



**T.C.
YALOVA ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BİLİM DALI**

**ANALOG UYGULAMALAR İÇİN MEMRİSTOR EMÜLATÖR DEVRE
GELİŞTİRİLMESİ, BENZETİMİ VE UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

SEMİH EROĞLAN

DANIŞMAN: Dr. Öğr. Üyesi NİLÜFER ERTEKİN

**YALOVA
MART 2024**



T.C.
YALOVA ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BİLİM DALI

ANALOG UYGULAMALAR İÇİN MEMRİSTOR EMÜLATÖR DEVRE
GELİŞTİRİLMESİ, BENZETİMİ VE UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

SEMİH EROĞLAN
218105015

DANIŞMAN: Dr. Öğr. Üyesi NİLÜFER ERTEKİN

YALOVA
MART 2024

ETİK BEYAN

Yalova Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Tez/Proje Yazım Kuralları'na uygun olarak hazırladığım “ANALOG UYGULAMALAR İÇİN MEMRİSTÖR EMÜLATÖR DEVRE GELİŞTİRİLMESİ, BENZETİMİ VE UYGULAMASI” başlıklı bu tez çalışmada; tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi, tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu, tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi, kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı, bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu bildirir, aksinin tespiti halinde doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi taahhüt ve beyan ederim.

Semih EROĞLAN



ÖNSÖZ

Yüksek lisans eğitimim boyunca benden yardımlarını esirgemeyen, akademik anlamda bana her zaman destek olan ve doğru yolu gösteren sayın danışman hocam Nilüfer Ertekin'e sonsuz teşekkürlerimi sunmaktan gurur duyarım. Her zaman yanımda oldukları ve benden desteklerini hiçbir zaman esirgemedikleri için eşime ve aileme teşekkür ederim.

Mart – 2024

Semih EROĞLAN



İÇİNDEKİLER

ETİK BEYAN	i
İÇİNDEKİLER.....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	v
TABLOLAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vii
ÖZET.....	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Özeti	2
1.1.1. Memristörler	2
1.1.2. Memristör Emülatör Devresi.....	5
2. MALZEME VE YÖNTEM.....	15
2.1. Diyot.....	15
2.1.1. Standart diyotlar	15
2.1.2. Schottky diyotlar	15
2.2. Entegratör Devreleri	17
2.2.1. Çevirici aktif entegratör analizi.....	17
2.2.2. Evirmeyen aktif entegratörün analizi	19
2.3. Analog Çarpanlar	21
2.3.1. Düşük maliyetli analog çarpıcı - AD633.....	21
2.3.2. Dört çeyrek çarpan/bölücü 10 MHz- AD734.....	25
2.4 İşlemsel Yükselteçler	29
2.4.1. LM741 işlemsel yükselteç (Op-amp).....	29
2.4.2. AD844 işlemsel yükselteç (Op-amp)	30
3. BULGULAR VE TASARIM.....	33
3.1. Literatörde Bulunan Memristör Emülatör Devreleri.....	34
3.1.1 Memristör emülatör devresi I.....	35
3.1.2. Memristör emülatör devresi II.....	36
3.1.3. Memristör emülatör devresi III	37
3.2. Kullanılan Yarı İletken Komponent ve Tercih Sebebi.....	39
3.2.1. Diyotun AC modeli	39
3.2.2. Schottky diyot	40
3.3.3 Diyotların frekans tepkisi	41
3.3. Önerilen Memristör Emülatör Devresi.....	44

3.3.1. Emülatör devresi için önerilen 1. tasarım.....	44
3.3.2. Emülatör devresi için önerilen 2. tasarım.....	49
3.3.3. Emülatör devresi için önerilen 3. tasarım.....	59
4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	67
KAYNAKLAR.....	71
EKLER	77
Ek1. AD633 veri sayfası	77
Ek2. AD734 veri sayfası	78
Ek3. LM741 veri sayfası	79
Ek3. LM741 veri sayfası	80
ÖZGEÇMİŞ	81
TEZDEN TÜRETİLEN YAYIN VE ESERLER.....	81

SİMGELER ve KISALTMALAR LİSTESİ

SİMGELER

Ω	: Direnç
F	: Kondansatör birimi
Hz	: Frekans birimi
I	: Akım
K	: Kilo
n	: Nano
Pt	: Platin
V	: Gerilim

KISALTMALAR

CBTA	: Akım Tamponlu Geçiş İletkenlik Yükselteçleri
CCI	: Birinci Nesil Akım Taşıyıcıları
CCII	: İkinci Nesil Akım Taşıyıcıları
CMOS İletken)	: Complementary Metal Oxide Semiconductor (Bütünleyici Metal Oksit Yarı
CMRR	: Ortak Mod Reddetme Oranı
IC	: Integrated Circuits (Entegre Devreler)
KHD	: Kıştırma Histerezis Döngüsü
MED	: Memristör Emülatör Devrelerini
OA	: İşlemsel Yükselteçler
OTA	: İşlemsel Geçiş İletkenlik Yükselticileri
PCB	: Printed Circuit Board (Baskılı Devre Kartı)
PHL	: Pinch Hysteresis Loop (Tutam Histerezis Döngüsü)
VDTA	: Gerilim Farklılaştırıcı Transkondüktans Yükselteçleri

TABLÖLER LİSTESİ

Tablo.2.1. AD633 Pin işlev açıklamaları [56]	23
Tablo.2.2. AD734 Pin işlev açıklamaları [57]	26
Tablo.2.3. LM741 Pin işlev açıklamaları [58]	29
Tablo 3.1 Diyotların AC modeli	39
Tablo.3.2. R2 direnci ve C1 kondansatörü ile elde edilen çalışma frekansları	53
Tablo.3.3. Çeşitli kondansatör değerlerine göre çalışma frekansları	63



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil.1.1. Basit memristörlü gerilim bölücü devresi [1]	3
Şekil.1.2. Dört temel iki terminalli devre elemanı [22]	3
Şekil.1.3. Memristör için değişken direnç çifti modeli [22]	4
Şekil.1.4. Memristör cihazlarının 2D TMC malzemelerine ve şematik çizimlere dayalı temsili çalışma prensipleri; a) alevlenme, b) boşluk göçü, c) faz geçişi ve d) yük yakalama [23]	5
Şekil.1.5. Analog çarpıcı entegresiyle oluşturulmuş memristör emülatör [24]	5
Şekil.1.6. Linear, strukov, joglekar, biolek ve exponential memristör karşılaştırması [25]	6
Şekil.1.7. Topraklama kısıtlaması olmayan memristör emülatör devresi [26]	6
Şekil.1.8. CCII temeline dayanarak tasarlanan gerilim kontrollü memristör emülatörü [27]	7
Şekil.1.9. Önerilen akım kontrollü memristör emülatör devre şeması [28]	7
Şekil.1.10. LDR kullanarak oluşturulan memristör emülatör devresi [29]	7
Şekil.1.11. Evrensel şarj kontrollü emülatör devresi [30]	8
Şekil.1.12. Mikro işlemci kullanarak oluşturulan memristör emülatör devresi [31]	8
Şekil.1.13. Zhao ve diğerleri tarafından önerilen evrensel devresi a) Kayan memkapasitörlerin emülatör devresi ve b) Kayan memkapasitörlerinin emülasyon devresi [32]	9
Şekil.1.14. Mosfet tabanlı memristör emülatör [33]	9
Şekil.1.15. TaOx memristörün emülatör devre tasarımı [34]	10
Şekil.1.16. Topraklanmış akı kontrollü memristör emülatör [35]	10
Şekil.1.17. a) Memristör sembolü ve b) memristör emülatörü için önerilen MOS- DTMOS devre topolojisi [36]	11
Şekil.1.18. VDIBA bloğu: a) sembolik görünüm ve b) MOS tabanlı uygulama [37]	11
Şekil.1.19. CCII ve VDIBA temelli alan önerilen memristör modeli [38]	12
Şekil.1.20. 3 adet P tipi mosfetle oluşturulmuş memristör emülatör [39]	12
Şekil.1.21. a) I tipi üç seviyeli invertör topolojisi. b) Uçan açıklıklı kapasitör tipi üç seviyeli invertör topolojisi. c) T tipi üç seviyeli invertör topolojisi [40]	13
Şekil.1.22. CMOS tabanlı memristör emülatör devresi [3]	13
Şekil.1.23. Akış kontrollü memristör emülatör devresi [41]	14
Şekil.1.24. Juraj Valsa tarafından önerilen JEFT'e dayalı emülatör devresi [15]	14
Şekil.1.25. Topraklanmış artımlı memristör emülatörünün ideal olmayan modeli [42]	14
Şekil.2.1. Standart diyot sembolü	15
Şekil.2.2. Schottky diyot sembolü	16
Şekil.2.3. Evirici entegratör devreleri (a) ideal entegratör, (b) entegre kapasitöre paralel bir geri besleme direncine sahip entegratör [46]	17

Şekil.2.4. (a) Kapasitöre paralel alçak geçişli filtre ağına sahip entegratör devresi (b) Dirençle seri bağlı yüksek geçişli kapasitöre ve entegre kapasitöre paralel bir geri besleme direncine sahip evirici entegratör devresi [46]	18
Şekil.2.5. Evirmeyen entegratör devreleri (a) temel entegratör, (b) geri besleme dirençli entegratör [46]	19
Şekil.2.6. Geliştirilmiş evirmeyen entegratör devreleri [46].....	20
Şekil.2.7. AD633'ün fonksiyonel blok şeması [56].....	22
Şekil.2.8. AD633 Pin konfigürasyonu [56].....	22
Şekil.2.9. AD633 Temel Çarpan Bağlantıları [56].....	24
Şekil.2.10. AD633 için a) Frekans Tepkisi ve b) CMRR ile frekans karşılaştırması [56].....	25
Şekil.2.11. AD734'ün fonksiyonel blok şeması [57].....	25
Şekil.2.12. AD734'ün pin şeması [57]	26
Şekil.2.13. AD734 Temel çarpma devresi [57].....	28
Şekil.2.14. AD734 Performans grafikleri [57]	28
Şekil.2.15. LM741 İşlemsel yükseltici pin şeması [58]	29
Şekil.2.16. AD844 İşlemsel yükseltici pin şeması [59]	31
Şekil.2.16. a) Çıkış gerilimi ve besleme gerilimi b) –3 dB Bant genişliği ve besleme gerilim [59].....	31
Şekil.3.1. Analog çarpıcı kullanarak yapılmış memristör taklit devresi [24]	35
Şekil.3.2. 17 Hz ve 1 V Histerisiz eğrisi [24]	36
Şekil.3.3. Topraklama kısıtlaması olmayan memristör emülatör devresi [26]	36
Şekil.3.4. Yapılan değişiklikler sonucu elde edilen histerisiz döngüsü [26].....	37
Şekil.3.5. Işığa bağlı direnç ve LED kullanılarak yapılmış bir memristör emülatör devresi [29].....	37
Şekil.3.6. Frekans değeri 5Hz ve 1.2V gerilim uygulandığı histerisiz eğrisi ve akım-gerilim eğrisi [29].....	38
Şekil.3.7. Frekans değeri 5 Hz ve 0.2 V gerilim uygulandığı histerisiz eğrisi ve akım-gerilim eğrisi [29].....	38
Şekil.3.8. Frekans değeri 8 Hz ve 0.2 V gerilim uygulandığı histerisiz eğrisi ve akım-gerilim eğrisi [29].....	38
Şekil.3.9. Diyotun AC eşdeğer modeli.....	39
Şekil.3.10. Basitleştirilmiş diyot modeli	40
Şekil.3.11. a) Schottky diyodun iç yapısı b) Schottky diyodun ters ve düz polarma karakteristiği.....	41
Şekil.3.12. a) Normal diyot ve b) schottky diyot frekans yanıtı.....	42
Şekil.3.13 a) 10 K b) 1 K ve c) 20 K ohmluk eşdeğer dirençler karşısında normal ve schottky diyotların bant genişliği farklılıkları	43
Şekil.3.15. 50 Hz 1 V giriş osiloskop görüntüsü gerilim-zaman grafiği.....	45

Şekil.3.16. a) 250 Hz histerisiz döngüsü b) 500 Hz histerisiz döngüsü c) 1000 Hz histerisiz döngüsü	45
Şekil.3.17. a) 1 KHz histerisiz döngüsü b) 2 KHz histerisiz döngüsü c) 2.5 KHz histerisiz döngüsü	46
Şekil.3.18. Baskılı devre kartı tasarımı için devre şeması	46
Şekil.3.19. Altium designer üzerinden oluşturulan schottky diyotlu memristör emülatör PCB'si	47
Şekil.3.20. Dizgisi tamamlanan schottky diyotlu memristör emülatör devresi	47
Şekil.3.21. Schottky diyotlu memristör emülatör devresi giriş-çıkış (1 KHz).....	48
Şekil.3.22. Schottky diyotlu memristör emülatör devresi histerisiz eğrisi (1 KHz)	48
Şekil.3.23. AD844P op-amp ve schottky diyot kullanılan memristör emülatör devresi.....	49
Şekil.3.24. Op-ampın integral alıcı olarak kullanılması.....	50
Şekil.3.26. 15 KHz 2 V Giriş osiloskop görüntüsü gerilim-zaman grafiği	52
Şekil.3.27. a) 5 KHz b) 10 KHz c) 15 KHz giriş sinyalin frekansına göre histerisiz döngüsü	53
Şekil.3.28. a) 20 KHz b) 25 KHz c) 33 KHz giriş sinyalin frekansına göre histerisiz döngüsü	54
Şekil.3.29. Memristör emülatör devresinin breadboard görüntüsü	54
Şekil.3.30. Elle dizilen schottky diyotlu memristör emülatör devresi	55
Şekil.3.31. Memristör emülatörün memristif özelliğinin osiloskop görüntüsü.....	55
Şekil.3.32. 5 KHz – 30 KHz arasında elde edilen histerisiz eğrileri.....	56
Şekil.3.33. 50 KHz – 85 KHz arasında elde edilen histerisiz eğrileri.....	57
Şekil.3.34. 50 Hz – 400Hz arasında elde edilen histerisiz eğrileri.....	58
Şekil.3.35. AD844P op-amp ve AD734 çarpıcı kullanılan memristör emülatör devresi	59
Şekil 3.36 kullanılan integratör devresi [46]	60
Şekil.3.37. AD734 entegresinin matematiksel gösterimi [56]	61
Şekil.3.38. Memristör Emülatör giriş-çıkış dalgaları	62
Şekil.3.39. Frekansa bağlı akım gerilim eğrileri (a) 100 kHz, (b) 500 kHz ve (c) 1 MHz	62
Şekil.3.40. Frekans ve kapasitans çarpımlarına göre incelenen histerisiz eğrileri a)10 kHz- 256nF b) 200 kHz- 16nF c) 600kHz- 20nF d) 900kHz - 4nF	63
Şekil.3.41. Baskılı devre kartı tasarımı için devre şeması	64
Şekil.3.42. Önerilen devrenin PCB'si	64
Şekil.3.43. Dizgisi Tamamlanan 3. Tasarım Devresi.....	65
Şekil.3.43. a) 700 KHz b) 800 KHz c) 900 KHz frekanslarında elde edilen histerisiz eğrileri	66

ANALOG UYGULAMALAR İÇİN MEMRİSTÖR EMÜLATÖR DEVRE GELİŞTİRİLMESİ, BENZETİMİ VE UYGULAMASI

ÖZET

Memristörler, gelişmiş bellek depolama ve bilgi işlem teknolojileri için temel bileşenler olarak kabul edilmektedir. Ancak memristörün yaygın olarak benimsenmesi, karmaşık imalat süreçleri ve yüksek maliyetler nedeniyle engellenmektedir. Bu yüzden araştırmacılar, memristörlerin özelliklerini kopyalamak için emülatör devreleri gibi alternatif yaklaşımları araştırmaktadır. Çok sayıda araştırmacı, entegre devre bileşenlerini içeren çeşitli konfigürasyonları, transistör tabanlı tasarımları ve hem entegre devre elemanlarını hem de transistörleri birleştiren hibrit kurulumları içeren çok çeşitli emülatör devrelerinin geliştirilmesini araştırmaktadır. Memristörlerin temel bir özelliği olan histerezis döngüsü, uygulanan gerilim ile ortaya çıkan akım arasındaki ilişkiyi tanımlayarak cihazın hafıza benzeri davranışını sergilemektedir. Memristörlerde, Kısırtma Histerezis Döngüsü (KHD) olarak bilinen histerezis döngüsünün alanı, uygulanan sinyallerin frekansı arttıkça azalır.

Bu çalışma, hatırlama davranışını doğru bir şekilde kopyalamak için analog blokları kullanan yüksek frekanslı bir memristör emülatörü önermektedir. Bu araştırma için işlemsel yükselteç tabanlı devreler seçilmiştir. Geleneksel emülatör devrelerinden farklı olarak önerilen tasarım, geniş bir frekans aralığında çalışmasına olanak tanıyan Schottky diyotları ve yüksek hızlı entegre devreleri (IC'ler) içerir. Bu, mevcut karmaşık emülatörlere göre daha basit ve daha uygun maliyetli bir alternatif sunar. Emülatörün teorik formülasyonları, çeşitli frekansları kapsayan ve 100 Hz ile 1 MHz arasında operasyonel işlevsellik gösteren Proteus simülasyonları aracılığıyla titizlikle doğrulanmıştır. Bu çalışma, önerilen emülatörün geniş bir frekans spektrumunda hatırlama davranışını doğru bir şekilde simüle edilmesindeki etkinliğini doğrulamaktadır.

Ek olarak, önerilen devreler deneysel olarak uygulanarak geniş bir frekans aralığında hatırlama davranışının kopyalanmasındaki etkinliklerinin daha fazla doğrulanmasını sağlamıştır.

Anahtar Kelimeler: Bellek, Memristör emülatörü, Histerezis döngüsü, Frekans, Schottky diyot

MEMRISTOR EMULATOR CIRCUIT DEVELOPMENT, SIMULATION AND APPLICATION FOR ANALOGUE APPLICATIONS

ABSTRACT

Memristors, renowned for their unique capacity to retain charge flow data, are acknowledged as pivotal components for advancing memory storage and computing technologies. However, their widespread adoption is hindered by complex fabrication processes and high costs. Consequently, researchers are exploring alternative approaches, such as emulator circuits, to replicate the characteristics of memristors. Numerous researchers have delved into the development of a wide array of emulator circuits, incorporating various configurations involving integrated circuit components, transistor-based designs, and hybrid setups that merge both integrated circuit elements and transistors. The hysteresis loop, a fundamental characteristic of memristors, describes the relationship between applied voltage and resulting current, showcasing the device's memory-like behavior. In memristors, the area of the hysteresis loop, known as the Pinch Hysteresis Loop (PHL), decreases as the frequency of applied signals increases.

This study proposes a high-frequency memristor emulator that utilizes analog blocks to accurately replicate memristive behavior. Operational amplifier-based circuits are chosen for this research. Unlike traditional emulator circuits, the proposed design incorporates Schottky diodes and high-speed integrated circuits (ICs), enabling it to operate across a wide frequency range. This presents a simpler and more cost-effective alternative to existing complex emulators. The theoretical formulations of the emulator are rigorously validated through PROTEUS simulations covering various frequencies, demonstrating operational functionality ranging from 100 Hz to 1 MHz. This confirms the effectiveness of the proposed emulator in accurately simulating memristive behavior across a broad frequency spectrum.

Additionally, the proposed circuits are implemented experimentally, providing further validation of their effectiveness in replicating memristive behavior across a wide frequency range.

Keywords: Memory, Memristor emulator, Hysteresis loop, Frequency, Schottky diode

1. GİRİŞ

"Memory resistor" adından türetilen memristör, ilk olarak 1971'de Leon Chua tarafından kavramsallaştırılan temel bir elektronik bileşendir [1]. Bilim insanlarının ve mühendislerin memristör için gerçekleştirdiği uygulamalar on yıllar boyunca sürmüştür. Memristance kavramı, bir devredeki yük ve akı bağlantısı arasındaki ilişkiye dayanmaktadır. Geleneksel dirençler, kapasitörler ve indüktörlerin aksine memristörler, içlerinden geçen yük miktarını "hatırlama" yeteneğine sahiptir. Bu hatırlama yeteneği, güç kapatıldığında bile direnç durumlarını korumalarını sağlar. Memristörlerin nano ölçekte üretilebilmesi [2], [3], onları gelişmiş elektronik cihazlar ve entegre devrelerdeki uygulamalar için büyük bir artı olarak görülmektedir. Memristörlerin kalıcı bellek özelliği; yüksek yoğunluklu depolama potansiyeli ve düşük güç tüketimi ile birleştiğinde, bilgi işlem mimarilerinde kullanılmasına yönelik önemli bir ilgi yaratmakla beraber memristörlerin biyolojik sistemlerdeki modellerinin araştırılmasına yol açmıştır [4]. Memristörlerin pratik olarak gerçekleştirilmesi, çeşitli teknolojik alanlarda bir dizi olasılığın yolunu açmıştır. Bellek cihazları alanında, memristörler kalıcı bellekteki potansiyel uygulamaları göstererek, geleneksel bellek teknolojileriyle karşılaştırıldığında daha yüksek depolama yoğunluğu ve daha yüksek erişim hızları olanağı sunmaktadır. Üstelik memristörlerin dinamik direnç değiştirme özelliği, onları yeniden yapılandırılabilir elektronik cihazlar için uygun hale getirerek hem esnek hem de uyarlanabilir devrelerin oluşturulmasını kolaylaştırır. Mantık devreleri alanında memristörler, mantık devreleri oluşturmak için diğer elektronik bileşenlerle sorunsuz bir şekilde entegre edilebilir ve geleneksel CMOS tabanlı mantığa uygun bir alternatif sağlar [3], [5]–[7]. Araştırmacılar memristör teknolojisinin potansiyelini daha da araştırdıkça, bu uygulamalar gelecekteki elektronik yeniliklerin manzarasını şekillendirmedeki öneminin altını çizmektedir.

Memristörlerin henüz geliştirme aşamasında olduğu ve ticari bileşenler olarak henüz geniş çapta erişilebilir olmadığı göz önüne alındığında, emülatörler; araştırmacılar, mühendisler ve tasarımcılar için vazgeçilmez bir çözüm sunmaktadır. Bir memristör emülatörü, piyasada fiziksel memristörlerin sınırlı sayıda bulunması nedeniyle elektronik tasarım ve araştırmada çok önemli bir araç olarak hizmet vermektedir [3], [8]–[14]. Bu emülatörler, hafıza etkisi ve değişken direnç dahil olmak üzere memristörlerin temel özelliklerini kopyalayarak kullanıcıların farklı devre konfigürasyonlarında memristör davranışını simüle etmesine ve analiz etmesine olanak tanır. Memristör emülatör devrelerini (MED) tasarlamadaki en önemli hususlar arasında, sistem içindeki hatırlama davranışının aslına uygunluğunu yöneten maksimum çalışma frekansının elde edilmesi yer alır. MED'in en yüksek frekansına kadar,

frekans arttıkça direnç benzeri bir performansa geçiş yaparak hafızaya alma davranışı sergiler. Bu amaca ulaşmak için, birinci nesil akım taşıyıcıları (CCI), ikinci nesil akım taşıyıcıları (CCII), işlemsel yükselteçler (OA), işlemsel geçiş iletkenlik yükselteçleri (OTA), akım tamponlu geçiş iletkenlik yükselteçleri dahil olmak üzere çeşitli analog gerçekleştirme (CBTA) bloklarından yararlanılır. Gerilim farklılaştırıcı transkondüktans amplifikatörleri (VDTA), diferansiyel gerilim akım kontrollü transkondüktans amplifikatörleri (DVCCTA)'da diğerleri arasındadır [8], [13], [15], [16]. Mevcut literatürde belgelenen memristör devrelerinin çoğunluğunun karmaşık olduğu ve ağırlıklı olarak mosfetlere ve analog tümleşik devrelere (entegreler'e) dayandığı gözlemlenmiştir [17]–[21]. Bu çalışma; işlemsel yükselteçler, analog çarpanlar, dirençler ve kapasitörler kullanan basitleştirilmiş ve uygun maliyetli memristör emülatör devrelerinin geliştirilmesine odaklanmayı amaçlamaktadır. Literatür taramasında bulunan şimdiye kadarki en iyi bilgilere göre; bu tür memristör emülatör devreleri, onlarca kilohertz'e kadar değişen maksimum çalışma frekanslarına ulaşabilmektedir. Bu frekanslar; önemli de olsa, dirençsiz ve karmaşık memristör emülatör devreleriyle elde edilenlerden nispeten düşüktür.

Mevcut tezde, kilohertz ve megahertz mertebesinde çalışabilen iki farklı Memristör Emülatör devresini tanıtmaktadır. Bu devrelerin simülasyonun pratik uygulamaları Yalova Üniversitesi laboratuvarında yapılmıştır. Tez, Bölüm 1'de memristörler ve memristör emülatörlerinin genel kavramlarını tanımlayan bir giriş açıklamasıyla başlamaktadır. Bölüm 2'de kullanılan malzemelerin özellikleri ayrıntılı olarak ele alınıp ve karşılaştırmalar yapılmıştır. Önerilen emülatör devresi Bölüm 3'te açıklanmaktadır. Önerilen memristör emülatörünün doğrulanmasının yanı sıra simülasyon sonuçları ve ardından karşılaştırmalı bir analiz sunulmaktadır. Son olarak elde edilen sonuçlar Bölüm 4'te ele alınmıştır. Ek olarak, bu bölüm önerilen emülatör devresinin deneysel doğrulamasını ele almakta ve böylece pratik etkinliğini kanıtlamaktadır.

1.1. Literatür Özeti

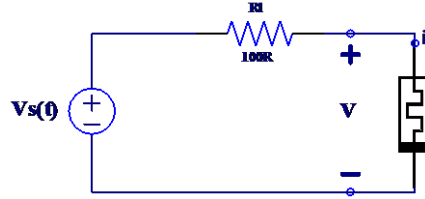
1.1.1. Memristörler

Memristor son yıllarda artan bir popülerlikle bilim insanlarının dikkatini çekmektedir. Memristor kelime anlamı olarak ingilizce Memory Resistor kelimelerinin kısaltılmasıyla oluşmuş Hafızalı Direnç anlamına gelmektedir.

Basit bir elektronik devrede; akım, gerilim, manyetik akı ve yük olarak dört temel devre değişkenleri arasında ilişki kurulmaktadır. Akım ve gerilim ilişkisi rezistör, yük ve gerilim

ilişkisi kapasitör ve akım ile manyetik arasındaki ilişki indüktör olarak tanımlanmaktadır. Tanımlanan devre değişkenleri arasından manyetik akı ile yük arasındaki ilişki tanımlanmamıştır.

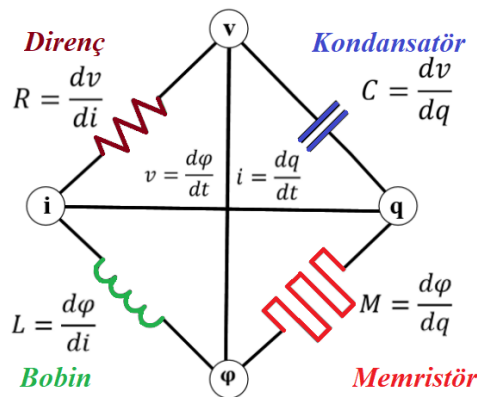
1971 yılında Leon O. Chua, “Kayıp Devre Elemanı” olarak yayınladığı makalesinde memristörün bilim dünyasına adım atmasını sağlamıştır. Makalenin içeriğinde memristörün çalışma prensibini kanıtlamak amacıyla basit deneyler yapılmıştır [1].



Şekil.1.1. Basit memristörlü gerilim bölücü devresi [1]

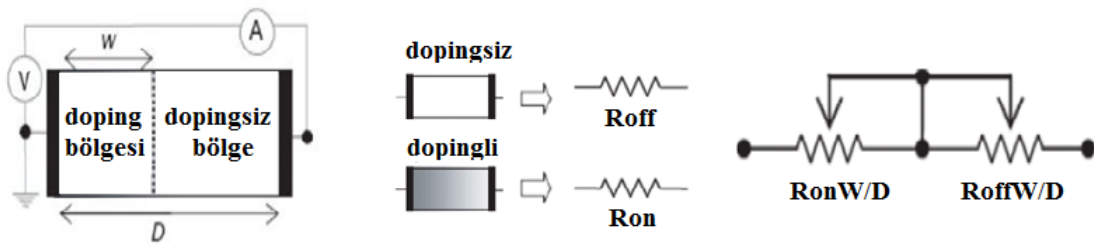
Temel pasif devre elemanlarının doğrusal olmayan dinamik davranışlarının bulunduğu sistemlere Memristif sistemler denir. Memristif sistemlerde iç durum değişkeni rezistansa bağlı olur ve iki terminalli aygıtlar olarak tanımlanır. Aygıtın iç direnç durumu, akımla birlikte zamanla değişmektedir. Memristif sistemde aygıtlar, aygıtın iç rezistansının durumu ise geçmişteki akım durumunun bağlı olduğu için histerezis davranış sergilemektedir. Memristif sistemin en önemli özelliği ise aygıtların pasif olmasıdır. Bobin ve kondansatör gibi doğrusal davranış özelliği bulunan elemanlar gibi enerji depolamazlar.

Dimitri B. Strukov, Gregory S. Snider, Duncan R. Stewart ve R. Stanley Williams’ın yazdığı “Kayıp Memristör Bulundu” isimli makalesi, memristörün diğer pasif komponentlerle olan matematiksel ilişkisini ele almıştır [22].



Şekil.1.2. Dört temel iki terminalli devre elemanı [22]

Geçtiğimiz yıllarda, hem mantık hem de bellek devrelerinde CMOS teknolojisinin mevcut sınırlamalarını aşma potansiyeli nedeniyle, ince film cihazlarının elektriksel anahtarlama yeteneklerine yönelik artan bir ilgi bulunmaktaydı. Williams ve ekibi bu elektriksel anahtarlama olayını açıklığa kavuşturmak için bir model önerdi. Araştırmaları, iki Pt ince film arasına sıkıştırılmış katkılı ve katkısız TiO_2 'den oluşan bir $\text{Pt/TiO}_2/\text{Pt}$ yapısı içindeki bölgeleri içermektedir. Sadece birkaç nanometrelik toplam kalınlığa sahip bu katkılı ve katkısız bölgeler çok önemli bir rol oynamaktadır. Cihaza harici bir $V(t)$ gerilimi uygulanarak ve oksijen iyonlarının göçü tetiklenerek, bu bölgeler arasındaki sınırlar değiştirilebilir ve Şekil 1.3'da gösterildiği gibi yapının eşdeğer direncinde bir değişiklik meydana gelebilir [22].



Şekil.1.3. Memristör için değişken direnç çifti modeli [22]

Bu modelde hareketli yükü temsil eden oksijen iyonlarının ortalama mobilitesi μ_V olan doğrusal bir alanda, doğrusal iyonik sürüklenme ve omik elektronik iletkenlik için:

$$v(t) = (R_{on} \frac{w(t)}{D} + R_{off}(1 - \frac{w(t)}{D}))i(t) \quad (1.1)$$

$$\frac{\partial w(t)}{\partial t} = \mu_V \frac{R_{on}}{D} i(t) \quad (1.2)$$

Denklemleri sağlanmışır. (1.2) eşitliğinden yola çıkılarak:

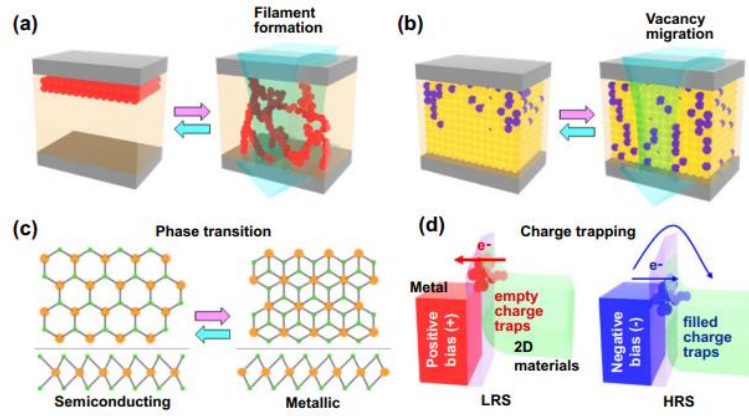
$$W(t) = \mu_V \frac{R_{on}}{D} q(t) \quad (1.3)$$

Olarak bulunur. Denklem (1.3)'ü denklem (1.1)'in yerine koyarsak:

$$M(q) = R_{off}(1 - \frac{\mu_V R_{on}}{D^2} q(t)) \quad (1.4)$$

ifadesi elde edilir [22].

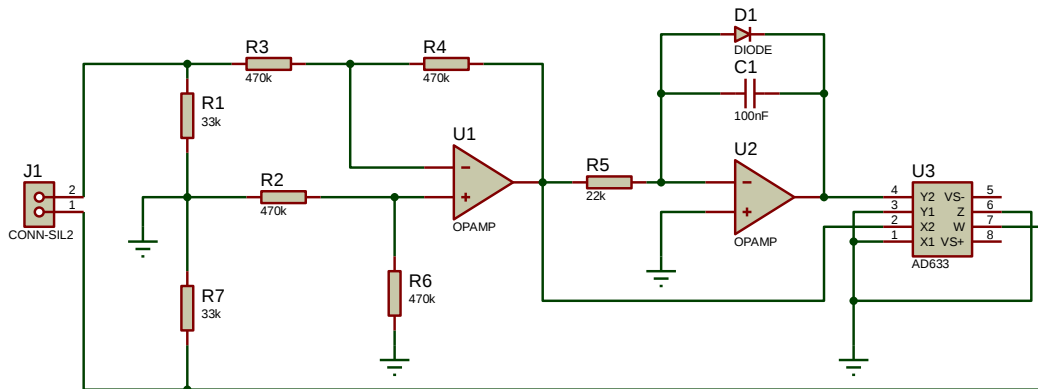
Nano-micro letters dergisi tarafından ele alınan, nöromorfik hesaplama için iki boyutlu geçiş metalli kalkojenitlere dayalı memristif cihazların incelendiği sayı 2022 yılında yayınlamıştır [23].



Şekil.1.4. Memristör cihazlarının 2D TMC malzemelerine ve şematik çizimlere dayalı temsili çalışma prensipleri; a) alevlenme, b) boşluk göçü, c) faz geçişi ve d) yük yakalama [23]

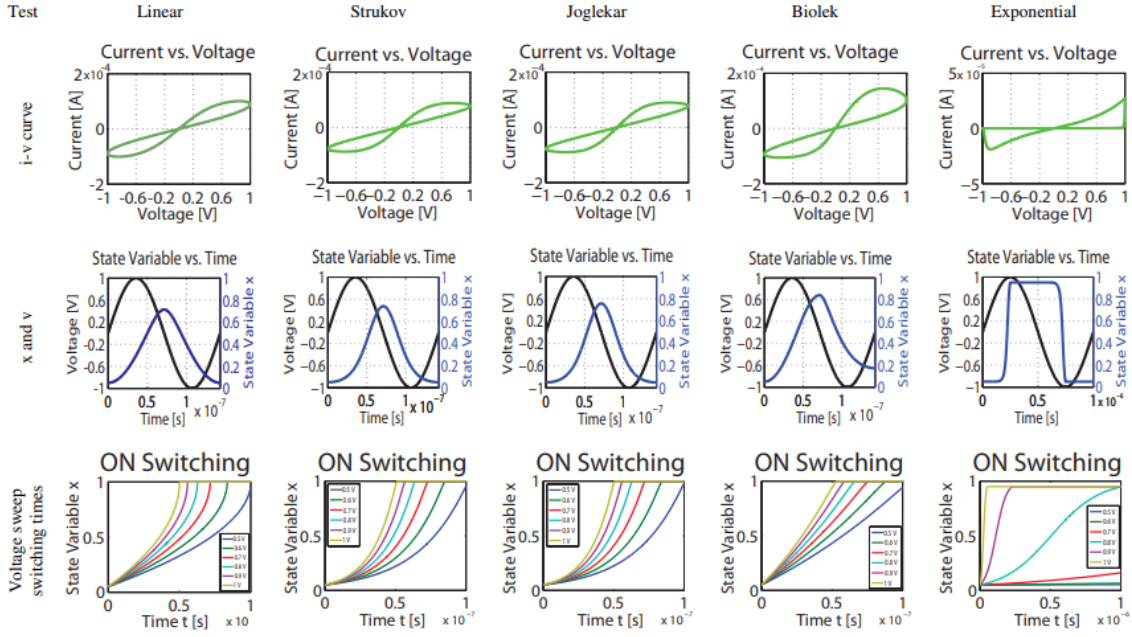
1.1.2. Memristör Emülatör Devresi

Reşat Mutlu ve Ertuğrul Karakulak'ın yayınlamış olduğu “Analog Çarpıcı Kullanarak Yapılmış Lineer Sürüklenme Hızlı TiO_2 Memristör (Hafızalı Direnç) Taklit Devresi” makalesinde iki adet opamp ve AD633 analog çarpıcı entegresiyle memristör emülatör devresi oluşturmuştur [24].



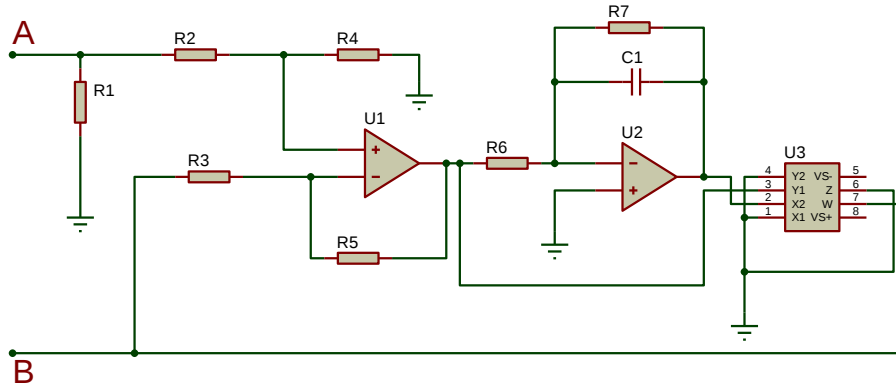
Şekil.1.5. Analog çarpıcı entegresiyle oluşturulmuş memristör emülatör [24]

Hazem Elgabra, İlyas A.H. Farhat, Ahmet S. Al Hosani, Dirar Homouz ve Baker Mohammad'in memristörün matematik modelini ele aldığı ve çeşitli memristör modellerini karşılaştırdığı makale 2012 yılında yayınlanmıştır [25].



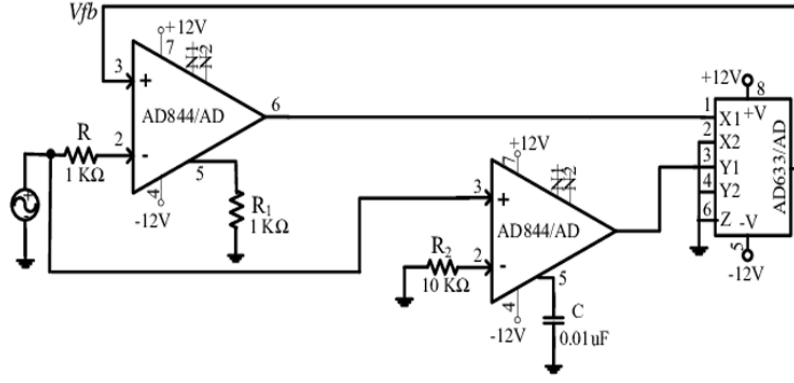
Şekil.1.6. Linear, strukov, joglekar, biolek ve exponential memristör karşılaştırması [25]

D. S. Yu ve arkadaşları yayınladığı ‘Design of a Practical Memcapacitor Emulator Without Grounded Restriction’ adlı makalede topraklama kısıtlaması olmayan memristör emülatör devresi incelendiğinde histerisiz döngüsünün uygulanan 50 Hz frekansta sağlıklı bir şekilde çalıştığı ve 1 KHz frekansta hafıza özelliğini kaybedip direnç gibi davrandığı bir emülatör önerilmiştir [26].



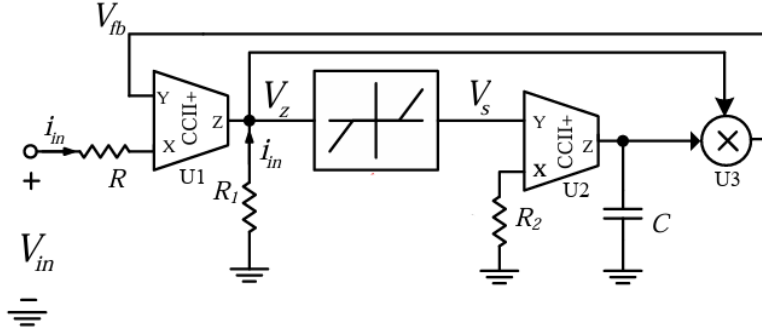
Şekil.1.7. Topraklama kısıtlaması olmayan memristör emülatör devresi [26]

Alharbi ve arkadaşları yayınlamış olduğu ‘Simple generic memristor emulator for voltage-controlled models’ makalesinde CCII temeline dayanarak ve AD844 ve AD633 entegreleri kullanarak en yüksek 3 KHz frekansında çalışabilir memristör emülatörü önermiştir [27].



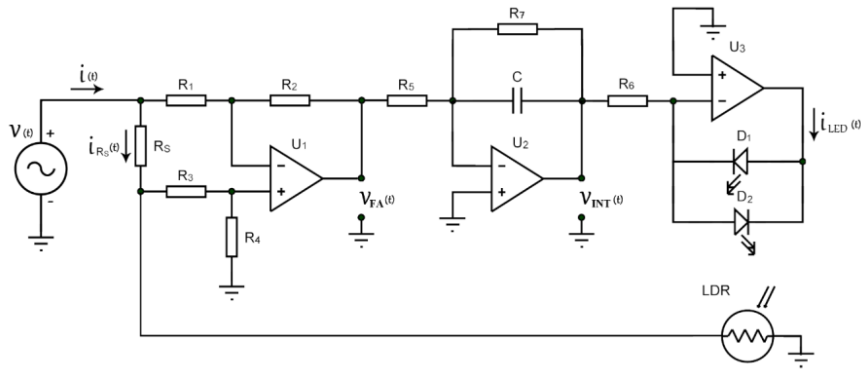
Şekil.1.8. CCII temeline dayanarak tasarlanan gerilim kontrollü memristör emülatörü [27]

Abdullah G. Alharbi, 2017 yılında yayınlanan doktora tezinde analog uygulamalar için pratik memristör emülatör devre geliştirme teknikleri içermektedir [28].



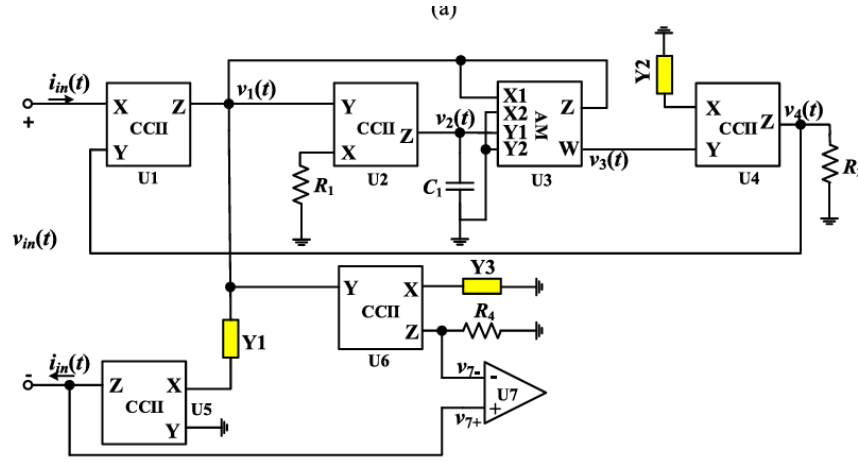
Şekil.1.9. Önerilen akım kontrollü memristör emülatör devre şeması [28]

Fatih Tulumbacı'nın yayınladığı yüksek lisans tezinde, literatürde bir ilk olarak opamplarla birlikte ışık yayan diyotlar ve ışığa bağlı direnç kullanarak analog bir memristör emülatörü geliştirilmiştir. Tasarlanan devrenin benzetimi ve deneyleri yapılarak iyi bir performans sergilediği gösterilmiştir [29].



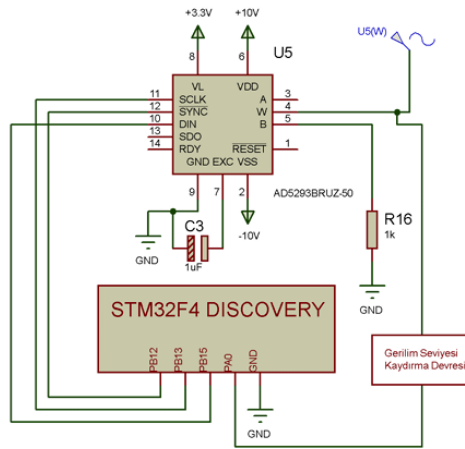
Şekil.1.10. LDR kullanarak oluşturulan memristör emülatör devresi [29]

2018 yılında Chaos dergisinde yayınlanan makalede, Qing Zhao, Chunhua Wang ve Xing Zhang universal şarj kontrollü memristif elementli emülatör devresini incelemiştir [30].



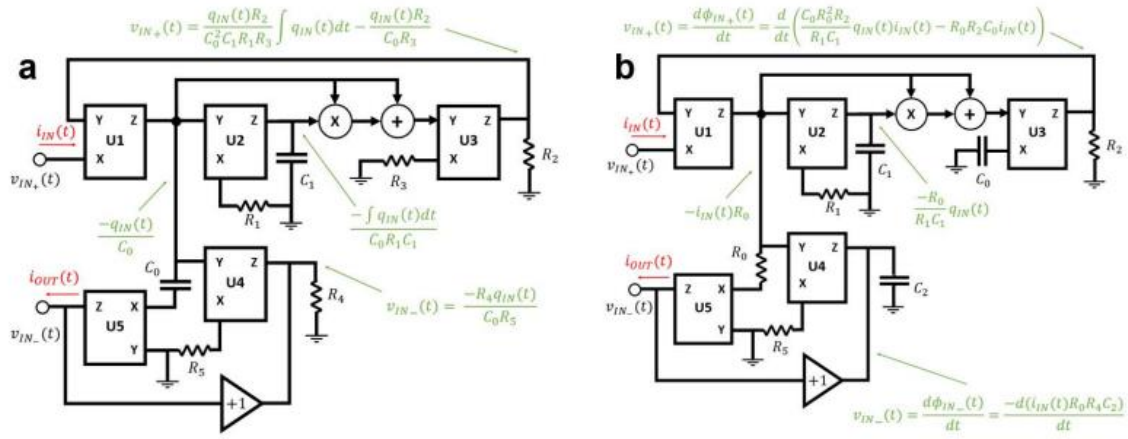
Şekil.1.11. Evrensel şarj kontrollü emülatör devresi [30]

Mustafa Asım Kara'nın 2019 yılında yüksek lisans tezi olarak yayınladığı mikroişlemci tabanlı Proteus ortamında kare dalga osilatörle memristör emülatör devresine de sahip dijital sistem tabanlı memristör emülatör tabanlı devre tasarımını incelemiştir [31].



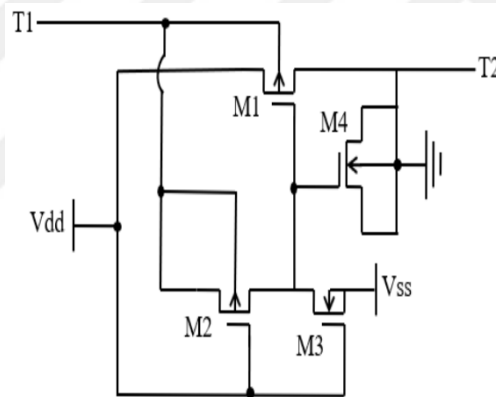
Şekil.1.12. Mikro işlemci kullanarak oluşturulan memristör emülatör devresi [31]

Francisco J. Romera, Akiko Ohata, Alejandro Toral-Lopez, Andres Godoy, Diego P. Morales ve Noel Rodriguez'in Electronics dergisinde yayınladığı makalede memristör üzerinde yapılmış olan çeşitli deneyleri incelemiştir [32].



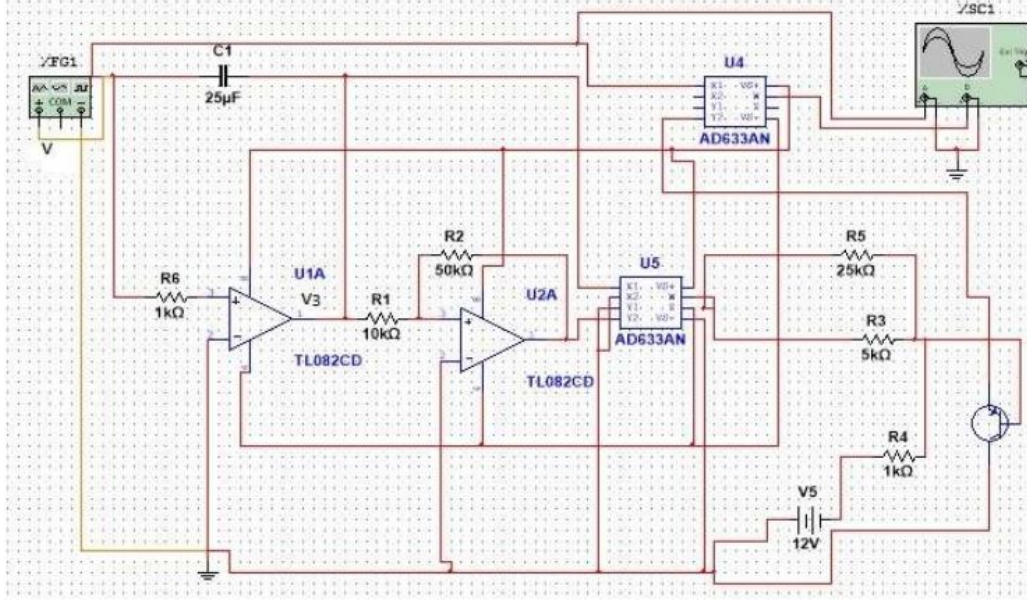
Şekil.1.13. Zhao ve diğerleri tarafından önerilen evrensel devresi a) Kayan memkapasitörlerin emülatör devresi ve b) Kayan memkapasitörlerinin emülasyon devresi [32]

Naheem Olakunle Adesina ve arkadaşları, düşük bir giriş gerilimiyle anahtarlanabilen 15 MHz ila 100 MHz aralığında sıkıştırılmış histeresiz döngüleri üretebilen mosfet tabanlı memristör emülatörü geliştirdikleri makale 2021 yılında yayınlanmıştır [33].



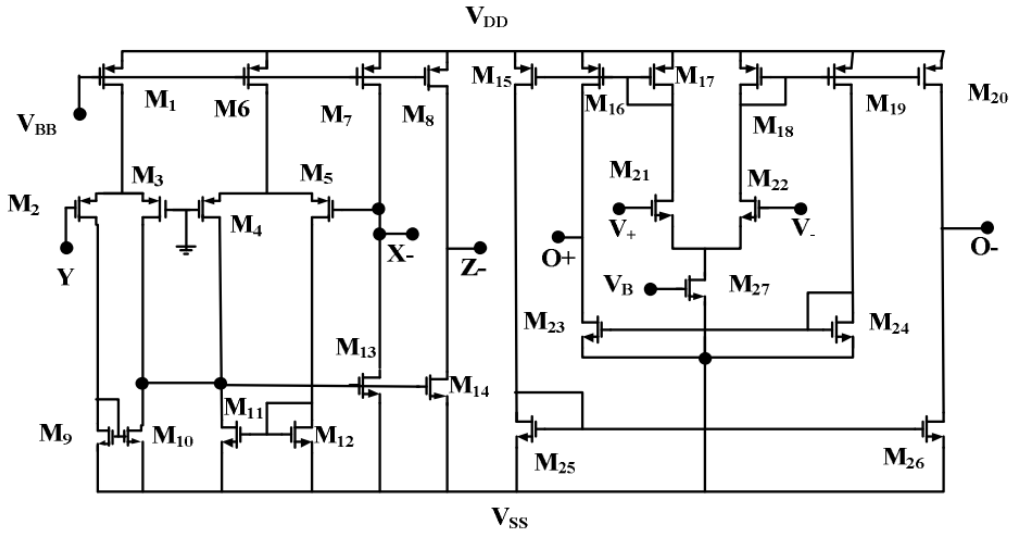
Şekil.1.14. Mosfet tabanlı memristör emülatör [33]

Pratyusha Nune ve Santanu Mandal'ın 2021 yılında Hewlett-Packard (HP) Laboratuvarlarında üretilen Pt/TaOx/Ta tabanlı fiziksel memristörünün sayısal modeli üzerinde tamamen yeni bir analitik teknik benimsenmiştir. Çeşitli matlab simülasyonları kullanılan makalede, NI Multisim programı kullanılarak yeni bir gerilim kontrollü memristör emülatör devre tasarımı önerilmiştir [34].



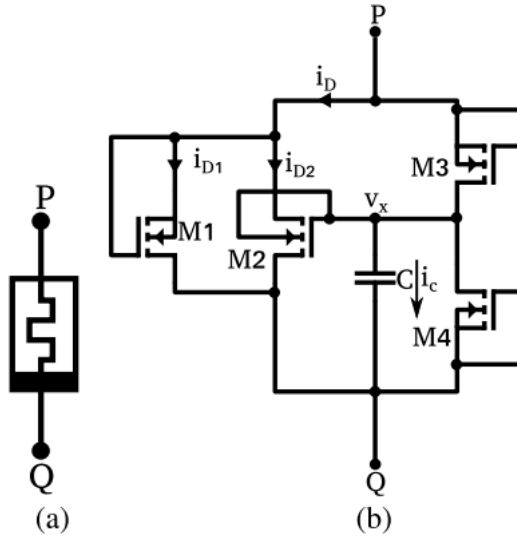
Şekil.1.15. TaOx memristörün emülatör devre tasarımı [34]

Navnit Kumar, Manjeet Kumar ve Neeta Pandey, 2022 yılında “Topraklanmış Akı Kontrollü Artımlı/Azalmalı Memristör Emülatörü” adıyla yayınladığı makalede Memristor tabanlı birinci dereceden yüksek geçişli filtre devresinin kullanılışlılığını incelemiştir [35].



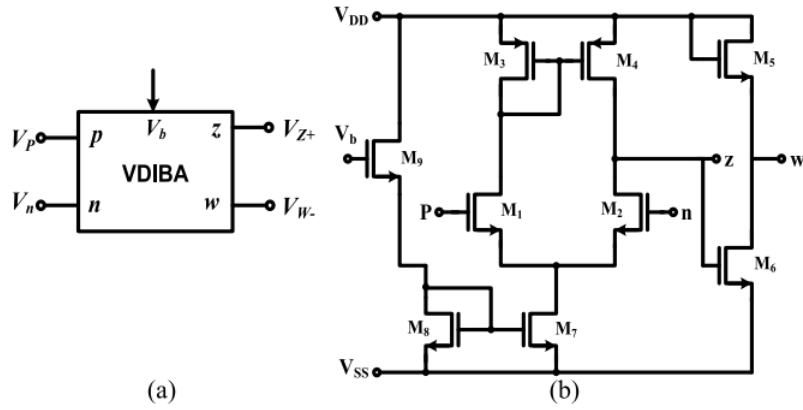
Şekil.1.16. Topraklanmış akı kontrollü memristör emülatör [35]

3 MHz'e kadar yüksek frekanslı işlemlerin elde edilmesine yardımcı olan bir DT-MOSFET ve harici bir kapasitör dahil olmak üzere dört transistör bulunan memristör emülatör devresi, Ananda Y.R., Nehal Raj ve Gaurav Trivedi tarafından 2022 yılında yayınlanmıştır [36].



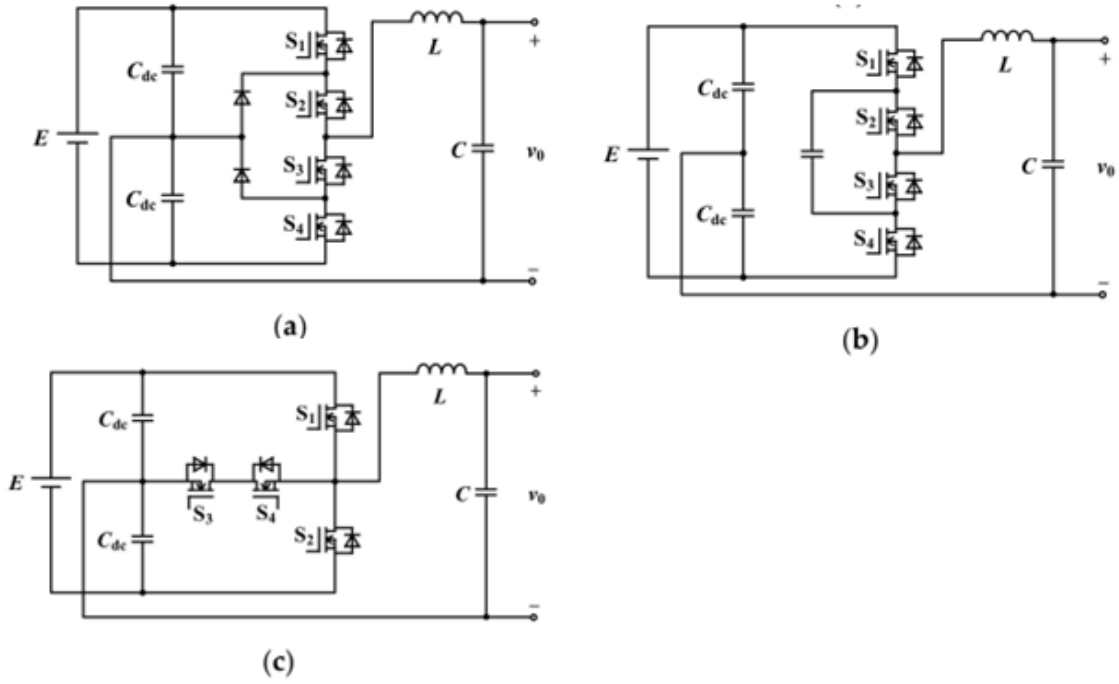
Şekil.1.17. a) Memristör sembolü ve b) memristör emülatörü için önerilen MOS-DTMOS devre topolojisi [36]

Sagar ve arkadaşları, 2022 yılında; CA3080 ve LT1193 entegrelerine sahip 12.7 MHz'e kadar sorunsuz çalışan ters tamponlu amplifikatör tabanlı dirençsiz akı kontrollü memristör emülatör devresini incelediği makaleyi yayınlamıştır [37].



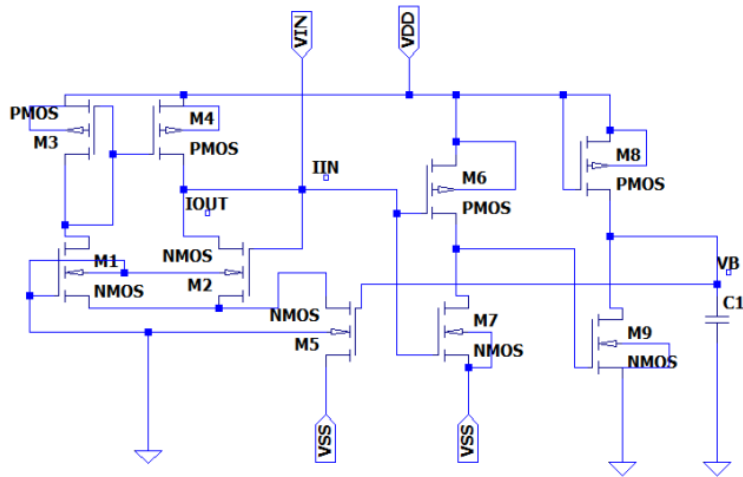
Şekil.1.18. VDIBA bloğu: a) sembolik görünüm ve b) MOS tabanlı uygulama [37]

Pankaj Kumar Sharma, Pranshant Kumar ve Rajeev Kumar Ranjan; 2022 yılında, 25 MHz'e kadar çalışan CCII ve VDIBA bloklarını kullanan topraklanmış memristör emülatör modelini önerdiği makaleyi yayınlamıştır [38].



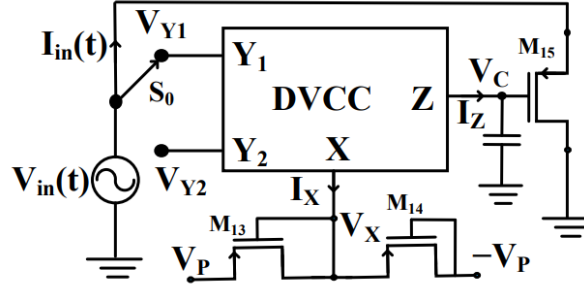
Şekil.1.21. a) I tipi üç seviyeli invertör topolojisi. b) Uçan açıklıklı kapasitör tipi üç seviyeli invertör topolojisi. c) T tipi üç seviyeli invertör topolojisi [40]

Prosenjit Kumar Ghosh ve arkadaşları 2023 yılında, düşük güçlü uç bilgi işlem uygulamaları için CMOS tabanlı memristör emülatör devrelerini incelediği makaleyi yayınlamıştır [3].



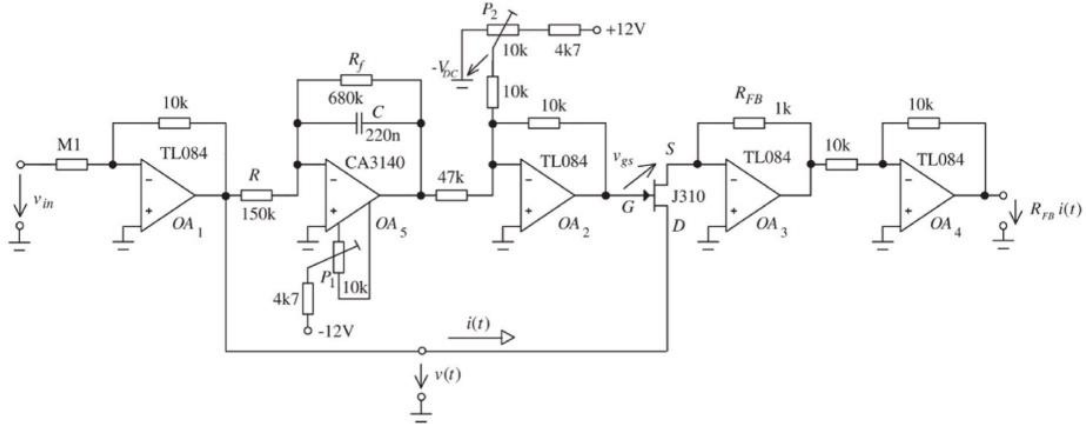
Şekil.1.22. CMOS tabanlı memristör emülatör devresi [3]

2023 yılında Sadaf Tasneem ve arkadaşları, PVT ve Monte Carlo simülasyonlarıyla ayrıntılı olarak analiz edilen, bir diferansiyel gerilim akım taşıyıcısı, üç PMOS transistörü ve bir kapasitör kullanılarak tasarlanan ve 100 MHz akı kontrollü memristör emülatörü incelenmiştir [41].



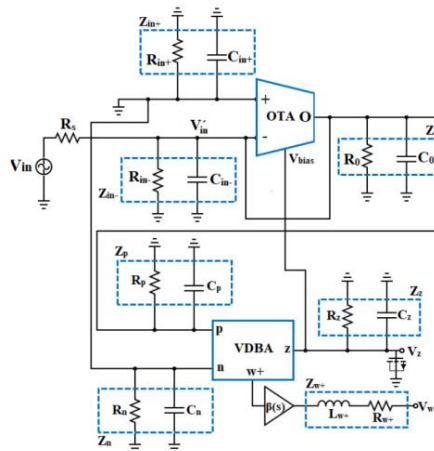
Şekil.1.23. Akış kontrollü memristör emülatör devresi [41]

2023 yılında Microelectronics Journal’da yayınlanan Rubin Lin ve arkadaşları, çeşitli memristör emülatör devrelerini tanıtmaktadır [15].



Şekil.1.24. Juraj Valsa tarafından önerilen JEFT’e dayalı emülatör devresi [15]

Operasyonel transkondüktans amplifikatörü (OTA) ve gerilim farklılaştırıcı tamponlu amplifikatör (VDBA) kullanılan ve 5 MHz’e kadar çalışan memristör emülatör devresi, 2023 yılında Mourina Ghosh ve arkadaşları tarafından yayınlanmıştır [42].



Şekil.1.25. Topraklanmış artımlı memristör emülatörünün ideal olmayan modeli [42]

2. MALZEME VE YÖNTEM

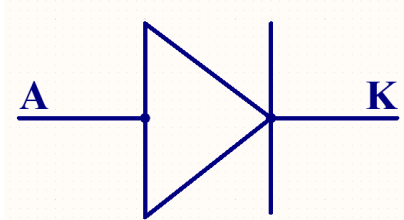
Bu bölümde, tez kapsamında yapılan çalışmalarda kullanılan ve tasarım aşamasında faydalanan bazı devre elemanları ve yapılarından bahsedilmiştir.

2.1. Diyot

Modern silikon güç doğrultucu diyotların ortaya çıkmasından önce, geleneksel PN bağlantılı diyotlar germanyum yaygın değilken genellikle katkılı silikondan üretilmekteydi. Diyotların daha önceki üretimlerinde; eşdeğer akım değerlerine sahip silikon diyotlarla karşılaştırıldığında daha düşük verimlilik, daha yüksek ileri gerilim düşüşü sergileyen ve daha büyük ısı emiciler gerektiren bakır oksit ve selenyum gibi malzemeler kullanılmaktaydı. Farklı geometrik ölçeklendirme, katkı seviyeleri veya belirli devre uygulamaları gibi çeşitli fiziksel özellikleri vurgulayan çeşitli PN bağlantılı diyot türleri bulunmaktadır. Ayrıca standart dışı PN etkili konfigürasyonlarına ve farklı tasarımlara sahip diyotlar da mevcuttur. Bu çalışma, farklı diyot çeşitlerine kısa bir genel bakış sunmaktadır.

2.1.1. Standart diyotlar

PN bağlantı diyotları olarak da bilinen standart diyotlar, diyotların en basit biçimini temsil eder. Akım taşıma kapasitelerine ve güç değerlerine göre iki tipe ayrılırlar: küçük sinyal diyotları ve büyük sinyal diyotları. Küçük sinyal diyotları, gerilim kesme ve anahtarlama uygulamalarında yaygın olarak kullanılır. Öte yandan, doğrultucu veya güç diyotları olarak da adlandırılan büyük sinyal diyotları, daha yüksek gerilim ve akım değerlerine sahiptir ve bu özellik onları güç kaynağı devrelerinde kullanıma uygun hale getirir [54,55].



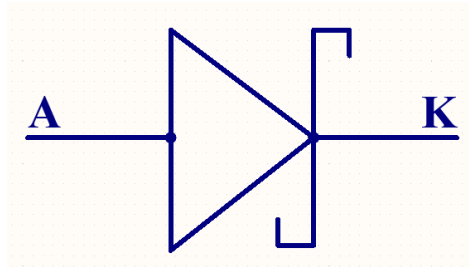
Şekil.2.1. Standart diyot sembolü

2.1.2. Schottky diyotlar

Adını Alman fizikçi Walter H. Schottky'den alan Schottky diyotlar, metal-yarı iletken birleşiminden oluşan yarı iletken devre elemanlarıdır. Tipik olarak alüminyum veya platin gibi

malzemelerden oluşan metal katman, çoğunlukla silikon veya galyum arsenit olmak üzere yarı iletken malzemeyle bir bariyer oluşturur. Bu benzersiz yapı, Schottky diyotları geleneksel PN bağlantı diyotlarından ayıran birçok ayırt edici özelliğin ortaya çıkmasına neden olur. Schottky diyotların önemli bir avantajı, PN bağlantı diyotlarına kıyasla ileri gerilim düşüşlerinin daha düşük olmasıdır. Yaklaşık 1 mA'lık ileri akımda tipik olarak 0,15 ila 0,45 volt aralığındaki bu düşük gerilim düşüşü, elektronik devrelerde güç kaybının azalmasına ve verimliliğin artmasına neden olur. Sonuç olarak, hassas gerilim regülasyonunun kritik olduğu gerilim kenetleme uygulamalarında ve yüksek güçlü uygulamalarda meydana gelebilecek transistör doygunluğunun önlenmesinde yaygın kullanım alanı bulurlar. Schottky diyotların bir diğer önemli özelliği çoğunluk taşıyıcı iletim mekanizmalarıdır. İletim için hem çoğunluk hem de azınlık taşıyıcılarına dayanan PN bağlantı diyotlarının aksine, Schottky diyotları öncelikle N-tipi bir yarı iletkenindeki elektronlar veya P-tipi bir yarı iletkenindeki delikler gibi çoğunluk taşıyıcılarını kullanır. Bu özellik, anahtarlama ve kurtarma sürelerinde gecikmelere neden olabilecek azınlık taşıyıcı depolama sorunlarını ortadan kaldırarak Schottky diyotlarını yüksek frekanslı ve yüksek hızlı uygulamalar için ideal hale getirir. Ayrıca Schottky diyotları, çoğunluk taşıyıcı iletim mekanizmaları sayesinde PN bağlantı diyotlarına kıyasla daha hızlı ters toparlanma süreleri sergiler. Bu hızlı iyileşme süresi, düşük bağlantı kapasitansı ile birleştiğinde Schottky diyotlarının yüksek hızlı anahtarlama performansı elde etmesini sağlar. Sonuç olarak, hızlı yanıt sürelerinin ve verimli güç yönetiminin çok önemli olduğu yüksek frekanslı devrelerde, RF cihazlarında ve anahtarlama mod güç kaynaklarında yaygın olarak kullanılırlar.

Özetle Schottky diyotları, geleneksel PN bağlantı diyotlarına göre daha düşük ileri gerilim düşüşü, daha hızlı anahtarlama hızları ve azaltılmış azınlık taşıyıcı etkileri dahil olmak üzere çeşitli avantajlar sunar. Bu özellikler, onları modern elektronik sistemlerin, özellikle yüksek hızlı sinyal işleme ve verimli güç dönüşümü gerektiren uygulamalarda vazgeçilmez bileşenleri haline getirmektedir [43], [44].



Şekil.2.2. Schottky diyot sembolü

2.2. Entegratör Devreleri

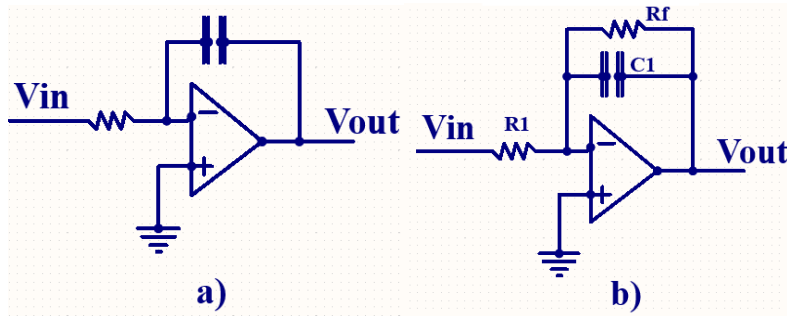
Bir entegratör devresi, giriş sinyalinin zaman integralini doğru bir şekilde temsil eden bir çıkış sinyali üretme gibi önemli bir işlevi yerine getirir. Elektronik sistemlerde, gerilim entegratörleri elektronik gerilim sinyallerinin zaman entegrasyonunu gerçekleştirmek için özel olarak tasarlanırken, akım entegratörleri elektronik akım sinyallerinin zaman entegrasyonunu sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Bu entegratörler elektronik alanında geniş bir uygulama yelpazesinde önemli bir rol oynamaktadır.

Elektronik pazarında mevcut aktif cihazların zengin çeşitliliği kullanılarak çok sayıda RC entegratörü oluşturulabilir. Bunlar, yüksek kazanımları ve çok yönlü işlevleri nedeniyle yaygın olarak kullanılan İşlemsel Yükselteçler (Op-Amp'lar) gibi tanınmış bileşenleri içerir. Ek olarak, Akım Taşıyıcıları (CC'ler), İşlemsel İletkenlik Yükselteçleri (OTA'lar), İşlemsel Geçiş Direnci Yükselteçleri (OTRA'lar), Diferansiyel Fark Akım Taşıyıcı İletkenlik Yükselteçleri (DDCCTA'lar), Akım Farkı İletkenlik İletkenlik Yükselteçleri (CDTA'lar), Gerilim Farkı İletkenlik Yükselteçleri (VDTA'lar) gibi belirli uygulama gereksinimlerine göre özelleştirilmiş özellikler ve performans özellikleri sunar [45]. Bu bölümde Op-Amp entegratör tasarımlarına odaklanan bir inceleme sunulmaktadır.

2.2.1. Çevirici aktif entegratör analizi

Bir kapasitör ve dirençle birlikte bir İşlemsel Yükselteç (Op-Amp) kullanılarak bir entegratör devresi inşa edilir. Şekil.2.3'da ideal evirici entegratör devre konfigürasyonu gösterilmektedir. Kapasitörün geri besleme yoluna ve direncin giriş yoluna yerleştirilmesiyle devre, giriş sinyalinin entegre çalışmasını kolaylaştırır. Entegratörün kazancı frekansla ters orantılıdır. Matematiksel olarak devrenin çıkış gerilimi şu şekilde ifade edilebilir:

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}(t) dt \quad (2.1)$$



Şekil.2.3. Evirici entegratör devreleri (a) ideal entegratör, (b) entegre kapasitöre paralel bir geri besleme direncine sahip entegratör [46]

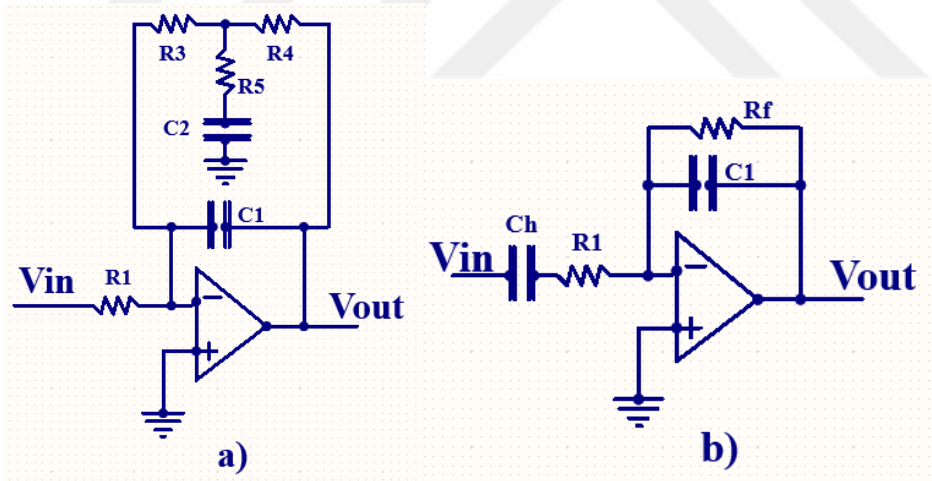
Şekil.2.3'de b) şıkında gösterildiği gibi, kazancı $1/T$ 'lik bir dönüşüm frekansı ile sıfır frekansa kadar sürdürmek için entegre kapasitör C_1 'e paralel olarak bir geri besleme direnci R_f eklenir fakat düşük frekans kazancı arzu edilmeyecek kadar yüksek kalır. Bu sorunu hafifletmek ve entegratörün düşük frekans kazanımını daha da azaltmak için, Şekil.2.4'de a) şıkkı ve b) şıkında gösterildiği gibi, daha iyi düşük frekans kazancına sahip daha basit bir ağ olan bir alçak geçişli filtre ağı eklenebilir. Transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir [46],

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{R_f \cdot C_h s}{(R_1 \cdot R_f C_1 C_h) s^2 + (R_f \cdot C_1 + R_1 C_h) s + 1} = - \frac{K_s}{T^2 s^2 + 2\beta T s + 1} \quad (2.2)$$

$$K = R_f C_h \quad (2.3)$$

$$T = \sqrt{R_1 R_f} C_1 C_h \quad (2.4)$$

$$\beta = 0.5(R_f C_1 + R_1 C_h) / \sqrt{R_1 R_f C_1 C_h} \quad (2.5)$$



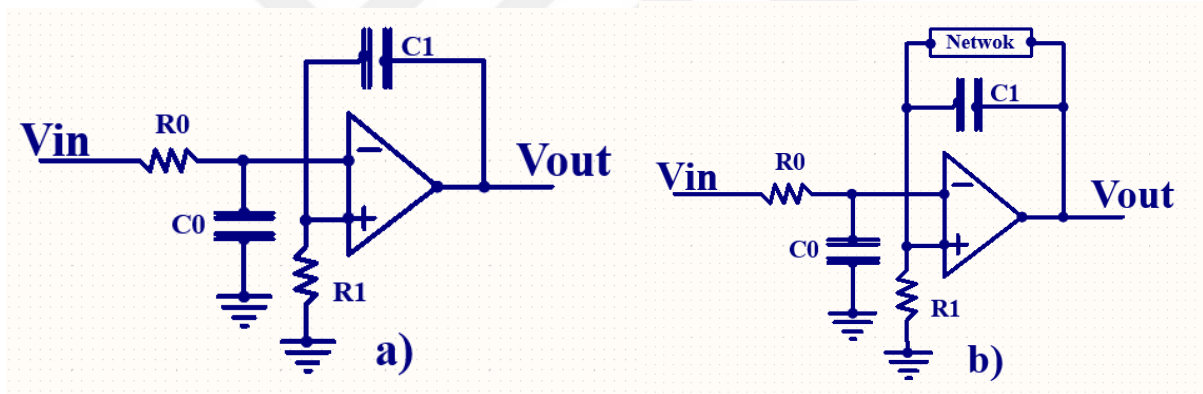
Şekil.2.4. (a) Kapasitöre paralel alçak geçişli filtre ağına sahip entegratör devresi (b) Dirençle seri bağlı yüksek geçişli kapasitöre ve entegre kapasitöre paralel bir geri besleme direncine sahip evirici entegratör devresi [46]

2.2.2. Evirmeyen aktif entegratörün analizi

Şekil.2.5'de a) şıkında gösterildiği gibi evirmeyen entegratör hem pasif bir entegratör R_0C_0 hem de bir aktif evirici entegratör içerir ve farklı kazanç frekansı özelliklerine sahip kapsamlı bir devre oluşturur. Bu entegrasyon kurulumu, optimum performans için belirli frekans aralıklarını ele alacak şekilde tasarlanmıştır.

Düşük frekanslarda pasif entegratör, alçak geçişli filtre rolünü üstlenerek aktif entegratör aracılığıyla sinyal entegrasyonunu verimli bir şekilde kolaylaştırmasına olanak tanır. Bu, belirli bir eşiğin altındaki frekanslara sahip sinyallerin öncelikle aktif entegratör tarafından işlendiği ve entegrasyon yeteneklerinden etkin bir şekilde yararlanıldığı anlamına gelir.

Tersine, frekanslar arttıkça pasif entegratör, sinyallerin entegrasyonundan sorumlu ana bileşen olarak hizmet ederek entegrasyon sürecini giderek daha fazla üstlenir. Aktif entegratör bir birlik takipçisi gibi davranmaya geçiş yapar ve esasen herhangi bir amplifikasyon veya zayıflama olmadan çıkış sinyalinin genliğini korur.



Şekil.2.5. Evirmeyen entegratör devreleri (a) temel entegratör, (b) geri besleme dirençli entegratör [46]

Bu düzenleme; farklı frekans aralıklarında entegrasyona dengeli bir yaklaşım sunarak, evirmeyen entegratörün çekim öncesi etkiyi, etkili bir şekilde azaltabilmesini sağlar. Bu tasarım, entegrasyon sorumluluklarını frekansa dayalı olarak pasif ve aktif bileşenler arasında dağıtarak, özellikle çekim öncesi etkinin zorluk yaratabileceği senaryolarda performansı ve kararlılığı optimize eder. Transfer fonksiyonu şu şekilde ifade edilebilir:

$$\frac{V_{in}-V_1}{R_1} = C_1 \frac{d(V_1-0)}{dt} \quad (2.6)$$

$$\frac{V_{R2}-0}{R_2} = C_1 \frac{d}{dt} (V_{out} - V_2) \quad (2.7)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{R_1 C_1 s + 1} \cdot \frac{R_2 C_2 s + 1}{R_2 C_2 s} \quad (2.8)$$

İntegral süresi birbirine eşit olacak şekilde tasarlanmışsa, yani $R_0 C_0 = R_1 C_1$, şekilde basitleştirilebilir:

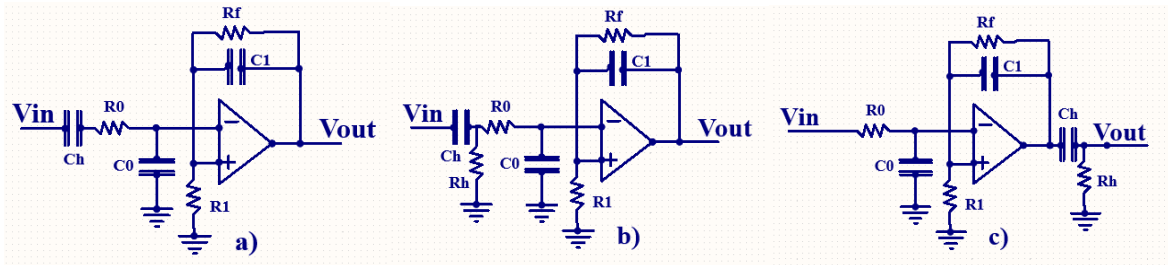
$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{R_1 C_1 s} \quad (2.9)$$

Benzer şekilde, Şekil.2.6'da b) şıkında bir geri besleme direnci R_f ya da bir alçak geçiren filtre ağı, entegre kapasitör C_1 'e paralel olarak bağlanabilir. Bu konfigürasyon düşük frekans kazancını etkili bir şekilde azaltır. Aktarım fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{R_0 C_0} \frac{1}{s + 1/R_0 C_0} \frac{s + (R_f + R_1)/(R_f R_1 C_1)}{s + 1/R_f C_1} \quad (2.10)$$

$$= \frac{1}{T_0} \frac{1}{s + 1/T_0} \frac{s + 1/T_1'}{s + 1/T_2} \quad (2.11)$$

Düşük frekans kazancını arttırmak için Şekil.2.6'da a) şıkı, b) şıkı ve c) şıkında gösterilen iki yöntem bulunmaktadır. Yöntemlerden biri, Şekil.2.6'da a) şıkında gösterildiği gibi pasif entegratör $R_0 C_0$ ile seri halinde bir C_h kapasitörünün yerleştirilmesini içermektedir. Başka bir yaklaşım, düşük frekans performansını artırmak için yüksek geçiş filtresini evirmeyen bir entegratörle birleştirir. Bu kombinasyon iki şekilde uygulanabilir: yüksek geçiş filtresini Şekil.2.6'da b) şıkında gösterildiği gibi entegratörün önüne veya Şekil.2.6'da c) şıkında gösterildiği gibi entegratörün arkasına yerleştirerek sağlanır [46].



Şekil.2.6. Geliştirilmiş evirmeyen entegratör devreleri [46]

2.3. Analog Çarpanlar

Analog çarpan entegre devreleri (IC'ler) olarak da tanınan analog çarpanlar, analog sinyal işleme çerçeveleri içinde önemli bileşenler olarak hizmet eder. Çarpma işlemlerini iki analog giriş sinyali üzerinde yürütürler ve çarpımlarıyla orantılı bir çıkış sinyali verirler. Bu cihazlar modülasyon, demodülasyon, frekans karıştırma, faz algılama ve analog hesaplama gibi alanlarda yaygın uygulama alanlarında kullanılmaktadır.

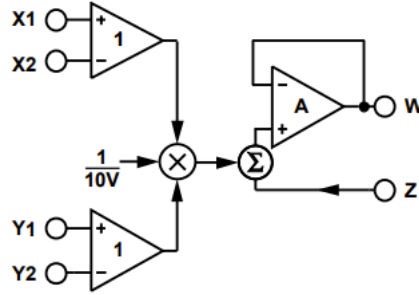
Tipik olarak X, Y, Z ve W etiketli dört giriş terminaline sahip olan analog çarpanlar, X ve Y aracılığıyla çarpılacak iki sinyali temsil ederken Z ve W, sırasıyla çıkış sinyalinin kazancını ve polaritesini düzenler. Ortaya çıkan çıkış gerilimi, X ve Y girişlerine uygulanan, Z terminalindeki kontrol gerilimiyle ayarlanan ve W terminalindeki gerilime bağlı olarak potansiyel olarak ters çevrilen gerilimlerin çarpımına eşittir. Gilbert hücresi, dört bölgeli çarpan ve diferansiyel çift tabanlı tasarımlar gibi çeşitli devre teknikleri bu cihazların uygulanmasını kolaylaştırır. Bunlar arasında Gilbert hücre mimarisi, yüksek doğrusalılık, geniş bant genişliği ve minimum bozulma gibi üstün özellikleriyle öne çıkmaktadır. Bu tasarım, giriş sinyallerini doğru bir şekilde çoğaltmak için dengeli bir transistör konfigürasyonundan yararlanır.

Analog çarpanlar genellikle özel entegre devreler aracılığıyla gerçekleştirilir, dikkate değer örnekler AD633 ve AD734 entegreleri olarak söylenebilir. Analog Devices firması tarafından üretilen AD633 entegresi, analog sinyal çoğaltmasının hassas şekilde işlenmesiyle tanınan ve çok yönlü, dört bölgeli bir analog çarpanı temsil eder. Benzer şekilde, Analog Devices firmasının AD734 entegresi monolitik, dört kadranlı bir analog çarpan/bölücü olarak gelişmiş yetenekler sunar. Bu entegre devreler yalnızca analog çarpma görevlerinin uygulanmasını kolaylaştırmakla kalmaz; aynı zamanda sıcaklık telafisi, geliştirilmiş doğrusalılık ve genişletilmiş frekans tepkisi gibi tamamlayıcı özellikler de sunar. Sonuç olarak analog çarpanlar, sinyal işleme ve kontrol sistemlerini kapsayan çeşitli alanlarda yaygın uygulanabilirlik bulurlar.

2.3.1. Düşük maliyetli analog çarpıcı - AD633

Analog elektronik sistemlerin ayrılmaz bir bileşeni olan AD633, dört bölgeli analog çarpan olarak kapsamlı işlevselliğiyle tanınmaktadır. Analog sinyal çoğaltmasının hassas şekilde yönetilmesini sağlayan yüksek empedanslı, diferansiyel X ve Y girişlerine sahiptir. Ek olarak, çeşitli uygulamalarda çok önemli bir rol oynayan, Z olarak gösterilen yüksek empedanslı bir toplama girişine sahiptir. Z girişi, çıkış tampon amplifikatörüne erişim sağlayarak kullanıcılara yalnızca birden fazla çarpanın çıkışlarını toplama yetkisi vermekle kalmaz, aynı zamanda

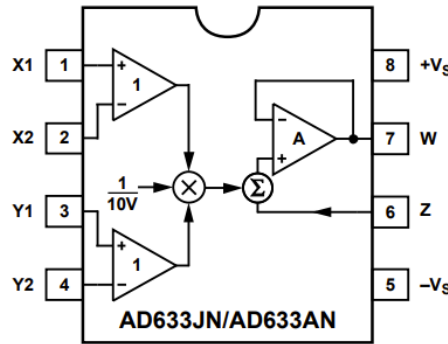
çarpanın kazancını da artırır, çıkış gerilimini bir akıma dönüştürür ve çeşitli uygulamaları kolaylıkla yapılandırır. Şekil.2.7'da AD633'ün fonksiyonel blok şeması gösterilmektedir.



Şekil.2.7. AD633'ün fonksiyonel blok şeması [56]

Hem 8 uçlu PDIP hem de SOIC paketlerinde mevcut olan AD633, farklı sistem ve ortamlarda uygulanmasında esneklik sunar. 0°C ila 70°C (J Sınıfı) ticari sıcaklık aralığında veya -40°C ila +85°C (A Sınıfı) endüstriyel sıcaklık aralığında güvenilir şekilde çalışacak şekilde tasarlanmıştır ve geniş bir çalışma koşulunda uygunluğunu garanti eder. Ayrıca, 10 MΩ'luk yüksek giriş dirençleri sinyal kaynağı yükünü en aza indirerek sinyal bütünlüğünü ve doğruluğunu korur.

Güç kaynağı açısından AD633, ± 8 V ile ± 18 V arasında değişen besleme gerilimi ile çalışabilir ve çeşitli güç sistemlerine entegrasyon için geniş esneklik sağlar. Kararlı bir Zener diyotu tarafından üretilen dahili ölçeklendirme gerilimi, çarpanın olağanüstü doğruluğuna katkıda bulunur ve bu durum, besleme değişikliklerinden neredeyse hiç etkilenmez.



Şekil.2.8. AD633 Pin konfigürasyonu [56]

Şekil.2.8. ve Tablo.2.1'de devre tasarımlarına kusursuz entegrasyon için görsel bir referans sunan AD633'ün pin konfigürasyonları gösterilmektedir. Genel olarak AD633'ün sağlam özellikleri, çok yönlü işlevselliği ve güvenilir performansı; onu hassas analog sinyal çoğaltması gerektiren birçok uygulamada tercih edilen bir seçim haline getirmektedir.

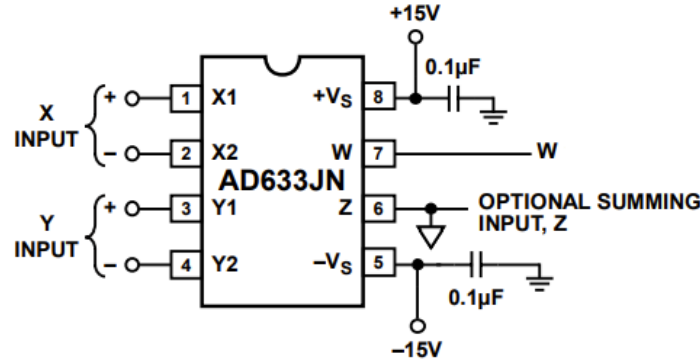
Tablo.2.1. AD633 Pin işlev açıklamaları [56]

Pin numarası	Pin adı	Açıklama
1	X1	X çarpanlı evirmeyen giriş
2	X2	X çarpanlı eviren giriş
3	Y1	Y çarpanlı evirmeyen giriş
4	Y2	Y çarpanlı eviren giriş
5	-Vs	Negatif besleme girişi
6	Z	Toplama girişi
7	W	Çıkış
8	+Vs	Pozitif besleme girişi

Diferansiyel X ve Y girişleri, AD633 içindeki gerilim-akım dönüştürücüler aracılığıyla diferansiyel akımlara dönüştürülür. Dönüştürülen bu akımlar daha sonra cihazın çekirdeğinde çarpılarak giriş sinyallerinin çarpımı elde edilir. Gömülü bir Zener referansı, 10V'luk genel ölçek faktörünü sağlayarak çarpma işleminin doğruluğuna ve kararlılığına katkıda bulunur. Daha sonra X ve Y'nin çarpımının toplamı 10'a bölünür ve Z girişi çıkış amplifikatörüne beslenir. Bu toplama işlemi Z Düğümünde gerçekleşir ve kullanıcılara birden fazla çarpandan gelen çıktıları birleştirme, çıkış gerilimini bir akıma dönüştürme ve çeşitli analog hesaplama işlevlerini yapılandırma esnekliği sağlar. Bu özellik AD633'ün çok çeşitli sinyal işleme ve kontrol uygulamalarında çok yönlülüğünü ve uygulanabilirliğini artırır. Genel transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

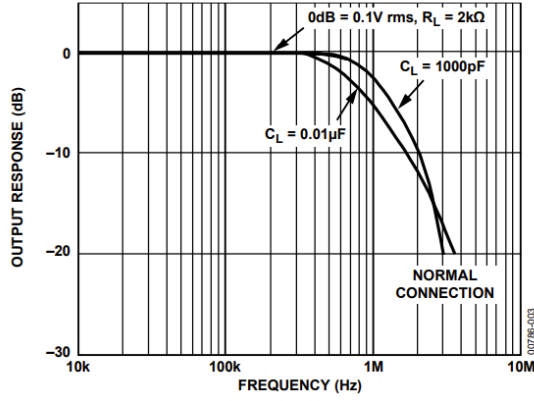
$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z \quad (2.12)$$

Şekil.2.12'de çarpma işlemleri için AD633'ün kullanılmasına yönelik birincil kurulum gösterilerek, çarpma işlemine yönelik temel bağlantılar gösterilmektedir. X ve Y girişleri tipik olarak standart uygulamaya bağlı kalarak negatif düğümleri topraklanmış şekilde yapılandırılır. Bununla birlikte, bu girişlerin tamamen diferansiyel olduğunu ve konfigürasyonlarında önemli derecede esneklik sunduğunu unutmamak gerekmektedir. Negatif düğümlerin ortak topraklamasına rağmen, topraklanmış girişlerin ters çevrilmesinin avantajlı olabileceği veya belirli devre düzenlemelerine veya sinyal gereksinimlerine uyum sağlamak için gerekli olabileceği durumlar bulunmaktadır. Bu uyarlanabilirlik; mühendislerin ve tasarımcıların AD633'ün çalışmasını, ister sinyal polaritesinin ayarlanması, farklı sinyal kaynaklarının barındırılması veya gelişmiş performans için sinyal yollarının optimize edilmesi olsun, uygulamalarının benzersiz ihtiyaçlarını karşılayacak şekilde uyarlamalarına olanak tanır. Çarpma için temel bağlantılara ilişkin ayrıntılı bilgi sağlayan Şekil.2.9'de AD633'ün çeşitli analog sinyal işleme sistemlerine entegrasyonu için değerli bir referans noktası görevi görür. Cihazın çok yönlülüğünün ve farklı devre konfigürasyonlarına uyum sağlama yeteneğinin altını çizerek geniş bir uygulama yelpazesinde optimum performans ve esneklik sağlamaktadır.

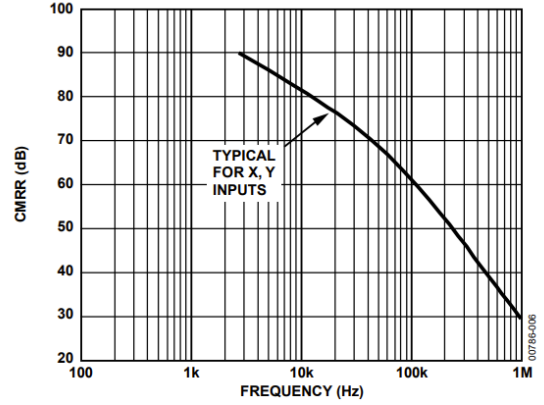


Şekil.2.9. AD633 Temel Çarpan Bağlantıları [56]

Şekil.2.10.'de AD633 entegratörünün performans özelliklerini, özellikle çıkış yanıtına (dB) ve ortak mod reddetme oranına (CMRR) (dB) odaklanarak göstermektedir. Bu grafik, cihazın farklı çalışma koşulları altındaki davranışına ve performansına ilişkin değerli bilgiler sağlar. 1MHz bant genişliğine sahiptir [56].



a)

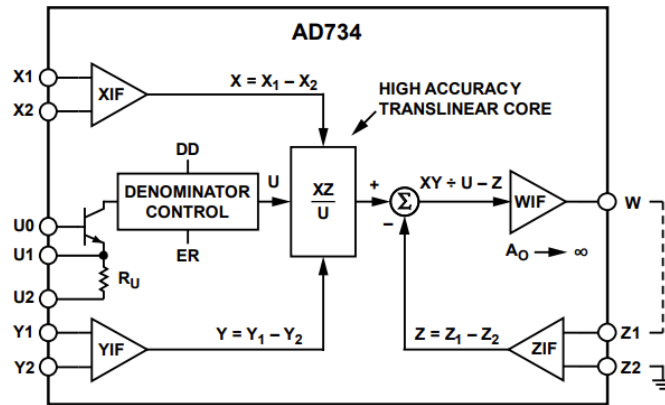


b)

Şekil.2.10. AD633 için a) Frekans Tepkisi ve b) CMRR ile frekans karşılaştırması [56]

2.3.2. Dört çeyrek çarpan/bölücü 10 MHz- AD734

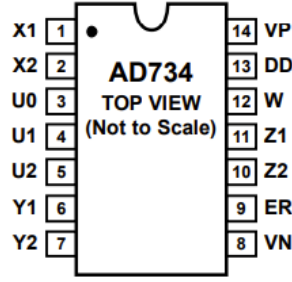
AD734; doğru, yüksek hızlı, dört bölge bir analog çarpandır. AD734'ün gelişmiş performansı, yeni devre tekniklerinin, yüksek hızlı tamamlayıcı iki kutuplu işlemin kullanılmasının ve geleneksel DC yöntemlerinden ziyade AC sinyallerine dayalı lazer düzeltmeye yönelik yeni bir yaklaşımın birleşimiyle elde edilir. AD734'ün giriş aşamalarının geniş bant genişliği (>40 MHz) ve çarpan çekirdeğinin 200 MHz kazanç-bant genişliği ürünü, AD734'ün istenen çıkış olduğu sürece 40 MHz'e kadar yüksek giriş frekanslarıyla düşük distorsiyonlu bir demodülatör olarak kullanılmasına olanak tanır. Frekans 10 MHz'den azdır. Şekil.2.11.'de AD734'ün fonksiyonel blok şeması belirtilmiştir.



Şekil.2.11. AD734'ün fonksiyonel blok şeması [57]

AD734AQ ve AD734BQ, -40°C ila $+85^{\circ}\text{C}$ endüstriyel sıcaklık aralığı için belirtilmiştir ve 14 uçlu Cerdip ve 14 uçlu Pdip kılıfları bulunmaktadır. -55°C ila $+125^{\circ}\text{C}$ askeri aralığı için MIL-STD-883B'ye göre işlenmiş olarak sunulan AD734SQ/883B, 14 uçlu Cerdip kılıfı da

mevcuttur ve CERDIP paketiyle kaplanan bu sürüm, en zorlu ortamlarda bile tutarlı performans sağlar. Şekil.2.12.'de AD734'ün pin şeması belirtilmiştir.



Şekil.2.12. AD734'ün pin şeması [57]

AD734'ün işlevselliğini kapsamlı bir şekilde incelenen ayrıntılı işlevsel blok diyagramı Tablo.2.2'deki gibidir.

Tablo.2.2. AD734 Pin işlev açıklamaları [57]

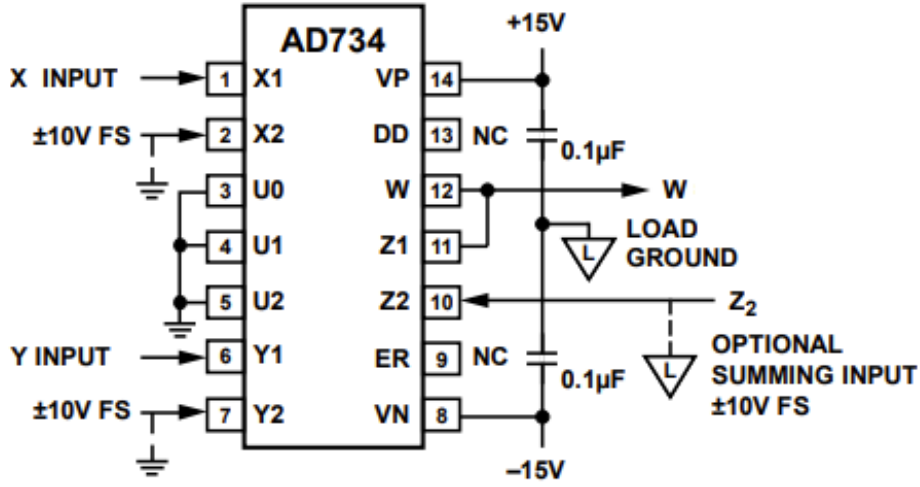
Pin numarası	Pin adı	Açıklama
1	X1	X diferansiyel çarpıcı girişi
2	X2	X diferansiyel çarpıcı girişi
3	U0	Payda akım kaynağı etkinleştirme arayüzü
4	U1	Payda arayüzü
5	U2	Payda arayüzü
6	Y1	Y diferansiyel çarpıcı girişi
7	Y2	Y diferansiyel çarpıcı girişi
8	VN	Negatif besleme
9	ER	Referans gerilimi
10	Z2	Z diferansiyel toplama girişi

11	Z1	Z diferansiyel toplama girişi
12	W	Çıkış
13	DD	Paydayı devre dışı bırakmak
14	VP	Pozitif besleme

AD734; diferansiyel X, Y ve Z girişlerini olağanüstü hassasiyet ve minimum bozulma ile yönetmek için titizlikle tasarlanmış gelişmiş geniş bant arayüzlerini sergilemektedir. Bu arayüzler düşük ofset, düşük sapmalı akım ve düşük distorsiyon gibi etkileyici özellikler sergileyerek geniş bir frekans spektrumunda sinyallerin aslına uygun şekilde işlenmesini sağlamaktadır. $X = X1 - X2$, $Y = Y1 - Y2$ ve $Z = Z1 - Z2$ fark sinyallerini işlemek için özel olarak tasarlanmıştır. AD734 bu girişlerde mevcut olabilecek ortak mod gerilimlerini reddetme konusunda üstündür ve böylece sinyal bütünlüğünü korur. Her arayüz (X, Y ve Z) ± 10 V'lik nominal tam ölçekli (FS) gerilim aralığı sağlar. Bununla birlikte, giriş aşamalarının ustaca hazırlanmış tasarımı sebebiyle, diferansiyel girişin doğrusal aralığı dikkate değer ölçüde ± 1 ya kadar uzanır. 17 V, sinyal manipölasyonu için önemli bir boşluk payı sunar ve çeşitli çalışma koşullarında güçlü performans sağlar. AD734'ün pin konfigürasyonuna bakıldığında, işlevselliği ve entegrasyon kolaylığını optimize eden titizlikle düzenlenmiş bir düzenleme ortaya çıkar. Şekil.2.13'da her bir pinin rollerini ve ara bağlantılarını açıklayarak pin bağlantılarının kapsamlı bir görsel temsilini sağlar. Ayrıca, Tablo.2.2'de AD734'ün çeşitli uygulamalarda sorunsuz entegrasyonunu ve kullanımını kolaylaştıracak şekilde, işlevleri, gerilimleri ve önerilen bağlantıları dahil olmak üzere her pinin ayrıntılı açıklamalarını sunar.

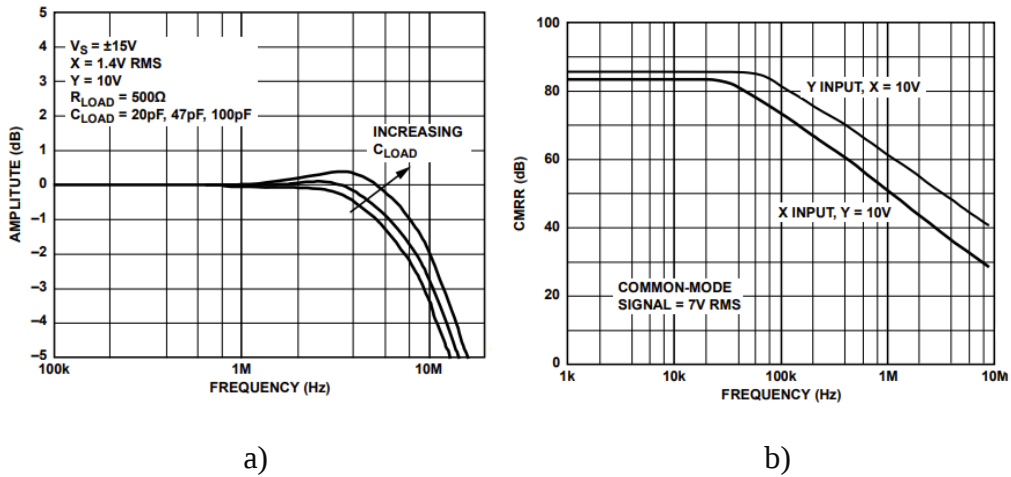
Şekil.2.13.'da çarpma işlemini gerçekleştirmek için gereken temel düzen özetlenmiştir. Bu şemada X ve Y girişleri, negatif düğümlerini topraklama seçeneğiyle birlikte temsil edilir. Ancak hem X hem de Y girişlerinin tamamen diferansiyel olacak şekilde tasarlandığını ve daha incelikli sinyal işleme yeteneklerine olanak sağladığını unutmamak önemlidir. Girişlerin topraklanmasının ilk göstergesine rağmen, bu konfigürasyonun uyarlanabilir olduğunu vurgulamakta fayda var. Birçok pratik senaryoda, topraklanmış girişler değiştirilebilir ve bu durum sistem tasarımı ve entegrasyonunda daha fazla çok yönlülük sağlar. Bu esneklik,

mühendislerin konfigürasyonu belirli uygulama gereksinimlerine göre uyarlamasına olanak tanıyarak optimum performans ve uyumluluk sağlamaktadır.



Şekil.2.13. AD734 Temel çarpma devresi [57]

Şekil.2.14.'de genlik (dB) ve Ortak Mod Reddetme Oranı (CMRR) (dB) üzerinde özellikle durarak, AD734 entegratörünün performans özelliklerine kapsamlı bir genel bakış sunulmaktadır. Bu grafiksel gösterim, cihazın değişen operasyonel parametrelerde nasıl davrandığına ve performans gösterdiğine ışık tutan değerli bir kaynak görevi görür. Kullanıcılar bu grafiği inceleyerek AD734'ün farklı koşullar altındaki davranışına ilişkin değerli bilgiler edinebilir, bilinçli karar almaya yardımcı olabilir ve sistem performansını optimize edebilir [57].

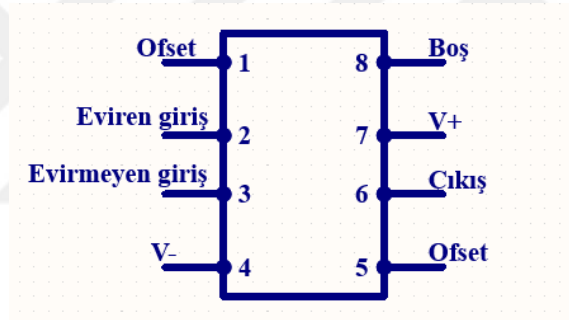


Şekil.2.14. AD734 Performans grafikleri [57]

2.4 İşlemsel Yükselteçler

2.4.1. LM741 işlemsel yükselteç (Op-amp)

Texas Instruments tarafından geliştirilen LM741 işlemsel yükselteç, işlemsel yükselteç olarak en çok kullanılan entegrelerden biridir. Çok yönlülüğü ve güvenilirliğiyle tanınan LM741, ses amplifikasyonu, sinyal işleme, kontrol sistemleri, enstrümantasyon ve daha fazlasını içeren çeşitli alanlarda kapsamlı kullanım alanı bulunmaktadır. 8 pinli bir DIP paketi içinde yer alan bu entegre, hem genel amaçlı hem de hassas uygulamalara hitap eden yüksek kazanç, geniş bant genişliği, düşük ofset gerilimi ve mükemmel doğrusallık gibi özelliklere sahiptir. Mühendisler ve geliştiriciler; onun basit tasarımına, esnekliğine ve elektronik kurulumlara kusursuz entegrasyonundan yararlanmaktadır. Yeni op-amp modellerinin ortaya çıkmasına rağmen LM741, kanıtlanmış performansı, güvenilirliği ve pazardaki yaygın bulunabilirliği sayesinde geçerliliğini korumaktadır. LM741'in pin konfigürasyonu ve fonksiyonları Şekil 2.14'de gösterilmiş olup, Tablo 2.3'de detaylandırılmıştır.



Şekil.2.15. LM741 İşlemsel yükseltici pin şeması [58]

Tablo.2.3. LM741 Pin işlev açıklamaları [58]

PIN			
İsim	Numarası	Giriş/Çıkış	AÇIKLAMA
Evirici giriş	2	Giriş	Evirici sinyal girişi
Boş	8	Boş	Boş bırakılmalıdır
Evirmeyen giriş	3	Giriş	Evirmeyen sinyal girişi
Ofset	1,5	Giriş	

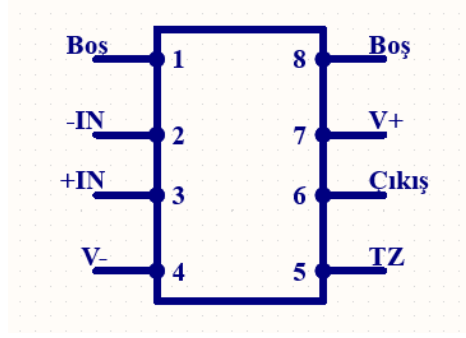
Ofset			Ofset gerilimini ortadan kaldırmak ve giriş gerilimini dengelemek için kullanılan ofset pini
Çıkış	6	Çıkış	Yükseltilmiş sinyal çıkışı
V+	7	Giriş	Pozitif besleme
V-	4	Giriş	Negatif besleme

LM741, açık döngü konfigürasyonunda etkili bir şekilde çalışır ve bu durumda büyük açık döngü kazancı, çevirici olmayan ve çevirici giriş terminalleri arasındaki küçük bir farkın bile amplifikatör çıkışını besleme gerilimine yaklaştırmasını sağlar. Negatif geri besleme olmadan LM741 bir karşılaştırıcı olarak işlev görebilir. Evirici giriş 0 V'de tutulduğunda ve evirici olmayan girişe pozitif bir giriş gerilimi uygulandığında, çıkış pozitif olacaktır. Tersine, evirmeyen girişe negatif bir giriş gerilimi uygulanırsa çıkış negatif olacaktır. Bunun aksine, kapalı devre konfigürasyonunda, çıkış geriliminin bir kısmının evirici girişe geri beslenmesiyle negatif geri besleme kullanılır. Açık çevrim konfigürasyonunun aksine, kapalı çevrim geri beslemesi devrenin kazancını azaltır. Devrenin genel kazancı ve tepkisi, yalnızca işlemsel yükselteç özelliklerinden ziyade geri besleme ağı tarafından belirlenir. İşlemsel yükselteç devresinin davranışı transfer fonksiyonu ile tanımlanır [58].

2.4.2. AD844 işlemsel yükselteç (Op-amp)

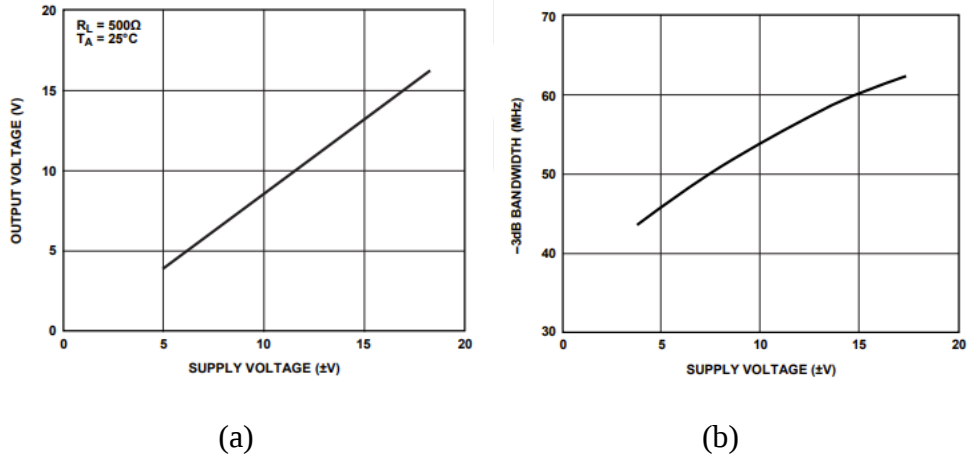
Analog Devices tarafından üretilen AD844, yüksek frekanslarda olağanüstü performansı ile tanınan bir gerilim geri besleme amplifikatörüdür. Çeşitli hassas analog devrelerde yaygın olarak kullanılan bu ürün; geniş bant genişliği, minimum bozulma ve yüksek dönüş hızı sunarak zorlu uygulamalarda doğru sinyal yükseltilmesi ve işlenmesini sağlar.

AD844'ün önemli özelliklerinden biri farklı operasyonel kurulumlara uyarlanabilmesidir. Devre tasarımında esneklik sağlayan birlik kazanç tamponu, evirici veya evirici olmayan amplifikatör ve hatta diferansiyel amplifikatör olarak görev yapabilir. Yüksek giriş empedansı ve düşük çıkış empedansı, onu çeşitli sinyal kaynakları ve yüklerle uyumlu hale getirir. Ayrıca AD844 entegresi, hem amplifikatörü hem de çevredeki devreleri aşırı ısı veya akımın neden olabileceği potansiyel hasarlardan koruyan dahili termal ve aşırı akım koruması gibi koruyucu önlemler içerir. Bu özellik, zorlu çalışma koşullarında amplifikatörün güvenilirliğini ve uzun ömürlülüğünü sağlar. AD844'ün fonksiyonel blok diyagramları Şekil.2.15'de gösterilmiştir.



Şekil.2.16. AD844 İşlemsel yükseltici pin şeması [59]

AD844, olağanüstü diferansiyel kazanç ve diferansiyel faz özellikleri sergileyerek 60 MHz frekansa kadar bant genişliklerine sahip uygun bir seçim olarak konumlandırıyor. AD844'ün tipik performans özellikleri, operasyonel davranışı ve yetenekleri hakkında değerli bilgiler Şekil.2.16'da gösterilmektedir. Bu performans ölçümleri, amplifikatörün farklı parametrelerdeki etkinliğini değerlendirmek ve çeşitli görevlerde en iyi performansı sağlamak için temel göstergeler olarak hizmet eder.



Şekil.2.16. a) Çıkış gerilimi ve besleme gerilimi b) -3 dB Bant genişliği ve besleme gerilim [59]



3. BULGULAR VE TASARIM

Hafıza özelliğiyle öne çıkan memristör, önceki gerilim değişimlerini dikkate alarak akım akışını yönetebilen elektronik bir elemandır. Özellikle gelişmiş bellek ve bilgi işlem sistemlerindeki potansiyel uygulamalarında önemli bir rolü olacaktır. Bir memristör emülatörü, dirençler ve kapasitörler gibi standart bileşenleri kullanarak memristörlerin davranışını taklit eder ve hazır memristörlerin yokluğunda deney yapmayı ve prototip oluşturmayı kolaylaştırır [15]. Bu bölümde, bilinen mevcut kontrollü memristör modellerinin davranışını taklit etmek için kullanılabilecek pratik bir memristör emülatörünün konsepti ve tasarımı önerilmektedir. Önerilen emülatör, memristör davranışını taklit eden bir devre tasarımıdır. Erişilebilirlik, maliyet, daha az bileşenle uygulanması ve yüksek frekanslarda çalışabilmesi ile karakterize edilmektedir. Önerilen emülatörün matematiksel modellemesi ve analizine ek olarak, Proteus simülasyonu ve deneysel sonuçlar da sağlanmaktadır. Son olarak, önerilen tasarımın avantajlarını vurgulamak için daha önce yayınlanmış emülatör devreleri ile kısa bir karşılaştırma yapılmaktadır.

Malzeme bilimi ve mühendisliğinde temel bir kavram olan histerezis döngüsü, bir sistemin mevcut durumunun geçmiş durumlarına bağımlılığını tanımlamaktadır [13]. Tipik olarak grafiksel olarak temsil edilir, bir değişken diğerine karşı çizilir ve sistemin giriş parametrelerindeki değişikliklere tepkisini gösterir. Örneğin manyetik malzemeler bağlamında histerezis döngüsü, bir malzemenin mıknatıslanmasının harici bir manyetik alandaki değişikliklere nasıl tepki verdiğini gösterir. Bu döngü şekli, dış manyetik alan kaldırıldıktan sonra bile malzemenin önceki mıknatıslanma durumlarını "hatırlama" yeteneğini ifade eder. Bu hafıza etkisi, sabit sürücüler ve manyetik bantlar gibi manyetik depolama cihazlarının tasarımı gibi çeşitli uygulamalarda önem arz etmektedir.

Hafıza özelliğine sahip bir tür elektronik bileşen olan memristörler dikkate alındığında histerezis döngüsü daha da önem kazanmaktadır. Gerilim ve akım arasında doğrusal bir ilişkiye sahip olan geleneksel dirençlerin aksine memristörler, bir histerezis döngüsünün oluşumuyla karakterize edilen doğrusal olmayan bir davranış sergiler. Bu döngü; memristörün direncinin, üzerine uygulanan gerilim arttıkça ve azaldıkça nasıl değiştiğini gösterir. Bu değişim, cihazın hafızaya bağlı özelliklerini yakalar. Memristörlerin histerezis döngüsünü analiz etmek, onların davranışları ve işlevleri hakkında değerli bilgiler sağlar. Döngünün şekli; boyutu ve simetrisi, memristörün hafızada tutulması, doğrusal olmaması ve farklı giriş koşullarına uyarlanabilmesi hakkında bilgi sağlar. Örneğin, geniş bir histerezis döngüsü önemli bir hafıza etkisini gösterir,

bu durum memristörün geçmiş gerilim uyarıları hakkındaki bilgileri sakladığı anlamına gelir. Ek olarak; döngüdeki asimetrliler, cihazın farklı gerilim polaritelerine tepkisini ortaya çıkarabilir ve davranışını daha net açıklayabilir. Bu nedenle histerezis döngüsünü anlamak ve optimize etmek; bellek cihazları, nöromorfik hesaplama ve ötesi uygulamalar için memristör teknolojisinin tüm potansiyelinden yararlanmak için önemli adımlardır. Gerilim genliği ve geçmişine ek olarak, giriş geriliminin frekansı da histerezis döngüsüne yansıyan memristörlerin davranışını etkileyen bir diğer önemli faktördür. Uygulanan gerilim sinyalinin frekansı değiştiğinde memristörün tepki süresi etkilenir ve histerezis döngüsünün şekli ve boyutunda değişikliklere yol açabilir. Düşük frekanslarda memristörün uygulanan gerilimdeki değişikliklere tam olarak yanıt vermek için yeterli zamanı vardır. Sonuç olarak, histerezis döngüsü daha geniş ve daha belirgin özellikler sergileyebilir, bu durum önemli bir hafıza etkisine ve belirgin doğrusal olmamaya işaret eder. Tersine; daha yüksek frekanslarda memristörün her gerilim döngüsüne tam olarak yanıt vermek için yeterli zamanı olmayabilir, bu durum daha az hafıza tutma ile daha dar bir histerezis döngüsüne yol açabilir [47][2][48]. Bu araştırmada, memristör davranışının önemli bir özelliği olarak memristör sıkışma histerisiz döngüsü incelenmiştir. Memristör sıkışma histerisiz döngüsü, memristör tabanlı sistemlerde ayırt edici özelliğin anlaşılması ve çoğaltılmasında önemli bir rol oynamaktadır. Spesifik olarak, tezde önerilen emülatör devresi bu davranışı yakından taklit edecek şekilde tasarlanmıştır. Önerilen emülatör devresi, kısırtma histerezis döngüsünü doğru bir şekilde kopyalayarak, memristörlerin belleğe bağımlı özelliklerini yakalamayı, deney ve prototip oluşturmayı amaçlamaktadır. Bu yaklaşım, emülatörün memristör davranışının temel yönlerini etkili bir şekilde yansıtmayı sağlayarak araştırmacılara ve mühendislere memristör teknolojisinin potansiyelini keşfetmek ve kullanmak için değerli bir araç sağlamaktadır.

3.1. Literatörde Bulunan Memristor Emülatör Devreleri

Emülatörlerin oluşturulmasında analog çarpanların kullanılması yaklaşımlardan biri olarak tanımlanmaktadır [49][50][51][52][53]. Birçok çalışmada, çarpanın girişi tipik olarak aktif modülün çıkışının yanı sıra giriş gerilimi veya akımı içermektedir. (Giriş akımı gerilime dönüştürülebilir). Bununla birlikte, daha basit bir yöntem olarak giriş sinyalinin doğrudan çarpanın girişi olarak kullanılmasını içermektedir [49]. Bu yöntem, farklı düğümlerdeki gerilimleri çarparak devreye doğrusal olmayan özelliklerin dahil edilmesini kolaylaştırır.

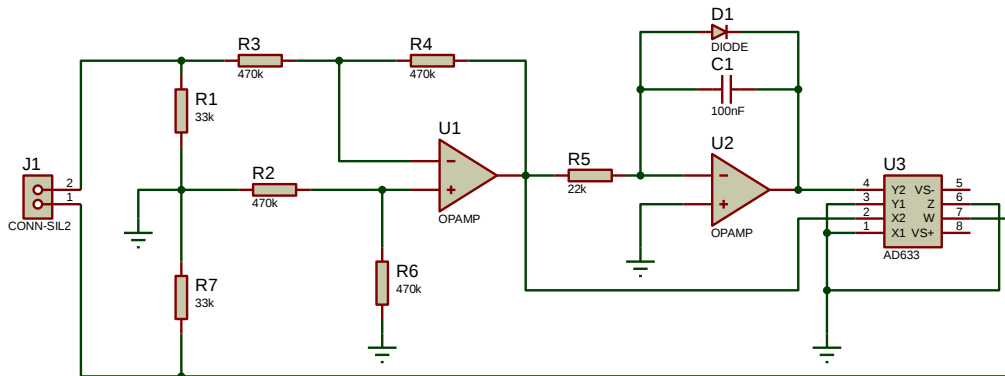
Bu bölümde çeşitli op-amp tabanlı taklitçi devreleri incelendikten sonra geliştirilmiş emülatör devreleri önerilmiştir. Literatürde bulunan ve yüksek frekanslarda çalışabilen karmaşık

emülatör devrelerine karşı; bu tezde önerilen devreler opamp tabanlı olup, uygun maliyetli ve kolay bulunan elemanlar kullanılarak yüksek frekanslarda memristif davranışı sergileyen memristör emülatör devresi özelliklerine sahiptir. Tasarlanan devrelerin simülasyonu için lisanslı Proteus yazılımı kullanırken üretilen PCB çizimleri için lisanslı Altium Designer yazılımı kullanılmıştır.

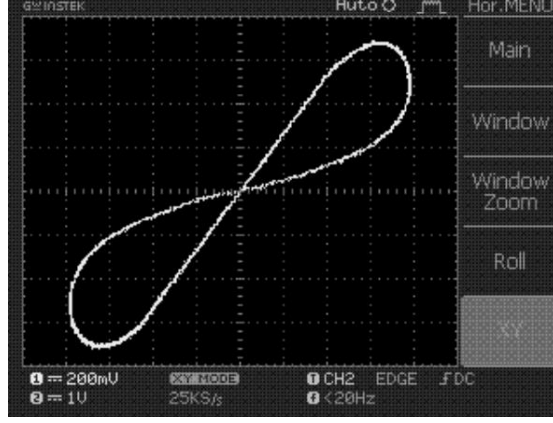
3.1.1 Memristör emülatör devresi I

2010 yılında Reşat Mutlu ve Ertuğrul Karakulak'ın yayınlamış olduğu “Analog Çarpıcı Kullanarak Yapılmış Lineer Sürüklenme Hızlı TiO_2 Memristör (Hafızalı Direnç) Taklit Devresi” makalesinde, iki adet op-amp ve AD633 analog çarpıcı entegresi kullanarak memristör emülatör devresi oluşturmuştur. Şekil 3.1’de önerilen devre gösterilmektedir.

Şekil 3.2’de görüldüğü üzere, önerilen devrede histerisiz döngüsünün uygulanan 17 Hz ve 1V sinüzoidal gerilimde sağlıklı bir şekilde çalıştığı, 100 Hz frekans uygulandığında ise hafıza özelliğini kaybedip direnç gibi davrandığı gözlemlenmiştir [24].



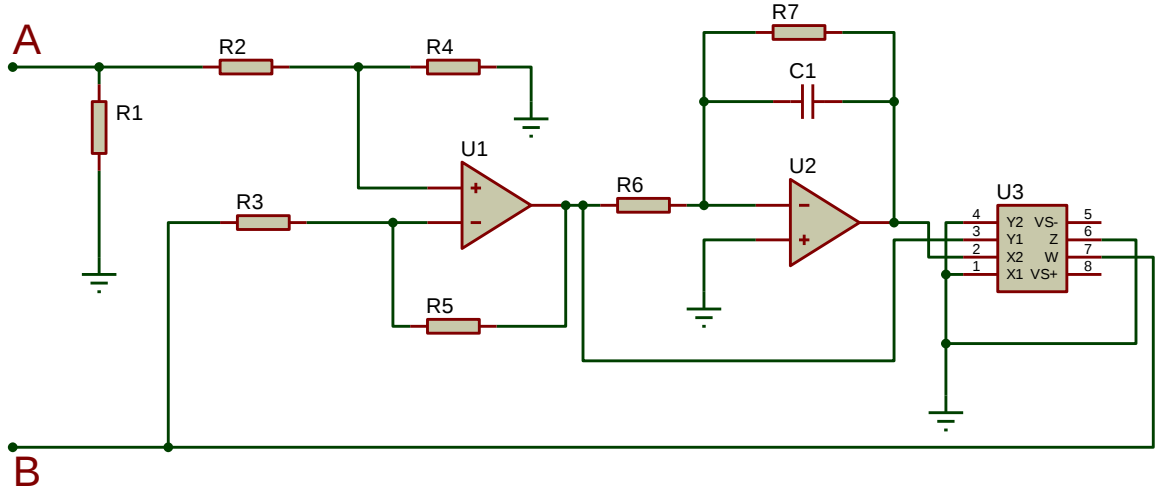
Şekil.3.1. Analog çarpıcı kullanarak yapılmış memristör taklit devresi [24]



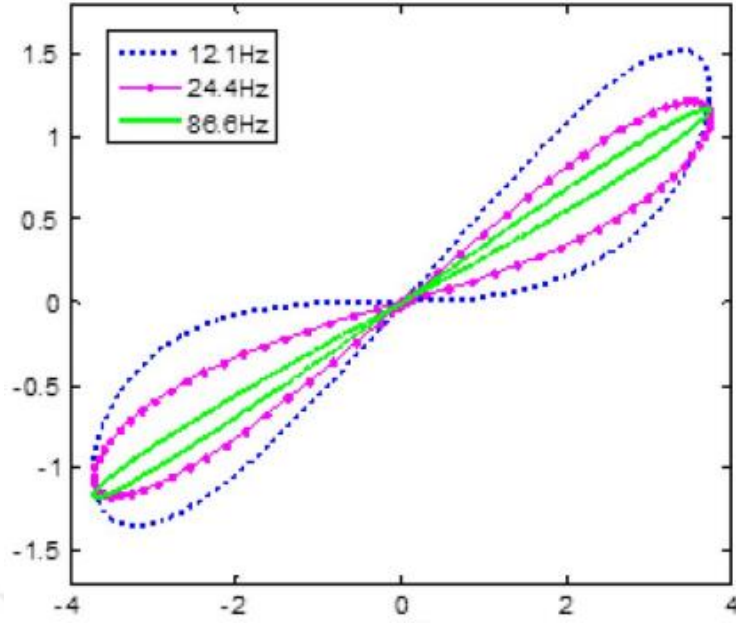
Şekil.3.2. 17 Hz ve 1 V Histerisiz eğrisi [24]

3.1.2. Memristör emülatör devresi II

Şekil.3.3’de bulunan topraklama kısıtlaması olmayan memristör emülatör devresi incelendiğinde histerisiz döngüsünün uygulanan 50 Hz frekansta sağlıklı bir şekilde çalıştığı incelenmiş olup 1 KHz frekansta hafıza özelliğini kaybedip direnç gibi davrandığı gözlemlenmiştir [26]. Yapılan direnç ve kondansatör değeri değişimlerine istinaden sağlıklı çalışma frekansı 86.6 Hz’e kadar artırılmıştır. Şekil.3.3’de görüldüğü üzere emülatör devresinde, evirici op-ampı bir çıkarıcı ile değiştirerek ve akımın geri akışını önlemek için kullanılan diyotu bir dirençle kullanarak, emülatörün KHz seviyesinde çalışması sağlanmıştır.



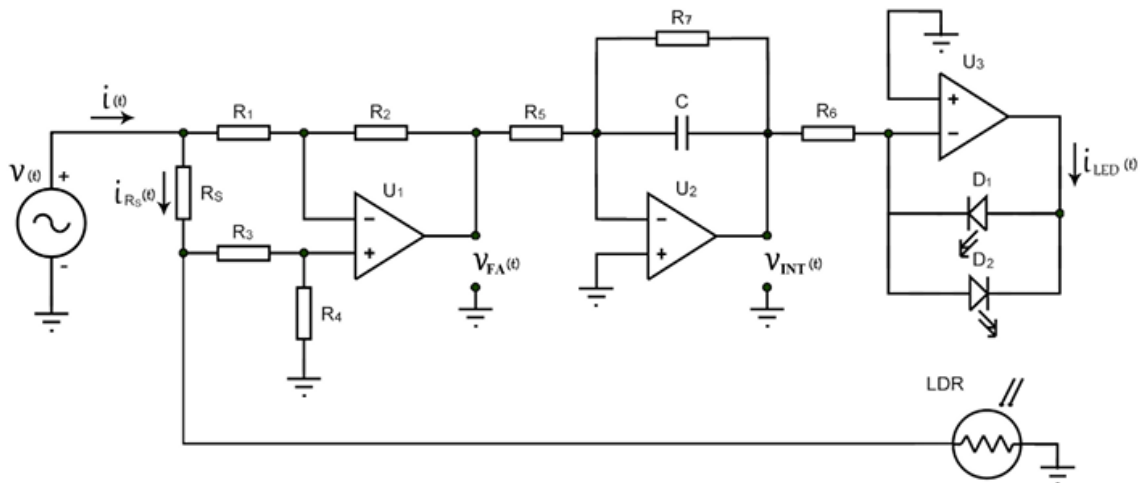
Şekil.3.3. Topraklama kısıtlaması olmayan memristör emülatör devresi [26]



Şekil.3.4. Yapılan değişiklikler sonucu elde edilen histerisiz döngüsü [26]

3.1.3. Memristör emülatör devresi III

2017 yılında Fatih Tulumbacının yayınladığı yüksek lisans tezinde, literatürde bir ilk olarak op-amp'lar ile birlikte ışık yayan diyotlar ve ışığa bağlı direnç kullanarak analog bir memristör emulatörü geliştirilmiştir. Tasarlanan devrenin benzetimi ve deneyleri yapılarak iyi bir performans sergilediği gösterilmiştir [29].



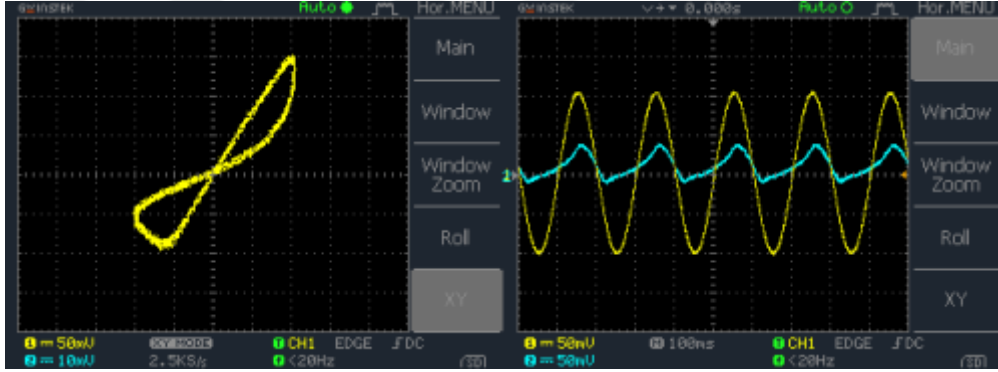
Şekil.3.5. Işığa bağlı direnç ve LED kullanılarak yapılmış bir memristör emülatör devresi [29]

Memristör taklitçi devresine 5 Hz frekans ve 1.2 V gerilim uygulandığında Şekil.3.6'da bulunan davranış elde edilmiştir.



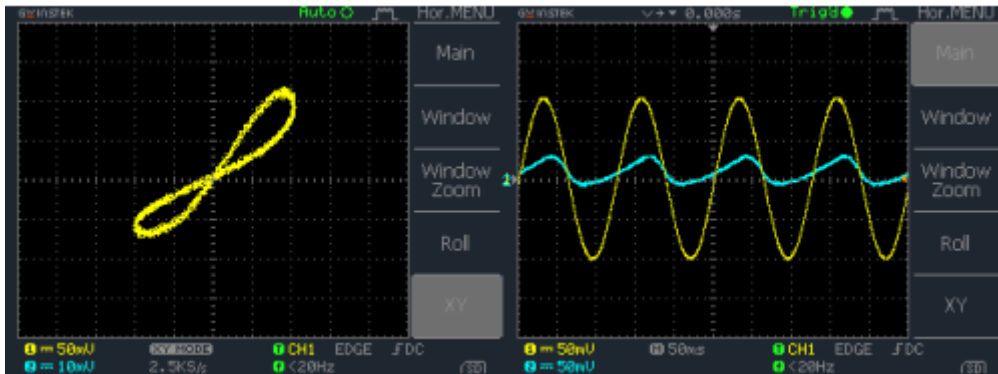
Şekil.3.6. Frekans değeri 5Hz ve 1.2V gerilim uygulandığı histerisiz eğrisi ve akım-gerilim eğrisi [29]

İncelenen eğriye frekans değeri 5Hz ve 0.2V gerilim uygulandığında Şekil.3.7.'de bulunan davranış elde edilmiştir.



Şekil.3.7. Frekans değeri 5 Hz ve 0.2 V gerilim uygulandığı histerisiz eğrisi ve akım-gerilim eğrisi [29]

Frekans değerini artırıp (8 Hz) ve 0.2 V gerilim uygulandığında Şekil.3.8'de bulunan davranış elde edilmiştir.



Şekil.3.8. Frekans değeri 8 Hz ve 0.2 V gerilim uygulandığı histerisiz eğrisi ve akım-gerilim eğrisi [29]

Elde edilen sonuçlara istinaden frekans değeri 100Hz eşğine yaklaştıkça devrenin memristif özelliğini kaybetmeye başladığı gözlemlenmiştir.

3.2. Kullanılan Yarı İletken Komponent ve Tercih Sebebi

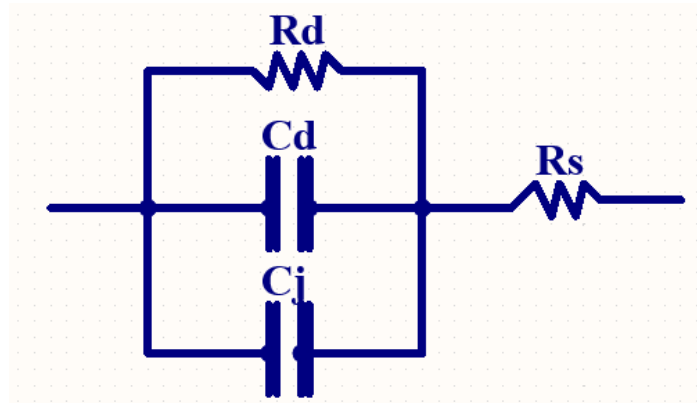
İncelenen op-amp tabanlı memristör emülatör devrelerinde standart diyot veya direnç kullanılmaktadır. Bu devrelerde emülatörlerin, uygulanan giriş sinyali 20 KHz çalışma frekansını aştıkça memristif özelliğini kaybedip standart bir direnç gibi davranmaya başlamaktadır. Teze konu olan simülasyon ve deneyleri gerçekleştirilen devrelerde Schottky Diyot kullanarak çalışma frekansı Megahertz seviyelerine ulaşmaktadır.

3.2.1. Diyotun AC modeli

Şekil 3.9 diyotun AC dalga eşdeğeri gösterilmektedir. Bu modelde diyot R_d , R_s , C_d ve C_j (Tablo 3.1) elemanları ile modellenmiştir.

Tablo 3.1 Diyotların AC modeli

Diyot Direnci (R_d)	Q noktası çevresinde eşdeğer direnç
Seri Direnç (R_s)	Diyotla seri bağlı küçük bir direnç
Difüzyon Kapasitansı (C_d)	Yük taşıyıcılarının tükenme bölgesi boyunca yayılmasının neden olduğu kapasitans
Bağlantı Kapasitansı (C_j)	Bir dielektrik görevi gören tükenme bölgesinin neden olduğu kapasitans



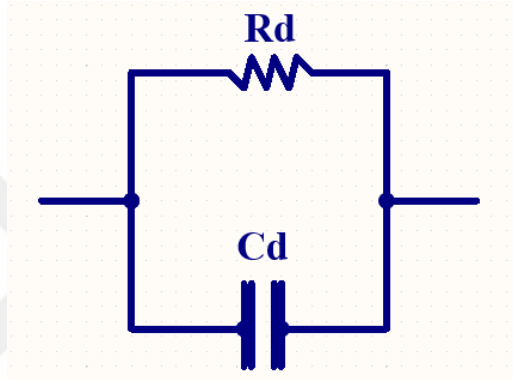
Şekil.3.9. Diyotun AC eşdeğer modeli

Şekil.3.9’de gösterilen modeldeki bileşenlerden ikisi yanıtla hâkim olma eğilimindedir. Bu nedenle, basitleştirilmiş bir model kullanarak iki varsayımda bulunulur ve yanıtla ilişkin bir tahmin elde edilebilir:

Bağlantı kapasitansı (C_j), difüzyon kapasitansından (C_d) çok daha küçüktür. Bu nedenle kapasitansların paralel kombinasyonu basitçe (C_d) olarak tahmin edilmektedir.

Seri direnç (R_s), diyot direncinden (R_d) çok daha küçüktür. Bu nedenle seri direnç ihmal edilebilir.

Basitleştirilmiş model Şekil.3.10’da gösterildiği gibi çizilebilir:



Şekil.3.10. Basitleştirilmiş diyot modeli

$$\frac{V_i(\omega)}{I(\omega)} = R' \parallel \frac{1}{j\omega C} \quad (3.1)$$

$$= \frac{\frac{R'}{j\omega C}}{R' + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R'}{1 + j\omega R' C} = \frac{R'}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (\omega_0 = \frac{1}{R' C}) \quad (3.2)$$

$$\left| \frac{V_i(\omega)}{I(\omega)} \right| = \frac{R'}{\sqrt{1 + \omega^2 / \omega_0^2}}, \quad \angle \frac{V_i(\omega)}{I(\omega)} = -\tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_0} \quad (3.3)$$

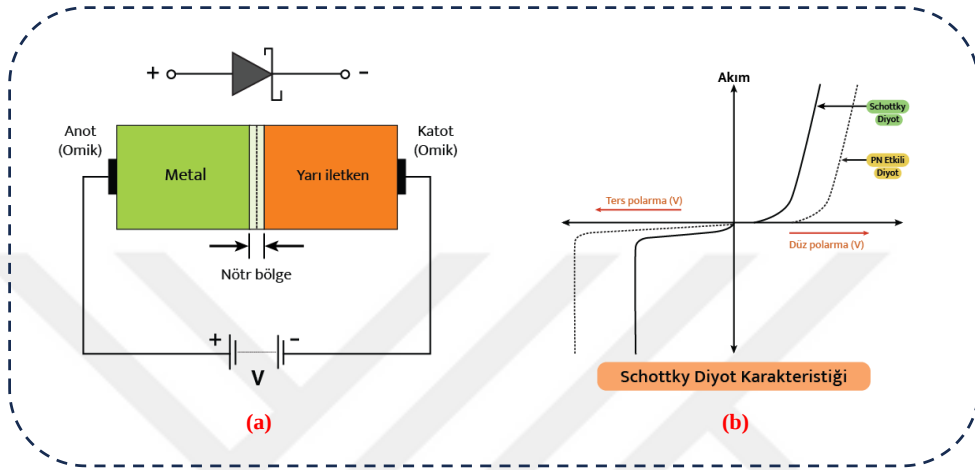
3.2.2. Schottky diyot

Normal kullanım PN etkili silikon diyotlardan farklı olarak Schottky Diyotlar, bir N tipi yarı iletken üzerine yerleştirilen bir metal elektrot kullanılarak oluşturulur. Bir tarafta metal bileşik, diğer tarafta ise katkılı silikon kullanılarak üretilen Schottky diyot, tükenme katmanına sahip değildir ve iki kutuplu cihazlar olan tipik PN etkili diyotlarından farklı olarak tek kutuplu olarak sınıflandırılır.

Schottky diyot yapımında oldukça iletken bir silikon ve metal bileşiği “Silikit” kullanılmaktadır. Bu bileşik oldukça düşük bir omik dirence sahiptir. İletimde iken

$V \sim 0.4V$ 'ye yakın bir ileri gerilim düşümü sağlayarak akımın daha fazla akmasına olanak tanımaktadır.

Schottky diyot, öngerilimdeki değişikliklere karşı çok hızlı tepki vermektedir çünkü P tipi yarı iletken malzeme bulundurmaz ve dolayısıyla azınlık taşıyıcıları (delik) bulundurmaz. Ters polarlama uygulandığında iletim çok hızlı bir şekilde durur ve bir silikon PN etkili diyotta olduğu gibi akım akışını bloke eder [43].



Şekil.3.11. a) Schottky diyodun iç yapısı b) Schottky diyodun ters ve düz polarma karakteristiği

Topraklama kısıtlaması olmayan memristör emülatör devresinde diyot kullanılmazken analog çarpıcı kullanılan emülatör devresinde diyot kullanılmıştır fakat kullanılan diyodun özelliği belirtilmemiştir. Literatür çalışmasında incelenen emülatör devrelerinde kullanılan diyotlar incelendiğinde schottky diyot kullanımı bulunmamaktadır. Schottky diyodun yapısında düşük oranda katkılandırılmış (N Tipi) Silisyum ve bu yarı iletken malzemeye yüzey teması uygulayan bir metal bulunmaktadır [44]. Güç kayıpları çok azdır. Gerilim ve akım değerleri silikon diyotlara göre daha düşüktür. N-Metal birleşimi kullanılması sayesinde çok düşük geçiş zamanı bulunmaktadır. Bu nedenle çok yüksek çalışma frekanslarında kullanılabilir.

3.3.3 Diyotların frekans tepkisi

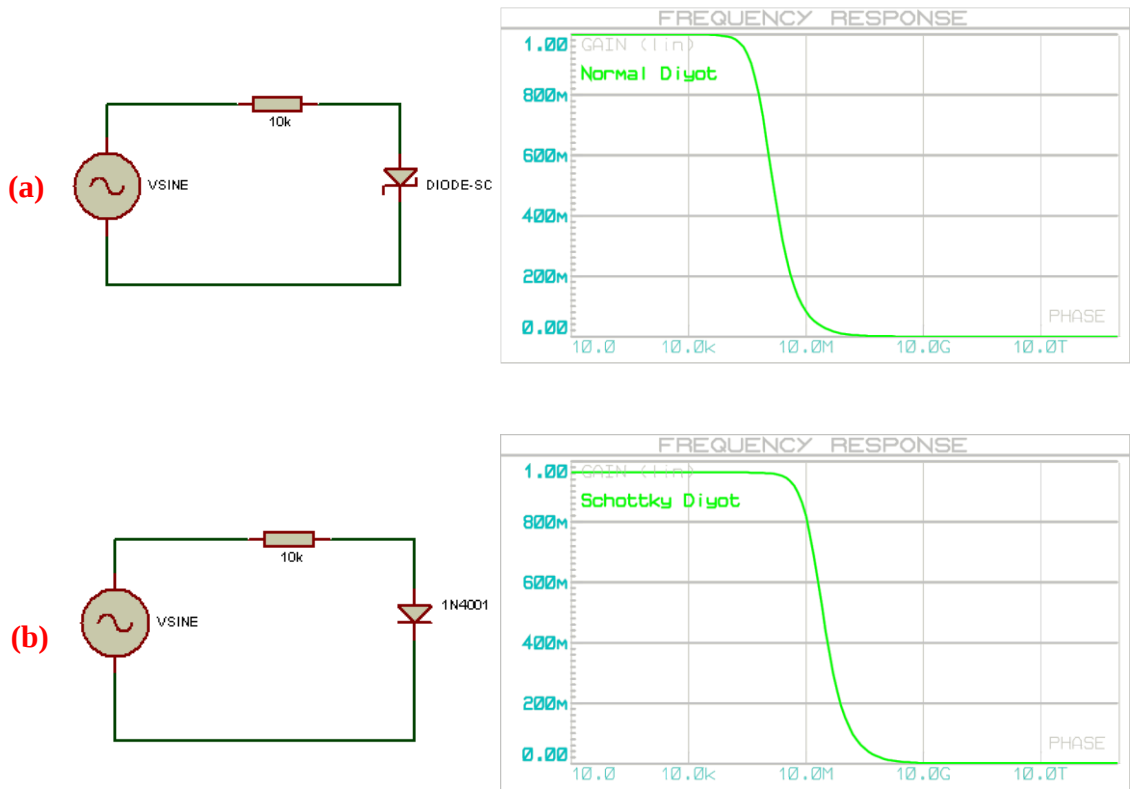
Bir devrenin frekans tepkisi, devrenin bir giriş sinyalinin değişen frekanslarına yanıt olarak nasıl davrandığını ifade eder ve giriş sinyalinin frekansına göre devrenin çıkış genliği ve fazının nasıl değiştiğinin bir ölçüsüdür. Frekans tepkisi; özellikle sinyal işleme, telekomünikasyon, ses mühendisliği ve kontrol sistemleri gibi alanlarda elektronik sistemlerin çeşitli frekanslardaki davranışını anlamada çok önemlidir.

Bir devrenin frekans tepkisi genellikle Bode grafiği kullanılarak grafiksel olarak temsil edilir. Bu grafik tipik olarak iki çizimden oluşur; biri büyüklük tepkisini (genlik) gösterir, diğeri ise frekansın bir fonksiyonu olarak devrenin faz tepkisini (faz kayması) gösterir.

Bir devrenin bant genişliği, frekans tepkisiyle ilişkilidir ve devrenin belirli bir davranış sergilediği veya belirli performans kriterlerini karşıladığı frekans aralığını ifade edilip ve devrenin üst ve alt kesme frekansları arasındaki fark olarak tanımlanır. Üst kesme frekansı genellikle çıkış genliğinin düşük frekans tepkisine (genellikle "kesme" veya "köşe" frekansı olarak adlandırılır) kıyasla belirli bir miktarda (örneğin -3 dB) azaldığı frekans olarak tanımlanır. Benzer şekilde, düşük kesme frekansı, yanıtın yüksek frekans yanıtının altında aynı miktarda azaldığı yerdir.

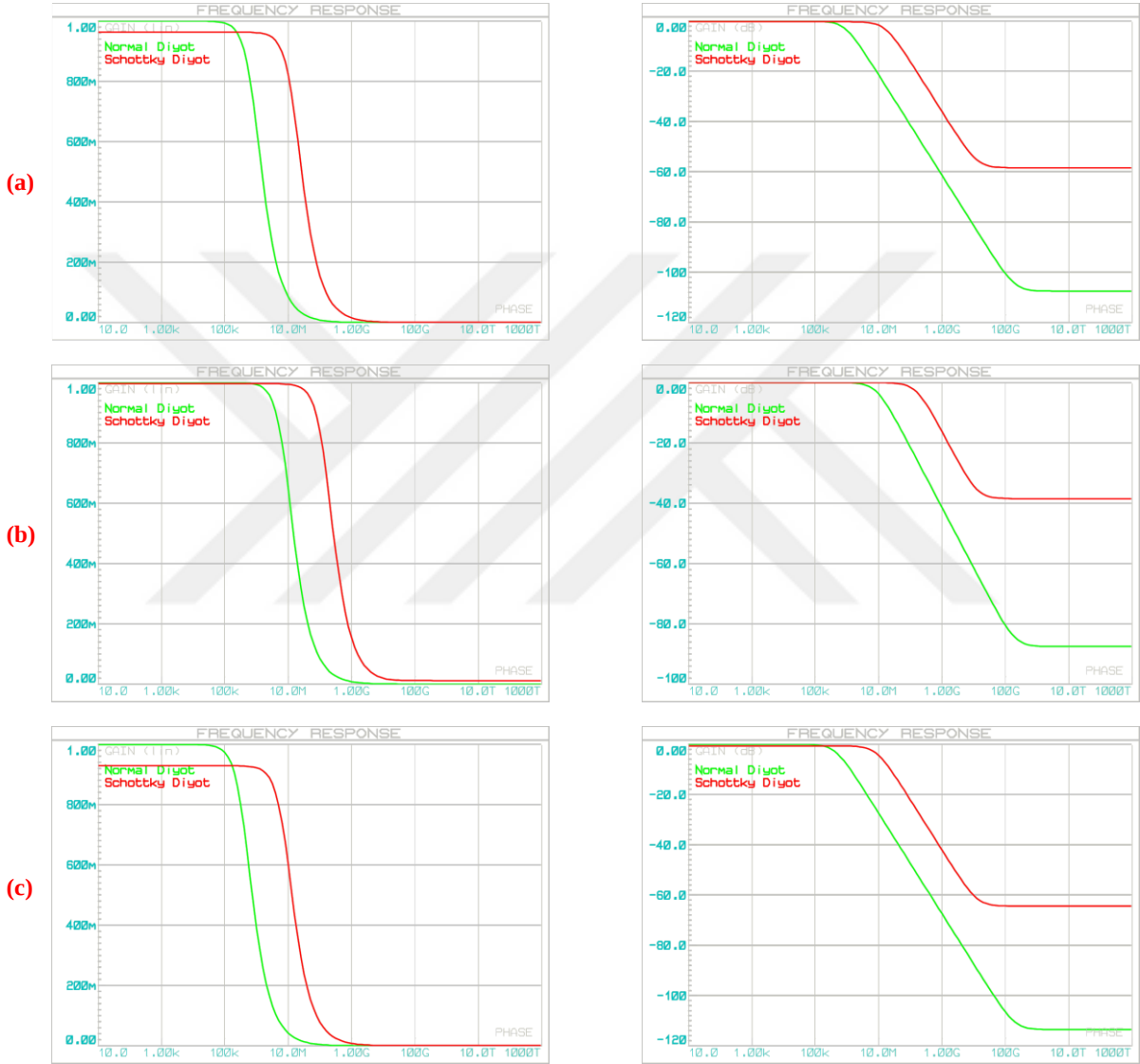
Başka bir deyişle bant genişliği, devrenin etkili bir şekilde sinyalleri işleyebildiği veya bilgi aktarabildiği frekans aralığını temsil etmektedir.

Yüksek bant genişliğiyle emülatörler, memristörlerin karmaşık dinamiklerini gerçek zamanlı uygulamalarda doğru bir şekilde kopyalayabilir ve bunların nöromorfik bilgi işlem ve bellek mimarileri gibi sistemlere kusursuz entegrasyonunu kolaylaştırır. Araştırmada, önerilen emülatör devrelerinde kullanılan hem normal hem de Schottky diyotların frekans tepki özelliklerinin bir analizi yapılmıştır.



Şekil.3.12. a) Normal diyot ve b) schottky diyot frekans yanıtı

Şekil.3.12'de bu iki tip diyot arasında gözlemlenen kesme frekansı gösterilmektedir. Diyot ile seri bağlantıda bulunan R direnci diyotun karşısında buldu devrenin eşdeğer direncini temsil etmektedir. Şekil 3.13 (a) 10K (b) 1K (c) 20K ohm'luk eşdeğer dirençler karşısında normal ve schottky diyotların bant genişliği farklılıkları gösterilmektedir. Araştırmada; bu diyotların kesme frekansının, diyotla karşılaşılan empedansa bağlı olarak değişime tabi olmasına rağmen, temel karşılaştırmalı davranışın farklı empedans seviyelerinde tutarlı kaldığı gözlemlenmiştir.



Şekil.3.13 a) 10 K b) 1 K ve c) 20 K ohmluk eşdeğer dirençler karşısında normal ve schottky diyotların bant genişliği farklılıkları

Bu iki diyotun yapısından Schottky diyotların normal diyotlara göre daha hızlı ve daha büyük bant genişliğine sahip olduğu anlaşılmaktadır. Bunun başlıca nedeni Schottky diyotlarında bir tükenme bölgesinin bulunmamasıdır. Bu durum, metal-yarı iletken bağlantısı boyunca yük

taşıyıcısının daha hızlı taşınmasına neden olur. Ek olarak, Schottky diyotları daha düşük ileri gerilim düşüşü ve azaltılmış kapasitans sergileyerek giriş sinyallerindeki değişikliklere daha hızlı yanıt vermelerini ve daha yüksek frekanslarda etkili bir şekilde çalışmalarını sağlar.

3.3. Önerilen Memristör Emülatör Devresi

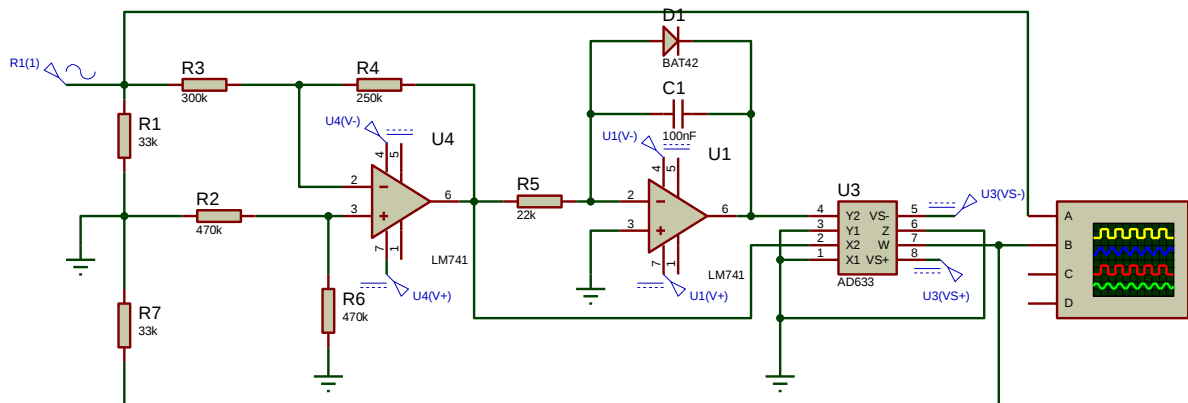
Bu Tez’de yapılan araştırmalar sonucu, memristör emülatörler için üç farklı devre önerisi verilmiştir. Önerilen devreler op-amp tabanlı olup ve akıllı ve güncel bir devre elemanı seçimi ile birlikte geniş frekans bant aralığına sahip olup ve yüksek frekanslarda memristif davranışı sergilemektedir.

3.3.1. Emülatör devresi için önerilen 1. tasarım

1. tasarım olarak, incelenen devreler üzerinde bulunan devre elemanları üzerinde değişiklik yaparak geniş çalışma frekansında sonuç almak hedeflenmiştir [24]. Diyotlar için elde ettiğimiz sonuçlardan yola çıkarak devrede memristör yükünün negatife gitmesini önlemek için kullanılan standart PN etkili diyot yerine Schottky diyot kullanarak memristif davranış frekansı yükseltilmiştir. Önerilen devrenin simülasyonunu gerçekleştirdikten sonra devre breadboard üzerinde test edilip ve sonuçlar PCB (Baskılı Devre Kartı) üzerinde onaylanmıştır.

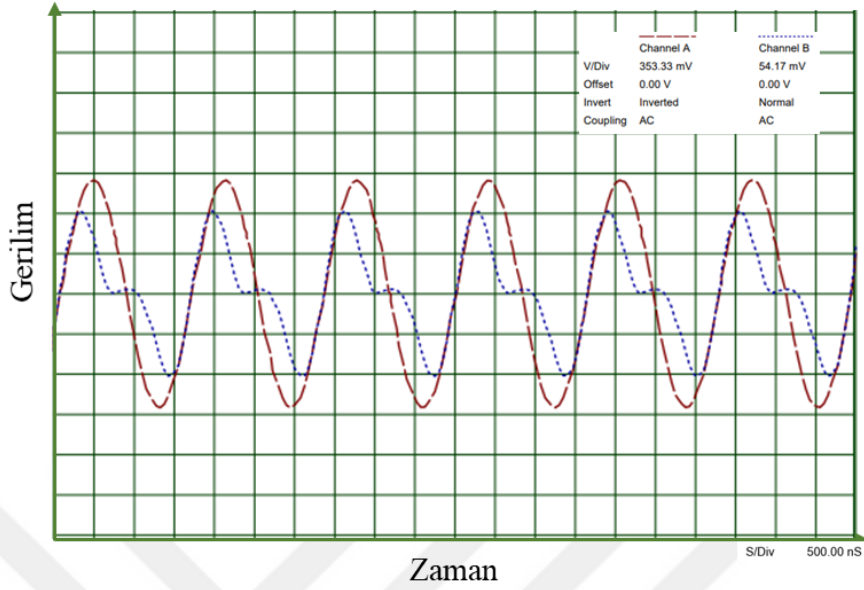
Simülasyon sonuçları

Yüksek çalışma frekansına sahip önerilen memristör emülatör devre şeması Şekil.3.14’de gösterilmektedir. Gerçekleştirilen simülasyon sonuçlarına istinaden önerilen devrede emülatör devresinin çalışma frekansında iyileşme gözlemlenmiştir.



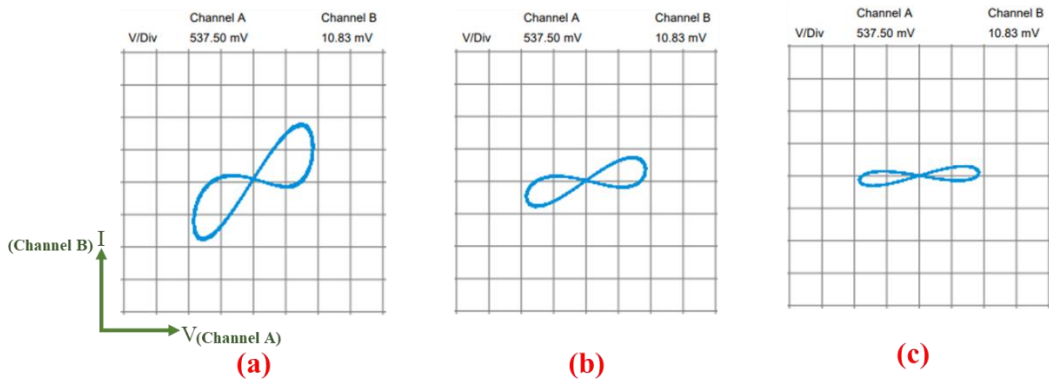
Şekil.3.14. Schottky diyotlu memristör emülatör devresi

Oluşturulan devreye ilk adımda 50 Hz ve 1V sinüs dalgası uygulandığında osiloskop üzerinden elde edilen giriş-çıkış grafiği Şekil.3.15'deki gibidir.

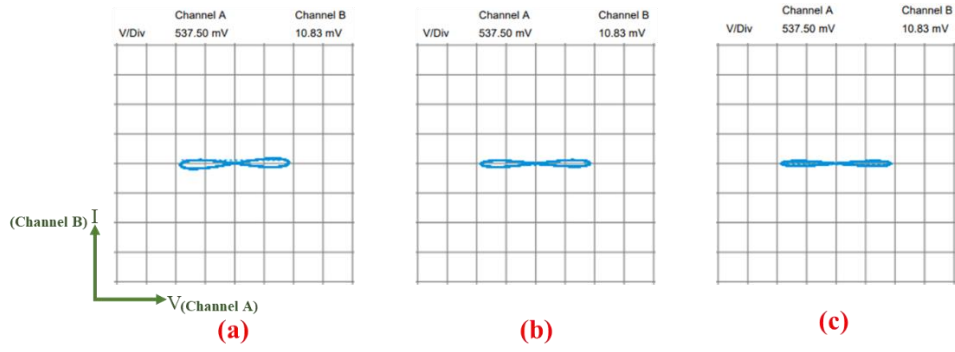


Şekil.3.15. 50 Hz 1 V giriş osiloskop görüntüsü gerilim-zaman grafiği

Söz konusu emülatör devresinde temini kolay ve ucuz komponentler tercih edilmiştir. Simülasyonda, op-amp yükselteç için LM741 ve schottky diyot için BAT42 kullanılırken AD633 ve LM741 -12V ve +12V ile beslenmiştir. Devreye; 1V genlikli, 250-500-1000-1500 ve 2000Hz sinüzoidal sinyal uygulandığı zaman ortaya çıkan ve memristörün işareti olan histerisiz eğrileri Şekil.3.16 ve Şekil.3.17'deki gibidir.



Şekil.3.16. a) 250 Hz histerisiz döngüsü b) 500 Hz histerisiz döngüsü c) 1000 Hz histerisiz döngüsü

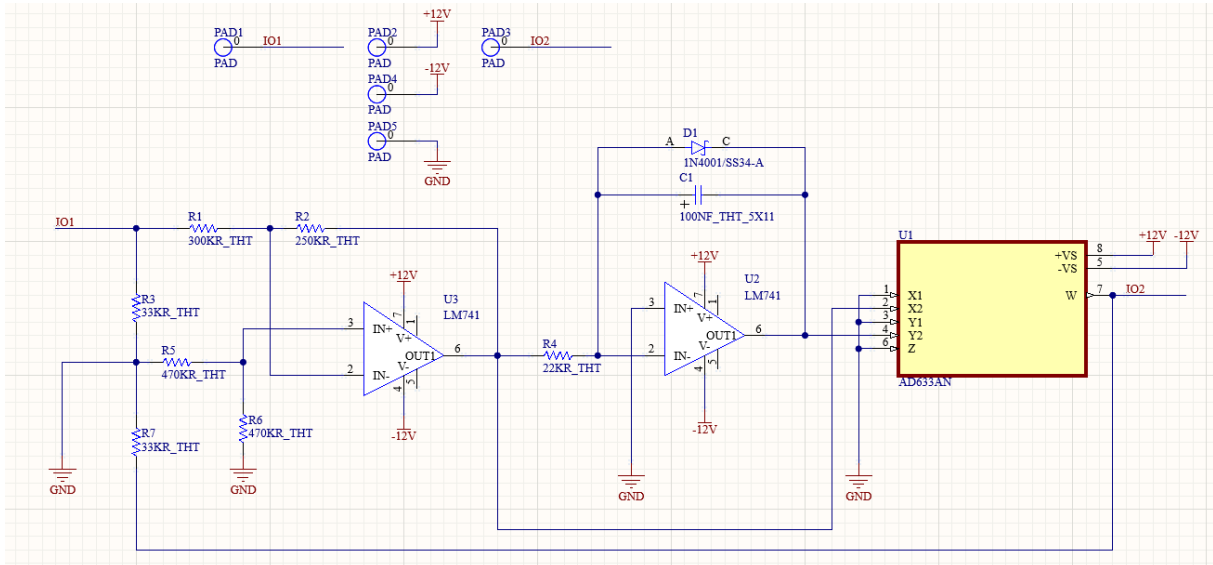


Şekil.3.17. a) 1 KHz histerisiz döngüsü b) 2 KHz histerisiz döngüsü c) 2.5 KHz histerisiz döngüsü

Emülatör devresinde schottky diyot kullanıldığı zaman çalışma frekansının yükseldiğini ve emülatörün memristif özelliğini yerine getirdiğini gözlemlenmektedir. 250 Hz frekansta histerisiz eğrisini net bir şekilde gözlemlenebilirken, 2 KHz çalışma frekansında ise emülatör devresi özelliğini yitirmiştir.

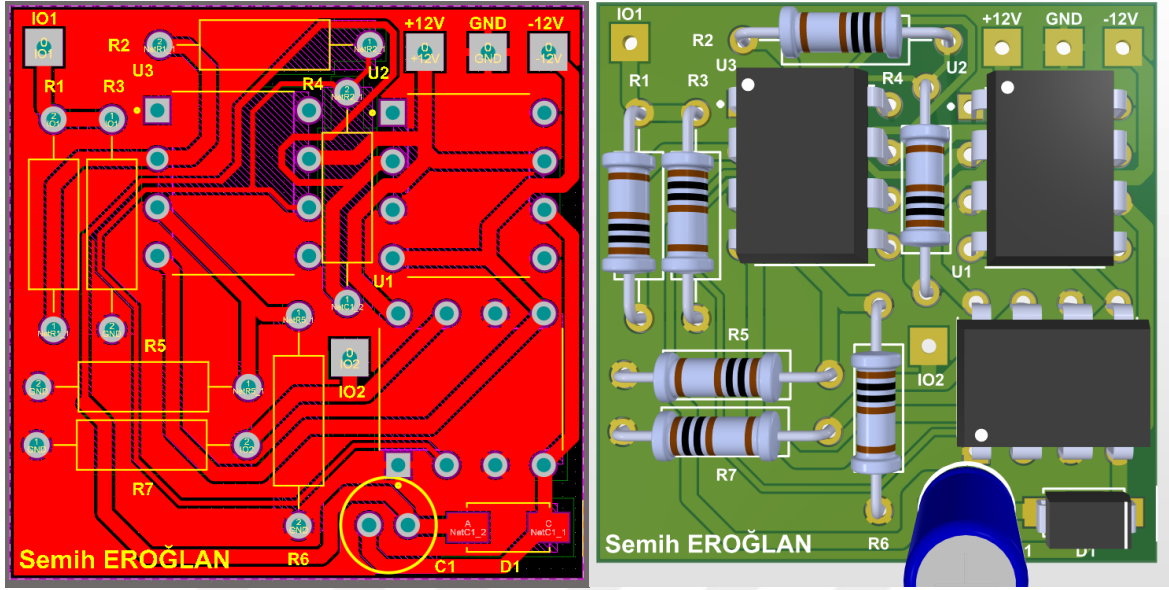
Deneyisel sonuçlar

Elde edilen simülasyon sonuçlarına istinaden malzeme temini tamamlandıktan sonra oluşturulan devrenin dış dünyada, simülasyon sonuçlarına paralel olup olmadığını ve yaptığımız değişikliklerin işlevselliğini test etmek amacıyla lisanslı Altium Designer yazılımı üzerinden devre şeması oluşturulmuştur.



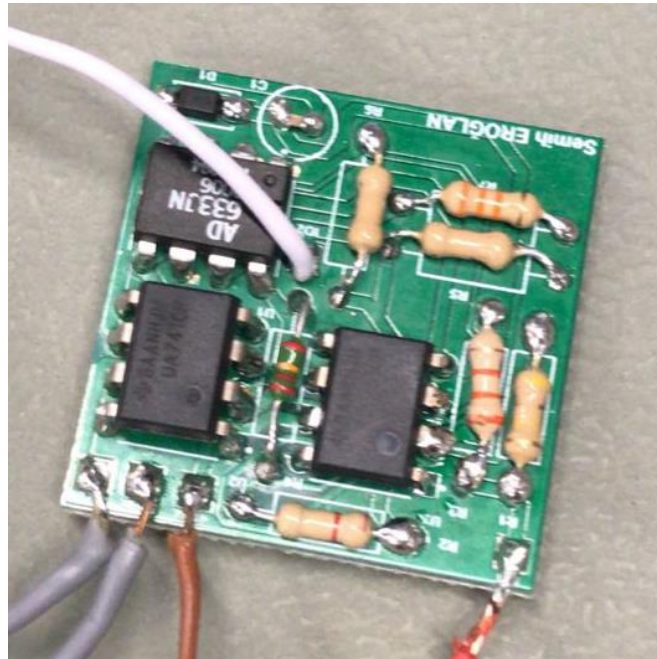
Şekil.3.18. Baskılı devre kartı tasarımı için devre şeması

Oluşturulan devre şemasına istinaden tek yüzöl ve tek katlı PCB (Baskılı Devre Kartı) tasarımı yapılmıştır.



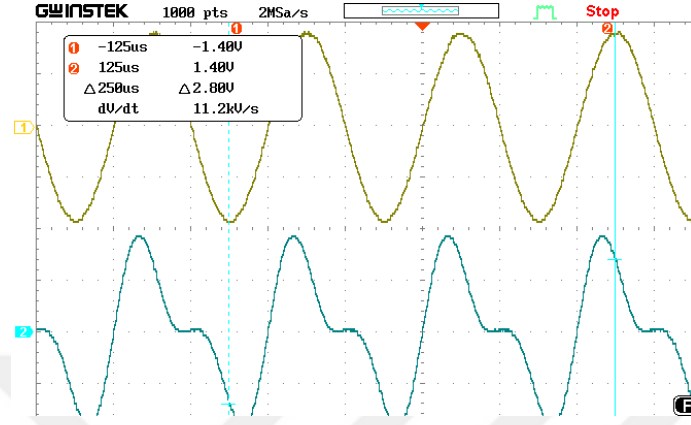
Şekil.3.19. Altium designer üzerinden oluşturulan schottky diyotlu memristör emülatör PCB'si

PCB çizimi tamamlandıktan sonra yurt dışında üretimi gerçekleştirilmiş olup malzeme temini tamamlandıktan sonra elle dizgisi yapılmıştır.



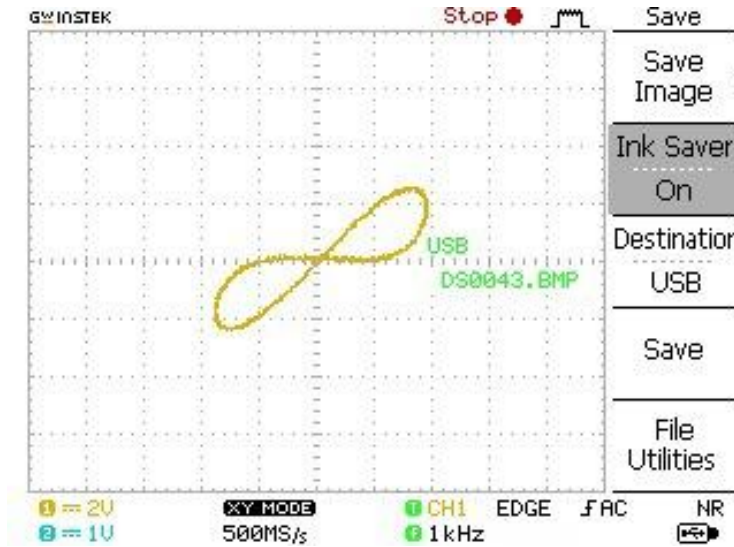
Şekil.3.20. Dizgisi tamamlanan schottky diyotlu memristör emülatör devresi

Tamamlanan schottky diyotlu memristör emülatör devresi ile Yalova Üniversitesi Elektrik-Elektronik Laboratuvarında yapılan testler sonucu, simülasyonda elde ettiğimiz sonuçlara benzer sonuçlar edilmiştir. 1 KHz – 1V sinüsoidal giriş, -12 V, +12 V opamp ve analog çarpıcı beslemesi uygulandığında elde edilen sonuç Şekil.3.21’de görüntülenmektedir.



Şekil.3.21. Schottky diyotlu memristör emülatör devresi giriş-çıkış (1 KHz)

Giriş sinüsoidal sinyali CH1 olarak, çıkış sinyali CH2 olarak tanımlandı ve osiloskobun görüntüleme modu XY olarak değiştirildiğinde elde edilen histerisiz döngüsü Şekil.3.22’deki gibidir. Şeklin çizgilerinin kalın olmasının sebebi devreyi beslediğimiz kaynak ve osilatörde bulunan gürültülerden kaynaklanmaktadır.



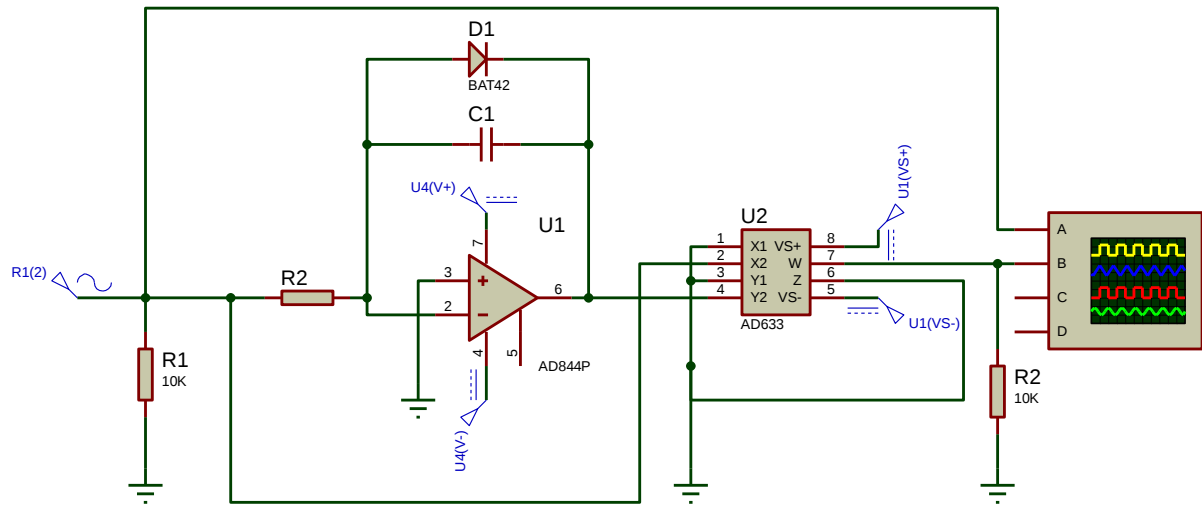
Şekil.3.22. Schottky diyotlu memristör emülatör devresi histerisiz eğrisi (1 KHz)

1. Tasarım olarak önerilen memristör emülatör devresinde silikon diyot yerine schottky diyot kullanarak daha yüksek frekanslarda çalışması amaçlanmıştır. Oluşturulan schottky diyotlu

emülatör devresi test edildiği zaman çevresel faktörler göz önünde bulundurulduğunda elde edilen sonuçlar başarılı olarak kabul edilmiştir.

3.3.2. Emülatör devresi için önerilen 2. tasarım

Yapılan araştırmalar sonucu uygun maliyetli olup, yüksek frekanslarda doğru yanıt veren taklitçi devresi Şekil.3.23'deki gibi tasarlanmıştır. İntegral alıcı devresi olarak daha verimli çalışma sağladığı için LM741 opampı yerine AD844P op-ampı tercih edilmiştir. Ek olarak, Yüksek frekanslarda gerilim düşümü ve örnekleme frekansının artırılması sebebiyle silikon diyot yerine schottky diyot kullanılmıştır.



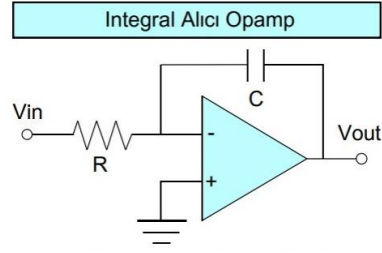
Şekil.3.23. AD844P op-amp ve schottky diyot kullanılan memristör emülatör devresi

Oluşturulan şemada R1 direnci paralel olarak bağlandığından dolayı uçlarındaki gerilim akımın değeriyle orantılıdır.

$$V_{in} = I(t)R_1 \quad (3.4)$$

U1 integral alıcı olarak kullanılmaktadır. İntegratör bloğuna uygulanan sinyalin integralinin, R2 direnci ve C1 kapasitöründen oluşan integral alıcı devre ile sağlanmaktadır. İntegral alıcının blok şeması Şekil.3.24.'daki gibidir.

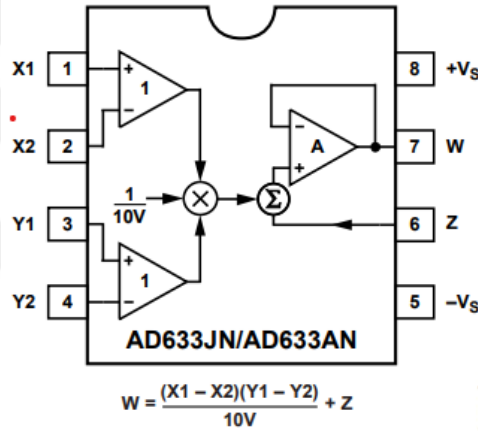
$$V_{U1} = - \int_{-\infty}^t \frac{V_{in}}{R_2 C_1} dt \quad (3.5)$$



Şekil.3.24. Op-ampın integral alıcı olarak kullanılması

AD633 entegresi çarpıcı görevini yapmaktadır. Bu entegrede çarpma işlemi matematiksel olarak denklem 3-6 üzerinden sağlanmaktadır.

$$W = \frac{(x1-x2)(Y1-Y2)}{10v} \quad (3.6)$$



Şekil.3.25. AD633 entegresinin matematiksel gösterimi [57]

Devrede çarpma işlemini uygulayan U2 bloğuna uygulanan bağlantılara göre çıkış denklemi aşağıdaki gibidir.

$$V_{U2} = V_{U1} V_{in} \frac{1}{10} \quad (3.7)$$

Bu nedenle:

$$V_{carpıcı} = V_{U2} = - \left(R_1 \left(\frac{R_1}{10R_2C_1} \right) \right) q(t)I(t) \quad (3.8)$$

$$V_{AB(Hysterisis)} = V_{R1} + V_{U2} = \left(R_1 - \frac{R_1}{10R_2C_1} \right) q(t)I(t) \quad (3.9)$$

Bu nedenle memristörün memristans değeri:

$$M_{(q)} = \frac{V_{AB}}{i(t)} = R_1 - \frac{R_1}{10R_2C_1} q(t) \quad (3.10)$$

Olarak kabul edilmektedir.

AD633 op-amp iç yapısı ve memristörün matematiksel yapısından yola çıkarak elde edilen memristör emülatör devresinin matematiksel ifadesi ortaya çıkarılmıştır.

Memristörün denklemi (3,11) verilen matematiksel denklemini göz önünde bulundurarak, memristör ve memristör emülatör arasındaki eş değerler:

$$M_{(q)} = R_{off}(1 - \frac{\mu.R_{on}}{D^2} q(t)) \quad (3.11)$$

$$R_{off} = R_1 \quad (3.12)$$

$$\frac{\mu R_{on}}{D^2} = \frac{R_1}{10R_2C_1} \quad (3.13)$$

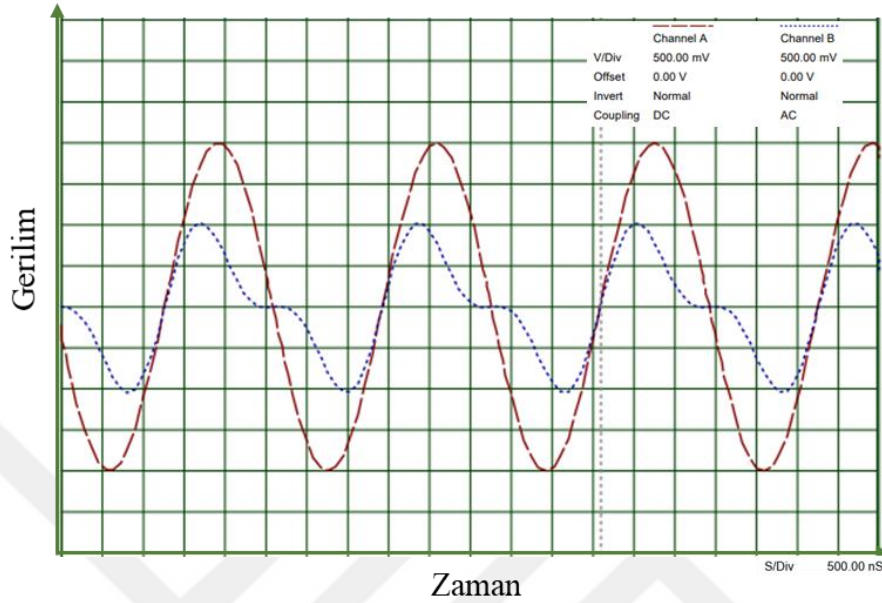
şeklinde tanımlanmaktadır.

Denklem 3-11 'de R_{off} oksijen iyonlarının hiç yayılmadığı durumdaki direnç değeri, R_{on} oksijen iyonlarının tamamıyla yayılmadığı durumdaki direnç değeri, D memristörün uzunluğu ve μ_v memristör içindeki oksijen iyonlarının mobilitesidir [24].

Ortaya çıkarılan matematiksel ifadelerden yararlanılarak simülasyon ve gerçekleştirme yapılmıştır.

Simülasyon Sonuçları

Tasarlanan devreye ilk adımda 50 Hz ve 1V sinüs dalgası uygulandığında osiloskop üzerinden elde edilen giriş-çıkış grafiği Şekil.3.26'daki gibidir.



Şekil.3.26. 15 KHz 2 V Giriş osiloskop görüntüsü gerilim-zaman grafiği

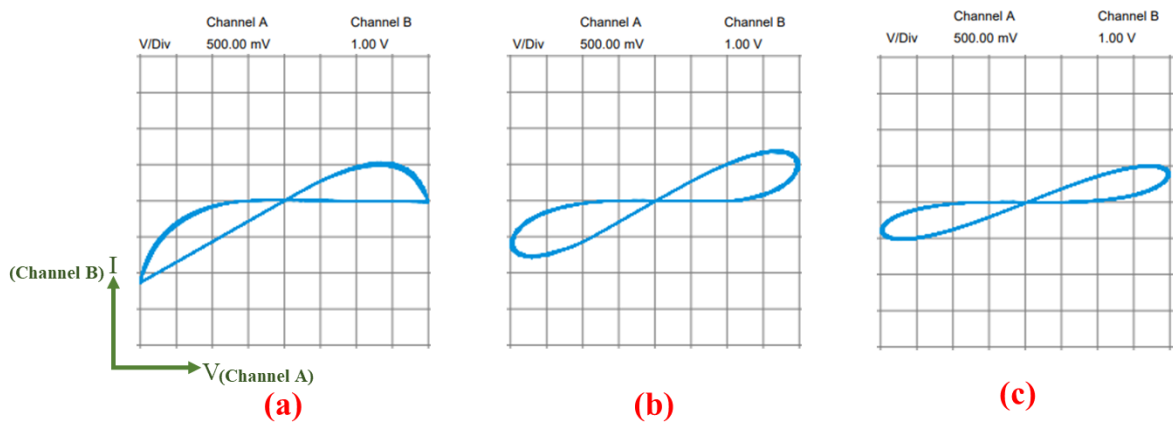
Memristör emülatör devresinin Proteus programında, R2 direnci ve C1 kondansatörü değiştirilerek simülasyon üzerinde alınan çalışma frekansları Tablo.3.2. üzerinde belirtilmiştir. 100 nF kapasitansa sahip C1 kondansatörü ile en geniş çalışma frekansı 2 K Ω ile gözlemlenirken, 1nF için 15 K Ω kullanılarak elde edilmiştir.

Ek olarak, 1nF kapasitanslı C1 ve 5K dirençli R2 kullanarak maksimum çalışma frekansına ulaşılmıştır.

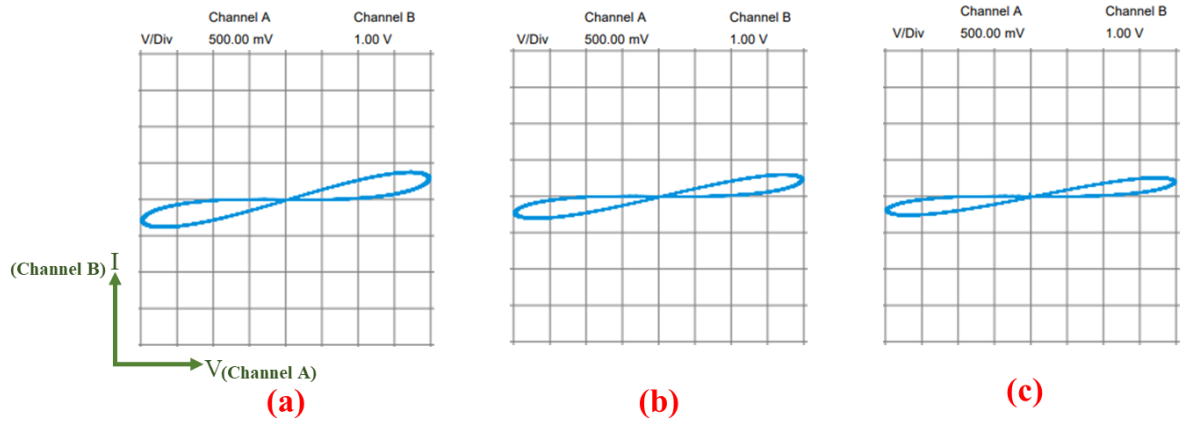
Tablo.3.2. R2 direnci ve C1 kondansatörü ile elde edilen çalışma frekansları

C1(nF)	R2(K Ω)	Çalışma frekansı(Hz)
100	15	40 - 2.5 K arası
100	10	150 - 3.5 K arası
100	5	450 - 9 K arası
100	2	800 - 14 K arası
1	15	2.5 K - 33 K arası
1	10	5 K - 35 K arası
1	5	12 K - 50 K arası
1	2	14 K - 48 K arası

Şekil.3.27’de belirtilen şematik için farklı frekanslarda histerisiz eğrisi çizilip incelenmiştir. R2 direnci 5K Ω , C1 kapasitansı 1nF olarak seçilip, girişe genliği 2V ve frekans aralığı 2.5 KHz- 33 KHz olan sinüs dalga uygulandığı zaman çıkışta görüntülenen histerisiz eğrileri Şekil.3.28’de gösterilmiştir.



Şekil.3.27. a) 5 KHz b) 10 KHz c) 15 KHz giriş sinyalin frekansına göre histerisiz döngüsü

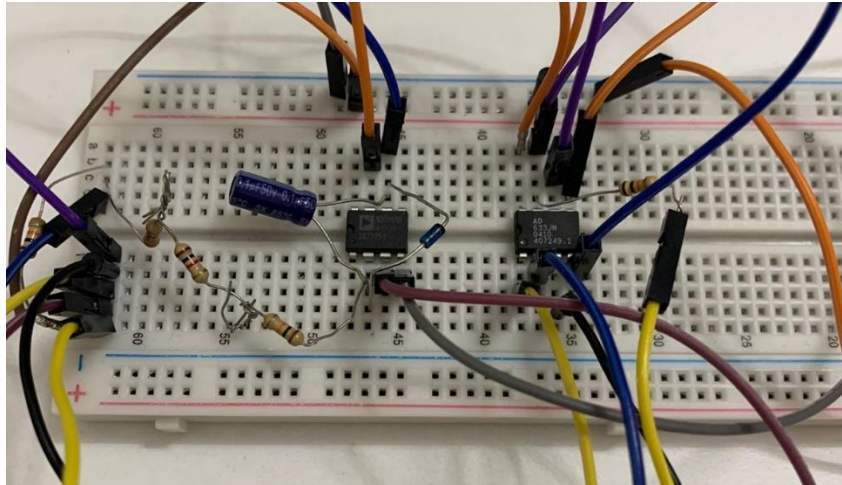


Şekil.3.28. a) 20 KHz b) 25 KHz c) 33 KHz giriş sinyalin frekansına göre histerisiz döngüsü

Şekilde gösterildiği gibi frekans arttıkça emülatör memristif davranışını kayıp edip doğrusal bir davranış sergilemektedir. Simülasyon kısıtlamalardan dolayı 33 KHz üstü giriş sinyali uygulanmamaktadır. Ancak deneysel uygulamalarda daha yüksek frekanslarda net ve doğru sonuçlar alınmıştır.

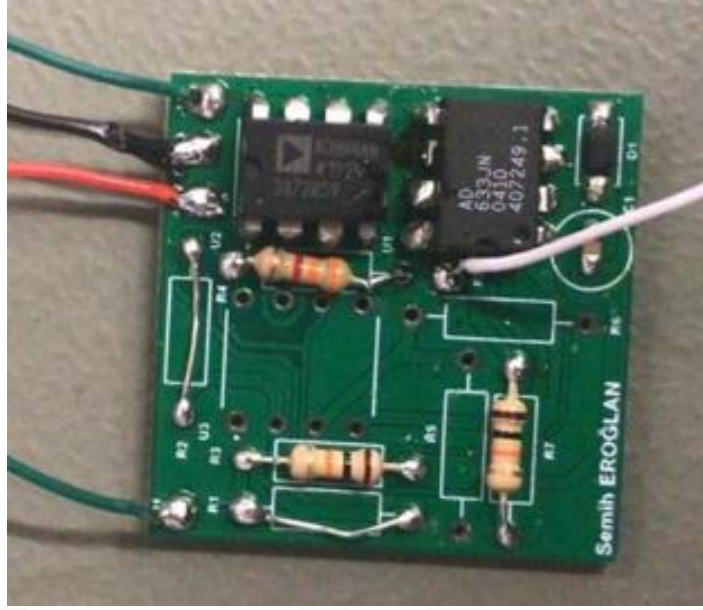
Deneysel Sonuçlar

Proteus programında memristör emülatör simülasyonu tamamladıktan sonra emülatör devresi çevresel şartlar, tolerans değerleri ve farklı değerler üzerinden incelenmesi için breadboard üzerinde kurulmuştur. Şekil.3.29’de görüldüğü üzere 15 K Ω ’luk R2 direnci ile 1 nF ve 100 nF kapasitelerine sahip C1 kondansatörü kullanılarak incelenmiştir.



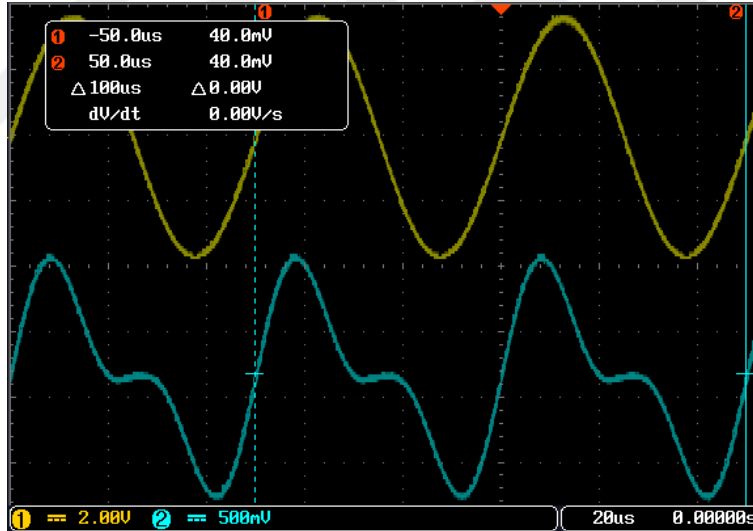
Şekil.3.29. Memristör emülatör devresinin breadboard görüntüsü

Elde edilen breadboard çıktılarına istinaden, önceden üretmiş olduğumuz schottky diyotlu memristör emülatör PCB’si üzerinde elle değişiklikler yaparak dizilen PCB Şekil.3.30’deki gibidir.



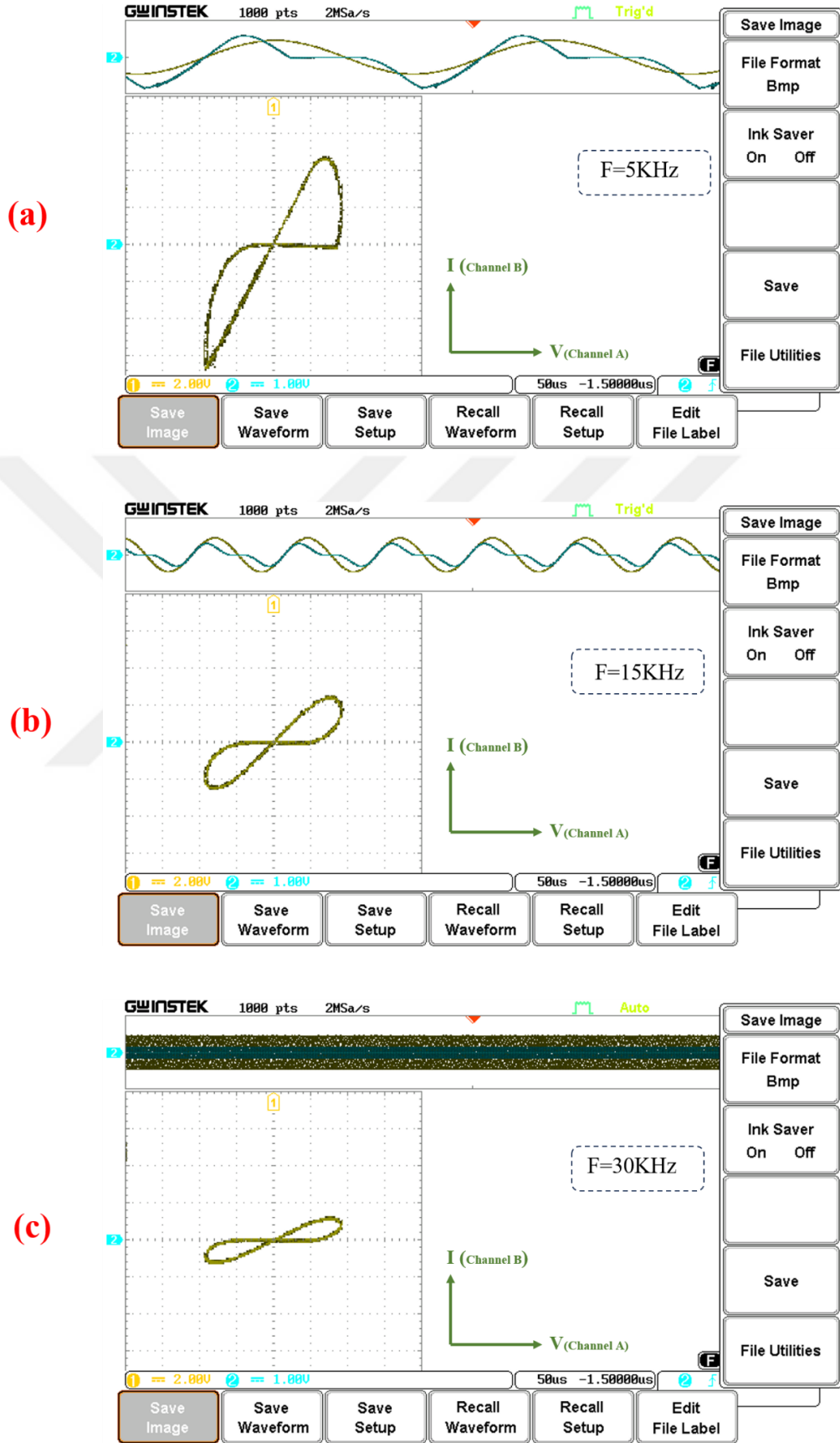
Şekil.3.30. Elle dizilen schottky diyotlu memristör emülatör devresi

Oluşturulan emülatör devresi Yalova Üniversitesi laboratuvarında incelenmiştir. Devreye uygulanan giriş-çıkış eğrileri Şekil.3.31.’daki gibidir.

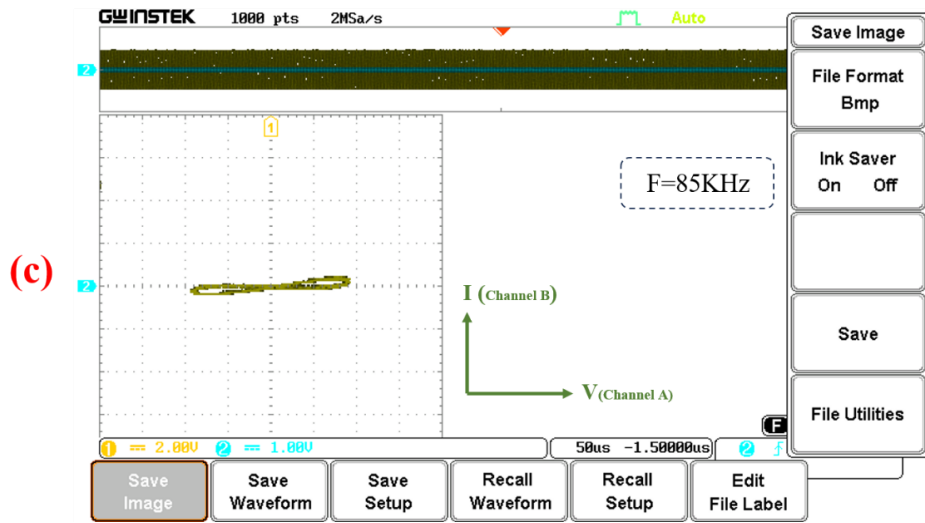
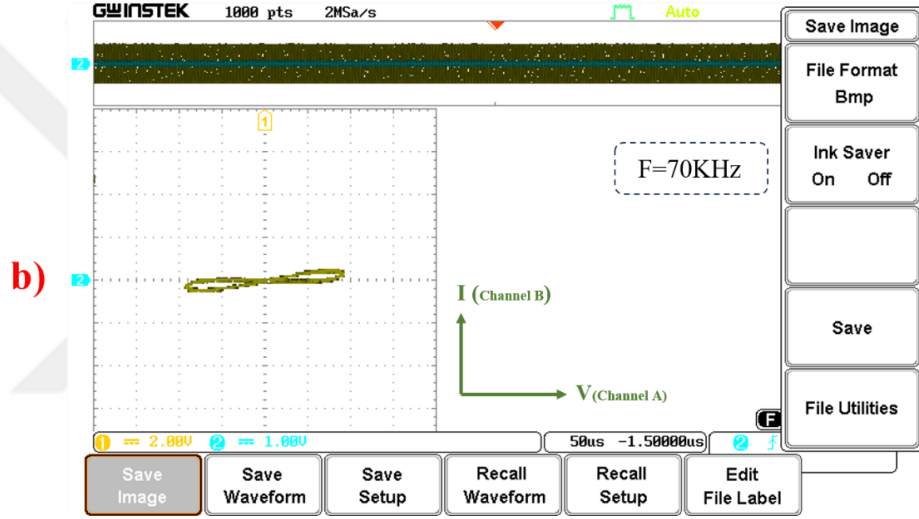
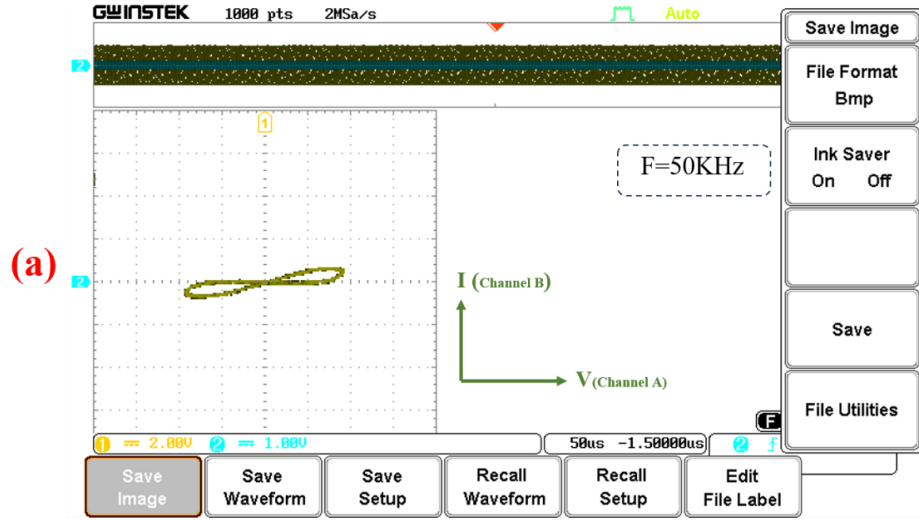


Şekil.3.31. Memristör emülatörün memristif özelliğinin osiloskop görüntüsü

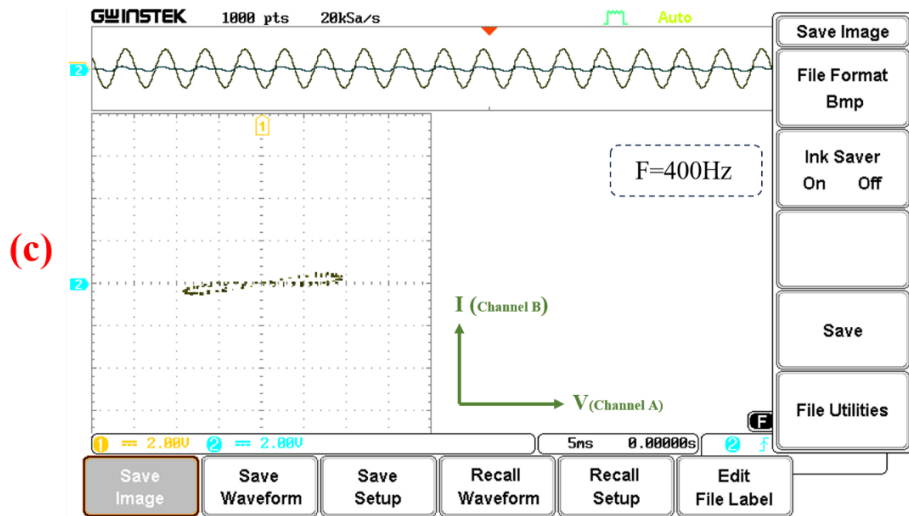
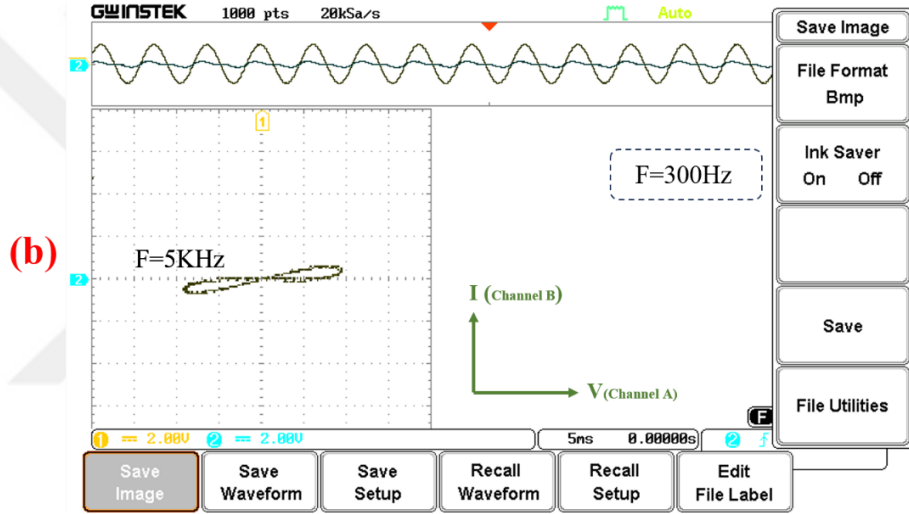
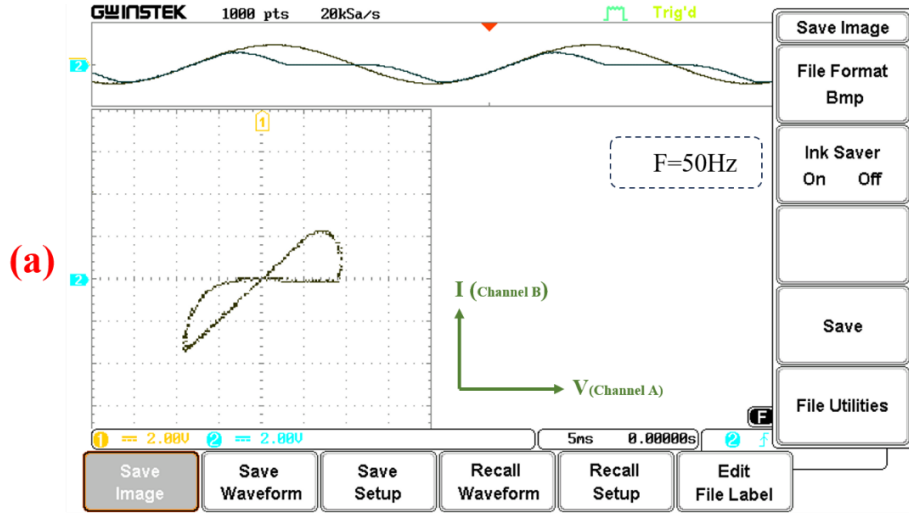
15 K Ω ’luk R2 direnci ve 1 nF kapasiteli C1 kondansatörü kullanarak 5 KHz – 30 KHz arası frekanslarda elde edilen histerisiz eğrileri Şekil.3.32’deki gibidir. Şekil.3.33’de 15 K Ω ’luk R2 direnci ve 1 nF kapasiteli C1 kondansatörü kullanarak 50 KHz – 85 KHz arası frekanslarda elde edilen histerisiz eğrileri gösterilmektedir. Yüksek frekanslarda incelenen devre üzerinde C1 kondansatörünü 100 nF olarak düzenlediğimiz zaman 50, 300 ve 400Hz histeresiz görüntüleri Şekil.3.34’deki gibidir.



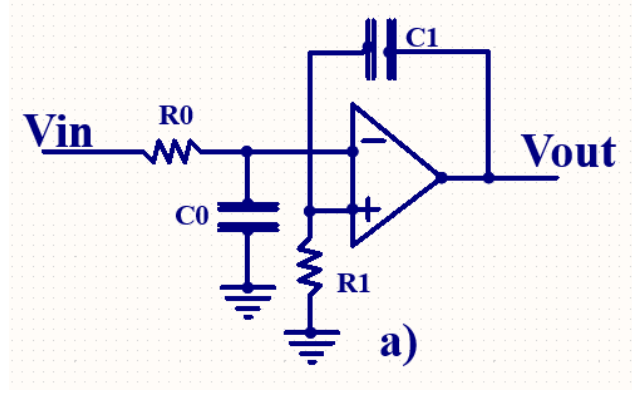
Şekil.3.32. 5 KHz – 30 KHz arasında elde edilen histerisiz eğrileri



Şekil.3.33. 50 KHz – 85 KHz arasında elde edilen histerisiz eğrileri



Şekil.3.34. 50 Hz – 400Hz arasında elde edilen histerisiz eğrileri



Şekil 3.36 kullanılan integratör devresi [46]

Devrede kullanılan ve şekil 3.36’de gösterilen integratör devresi için:

$$\frac{V_{in}-V_3}{R_1} = C_1 \frac{d(V_3-0)}{dt} \quad (3.14)$$

$$\frac{V_{R2}-0}{R_2} = C_1 \frac{d}{dt} (V_6 - V_2) \quad (3.15)$$

$$\frac{V_6}{V_{in}} = \frac{1}{R_1 C_1 s + 1} \frac{R_2 C_2 s + 1}{R_2 C_2 s} \quad (3.16)$$

İntegral süresi birbirine eşit olacak şekilde tasarlanmışsa ($R_1.C_1=R_2.C_2$) (3) şu şekilde basitleştirilebilir:

$$\frac{V_6}{V_{in}} = \frac{1}{R_1 C_1 s} \quad (3.17)$$

Dolayısıyla:

$$V_6 = \frac{1}{R_1 C_1} \int V_{in} dt \text{ veya } V_6 = \frac{1}{R_2 C_2} \int V_{in} dt \quad (3.18)$$

Oluşturulan şemada R4 Direnci paralel olarak bağlandığından dolayı uçlarındaki gerilim akımın değeriyle orantılıdır.

$$V_{in} = i(t)R_4 \quad (3.19)$$

$$V_6 = \frac{R_4}{R_1 C_1} \int i(t) dt = \frac{R_4}{R_1 C_1} q(t) \quad (3.20)$$

$$V_{out} = -\frac{V_6 V_{in}}{10} = -\frac{R_4}{10 R_2 C_1} q(t) R_4 i(t) \quad (3.21)$$

$$V_{AB(Hysteresis)} = V_{R4} + V_{out} = (R_4 - \frac{R_4^2}{10R_2C} q(t)) i(t) \quad (3.22)$$

Bu nedenle memristörün memristans değeri şu şekilde yazılabilir:

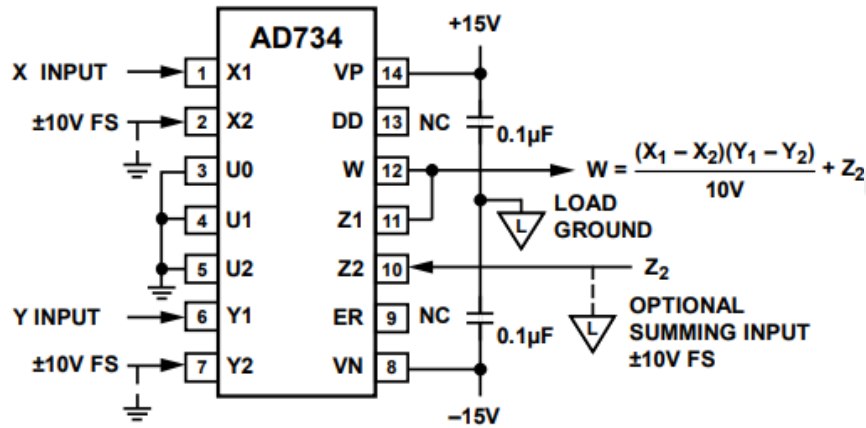
$$M_{(q)} = \frac{V_{AB}}{i(t)} = R_4 - \frac{R_4^2}{10R_2C} q(t) \quad (3.23)$$

Elde ettiğimiz emülatör çıkış denklemini memristör denklemi ile karşılaştırdığımızda:

$$M_{(q)} = R_{off} (1 - \frac{\mu \cdot R_{on}}{D^2} q(t)) \quad (3.24)$$

$$R_4 = R_{off} \quad (3.25)$$

$$R_4 = \frac{10\mu R_{on}}{D^2} \quad (3.26)$$



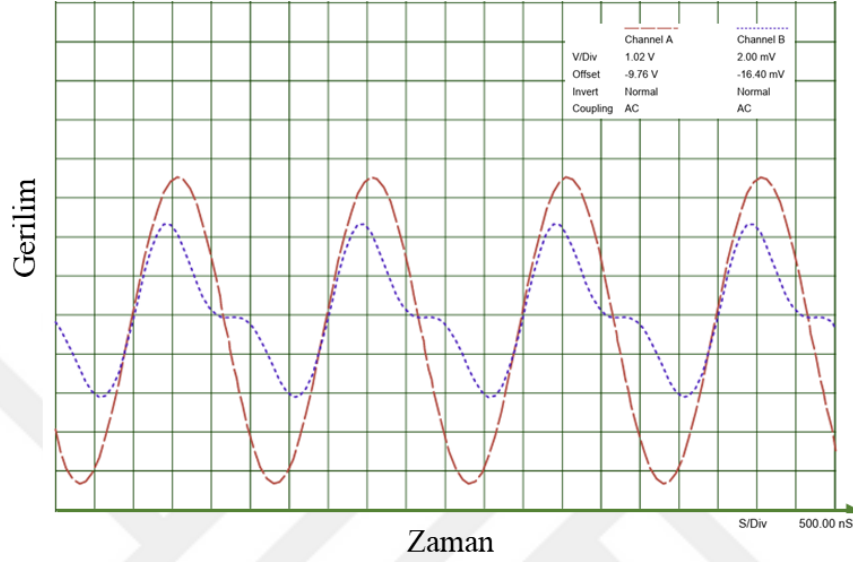
Şekil.3.37. AD734 entegresinin matematiksel gösterimi [56]

AD633 op-amp ve AD734 çarpıcı entegrelerinin iç yapısı ve memristörün matematiksel yapısından yola çıkarak elde edilen memristör emülatör devresinin matematiksel ifadesi ortaya çıkarılmıştır. Ortaya çıkarılan matematiksel ifadelerden yararlanılarak simülasyon ve gerçekleştirilmiştir.

Simülasyon Sonuçları

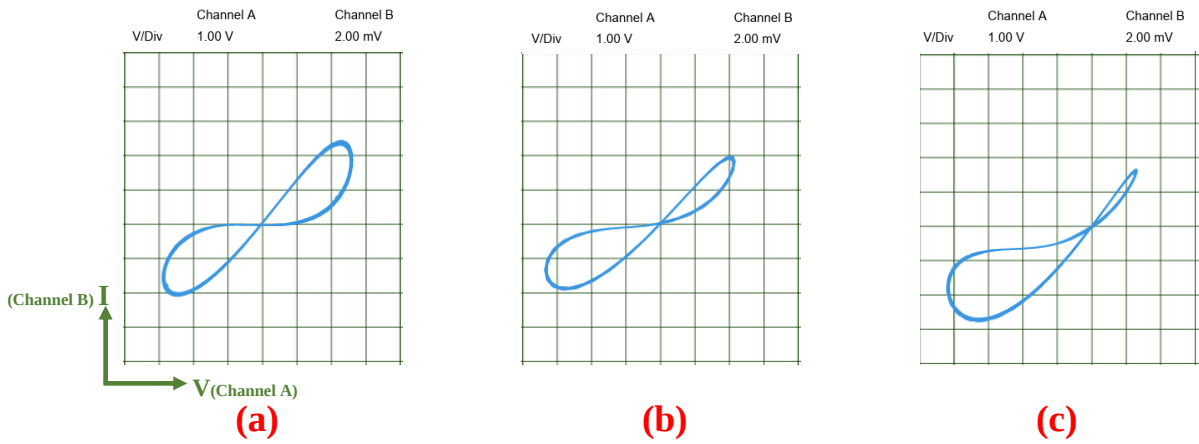
Önerilen 3.memristör emülatör devresi tasarımının simülasyonu Proteus yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Şekil.3.37’de bulunan Memristör Emülatör Devresi geniş frekans bandına sahip olup ve 1 KHz ile 1 MHz arasında memristör davranışı sergilemektedir. R1, R2, R3 ve R4 dirençleri sırasıyla 250 Ω, 50 KΩ, 10 KΩ ve 100 KΩ olarak seçilmiştir. Önerilen devrenin

performansı Şekil.3.38’de görülen osiloskop çıktılarında gözlemlenmiştir. Gerilim ve akım arasında hiçbir faz farkı gözlemlenmemiştir. Bu durum, önerilen tasarımın etkinliğine dair ikna edici kanıtlar sağlamıştır. Sonuç olarak, önerilen memristör emülatörünün gerçek bir memristör devresinin davranışını taklit etme yeteneği bulunduğundan elektronik ve bilgisayar alanındaki çeşitli uygulamalarda kullanım potansiyelini ortaya koymaktır.



Şekil.3.38. Memristör Emülatör giriş-çıkış dalgaları

Memristörün frekans tepkisinin analizi, davranışını anlamada öne çıkan bir özelliktir [43]. Modelin frekansa bağlı özelliklerini ve doğrusal davranışını doğrulamak için devreye düşükten yükseğe değişen frekanslara sahip sinüzoidal bir sinyal uygulandı ve elde edilen gerilim-akım eğrileri 100 kHz, 500 kHz ve 1 MHz olarak Şekil.3.39.’de görüntülenmektedir.



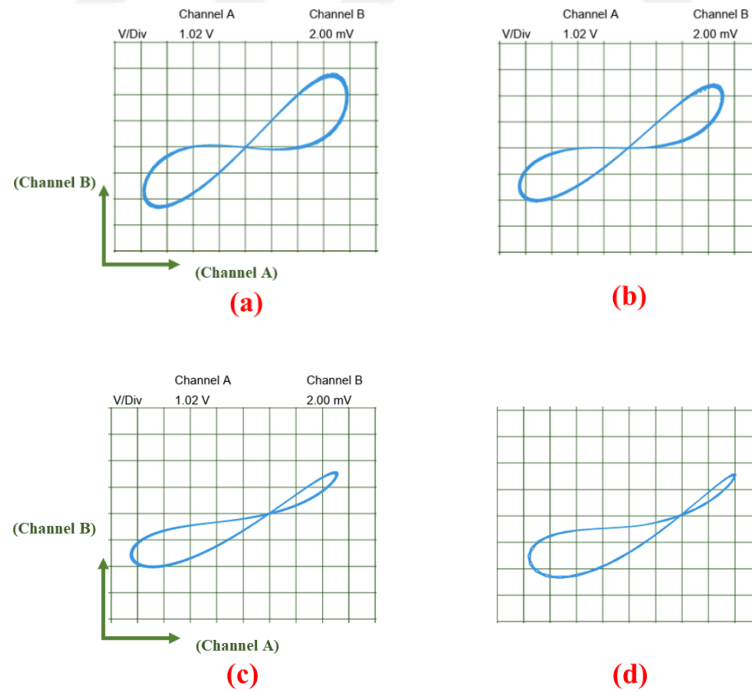
Şekil.3.39. Frekansa bağlı akım gerilim eğrileri (a) 100 kHz, (b) 500 kHz ve (c) 1 MHz

Önerilen devre çalışma prensibine bağlı olarak Tablo.3.3' de çeşitli kondansatör değerlerine istinaden çalışma frekansları gözlemlenmektedir.

Tablo.3.3. Çeşitli kondansatör değerlerine göre çalışma frekansları

C1 (nF)	C2 (nF)	Çalışma frekansı
51200	256	1kHz-50kHz
6400	32	50kHz- 400kHz
3200	16	200kHz-400kHz
1600	8	400kHz- 700kHz
800	4	700kHz- 1.1MHz

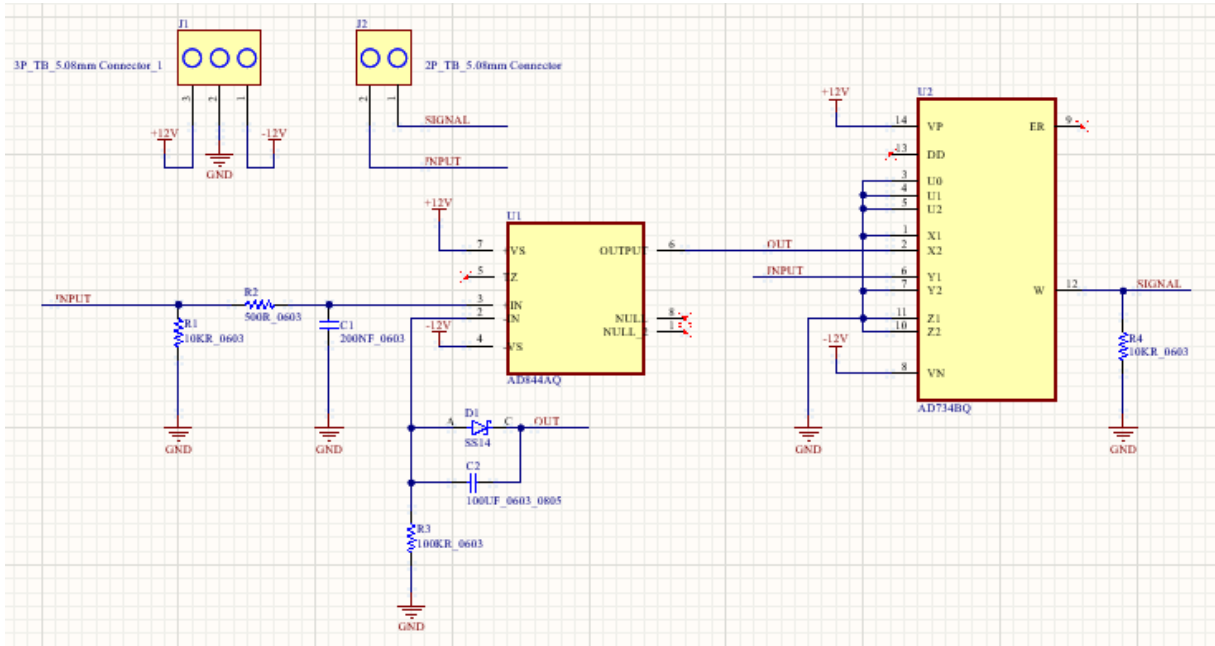
Şekil.3.40'de önerilen emülatörün performansının frekans ve kapasitans değerlerinin çarpımına göre değiştiği gözlemlenmektedir. Çalışma frekansları ve kapasitörler 10 kHz - 256 nF, 200 kHz - 16 nF; 600 kHz - 20 nF ve 900 kHz- 4 nF iken sonuçların istikrarlı olması, devrenin sağlamlığını ve çalışma koşullarındaki değişikliklere dayanma yeteneğini göstermektedir.



Şekil.3.40. Frekans ve kapasitans çarpımlarına göre incelenen histerisiz eğrileri a)10 kHz- 256nF b) 200 kHz- 16nF c) 600kHz- 20nF d) 900kHz - 4nF

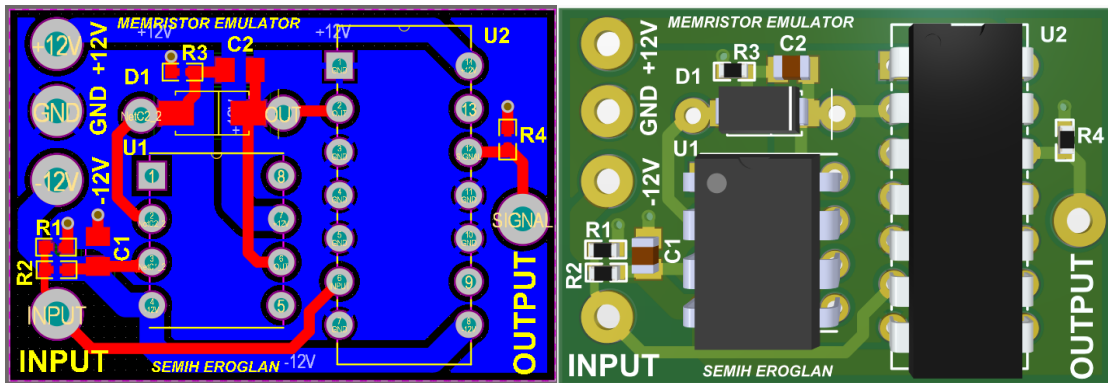
Deneysel sonuçlar

Elde edilen simülasyon sonuçlarına istinaden devrenin PCB'si Altium Designer yazılımında çizilmiş olup üretildikten sonra, malzeme temini tamamlanmıştır. Devrenin dizgisi tamamlandıktan sonra oluşturulan devrenin dış dünyada, simülasyon sonuçlarına paralel olarak sonuçlarını test etmek amacıyla test edilmiştir.



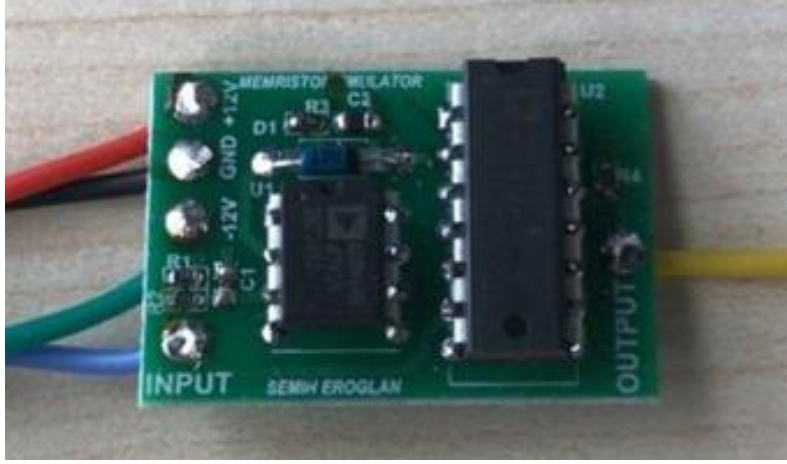
Şekil.3.41. Baskılı devre kartı tasarımı için devre şeması

Oluşturulan devre şemasına istinaden tek yüzü ve çift katlı PCB (Baskılı Devre Kartı) tasarımı yapılmıştır.



Şekil.3.42. Önerilen devrenin PCB'si

PCB çizimi tamamlandıktan sonra yurt dışında üretimi gerçekleştirilmiş olup malzeme temini tamamlandıktan sonra elle dizgisi yapılmıştır.

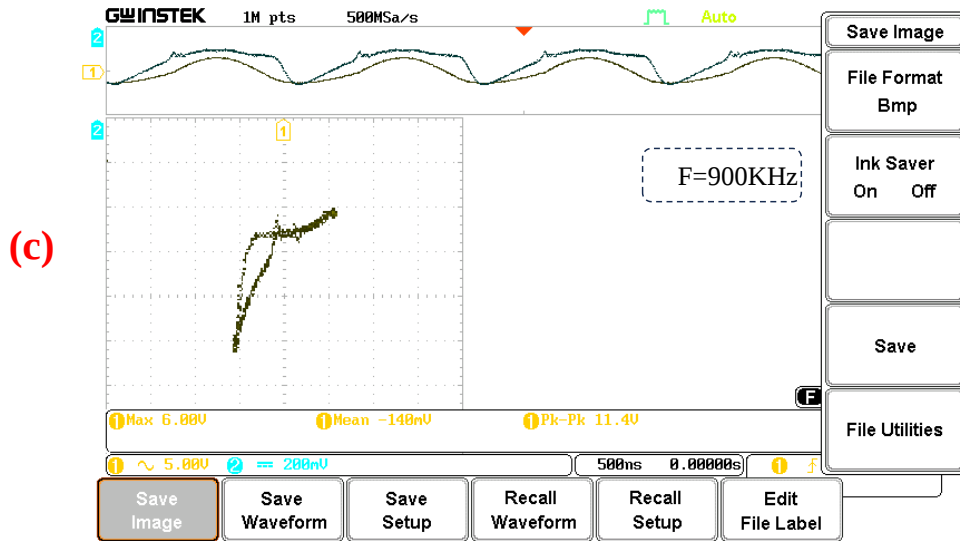
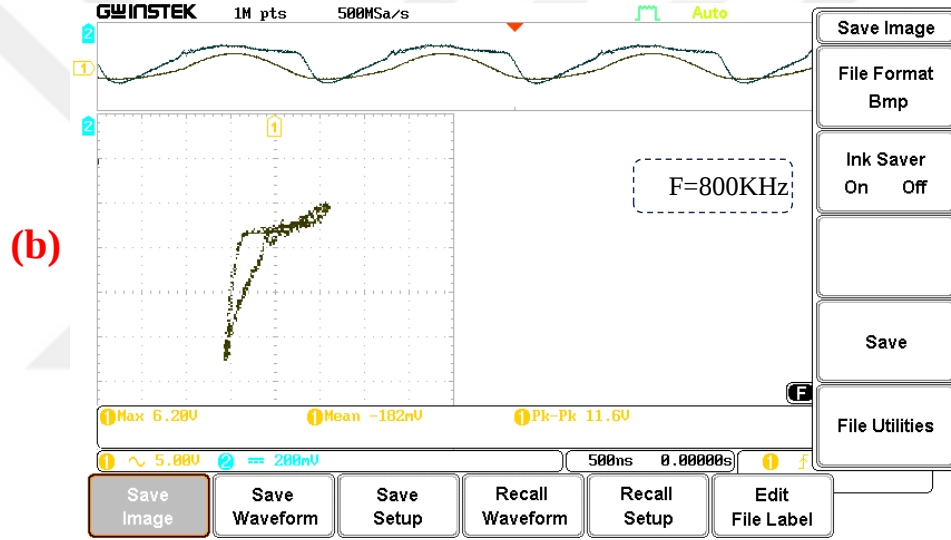
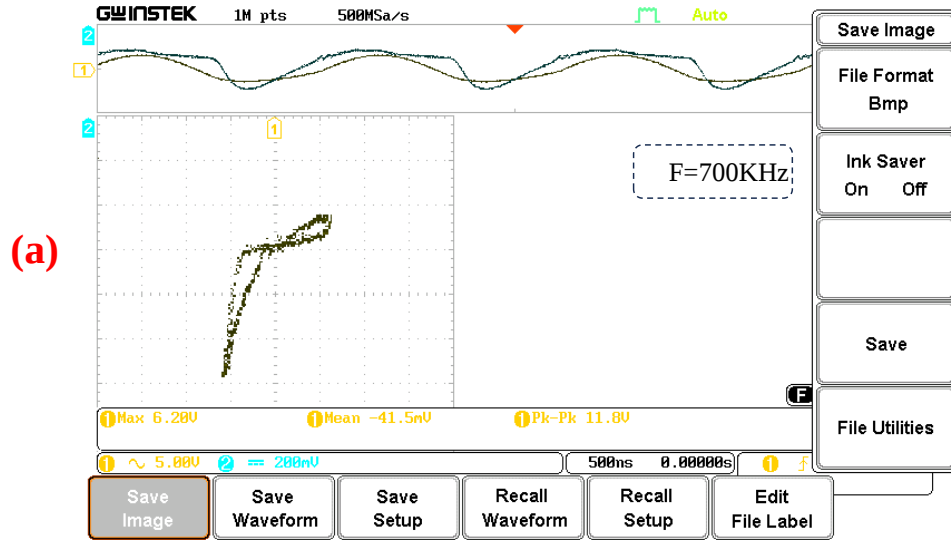


Şekil.3.43. Dizgisi Tamamlanan 3. Tasarım Devresi

Deneyisel Sonuçlar

Elde edilen histerezis eğrisi; oluşturulan 3.memristör emülatör devresinde bulunan pasif komponentlerin değerleri, devreye uygulanan sinüsoidal dalganın $V_{pick-to-pick}$ (tepeden tepeye gerilim) oranı ve devreye uygulanan besleme gerilimlerine göre değişmektedir. Yalova Üniversitesi laboratuvarlarında yapılan çalışmalara istinaden elde edilen en geniş frekanslı histerezis eğrisi Şekil.3.43'deki gibidir.

PCB boyutları oldukça küçük olan memristör emülatör devresi, üzerinde bulunan devre elemanlarının piyasada bulunabilmesi ile birlikte, elde edilen sonuçlara istinaden oluşturulan 3.memristör emülatör devresinin gelişime açık ve literatüre yararlı sonuçlar oluşturabileceği gözlemlenmiştir.



Şekil.3.43. a) 700 KHz b) 800 KHz c) 900 KHz frekanslarında elde edilen histerisiz eğrileri

4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

İlk olarak 1971'de Leon Chua tarafından tasarlanan ve 2008'de Hewlett-Packard (HP) Laboratuvarlarındaki araştırmacılar tarafından ele alınan memristör, "bellek direnci" olarak bilinen bir tür elektronik bileşendir. Geleneksel dirençlerden farklı olarak memristörler, güç kesintisinden sonra bile geçmişte üzerinden geçen yük miktarını "hatırlama" konusunda ayırt edici bir yeteneğe sahiptir.

HP firması tarafından önerilen memristör, karmaşık üretim süreci ve yüksek maliyeti nedeniyle hâlâ ticari kullanıma uygun değildir. Memristör emülatörü, elektronik devrelerdeki memristörlerin davranışını taklit etmek için tasarlanmış bir cihaz veya yazılım aracıdır. Bu emülatörler memristörlerin elektriksel özelliklerini taklit ederek araştırmacıların memristör tabanlı devreler üzerinde gerçek bir devreye ihtiyaç duymadan çalışmasına ve deney yapmasına olanak tanımaktadır.

Çok sayıda araştırmacı, entegre devre bileşenlerini kullanan çeşitli konfigürasyonları, transistör tabanlı tasarımları ve hem entegre devre elemanlarını hem de transistörleri birleştiren hibrit kurulumları kapsayan çeşitli emülatör devrelerinin geliştirilmesi için araştırmalar yapmıştır. Bu bileşenlerin yanı sıra dirençler ve kapasitörler de genellikle bu emülatörlerin davranışının şekillendirilmesinde tamamlayıcı rol oynar. Emülatör çeşitleri yelpazesinde işlemsel yükselteç tabanlı seçenekler hem maliyet etkinliği hem de yaygın erişilebilirlik sunar. İşlemsel amplifikatör tabanlı memristör emülatörleri, memristör davranışını taklit etmek için umut verici bir yol sunar. Bununla birlikte işlemsel yükselteç tabanlı emülatörler, alternatif emülatör devreleriyle karşılaştırıldığında istenen işlem frekanslarına henüz ulaşamamıştır. Bu tip emülatörler yüksek frekansta çalışırlar ancak karmaşık devrelere sahiptirler ve pahalı elemanlar kullanırlar. Yüksek frekanslarda çalışabilme yeteneklerine rağmen bu emülatörler sıklıkla karmaşık devre tasarımları gerektirir ve pahalı bileşenlere dayanır. Bu karmaşıklık ve maliyet, pratik uygulama açısından önemli zorluklar ortaya çıkarabilir ve potansiyel olarak erişilebilirliklerini kısıtlayabilir. Bu, özellikle basitliğin ve maliyet etkinliğinin birincil öneme sahip olduğu uygulamalarda geçerlidir. Bu nedenle, bu emülatörler frekans performansı açısından avantajlar sunsa da karmaşıklıklarının ve masraflarının, belirli kullanım durumlarına yönelik faydalarıyla bağlantılı olarak dikkatle değerlendirilmesi gerekir. Bir memristörün üç ayırt edici özelliği bulunmaktadır. İlk olarak, iki kutuplu bir periyodik sinyal tarafından sürüldüğünde, gerilim-akım düzleminde bir sıkışma histerisiz döngüsü sergiler. Bu döngü, memristörün benzersiz davranışının göstergesidir ve bir devredeki varlığının anahtar

tanımlayıcısı olarak hizmet eder. İkincisi, histerezis döngüsünün alanı, uygulanan frekans arttıkça azalmaya başlar ve bunun tersine, frekans azaldıkça genişler. Bu frekansa bağlı davranış, memristörün dinamik tepkisi ve onun değişen sinyal koşullarına uyum sağlama yeteneği hakkında bilgi sağlar. Üçüncüsü, uygulanan frekans sonsuza doğru yöneldikçe histerezis döngüsü, doğrusal bir direncin davranışına benzer şekilde yavaş yavaş düz bir çizgiye doğru daralır. Bu geçiş, memristörün davranışının yüksek frekans koşulları altında geleneksel bir direncin davranışına yaklaştığını gösterir. Bu üç özellik toplu olarak memristörlerin ayırt edici özelliklerini tanımlar ve bu özelliklerin elektronik devrelerde tanımlanması ve karakterizasyonu için temel kriterler olarak hizmet eder.

Bu tezde memristör tabanlı bir emülatörün geliştirilmesi; bir entegratör, bir analog çarpan ve bir analog gerilim toplayıcıdan oluşan üç temel bloğu içeren simülasyon ve deneylerle gerçekleştirilmiştir. Bu bloklar, elektronik devrelerimizdeki memristörlerin davranışlarını doğru bir şekilde simüle etmek için önemli bir rol oynamaktadır. Odak noktası emülatörün çalışma sıklığını optimize etmek olan emulator devresinde geleneksel diyotun yerine Schottky diyotun kullanılmasıyla önemli bir gelişme sağlandı. Schottky diyotun doğal özellikleri, özellikle hızlı anahtarlama hızı, emülatörün genel performansının artırılmasında çok önemli bir rol oynamış ve çalışma frekansında 2 kHz'e kadar kayda değer bir artış sağlanmıştır.

Bu ilk başarının üzerine, entegratör görevi gören işlemsel amplifikatörün yükseltilmesiyle emülatörün gelişimi devam etmiştir. LM741 modeli, üstün performans özellikleriyle tanınan AD844 ile değiştirilip, çalışma frekansını 80 KHz'e çıkararak bu yükseltmenin son derece etkili olduğunu kanıtlamış olup performas ve verimlilik açısından önemli bir ilerleme kaydetmiştir.

Sınırları daha da ileriye taşımak ve Megahertz düzeyindeki frekanslara ulaşmak için analog çarpan bloğuna titizlikle dikkat edilmiştir. Güvenilir performansıyla bilinen AD633 entegresinin yerine, daha geniş bant genişliğine ve gelişmiş yeteneklere sahip olan AD734 entegresi kullanılmıştır. Bu stratejik değişiklik, çalışma frekansında önemli bir artışla sonuçlanmış olup 1,1 MHz'lik etkileyici bir başarı elde edilmiştir. Sonuca ise sıkışma histerezis döngüsünün çıkarılmasıyla varılmıştır.

Titiz bileşen seçimi ve devre iyileştirme yoluyla elde edilen bu artan ilerlemeler, memristör tabanlı emülatörün gelişmiş uygulamalar için optimize edilmesine olan bağlılığın altını çizmiştir. Emülatörün her bloğunu sistematik olarak geliştirerek ve son teknoloji bileşenlerden yararlanarak tez, yüksek frekanslarda memristör davranışının yüksek performanslı

emülasyonunun elde edilmesinin fizibilitesini başarıyla ortaya koymuş olup elektronik mühendisliği alanında geniş bir uygulama yelpazesi için yeni olanaklar oluşturmuştur.





KAYNAKLAR

- [1] Leon O. Chua, "Memristor—The Missing Circuit Element," *Ieee Trans. Circuit Theory*, vol. 18, pp. 507–519, 1971.
- [2] V. K. Sharma, M. S. Ansari, and T. Parveen, "Tunable Memristor Emulator using Off-The-Shelf components," *Procedia Comput. Sci.*, vol. 171, pp. 1064–1073, 2020, doi: 10.1016/j.procs.2020.04.114.
- [3] P. K. Ghosh, S. Z. Riam, M. S. Ahmed, and P. Sundaravadivel, "CMOS-Based Memristor Emulator Circuits for Low-Power Edge-Computing Applications," *Electron.*, vol. 12, no. 7, p. 1654, 2023, doi: 10.3390/electronics12071654.
- [4] A. Shadaram, S. Mirzakuchaki, and F. Zakerian, "A One-Memristor Cell Implementation of a Non-Volatile Memory System," *Can. J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 2, no. 7, pp. 325–331, 2011.
- [5] Y. Liang, Z. Lu, G. Wang, D. Yu, and H. H. C. Iu, "Threshold-Type Binary Memristor Emulator Circuit," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 180181–180193, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2957371.
- [6] K. Cho, S. J. Lee, and K. Eshraghian, "Memristor-CMOS logic and digital computational components," *Microelectronics J.*, vol. 46, no. 3, pp. 214–220, 2015, doi: 10.1016/j.mejo.2014.12.006.
- [7] G. Papandroulidakis, I. Vourkas, N. Vasileiadis, and G. C. Sirakoulis, "Boolean logic operations and computing circuits based on memristors," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 61, no. 12, pp. 972–976, 2014, doi: 10.1109/TCSII.2014.2357351.
- [8] K. Bhardwaj and M. Srivastava, "New Multiplier-Less Compact Tunable Charge-Controlled Memelement Emulator Using Grounded Passive Elements," *Circuits, Syst. Signal Process.*, vol. 41, no. 5, pp. 2429–2465, 2022, doi: 10.1007/s00034-021-01895-3.
- [9] S. S. Prasad, P. Kumar, and R. K. Ranjan, "Resistorless Memristor Emulator Using CFTA and Its Experimental Verification," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 64065–64075, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3075341.
- [10] N. Yadav, S. K. Rai, and R. Pandey, "New Grounded and Floating Memristor-Less Meminductor Emulators Using VDTA and CDBA," *J. Circuits, Syst. Comput.*, vol. 30, no. 15, pp. 1154–1179, 2021, doi: 10.1142/S0218126621502832.
- [11] A. Yesil, Y. Babacan, and F. Kacar, "Electronically tunable memristor based on VDCC," *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 107, pp. 282–290, 2019, doi: 10.1016/j.aeue.2019.05.038.
- [12] R. K. Ranjan, N. Raj, N. Bhuwal, and F. Khateb, "Single DVCCTA based high frequency incremental/decremental memristor emulator and its application," *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 82, pp. 177–190, 2017, doi: 10.1016/j.aeue.2017.07.039.
- [13] P. K. Sharma, R. K. Ranjan, F. Khateb, and M. Kumngern, "Charged controlled MEM-

- element emulator and its application in a chaotic system,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 171397–171407, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3024769.
- [14] P. K. Sharma, S. S. Prasad, S. Tasneem, B. Priyadarshini, and R. K. Ranjan, “Resistive tunable memristor emulator model and its application,” *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 160, p. 154500, 2023, doi: 10.1016/j.aeue.2022.154500.
- [15] R. Lin, G. Shi, F. Qiao, C. Wang, and S. Wu, “Research progress and applications of memristor emulator circuits,” *Microelectronics J.*, vol. 133, p. 105702, 2023, doi: 10.1016/j.mejo.2023.105702.
- [16] G. Kanyal, P. Kumar, S. K. Paul, and A. Kumar, “OTA based high frequency tunable resistorless grounded and floating memristor emulators,” *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 92, pp. 124–145, 2018, doi: 10.1016/j.aeue.2018.05.027.
- [17] R. Mutlu and E. Karakulak, “A methodology for memristance calculation,” *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 22, no. 1, pp. 121–131, 2014, doi: 10.3906/elk-1205-16.
- [18] H. A. Yildiz and S. Ozoguz, “MOS-only implementation of memristor emulator circuit,” *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 141, p. 153975, 2021, doi: 10.1016/j.aeue.2021.153975.
- [19] M. Ghosh, A. Singh, S. S. Borah, J. Vista, A. Ranjan, and S. Kumar, “MOSFET-Based Memristor for High-Frequency Signal Processing,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 69, no. 5, pp. 2248–2255, 2022, doi: 10.1109/TED.2022.3160940.
- [20] N. Tang, L. Wang, T. Xia, and W. Wu, “Design and Implementation of Full Adder Circuit Based on Memristor,” *Lect. Notes Electr. Eng.*, vol. 942 LNEE, no. 3, pp. 160–165, 2022, doi: 10.1007/978-981-19-2456-9_17.
- [21] A. Yesil, Y. Babacan, and F. Kacar, “An electronically controllable, fully floating memristor based on active elements: DO-OTA and DVCC,” *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 123, p. 153315, 2020, doi: 10.1016/j.aeue.2020.153315.
- [22] D. B. Strukov, G. S. Snider, D. R. Stewart, and R. S. Williams, “The missing memristor found (Nature (2008) 453 (80-83)),” *Nature*, vol. 459, no. 7250, p. 1154, 2009, doi: 10.1038/nature08166.
- [23] K. C. Kwon, J. H. Baek, K. Hong, S. Y. Kim, and H. W. Jang, “Correction to: Memristive Devices Based on Two-Dimensional Transition Metal Chalcogenides for Neuromorphic Computing (Nano-Micro Letters, (2022), 14, 1, (58), 10.1007/s40820-021-00784-3),” *Nano-Micro Lett.*, vol. 14, no. 1, p. 58, 2022, doi: 10.1007/s40820-022-00816-6.
- [24] R. Mutlu and E. Karakulak, “Emulator circuit of TiO_2 memristor with linear dopant drift made using analog multiplier,” in *National Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering*, IEEE, 2010, pp. 380–384.
- [25] H. Elgabra, I. A. H. Farhat, A. S. Al Hosani, D. Homouz, and B. Mohammad, “Mathematical modeling of a memristor device,” in *2012 International Conference on Innovations in Information Technology, IIT 2012*, IEEE, 2012, pp. 156–161. doi: 10.1109/INNOVATIONS.2012.6207722.

- [26] D. S. Yu, Y. Liang, H. Chen, and H. H. C. Iu, "Design of a practical memcapacitor emulator without grounded restriction," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 60, no. 4, pp. 207–211, 2013, doi: 10.1109/TCSII.2013.2240879.
- [27] A. G. Alharbi, M. E. Fouda, Z. J. Khalifa, and M. H. Chowdhury, "Simple generic memristor emulator for voltage-controlled models," in *Midwest Symposium on Circuits and Systems*, IEEE, 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWSCAS.2016.7869947.
- [28] A. G. Alharbi, *Practical Memristor Emulator Circuit Development*. University of Missouri-Kansas City, 2017.
- [29] F. Tulumaci and R. Mutlu, "İşığa bağlı direnç ve LED kullanılarak yapılmış bir memristör emulatör devresi." Namık Kemal Üniversitesi, p. 92, 2017.
- [30] Q. Zhao, C. Wang, and X. Zhang, "A universal emulator for memristor, memcapacitor, and meminductor and its chaotic circuit," *Chaos*, vol. 29, no. 1, 2019, doi: 10.1063/1.5081076.
- [31] P. M. EMULATOR, "DİJİTAL SİSTEM TABANLI PROGRAMLANABİLİR".
- [32] F. J. Romero, A. Ohata, A. Toral-Lopez, A. Godoy, D. P. Morales, and N. Rodriguez, "Memcapacitor and meminductor circuit emulators: A review," *Electronics*, vol. 10, no. 11, p. 1225, 2021.
- [33] N. O. Adesina, M. A. U. Khan, and J. Xu, "CMOS Transistor-Based Memristor Emulator Circuit Design for High Frequency Applications," in *2021 IEEE 12th Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference, IEMCON 2021*, IEEE, 2021, pp. 708–714. doi: 10.1109/IEMCON53756.2021.9623156.
- [34] P. Nune and S. Mandal, "TaOxbased memristor model and its emulator design for future neuromorphic computing," in *Proceedings of the 13th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence, ECAI 2021*, IEEE, 2021, pp. 1–5. doi: 10.1109/ECAI52376.2021.9515144.
- [35] N. Kumar, M. Kumar, and N. Pandey, "A Grounded Flux Controlled Incremental/Decremental Memristor Emulator," in *2022 5th International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies, IMPACT 2022*, IEEE, 2022, pp. 1–6. doi: 10.1109/IMPACT55510.2022.10029225.
- [36] Y. R. Ananda, N. Raj, and G. Trivedi, "A MOS-DTMOS Implementation of Floating Memristor Emulator for High-Frequency Applications," *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. Syst.*, vol. 31, no. 3, pp. 355–368, 2023, doi: 10.1109/TVLSI.2022.3227201.
- [37] Sagar, N. Raj, V. K. Verma, and R. K. Ranjan, "Electronically Tunable Flux-Controlled Resistorless Memristor Emulator," *IEEE Can. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 45, no. 3, pp. 311–317, 2022, doi: 10.1109/ICJECE.2022.3182711.
- [38] P. K. Sharma, P. Kumar, and R. K. Ranjan, "A High-Frequency Flux Controlled Grounded Memristor Emulator," in *ICITEE 2022 - Proceedings of the 14th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering*, IEEE, 2022, pp. 64–67. doi: 10.1109/ICITEE56407.2022.9954099.

- [39] P. Kumar, P. Srivastava, R. K. Ranjan, and M. Kumngern, "New Zero Power Memristor Emulator Model and Its Application in Memristive Neural Computation," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 5609–5616, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3236424.
- [40] H. Cao and F. Wang, "An Overview of Complex Instability Behaviors Induced by Nonlinearity of Power Electronic Systems with Memristive Load," *Energies*, vol. 16, no. 6, p. 2528, 2023, doi: 10.3390/en16062528.
- [41] S. Tasneem, P. Kumar Sharma, R. Kumar Ranjan, and F. Khateb, "Electronically Tunable Memristor Emulator Implemented Using a Single Active Element and Its Application in Adaptive Learning," *Sensors*, vol. 23, no. 3, p. 1620, 2023, doi: 10.3390/s23031620.
- [42] M. Ghosh, P. Mondal, S. S. Borah, and S. Kumar, "Resistorless Memristor Emulators: Floating and Grounded Using OTA and VDBA for High-Frequency Applications," *IEEE Trans. Comput. Des. Integr. Circuits Syst.*, vol. 42, no. 3, pp. 978–986, 2023, doi: 10.1109/TCAD.2022.3189837.
- [43] M. Bhatnagar, P. K. McLarty, and B. J. Baliga, "Silicon-carbide high-voltage (400 V) Schottky barrier diodes," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 13, no. 10, pp. 501–503, 1992.
- [44] N. A. Al-Ahmadi, "Metal oxide semiconductor-based Schottky diodes: A review of recent advances," *Mater. Res. Express*, vol. 7, no. 3, p. 32001, 2020, doi: 10.1088/2053-1591/ab7a60.
- [45] A. Bhargav, J. K. Saini, J. Sharma, and K. M. Santhoshini, "A review article on integrator circuits using various active devices," *J. Adv. Res. Dyn. Control Syst.*, vol. 11, no. 7 Special Issue, pp. 26–32, 2019.
- [46] L. Ming, Z. Xin, C. Yin, M. Chen, and P. C. Loh, "Integrator Design of the Rogowski Current Sensor for Detecting Fast Switch Current of SiC Devices," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2019*, IEEE, 2019, pp. 4551–4557. doi: 10.1109/ECCE.2019.8911874.
- [47] C. Sánchez-López, I. Carro-Pérez, V. H. Carbajal-Gómez, M. A. Carrasco-Aguilar, and F. E. Morales-López, "Memristor Emulator Circuit Design and Applications," *Memristor and Memristive Neural Networks*, p. 115, 2018, doi: 10.5772/intechopen.69291.
- [48] S. P. Adhikari, M. P. Sah, H. Kim, and L. O. Chua, "Three fingerprints of memristor," *Handb. Memristor Networks*, pp. 165–196, 2019, doi: 10.1007/978-3-319-76375-0_5.
- [49] H. Kim, M. P. Sah, C. Yang, S. Cho, and L. O. Chua, "Memristor emulator for memristor circuit applications," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 59, no. 10, pp. 2422–2431, 2012, doi: 10.1109/TCSI.2012.2188957.
- [50] Y. Babacan, F. Kaçar, and K. Gürkan, "A spiking and bursting neuron circuit based on memristor," *Neurocomputing*, vol. 203, pp. 86–91, 2016, doi: 10.1016/j.neucom.2016.03.060.
- [51] J. Valsa, D. Biolek, and Z. Biolek, "An analogue model of the memristor," *Int. J.*

Numer. Model. Electron. Networks, Devices Fields, vol. 24, no. 4, pp. 400–408, 2011, doi: 10.1002/jnm.786.

- [52] J. Kalomiros, S. G. Stavrinos, and F. Corinto, “A two-transistor non-ideal memristor emulator,” in *2016 5th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies (MOCAST)*, IEEE, 2016, pp. 1–4.
- [53] D. Li *et al.*, “A Family of Binary Memristor-Based Low-Pass Filters with Controllable Cut-Off Frequency,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 60199–60209, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2982977.
- [54] <https://www.engineersgarage.com/diode-types-applications/>
- [55] <https://binaryupdates.com/what-are-different-types-of-diode/>
- [56] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad633.pdf>
- [57] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad734.pdf>
- [58] <https://www.mouser.com/datasheet/2/405/snosc25c-261542.pdf>
- [59] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad844.pdf>





Low Cost Analog Multiplier

Data Sheet

AD633

FEATURES

4-quadrant multiplication
 Low cost, 8-lead SOIC and PDIP packages
 Complete—no external components required
 Laser-trimmed accuracy and stability
 Total error within 2% of full scale
 Differential high impedance X and Y inputs
 High impedance unity-gain summing input
 Laser-trimmed 10 V scaling reference

APPLICATIONS

Multiplication, division, squaring
 Modulation/demodulation, phase detection
 Voltage-controlled amplifiers/attenuators/filters

GENERAL DESCRIPTION

The AD633 is a functionally complete, four-quadrant, analog multiplier. It includes high impedance, differential X and Y inputs, and a high impedance summing input (Z). The low impedance output voltage is a nominal 10 V full scale provided by a buried Zener. The AD633 is the first product to offer these features in modestly priced 8-lead PDIP and SOIC packages.

The AD633 is laser calibrated to a guaranteed total accuracy of 2% of full scale. Nonlinearity for the Y input is typically less than 0.1% and noise referred to the output is typically less than 100 μ V rms in a 10 Hz to 10 kHz bandwidth. A 1 MHz bandwidth, 20 V/ μ s slew rate, and the ability to drive capacitive loads make the AD633 useful in a wide variety of applications where simplicity and cost are key concerns.

The versatility of the AD633 is not compromised by its simplicity. The Z input provides access to the output buffer amplifier, enabling the user to sum the outputs of two or more multipliers, increase the multiplier gain, convert the output voltage to a current, and configure a variety of applications. For further information, see the [Multiplier Application Guide](#).

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

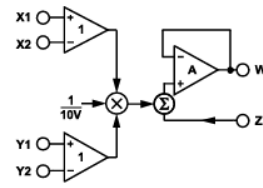


Figure 1.

The AD633 is available in 8-lead PDIP and SOIC packages. It is specified to operate over the 0°C to 70°C commercial temperature range (J Grade) or the -40°C to +85°C industrial temperature range (A Grade).

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD633 is a complete four-quadrant multiplier offered in low cost 8-lead SOIC and PDIP packages. The result is a product that is cost effective and easy to apply.
2. No external components or expensive user calibration are required to apply the AD633.
3. Monolithic construction and laser calibration make the device stable and reliable.
4. High (10 M Ω) input resistances make signal source loading negligible.
5. Power supply voltages can range from ± 8 V to ± 18 V. The internal scaling voltage is generated by a stable Zener diode; multiplier accuracy is essentially supply insensitive.

Ek2. AD734 veri sayfası



10 MHz, Four-Quadrant Multiplier/Divider

AD734

FEATURES

- High accuracy**
0.1% typical error
- High speed**
10 MHz full power bandwidth
450 V/ μ s slew rate
200 ns settling to 0.1% at full power
- Low distortion**
-80 dBc from any input
Third-order IMD typically -75 dBc at 10 MHz
- Low noise**
94 dB SNR, 10 Hz to 20 kHz
70 dB SNR, 10 Hz to 10 MHz
- Direct division mode**
2 MHz BW at gain of 100

APPLICATIONS

- High performance replacement for AD534
- Multiply, divide, square, square root
- Modulators, demodulators
- Wideband gain control, rms-to-dc conversion
- Voltage-controlled amplifiers, oscillators, and filters
- Demodulator with 40 MHz input bandwidth

GENERAL DESCRIPTION

The AD734 is an accurate high speed, four-quadrant analog multiplier that is pin compatible with the industry-standard AD534 and provides the transfer function $W = XY/U$. The AD734 provides a low impedance voltage output with a full power (20 V p-p) bandwidth of 10 MHz. Total static error (scaling, offsets, and nonlinearities combined) is 0.1% of full scale. Distortion is typically less than -80 dBc and guaranteed. The low capacitance X, Y, and Z inputs are fully differential. In most applications, no external components are required to define the function.

The internal scaling (denominator) voltage, U, is 10 V, derived from a buried-Zener voltage reference. A new feature provides the option of substituting an external denominator voltage, allowing the use of the AD734 as a two-quadrant divider with a 1000:1 denominator range and a signal bandwidth that remains

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

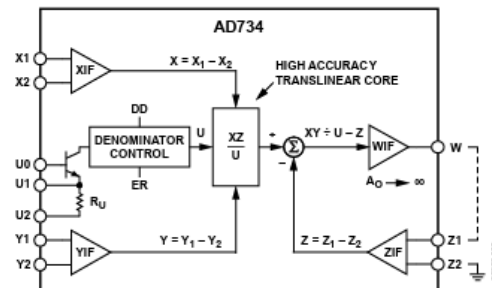


Figure 1.

10 MHz to a gain of 20 dB, 2 MHz at a gain of 40 dB, and 200 kHz at a gain of 60 dB, for a gain-bandwidth product of 200 MHz.

The advanced performance of the AD734 is achieved by a combination of new circuit techniques, the use of a high speed complementary bipolar process, and a novel approach to laser trimming based on ac signals rather than the customary dc methods. The wide bandwidth (>40 MHz) of the AD734's input stages and the 200 MHz gain-bandwidth product of the multiplier core allow the AD734 to be used as a low distortion demodulator with input frequencies as high as 40 MHz as long as the desired output frequency is less than 10 MHz.

The AD734AQ and AD734BQ are specified for the industrial temperature range of -40°C to +85°C and come in a 14-lead Cerdip and a 14-lead PDIP package. The AD734SQ/883B, available processed to MIL-STD-883B for the military range of -55°C to +125°C, is available in a 14-lead Cerdip.

Ek3. LM741 veri sayfası



August 2000

LM741 Operational Amplifier

General Description

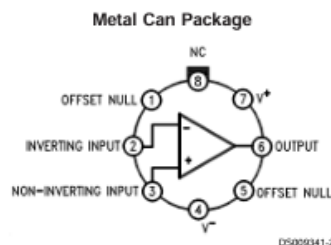
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

LM741 Operational Amplifier

Connection Diagrams

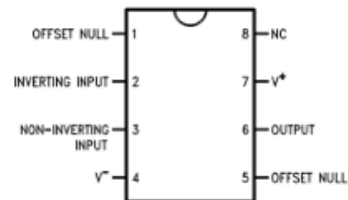


DS000341-2

Note 1: LM741H is available per JM38510/10101

Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1),
LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C

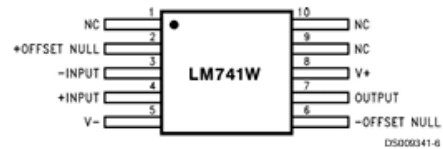
Dual-In-Line or S.O. Package



DS000341-3

Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Ceramic Flatpak

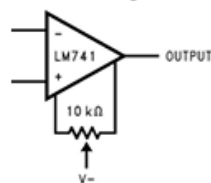


DS000341-6

Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

Typical Application

Offset Nulling Circuit



DS000341-7



60 MHz, 2000 V/ μ s, Monolithic Op Amp with Quad Low Noise

Data Sheet

AD844

FEATURES

Wide bandwidth

60 MHz at gain of -1

33 MHz at gain of -10

Slew rate: 2000 V/ μ s

20 MHz full power bandwidth, 20 V p-p, $R_L = 500 \Omega$

Fast settling: 100 ns to 0.1% (10 V step)

Differential gain error: 0.03% at 4.4 MHz

Differential phase error: 0.16° at 4.4 MHz

Low offset voltage: 150 μ V maximum (B Grade)

Low quiescent current: 6.5 mA

Available in tape and reel in accordance with

EIA-481-A standard

APPLICATIONS

Flash ADC input amplifiers

High speed current DAC interfaces

Video buffers and cable drivers

Pulse amplifiers

GENERAL DESCRIPTION

The AD844 is a high speed monolithic operational amplifier fabricated using the Analog Devices, Inc., junction isolated complementary bipolar (CB) process. It combines high bandwidth and very fast large signal response with excellent dc performance. Although optimized for use in current-to-voltage applications and as an inverting mode amplifier, it is also suitable for use in many noninverting applications.

The AD844 can be used in place of traditional op amps, but its current feedback architecture results in much better ac performance, high linearity, and an exceptionally clean pulse response.

This type of op amp provides a closed-loop bandwidth that is determined primarily by the feedback resistor and is almost independent of the closed-loop gain. The AD844 is free from the slew rate limitations inherent in traditional op amps and other current-feedback op amps. Peak output rate of change can be over 2000 V/ μ s for a full 20 V output step. Settling time is typically 100 ns to 0.1%, and essentially independent of gain. The AD844 can drive 50 Ω loads to ± 2.5 V with low distortion and is short-circuit protected to 80 mA.

The AD844 is available in four performance grades and three package options. In the 16-lead SOIC (RW) package, the AD844J is specified for the commercial temperature range of 0°C to 70°C.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS

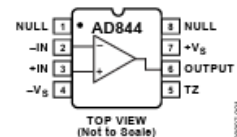


Figure 1. 8-Lead PDIP (N) and 8-Lead Cerdip (Q) Packages

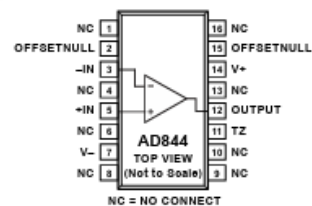


Figure 2. 16-Lead SOIC (R) Package

The AD844A and AD844B are specified for the industrial temperature range of -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ and are available in the Cerdip (Q) package. The AD844A is also available in an 8-lead PDIP (N). The AD844S is specified over the military temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$. It is available in the 8-lead Cerdip (Q) package. A and S grade chips and devices processed to MIL-STD-883B, Rev. C are also available.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD844 is a versatile, low cost component providing an excellent combination of ac and dc performance.
2. It is essentially free from slew rate limitations. Rise and fall times are essentially independent of output level.
3. The AD844 can be operated from ± 4.5 V to ± 18 V power supplies and is capable of driving loads down to 50 Ω , as well as driving very large capacitive loads using an external network.
4. The offset voltage and input bias currents of the AD844 are laser trimmed to minimize dc errors; V_{OS} drift is typically 1 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ and bias current drift is typically 9 nA/ $^{\circ}\text{C}$.
5. The AD844 exhibits excellent differential gain and differential phase characteristics, making it suitable for a variety of video applications with bandwidths up to 60 MHz.
6. The AD844 combines low distortion, low noise, and low drift with wide bandwidth, making it outstanding as an input amplifier for flash analog-to-digital converters (ADCs).

ÖZGEÇMİŞ

İlk ve Orta öğrenimini İstanbul’da tamamladı. Lise öğrenimini Elektronik Teknolojisi bölümü üzerine tamamlayıp, Marmara Üniversitesi Elektronik Teknolojisi ön lisans programından mezun olduktan sonra Dikey Geçiş Sınavıyla giriş yaptığı Düzce Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği programını tamamladı. Düzce Üniversitesinde öğrenimine devam ederken Anadolu Üniversitesi açık öğretim ikinci üniversite programı kapsamında İşletme Yönetimi ön lisans programından mezun oldu. 2021 yılında girdiği Yalova Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği yüksek lisans programına devam etmektedir.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYIN VE ESERLER

S. Eroğlan and N. Ertekin, “Enhancing Analog Emulator Circuit Performance with Schottky Diode Integration for Nonvolatile Resistor-Based Storage Units, ” in *3rd INTERNATIONAL CANKAYA SCIENTIFIC STUDIES CONGRESS*, 2024, 472-479