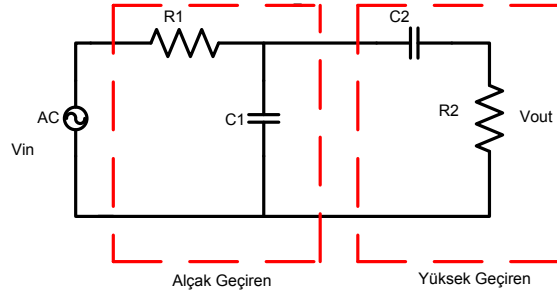
Merkez frekansı  $(f_1 + f_2)/2$  şeklinde hesaplanır. Bandwidth uzunluğunu ise direnç belirler. Kullandığımız dirence bağlı olarak bandwidth'i artırıp azaltabilirsiniz. Genliğimiz  $f_2 - f_1$  olur ki bu ideal bir band geçiren filtredir. Ama ideal filtre hiçbir zaman olmaz.



Şekil 3.23. Pasif band geçiren filtre devre bloğu.

Band geçiren filtre belirli frekans aralıkları geçirmek için yapılan filtrelerdir. Bunun için bir yüksek geçiren filtre ve bir alçak geçiren filtre art arda (cascade) bağlanmalıdır (Şekil 3.23).

Şekil 3.24' te pasif band geçiren filtrenin gösterimi mevcuttur.

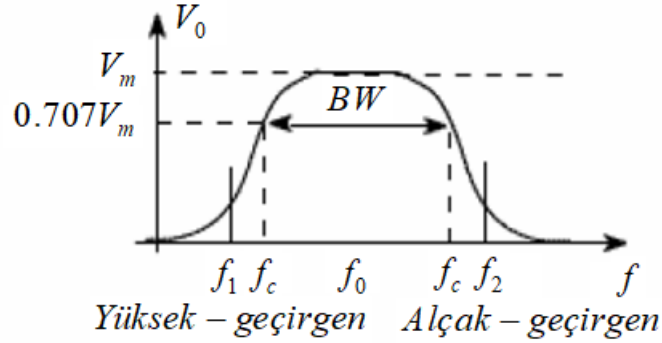


Şekil 3.24. Pasif band geçiren filtre devresi.

Daha önceden de belirttiğimiz gibi alçak geçiren filtre ve yüksek geçiren filtrenin arka arka bağlanarak pasif band geçiren filtre tasarımı yapılmaktadır.  $f_c$  kesim frekansı ise aşağıdaki gibi hesaplanabilmektedir (Eş. 3.35).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \text{ Hz} \quad (3.35)$$

Pasif yüksek geçiren R-C filtre devresinin frekans cevabı Şekil 3.25'te verilmiştir.

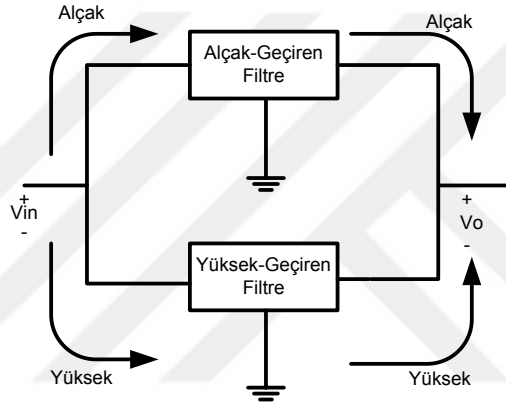


Şekil 3.25. Pasif band geçiren RC filtre devresinin frekans cevabı.

Band geçiren filtre devresinde frekanslar seçilirken dikkatli olmak gerekmektedir. Alçak geçiren filtrenin kesim frekansı, yüksek geçiren filtreninkinden büyük seçilmelidir. Şekil-3.25 'ten anlaşıldığı gibi önce yüksek geçiren filtre alçak frekansları  $f_1$  frekansına kadar geçisini engellemektedir. Rezonans frekansından sonra ise alçak geçiren filtre devreye giriyor ve  $f_2$ 'ye kadar ki frekanstaki sinyalin geçisine izin veriyor. Daha yüksek frekanslı sinyalleri ise geçirmemektedir.

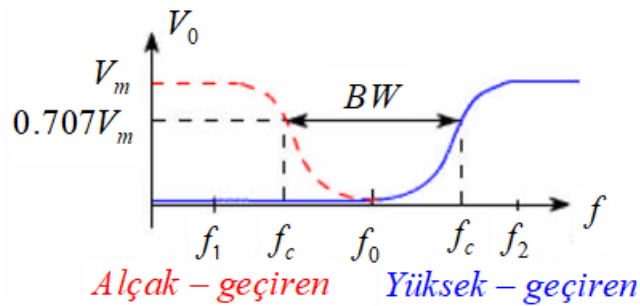
### 3.9.1.4 Pasif band durduran filtre

İstenmeyen veya parazit etkisi yapan işaretlerin devre üzerindeki etkisini azaltmak veya yok etmek için band söndüren filtreler kullanılmaktadır. Özellikle şehir şebekesinden dolayı oluşan parazitlerin çeşitli elektronik cihazlarda bozucu etkisini önlemek amacı ile bu tip filtrelerden yararlanılmaktadır. Band durduran filtrenin fonksiyonu band geçiren filtrenin tersidir. Bu tip bir filtrede band genişliği içerisinde belli bir grup frekans hariç, diğer tüm frekansların geçişine izin verilir. Şekil 3.26’ da pasif band durduran filtrenin gösterimi mevcuttur.



Şekil 3.26. Pasif band durduran filtre devre bloğu.

Daha önceden de belirttiğimiz gibi alçak geçiren filtre ve yüksek geçiren filtrenin paralel bir şekilde bağlanarak pasif band durduran filtre tasarımı yapılmaktadır. Şekil 3.27’de bir band durduran filtrenin frekans tepkisi verilmiştir.



Şekil 3.27. Pasif band durduran RC filtre devresinin frekans cevabı.

Şekil 3.27’den de görüleceği gibi öncelikle alçak geçiren filtre sisteme girmektedir. Daha sonra ise yüksek geçiren filtre devreye eklenmektedir.

### 3.9.2 Aktif filtreler

Aktif filtreler, modern haberleşme sisteminde geniş bir yer bulmaktadır. Aktif filtreler, aktif bir devre elemanı (op-amp, transistör gibi) kullanılarak elde edilen filtrelerdir. Bobine ihtiyaç duyulmaz. Kesim frekansları nispeten daha kolay hesaplanır ve hesaplanan değerler daha tutarlı olur. Teorik pratiğe döküldüğünde hata miktarı daha az olur. Ayrıca şu avantajlara da sahiptirler:

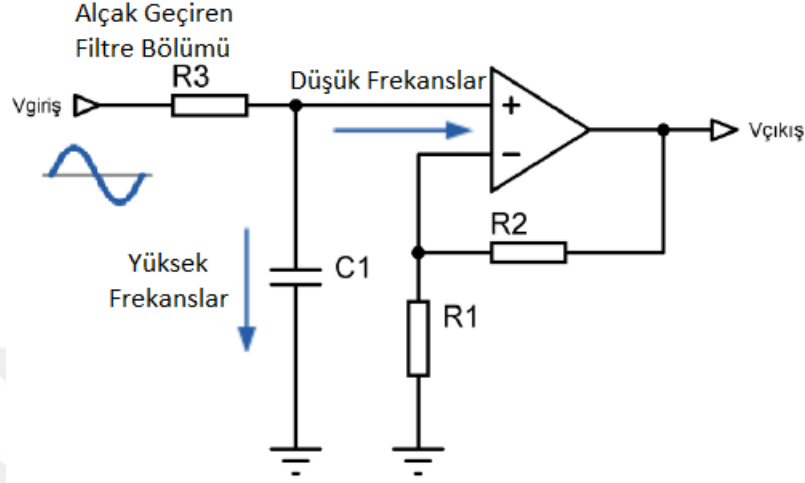
- İndüktif karakteristiğe sahip transfer fonksiyonları, özel devre tasarımlarıyla gerçekleştirilebildiğinden dolayı, indüktanslar yerine dirençler kullanılabilir.
- İşlemsel kuvvetlendiricinin yüksek giriş empedansı ve düşük çıkış empedansından dolayı, filtre devresi mükemmel izolasyon karakteristiğine sahip ve kas-kat yapılar içinde son derece uygundur.
- Aktif elemanlar kuvvetlendirme sağlayacaklarından dolayı, aktif filtreler kazançla sahiptirler.

#### 3.9.2.1 Aktif alçak geçiren filtre

Aktif filtre devreleri adından da anlaşılacağı gibi içerisinde transistör, FET gibi aktif devre elemanları bulunduran filtrelerdir. Güçlerini harici bir güç kaynağından elde ederler. En yaygın ve anlaşılır devreye sahip olan aktif filtreler alçak geçiren aktif filtrelerdir. Aktif alçak geçiren filtrenin çalışma prensibi ve frekans cevabı daha önce bahsedilen pasif filtrelerle aynıdır. Aralarındaki tek fark, aktif filtrede verim kontrolü ve yükselteç için op-amp kullanılmaktadır (Şekil 3.28).

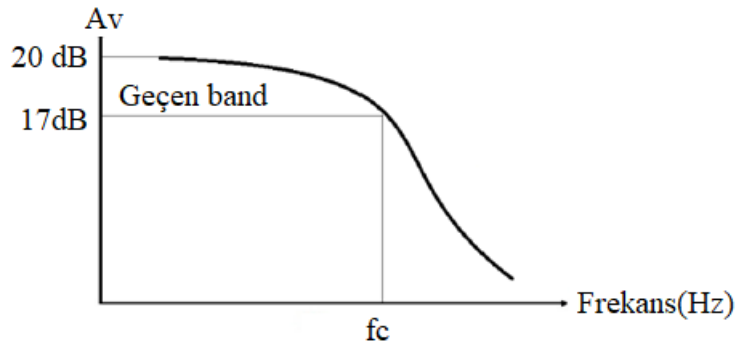
Birinci derece alçak geçiren aktif filtre, basit bir RC pasif filtresinin evirmeyen bir işlemsel yükseltece düşük frekans sağlamasıyla oluşur. Buradaki yükselteç (Op-amp), DC kazancı veren gerilim takipçisi olarak yapılandırılmıştır. Yukarıda oluşturulmuş devrenin avantajı düşük çıkış empedansına sahip filtrenin, cut-off frekansındaki empedans değişimlerinin oluşturduğu etkiler engellenirken filtrenin çıkışındaki op-amp'ın yüksek giriş empedansındaki aşırı yüklemeler de önlenir. Ayrıca bu yapı filtre devresinde yüksek kararlılığın oluşmasını sağlasa da devrede gerilim

kazancının değeri hiçbir zaman biri aşamaz. Bu ise en büyük dezavantajlardan biridir. Eğer devrede gerilim kazancının birden yüksek bir değer olması isteniyorsa aşağıdaki gibi bir filtre devresi kullanılmalıdır.



Şekil 3.28. Op-amp'lı aktif alçak geçiren filtre.

Alçak geçiren filtre yapısında kesim frekansından ( $f_c$ ) daha küçük frekanslarda sabit bir kazanç vardır (genellikle birim kazanç). Kesim frekansında, alçak frekans kazancı 3dB azalır. Kesim frekansından ( $f_c$ ) yüksek frekanslar band söndürme frekansı,  $f_c$ 'den küçük frekanslar ise band geçirme frekansındır. Band söndürme frekansında kazanç oldukça azalır. Şekil 3.29' da aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi verilmiştir.



Şekil 3.29. Alçak geçiren filtre frekans tepkisi (Megep, 2012).



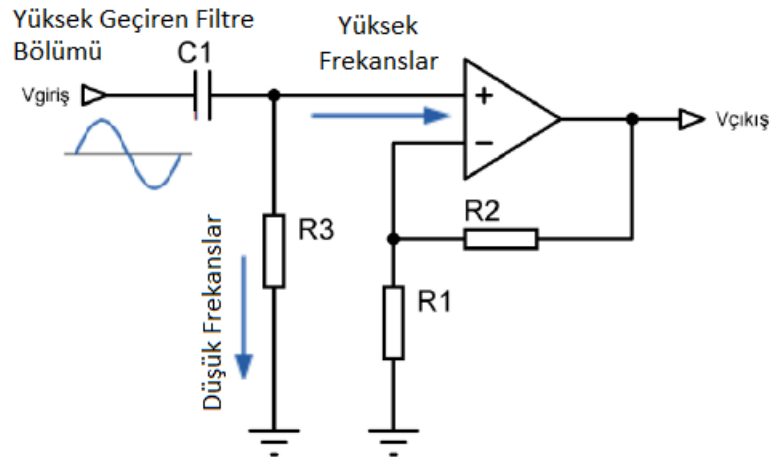
Aktif alçak geçiren filtrenin kesim frekansı Eş. 3.39'da verilen eşitlikle hesaplanır.

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR_2} \quad (3.39)$$

### 3.9.2.2 Aktif yüksek geçiren filtre

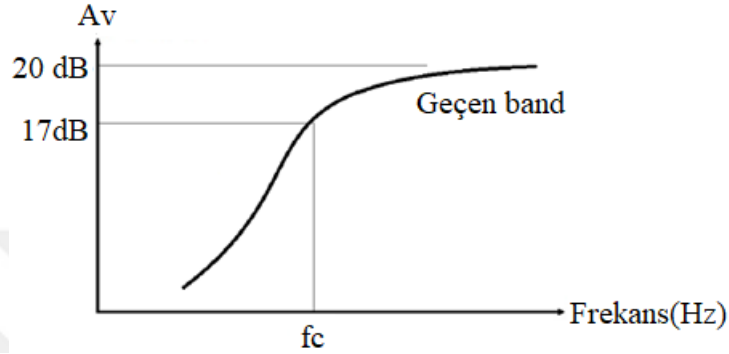
Birinci mertebeden (tek kutuplu) Aktif Yüksek Geçişli Filtre adından da anlaşılacağı gibi, düşük frekansları zayıflatır ve yüksek frekanslı sinyalleri iletir. Sadece bir pasif filtre bölümünden, ardından tersine çevrilmeyen bir operasyonel amplifikatörden oluşur. Devrenin frekans tepkisi, pasif filtrenin frekans yanıtıdır, ancak sinyal genliğinin amplifikatörün kazancı ile artırılması ve bir ters çeviren olmayan amplifikatör için geçiş bandı gerilim kazancı değeri düşük geçiren filtre devresi için olduğu gibi  $1 + R_2 / R_1$  olarak verilmiştir.

Önceki aktif alçak geçiren filtre devresinde (şekil 3.28) olduğu gibi, bir aktif yüksek geçiren filtrenin en basit biçimi de, gösterildiği gibi, standart bir eviren veya evirmeyen operasyonel yükselticiyi, temel RC yüksek geçiren pasif filtre devresine Şekil 3.30'daki gibi bağlanmaktadır.



Şekil 3.30. Op-amp'lı aktif yüksek geçiren filtre.

Şekil 3.31’de yüksek geçiren filtre frekans tepkisi verilmiştir. Yüksek geçiren filtre yapısında kesim frekansından ( $f_c$ ) daha büyük frekanslarda sabit bir kazanç (genellikle birim kazanç) vardır. Kesim frekansında, yüksek frekans kazancı 3dB azalır. 0 Hz ile kesim frekansı ( $f_c$ ) arasındaki frekanslar band söndürme frekansı,  $f_c$ ’den büyük frekanslar ise band geçirme frekansdır.



Şekil 3.31. Yüksek geçiren filtre frekans tepkisi (Megep, 2012).

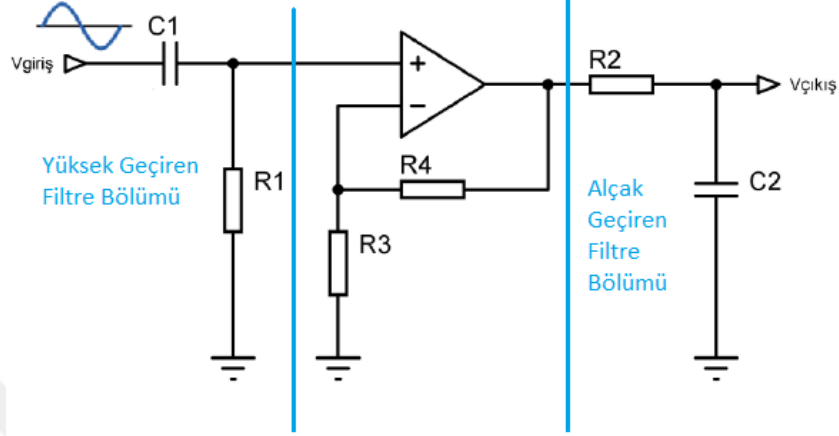
. Band söndürme frekansında kazanç oldukça azalır. Eş. 3.40 ve 3.41’de aktif yüksek geçiren filtrenin kesim frekansı ve faz cevabı eşitlikleri verilmiştir.

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR_2} \quad (3.40)$$

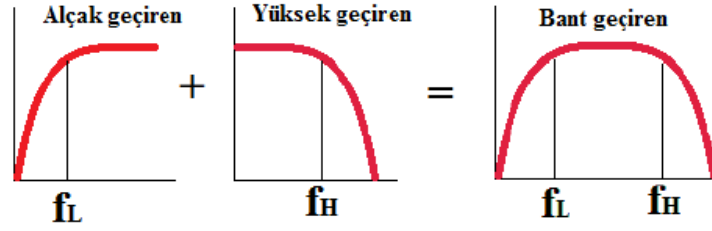
$$\text{Faz Kayması } \phi = \tan^{-1} \left( \frac{1}{2\pi fRC} \right) \quad (3.41)$$

### 3.9.2.3 Aktif band geçiren filtre

İdeal bir band geçiren alt kesim ve üst kesim frekansları arasında kazancı yüksek bunun dışındaki frekanslarda kazancı oldukça düşüktür. Band geçiren filtreler alçak geçiren ve yüksek geçiren filtrelerin seri bağlanmasıyla elde edilir (Şekil 3.32-3.33). Alt ve üst kesim frekansları ayrı ayrı hesaplanır. Aradaki değer ise sistemin band genişliğini verir. Bir band geçiren filtrenin frekans tepkisi alçak ve yüksek geçiren filtrenin frekans tepkilerinin birleşimi olarak da gösterebilir.

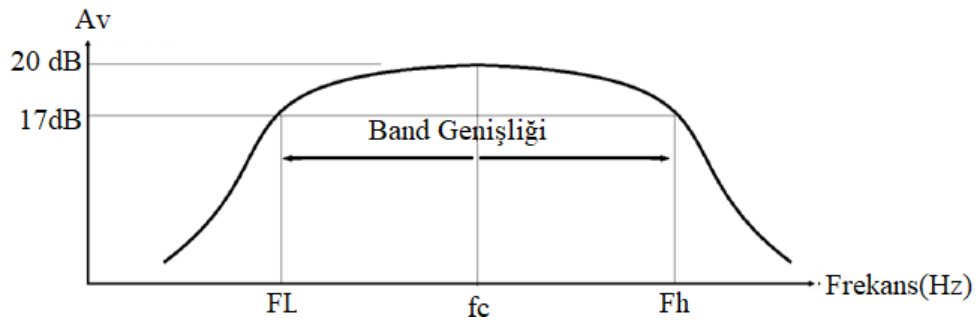


Şekil 3.32. Op-amp'lı aktif band geçiren filtre (Megep, 2012).



Şekil 3.33. Band geçiren filtre prensibi.

$f_c$  değeri band genişliğinin merkez frekansıdır. Bu değer alt ve üst kesim frekanslarının geometrik ortalaması ile hesaplanır. Band geçiren filtrenin frekans eğrisi Şekil 3.34'de verilmiştir.



Şekil 3.34. Band geçiren filtre frekans eğrisi (Megep, 2012).

$f_c$  hesaplanırken iki yol izlenebilir. Birincisi devre kullanılan kondansatör ve direnç değerleri kullanılarak hesaplanır (Eş.3.42).

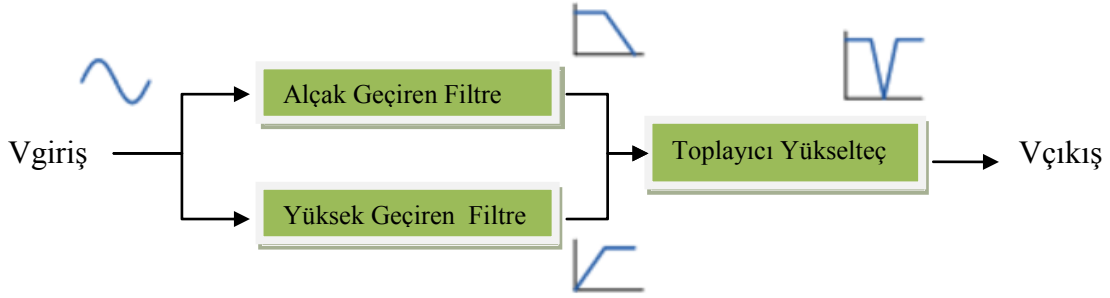
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad (3.42)$$

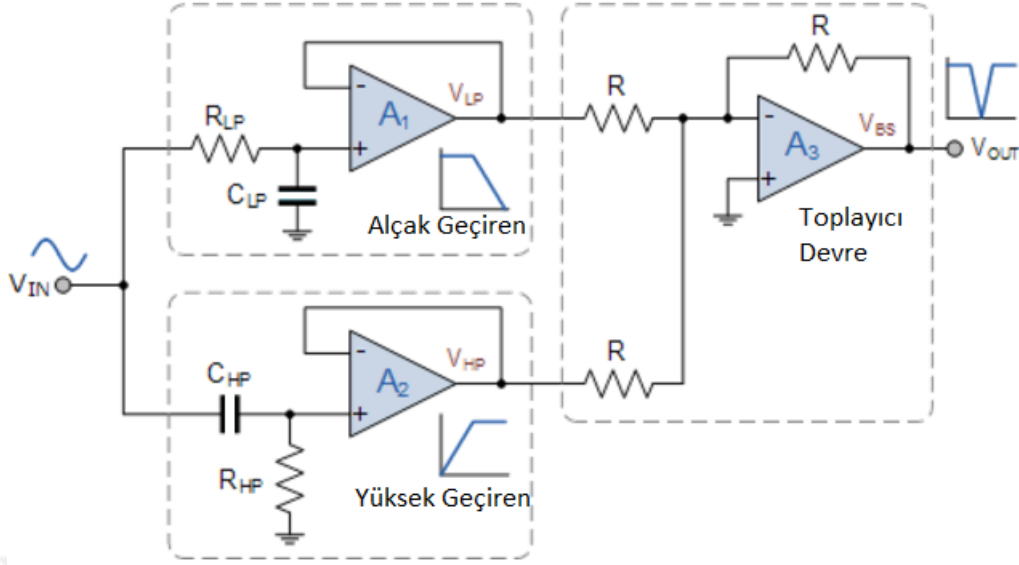
İkincisi ise alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre devrelerinin kesim frekansı ayrı ayrı hesaplanır. Bu iki değerin geometrik ortalaması  $f_c$  değerini verir (Eş. 3.43).

$$f_c = \sqrt{f_L \cdot f_H} \quad (3.43)$$

### 3.9.2.4 Aktif band durduran filtre

Band durduran filtre devresi tasarlanırken alçak geçiren ve yüksek geçiren filtrenin paralel olarak bağlanmasıyla elde edilmektedir. Bu iki devrenin çıkışı toplayıcı devreyle birleştirilerek çıkış sinyali elde edilmektedir (Şekil 3.35).





Şekil 3.35. Band durduran filtre devresi (Alkan, 2016).

Devrede band genişliğinin merkez frekansı  $f_N$  (fnotch) ile gösterilmektedir. Bu değer hesaplanırken band geçiren filtre devresinde olduğu gibi yol vardır.

Birincisi devre kullanılan kondansatör ve direnç değerleri kullanılarak hesaplanır. Bu kesim frekansları Eş. 3.44-3.45.3.46'daki ifadelerden sırayla hesaplanır:

$$f_N = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.44)$$

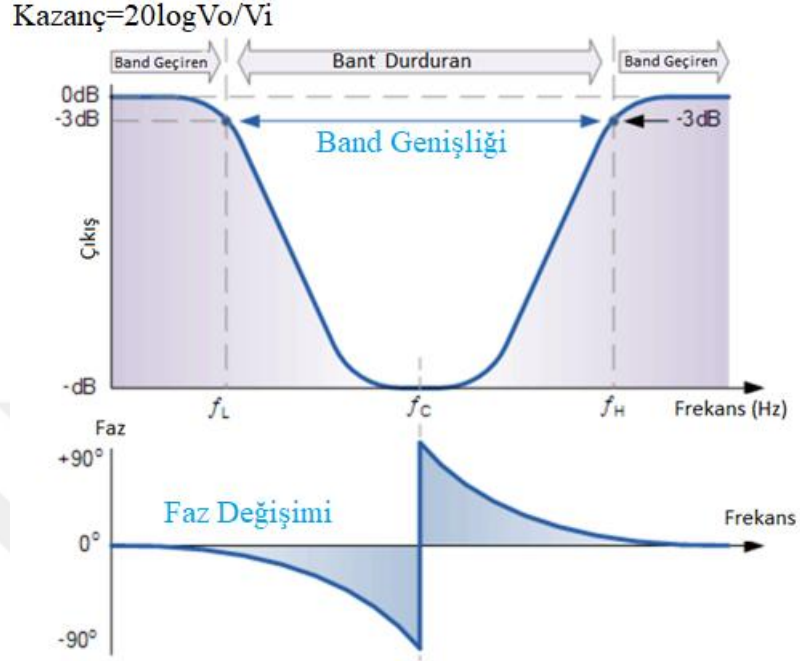
$$f_L = \frac{1}{2\pi R_L C} \quad (3.45)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_H C} \quad (3.46)$$

İkincisi ise alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre devrelerinin kesim frekansı ayrı ayrı hesaplanır. Bu iki değerın geometrik ortalaması  $f_N$  değerini verir (Eş. 3.47).

$$f_N = \sqrt{f_L \cdot f_H} \quad (3.47)$$

Şekil 3.36'da band durduran filtrenin frekans tepkisi verilmiştir Merkez frekansın altındaki ve üstündeki frekansları güçlendirerek geçirdiğini görebilmekteyiz.



Şekil 3.36. Band durduran filtrenin frekans tepkisi (Alkan, 2016).



## 4.BULGULAR

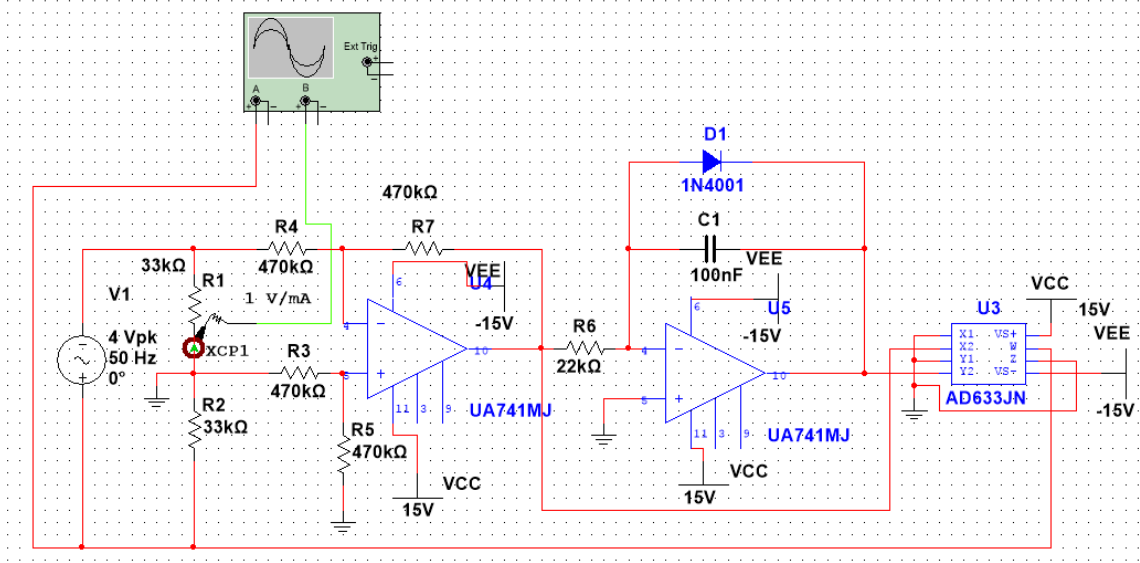
### 4.1 Memristör Taklit Devresinin Benzetim Sonuçları

Önerilen tüm memristör taklit devrelerinde en yaygın devre elemanları kullanılmaya çalışıldı. İşlemsel yükselteç olarak ua741 entegresi seçilmiştir. Bu entegrenin off-set ayarı rahatlıkla ayarlanabildiğinden hassas çalışmalarda önemli derecede farklılıkları görüldü. Analog çarpıcı olarak ise AD633 kullanıldı. Aslında piyasada birçok multiplexer mevcut ancak fiyat/performans analizi yapıldığında bu entegre ön plana çıkmıştır. AD711 ve AD844 ise bacak yapıları ve içeriği ua741 entegresine benzemektedir. Ancak diğer modeller için çıkış tepkileri en sağlıklı sonuçlar bu entegreler ile sağlanmıştır. Bu entegrelerin çalışma sıcaklıkları ve besleme gerilimleri diğer bir avantaj sağlamaktadır.

#### 4.1.1 Lineer sürüklenme hızlı $TiO_2$ memristör emülatörü

Chua, çok sayıda transistör, op-amp direnç vb. devre elemanları ile simüle edilmiş bir devre geliştirdi. Bu devre pek çok elemandan oluştuğu için ve uygulanması uzun zaman aldığı için daha az elemandan oluşan ve uygulaması daha uygun olan devre modeli ele alınmıştır (Şekil 4.1). Bu devrede, bir diferansiyel yükseltici, bir integral alıcı devresi ve bir analog çoklayıcı kullanılır.



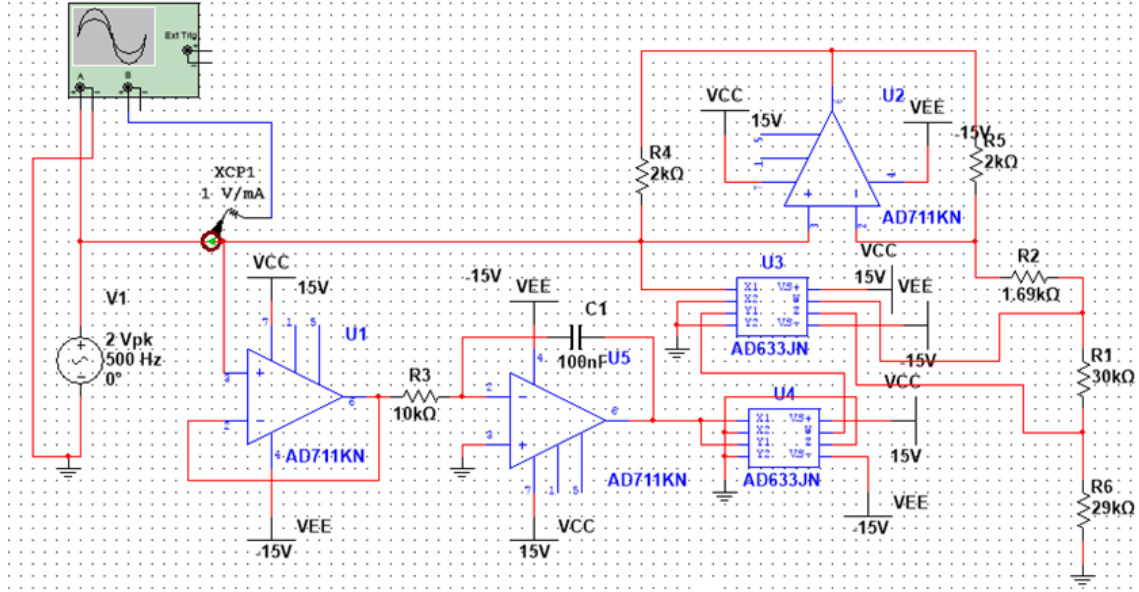


Şekil 4.1. Lineer sürüklenme hızlı  $TiO_2$  memristör taklit devresi (Mutlu ve Karakulak, 2010).

Memristör emülatörün davranışı sinüsoidal gerilim kullanarak test edildi. A-B uçlarından geçen akım ve uygulanan gerilim bir sayısal osiloskop kullanarak ölçüldü. Memristör taklitçisinin memristörmüş gibi davrandığını doğrulamak için deneyler yapıldı.

#### 4.1.2 Muthuswamy tarafından önerilen memristör emülatörü

HP laboratuvarında 4. temel devre elemanını yapmadan önce memristörün emülatör devreleri üzerinde çalışıyorlardı. Muthuswamy tarafından önerilen devre modeli Şekil 4.2 'de gösterilmiştir.

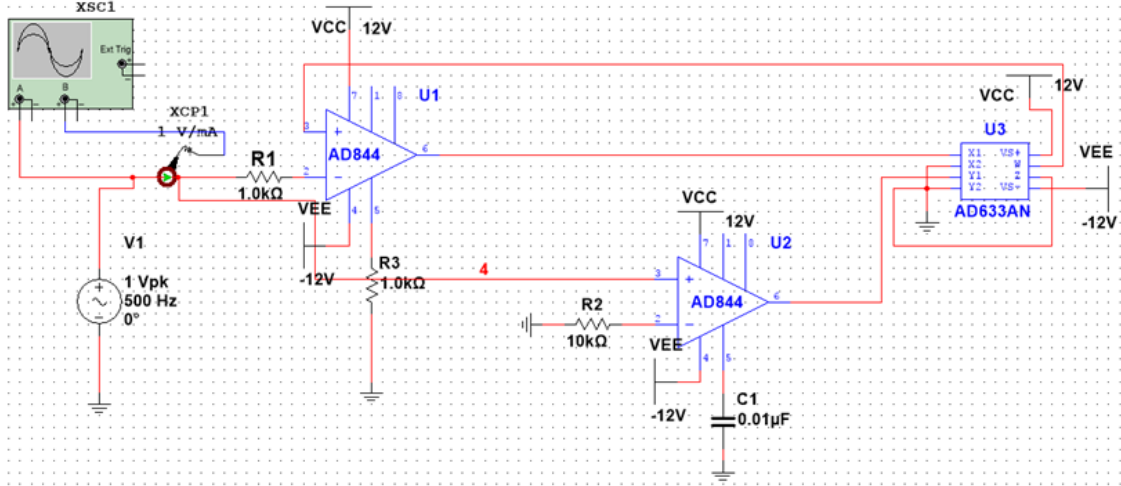


Şekil 4.2. Muthuswamy tarafından önerilen memristör taklit devresi (Muthuswamy, 2010).

#### 4.1.3 Gerilim kontrollü modeller için basit genel memristör emülatörü

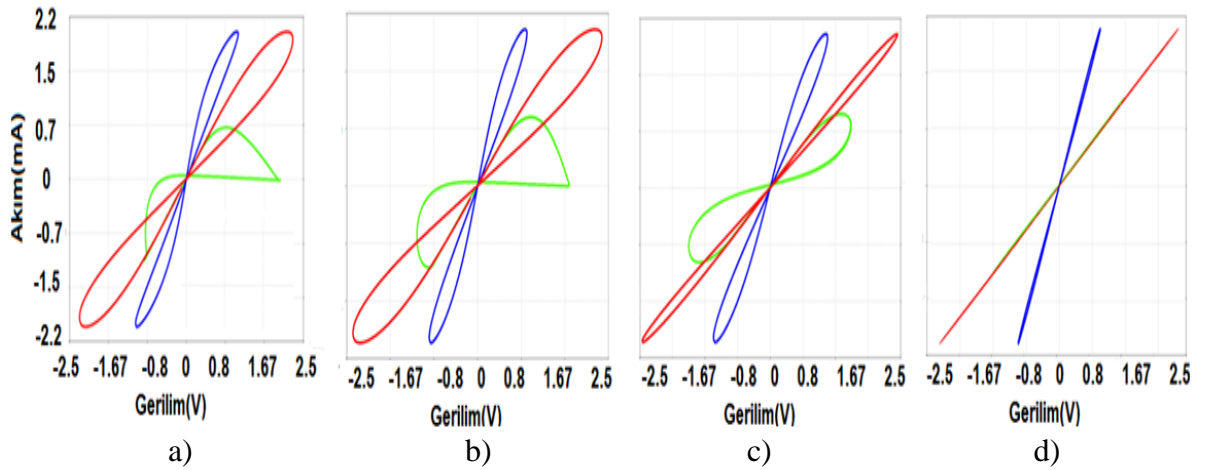
Abdullah G. Alharbi ve arkadaşları tarafından 2016 yılında Şekil 4.3 'te gösterilen gerilim kontrollü bir memristör için genel ve basit bir emülatör devresi modeli önerilmektedir. Memristörün histerezis davranışını sağlamak için, iki adet ikinci nesil akım taşıyıcıları (CCII+) ve Çarpan emülatör devresi tasarımı önerilir.

Alharbi tarafından öngörülen devre modeli Multisim programı ile benzetim çalışması yapılarak analiz edildi. Devre tasarımında AD844 (operasyonel yükseltici) ve analog çarpanlar kullanıldı.



Şekil 4.3. Gerilim kontrollü memristör taklit devresi (Alharbi ve ark., 2016).

Çalışmada kullanılan üç farklı taklit devresinin girişine 2Vpp sinüs sinyali verilmiştir. Giriş sinyalinin frekansı, sırasıyla 5Hz, 10Hz, 15Hz ve 150Hz için akım-gerilim (histerezis eğrisi) eğrileri Şekil 4.4.' te gösterilmiştir. Model-1, Mutlu ve arkadaşları tarafından önerilen taklit devresini, Model-2 Muthuswamy tarafından önerilen gerilim kontrollü taklit devresini, Model-3 ise Alharbi ve arkadaşları tarafından önerilen bir başka gerilim kontrollü taklit devresini göstermektedir.



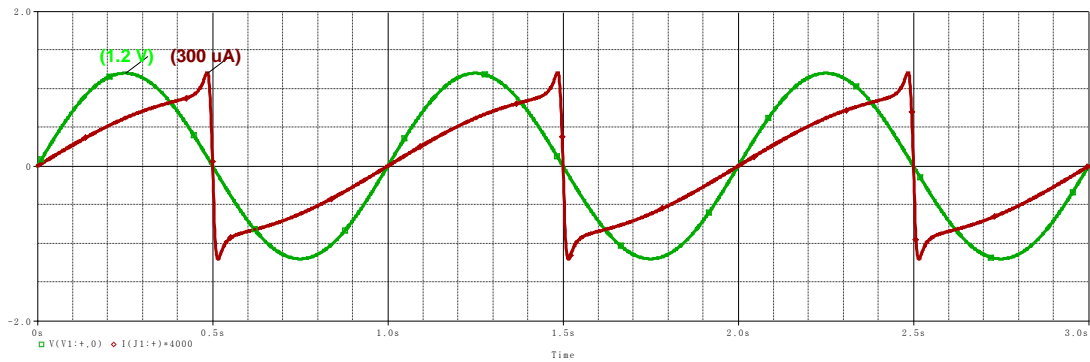
Şekil 4.4. Taklit devrelerinin histerezis eğrileri a) 2Vpp, 5Hz b) 2Vpp, 10Hz c) 2Vpp, 15Hz d) 2Vpp, 150Hz.

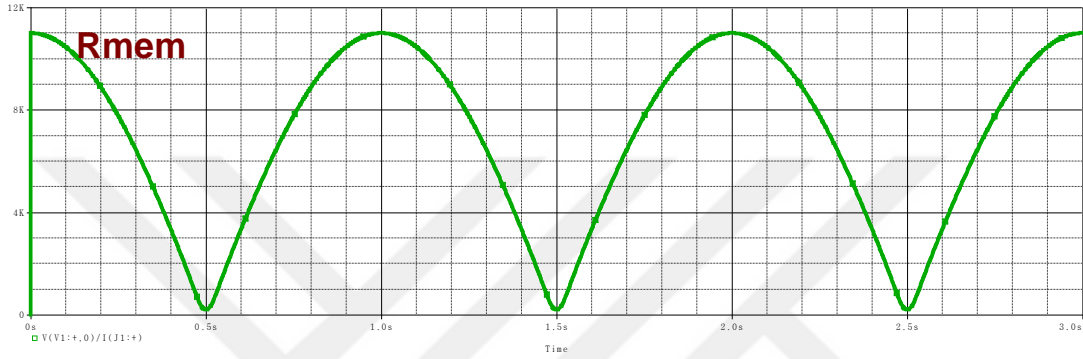
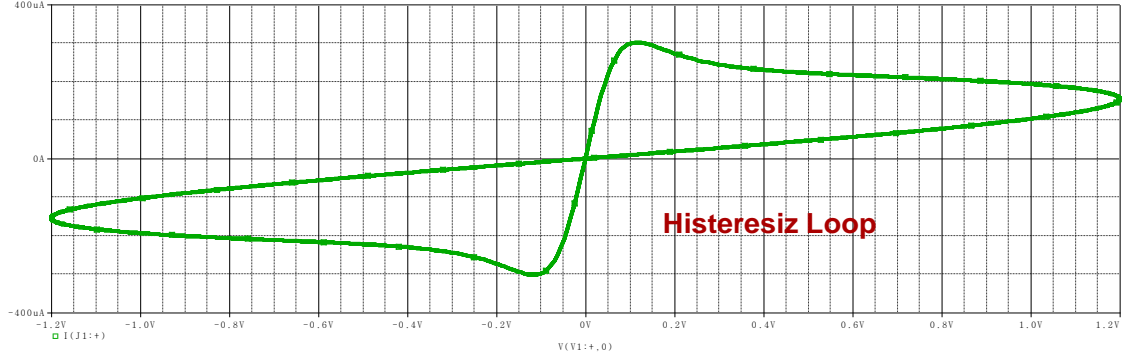
Önerilen tüm modeller öncelikle 2Vpp ve 5Hz giriş sinüzoidal bir sinyal için benzetim çalışması yapılmıştır. 5Hz frekansa sahip giriş sinyali için memristörün

karakteristik eğrisi olan histerezis eğrisinin gerilim sabit tutularak frekansı arttırdıkça giderek kaybolduğunu ve 150 Hz frekansa getirdiğimizde tamamen kaybolduğunu gözlemledik. Yüksek frekanslarda memristif özelliğin kaybolduğu ancak bu karakteristiğin belirli frekans aralıklarında tekrarlandığı görülmüştür. Literatürde en sık kullanılan ve pratik uygulaması rahat bir şekilde gerçekleştirilen bu modeller tek tek ele alınmıştır. Uygulama deneylerinde en kararlı tepkiyi veren model-1 devresi ele alınmıştır.

#### 4.2 Farklı Durum Fonksiyonlarına Sahip Memristör Modellerinin Benzetim Sonuçları

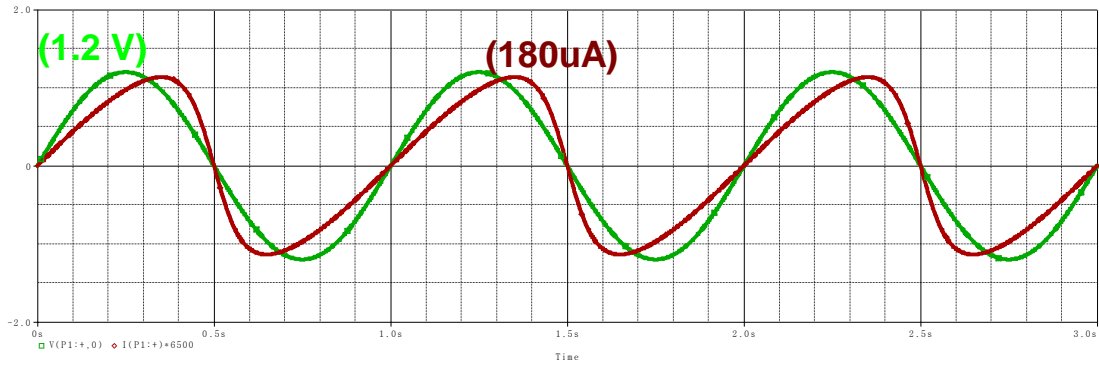
Şekil 4.5'te Joglekar durum fonksiyonu için benzetim sonuçları ve I-V karakteristiği gösterilmiştir. Memristör akımı,  $I_{MEM}$  yaklaşık olarak 300uA olarak değişmektedir. Joglekar durum fonksiyonu diğer durum fonksiyonların göre kıyaslandığında akım değerlerinin daha yüksek olduğu görülmektedir. Memristör'deki akımın daha kolay taşınabileceğini gösteriyor.  $R_{MEM}$ , memristör için tam bir değer aralığı sağlayan yaklaşık  $0\Omega$  ile  $11K\Omega$  aralığındadır. Bu, memristörün değerinin, gerilim uygulandığında zamanla değişmekte olduğunu gösterir. Histeresiz döngüsü I-V karakteristiği, Strukov pencere fonksiyonuna göre gerilim seviyesinde anahtarlama davranışını çok daha hassas olduğunu göstermektedir.

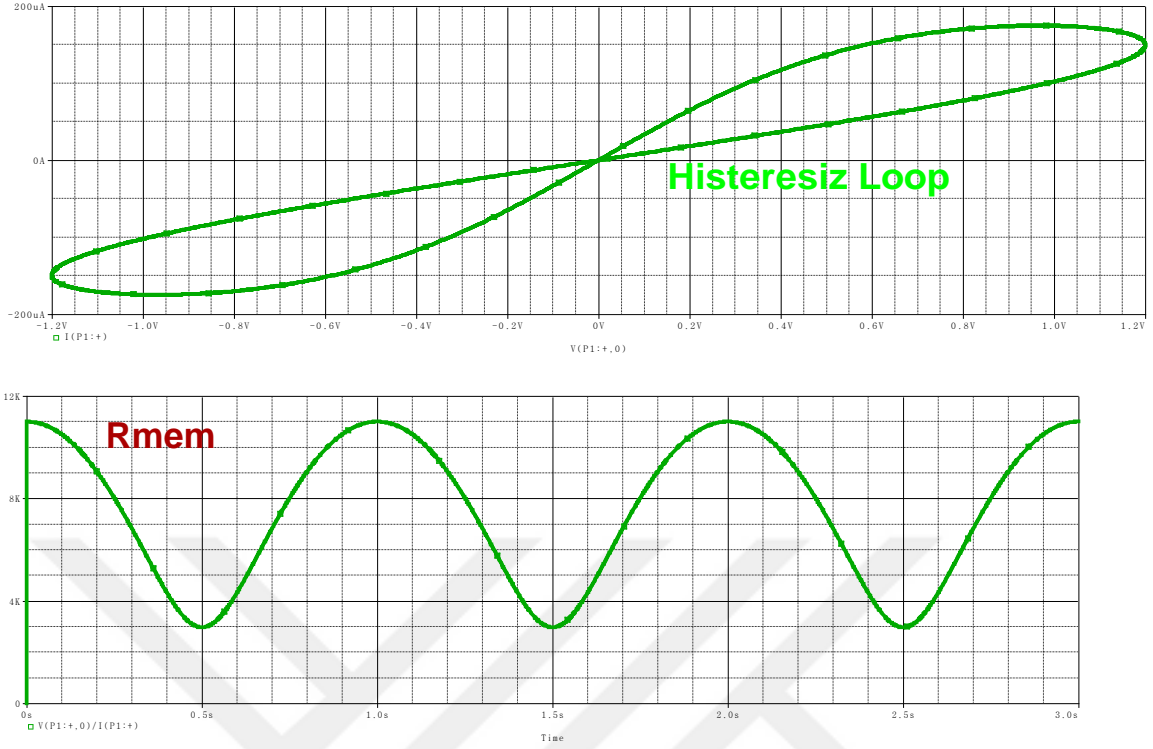




Şekil 4.5. Joglekar memristör modeli.

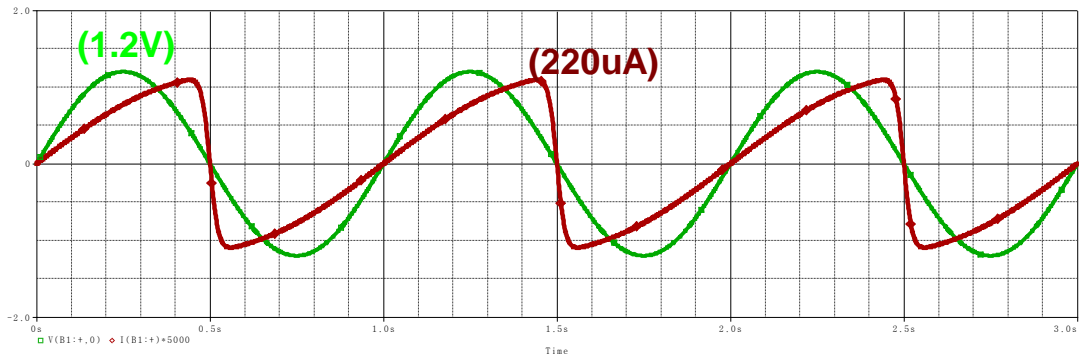
Prodromakis pencere işlevlerinin sınır sorununu da çözdüğü söyleniyor. Şekil 4.6, Prodromakis pencere fonksiyonu için memristör SPICE modelinin benzetim sonucunu göstermektedir. Memristörün akımı  $I_{MEM}$ , uygulanan maksimum 1.2V gerilim için yaklaşık 180uA'a kadar değişiyor.  $R_{MEM}$  yaklaşık  $3K\Omega$  ile  $11K\Omega$  arasında değişir. Histeresiz döngüsü asimetrik olarak gösterilirken, cihazın “KAPALI” durumu diğerlerine kıyasla oldukça doğrusal değildir.

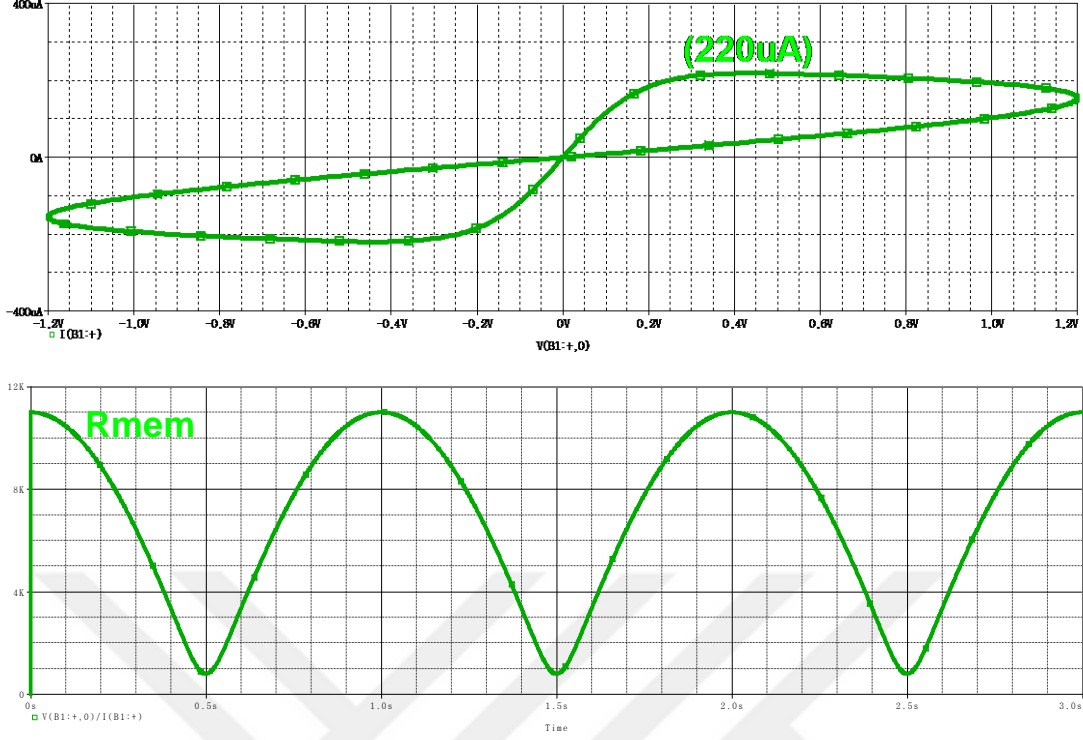




Şekil 4.6. Prodromakis memristör modeli.

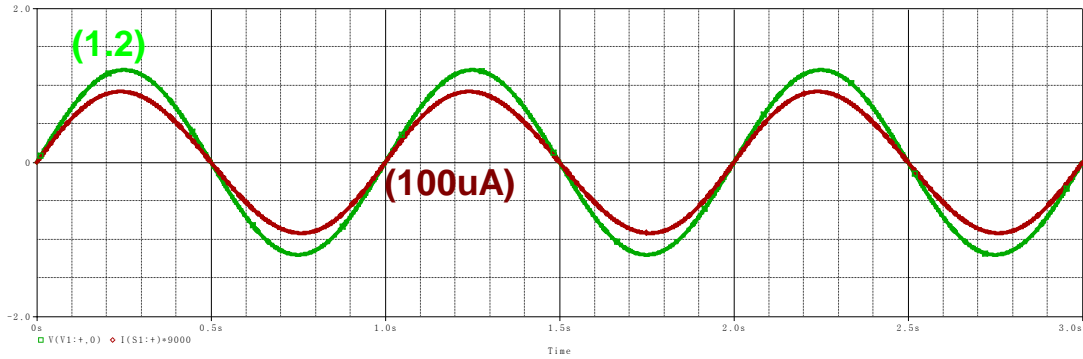
Biolek pencere fonksiyonlarının, terminal durum problemini literatürdeki gibi çözmesi beklenir. Şekil 4.7, Biolek pencere fonksiyonu için memristör PSPICE modelinin benzetim sonucunu göstermektedir. Memristörün akımı,  $I_{MEM}$ , 1.2 voltluk maksimum gerilim uygulandığında yaklaşık 220  $\mu A$ 'ya kadar değişmektedir.  $R_{MEM}$  yaklaşık 1K $\Omega$  ile 11K $\Omega$  arasında değiştiği görülmektedir.

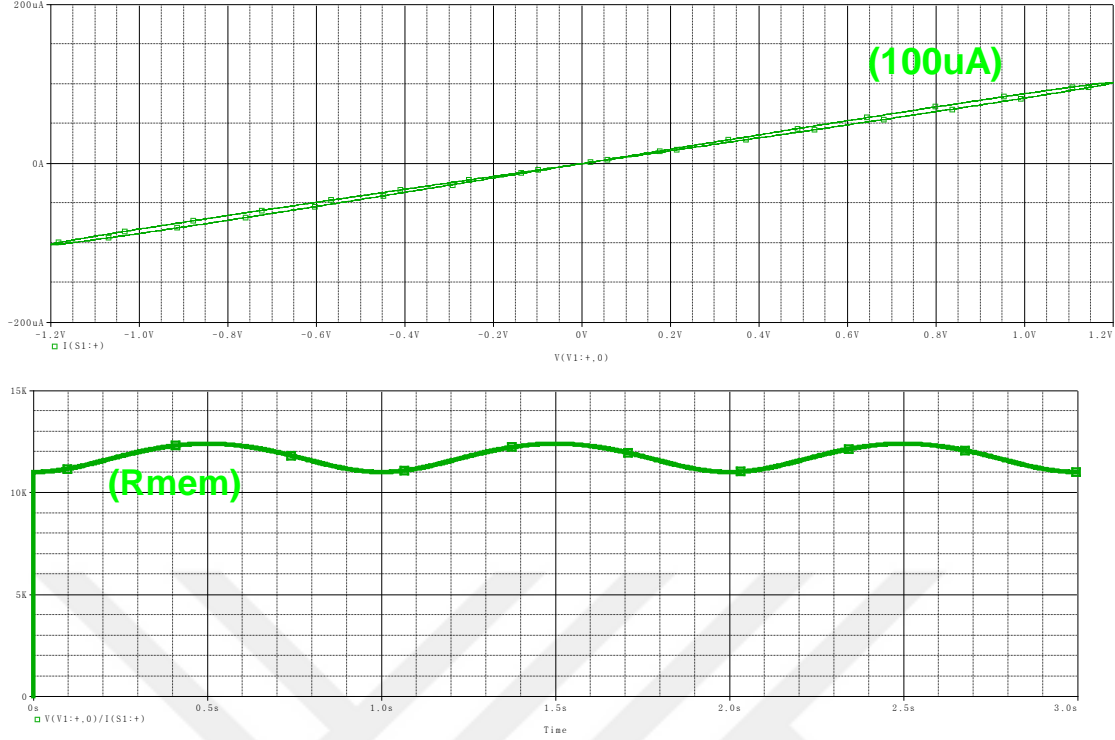




Şekil 4.7. Biolek memristör modeli.

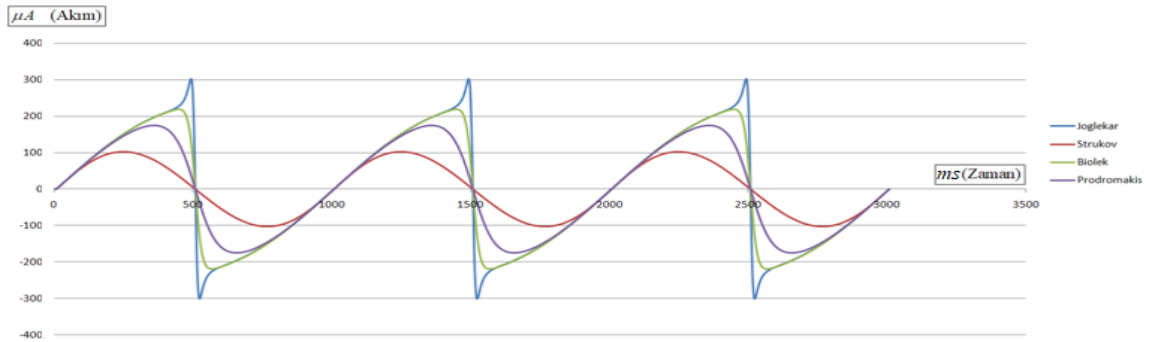
Şekil 4.8, Strukov pencere fonksiyonu için memristör SPICE modelinin benzetim sonucunu ve cihazların I-V özelliğini göstermektedir. Memristörün şimdiki hali,  $I_{MEM}$  için yaklaşık 100uA'ya kadar değişen maksimum 1.2V gerilim uygulanır. Bu model için  $R_{MEM}$ , değerlerin 11K $\Omega$  ile 12K $\Omega$  aralığında olduğunu gösterir; bu, memristöre uygulanan gerilimin etkisinin sadece memristörün değerinde biraz değişiklik olduğu anlamına gelmektedir.





Şekil 4.8. Strukov memristör modeli.

Aşağıdaki Şekil 4.9’da farklı durum fonksiyonlarına sahip memristörün akım-zaman eğrileri karşılaştırmalı olarak grafik oluşturma programında “Düzgünleştirilmiş Çizgileri olan Dağılım” modeli kullanılarak verilmiştir. Buradan da daha rahat görüleceği üzere Joglekar durum modelinin diğer durum modellerine göre peak değer yapmaktadır. Tüm durum modellerinde akım sinyalleri pozitif alternanstan negatif alternansa geçişlerinin dik ve hızlı bir geçiş olduğu görülmektedir. Bunun sebebinin memristörün uç değerlerine yani  $R_{OFF} - R_{ON}$  değerlerine ulaştıktan sonra tekrar eski konumuna gelebilmeleri için durum fonksiyonunun vermiş olduğu tepkisidir.



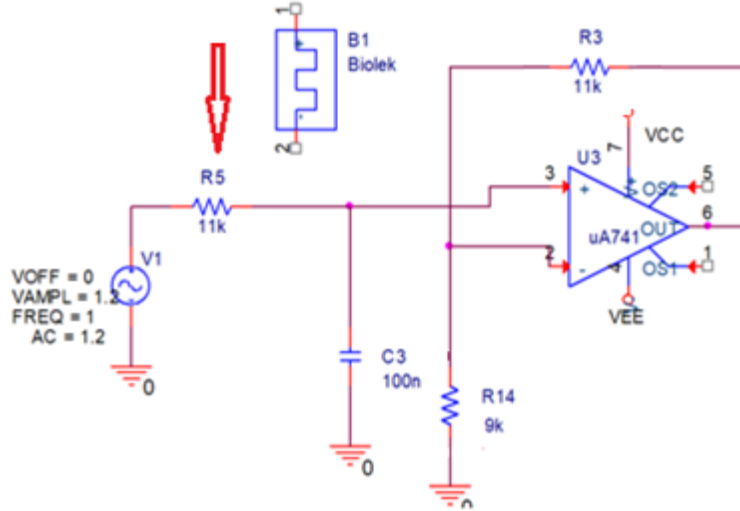
Şekil 4.9. Farklı durum fonksiyonuna sahip memristörün akım grafiği.



### 4.3 Farklı Durum Fonksiyonuna Sahip Memristör Temelli Filtrenin Frekans Tepkileri

#### 4.3.1. Aktif alçak geçiren filtre M-R devresi

Aşağıdaki şekilde R5 direnci yerine Biolenk durum fonksiyonuna ait memristör olarak yeniden tasarlandığında (şekil 4.10) aşağıdaki sonuçlar alınmıştır. Şekil 4.11’de görüldüğü üzere düşük frekans aralığında yani memristörün çalışma frekansı aralığında aynı değerdeki direnç değeri ile memristörün  $R_{INITIAL}$  değeri kıyaslandığında fark ortaya çıkmaktadır. Şekil 4.12’de 500 Hz’e çıktığımızda memristör kendi karakteristik özelliğini kaybedip lineer bir direnç gibi davranmaktadır.



Şekil 4.10. Aktif alçak geçiren filtre M-R devresi.

$$\begin{aligned}
 f_c &= \frac{1}{2\pi CR_5} \\
 &= \frac{1}{2\pi(100nF)(11K\Omega)} \\
 &= \frac{1}{2\pi(100 \cdot 10^{-9})(11 \cdot 10^3)} \cong 144,68Hz
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

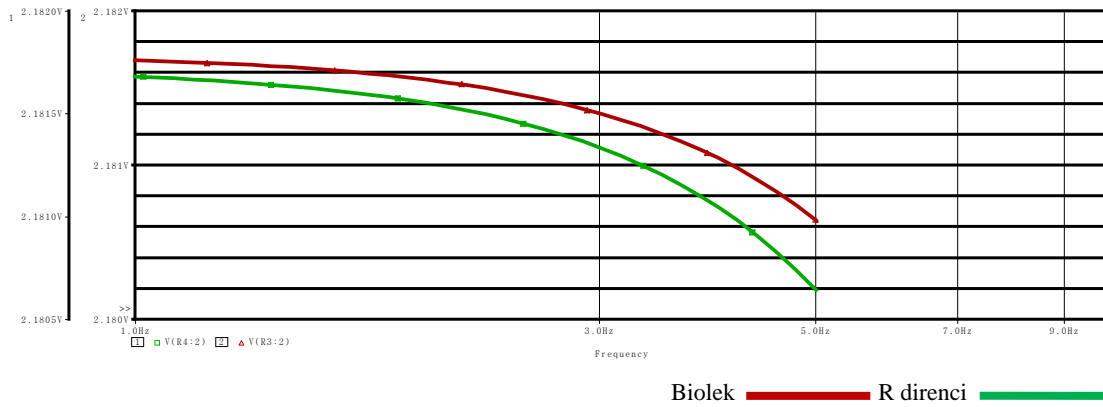
Şekil 4.10’daki AGF devresinin kesim frekansı ( $f_c$ ) yaklaşık olarak 144 Hz olarak belirlenmiştir (Eş. 4.1). Bu frekansta Pspice programında benzetim çalışmaları yapılmış Biolenk, Strukov, Prodromakis ve Joglekar memristörlerinin tepkisi şekil 4.5-8

arasında gösterilmiştir. Şekillerden de anlaşılacağı üzere yüksek frekanslarda tüm taklit devreleri lineer bir direnç gibi davrandığından hesaplanan kalite faktörü ( $Q$ ) incelendiğinde yaklaşık olarak aynı olduğunu görebilmekteyiz (Eş. 4.2'den). Burada önemli olan ikinci bir nokta ise  $R_5$  direnci 11K olarak seçilmiştir. Bunun en önemli nedeni Pspice memristör benzetim çalışmalarında  $R_{INITIAL}$  11K olarak belirlenmiştir. Bu değer memristöre ilk gerilim verildiği anda tetiklenecek direnç değeridir. Tüm benzetim çalışmalarında bu başlangıç direnç değeri baz alınmıştır.

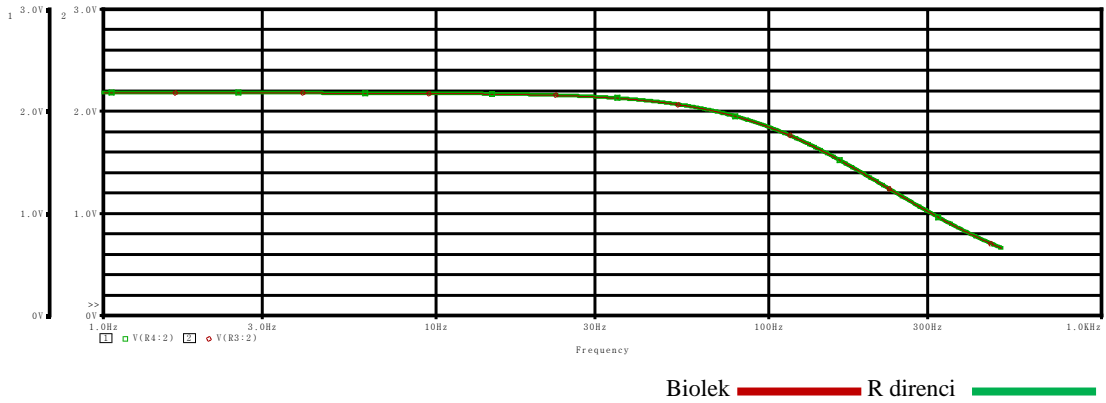
$$Q_{R-C} = Q_{M-C} = BW / f_c$$

$$= \frac{143,68Hz}{144,68Hz} \cong 0,993 \quad (4.2)$$

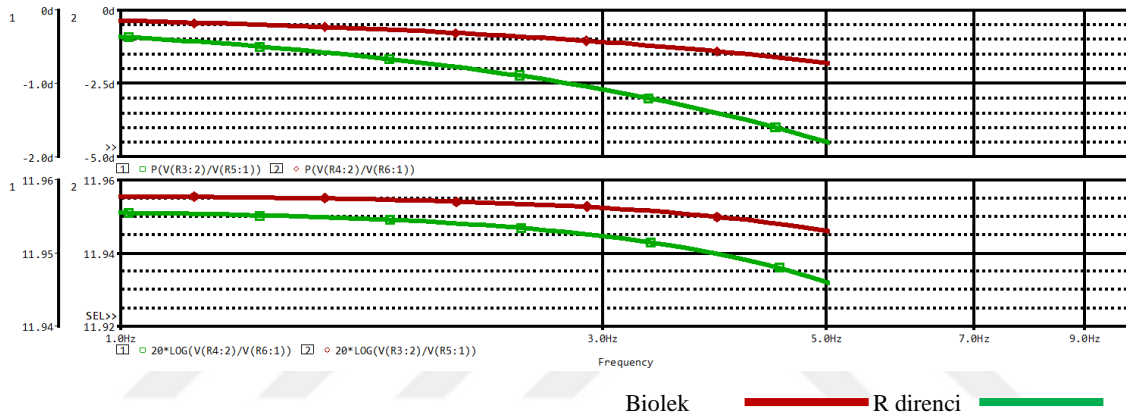
AGF devresini, memristörün karakteristik özelliğini ortaya çıkarabilmek için daha önceki bölümlerde bahsedilen Pspice memristör benzetim çalışmalarında baz aldığımız frekans aralığında denememiz gerekmektedir. Aksi takdirde memristörün nanomertebedeki özelliğini ortaya çıkaramayız. Bu yüzden kesim frekansını önemli ölçüde küçük seçmemiz gerekmektedir. Şekil 4.11'de kesim frekansını yaklaşık olarak 10Hz'den küçük belirlemeye çalıştık. R5 direnç değerini değiştiremeyeceğimizden kapasitörün değeri ile oynayarak kesim frekansını bu frekans aralığına getirmeye çalıştık. Şekil 4.11-4.19 arasında ise farklı durum fonksiyonlarına sahip memristörlerin AGF devresi üzerindeki etkileri gösterilmiştir.



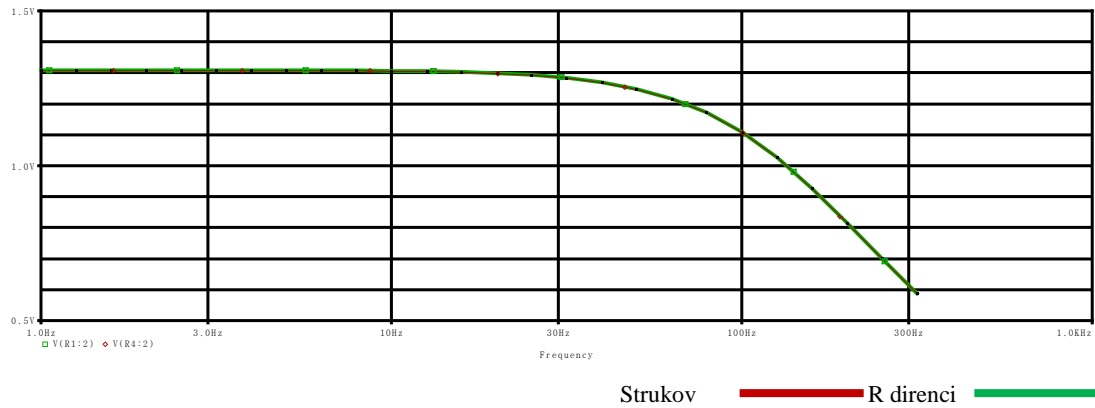
Şekil 4.11. Biolek memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi(5Hz).



Şekil 4.12. Biolek memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi(500Hz).

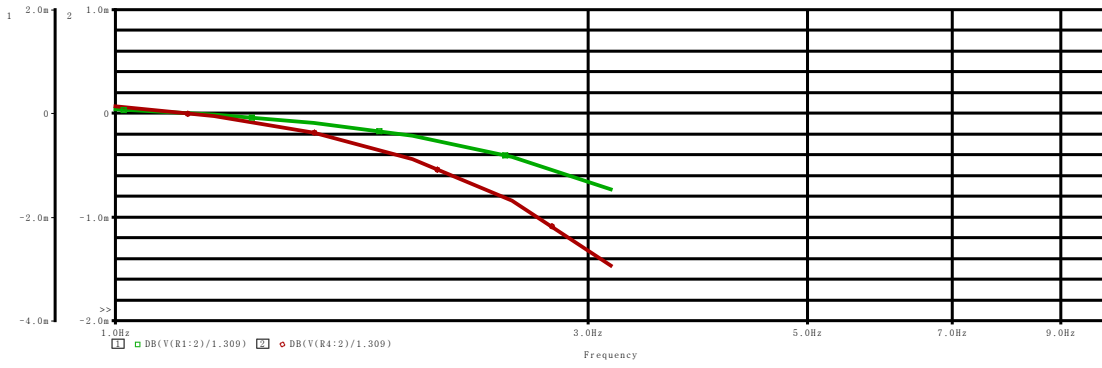


Şekil 4.13. Biolek memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin bode eğrisi(5Hz).

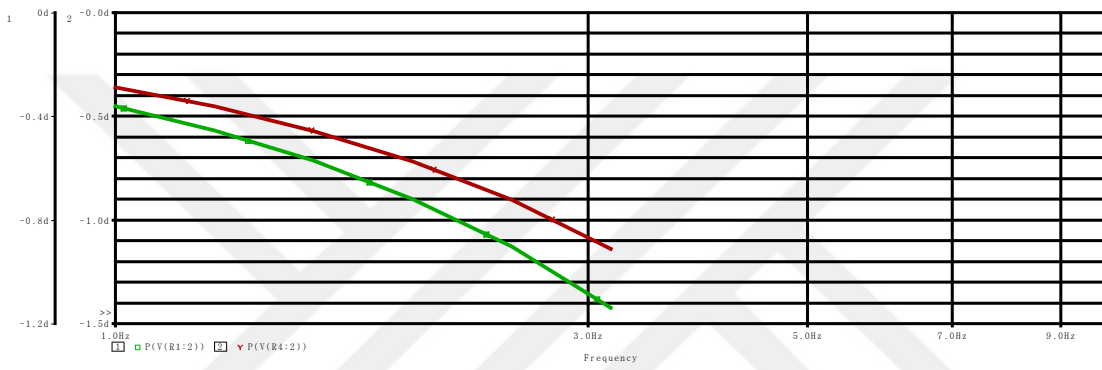


Şekil 4.14. Strukov memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi(500Hz).

a)

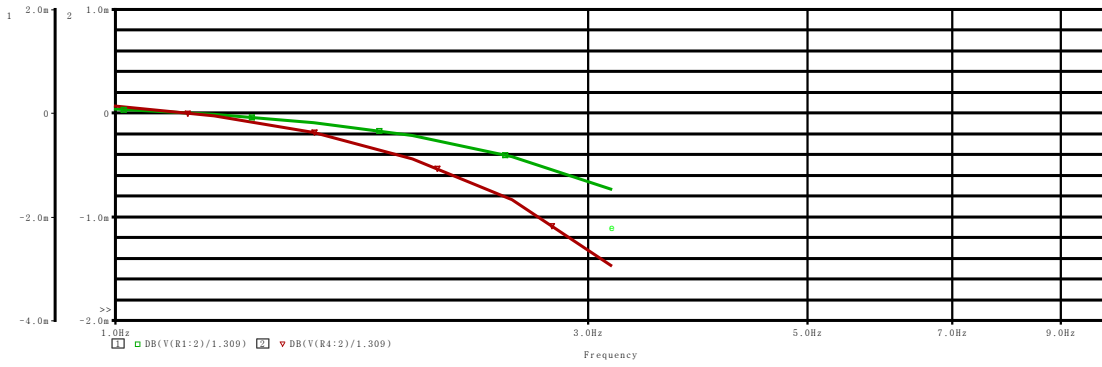


b)

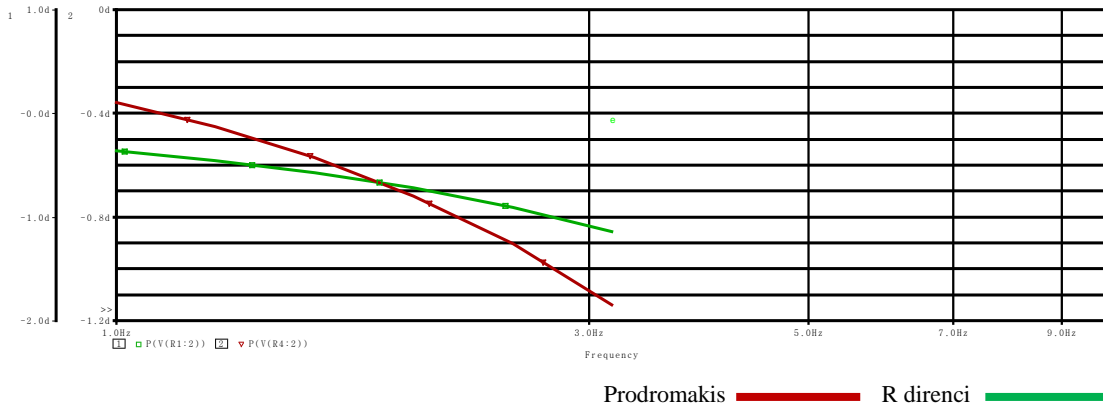
Strukov — R direnci —

Şekil 4.15. Strukov memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin bode eğrisi(3Hz)  
a) Desibel (dB), b) Faz.

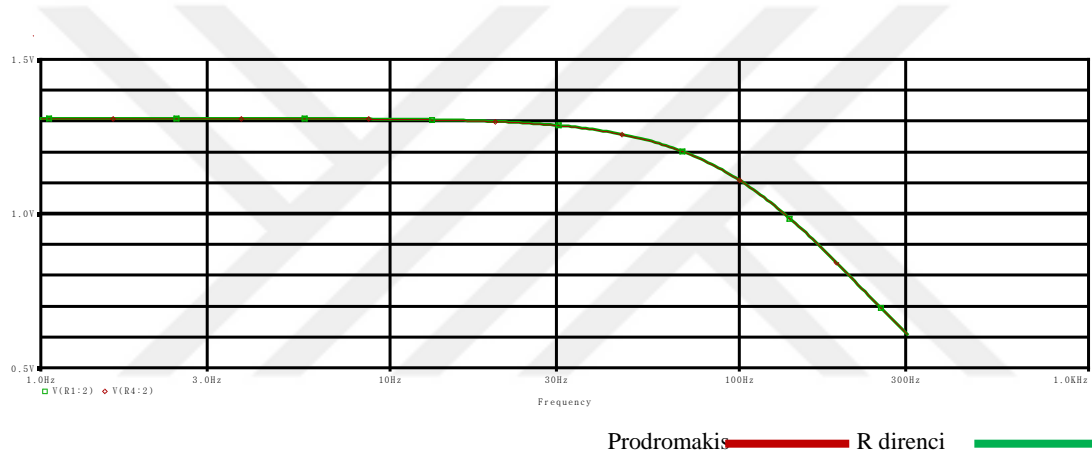
a)



b)

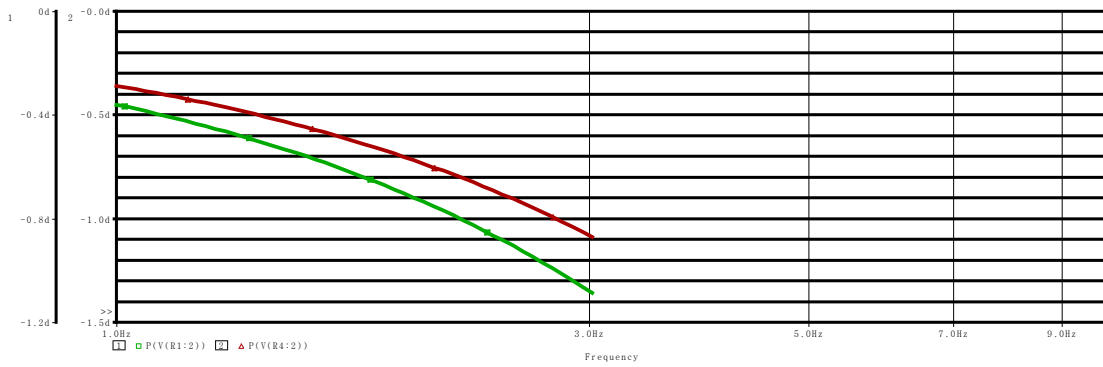


Şekil 4.16. Prodromakis memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin bode eğrisi(3Hz)  
a) Desibel (dB), b) Faz.

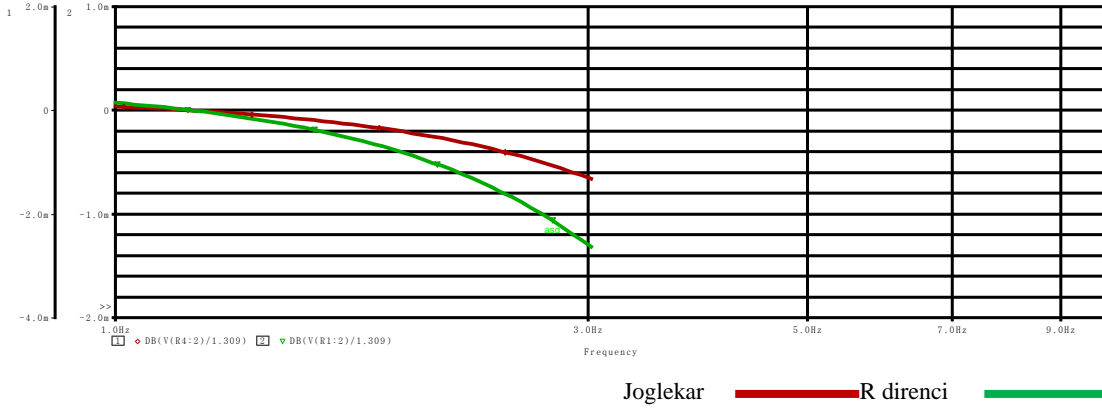


Şekil 4.17. Prodromakis memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi(300Hz).

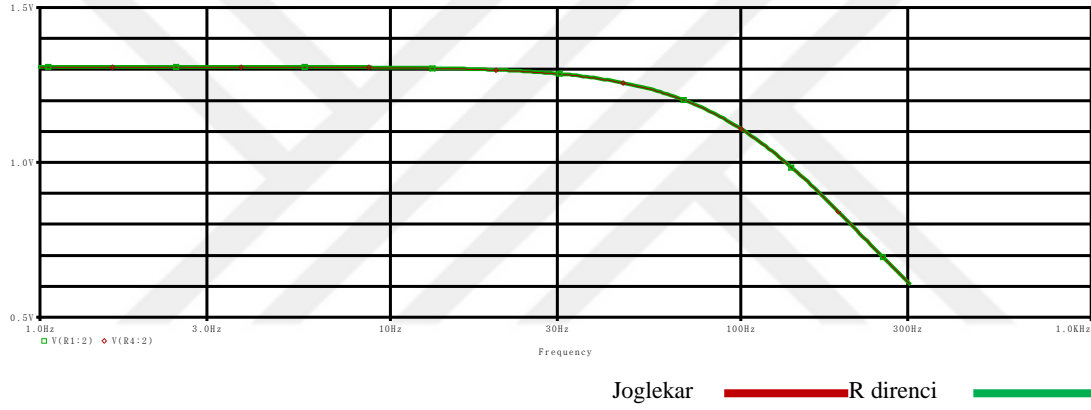
a)



b)



Şekil 4.18. Joglekar memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin bode eğrisi(3Hz)  
a) Desibel (dB), b) Faz.

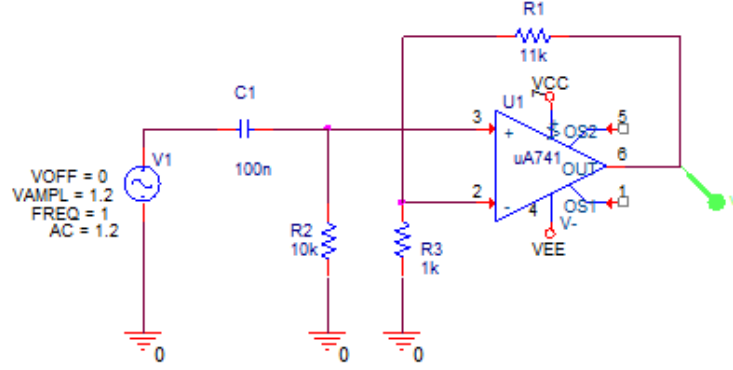


Şekil 4.19. Joglekar memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi(300Hz).

AGF devresinde benzetim çalışmaları yapılan memristör modellerinin özellikle düşük frekanstaki tepkileri Şekil 4.11-19'de tek tek ele alınmıştır. Her bir memristör modelinin durum fonksiyon modeli farklı olduğundan beklenen farklılıklar gözlemlenmiştir. Bu filtre devresinde özellikle Prodromakis ve Strukov memristör modelinin R-C devresine göre kalite faktörünün daha gürbüz ve yüksek olduğu görülmektedir. Diğer modeller olan Joglekar ve Biolek memristör durumlarında R-C modelinin daha avantajlı olacağı görülmektedir.

### 4.3.2 Aktif yüksek geçiren filtre M-R devresi

Aktif yüksek geçiren filtre M-R devresi Şekil 4.20’de verilmiştir. Şekil 4.20’de R2 direnci yerine Biolek, Joglekar, Strukov ve Prodromakis durum fonksiyonuna ait memristör olarak yeniden tasarlandığında aşağıdaki sonuçlar alınmıştır.



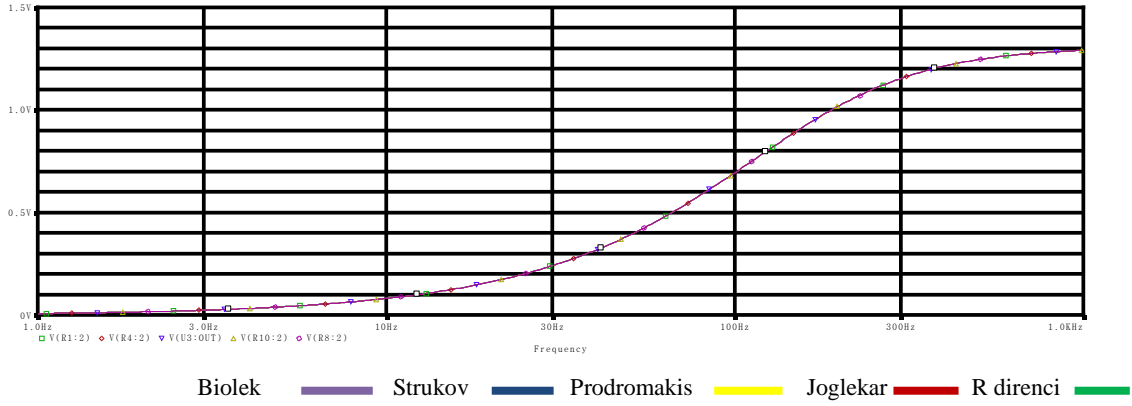
Şekil 4.20. Aktif yüksek geçiren filtre M-R devresi.

Eş. 4.2 ve 4.3 'de belirtilen kalite faktörü ve kesim frekansı hesabı uygulandığında

$$\begin{aligned}
 f_c &= \frac{1}{2\pi CR_2} & (4.3) \\
 &= \frac{1}{2\pi(100nF)(11K\Omega)} \\
 &= \frac{1}{2\pi(100 \cdot 10^{-9})(11 \cdot 10^3)} \cong 144,68Hz
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q_{R-C} &= Q_{M-C} = BW / f_c \\
 &= \frac{143,68Hz}{144,68Hz} \cong 0,993
 \end{aligned}$$

FeedBack direnci olan R2 direnci memristör ile tasarlanarak benzetim çalışmaları şekil 4.21’ de gösterilmiştir. Genel olarak yapılan tüm benzetim çalışmalarında feedBack direnci baz alınmıştır. Şekil 4.20’deki devreyi incelediğimizde R1-R3 dirençleri kazancı belirleyen direnç olarak görülmektedir.



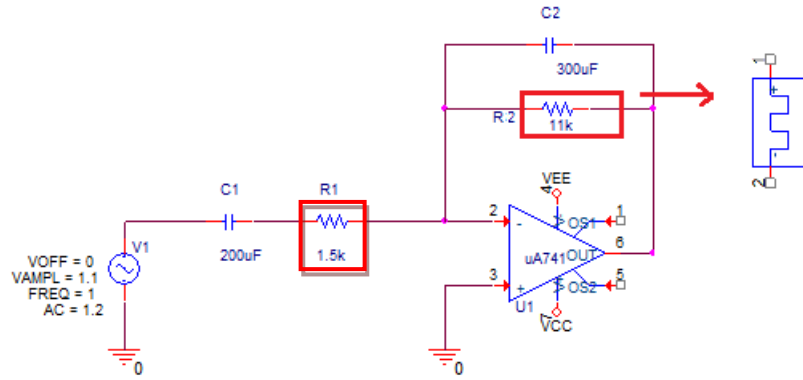
Şekil 4.21. Aktif yüksek geçiren filtrenin 1-1KHz frekans aralığında farklı memristör modelleri üzerindeki tepkisi

YGF devresinde benzetim çalışmaları yapılan memristör modellerinin özellikle düşük frekanstaki tepkileri bir önceki çalışmada ele alınmıştı. Her bir memristör modelinin durum fonksiyon modeli farklı olduğundan beklenen farklılıklar gözlemlenmişti. Ancak bu filtre devresinde memristörün karakteristik özelliğini gösteren frekans aralığını dışına çıktığımızda tüm memristör modelleri aynı tepkiyi göstermektedir. Buradan şunu söylemek mümkündür: M-C ile tasarlanan YGF devresi herhangi bir avantaj ya da dezavantaj oluşturmamaktadır.

### 4.3.3 Aktif band geçiren filtre M-R devresi

Aktif band geçiren filtre M-R devresi Şekil 4.22'de verilmiştir. Şekil 4.22'de R1-R2 direnci yerine Biolek, Joglekar, Strukov ve Prodromakis durum fonksiyonuna ait memristör olarak yeniden tasarlandığında aşağıdaki sonuçlar alınmıştır. Şekil 4.23 ve 4.24'te görüldüğü üzere düşük frekans aralığında yani 1mHz-5Hz memristörün çalışma frekansı aralığında aynı değerdeki direnç değeri ile memristörün  $R_{INITIAL}$  değeri kıyaslandığında fark ortaya çıkmaktadır. Şekil 4.23'te aradaki fark rahatça gözlemlenebilmektedir. Bode grafiğinde ise bu nanomertebedeki fark gözlemlenebilmektedir. Eşitlik 4.4'te aktif band geçiren filtre M-R devresi için kesim frekansı ifadesi verilmektedir.



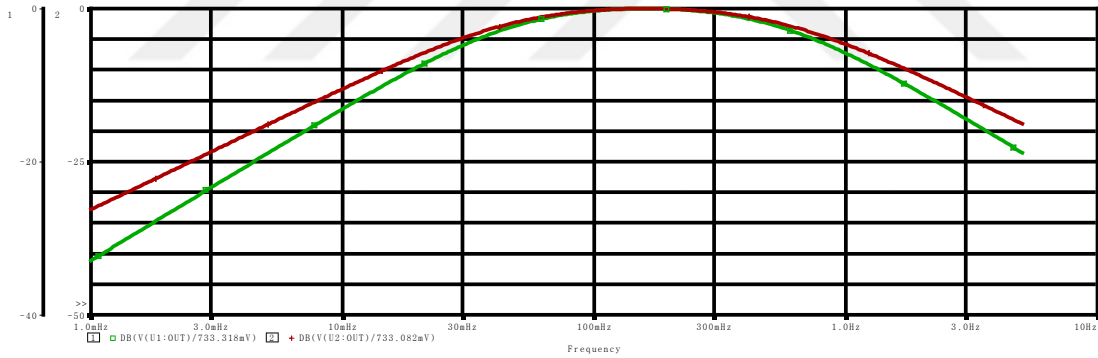


Şekil 4.22. Aktif band geçiren filtre M-R devresi.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.4)$$

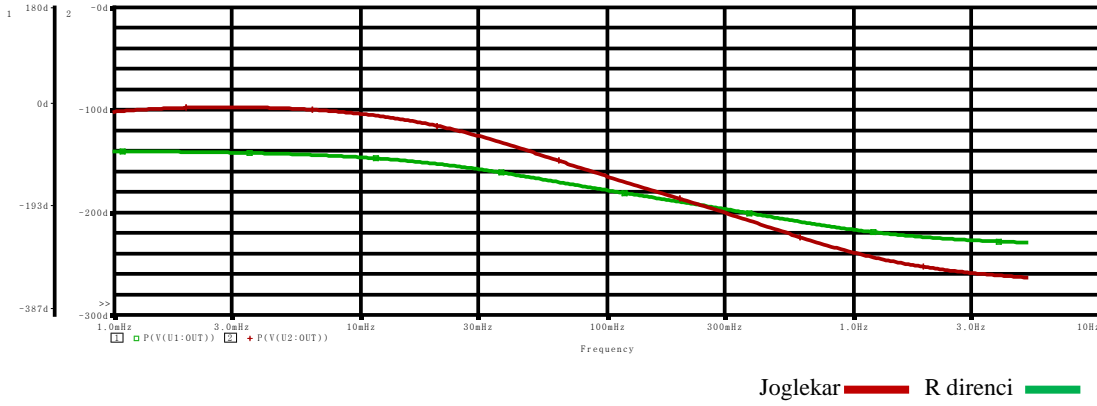
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1,5K)(11K)(200 \cdot 10^{-6})(300 \cdot 10^{-6})}}$$

$$\cong 160Hz$$



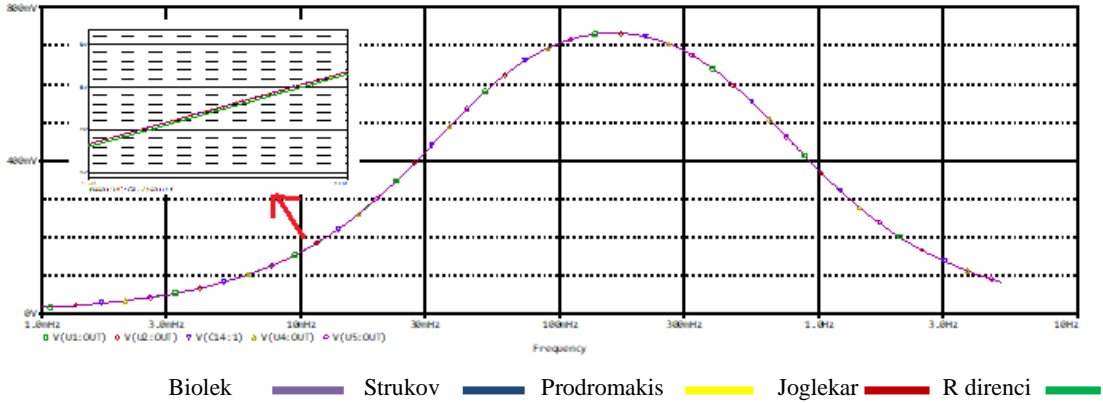
Joglekar — R direnci

Şekil 4.23. Aktif band geçiren filtrenin 1mHz-5Hz frekans aralığında joglekar memristör devresi üzerindeki tepkisi.

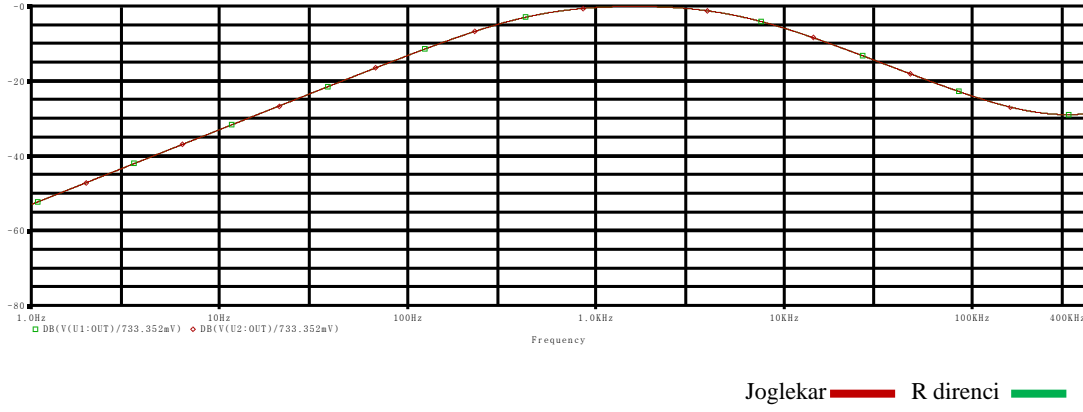


Şekil 4.24. Aktif band geçiren filtrenin 1mHz-5Hz giriş sinyaline sahip joglekar memristör temelli filtrenin bode eğrisi.

Yukarıdaki hesaplamada kesim frekansı yaklaşık olarak 160mHz seçildi. Şekil 4.23 ve 4.24'te de görüleceği üzere Joglekar memristör durum modelinde Bode diyagramı görülmekte ve R-C Band Geçiren Filtrenin Joglekar memristör modeline göre daha dik bir eğime (slope) sahip olduğu görülmektedir. Diğer memristör modellerinin nano farklılıkları da şekil 4.25'te verilmiştir. Dolayısıyla BGF devresinde farklı durum fonksiyonuna sahip memristör modellerinin çok rahat uygulanamayacağı görülmektedir.



Şekil 4.25. Aktif band geçiren filtrenin 1mHz-5Hz giriş sinyaline sahip taklit devrelerinin gerilim tepkisi.



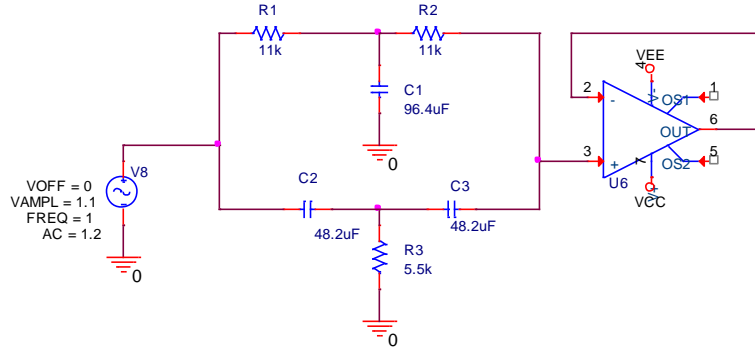
Şekil 4.26. Aktif band geçiren filtrenin 1Hz-400KHz giriş sinyaline sahip joglekar memristör temelli filtrenin bode eğrisi.

Şekil 4.26’da ise yüksek frekanslara çıktığımız zaman farklı tip memristör modellerine sahip BGF’nin memristörün karakteristik eşik değerinin üzerinde olduğundan R-C modeli ile aynı gerilim, kalite faktörü gösterdiğini görebilmekteyiz.

#### 4.3.4 Aktif band durduran filtre M-R devresi

Aktif band durduran filtre devresinde, pasif filtreden farklı olarak en az bir op-amp ya da transistör aktif elemanı olduğunu belirtmiştik. Şekil 4.27 ’te band durduran filtre devresi tasarımı mevcuttur. Bu filtrenin kesim frekansını R1-R2 ve C2-C3 kapasitörleri oluşturmaktadır. Bu tasarım için  $R1 = R2 = 2R3$  ve  $C1 = 2C2 = 2C3$  olmak zorundadır. Kesim frekansı ise Eş. 4.5’te verilmiştir.

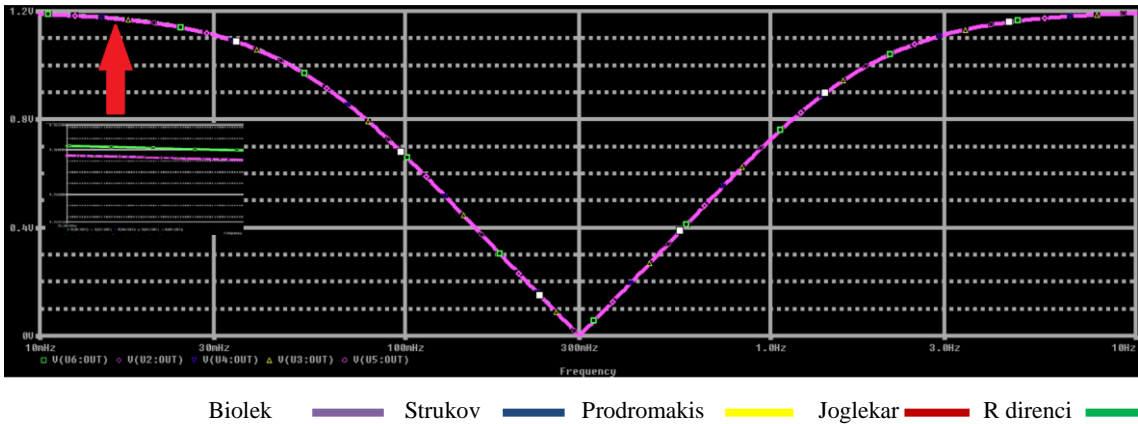
$$\begin{aligned}
 f_c &= \frac{1}{2\pi\sqrt{R1.R2.C2.C3}} & (4.5) \\
 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(11K)(11K)(48.2\mu F)(48.2\mu F)}} \\
 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(11.10^3)(11.10^3)(48,2.10^{-6})(48,2.10^{-6})}} \cong 300mHz
 \end{aligned}$$



Şekil 4.27. Aktif band durduran Filtre M-R devresi.

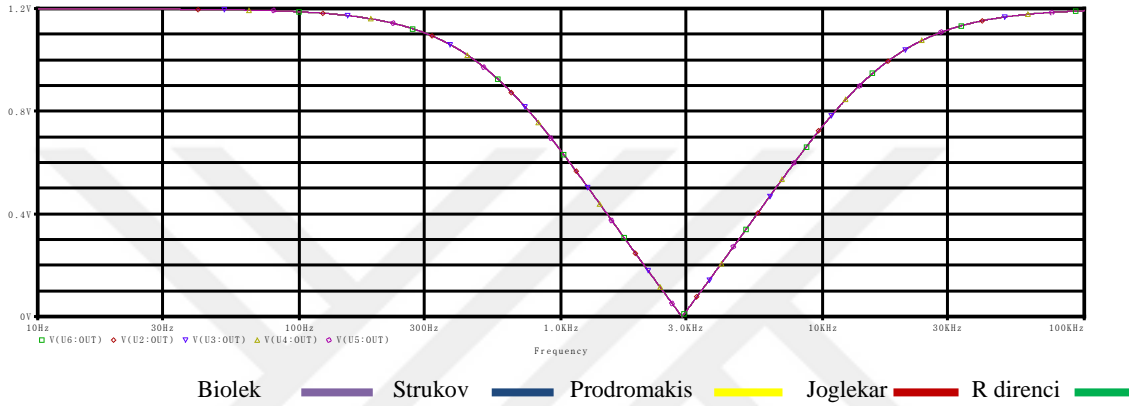
Aktif Band Durduran filtrenin 10mHz-10Hz frekans aralığındaki tepkisini incelediğimizde Şekil-4.28 'te görüldüğü gibi kesim frekansını olabildiğince düşük seçilmeye çalışıldı. Daha önceden de belirttiğimiz gibi memristör karakteristik özelliği gösterebilmesi için düşük frekanslarda çalışmamız gerekmektedir.

Band Durduran filtre devresi bir alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre devresinin paralel bağlanmasıyla oluşmaktaydı. Burada önce alçak geçiren kısım sistemde görülmekte hemen arkasından ise yüksek geçiren filtre tepkisi görülmektedir. Dikkat edilmesi gereken husus ise alçak geçiren filtrenin frekans tepkisinde memristör modelleri ile gerçekleştirilmiş R-C devresine göre daha dik bir slope (eğim)'a sahip olmasıdır. Bu eğimsel fark daha detaylı olarak grafikte de gösterilmiştir. Ancak yüksek geçiren frekans tepkisine baktığımızda bu farklılığın tamamen ortadan kalktığı görülmektedir.



Şekil 4.28. Aktif band durduran filtrenin 10mHz-10Hz'deki farklı memristör modelleri üzerindeki gerilim tepkisi.

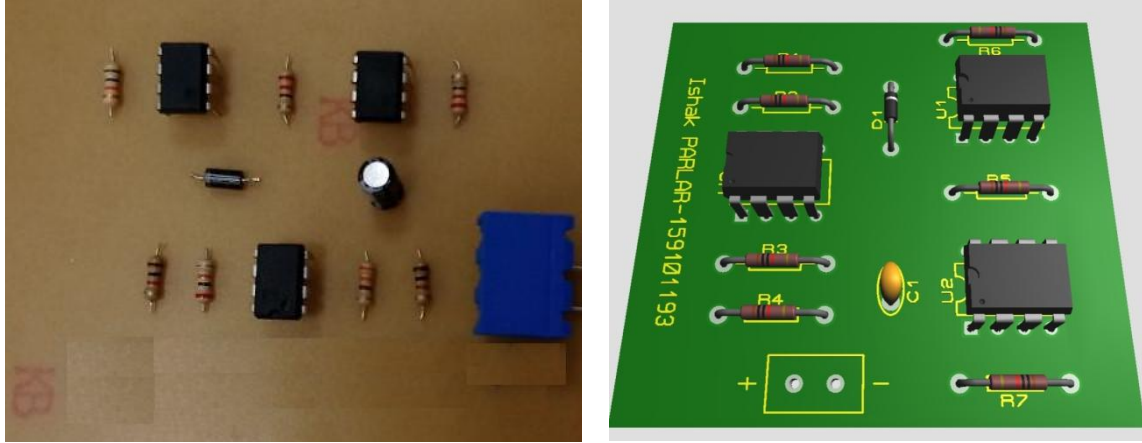
Şekil-4.29 'da ise band durduran filtrenin yüksek frekans tepkisi verilmiştir. Kesim frekansı  $f_c = 2.89kHz$  olacak şekilde direnç ve kapasitör değerleri ayarlanmıştır. Yüksek frekanslara çıktığımızda ise memristör modelleri ile gerçekleştirilmiş devreler ile R-C band durduran filtre devresi arasındaki frekans tepkisi görülmektedir. Memristör modelleri yüksek frekansta lineer bir direnç elemanı gibi davrandığı için nanomertebe de dahi bir fark görülmemektedir. Bu çalışmaların yapıldığı Pspice programında kullanılan elemanların tolerans değerleri  $\% \pm 0$  olarak ayarlanmıştır.



Şekil 4.29. Aktif band durduran filtrenin 10Hz-100KHz'deki farklı memristör modelleri üzerindeki gerilim tepkisi.

#### 4.4. Memristör Taklit Devresinin Uygulama Sonuçları

Çalışmamızın başında da belirttiğimiz gibi piyasada memristör mevcut olmadığından dolayı birçok taklit devresi türemiştir. Chua'nın 1971 yılında ilk ortaya attığı memristör taklitçisi çok fazla pasif ve aktif devre elemanından oluştuğu için devrenin gerçekleştirilmesi ve sonuç alınması zor ve sağlıklı bir süreç değildi. Geçen zaman içerisinde daha az sayıda eleman ile gerçekleştirilen ve memristör karakteristiğinin özelliğini ortaya çıkaran devreler türetilmiştir. Çalışmada ele aldığımız farklı taklit devreleri bölüm 3'te gösterilmiştir. Bu taklit devreleri içerisinden deneysel olarak rahat sonuç aldığımız Mutlu ve arkadaşları tarafından geliştirilen gerilim kontrollü taklit devresi modeli şekil-4.30'da gösterildiği gibi bread board üzerine kurulmuştur.

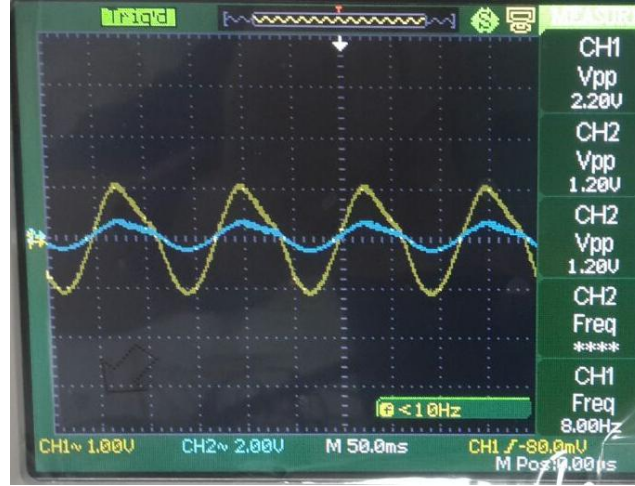


Şekil 4.30. Memristör taklit devresi uygulaması (Mutlu ve Karakulak, 2010).

Bölüm 3'te memristörün frekans ve gerilim tepkisini incelemiştik. Öncelikli olarak memristörle ilgili bir analog devre tasarımı yaparken ele aldığımız taklit devresinin dana önce belirttiğimiz karakteristik özellikleri sağlaması gerekmektedir. Aksi halde uygulama sonuçlarımız hatalı çıkacaktır. Burada Mutlu ve arkadaşları tarafından ele alınan devrenin matematiksel modelinin anlaşılabilir olması, uygulaması ve sadeliği gibi teknik özelliklerinden dolayı literatürde en çok kullanılan taklit devreleri arasında bulunmaktadır.

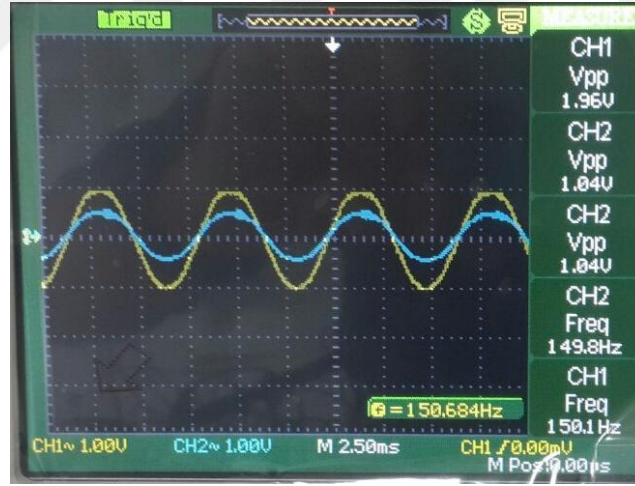
Taklit devresini bread board üzerine kurduktan sonra giriş ve çıkış tepkileri sinyal jeneratörü ve osiloskop aracılığıyla ortaya konmuştur. İlk olarak düşük frekans testleri gerçekleştirildi. Çünkü memristör dediğimiz devre elemanı düşük frekanslarda karakteristik özelliği daha belirgin olarak ortaya çıkmaktadır. Mevcut piyasadaki memristör taklit devreleri genellikle 10Hz-200Hz arası sağlıklı sonuçlar alınmaktadır. Ayrıca gelişen teknoloji ve yapılan laboratuvar çalışmaları ile daha yüksek frekanslarda da kullanılacak taklit devrelerinin olabileceği öngörülmektedir.

Aşağıdaki grafikte ise osiloskopta her iki kanaldan da alınan gerilimleri göstermeye çalıştık. Şekil 4.31'de Osiloskobun 1. ve 2. kanalları gerilim çıktılarını göstermektedir. Çalışmamızda akım probu olmadığından dolayı belirlenen direnç üzerinden gerilimi okumaya çalıştık. Buradaki akım değerini ise gerilimi okunan direnç değerine bölersek memristörün çektiği akım hesaplanabilir. Bu değer yaklaşık olarak  $2.5\mu A$  olarak ortaya çıkmaktadır. Grafikte de görüldüğü gibi 8Hz frekansa sahip giriş sinyalinde çıkış geriliminin tepkisi gösterilmiştir.



Şekil 4.31. 8 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör taklitçisinin akım ve gerilim grafiği(CH1: Gerilim, CH2: Akım).

Giriş sinyalinin frekansı 150 Hz olarak ayarlanırsa taklit devremiz lineer bir direnç gibi davranmakta yani herhangi bir distorsiyon (bozulma) meydana gelmemektedir (Şekil 4.32).



Şekil 4.32. 150 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör taklitçisinin akım ve gerilim grafiği(CH1: Gerilim, CH2: Akım).

Aşağıdaki şekil 4.33'te gerçekleştirilen taklit devresi uygulamasında öncelikle 8Hz frekansta akım ve gerilim grafiğini X-Y düzleminde oluşturarak histerezis eğrisini oluşturmaya çalıştık. Bazı literatürlerde bu eğri Lyscaous eğrisi olarak da ifade edilmektedir. Bu grafikte 1Vp-p ve 8Hz sinüzoidal giriş sinyali için histerezis eğrisi

görülmektedir. Burada histeresiz loop (döngü) alanın belirgin bir şekilde ortaya çıktığı görülmektedir.



Şekil 4.33. 8 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör taklitçisinin histeresiz eğrisi.

Şekil 4.34'te ise giriş gerilimini değiştirmeden frekansı 9 Hz'e çıkarttığımızda histeresiz eğrisinin altında kalan alanın azaldığını görmekteyiz.



Şekil 4.34. 9 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör taklitçisinin histeresiz eğrisi.

Gerçekleştirdiğimiz taklit devresinde frekansı 150 Hz'e çıkarttığımızda bu sefer histeresiz eğrisinin neredeyse kaybolduğunu görmekteyiz (Şekil 4.35). Bu taklit devresi için 150 Hz üst sınır olarak kabul edildiği için bu frekans test edilmiştir. Daha da



yüksek frekanslara çıktığında örneğin 1KHz ve yukarı frekanslarda bu eğrinin sifıra yaklaştığı ve tamamen linear hale geldiği gözlemlenmiştir.

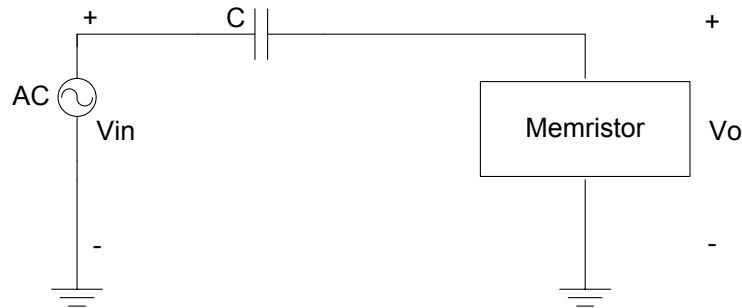


Şekil 4.35. 150 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör taklitçisinin histeresiz eğrisi.

Memristör karakteristiği ele alınırken aslında akım ve gerilim grafiğinin X-Y düzlemindeki gösterimi olarak belirtilmişti.

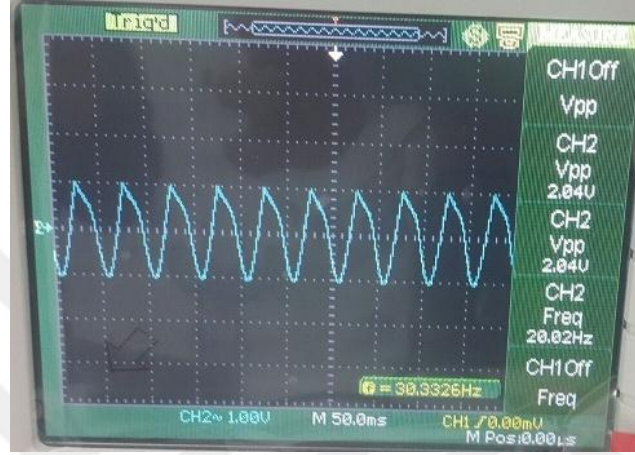
#### 4.4.1 Memristör temelli pasif yüksek geçiren filtre

Bu kısımda Mutlu ve arkadaşları tarafından önerilen Lineer Sürüklenme Hızlı  $TiO_2$  Memristör taklit devresinin aktif ve pasif filtre üzerindeki etkilerini incelenmiştir. İlk olarak Şekil 4.36' daki devre modeli kullanılarak memristör temelli pasif yüksek geçiren filtre devresi üzerindeki etkileri ele alınmıştır.

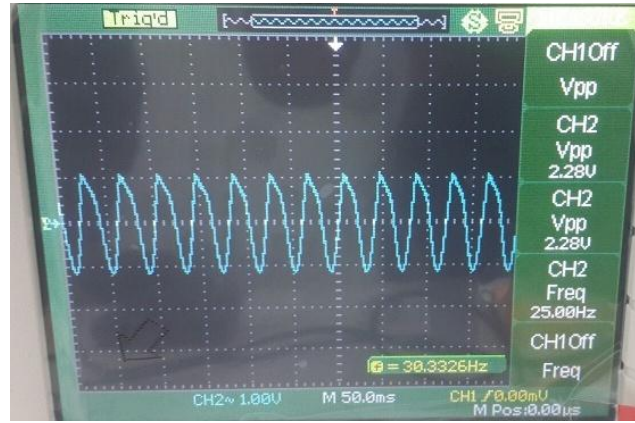


Şekil 4.36. Memristör temelli pasif yüksek geçiren filtre şematiği.

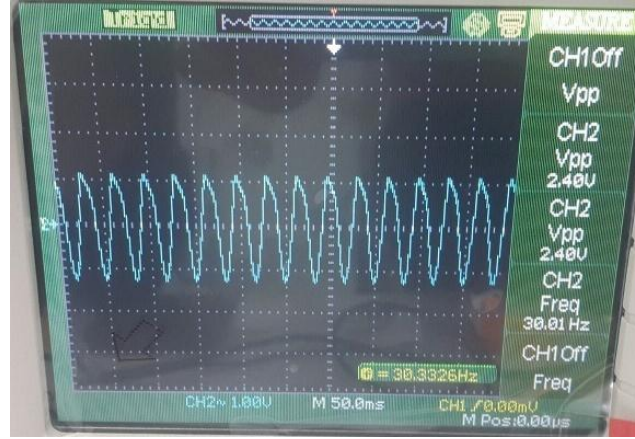
Şekil 4.37-4.41 arasında artan frekanslara karşı çıkış geriliminin tepkileri görülmektedir. Bu osiloskop çıktılarında da anlaşılacağı üzere yaklaşık olarak belirlenen 10Hz kesim frekansı üzerindeki frekanslarda giriş sinüsoidal gerilimini çıkışa güçlendirerek verdiğini, bu kesim frekansı altında ise giriş sinüsoidal gerilimini zayıflatarak verdiğini hatta 400mV'dan 160mV'a keskin bir düşüş olduğu görülmüştür.



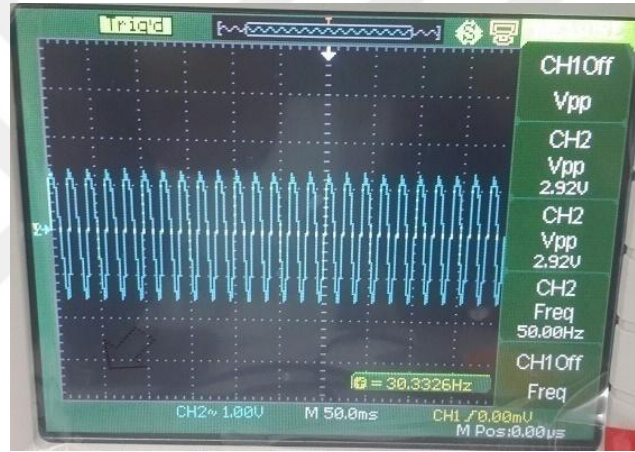
Şekil 4.37. 20 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör temelli pasif yüksek geçiren filtrenin çıkış tepkisi (CH2: Gerilim).



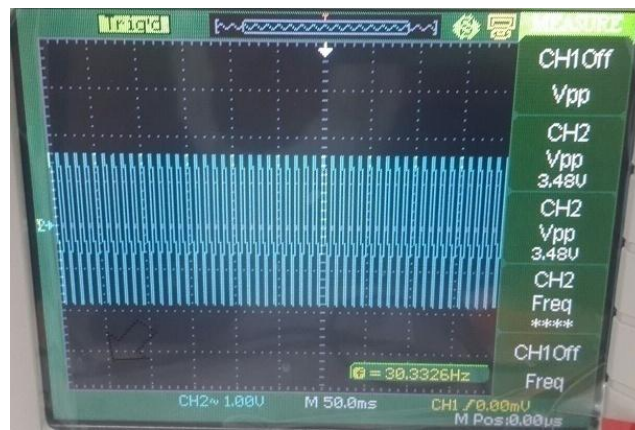
Şekil 4.38. 25 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör temelli pasif yüksek geçiren filtrenin çıkış tepkisi (CH2: Gerilim).



Şekil 4.39. 30 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör temelli pasif yüksek geçiren filtrenin çıkış tepkisi (CH2: Gerilim).



Şekil 4.40. 50 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör temelli pasif yüksek geçiren filtrenin çıkış tepkisi (CH2: Gerilim).



Şekil 4.41. 150 Hz sinüsoidal gerilimle beslenen memristör temelli pasif yüksek geçiren filtrenin çıkış tepkisi (CH2: Gerilim).

Çizelge 4.1’de pasif yüksek geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilim değerleri gösterilmiştir. Artan frekanslarda giriş geriliminde herhangi bir zayıflatma olmadan çıkışa verdiğini görmekteyiz. Oysa düşük frekanslara bakıldığında bu giriş sinyalinin giderek azaldığını hatta daha düşük frekanslarda tamamen sıfıra yaklaştığını görebilmekteyiz.

Burada önemli olan bir diğer nokta ise Mutlu ve arkadaşları tarafından önerilen model üzerinde öncelikle birkaç değişiklik yapılarak tasarım daha da sade hale getirildi. Memristör taklit devresinin uygulama çalışmalarında  $R_{INITIAL}$  değeri yaklaşık olarak  $1M\Omega$  olarak ölçülmüştür. Uygulama çalışmaları yapılırken R-C değeri de bu başlangıç değerine göre seçilmiştir.

Çizelge 4.1. Pasif yüksek geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilim değerleri.

<i>Frekans</i>	<i>Vo ( M-C Devresi)</i>	<i>Vo (R-C Devresi)</i>
5 Hz	160mV	200mV
10 Hz	400mV	360mV
15 Hz	560mV	520mV
20 Hz	720mV	600mV
25 Hz	740mV	640mV
30 Hz	760mV	700mV
35 Hz	840mV	740mV
40 Hz	880mV	760mV
45 Hz	920mV	840mV
50 Hz	960mV	880mV
100 Hz	1.04V	1.04V
150 Hz	1.04V	1.04V
200 Hz	1.04V	1.04V

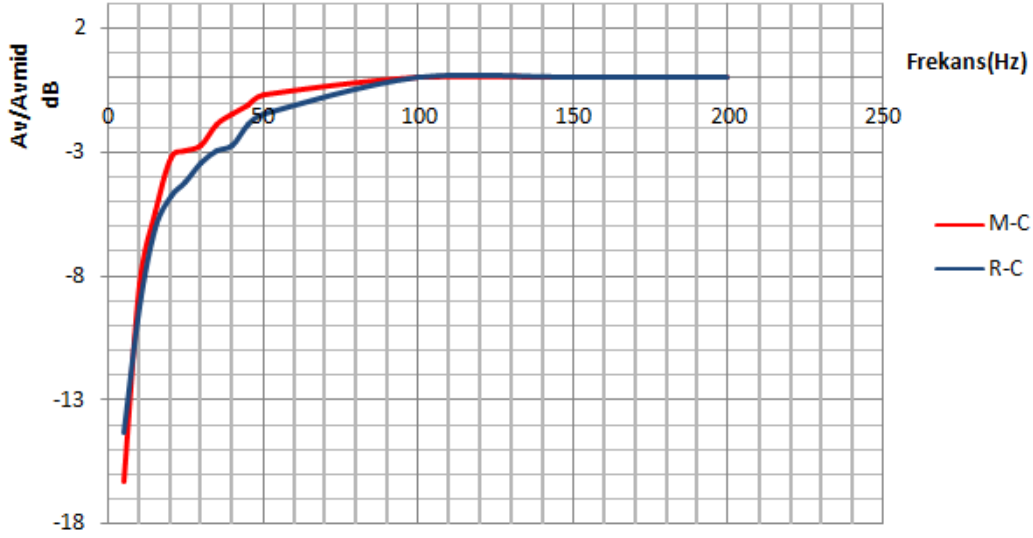
Çizelge 4.1’de pasif yüksek geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilimlerini deneysel olarak ifade edildikten sonra bir sonraki çizelge 4.2’ de bu değerler referans alınarak hesaplanan kazanç, normalize kazanç değerleri hesaplanmıştır. Desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ise denklem 4.6’ daki eşitlik kullanılarak ifade edilmiştir.

$$10\log\left(\frac{P_o}{P_i}\right) = 10\log\left(\frac{V_o^2/R}{V_i^2/R}\right) = 10\log\left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \Rightarrow 20\log\frac{V_o}{V_i} \quad dB \quad (4.6)$$

Çizelge 4.2. Pasif yüksek geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç ve desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri. ( $V_S = 1V - A_{V_{mid}} = 1,04$ )

$F(Hz)$	$V_L(p-p)$	$A_V = \frac{V_L}{V_S}$	$\frac{A_V}{A_{V_{mid}}}$	$20 \log \frac{A_V}{A_{V_{mid}}}$	$dB$
5 Hz	160mV	0.16	0.153846	-16.2538	
10 Hz	400mV	0.40	0.384615	-8.29947	
15 Hz	560mV	0.56	0.538462	-5.37691	
20 Hz	720mV	0.72	0.692308	-3.19402	
25 Hz	740mV	0.74	0.711538	-2.95603	
30 Hz	760mV	0.76	0.730769	-2.72439	
35 Hz	840mV	0.84	0.807692	-1.85508	
40 Hz	880mV	0.88	0.846154	-1.45101	
45 Hz	920mV	0.92	0.884615	-1.06491	
50 Hz	960mV	0.96	0.923077	-0.69524	
100 Hz	1.04V	1.04	1	0	
150 Hz	1.04V	1.04	1	0	
200 Hz	1.04V	1.04	1	0	

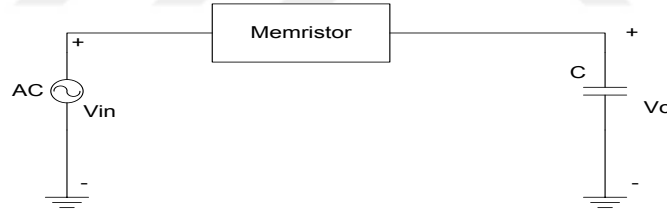
Çizelge 4.2'teki veriler tablolama programında x eksenini frekans noktalarını, y noktaları ise  $dB$  noktaları gösterecek şekilde düzgünleştirilmiş çizgileri olan dağılım grafiği kullanılarak şekil 4.42'deki grafik oluşturuldu. Bu grafikte desibel verilerini gösteren y noktalarında kazancın 0.707'ye düştüğü yani yarım güç kuralını göz önüne alınırsa  $-3dB$  noktası M-C ve R-C için kesim frekanslarını ve eğimi rahatlıkla görebilmemizi sağladı. 4.49'daki şekilde, yaklaşık olarak 10-100Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinin Bode grafiği tepkileri arasında net bir farklılık olduğu görülmektedir. Pasif yüksek geçiren filtre için R-C filtre devresinin, M-C filtre devresine göre daha ideale yakın bir tepki gösterdiği görülmektedir. 10Hz 'in altındaki frekanslarda ise M-C filtresinin daha dik bir eğime sahip olduğu net olarak görülmektedir. 100 Hz frekans aralığı dışına çıktığımızda lineer bir davranış sergileyen memristör R-C filtre devresi ile aynı tepkileri gösterdiği görülmektedir.



Şekil 4.42. Pasif yüksek geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği.

#### 4.4.2 Memristör temelli pasif alçak geçiren filtre

Linear sürüklenme hızlı  $TiO_2$  memristör taklit devresinin aktif ve pasif filtre üzerindeki etkilerini 4.43' teki devre modeli kullanılarak memristör temelli pasif alçak geçiren filtre devresi üzerindeki etkileri ele alınmıştır.



Şekil 4.43. Memristör temelli pasif alçak geçiren filtre şematığı.

Yukarıda bulunan şematikte ayrıca memristör temelli pasif alçak geçiren filtrenin giriş ve çıkış eğilimleri verilmiştir. Burada alt sistem olarak gösterilmeye çalışılan memristör devresi Mutlu ve arkadaşları tarafından önerilen devrenin bütünleşik gösterimidir. Bu devrede memristör taklit devresi ile kapasitör seri bağlanarak alçak geçiren filtre tasarlanmıştır. Yüksek frekanslarda kapasitör şaseye bağlı olduğundan yüksek frekansları minimize edilmektedir.

Yapılan deneysel çalışmalarda sinyal jeneratörünün çıkışını sinüs konumuna getirerek, frekansını 5Hz ve genliğini 1Vp-p durumda tutarak frekans arttırılmaya

çalışıldı. Osiloskobun 1. kanalı sinyal jeneratörünün çıkışına, 2. kanalını da C kapasitörü üzerine bağlanmıştır.

Bu durumda alçak geçiren pasif filtre devresinde kesim frekansının üzerindeki frekanslarda giriş sinyalini zayıflatarak çıkışa verdiği görülmektedir. Belirlenen kesim frekansının altında ise giriş sinyalini zayıflatmadan çıkışa verdiğini çizelge 4.3' de M-C ve M-R devrelerinde karşılıklı olarak görülmektedir. Her iki devrede de yani memristör temelli pasif alçak geçiren filtre devresi ve ideal pasif alçak geçiren filtre devresinin frekansa bağlı olarak çıkış tepkileri ölçülmüştür. 5Hz ve 200Hz arasında verilen frekans aralıklarını deneysel ve teorik olarak hesaplanmaya çalışılmıştır.

Çizelge 4.3. Pasif alçak geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilim değerleri

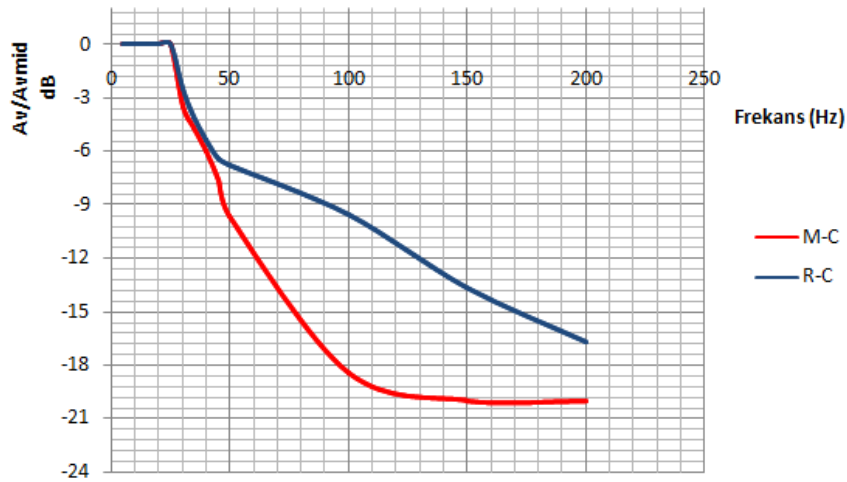
<i>Frekans</i>	<i>Vo ( M-C Devresi)</i>	<i>Vo (R-C Devresi)</i>
5 Hz	480mV	480mV
10 Hz	480mV	480mV
15 Hz	480mV	480mV
20 Hz	480mV	480mV
25 Hz	480mV	480mV
30 Hz	320mV	360mV
35 Hz	280mV	300mV
40 Hz	240mV	260mV
45 Hz	200mV	230mV
50 Hz	160mV	220mV
100 Hz	120mV	160mV
150 Hz	100mV	100mV
200 Hz	100mV	70mV

Çizelge 4.4' teki veriler tabloları programında x eksenini frekans noktalarını, y noktaları ise *dB* noktaları gösterecek şekilde düzgünleştirilmiş çizgileri olan dağılım grafiği kullanılarak şekil 4.44' teki grafik oluşturuldu. Bu grafikte desibel verilerini gösteren y noktalarında kazancın 0.707 'ye düştüğü yani yarım güç kuralını göz önüne alınırsa  $-3dB$  noktası M-C ve R-C için kesim frekanslarını ve eğimi rahatlıkla görebilmemizi sağladı. Çizelge 4.4' teki veriler grafiksel olarak yorumladığımızda yaklaşık olarak 0-25Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinin Bode grafiği tepkilerinde herhangi bir fark olmadığı ancak 25-200Hz frekans aralığında M-C filtresinin, R-C filtre devresine göre daha dik bir eğime sahip olduğu görülmektedir.

Çizelge 4.4. Pasif alçak geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç ve desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ( $V_S = 1V - A_{V_{mid}} = 0,480$ )

$F(Hz)$	$V_L(p-p)$	$A_V = \frac{V_L}{V_S}$	$\frac{A_V}{A_{V_{mid}}}$	$20 \log \frac{A_V}{A_{V_{mid}}}$	$dB$
5 Hz	480mV	0.48	1	0	
10 Hz	480mV	0.48	1	0	
15 Hz	480mV	0.48	1	0	
20 Hz	480mV	0.48	1	0	
25 Hz	480mV	0.48	1	0	
30 Hz	320mV	0.32	0.6666	-3.52269	
35 Hz	280mV	0.28	0.58333	-4.68171	
40 Hz	240mV	0.24	0.5	-6.0206	
45 Hz	200mV	0.20	0.4166	-7.60561	
50 Hz	160mV	0.16	0.33333	-9.54251	
100 Hz	120mV	0.12	0.25	-12.0412	
150 Hz	100mV	0.10	0.20833	-13.625	
200 Hz	100mV	0.10	0.20833	-13.625	

Çizelge 4.3' de pasif alçak geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilimleri deneysel olarak ifade edildikten sonra bir sonraki çizelge 4.4' de bu değerler referans alınarak hesaplanan kazanç, normalize kazanç değerleri hesaplanmıştır. Desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ise denklem 4.6' daki eşitlik kullanılarak 4.44' teki grafik elde edilmiştir.

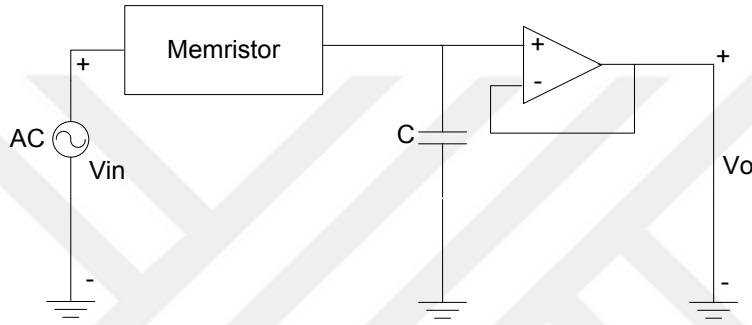


Şekil 4.44. Pasif alçak geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği.



#### 4.4.3 Memristör temelli aktif alçak geçiren filtre

Şekil 4.45' teki şematikte memristör temelli aktif alçak geçiren filtrenin giriş ve çıkış eğilimleri verilmiştir. Burada alt sistem olarak gösterilmeye çalışılan memristör devresi Mutlu ve arkadaşları tarafından önerilen lineer sürüklenme hızlı  $TiO_2$  memristör devrenin bütünleşik gösterimidir. Bu devrede memristör taklit devresini giriş devresindeki R direnci yerine bağlayarak ve kapasitörü de dirence paralel bağlayarak işlemsel yükseltecin evirmeyen girişine verilmiştir. Yüksek frekanslarda kapasitör şaseye bağlı olduğundan yüksek frekansları minimize edecektir.



Şekil 4.45. Memristör temelli aktif alçak geçiren filtre şematığı.

Bu durumda alçak geçiren aktif filtre devresinde kesim frekansının üzerindeki frekanslarda giriş sinyalini zayıflatarak çıkışa verdiği çizelge 4.5' teki verilerden açıkça görülmektedir. Belirlenen kesim frekansının altında ise giriş sinyalini zayıflatmadan çıkışa verdiğini yine çizelge 4.5' te M-C ve M-R devrelerinde karşılıklı olarak görülmektedir. Her iki devrede de yani memristör temelli aktif alçak geçiren filtre devresi ve normal aktif alçak geçiren filtre devresinin frekansa bağlı olarak çıkış tepkileri ölçülmüştür. 1Hz-1kHz arasında verilen frekans aralıklarını deneysel ve teorik olarak hesaplanmaya çalışılmıştır.

Çizelge 4.5. Aktif alçak geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilim değerleri

<i>Frekans</i>	<i>M-C Devresi</i>	<i>R-C Devresi</i>
1 Hz	296mV	356mV
2 Hz	296mV	356mV
3 Hz	296mV	356mV
4 Hz	296mV	356mV
5 Hz	292mV	344mV
6 Hz	288mV	336mV
7 Hz	272mV	316mV
8 Hz	264mV	300mV
9 Hz	252mV	280mV
10 Hz	240mV	268mV
100 Hz	40mV	44mV
1k Hz	12mV	12mV

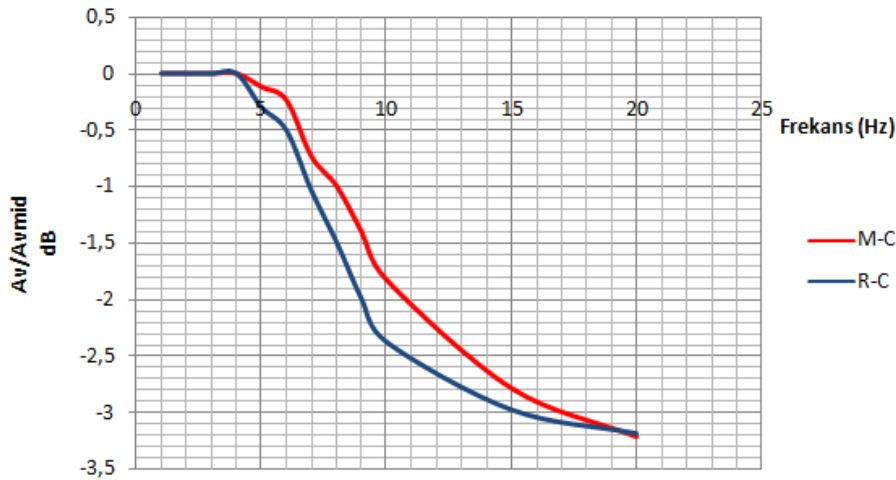
Çizelge 4.5' te verildiği gibi yüksek frekanslarda sinüsoidal giriş gerilimini büyük oranda minimize ettiği ve 100-1kHz frekanslara çıktığımızda neredeyse tamamen elimini ettiği (12mV) görülmektedir.

Çizelge 4.5' teki veriler tablolama programında x eksenini frekans noktalarını, y noktaları ise  $dB$  noktaları gösterecek şekilde düzleştirilmiş çizgileri olan dağılım grafiği kullanılarak Şekil 4.46' daki grafik oluşturuldu. Bu grafikte desibel verilerini gösteren y noktalarında kazancın 0.707' ye düştüğü yani yarım güç kuralını göz önüne alınırsa  $-3dB$  noktası M-C ve R-C için kesim frekanslarını ve eğimi rahatlıkla görebilmemizi sağladı. Çizelge 4.5' teki veriler tablolama programında grafiksel olarak yorumladığımızda ise 0-4Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinin Bode grafiği tepkilerinde herhangi bir fark olmadığı ancak 4-10Hz frekans aralığında R-C filtresinin, M-C filtre devresine göre eğiminin daha dik olduğu görülmektedir. Ayrıca M-C filtre devresinin Bode grafiği tepkisinde distorsiyonlar olduğu da görülmektedir.

Çizelge 4.6. Aktif alçak geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç ve desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ( $V_S = 1V - A_{V_{mid\ M-C}} = 0,296 - A_{V_{mid\ R-C}} = 0,356$ )

$F(Hz)$	$V_L(p-p)$	$A_V = \frac{V_L}{V_S}$	$\frac{A_V}{A_{V_{mid}}}$	$20 \log \frac{A_V}{A_{V_{mid}}} \text{ dB}$
	$M-C$	$M-C/R-C$	$M-C/R-C$	$M-C/R-C$
1 Hz	296mV	0.296 / 0.356	1 / 1	0 / 0
2 Hz	296mV	0.296 / 0.356	1 / 1	0 / 0
3 Hz	296mV	0.296 / 0.356	1 / 1	0 / 0
4 Hz	296mV	0.296 / 0.356	1 / 1	0 / 0
5 Hz	292mV	0.292 / 0.344	0.986 / 0.966	-0.118 / -0.297
6 Hz	288mV	0.288 / 0.336	0.972 / 0.943	-0.237 / 0.502
7 Hz	272mV	0.272 / 0.316	0.918 / 0.887	-0.734 / -1.035
8 Hz	264mV	0.264 / 0.300	0.891 / 0.842	-0.993 / -1.486
9 Hz	252mV	0.252 / 0.280	0.851 / 0.786	-1.397 / -1.987
10 Hz	240mV	0.240 / 0.268	0.810 / 0.752	-1.821 / -2.368
15 Hz	215mV	0.215 / 0.253	0.726 / 0.710	-2.777 / -2.966
20 Hz	204mV	0.204 / 0.247	0.689 / 0.693	-3.205 / -3.175
100 Hz	40mV	0.40 / 0.44	0.135 / 0.12	-17.384 / -18.061
1000 Hz	12mV	0.12 / 0.12	0.04 / 0.03	-27.842 / -29.340

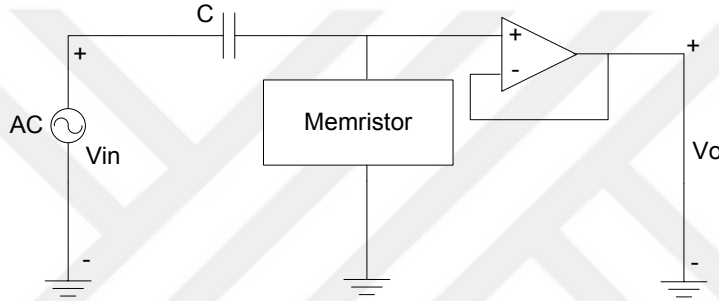
Çizelge 4.5' te aktif alçak geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilimlerini deneysel olarak ifade edildikten sonra bir sonraki çizelge 4.6' da bu değerler referans alınarak hesaplanan kazanç, normalize kazanç değerleri hesaplanmıştır. Desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ise denklem 4.6' daki eşitlik kullanılarak 4.46' deki grafik elde edilmiştir.



Şekil 4.46. Aktif alçak geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği.

#### 4.4.4 Memristör temelli aktif yüksek geçiren filtre

Şekil 4.47’deki şematikte memristör temelli aktif yüksek geçiren filtrenin giriş ve çıkış eğilimleri verilmiştir. Burada alt sistem olarak gösterilmeye çalışılan memristör devresi Mutlu ve arkadaşları tarafından önerilen lineer sürüklenme hızlı  $TiO_2$  memristör devrenin bütünleşik gösterimidir. Bu devrede memristör taklit devresini giriş devresindeki şaseye bağlı olan R direnci yerine bağlayarak ve kapasitörü de dirence paralel bağlayarak işlemsel yükseltecin evirmeyen girişine verilmiştir. Yüksek frekanslarda kapasitör yerine bu sefer direnç şaseye bağlı olduğundan yüksek frekansların çıkıştaki etkisi rahatça görülebilmektedir.



Şekil 4.47. Memristör temelli aktif yüksek geçiren filtre şematığı.

Bu durumda yüksek geçiren aktif filtre devresinde kesim frekansının üzerindeki frekanslarda giriş sinyalini kuvvetlendirerek çıkışa verdiğini ve kesim frekansının altında ise giriş sinyalini zayıflatarak çıkışa verdiğini çizelge 4.7’de M-C ve R-C devrelerinde karşılıklı olarak görülmektedir. Her iki devrede de yani memristör temelli aktif yüksek geçiren filtre devresi ve normal aktif yüksek geçiren filtre devresinin frekansa bağlı olarak çıkış tepkileri ölçülmüştür. 1Hz ve 1kHz arasında verilen frekans aralıklarını deneysel ve teorik olarak hesaplanmaya çalışılmıştır.

Çizelge 4.7. Aktif yüksek geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilim değerleri

<i>Frekans</i>	<i>M-C Devresi</i>	<i>R-C Devresi</i>
0.1 Hz	40mV	60mV
1 Hz	200mV	140mV
2 Hz	440mV	480mV
3 Hz	700mV	740mV
4 Hz	920mV	960mV
5 Hz	1.08V	1.16V
6 Hz	1.26V	1.32V
7 Hz	1.40V	1.40V
8 Hz	1.50V	1.50V
9 Hz	1.58V	1.60V
10 Hz	1.64V	1.66V
100 Hz	2V	2V
1k Hz	2V	2V

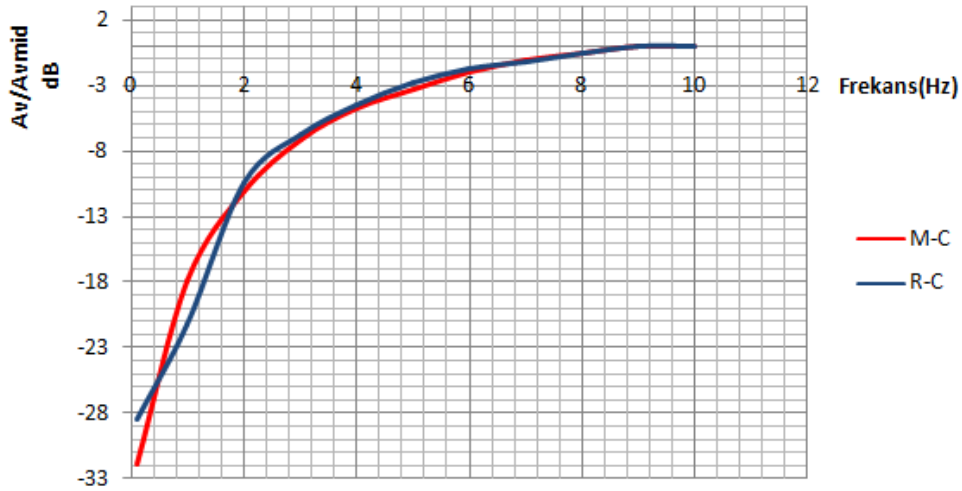
Çizelge 4.7' de verildiği gibi düşük frekanslarda sinüsoidal giriş gerilimini büyük oranda elimini ettiği ve 100 ve 1kHz frekanslara çıktığımızda giriş gerilimini yüksek bir verimlilikte olduğu (2V) görülmektedir.

Çizelge 4.8' deki verileri grafiksel olarak yorumladığımızda 0-2Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinin Bode grafiği tepkilerindeki farklılıklar daha net olarak görülmektedir. 2-8Hz frekans aralığında ise M-C devresi, R-C devresine göre daha iyi eğime dolayısıyla daha gürbüz bir kalite faktörüne ( $Q$ ) sahip olduğu görülmektedir. Bu çalışmalarda özellikle düşük frekanslarda çalışmamızın temel nedeni memristör taklit devremizin karakteristik özelliğine uygun olabilmesi için bu şartın öncelikli olarak sağlanması gerekmektedir.

Çizelge 4.8. Aktif yüksek geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç ve desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ( $V_S = 1V - A_{V_{mid\ M-C}} = 2 - A_{V_{mid\ R-C}} = 2$ )

$F(Hz)$	$V_L(p-p)$	$A_V = \frac{V_L}{V_S}$	$\frac{A_V}{A_{V_{mid}}}$	$20 \log \frac{A_V}{A_{V_{mid}}} \text{ dB}$
	$M-C / R-C$	$M-C / R-C$	$M-C / R-C$	$M-C / R-C$
0.1 Hz	40mV / 60mV	0.40 / 0.60	0.02 / 0.03	-31.93 / -28.51
1 Hz	200mV / 140mV	0.200 / 0.140	0.1 / 0.07	-17.95 / -21.15
2 Hz	400mV / 480mV	0.400 / 0.480	0.22 / 0.24	-11.1 / -10.45
3 Hz	700mV / 740mV	0.700 / 0.740	0.35 / 0.37	-7.07 / -6.69
4 Hz	920mV / 960mV	0.920 / 0.960	0.46 / 0.48	-4.69 / -4.43
5 Hz	1.08V / 1.16V	1.08 / 1.16	0.54 / 0.58	-3.3 / -2.79
6 Hz	1.26V / 1.32V	1.26 / 1.32	0.63 / 0.66	-1.965 / -1.67
7 Hz	1.4V / 1.4V	1.4 / 1.4	0.7 / 0.7	-3.09 / -3.09
8 Hz	1.5V / 1.5V	1.5 / 1.5	0.75 / 0.75	-2.49 / -2.49
9 Hz	1.58V / 1.6V	1.58 / 1.6	0.79 / 0.8	-2.04 / -1.938
10 Hz	1.64V / 1.66V	1.64 / 1.66	0.82 / 0.83	-1.723 / -1.618
100 Hz	2V / 2V	2 / 2	1 / 1	0 / 0
1000 Hz	2V / 2V	2 / 2	1 / 1	0 / 0

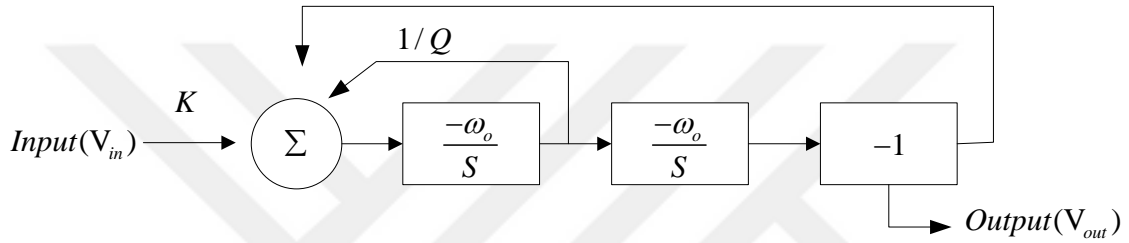
Çizelge 4.7' de aktif yüksek geçiren filtre devresinde farklı çıkış frekansları için çıkış gerilimlerini deneysel olarak ifade edildikten sonra bir sonraki çizelge 4.8' de bu değerler referans alınarak hesaplanan kazanç, normalize kazanç değerleri hesaplanmıştır. Desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ise denklem 4.6' daki eşitlik kullanılarak Şekil 4.48' deki grafik elde edilmiştir.



Şekil 4.48. Aktif yüksek geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği.

#### 4.4.5. Memristör temelli 2. dereceden aktif alçak geçiren filtre

Alçak geçiren filtre, DC' den kesim frekansına kadar sabit bir çıkış gerilimine sahip olan elektronik bir devredir. Frekans, kesim frekansının üzerine çıkmaya başladığında, çıkış gerilimi zayıflayama başlayacaktır. Kesim frekansı, diğer bir deyişle 0,707 frekansı, 3dB frekansı ya da köşe frekansı, çıkış geriliminin pass-band değerine göre 0,707 kat düştüğü frekanstır. Şekil-4.49'daki şekilde ikinci dereceden bir alçak geçiren filtrenin blok diyagramı gösterilmektedir.

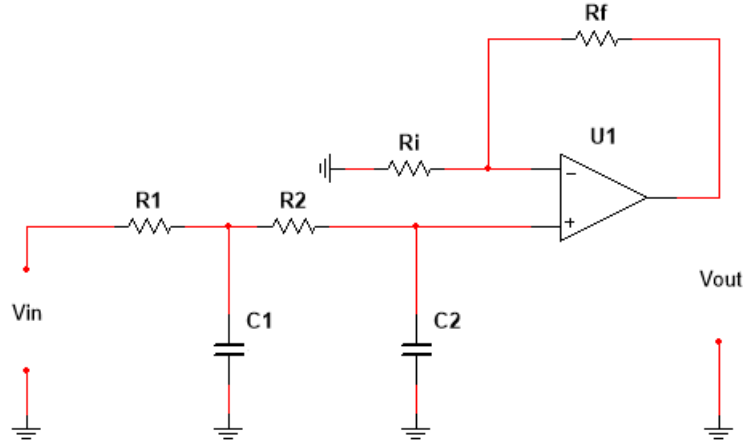


Şekil 4.49. 2. Dereceden bir alçak geçiren filtrenin blok diyagramı.

Filtre, iki miller integratörü, birim kazançlı bir evirici kuvvetlendirici ve toplayıcıdan oluşmaktadır. Bu nedenle transfer fonksiyonu Eş.4.7'deki gibi yazılabilir:

$$\frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{K\omega_o^2}{S^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)S + \omega_o^2} \quad (4.7)$$

Eşitlik 4.7' de verilen ikinci dereceden alçak geçiren filtrenin genel transfer fonksiyon formudur. Bu blok diyagram takip edilerek pratik bir ikinci dereceden alçak geçiren filtre şekil 4.50' de gösterilmektedir.



Şekil 4.50. 2. Dereceden bir alçak geçiren filtre devresi.

Eşitlik 4.8’ de verilen devrenin kesim frekansı gösterilmektedir:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad , \quad C_1 = C_2 \quad (4.8)$$

Burada kapasitör değerleri eşit değerde seçilmek zorundadır.  $R_f$  ve  $R_i$  dirençleri sayesinde ise kazanç belirlenebilmektedir.

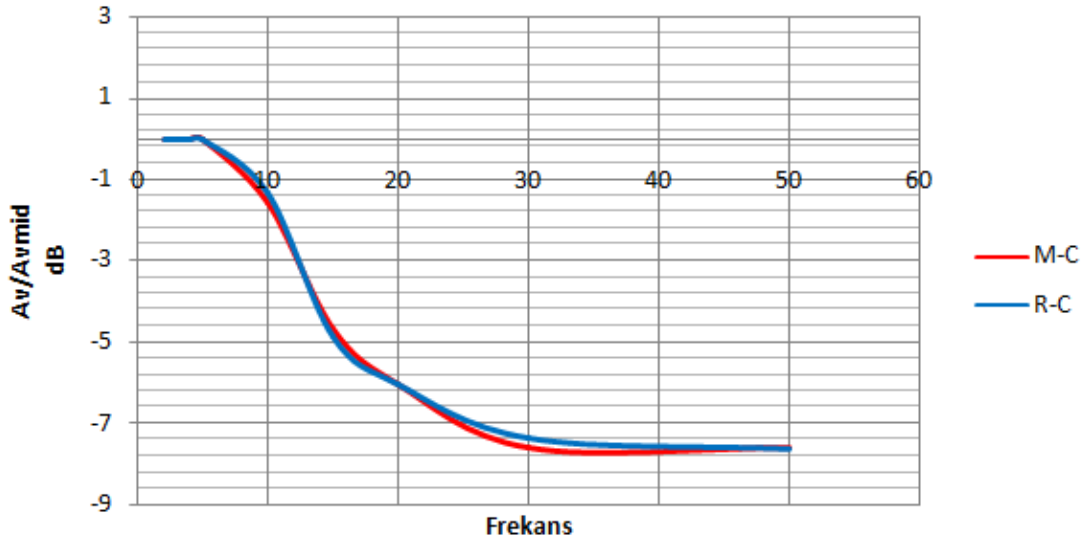
Çizelge 4.9’ daki verileri grafiksel olarak yorumladığımızda  $-3dB$  yarım güç çizgisine kadar M-C 2. dereceden alçak geçiren filtre devresi R-C 2. dereceden alçak geçiren filtre devresine göre daha dik eğime sahip olduğu görülmüştür.  $-3dB$  ve  $-6dB$  aralığında ise R-C 2. dereceden alçak geçiren filtre devresi daha dik indiği görülmektedir.  $-6dB$  ve sonrasındaki frekans tepkileri için ise M-C 2. dereceden alçak geçiren filtre devresi daha yüksek bir kalite faktörüne ( $Q$ ) sahip olduğu görülmektedir. Önceki çalışmalarda yani birinci derece AGF devresinde de R-C devresinin M-C devresine göre daha gürbüz bir kalite faktörüne sahip olduğu görülmüştü. Bu çalışmada AGF devresinin derecesi artmasına rağmen R-C filtre devresinin daha üstün olduğu görülebilmektedir.



Çizelge 4.9. 2. Dereceden aktif alçak geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç, desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ( $V_S = 1V - A_{V_{mid\ M-C}} = 0,240 - A_{V_{mid\ R-C}} = 0,280$ )

$F(Hz)$	$V_L(p-p)$	$A_V = \frac{V_L}{V_S}$	$\frac{A_V}{A_{V_{mid}}}$	$20 \log \frac{A_V}{A_{V_{mid}}} \text{ dB}$
		$M-C/R-C$	$M-C/R-C$	$M-C/R-C$
2 Hz	240mV / 280mV	0.240 / 0.280	1 / 1	0 / 0
3 Hz	240mV / 280mV	0.240 / 0.280	1 / 1	0 / 0
4 Hz	240mV / 280mV	0.240 / 0.280	1 / 1	0 / 0
5 Hz	240mV / 280mV	0.240 / 0.280	1 / 1	0 / 0
10 Hz	200mV / 240mV	0.240 / 0.240	0.83 / 0.85	-1.58 / -1.33
15 Hz	140mV / 160mV	0.140 / 0.160	0.58 / 0.57	-4.68 / -4.86
20 Hz	120mV / 140mV	0.120 / 0.140	0.5 / 0.5	-6.02 / -6.02
30 Hz	100mV / 120mV	0.100 / 0.120	0.41 / 0.42	-7.6 / -7.6
50 Hz	100mV / 116mV	0.100 / 0.116	0.41 / 0.42	-7.6 / -7.6
100 Hz	60mV / 116mV	0.60 / 0.116	0.25 / 0.416	-12.04 / -7.6
1000 Hz	40mV / 60mV	0.40 / 0.60	0.166 / 0.214	-15.563 / -13.38

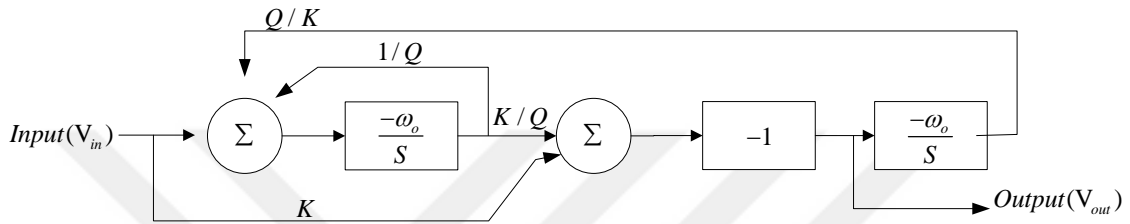
Çizelge-4.9’da M-C ve R-C devrelerinin frekans tepkileri verilmiştir. Burada girişe sinüsoidal bir sinyal verilerek çıkış tepkileri analiz edildikten sonra bu değerler referans alınarak hesaplanan kazanç, normalize kazanç değerleri hesaplanmıştır. Desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ise denklem 4.6’ daki eşitlik kullanılarak Şekil 4.51’ deki grafik elde edilmiştir.



Şekil 4.51. 2. Dereceden aktif alçak geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği.

#### 4.4.6. Memristör Temelli 2. Dereceden Aktif Yüksek Geçiren Filtre

İkinci dereceden yüksek geçiren filtrenin frekans tepkisi, ikinci dereceden alçak geçiren filtrenin frekans tepkisinin tersidir. Yüksek geçiren filtre, kesim frekansının altındaki tüm frekanslar için çıkış gerilimini zayıflatan bir filtredir. Kesim frekansının üstündeki frekanslar için çıkış geriliminin genliği sabittir. Şekil 4.52’de ikinci dereceden bir yüksek geçiren filtrenin blok diyagramı gösterilmiştir.

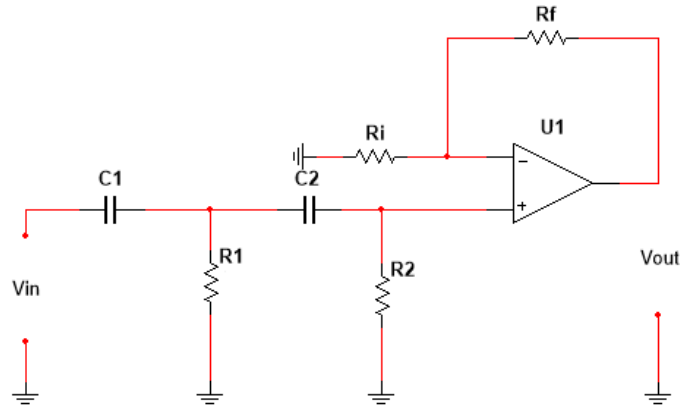


Şekil 4.52. 2. Dereceden bir yüksek geçiren filtrenin blok diyagramı.

Bu filtre, iki Miller integratörü, bir evirici kuvvetlendirici ve de iki toplayıcıdan oluşmaktadır. Filtrenin transfer fonksiyonu eşitlik 4.9’ da verilmiştir:

$$\frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{-KS^2}{S^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)S + \omega_o^2} \quad (4.9)$$

İkinci dereceden yüksek geçiren filtrenin genel devre formu şekil 4.53’ ta gösterilmiştir. Şekil 4.52’ daki blok diyagram takip edilerek pratik bir ikinci dereceden yüksek geçiren filtre gösterilmektedir.



Şekil 4.53. 2. Dereceden bir yüksek geçiren filtre devresi.

Eşitlik 4.10' da verilen devrenin kesim frekansı gösterilmektedir. Burada direnç değerleri eşit seçilmek zorundadır.  $R_f$  ve  $R_i$  dirençleri sayesinde ise kazanç belirlenebilmektedir.

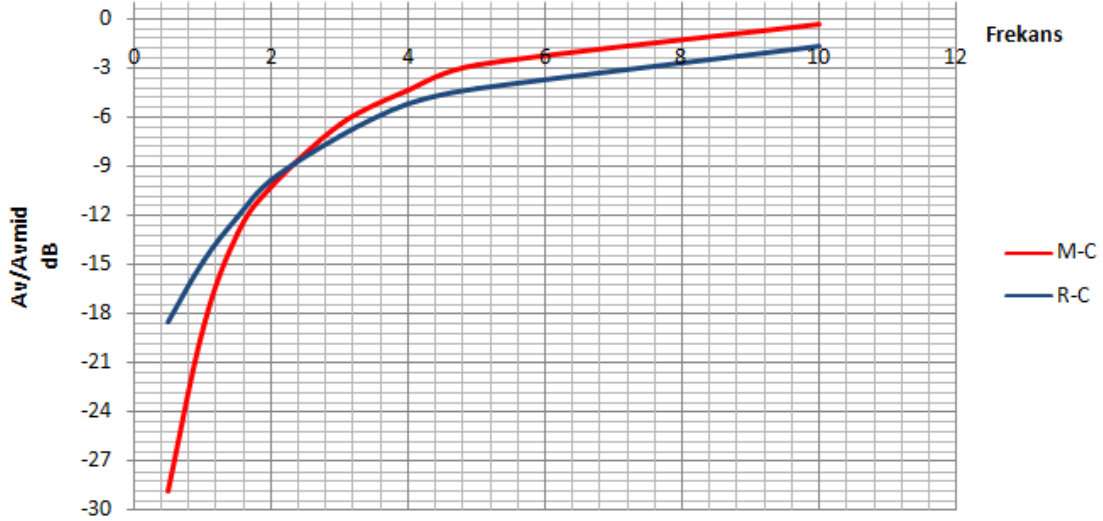
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad , \quad R_1 = R_2 \quad (4.10)$$

Çizelge 4.10'daki veriler grafiksel olarak yorumlandığında 0-2Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinin kalite faktörleri ( $Q$ ) incelendiğinde M-C filtre devresinin daha dik olduğu görülmektedir. 2-10Hz frekans aralığında ise R-C devresi ve M-C devresine aynı eğimsel artışla orta kazanç bandına doğru ilerlemektedir. Bu çizelgeden ayrıca şunu da söylemek mümkündür. Orta kazanç bandı ( $A_{V_{mid}}$ ) M-C filtre devresinde, R-C filtre devresine göre yaklaşık 3 kat daha yüksek çıktığı görülmektedir. Buna rağmen çok katlı filtre devrelerinde çıkış gerilim tepkisinde bozulmalar (distorsiyonlar) görüldü. Bu iki devre ise istenilen amaç ve tasarıma göre tercih edilebilir.

Çizelge 4.10. 2. Dereceden aktif yüksek geçiren filtre devresinde farklı frekans değerleri için hesaplanan kazanç, normalize kazanç, desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ( $V_S = 1V - A_{V_{mid\ M-C}} = 5,88 - A_{V_{mid\ R-C}} = 2,18$ )

$F(Hz)$	$V_L(p-p)$	$A_V = \frac{V_L}{V_S}$	$\frac{A_V}{A_{V_{mid}}}$	$20\log \frac{A_V}{A_{V_{mid}}} \quad dB$
	$M-C / R-C$	$M-C / R-C$	$M-C / R-C$	$M-C / R-C$
0.5 Hz	212mV / 260mV	0.212 / 0.260	0.036 / 0.119	-28.86 / -18.46
1 Hz	676mV / 400mV	0.676 / 0.400	0.114 / 0.183	-18.78 / -14.72
1.5 Hz	1.3V / 540mV	1.3 / 0.540	0.221 / 0.247	-13.10 / -12.12
2 Hz	1.8V / 700mV	1.8 / 0.700	0.306 / 0.321	-10.28 / -9.86
3 Hz	2.8V / 960mV	2.8 / 0.960	0.476 / 0.44	-6.44 / -7.12
4 Hz	3.58V / 1.2V	3.58 / 1.2	0.608 / 0.55	-4.3 / -5.18
5 Hz	4.28V / 1.34V	4.28 / 1.34	0.727 / 0.614	-2.75 / -4.22
10 Hz	5.68V / 1.8V	5.68 / 1.8	0.965 / 0.829	-0.3 / -1.66
100 Hz	5.88V / 2.18V	5.88 / 2.18	1 / 1	0 / 0
1000 Hz	5.88V / 2.18V	5.88 / 2.18	1 / 1	0 / 0

Çizelge-4.10'da M-C ve R-C devrelerinin frekans tepkileri verilmiştir. Burada girişe sinüsoidal bir sinyal verilerek çıkış tepkileri analiz edildikten sonra bu değerler referans alınarak hesaplanan kazanç, normalize kazanç değerleri hesaplanmıştır. Desibel (dB) cinsinden kazanç değerleri ise denklem 4.6' daki eşitlik kullanılarak Şekil 4.54' teki grafik elde edilmiştir.



Şekil 4.54. 2. Dereceden aktif yüksek geçiren M-C ve R-C devrelerinin bode grafiği



## 5 TARTIŞMA VE SONUÇ

Memristör adlı elemanın hafıza özelliğine sahip olması, kendini pasif devre elemanı olarak göstermektedir. Memristör üzerine uygulanan giriş gerilimine göre direnç değerini değiştirdiği için sistemin davranışını uyarlamalı (adaptive) olarak değiştirebilme özelliğine sahiptir.

Günümüzdeki çoğu memristör temelli çalışmalarda taklit devreleri kullanılmaya çalışılmaktadır. Taklit devreleri memristörün karakteristiği ile aynı özellikleri gösterebiliyorsa, mevcut teknolojilerle uyumlaştırılması ve memristör ile yapılması istenen çalışmaların hayata geçirilerek mevcut durum ile arasındaki verimsel farkının ortaya konması gerekmektedir. Eğer uygulama ile teorik hesaplamalar farklılıklar gösteriyorsa yeni taklit devreleri geliştirilebilir.

Haberleşme, analog elektronik, sinyal ve sistemler gibi konularda filtre temel bir parametredir. Elektronik alanında hemen hemen her alanda karşımıza çıkan filtrelerin günümüzde çok katlı dereceleri ve değişik tasarımlarla karşımıza çıkmaktadır. Genel olarak filtrelerdeki temel konu süzgeç işlemi yaparken istenmeyen frekansları ideale yakın bir ölçüde minimize etmesidir. Memristör temelli analog süzgeçler ayarlanabilir memristans özelliği sayesinde kazanç, değer katsayısı vb. süzgeç özelliklerinde klasik devre elemanları ile sağlanamayan otomatik ayarlanabilme özelliği getirmektedir. Bir diğer parametre ise filtre devrelerinde süzme işlemi yaparken kalite faktörü dediğimiz bir değer ortaya çıkmaktadır. Filtre konusu yapılan çalışmada özellikle düşük frekanslarda memristör temelli filtrelerin etkisinin rahatça görülebildiğini ve standart pasif ve aktif filtrelere göre kalite faktörünün daha yüksek olduğu gözlemlenmiştir. Benzetim çalışmalarında ise bu fark nanomertebede görülebilmemesine karşın deneysel sonuçlarda bu fark rahatça görülebilmektedir.

Uygulama ve deneysel filtre devrelerinde genel olarak düşük frekans tepkileri incelendi. Bunun en önemli nedenlerden biri, memristör adlı pasif devre elemanın yüksek frekanslardaki hem deneysel hem de benzetim çalışmalarında tamamen lineer çizgiye geldiğinden dolayı normal bir dirençten farksız hale gelmektedir. Memristörümüzün karakteristik özelliğini ortaya koyabilmek için bu frekanslarda çalışmak temel şart olmuştur.

Sonuç olarak taklit devresi ile gerçekleştirilen aktif ve pasif analog filtre devrelerinde günümüz teknolojisi üzerinde oldukça büyük etkileri olabileceği görülmektedir. Uygulama sonuçlarında özellikle kalite faktörünün memristör temelli filtrelerde daha sağlıklı sonuçlar alındığı görüldü. Pspice benzetim çalışmalarında AGF devresinde, her bir memristör modelinin durum fonksiyon modeli farklı olduğundan beklenen farklılıklar gözlemlenmiştir. Bu filtre devresinde özellikle Prodromakis ve Strukov memristör durumlarının Joglekar ve Biolek memristör durumlarına göre R-C devresindeki kalite faktörünün yüksek olduğu gözlemlendi. YGF devresinde memristörün karakteristik özelliğini gösteren frekans aralığının dışına çıktığımızda tüm memristör modelleri aynı tepkiyi gösterdiği görüldü. Buradan şunu söylemek mümkündür: M-C ile tasarlanan YGF devresi herhangi bir avantaj ya da dezavantaj oluşturmamaktadır. BGF devresinde ise 1mHz-5Hz arasındaki frekanslarda Joglekar, Biolek, Strukov ve Prodromakis memristör durum modellerinin R-C devresine göre daha dik bir eğime (slope) sahip olduğu görüldü. Dolayısıyla BGF devresinde farklı durum fonksiyonuna sahip memristör modellerinin çok rahat uygulanamayacağı görüldü. Yüksek frekanslara çıktığımız zaman farklı tip memristör modellerine sahip BGF'nin memristörün karakteristik eşik değerinin üzerinde olduğundan R-C modeli ile aynı gerilim, kalite faktörü gösterdiği görüldü. Aktif BDF, band geçiren ve band durduran filtrelerinin tümleşik devresinden oluştuğu için bu filtre analizi iki kısım olarak belirtilmiştir. 10mHz-10Hz frekans aralığında alçak geçiren filtrenin frekans tepkisinde memristör modelleri ile gerçekleştirilmiş R-C devresine göre daha dik bir slope (eğim)'a sahip olmasıdır. Ancak yüksek geçiren frekans tepkisine baktığımızda bu farklılığın tamamen ortadan kalktığı görülmektedir. Kirilov ve ark., (2013), memristör temelli filtre uygulamalarında 20Hz'den yüksek frekanslarda Williams'ın memristörü lineer bir direnç gibi benzer bir davranışa sahip olduğunu ve memristör devresinden geçen sinyallerdeki bozulmaların önemsiz olduğunu belirtmişlerdir.

Mutlu ve arkadaşları tarafından önerilen gerilim kontrolü taklit devresi uygulamasında pasif YGF devresinde yaklaşık olarak 10-100Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinin Bode grafiği tepkileri arasında net bir farklılık olduğu görülmüştür. Pasif yüksek geçiren filtre için R-C filtre devresinin, M-C filtre devresine göre daha ideale yakın çalıştığı ve daha düşük frekanslarda ise M-C filtresinin daha dik bir eğime

sahip olduğu da yapılan deneysel çalışmalarda gözlemlenmiştir. Pasif AGF devresinde 0-25Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinin Bode grafiği tepkilerinde herhangi bir fark olmadığı ancak 25-200Hz frekans aralığında M-C filtresinin, R-C filtre devresine göre eğiminin daha dik ve daha kalite faktörüne sahip olduğu gözlemlendi. Aktif AGF devresinde ise 0-4Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinin Bode grafiği tepkilerinde herhangi bir fark olmadığı ancak 4-10Hz frekans aralığında R-C filtresinin, M-C filtre devresine göre eğiminin daha dik ve daha kalite faktörüne sahip olduğu görülmektedir. Ayrıca M-C filtre devresinin Bode grafiği tepkisinde distorsiyonlar olduğu da gözlemlenmiştir. Aktif YGF devresinde ise 0-2Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinin Bode grafiği tepkilerindeki farklılıklar daha net olarak görüldü. 2-8Hz frekans aralığında ise M-C devresi, R-C devresine göre daha iyi eğime dolayısıyla daha gürbüz bir kalite faktörüne ( $Q$ ) sahip olduğu gözlemlendi.

2. derece aktif AGF devresinde 0-5Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinde aynı gürbüz özellikleri görüldü. 5-50Hz frekans aralığında ise R-C devresi, M-C devresine göre daha iyi eğime dolayısıyla daha gürbüz bir kalite faktörüne ( $Q$ ) sahip olduğu gözlemlendi. Önceki çalışmalarda yani birinci derece AGF devresinde de R-C devresinin M-C devresine göre daha gürbüz bir kalite faktörüne sahip olduğu görülmüştü. Bu çalışmada AGF devresinin derecesi artmasına rağmen R-C filtre devresinin daha üstün olduğu görülmüştür. 2. derece aktif YGF devresinde ise 0-2Hz frekans aralığında M-C ve R-C devrelerinin kalite faktörleri ( $Q$ ) incelendiğinde M-C filtre devresinin daha dik ve daha gürbüz özellikler gösterdiği görüldü. 2-10Hz frekans aralığında ise R-C devresi ve M-C devresine aynı eğimsel artışla orta kazanç bandına doğru ilerlediği gözlemlendi. Ayrıca orta kazanç bandı ( $A_{v_{mid}}$ ) M-C filtre devresinde, R-C filtre devresine göre yaklaşık 3 kat daha yüksek çıktığı yapılan çalışmalarda görüldü. Buna rağmen çok katlı dereceli filtre devrelerinde çıkış gerilim tepkisinde bozulmalar (distorsiyon) görüldü.

Bu çalışmayla farklı durum fonksiyonuna sahip memristör ile taklit devrelerinin karşılaştırılması ve bu devrelerin pasif ve aktif filtrelerdeki uygulanışı sayesinde kalite faktörü incelenmesi, hangi filtrelerin daha iyi süzme yaptığı gözlemlenecek olması nedeniyle istenilen amaç ve tasarıma göre tercih edilebileceği sonucuna varıldı. Bundan sonra oluşturulacak taklit devrelerinin gelecekte analog ve dijital devreler, sinüzoidal ve



gevşetme osilatörleri, nöromorfik devreler ve uyarlamalı filtreler, yüksek hızlı bellek dizileri gibi farklı tür devre modellerinde kullanılabilir olup olmayacağı hakkında ön bir bilgi ve fikir vermesi açısından bu çalışma önemli bir kaynak oluşturacaktır.



## KAYNAKLAR



- Alkan, M. Ahmet, 2016. Elektronik Filtreler. <http://www.elektrikport.com/teknik-kutuphane/elektronik-filtreler-1-bolum-elektrikport-akademi/17069#ad-image-0>. Erişim tarihi: 22.09.2017
- Abuelma'atti, M. T., Khalifa, Z. J., 2016. A memristor-based Wien-bridge sinusoidal/chaotic oscillator. *International Journal of Electrical Engineering Education*, **53** (3): 280-288.
- Adhikari, S. P., Sah, M. P., Kim, H., Chua, L. O. (2013). *Three fingerprints of memristor*. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, **60** (11): 3008-3021.
- Adzmi, A. F., Nasrudin, A., Abdullah, W. F. H., Herman, S. H., 2012. Memristor Spice model for designing analog circuit. *In Research and Development (SCORED)*, 2012 IEEE Student Conference on, 78-83.
- Alharbi, A. G., Fouda, M. E., Chowdhury, M. H., 2015a. Memristor emulator based on practical current controlled model. *In Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2015 IEEE 58th International Midwest Symposium on, 1-4.
- Alharbi, A. G., Khalifa, Z. J., Fouda, M. E., Chowdhury, M. H., 2015b. Memristor emulator based on single CCII. *In Microelectronics (ICM)*, 2015 27th International Conference on, 174-177.
- Alharbi, A. G., Fouda, M. E., Khalifa, Z. J., Chowdhury, M. H., 2016. Simple generic memristor emulator for voltage-controlled models. *In Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on, 1-4.
- Al-taweel, F. M., 2013. Design Active Band Reject Filter Using Op-Amp and Operational Transconductance Amplifiers. *World Applied Sciences Journal*, **23** (3): 305-308.
- Bao, B., Wang, N., Xu, Q., Wu, H., Hu, Y., 2016. A Simple Third-Order Memristive Band Pass Filter Chaotic Circuit. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*.
- Biolek, D., Biolek, Z., Biolkova, V., 2009. SPICE modeling of memristive, memcapacitive and meminductive systems. *In Circuit Theory and Design*, 2009. ECCTD 2009. European Conference on, 249-252.
- Biolek, Z., Biolek, D., Biolkova, V., 2009. SPICE Model of Memristor with Nonlinear Dopant Drift. *Radioengineering*, **18** (2).
- Chua, L., 1971. Memristor-the missing circuit element. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, **18** (5): 507-519.
- Driscoll, T., Quinn, J., Klein, S., Kim, H. T., Kim, B. J., Pershin, Y. V., Basov, D. N., 2010. Memristive adaptive filters. *Applied Physics Letters*, **97** (9): 093502.
- Ketenci, İ. E., 2013. Memristör nedir. <http://www.elektrikport.com/teknik-kutuphane/memristor-nedir/7963#ad-image-0>. Erişim tarihi: 11.02.2013
- Kim, H., Sah, M. P., Yang, C., Cho, S., Chua, L. O., 2012. Memristor emulator for memristor circuit applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, **59** (10): 2422-2431.
- Kirilov, S. M., Yordanov, R. S., Mladenov, V. M., 2013. Analysis and synthesis of band-pass and notch memristor filters. *In 17th WSEAS International Conference on CIRCUITS* (part of CSCC'13).

- López-Sánchez, C., Carrasco-Aguilar, M. A., Muñiz-Montero, C., 2015. A 16Hz–160kHz memristor emulator circuit. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, **69** (9): 1208-1219.
- Megep., 2012. *Osilatörler ve Filtre Devreleri*. Milli Eğitim Bakanlığı Mesleki Eğitim ve Öğretim Sistemlerinin Güçlendirilmesi Projesi. Elektrik-Elektronik Teknolojisi.
- Mutlu, R., Karakulak, E., 2010. Emulator circuit of TiO<sub>2</sub> memristor with linear dopant drift made using analog multiplier. *In Electrical, Electronics and Computer Engineering (ELECO), 2010 National Conference on*, 380-384.
- Williams, R., 2008. How we Found the Missing Memristor. <https://spectrum.ieee.org/semiconductors/processors/how-we-found-the-missing-memristor>. Erişim tarihi: 19.08.2017
- Rák, Á., Cserey, G., 2010. Macromodeling of the memristor in SPICE. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, **29** (4): 632-636.
- Strukov, D. B., Snider, G. S., Stewart, D. R., Williams, R. S., 2008. The missing memristor found. *Nature*, **453** (7191): 80.
- Yang, C., Choi, H., Park, S., Sah, M. P., Kim, H., Chua, L. O., 2014. A memristor emulator as a replacement of a real memristor. *Semiconductor Science and Technology*, **30** (1): 015007.
- Yener, Ş. Ç., Mutlu, R., Kuntman, H. H., 2015. Memristor Temelli Sallen-Key Süzgeçler. *Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi*, **30** (2).
- Yener, Ş. Ç., Mutlu, R., Kuntman, H. H., 2014. Performance Analysis of a Memristor-Based Biquad Filter Using a Dynamic Model. *Informacije Midem-Journal Of Microelectronics Electronic Components And Materials*, **44** (2): 109-118.
- Wang, W., Yu, Q., Xu, C., Cui, Y., 2009. Study of filter characteristics based on PWL memristor. *In Communications, Circuits and Systems, 2009. International Conference on*, 969-973.

## ÖZ GEÇMİŞ

İshak PARLAR, 1989 yılında Reyhanlı'da doğdu. İlk ve orta öğretimini Hatay'da tamamladı. Gazi Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 2012 yılında mezun olduktan sonra 2016 yılında Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı. Halen aynı üniversitede Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır. Evli ve bir çocuk babasıdır.



T.C VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ LİSANSÜSTÜ TEZ ORJİNALLİK RAPORU	
Tarih: 06/08/2018	
Tez Başlığı / Konusu: <b>Memristör Devrelerinin Aktif Ve Pasif Filtreler Üzerindeki Etkilerinin İncelenmesi</b>	
<p>Yukarıda başlığı/konusu belirlenen tez çalışmamın Kapak sayfası, Giriş, Ana bölümler ve Sonuç bölümlerinden oluşan toplam 105 sayfalık kısmına ilişkin, 06/08/2018. tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından Turnitin intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtreleme uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezin benzerlik oranı % 9 (dokuz) dir.</p> <p>Uygulanan filtreler aşağıda verilmiştir:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Kabul ve onay sayfası hariç,</li> <li>- Teşekkür hariç,</li> <li>- İçindekiler hariç,</li> <li>- Simge ve kısaltmalar hariç,</li> <li>- Gereç ve yöntemler hariç,</li> <li>- Kaynakça hariç,</li> <li>- Alıntılar hariç,</li> <li>- Tezden çıkan yayınlar hariç,</li> <li>- 7 kelimededen daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç (Limit inatch size to 7 words)</li> </ul> <p>Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Lisansüstü Tez Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılmasına İlişkin Yönergeyi inceledim ve bu yönergede belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.</p> <p>Gereğini bilgilerinize arz ederim.</p>	
06/08/2018	
<p>Adı Soyadı: İshak PARLAR Öğrenci No: 159101193 Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Programı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Statüsü: Y. Lisans <input type="checkbox"/> Doktora <input type="checkbox"/></p>	
<p><b>DANIŞMAN ONAYI</b> UYGUNDUR</p> <p> Doç. Dr. M. Nuri ALMALI</p>	<p><b>ENSTİTÜ ONAYI</b> UYGUNDUR</p> <p> Prof. Dr. Suat SENCER Enstitü Müdürü</p>