T.C.
HARRAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOKTORA TEZİ

BİYOMEDİKAL UYGULAMALARI İÇİN DÜŞÜK GÜÇLÜ/GERİLİMLİ AKIM MODLU ELIN SÜZGEÇ TASARIMLARININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Fatma Zuhal ADALAR

ELEKTRİK–ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ŞANLIURFA
2022

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖZET..... i
ABSTRACT..... ii
TEŞEKKÜR..... iii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....iv
ÇİZELGELER DİZİNİ vi
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ vii
1. GİRİŞ…. 1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR.....11
3. MATERYAL ve YÖNTEM.....22
3.1. Materyal.....22
3.1.1. Biyomedikal sinyaller.....22
3.1.2. Biyomedikal sinyallerin sınıflandırılması.....23
3.1.2.1. Elektrokardiyogram (EKG)..... 23
3.1.2.2. Elektroensefalogram (EEG) 25
3.1.2.3. Elektromiyogram (EMG) 29
3.1.3. Biyomedikal sinyallerin analog ön işlemesi 30
3.1.4. Sinh ortamda süzgeç tasarımı 32
3.1.5. Karekök ortamda süzgeç tasarımı.....37
3.1.6. Logaritmik ortamda süzgeç tasarımı.....41
3.2. Yöntem 44
3.2.1. Pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi 44
3.2.2. Durum uzayı sentez yöntemi 49
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA 55
4.1. Biyomedikal Uygulamaları için Sinh Ortamda Süzgeç Tasarımı 55
4.1.1. Sinh ortamda biyomedikal uygulamaları için düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden Butterworth yüksek geçiren süzgeç tasarımı 55
4.1.2. Sinh ortamda EEG sinyallerinde güç hattı girişimini gidermek için düşük güçlü/gerilimli akım modlu beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgeç tasarımı 63
4.2. Biyomedikal Uygulamaları için Karekök Ortamda Süzgeç Tasarımı.....70
4.2.1. Karekök ortamda biyomedikal uygulamaları için düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç tasarımı 71
4.3. Biyomedikal Uygulamaları için Logaritmik Ortamda Süzgeç Tasarımı 79
4.3.1. Logaritmik ortamda biyomedikal uygulamaları için düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden fark alıcı AB-sınıfı alçak geçiren süzgeç tasarımı 79
5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER.....92
5.1. Sonuçlar.....92
5.2. Öneriler.....93
KAYNAKLAR 95
ÖZGEÇMİŞ .....**Hata! Yer işareti tanımlanmamış.**
EKLER…… 102
EK 1 TSMC 0.25 µm CMOS Transistör Parametreleri 102
EK 2 AT&T CBIC-R (NR200N-2X NPN) Transistör Parametreleri.....103

ÖZET

Doktora Tezi

BİYOMEDİKAL UYGULAMALARI İÇİN DÜŞÜK GÜÇLÜ/GERİLİMLİ AKIM MODLU ELIN SÜZGEÇ TASARIMLARININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Fatma Zuhal ADALAR

Harran Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Ali KIRÇAY
Yıl: 2022, Sayfa: 105

Biyomedikal sinyallerin elde edilmesi, aktarılması ve işlenmesi biyomedikal sistemlerdeki temel görevlerdir. Bu sinyallerin işlenmesi için kullanılan devre, herhangi bir parazit sinyalinin tamamen reddedilmesinin yanı sıra hastanın tam güvenliğini garanti etmelidir. Sonuç olarak, sistemin performansını iyileştirmek için düşük gürültülü ön yükselticiler ve analog süzgeçler gibi yüksek performanslı yapı taşları gereklidir. Daha ucuz ve daha iyi sistemlerin uygulanmasını mümkün kılan katı hal elektroniğindeki gelişmelere rağmen, biyomedikal sistemlerde pil ömrünü artırmak için hem cihazın boyutunu hem de güç tüketimini azaltmak gibi çözülmesi gereken birçok sorun vardır. Biyomedikal sistemlerin uygulanması için çok düşük gerilim ve akım gürültüleri, düşük harmonik bozulma, küçük kalıp alanı ve minimum güç tüketimi gibi çeşitli tasarım hususlarının dikkate alınması gerekir. Sinh ortam süzgeçleri, karekök ortam süzgeçleri ve logaritmik ortam süzgeçleri ELIN süzgeçlerin alt sınıfını oluşturur. Bu süzgeçlerin tasarımında companding tekniği kullanıldığından besleme geriliminde, dinamik çalışma aralığında ve güç tüketiminde önemli üstünlüklere sahiptirler. Bu tez çalışmasında biyomedikal uygulamaları için düşük güçlü/gerilimli, akım modlu ELIN süzgeç tasarımları gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, biyomedikal uygulamaları için sinh ortamda düşük güçlü/gerilimli ikinci dereceden akım modlu Butterworth yüksek geçiren süzgeç tasarımı ve düşük güçlü/gerilimli beşinci dereceden akım modlu Eliptik alçak geçiren süzgeç tasarımı, pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Daha sonra, biyomedikal uygulamaları için karekök ortamda düşük güçlü/gerilimli ikinci dereceden akım modlu alçak geçiren süzgeç tasarımı, durum uzayı sentez yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Son olarak, biyomedikal uygulamaları için logaritmik ortamda düşük güçlü/gerilimli ikinci dereceden akım modlu fark alıcı AB-sınıfı alçak geçiren süzgeç tasarımı durum uzayı sentez yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Süzgeçlerin performansını göstermek için OrCAD Capture CIS programında TSMC 0.25µm CMOS işlem parametreleri ve AT&T CBIC-R (NR200N-2X NPN) transistörü kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan süzgeç devrelerinin sahip olduğu üstünlükler; sadece transistörler ve topraklanmış kondansatörlerden oluşma, akım modlu olma, düşük harmonik bozulma ile geniş dinamik aralık sağlama, düşük gerilim/güç uygulamaları için uygun olma ve kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabilmesi olarak sıralanabilir.

ANAHTAR KELİMELER: Sinh ortam süzgeçleri, karekök ortam süzgeçleri, logaritmik ortam süzgeçleri, biyomedikal uygulamaları, ELIN sistemler

ABSTRACT

PhD Thesis

IMPLEMENTATION OF LOW POWER/VOLTAGE CURRENT-MODE ELIN FILTER DESIGNS FOR BIOMEDICAL APPLICATIONS

Fatma Zuhal ADALAR

Harran University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Ali KIRCAY
Year: 2022, Page: 105

Acquisition, transmission and processing of biomedical signals are fundamental tasks in biomedical systems. The circuit used for processing these signals must ensure complete patient safety as well as complete rejection of any interference signals. As a result, high-performance building blocks such as low-noise preamplifiers and analog filters are required to improve system performance. Despite advances in solid-state electronics that have made it possible to implement cheaper and better systems, there are still many problems to be solved in biomedical systems, such as reducing both device size and power consumption to increase battery life. Various design considerations need to be considered for the application of biomedical systems, such as very low voltage and current noises, low harmonic distortion, small chip area and minimum power consumption. Sinh domain filters, square root domain filters, and logarithmic domain filters are subclasses of ELIN filters. Since the companding technique is used in the design of these filters, they have significant advantages in supply voltage, dynamic operating range and power consumption. In this thesis, low power/voltage, current mode ELIN filter designs for biomedical applications have been realized. Firstly, low-power/voltage second-order current-mode Butterworth high-pass filter design and low-power/voltage fifth-order current-mode Elliptical low-pass filter design for biomedical applications in sinh domain are realized by synthesis method of passive elements in sinh domain. Then, low-power/voltage second-order current-mode low-pass filter design for biomedical applications in square root domain is realized by state-space-synthesis method. Finally, low power/voltage second-order current-mode differential type class-AB low-pass filter design for biomedical applications in logarithmic domain is realized by state-space-synthesis method. In order to demonstrate the performance of the filters, simulations were performed in OrCAD Capture CIS program using TSMC 0.25 μm CMOS process parameters and AT&T CBIC-R (NR200N-2X NPN) transistor. Advantages of the designed filter circuits; it can be listed as consisting of only transistors and grounded capacitors, being current mode, providing low harmonic distortion and wide dynamic range, being suitable for low voltage/power applications and electronically adjusting the cut-off frequency.

KEY WORDS: Sinh-domain filters, square-root-domain filters, logarithmic-domain filters, biomedical applications, ELIN systems

TEŞEKKÜR

Öncelikle bu tez çalışmasının her aşamasında rehberlik, destek ve tavsiyeleri için danışmanım sayın Prof. Dr. Ali KIRÇAY'a en derin teşekkürlerimi sunarım. Prof. Dr. Ali KIRÇAY'ın değerli içgörüleri, deneyimleri ve teşvikleri gelecekteki akademik hayatımın her alanında bana rehberlik edecektir.

Yararlı yorumları, güven ve destekleri için jüri üyelerim sayın Prof. Dr. M. Siraç ÖZERDEM'e, sayın Dr. Öğr. Üyesi Nurettin BEŞLİ'ye, sayın Dr. Öğr. Üyesi M. Serhat KESERLİOĞLU'na ve Dr. Öğr. Üyesi Hasari KARCİ'ya teşekkür ederim.

Sinh ortam süzgeçleriyle ilgili çalışmama yaptığı değerli katkıları için Prof. Dr. Costas Psychalinos'a teşekkür ederim.

Hayatım boyunca gösterdikleri güven, teşvik ve destek için annem Nazliye SAĞI, babam Abdullah SAĞI ile kız ve erkek kardeşlerime teşekkür etmek istiyorum.

Son olarak, bu tezi her zaman teşvik edici ve anlayışlı olan ve olmasaydı bu tezin tamamlanması imkânsız olan değerli eşim Ali ADALAR'a ve benim için yaşam kaynağı oldukları için çocuklarım Zeynep Nevşin ve Büşra Şirin'e adıyorum.

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1.1. Biyomedikal sinyal işlemenin genel diyagramı 2
Şekil 1.2. Genlik uygunlaştırma tekniğinin sinyal ve gürültüye etkisi 5
Şekil 3.1. EKG işaretinin bölümleri 23
Şekil 3.2. Temel EKG sinyal işlemenin blok şeması 25
Şekil 3.3. EEG sinyalinin farklı frekans bantlarına ayrıştırılması 27
Şekil 3.4. Sinh ortamda süzgeç tasarımı genel blok diyagramı 32
Şekil 3.5. (a) Çok çıkışlı doğrusal olmayan transiletken hücre (b) sembolü 34
Şekil 3.6. (a) $Sinh^{-1}$ operatörü (b) Sinh operatörü 35
Şekil 3.7. Two-quadrant çarpıcı/bölücü ve sembolü 35
Şekil 3.8. Ağırlıklı girişli sinh ortam cebirsel toplama/çıkarma bloğu 36
Şekil 3.9. Sinh ortam (a) kayıpsız integratör (b) kayıplı integratör 37
Şekil 3.10. Karekök ortamda süzgeç tasarımı genel diyagramı 38
Şekil 3.11. Karekök devresi sembolü 39
Şekil 3.12. Karekök devresi 40
Şekil 3.13. Kare alıcı/bölücü devre 40
Şekil 3.14. Karekök devre ile kare alıcı/bölücü devre kullanılarak oluşturulan alt devre 41
Şekil 3.15. Logaritmik ortam süzgecinin genel çıkış katmanı 41
Şekil 3.16. Logaritmik ortamda süzgeç tasarımı genel diyagramı 42
Şekil 3.17. (a) A-sınıfı çalışma yapısı (b) AB-sınıfı çalışma yapısı 43
Şekil 3.18. Doğrusal ortam pasif prototip filtre 44
Şekil 3.19. Topraklanmış direnç 45
Şekil 3.20. Topraklanmış bobin 46
Şekil 3.21. Yüzen bobin 47
Şekil 3.22. Topraklanmış kondansatör 48
Şekil 3.23. Yüzen kondansatör 49
Şekil 4.1. İkinci dereceden yüksek geçiren süzgeç pasif prototipi 57
Şekil 4.2. Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgeç devresi 57
Şekil 4.3. Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin kazanç-frekans eğrisi 59
Şekil 4.4. Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin faz-frekans eğrisi 59
Şekil 4.5. İkinci dereceden yüksek geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri 60
Şekil 4.6. İkinci dereceden yüksek geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için faz-frekans eğrileri 60
Şekil 4.7. İkinci dereceden yüksek geçiren süzgecin zaman ortamı tepkisi 61
Şekil 4.8. Farklı parametre toleransları altında önerilen yüksek geçiren süzgecin kazanç tepkisi 62
Şekil 4.9. Beşinci dereceden alçak geçiren süzgeç pasif prototipi 65
Şekil 4.10. Sinh ortam beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgeç 67
Şekil 4.11. Sinh ortam beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin kazanç-frekans eğrisi 68
Şekil 4.12. Beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri 68
Şekil 4.13. Sinh ortam beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin adım tepkisi 69
Şekil 4.14. Sinh ortam beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin zaman ortamı tepkisi 69
Şekil 4.15. Farklı parametre toleransları altında önerilen alçak geçiren süzgecin kazanç tepkisi 70
Şekil 4.16. Karekök ortamlı ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç devresi 75
Şekil 4.17. Karekök ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin kazanç-frekans eğrisi 76
Şekil 4.18. Karekök ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin faz-frekans eğrisi 77
Şekil 4.19. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri 77
Şekil 4.20. Karekök ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin zaman ortamı tepkisi 78
Şekil 4.21. Farklı parametre toleransları altında önerilen alçak geçiren süzgecin kazanç tepkisi 78
Şekil 4.22. Logaritmik ortamda ikinci dereceden fark alıcı AB-sınıfı alçak geçiren süzgeç 85
Şekil 4.23. Logaritmik ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç kazanç-frekans eğrileri 86
Şekil 4.24. Logaritmik ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç faz-frekans eğrileri 86
Şekil 4.25. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri 87
Şekil 4.26. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için faz-frekans eğrileri 87

Şekil 4.27. Harici akımları ayarlayarak alçak geçiren süzgecin Q-değişim eğrileri 89
Şekil 4.28. Harici akımları ayarlayarak alçak geçiren süzgecin K-değişim eğrileri 89
Şekil 4.29. Logaritmik ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin zaman-ortamı tepkisi 90
Şekil 4.30. Farklı parametre toleransları altında önerilen alçak geçiren süzgecin kazanç tepkisi 90
Şekil 4.31. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri 91
Şekil 4.32. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için faz-frekans eğrileri 91

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa No

Çizelge 4.1. Doğrusal olmayan transiletken hücrede kullanılan MOSFET'lerin en boy oranları 58
Çizelge 4.2. Performans karşılaştırma sonuçları 62
Çizelge 4.3. Pasif prototip devre elemanlarının ve sinh ortam eşdeğerinin değerleri (R_S=R_L=84,5MΩ) 66
Çizelge 4.4. Doğrusal olmayan transiletken hücrede kullanılan MOSFET'lerin en boy oranları 66
Çizelge 4.5. Performans karşılaştırma sonuçları 70
Çizelge 4.6. Transistör boyutları 74

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

V_{BE}	Beyz-emiter gerilimi (BJT)
I_C	Kollektör akımı (BJT)
I_S	Doyum akımı (BJT)
k	Boltzmann sabiti
T	Mutlak sıcaklık
q	Elektron yükü
V_{GS}	Kapı-kaynak gerilimi (MOSFET)
I_D	Kanal akımı (MOSFET)
H(s)	Transfer fonksiyonu
W	Kanal genişliği (MOSFET)
L	Kanal uzunluğu (MOSFET)
V_{TH}	Eşik gerilimi (MOSFET)
V_{DS}	Kanal-kaynak gerilimi (MOSFET)
β	Geçiş iletkenlik parametresi (MOSFET)
C_{OX}	Birim alan başına oksit kapasitesi (MOSFET)
μ	Hareketlilik (Mobility) (MOSFET)
ω_0	Kesim frekansı
C	Kondansatör değeri
R	Direnç değeri
L	Bobin değeri
V_{DD}	Besleme gerilimi
V_{DC}	DC gerilim
I_0	DC akım
Q	Kalite faktörü
n	Zayıf evirtim bölgesindeki eğim faktörü (MOSFET)
V_{IN+}	Terslendirilmiş giriş gerilimi
V_{IN-}	Terslendirilmemiş giriş gerilimi
V_{IN}	Giriş gerilimi
i_{in}	Giriş akımı
V_{OUT}	Çıkış gerilimi
i_{OUT}	Çıkış akımı
V_T	Termal gerilim
τ	Zaman sabiti
AC	Alternative Current
ADC	Analogdan Sayısala Dönüştürücü (Analog to Digital Converter)
AHA	Amerikan Kalp Derneği (American Heart Association)
AMS	Austria Micro Systems
BJT	Bipolar Junction Transistor
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DC	Direct Current
DSP	Sayısal Sinyal İşleme (Digital Signal Processing)
dB	Desibel
EEG	Elektroensefalogram
EKG	Elektrokardiyogram
ELIN	Externally Linear Internally Nonlinear
EMG	Elektromiyogram
EMI	Elektromanyetik Parazit (ElectroMagnetic Interference)
EOG	Elektrookülogram
ERG	Elektroretinogram
ESS	Exponential State Space
ESU	Elektrocerrahi Ünitesi (ElectroSurgical Unit)
FHN	FitzHugh–Nagumo
FPAA	Alan Programlanabilir Analog Dizi (Field-Programmable Analog Array)
GML	Geometric Mean Law

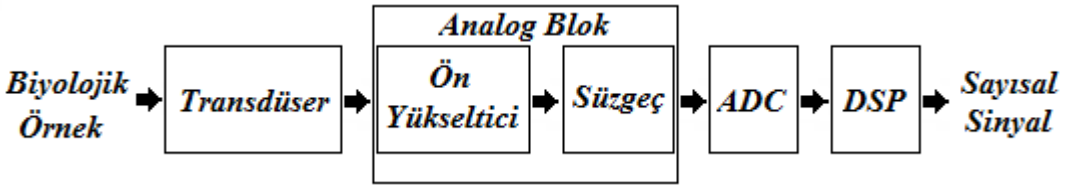
HML	Harmonic Mean Law
Hz	Hertz
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NEO	Doğrusal Olmayan Enerji Operatörü (Nonlinear Energy Operator)
OTA	Operational Transconductance Amplifier
RF	Radio Frequency
THD	Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion)
TSMC	Taiwan Semiconductor Manufacturing Company

1. GİRİŞ

Biyomedikal sinyaller, araştırılan biyolojik bir sistem hakkında bilgi çıkarmak için kullanılan sinyallerdir. Bilgi çıkarma işlemi, bir kişinin nabzını bileğinde hissetmek kadar basit veya bir ultrason tarayıcısı ile iç yumuşak dokuların yapısını analiz etmek kadar karmaşık olabilir. Biyomedikal sinyallerin izlenmesi ve analiz edilmesi, biyolojik bir sisteme ait bazı hastalıkların tanımlanmasına olanak tanır, çünkü bu sinyaller biyolojik sistemlerin sağlık durumu hakkında bilgi taşır. Biyomedikal sinyallerin analizi sonucu oluşan bilgiler, biyolojik sistemin yaşam kalitesini iyileştirmeye devam eder. Biyomedikal sinyal işlemenin aşamaları; biyomedikal sinyallerin edinimi, analizi ve iletişimidir. Biyolojik sistemlerin karmaşık olması sebebiyle, biyomedikal sinyal işleme kolay bir işlem olarak görülmemektedir. Biyomedikal sinyallerin harici gürültüler ile bozulması ve her bir biyomedikal sinyalin bir diğer biyomedikal sinyal için istenmeyen sinyal olarak davranması sebebiyle daha karmaşık hale gelmektedir. Bu sebeple, hastalıkların teşhisinin verimli hale gelmesi ve biyolojik sistemlerin hayat standartının iyileştirilmesi için yeni biyomedikal sinyal işleme yöntemlerine gereksinim duyulmaktadır. Yarı iletken tümleşik devre teknolojisindeki son gelişmeler ve devre tasarım tekniklerindeki yenilikler, karmaşık biyomedikal işlemlerle uyumlu sistemlere yönlendirmiştir. Analog ön uçlara, analog sinyallerin edinimi ve sayısal sinyal işleme evrelerinde işlenmesi esnasında gereksinim duyulmaktadır. Fizyolojik sinyal edinim yöntemlerindeki gelişmelerden ötürü, taşınabilir cihazların düşük güçlü ve daha küçük tasarlanması ihtiyacı oluşmaktadır (Kardoulaki, 2011).

Elektrokardiyogram (EKG), Elektroensefalogram (EEG) ve Elektromiyogram (EMG), biyomedikal sinyaller arasında izlenmesi gereken en önemli sinyallerdir; çünkü bu sinyaller kullanılarak organların normal veya patolojik fonksiyonları hakkında hayati tıbbi tahminler sağlanabilir. Düşük genlik değerinde ve düşük frekans aralığında olan bu biyomedikal sinyallerin edinimi esnasında bazı gürültüler oluşmaktadır. Gürültülerin biyomedikal sinyalden temizlenmesi için sinyalin özelliklerine uygun olarak çeşitli süzgeç devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Biyomedikal sinyal edinim sisteminin analog ön ucunda; ön yükseltici, yüksek geçiren süzgeç, alçak geçiren süzgeç, bant durduran süzgeç ve analogdan sayısala dönüştürücü (Analog to Digital Converter, ADC) bulunur. Yüksek geçiren süzgeç, düşük frekanslı gürültüleri kaldırmak için; alçak geçiren süzgeç, yüksek frekanslı gürültülerin giderilmesi için; bant durduran süzgeç, genellikle 50 Hz/60 Hz'lik güç hattı parazitini ortadan kaldırmak için kullanılır. Biyomedikal sinyal işlemenin genel diyagramı Şekil 1.1.'de gösterilmektedir (Kafe ve ark., 2014). EKG, EEG ve EMG gibi biyomedikal sinyaller, tipik olarak 10 mHz ile 10 kHz gibi düşük frekans aralığına düştüğünden, biyomedikal sinyal edinim sisteminin analog ön ucunda kullanılan süzgeçlerin kesim frekansı, gürültüyü temizlemek için yeterince düşük olmalıdır.



Şekil 1.1. Biyomedikal sinyal işlemenin genel diyagramı

Analog alandaki süzgeçler, iletişim, biyomedikal, enstrümantasyon ve ölçüm uygulamaları dahil olmak üzere neredeyse tüm elektronik sistemlerde temel bloklar olarak kabul edilir. Sinyal işlemede süzgeç, bazı istenmeyen bileşenleri veya özellikleri bir sinyalden kaldıran bir cihaz veya işlemdir. Süzgeçler devrelerine, donanımlarına vb. bağlı olarak birçok kategoriye ayrılabilir. Bu kategorilerden birkaçı aktif süzgeçler, pasif süzgeçler, analog süzgeçler, sayısal süzgeçler, akım modlu süzgeçler ve gerilim modlu süzgeçlerdir (Kircay, 2007).

Aktif veya pasif süzgeç, süzgeç tasarımında kullanılan bileşenler ile tanımlanabilir. Aktif süzgeçlerin tasarımında transistör veya işlemsel yükselteç gibi bazı aktif elemanlar bulunurken, pasif süzgeçler bobinler, kondansatörler ve dirençlerden oluşur. Elektronik uygulamalarda hem pasif hem de aktif süzgeçler kullanılmaktadır ve aktif süzgeçler kesim frekanslarının elektronik olarak ayarlanabilme özelliği sayesinde tümleşik devre tasarımına uygun olduğundan daha çok tercih edilmektedir (Kircay, 2007).

Günümüzde birçok mikro elektronik sistemde gerekli olan önemli analog süzgeç sınıfları sürekli zamanlı süzgeçlerdir. Sinyal sürekli zamanda işleniyorsa, sürekli zamanlı süzgeçler; sinyal ayrık zamanda işleniyorsa, ayrık zamanlı süzgeçler olarak adlandırılır. Sürekli zamanlı süzgeçler, bilgileri tamamen analog ortamda işleyebildikleri için herhangi bir ön veya son işlem gerektirmezler. Bu devrelerin hem yüksek hızda hem de düşük güçte çalışabilmesi, onları büyüyen kablosuz endüstrisi için popüler bir seçim haline getirmektedir (Tola, 1999; Roberts ve Leung, 2001).

Süzgeçler ayrıca; akım modlu ve gerilim modlu olarak sınıflandırılır. Gerilimin aktif olarak işlendiği devreye gerilim modlu devre, akımın aktif olarak işlendiği devreye ise akım modlu devre denir. Akım transfer fonksiyonuna sahip bir devre (giriş ve çıkış akımlardır) aynı zamanda akım modlu devre olarak kabul edilir. İşlemsel yükselteçler, gerilim kontrollü gerilim yükselticileri oldukları için en iyi bilinen gerilim modlu elemanlardır (Tola, 1999). Akım modlu devreler, düşük çalışma gerilimi, daha geniş dinamik aralık, daha basit devre ve düşük güç tüketimi gibi potansiyel üstünlükleri nedeniyle ilgi görmektedir. Önemli sayıda temel matematiksel fonksiyon, gerilimden ziyade akım sinyallerinden daha kolay elde edilebilir. Akımlarla temsil edilen sinyallerin toplanması, çıkarılması veya çarpılmasıyla ilgili matematiksel işlemlerin gerçekleştirilmesi, gerilimlerle temsil edildiğinden daha basittir. Bu nedenle akım modlu devreler, geleneksel gerilim modlu devrelere kıyasla daha çok tercih edilmektedir (Kılınç, 2006).

Analog süzgeç tasarımı için araştırmacılar tarafından farklı sentez yöntemleri önerilmiştir (Frey, 1996b; El-Gamal ve Roberts 1997). Analog süzgeçlerin tasarımı için işaret akış diyagramı yöntemi, durum uzayı sentez yöntemi ve LC ladder benzetim sentez yöntemi gibi farklı sentez yöntemleri vardır.

Durum uzayı sentez yönteminde, matematiksel işlemlerin fazla olması sebebiyle sentez daha fazla zaman almaktadır. Ancak elde edilen denklemlerin, devre elemanlarının kontrolünü yapabilmesi açısından, daha ayrıntılı analiz yapma olanağı sağlamaktadır.

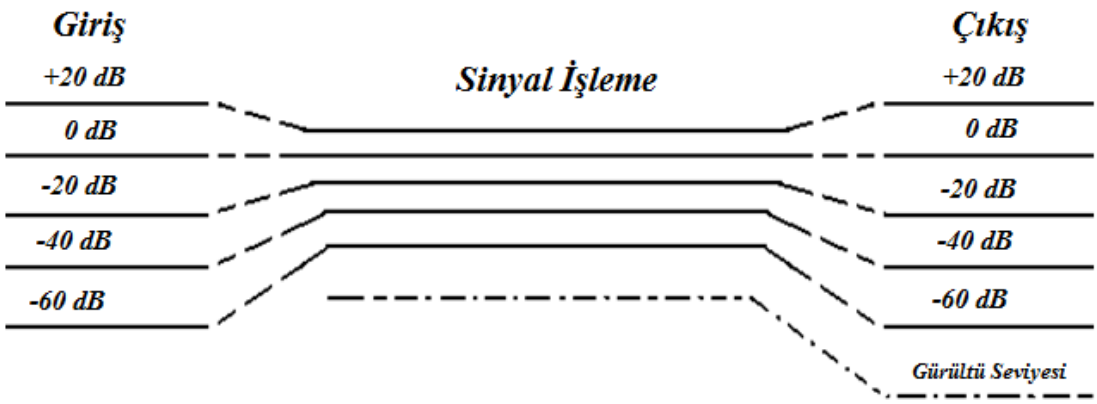
İşaret akış diyagramı yönteminde, sentezi yapılacak devrenin önce blok diyagramı daha sonra da işaret akış diyagramı elde edilir. Bu diyagram üzerinde en genel anlamda sabit sayı ile toplama ve çarpma fonksiyonları ve integral alma bulunur. Her bir işlem bloğunun veya fonksiyonun istenilen ortamda sentezi gerçekleştirilir. Daha sonra elde edilen bloklar işaret akış diyagramında yerleştirilerek devre sentezi tamamlanır. Bu yöntem sentez kolaylığı ve matematiksel işlemlerin azlığı açısından tercih edilen bir yöntem olmasına rağmen devredeki iç değişkenlerin kontrolünün daha az yapılabilmesi nedeniyle genel sonuçlara ulaşılmasında bazı sorunlara yol açmaktadır.

Translineer prensibi, BJT (Bipolar Junction Transistor) ve MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) gibi aktif elemanların elektriksel değişkenlerinin geçiş iletkenliği ile doğrusallık göstermesine dayanmaktadır. Böyelikle bu aktif elemanların akım-gerilim karakteristiklerinden faydalanılmaktadır. (Gilbert, 1968a; Gilbert, 1968b)'de ilk translineer devreler, bir akım yükselticisi ve bir çarpıcı olarak önerilmiştir. Translineer devreler, akım ve gerilim arasındaki üstel ilişkiden ötürü BJT'lerle gerçekleştirilmiştir. Translineer prensibi (Gilbert, 1975)'te formüle edilmiştir. Translineer devre prensibi, MOSFET'lerin zayıf evirtim bölgesindeki akım-gerilim ilişkisi üstel bir bağıntı olduğundan aynı şekilde uygulanmıştır (Vittoz ve Fellrath, 1977). MOSFET'in zayıf evirtim bölgesindeki düşük hız ve düşük dinamik aralık gibi sınırlamaları olduğundan, translineer prensibi doyum bölgesinde çalışan MOSFET'lere uygulanmıştır (Bult ve Wallinga, 1987). Translineer prensibi daha sonra, (Seevinck ve Wiegerink, 1991)'de, akım veya gerilim gibi doğrusal geçiş iletkenliğine sahip aktif elemanlara uygulanarak genelleştirilmiştir.

Bir sisteme uygulanacak en büyük giriş işaretinin en küçük giriş işaretine oranı, o sistemin dinamik aralığını ifade etmektedir. Süzgeçte gerekli olan dinamik aralık uygulamaya göre değişir ve süzgeç tarafından reddedilecek olan istenmeyen sinyallerin gücünün yanı sıra istenen sinyalin gücündeki varyasyona göre karar verilir. Entegre bir aktif süzgecin güç kaybının ve kondansatör alanının dinamik aralığıyla orantılı olarak arttığı iyi bilinmektedir. Güç kaybının dinamik aralığa bu temel bağımlılığına ek olarak, entegre aktif süzgeçlerin tasarımı, sayısal devrelerde daha

yüksek hız ve daha düşük güç tüketimi elde etmek için teknolojilerin ölçeklenmesinin dayattığı entegre devrelerin besleme geriliminin azaltılmasıyla daha da karmaşık hale gelir. Azalan besleme gerilimi ile güç tüketimindeki azalma analog devreler için geçerli değildir. Aslında, belirli bir sinyal-gürültü oranı için güç tüketimini artırmaktan kaçınmak için bile azaltılmış besleme gerilimiyle önemli ölçüde yenilik gereklidir. Bu yönler, aktif süzgeç tasarımcısı için büyük bir engel teşkil etmektedir. Bir elektronik sistemin dinamik aralığının geniş olması istenen bir durumdur. Bu durumun sağlanması için genlik uygunlaştırma (companding=compressing+expanding) tekniği kullanılır. Dinamik aralık, sıkıştırma ve genişletme aşamaları ile değiştirilir (Krishnapura, 2000).

Companding tekniği, geniş dinamik aralığa ve birim güç tüketimine sahip olan süzgeçlerin tasarımında kullanılan bir tekniktir. Companding tekniğinde, belirli bir seviyenin üstündeki işaretlerin küçültülmesi, belirli bir seviyenin altındaki işaretlerin ise büyültülmesi işlemi gerçekleştirilir. Şekil 1.2.'de görüldüğü gibi bu işlemleri companding tekniğinde uygulamak için girişte sıkıştırma işlemi, çıkışta ise genişletme işlemi gerçekleştirilir (Kircay, 2007).



Şekil 1.2. Genlik uygunlaştırma tekniğinin sinyal ve gürültüye etkisi (Kircay, 2007)

Companding sistemi aşağıdakilerden oluşur:

- Doğrusal giriş akımını sıkıştırılmış bir giriş gerilimine dönüştürmek için bir sıkıştırma bloğu

- Karşılık gelen (sıkıştırılmış) çıkış gerilimini üretmek için sıkıştırılmış giriş gerilimini işlemek için bir çekirdek işlemci

- Doğrusal olmayan çıkış gerilimini genişletmek ve aynı anda doğrusal bir çıkış akımına dönüştürmek için bir genişletme bloğu

Companding tekniğine dayalı devreler aşağıdaki üstünlüklere sahiptir (El Gamal, 1998; Baki, 2001):

- Yükleme ve boşaltma süreleri ve parazitik kapasitanslar azaltılarak daha hızlı devreler elde edilir.

- Doğrusal olmayan parazitlerin neden olduğu bozulma, yüksek frekanslarda belirgin etkilerle azaltılır.

- Daha düşük besleme gerilimleri kullanılabilir, bu da güçte önemli bir düşüşe neden olur.

- Sinyal bütünlüğü iyileştirilir ve aşırı yüklenme azaltılır.

- Dahili devre empedanslarına ve parazitik kapasitanslara bağlı olan parazitik kutupların ve sıfırların zaman sabiti daha küçüktür ve bu da daha geniş bant genişlikleri ile sonuçlanır.

- Devreler, harici girişim sinyallerine karşı daha az duyarlı hale gelir.

İşlenen sinyallerin sıkıştırılmış gerilimler olması nedeniyle companding süzgeçleri düşük gerilimde çalışma kabiliyetine sahiptir. Bir başka çekici özellik, uygun DC akım kaynaklarının değiştirilerek kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabilmesidir. Giriş sinyalini sıkıştırmak için kullanılan devreye bağlı olarak, companding süzgeçleri sinh ortam, karekök ortam ve logaritmik ortam süzgeçleri olarak sınıflandırılabilir.

- Sinh ortam süzgeçlerinde sıkıştırılmış gerilimler, zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET'in veya aktif bölgedeki BJT'nin üstel akım-gerilim karakteristikleri ile elde edilir. Sinh ortam süzgeçlerinde sıkıştırma işlemi için ters sinh fonksiyonu, genişletme işlemi için sinh fonksiyonu kullanılmaktadır.

- Karekök ortam süzgeçlerinde sıkıştırılmış gerilimler, doyum bölgesindeki MOSFET'in karesel akım-gerilim karakteristikleri ile elde edilir. Karekök ortam süzgeçlerinde sıkıştırma işlemi için karekök fonksiyonu, genişletme işlemi için kare alma fonksiyonu kullanılmaktadır.

- Logaritmik ortam süzgeçlerinde sıkıştırılmış gerilimler, zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET'in veya aktif bölgedeki BJT'nin üstel akım-gerilim karakteristikleri ile elde edilir. Logaritmik ortam süzgeçlerinde sıkıştırma işlemi için logaritma fonksiyonu, genişletme işlemi için üstel kazanç fonksiyonu kullanılmaktadır.

Companding tekniği, tümleşik devre yapısına ve düşük güç/gerilim uygulamalarına uygun olma, sadece topraklanmış elemanların kullanılması ve direnç, bobin gibi elemanların kullanılmaması gibi üstünlüklere sahiptir.

Süzgeçlerde sıkıştırma kavramı ilk olarak Adams tarafından ortaya atılmıştır (Adams, 1979). Sıkıştırma süzgeçleri iki ana kategoriye ayrılabilir; anlık (instantaneous) ve hecesel (syllabic) sıkıştırma süzgeçleri (Tsividis, 1997). Hecesel sıkıştırma sistemlerinde sıkıştırma işlevi, işlenmekte olan sinyalin ortalama sinyal gücünün bir ölçüsüyle güncellenirken, anlık sıkıştırma sistemindeki sıkıştırma, giriş sinyalinin anlık değerinin bir fonksiyonudur.

Modern süzgeç tasarımı alanındaki en önemli istekler; düşük çalışma gerilimi, düşük güç tüketimi, daha fazla bant genişliği, daha geniş dinamik aralık, daha az gürültü ve daha az maliyet olarak özetlenebilir. Her yeni yaklaşımın, bu kriterlerin en azından bazılarında daha iyi performans elde etmesi önerilmektedir. ELIN (Externally Linear Internally Nonlinear, Doğrusal Olmayan Elemanlarla Doğrusal Davranışlı)

süzgeçler, bahsedilen sorunların üstesinden gelmeye çalışır. Bu süzgeçlerin en önemli özelliği, transistörlerin doğrusal olmama durumlarını doğrudan kullanmalarıdır. Bu süzgeçler; yüksek hızlıdır, yüksek doğrusallıklıdır ve akım modlu olarak tasarlanabilmektedir. Ayrıca bu süzgeçlerde sadece transistörler ve kondansatörlerle tasarım yapılır, düşük üretim maliyeti ile geniş dinamik aralık vardır ve düşük gerilim/güç tüketimi sağlanır. ELIN süzgeçler, akım modlu ve sürekli zamanlı süzgeçlerin bir alt koludur. Sinh ortam süzgeçleri, karekök ortam süzgeçleri, logaritmik ortam süzgeçleri, zarfsal genlik uygunlaştırmalı, anlık genlik uygunlaştırmalı ve anahtarlamalı kapasitörlü süzgeçler ELIN süzgeçler sınıfında yer alır.

Sinh ortam süzgeçleri, geniş dinamik aralığa sahip olan, kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilen ve düşük güç dağılımı sağlayan süzgeçlerdir. Sinh ortamda süzgeç tasarımı companding tekniğini kullanır. Bu teknikte, ilk olarak doğrusal giriş akımının sıkıştırılmış bir giriş gerilimine dönüştürülmesi ve sonrasında bu sıkıştırılmış gerilimlerin çıkış aşamasında genişletilmiş akımlara dönüştürülmesi işlemleri gerçekleştirilir. Bu sıkıştırma ve genişletme işlemleri sırasıyla ters sinh ve sinh fonksiyonlarıyla gerçekleştirilir. Sıkıştırma ve genişletme işlemlerinde zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET'ler veya aktif bölgedeki BJT'ler kullanılır. Sinh CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) süzgeçleri doğal AB-sınıfı yapısındadır. Sinh ortam süzgeçleri, AB-sınıfı logaritmik ortam süzgeçlerine kıyasla toplam kapasitans değerinin yarısında yüksek dinamik aralık sunmaktadır. Sinh ortam süzgeçleri, geniş dinamik aralığa sahip olması, düşük güç tüketimi sağlaması ve doğal AB-sınıfı yapısında olması sebebiyle biyomedikal uygulamaları için uygun kabul edilebilir.

Karekök ortam süzgeçleri, geniş dinamik çalışma alanına sahip, düşük güç tüketimi sağlayan, kesim frekansı doğru akım kaynakları ile elektronik olarak ayarlanabilen süzgeçlerdir. Karekök ortamda doyum bölgesinde çalışan MOSFET'lerin kullanılması, biyomedikal uygulamaları için üstünlük olarak görülmektedir. Çünkü biyomedikal uygulamalarında, taşınabilir cihazın ömrünün uzatılması için sistemin güç kaybı yeterince düşük olmalıdır.

Logaritmik ortam süzgeçleri, düşük güç/gerilim, geniş dinamik aralık, düşük empedans seviyeleri, yüksek frekans uygulamaları için uygunluk ve elektronik olarak ayarlanabilirlik özelliklerine sahiptir. Sürekli zamanlı aktif süzgeçler sınıfının bir üyesi olan logaritmik ortam süzgeçleri, isimlerini ortam değişikliğinde kullanılan transfer fonksiyonundan almıştır. Logaritmik ortam süzgeçlerinde transfer fonksiyonu olarak logaritma fonksiyonu kullanılır. Logaritmik ortam süzgeçleri, düşük gerilimli uygulamalar için iyi çalışabilir. Ayrıca daha az bileşen kullandıkları için maliyeti de daha azdır. Bu süzgeçler entegre edilebilir ve kesim frekansları elektronik olarak ayarlanabilir. Ayrıca, doğası gereği doğrusal olmayan devre yapı taşlarına sahip doğrusal bir sistemi zarif bir şekilde gerçekleştirmenin kapısını açar.

Bu tez çalışmasında biyomedikal uygulamaları için düşük güçlü/gerilimli akım modlu ELIN süzgeç tasarımları gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, biyomedikal uygulamaları için sinh ortamda düşük güçlü/gerilimli ikinci dereceden akım modlu Butterworth yüksek geçiren süzgeç tasarımı ve EEG sinyallerinde güç hattı girişimini gidermek için düşük güçlü/gerilimli beşinci dereceden akım modlu Eliptik alçak geçiren süzgeç tasarımı, pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Daha sonra, biyomedikal uygulamaları için karekök ortamda düşük güçlü/gerilimli ikinci dereceden akım modlu alçak geçiren süzgeç tasarımı, durum uzayı sentez yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Son olarak, biyomedikal uygulamaları için logaritmik ortamda düşük güçlü/gerilimli ikinci dereceden akım modlu fark alıcı AB-sınıfı alçak geçiren süzgeç tasarımı, durum uzayı sentez yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Süzgeçlerin performansını göstermek için OrCAD Capture CIS programında TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company) 0.25µm CMOS işlem parametreleri ve AT&T CBIC-R (NR200N-2X NPN) transistörü kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan süzgeç devrelerinin sahip olduğu üstünlükler; sadece transistörler ve topraklanmış kondansatörlerden oluşma, akım modlu olma, düşük toplam harmonik bozulma (Total Harmonic Distortion, THD) ile geniş dinamik aralık sağlama, düşük gerilim/güç uygulamaları için uygun olma ve kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabilmesi olarak sıralanabilir.

Bu tez çalışması beş bölümden oluşmaktadır. Tezin Giriş bölümünde biyomedikal uygulamaları için süzgeç tasarımı ile alakalı temel kavramlar ele alınmıştır. İkinci bölüm olan Önceki Çalışmalar'da kapsamlı bir literatür taraması sunulmuştur. Materyal ve Yöntem bölümünde biyomedikal sinyaller, biyomedikal sinyallerin sınıflandırılması ve biyomedikal sinyallerin analog ön işlemesi verildikten sonra sinh ortamda, karekök ortamda ve logaritmik ortamda süzgeç tasarımı anlatılmış ve son olarak tez çalışmasında kullanılan yöntemlerden pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi ve durum uzayı sentez yöntemi verilmiştir. Araştırma Bulguları ve Tartışma bölümünde tez çalışması kapsamında biyomedikal uygulamaları için sinh ortamda, karekök ortamda ve logaritmik ortamda tasarımı gerçekleştirilen süzgeç devreleri detaylı olarak ele alınmıştır. Son olarak Sonuçlar ve Öneriler bölümünde elde edilen sonuçlar verilmiş ve öneriler sunulmuştur.

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

ELIN süzgeçler sınıfında yer alan logaritmik ortam süzgeçleri, temel olarak düşük gerilim/güç, geniş dinamik aralık ve kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabilmesi özellikleri sebebiyle literatürde ilgi görmektedir. Logaritmik ortam süzgeçlerinde bir süzgeç fonksiyonunu gerçekleştirmek için sadece transistörler ve kondansatörler gereklidir. Logaritmik ortam süzgeçleri, harici olarak doğrusal transfer işlevine, ancak dahili olarak doğrusal olmayan bileşenlere sahiptir. Logaritmik ortam süzgeçleri, ilk olarak Adams (1979) tarafından tanıtıldıktan sonra sıkıştırma tekniği kullanılarak Tsividis (1990) tarafından ele alınmış ve Seevinck (1990) tarafından akım modlu sıkıştırma terimiyle ifade edilen logaritmik ortam süzgeç kavramı bağımsız olarak yeniden sunulmuştur. Frey (1993a) logaritmik ortam süzgeçlerinin sentezinin durum uzayı temsili ile sentezlenebileceğini gösteren çalışmasını sunmuş ve logaritmik ortam süzgeçleri tasarlamak için sistematik bir durum uzayı sentez yöntemi tanıtmıştır. Toumazou ve ark. (1994), zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET'leri kullanarak logaritmik ortam süzgeçlerini önermiştir. Perry ve Roberts (1995) ilk deneysel sonuçları yayınlamıştır.

AB-sınıfı süzgeç ilk olarak Seevinck (1990) tarafından tanıtılmıştır. AB-sınıfı devre tasarımlarının, iyi doğrusallık, düşük gürültü ve düşük güç tüketimi ihtiyacını dengelemek için verimli bir yaklaşım olduğu uzun zamandır bilinmektedir. AB-sınıfı logaritmik ortam süzgeçlerinin uygulanması için genel bir yaklaşımı ve AB-sınıfı logaritmik ortam süzgeç ilkesini Frey ve Tola (1999) ile Tola ve Frey (2000) önermiştir. Birçok araştırmacı, AB-sınıfı logaritmik ortam süzgeçlerine bağlı olarak farklı çalışmalar sunmuştur (Frey, 1994; Tsividis, 1997; Punzenberger ve Enz, 1997; Kırçay ve ark., 2006).

Groza ve Farago (2018), biyomedikal uygulamaları için logaritmik ortam hücrelerini kullanarak oluşturulan bir akım modlu ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç önermiştir. Biyomedikal uygulamaları için 100 Hz'lik bir kesim frekansına sahip ikinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren süzgeç Rao ve Rekha (2019) ile

Patil ve ark. (2019) tarafından sunulmuştur. Soni ve ark. (2020), biyomedikal uygulamaları için OTA (Operational Transconductance Amplifier) kullanan 200 Hz kesim frekansına sahip düşük güçlü bir CMOS ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç önermiştir.

Zayıf evirtim bölgesinde çalışan MOSFET kullanılarak oluşturulan logaritmik ortam süzgeçlerinin en önemli dezavantajı, çalışma frekanslarının sınırlı oluşudur. Bu sebeple, integratörler ve süzgeçler Eskiyerli ve ark. (1996b) tarafından doyum bölgesindeki MOSFET'ler ile tasarlanmıştır. Bu devreler MOSFET'in translineer özelliğine ve kanal (drain) akımı ile kapı-kaynak (gate-source) gerilimi arasındaki karesel bağıntıya dayanmaktadır. Tasarım topolojisi göz önüne alındığında bu devreler karekök ortam devreleri olarak adlandırılır (Adalar ve ark, 2017; Kircay ve ark., 2018). Thanachayanont ve ark. (1996), bir CMOS osilatörünü, doyum bölgesindeki MOSFET'in karesel özelliğini kullanarak durum uzayı sentezi ile gerçekleştirmiştir. Mulder ve ark. (1997), sentez işlemindeki tanımlamaların akım modlu yapılması gerektiği sonucuna varmıştır.

Tsividis (1998), ELIN devreler sınıfında yer alan; karekök ortam süzgeçleri, logaritmik ortam süzgeçleri, doğrusal olmayan kondansatör devreleri ve doğrusal durum uzay devrelerini incelemiştir. ELIN devrelerinin sentezi için farklı sentez yöntemleri vardır: işaret akış diyagramı yöntemi, durum uzayı sentez yöntemi ve LC ladder benzetim sentez yöntemi bu yöntemlerden birkaçıdır (Psychalinos, 2007; Psychalinos ve Vlassis, 2002). Frey (1998), ELIN süzgeçler için durum uzayı sentez yöntemini ele almış ve süzgeçlerin sentezi ile analizi için bir yöntem önermiştir.

CMOS karekök ortam sentez yöntemi Eskiyerli ve Payne (2000) tarafından özetlenmiştir. Yeni akım modlu çarpıcı/bölücü ve geometrik ortalama blokları kullanılarak gerçek bir karekök ortam integratör yapılandırması Psychalinos ve Vlassis (2002) tarafından önerilmiştir. Lopez-Martin ve Carlosena (2002) ile Kumar ve Rao (2003), birinci dereceden karekök ortam süzgeçlerini; Yu ve ark. (2005a), Menekay ve ark. (2007) ile Psychalinos (2008), karekök ortam gerilim modlu süzgeçleri; Kırçay

ve ark. (2009) ile Kırçay ve Keserlioğlu (2009), karekök ortam akım modlu süzgeçleri sunmuştur.

Elektronik cihazlar için önemli olan verimlilik ve esneklik özelliklerine uygun sayısal olarak kontrol edilen bir alçak geçiren süzgeç devresi Elamien ve Mahmoud (2018) tarafından sunulmuştur. Bu çalışmada önerilen Gm-C filtresi biyomedikal uygulamaları için tasarlanmıştır. Biyomedikal sinyal işlemenin ön uçları için bir Butterworth Gm-C alçak geçiren süzgeç Machha Krishna ve Laxminidhi (2019) tarafından önerilmiştir. Biyomedikal sinyal edinim sistemleri için uygun bir alçak geçiren OTA-C süzgeç Alaybeyoglu ve Kuntman (2021) tarafından sunulmuştur. Ayrıca, literatürde biyomedikal mühendisliği için karekök ortamda süzgeç tasarımı ile ilgili bazı çalışmalar bulunmaktadır (Yu ve ark., 2009; Yu ve Lin, 2010). Bu çalışmalarda, yüksek frekanslarda çalışabilen düşük gerilimli/güçlü karekök ortam alçak geçiren süzgeç (Yu ve ark., 2009) ve bant geçiren süzgeç (Yu ve Lin, 2010) devreleri önerilmiştir.

ELIN süzgeçler sınıfında yer alan sinh ortam süzgeçlerinde ise zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET veya aktif bölgedeki BJT kullanılır (Frey, 1996; Tsividis, 1997; Lopez-Martin ve Carlosena, 1999; Mulder ve ark., 2000; Katsiamis ve Drakakis, 2005; Haddad ve Serdijn, 2006; Katsiamis ve ark., 2007; Glaros ve ark., 2008; Katsiamis ve ark., 2008; Kardoulaki ve ark., 2009; Pilavaki ve Psychalinos, 2011; Khanday ve Shah, 2013; Kafe ve Psychalinos, 2014; Kant ve ark., 2015; Kant ve ark., 2017; Khanday ve ark., 2020; Adalar ve Kircay, 2021). İlk olarak Frey (1993b), sinh ortam süzgeçlerini önermiştir. Bu çalışmada ESS (Exponential State Space) süzgeçleri denilen yeni bir analog süzgeç sınıfı önerilmiştir. Bu süzgeçler Frey (1993a)'daki logaritmik ortam süzgeçlerinin devamı niteliğini taşımaktadır. Bu çalışmada ESS süzgeç sınıfında yer alan logaritmik ortam süzgeçleri, tanh ortam süzgeçleri ve sinh ortam süzgeçleri üretilmiş ve devre uygulamaları önerilmiştir.

Mulder ve ark. (2000), dinamik translineer devrelere bir bakış sunmuştur. Bu çalışmada, dinamik ve statik translineer ilkeleri gözden geçirilerek analiz yöntemlerine genel bir bakış yapılmıştır. Ayrıca, Mulder ve ark. (2000) bu çalışmada, karekök

ortam, sinh ortam, tanh ortam ve logaritmik ortam süzgeçleri arasındaki benzerlikleri ve farklılıkları açıklamış ve birkaç sentez yöntemi sunmuştur.

Lopez-Martin ve Carlosena (1999), ilk olarak Frey tarafından 1993 yılında (Frey, 1993a) önerilen sinh ortam devrelerini incelemiştir. Bu çalışmada, sinh ortam devrelerini oluşturmak için genel bir sentez yöntemi sunmuş ve sunulan yöntemle oluşturulan ikinci dereceden sinh ortam süzgecini analiz etmişlerdir.

Tsividis, ESS süzgeç topolojisini ELIN sınıfının bir parçası olarak sınıflandırmıştır (Tsividis, 1997).

Katsiamis ve Drakakis (2005), sinh ortam süzgeçlerinin değerlendirmesini yapmıştır. Bu çalışmada, sinh ortamda ikinci dereceden bant geçiren ile alçak geçiren ve üçüncü dereceden alçak geçiren süzgeç devreleri 0.35 μm AMS (Austria Micro Systems) işlem parametreleri kullanılarak oluşturulmuştur. Bu süzgeçlerin doğrusallık, güç tüketimi ve ayarlanabilirlik benzetim sonuçları, biyomedikal uygulamaları için özel frekans aralığında (Hz-kHz) verilmiştir. Süzgeçlerin güç tüketiminin nW seviyelerinde olduğu gözlemlenmiştir.

Haddad ve Serdijn (2006), yeni bir sinh ortam AB-sınıfı ultra düşük güçlü kayıplı integratörünü sunmuştur. Sinh ortam kayıplı integratörünün tasarımı zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET'ler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. İlk olarak sinh ortam kayıplı integratörünün genel blok diyagramı sunulmuş, daha sonra sunulan sinh ortam integratörünün CMOS uygulaması verilmiştir. Ayrıca logaritmik ortam AB-sınıfı uygulamaları ile karşılaştırıldığında güç verimliliğinin çok iyi olduğu ve kalıp alanı tasarrufunda da dikkate değer fark sağlandığı gözlemlenmiştir.

Katsiamis ve ark. (2007), yeni bir AB-sınıfı, companding, akım modlu, sinh ortam kayıplı integratörü önermiştir. Haddad ve Serdijn (2006)'da sunulan sinh ortam kayıplı integratör devresi ile karşılaştırıldığında tek tip eleman kullanıldığı ve devre topolojisinin farklı olduğu görülmüştür. Katsiamis ve ark. (2007) tarafından önerilen

sinh ortam kayıplı integratörün dinamik giriş aralığı 120 dB'den büyüktür ve integratör 0.3 μW güç tüketimine sahiptir.

Glaros ve ark. (2008), pratik, yeni, AB-sınıfı, companding, düşük güçlü, harmonik ortalama yasasına dayanan sinh ortam integratörünü önermiştir. Tasarımda tek tip eleman kullanılmıştır. Bu çalışmada, daha önce Mulder (1998) tarafından sunulan bazı kavramlar yer almasına rağmen, ilk defa zayıf evirtim bölgesinde çalışan MOSFET'ler kullanılarak böyle bir devre gerçekleştirilmiştir. Dinamik giriş aralığı, kesim frekansının ayarlanabilirliği ve THD ile alakalı benzetim sonuçları sunulmuş ve aynı cihaz boyutları ve besleme koşulları altında Katsiamis ve ark. (2007) tarafından sunulan GML (Geometric Mean Law) sinh ortam integratörü ile bu çalışmadaki HML (Harmonic Mean Law) sinh ortam integratörünün bir karşılaştırması gerçekleştirilmiştir.

Sinh ortam integratörlerinden sonra sinh ortam CMOS, düşük güçlü, geniş dinamik aralıklı, companding süzgeçler Katsiamis ve ark. (2008) tarafından sentezlenmiş ve bu süzgeçlerin transistör düzeyinde uygulaması gerçekleştirilmiştir. Katsiamis ve ark. (2007) tarafından sunulan ve yüksek derecedeki süzgeç devreleri için temel yapı taşı olma potansiyeline sahip sinh ortam integratörü hakkında ayrıntılı teknik bilgiler verilmiştir. Sinh ortam integratörü ile logaritmik ortam AB-sınıfı integratörünün detaylı bir karşılaştırması da sunulmuştur. Bu çalışma, logaritmik ortam AB-sınıfı integratörüyle karşılaştırılabilir bir sinh ortam integratörünün ilk kez sunulması ile ESS alanının ilerlemesine fayda sağlamıştır.

Kardoulaki ve ark. (2009), sinh ortam AB-sınıfı CMOS üçüncü dereceden Bessel süzgeç devresi tasarlamış ve ayrıntılı benzetim sonuçlarını vermiştir. Ek olarak, sinh ortamdaki CMOS süzgeçlerinin düşük frekans uygulamalarına uygunluğuna dair araştırma da yapmıştır. İlk olarak, 8 Hz kesim frekansında üçüncü dereceden bir Bessel süzgeç, transistör seviyesi sentezi ile tasarlanmıştır. Daha sonra, 2.4 Hz kesim frekansında altıncı dereceden bir Bessel süzgeç, tasarımı yapılan üçüncü dereceden Bessel süzgeç kullanılarak tasarlanmıştır. Altıncı dereceden kesim frekansı 2.4 Hz olan Bessel süzgeç ile Solis-Bustos ve ark. (2000) tarafından tasarlanan süzgecin

karşılaştırması yapılmıştır. Altıncı dereceden kesim frekansı 2.4 Hz olan Bessel süzgecin, Solis-Bustos ve ark. (2000) tarafından tasarlanan süzgeç ile benzer dinamik aralık gösterdiği, fakat güç tüketiminin yaklaşık olarak on kat daha düşük olduğu görülmüştür.

Kasimis ve Psychalinos (2012a), sinh ortamda süzgeç tasarımı için yeni ve sistematik bir yöntem önermiştir. Sinh ortamda yüksek dereceli süzgeç tasarımını kolaylaştıran bu yöntemde, her bir doğrusal işlemin geleneksel işlevsel blok diyagramını, sinh ortamına karşılık gelen bir işlevsel bloğa dönüştürmek için uygun bir tamamlayıcı operatör kümesi kullanılır. Sinh ortam yapı blokları, uygun yapılandırılmış doğrusal olmayan transiletkenlerle sağlanmıştır. Bu çalışmanın katkısı, sinh ortamda yüksek dereceli süzgeç tasarımının sistematik bir şekilde kolaylaştırılmış olmasıdır. Sinh ortam üçüncü dereceden leapfrog süzgeç, sunulan operatör seti ile örnek devre olarak gerçekleştirilmiştir.

Kasimis ve Psychalinos (2012b), sinh ortam BiCMOS süzgeci eleman değiştirme tekniğine göre gerçekleştirmiştir. E+ hücre ve E- hücre olarak bilinen ve daha önce logaritmik ortamda süzgeç tasarlamak için kullanılan doğrusal olmayan dönüştürücü hücreler (Punzenberger ve Enz, 1997; Python ve Enz, 2001), farklı şekillerde birleştirilerek sinh hücre (S-hücre) ve cosh hücre (C-hücre) ile pasif prototip devrenin sinh ortam eşdeğerini elde etmek için sinh integratör, sinh toplama blokları ve yüzen kondansatör, topraklanmış kondansatör, yüzen bobin, topraklanmış bobin, topraklanmış direnç gibi pasif elemanların sinh ortam eşdeğerleri oluşturulmuştur. Süzgeçler, besleme gerilimi 1.2 V olan yeni doğrusal olmayan transiletkenler ile tasarlanmıştır. Tasarlanan sinh ortam süzgeçleri, OTA-C ve logaritmik ortam süzgeçleri ile kıyaslandığında sinh ortam süzgeçlerinin daha verimli olduğu gözlemlenmiştir. Karşılaştırma sonuçları, bu çalışmada önerilen sinh ortam bloklarının düşük gerilimli, yüksek performanslı analog işleme sistemlerinde daha verimli sonuçlar elde edeceğini göstermiştir.

Khanday ve Shah (2013), sinh ortamda düşük gerilimli ikinci dereceden evrensel süzgeç devresinin tasarımını gerçekleştirmiştir. Tasarlanan süzgecin kesim frekansı

elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Ayrıca süzgeç geniş dinamik aralık ve düşük güç tüketimi sağlamaktadır. Bu süzgecin sahip olduğu düşük güç ile kompaktlık özellikleri ve düşük kesim frekanslarında çalışma kabiliyeti, süzgecin biyomedikal uygulamaları için uygun olduğunu göstermektedir. Ek olarak süzgecin kalite faktörü ve kesim frekansı birbirinden bağımsız şekilde ayarlanabilmektedir, süzgeç tümleşik devre yapısına uygundur ve sadece birkaç transiletken hücre ile topraklanmış elemanlardan oluşturulmuştur. Süzgecin kesim frekansı EEG uygulaması için uygun olması amacıyla 13 Hz olarak seçilmiş ve benzetimi gerçekleştirilmiştir.

Demartinos ve ark. (2013), biyomedikal sinyal işlemede önemli bir yere sahip olan doğrusal olmayan enerji operatörünü (Nonlinear Energy Operator, NEO), companding tekniği ile logaritmik ortamda ve sinh ortamda tasarlamıştır. Logaritmik ortam ve sinh ortam topolojileri, doğrusal olmayan transiletken hücreler kullanılarak elde edilen farklılaştırıcı ve çarpıcı bloklarla gerçekleştirilmiştir. Önerilen topolojilerde, zayıf evirtim bölgesinde çalışan MOSFET'ler kullanıldığı için ultra düşük gerilimli çalışma kapasitesi sunulmaktadır. Logaritmik ortam ve sinh ortam topolojileri kıyaslandığında, sinh ortamdaki doğrusal olmayan enerji operatörünün logaritmik ortamdaki karşılığına göre daha fazla güç verimli olduğu gözlemlenmiştir.

Walia ve ark. (2007), bir sinh integratörü ve biyomedikal sinyallerin analog ön uç işlemesinde bulunan ve güç hattı parazitini (50 Hz/60 Hz) temizlemek için kullanılan sekizinci dereceden bant durduran süzgeci sinh ortamda tasarlamıştır. İlk olarak, sinh ortamda kayıplı integratörün sentezini gerçekleştirmiş ve yüksek geçiren, alçak geçiren ve tüm geçiren çıkışlarını veren birinci dereceden süzgecin uygulamasını göstermiştir. Daha sonra sinh integratör yongasından ölçümler almış ve sonuçları detaylı bir şekilde tartışmıştır. Son olarak, ölçüm sonuçlarını sunmuş ve önerilen diğer bant durduran süzgeç topolojileri ile kıyaslama yapmıştır.

Khanday ve ark. (2013) tarafından, EKG sinyal analizi için sinh ortamda ultra düşük güçlü/gerilimli dalgacık süzgeç tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu süzgecin; kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir, tasarımında direnç kullanılmamıştır ve biyomedikal uygulamaları için gereken düşük güç/gerilim altında

çalışma kabiliyetlerine sahiptir. Ek olarak, sinh ortam süzgeçlerinin sahip olduğu doğal AB-sınıfı yapısı sebebiyle güç tasarrufu sağlamaktadır. EKG sinyalindeki gürültülerin temizlenmesinde dalgacık dönüşümünün başarılı bir yöntem olmasından dolayı dalgacık süzgeci tasarlanmasına karar verilmiştir. Literatürdeki eşdeğerleri ile karşılaştırma yapılmış ve eşdeğerlerine göre güç verimliliği ve düşük güç tüketimi üstünlüklerine sahip olduğu görülmüştür. Bu üstünlüklerinden dolayı, analog biyomedikal sinyal işleme sistemlerinde kullanılmasının uygun olabileceği ifade edilmiştir.

Bir EKG sinyalinde;

- Elektrotlardaki ofset gerilimlerinin, vücut hareketinin ve solunumun neden olduğu taban çizgisi dolaşımı,
- Şebeke gürültüsü (50 Hz/60 Hz)
- Genellikle elektrocerrahi ünitesinin (ElectroSurgical Unit, ESU) yüksek frekans çıkışından kaynaklanan elektromanyetik girişim

ana gürültü bileşenleri olarak sıralanabilir. EKG sinyal toplama sisteminde;

- 50 mHz kesim frekansında yüksek geçiren bir süzgeç (Taban çizgisi dolaşımı gidermek ve S-T segmentini yakalamak için),
- 50 Hz/60 Hz kesim frekansında bir bant durduran süzgeç (Şebeke gürültüsünü en aza indirmek için),
- 100 Hz kesim frekansında alçak geçiren bir süzgeç (Elektromanyetik girişimi (ElectroMagnetic Interference, EMI) en aza indirmek ve Q-R-S aralıklarını korumak için)

kullanılmalıdır (Kafe ve ark., 2014). Bu amaçlarla Kafe ve ark. (2014), kesim frekansı 50 mHz olan yüksek geçiren süzgeç, kesim frekansı 50 Hz/60 Hz olan bant durduran süzgeç ve kesim frekansı 100 Hz olan alçak geçiren süzgeç içeren bir EKG sinyal edinim sistemini sinh ortamda gerçekleştirmiştir. Tasarlanan yüksek geçiren süzgeç, 10 mHz-50 mHz aralığında oldukça düşük kesim frekanslarını gerçekleştirme üstünlüğüne sahiptir. Tasarlanan bant durduran süzgeç, güç verimli tasarım sunmaktadır.

EKG sinyali P, Q, R, S ve T dalgalarını içerir. T dalgası, kalbinde fonksiyon bozukluğu olan hastaların teşhis, izlenme ve takibi için temel bilgiler barındırır. T dalgasının algılanması amacıyla, 2.4 Hz kesim frekansında bir alçak geçiren süzgeç gerçekleştirilmesi gerekmektedir. 2014 yılında Bertias ve Psychalinos, altıncı dereceden alçak geçiren süzgeç topolojisini gerçekleştirmiştir (Bertias ve Psychalinos, 2014). Sistem davranışının değerlendirilmesi yapay bir EKG sinyali ile gerçekleştirilmiştir. Süzgeç işlemi sonucunda oluşan sinyalin, olması gereken teorik sinyale çok yakın olduğu gözlemlenmiştir.

Tsirimokou ve Psychalinos (2014), yeni kesirli dereceli integratör ve farklılaştırıcı topolojileri önermiştir. Topolojiler sinh ortamda gerçekleştirildiğinden dolayı direnç kullanılmamıştır, 0.5 V besleme gerilimde çalışılmaktadır ve kesim frekansı harici akım kaynakları ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Uygulama örneği olarak sunulan sinh ortam zincirinde geleneksel farklılaştırıcı yerine kesirli dereceli farklılaştırıcı kullanılmıştır. Benzetim sonuçlarına göre, gürültülü EKG sinyallerinin işlenmesinde, kesirli dereceli topolojinin tam sayı dereceli eşdeğerine göre daha verimli bir blok olduğu gözlemlenmiştir. Bu nedenle ultra düşük gerilimli yüksek performanslı biyomedikal sistemlerin gerçekleştirilmesinde kesirli dereceli topolojinin ideal olacağı ifade edilmiştir.

EEG sinyali alfa, beta, gama ve teta dalgalarından oluşmaktadır. Kafe ve Psychalinos (2014), dördüncü dereceden bir bant geçiren süzgeci bu dalgaları çıkarmak için sinh ortamda gerçekleştirmiştir. Sinh ortamda gerçekleştirilen bu

süzgecin sahip olduğu ultra düşük güç tüketimi, düşük güçlü yüksek performanslı biyomedikal sistemlerin gerçekleştirilmesinde cazip aday olabileceğini göstermiştir.

Birinci dereceden sinh ortam tüm geçiren süzgeç topolojisi Psychalinos ve ark. (2015) tarafından tanıtılmıştır. AB-sınıfı bir akım aynasından ve uygun şekilde yapılandırılmış doğrusal olmayan transiletken hücrelerden oluşturulmuştur. Sinh ortam süzgeçlerinin doğal AB-sınıfı yapısı nedeniyle, önerilen topoloji, akımları DC öngerilim akım seviyesinden daha yüksek seviyelerde işleme yeteneği sunmaktadır. Ayrıca, kesim frekansının elektronik olarak ayarlanması ve düşük gerilimli bir ortamda çalışma yeteneği gibi companding süzgeçlerinin iyi bilinen özelliklerine sahiptir. Ayrıca dört fazlı sinüzoidal osilatör tasarım örneği olarak verilmiştir. Önerilen topolojinin davranışı değerlendirilmiş ve en önemli performans faktörlerinin dikkate alındığı diğer bilinen eşdeğerleriyle karşılaştırılmıştır. Sağlanan karşılaştırma sonuçları, önerilen süzgecin, karşılık gelen AB-sınıfı logaritmik ortam ve OTA-C süzgeç karşılıklarına kıyasla güç açısından daha verimli olduğunu göstermektedir. Bu nedenle, yüksek performanslı analog sinyal işleme sistemlerinin gerçekleştirilmesinde istihdam için çekici bir aday olarak düşünülebilir.

Son zamanlarda, monoton olmayan Liao'nun aktivasyon fonksiyonunu kullanan nöron modelinin kaotik davranışı açıklanmış ve işlemsel yükselteç kullanan tasarımı sunulmuştur. Sunulan tasarım yüksek gerilimli bir tasarımdır ve hem pasif dirençler hem de bobinler kullanıldığı için entegre edilememektedir. Ayrıca, bileşenlerin çoğu, entegre bir çip üzerinde tasarlanması zor olan yüzer tiptedir. Ayrıca sadece tamsayı sıralı tasarım ele alınmıştır. Kant ve ark. (2017), nöron modelinin ultra düşük gerilimli sinh ortam uygulamasını tanıtmıştır. Ayrıca ilk kez modelin kesirli dereceli uygulaması da sunulmuştur. Tasarımın sunduğu üstünlükler: (a) düşük gerilim uygulaması, (b) entegre edilebilir tasarım, (c) direnç ve bobinsiz tasarım, (d) yalnızca topraklanmış bileşenler kullanılması ve (e) sinh ortam tekniğinin doğal AB-sınıfı doğası nedeniyle düşük güç tasarımı olarak sıralanabilir.

Tamsayı ve kesirli dereceli FitzHugh–Nagumo (FHN) nöron modelinin düşük gerilimli düşük güçlü sinh ortam uygulamaları Khanday ve ark. (2019) tarafından

tanıtılmıştır. Ayrıca kesirli derecelerin nöronun dış uyarma akımı ve dinamiği üzerindeki etkisi de bu çalışmada incelenmiştir. FHN nöron modelinin önerilen sinh ortam tasarımları şu üstünlüklere sahiptir: düşük gerilimli çalışma; dirençsiz tasarım ve yalnızca topraklanmış bileşenlerin kullanılması nedeniyle bütünleştirilebilirlik; performans parametrelerinin elektronik olarak ayarlanabilirliği; sinh ortam tekniğinin doğal özelliklerinden dolayı düşük güç uygulaması. Ayrıca önerilen kesirli dereceli FHN nöron modelinin çalışmasını deneysel olarak doğrulamak için modelin Alan Programlanabilir Analog Dizi (Field-Programmable Analog Array, FPAA) uygulaması sunulmuş ve modelin düzgün işleyişi doğrulanmıştır. Bu çalışmanın, kesirli dereceli FHN nöron modelinin elektronik olarak gerçekleştirilmesini tanımlayan ilk çalışma olduğu ifade edilmiştir. Ayrıca, herhangi bir kesirli dereceli nöron modelinin FPAA uygulaması ilk kez sunulmuştur.

Adalar ve Kircay (2021), biyomedikal uygulamaları için sinh ortamda düşük güçlü/gerilimli, akım modlu ikinci dereceden Butterworth yüksek geçiren süzgeç tasarımını önermiştir. Sinh ortam süzgeçlerinin sahip olduğu, yongasız kapasitörlere ihtiyaç duymadan frekans tepkisini elektronik olarak ayarlama, yonga üzerinde tam entegrasyon sağlama, düşük güç tüketimi sağlama ve yüksek dinamik aralık sunma gibi üstünlükler nedeniyle biyomedikal uygulamaları için faydalı olacağı ifade edilmiştir. Önerilen süzgeç topolojisi, EKG, EEG ve EMG gibi biyomedikal sinyallerin düşük frekanslı girişimlerini ortadan kaldırmak için uygundur. Bu süzgecin gerçekleştirilmesinde pasif elemanların sinh ortam hücreleri ile benzetim yöntemi kullanılmıştır. 0.5 V güç kaynağı ile 0.05 Hz-20 Hz çalışma frekansı aralığında önerilen yüksek geçiren süzgeç, dinamik aralığı 60 dB'yi aşarken 12.5 nW güç tüketimi göstermektedir. Ayrıca önerilen topolojide herhangi bir direnç kullanılmamıştır. Bu çalışma ile sinh ortamda farklı bir yöntem kullanılarak birinci dereceden yüksek geçiren süzgecin performans özelliklerine yakın olan biyomedikal uygulamaları için ikinci dereceden bir yüksek geçiren süzgeç tasarlamanın mümkün olduğu ortaya konulmuştur.

3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1. Materyal

3.1.1. Biyomedikal sinyaller

Biyosinyaller, ilgilenilen farklı fiziksel değişkenleri temsil etmek için insan vücudundaki organlardan elde edilen elektrik ve mekanik sinyalleri temsil eden biyomedikal sinyallerdir. Sinyaller zaman fonksiyonları olarak var olurlar ve genlikleri, frekansları ve fazları açısından tanımlanabilirler. Bu karmaşık biyosinyaller genellikle, üretilen mikro bilgilerin veya daha azının farklı vücut kısımlarından işlenmek üzere beyne iletilmesi, gönderilmesi ve alınmasından sorumlu olan sinir sistemi tarafından kontrol edilir. Biyomedikal sinyaller üreten birçok organdan birkaçı aşağıdakileri içerir (Sunday ve ark., 2018):

- Elektrokardiyogramı (EKG) oluşturan kalp;
- Elektroensefalogram (EEG) üreten beyin;
- Elektromiyogram (EMG) üreten kasların aktivitesi;
- Elektrookülogramı (EOG) oluşturan gözlerin hareketi;
- Elektroretinogram (ERG) üreten retina.

Bu fizyolojik sinyaller arasında EKG, EEG ve EMG izlenmesi gereken en önemlileridir; çünkü vücut tarafından üretilen çeşitli elektrik sinyallerinin detaylı ölçümü ve analizi, organların normal veya patolojik fonksiyonları hakkında hayati tıbbi tahminler sağlayabilir. Anormal kalp atışları elektrokardiyografi ile kolayca teşhis edilebilir. Elektroensefalogram sinyalleri, hastalarda epileptik nöbet olaylarını tespit etmek için Nörologlar tarafından yorumlanır. Kas aktivitelerinden gelen

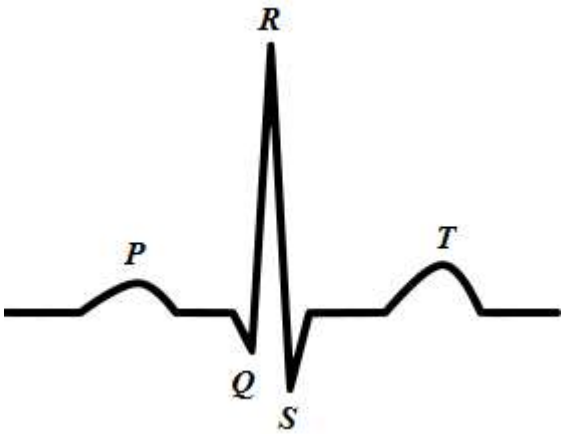
sinyaller, elektromiyografi yoluyla nöromüsküler bozuklukların değerlendirilmesinde yardımcı olabilir. Biyomedikal sinyallerin analizinde gerekli olan işlemler çoğunlukla; sinyal alımı, sinyal şartlandırma, teşhis açısından önemli olan sinyal parametrelerinin hesaplanması ve edinilen sinyallerin yorumlanması veya sınıflandırılması olmak üzere en az dört aşamadan oluşur (Sunday ve ark., 2018).

3.1.2. Biyomedikal sinyallerin sınıflandırılması

EKG, EEG, EMG ve çeşitli duyusal uyarılmış potansiyeller biyomedikal sinyallerin birkaç örneğidir. Bu sinyaller sadece klinik uygulamada değil, araştırma alanında da kullanılan tipik ölçüm sinyalleridir. Bu sinyaller, özel enstrümantasyon veya cihaz kullanılarak sırasıyla kalp, beyin ve kas potansiyellerinin elektriksel aktivitesi izlenebilir ve kaydedilebilir.

3.1.2.1. Elektrokardiyogram (EKG)

Kalbin işleyişi ile ilgili elektriksel aktivitenin kaydı, EKG olarak bilinir. EKG işaretlerinin frekansları 0.05 Hz ile 100 Hz arasında olup, genlikleri en çok 2 mV'tur. Şekil 3.1. normal EKG işaretinin kalbin dinlenme halindeki taban seviyesi üzerinde sıralanan P-Q-R-S-T olarak adlandırılan dalgalarını göstermektedir (Madona ve ark., 2021).



Şekil 3.1. EKG işaretinin bölümleri (Madona ve ark., 2021).

Kalp hastalığı, dünyadaki çoğu ülkede başlıca ölüm nedeni olarak tanımlandığından, her zaman araştırmaların odak noktasında olmuştur. EKG'nin arkasındaki ilke, kalbi bir elektrik jeneratörü olarak kabul etmek ve yüzey elektrotları aracılığıyla karmaşık biyokimyasal işlemlerden kaynaklanan elektrik potansiyellerini ölçmektir. Bir EKG ölçümü için gereken elektrotların konumu ve sayısı, ölçüm türüne göre belirlenir.

EKG işaretinin kaydı esnasında, çeşitli etkilerden dolayı kaynağı bilinen ya da bilinmeyen gürültü girişimleri meydana gelmektedir. RF (Radio Frequency) işaretleri, AC güç kaynakları, kalp pilleri, fizyolojik kökenli işaretler ve elektrotta temas problemi oluşması veya hastanın istemli ya da istemsiz hareket etmesi nedeniyle birçok çevresel etmenin EKG işareti üzerinde etkisi olmaktadır. Bu gürültüler, EKG ile aynı morfolojik şekle sahip olmanın yanı sıra frekans alanındaki EKG'yi de etkileyebilir. EKG sinyalini etkileyen gürültüler aşağıda sıralanmıştır (Maggio ve ark., 2012):

- Güç hattı paraziti, 50 Hz/60 Hz şebeke frekansı kaynaklı gürültülerdir.

- Taban çizgisi kayması bozukluğu, elektrottan cilt empedansına olan değişikliklerden veya hastanın hareketleri veya solunum hareketinden kaynaklanan düşük frekanslı gürültülerdir.

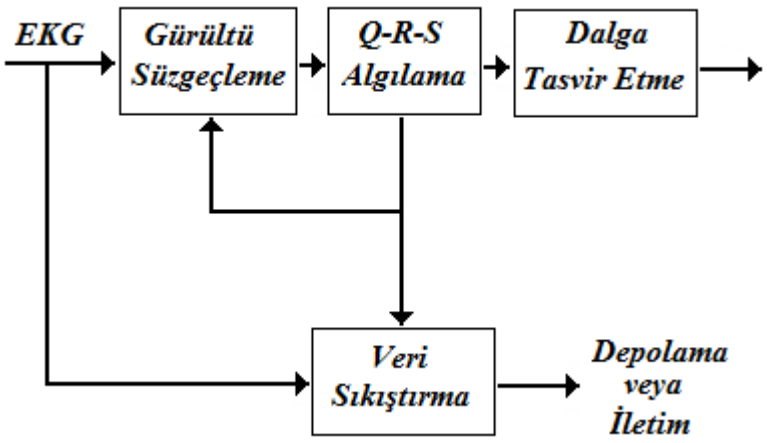
- EMG gürültüsü, kalbin etrafındaki kaslardan üretilen yüzey biyopotansiyel sinyalleridir. Bu sinyaller kaydedilen EKG'ye müdahale eder ve şeklini maskeleyebilir veya değiştirebilir. 100 Hz üstü yüksek frekanslı gürültülerdir.

- Temas gürültüsü, vücut yüzeyi ile elektrot arasındaki temas kaybının neden olduğu EKG sinyal genliğinde beklenmedik bir değişikliktir.

Kardiyak kökenli olmayan atım morfolojisindeki değişiklikleri en aza indirmek için taban çizgisi kaymasının kaldırılması gerekir. Bu, özellikle düşük frekanslı S-T segmentindeki ince değişiklikler iskemi tanısı için analiz edildiğinde önemlidir. Temel

gezinmenin frekans içeriği genellikle 0.05 Hz'nin altındaki aralıktadır. Bununla birlikte, bir stres testinin sonraki aşamaları sırasında vücudun artan hareketi, taban çizgisi gezinmesinin frekans içeriğini daha da artırır. Oturma düzeni altında stres testinin yapıldığı durumlarda bile, taban çizgisi kayması kolların hareketi ile ilgilidir ve EKG sinyalini ciddi şekilde bozabilir. Temel sapmanın ortadan kaldırılması için doğrusal zamanla değişmeyen bir yüksek geçiren süzgecin tasarımı, süzgeç kesim frekansı seçimi ve faz tepkisi karakteristiği olan birkaç hususu içerir.

Bir güç hattının neden olduğu elektromanyetik alanlar, EKG'de 50 Hz/60 Hz sinüzoidal girişim ile karakterize edilen ve muhtemelen bir takım harmoniklerin eşlik ettiği ortak bir gürültü kaynağını temsil eder. Bu tür dar bant gürültü, EKG'nin analizini ve yorumlanmasını zorlaştırır. Güç hattı girişiminin etkisini ortadan kaldırmak için, örneğin elektrotları uygun şekilde ekranlayarak ve topraklayarak çeşitli önlemler alınabilse de, bunu ortadan kaldırmak için hemen hemen her zaman sinyal işleme gerekir. Temel EKG sinyal işlemenin blok diyagramı Şekil 3.2.'de verilmiştir.



Şekil 3.2. Temel EKG sinyal işlemenin blok şeması (Webster, 2009)

3.1.2.2. Elektroensefalogram (EEG)

İnsan beyni her zaman aktiftir. Beyin vücudun farklı aktivitelerini kontrol eder. Nöronlarda üretilen elektrik sinyalleri gözlemlenerek beyin fonksiyonları izlenebilir.

Bu sinyale EEG sinyali denir. Sinyal elektrotlar kullanılarak çıkarılabilir ve bir voltmetre, osiloskop veya bir bilgisayar ekranında görüntülenebilir.

EEG sinyalleri, beyin araştırmaları, klinik beyin bozuklukları dışında, EEG sinyallerinin saptanması ve çıkarılması yoluyla, merkezi sinir sisteminde bulunan ve zengin beyin aktivite bilgisine sahip olan beyin siniri elektriksel aktivitesi tarafından anlık olarak üretilir. Yüksek kaliteli EEG işaretleri, klinik veri teşhisi ve invaziv olmayan teşhis yöntemleri olarak da sağlanabilir. Beyin bilişsel araştırma ve geliştirmede ensefalopatinin klinik tanı ve tedavisinde son derece hayati öneme sahiptir, ama aynı zamanda bir uyku nicel izleme olarak da kullanılabilir.

EEG sinyalleri geniş bir frekans bandına (0.5 Hz-100 Hz) sahiptir ancak klinik ve fizyolojik bilgiler 0.5 Hz ile 40 Hz arasında yoğunlaşmıştır. Şekil 3.3.'te görüldüğü gibi bu frekans bandı tipik olarak beş kısma ayrılır (Yazgan ve Korükek, 1996):

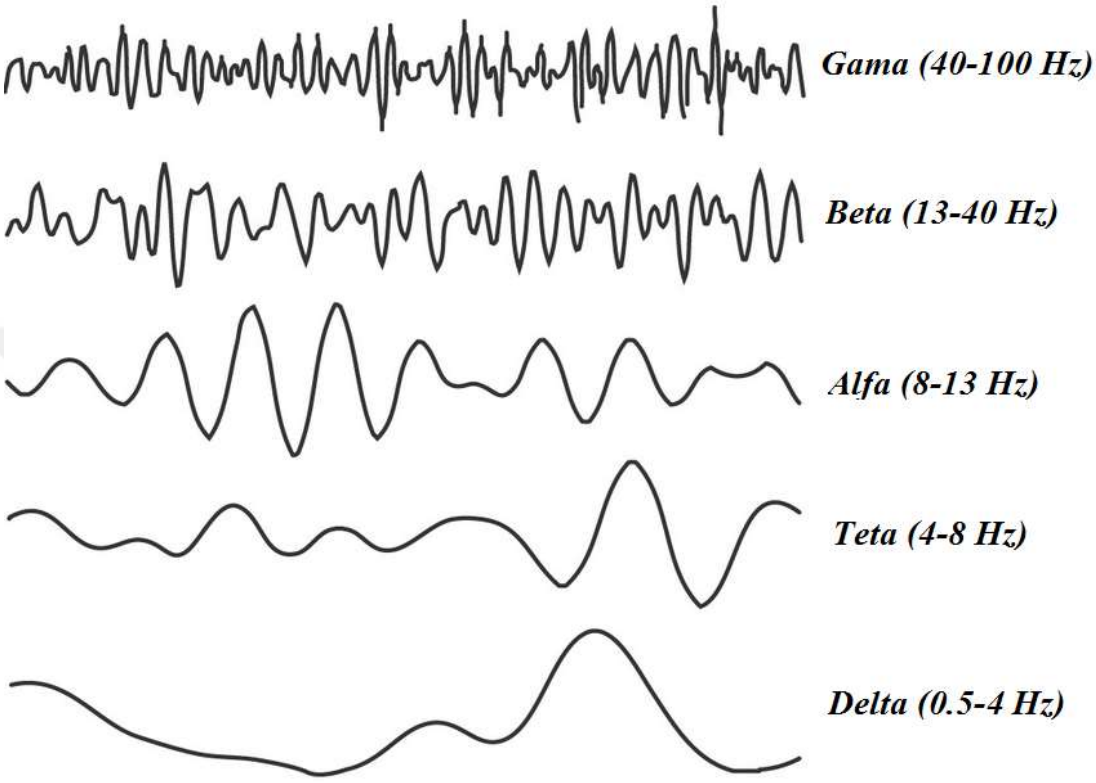
- Delta (δ) Dalgalar (0.5 Hz-4 Hz arasındaki frekanslar ve 20 μV -400 μV arasında değişen genlikler): Derin uyku ve genel anestezi gibi beynin çok düşük aktiviteli olduğu durumlarda karşımıza çıkar.

- Teta (θ) Dalgaları (4 Hz-8 Hz arasındaki frekanslar ve 5 μV -100 μV arasındaki genlikler): Normal bireylerde beynin düşük aktiviteli olduğu durumlarda rüya uykusu, anestezinin orta derinliği ve stres olarak görülür.

- Alfa (α) Dalgaları (8 Hz-13 Hz arasındaki frekanslar ve 2 μV-10 μV arasındaki genlikler): Uyanık, bedenen ve ruhen tam hareketsiz, dış uyaran almayan ve gözleri kapalı bireylerde görülür.

- Beta (β) Dalgaları (13 Hz-40 Hz arasındaki frekanslar ve 1 μV-5 μV arasındaki genlikler): Aktif düşünme, ilgilenme, konsantre olma ve günlük sorunları çözmede ortaya çıkar.

- Gama(ɣ) Dalgaları (40 Hz-100 Hz arasındaki frekanslar ve 0.2 µV-2 µV arasında değişen genlikler): Beynin belirli motor fonksiyonları sırasında karşılaşılır.



Şekil 3.3. EEG sinyalinin farklı frekans bantlarına ayrıştırılması (Yazgan ve Korükek, 1996)

EEG sinyallerinin elde edilmesi sırasında vücutta veya vücudun dışındaki farklı kaynaklarda oluşan girişimler sinyallerde bozulmalar oluşturur. İç dokulardan veya vücuttan kaynaklanan bu gürültü yüzey boyunca meydana gelen değişimlerden etkilenir. Bu gürültü sinyalleri; göz hareketlerine bağlı olarak gerçekleşen gürültü sinyali, kas hareketlerine bağlı olarak gerçekleşen gürültü sinyali ve kalp kası hareketine bağlı olarak gerçekleşen gürültü sinyali olarak sıralanabilir. Sinyallerde bozulma meydana getiren bu tür sinyallerin frekansları genellikle 100 Hz değerinden büyüktür. Çevredeki makinelerin neden olduğu sinyaller yani elektriksel cihazlardan oluşan DC offsetlerin meydana getirdiği çevresel etkenler ise 0.1 Hz gibi düşük frekanslarda görülmektedir. Bu girişimlere ek olarak 50 Hz/60 Hz'de şebeke kaynağının sebep olduğu gürültülerde eklenebilir (Şahin, 2015).

Gürültü kaynakları ayrıca EEG tarafından yakalanan salınımlı frekanslar olarak da kendini gösterir. Özellikle düşük frekanslı gürültü, başın ve elektrot tellerinin hareketi, saçlı derideki terleme gibi kaynaklardan gelir. Düşük frekanslı gürültü, EEG sinyalinde birkaç saniye içinde yavaş kaymalar olarak görünür. Buna karşılık, yüksek frekanslı gürültü, elektromanyetik parazit ve kas kasılmaları (özellikle yüz ve boyun kasları) gibi kaynaklardan gelir.

Yüksek ve düşük frekanslı gürültü kaynaklarının frekansı, ilgilenilen 0.5 Hz-40 Hz EEG bandı ile örtüşebilir, ancak genel olarak bunlar insan EEG'sinden sırasıyla daha düşük ve daha yüksek olma eğilimindedir. Bu, deneysel ilgi aralığının üstündeki ve altındaki frekanslarda sinyalin gücünü azaltarak, ilgilenilen sinyaller üzerinde minimum etki ile gürültünün azaltabileceği anlamına gelir. Bu işleme süzgeçleme denir. Süzgeçleme işleminin incelenmek istenen sinyalin öznitelikleri bozulmadan yapılması için frekans seçici süzgeçler kullanılılır. Frekans seçici süzgeçler; yüksek geçiren, alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçler olarak ayrılırlar (Arman ve ark., 2012).

Süzgeçleme tipik olarak EEG sinyalinde iki noktada gerçekleşir: ilki verilerin kaydedildiği zamanda ve ikincisi ön işleme sırasında olur. EEG verileri toplandığında, EEG yükselticisi en azından belirli bir eşiğin üzerindeki frekansları kesen bir süzgece sahip olacaktır. Buna alçak geçiren süzgeç kesmesi denir, çünkü süzgeç alçak frekansları "geçer", ancak daha yüksek frekansları zayıflatır (azaltır) (Bascil ve ark., 2014).

Elektrofizyolojik sinyaller genellikle kayıt devreleriyle elektriksel veya manyetik olarak birleştirilmiş güç hattı gürültüsü (50 Hz/60 Hz) ile boğuşur. Bu tür gürültü, dikkatli ekipman tasarımı ve koruma ile kaynağında en iyi şekilde ortadan kaldırılsa da, bu her zaman başarılı değildir ve halihazırda toplanmış veriler için de geçerli değildir. Bant durduran süzgeç genellikle bu tür güç hattı gürültüsünü azaltmak için kullanılır.

Beyin aktivitesini alfa, beta, teta vb. gibi isimlerle frekans bantlarından geldiği şeklinde yorumlamak geleneksel hale gelmiştir ve veri analizi genellikle belirli bantları izole etmek için bir veya daha fazla bant geçiren süzgecin uygulanmasını içerir (Kafe ve Psychalinos, 2014).

3.1.2.3. Elektromiyogram (EMG)

EMG kasların kasılması sonucu açığa çıkan elektriksel işaret eğrileridir. Bu sinyallerin genlikleri 50 uV–5 mV arasındadır. Frekansları, iğne elektrot ile yapılan ölçümlerde 10 kHz' e kadar çıkabilir. Yüzey elektrotlarla yapılan ölçümlerde ise frekansı 500 Hz'in altında olan işaretler görüntülenebilir.

EMG sinyalleri klinikte sinir kas karakteristiklerinin çıkarılmasında, sinir iletimindeki zayıflamaların teşhisinde, kasın kasılma zamanının ve kas tarafından uygulanan kuvvetin ölçülmesinde, kas hasarlarının teşhisinde kullanılmaktadır. Elektromiyografik sinyaller, rehabilitasyonda bir kontrol sinyali ve sağlık hizmetlerinde bir teşhis aracı olarak yaygın olarak kullanılmaktadır. Sinyal yükseltmesi ve süzgeçleme, yüzey EMG sinyal işleme ve uygulama sistemlerinde ilk adımdır. Yükselticilerin ve süzgeçlerin özellikleri, EMG sinyallerinin kalitesini belirler.

EMG sinyali oldukça zayıftır ve istenmeyen gürültüler içermektedir. Herhangi bir sağlık hizmeti uygulaması için kullanmadan önce dikkatli bir şekilde işlenmelidir. Sinyal yükseltmesi ve süzgeçleme, EMG pratik uygulama sistemlerinde kritik bir rol oynamaktadır. Gürültü bileşenleri en aza indirilirken fizyolojik EMG sinyallerinden mümkün olduğunca fazla bilgi kalması beklenmektedir. Yükseltme ve süzgeçleme işleminin iki ana işlevi, sinyal-gürültü oranının maksimize edilmesi ve sinyalin bozulmasının minimize edilmesidir.

EMG sinyalleri farklı dokularda hareket ederken gürültü ekleyerek hareket eder. Bu nedenle, elektriksel gürültünün nedenini bilmek önemlidir. EMG sinyalini etkileyecek elektriksel gürültüler aşağıdaki tiplere ayrılabilir (Özalp, 2020):

- Elektronik cihazlardan gelen gürültü: Tüm elektronik cihazlar gürültü üretir. Bu gürültü ortadan kaldırılamaz, ancak yüksek kaliteli bileşenler kullanılarak azaltılabilir.

- Ortam gürültüsü: İnsan vücudu sürekli elektromanyetik radyasyon altında olduğu için bu radyasyon vücutta bir gürültü kaynağı oluşturur. Ortam gürültüsü, EMG sinyalinin boyutunun 1-3 katı bir genliğe sahip olabilir.

- Harekete bağlı artefakt: Hareketten kaynaklanan artefaktlar verilerde düzensizliğe neden olur. Elektrot yüzeyi ve elektrot kablosu nedeniyle hareket artefaktı oluşur. Bu artefakt, sistemin düzgün tasarımı ile azaltılabilir.

Yüzey EMG'leri, 5 Hz ila 500 Hz frekans aralığındadır. Yüzey EMG'lerinden gürültüyü gidermek için EMG sinyaline 5 Hz yüksek geçiren süzgeç, 500 Hz alçak geçiren süzgeç ve 50 Hz/60 Hz bant durduran süzgeç kullanılmaktadır.

3.1.3. Biyomedikal sinyallerin analog ön işlemesi

Genel bir edinim sisteminde, genellikle birkaç fiziksel büyüklük ölçülür. Elektromanyetik niceliklerin yanı sıra mekanik, kimyasal, basınç, sıcaklık vb.'yi de içerirler. Elektrik sinyalleri sensörler (esas olarak elektrotlar) tarafından algılanırken, elektriksel olmayan büyüklükler ilk önce dönüştürücüler tarafından işlenebilen, iletilebilen ve depolanabilen elektrik sinyallerine dönüştürülür. Tüm sensörlerin iletilen düşük seviyeli sinyaller ve gürültü olmak üzere iki ortak karakteristiği vardır. Bu nedenle, bazı istenmeyen gürültüleri temizlemek ve sistem dinamik aralığını artırmak için sinyali yükseltmek ve süzgeçlemek için genellikle bir analog ön işleme bloğu gerekir. Analog süzgeçleme bloğu, en azından ilgilenilen frekanslarda, çok yüksek performanslı devreler ve doğrusal faz frekans tepkisi ile tasarlanmalıdır. Devre tasarımı ve özellikle süzgeç tasarımı, boyut, güç tüketimi ve gerçekleştirdikleri ölçüm veya işlevin doğruluğu aracılığıyla sistemlerin esnekliğinin kapsamıyla doğrudan bağlantılıdır.

Fizyolojik ölçümlerde ölçülen, genellikle bir organ veya sistem tarafından üretilen, bir doku örneğinden türetilen veya ilgili bazı fiziksel özelliklerden detaylandırılan bir sinyal veya niceliktir. Sıcaklık, kan basıncı, solunum hızı ve kalp hızı ölçümleri genellikle yaşamsal belirtiler olarak adlandırılır. Ayrıca, EKG, EEG ve EMG gibi sinyaller, implantlarda, beyin makine arayüzlerinde kontrol sinyalleri olarak veya işlevsiz bir organı (implantlar/protezler) izlemek ve tedavi etmek veya geliştirmek olduğu kadar hayvan ve insan çalışmaları için büyük öneme sahip biyolojik sinyallerdir. Bu sinyallerin genlik aralığı ve frekans içerikleri, kayıt ve işleme için bir cihazın tasarım özelliklerini etkileyen başlıca faktörlerdir. İşlemcinin girişi olması beklenen genlik aralığı, sinyal işlemcisinin gerekli dinamik aralığını belirleyen şeydir ve sırasıyla a) sinyalin tipine ve sinyallerin alındığı kişinin kendisine b) sensör tipine (elektrot) bağlıdır. Çoğu fizyolojik değişken çok yavaş değişir, µV-mV aralığında genliğe sahiptir ve tipik olarak ortam ve üretilen gürültüden, sıcaklık, nem ve pH gibi diğer değişkenlere bağımlılıktan, elektromanyetik girişimden veya duygusal veya fiziksel uyarılmanın neden olduğu bozulmalardan etkilenir (Webster, 2009).

Biyomedikal sinyal alımının bir parçası olarak analog süzgeçlerin tipik uygulamaları; yüksek geçiren, alçak geçiren ve bant durduran süzgeçleri içerir. Yüksek geçiren süzgeçler genellikle DC ofset eliminasyonu için kullanılır. Örneğin, 0.5 Hz'de yüksek geçiren süzgeçleme, cilt hidrasyon kaymalarıyla ilişkili elektrot potansiyellerinden yavaş taban çizgisi kaymasını reddetmeye yardımcı olur. Alçak geçiren süzgeçler tipik olarak artefaktların giderilmesi için kullanılır. Örneğin, gerçek zamanlı miyoelektrik protez kontrolünde EKG artefaktları EMG kayıtlarından çıkarılmalıdır. Ayrıca kas kullanımına neden olan herhangi bir hareket, EKG sinyaline müdahale eden ve genellikle alçak geçiren bir süzgeç tarafından kaldırılan gürültü üretir. Alçak geçiren süzgeçlerin diğer kullanımı, analogdan sayısala dönüştürücüden sonra kenar yumuşatma için kullanılırken, bant durduran süzgeçleri genellikle 50 Hz/60 Hz'lik güç hattı parazitini ortadan kaldırmak için kullanılır.

Seçilen uygulama tarafından karşılanması gereken genel özellikler şu şekilde özetlenebilir: düşük gürültü, yüksek dinamik aralık, küçük kalıp alanı, düşük güç tüketimi ve elektronik ayarlanabilirliktir.

3.1.4. Sinh ortamda süzgeç tasarımı

Sinh ortamda süzgeç tasarımı, sürekli-zamanlı akım modlu AB-sınıfı analog süzgeçleri gerçekleştirmek için kullanılan bir yöntemdir. Sinh ortamda süzgeç tasarımı companding tekniğini kullanmaktadır. Bu tekniğe göre, ilk olarak giriş akımının ters sinh fonksiyonu ile sıkıştırılmış gerilime dönüştürülmesi işlemi gerçekleştirilir. Böylelikle, giriş akımının hem negatif hem de pozitif değerleri için daha iyi bir sıkıştırma elde edilmiş olur. Ayrıca, giriş akımı eşzamanlı olarak iki pozitif bileşene bölündüğünden, AB-sınıfı çalışma sağlanmış olur. Sıkıştırma işleminden sonra sıkıştırılmış gerilimin sinh ortamda işlenmesi ve üretilen çıkış geriliminin genişletilerek eş zamanlı olarak doğrusal bir akıma dönüştürülme işlemi gerçekleştirilir. Sinh ortam süzgeçleri doğal AB-sınıfı yapısında olduğundan logaritmik ortam süzgeçleri ile kıyaslandığında, belirli bir besleme seviyesinde daha geniş dinamik aralık sunarlar.

Sinh ortam süzgeç tasarımında kullanılan temel bloklar; sinh operatörü, $sinh^{-1}$ operatörü, kayıplı integratör, kayıpsız integratör, cebirsel toplama bloğu, cebirsel çıkarma bloğu ve doğrusal olmayan sinh-cosh transiletken hücrelerdir. Sinh ortamda süzgeç tasarımında zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET'ler veya aktif bölgedeki BJT'ler kullanılmaktadır. Sinh ortamda süzgeç tasarımı genel blok diyagramı Şekil 3.4.'te verilmiştir. sinh ortamdaki sinyalleri ifade etmek amacıyla (^) işareti kullanılmıştır.



Şekil 3.4. Sinh ortamda süzgeç tasarımı genel blok diyagramı

Sinh ortamda süzgeç tasarımında kullanılan doğrusal olmayan sinh-cosh transiletken hücre Şekil 3.5.'de verilmiştir. Bu hücre zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET tabanlıdır ve sinh ortamda süzgeç tasarımının ana bloğudur (Kasimis ve Psychalinos, 2012; Kant ve ark., 2015; Kant ve ark., 2017; Khanday ve ark., 2020). Denklem (3.1) sinh çıkışını, denklem (3.2) cosh çıkışını ve denklem (3.3) ise ters sinh çıkışını göstermektedir.

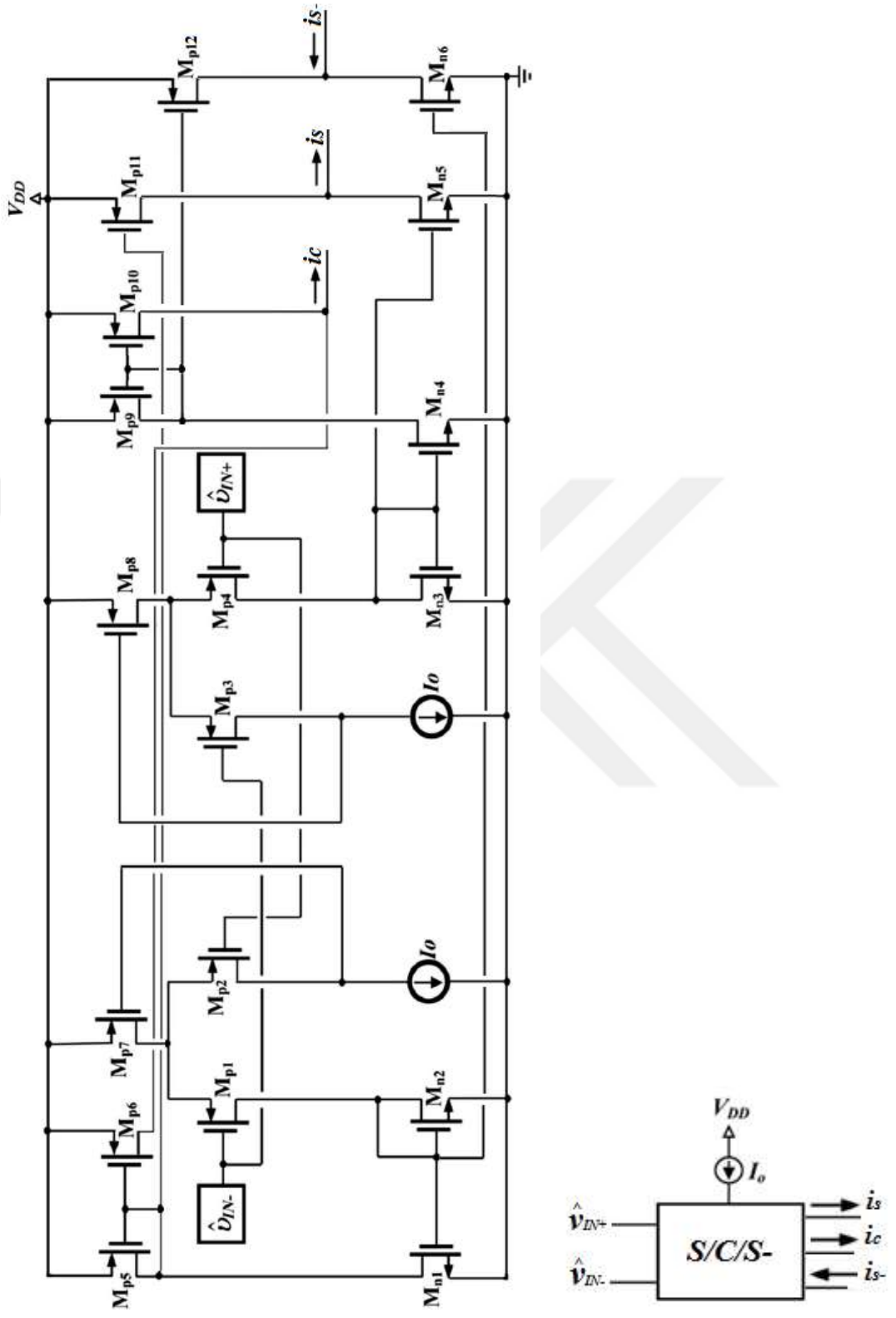
$$i_S = 2I_0 \sinh\left(\frac{\hat{V}_{IN+} - \hat{V}_{IN-}}{nV_T}\right) \tag{3.1}$$

$$i_C = 2I_0 \cosh\left(\frac{\hat{V}_{IN+} - \hat{V}_{IN-}}{nV_T}\right) \tag{3.2}$$

$$i_{S-} = -2I_0 \sinh\left(\frac{\hat{V}_{IN+} - \hat{V}_{IN-}}{nV_T}\right) \tag{3.3}$$

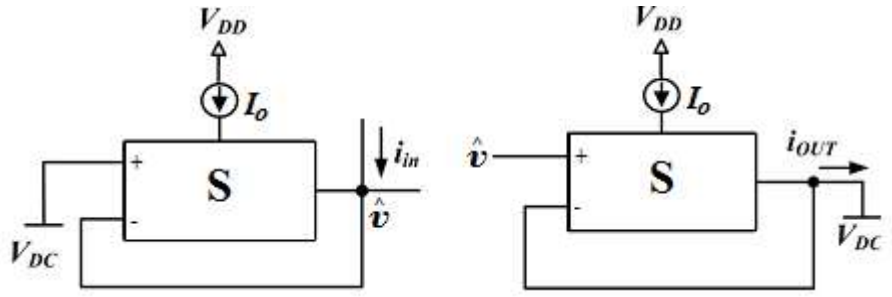
Bu denklemlerde, I_0 DC akımı, V_T termal gerilimi (27°C'de yaklaşık 26 mV), n MOSFET'in zayıf evirtimdeki eğim faktörünü ($1<n<2$), V_{IN+} terslendirilmiş giriş gerilimini ve V_{IN-} terslendirilmemiş giriş gerilimini ifade etmektedir. (^) işareti sıkıştırılmış yapılarını ifade etmek için kullanılmıştır.

Doğrusal giriş akımının sıkıştırılmış gerilime dönüştürülmesi ($Sinh^{-1}$ operatörü) ve sıkıştırılmış gerilimin genişletilerek eş zamanlı olarak doğrusal akıma dönüştürülmesi (Sinh operatörü) Şekil 3.6.'da verilmiştir. Sinh ve $Sinh^{-1}$ (Ters sinh) operatörlerinin denklemleri Denklem (3.4) ve denklem (3.5)'te görülmektedir.



(a) (b)

Şekil 3.5. (a) Çok çıkışlı doğrusal olmayan transiletken hücre (b) sembolü



(a) (b)

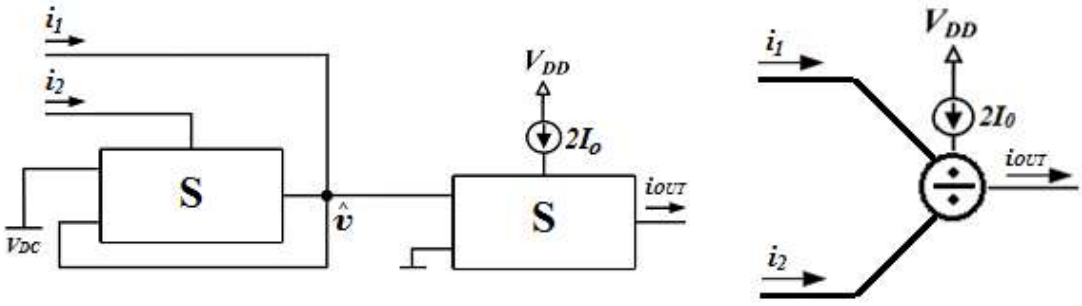
Şekil 3.6. (a) Sinh^{-1} operatörü (b) Sinh operatörü

$$\hat{V}_{IN} = SINH^{-1}(i) = V_{DC} + nV_T \sinh^{-1}\left(\frac{i_{in}}{2I_0}\right) \tag{3.4}$$

$$i_{OUT} = SINH(\hat{V}_{OUT}) = 2I_0 \sinh\left(\frac{\hat{V}_{OUT} - V_{DC}}{nV_T}\right) \tag{3.5}$$

Bu denklemlerde, V_{DC} DC gerilimi, i_{in} giriş akımını, V_{IN} giriş gerilimini, V_{OUT} çıkış gerilimini ve i_{OUT} ise çıkış akımını ifade etmektedir. (^) işareti sıkıştırılmış yapılarını ifade etmek için kullanılmıştır.

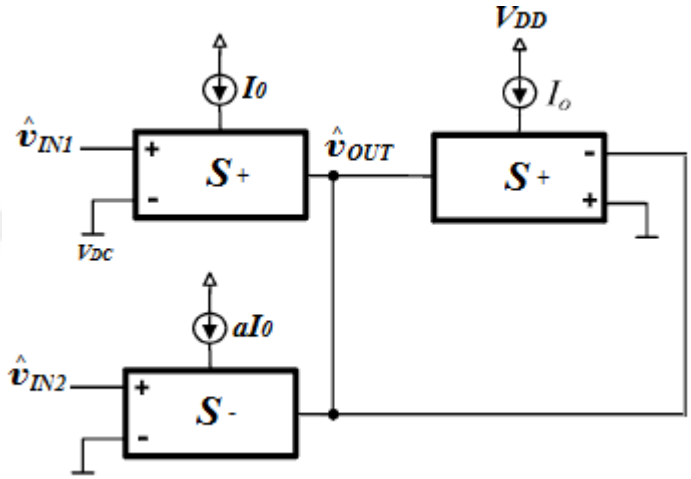
Sinh ortam süzgeç tasarımında diğer önemli blok, two-quadrant çarpıcı/bölücü bloktur. Şekil 3.7.'de görülen two-quadrant çarpıcı/bölücü, uygun şekilde yapılandırılmış Sinh hücrelerden oluşmaktadır. Two-quadrant çarpıcı/bölücü blokta görülen 2Q etiketi hücrenin two-quadrant çalışma kapasitesini ifade etmektedir. Burada, hem I_0 hem de i_2 akımları DC besleme akımlardır ve bu akımların kesinlikle pozitif olmaları gerekmektedir. Denklem (3.6) two-quadrant çarpıcı/bölücü bloktaki i_{OUT} çıkış ifadesini göstermektedir.



Şekil 3.7. Two-quadrant çarpıcı/bölücü ve sembolü

$$i_{OUT} = I_0 \left(\frac{i_1}{i_2} \right) \tag{3.6}$$

Şekil 3.8.' de görülen devre sinh ortam cebirsel toplama/çıkarma bloğunun ağırlıklı giriş ile gerçekleştirilmesidir. Sinh ortam cebirsel toplama/çıkarma bloğunun çıkış ifadesi denklem (3.7) ile verilmiştir.



Şekil 3.8. Ağırlıklı girişli sinh ortam cebirsel toplama/çıkarma bloğu

$$SINH(\hat{V}_{OUT}) = SINH(\hat{V}_{IN1}) - aSINH(\hat{V}_{IN2}) \tag{3.7}$$

Şekil 3.9.' da verilen devreler sinh ortam kayıpsız ve kayıplı integratörlerinin topolojileridir. Kayıpsız ve kayıplı integratörün transfer fonksiyonları sırasıyla denklem (3.8) ve denklem (3.9)'da verilmiştir.

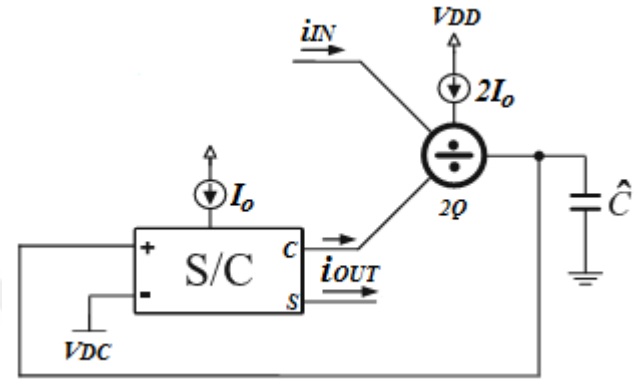
$$H(s) = \left(\frac{1}{\tau S} \right) \tag{3.8}$$

$$H(s) = \left(\frac{1}{\tau S + 1} \right) \tag{3.9}$$

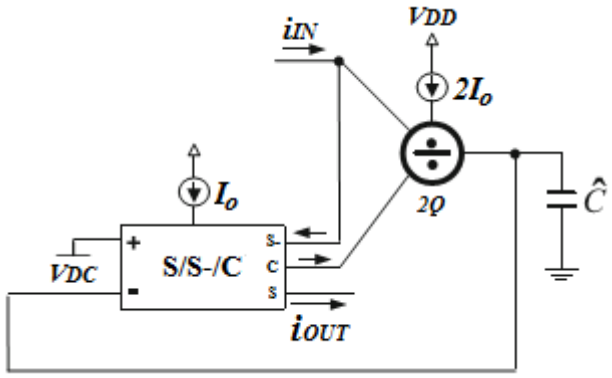
Denklem (3.8) ve denklem (3.9)'daki zaman sabitinin ifadesi, denklem (3.10)'da verilmiştir.

$$\tau = \left(\frac{nCV_T}{2I_0} \right) \tag{3.10}$$

Bu denklemde τ zaman sabiti, C kondansatör değeridir.



(a)



(b)

Şekil 3.9. Sinh ortam (a) Kayıpsız integratör (b) Kayıplı integratör

3.1.5. Karekök ortamda süzgeç tasarımı

Karekök ortamda süzgeç sentezi kavramı, üstel logaritmik ortam yönteminin kare yasası eşdeğeri olarak ortaya çıkmıştır. Payne ve Toumazou (1996), karekök ortam sentezinin genel ilkesini tartışmıştır, ancak Mulder ve ark. (1996) gerçek bir karekök ortam süzgeç uygulamasını ilk kez tanıtmıştır.

Karekök ortam süzgeçleri, belirli bir transfer fonksiyonunun durum uzayı açıklamasının durum değişkenleri üzerinde doğrusal olmayan bir eşlemedir.

Süzgeçleri uygulamak için durum denklemleri ayrıca topraklanmış kondansatörlerin düğümlerine dayalı düğüm denklemlerine dönüştürülmelidir. Böylece, MOSFET kare kanun ilişkisine göre, düğüm denklemleri ara değişkenler ile değiştirilir ve alt devrelerin ara bağlantısı kullanılarak eş zamanlı olarak düğüm denkleminin terimleri gerçekleşir, böylece karekök ortam süzgeçlerinin tasarım işlemleri sağlanır.

Karekök ortam süzgeçleri, ELIN süzgeçlerin bir alt sınıfıdır. Bu süzgeçler, companding sinyal işleme yöntemi fikrini kullanır. Bu özellik, dahili düğümlerde azaltılmış gerilim dalgalanmaları elde etmek için MOSFETlerin doğrusal olmayan akım-gerilim özelliklerini kullanır, böylece düşük besleme gerilimlerinde geniş dinamik aralıklara izin verir.

Karekök ortam devrelerinde, gerilimin karesini almak ve akımın karekökünü almak olmak üzere iki ana operatör vardır. Eğer MOSFET'in kanalına bir akım uygulanırsa V_{GS} gerilimi uygulanan akımın karekökü ile ifade edilir ve sıkıştırma işlemi gerçekleşir. Eğer MOSFET'e V_{GS} gerilimi uygulanırsa kanal akımı uygulanan bu gerilimin karesi olarak ifade edilir ve genişletme işlemi gerçekleşir. Şekil 3.10.'da karekök ortamda süzgeç tasarımı genel diyagramı görülmektedir.



Şekil 3.10. Karekök ortamda süzgeç tasarımı genel diyagramı

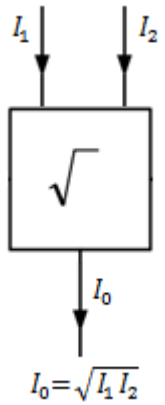
Karekök ortam süzgeçleri, doyum bölgesindeki MOSFET'leri kullanır. Bu süzgeçler, denklem 3.11'de görüldüğü gibi MOSFET'lerin kapı-kaynak gerilimi (V_{GS}) ve kanal akımı (I_D) arasındaki ikinci dereceden ilişkiye dayanmaktadır. MOSFET kare kanunu olarak bilinen denklem (3.11)'deki kanal akımı denklemi ideal durum için geçerlidir; gövde etkisi (body effect), kanal uzunluk modülasyonu (channel length modulation) gibi ikinci dereceden etkiler ihmal edilir.

$$I_D = \frac{\mu C_{OX}}{2}\frac{W}{L}[(V_{GS} - V_{TH})^2] = \beta(V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (3.11)$$

Bu denklemde, $\beta = \frac{\mu C_{OX}}{2}\frac{W}{L}$'dir. β geçiş iletkenlik parametresini ifade etmektedir. β denkleminde, W transistör kanal genişliğini, L transistör kanal uzunluğunu, C_{OX} birim alan başına oksit kapasitesini, μ hareketlilik (mobility) ifade etmektedir.

Karekök ortam devreleri farklı sentez yöntemleri kullanılarak tasarlanmıştır. Bunlardan biri durum uzayı sentez yöntemidir. Karekök ortam süzgeci tasarlamak için durum uzayı sentez yöntemi 1996'da önerilmiştir (Eskiyerli ve ark., 1996a). Bu tez çalışmasında karekök ortam süzgeç tasarımı için durum uzayı sentez yöntemi kullanılmıştır.

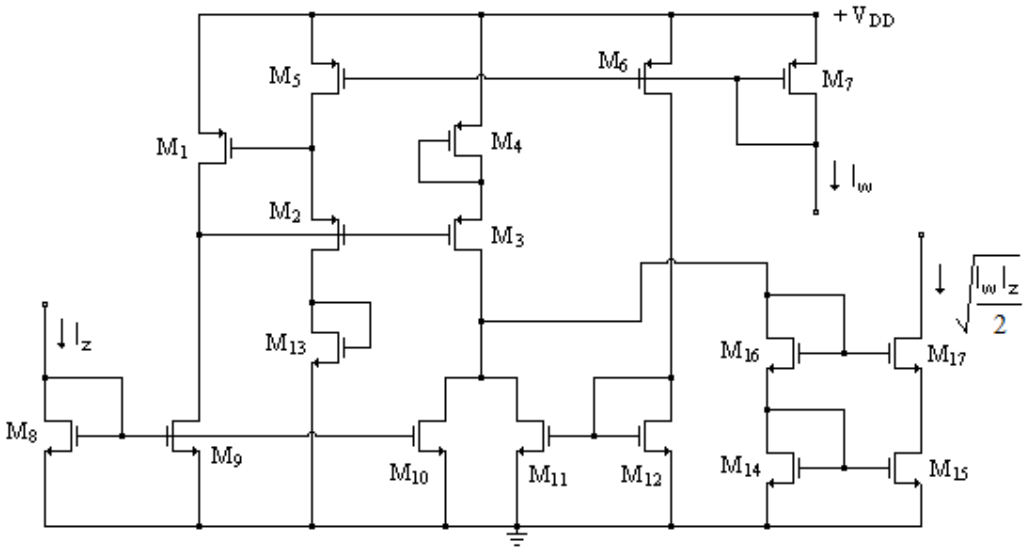
Karekök ortam süzgeç tasarımında karekök devresi ve kare alıcı/bölücü devre kullanılmaktadır (Eskiyerli ve Payne, 2000). İki giriş ve bir çıkışa sahip olan Şekil 3.11.'de sembolü verilen karekök devresi, giriş akımlarının çarpımının karekökünü almaktadır.



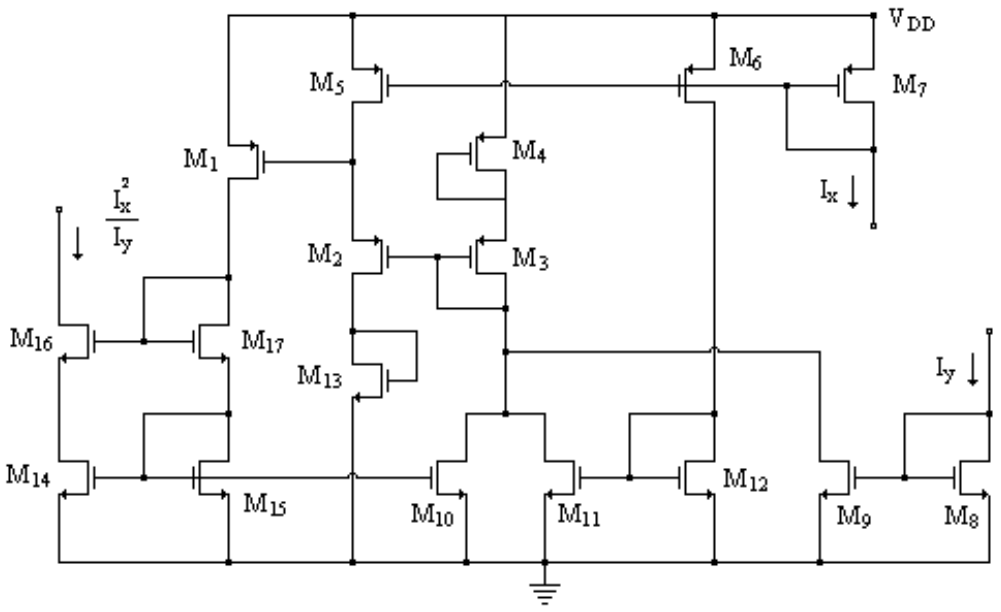
Şekil 3.11. Karekök devresi sembolü

Karekök ortamda süzgeç tasarımı için kullanılan alt devreler karekök devresi ve kare alıcı/bölücü devresidir (Eskiyerli ve Payne, 2000). Şekil 3.12. ve Şekil 3.13.'te bu tez çalışmasında kullanılan karekök devresi ve kare alıcı/bölücü devresi

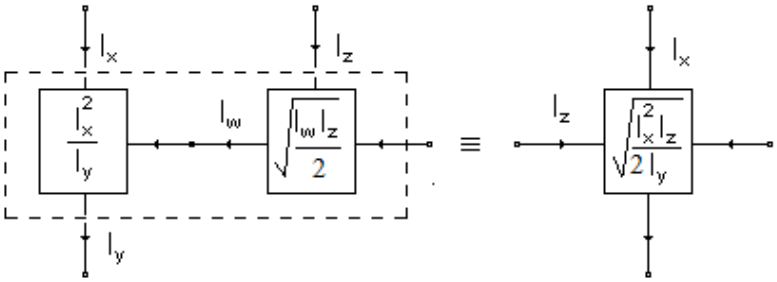
görülmektedir (Menekay ve ark., 2007; Yu ve ark., 2005b). Karekök devre ve kare alıcı/bölücü devre kullanılarak oluşturulan alt devre blok diyagramı ise Şekil 3.14.'te görülmektedir.



Şekil 3.12. Karekök devresi



Şekil 3.13. Kare alıcı/bölücü devre

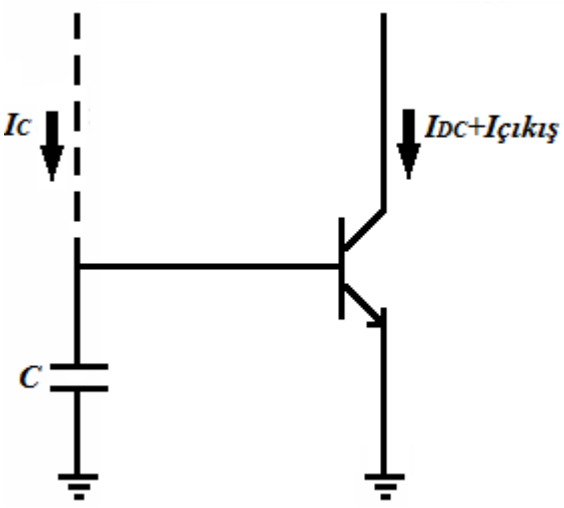


Şekil 3.14. Karekök devre ile kare alıcı/bölücü devre kullanılarak oluşturulan alt devre

3.1.6. Logaritmik ortamda süzgeç tasarımı

Logaritmik ortam süzgeç kavramı ilk olarak Adams tarafından ortaya atılmıştır (Adams, 1979), burada genel bir doğrusal transfer fonksiyonunun doğrusal olmayan bir devre ile gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir.

Devre uygulaması açısından, bir translineer süzgeçteki kollektör akımları ile kondansatör gerilimleri arasındaki en basit ilişki, saf üstel fonksiyondur. BJT'yi açıklayan üstel yasayı uygulayarak, bu ilişki, Şekil 3.15.'te gösterildiği gibi tek bir transistör, bir ortak emiter katmanı tarafından gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.15. Logaritmik ortam süzgecinin genel çıkış katmanı

Bir ortak emiter katmanının üstel gerilim-akım ilişkisi, yeterince doğrusal değildir. Bu nedenle, bu transiletken katmanı, doğrusal bir transiletken uygulamak için

geleneksel süzgeçlerde sıklıkla uygulanmaz. Bunun yerine, fark alıcı işlem, çift dereceli bozunum bileşenlerinin ortadan kaldırılmasını ve dolayısıyla gerilim-akım dönüşümünün daha iyi bir doğrusallığını gerektirdiğinden, bir fark alıcı çiftle karşılaşılması daha olasıdır (Mulder ve ark., 2000).

Logaritmik ortam süzgeçleri, denklem 3.12'de görüldüğü gibi BJT'lerin kollektör akımı (I_C) ve beyz-emiter gerilimi (V_{BE}) arasındaki üstel bağıntıya dayanmaktadır.

$$I_C = I_S e^{(\frac{V_{BE}}{V_T})} \tag{3.12}$$

Denklemde, I_C kollektör akımını, I_S doyum akımı, V_{BE} beyz-emiter gerilimini, V_T=kT/q olmak üzere termal gerilimi ifade etmektedir. V_T denkleminde, T mutlak sıcaklık (Kelvin), k Boltzmann sabiti (k= 1.38 x 10^{-23} Joule/Kelvin), q elektron yüküdür (q= 1.6 x 10^{-19} Coulomb). Oda sıcaklığında (27°C) V_T yaklaşık olarak 26 mV'tur.

Logaritmik ortamda süzgeç tasarımı üç bölümden oluşmaktadır. Şekil 3.16.'da görülen tasarım diyagramı; giriş sinyalinin transistör vasıtasıyla sıkıştırılması, transistör çıkışında üretilen çıkış geriliminin logaritmik ortam süzgecinin çekirdeğinde işlenmesi ve üretilen çıkış geriliminin tekrar genişletilerek çıkış akımının elde edilmesi aşamalarını göstermektedir.



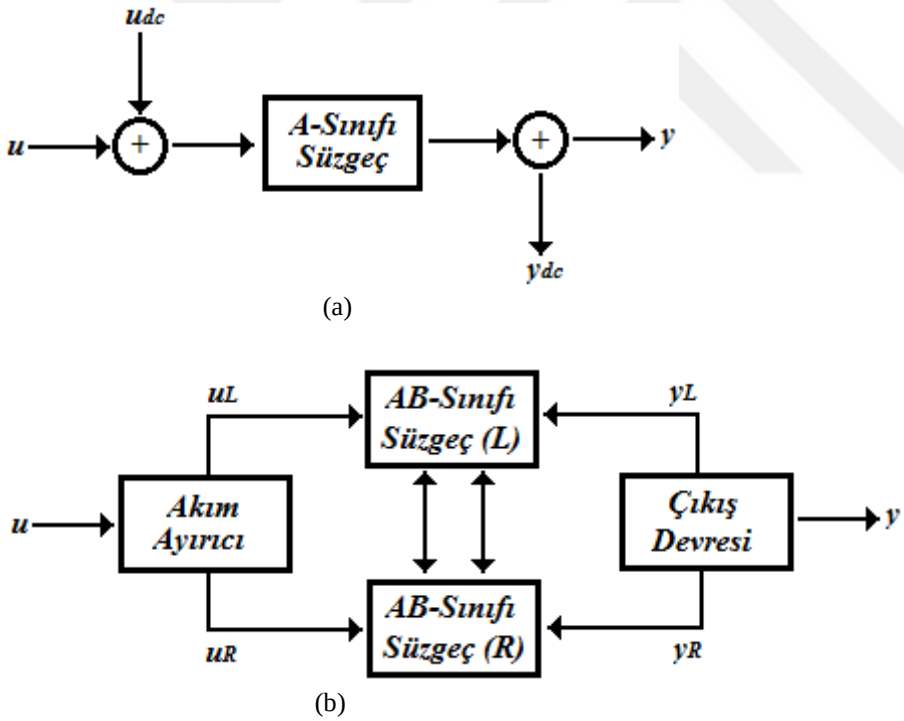
Şekil 3.16. Logaritmik ortamda süzgeç tasarımı genel diyagramı

A-sınıfı ve AB-sınıfı kavramları, genel olarak yükselteç devreleri için kullanılsa da, devre yapısında kullanılan transistörlerin kutuplanma noktaları sınıflandırma için temel alındığından, bu sınıflandırma süzgeçler için de kullanılabilir.

A-sınıfı logaritmik ortam süzgeçlerinde çıkış katına DC öteleme uygulanarak transistörün her zaman aktif bölgede kalması sağlanabilir. Bu devrelerde, işlenen akım bilgisi uygulanan DC bir ötelemeyle tüm zamanlarda pozitif tutulur. A-sınıfı süzgeçler, geniş bant aralığı ve yüksek doğrusallık sağlasa da, dinamik çalışma aralığı ve güç tüketimi yönünden dezavantajlıdır.

AB-sınıfı logaritmik ortam süzgeçlerinde ise transistöre uygulanan kutuplama akımı sıfıra çok yaklaşıp hiçbir zaman sıfıra düşmeyeceğinden çıkış transistörü de hiçbir zaman tam olarak kesime girmeyecektir.

Şekil 3.17.'de görüldüğü gibi A-sınıfı süzgeçlerde giriş DC işaret ile ötelenirken, AB-sınıfı süzgeçlerde ise giriş işareti dengeli olarak ikiye ayrılır, her kısım ayrı olarak fakat birbirleriyle haberleşerek işlenir.



Şekil 3.17. (a) A-sınıfı çalışma yapısı (b) AB-sınıfı çalışma yapısı

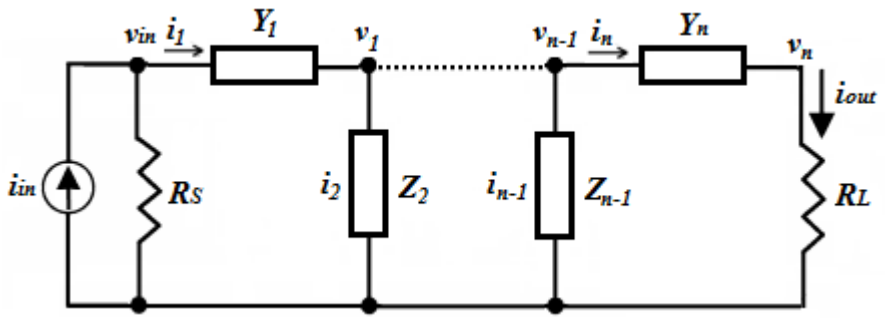
Fark alıcı devre, AB-sınıfı çalışmanın en kolay gerçeklenebildiği yapıdır. Bu yapıda giriş bir ayırıcı (splitter) devre yardımı ile iki girişe ayrılır.

Logaritmik ortamda A-sınıfı çalışma ile tasarım yapıldığında her zaman istenilen transfer fonksiyonu doğrudan gerçeklenememektedir. Bu nedenle AB-sınıfı çalışma tercih edilmektedir.

3.2. Yöntem

3.2.1. Pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi

Pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi, elemanların parazitik etkilerine toleransları nedeniyle tercih edilen bir yöntemdir. Bu yöntem ile tasarımı yapılan süzgeçler, benzetim yapıldıkları pasif elemanlar kullanılarak tasarlanan süzgeçlerin üstünlüklerine ve özelliklerine sahiptir. Bu üstünlükler sinh ortamda da korunmaktadır. Bu yöntemde, uygun bir süzgeç yaklaşımı seçilir ve istenen özelliklerle bu yaklaşıma uygun olan pasif süzgeç tasarlanır. Daha sonra, pasif prototip süzgeç devresindeki direnç, bobin ve kondansatör elemanlarının sinh ortam eşdeğerleri elde edilir. Pasif elemanların uçları arasından doğrusal ortamda akan akım ile elemanların sinh ortam karşılıklarının uçları arasından akan akım aynı olduğundan tüm devrenin doğrusal yapısı ve çalışması korunmuş olmaktadır.



Şekil 3.18. Doğrusal ortam pasif prototip filtre

Şekil 3.18.'deki pasif prototip devre yapısı ele alındığında, pasif elemanların uygun aktif bloklarla, akım–gerilim ilişkisi aşağıda verilen koşullar altında sağlanabilir:

- Pasif elemanın uçları arasından akan akımın, tasarlanan sinh ortam eşdeğerinin uçları arasından akan akıma eşit olması gerekir.

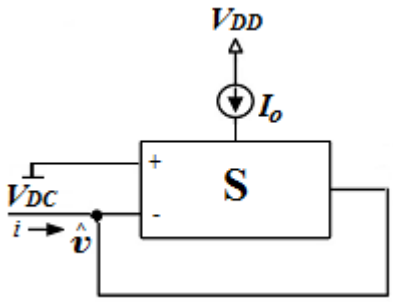
- Pasif elemanın tüm uçlarındaki gerilimlerin ilişkili eşdeğerlerinin gerilimlerine eşit olması gerekir.

Yüksek dereceli süzgeçler, karşılık gelen pasif prototip süzgeçlerin topolojik öykünmesi takip edilerek tasarlanabilir. Bu yaklaşıma göre, pasif prototipin her bir elemanı, aktif eşdeğeri ile değiştirilir. Sinh ortam eşdeğerlerinin türetilmesi aşağıdaki kurallar kullanılarak elde edilir:

- Doğrusal ortamdaki pasif elemanların uçlarına akan akımın, sinh ortamdaki aktif eşdeğerinin karşılık gelen uçlarına akan ile aynı olması gerekir.

- Doğrusal ortamdaki pasif elemanın her bir ucundaki gerilimin, sinh ortamdaki eşdeğerinin karşılık gelen ucundaki genişletilmiş gerilim ile aynı olması gerekir.

$R=(nV_T)/2I_0$ değerine sahip topraklanmış bir direnç, $I0=(nVT)/2R$ akımında uygun şekilde yapılandırılmış bir sinh hücresi tarafından gerçekleştirilebilir. Topraklanmış direncin sinh ortam eşdeğeri Şekil 3.19'da görülmektedir.



Şekil 3.19. Topraklanmış direnç

Şekil 3.20. topraklanmış bobinin sinh ortam eşdeğerini göstermektedir. Topraklanmış bir bobin için doğrusal bir ortamdaki akım-gerilim ilişkisi L bobin değeri olmak üzere denklem (3.13)'de gösterilmiştir.

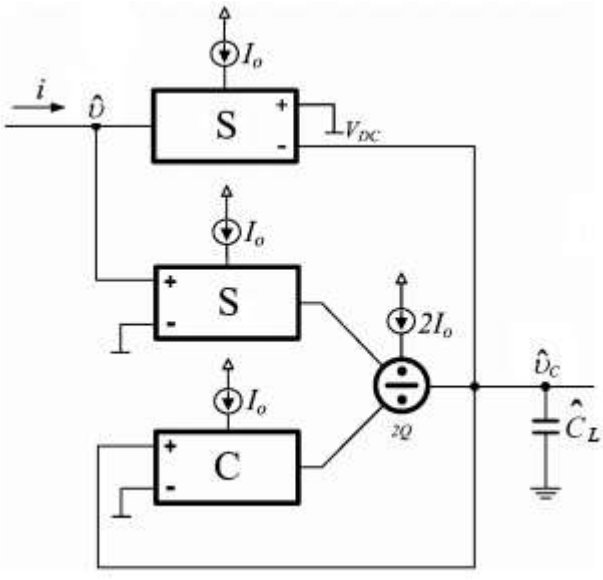
$$i = \frac{1}{L}\int v.dt \tag{3.13}$$

Denklem (3.13)'deki akım-gerilim ilişkisi, bazı cebirsel işlemlerden sonra denklem (3.14)'te verildiği gibi elde edilebilir.

$$i = \frac{1}{L}\int \left\{ SINH(\hat{v}) \right\} dt \tag{3.14}$$

Yukarıdaki denklemdeki bobinin değeri denklem (3.15)'te verilmiştir.

$$L = \frac{C_L (nV_T)^2}{(2I_0)^2} \tag{3.15}$$



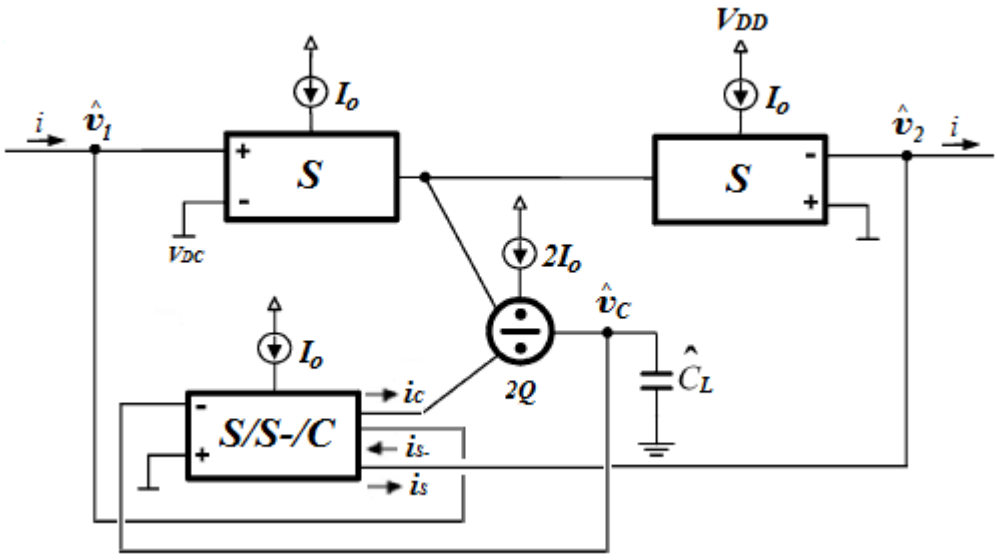
Şekil 3.20. Topraklanmış bobin

Şekil 3.21. yüzen bobinin sinh ortam eşdeğerini göstermektedir. Yüzen bobinin akım-gerilim ilişkisi, bazı cebirsel işlemlerden sonra denklem (3.16)'daki gibi yazılabilir:

$$i = \frac{1}{L}\int \left\{ SINH(\hat{v}_1) - SINH(\hat{v}_2) \right\} dt \tag{3.16}$$

Denklem (3.16)'dan, denklem (3.17) tarafından verilen değere sahip bir yüzen bobinin Şekil 3.21.'den gerçekleştirilebileceği görülmektedir.

$$L = \frac{C_L (nV_T)^2}{(2I_0)^2} \tag{3.17}$$



Şekil 3.21. Yüzen bobin

Şekil 3.22. topraklanmış kondansatörün sinh ortam eşdeğerini göstermektedir. Topraklanmış kondansatörün akım-gerilim ilişkisi denklem (3.18) ifadesi ile verilir.

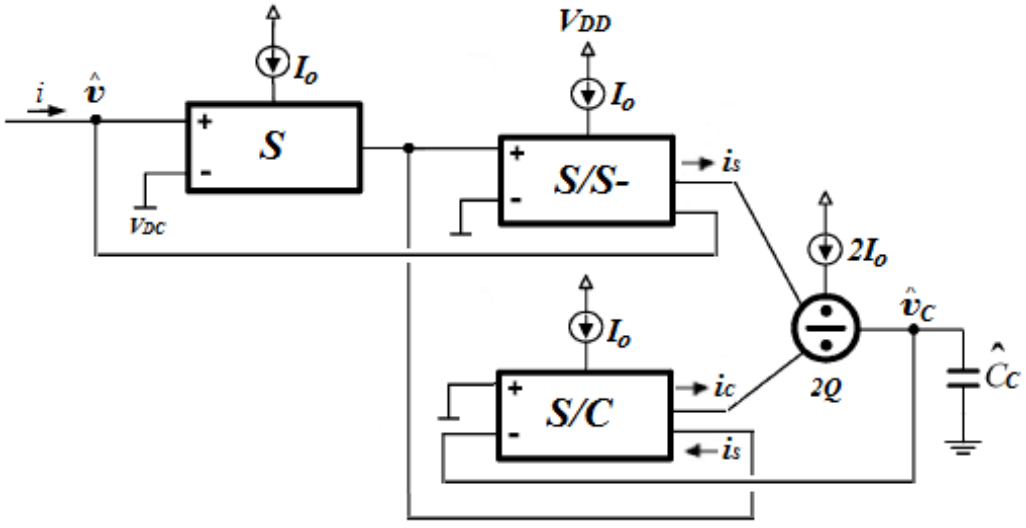
$$i = \hat{C}\frac{d}{dt} SINH(\hat{v}) \tag{3.18}$$

Şekil 3.22.'den $C=C_C$ değerine sahip topraklanmış bir kondansatörün gerçekleştirilebileceği görülmektedir.

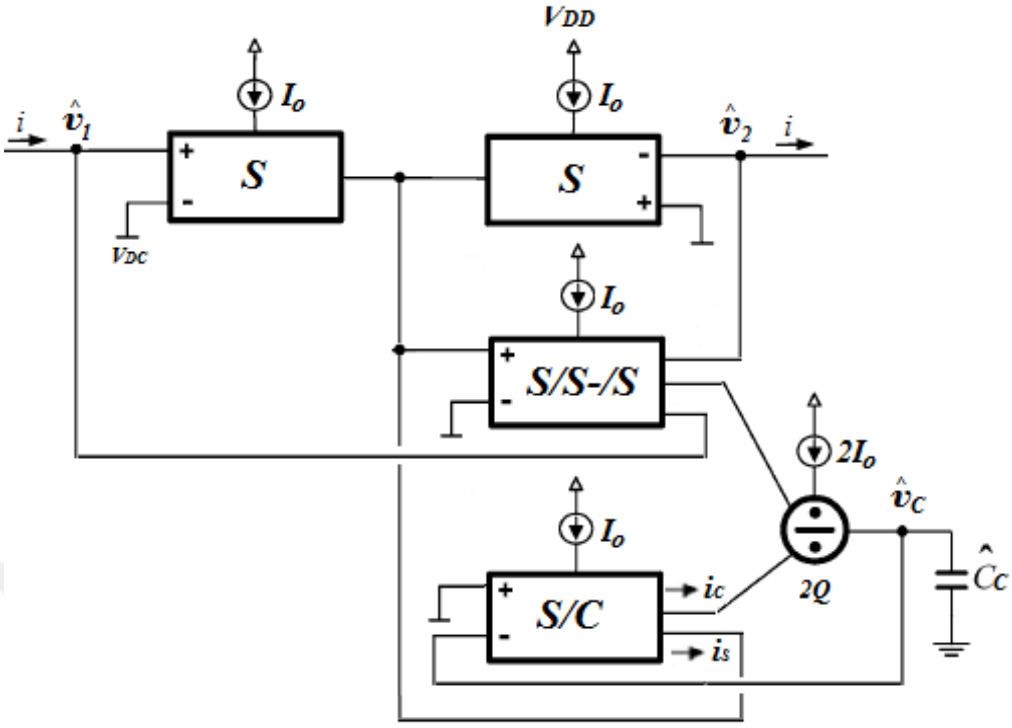
Şekil 3.23. yüzen kondansatörün sinh ortam eşdeğerini göstermektedir. Devrenin akım-gerilim ilişkisi bazı cebirsel işlemlerden sonra denklem (3.19)'da verildiği gibi elde edilebilir.

$$i = \hat{C}\frac{d}{dt}\left\{SINH(\hat{v}_1) - SINH(\hat{v}_2)\right\} \tag{3.19}$$

Şekil 3.23.'den $C=C_C$ değerine sahip yüzen bir kondansatörün gerçekleştirilebileceği görülmektedir.



Şekil 3.22. Topraklanmış kondansatör



Şekil 3.23. Yüzen kondansatör

3.2.2. Durum uzayı sentez yöntemi

Durum uzayı sentez yöntemi, ELIN süzgeçlerinin sentezinde çok güçlü ve verimli bir yaklaşımdır (Frey, 1993a). Süzgeç fonksiyonunu gerçekleştirmek için çok genel bir çözüm sağlar. Bu tez çalışmasında durum uzayı yöntemlerinin kullanılmasının önemi, dahili olarak doğrusal olmayan süzgeçleri eşdeğer doğrusal sistemlerle tam olarak ilişkilendirmesidir. Bir durum uzayı formülasyonu, bir dizi birinci dereceden diferansiyel denklemden oluşur. Matematiksel formülasyon ile devre gerçekleştirme arasında bire bir uygunluk vardır. Bu, sistematik devre uygulamasını kolaylaştırır ve hata ayıklamayı daha basit bir görev haline getirir. Ek olarak, bir durum uzay süzgecinin akım modlu uygulamasındaki tüm kondansatörlerin toprağa bağlı bir ucu vardır. Bu, süzgeci tümleşik devre uygulaması için daha uygun hale getirir (Roberts & Leung, 2001).

Durum uzayı sentez yöntemini diğer sentez yöntemlerinden farklı kılan durum sistemin harici büyüklüklerle değil dahili büyüklüklerle tanımlanmasıdır. Sistemin harici büyüklükler değil de dahili büyüklüklerle tanımlamak bir takım üstünlükler

sunmaktadır. Bu üstünlükler; çok giriş ve çok çıkışa sahip sistemlerin ortak bir biçimde incelenmesinin sağlanması, sistem davranışlarına ait iç bilgilerin elde edilmesi, doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemlerde kullanımının sağlanması (Frey ve Tola, 1999).

Durum uzayı sentez yönteminin yalnızca nedensel sistemlere uygulanabiliyor olması, yöntemin sahip olduğu dezavantajıdır.

Bu tez çalışmasında, biyomedikal uygulamaları için karekök ortamda ve logaritmik ortamda tasarlanan süzgeç devrelerinde durum uzayı sentez yöntemi kullanılmıştır.

Durum uzayı sentez yöntemi ELIN süzgeçler için aşağıda verildiği gibi özetlenebilir:

- Süzgecin transfer fonksiyonunun, zaman ortamı denklemlerine dönüştürülmesi

- Durum değişkenlerinin Companion Form kullanılarak belirlenmesi

- u girişinin türevi, süzgeci gerçekleştirilmesi için dezavantaj olduğundan bu terimlerin denklemden çıkarılması.

- Durum uzayı denklemleri, süzgeç devresini gerçekleştirmek için uygun formda olmalıdır. Durum değişkenlerinin katsayı matrisi ile çarpılması (Kırçay ve Çam, 2006).

Süzgeç fonksiyonunun dinamik durum uzay gösterimi farklı yöntemlerle elde edilebilir. Rastgele bir süzgeç fonksiyonunun dinamik durum uzayı gösterimi aşağıdaki denklemler gibi verilebilir (Kırçay, 2007):

$$\dot{x} = A_{nxn}x + B_{nx1}u \tag{3.20}$$

$$y = C_{1xn}x + Du \tag{3.21}$$

Bu denklemlerde $x = (x_1, x_2, ..., \dot{x}_n)$ durum değişkenleri vektörünü, u ve y sırasıyla giriş ve çıkış niceliklerini, A_{nxn}, B_{nx1} ve C_{1xn} ise katsayı matrislerini ifade etmektedir.

n. dereceden bir süzgecin genel transfer fonksiyonu aşağıdaki denklemde görüldüğü gibidir:

$$H_{(s)} = \frac{Y_{(s)}}{U_{(s)}} = \frac{a_n s^n + a_{n-1}\omega_0 s^{n-1} + ... + a_1 \omega_0{}^{n-1} s + a_o \omega_0^n}{s^n + b_{n-1}\omega_0 s^{n-1} + ... + b_1 \omega_0{}^{n-1} s + b_o \omega_0^n} \tag{3.22}$$

Transfer fonskiyonunda bulunan a_i katsayılarına göre yüksek geçiren, alçak geçiren, bant durduran, bant geçiren ve tüm geçiren gibi farklı süzgeçler elde edilebilir. s ortamından zaman ortamına geçilirse n. dereceden diferansiyel denklem aşağıda görüldüğü gibi elde edilir:

$$y^{(n)} + b_{n-1}\omega_0 y^{n-1} + ... + b_0 \omega_0^n y = a_n u^{(n)} + a_{n-1}\omega_0 u^{n-1} + ... + a_0 \omega_0^n u \tag{3.23}$$

Durum uzayı temsilleri, Companion Form tekniği kullanılarak transfer fonksiyonundan üç yolla belirlenir (Ogata, 2009):

Birinci Durum:

$a_n = a_{n-1} = a_{n-2} = ... = a_2 = a_1 = 0$ ve $a_0 \neq 0$ olduğunda süzgecin transfer fonksiyonu aşağıdaki denkleme dönüşür.

$$y^{(n)} + b_{n-1}\omega_0 y^{n-1} + b_{n-2}\omega_0{}^2 y^{n-2} + ... + b_1 \omega_0{}^{n-1} \dot{y} + b_0 \omega_0^n y = a_0 \omega_0^n u \tag{3.24}$$

Denklem (3.24) düzenlenirse aşağıdaki denklem elde edilir:

$$y^{(n)} = -b_{n-1}\omega_0 y^{n-1} - b_{n-2}\omega_0{}^2 y^{n-2} - \ldots - b_1\omega_0{}^{n-1}\dot{y} - b_0\omega_0^n y + a_0\omega_0^n u \quad (3.25)$$

Durum değişkenleri aşağıdaki gibidir:

$$x_1 = y \quad (3.26)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = \dot{y} \quad (3.27)$$

$$x_3 = \dot{x}_2 = \ddot{y} \quad (3.28)$$

.

.

.

$$x_{n-1} = \dot{x}_{n-2} = y^{(n-2)} \quad (3.29)$$

$$x_n = \dot{x}_{n-1} = y^{(n-1)} \quad (3.30)$$

Denklemler birinci dereceden diferansiyel denklem biçiminde düzenlenirse aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (3.31)$$

$$\dot{x}_2 = x_3 \quad (3.32)$$

.

.

.

$$\dot{x}_{n-2} = x_{n-1} \quad (3.33)$$

$$\dot{x}_{n-1} = x_n \quad (3.34)$$

$$\dot{x}_n = -b_{n-1}\omega_0 x_n - b_{n-2}\omega_0{}^2 x_{n-1} - \ldots - b_1\omega_0{}^{n-1} x_2 - b_0\omega_0^n x_1 + a_0\omega_0^n u \quad (3.35)$$

Çıkış denklemi ise $y = x_1$ olarak elde edilir.

İkinci Durum:

$a_n = 0$ olduğunda süzgecin transfer fonksiyonu aşağıdaki denkleme dönüşür:

$$y^{(n)} + b_{n-1}\omega_0 y^{n-1} + \ldots + b_0\omega_0^n y = a_{\eta-1}\omega_0 u^{n-1} + \ldots + a_0\omega_0^n u \tag{3.36}$$

Denklem (3.26) düzenlenirse aşağıdaki denklem elde edilir:

$$y^{(n)} = -b_{n-1}\omega_0 y^{n-1} - \ldots - b_0\omega_0^n y + a_{\eta-1}\omega_0 u^{n-1} + \ldots + a_0\omega_0^n u \tag{3.37}$$

u girişinin türevi süzgeci gerçekleştirmek için sorun oluşturduğundan, bu terim denklemden çıkarılmalıdır. Durum değişkenleri şu şekilde seçilir:

$$x_1 = y + k_1 u \tag{3.38}$$

$$x_2 = \dot{x}_1 + k_2 u \tag{3.39}$$

$$x_3 = \dot{x}_2 + k_3 u \tag{3.40}$$

.

.

.

$$x_{n-1} = \dot{x}_{n-2} + k_{n-1} u \tag{3.41}$$

$$x_n = \dot{x}_{n-1} + k_n u \tag{3.42}$$

$$y^{(n)} = \dot{x}_n - k_n \dot{u} - k_{n-1}\ddot{u} - \ldots - k_2 u^{(n-1)} - k_1 u^{(n)} \tag{3.43}$$

Denklemler süzgeci gerçekleştirmek için uygun formda olmalıdır. Bu amaçla aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\dot{x}_1 = \omega_0 x_2 \mp z_1\omega_0 u \tag{3.44}$$

$$\dot{x}_2 = \omega_0 x_3 \mp z_2\omega_0 u \tag{3.45}$$

$$\dot{x}_3 = \omega_0 x_4 \mp z_3\omega_0 u \tag{3.46}$$

.

.

.

$$\dot{x}_{n-1} = \omega_0 x_n \mp z_n \omega_0 u \tag{3.47}$$

$$\dot{x}_n = -b_{n-1}\omega_0 x_n - b_{n-2}\omega_0 x_{n-1} - \ldots - b_1\omega_0 x_2 - b_0\omega_0 x_1 \mp z_n \omega_0 u \tag{3.48}$$

Çıkış denklemi ise $y = x_1$ olarak elde edilir.

Üçüncü Durum:

$a_n \neq 0$ olduğunda ikinci durumdan farklı olarak çıkış denklemi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$y = x_1 \mp a_n u \tag{3.49}$$

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

4.1. Biyomedikal Uygulamaları için Sinh Ortamda Süzgeç Tasarımı

Bu bölümde biyomedikal uygulamaları için sinh ortamda düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden Butterworth yüksek geçiren süzgeç tasarımı ve beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgeç tasarımı pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

4.1.1. Sinh ortamda biyomedikal uygulamaları için düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden Butterworth yüksek geçiren süzgeç tasarımı

Bu bölümde, EKG, EEG ve EMG gibi biyomedikal sinyallerden düşük frekanslı gürültüyü kaldırmak için sinh ortamda düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden Butterworth yüksek geçiren süzgeç tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu süzgecin gerçekleştirilmesinde pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi tercih edilmiştir. Önerilen topoloji sinh ortam süzgeçlerinin doğal AB-sınıfı özelliğine sahiptir, zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET'lerin kullanılması ile düşük güç tüketimi sağlamaktadır, besleme gerilimi 0.5 V'tur, DC akım kaynakları değiştirilerek süzgecin kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir ve tasarımda herhangi bir direnç kullanılmamıştır. Sinh ortam CMOS süzgeçler, düşük güç tüketimi, doğrusallık ve düşük besleme geriliminde geniş dinamik aralık sunma gibi üstünlükleri nedeniyle son derece düşük güç tüketimi gerektiren biyomedikal uygulamalar için tercih edilmektedir. Ayrıca tasarlanan süzgeç, azaltılmış güç kaybı ve güç verimliliği üstünlükleri sayesinde biyomedikal sinyallerin ön uç işlenmesi için iyi bir aday olarak gösterilebilir. Süzgecin performansını göstermek için OrCAD Capture CIS programı kullanılarak TSMC 0.25 μm CMOS işlem parametreleri ile benzetimler gerçekleştirilmiştir.

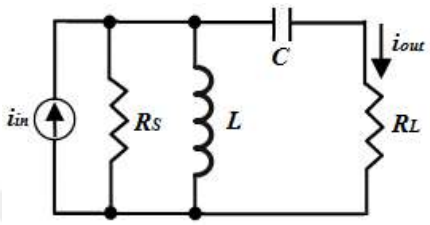
EKG sisteminde analog ön uç işleme aşaması, istenmeyen ve istenen sinyali ayırması sebebiyle önemlidir. Bir EKG sinyalindeki temel gürültü bileşenlerinden biri

de taban çizgisi dolaşımıdır. Taban çizgisi dolaşımına, elektrotlardaki ofset gerilimleri, solunum ve vücut hareketi neden olmaktadır. Taban çizgisi dolaşımı, özellikle düşük frekanslı S-T segmentini incelerken analizde sorunlara neden olabilmektedir. Taban çizgisi dolaşımını gidermek ve S-T segmentini yakalamak için yüksek geçiren bir süzgeç kullanılmalıdır. Amerikan Kalp Derneği (American Heart Association, AHA) tarafından bu yüksek geçiren süzgecin kesim frekansının 0.05 Hz olması gerektiği tavsiye edilmiştir (Kossmann, 1967). Beyin aktivitesini analiz etmek için zararsız, basit ve ucuz bir yöntem olan EEG, kafa derisine EEG probları yerleştirerek beynin elektriksel aktivitesini ölçer. Tüm verimli EEG bandını (0.1 Hz-100 Hz) elde etmek için yükselticiler ve süzgeçler kullanılmalıdır. Örneğin, düşük frekanslı kaymaları ortadan kaldırmak için EEG sinyallerine 0.1 Hz ikinci dereceden Butterworth yüksek geçiren süzgeç uygulanır (Hu ve Zang, 2019). EMG sinyali zayıf olduğundan ve diğer biyomedikal sinyaller gibi istenmeyen gürültüler içerdiğinden, herhangi bir sağlık uygulaması için kullanılmadan önce dikkatlice işlenmelidir. Gürültü bileşenleri en aza indirilirken, EMG sinyallerinden mümkün olduğunca fazla bilgi kalması beklenmektedir. Yapılan çalışmalarda yüzey EMG için yüksek geçiren süzgecin kesim frekansının 5 Hz olması gerektiği belirtilmiştir (Merletti, 1999).

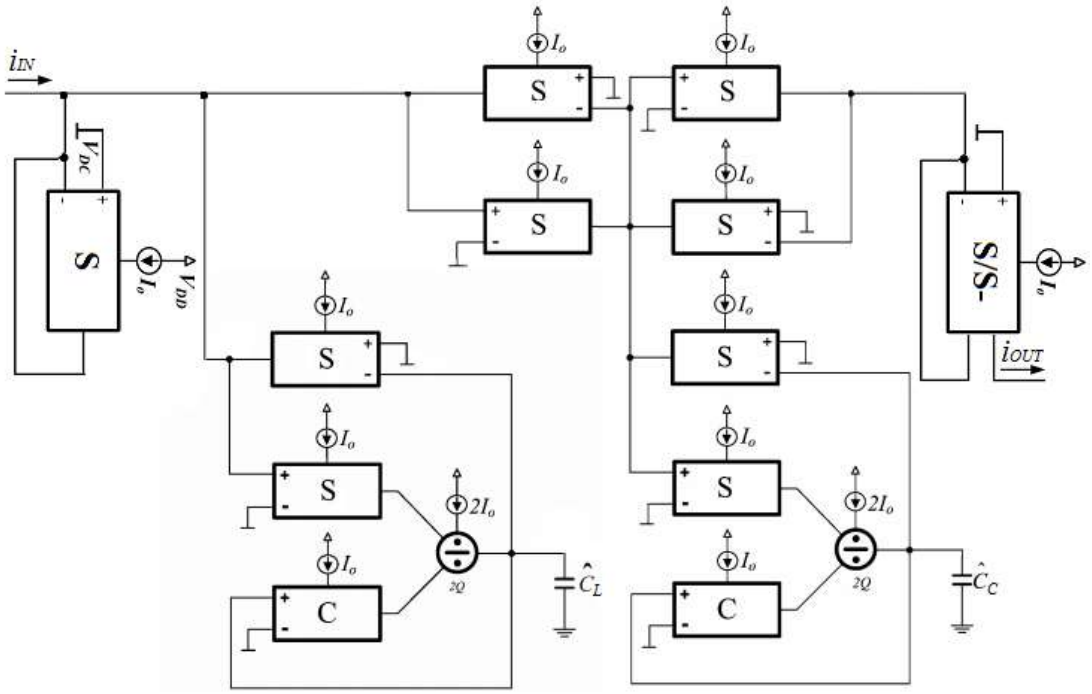
Kullanılacak süzgecin kesim bölgesinde çok düzgün bir frekans cevabı ile keskin bir geçiş özelliğine sahip olması gerektiğinden, süzgeç tasarımı için Butterworth yaklaşım tercih edilmiştir. Çünkü Butterworth süzgecin derecesi arttıkça kullanılan süzgecin kesim bölgesindeki düzgün frekans cevabı ve keskin geçiş de artmaktadır.

Sinh ortamda ikinci dereceden Butterworth yüksek geçiren süzgecin gerçekleştirilmesinde pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi kullanılmıştır. Pasif eşdeğer devresi Şekil 4.1.'de verilen ikinci dereceden yüksek geçiren bir süzgecin sinh ortam eşdeğer devresi eşdeğerler kullanılarak oluşturulmuştur. Bu noktada gerçekleştirmenin sadece S hücresi ve C hücresi kullanılarak gerçekleştirildiğine dikkat edilmelidir. Giriş akımının sıkıştırılmış bir gerilime dönüştürülmesi, giriş aşamasında doğrusal olmayan bir direnç ile sağlanırken, sıkıştırılmış gerilimin akıma dönüştürülmesi ise çıkış aşamasında doğrusal olmayan bir direnç tarafından gerçekleştirilir.

Bu tasarımda daha önce önerilen pasif elemanların sinh ortam eşdeğerleri kullanılmıştır (Kasimis ve Psychalinos, 2012; Kafe ve Psychalinos, 2014). İkinci dereceden yüksek geçiren süzgeç için gereken bileşenler topraklanmış direnç, topraklanmış bobin ve yüzen kondansatördür. Bu bileşenler kullanılarak tasarlanan ikinci dereceden Butterworth yüksek geçiren süzgecin sinh ortam eşdeğer devresi Şekil 4.2.'de gösterilmektedir.



Şekil 4.1. İkinci dereceden yüksek geçiren süzgeç pasif prototipi



Şekil 4.2. Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgeç devresi

Şekil 4.2.'de gösterilen sinh ortam ikinci dereceden Butterworth yüksek geçiren süzgeç devresinin benzetimi OrCAD Capture CIS programında TSMC 0.25 µm CMOS işlem parametreleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. 0.5 Hz kesim frekansında bir frekans tepkisi elde etmek için Şekil 4.1.'deki prototip süzgecin pasif elemanlarının

değerleri R_S= R_L= 84.5 MΩ, C= 2.7 nF ve L= 20 MH olarak seçilmiştir. Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgeç devresindeki S (Sinh) ve C (Cosh) hücrelerindeki I_0 akımlarının değerleri R= $(nV_T)/(2I_0)$ formülü kullanılarak hesaplanmıştır. Burada n= 1.3 ve V_T= 26 mV (27°C'de) olarak alınırsa I_0=200pA olarak elde edilecektir. L= $(C_L(nV_T)^2)/(2I_0)^2$ ve C=C_C denklemi kullanılarak ise kondansatör değerleri hesaplanmıştır. Burada n= 1.3 ve V_T= 26 mV (27°C'de) olarak alınırsa C_L= C_C= 2.7 nF olarak elde edilecektir.

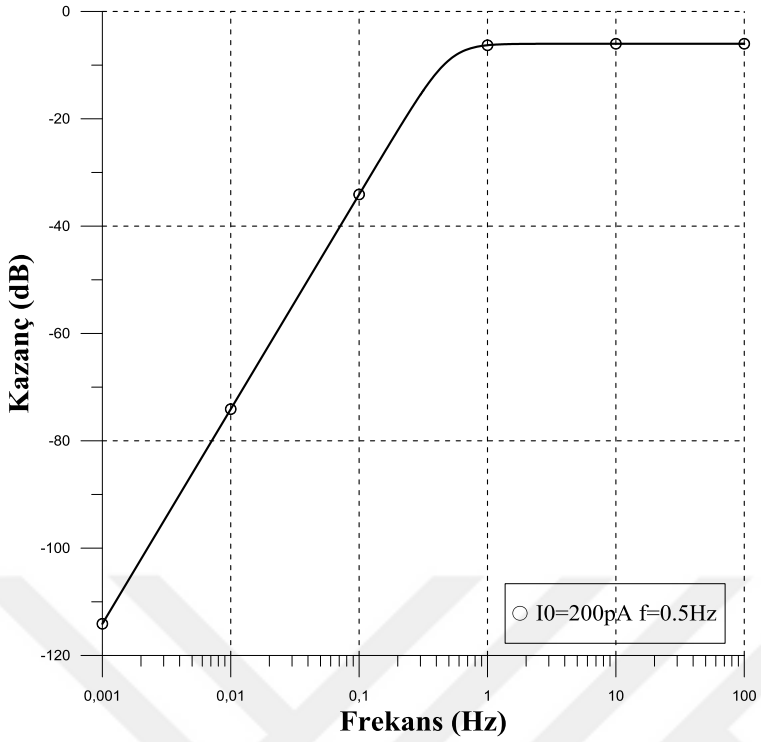
Zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET tabanlı doğrusal olmayan S ve C transiletken hücrelerindeki MOSFET'lerin en boy oranları Çizelge 4.1.'de özetlenmiştir. Besleme gerilimi V_{DD}= 0.5 V ve referans gerilimi V_{DC}= 0.2 V olarak seçilmiştir.

Çizelge 4.1. Doğrusal olmayan transiletken hücrede kullanılan MOSFET'lerin en boy oranları

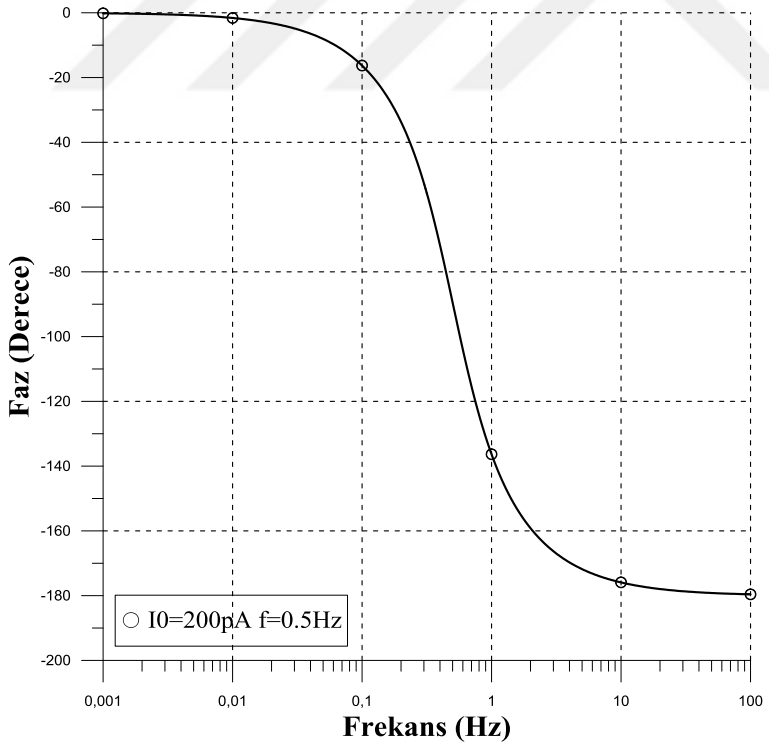
Transistör	W (µm)	L (µm)
M_{n1}-M_{n6}	0.34	1
M_{p1}-M_{p4}	46	0.6
M_{p5}-M_{p12}	2.4	0.6

Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin kazanç-frekans ve faz-frekans eğrileri Şekil 4.3. ve Şekil 4.4.'te sırasıyla verilmiştir. Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin kesim frekansı DC akım kaynakları değiştirilerek ayarlanabilmektedir. Farklı kesim frekanslarında farklı kazanç ve faz tepkileri elde etmek için süzgeçteki DC akım kaynaklarının değerleri değiştirilmiştir. f_0= 0.05 Hz, 0.1 Hz, 0.5 Hz ve 5 Hz için türetilen kazanç-frekans ve faz-frekans eğrileri eş zamanlı olarak sırasıyla Şekil 4.5. ve Şekil 4.6.'da gösterilmektedir.

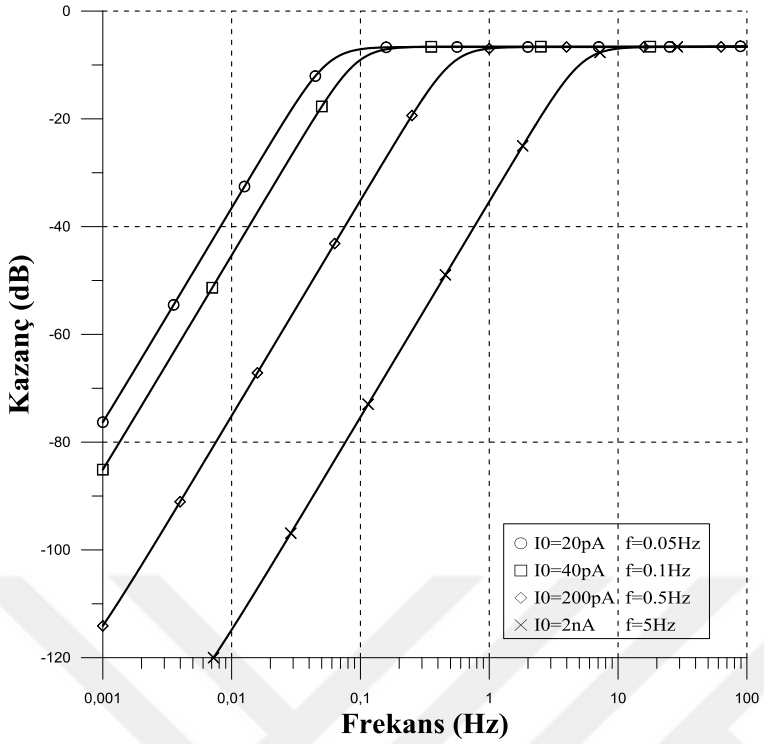
Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin girişine 0.5 Hz frekans ve 800 pA genlik değerinde bir sinüs işaret uygulanması ile elde edilen zaman ortamı tepkisi Şekil 4.7.'de görülmektedir. Benzetim sonucuna göre çıkış sinyalinin THD'si % 2 ve süzgecin toplam güç kaybı 12.5 nW olarak elde edilmiştir.



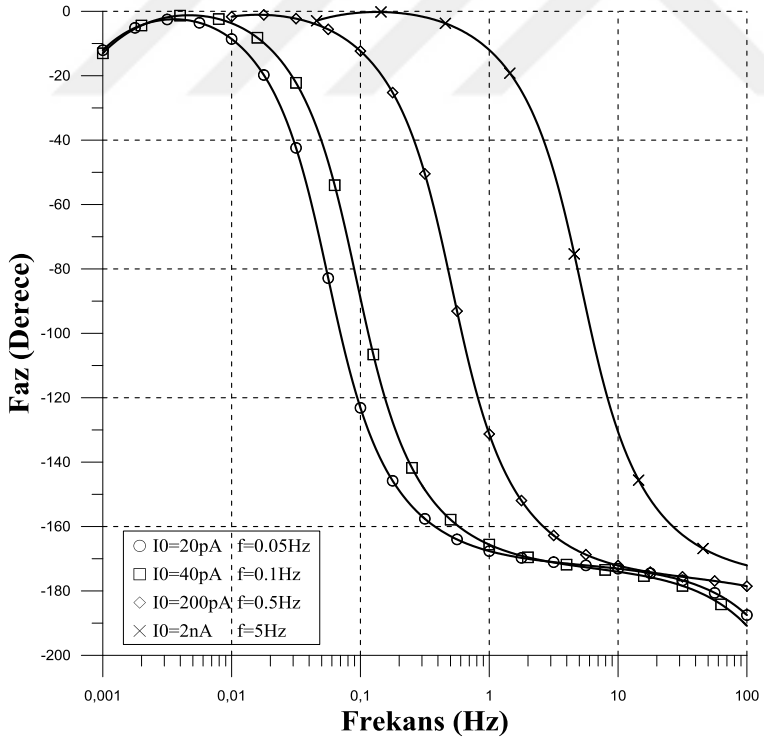
Şekil 4.3. Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin kazanç-frekans eğrisi



Şekil 4.4. Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin faz-frekans eğrisi

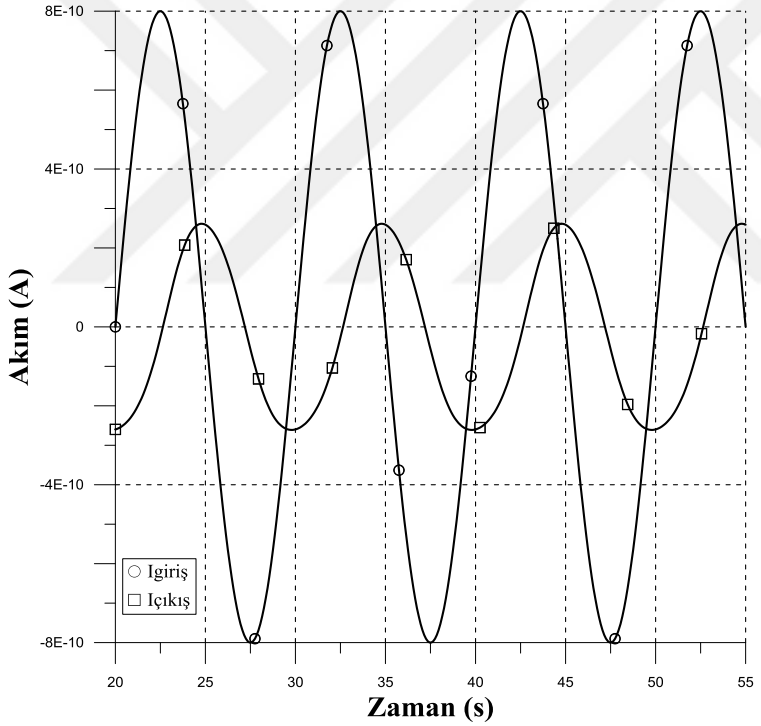


Şekil 4.5. İkinci dereceden yüksek geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri

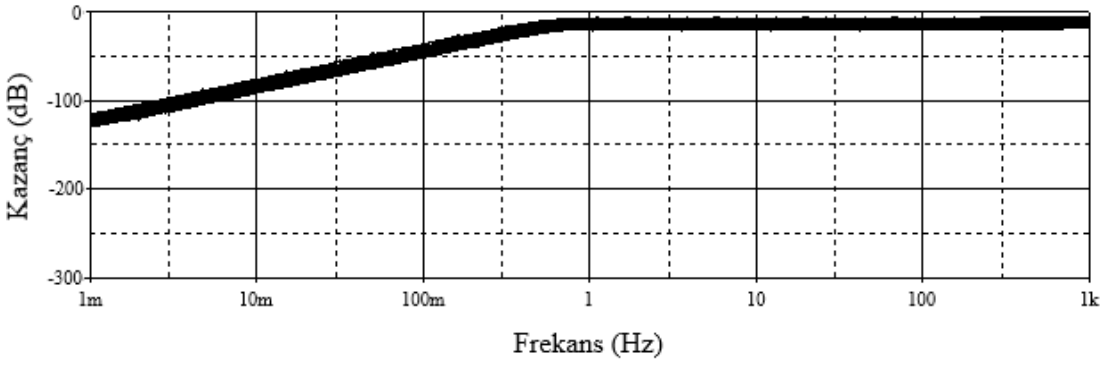


Şekil 4.6. İkinci dereceden yüksek geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için faz-frekans eğrileri

Sinh-ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin parametre toleransları analizi, OrCAD PSpice Monte Carlo analizi kullanılarak gerçekleştirmiştir. CMOS TSMC modeli, eşik gerilim kayması (threshold voltage shift), hareketlilik azalması (mobility reduction), hız doygunluğu (velocity saturation) ve kanal uzunluk modülasyonu (channel length modulation) gibi ikincil etkileri içerir. Eşit sapmalara (uniform deviations) sahip devre parametreleri; topraklanmış kondansatörlerde %10 tolerans, gövde etkisi parametresinde %1 tolerans, kanal uzunluk modülasyonunda %1 tolerans ve eşik gerilimde %1 tolerans olarak seçilmiştir. Önerilen sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin farklı parametre toleransları altında kazanç tepkisi Şekil 4.8.'de gösterilmiştir. Şekil 4.8.'den, en kötü durum derinliğinin (worth-case depth) yaklaşık -20 dB olduğu görülmektedir.



Şekil 4.7. İkinci dereceden yüksek geçiren süzgecin zaman ortamı tepkisi



Şekil 4.8. Farklı parametre toleransları altında önerilen yüksek geçiren süzgecin kazanç tepkisi

Tasarlanan sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin performansı (Kongpoon, 2013) ve (Kafe ve ark., 2014) ile karşılaştırılmıştır. Çizelge 4.2.' deki karşılaştırma, tasarlanan süzgecin ultra düşük gerilimli çalışma, güç verimliliği ve geniş dinamik aralık üstünlüklerini sunduğunu göstermektedir. Süzgecin kesim frekansının ayarlanabilir olması sebebiyle frekans aralığı EKG, EEG ve EMG sinyalleri için de uygun olmaktadır. Bu nedenle, tasarlanan sinh ortam yüksek geçiren süzgeç yüksek performanslı analog biyomedikal sinyalleri gerçekleştirmek için kullanılabilir.

Çizelge 4.2. Performans karşılaştırma sonuçları

Performans faktörü	**(Kongpoon, 2013)**	**(Kafe ve ark., 2014)**	**Tasarlanan**
Teknoloji	0.35 µm AMS CMOS	180 nm TSMC CMOS	0.25 µm TSMC CMOS
Topoloji	2. dereceden yüksek geçiren süzgeç	1. dereceden yüksek geçiren süzgeç	2. dereceden yüksek geçiren süzgeç
Besleme gerilimi	±1 V (2 V)	0.5 V	0.5 V
I_0	1 nA-100 nA	200pA	20 pA-8 nA
Kesim frekansı	5 kHz	0.05Hz	0.5 Hz
Güç tüketimi	0.36 µW-7.2 µW	4.6 nW	12.5 nW
Frekans aralığı	1 Hz-100 kHz	0.01Hz-0.05Hz	0.05 Hz-20 Hz
Dinamik aralık	98 dB	68.2 dB	>60dB

4.1.2. Sinh ortamda EEG sinyallerinde güç hattı girişimini gidermek için düşük güçlü/gerilimli akım modlu beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgeç tasarımı

Bu bölümde, sinh ortamda biyomedikal uygulamalar için düşük güçlü/gerilimli akım modlu beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgeç tasarımı gerçekleştirilmiştir. Sinh ortam süzgeçleri, doğası gereği AB sınıfıdır. Bu nedenle, önerilen tasarım, karşılık gelen DC öngerilim akımlarından daha büyük akımları işleyebilir. Bu süzgeç, EEG sinyalinin beta dalgasının frekans bandına yakın olan güç hattı girişimini ortadan kaldırmak için tasarlanmıştır. Bu süzgecin gerçekleştirilmesinde, yüksek dereceli süzgeçlerin sentezlenmesindeki önemli üstünlükleri nedeniyle, pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi kullanılmıştır. Önerilen topoloji sinh ortam süzgeçlerinin doğal AB-sınıfı özelliğine sahiptir, zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET'lerin kullanılması ile düşük güç tüketimi sağlamaktadır, besleme gerilimi 0.5 V'tur, DC akım kaynakları değiştirilerek süzgecin kesim frekansı elektronik olarak değiştirilebilmektedir ve tasarımda herhangi bir direnç kullanılmamıştır. Tasarlanan devre, düşük güç/gerilim, kompaktlık ve düşük kesim frekanslarında çalışma gibi özelliklerinden dolayı biyomedikal uygulamalar için ideal görünmektedir. Süzgecin performansını göstermek için OrCAD Capture CIS programı kullanılarak TSMC 0.25 μm CMOS işlem parametreleri ile benzetimler gerçekleştirilmiştir.

Biyomedikal sinyal toplama sistemlerinin geliştirilmesinde biyomedikal devre tasarımı çok önemlidir. Düşük güçlü, daha küçük ve taşınabilir toplama sistemleri için yeni devre tasarımları gereklidir. EKG, EEG ve EMG düşük genlik ve düşük frekans değerindeki yaygın biyomedikal sinyallerdendir (Ansari, 2019). Zayıf biyomedikal sinyallerin alınması sırasında oluşan gürültüleri biyomedikal sinyallerden gidermek için sinyalin özelliklerine göre çeşitli filtreleme işlemleri gerçekleştirilir.

EEG sinyali, ɣ (40-100 Hz), β (13-40 Hz), α (8-13 Hz), θ (4-8 Hz) ve δ (0.5-4 Hz) olarak adlandırılan frekans bantlarında yer alan birkaç dalgadan oluşur. EEG sinyal toplama sisteminin analog ön ucunda en az 40 Hz merkez frekanslı bir alçak geçiren

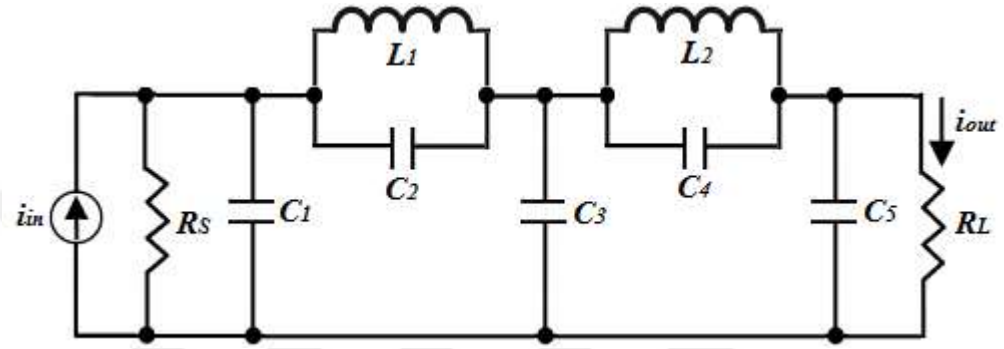
süzgeç kullanılması önerilir. Bununla birlikte, EEG sinyalleri genellikle, gücü tipik olarak biyomedikal sinyalden çok daha yüksek olduğu için, güç hattı girişiminin güçlü bir girişim kaynağı olduğu gürültülü bir ortamda alınır. Güç hattı paraziti, biyomedikal sinyallerin elde edilmesi için önemli sorunlardan biridir. EEG sinyalinin beta dalgasının frekans bandına yakın güç hattı parazitini ortadan kaldırmak için yüksek dereceli alçak geçiren bir süzgeç kullanmak gereklidir, çünkü düşük dereceli bir süzgeç bu paraziti gidermek için yeterli olmayabilir (Ansari, 2019; Wang, 2015).

Süzgeçler matematiksel transfer fonksiyonlarına göre Butterworth, Chebyshev, Eliptik ve Bessel süzgeçleri olarak gruplandırılabilir. Bir eliptik süzgeç, durdurma bandında bir dalgalanmaya sahiptir ve aynı derecedeki diğer süzgeçlerden daha hızlı geçiş bandından durdurma bandına geçişe sahiptir. (Wang, 2015)'te, karşılık gelen EEG frekans bandından (40 Hz) güç hattı girişim frekansına (50/60 Hz) dik bir düşüş elde etmek için pasif bileşenlerle oluşturulmuş beşinci dereceden bir eliptik süzgeç tasarımı verilmiştir. Eliptik süzgeç, diğer süzgeç türlerine kıyasla en keskin geçişe sahip olduğu için dik bir düşüş gösterir.

Bu bölümde, EEG sinyalinin beta dalgasının frekans bandına yakın güç hattı girişimini ortadan kaldırmak için beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgeç sinh ortamda tasarlanmıştır.

Sinh ortam beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgecin gerçekleştirilmesinde pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi kullanılmıştır. Pasif eşdeğer devresi Şekil 4.9.'da verilen beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin sinh ortam eşdeğer devresi eşdeğerler kullanılarak oluşturulabilir. Bu noktada gerçekleştirmenin sadece S ve C hücreleri kullanılarak gerçekleştirildiğine dikkat edilmelidir. Giriş akımının sıkıştırılmış bir gerilime dönüştürülmesi, giriş aşamasında doğrusal olmayan bir direnç ile sağlanırken, sıkıştırılmış gerilimin akıma dönüştürülmesi ise çıkış aşamasında doğrusal olmayan bir direnç tarafından gerçekleştirilir.

Bu tasarımda daha önce önerilen pasif elemanların sinh ortam eşdeğerleri kullanılmıştır (Kasimis ve Psychalinos, 2012; Kafe ve Psychalinos, 2014). Beşinci dereceden alçak geçiren süzgeç için gereken bileşenler topraklanmış direnç, topraklanmış kondansatör, yüzen bobin ve yüzen kondansatördür. Bu bileşenler kullanılarak tasarlanan beşinci dereceden eliptik alçak geçiren süzgecin sinh ortam eşdeğer devresi Şekil 4.10.'da gösterilmektedir.



Şekil 4.9. Beşinci dereceden alçak geçiren süzgeç pasif prototipi

Şekil 4.10.'da gösterilen sinh ortam beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgeç devresinin benzetimi OrCAD Capture CIS programında TSMC 0.25 μm CMOS işlem parametreleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Çizelge 4.3.'de verilen prototip süzgecin pasif elemanlarının ve sinh ortam eşdeğeri değerleri, 40 Hz kesim frekansı ile bir frekans tepkisi elde etmek için seçilen değerlerdir. Sinh ortam beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgeç devresindeki S (Sinh) ve C (Cosh) hücrelerindeki I_0 akımlarının değerleri $R= (nV_T)/(2I_0)$ formülü kullanılarak hesaplanmıştır. Burada n= 1.3 ve V_T=26 mV (27°C'de) olarak alınırsa I_0=200pA olarak elde edilecektir. $L= (C_L(nV_T)^2)/(2I_0)^2$ ve $C=C_C$ denklemi kullanılarak ise kondansatör değerleri hesaplanmıştır.

Zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET tabanlı doğrusal olmayan S (Sinh) ve C (Cosh) transiletken hücrelerindeki MOSFET'lerin en boy oranları Çizelge 4.4.'te özetlenmiştir. Besleme gerilimi V_{DD}= 0.5 V ve referans gerilimi V_{DC}= 0.2 V olarak seçilmiştir.

Çizelge 4.3. Pasif prototip devre elemanlarının ve sinh ortam eşdeğerinin değerleri (R_S=R_L=84,5 MΩ)

	Pasif prototip	Sinh ortam eşdeğeri
C1	47.48 pF	47.48 pF
L1	399.9 kH	55.98 pF
C2	8.386 pF	8.386 pF
C3	74.55 pF	74.55 pF
L2	293.1 kH	41.03pF
C4	25.02 pF	25.02 pF
C5	35.99 pF	35.99 pF

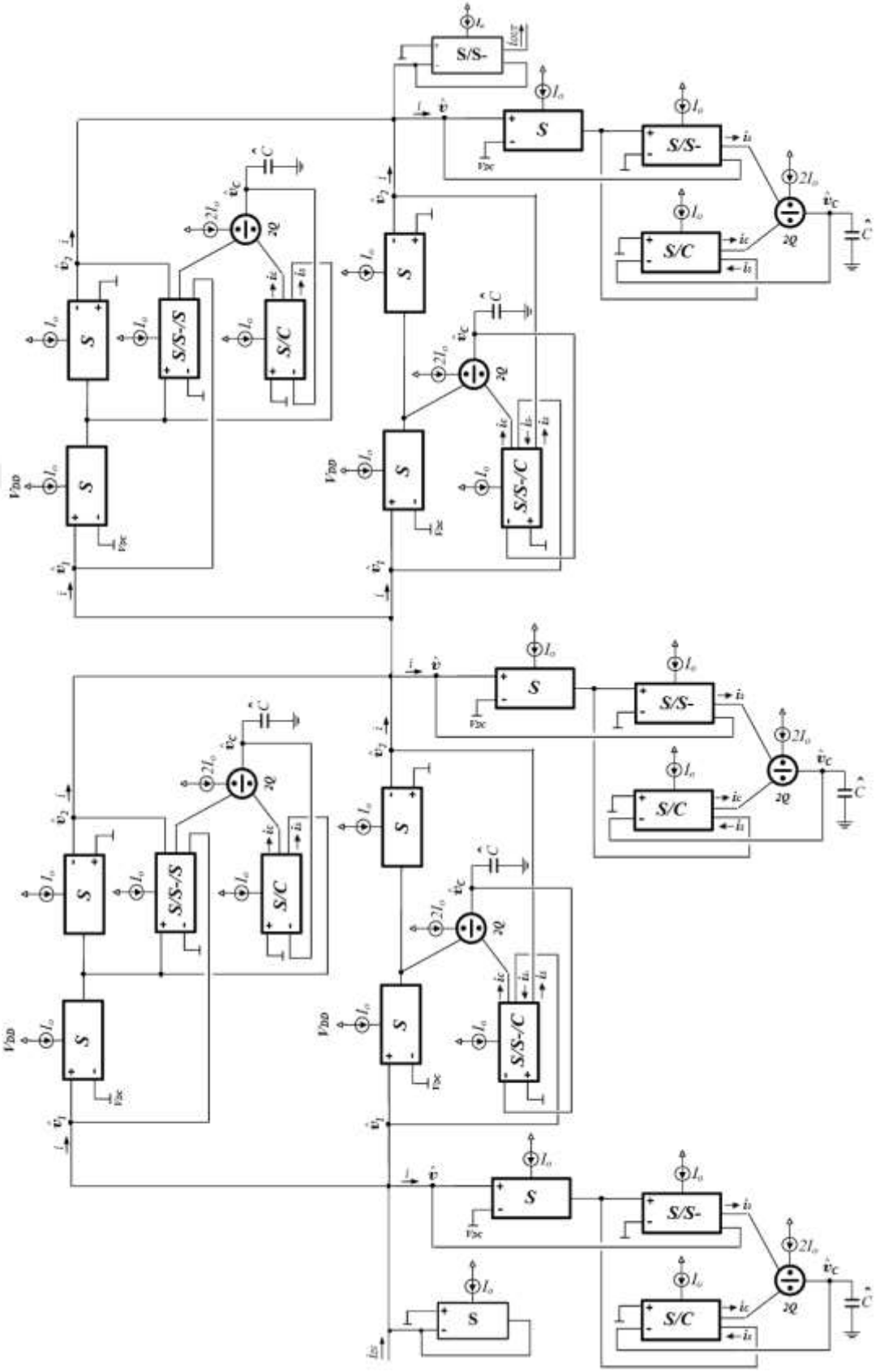
Çizelge 4.4. Doğrusal olmayan transiletken hücrede kullanılan MOSFET'lerin en boy oranları

Transistör	W (µm)	L (µm)
M_{n1}-M_{n6}	0.34	1
M_{p1}-M_{p4}	46	0.6
M_{p5}-M_{p12}	2.4	0.6

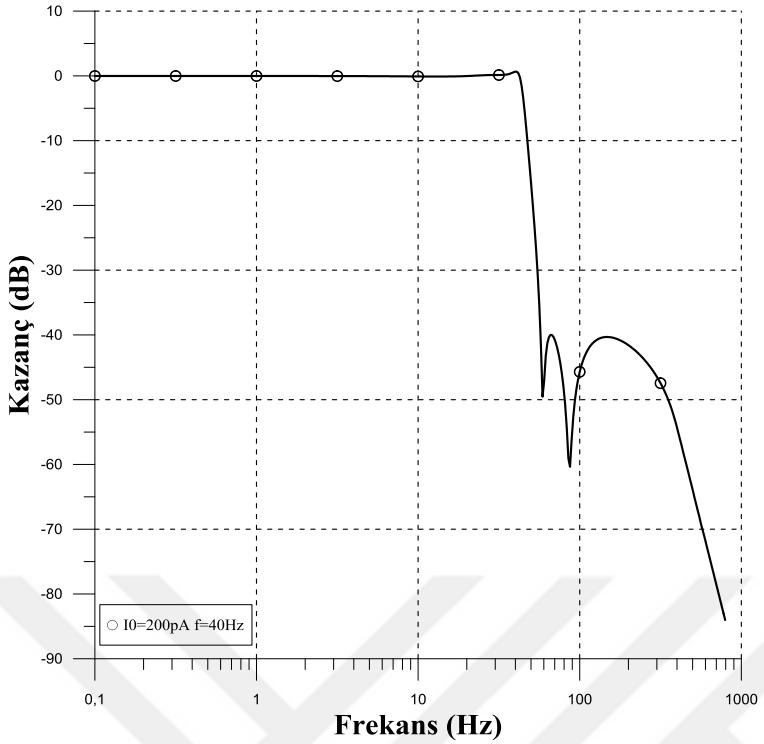
Sinh ortam beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgecin kazanç-frekans eğrisi Şekil 4.11.'de verilmiştir. Farklı kesim frekanslarında farklı kazanç ve faz tepkilerielde etmek için süzgeçteki DC akım kaynaklarının değerleri değiştirilmiştir. Süzgecin, f_0= 40 Hz, 200 Hz ve 1 kHz kesim frekans değerleri için elektronik olarak ayarlanabildiği Şekil 4.12.'de görülmektedir. Bu merkez frekans değerleri için DC akım değerleri 200 pA-5 nA arasında değişmektedir. Süzgecin adım tepkisi (step-response) Şekil 4.13.'te görülmektedir.

Sinh ortam beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgecin girişine 40 Hz frekans ve 800 pA genlik değerinde bir sinüs işaret uygulanması ile elde edilen zaman ortamı tepkisi Şekil 4.14.'te görülmektedir. Benzetim sonucuna göre çıkış sinyalinin THD' si % 2'den düşük ve süzgecin toplam güç kaybı 39.9 nW olarak elde edilmiştir.

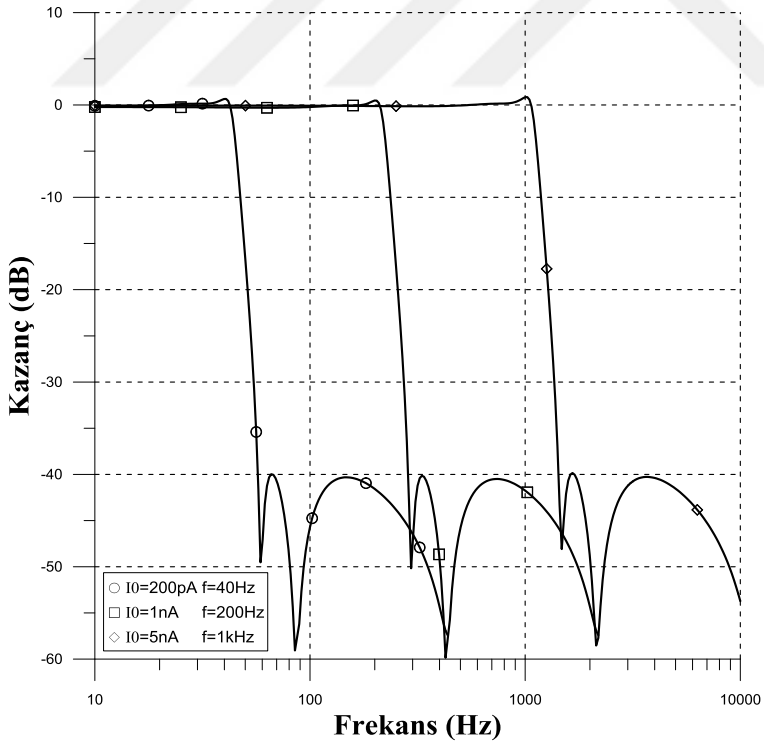
Sinh ortam ikinci dereceden yüksek geçiren süzgecin parametre toleransları analizi, OrCAD PSpice Monte Carlo analizi kullanılarak gerçekleştirmiştir. Eşit sapmalara sahip devre parametreleri; topraklanmış kondansatörlerde %10 tolerans, gövde etkisi parametresinde %1 tolerans, kanal uzunluk modülasyonunda %1 tolerans ve eşik gerilimde %1 tolerans olarak seçilmiştir. Önerilen sinh ortam beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı parametre toleransları altında kazanç tepkisi Şekil 4.15.'te gösterilmiştir. Şekil 4.15.'ten, en kötü durum derinliğinin yaklaşık -10 dB olduğu görülmektedir.



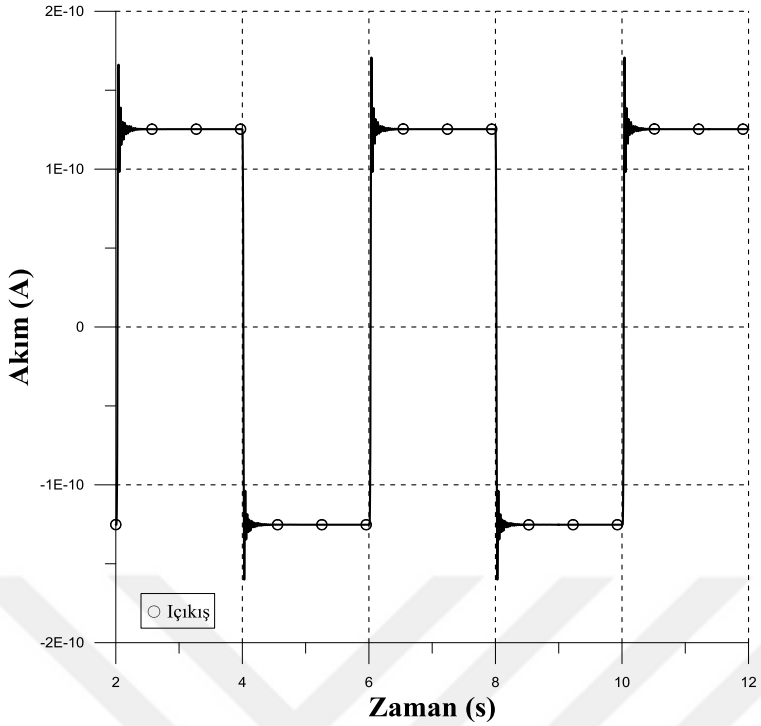
Şekil 4.10. Sinh ortam beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgeç



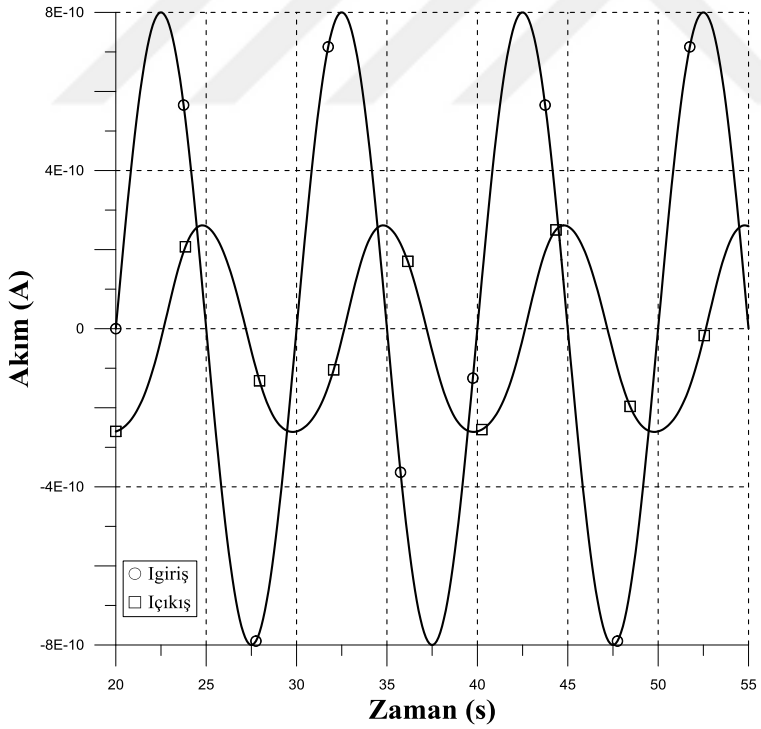
Şekil 4.11. Sinh ortam beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin kazanç-frekans eğrisi



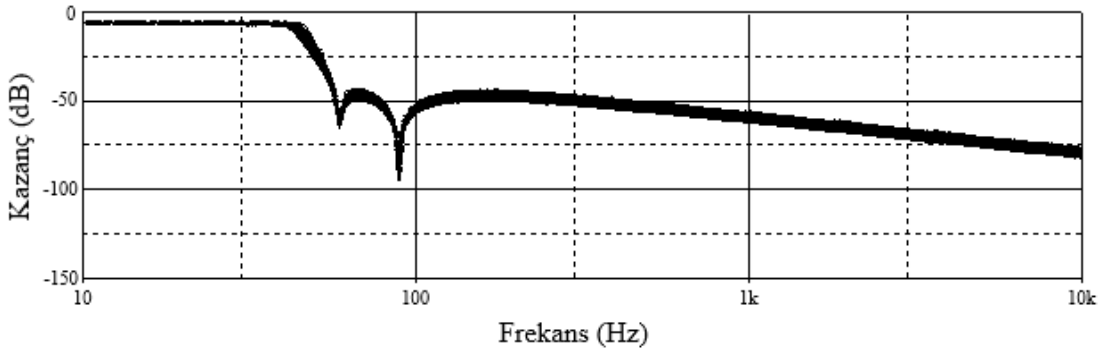
Şekil 4.12. Beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri



Şekil 4.13. Sinh ortam beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin adım tepkisi



Şekil 4.14. Sinh ortam beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin zaman ortamı tepkisi



Şekil 4.15. Farklı parametre toleransları altında önerilen alçak geçiren süzgecin kazanç tepkisi

Tasarlanan sinh ortam beşinci dereceden alçak geçiren süzgecin performansı (Kırçay ve Çam, 2009) ve (Kasimis ve Psychalinos, 2012) ile karşılaştırılmıştır. Çizelge 4.5.'teki karşılaştırma, tasarlanan sinh ortam beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgecin daha yüksek gerilim/güç verimliliği ve geniş dinamik aralık sunduğu görülmektedir.

Çizelge 4.5. Performans karşılaştırma sonuçları

Performans faktörü	(Kırçay ve Çam, 2009)	(Kasimis ve Psychalinos, 2012)	Tasarlanan
Teknoloji	Ideal BJT ve AT&T CBIC-U2	AMS 0.35 µm S35 BiCMOS	0.25 µm TSMC CMOS
Topoloji	Logaritmik ortam, beşinci dereceden Eliptik süzgeç, durum-uzay-sentez yöntemi	Sinh ortam, üçüncü dereceden Eliptik süzgeç, eleman yerleştirme	Sinh ortam, beşinci dereceden Eliptik süzgeç, eleman yerleştirme
Besleme gerilimi	2.5 V	1.2 V	0.5 V
I_0	19.3 µA-193.04 µA	70 nA to 5 µA	10 pA-6 nA
Kesim frekansı	5.75 MHz	458 kHz	40 Hz
Toplam kapasitans	600 pF	232.6 pF	288.436 pF
Güç Tüketimi	-	603 µW	39.9 nW
Frekans aralığı	2 MHz-20 MHz	14.3 kHz and 0.88 MHz	2 Hz-1.2 kHz
Dinamik aralık	>60dB	49.7 dB	>60dB

4.2. Biyomedikal Uygulamaları için Karekök Ortamda Süzgeç Tasarımı

Bu bölümde biyomedikal uygulamaları için karekök ortamda düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç tasarımı durum uzayı sentez yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

4.2.1. Karekök ortamda biyomedikal uygulamaları için düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç tasarımı

Bu bölümde biyomedikal sinyal edinim sisteminin analog ön ucundaki istenmeyen sinyalleri kaldırmak için kullanılacak alçak geçiren süzgeç, karekök ortamda, düşük frekanslarda, düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden olacak şekilde durum uzayı sentez yöntemi kullanılarak tasarlanmıştır. 3V besleme geriliminde çalıştırılan karekök ortam süzgeci akım aynaları, akım modlu karekök devreleri ve topraklanmış kondansatörlerden oluşturulmuştur. Süzgecin performansını göstermek için OrCAD Capture CIS programında TSMC 0.25µm CMOS işlem parametreleri kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları, alçak geçiren süzgecin kesim frekansının 1 kHz-120 kHz aralığında elektronik olarak ayarlanabileceğini, % 0.5 toplam harmonik bozulma olduğunu göstermiştir. Tasarımı gerçekleştirilen devrelerin üstünlükleri; sadece CMOS'lar ve topraklanmış kondansatörden oluşması, kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabilmesi, akım modlu olması, düşük gerilim/güç uygulamaları için uygun olması ve geniş dinamik aralık ve düşük THD sağlaması olarak sıralanabilir. Ek olarak, süzgeç durum uzay sentez yöntemi ile tasarlanmıştır. Karekök ortamda doyum bölgesinde çalışan MOSFET'lerin kullanılması, biyomedikal uygulamaları için üstünlük olarak görülmektedir. Çünkü biyomedikal uygulamalarında, taşınabilir cihazın ömrünün uzatılması için sistemin güç kaybı yeterince düşük olmalıdır.

Karekök ortamda ikinci dereceden akım modlu alçak geçiren süzgeç, durum uzayı sentez yöntemi kullanılarak tasarlanmıştır. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$H(s) = \frac{{\omega_0}^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + {\omega_0}^2} \tag{4.1}$$

Denklemde Q kalite faktörü ve ω_0 kesim frekansıdır. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin durum uzayı denklemleri denklem (4.2) ve denklem (4.3)'te görülmektedir:

$$\dot{x_1} = -\omega_0 Q x_2 + \omega_0 Q u \tag{4.2}$$

$$\dot{x_2} = \frac{\omega_0}{Q} x_1 - \frac{\omega_0}{Q} x_2 \tag{4.3}$$

Çıkış denklemi:

$$y = x_2 \tag{4.4}$$

olarak elde edilir.

Denklemlerde x_1 ve x_2 durum değişkenleri, u giriş, y çıkıştır. Denklem (4.2) ve denklem (4.3), giriş ve durum değişkenlerinin kare dönüşümleri kullanılarak düğüm denklemleri kümesine dönüştürülebilir. Bu nedenle aşağıdaki dönüşümler denklemdeki niceliklere uygulanabilir:

$$x_1 = \frac{\beta}{2}(V_1 - V_{TH})^2 \tag{4.5.a}$$

$$x_2 = \frac{\beta}{2}(V_2 - V_{TH})^2 \tag{4.5.b}$$

Denklemlerde $\beta = \frac{\mu_0 C_{ox} \omega}{L}$ geçiş iletkenlik parametresi, V_{TH} eşik gerilimi, V_1 ve V_2 kapı-kaynak gerilimleridir. Doyum denklemlerinin türevleri alınırsa:

$$\dot{x}_1 = \beta \dot{V}_1 (V_1 - V_{TH}) \tag{4.6.a}$$

$$\dot{x}_2 = \beta \dot{V}_2 (V_2 - V_{TH}) \tag{4.6.b}$$

elde edilir. Denklem (4.6.a) ve denklem (4.6.b)'de verilen tanımlama denklem (4.2) ve denklem (4.3)'e uygulanır ve denklem (4.7) ve denklem (4.8)'i oluşturacak şekilde düzenlenir:

$$C\dot{V}_1 = -\frac{\omega_0 CQ}{\sqrt{\beta}}\sqrt{\frac{x_2^{\,2}}{2x_1}} + \frac{\omega_0 CQ}{\sqrt{\beta}}\sqrt{\frac{u^2}{2x_1}} \tag{4.7}$$

$$C\dot{V}_2 = \frac{\omega_0 C}{Q\sqrt{\beta}}\sqrt{\frac{x_1^{\,2}}{2x_2}} - \frac{\omega_0 C}{Q\sqrt{\beta}}\sqrt{\frac{x_2^{\,2}}{2x_2}} \tag{4.8}$$

Denklemlerde C bir kondansatör değeridir. Yukarıdaki denklemlerde görülen $C\dot{V}_1$ ve $C\dot{V}_2$ ifadeleri, iki kondansatör üzerinden toprağa akan akımlar olarak kabul edilebilir.

I_0 denklem (4.9)'da görüldüğü gibi bir sabittir:

$$I_0 = \frac{\omega_0^{\,2} C^2}{\beta} \tag{4.9}$$

Denklem (4.7) ve Denklem (4.8) aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$C\dot{V}_1 = -\sqrt{\frac{x_2^{\,2} I_0}{2x_1}}Q + \sqrt{\frac{u^2 I_0}{2x_1}}Q \tag{4.10}$$

$$C\dot{V}_2 = \sqrt{\frac{x_1^{\,2} I_0}{2x_2}}\frac{1}{Q} - \sqrt{\frac{x_2 I_0}{2}}\frac{1}{Q} \tag{4.11}$$

Q=1 kabul edilirse, Denklem (4.10) ve denklem (4.11)'deki durum denklemleri denklem (4.12) ve denklem (4.13)'teki gibi elde edilir:

$$C\dot{V}_1 = -\sqrt{\frac{x_2^{\,2} I_0}{2x_1}} + \sqrt{\frac{u^2 I_0}{2x_1}} \tag{4.12}$$

$$C\dot{V}_2 = \sqrt{\frac{x_1^{\,2} I_0}{2x_2}} - \sqrt{\frac{x_2 I_0}{2}} \tag{4.13}$$

Çıkış denklemi:

$$y = x_2 = \frac{\beta}{2}(V_2 - V_{th})^2 \tag{4.14}$$

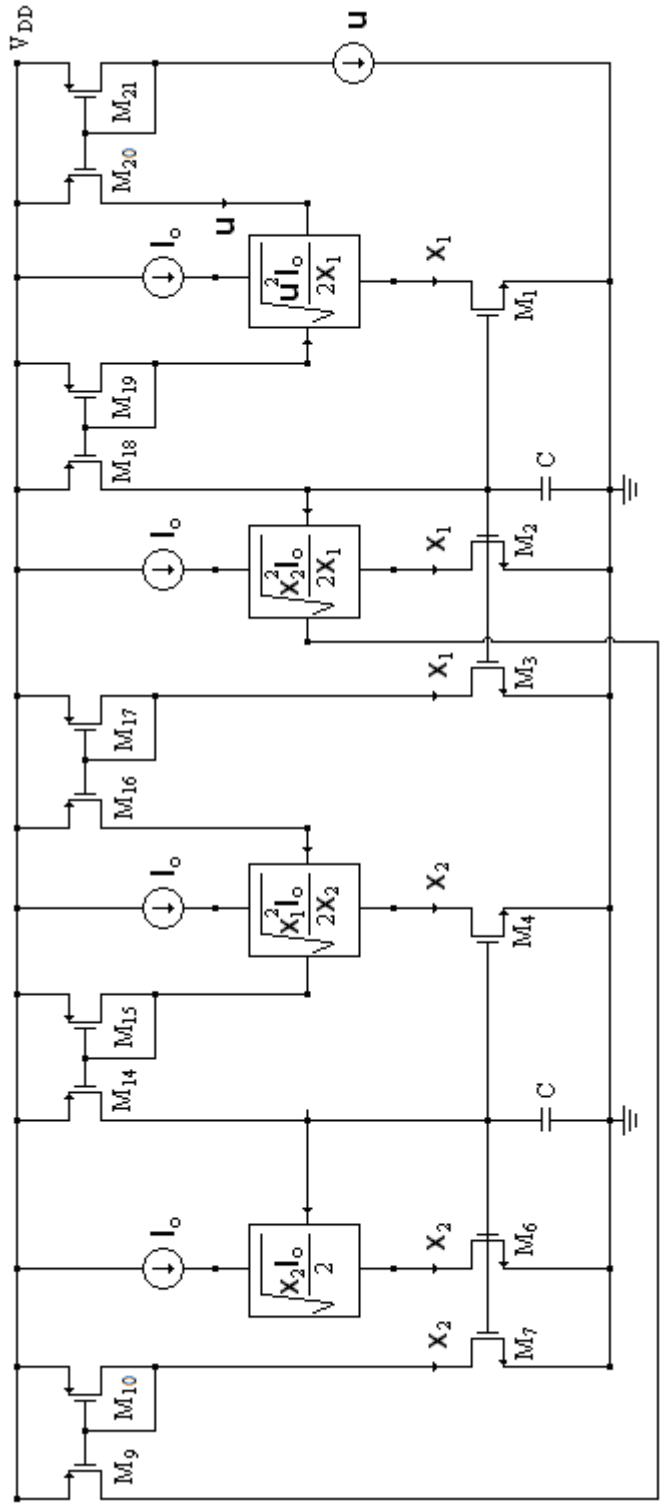
olarak elde edilir. Şekil 4.16.'da verilen karekök ortamda ikinci dereceden akım modlu alçak geçiren süzgeç, denklem (4.12), denklem (4.13) ve denklem (4.14) kullanılarak; akım aynaları, karekök devre, karekök devre ve kare alıcı/bölücü devre ile oluşturulan alt devre ve topraklanmış iki kondansatör ile gerçekleştirilmiştir. I_0 akımının değeri değiştirilerek denklem (4.15)' te verilen süzgecin kesim frekansı ayarlanabilmektedir. ω_0'ın, I_0 akımının karekökü ile doğru orantılı ve C ile ters orantılı olacak şekilde değiştiği görülmektedir.

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{I_0 \beta}}{C} \tag{4.15}$$

Tasarlanan karekök ortamda ikinci dereceden akım modlu alçak geçiren süzgeci, TSMC 0.25 µm CMOS model transistör parametreleri kullanılarak benzetim yapılmıştır. Çizelge 4.6.'da, tasarlanan süzgeç devresinde kullanılan MOSFET'lerin boyutları görülmektedir. Süzgeç V_{DD}=3V besleme gerilimi ile çalıştırılmıştır. Devredeki kondansatörler C=200pF ve DC akım kaynakları I_0= 80 µA değerlerindedir. Bu değerlerde, süzgecin kesim frekansı 88 kHz'dir. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin kazanç-frekans ve faz-frekans eğrileri Şekil 4.17. ve Şekil 4.18.'de verilmiştir.

Çizelge 4.6. Transistör boyutları

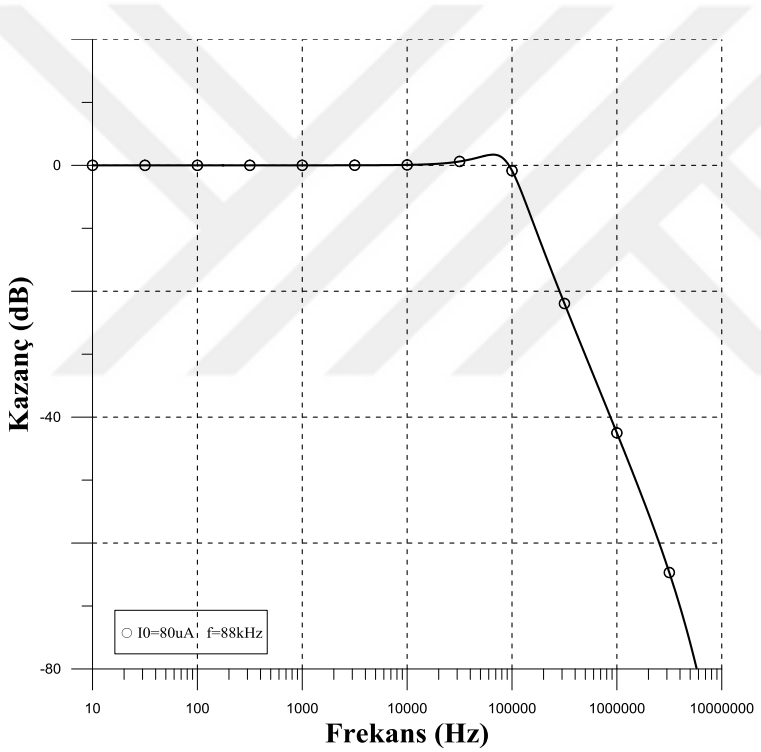
	Transistör	**W (µm)**	**L (µm)**
Karekök Devresi	M_{11}	55	2
	M_1, M_{13}	60	2
	M_{10}	110	2
	M_2-M_4	120	2
	M_5-M_9, M_{12}, M_{14}-M_{17}	220	2
Kare Alıcı/Bölücü Devre	M_1, M_2, M_{13}	60	2
	M_{10}, M_{11}	110	2
	M_3, M_4	120	2
	M_5-M_9, M_{12}, M_{14}-M_{17}	220	2
Alçak Geçiren Süzgeç Devresi	M_1-M_4, M_6, M_7	20	20
	M_9, M_{10}, M_{14}-M_{21}	22	8



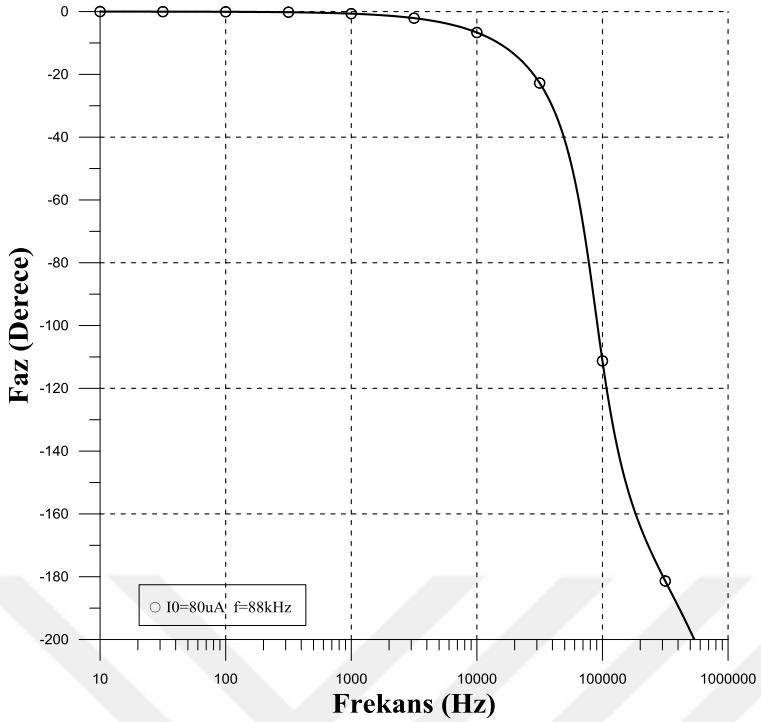
Şekil 4.16. Karekök ortamlı ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç devresi

Süzgecin kesim frekansı I_0 DC akım kaynaklarının değerleri değiştirilerek elektronik olarak ayarlanabilmektedir. I_0 DC akım kaynakları 0.5 µA-160 µA değer aralığında değiştirildiğinde kesim frekansı 3 kHz-120 kHz değer aralığında değişmektedir. Süzgeç devresinin I_0 doğru akım kaynaklarının farklı değerleri için elde edilen kazanç-frekans eğrileri Şekil 4.19.'da verilmiştir.

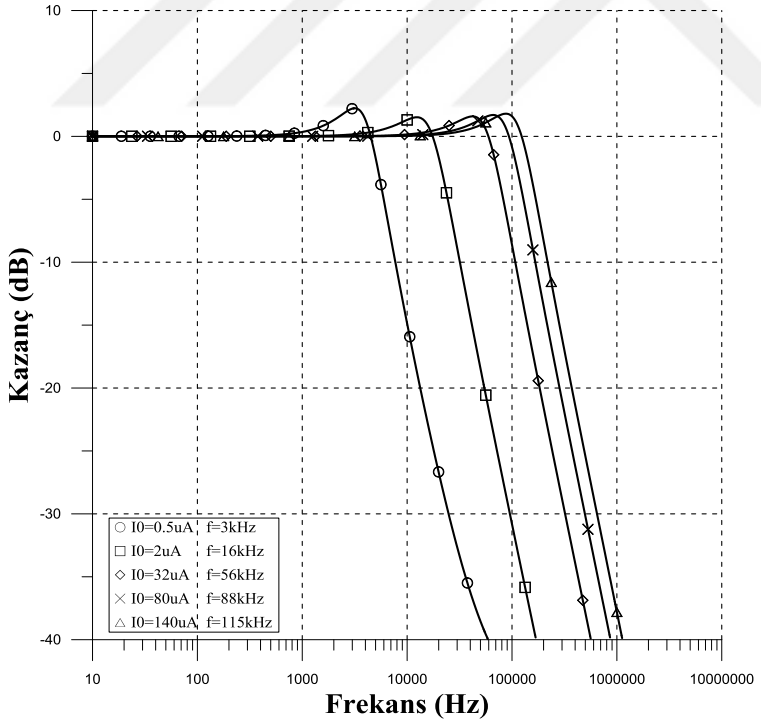
Karekök ortamda ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin girişine 88 kHz frekans ve 10 µA genlik değerinde bir sinüs işaret uygulanması ile elde edilen zaman ortamı tepkisi Şekil 4.20.'de görülmektedir. Benzetim sonucuna göre çıkış sinyalinin THD'si % 0.5 olarak ölçülmüştür.



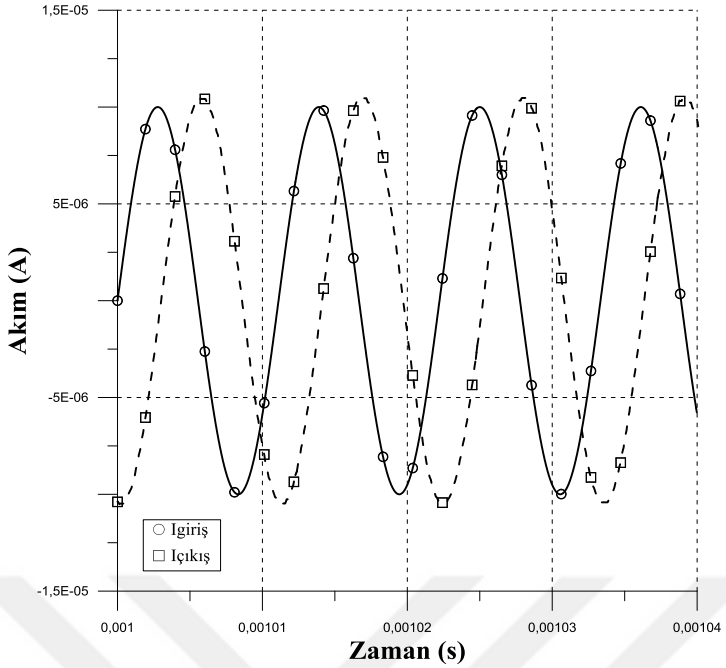
Şekil 4.17. Karekök ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin kazanç-frekans eğrisi



Şekil 4.18. Karekök ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin faz-frekans eğrisi

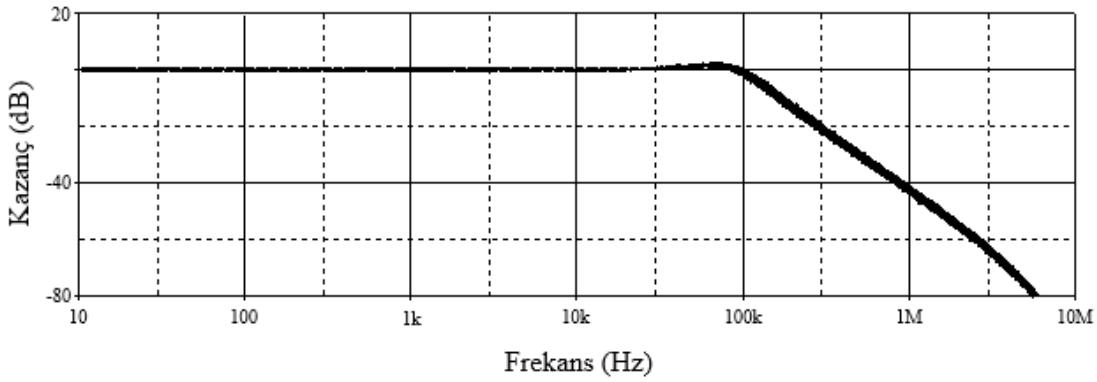


Şekil 4.19. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri



Şekil 4.20. Karekök ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin zaman ortamı tepkisi

Karekök ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin parametre toleransları analizi, OrCAD PSpice Monte Carlo analizi kullanılarak gerçekleştirmiştir. Eşit sapmalara sahip devre parametreleri; topraklanmış kondansatörlerde %10 tolerans, gövde etkisi parametresinde %0.5 tolerans, kanal uzunluk modülasyonunda %0.5 tolerans ve eşik gerilimde %0.5 tolerans olarak seçilmiştir. Önerilen karekök ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı parametre toleransları altında kazanç tepkisi Şekil 4.21.'de gösterilmiştir.



Şekil 4.21. Farklı parametre toleransları altında önerilen alçak geçiren süzgecin kazanç tepkisi

4.3. Biyomedikal Uygulamaları için Logaritmik Ortamda Süzgeç Tasarımı

Bu bölümde biyomedikal uygulamaları için logaritmik ortamda düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç tasarımı durum uzayı sentez yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

4.3.1. Logaritmik ortamda biyomedikal uygulamaları için düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden fark alıcı AB-sınıfı alçak geçiren süzgeç tasarımı

Bu bölümde logaritmik ortamda biyomedikal uygulamaları için düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden fark alıcı AB-sınıfı alçak geçiren süzgeç tasarımı durum uzayı sentezi yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Minimum bileşenler kullanılarak oluşturulan devrenin yapısı, fark alıcı AB-sınıfıdır. Harici akım kaynakları değiştirilerek devrenin kalite faktörü, kazanç ve kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir. 1.2 V güç kaynağı ile çalıştırılan devre, yalnızca NPN tipi transistörlerden ve topraklanmış kondansatörlerden oluşturulmuştur. Tasarlanan alçak geçiren süzgeç, akım modlu olduğundan ve logaritmik ortamda tasarlandığından daha geniş bir bant genişliğine sahiptir. Sadece 1.2 V güç kaynağı kullanıldığından düşük güç/gerilim uygulamaları için uygundur. Ayrıca, doğası gereği doğrusal olmayan devre yapı taşları ve sıkıştırma özelliklerine sahip doğrusal sistem gerçekleştirmesi nedeniyle daha düşük THD değerleri ve geniş dinamik aralık sağlar. Yalnızca topraklanmış kondansatörler ve NPN BJT'ler kullandığından VLSI teknolojileri için uygundur. Süzgecin performansını göstermek için OrCAD Capture CIS programında AT&T CBIC-R (NR200N-2X NPN) transistörü kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir.

Biyomedikal sinyal toplama sisteminin analog ön ucunda kullanılan süzgeçlerin kesim frekansı, gürültüyü temizlemek için yeterince düşük olmalıdır. Çünkü bu sinyaller tipik olarak 10 mHz ile 10 kHz arasındaki düşük frekans aralığındadır. EKG sinyali, kalbin çalışma durumunun ayrıntılı bir görünümünü sağladığı için kalp hastalıklarının ameliyat dışı durumlarının teşhisi için önemlidir. Bir EKG sinyalindeki

birincil gürültü bileşenlerinden biri elektromanyetik girişimdir. Q-R-S aralıklarını korumak ve elektromanyetik girişimi en aza indirmek için EKG sinyal toplama sisteminde 100 Hz kesim frekansına sahip bir alçak geçiren süzgeç kullanılmalıdır (Kafe ve ark., 2014). EEG, beynin elektriksel aktivitesini ölçen bir yöntemdir. Süzgeçler, tam verimli EEG bandını elde etmek ve EEG sinyalini gürültüden arındırmak için kullanılır. Örneğin, EEG sinyalini yüksek frekanslı gürültüden temizlemek için 100 Hz alçak geçiren süzgeç kullanılır (Chen ve ark., 2007). EMG, kasların elektrik sinyallerinin yazdırılmasıdır. EMG sinyali içerdiği gürültü nedeniyle sağlık uygulamalarında kullanılmadan önce dikkatli bir şekilde işlenmelidir. Yüzey EMG için alçak geçiren süzgecin kesim frekansının 500 Hz olması gerektiği belirtilmiştir (Merletti, 1999).

İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir:

$$T_{lp}(s) = \frac{K\omega_0^{\,2}}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^{\,2}} \tag{4.16}$$

İkinci dereceden alçak geçiren süzgeç, durum uzayı denklemleri ile aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\dot{x}_1 = -\frac{\omega_0}{Q}x_1 - \omega_0 x_2 + K\omega_0 u \tag{4.17}$$

$$\dot{x}_2 = \omega_0 x_1 \tag{4.18}$$

Çıkış denklemi ise aşağıdaki denklem ile ifade edilir:

$$y = x_2 \tag{4.19}$$

Burada u alçak geçiren süzgecin giriş sinyalini, y alçak geçiren süzgecin çıkışını, x_1 ve x_2 alçak geçiren süzgecin durum değişkenlerini, w_0 alçak geçiren süzgecin doğal

frekansını, K alçak geçiren süzgecin kazancını, Q alçak geçiren süzgecin kalite faktörünü temsil etmektedir.

Süzgeci gerçekleştirmek için fark alıcı AB-sınıfı yaklaşımı kullanılmıştır. Bu amaçla denklemler, durum değişkenleri ve giriş denklemi için sol ve sağ denklemler olmak üzere iki denkleme ayrılmıştır (Frey ve Tola, 1999; Tola ve Frey 2000). Durum değişkenleri, giriş ve çıkış denklemleri sırasıyla aşağıda verilmiştir:

$$x_1 = x_{1L} - x_{1R},$$
$$x_2 = x_{2L} - x_{2R},$$
$$u = u_L - u_R,$$
$$y = y_L - y_R \tag{4.20}$$

Sol denklemler,

$$\dot{x}_{1L} = -\frac{\omega_0}{Q} x_{1L} - \omega_0 x_{2L} + K\omega_0 u_L - \frac{\omega_0}{I_{f2}} x_{1L} x_{1R} \tag{4.21}$$

$$\dot{x}_{2L} = \omega_0 x_{1L} - \frac{\omega_0}{I_{f2}} x_{2L} x_{2R} \tag{4.22}$$

Sağ denklemler,

$$\dot{x}_{1R} = -\frac{\omega_0}{Q} x_{1R} - \omega_0 x_{2R} + K\omega_0 u_R - \frac{\omega_0}{I_{f2}} x_{1L} x_{1R} \tag{4.23}$$

$$\dot{x}_{2R} = \omega_0 x_{1R} - \frac{\omega_0}{I_{f2}} x_{2L} x_{2R} \tag{4.24}$$

Süzgeç devresini gerçekleştirmek için sol ve sağ denklemler uygun formda olmalıdır, bu ikinci adımda $-\omega_0 x_2$ parametresinin işareti değiştirilir. Sol ve sağ denklemlerin uygun şekli aşağıdaki gibidir.

Sol denklemler (uygunlaştırılmış form),

$$\dot{x}_{1L} = -\frac{\omega_0}{Q} x_{1L} + \omega_0 x_{2R} + K\omega_0 u_L - \frac{\omega_0}{I_{f2}} x_{1L} x_{1R} \tag{4.25}$$

$$\dot{x}_{2L} = \omega_0 x_{1L} - \frac{\omega_0}{I_{f2}} x_{2L} x_{2R} \tag{4.26}$$

Sağ denklemler (uygunlaştırılmış form),

$$\dot{x}_{1R} = -\frac{\omega_0}{Q} x_{1R} + \omega_0 x_{2L} + K\omega_0 u_R - \frac{\omega_0}{I_{f2}} x_{1L} x_{1R} \tag{4.27}$$

$$\dot{x}_{2R} = \omega_0 x_{1R} - \frac{\omega_0}{I_{f2}} x_{2L} x_{2R} \tag{4.28}$$

Bu nedenle aşağıdaki eşlemeler denklemlerdeki niceliklere uygulanabilir (β sonsuz kabul edilmiştir) (Frey, 1993; Frey, 1996):

$$\begin{aligned} &x_{1L} = I_s e^{V_{1L}/V_t},\ x_{1R} = I_s e^{V_{1R}/V_t}, \\ &x_{2L} = I_s e^{V_{2L}/V_t},\ x_{2R} = I_s e^{V_{2R}/V_t}, \\ &u_L = I_s e^{V_{0L}/V_t},\ u_R = I_s e^{V_{0R}/V_t} \end{aligned} \tag{4.29}$$

Burada V_t termal gerilim ($V_t = kT/q$), I_s doyum akımıdır. Yukarıdaki ilişkiler sol tarafı gerçekleştirmek için denklem (4.25) ve denklem (4.26)'ya uygulanır.

Ölçekleme faktörleri $CV_t / I_s e^{V_{1L}/V_t}$ denklemi aracılığıyla çarpılır; daha sonra aşağıdaki düğüm denklemlerini oluşturacak şekilde düzenlenir. Kondansatörler, transistörler ve akım kaynakları ile gerçekleştirilen düğüm denklemleri:

$$C\dot{V}_{1L} = -\frac{\omega_0 CV_t}{Q} + \omega_0 CV_t e^{\frac{V_{2R}-V_{1L}}{V_t}} + K\omega_0 CV_t e^{\frac{V_{0L}-V_{1L}}{V_t}} - \frac{\omega_0}{I_{f2}} CV_t I_s e^{V_{1R}/V_t} \tag{4.30}$$

$$C\dot{V}_{2L} = \omega_0 C V_t e^{\frac{V_{1L}-V_{2L}}{V_t}} - \frac{\omega_0}{I_{f2}} C V_t I_s e^{V_{2R}/V_t} \tag{4.31}$$

$$I_{f1} = \frac{\omega_0}{Q} C V_t \tag{4.32}$$

$$I_{f2} = \omega_0 C V_t \tag{4.33}$$

$$I_{f3} = K \omega_0 C V_t \tag{4.34}$$

$$C\dot{V}_{1L} = -I_{f1} + I_{f2} e^{\frac{V_{2R}-V_{1L}}{V_t}} + I_{f3} e^{\frac{V_{0L}-V_{1L}}{V_t}} - \frac{\omega_0}{I_{f2}} C V_t I_s e^{V_{1R}/V_t} \tag{4.35}$$

$$C\dot{V}_{2L} = I_{f2} e^{\frac{V_{1L}-V_{2L}}{V_t}} - \frac{\omega_0}{I_{f2}} C V_t I_s e^{V_{2R}/V_t} \tag{4.36}$$

Eğer $I_{f1} = I_s e^{V_{f1}/V_t}$, $I_{f2} = I_s e^{V_{f2}/V_t}$, $I_{f3} = I_s e^{V_{f3}/V_t}$ ise denklem (4.35) ve denklem (4.36) tekrar düzenlenebilir:

$$C\dot{V}_{1L} = -I_{f1} + I_s e^{\frac{V_{2R}+V_{f2}-V_{1L}}{V_t}} + I_s e^{\frac{V_{0L}+V_{f3}-V_{1L}}{V_t}} - I_s e^{V_{1R}/V_t} \tag{4.37}$$

$$C\dot{V}_{2L} = I_s e^{\frac{V_{1L}+V_{f2}-V_{2L}}{V_t}} - I_s e^{V_{2R}/V_t} \tag{4.38}$$

Sol çıkış denklemi:

$$y_L = I_s e^{V_{2L}/V_t} \tag{4.39}$$

İlk denklemin sol tarafı, $\dot{V}_{1L}$ gerilimlerine sahip topraklanmış bir kondansatör boyunca akan akımları temsil eder. Sağ taraftaki denklemler ayrıca denklem (4.40)-(4.42)'deki akım kaynakları ve doğru polarmalı transistör arasındaki akımların kombinasyonları olarak oluşturulur;

$$C\dot{V}_{1R} = -I_{f1} + I_s e^{\frac{V_{2L}+V_{f2}-V_{1R}}{V_t}} + I_s e^{\frac{V_{0R}+V_{f3}-V_{1R}}{V_t}} - I_s e^{V_{1L}/V_t} \tag{4.40}$$

$$C\dot{V}_{2R} = I_s e^{\frac{V_{1R}+V_{f2}-V_{2R}}{V_t}} - I_s e^{V_{2L}/V_t} \tag{4.41}$$

Sağ çıkış denklemi:

$$y_R = I_s e^{V_{2R}/V_t} \tag{4.42}$$

(4.37)-(4.42) denklemleri kullanılarak oluşturulan ikinci dereceden akım modlu fark alıcı AB-sınıfı logaritmik ortam alçak geçiren süzgeç Şekil 4.22.'de gösterilmiştir. Bir akım ayırıcı devre kullanılmıştır (Tola, 1999). Akım ayırıcı devre, farkları girişe eşit olan ve ilgili değerleri tüm olası girişler için kesinlikle pozitif olan bir çift akım elde etme işlevi görür.

Süzgecin doğal frekansı: $\omega_0 = \dfrac{I_{f2}}{CV_t}$ (4.43)

Süzgecin kazancı: $K = \dfrac{I_{f3}}{I_{f2}}$ (4.44)

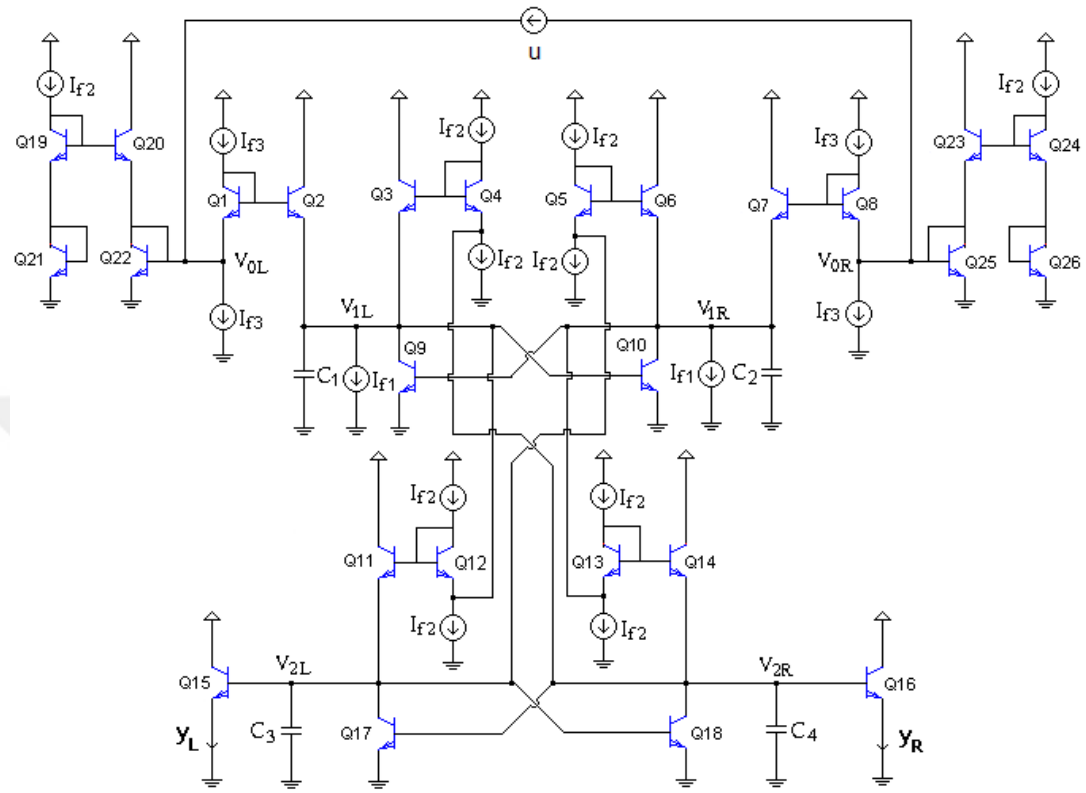
Süzgecin kalite faktörü: $Q = \dfrac{I_{f2}}{I_{f1}}$ (4.45)

Harici akımlar değiştirilerek süzgecin doğal frekansı ω_0, kazancı K ve kalite faktörü Q elektronik olarak ayarlanabilmektedir.

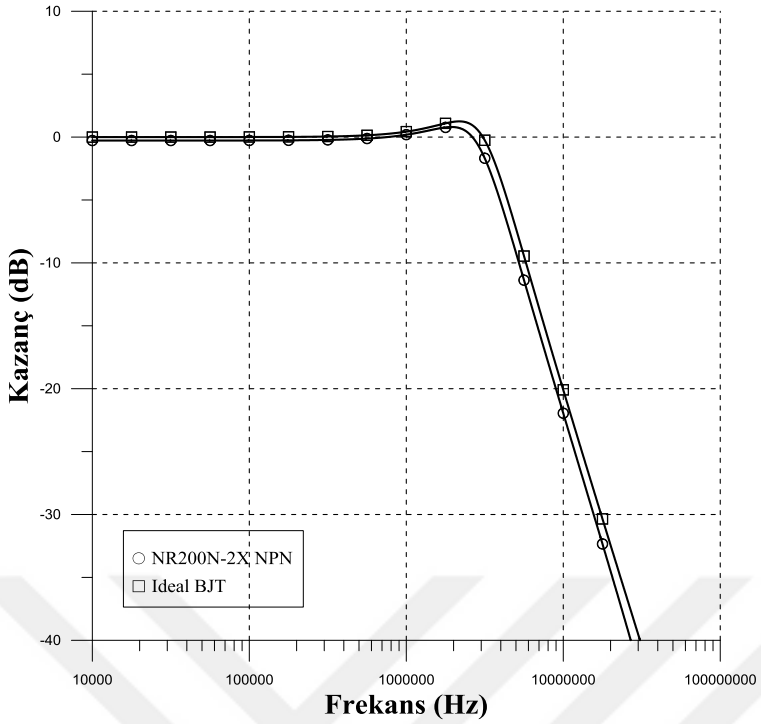
Logaritmik ortamda ikinci dereceden fark alıcı AB-sınıfı alçak geçiren süzgecin benzetimi, hem ideal hem de AT&T CBIC-R (NR200N-2X NPN) transistörü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Devre parametreleri K=1, Q=1, V_t= 26mV, C=100 pF, V_{CC}= 1.2 V, I_{f1}= I_{f2}= I_{f3}= 50 μA seçilmiştir. Bu koşullar altında süzgecin kesim frekansı f_0= 3.108 MHz' dir. İkinci dereceden fark alıcı AB-sınıfı logaritmik ortam alçak geçiren süzgecin kazanç-frekans eğrisi Şekil 4.23.'te, faz-frekans eğrisi ise Şekil 4.24.'te gösterilmektedir.

İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin doğal frekansı f_0, kazancı K ve kalite faktörü Q, harici akımlar değiştirilerek elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Şekil 4.25. ve Şekil 4.26. alçak geçiren süzgecin kesim frekansının harici akımlar değiştirilerek ayarlandığını göstermektedir. Sonuç olarak, harici akımların

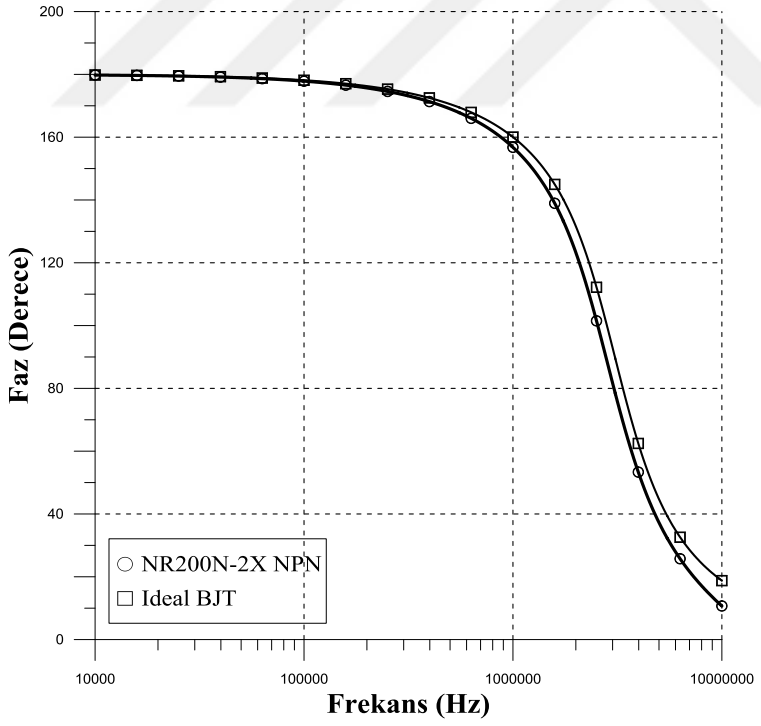
değerleri 12.5 µA- 100 µA arasında değiştirildiğinde kesim frekansının değeri 777 kHz- 6.126 MHz arasında değişmektedir.



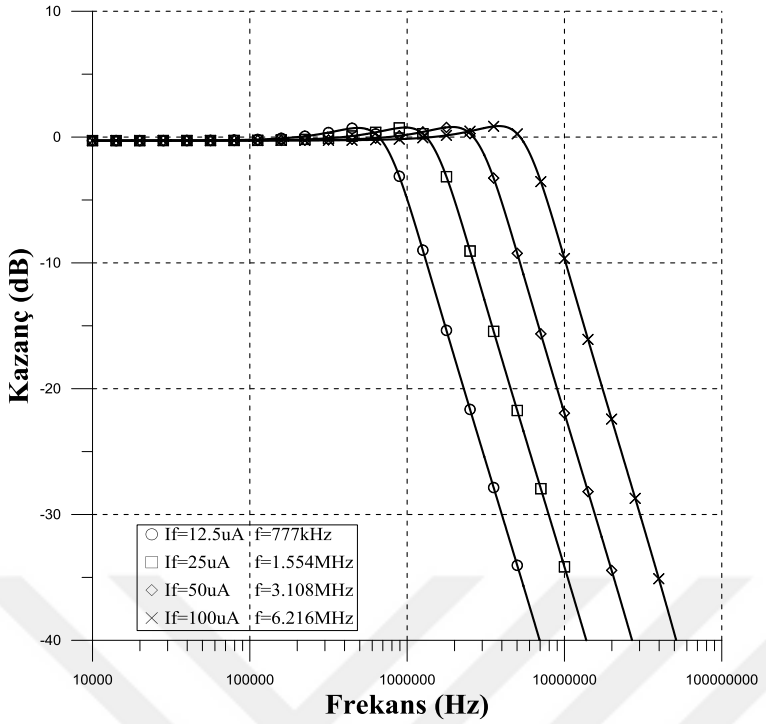
Şekil 4.22. Logaritmik ortamda ikinci dereceden fark alıcı AB-sınıfı alçak geçiren süzgeç



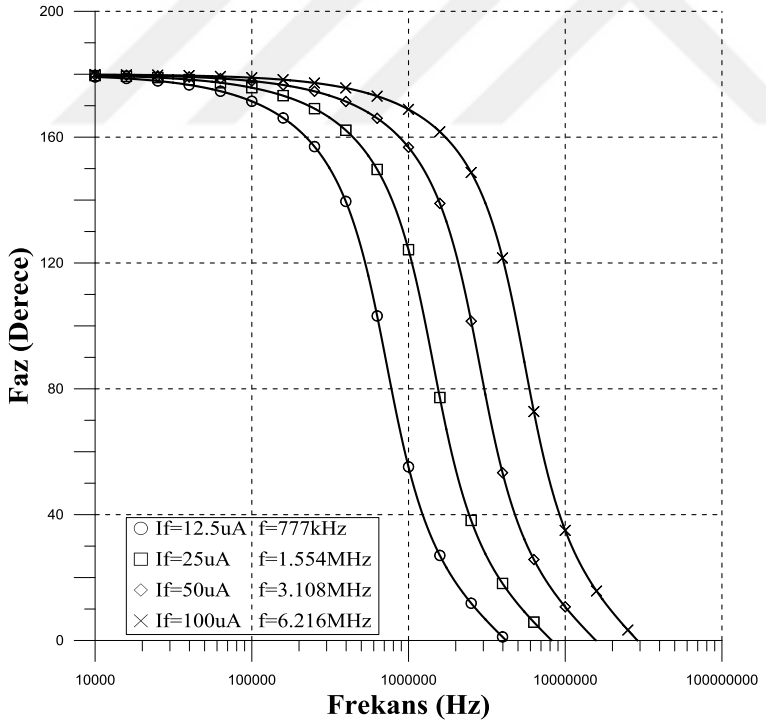
Şekil 4.23. Logaritmik ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç kazanç-frekans eğrileri



Şekil 4.24. Logaritmik ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç faz-frekans eğrileri



Şekil 4.25. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri



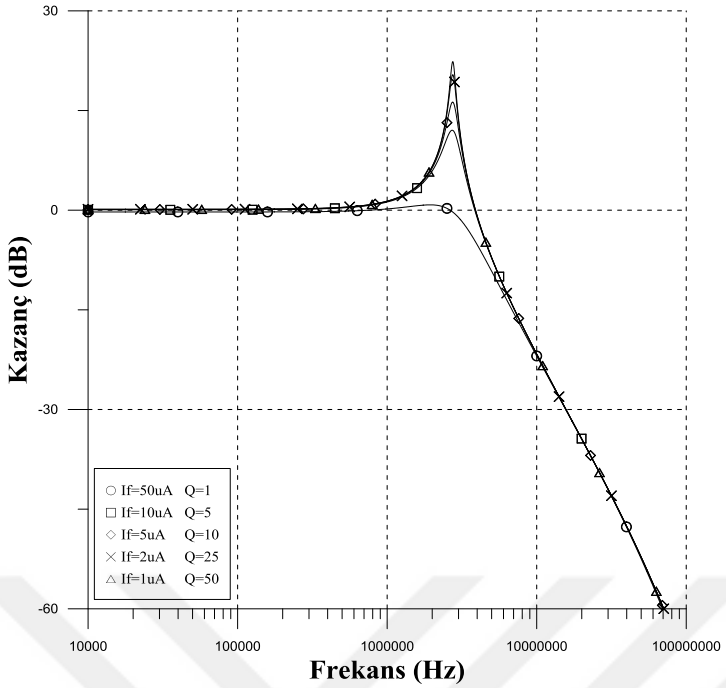
Şekil 4.26. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için faz-frekans eğrileri

Şekil 4.27.'de gösterildiği gibi harici akım değiştirilerek kalite faktörü Q değişimleri gözlemlenmiştir. Bu amaçla, harici akım I_{f1}'in değerleri değiştirilerek Q değeri 1'den 50' ye kadar ayarlanmıştır.

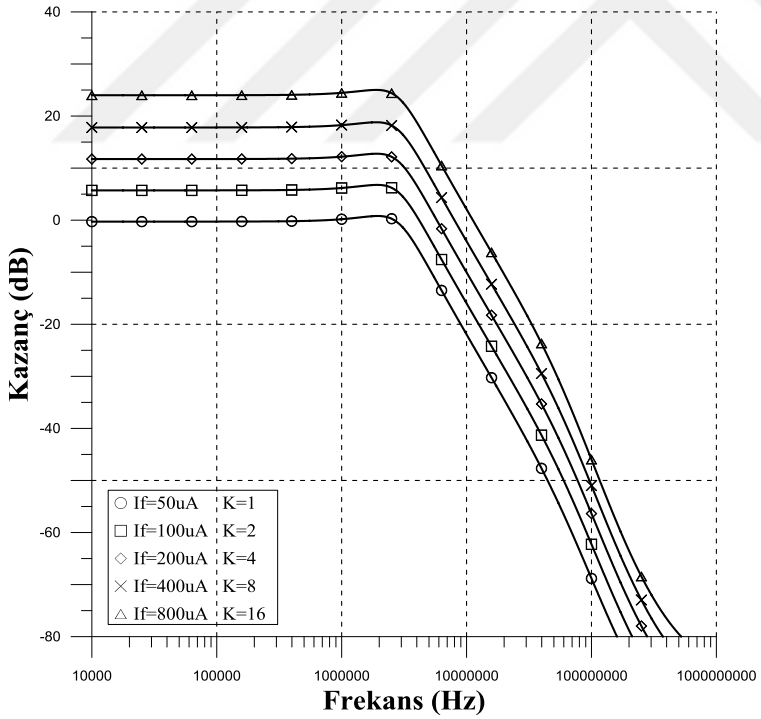
Şekil 4.28.'de gösterildiği gibi harici akım değiştirilerek kazanç K değişimleri gözlemlenmiştir. Bu amaçla, harici akım I_{f3}'ün değerleri değiştirilerek K değeri 1'den 16'ya kadar ayarlanmıştır.

Logaritmik ortamda ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin girişine 3.108 MHz frekans ve 100 μA genlik değerinde bir sinüs işaret uygulanması ile elde edilen zaman ortamı tepkisi Şekil 4.29.'da görülmektedir. Benzetim sonucuna göre süzgecin toplam güç kaybı 1.19 mW olarak elde edilmiştir.

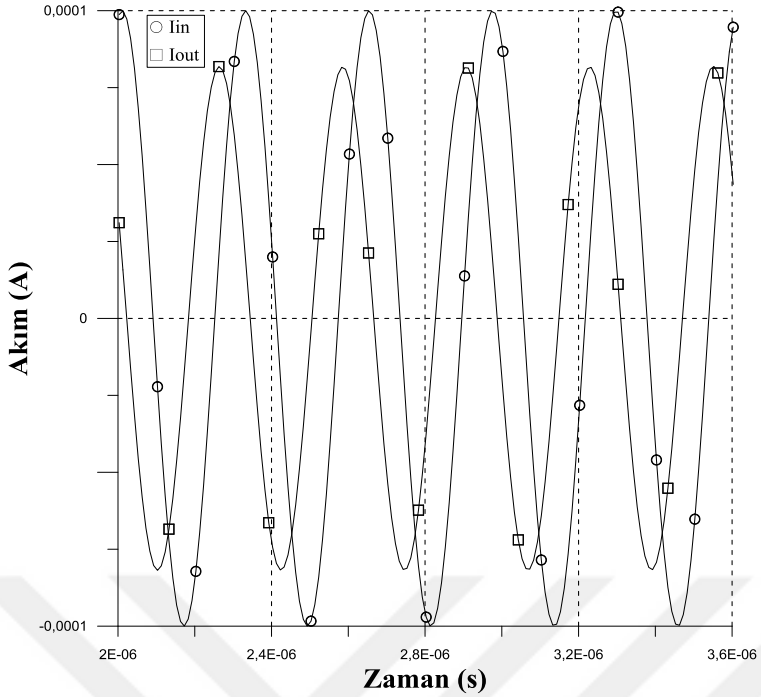
Logaritmik ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin parametre toleransları analizi, OrCAD PSpice Monte Carlo analizi kullanılarak gerçekleştirmiştir. Eşit sapmalara (uniform deviations) sahip devre parametreleri; topraklanmış kondansatörlerde %20 tolerans, BJT'nin dirençlerinde (R_B, R_C, R_E) %10 tolerans, akım kazancında (β_F) %50 tolerans, doyum akımında (I_S) %2 tolerans ve Early geriliminde (V_{AF}) %20 tolerans olarak seçilmiştir. Önerilen logaritmik ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı parametre toleransları altında kazanç tepkisi Şekil 4.30.'da gösterilmiştir.



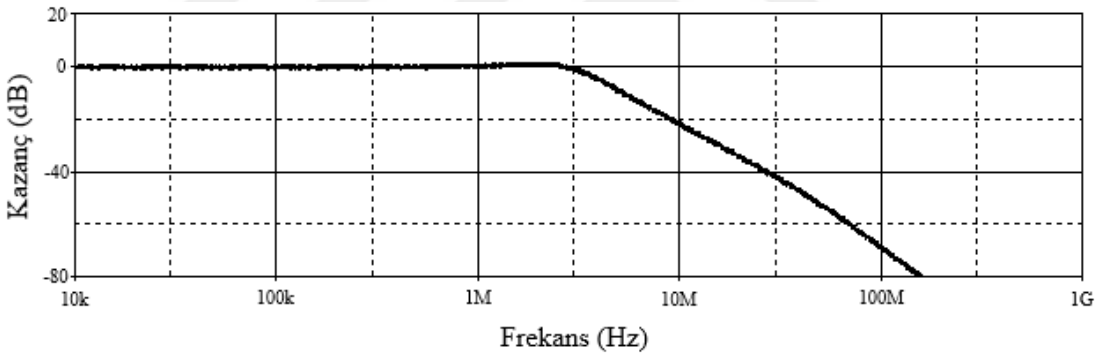
Şekil 4.27. Harici akımları ayarlayarak alçak geçiren süzgecin Q-değişim eğrileri



Şekil 4.28. Harici akımları ayarlayarak alçak geçiren süzgecin K-değişim eğrileri

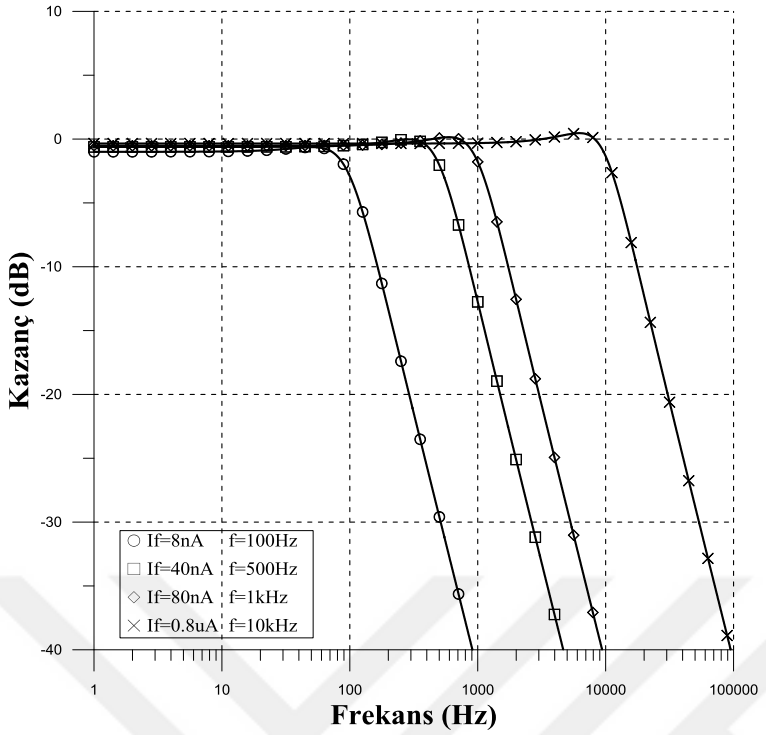


Şekil 4.29. Logaritmik ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgecin zaman-ortamı tepkisi

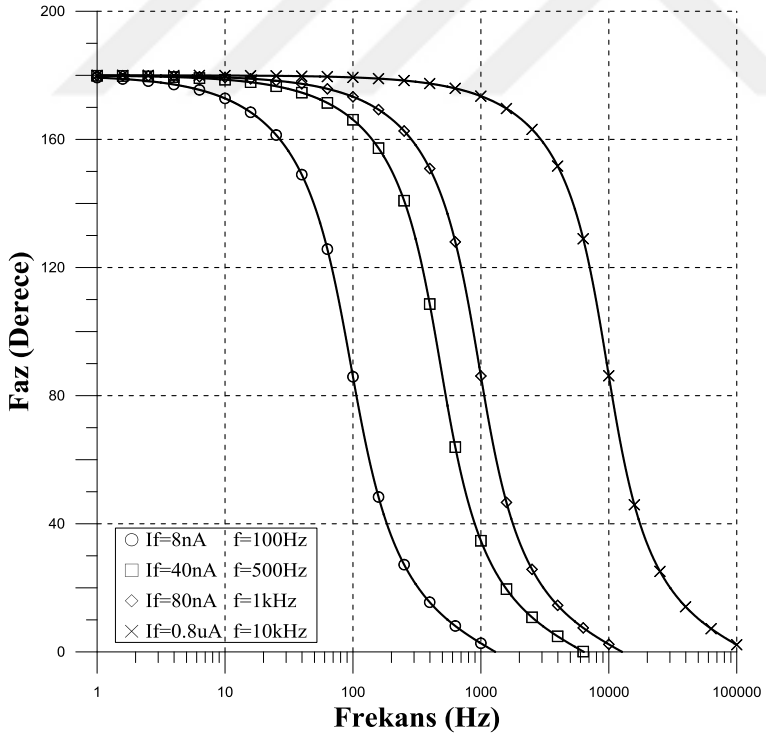


Şekil 4.30. Farklı parametre toleransları altında önerilen alçak geçiren süzgecin kazanç tepkisi

Tasarlanan logaritmik ortam ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç için devre parametreleri K=1, Q=1, V_t= 26mV, C=500 pF, V_{CC}= 1.2 V seçilirse, süzgecin kesim frekansı biyomedikal uygulamalar için özellikle önemli olan 100 Hz ile 10 kHz arasında elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Biyomedikal sinyallerin yüksek frekanslı gürültüsünü gidermek için alçak geçiren süzgecin kesim frekansının EKG ve EEG sinyalleri için 100 Hz ve EMG sinyalleri için 500 Hz olması gerektiği daha önce belirtilmişti. Şekil 4.31. ve Şekil 4.32. alçak geçiren süzgecin kesim frekansının biyomedikal uygulamaları için harici akımlar değiştirilerek ayarlandığını göstermektedir.



Şekil 4.31. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için kazanç-frekans eğrileri



Şekil 4.32. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin farklı I_0 değerleri için faz-frekans eğrileri

5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

5.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında biyomedikal sinyal edinim sisteminin analog ön ucundaki istenmeyen sinyalleri kaldırmak için kullanılan süzgeç tasarımları gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, biyomedikal uygulamaları için sinh ortamda düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden Butterworth yüksek geçiren ve beşinci dereceden Eliptik alçak geçiren süzgeç tasarımı pasif elemanların sinh ortam benzetimi sentez yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Daha sonra, biyomedikal uygulamaları için karekök ortamda düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç tasarımı durum uzayı sentez yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Son olarak, biyomedikal uygulamaları için logaritmik ortamda düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden fark alıcı AB-sınıfı alçak geçiren süzgeç tasarımı durum uzayı sentez yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Sinh ortamdaki ve karekök ortamdaki süzgeçlerin performansını göstermek için ORCAD Capture CIS programında TSMC 0.25µm CMOS işlem parametreleri kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir. Logaritmik ortamdaki süzgeçlerin performansını göstermek için ise OrCAD Capture CIS programında AT&T CBIC-R (NR200N-2X NPN) transistörü kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir.

Sinh ortamda zayıf evirtim bölgesindeki MOSFET'lerin kullanılması, biyomedikal uygulamalarının ultra düşük güç ortamı gereksinimi açısından çok faydalıdır. Sinh ortamda tasarlanan süzgeçlerin kesim frekansları, biyomedikal uygulamaları için özel bir bölge olan Hz-kHz aralığında ayarlanmıştır. Sinh ortam CMOS süzgeçler, düşük güç tüketimi, doğrusallık ve düşük besleme geriliminde geniş dinamik aralık sunma gibi üstünlükleri nedeniyle son derece düşük güç tüketimi gerektiren biyomedikal uygulamaları için tercih edilmektedir. Tasarlanan sinh ortam süzgeçlerin, azaltılmış güç kaybı ve güç verimliliği üstünlükleri sayesinde biyomedikal sinyallerin analog ön uç işlenmesi için iyi birer aday olabileceği düşünülmektedir.

Biyomedikal uygulamaları için karekök ortamda düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç devresi; akım modlu olma, sadece topraklanmış kapasitörler ve MOSFET'lerden oluşma, geniş dinamik aralık ve düşük THD sağlama, harici akım kaynaklarıyla elektronik olarak ayarlanabilen kesim frekanslarına sahip olma ve düşük gerilim/güç uygulamalarına uygun olma gibi birçok üstünlüğe sahiptir. Ayrıca önerilen devre, companding devreleri için çok faydalı olan durum uzayı sentezi yöntemi ile biyomedikal uygulamaları için özel bir bölge olan 1 kHz-120 kHz frekans aralığında tasarlanmıştır.

Biyomedikal uygulamaları için logaritmik ortamda düşük güçlü/gerilimli akım modlu ikinci dereceden fark alıcı AB-sınıfı alçak geçiren süzgeç tasarımı, durum uzayı sentezi yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarımda minimum bileşen kullanılmış olup, tasarım basit bir AB-sınıfı yapıdadır. Sadece 1.2 V güç kaynağı kullanıldığından düşük güç/gerilim uygulamaları için uygundur. Süzgeç, doğası gereği doğrusal olmayan devre yapı taşları ve companding özelliklerine sahip doğrusal sistem gerçekleştirmesi nedeniyle daha düşük THD değerleri ve geniş dinamik aralık sağlar. Yalnızca topraklanmış kondansatörler ve NPN BJT'ler kullandığından VLSI teknolojileri için uygundur. Süzgecin parametreleri bağımsız ve ayarlanabilir olduğundan, kesim frekansı, kazanç ve kalite faktörünün kontrolü kolaydır. Ayrıca süzgeç, düşük güç ve kompaktlık özellikleri ve düşük kesim frekansları üretme kabiliyeti nedeniyle biyomedikal uygulamaları için uygundur.

5.2. Öneriler

Karekök ortamda süzgeç tasarımında doyum bölgesindeki MOSFET'lerin akım-gerilim arasındaki karesel ilişkisi kullanılmaktadır. Teknolojideki gelişmelerden dolayı küçülen MOSFET boyutları sebebiyle idealsizlik etkileri oluşmaktadır ve bu durum ideal karekök fonksiyonu gerçekleştirilmesine engel olmaktadır. Bu sebeple kısa kanal etkilerinin azaltılması amacıyla yeni yöntemlerin oluşturularak yeni karekök devre yapılarının geliştirilmesi önerilmektedir.

Bu tez çalışmasında, zayıf evirtimdeki CMOS Sinh süzgeçlerinin düşük güç ve düşük frekans uygulamaları için uygunluğu ele alınmıştır. Bununla birlikte, yüksek frekanslı uygulamalar için Sinh ortamda süzgeç tasarımının, cihazların geniş üstel uygunluk ve geniş kesim frekansı değerlerinden yararlanabilecekleri bipolar veya BiCMOS teknolojilerinde uygulandıklarında uygulanabilirliği için birçok olasılık oluşur.

KAYNAKLAR

ADALAR, F. Z., and KIRCAY, A., 2021. The design of low voltage/power current-mode sinh-domain filter for biomedical applications. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 109(2), 313–322. doi:10.1007/s10470-021-01897-w.

ADALAR, F. Z., KIRCAY, A. and KESERLIOGLU M. S., 2017. Electronically Tunable Current-Mode Square-Root Domain First Order All-Pass Filters and Their Quadrature Oscillator Applications. International Journal of Electrical Energy, 5(1):42-48, doi:10.18178/ijoee.5.1.42-48.

ADAMS, R. W., 1979. Filtering in the log-domain. 63rd AES Conference, New York.

ALAYBEYOGLU, E., and KUNTMAN, H., 2021. Reconfigurable Low-Pass Filter for Analog Baseband of Bluetooth Low Energy and Biomedical Applications. Electrica, 21(1), 142–150.

ANSARI, M. S., 2019. Analog Front-End Design For Biomedical Signal Acquisition Systems, CSI Transactions on ICT, 1(6).

ARMAN S. I., AHMED A., and SYED A., 2012. Cost-Effective EEG Signal Acquisition and Recording System. International Journal of Bioscience, Biochemistry and Bioinformatics, 2(5):301-304.

BAKI, R. A., 2001. Log-domain filtering: Disk-drive applications and distortion analysis. MSc Thesis, McGill University, Montreal.

BASCİL M. S., TESNELİ A. Y., and TEMURTAS F., 2014. A study on Analog and Digital EEG Signal Filtering for Brain Computer Interfaces (BCI). Elec. Lett. Sci. Eng., 10(1): 1-10.

BERTSIAS, P., and PSYCHALINOS, C., 2014. Ultra-Low Voltage Sixth-Order Low Pass Filter for Sensing The T-Wave Signal in ECGs. J. Low Power Electron. Appl., 4(4), 292–303. doi: 10.3390/jlpea4040292.

BULT, K., and WALLINGA, H., 1987. A Class of Analog CMOS Circuits Based the Square-Law Characteristic of an MOS Transistor in Saturation. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 22(3): 357-365.

CHEN, H., SEO, S., YE, D., and LEE, J., 2007. Development of a Tiny Computer-Assisted Wireless EEG Biofeedback System. ICES: Evolvable Systems: From Biology to Hardware, pp 163-173.

DEMARTINOS, A. C., KASIMIS, C., LAOUDIAS, C., and PSYCHALINOS, C., 2013. Companding Realizations of the Nonlinear Energy Operator. ISRN Biomed. Eng., 1–7. doi: 10.1155/2013/750290.

DRAKAKIS, E.M., PAYNE, A. J., and TOUMAZOU, C., 1997. Bernolli operator: A low-level approach to log-domain signal processing. Electronics Letters,33 (12), 1008-1009.

ELAMIEN, M. B., and MAHMOUD, S. A., 2018. An 114Hz–12MHz Digitally Controlled Low-Pass Filter for Biomedical and Wireless Applications. IET Circuits, Devices & Systems, 12(5), 606–614.

EL-GAMAL, M., and ROBERTS, G., 1997. LC ladder-based synthesis of log-domain bandpass filters. Proceedings ISCAS, 1, 105-108.

EL-GAMAL, M., 1998. Generalized log-domain integrator structure and its application to the synthesis of high-frequency and low-voltage log-domain filters. PhD Thesis, McGill University, Montreal.

ESKIYERLI, M. H., PAYNE, A. J., and TOUMAZOU, C., 1996a. State-space synthesis of biquads based on the MOSFET square law. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1, 321-324.

ESKIYERLI, M. H., PAYNE, A. J., and TOUMAZOU, C., 1996b. State Space Synthesis of Integrators Based on The MOSFET Square Law. Electronics Letters, 32(6), 505.

ESKIYERLI, M. H., and PAYNE, A. J., 2000. Square Root Domain filter design and performance, Analog Integrated Circuits Signal Process, 22: 231–243.

FREY, D. R., 1993a. Log-domain Filtering: an Approach to Current-Mode Filtering. IEE Proc.-G, Circuits Syst. Devices, 140(6):406-416.

FREY, D. R., 1993b. General Class of Current Mode Filters, Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst., 2:1435–1437, doi: 10.1109/iscas.1993.692926.

FREY, D. R., 1996a. Exponential state space filters: A generic current-mode design strategy. IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory & Application, 43, 39-42.

FREY, D. R., 1996b. Log-domain filtering for RF applications. IEEE Journal of Solid State Circuits, 31 (10), 1468-1475.

FREY, D. R., and TOLA, A. T., 1999. A State-Space Formulation For Externally Linear Class-AB Dynamical Circuits. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 46 (3):306-314.

GILBERT, B., 1968a. A new wide-band amplifier technique. IEEE Journal of Solid State Circuits,3(4), 353-365.

GILBERT, B., 1968b. A price four-quadrant multiplier with subnanosecond respons IEEE Journal of Solid-State Circuits,3(4), 365-3373.

GILBERT, B., 1975. Translinear circuits: A proposed classification. Electronics Letters,11 (1), 14-16.

GLAROS, K. N., KATSIAMIS, A. G., and DRAKAKIS, E. M., 2008. Harmonic vs. Geometric Mean Sinh Integrators in Weak Inversion CMOS, 2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems

GROZA, R., and FARAGO, P., 2018. Low Power Current-Mode Analog Front-end for Biomedical Applications. 2018 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR).

HADDAD, S. A. P., and SERDIJN, W. A., 2006. An Ultra Low-Power Class-AB Sinh İntegrator, SBCCI 2006 - 19th Symp. Integr. Circuits Syst. Des., vol. 2006, no. JANUARY 2006, 74–79 doi: 10.1145/1150343.1150367.

HU, L., and ZHANG, Z., 2019. EEG Signal Processing and Feature Extraction, Springer Nature Singapore Pte Ltd.

KAFE, F., KHANDAY, F. A., and PSYCHALINOS, C., 2014. A 50 mHz Sinh-Domain High-pass Filter for Realizing an ECG Signal Acquisition System. Circuits, Syst. Signal Process., 33(12), 3673–3696. doi: 10.1007/s00034-014-9826-1.

KAFE, F. and PSYCHALINOS C., 2014. 0.5 V RMS-to-DC Converter Topologies Suitable for Implantable Biomedical Devices. J. Low Power Electron., 10(3), 373-382.

KAFE, F., and PSYCHALINOS, C., 2014. Realization of Companding Filters with Large Time-Constants for Biomedical Applications. Analog Integr. Circuits Signal Process., 78(1), 217–231. doi: 10.1007/s10470-013-0165-0.

KANT, N. A., DAR, M. R., and KHANDAY, F. A., 2015. An Ultra-Low-Voltage Electronic Implementation of Inertial Neuron Model with Nonmonotonous Liaos Activation Function. Netw. Comput. Neural Syst., 26(3–4), 116–135. doi: 10.3109/0954898X.2016.1157733.

KANT, N. A., DAR, M. R., KHANDAY, F. A. and PSYCHALINOS, C., 2017. Ultra-Low-Voltage Integrable Electronic Realization of Integer- and Fractional-Order Liao's Chaotic Delayed Neuron Model. Circuits, Syst. Signal Process., 36(12), 4844–4868. doi: 10.1007/s00034-017-0615-5.

KARDOULAKI, E. M., GLAROS, K. N., KATSIAMIS, A. G., and DRAKAKIS, E. M., 2009. An 8 Hz, 0.1μW, 110+ dBs Sinh CMOS Bessel filter for ECG signals, 2009 International Conference on Microelectronics - ICM, 14-17, doi: 10.1109/ICM.2009.5418668.

KARDOULAKI, E., 2011. CMOS Hyperbolic Sine ELIN Filters for Low/Audio Frequency Biomedical Applications, Imperial College London, Department of Bioengineering, PhD Thesis, 239p.

KASIMIS, C., and PSYCHALINOS, C., 2012. Design of Sinh-Domain Filters Using Complementary Operators. Int. J. Circ. Theor. Appl, 40, 1019-1039.

KASIMIS, C., and PSYCHALINOS, C., 2012. 1.2 V BiCMOS Sinh-Domain Filters. Circuits, Syst. Signal Process., 31(4), 1257–1277. doi: 10.1007/s00034-011-9379-5.

KATSIAMIS, A. G., and DRAKAKIS, E. M., 2005. Sinh Filters in Weak Inversion CMOS Technology. Midwest Symp. Circuits Syst.,, 1637–1640. doi: 10.1109/MWSCAS.2005.1594431.

KATSIAMIS, G. . IP, H. M. D., and DRAKAKIS, E. M., 2007. A practical CMOS companding Sinh lossy integrator, Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst., 3303–3306, doi: 10.1109/iscas.2007.378217.

KATSIAMIS, G., GLAROS, K. N., and DRAKAKIS, E. M., 2008. Insights and Advances on The Design of CMOS Sinh Companding Filters, IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap., 55(9):2539–2550, doi: 10.1109/TCSI.2008.921037.

KHANDAY, F., and SHAH, N., 2013. A Low-Voltage and Low-Power Sinh-Domain Universal Biquadratic Filter for low-Frequency Applications. Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci., 21(SUPPL. 2), 2205–2217. doi: 10.3906/elk-1203-128.

KHANDAY, F. A., PILAVAKI, E., and PSYCHALINOS, C., 2013. Ultra Low-Voltage Ultra Low-Power Sinh-Domain Wavelet Filer for Electrocardiogram Signal Analysis. J. Low Power Electron., 9(3), 288–294. doi: 10.1166/jolpe.2013.1260.

KHANDAY, F. A., DAR, M. R., KANT, N. A., ZULKIFLI, T. Z. A. and PSYCHALINOS, C., 2019. Low-Voltage Low-Power Integrable CMOS Circuit Implementation of Integer- and Fractional–Order FitzHugh–Nagumo Neuron Model. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 30 (7), 2108-2122.

KHANDAY, F. A., DAR, M. R., KANT, N. A., ZULKIFLI, T. Z. A. and PSYCHALINOS, C., 2020. Ultra-Low-Voltage Integrable Electronic Implementation of Delayed Inertial Neural Networks for Complex Dynamical Behavior Using Multiple Activation Functions. Neural Comput. Appl., 32(12), 8297–8314. doi: 10.1007/s00521-019-04322-6.

KILINÇ, S., 2006. Analog circuit design using current and transresistance amplifier. Dokuz Eylül University, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Izmir, Turkey.

KIRCAY, A., CAM, U., and TOLA, A. T., 2006. Novel First-Order Differential Class-AB Log-Domain Allpass Filters. Int. Journal of Electronics and Communications (AEUE), 60 (10), 705-712.

KIRCAY, A., 2007. New Possibilities for the Design of Class-A and Differantial Class-AB Log-Domain Filters Using State-Space Synthesis Method, Dokuz Eylul University, Graduate School of Natural and Applied Sciences, PhD Thesis, Izmir, 231p.

KIRCAY A., and CAM, U., 2009. A New 5th-order Differential Type Class-AB Log-Domain Elliptic Lowpass Filter for Video Frequency Applications. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 60:221-229. doi: 10.1007/s10470-009-9292-z.

KIRCAY, A., and KESERLIOGLU, M. S., 2009. Novel Current-Mode Second-Order Square-Root-Domain Highpass and Allpass Filter. 6th Int. Conf. on Elecrical and Electronics Engineering, 5-8 November 2009, Bursa, Turkey.

KIRCAY, A., KESERLIOGLU, M. S., and CAM, U., 2009. Current- Mode Square-Root-Domain Notch Filter. Europen Conference on Circuit Theory and Design, Antalya.

KIRCAY, A., KESERLIOGLU, M. S., and ADALAR, F. Z., 2018. Electronically Tunable Current-Mode Third-Order Square-Root-Domain Filter Design. Journal of Circuits, Systems, and Computers, 27(6):1850136 (13 pages), doi: 10.1142/S0218126618501360.

KONGPOON, M., 2013. A Low-Power and Wide Dynamic Range Class-AB Sinh Differentiator, 2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, pp 684-687. doi: 10.1109/ISPACS.2013.6704636.

KOSSMANN, C. E., 1967. Recommendations for Standardization of Leads and of Specifications for Instruments in Electrocardiography and Vectorcardiography. A Report of the Committee on Electrocardiography, American Heart Association, Circulation, 35(3): 583-602.

KRISHNAPURA, N., 2000. Large Dynamic Range Dynamically Biased Log-Domain Filters. PhD Thesis, Columbia University.

KUMAR, J. V., and RAO, K. R., 2003. A Low-Voltage Low Power CMOS Companding Filter. Proceedings of the 16th International Conference on VLSI Design (VLSI'03), 1063–9667/03.

LOPEZ-MARTIN, J., and CARLOSENA, A., 1999. Synthesis of Sinh Systems From Gm-C Systems by Component-to-Component Substitution, 42nd Midwest Symposium on Circuits and Systems, 1:287-290. doi: 10.1109/MWSCAS.1999.867263.

LOPEZ-MARTIN, A. J., and CARLOSENA, A., 2002. 1.5 V CMOS Companding Filter. Electronics Letters, 38(22): 1346-1348.

MACHHA KRISHNA, J. R., and LAXMINIDHI, T., 2019. Widely Tunable Low-Pass Gm−c Filter for Biomedical Applications. IET Circuits, Devices & Systems, 13(2), 239–244.

MADONA, P., RASTI, I. B., and ZAIN, M. M., 2021. PQRST wave detection on ECG signals. Gaceta Sanitaria, 35(2):364–369.

MAGGIO, A. C. V., BONOMINI, M. P., LACIAR, E., and ARINI, P. D., 2012. Quantification of Ventricular Repolarization Dispersion Using Digital Processing of the Surface ECG. 10.5772/23050.

MENEKAY, S., TARCAN, R.C., and KUNTMAN, H., 2007. The Second-order Lowpass Filter Design With a Novel Higher Precision Square-Root Circuit, Istanbul Univ., J. Electr. Electron., 7(1):323–729.

MERLETTI, R., 1999. Standards For Reporting EMG Data, Journal of Electromyography and Kinesiology, 9(1).

MULDER, J., VAN DER WOERD, A. C., SERDIJN, W. A., and VAN ROERMUND, A. H. M., 1996. A current-mode companding x-domain integrator. Electronics Letters, 32, 198-199.

MULDER, J., VAN DER WOERD, A. C., SERDIJN, W. A., and VAN ROERMUND, A. H. M., 1997. General current-mode analysis method for translinear filters. IEEE Transactions on Circuits and Systems I, 44 (3), 193-197.

MULDER, J., 1998. A harmonic mean Class-AB integratör. Static and Dynamic Translinear Circuits: Delft University Press, 247-254.

MULDER, J., SERDIJN, W. A., VAN DER WOERD, A. C., and VAN ROERMUND, A. H. M., 2000. Dynamic Translinear Circuits - an Overview, Analog Integr. Circuits Signal Process., 22(2): 111–126. doi: 10.1023/a:1008332324277.

ÖZALP, H., 2020. Design and implementation of analog filter and amplifier for surface emg signals. Yaşar Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 61s.

PATIL, A., MUHAMMED, M., RAO, H. G., and REKHA, S., 2019. Low Power Log-Domain Filter. 2019 IEEE 16th India Council International Conference (INDICON).

PAYNE, A. and TOUMAZOU, C., 1996. Linear transfer function synthesis using non-linear IC components. Proceedings ISCAS'96, Atlanta, USA, I, 53-56.

PERRY, D., and ROBERTS, G. W., 1995. Log-domain filters based on LC ladder synthesis. Proc. ISCAS, 311-314.

PILAVAKI E., and PSYCHALINOS, C. 2011. Analog Cochlear Implant Using Sinh-Domain filters, 2011 20th Eur. Conf. Circuit Theory Des. ECCTD 2011, 286–289. doi: 10.1109/ECCTD.2011.6043342.

PSYCHALINOS, C., and VLASSIS, S., 2002. A Signal Flow Graph Based Design Method for Square-Root Domain Circuits. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 22: 209-212.

PSYCHALINOS, C., 2007. Square-Root Domain Operational Simulation of LC Ladder Elliptic Filters. Circuits Systems Signal Processing, 26(2): 263–280.

PSYCHALINOS, C., 2008. Design of Square-Root Domain Filters by Substituting the Passive Elements of the Prototype Filter by Their Equivalents. International Journal of Circuit Theory and Applications, 36: 185-204.

PSYCHALINOS, C., ROUMELIOTI K., KHANDAY, F. A., and SHAH, N. A., 2015. 1.2 V Sinh-Domain allpass filter. Int. J. Circ. Theor. Appl., 43, 22-35.

PUNZENBERGER, M., and ENZ, C. C., 1997. A 1.2-V Low-Power BiCMOS Class AB Log-Domain Filter. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 32(12), 1968–1978.

PYTHON, D., and ENZ, C. C., 2001. A micropower class-AB CMOS Log-Domain Filter for DECT Applications. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 36(7), 1067–1075.

RAI, P., HO, T., XIE, J., HESTEKIN, J. A., and VARADAN, V. K., 2010. Glucose Driven Nanobiopower Cells for Biomedical Applications, Journal of Nanotechnology in Engineering and Medicine, 1(2), 021009(7 pages).

RAO, G. H. and REKHA, S., 2019. An Area-Efficient, Large Time-Constant Log-Domain Filter for Low-Frequency Applications. International Journal of Circuit Theory and Applications, 48(2), 170–180.

ROBERTS, G. W., and LEUNG, V. W., 2001. Design and analysis of integrator-based log-domain filter circuits, Kluwer Academic Publishers.

SEEVINCK, E., 1990. Companding Current-Mode Integrator: A New Circuit Principle for Continuous-Time Monolithic Filters. Electronics Letters, 26 (24), 2064-2065.

SEEVINCK, E., and WIEGERINK, R. J., 1991. Generalized Translinear Circuit Principle. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 26 (3): 357-365.

SOLIS-BUSTOS, S., SILVA-MARTINEZ, J., MALOBERTI, F., and SANCHEZ-SINENCIO, E., 2000. A 60-dB Dynamic-Range CMOS Sixth-Order 2.4-Hz Low-Pass Filter for Medical Applications. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 47(12), 1391–1398.

SONI, G. K., SINGH, H., ARORA, H., and SONI, A., 2020. Ultra Low Power CMOS Low Pass Filter for Biomedical ECG/EEG Application. 2020 Fourth International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC).

SUNDAY, A. A., ALADE, O. M., AJANI O. S., and ALABI O. J., 2018. Analysis of human biosignal information with developed application software for ECG, EMG, EEG and speech signals, Int J Biosen Bioelectron., 4(3): 120-127.

ŞAHİN, M. E., 2015. EEG Sinyali Almak için Sistem Tasarımı. Bozok Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Yozgat, 80s.

THANACHAYANONT, A., PAYNE, A. J., and POOKAIYAUDOM, S., 1996. State-space synthesis of oscillators based on the MOSFET square law, Electronic Letters, 32(18): 1638-1639.

TOLA, A. T., 1999. A Study of Non-Ideal Log-Domain and Differential Class-AB Filters Lehigh. University, PhD Thesis.

TOLA, A. T., and FREY, D. R., 2000. A Study of Different Class-AB Log Domain First Order Filters. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 22 (2):163-176.

TOUMAZOU, C., NGARMNIL, J., and LANDE, T. S., 1994. Micropowerlog-domain filter for electronic cochlea. Electronics Letters, 30 (22), 1839-1841.

TSIRIMOKOU, G., and PSYCHALINOS, C., 2014. Ultra-Low Voltage Fractional-Order Differentiator and Integrator Topologies: an Application for Handling Noisy ECGs. Analog Integr. Circuits Signal Process., 81(2), 393–405. doi: 10.1007/s10470-014-0391-0.

TSIVIDIS, Y., 1997. Externally Linear, Time-Invariant Systems and Their Application to Companding Signal Processors, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 44(2):65–85.

VITTOZ, E., and FELLRATH, J., 1977. CMOS Analog Integrated Circuits Based on Weak Inversion Operation. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 12(3): 224-231.

WALIA, A. S., IP, H. M., KATSIAMIS, A., and DRAKAKIS, E. M., 2007. A CMOS Current-Mode Hyperbolic-Sine-Based Three-Electrode Sensor Interfacing and

Amplification Circuit. 2007 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems.
WANG, K., 2015. High Performance Filter and Variable Gain Amplifier Design For Biosignal Measurement Devices, Northeastern Univ., Dept. Elect. And Comp. Eng., M.S. Thesis, Massachusetts.
WEBSTER, J., 2009. Medical instrumentation: application and design: Wiley-India.
YAZGAN, E., ve KORÜREK, M., 1996. Tıp Elektroniği. İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Ofset Baskı Atölyesi.
YU, G. J., HUANG, C. Y., CHEN, J. J., and LIU, B. D., 2005a. Design of Current-Mode Square-Root Domain Band-Pass Filter with Reduced Voltage. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 44: 239–250.
YU, G. J., LIU, B.D., HSU, Y.C., and HUANG, C.Y., 2005b.Design of Square-Root Domain Filters, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 43:49–59.
YU, G. J., TSAO, Y-J., and LIN, Y-S., 2009. 1V Square-Root Domain Lowpass Filter Using Translinear Loop Technology in Biomedical Engineering. Life Science Journal, 6(4), 92-96.
YU, G. J., and LIN, Y-S., 2010. Low Voltage Tunable Square-Root Domain Band-Pass Filter with Translinear Loop Technique in Biomedical Engineering. Life Science Journal, 7(1), 30-33.

EKLER

EK 1 TSMC 0.25 μm CMOS Transistör Parametreleri

.MODEL CMOSN NMOS (LEVEL=3 TOX=5.7E-9 NSUB=1E17 GAMMA=0.4317311 PHI=0.7 VTO=0.4238252 DELTA=0 UO=425.6466519 ETA=0 THETA=0.1754054 KP=2.501048E-4 VMAX=8.287851E4 KAPPA=0.1686779 RSH=4.062439E-3 NFS=1E12 TPG=1 XJ=3E-7 LD=3.162278E-11 WD=1.232881E-8 CGDO=6.2E-10 CGSO=6.2E-10 CGBO=1E-10 CJ=1.81211E-3 PB=0.5 MJ=0.3282553 CJSW=5.34133E-10 MJSW=0.5)

.MODEL CMOSP PMOS (LEVEL=3 TOX=5.7E-9 NSUB=1E17 GAMMA=0.6348369 PHI=0.7 VTO=-0.5536085 DELTA=0 UO=250 ETA=0 THETA=0.1573195 KP=5.194153E-5 VMAX=2.295325E5 KAPPA=0.7448494 RSH=30.0776952 NFS=1E12 TPG=-1 XJ=2E-7 LD=9.968346E-13 WD=5.475113E-9 CGDO=6.66E-10 CGSO=6.66E-10 CGBO=1E-10 CJ=1.893569E-3 PB=0.9906013 MJ=0.4664287 CJSW=3.625544E-10 MJSW=0.5)

EK 2 AT&T CBIC-R (NR200N-2X NPN) Transistör Parametreleri

.MODEL NX2 NPN (RB=262.5 IRB=0 RBM=12.5 RC=25 RE=0.5 BF=137.5 IS=242E-18 EG=1.206 XTB=1.538 IKF=13.94E-3 BR=0.7258 NF=1 VAF=159.4 ISE=72E-16 NE=1.713 XTI=2 IKR=4.396E-3 NR=1.0 VAR=10.73 ISC=0 NC=2 TF=0.43E-9 TR=0.43E-8 CJE=0.428E-12 VJE=0.5 MJE=0.28 CJC=1.97E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.065 CJS=1.17E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5)