

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

FİLTRE AC YANITLARININ GPK KARAKTERİZASYONU

EDA GÜZEL
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GEBZE

2021

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

FİLTRE AC YANITLARININ GPK
KARAKTERİZASYONU

EDA GÜZEL
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DANIŞMANI
DR.ÖĞR. ÜYESİ ÖNDER ŞUVAK

GEBZE

2021

T.R.

GEBZE TECHNICAL UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

**GPC CHARACTERIZATION
OF FILTER AC RESPONSE**

EDA GÜZEL

**A THESIS SUBMITTED FOR THE DEGREE OF
MASTER OF SCIENCE**

DEPARTMENT OF ELECTRONIC ENGINEERING

THESIS SUPERVISOR

ASSIST. PROF. DR. ÖNDER ŞUVAK

GEBZE

2021



YÜKSEK LİSANS JÜRİ ONAY FORMU

GTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 22/01/2021 tarih ve 2021/04 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 08/02/2021 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Eda GÜZEL' in tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) : Dr. Öğr. Üyesi Önder ŞUVAK

ÜYE : Doç. Dr. Koray KAYABOL

ÜYE : Doç. Dr. Mustafa Berke YELTEN

ONAY

Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
...../...../..... tarih ve/..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

Günümüzde tümleşik devrelerin üretim sürecinde, tasarımcının müdahale edemeyeceği parametre sapmalarının devrelerin performansı üzerindeki etkilerinin değerlendirilmesinde rastgele parametre sayısının belirli sınırlar içerisinde kabul edildiği durumlarda daha az sayıda benzetim ile sonuca yakınsayabilmesi devre benzetimlerinde polinomik kaos tabanlı stokastik kollokasyon (PC-SC) yöntemine olan ilgiyi arttırmıştır. Genelleştirilmiş polinomik kaos (gPC) yöntemi, rastgele parametrelerin normal dağılımla karakterize edilemediği durumlarda çözüm üretebilmektedir [1]. Bu çalışmada, tümleşik devrelerde, eleman bazlı parametrik sapmaların sistemin işleyişine olan etkilerini incelemek üzere gPC yöntemi kullanılarak, çeşitli filtre devrelerinin frekans davranışları karakterize edilmeye çalışılmıştır. Bu amaçla; filtre devreleri benzetime tabi tutulmuş, MC ve gPC yöntemi kullanılarak istatistiksel sonuçlar elde edilmiştir. Belirlenen örneklem noktalarında benzetimlerin otomatik olarak gerçekleştirilebilmesi için MATLAB/Octave ve NgSpice arasında iletişimi sağlayan NgSpice bağlantı aracından faydalanılmıştır.

Çalışma kapsamında, pasif ve aktif bant geçiren filtre ve tüm geçiren filtre devresine ait teorik bilgiler verilmiştir. Devreler için uygulanan simülasyonlarda, devrelerin karakteristik özellikleri incelenmiş ve simülasyon sonuçları paylaşılmıştır. Devrelerdeki MOSFET'ler için, ASU (ArizonaStateUniversity)'nin asu_ptm_22nm model bilgisi kullanılmıştır. Belirsizlik hesaplamasında BPF ve APF devresinde önemli görülen elemanlarının kritik parametreleri rastgele değişken olarak belirlenmiştir. Bu amaç doğrultusunda, MC ve gPC yöntemlerine dayalı simülasyon teknikleri kullanılarak, hazırlanan devre için belirsizlik ölçümü yapılmıştır. Belirsizlik modelleme yöntemleri kullanılan devrelerin iyileşme ihtimali her zaman bulunmaktadır. Bu nedenle, MOSFET'lerin parametrelerinin daha küçük kullanılmasıyla verimliliği daha yüksek ve daha küçük tümleşik devreler elde edilebilir.

Anahtar Kelimeler: gPC, DDCC-, DDCC-, BGF, TGF, Uyumsuzluk.

SUMMARY

Nowadays, in production process of integrated circuits, the number of random parameters is accepted within certain limits in evaluating the effects of parameter deviations that the designer cannot interfere on the performance of the circuits has increased interest in the polynomial chaos-based stochastic collocation (PC-SC) method in circuit simulations. Generalized polynomial chaos (gPC) method can produce solutions in cases where random parameters cannot be characterized by normal distribution [1]. In study, the frequency behavior of various filter circuits is tried to be characterized by using the gPC method to examine the effects of element-based parametric deviations on the operation of the system in integrated circuits. For purpose, filter circuits were simulated and statistical results were obtained using MC and gPC method. The NgSpice connection tool, which provides communication between MATLAB/Octave and NgSpice, was used in order to realize the simulations automatically at the determined sampling points.

In study, theoretical information about passive and active bandpass filter and all-pass filter circuit is given. In the simulations applied for the circuits, the characteristic properties of the circuits were examined and the simulation results were shared. For the MOSFETs in the circuits, ASU (ArizonaStateUniversity) model information `asu_ptm_22nm` is used. Critical parameters of the elements considered important in BPF and APF circuit in uncertainty calculation were determined random variables. For purpose, using simulation techniques based on MC and gPC methods, uncertainty measurement was made for the prepared circuit. Therefore, by using smaller parameters of MOSFETs, higher efficiency and smaller integrated circuits can be obtained.

KeyWords: gPC, Monte Carlo, DDCC-, DVCC-, BPF, APF, Mismatch.

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca akademik kariyerimde yol gösteren, çalışmamda ilgisini ve desteğini esirgemeyip yardımcı olan değerli danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Önder ŞUVAK'a,

Çalışmam süresince yardıma her ihtiyacım olduğunda başvurduğum, desteğini hiç esirgemeyen değerli akademisyen Arş. Gör. Mecit Emre DUMAN'a,

Lisans ve yüksek lisans boyunca en büyük destekçim olan ablam Esmâ DİNCEL ve eşine,

Yaptığı tüm fedakarlıklar için ablam Selma POLAT ve eşine,

Varlıklarını her zaman yanımda hissettiğim ablalarım Semiha GÜZEL ve Sema KABADAYI'ya,

Hayattaki iyikilerim Nurefşan, Dilara, Bera, Berk, Bade ve Melike'ye

Zorlandığım her koşuldan pozitif bir durum üreterek ilerlememe destek olan değerli dostum Fatih ÇİĞRIKÇI'ya teşekkür ediyorum.

Ve en kıymetlim ANNEM'e rahmet ve özlemle...

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER	ix
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ	xii
TABLolar DİZİNİ	xii
1. GİRİŞ	1
2. RASLANTI DAĞILIMLAR VE BELİRSİZLİK KESTİRİMİ YÖNTEMLERİ	5
2.1. Yoğunluk Fonksiyonları	5
2.1.1. Olasılık Yoğunluk Fonksiyonları	5
2.1.2. Birikimli Yoğunluk Fonksiyonları	7
2.2. Olasılık Dağılımları	8
2.2.1. Tekdüze Dağılım	8
2.2.2. Normal (Gaussian) Dağılım	10
2.2.3. Kesikli (Truncated) Normal Dağılım	11
2.3. Belirsizlik Yöntemleri	13
2.3.1. Monte Carlo Analizi	13
2.3.2. Genelleştirilmiş Polinom Kaos Yöntemi	14
3. FİLTRE DEVRELERİ	16
3.1. Tüm Geçiren Filtre Devresi	16
3.2. Bant Geçiren Filtre Devresi	19
3.2.1. Pasif Bant Geçiren Filtre Devresi	20
3.2.2. AktifBant Geçiren Filtre Devresi	22
4. NgSPICE BENZETİM ARACI İLE MATLAB BAĞLANTISI	24
4.1. NgSpice Benzetim Aracı	24
4.2. AC Analiz	24
4.3. Transient (Geçici) Analiz	25
4.4. NgSpice Benzetim Aracı MATLAB/Octave Bağlantısı	25
5. BENZETİM VE NÜMERİK ÇÖZÜM SONUÇLARI	27

5.1. Pasif Bant Geçiren Filtre	27
5.1.1. Benzetim ve Nümerik Çözüm Sonuçları	27
5.2. Aktif Bant Geçiren Filtre	33
5.2.1. Benzetim ve Nümerik Çözüm Sonuçları	33
5.3. Aktif Tüm Geçiren Filtre	41
5.3.1. Benzetim ve Nümerik Çözüm Sonuçları	41
6. SONUÇLAR VE YORUM	49
KAYNAKLAR	51
ÖZGEÇMİŞ	54

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler ve Açıklamalar Kısaltmalar

μ	: Ortalama
σ	: Standart Sapma
AKF	: Alt Kesim Frekansı
ASU	: Arizona State University
BG	: Bant Genişliği
BW	: Bant Genişliği
DDCC	: Differential Difference Current Conveyor
DVCC	: Differential Voltage Current Conveyor
f_c	: Merkez Frekansı
f_L	: Alt Kesim Frekansı
f_U	: Üst Kesim Frekansı
gPC	: Generalized Polynomial Chaos
GPK	: Genelleştirilmiş Polinomik Kaos
KF	: Kalite Faktörü
MC	: Monte Carlo
MF	: Merkez Frekansı
Q	: Kalite Faktörü
ÜKF	: Üst Kesim Frekansı

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil No:</u>	<u>Sayfa</u>
2.1: Tekdüze dağılım PDF grafiği gösterimi.	6
2.2: Normal dağılım PDF grafiği gösterimi.	6
2.3: Tekdüze dağılım CDF grafiği gösterimi.	7
2.4: Normal dağılım CDF grafiği gösterimi.	7
2.5: Tekdüze dağılım olasılık yoğunluk fonksiyon grafiği.	8
2.6: Tekdüze dağılım kümülatif yoğunluk fonksiyon grafiği.	9
2.7: Normal dağılım olasılık yoğunluk fonksiyon grafiği.	11
2.8: Kesikli dağılım olasılık ve kümülatif yoğunluk fonksiyon grafiği.	13
3.1: 1. Dereceden yüksek geçiş tüm geçiren filtre devresi.	17
3.2: 2. Dereceden alçak geçiş tüm geçiren filtre devresi.	18
3.3: 2. Dereceden tüm geçiren filtre.	19
3.4: Pi tipi bant geçiren filtre devresi gösterimi.	21
3.5: T tipi bant geçiren filtre devresi gösterimi.	21
3.6: Aktif bant geçiren filtresi frekans cevabı ve faz kayması.	22
4.1: MC sonuçlarının oluşturulduğu NgSpice MATLAB/Octave bağlantısı.	26
4.2: MC sonuçlarının oluşturulduğu NgSpice MATLAB/Octave bağlantısı.	26
5.1: Pi tipi pasif bant geçiren filtre tasarımı.	27
5.2: Pasif bant geçiren filtre devresi frekans cevabı.	28
5.3: Direnç ve kapasitör değerleri rastgele değişken PDF.	29
5.4: Direnç ve kapasitör değerleri rastgele değişken CDF.	30
5.5: Alt kesim frekansı MC-gPC PDF.	31
5.6: Üst kesim frekansı MC-gPC PDF.	32
5.7: Merkez frekansı MC-gPC PDF.	32
5.8: Bant genişliği MC-gPC PDF.	32
5.9: Kalite faktörü MC-gPC PDF.	33
5.10: VM DDCC- bant geçiren filtre devresi.	33
5.11: DDCC – CMOS yapısı.	34
5.12: Aktif bant geçiren filtre devresi frekans cevabı.	35

5.13:	M1-M2 AKF-ÜKF-MF-BG-KF Monte Carlo PDF grafikleri.	37
5.14:	M3-M4 AKF-ÜKF-MF-BG-KF Monte Carlo PDF grafikleri.	38
5.15:	M8-M13 AKF-ÜKF-MF-BG-KF Monte Carlo PDF grafikleri.	39
5.16:	M13-M14 AKF-ÜKF-MF-BG-KF Monte Carlo PDF grafikleri.	40
5.17:	CM DVCC- tüm geçiren filtre devresi.	41
5.18:	DVCC CMOS yapısı.	42
5.19:	Tüm geçiren filtre devresi frekans cevabı.	43
5.20:	M1-M2 1e3-1e6-1e7 frekans noktaları kazanç değişimi.	44
5.21:	M1-M2 1e3-1e6-1e7 frekans noktaları kazanç değişimi.	45
5.22:	M13-M14 1e3-1e6-1e7 frekans noktaları kazanç değişimi.	46
5.23:	M16-M17 1e3-1e6-1e7 frekans noktaları kazanç değişimi.	47

TABLÖLAR DİZİNİ

<u>Tablo No:</u>	<u>Sayfa</u>
5.1: Pasif bant geçiren filtre devresine ait rastgele parametreler.	29
5.2: DDCC – CMOS yapısı mosfet boyutları.	34
5.3: M1-M2 mosfetleri parametre değerleri.	36
5.4: M3-M4 mosfetleri parametre değerleri.	38
5.5: M8-M13 mosfetleri parametre değerleri.	39
5.6: M12-M15 mosfetleri parametre değerleri.	40
5.7: DVCC – CMOS yapısı mosfet boyutları.	42
5.8: M1-M2 mosfetleri parametre değerleri.	44
5.9: M3-M4 mosfetleri parametre değerleri.	45
5.10: M8-M13 mosfetleri parametre değerleri.	46
5.11: M12-M15 mosfetleri parametre değerleri.	47

1. GİRİŞ

İnsanların eksiklerini hissettikleri ihtiyaçları geçmişten günümüze yapılan her buluşta önemli bir etken olmuştur. Teknolojik gelişmelerin ve ilerlemelerin altında insan kaynaklı ihtiyaçlar bulunmaktadır. Bu ihtiyaçların karşılanması için bilim ve teknolojik gelişmeler hızlı bir şekilde devam etmektedir. Günümüzde elektronik cihazlar (cep telefonu, bilgisayar, kamera vs.) günlük yaşamın önemli gereklilikleri olarak yaşamımızda yer almaktadır. Bu cihazlara olan ilginin giderek artmasıyla birlikte bu cihazların performanslarını artırabilmek için çalışmalar yapılmaktadır. Elektronik cihazların performansını arttırmanın yollarından biri; transistör ve mosfet gibi elemanların boyutunun küçültülmesidir. Transistörün veya mosfetin boyutu küçültülerek daha fazla transistör veya mosfet, entegre veya işlemciye sığdırılabilir. İşlemcinin içerisinde daha fazla eleman bulunması işlemcinin kapasitesini artırmaya yarayacaktır. Entegre ve işlemcilerin performansının artması da elektronik cihazların kapasitesi ve performansını artıracaktır. Bu çalışmalara bağlı olarak, transistörlerin ve mosfetlerin boyutları son zamanlarda nanometre seviyelerine kadar indirildi. Elemanların boyutlarının küçülmesiyle birlikte elektronik cihazlar gelişim gösterdi. Fakat teknolojinin üretim standardını kontrol etmeyi de zorlaştırdı. Bu küçülmeye bağlı olarak elemanların davranışını tahmin etmek de zorlaşmaktadır. Aynı zamanda bu küçük elemanların üretiminde bazı belirsizlikler de olabilir. Yani, elemanlar küçüldükçe belirsizlikler artar. Bu nedenle, küçülen elemanların devreleri nasıl etkileyeceğini tahmin etmek için belirli yöntemler kullanılmaktadır. Bunlar deterministik ve stokastik yöntemler olarak bilinmektedir. Bu şekilde, sistemin nasıl davranacağını belirlemek için devre veya sistem iyileştirilebilir. Sonuç olarak, bu çalışmalar tarafından üretilen elemanın modellenmesi doğru bir şekilde yapılabilir. Bu yöntemlerden birisi olan; Monte Carlo yöntemi geleneksel stokastik yöntemler arasında yer almaktadır. Monte Carlo benzetimi, matematiksel fonksiyonları tahmin etmek ve karmaşık sistemlerin operasyonlarını taklit etmek için rasgele örnekleme ve istatistiksel modellemeyi kullanır [1]. Uygun algoritmalar kullanılarak rastgele örneklemeyle sonuç elde edilir. Monte Carlo benzetimi bir sistemin değişkenlik ve belirsizlik barındıran girdi veya parametrelerinin tek bir değer yerine bir olasılık dağılımıyla temsil edilerek bu girdilere göre çıktının nasıl bir dağılım göstereceğinin bulunmasına bağlı olarak çalışır. Bu matematiksel bir işlemdir. Rasgele değişkenler,

bazı olasılık dağılım türlerinin eksenı üzerinde oluşturulur. Belirli bir yolu ortaya çıkarmak için çeşitli tekrarlar ve benzetimler yapılır. Sonuç, belirsizliklerin sayısına ve bu belirsizliklere karşılık gelen girdi değerlerinin hangi aralıkta değiştiğine bağılı olarak Monte Carlo benzetimi çok fazla sayıda sayısal hesaplama yapılarak elde edilir. Bu hesaplamalar sonucunda bütün farklı çıktıları bir olasılık dağılımı olarak verir. Monte Carlo benzetimi, bir model belirsiz parametrelere sahip olduğunda veya dinamik bir karmaşık sistemin analizinde kullanılan en iyi yaklaşımdır. Değişkenler farklı olasılık dağılımları gösterebilir. Olasılık dağılımı kullanmak risk analizi yaparken belirsizlikleri tanımlamak için olası bir yöntemdir. Olasılık dağılımları, normal, lognormal, uniform, gibi farklı formlar alabilir. Rastgele değişkenler kullanılarak istatistik, finans, matematik, fizik, elektronik teknolojileri gibi alanlarda Monte Carlo benzetimleri çok çeşitli uygulamalara sahiptir. Monte Carlo benzetimleri maliyet aşımalarının olasılığını ve bir varlığın fiyatının belirli bir şekilde meydana gelme ihtimalini tahmin etmek için kullanılabildiği gibi farklı durumlarda iletişimin ağ performansının optimize edilmesine yardımcı olmak için de kullanır. Monte Carlo, bir sistemin belirsizliğini tahmin eder, kesin bir sonuç vermez. Ancak, sistemin belirsizliğini gerçeğe yaklaştırmak için kullanılır. Bu çalışmada, tüm geçiren filtre ve bant geçiren filtre devre yapıları Monte Carlo benzetimi ile ölçülmüştür. Bu amaçla, alçak geçiren filtre, pasif ve aktif bant geçiren devrelerinin kritik olan bazı parametreleri seçilerek, belirli dağılımlara sahip rasgele değişkenler olarak belirlenerek ve üretilen kümeler kullanılarak devrelerin benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen benzetilmiş veriler kullanılarak, bu devrelerin her birinin kesim ve merkez frekansı gibi karakteristik özelliklerinin değişimi incelenmiştir. Devrelerin kritik parametreleri olasılık dağılımlarıyla birlikte model girişleri olarak verilerek, analiz sonucu olarak olasılık dağılımları elde edilebilir. Bu analizler sayesinde devrelerin kritik parametreleri olasılık dağılımlarıyla birlikte model girişleri olarak verilebilir ve analiz sonucu olarak belirli olasılık dağılımlarının yanı sıra en iyi ve en kötü senaryoları içeren çıktılar üretilebilir.

Bu yöntemin iyi yanları olmasına rağmen, yavaş yakınsama ve ağır hesaplama yükü nedeniyle alternatif yöntemler aramaya neden olmuştur. Bu nedenle, elektronik sistem veya elemanların performansını istatistiksel olarak analiz etmenin farklı yollarını araştırmaya ilgi gösterilmiştir. Monte Carlo yöntemi başarılı bir yöntem olmasına rağmen, yavaş yakınsama ve ağır hesaplama gibi bazı eksik yönlerinin olması nedeniyle elektronik sistem veya elemanların performansını istatistiksel olarak

analiz etmede alternatif yöntemler tercih edilmeye başlanmıştır. Bu artan ilginin bir sonucu olarak, genelleştirilmiş polinomik kaosu (gPC) kavramına dayanan, Monte Carlo yönteminden daha fazla avantaj sunan yeni bir yaklaşım geliştirilmiştir [2]. Genelleştirilmiş polinomik kaos (gPC), olasılık yoğunluğu fonksiyonu (pdf) ve moment bilgisi gibi ilgi miktarındaki istatistiksel bilgilerin hızlı bir şekilde hesaplanmasına olanak sağlayan bir taşıyıcıdır. Bu, modelin gradyan tabanlı optimizasyon algoritmalarıyla proses varyasyonları altında devre tasarımı optimizasyonu için de kullanılmasını sağlar [3]. Polinomik kaos olarak adlandırılan yaklaşım, Wiener'in homojen kaos teorisine dayanmaktadır. Genelleştirilmiş polinomik kaos (gPC) yaklaşım yöntemi, Askey-Wiener tipinde belirli bir ortogonal polinom dizisindeki bir katsayının hesaplanmasına dayanır. Askey-wiener tipinde bir polinom dizisi olan Hermite polinomundaki bu dizinin katsayılarını hesaplamak için sayısal bir yöntem kullanılır. Bu katsayılar elde edilerek ortalama, varyans gibi sonuçlar elde edilir ve devre davranışı hakkında istatistiksel bilgiler elde edilir [4].

Bu çalışmayı yaparken yapılan literatür taramasında filtre devrelerin de yapılan çalışmaların daha çok benzetim olarak yapıldığı ve bu benzetimler üzerinden yorumlandığı çok az bir kısmın da belirli filtre tipleri için belirli frekans noktaların da ve sadece tek tip rastgele değişken kullanarak MC analizi yapıldığı gözlemlendi. Çalışma temel olarak, filtrelerde bulunan kritik devre elemanlarındaki parametre değişimlerinin devreler üzerindeki etkisini gözlemlemeye dayanmaktadır. Çalışmadaki tüm filtre devreleri üzerindeki belirsizlikleri araştırmak için Monte Carlo yöntemi uygulandı. Ayrıca literatür de eksik olarak görülen ve MC yöntemine göre bazı avantajlara sahip yeni bir yaklaşım olan gPC analizine yer verildi. Bir pasif bant geçiren filtre devresi için gPC tabanlı stokastik sıralama tekniği ile filtre devresinin stokastik karakterizasyonlarını hesaplandı. Devredeki pasif elemanlar da varolan parametre toleransının devreye olan etkisinin belirli frekans noktaların da oluşturduğu varyasyonlar için farklı rastgele değişken kullanılarak MC ile gPC performans karşılaştırmaları sunuldu. Ek olarak CMOS tabanlı aktif filtrelerde oluşan belirsizliklerin frekans yanıtlarındaki varyasyonları sunuldu. DDDC- (Differential Difference Current Conveyor) tabanlı bir aktif bant geçiren devresi ve DVCC- (Differential Voltage Current Conveyor) tabanlı aktif tüm geçiren filtre devresinin de devre içerisindeki karşılıklı mosfet genişliklerindeki değişimin frekans cevabındaki etkileri MC yöntemi kullanılarak gerçekleştirildi. Elektronik cihazların performansını arttırmanın önemli bir durum olan mosfetlerin boyutunun küçültülmesiyle entegrenin

performansının artmasına bağlı olarak devrenin kapasitesi ve performansını artmasına neden olmaktadır. Bu sebeple, çalışma da ilgili makaleler de kullanılan mosfet modeli yerine ASU (Arizona StateUniversity) nin asu_ptm_22nm isimle hazırladığı model kullanıldı. Kullanılan model de nm seviyesin de mosfetler kullanılarak ilgili makalelerdeki sonuçlarla aynı sonuçlar elde edildiği gözlemlendi.

Tez planı şu şekilde yapılmıştır:

Bölüm 2, matematiksel yaklaşım, olasılık teorisi, rastgele değişken tipleri ve belirsizlik yöntemlerini içerir. İncelenen devrelerle ilgili genel bilgiler ve çalışma prensipleri Bölüm 3'te bulunabilir. Benzetim aracı NgSpice ve Matlab/Octave arasındaki bağlantı ile ilgili bilgiler Bölüm 4'te verilmiştir. Benzetimler ve nümerik çözüm sonuçları Bölüm 5'te yer almaktadır. Son bölümde ise, sonuçlar bulunmaktadır.

2. RASLANTI DAĞILIMLAR VE BELİRSİZLİK KESTİRİMİ YÖNTEMLERİ

2.1. Yoğunluk Fonksiyonları

İstatistik, rastgele bir olayı matematiksel olarak modellemek ve bu model yardımıyla, olayın bilinmeyen karakteristik özellikleri (ortalama, varyans v.b) hakkında çıkarım yapmak amacıyla kullanılan bir bilim dalı olarak tanımlanır. Rastgele bir olayın modellenmesi, sayısal değerlerle ifade edilen ve rastgele değişken olarak adlandırılan değişkenler yardımıyla yapılır [5].

Deneme sonuçlarının sayısal olarak ifade edilen rastgele değişkenler tanımlı oldukları aralıkta aldıkları değerlere göre sürekli ve kesikli tesadüfi değişkenler olarak ikiye ayrılırlar.

Sıklık dağılımı bir örneklemin dağılım şeklidir ve sadece bir veri grubunun veya örneklemin özelliklerini inceleyen yöntemdir [6]. Sıklık dağılımının başlıca araştırma sonuçları normal, logaritmik ve binom dağılımı ile bunların ortalama değer, standart sapma v.s. parametreleridir.

2.1.1. Olasılık Yoğunluk Fonksiyonları

Olasılık yoğunluk fonksiyonunu (PDF) $f(x)$ olarak tanımlayalım.

X sürekli bir rastgele değişkense, X 'in pdf' i bir fonksiyondur, $f(x)$, öyle ki herhangi iki sayı için, a ve b ile $a \leq b$;

$$P(a \leq X \leq b) = \int_a^b f(x)dx \quad (1.1)$$

Yani, X 'in $[a, b]$ aralığında bir değer alma olasılığı, yukarıda gösterildiği gibi a 'dan b 'ye yoğunluk fonksiyonunun altındaki alandır. PDF, zamanın bir fonksiyonu olarak göreceli başarısızlık zamanlarının sıklığını temsil eder.

PDF'nin altındaki toplam alan her zaman 1'e eşittir veya matematiksel olarak:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(x)dx = 1 \quad (1.2)$$

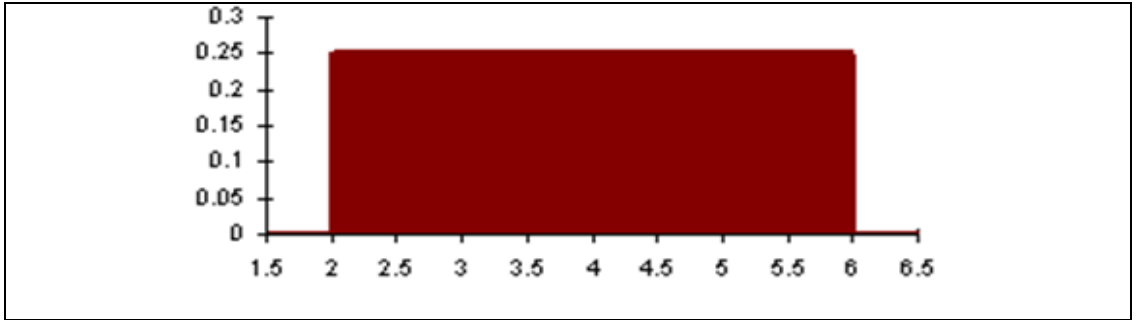
şeklinde ifade edilir.

En iyi bilinen normal (Gaussian) dağılım, olasılık yoğunluk fonksiyonunun bir örneğidir. Bu dağıtım için PDF şu şekilde verilmektedir:

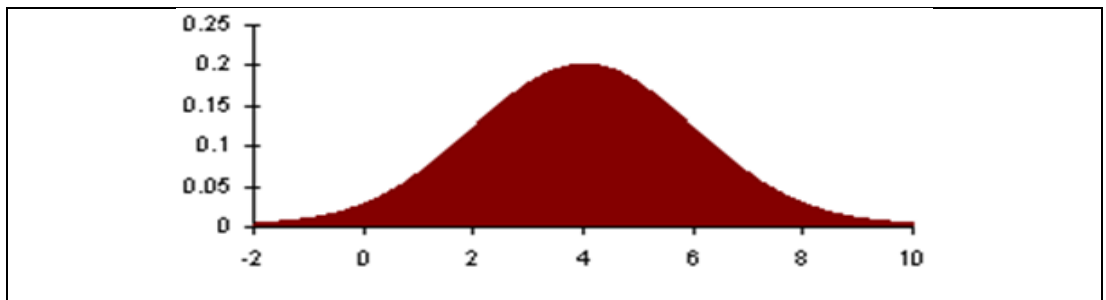
$$f(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (1.3)$$

Normal dağılımın μ ve σ olmak üzere iki parametresi vardır. μ ortalama ve σ standart sapmadır.

İstatistiksel bir dağılım tam olarak PDF ile tanımlanır. Güvenilirlik işlevi, başarısızlık oranı işlevi, ortalama zaman işlevi ve ortalama ömür işlevi doğrudan PDF tanımından belirlenebilir [7]. Normal (Gaussian), üstel, Weibull gibi farklı dağılımlar mevcuttur ve her biri, birçok referansta bulunabilen önceden tanımlanmış bir $f(t)$ biçimine sahiptir. Aslında, yalnızca farklı istatistiksel dağılım türlerine ayrılmış belirli referanslar vardır. Dağılıma ait grafikler Şekil 2.1 ve şekil 2.2 [8] de verilmiştir.



Şekil 2.1: Tekdüze dağılım PDF grafiği gösterimi.



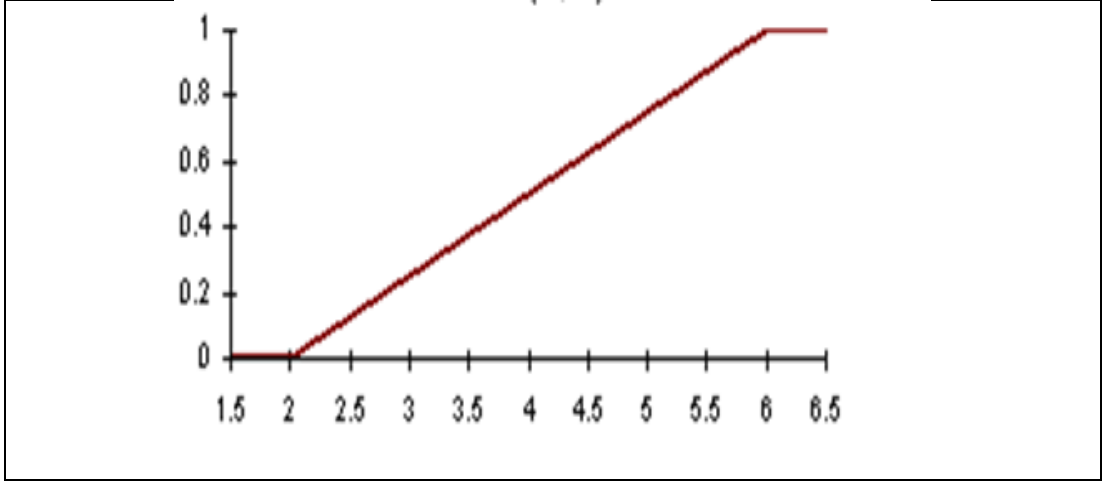
Şekil 2.2: Normal dağılım PDF grafiği gösterimi.

2.1.2. Birikimli Yoğunluk Fonksiyonları

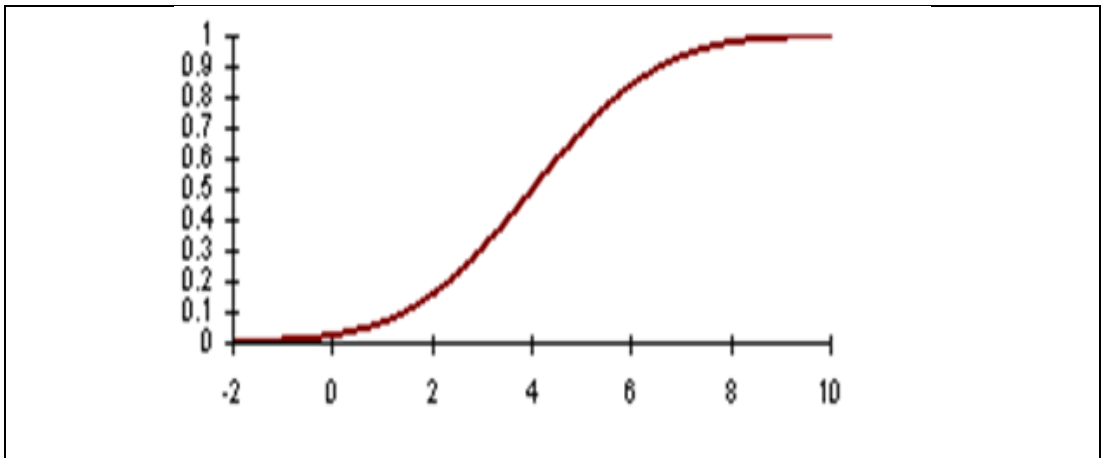
Birikimli yoğunluk fonksiyonu (CDF), rastgele bir X değişkeninin bir fonksiyonudur, $F(x)$ olarak gösterilir ve bir x sayısı için şu şekilde tanımlanır:

$$F(x) = P(X \leq x) = \int_0^x f(s) ds \quad (1.4)$$

Yani, bir x sayısı için, $F(x)$, X 'in gözlemlenen değerinin en fazla x olma olasılığıdır. CDF, PDF'nin kümülatif değerlerini temsil eder. Yani, CDF eğrisindeki bir noktanın değeri, PDF üzerinde o noktanın solundaki eğri altındaki alanı temsil eder.



Şekil 2.3: Tekdüze dağılım CDF grafiği gösterimi.



Şekil 2.4: Normal dağılım CDF grafiği gösterimi.

2.2. Olasılık Dağılımları

2.2.1. Tekdüze Dağılım

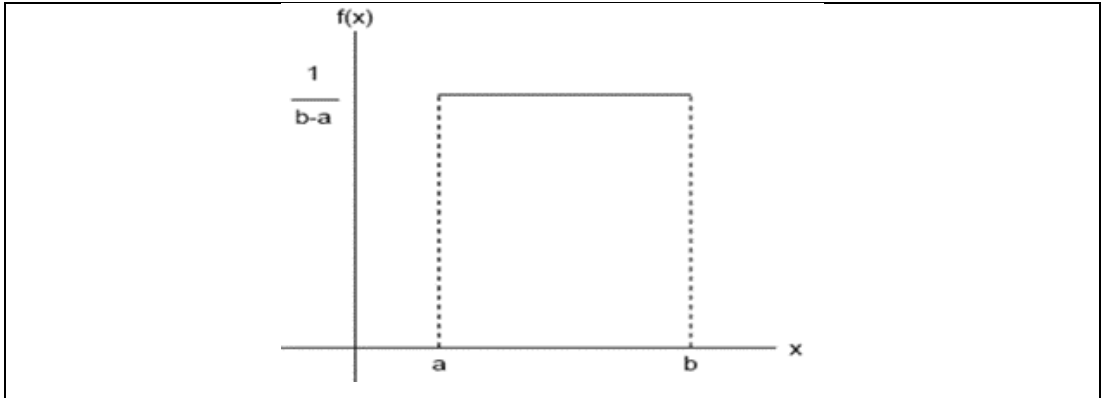
Tekdüze dağılımlar, eşit olasılıklı sonuçları olan olasılık dağılımlarıdır [9]. Bir bozuk para olasılık deneyi tekdüze bir dağılıma sahiptir çünkü yazı tura atarken yazı veya tura gelme olasılığı aynıdır. Ayırık ve sürekli olmak üzere iki tür tekdüze dağılım vardır. Ayırık dağılım türünde, her sonuç ayırıcıdır. Sürekli bir dağılımda, sonuçlar sürekli ve sonsuzdur.

Sürekli bir rastgele değişken X düzgün bir dağılıma sahiptir. Ve olasılık yoğunluk fonksiyonu ise $U(a, b)$ ile gösterilir:

a ve b sabitleri için;

$$f(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{1}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 0 & x > b \end{cases} \quad (2.1)$$

dir. Tekdüze dağılımın olasılık yoğunluk fonksiyonunun grafiği Şekil 2.5'deki gibidir.



Şekil 2.5: Tekdüze dağılım Olasılık yoğunluk fonksiyon grafiği.

Dikdörtgenin taban uzunluğu $(b - a)$, yüksekliği ise $\frac{1}{b-a}$ dır. Bu nedenle, $f(x)$ altındaki ve a ve b uç noktaları arasındaki alan 1'dir. Ayrıca, $a < x < b$ olması durumunda $f(x) > 0$ dır. Bu nedenle, $f(x)$ geçerli bir olasılık yoğunluk fonksiyonudur.

Sonsuz sayıda olası sabit a ve b olduğu için, sonsuz sayıda olası tekdüze dağılım vardır. En yaygın olarak kullanılan sürekli tekdüze dağılım, $a = 0$ ve $b = 1$ olanıdır.

Düzgün bir rastgele değişken X 'in kümülatif dağılım fonksiyonu:

$$F(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & x > b \end{cases} \quad (2.2)$$

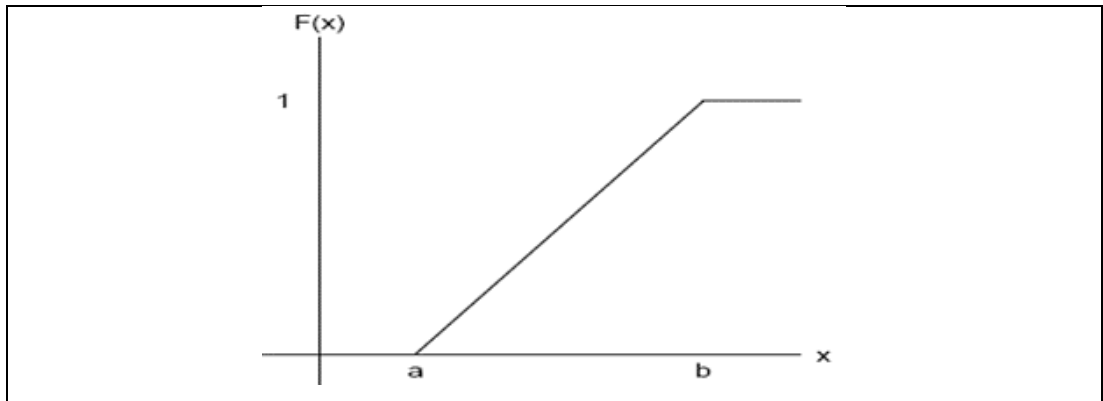
Dağılımın ortalama, varyans ve standart sapması (2.3 ve 2.4)'deki formüller kullanılarak

$$E[X] = \mu = \frac{1}{2} (a + b) \quad Var(X) = \sigma^2 = \frac{1}{12} (b - a)^2 \quad (2.3)$$

$$SD(X) = \sigma = \sqrt{\frac{1}{12} (b - a)^2} \quad (2.4)$$

hesaplanır.

Tekdüze dağılıma ait kümülatif dağılım fonksiyonunun grafiği Şekil 2.6'daki gibidir.



Şekil 2.6: Tekdüze dağılım kümülatif yoğunluk fonksiyon grafiği.

Şekil 2.6'da gösterildiği gibi a ve b arasındaki doğrunun eğimi $\frac{1}{b-a}$ dır.

2.2.2. Normal (Gaussian) Dağılım

Doğadaki dağılımların büyük çoğunluğu normal dağılım (ND) göstermektedir. (Ruth Ravid (1994-03-29)) Normal dağılımın en önemli özelliği, verilerin ortalama değer etrafında yoğunlaşmasıdır. Uçlara doğru, yani ortalama değerden uzaklaştıkça veriler seyrelir.

Normal dağılım ortalama değerlerin en sık ve en olası oldukları her yerde dağılım modeli olarak beklenebilir. Ortalama değer üstündeki ve altındaki sapmalar eşit olasılığa sahiptir. Artan sapma değeri ile azalarak daha az olası duruma giderler. Bu özelliği ile normal dağılım istatistiğin temelini oluşturan bir öneme sahiptir. Hata hesaplamaları, standart sapma gibi formüller ve yöntemler normal dağılımın esaslarına dayanmaktadır. Bütün istatistiksel analizlerdeki ilk ana kural, örneklemdeki normal dağılımın gerekliliğidir. Bu kural iyi ve güvenilir sonuçlar için kaçınılmaz bir zorunluluktur. Bir veri kümesindeki normal dağılımın varlığı ise, histogramlarda görülebilir. Bu durumda dağılım eğrisi bir çan şeklindedir [6].

Normal dağılımın PDF ve CDF'i (2.5 ve 2.6)'daki formüllerle bulunur.

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\mu-x)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.5)$$

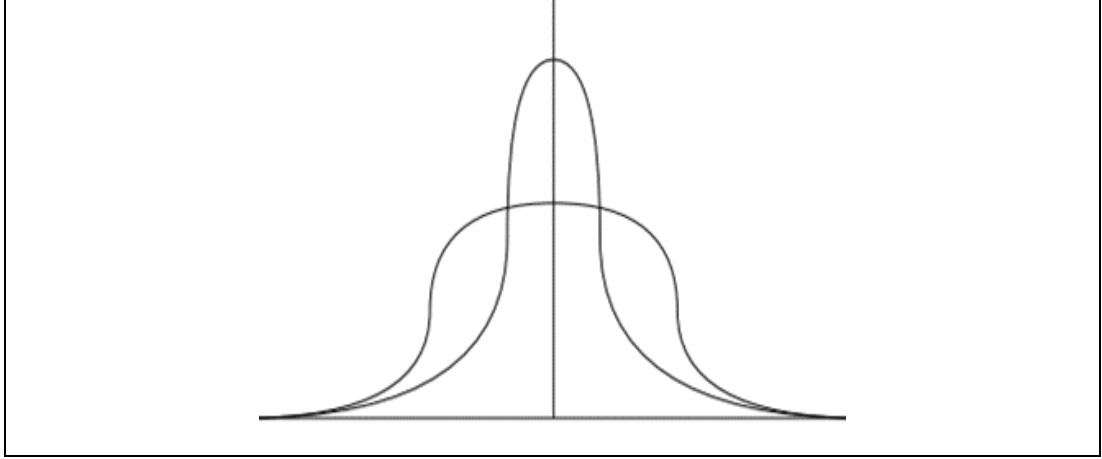
$$F(x) = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{x - \mu}{\sigma\sqrt{2}} \right) \right] \quad (2.6)$$

Dağılımın ortalama, varyans ve standart sapması (2.7 ve 2.8)'deki gibi hesaplanır.

$$E[X] = \mu = \frac{1}{n} + \sum_{i=1}^n (x_i) \quad \operatorname{Var}(X) = \sigma^2 = \frac{1}{n-1} + \sum_{i=1}^n (x_i - 1)^2 \quad (2.7)$$

$$\operatorname{SD}(X) = \sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} + \sum_{i=1}^n (x_i - 1)^2} \quad (2.8)$$

Normal dağılımın ortalaması μ (mu) ve standart sapma σ (sigma) dır. PDF sürekli bir rastgele değişkenin bu değeri almasının göreceli olasılığını verir. Normal dağılım çan eğrisi şeklindedir.



Şekil 2.7: Normal dağılım olasılık yoğunluk fonksiyon grafiği.

Genel olarak, ortalama (mean) μ merkezi değeri verirken (normal dağılım PDF'sinin tepe noktasında olduğu yerlerde) standart sapma (std) σ ortalamanın etrafındaki yayılımı verir. σ büyükse; örnek geniş yayılırken, σ küçükse; örnek ortalamaya çok yakın dağılır.

2.2.3. Kesikli (Truncated) Normal Dağılım

Kesikli bir dağılım, başka bir dağılımın etki alanının kısıtlanmasından kaynaklanan koşullu bir dağılımdır. Pratik istatistiklerde, olayları kaydetme veya hatta bunları bilme yeteneğinin belirli bir eşiğin veya belirli bir aralığın üstünde veya altında kalan değerlerle sınırlı olduğu durumlardan kesikli bir dağılım kullanılması gereği ortaya çıkar.

Rastgele bir x değişkeninin $f(x)$ olasılık yoğunluk fonksiyonuna ve $F(x)$ kümülatif dağılım fonksiyonuna sahip olduğunu varsayarsak, her ikisi de sonsuz değere sahiptir ($-\infty < x < \infty$), o zaman değerlerin kesilmesinden sonra olasılık yoğunluğu fonksiyonu $a < x \leq b$ (2.9)'daki gibi ifade edilebilir:

$$f(x|a < x \leq b) = \frac{g(x)}{F(b) - F(a)} = Tr(x) \quad (2.9)$$

$$g(x) = \begin{cases} f(x) & a < x \leq b \\ 0 & \text{diğer} \end{cases}$$

Kümülatif yoğunluğu fonksiyonu ise $a < x \leq b$ (2.10)'deki gibi ifade edilebilir:

$$F(x|a < x \leq b) = \frac{1}{F(b) - F(a)} \int_a^b g(x) d(x) = 1 \quad (2.10)$$

Genel olarak, kesikli bir dağılım fonksiyonunun PDF (2.11-12-13)'deki gibi;

$$TrPDF(x) = \frac{g(x)}{F(b) - F(a)} \quad a < x \leq b \quad (2.11)$$

$$TrPDF(x) = \frac{g(x)}{1 - F(a)} \quad a < x \quad (2.12)$$

$$TrPDF(x) = \frac{g(x)}{F(b)} \quad x \leq b \quad (2.13)$$

Kesikli bir normal dağılım fonksiyonunun PDF'i ise (2.14-18)'deki formüller kullanılarak hesaplanabilir:

$$\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}x^2} \quad (2.14)$$

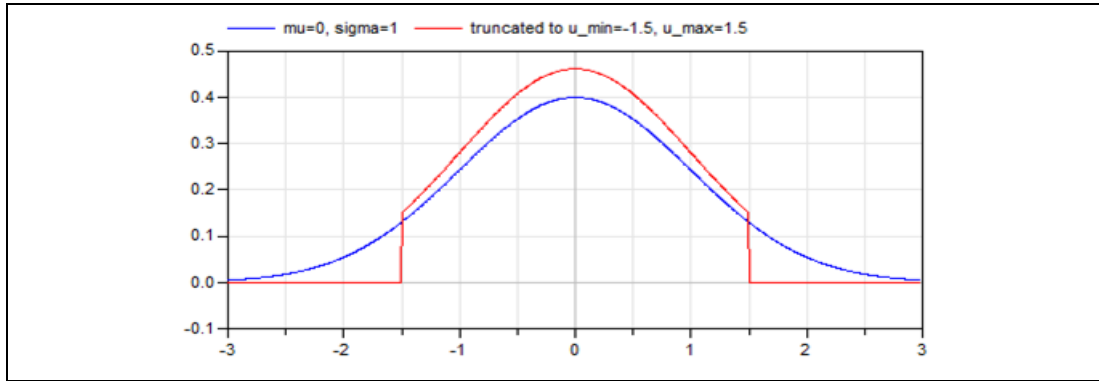
$$\Phi(x) = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \right] \quad (2.15)$$

$$TrPDF(x) = \frac{\frac{1}{\sigma} \phi \left(\frac{x - \mu}{\sigma} \right)}{\Phi \left(\frac{b - \mu}{\sigma} \right) - \Phi \left(\frac{a - \mu}{\sigma} \right)} \quad a \leq x \leq b \quad (2.16)$$

$$TrPDF(x) = \frac{\frac{1}{\sigma} \phi \left(\frac{x - \mu}{\sigma} \right)}{1 - \Phi \left(\frac{a - \mu}{\sigma} \right)} \quad a \leq x \quad (2.17)$$

$$TrPDF(x) = \frac{\frac{1}{\sigma} \phi \left(\frac{x - \mu}{\sigma} \right)}{\Phi \left(\frac{b - \mu}{\sigma} \right)} \quad x \leq b \quad (2.18)$$

Kesikli normal dağılıma ait olasılık yoğunluk fonksiyonunun grafiği Şekil 2.8 [10]'de gösterilmiştir.



Şekil 2.8 Kesikli dağılım olasılık yoğunluk fonksiyon grafiği.

2.3. Belirsizlik Yöntemleri

2.3.1. Monte Carlo Analizi

Olasılık dağılımları tarafından tanımlanan rastgele değişkenlerden oluşan sistemlerin analitik çözümü zor olmaktadır. Monte Carlo (MC) tekniği, bir simülasyon modelinin çalışmasında rastgele sayılarla olasılık dağılımından bir örnek üretme tekniğidir. Monte Carlo simülasyonu finans, mühendislik ve bilim gibi hemen hemen her alanda oluşan problemlerin üstesinden gelmek için kullanılabilir. Monte Carlo simülasyonunun temeli, rastgele değişkenlerin değişen sonuçların olasılığının belirlenememesidir. Bu nedenle, bir Monte Carlo simülasyonu, belirli sonuçları elde etmek için rastgele örneklerin sürekli tekrarlanmasına odaklanır. Monte Carlo tekniği bir tür simülasyon değildir. Simülasyonlarda kullanılan matematiksel bir işlemdir [11]. Monte Carlo sürecindeki bir ya da birkaç değişken, belirlenmiş bir olasılık dağılımına göre gruplandırılır. Hangi grubun rastgele sayıya düştüğü, Monte Carlo işlemidir. Bu belirlemeye bağlı olarak, değerlendirilen sistem veya olay için çeşitli yorumlar ve sonuçlar elde edilebilir. Monte Carlo yöntemi, simülasyon tekniğinin istatistiksel yönüyle ilgilidir [11]. Özellikle doğrudan analitik yaklaşımların mümkün olmadığı fonksiyon integrallerinin sayısal ve rastgele kazançlarında kullanılır. Monte Carlo simülasyonu belirsizlik parametrelerinin tek bir değer değil de olasılık dağılımıyla

temsil eder. Ve bu parametrelere göre çıkışta nasıl bir dağılım oluşturacağını belirlenmesi yöntemiyle çalışır. MC simülasyonu, belirsizlik sayısı ve girdi değerlerinin değiştiği aralığa bağlı olarak yüz binlerce hesaplama yapar. Bu işlemler sonucunda oluşan farklı çıktılarından bir olasılık dağılımı oluşturur.

Farklı olasılık dağılımlarına sahip değişkenler olabilir. Belirsizlikleri tanımlama da olasılık dağılımı kullanmak analiz yaparken kullanılabilecek iyi bir yöntemdir. Olasılık dağılımları; normal, uniform, lognormal, triangular gibi farklı dağılımlar da olabilir.

Monte Carlo simülasyonu yapılırken, örnek setleri rastgele olarak belirlenen olasılık dağılımlarına göre belirlenir. Belirlenen örnek setleri için iterasyon gerçekleşir ve örnek setlerine göre oluşan çıktılar kaydedilir. Yüz binlerce tekrarlanan bu işlem sonucunda bir dağılım oluşur. Monte Carlo aynı zamanda çıktıların hangi olasılıkla olacağını söyler.

2.3.2. Genelleştirilmiş Polinom Kaos Yöntemi

Çoğunlukla, model belirsizliği olasılıksal bir şekilde modellenmiştir ve belirsizliğin etkilerini ölçmek için Monte Carlo (MC) tipi örnekleme yöntemleri tercih edilen yöntem olmuştur. Bununla birlikte, MC yöntemleri, özellikle doğrusal olmayan karmaşık sistemler ve birçok değişkeni içeren sistemler için hesaplama açısından zorlayıcı olabilir. Genelleştirilmiş polinomik kaos (gPC) gibi stokastik spektral yöntemler, belirsizlik ölçümü ve yayılımı için kullanılabilecek bir teknik olarak ortaya çıkmıştır [12]. Rastgele parametre sayısının belirli sınırlar içerisinde kabul edildiği durumlarda daha az sayıda benzetim ile neredeyse aynı Monte Carlo yöntemlerinin doğruluk düzeyine yakınsayabilmesi devre benzetimlerinde polinomik kaos tabanlı stokastik kollokasyon (gPC-SC) yöntemine olan ilgiyi artırmıştır. Bu tür yöntemler, stokastik değişkenleri kesik bir gPC serisiyle yaklaşık olarak tahmin edebilir; burada bu serilerin katsayıları, süreci açıklayan matematiksel modellerle Galerkin projeksiyonu ile hesaplanabilir [13]. Bu adımların ardından, gPC genişletme tabanlı yöntemler, MC tipi örnekleme tabanlı yöntemlerden çok daha hızlı bir şekilde çözüme yaklaşabilir.

Polinomik kaos'un genelleştirilmiş hali olan genelleştirilmiş polinomik kaos (gPC) yöntemi, rastgele parametrelerin normal dağılımla karakterize edilmediği durumlarda çözüm üretebilmektedir [14,15].

Xiu ve Karniadakis [16], 2002'de olasılık yoğunluk fonksiyonu ile hiperfonksiyonel seriler ve ortogonal polinomların ağırlık fonksiyonu arasında bir ilişki kurarak diğer olasılık dağılım sınıfları için Hermitian Kaos'un bir genellemesini önermişlerdir. 2010'da Ernst ve ark. [17] spesifik olasılık dağılımları için genelleştirilmiş polinomik kaosunun (gPC) yakınsamasını gösterdiler. Bu, genelleştirilmiş polinomik kaos (gPC) çerçevesi olarak bilinir. gPC çerçevesi, stokastik akışkan dinamiği, stokastik sonlu elemanlar, katı mekanik, doğrusal olmayan tahmin, doğrusal olmayan sabit noktalı dijital sistemlerde sonlu kelime uzunluğu etkilerinin değerlendirilmesi ve olasılıksal sağlam kontrol gibi uygulamalara uygulanmıştır. Normalde, çözüm istatistiklerini makul bir doğrulukla elde etmek için Monte Carlo simülasyonu için binlerce gerçekleştirmeye ihtiyaç vardır. gPC tabanlı yöntemlerin hesaplama açısından Monte-Carlo tabanlı yöntemlerden bir dizi uygulamada üstün olduğu gösterilmiştir [18]. Bununla birlikte, yöntemin önemli bir sınırlaması vardır. Çok sayıda rastgele değişken için, polinomik kaos hesaplama açısından çok maliyetli hale gelir ve Monte-Carlo yöntemleri tipik olarak daha uygundur [19].

Bu yöntem, sistemin çözüleceği ve genel olarak bir nod olarak adlandırılan parametreler için rastgele değerlerin her biri, olasılık dağılımlarıyla ilişkili bu ortogonal polinomların köklerinin bir araya getirilmesiyle belirlenir. Bu düğümlerin her birinde sistem için bir çözüm hesaplanır ve gPC katsayıları, ilgili sistem çıktılarının gerekli stokastik karakterizasyonlarını elde etmek için uygun şekilde gPC ağırlıkları ve tabanları olarak adlandırılan bileşenler aracılığıyla tanımlanmış yöntemlerle hesaplanır. [15]

3. FİLTRE DEVRELERİ

Bir filtre, diğer frekansları azaltırken belirli frekansları geçirebilen bir devredir. Böylece, bir filtre istenmeyen veya ilgisiz frekansları da içeren sinyallerden önemli frekansları çıkarabilmektedir.

Elektronik alanında, filtreler için birçok pratik uygulama vardır.

Radyo iletişiminde; radyo alıcılarının, diğer tüm sinyalleri reddederken (diğer sinyallerin farklı frekans içeriğine sahip olduğu varsayılarak) yalnızca istenen sinyali görmesini sağlar.

DC güç kaynaklarında; AC giriş hatlarında bulunan istenmeyen yüksek frekansları (yani gürültüyü) ortadan kaldırmak için kullanılır. Ayrıca, dalgalanmayı azaltmak için bir güç kaynağının çıkışında filtreler kullanılır.

Ses elektroniğinde; geçiş ağı, düşük frekanslı sesi alçak frekanslı hoparlörlere, orta aralık frekanslarını orta düzey hoparlörlere ve yüksek frekanslı sesleri yüksek frekanslı hoparlörlere yönlendirmek için kullanılan bir filtre ağıdır.

Analogdan dijitale dönüştürmede; örtüşmeyi en aza indirmek için filtreler bir ADC girişinin önüne yerleştirilir.

Filtreler pasif veya aktif olmak üzere iki kategoride toplanabilir. Pasif filtreler; direnç kapasitör ve bobin gibi pasif bileşenleri içerir. Aktif filtreler ise; dirençler ve kapasitörlere ek olarak op-amp'ler gibi aktif bileşenler kullanır, ancak bobinleri kullanmaz.

Aktif filtreler çok düşük frekanslarla kadar tasarlanabilir ve voltaj kazancı sağlayabilir. Aktif filtreler, bobin kullanılmadan yüksek dereceli filtreleri tasarlamak için kullanılabilir. Bununla birlikte, aktif filtreler, amplifikatör bant genişliği sınırlamaları nedeniyle çok yüksek frekanslı uygulamalar için daha az uygundur. Radyo frekansı devrelerinde genellikle pasif filtreler kullanılmaktadır.

3.1. Tüm Geçiren Filtre Devresi

Tüm geçiren filtrenin amacı, devrenin yanıtına faz kayması (gecikme) eklemektir. Filtreden geçen sinyallerin fazı; genliği değiştirmeden ayarlanabilir. Başka bir deyişle, bir tüm geçiren filtrenin genlik yanıtı her frekansta bir iken, faz yanıtı

(frekansa karşı gecikmeyi belirler) değişken olabilir. Bununla birlikte, faz yanıtı, frekans 0'dan sonsuza tarandıkça 0° 'den 360° ye (2 kutuplu bir filtre için) değişir. Bir tüm geçiren filtresi, darbe devrelerinde faz eşitlemesi sağlamak için kullanılır.

Bir tüm geçiren filtrenin transfer fonksiyonu;

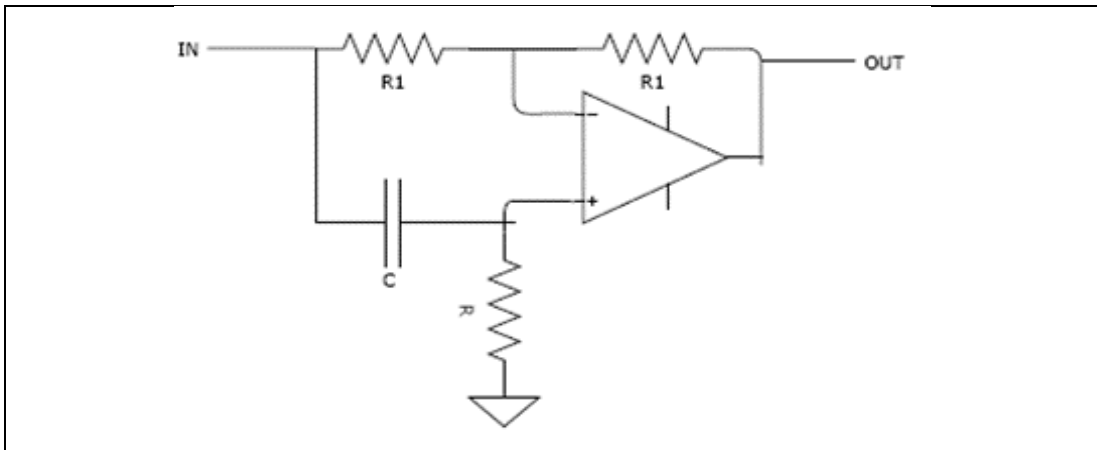
$$H(s) = \frac{s^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.1)$$

Bir tüm geçiren transfer fonksiyonunu (3.2) deki gibi de tanımlanabilir.

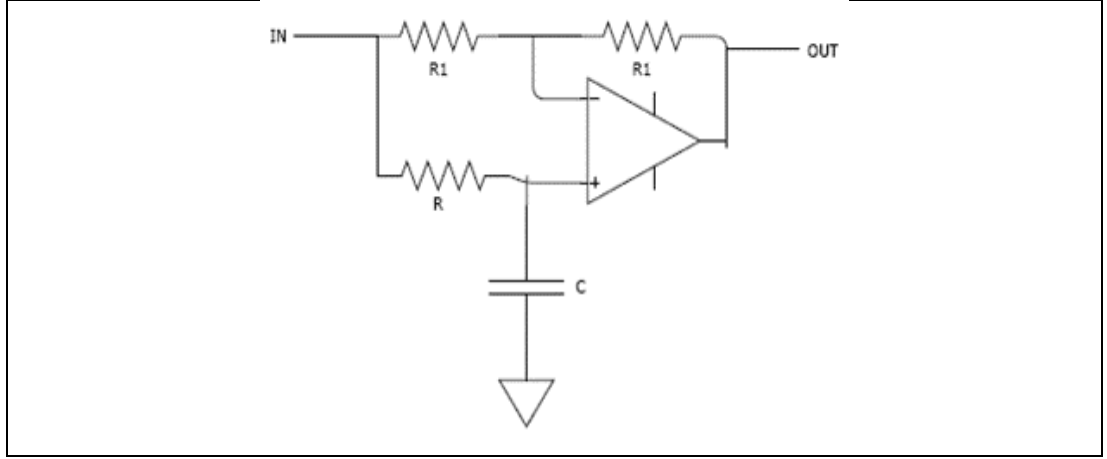
$$H_{AP} = H_{LP} - H_{BP} + H_{HP} = 1 - 2 H_{BP} \quad (3.2)$$

Birinci dereceden bir tüm geçiren filtrenin genel formu Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Fonksiyon basit bir RC yüksek geçiş ise (Şekil 3.1), devrede 0 Hz'de -180° 'den başlayan bir faz kaymasına sahip olacaktır. Ve yüksek frekansta 0° , $f_R = 1/2\pi RC$ 'de -90° 'dir. Direnç, belirli bir frekansta gecikmenin ayarlanmasına izin vermek için değişken yapılabilir.

Fonksiyon düşük geçiş fonksiyonuna (Şekil 3.2) değiştirilirse, filtre hala birinci dereceden bir tüm geçirendir. Ve gecikme denklemleri aynıdır. Ancak sinyal, DC'de 0° 'den yüksek frekansta -180° ye değişerek ters çevrilir.



Şekil 3.1 1:. Dereceden yüksek geçiş tüm geçiren filtre devresi



Şekil 3.2 1: Dereceden alçak geçiş tüm geçiren filtre devresi.

Şekil 3.1 ve Şekil 3.2'deki aktif filtre gerçekleştirmeleri için tasarım denklemleri (3.3-7)'deki gibidir.

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{s - \frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} \quad (3.3)$$

$$Faz Kayması (\phi) = 2Tan^{-1} \frac{RC}{2\pi F} \quad (3.4)$$

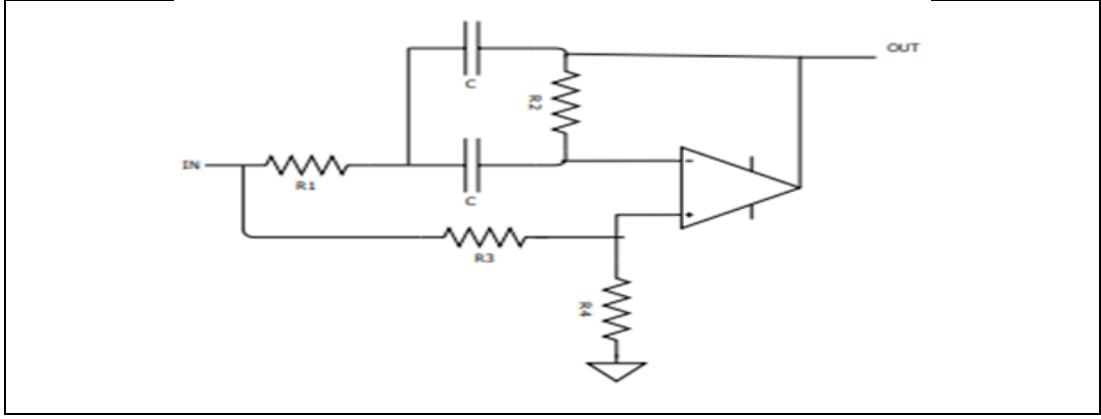
$$Grup Gecikmesi = \frac{2RC}{(2\pi FRC)^2 + 1} \quad (3.5)$$

$$DC'dekiGecikme = 2RC \quad (3.6)$$

$$RC = 2\pi F TAN\left(-\frac{\phi}{2}\right) \quad (3.7)$$

Şekil 3.2 tasarımı, faz değişikliklerinin işareti dışında Şekil 3.1 ile aynıdır.

Şekil 3.3'de gösterilen ikinci dereceden tüm geçiren filtre devresi ilk olarak Delyiannis tarafından tanımlanmıştır [20].



Şekil 3.3: 2. Dereceden tüm geçiren filtre.

Şekil 3.3'deki aktif filtre gerçekleştirimleri için tasarım denklemleri (3.8, 3.9)'daki gibidir.

$$H(s) = \frac{s^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.8)$$

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{s^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \quad (3.9)$$

Filtre tasarımı için C'yi seçerek başlayarak;

$$k = 2\pi f_0 C \quad R_1 = \frac{1}{2kQ} \quad R_2 = \frac{2Q}{k} \quad R_3 = R_1 \quad R_4 = \frac{Q}{2} \quad (3.10)$$

3.10'daki formüller kullanılarak hesaplanabilir.

3.2. Bant Geçiren Filtre Devresi

Alt ve üst frekans limitleri dışında kalan noktadaki sinyalleri bastıran, belirtilen aralıklardaki sinyallere dokunmayan transfer fonksiyonuna sahip filtrelerdir. Bant geçiren filtre, en basit şekliyle, yüksek geçiren ve alçak geçiren filtrelerin bir kombinasyonundan oluşur. Bant geçiren aktif ve pasif filtreleri mevcuttur.

Bir Bant Geçiren Filtresi (BPF), belirli bir frekans bandı veya yayılması içindeki sinyalleri girişi bozmadan geçirir. Bu frekans bandı herhangi bir genişlikte olabilir ve genellikle BPF olarak bilinirler.

Bant genişliği genel olarak, belirlenen iki noktanın dışındaki sinyalleri zayıflatırken, merkez frekansının (f_c) veya maksimum kazancın 3dB altında olarak belirtilen iki frekans kesme noktası arasında var olan frekans aralığı olarak tanımlanır. Bant genişliği (BW), daha düşük kesme frekansı (f_{LOWER}) ve daha yüksek kesme frekansı (f_{UPPER}) noktaları arasındaki fark olarak tanımlanabilir. Başka bir deyişle, $BW = f_U - f_L$ dir. Bir bant geçiren filtrenin doğru çalışması için, alçak geçiren filtrenin kesme frekansı, yüksek geçiren filtresinin kesme frekansından daha yüksek olmalıdır.

Bant geçiren filtre kullanım alanları:

Verici ve alıcı devrelerinde kablosuz iletişim ortamında kullanılır. Verici bölümünde filtre, gerekli olan tek sinyalleri geçecek ve sinyallerin diğer istasyonlarla karışmasını azaltacaktır. Alıcı bölümünde, istenmeyen sinyallerin kanallara girmesine engel olacaktır. Alıcının sinyal-gürültü oranını optimize etmek için,

Bazı renk filtreleme tekniklerinde,

EEG gibi tıbbi alan aletlerinde de ve telefon uygulamalarında, DSL'de telefon ve geniş bant sinyallerini ayırmak için de kullanılmaktadır.

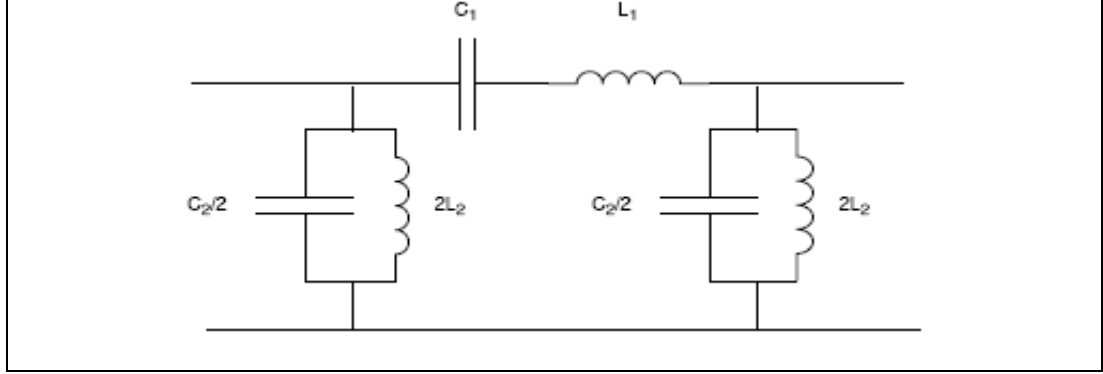
3.2.1. Pasif Bant Geçiren Filtre Devresi

Bant geçiren filtreler, bu bandın üzerindeki ve altındaki tüm frekanslardaki sinyalleri reddederken, yalnızca gerekli bir frekans bandının geçmesine izin verir.

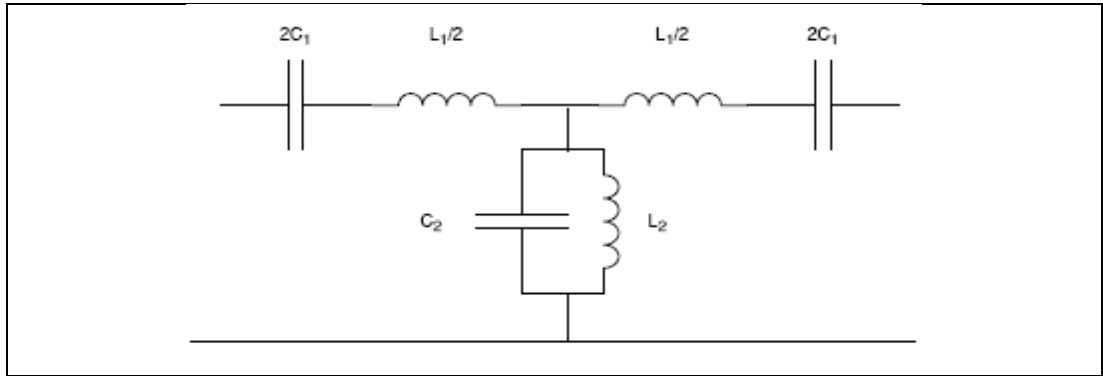
LC bileşenlerini (indüktörler ve kapasitörler) kullanan bant geçiren filtreler, radyo frekansı uygulamasında kullanılır. Bu filtreler, bant geçiş filtresinin durdurma bandındakiler reddedilirken, bir frekans bandının filtreden geçmesini sağlar. Bu filtreler tipik olarak, küçük bir frekans bandının filtreden geçirilmesi gerektiğinde ve diğerlerinin tümü filtre tarafından reddedildiğinde kullanılır.

Pi ve T konfigürasyonları olmak üzere iki topoloji vardır. Alçak geçiren ve yüksek geçiren filtrelerde olduğu gibi filtrenin her bir ayağında tek bir elemana sahip olmak yerine, bant geçiren filtrenin her bacakta bir rezonans devresi vardır. Bu rezonans devreleri, seri veya paralel ayarlanmış LC devreleridir.

Bant geçiren filtrede, iki kesme frekansı vardır. Biri geçiş bandının alt kenarında, diğeri geçiş bandının üst kenarındadır. Devre parametrelerinin hesaplanması (3.10-14) formülleri ile hesaplanabilir.



Şekil 3.4: Pi tipi bant geçiren filtre devresi gösterimi.



Şekil 3.5: T tipi bant geçiren filtre devresi gösterimi.

$$L_1 = \frac{Z_0}{\pi(f_u - f_l)} \text{Henries} \quad (3.10)$$

$$L_2 = Z_0 \frac{(f_u - f_l)}{4\pi f_u f_l} \text{Henries} \quad (3.11)$$

$$C_1 = \frac{(f_u - f_l)}{4\pi f_u f_l Z_0} \text{Farads} \quad (3.12)$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi(f_u - f_l)Z_0} \text{Farads} \quad (3.13)$$

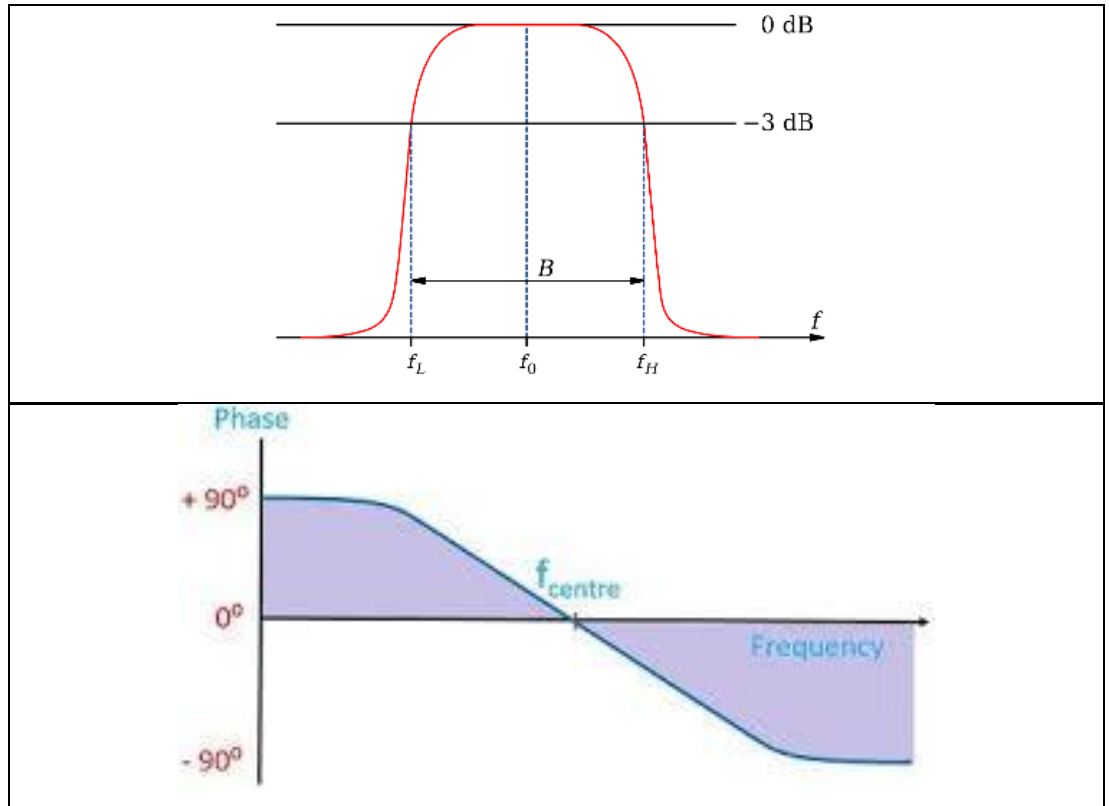
3.2.2. Aktif Bant Geçiren Filtre Devresi

Alçak geçiren bir filtre için geçiş bandı 0Hz veya DC'den başlar ve maksimum geçiş bandı kazancından -3dB'de belirtilen kesme frekansı noktasına kadar devam eder. Aynı şekilde, yüksek geçiren bir filtre için geçiş bandı -3dB kesme frekansından başlar ve sonsuza veya aktif bir filtre için maksimum açık döngü kazancına kadar devam eder.

Bununla birlikte, aktif bant geçiş filtresi, elektronik sistemlerde bir sinyali belirli bir frekansta ayırmak için kullanılan bir frekans seçici filtre devresidir. Bu frekans aralığı, bu iki noktanın dışındaki herhangi bir sinyali zayıflatırken, “düşük frekans” (f_L) ve “yüksek frekans” (f_U) olarak adlandırılan iki kesme noktası arasında ayarlanır.

Aktif Bant Geçiş Filtresi yapmanın bir yolu, temel pasif yüksek ve alçak geçiren filtreleri yükseltici bir op-amp devresine bağlamaktır.

Aktif bir bant geçiş filtresi için frekans tepkisi ve faz kayması Şekil 3.6'daki gibi olacaktır.



Şekil 3.6: Aktif bant geçiren filtresi frekans cevabı ve faz kayması.

Alçak ve yüksek geçiren pasif filtrelerin birleşmesi ile geniş bir geçiş bandına sahip düşük “Q-faktör” tipi bir filtre devresi oluşur. Filtrenin ilk aşaması, kaynaktan herhangi bir DC’yi engellemek için kapasitör kullanan yüksek geçiş aşaması olacaktır. Böyle bir tasarım, bir yarısı alçak geçiren yanıtını ve diğer yarısı yüksek geçiren yanıtını temsil edecek şekilde nispeten düz bir asimetric geçiş bandı frekans tepkisi üretme avantajına sahiptir. Bant geçiren filtreler için Q (Kalite Faktörü), iki –3 dB noktasında merkez frekansın (f_c) bant genişliğine oranı olarak tanımlanmaktadır. Kalite faktörü;

$$Q = \frac{f_c}{f_U - f_L} \quad (3.14)$$

3.14 formülü ile hesaplanmaktadır.

4. NgSPICE BENZETİM ARACI İLE MATLAB BAĞLANTISI

4.1. NgSpice Benzetim Aracı

Ngspice, doğrusal olmayan ve doğrusal analizler için genel amaçlı bir devre benzetim aracıdır [21]. Bir devre, bağlanan transistörler, direnç, bobin, kapasitör gibi pasif elemanlar, diyotlar, iletim hatları ve diğer elemanlardan oluşabilir. NgSpice, tek kapılardan karmaşık devrelere kadar tüm dijital devreler de hızlı bir şekilde benzetim yapabilen bir araçtır. Devreler netlist olarak yazılır. Çıktı, akımların, voltajların ve diğer elektriksel büyüklüklerin grafiği olarak elde edilir.

Ngspice, üç sınıf analiz uygular:

- Doğrusal olmayan DC analizler
- Doğrusal olmayan geçici analizler
- Doğrusal AC analizler

Geçici analiz, geçici gürültü benzetimini içerir. AC analizi, küçük sinyal gürültü benzetimini, sıfır kutup ve transfer fonksiyonu analizini içerir.

4.2. AC Analiz

AC analizi, devrenin frekans tepkisini sağlar. Çıkış dalga formu, belirli bir frekans aralığında genliği ve fazı gösteren bir bode grafiği oluşur.

AC analizi, devrenin uyarılara veya gürültü üreten elemanlara lineer (yani küçük sinyal) yanıtını hesaplar. AC analiz, tüm nodlarda ve tüm dallarda(branch) karmaşık gerilimleri ve akımları hesaplayan bir nod analizidir.

Bir AC analizi, küçük sinyaller için bir devrenin davranışını bulmanızı sağlar. Benzetim ilk önce çalışma noktasını belirler ve noktaya küçük sinüzoidal sinyaller uygular. Daha sonra her bir voltaj, akım için, uyarılan sinyaliyle birlikte değişecektir ve tek bir karmaşık sayı ile temsil edilen bir genlik ve faz kayması gösterecektir. Bu, bir filtreyi karakterize ederken veya içinde geri bildirim bulunan sistemlerin kararlılığını analiz ederken faydalıdır. Sinyallerin küçük ve sinüzoidal olduğunu

varsayarak, devre doğrusallaştırılabilir. Bu da bu tür simülasyonu nispeten hızlı hale getirir. Elde edilen sonuç, genlik ve faz bilgilerini içeren bir karmaşık sayıdır.

4.3. Transient (Geçici) Analiz

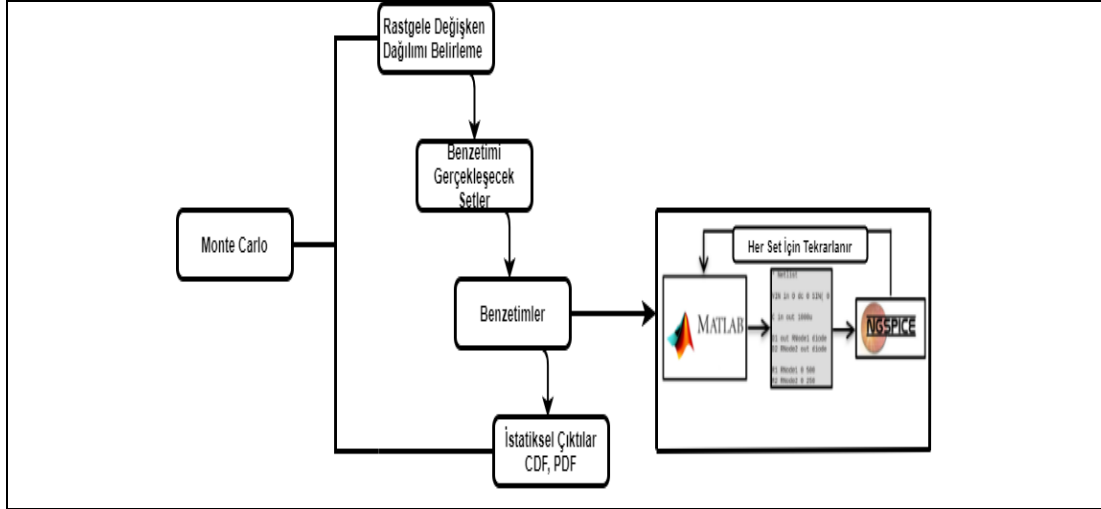
Geçici analiz, bir devrenin tanımlanan bir süre boyunca yanıtını hesaplar. Geçici analizin doğruluğu, birlikte çalışma zamanı veya durma zamanı olarak bilinen tam simülasyon süresini oluşturan dahili zaman adımlarının boyutuna bağlıdır.

Geçici analiz her zaman $t = 0$ 'da başlar ve o zamandan önce devreye sadece DC kaynaklarının bağlı olduğunu varsayar. Tüm devre DC beslemeleri tarafından doğru bir şekilde ayarlandığında, zamanla değişen uyaranlar $t = 0$ zamanında açılır ve devrenin bunlara tepkisi zamana göre hesaplanır. Benzetim, benzetim aracı tarafından belirlenen adım boyutlarını kullanarak belirtilen süre boyunca devam eder. Geçici analiz, analizdeki her zaman noktasında nod gerilimlerini ve dal(branch) akımlarını (ve belirtilmişse kapasitör yüklerini) kaydeder, böylece Vtime ve Itime gibi ölçümler doğrudan ham analiz sonuçlarından çıkarılır. Geçici analizde daha küçük zaman adımları ölçüm doğruluğunu artırır.

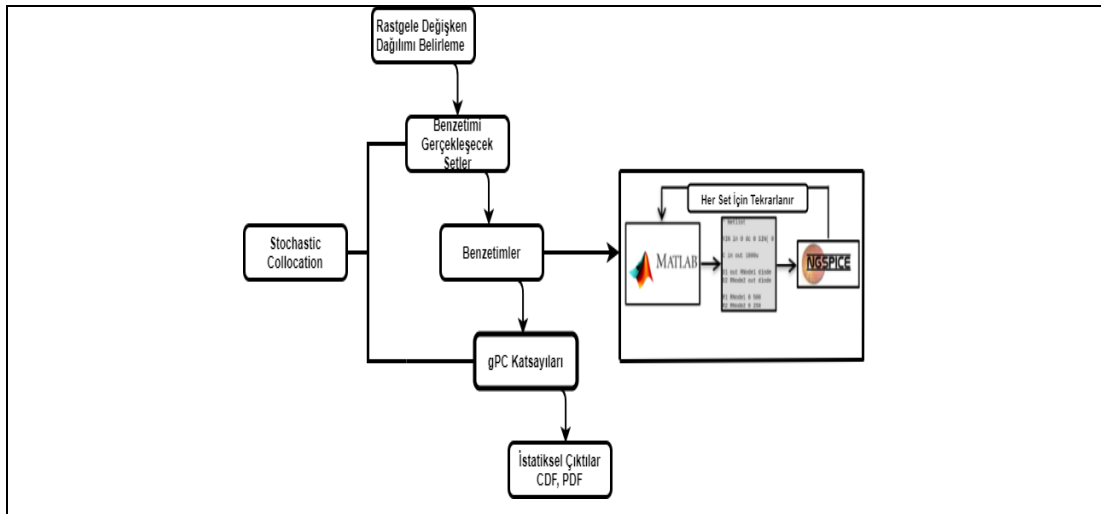
4.4 NgSpice Benzetim Aracı MATLAB/Octave Bağlantısı

İlk olarak her bir analiz için seçilen parametreler farklı dağılımlı rastgele değişkenler olarak belirlenir. Kaç adet benzetim yapılacağı ve bu benzetimlerde ilgili değişkenlerin hangi değerleri alacakları stokastik kollokasyon (SC) aracılığıyla belirlenir. Stokastik kollokasyon (SC), belirsizlik ölçümü için en önemli hesaplama araçlarından biri haline gelmiştir. Birincil avantajı, uygulama kolaylığıdır. SC'yi gerçekleştirmek için, yalnızca, farklı parametre değerlerinde tekrar tekrar çalıştırılabilen güvenilir bir deterministik simülasyon koduna ihtiyaç vardır. Bu durumu gerçekleştirmek için her bir benzetim için belirlenen değer seti, benzetim öncesinde MATLAB/Octave tarafından ilgili devrenin netlistine yazdırılmaktadır. NgSpice bağlantı aracı vasıtasıyla dizin bilgisi MATLAB/Octave üzerinden NgSpice'a gönderilir. Daha sonra benzetim verisi NgSpice'dan MATLAB/Octave'a aktarılır. İki platform arasındaki etkileşim SC ile belirlenen tüm setler için benzetimler

tamamlanana kadar devam eder. Benzetimlerin ardından veri, MATLAB/Octave’da işlenerek GPC katsayılarına ve devamında filtre AC yanıtlarının istatistiksel karakterizasyonlarına ulaşır.



Şekil 4.1: MC sonuçlarının oluşturulduğu NgSpice MATLAB/Octave bağlantısı.



Şekil 4.2: gPC sonuçlarının oluşturulduğu NgSpice MATLAB/Octave bağlantısı.

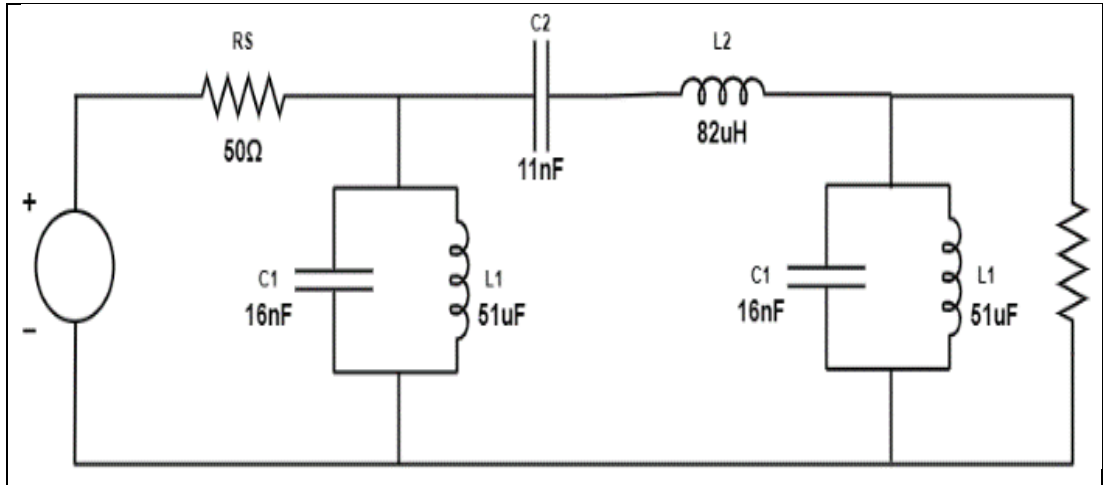
5. BENZETİM VE NÜMERİK ÇÖZÜM SONUÇLARI

Bu bölümde, benzetim ve nümerik çözüm sonuçları ve yorumları sunulmaktadır. Bir pasif bant geçiren devresi, bir DDCC- tabanlı bant geçiren devresi ve DVCC- tabanlı tüm geçiren filtre için MC ve belirsizlik analizi sonuçlarını yer almaktadır.

5.1. Pasif Bant Geçiren Filtre

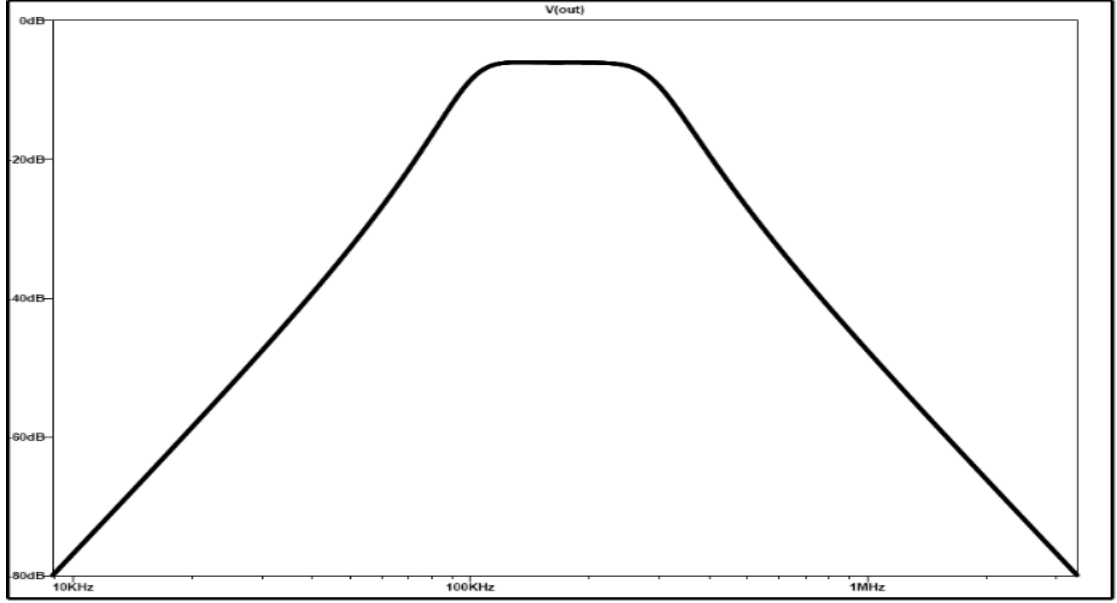
5.1.1. Benzetim ve Nümerik Çözüm Sonuçları

Tezde ilk olarak pi tipi bir pasif bant geçiren devre tasarımı ele alınmıştır. Devre parametreleri (3.10-13) formülleri kullanılarak hesaplanmıştır. Benzetime tabii tutulacak devre Şekil 5.1'deki gibidir.



Şekil 5.1 Pi tipi pasif bant geçiren filtre tasarımı.

Yapılan hesaplamalar sonucunda elde edilen devre NgSpice benzetim aracı aracılığıyla benzetime tabii tutulmuştur. Devreye ait frekans cevabı Şekil 5.2 de verilmektedir.



Şekil 5.2 Pasif bant geçiren filtre devresi frekans cevabı.

Benzetime ait alt kesim frekansı (f_L), üst kesim frekansı (f_U), merkez frekansı (f_C), bant genişliği (BW) ve kalite faktörü (Q) değerlerini ve istatistiksel sonuçlar elde edebilmek için NgSpice benzetim aracı ve Matlab/Octave arasında bağlantı sağlayacak bir kod dizisi oluşturulmuştur.

Kod dizisinde öncelikle rastgele değişken olarak kullanılacak bileşen parametreleri belirlenir. Pasif bant geçiren filtre devresi için 2 parametre kullanılmaktadır. Bu 2 parametre için rastgele değerler, girdileri oluşturmak için kullanılan MATLAB/Octave koduyla atanır. Seçilen girdi parametreleri için tekdüze ve kesikli normal dağılım kullanılmıştır. Bu 2 parametrenin her birine 100000 rastgele değer atanmıştır. Her 2 değişkene atanan 100000 farklı değer 100 parçaya(chunk) ayrılmış ve toplamda 1000 parça oluşturulmuştur. Monte Carlo benzetimi başladığında, girdi için oluşturulan yönetici bir MATLAB/Octave kodu aracılığıyla bir parça içindeki parametrelerin değerini her defasında istenilen rastgele değer aralıkları içinde rastgele değerler oluşturur. Daha sonra, bu 2 değer kümesini netliste gönderilmek üzere karşılık gelen dosyaya kaydeder. Yazılan dosyalar, çıktı değerlerini oluşturacak bir MATLAB/Octave kodu tarafından alınır ve simülasyona gönderilir. 1000 parça tamamlanana kadar bu işlem devam eder. Bu işlem sonucunda filtrenin alt kesim frekansı (f_L), üst kesim frekansı (f_U) değerlerini oluşturabilmek için gerekli çıktı değerleri üretilir. Son olarak üretilen çıktı değerleri istenilen frekans değerlerini üretecek MATLAB/Octave kodu aracılığıyla alınır ve benzetime ait alt kesim frekansı

(f_L), üst kesim frekansı (f_U), merkez frekansı (f_C), bant genişliği (BW) ve kalite faktörü (Q) değerleri ve bu değerlere ait olasılık yoğunluk fonksiyonları (PDF) oluşturulur. Bu kod aynı zamanda üretilen frekans değerlerini kullanarak bu değerlerin birer PDF grafiğini çıkarır.

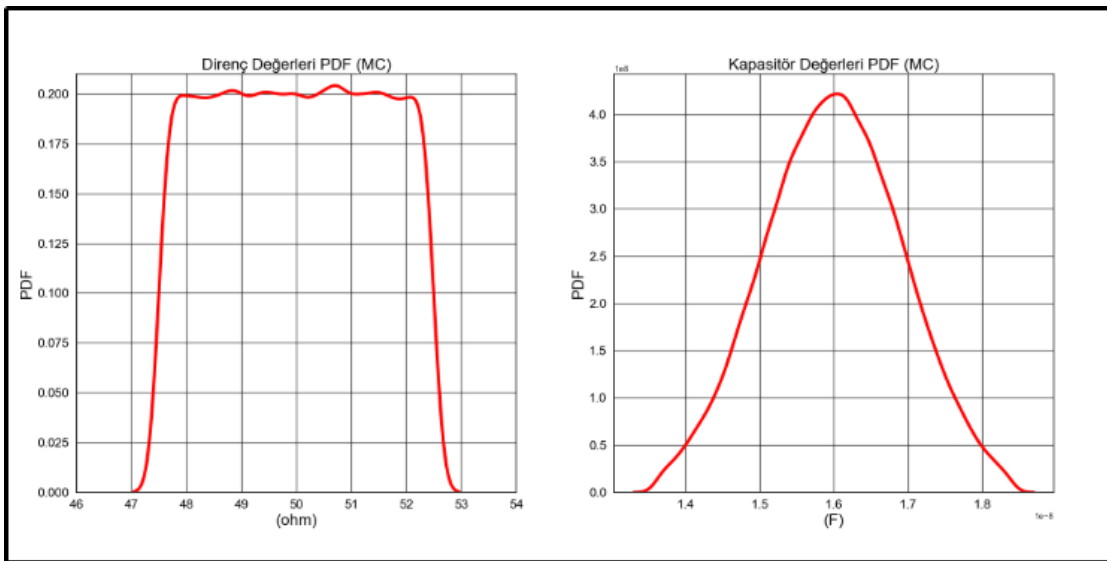
Tablo 5.1: Pasif bant geçiren filtre devresine ait rastgele parametreler.

Parametreler	Nominal Değer	Rastgele Değişken
RS	50Ω	U(50 ,2.5)
C1	16nF	TG(16e-9, 2.4e-9/2.5 , 2.5)

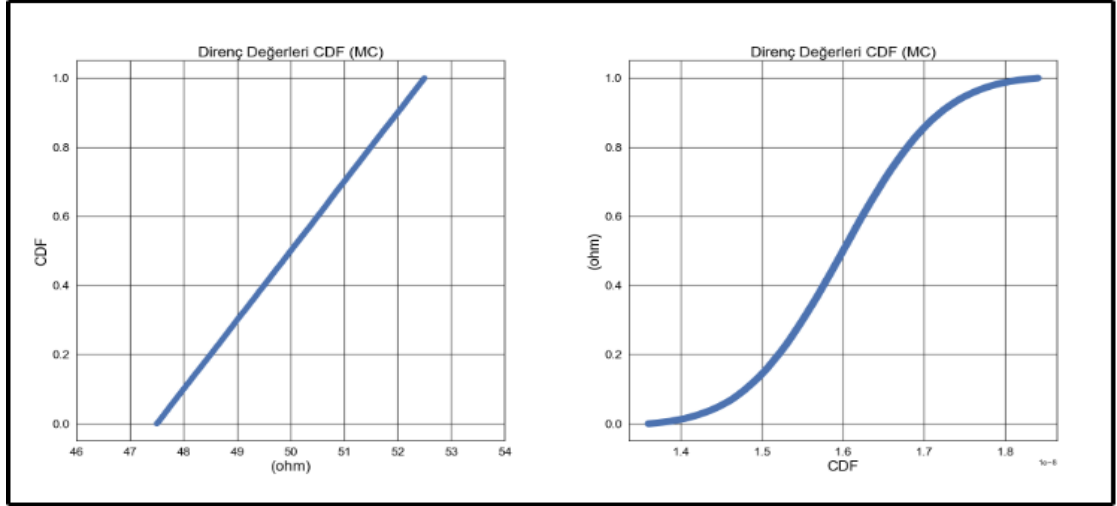
$X \sim U(a, b)$ olmak üzere a ortalamasına ve $x \in [a - b, a + b]$ tekdüze dağılıma sahip rastgele bir değişkendir. $Y \sim TG(a, b, \rho)$ a ortalamasına ve $y_{alt_değer} = a - b\rho$ ve $y_{üst_değer} = a + b\rho$ 'nın kesme noktalarına sahip kesikli bir Gauss rastgele değişkendir. Y'nin kesilme noktaları $y = a - b$ ve $y = a + b$ 'dir.

Direnç için tekdüze (uniform) (U) rastgele değişkenin aralığını belirlenirken ölçeklendirme parametresi olan b parametresini nominal değer $\%5$ 'i olacak şekilde seçildi. Kesikli normal dağılım (Truncated Gaussian) (TG) içinse b parametresi $9.6e-10$ olarak ($2.4e-9/2.5 = 9.6e-10$) seçilmiştir.

Direnç ve kapasitöre için üretilen tekdüze ve kesikli normal rastgele değişkene ait PDF ve CDF grafikleri Şekil 5.3 ve Şekil 5.4'de verilmiştir.



Şekil 5.3: Direnç ve kapasitör değerleri rastgele değişken PDF.



Şekil 5.4: Direnç ve kapasitör değerleri rastgele değişken CDF.

Bölüm 2.3.2’de de bahsedildiği üzere, MC yöntemleri, özellikle doğrusal olmayan karmaşık sistemler ve birçok değişkeni içeren sistemler için hesaplama açısından işlem yükü daha fazladır. Özellikle, çok sayıda bileşene sahip karmaşık sistemlerin uzun simülasyon süreleri göz önüne alındığında, Monte Carlo'nun yönteminin işlem yükü artmaktadır. Bu sorunu ortadan kaldırabilmek için Monte Carlo yöntemine eş olarak rastgele parametre sayısının belirli sınırlar içerisinde kabul edildiği durumlarda daha az sayıda benzetim ile neredeyse aynı Monte Carlo yöntemlerinin doğruluk düzeyine yakınsayabilmesi sağlayan Tensor Çarpımı (TP) kuralı kullanılarak polinomik kaos tabanlı stokastik kollokasyon (gPC-SC) yöntemiyle bir analiz daha yapılmıştır. Bu teknikte, sistemin çözüleceği rastgele değerler, tensör çarpımı [22] kurallarına göre parametrelerin olasılık dağılımları ile ilişkili ortogonal polinomların köklerinin harmanlanmasıyla belirlenir. Sistem bu değerlerde çözülür ve daha sonra gPC katsayıları, istatistiksel karakterizasyonu elde etmek için gPC ağırlıkları ve tabanları kullanılarak belirli işlem sonrası yöntemlerle hesaplanır [23]. GPC yöntemin de 2 rastgele değişken için polinom derecesi 8 olarak seçilmiş ve (toplam nod = (derece+1) ^ (rastgele değişken)) formülü ile hesaplanarak 81 adet nodda analiz yapılmıştır.

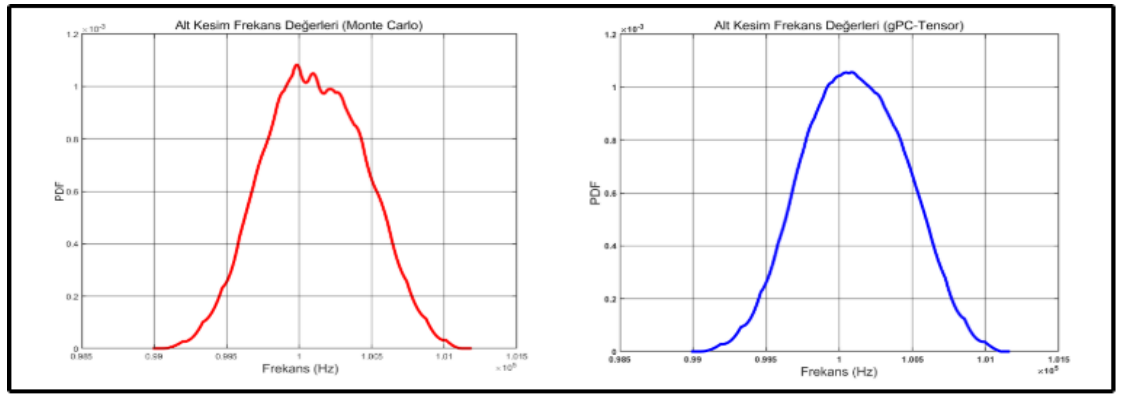
Monte Carlo yöntemi kullanılarak 100000 simülasyon sonucu harcanan zaman yaklaşık 206.365 dk iken bu süre 81 noddaki gPC yöntemi için 0.1643 dk dır. İki yöntem karşılaştırıldığında gPC yönteminin kullanılması 81 nodda analiz avantajı sağlayarak MC yöntemine (10e5 benzetim) göre daha az yük ve daha az süre de analizi gerçekleştirdiği görülmektedir.

Bütün bu işlemler için hesaplama ortamı olarak 2.4 GHz i7 CPU ve 8 GB rasgele RAM'e sahip bir Windows 10 sistem üzerine kurulu 64 bit Linux 3.16.7-42 kernel sanal makine de 4GB RAM ayrılarak gerçekleştirilmiştir.

Bu iki yöntemin karşılaştırılabilmesi için pasif bant geçiren filtreye ait değer setlerinin PDF grafikleri oluşturulmuştur.

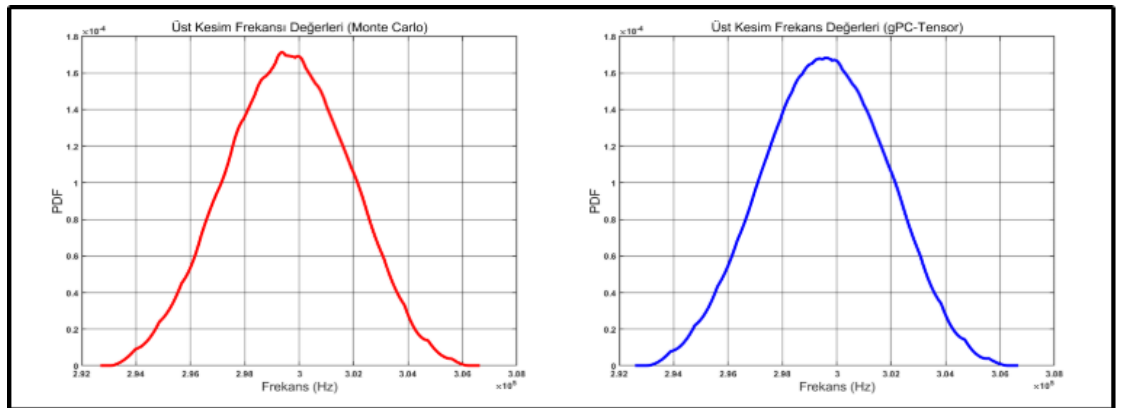
Oluşturulan frekans noktalarında MC yöntemiyle hesaplanan yaklaşık PDF'leri ve TP kuralı ile gPC yöntemiyle hesaplanan yaklaşık PDF'leri çizilmiştir. GPC tabanlı tekniklerin Monte Carlo'dakilere benzer sonuçlar ürettiği gözlemlenebilir. Bu gözlemler sonucu; MC yöntemin de ne kadar fazla simülasyon yapılırsa sonucun doğruluğuna daha fazla yakınsanabildiğini, gPC de MC'ye ne kadar yakın çıkıyorsa yöntemin o kadar tutarlı olduğu söylenebilir.

Şekil 5.5'de alt kesim frekansına ait MC ve gPC PDF grafikleri verilmiştir.



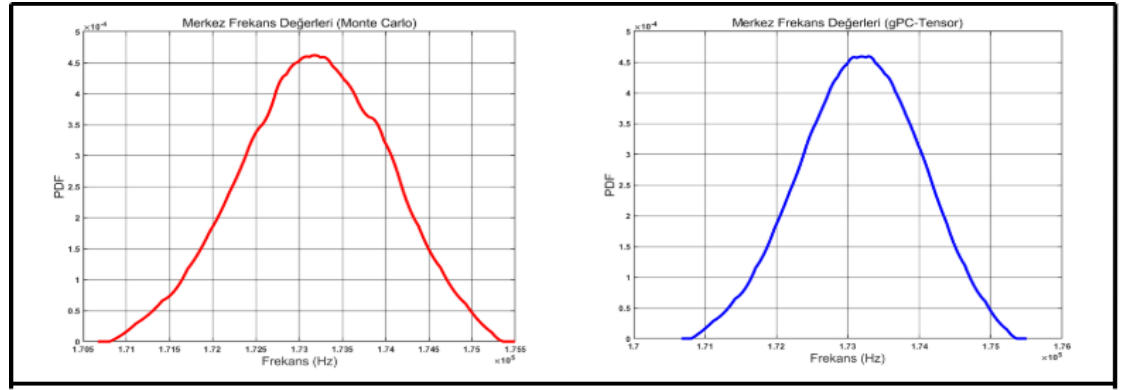
Şekil 5.5: Alt kesim frekansı MC-gPC PDF.

Şekil 5.6'de üst kesim frekansına ait MC ve gPC PDF grafikleri verilmiştir.



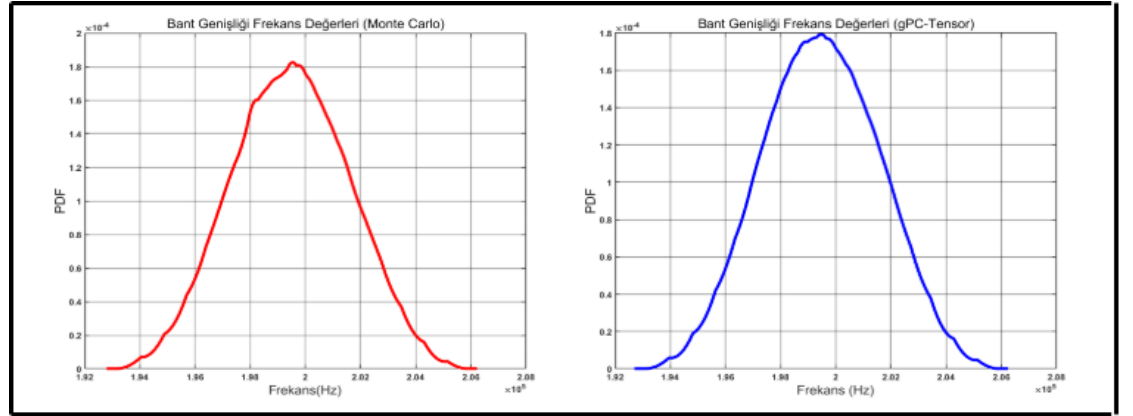
Şekil 5.6: Üst kesim frekansı MC-gPC PDF.

Şekil 5.7’de merkez frekansına ait MC ve gPC PDF grafikleri verilmiştir.



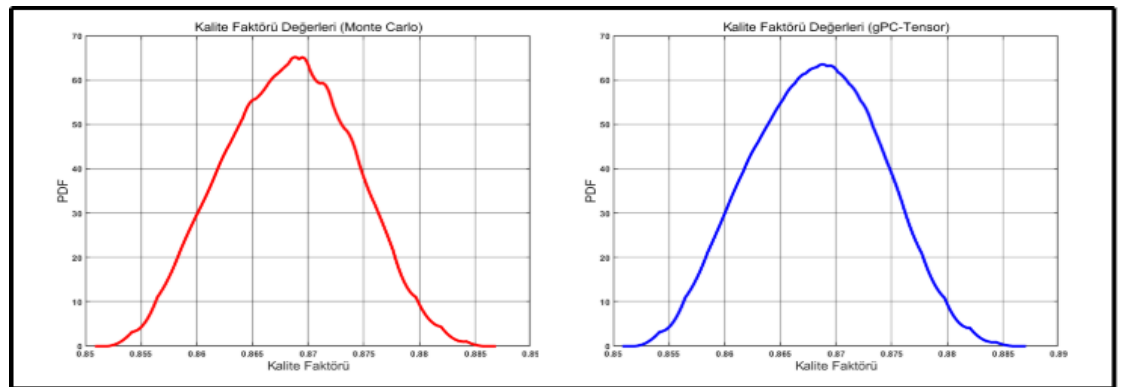
Şekil 5.7: Merkez frekansı MC-gPC PDF.

Şekil 5.8’de bant genişliğine ait MC ve gPC PDF grafikleri verilmiştir.



Şekil 5.8: Bant genişliği MC-gPC PDF.

Şekil 5.9’de kalite faktörüne ait MC ve gPC PDF grafikleri verilmiştir.

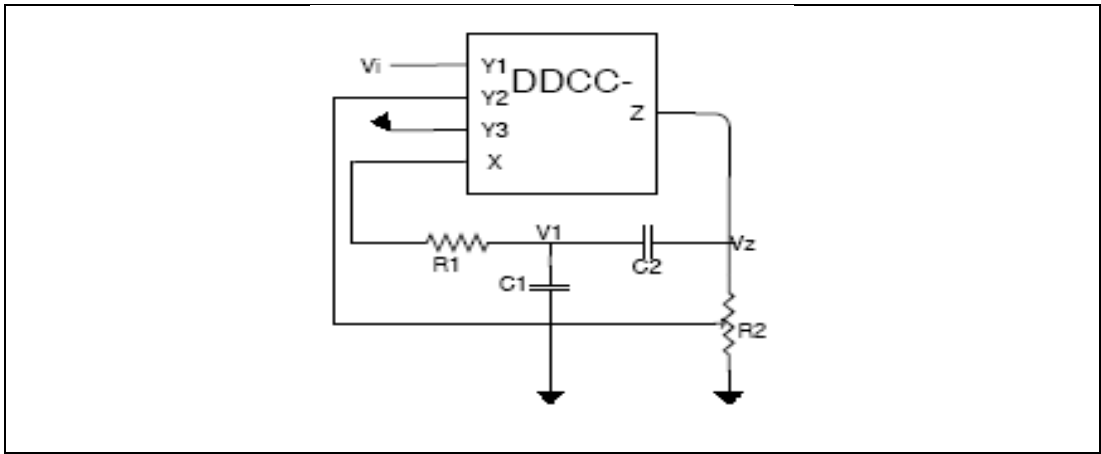


Şekil 5.9: Kalite Faktörü MC-gPC PDF.

5.2. Aktif Bant Geçiren Filtre

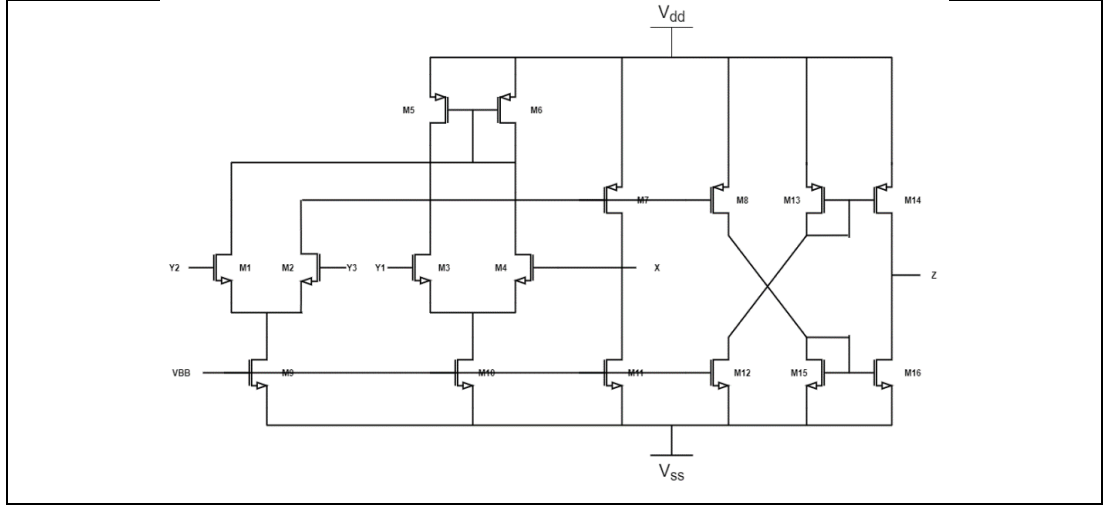
5.2.1. Benzetim ve Nümerik Çözüm Sonuçları

Tez kapsamında aktif bant geçiren filtresi için voltaj modlu (VM) bir diferansiyel fark akım taşıyıcı (DDCC) [24] ve dört adet pasif elemandan oluşan bir devre kullanılmaktadır [25]. Akım taşıyıcılar, aynı seviyedeki op-amp'den daha büyük bir sinyal bant genişliği üzerinde daha yüksek bir voltaj kazancı sağlayabilirler [26].



Şekil 5.10: VM DDCC- bant geçiren filtre devresi.

[25]'de önerilen bant geçiren filtre devresinin benzetimi NgSpice benzetim aracı aracılığıyla gerçekleştirildi. Şekil 5.10'da verilen DDCC-'in benzetimi için [1]'de verilen devre kullanıldı. Şekil 5.11'deki CMOS yapısı ASU (Arizona State University) nin asu_ptm_22nm isimli model parametrelerinden yararlanıldı. Mosfet boyutları nominal parametre değerleri kullanılarak ilgili yayında [25] MIETEC 0.5um boyutları baz alınarak tasarlandı. Mosfet boyutları Tablo 5.2'de yer almaktadır.



Şekil 5.11: DDCC – CMOS yapısı.

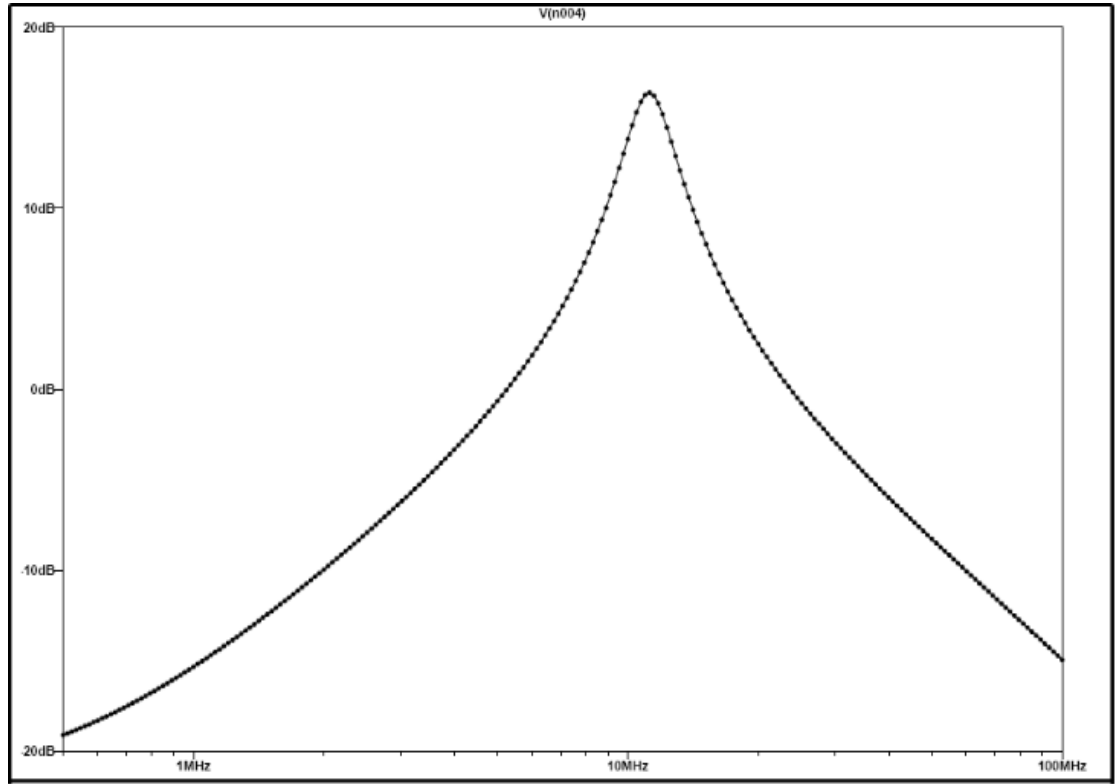
Tablo 5.2: DDCC– CMOS yapısı mosfet boyutları.

MOSFET	W (nm)	L (nm)
M1-M4	88	44
M5-M6	1100	44
M7-M8	1320	44
M9-M10	176	44
M11-M12	308	44
M13-M14	1320	44
M15-M16	308	44

Devreye ait frekans cevabı Şekil 5.12’de verilmiştir. Bant geçiren filtre devresi için, $f_c \approx 11.250$ MHz merkez frekansı için pasif elemanlar $R1=5$ k Ω , $R2=10$ k Ω ve $C1=C2=2$ pf olarak seçilmiştir. Devrenin girişine tepeden tepeye 400 mV’luk ve 11.250 MHz’lik bir sinüs işareti uygulanmıştır.

Devrenin tasarımı doğrulandıktan sonra, bölüm 5.1.1’de önerilen kod sistemi aktif bant geçiren devresi içinde sırasıyla uygulanmıştır. Seçilen girdi parametreleri için tekdüze ve kesikli normal dağılım kullanılmıştır. Her 2 parametre seti için her

birine 50000 rastgele değer atanmıştır. Her 2 değişkene atanan 50000 farklı değer 100 parçaya(chunk) ayrılmış ve toplamda 500 parça oluşturulmuştur.



şekil 5.12: Aktif bant geçiren filtre devresi frekans cevabı.

$X \sim U(a, b)$ olmak üzere a ortalamasına ve $x \in [a - b, a + b]$ tekdüze dağılıma sahip rastgele bir değişkendir. $Y \sim TG(a, b, \rho)$ a ortalamasına ve $y_{alt_değer} = a - b\rho$ ve $y_{üst_değer} = a + b\rho$ 'nın kesme noktalarına sahip kesikli bir Gauss rastgele değişkendir. Y 'nin kesilme noktaları $y = a - b$ ve $y = a + b$ 'dir.

Bant geçiren filtre devresinin DDCC- iç yapısında karşılıklı konumlandırılmış M1-M2 M3-M4 M8-M13 ve M12-M15 mosfetlerinde olabilecek değişimlerin sistemin çıktılarına nasıl etki ettiği incelenmiştir. Bu amaçla ilgili mosfetlerin kanal genişlikleri için tekdüze ve kesikli normal değişkenler kullanılarak karşılıklı konumlandırılmış mosfetler için uyumsuzluk (mismatch) analizleri yapıldı. Analiz sonucunda belirlenen frekans noktalarındaki değişim ve bu değişimlere ait PDF grafikleri her set için ayrı ayrı oluşturuldu.

Mosfet doyum bölgesinde Gate-Source gerilimi, eşik geriliminden yüksek, $V_{GS} > V_{TH}$ ve Drain-Source gerilimi Gate-Source gerilimi ile eşik gerilimi arasındaki

farktan daha yüksek olduğunda $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$, drain akımı (i_d) ile gate gerilimi arasındaki ilişki vardır.

$$i_d = \beta (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (5.1)$$

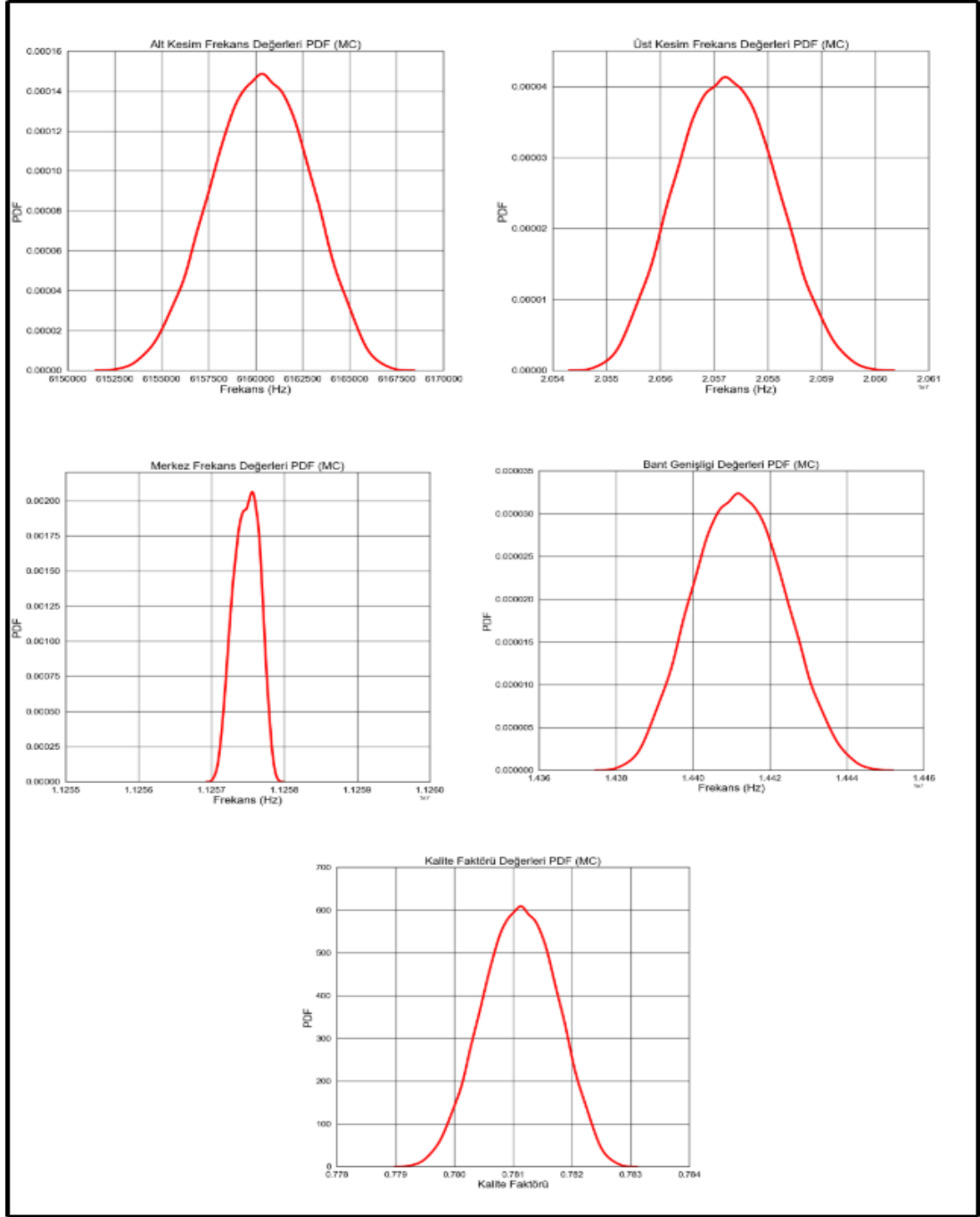
$$\beta = \left(\frac{1}{2}\right) \mu_{n/p} C_{ox} \frac{W}{L} \quad (5.2)$$

$\frac{W}{L}$ oranında meydana gelen değişiklik β parametresinde değişime, bu değişimde mosfetler arasında uyumsuzluğa neden olacaktır. Meydana gelen bu uyumsuzluk için ilk olarak M1-M2 mosfetleri seçildi. M1 mosfeti için tekdüze (U) rastgele değişkenin aralığını belirlenirken ölçeklendirme parametresi olan b parametresini nominal değer %5'i olacak şekilde seçildi. M2 mosfeti içinse; kesikli normal dağılım (TG) b parametresi 1.76e-9 olarak seçildi.

Şekil 5.13'de önemli frekans noktaları, bant genişliği ve kalite faktörüne ait MC PDF'leri yer almaktadır.

Tablo 5.3 M1-M2 mosfetleri parametre değerleri.

Parametreler	Nominal Değer	Rastgele Değişken
M1	88nm	U(88 e-9,4.4e-9)
M2	88nm	TG(88e-9, 4.4e-9/2.5 , 2.5)



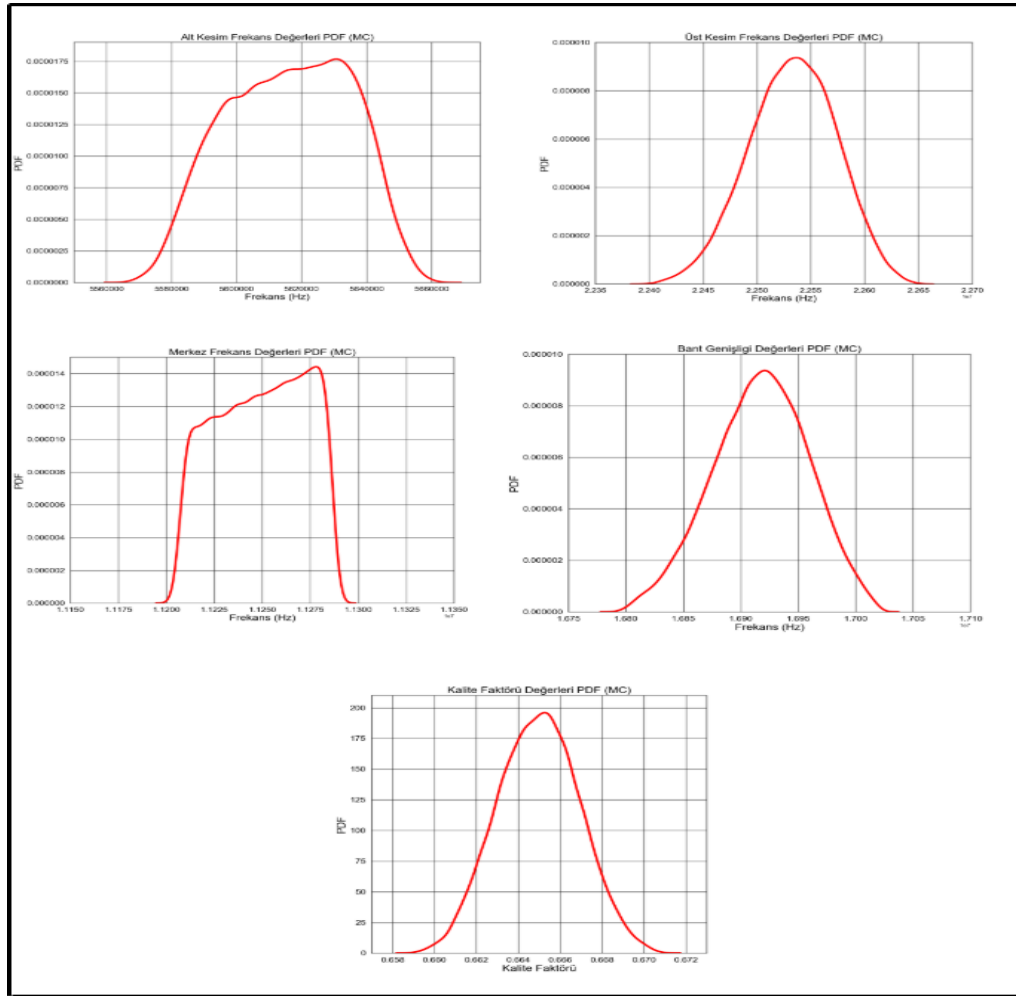
Şekil 5.13 M1-M2 AKF-ÜKF-MF-BG-KF Monte Carlo PDF grafikleri.

M3-M4 mosfetlerinden M3 mosfeti için tekdüze (U) rastgele değişkenin aralığını belirlenirken ölçeklendirme parametresi olan b parametresini nominal değer %10'u olacak şekilde seçildi. M4 mosfeti içinse; kesikli normal dağılım (TG) b parametresi 3.52e-9 olarak seçildi.

Şekil 5.14'de önemli frekans noktaları, bant genişliği ve kalite faktörüne ait MC PDF'leri yer almaktadır.

Tablo 5.4: M3-M4 mosfetleri parametre değeri.

Parametreler	Nominal Değer	Rastgele Değişken
M3	88nm	$U(88\text{ e-}9, 8.8\text{e-}9)$
M4	88nm	$TG(88\text{e-}9, 8.8\text{e-}9/2.5, 2.5)$



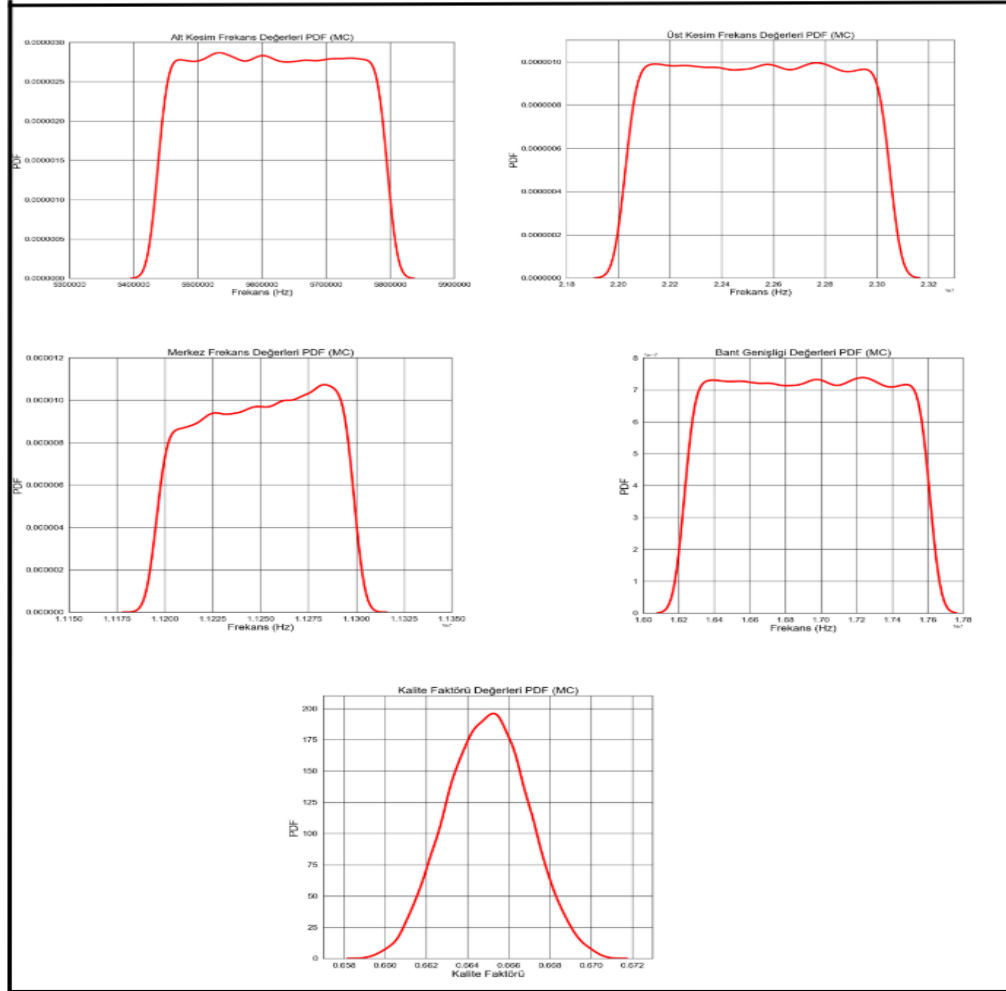
Şekil 5.14: M3-M4 AKF-ÜKF-MF-BG-KF Monte Carlo PDF grafikleri.

M8-M13 mosfetlerinden M8 mosfeti için tekdüze (U) rastgele değişkenin aralığını belirlenirken ölçeklendirme parametresi olan b parametresini nominal değerin %5'i olacak şekilde seçildi. M13 mosfeti içinse; kesikli normal dağılım (TG) b parametresi 26.4e-9 olarak seçildi.

Şekil 5.15'de önemli frekans noktaları, bant genişliği ve kalite faktörüne ait MC PDF'leri yer almaktadır.

Tablo 5.5: M8-M13 mosfetleri parametre değerleri.

Parametreler	Nominal Değer	Rastgele Değişken
M8	1320nm	$U(1320 \text{ e-}9, 66\text{e-}9)$
M13	1320nm	$TG(1320\text{e-}9, 66\text{e-}9/2.5, 2.5)$



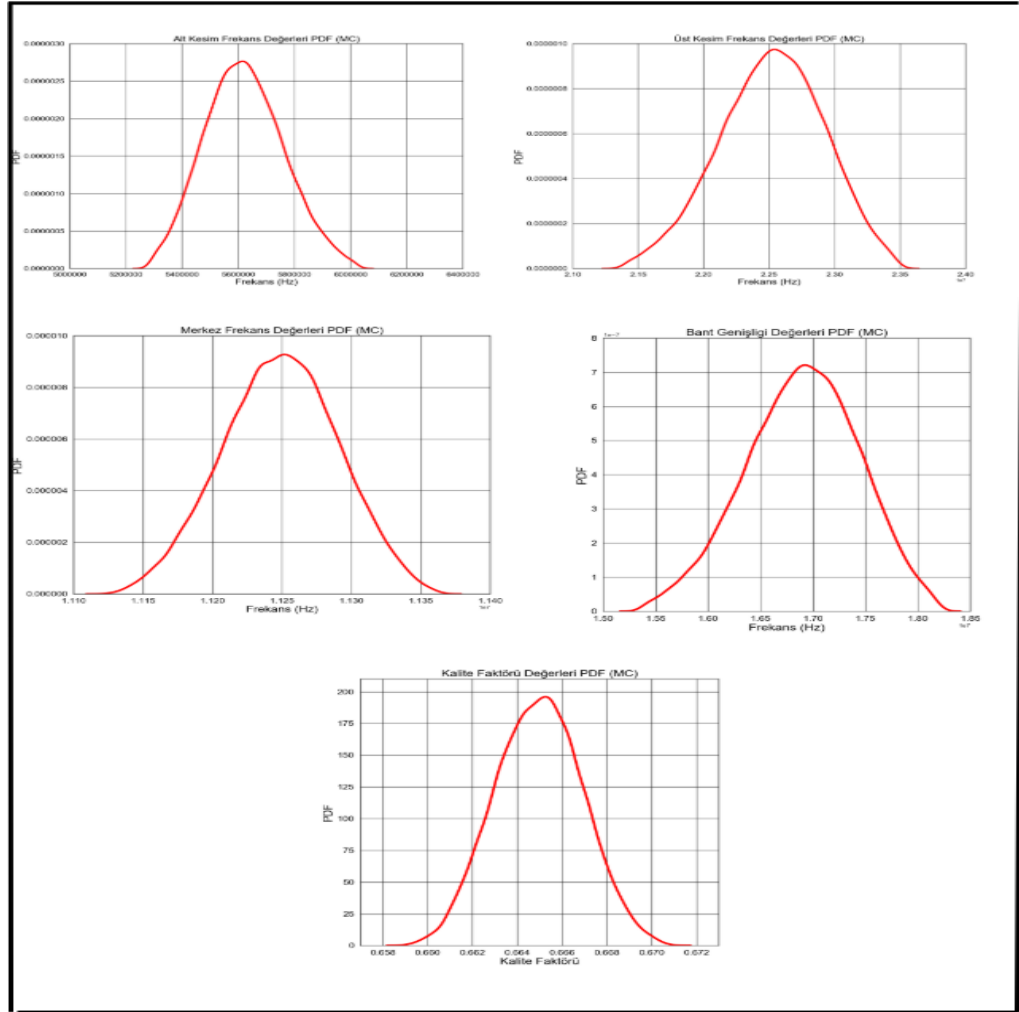
Şekil 5.15: M8-M13 AKF-ÜKF-MF-BG-KF Monte Carlo PDF grafikleri.

M12-M15 mosfetlerinden M12 mosfeti için tekdüze (U) rastgele değişkenin aralığını belirlenirken ölçeklendirme parametresi olan b parametresini nominal değer %10'u olacak şekilde seçildi. M15 mosfeti içinse; kesikli normal dağılım (TG) b parametresi $3.52\text{e-}9$ olarak seçildi.

Şekil 5.16'de önemli frekans noktaları, bant genişliği ve kalite faktörüne ait MC PDF'leri yer almaktadır.

Tablo 5.6 M12-M15 mosfetleri parametre değeri.

Parametreler	Nominal Değer	Rastgele Değişken
M12	308nm	$U(308 \text{ e-}9, 30.8\text{e-}9)$
M15	308nm	$TG(308\text{e-}9, 30.8\text{e-}9/2.5, 2.5)$



Şekil 5.16: M12-M15 AKF-ÜKF-MF-BG-KF Monte Carlo PDF grafikleri.

Çalışma kapsamında filtre tasarımında kullanılan DDCC- CMOS yapısındaki karşılıklı her bir set için analiz yapıldı. Uyumsuzluk oluşturabilecek 8 parametre için Monte Carlo analizleri 4 parametre için nominal değerin %5 i diğer 4 parametre için %10'u olacak şekilde seçildi. Her iki durumda da filtre için belirlenen merkez frekansı olan 11.25 Mhz frekansında sapmalar meydana gelmektedir. Parametredeki değişim oranı arttıkça merkez frekansındaki sapmaların daha fazla olduğu gözlemlendi.

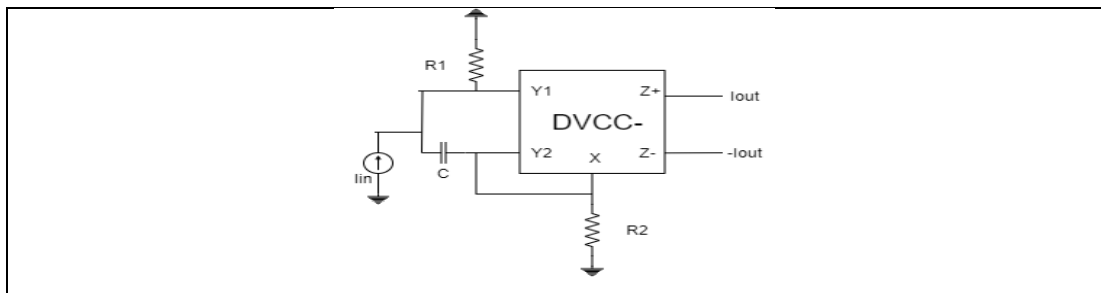
Analizler ikili setler için tek tek yapıldı ve sonuçları gösterildi. Devre içerisindeki uyumsuzluk oluşturan tüm mosfetler belli bir oranda devrenin frekans değerinde sapmaya sebep olacağı düşünülürse toplamdaki frekans sapması tek settekinden daha fazla olacağı öngörülmektedir.

5.3. Aktif Tüm Geçiren Filtre

5.3.1. Benzetim ve Nümerik Çözüm Sonuçları

Çalışma kapsamında aktif tüm geçiren filtresi için bir akım modlu (CM) diferansiyel voltaj akım taşıyıcı (DVCC) [27] ve üç adet pasif elemandan oluşan bir devre kullanılmaktadır [28]. DVCC, hem ikinci nesil akım konveyörünün (CCII) (büyük sinyal bant genişliği, büyük lineerlik, geniş dinamik aralığı gibi) hem de diferansiyel fark amplifikatörünün (DDA) (Yüksek giriş empedansı ve aritmetik işlem kapasitesi gibi) avantajlarına sahiptir [26].

Tüm geçiren filtreler, en yaygın kullanılan filtre türlerinden biridir. Genellikle, giriş sinyalinin genliğini istenen frekans aralığında sabit tutarken frekansa bağlı bir gecikme sağlamak için kullanılırlar. Akım modlu devreler; geniş bant genişliği daha fazla doğrusalık, daha geniş dinamik aralık, basit devre ve düşük güç tüketimi gibi avantajlara sahip devrelerdir. Özellikle düşük voltajlı çalışma devreleri için akım modlu devreler, voltaj modlu devrelere kıyasla daha uygundur.



Şekil 5.17 CM DVCC- tüm geçiren filtre devresi.

[2] de önerilen bant geçiren filtre devresinin benzetimi NgSpice benzetim aracı aracılığıyla gerçekleştirildi. Şekil 5.17’de verilen DVCC-‘in benzetimi için [27]’de verilen devre kullanıldı.

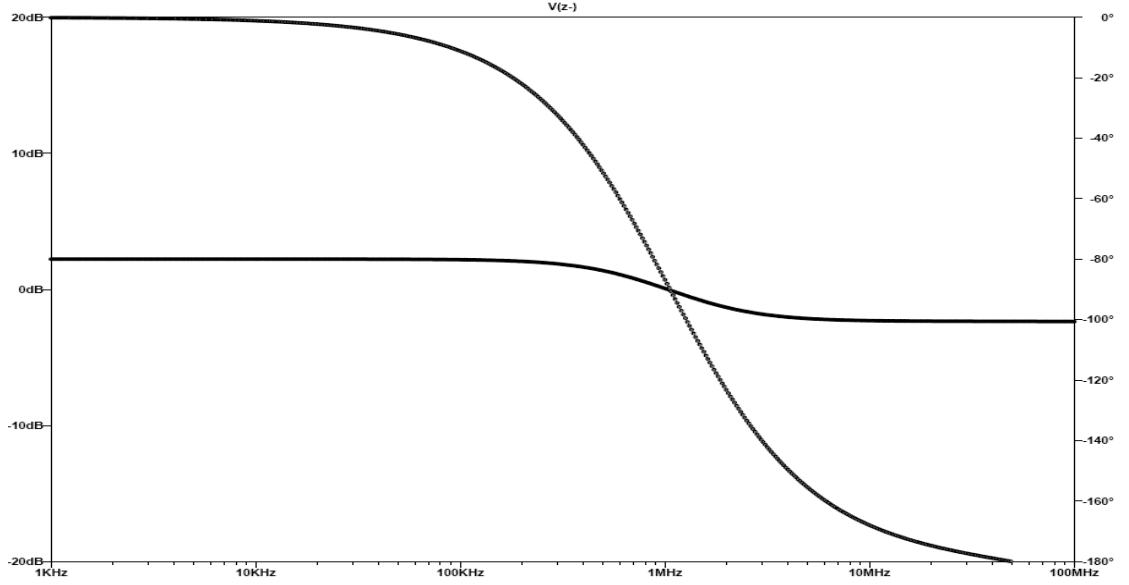
Şekil 5.18'daki CMOS yapısı ASU (Arizona StateUniversity)'nin asu_ptm_22nm isimli model parametrelerinden yararlanıldı. Mosfet boyutları nominal parametre değerleri kullanılarak ilgili yayında [28] MIETEC 0.5um boyutları baz alınarak tasarlandı. Mosfet boyutları Tablo 5.7'de yer almaktadır.

Şekil 5.18 DVCC CMOS yapısı.

Tablo 5.7: DVCC– CMOS yapısı mosfet boyutları.

MOSFET	W (nm)	L (nm)
M1-M4	70.4	44
M5-M6	352	44
M7-M8	880	44
M9-M10	1276	44
M11-M12	3960	44
M13-M15	880	44
M16-M18	3960	44

Devreye ait frekans cevabı Şekil 5.19’de verilmiştir. Bant geçiren filtre devresi için, $f_r \approx 1.060$ MHz rezonans frekansı için pasif elemanlar $R1=4$ k Ω , $R2=2$ k Ω ve $C1=75$ pf olarak seçilmiştir. Devrenin girişine tepeden tepeye 100uA’lik ve 1.060 Mhz’lik bir sinüs işareti uygulanmıştır.



Şekil 5.19: Tüm geçiren filtre devresi frekans cevabı.

Devrenin tasarımı doğrulandıktan sonra, bölüm 5.1.1’de önerilen kod sistemi aktif bant geçiren devresi içinde sırasıyla uygulanmıştır. Seçilen girdi parametreleri için tekdüze ve kesikli normal dağılım kullanılmıştır. Her 2 parametre seti için her birine 50000 rastgele değer atanmıştır. Her 2 değişkene atanan 50000 farklı değer 100 parçaya(chunk) ayrılmış ve toplamda 500 parça oluşturulmuştur.

Tüm geçiren filtre devresinin DVCC- iç yapısında karşılıklı konumlandırılmış M1-M2 M3-M4 M13-M14 ve M16-M17 mosfetlerinde olabilecek değişimlerin sistemin çıktılarına nasıl etki ettiği incelenmiştir. Bu amaçla ilgili mosfetlerin kanal genişlikleri için tekdüze ve kesikli normal değişkenler kullanılarak karşılıklı konumlandırılmış mosfetler için uyumsuzluk (mismatch) analizleri yapıldı. Analiz sonucunda belirli frekans noktalarında elde edilen kazancın değişiminin ve bu değişimlere ait PDF grafikleri her set için ayrı ayrı oluşturuldu.

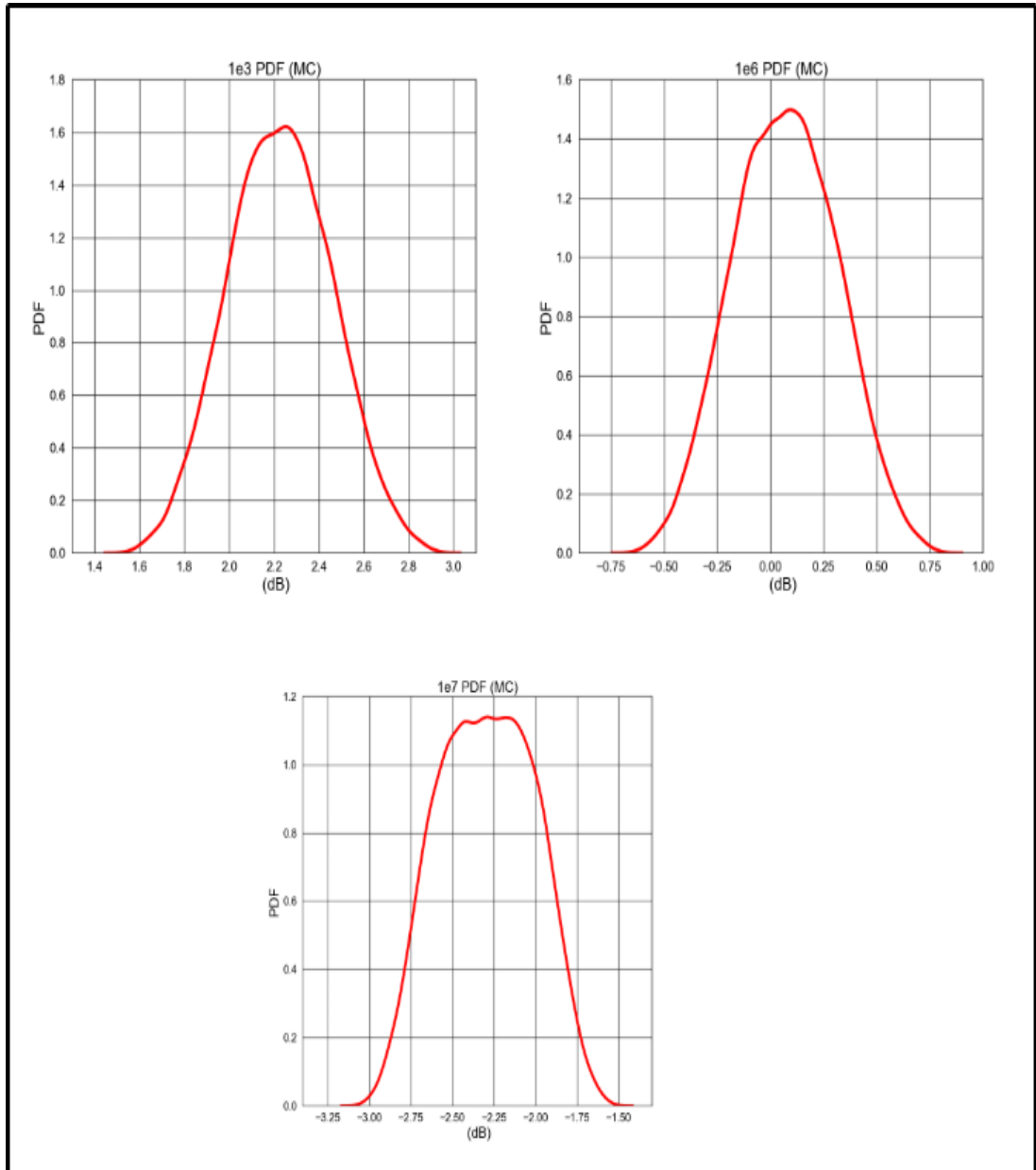
$X \sim U(a, b)$ olmak üzere a ortalamasına ve $x \in [a - b, a + b]$ tekdüze dağılıma sahip rastgele bir değişkendir. $Y \sim TG(a, b, \rho)$ a ortalamasına ve $y_{alt_değer} = a - bp$ ve $y_{üst_değer} = a + bp$ ’nun kesme noktalarına sahip kesikli bir Gauss rastgele değişkendir. Y ’nin kesilme noktaları $y = a - b$ ve $y = a + b$ ’dir.

Uyumsuzluk analizi için ilk olarak M1-M2 mosfetleri seçildi. M1 mosfeti için tekdüze (U) rastgele değişkenin aralığını belirlenirken ölçeklendirme parametresi olan b parametresini nominal değer’in %5’i olacak şekilde seçildi. M2 mosfeti içinse; kesikli normal dağılım (TG) b parametresi $1.4e-9$ olarak seçildi.

Şekil 5.20’de M1-M2 mosfetlerine 1e3-1e6-1e7 frekans noktaları kazanç değişimi MC PDF’leri yer almaktadır.

Tablo 5.8 M1-M2 mosfetleri parametre değerleri.

Parametreler	Nominal Değer	Rastgele Değişken
M1	70.4nm	$U(70.4 \text{ e-}9, 3.5\text{e-}9)$
M2	70.4nm	$TG(70.4 \text{ e-}9, 3.5\text{e-}9/2.5, 2.5)$



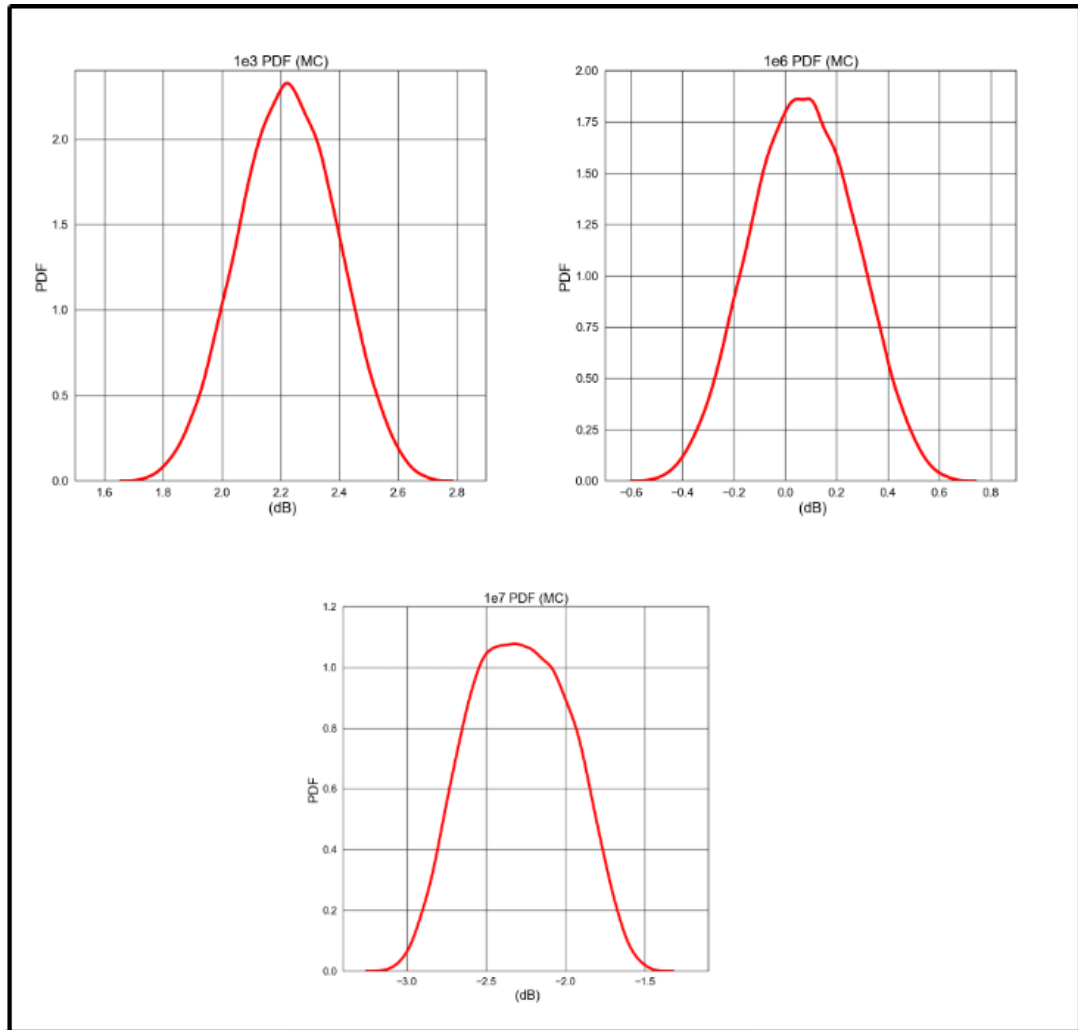
Şekil 5.20: M1-M2 1e3-1e6-1e7 frekans noktaları kazanç değişimi.

M3-M4 mosfetlerinden M3 mosfeti için tekdüze (U) rastgele değişkenin aralığını belirlenirken ölçeklendirme parametresi olan b parametresini nominal değerin %5’u olacak şekilde seçildi. M4 mosfeti içinse; kesikli normal dağılım (TG) b parametresi $1.4e-9$ olarak seçildi.

Şekil 5.21’de M3-M4 mosfetlerine $1e3$ - $1e6$ - $1e7$ frekans noktaları kazanç değişimi MC PDF’leri yer almaktadır.

Tablo 5.9 M3-M4 mosfetleri parametre değerleri.

Parametreler	Nominal Değer	Rastgele Değişken
M3	70.4nm	$U(70.4 \text{ e-}9, 3.5e-9)$
M4	70.4nm	$TG(70.4 \text{ e-}9, 3.5e-9/2.5, 2.5)$



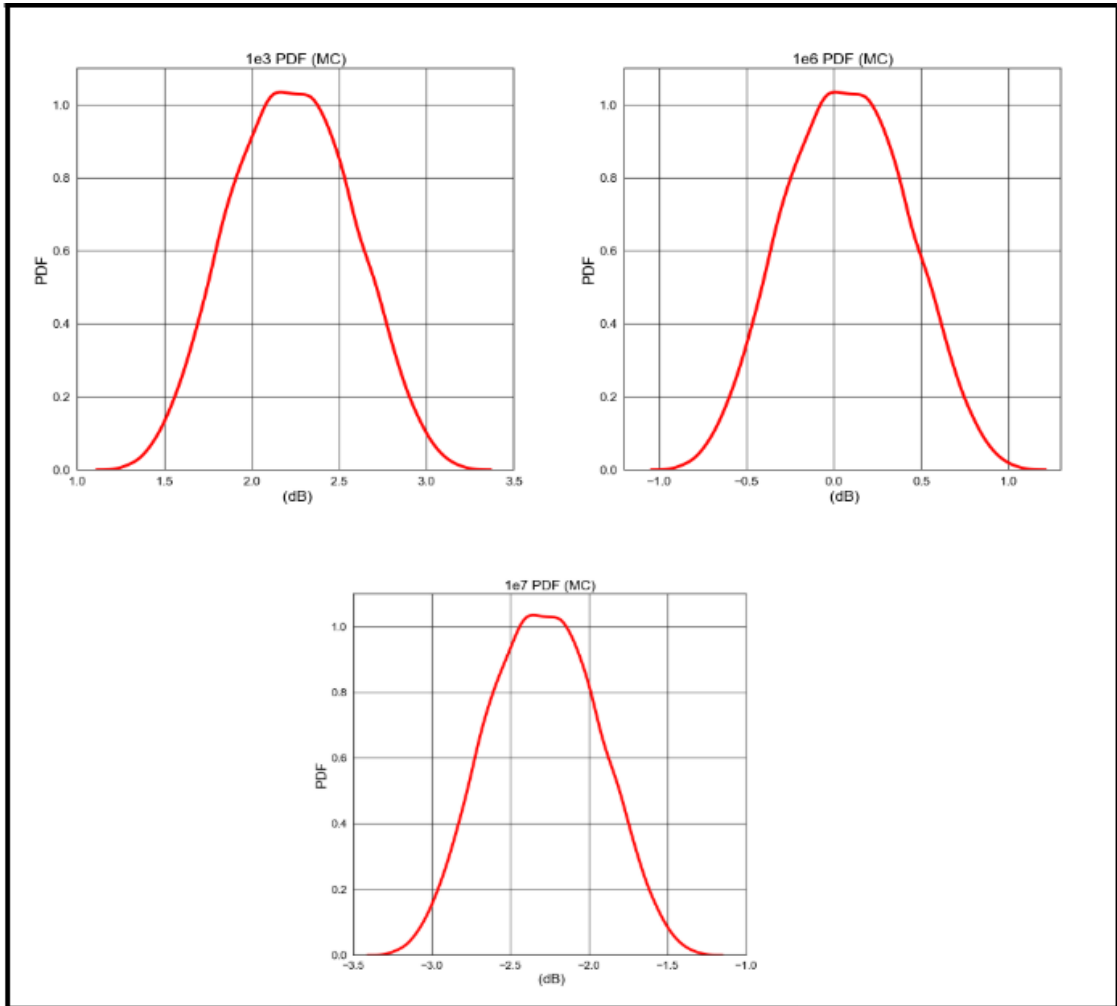
Şekil 5.21: M3-M4 $1e3$ - $1e6$ - $1e7$ frekans noktaları kazanç değişimi.

M13-M14 mosfetlerinden M13 mosfeti için tekdüze (U) rastgele değişkenin aralığını belirlenirken ölçeklendirme parametresi olan b parametresini nominal değerin %5'i olacak şekilde seçildi. M14 mosfeti içinse; kesikli normal dağılım (TG) b parametresi 17.6e-9 olarak seçildi.

Şekil 5.22’de M13-M14 mosfetlerine 1e3-1e6-1e7 frekans noktaları kazanç değişimi MC PDF’leri yer almaktadır.

Tablo 5.10 M13-M14 mosfetleri parametre değerleri.

Parametreler	Nominal Değer	Rastgele Değişken
M13	1320nm	U(880 e-9,44e-9)
M14	1320nm	TG(880e-9, 44e-9/2.5 , 2.5)



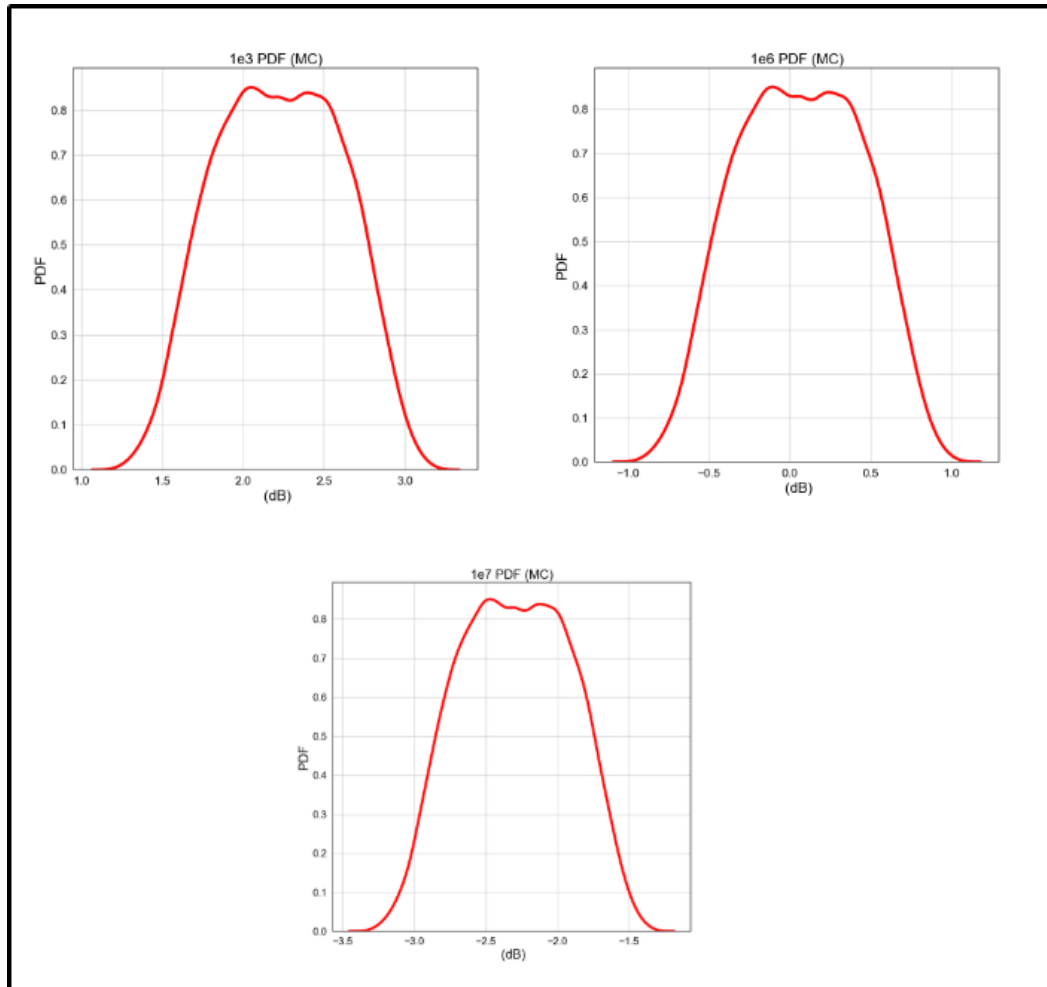
Şekil 5.22 M13-M14 1e3-1e6-1e7 frekans noktaları kazanç değişimi.

M16-M17 mosfetlerinden M16 mosfeti için tekdüze (U) rastgele değişkenin aralığını belirlenirken ölçeklendirme parametresi olan b parametresini nominal değerin %5'i olacak şekilde seçildi. M17 mosfeti içinse; kesikli normal dağılım (TG) b parametresi 79.2e-9 olarak seçildi.

Şekil 5.23'de M16-M17 mosfetlerine 1e3-1e6-1e7 frekans noktaları kazanç değişimi MC PDF'leri yer almaktadır.

Tablo 5.11 M16-M17 mosfetleri parametre değerleri.

Parametreler	Nominal Değer	Rastgele Değişken
M16	308nm	U(3960 e-9,198e-9)
M17	308nm	TG(308e-9, 198e-9/2.5 , 2.5)



Şekil 5.23 M16-M17 1e3-1e6-1e7 frekans noktaları kazanç değişimi.

Çalışma kapsamında filtre tasarımında kullanılan DVCC- CMOS yapısındaki karşılıklı her bir set için analiz yapıldı. Uyumsuzluk oluşturabilecek 8 parametre için Monte Carlo analizleri 8 parametre için nominal değerin %5 i olacak şekilde seçildi. Analizler sonucunda filtre için belirlenen frekans noktalarındaki kazançlarda değişimler meydana gelmektedir. Kazançtaki bu değişimler değişimin olduğu frekansa karşılık gelen fazda da değişimlere neden olmaktadır. Filtre yapısının bant genişliği boyunca sabit bir kazançla sahip fakat frekans değişimine lineer olarak bağlı bir faz cevabına sahip olması nedeniyle meydana gelecek değişimler kazanç değişiminin doğrusal olarak fazı etkilemesine neden olacaktır.

6. SONUÇLAR ve YORUM

Çalışma kapsamında ilk olarak matematiksel yaklaşım, olasılık teorisi, rastgele değişken tipleri ve belirsizlik yöntemlerine yer verildi. Bu bölümde gPC ve Monte Carlo yöntemleri ait bilgiler yer almaktadır. Daha sonra çalışma da incelenecek olan devrelerle ilgili genel bilgiler ve çalışma prensiplerine yer verildi. Sonraki bölümde benzetim aracı NgSpice ve Matlab/Octave arasındaki bağlantı ile ilgili bilgiler verilmektedir. Son olarak da filtre devrelerine ait benzetimler ve bu benzetimlerde nümerik çözüm sonuçları ve bu sonuçlara ait PDF ve CDF oluşturuldu.

Benzetimi yapılan ilk devre olarak pasif bant geçiren filtre devresine yer verildi. Devrenin benzetimi yapılarak doğrulandı. Daha sonra bu benzetim devresi kullanılarak NgSpice benzetim aracı ve MATLAB/Octave bağlantı aracı kullanılarak filtreye ait elde edilmek istenilen frekans değerlerine ulaşılacak bir otomasyon kodu oluşturulmuş ve bu kod aracılığıyla AKF, ÜKF, MF, BG ve KF değerlerine ulaşılmıştır. Monte Carlo yöntemi için filtre devresindeki R ve C parametrelerinin her biri için 100000 simülasyon gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar sonucu belirsizlikleri inceleyebilmek için elde edilen değerlerin PDF'leri oluşturulmuştur. Pasif bant geçiren devresi için ikinci olarak yine R ve C parametreleri için sadece 81 nodda generalized Polynomial Chaos yöntemi kullanılarak bir analiz yapılmış ve bu yönteme ait PDF'ler sunulmuştur. MC sonuçları için geçen süre 206.365 dk iken gPC yöntemi için bu süre sadece 0.1643 dk olarak gerçekleşmiştir. Her iki yönteminin PDF'leri karşılaştırıldığı da sonuçların birbiriyle neredeyse eşdeğer çıktığı görülmüştür. Üstelik sonuçlar aynı çıkmış plmasına rağmen gPC yöntemiyle daha az nod ve daha az zaman da sonuçlar elde edilmiştir. Bu da bize gPC yönteminin MC yöntemine göre daha verimli ve işlem yükünün daha az olduğunu göstermektedir.

Benzetimi yapılan ikinci devre DDCC- tabanlı bant geçiren filtre devresi olmuştur. Devrenin ilk olarak benzetimi yapılmış ve devre eşdeğer makaleyle doğrulanmıştır. Daha sonra bu filtre için DDCC- devresi içerisinde önemi olduğu düşünülen karşılıklı mosfet çiftleri için önemli bir parametre değeri olan mosfet kanal genişliği (w) değerleri kullanılarak belirsizlik analizi yapılmıştır. Devre de AKF, ÜKF, MF, BG ve KF değerlerini üretmek için MC yöntemi kullanılmış ve karşılıklı mosfetler de meydana gelen uyumsuzluk durumu için analizler yapılmıştır. Bu analiz için 50000 simülasyon yapılmış ve bu simülasyonlar sonucunda elde edilen

PDF'lerden parametre sapmalarından dolayı tasarlanan filtrenin tasarlanan frekans değerlerinden belirli oranlar da sapmaya neden olduğu gözlemlenmiştir. Bu devrede saptanan başka bir durum da karşılıklı seçilen nMos setleri için dağılımların belirlenen değerler etrafında dağılım gösterdiği fakat pMos setindeyse dağılımın düzgün olayan geçişler olduğu gözlemlenmiştir.

Son olarak benzetimi yapılan devre DVCC- tabanlı tüm geçiren filtre devresi olmuştur. Devrenin ilk olarak benzetimi yapılmış ve devre eşdeğer makaleyle doğrulanmıştır. Daha sonra bu filtre için DVCC- devresi içerisinde önemi olduğu düşünülen karşılıklı mosfet çiftleri için önemli bir parametre değeri olan mosfet kanal genişliği (w) değerleri kullanılarak belirsizlik analizi yapılmıştır. Devre filtre için belirlenen frekans noktalarındaki kazançların değerlerini üretmek için MC yöntemi kullanılmış ve karşılıklı mosfetler de meydana gelen uyumsuzluk durumu için analizler yapılmıştır. Bu analiz için 50000 simülasyon yapılmış ve bu simülasyonlar sonucunda elde edilen PDF'lerden kazanç değişiminin doğrusal olarak fazı etkilemesine neden olabileceği gözlemlenmiştir.

Sonuç olarak; çalışma da MC ve gPC yöntemleri kullanılarak filtre devreleri üzerinde analizler yapılmıştır. Ve gPC yönteminin MC ya karşı daha hızlı ve daha az nodda gerçekleşmesinden dolayı daha üstün bir istatistiksel yöntem olduğu doğrulanmıştır. Ayrıca parametre sapmalarının tasarlanan filtre devrelerinde tasarlanan frekans değerleri dışında frekans değerlerini geçirme, tasarlanan frekansı geçirmeme ya da tasarımı yapılan faz gecikmesinden sapamaya neden olabileceği gözlemlenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] Harrison R. L., (2010), "Introduction To Monte Carlo Simulation", AIP Conference Proceedings, 1204, 17-21.,
- [2] Zhang Z., El-Moselhy T. A., Elfadel I. M., Daniel, L., (2013), "Stochastic testing method for transistor-level uncertainty quantification based on generalized Polynomial chaos". IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 32(10), 1533-1545.
- [3] Melati D., Weng T. W., Daniel L., Melloni A., (2016), "Generalized polynomial chaos expansion for photonic circuits optimization", IEEE, Niigata, Japan, 3-7 July.
- [4] Dongbin X., George E. K., (2002), "The Wiener–Askey Polynomial Chaos For Stochastic Differential Equations", SIAM Journal on Scientific Computing, 24(2), 619–644.
- [5] Web 1, (2018), <https://sedatsen.files.wordpress.com/2018/09/sunum6.pdf> , (Erişim Tarihi: 14/06/2020).
- [6] Web 2, (2007), <https://docplayer.biz.tr/7286518-Muhendisler-icin-istatistik-prof-dr-huseyin-celebi-ders-notlari.html> , (Erişim Tarihi: 01/09/2020).
- [7] Web 3, (2012), http://reliawiki.org/index.php/Basic_Statistical_Background , (Erişim Tarihi: 11/11/2020).
- [8] Web 4, (2012), <https://www.vosesoftware.com/riskwiki/Relationshipbetweencdfanddensityhistogramplots.php>, (Erişim Tarihi: 25/10/2020).
- [9] Kuipers, L., Niederreiter, H., (1974), "Uniform Distribution of Sequences", 1st Edition, by John Wiley & Sons Inc.
- [10] Web 5, (2015), <https://doc.modelica.org/Modelica%204.0.0/Resources/Images/Math./Distributions/TruncatedNormal.density.png>, (Erişim Tarihi: 20/10/2020)
- [11] Metropolis N., Ulam S., (2012), "The Monte Carlo Method", IEEE, 44(247) 335-341.
- [12] Zheng Z., Elfadel I. A. M., Daniel L., (2013), "Uncertainty quantification for integrated circuits: Stochastic spectral methods", Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 18(33), 803-810.
- [13] Carrillo J A., Pareschi L., Zenalla M., (2019), "Particle based gPC methods for mean-field models of swarming with uncertainty", Commun. Comput. Phys, 25(2), 508-531.

- [14] Zhang Z., El-Moselhy T. A., Elfadel I. M., & Daniel L., (2013), "Stochastic testing method for transistor-level uncertainty quantification based on generalized polynomial chaos", IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 32(10), 1533-1545.
- [15] Duman M. E., Suvak O., (2020), "Uncertainty Quantification of CMOS Active Filter Circuits: A Non-Intrusive Computational Approach Based on Generalized Polynomial Chaos", IEEE, 8, 189246-18926.
- [16] Xiu D. Karniadakis G. E., (2003), "Modeling uncertainty in flow simulations via generalized polynomial chaos", Journal of Computational Physics, 187 (1), 137-167.
- [17] Ernst O.G., Mugler A., Starkloff H.J., Ullmann E., (2012), "On the convergence of generalized polynomial chaos expansions", ESAIM Mathematical Modelling and Numerical Analysis, 46(02):317-339.
- [18] Koirala A., Acker T.V., Hertem D. V., Camargo J., D'hulst R., (2020), "General Polynomial Chaos vs Crude Monte Carlo for Probabilistic Evaluation of Distribution Systems", International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems (PMAPS), 1-6., Liege, Belgium, 18-21 August.
- [19] Dongbin X., Didier L., Chun. H. S., and George E. K., (2003), "Performance Evaluation of Generalized Polynomial Chaos", ICCS, 2660, Springer, Berlin, Heidelberg.
- [20] Deliyannis T., (1968), "High-Q factor circuit with reduced sensitivity. Electronics Letters", IEEE, 4(26), 577.
- [21] Holger V., Marcel H., Paolo N., (2019), "Ngspice User's Manual Version 31", 31th Edition, New BSD.
- [22] Xiu D., (2010), "Numerical methods for stochastic computations: a spectral method approach", 1st Edition, Princeton University Press.
- [23] Duman M. E., Suvak O., (2020), "Generalized Polynomial Chaos Based Stochastic Collocation on the Uncertainty Quantification of CMOS Active Filter Circuits", International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO, Bursa, Turkey, 28-30 November.
- [24] Chiu W., Liu S. I., Tsao, H. W., Chen J., (1996), "CMOS differential difference current conveyors and their applications", IEE PROC.CIRCUITS DEVICES SYST., 143(2), 91-96.
- [25] Muhammed A. İ., Hakan K. ve Oğuzhan Ç., (2004), "Nitelik Çarpanı Özfrekansından Bağımsız Ayarlanabilir Tek Aktif Elemanlı Bant Geçiren Süzgeç", International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO, Bursa, Turkey, 8-12 Aralık

- [26] Web 6, (2011), <https://www.scribd.com/presentation/72542151/Differential-Voltage-Current-Conveyor-Dvcc>, (Erişim Tarihi: 20/11/2020).
- [27] Elwan, H. O., Ahmed M. S., (1997), "Novel CMOS differential voltage current conveyor and its applications", IEE PROC.CIRCUITS DEVICES SYST., 144(3), 195–200.
- [28] Shahram M., Muhammed A. I., (2005), “General configuration for realizing current-mode first-order all-pass filter using DVCC”, International Journal of Electronics, 92(6), 347-356.

ÖZGEÇMİŞ

Eda Güzel Erzincan’da doğdu. 2011 yılında girmiş olduğu Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümünü 2016 yılında başarıyla tamamlayarak, 2017 yılında Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı.

Gebze Teknik Üniversitesinde, 2018-2021 yılları arasında TÜBİTAK 1001 Araştırma Destek Programı “Lityum İyon Bataryaların Yaşlanmasına Bağlı Bir Batarya Yönetim Sistemi Geliştirilmesi” isimli projede proje çalışanı olarak yer aldı.