



**DÖRDÜN GENLİK MODÜLASYONU KULLANARAK SENKROFAZÖR
ÖLÇÜM YÖNTEMİ**

Ali GÖKOĞLU

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ARALIK 2019

Ali GÖKOĞLU tarafından hazırlanan “DÖRDÜN GENLİK MODÜLASYONU KULLANARAK SENKROFAZÖR ÖLÇÜM YÖNTEMİ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ Ana Bilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Özgül SALOR DURNA

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Başkan: Doç. Dr. Murat GÖL

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Orta Doğu Teknik

Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum..

Üye: Doç. Dr. Tuğba Selcen NAVRUZ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Tez Savunma Tarihi: 06/12/2019

Jüri tarafından kabul edilen bu çalışmanın Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum

.....

Prof. Dr. Sena YAŞYERLİ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

.....
Ali GÖKOĞLU
06/12/2019

DÖRDÜN GENLİK MODÜLASYONU KULLANARAK SENKROFAZÖR ÖLÇÜM YÖNTEMİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Ali GÖKOĞLU

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2019

ÖZET

Merkezi olmayan enerji üretim kaynaklarının yaygınlaşmasıyla birlikte tüm Dünyada şebekeler konvensiyonel yapıdan, dağıtık yapıya geçmektedir. Bu değişim, güç sistemi altyapısının daha detaylı izlenmesi ve otomasyonu gerekliliğini ön plana çıkarmaktadır. Senkrofazör ölçümü, elektrik güç sistemlerinde arızaları tespit etmek ve sistem kararlılığını izlemek için yaygın bir araçtır ve senkrofazör ölçümleri için çeşitli Fazör Ölçüm Birimleri (PMU'lar) tasarlanmıştır. PMU'lar koordineli evrensel zamana senkronize edilmiş gerilim veya akım dalga biçimlerinin genliklerini, fazını, frekansını ve frekansın değişim oranını ölçebilen cihazlardır. Elektrik iletim seviyesinde, birden fazla PMU tarafından hesaplanan ve geniş alan izleme sistemleri aracılığıyla toplanan ölçüm verileri, şebeke durumunu belirli bir zamanda tahmin etmek için veri yoğunlaştırıcıları tarafından zamana göre toplanmaktadır. Bu şekilde, iletim sistemi operatörleri, sürekli şebeke dengesini izleyebilmekte, dinamik yükler ve hat koşul arızalarını tespit edip analiz edebilmekte ve güç sistemi hatlarının onarımı sağlamaktadır. Doğrusal olmayan dinamik yüklerin neden olduğu, hızlı bir şekilde zamanla değişen güç sistemi frekans durumları için özel olarak tasarlanmış PMU parametre hesaplama yöntemleri bulunmaktadır. Literatürde fazör kestirimi için, Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT), ara değerli DFT, Kalman filtre, faz kilitlemeli döngü, Taylor Fourier filtre ve dalgacık dönüşüm algoritmaları yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada, IEEE Std. C37.118.1 standardında tanımlanan M sınıfı doğruluk kriterlerine uygun bir şekilde sinyallerin anlık genlik ve faz açılarını kestirmek amacıyla Dördün Genlik Modülasyonu ve Senkron Referans Çerçeve Analizi'ne dayalı yeni bir yöntem tasarlanmıştır. Önerilen yöntem, düşük hesaplama yükü ve hızlı tepki ile kolayca uygulanabilmesiyle öne çıkmaktadır. Önerilen yöntem, zamanda değişen gerilim verileri kullanılarak doğrulanmıştır. Simülasyon sonuçları ise önerilen yöntemin IEEE Std. C37.118.1 standardında tanımlanan doğruluk kriterlerini karşıladığı gösterilmiştir.

Bilim Kodu	: 90513
Anahtar Kelimeler	: IEEE Std. C37.118.1 Standardı, Fazör ölçüm birimi (PMU), Dördün genlik modülasyonu, Sinyal işleme, Senkrofazör ölçümü.
Sayfa Adedi	: 176
Danışman	: Prof. Dr. Özgül SALOR DURNA

SYNCHROPHASOR MEASUREMENT METHOD BASED ON QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION

(M. Sc. Thesis)

Ali GÖKOĞLU

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

December 2019

ABSTRACT

Power grids have recently been changing from conventional to distributed structure all over the globe due to the increasing penetration of decentralized resources into the grids, which brings a requirement to have advanced automation and monitoring structures specified for power systems. Phasor measurement Units (PMUs) have been designed for synchrophasor measurements and they are mainly used for fault detection and tracking network stability in power systems. PMUs are devices measuring magnitude, phase, frequency, and frequency deviation rate of voltage and current waveforms synchronized to universal time. At the transmission system level PMU measurements are gathered via wide area monitoring systems, and they are collected by data concentrators in order to estimate grid state at a specific time. Hence, transmission system operators can continuously monitor stability of the grid, detect and analyze dynamic loads and line condition faults, and mitigate power system faults. There are several PMU parameter calculation methods specifically designed for rapidly time-varying power system frequencies caused by nonlinear dynamic loads in the literature such as Discrete Phasor Transform (DFT), Interpolation DFT, Kalman Filter, phase-locked loop, Taylor Fourier filter and wavelet transform. This thesis proposes a novel design to estimate instantaneous magnitudes and phases of signals defined in IEEE Standard C37.118.1 with M class accuracy based on Quadrature Amplitude Modulation and Synchronous Reference Frame Analysis. The proposed methodology is tested on simulated time-varying voltage data and is shown to have low computational complexity and fast response. Besides, simulation results of the methodology satisfy the accuracy limits defined in IEEE Standard C37.118.1.

Science Code : 90513

Key Words : IEEE Standard C37.118, Phasor measurement unit (PMU), Quadrature amplitude modulation, Signal processing, Synchrophasor measurement.

Page Number : 176

Supervisor : Prof. Dr. Özgül SALOR DURNA

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca bana kendisiyle çalışma fırsatı veren, beni sürekli motive eden, yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen, yönlendiren ve deneyimlerinden her alanda faydalandığım saygı değer hocam ve tez danışmanım Prof. Dr. Özgül SALOR DURNA'ya teşekkürlerimi sunarım. “Gelişmiş Uç Birimi” projesinde beraber çalıştığımız, tez konusunun belirlenmesinde bana ışık tutan ve tez çalışmalarımın her aşamasında beni motive eden ASELSAN UGES ASSMM çalışma arkadaşlarıma teşekkür ederim. Hayatım boyunca beni pek çok fedakârlıkla yetiştiren, beni bu günlere getiren, maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman eksik etmeyen ve her zaman yanımda hissettiğim aileme sonsuz sevgi ve saygılarımı sunarım.

Ayrıca, geçen yıl evlendiğim ve hayatım boyunca benim yanımda olacak sevgili eşim Demet DUMAN GÖKOĞLU'na en içten duygularıyla teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. KONU HAKKINDA LİTERATÜR ÖZETİ	5
2.1. Fazör Ölçüm Birimi (Phasor Measurement Unit - PMU) Nedir?	5
2.2. PMU'nun Kısa Bir Tarihi	6
2.3. Güç Sistemlerinde Kararlı Durum ve Dinamik Koşullar.....	7
2.4. Literatürde Bulunan Fazör Ölçüm Algoritmaları	10
3. SENKROFAZÖR ÖLÇÜMÜ VE TEMEL KAVRAMLAR	19
3.1. Fazör Tanımı	19
3.2. Senkrofazör Tanımı	20
3.3. Ölçüm Zaman Senkronizasyonu	23
3.4. Senkrofazör Ölçümü	23
3.4.1. Frekans ve ROCOF ölçümü.....	24
3.4.2. Ölçüm değerlendirme.....	25
3.4.3. Ölçüm tepki süresi ve gecikme süresi.....	26
3.4.4. Ölçüm raporlaması.....	28
3.4.5. Örnek senkrofazör ölçümleri	28

3.4.6. Performans sınıfları.....	29
4. FAZÖR ÖLÇÜMÜ İÇİN DÖRDÜN GENLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ.....	31
4.1. Dördün Genlik Modülasyonu	32
4.2. Senkrofazör Hesaplama Sinyal İşleme.....	34
4.3. Alçak Geçirgen Süzgecin Grup Gecikmesi için Zaman Etiketleri.....	35
4.4. Pozitif Bileşen için Frekans ve ROCOF Kestirimi	35
4.5. PMU için Süzgeç Tasarımı	37
4.6. Senkrofazör, Frekans ve ROCOF Ölçümlerinin Tepki Zamanı ve Hassasiyetleri ..	40
5. SİMÜLASYON VE TEST SONUÇLARI.....	43
5.1. Karalı Hal Uyumluluğu.....	43
5.1.1. Sabit frekans sapması.....	44
5.1.2. Kararlı halde harmonik bozulma	48
5.1.3. Kararlı halde bant dışı bozulma	49
5.2. Dinamik Uyumluluk – Ölçüm Bant Aralığı.....	49
5.3. Dinamik Uyumluluk – Frekans Eğim Performansı	52
5.4. Dinamik Uyumluluk – Genlik ve Fazda Adım Değişiklik Performansı.....	55
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	63
6.1. Sonuç/Değerlendirme	63
6.2. Gelecekteki Çalışmalar ve Öneriler	63
KAYNAKLAR	65
EKLER.....	71
EK-1. Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları.....	72
EK-2. Dinamik uyumluluk – ölçüm bant aralığı simülasyon sonuçları.....	135

Sayfa

EK-3. Dinamik uyumluluk – frekans eğim performansı simülasyon sonuçları.....	143
EK-4. Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları	146
ÖZGEÇMİŞ	176

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 3.1. PMU raporlama oranları	28
Çizelge 3.2. $F_s = 10$ raporlama oranı için farklı temel frekanslarda senkrofazör değerler..	29
Çizelge 5.1. Sabit frekans sapması için kararlı hal TVE gereksinimleri	44
Çizelge 5.2. Sabit frekans sapması için kararlı hal senkrofazör simülasyon sonuçları	45
Çizelge 5.3. Sabit genlik ve faz açısı için kararlı hal TVE gereksinimleri.....	46
Çizelge 5.4. Sabit genlik ve faz açısı için kararlı hal TVE simülasyon sonuçları	47
Çizelge 5.5. Harmonik bozulma için kararlı hal TVE, FE ve ROCOF gereksinimleri	488
Çizelge 5.6. Harmonik bozulma için kararlı hal TVE, FE ve RFE simülasyon sonuçları...	48
Çizelge 5.7. Bant dışı bozulma için kararlı hal TVE, FE ve ROCOF gereksinimleri	499
Çizelge 5.8. Bant dışı bozulma için kararlı hal TVE, FE ve ROCOF gereksinimleri	499
Çizelge 5.9. Modülasyon testinde TVE, FE ve RFE gereksinimleri	511
Çizelge 5.10. Modülasyon testinde TVE, FE ve RFE simülasyon sonuçları	522
Çizelge 5.11. Frekans eğim testinde TVE, FE ve RFE gereksinimleri.....	544
Çizelge 5.12. Frekans eğim testinde TVE, FE ve RFE gereksinimleri.....	555
Çizelge 5.13. Adım değişimi testinde senkrofazör performans gereksinimleri.....	588
Çizelge 5.14. Adım değişimi testinde frekans ve ROCOF performans gereksinimleri.....	599
Çizelge 5.15. Adım değişimi testinde TVE tepki süresi simülasyon sonuçları	599
Çizelge 5.16. Adım değişimi testinde gecikme süresi simülasyon sonuçları	60
Çizelge 5.17. Adım değişimi testinde azami genlik değişim simülasyon sonuçları	60
Çizelge 5.18. Adım değişimi testinde frekans tepki süresi simülasyon sonuçları	611
Çizelge 5.19. Adım değişimi testinde ROCOF tepki süresi simülasyon sonuçları	611

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Tipik olayların ve bozucu etkenlerin frekans aralıkları.....	8
Şekil 2.2. Genlik modülasyonlu sinyal: (A) zaman alanındaki temsili ve (B) frekans spektrumu.....	10
Şekil 2.3. Hanning ve dikdörtgen pencereleme kullanıldığında DFT yöntemi ile fazör genliğinin kestirimi.....	11
Şekil 2.4. 48Hz temel frekanstaki sinyalden,100 msn uzunluğunda Hanning ve dikdörtgen pencere ile DFT kullanılarak hesaplanan senkronfazörün hatası: (A) genlik hatası yüzdesi ve (B) faz açısı hatası.....	12
Şekil 2.5. 48Hz temel frekanstaki sinyalden,100 msn uzunluğunda Hanning pencere ile DFT ve IpDFT kullanılarak hesaplanan senkronfazör genlik hata yüzdelерinin karşılaştırılması.....	13
Şekil 2.6. 48Hz temel frekanstaki sinyalden,100 msn uzunluğunda Hanning pencere ile IpDFT ve IpD2FT kullanılarak hesaplanan senkronfazör genlik hata yüzdelерinin karşılaştırılması.....	14
Şekil 2.7. Aynı uzunluktaki klasik DFT için kullanılan ve TTF yöntemlerinin frekans tepkileri	15
Şekil 3.1. IEEE Std. C37.118 Standardına göre senkrofazör gösterimi	20
Şekil 3.2. $f > f_0$ durumu için örnek bir raporlama grafiğı	22
Şekil 3.3. Nominal olmayan sistemlerdeki raporlama örneğı	22
Şekil 3.4. Genlik adımı kullanılarak adım değışim ölçüm örneğı	27
Şekil 4.1. Önerilen PMU algoritması için akış şeması	31
Şekil 4.2. Önerilen pozitif bileşen PMU algoritması için akış şeması.....	35
Şekil 4.3. Frekans ve ROCOF kestirimindeki gecikmeler.....	37
Şekil 4.4. Algoritma süzgeci frekans tepkisinin maskeleme özellikleri	38
Şekil 4.5. Farklı frekanslar için elde edilen F_{fr} değıerleriyle oluşturulan filtreler.....	39
Şekil 4.6. Referans filtrenin zaman ekseninde gösterimi ($F_s = 50$ fps için)	40

Şekil	Sayfa
Şekil 4.7. Referans filtrenin frekans ekseninde gösterimi ($F_s = 50$ fps için).....	41
Şekil 5.1. Genlik adımı kullanılarak adım değişim ölçüm örneği	58

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklamalar
ms	Mili Saniye
sn	Saniye
μs	Mikro Saniye
Hz	Hertz
Hz/sn	Hertz/Saniye
db	Desibel
$\hat{X}$	Sinyalin Fazör Gösterimi
X_a, X_b ve X_c	A, B ve C Faz Sinyalleri
X_m	Sinyalin Genlik Değeri
ω	Temel Açısal Frekans (radyan)
ϕ	Sinyalin Faz Değeri
f_0	Nominal Frekans
f_x	Gerçek Temel Frekans
Δf	Frekansın Nominalden Sapması ($ f_0 - f_x $)
T_0	Raporlama Pencerelemi
F_s	1 saniyedeki Raporlama Sayısı
$\hat{X}_r$ ve $\hat{X}_i$	Kestirim Dizileri
X_r ve X_i	Teorik Değerler Dizisi
N	Sonlu Dürtü Tepkili Süzgeç Derecesi
$W(k)$	Alçak Geçirgen Süzgeç Katsayıları
$h(k)$	Hamming Pencere Fonksiyonu
F_{fr}	Alçak Geçirgen Süzgeç Frekansı
f_m	Modülasyon Frekansı
k_x	Genlik Faktörü
k_a	Açı Faktörü
R_f	Frekans Eğim Oranı

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AC	Alternating Current
ADC	Analog to Digital Converter
AGS	Alçak Geçirgen Süzgeç
DC	Direct Current
DFT	Discrete Fourier Transform
DGM	Dördün Genlik Modülasyonu
FE	Frequency Error
FIR	Finite Impulse Response
fps	Frames Per Second
GPS	Global Positioning System
IpDFT	Interpolation DFT
IpD2FT	Interpolated Dynamic DFT
PLL	Phase Locked Loop
PMU	Phasor Measurement Unit
PPS	Pulse Per Second
RFE	ROCOF Error
RMS	Root Mean Square
ROCOF	Rate of Change of Frequency
SF	Sine Fit
Std.	Standard
STFT	Short Term Fourier Transform
TFF	Taylor Fourier Filter
TVE	Total Vector Error
WAMS	Wide Area Monitoring System
WT	Wavelet Transform

1. GİRİŞ

Merkezi olmayan enerji kaynaklarının (yenilenebilir enerji kaynakları) artan rolü sebebiyle tüm dünyada güç sistemleri önemli bir değişimle karşı karşıyadır. Bu sebeple, rüzgârı ve güneşi en önemli enerji üretim teknolojilerinden biri olarak kabul eden bölgelerde önemli değişiklikler yaşanmaktadır. Avrupa Komisyonu tarafından belirlenen hedefler doğrultusunda, üye devletler, üretim çeşitliliği yenilenmesi konusunda iddialı planları teşvik etmektedir. Sistem operatörleri, mevcut çalışma koşullarıyla daha iyi başa çıkabilmek adına altyapının modernizasyonu için baskı yapmaktadır. Üretim çeşitliliğindeki bu değişim, güç sistemi altyapısının izlenmesi ve otomasyonu gerekliliğini ön plana çıkartmaktadır [1].

Problemin durumu/ konunun tanımı

Şimdiye kadar, yalnızca istatistiksel anlamda bile olsa, yüklerin tahmin edilebilir olması sebebiyle, elektrik şebekeleri yüklü bir ayarda çalışıyordu. Bu üretim planlamaları, istatistiksel tahmin sayesinde yapılıyordu. Tahminlerin hiçbir zaman mükemmel olmaması sebebiyle üretim ve tüketimdeki sapmalar işletme sırasında telafi ediliyordu. Bu tür bir yaklaşım, üretimin tamamen kontrol edilebilir olduğunu varsayıyor, böylece problem çözülebiliyordu.

Yeni dağıtık sistem mimarisi, üretimin öncülük ettiği ve sistemin geri kalanının üretimi takip ettiği bir sistemdir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının çıkış gücü, geleneksel güç kaynaklarında olduğu gibi bu modele kolay bir şekilde uyarlanamayabilir. Bu sebeple, elektrik ve termal teknolojilerin güç dengesinin sağlanmasında kritik bir rol oynaması beklenen yeni çözümlere ve teknolojilere ihtiyaç duyulmaktadır. Özetle, güç sisteminin çalıştırılması daha karmaşık hale gelmekte ve otomasyon teknolojileri için daha karmaşık bir izleme gerektirmektedir.

Sonuç olarak, yeni sistemde şebekenin daha doğru ve kapsamlı bir şekilde izlenmesi ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. İletim şebekelerinde bu duruma yönelik bazı çözümler geliştirilmişken dağıtım şebekelerinde ise henüz böyle bir çözüm mevcut değildir ve dağıtım şebekeleri artık geçmişte olduğundan çok daha karmaşık hale gelmektedir.

Alçak veya orta gerilim bağlantılı çok sayıda dağıtık enerji kaynağının mevcut olduğu yeni senaryoda, dağıtım şebekeleri elektrik üretimi kapsamında kilit altyapı haline gelmektedir. Bu rol değişikliği, yeni aktif dağıtım şebekeleri kavramının tanımlanmasını gerektirmektedir.

Hem iletim hem de dağıtım için gelişmiş izleme, temel olarak iki kategoriye ayrılmaktadır:

- yeni algoritmalar,
- yeni ölçüm teknolojileri.

Fazör ölçüm birimleri (Phasor Measurement Units-PMU), güç sistemleri ölçümleri için teknolojik bir adım olduğundan ikinci kategoriye girmektedir. PMU'lar koordineli evrensel zamana (UTC) senkronize edilmiş gerilim veya akım dalga biçimlerinin genliklerini, fazını, frekansını ve frekansın değişim oranını ölçebilen cihazlardır [2]. Genel olarak, PMU'lar şebeke izlenebilirliğini değerlendirmek için kullanılmaktadır. Elektrik iletim seviyesinde, birden fazla PMU tarafından hesaplanan ve geniş alan izleme sistemleri aracılığıyla toplanan ölçüm verileri, şebeke durumunu belirli bir zamanda tahmin etmek için veri yoğunlaştırıcıları tarafından zamana göre toplanmaktadır [3]. Bu şekilde, iletim sistemi operatörleri, sürekli şebeke dengesini izlemekte, dinamik yükler ve hat koşul arızalarını tespit edip analiz edebilmekte ve güç sistemi hatlarının onarımına yardımcı olmaktadır [4].

PMU, güç sistemlerinde daha önceden bulunmayan hassas zaman etiketleri ile karakterize edilmiş senkronize ölçümler ve faz hakkında doğrudan bilgi vermesi üzerine iki yeni temel kavram sunmaktadır. Bu yeni kavramlar sadece bir alternatif akım (AC) sistemin ölçümünde önemli bir gelişmeyi temsil etmemektedir; aynı zamanda tamamen yeni senaryoların ve olası uygulamaların kilidini açmaktadır.

Araştırmanın amacı

Bu tezde önerilen yöntemde, senkrofazör için analiz edilecek sinyal, istenen frekansta kosinüs ve sinüs dalgaları tarafından dördün genlik modülasyonu (DGM - QAM) modüle edilerek sinyaldeki anlık genlik ve faz bileşenleri bulunmaktadır. Önerilen yöntem, IEEE Std. C37.118 standardınca tanımlanan M sınıfı doğruluk kriterlerine uygun olarak geliştirilmiştir [5-6]. Önerilen mimari için tasarlanan uygun sonlu dürtü tepkili süzgeç

(Finite Impulse Response - FIR), standardın tanımladığı tüm uygunluk testlerinin sonuçlarını kestirim etmek için bozulmaları engellemektedir.

Önerilen yöntemlerin bir diğer ana katkısı, tüm M sınıfı gereksinimleri karşılayabilen eş zamanlı doğruluk ve duyarlılıktır. Tüm adımlar düşük hesaplama yükü, basit uygulama ve hızlı tepki ile kolayca uygulanabilmektedir.

Araştırmanın önemi

Fazör ölçüm tekniğine dayanan izleme ve kontrol sistemlerinin önemi son yıllarda oldukça artmıştır. Tüm Dünya’da olduğu gibi ülkemizde de bu alandaki çalışmalar başlangıç evresindedir. Doğrusal olmayan dinamik yüklerin neden olduğu, hızlı bir şekilde zamanla değişen güç sistemi frekans durumları için özel olarak tasarlanmış PMU parametre hesaplama yöntemleri cazip bir araştırma konusu olmuştur. Bu tezde önerilen yöntemin hem literatüre katkı sunacağı hem de şebeke uygulamalarında kullanılabileceği değerlendirilmektedir.

Tezin yapısı

Tez şu şekilde yapılandırılmıştır: 2. Bölüm’de, senkrofazör kestirim algoritmaları hakkındaki en son teknolojinin durumu kısaca hatırlatılmaktadır. 3. Bölüm’de senkrofazör tanımı ve modeli incelenmiştir. 4. Bölüm’de önerilen kestirim tekniği ayrıntılı olarak açıklanmaktadır. 5. Bölüm’de, IEEE Standartları C37.118.1-2011 [5] ve C37.118.1a-2014 [6]’da belirtilen kararlı hal ve dinamik test koşullarındaki simülasyon sonuçlarını bildirmektedir. Son olarak, 6. Bölüm’de sonuçlar açıklanmıştır.

2. KONU HAKKINDA LİTERATÜR ÖZETİ

2.1. Fazör Ölçüm Birimi (Phasor Measurement Unit - PMU) Nedir?

PMU'lar, her bir ölçümün karşılık gelen anında etiketlenmesi için zaman senkronizasyonu kaynağı kullanan güç şebekelerindeki gerilim ve akım gibi elektrik sinyallerinin fazör, frekans ve frekansın değişim hızını ölçmek için tasarlanmış cihazlardır.

Geleneksel olarak, güç sisteminin izlenmesi için kullanılan cihazlar sayısal bilgi sağlayacak şekilde tasarlanırdı. Güç ölçümleri için bu yöntem kullanılırken, AC sistemlerde gerilimler ve akımlar için sayısal ölçüm genellikle niceliğin (akım veya gerilim sinyallerinin) fazör değerinin raporlanması anlamına gelmektedir.

Bu alandaki temel değişim analog ve elektromekanik cihazlardan dijital uygulamaya geçiş olmasıdır. Dijital uygulama, güç kalitesi için de kullanışlı olan daha karışık ölçüm seçeneklerinin gelişmesine olanak sağlamıştır (örneğin, total harmonik bozulma).

Diğer yandan, faz kavramı güç sistemlerinin analizinde kritik bir rol oynamaktadır. Faz bilgisi genellikle durum kestirim (State Estimation-SE) işlemi amacıyla oluşturulmaktadır ve kontrol odasından izlenebilmektedir. Bu işlem, şebeke işletiminin senkronize (eş fazlı) bir resmini çıkartmak için fazla miktarda ölçüm kullanmaktadır. Çıkartılan bu resmi birçok durum için, genlik ve faz açısından oluşturulan gerilim profili oluşturur.

Şebekedeki dinamik birimlerin artan rolü dolayısıyla ve şebekeleri sınır değerlerine yakın bir şekilde işletme ihtiyacı bir araya geldiğinde, açık bir şekilde görülmektedir ki faz nicelik bilgisini izlemek tüm sistem kararlılığını sağlamak için kritik öneme sahiptir. Bu farkındalık PMU'ların gelişimindeki temel sebeptir. PMU'lar sadece genliği değil, aynı zamanda sinüzoidal bir niceliğin fazını çıkartma kabiliyeti olan ölçüm aletleridir.

Faz, genellikle küresel konumlandırma sisteminde (Global Positioning Systems-GPS) seçilen küresel zaman referans bilgisi ile alınmaktadır, bu sayede zamanın her yerde uygun ve güvenilir bir tanımı yapılabilmektedir. Kararlı durumda işleyen sistemlerde, fazör hesabı oldukça basittir. Ancak gerçek sistem senaryolarında birçok problem ortaya çıkmaktadır:

- Gerçek kararlı hale asla erişilemediği durumda normal işletme şartları altında fazör ne anlama gelmektedir?
- Zamanda değişen frekanslı bir sistemde fazör nasıl hesaplanır?
- İdeal olmayan bir sinüzoidal anlamına gelen harmoniklerin varlığında fazör nasıl bulunur?

Tüm bunlar ışığında bu tip yeni ölçüm tekniklerinin varlığıyla ortaya konulan gelişmeler, tamamıyla yeni bir altyapı olan geniş alan izleme sistemleri (Wide Area Monitoring System-WAMS) fikrine doğru evirmiştir. Bu nedenle PMU'nun rollerinden biri de, WAMS kapsamındadır. PMU, koordineli WAMS mimarisinde bir ölçüm noktası olarak tasarlanmıştır. Bu nedenle, her PMU şebeke verilerini merkezlere göndermek amacıyla, şebeke altyapısına bağlanmak ve ölçüm verilerini izleme şebekesinin diğer noktalarına göndermek için bir iletişim sistemine sahiptir.

2.2. PMU'nun Kısa Bir Tarihi

PMU kavramı ilk olarak 1980'lerde ortaya çıkmıştır ve Prof. Phadke öncülüğündeki bir araştırma grubu tarafından Virginia Tech'te geliştirilmiştir [7].

Senkronize bir şekilde örnekleme ihtiyacı ilk olarak koruma sistemlerinin tasarımında ortaya çıktı. Bu çalışma Virginia Tech'de simetrik bileşen mesafe rölesinin icadını da sağladı. Bu temel çalışmanın ardından PMU ile ilgili ilk fikir 1988'de duyuruldu. İlk endüstriyel uygulaması Macrodyne Co tarafından yapıldı [8]. Bu öncü uygulama ile birlikte PMU uygulamalarının iletim seviyesinde pek çok tanıtım projeleri geliştirildi. Buna bağlı olarak üretici sayısı zaman içinde onlarcaya ulaştı. Hatta elektrik şalt sahalarında kullanılan modern akıllı elektronik aletler şuan PMU fonksiyonlarını içermektedir.

14 Ağustos 2003 tarihinde Amerika Birleşik Devletleri ve Kanada arasındaki elektrik şebekelerini birbirine bağlayan enterkonnekte sisteminde yaşanan elektrik kesintisi iki gün boyunca New York, Detroit, Cleavland, Ottawa ve Toronto gibi büyük kentlerdeki 50 milyon insanı etkilemiştir. Kesintiyle ilgili yapılan analizlerde arıza oluşmadan veya çok büyümeden senkrofazör ölçümlerden faydalanılarak önlenilebileceği değerlendirilmiştir. Bu tarihten sonra ABD ve Avrupa'da başta olmak üzere PMU tabanlı ölçüm sistemleri yaygınlaşmaya başlamıştır [9].

Bu gelişmeler yaşanırken, IEEE uzun ve karmaşık bir standardizasyon süreci başlattı. PMU ölçümü ilk kez IEEE 1344 standardında ele alındı [10]. Doküman daha da geliştirildi: ilk güncelleme ile 2005'te IEEE Std. C37.118 standardı [11] çıktı; ikinci bir güncelleme ise 2011'de IEEE Std. C37.118.1 [5] ve ardından 2014 yılında IEEE Std. C37.118.1a [6] ve IEEE Std. C37.118.2 [12] standartlarının ortaya çıkmasıyla tamamlandı. Diğer bir standardizasyon kilometre taşı da IEEE tarafından 2013 yılında yayınlanan ve PMU kalibrasyon, test ve kurulumu için rehber olan C37.242 standardıdır [13].

IEEE standardı kararlı hal ve dinamik test şartlarının sahip olması gereken özellikleri belirleyerek üreticilere kendi çözümlerine göre tasarımlarını seçebilme hakkı tanındı. PMU doğruluk değerlendirmesi ve karşılaştırılması için endeksleri, özellikle toplam vektör hatası tanımlanıyordu. IEEE Std. C37.118.1 [5] standardı iki performans sınıfı sunmaktadır: P-sınıfı, korumada kullanılanlar için hızlı tepki gereksinimleri ve M-sınıfı ölçüm uygulamaları için gerekli olan yüksek hassasiyeti içermektedir.

2.3. Güç Sistemlerinde Kararlı Durum ve Dinamik Koşullar

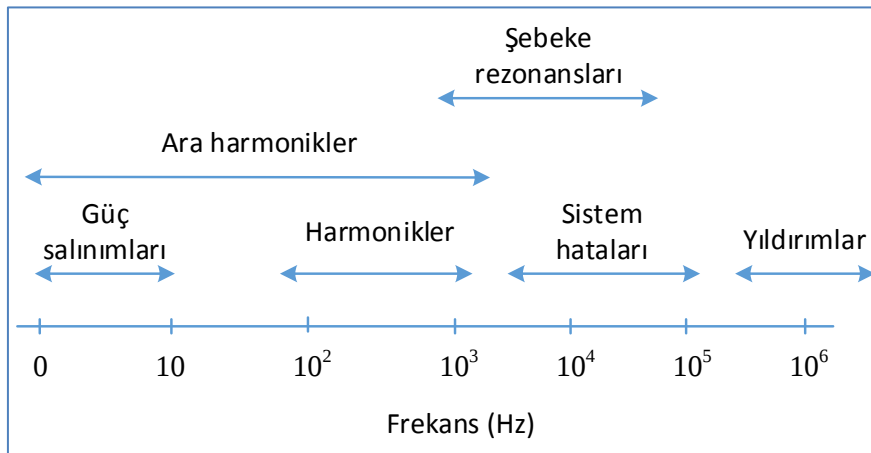
İdeal durumda, güç sisteminde bulunan akım ve gerilim sinyalleri 50 ya da 60 Hz frekansında tam bir sinüzoidal dalgalardır. Gerçekte, bu sinyallerde, hem temel frekans zaman içinde dalgalanmakta hem de temel frekans yanında başka frekans bileşenleri de bulunmaktadır. Sistem frekansına gelince, sistem genellikle nominal frekansın etrafında dar bir bantta çalışır, ancak sistemin gerçek frekansının nominal değerden uzak olduğu belirli durumlarla karşılaşmak da mümkündür ([14] 'e göre birbirine bağlı sistemlerde %4 ile %6'ya kadar). PMU, bu gibi frekans değişimlerini takip edebilmeli ve nominal olmayan frekans koşullarında bile faz ve genlikleri doğru bir şekilde ölçebilmelidir. Özellikle, kritik olaylar gerçekleştiğinde, faz ve genliklerin doğru bir şekilde izleme yeteneği her zamankinden daha önemli olabilmektedir [1].

Ek olarak, yük ve jeneratör çıkışlarının yanı sıra ana çalışma parametreleri sürekli değişebilir, böylece harmonikler, ara harmonikler, geçici bileşenler ve güç dalgalanmaları gibi çok çeşitli bozukluklara neden olabilmektedir. PMU'lar bütün bu koşullar altında, hem gerilimleri hem de akımları ölçmek zorundadır.

Güç sistemlerindeki sinüzoidal olmayan olaylar, bozucu etkilerin fiziksel doğasına göre, farklı kategorilere ayrılabilir [15], [16]:

- Harmonikler ve ara harmonikler tipik olarak güç elektroniği cihazları ve doğrusal olmayan yükler tarafından oluşturulan olaylardır. Harmoniklerin frekansları, temel şebeke frekansının tamsayı katlarıdır ve genellikle birkaç kHz'nin altındadır. Ara harmonikler, temel frekansın tamsayı katı olmayan tüm frekanslarda bulunabilmektedir [17]. Sabit değillerdir ve spektrum boyunca hareket edebilirler, böylece dalga biçimi periyodikliğinin değişmesi ile ilgili analiz ve ölçüm sorunları ortaya çıkmaktadır.
- Sistem hataları ve anahtarlama işlemleri genellikle gerilim ve akım dalga formlarında adım değişiklikleri olarak tanımlanır ve sinyalde çok yüksek frekanslı bileşenler üretmektedir (10^5 Hz'ye kadar).
- Yıldırım ve hareket dalgaları, 10^6 Hz'den daha yüksek olabilecek frekanslarda çok hızlı geçişlere neden olabilmektedir.
- Güç dalgalanmaları, sistem üretimi ve yük arasındaki denge eksikliğinden kaynaklanan, eşit olmayan frekanslarla karakterize edilen farklı dalga formlarının üst üste binmesi ile oluşabilmektedir. Bu yavaş bir olay olarak kabul edilebilmekte (0,1-10 Hz) ve sinüzoidal bir sinyalin genliği veya faz modülasyonu olarak da ifade edilebilmektedir.

Şekil 2.1'de tipik olarak güç sisteminde karşılaşılan bozuklukların frekans aralıkları özetlenmektedir.



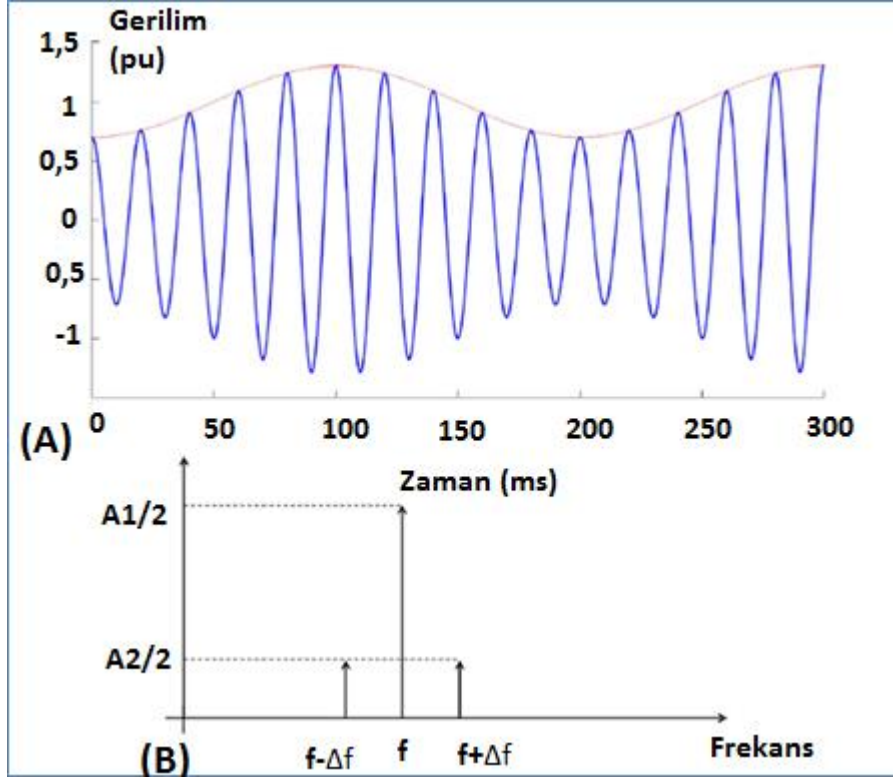
Şekil 2.1. Tipik olayların ve bozucu etkenlerin frekans aralıkları

Yukarıdaki olaylardan hangisinin PMU çalışmasında (yani senkrofazör, frekans ve ROCOF kestiriminde), kritik olduğunu anlamak önemlidir. Yıldırım durumunda sinyal, tüm yüksek frekanslı sinüzoidal olmayan bileşenler sebebiyle bozulur ve filtreleme aşamasında

PMU'nun sinyal girişinde filtrelendirir. Tipik bir veri toplama modülü giriş sinyalinin bant genişliğini sınırlayan bir başlangıç aşaması filtreleme içermektedir. Harmonikler ve ara harmonikler, PMU'nun giriş bandında ortaya çıkan ve senkrofazör kestirimini etkileyebilecek bozulmaları ortaya çıkaran problemler olarak kabul edilebilmektedir [1].

Hata ve anahtarlama işlemi tarafından oluşturulanlar gibi ani değişimler ve/veya faz açısındaki ani değişiklikler gibi diğer geçici koşullar belirli durumları temsil etmektedir ve PMU bunları olabildiğince hızlı bir şekilde izlemelidir. Bununla birlikte, bu dinamiklerin kendine özgü yüksek frekans içeriğinden dolayı, PMU fiziksel anlamı olmayan aykırı değere sahip ölçümleri filtreleyemez. Bu tür olaylar sırasında, senkrofazör, frekans ve ROCOF ölçümleri pek kullanışlı değildir. Bu nedenle, PMU geçici davranışı hem genlikle hem de süre ile sınırlandırılmalıdır [1].

Güç dalgalanmaları, saf sinüzoidal koşullardan sapma göstermelerine rağmen, PMU ölçümleri ile doğru şekilde takip edilmesi gereken düşük frekans varyasyonlarıdır. Aslında, yavaş genlik/ faz modülasyonları ve frekans varyasyonları, fazörün zaman içindeki evrimini tarif etmektedir. Frekans alanında, bu olaylar sistem frekansının etrafında bir geçiş bandı sinyali olarak gösterilebilmektedir. Şekil 2.2, hem zaman hem de frekans alanında, modüle edici sinyalin de aynı zamanda bir sinüzoidal olduğu genlik modülasyonlu sinüzoidal sinyalin bir örneğini göstermektedir. Modüle edilmiş sinyal Δf frekansına ve A_2 genliğine sahip iken taşıyıcı sinyal f frekansına ve A_1 genliğine sahiptir. [15] 'e göre, söz konusu sinyal, fazör genliği göz önüne alındığında, 0,1 ile 10 Hz arasındaki bir frekansa (Δf) sahip olabilen modüle edici sinyaldir. Gözlenen sinyalin spektrumu $[f-\Delta f, f+\Delta f]$ aralığında yer almaktadır.



Şekil 2.2. Genlik modülasyonlu sinyal: (A) zaman alanındaki temsili ve (B) frekans spektrumu

2.4. Literatürde Bulunan Fazör Ölçüm Algoritmaları

Senkrofazör, frekans ve ROCOF kestirimini etkileyen bozuklukların değişken doğası nedeniyle bu nicelikleri ölçmek için bazı algoritmalar önerilmiştir. Bahsedilen algoritmalar hem zaman hem de frekans alanlarında farklı tekniklere dayandırılmıştır. Literatürde fazör kestirimi için en yaygın olarak Ayırık Fourier Dönüşümü (DFT), ara değerli DFT, Kalman filtre, faz kilitlemeli döngü, Taylor Fourier filtre ve dalgacık dönüşüm algoritmaları mevcuttur [18 - 62].

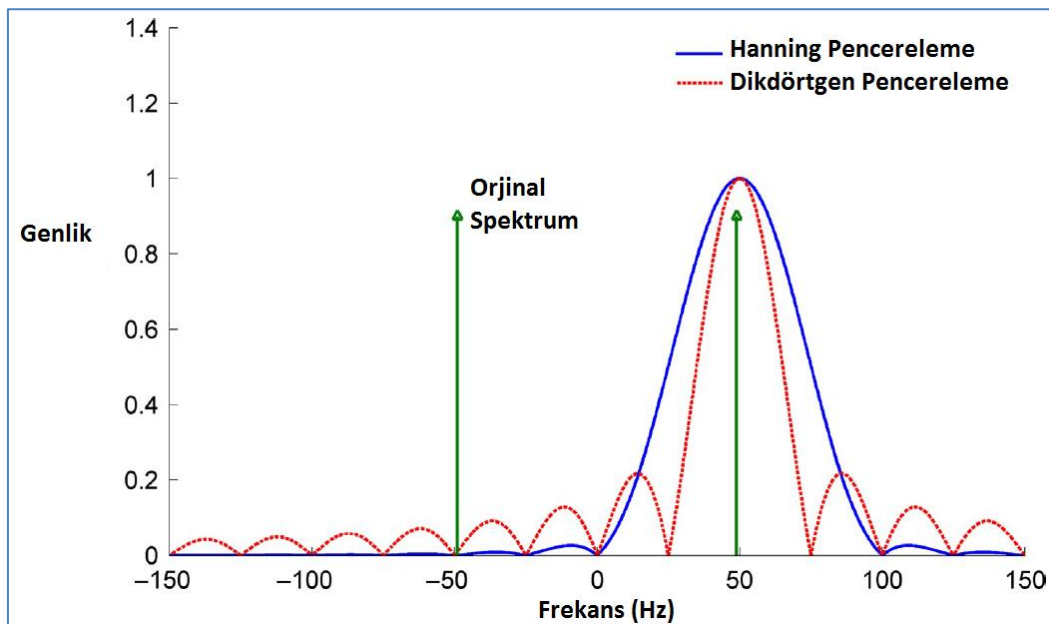
Genel olarak, 3. Bölüm’de bahsedileceği gibi her bir algoritma bir fazör modeline ihtiyaç duymakta ve model parametrelerini eşleştirmek için özel teknikler kullanılmaktadır. Özellikle, ilgili sinyal modeli göz önüne alınarak algoritmalar iki ana sınıfa ayrılır: Kararlı hal fazör modellenli algoritmalar ve dinamik fazör modellenli algoritmalar. Bahsedilen algoritmalar model eşleme veya ayırık sinyal filtreleme ile frekans alanında (DFT örnekleme) veya zaman alanında yapılan bir takım hesaplamalara dayandırılmıştır [1].

Bu algoritmaların hepsi, giriş sinyali bileşenlerinin pencerelelenerek analiz edilmesine dayanır. Beklendiği üzere, pencere boyunca yapılan ölçüm hassasiyeti ile zamanda değişimi takip etme arasında her zaman bir denge vardır.

Bütün algoritmalarda sinyal sayısal hale getirilip işlenmektedir. Bu nedenle tezde analog sinyalin sayısal dönüştürülmesi kısmı incelenmemiş, yalnızca sayısal sinyal işleme algoritmaları incelenmiştir.

DFT tabanlı bir algoritmanın, sinyal durağan olduğunda ve temel frekansına uygun şekilde örneklendiğinde (gözlem penceresinin periyodik sinyalin tam sayıdaki döngüleri ile eşleştiği koşul) doğru çalıştığı bilinmektedir. Tutarlı örnekleme gerçekleşmediğinde ya da temel frekans zaman içinde nominal frekans etrafında salındığında, DFT spektrumunda tarak etkisi ve spektral sızıntı meydana gelir ve bu durum ilgilenilen spektral bileşenin hatalı bulunmasına neden olmaktadır. DFT ile fazör hesaplamada farklı pencereleme yöntemleri de kullanılan pencerenin uzunluğu kadar önem taşımaktadır [18].

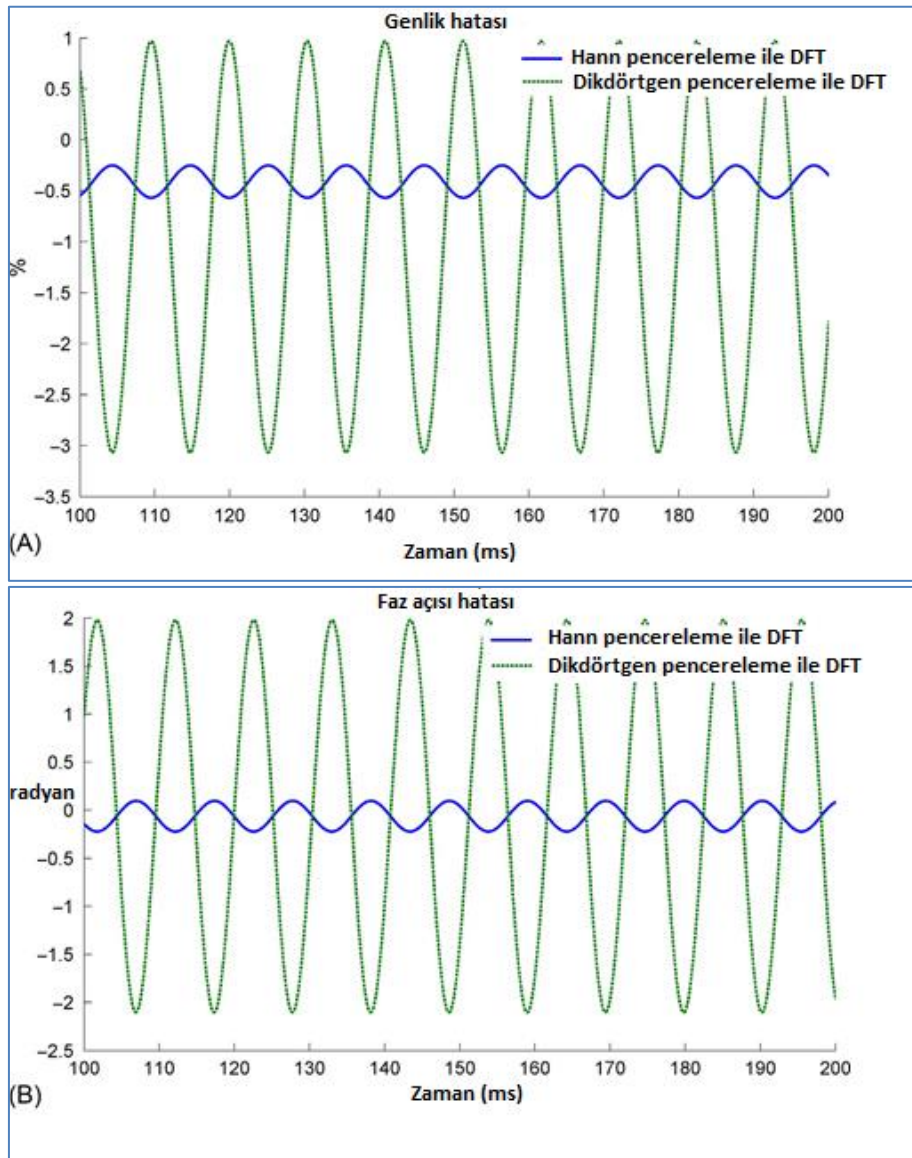
Şekil 2.3'te, sinyal analizi için temel frekansın iki çevrimi uzunluğunda pencere kullanıldığı durumda dikdörtgen ve Hanning pencereleme ile elde edilen DFT spektrumunun frekansa karşı genliği gösterilmiştir. Orijinal spektrum yeşil dürtüler ile temsil edilmiştir. Şekilde, farklı pencerelerin fazör kestirimi nasıl etkileyebileceği açıkça görülmektedir.



Şekil 2.3. Hanning ve dikdörtgen pencereleme kullanıldığında DFT yöntemi

ile fazör genliğinin kestirimi

Şekil 2.4, temel frekansın 48 Hz'de olduğu durumda, 1 saniyelik bir test sinyalinin 100 milisaniyelik bir kısmı için (eğer sinyal tam 50 Hz'de olsaydı bu pencere tam iki çevrime denk gelecekti) elde edilen genlik ve faz açısı kestirim hatalarını göstermektedir. Faz hatası, yaygın olarak spektral sızıntı nedeniyle gerçekte olmayan frekans bileşenlerinin sızmasından kaynaklanmaktadır. Hanning penceresi 48 Hz'de daha büyük bir zayıflatmaya sahip olduğundan, kestirim hatası diğerine kıyasla çok daha düşüktür. Salınım hatası kalan 48 Hz bileşeninden kaynaklanırken, temel bileşenin zayıflatılması ise genlik kestiriminde sabit bir hataya neden olmaktadır. Ayrıca, bu durumda, Şekil 2.3'ten açıkça anlaşıldığı üzere, Hanning penceresi ilgilenilen frekanslarda daha düz bir davranış sergilemektedir.

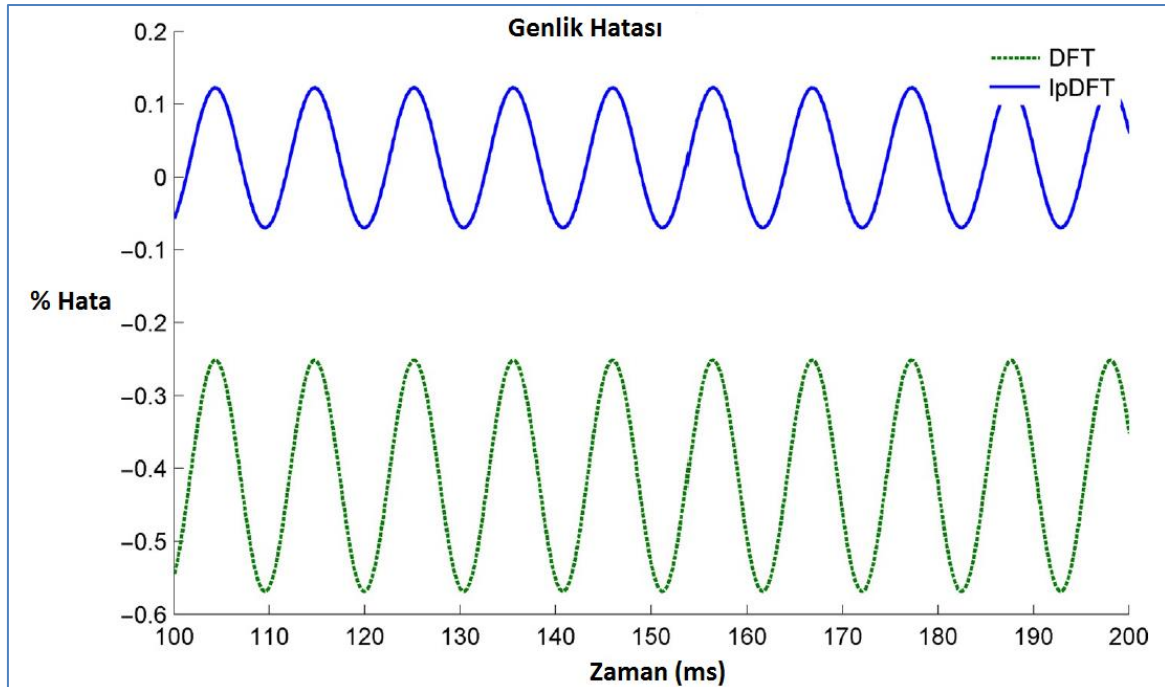


Şekil 2.4. 48Hz temel frekanstaki sinyalden, 100 msn uzunluğunda Hanning ve dikdörtgen pencere ile DFT kullanılarak hesaplanan senkronfazörün hatası: (A) genlik hatası

yüzdesi ve (B) faz açısı hatası

Sinyal pencerelemesi, nominal koşullar altında performansın artırılması için bir seçenek olsa bile, büyük frekans sapmalarıyla baş etmek için genellikle yetersiz kalmaktadır. Ara değerli DFT (IpDFT), sistem frekansı nominalden saptığı durumlarda kestiriminin iyileştirilmesi için sıklıkla kullanılan başka bir DFT temelli yöntemdir [19], [20]. IpDFT'deki temel yaklaşım, çoklu spektrum örnekleri kullanılarak nominal değere göre frekans sapmasını kestirim etmek, ardından da kestirimini sapma ve bilinen pencere özelliklerinden yararlanarak filtrenin frekans tepkisini telafi etmektir.

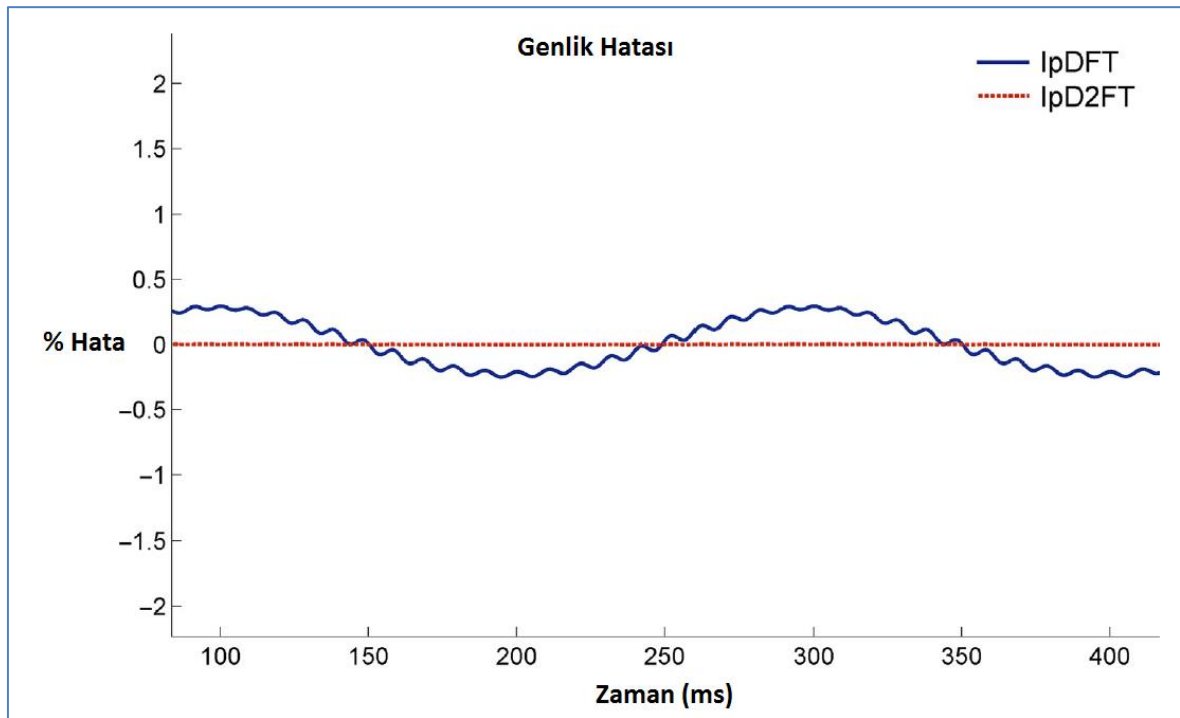
IpDFT ve DFT yöntemlerinin Şekil 2.4 ile aynı nominal frekans koşulları için genlik kestirim hatası Şekil 2.5'te gösterilmektedir. Hanning penceresi her iki yöntem için de uygulanmakta ve IpDFT tarafından sunulan taraklanma kaybının düzeltilmesi sistematik genlik hatasını azaltmada yardımcı olduğu görülmektedir. Frekans sapma kestirimini ne kadar doğru olursa, telafi sonrası geçirme bandı zayıflaması o kadar düşük olmaktadır. Faz açısı kestirimini DFT durumundakiyle aynıdır ve bu nedenle aynı kestirimin hataları beklenebilmektedir.



Şekil 2.5. 48Hz temel frekanstaki sinyalden, 100 msn uzunluğunda Hanning pencere ile DFT ve IpDFT kullanılarak hesaplanan senkronfazör genlik hata yüzdelерinin karşılaştırılması

Dinamik koşullar altında, statik model gözlem penceresinin içinde gerçekleşen fazör değişikliklerini takip edemez ve böylece yaklaşık bir senkrofazör değerlendirmesine yol açar.

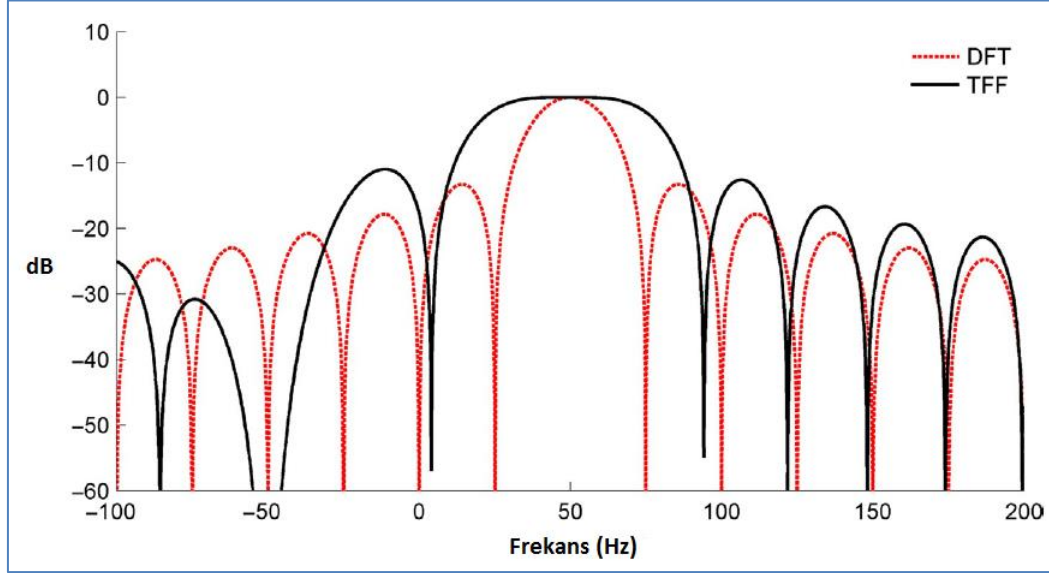
Klasik IpDFT yöntemi, nominal olmayan frekans koşullarıyla başa çıkma amacındadır, fakat gözlem penceresinin içinde hızlı salınımları takip etmek için uygun değildir. Bu yüzden pencerenin içinde meydana gelen dinamiklerle daha iyi başa çıkabilmek ve dolayısıyla kestirim hatalarını azaltabilmek için dinamik interpolasyon DFT (IpD2FT) metodu geliştirilmiştir [1]. Şekil 2.6 IpD2FT ve IpDFT yöntemlerinin genlik hatalarını göstermektedir.



Şekil 2.6. 48Hz temel frekanstaki sinyalden, 100 msn uzunluğunda Hanning pencere ile IpDFT ve IpD2FT kullanılarak hesaplanan senkrofazör genlik hata yüzdelerinin karşılaştırılması

Zamanla senkrofazör ölçüm teknikleri geliştirilmiştir. Bunlardan en önemlisi Taylor-Fourier filtre (TFF) yöntemidir [21]. TF filtresinin kestirimine tekabül eden filtrenin frekans tepkisi, Şekil 2.7'de, iki temel frekans çevrimine eşit bir TFF filtresini göstermektedir. Şekil, aynı uzunluktaki klasik dikdörtgen DFT filtresininkiyi karşılaştırılmıştır. TFF'nin geçiş bandında daha düz bir tepki ve daha büyük bir ana lobun genişliğinde görüntü frekansında

(-50 Hz) daha güçlü bir çentik ve durdurma bandında daha düşük bir zayıflama olduğu açıktır.



Şekil 2.7. Aynı uzunluktaki klasik DFT için kullanılan ve TFF yöntemlerinin frekans tepkileri

Taylor yöntemi, filtrenin geçiş bandı içindeki düzlüğünü verir ve böylece hızlı dinamikleri takip etme ve fazör kestirimini iyileştirmeyi ayarlayabilir. Taylor denklemin daha genelleştirilmesi, özellikle nominal olmayan koşullar mevcut olduğunda veya sinyal harmonik bozukluklardan etkilendiğinde, senkrofazör hesaplamalarında faydalı olabilir.

Literatürdeki senkrofazör ölçüm yöntemlerinin özellikleri ve birbirine göre avantajları ve dezavantajları aşağıda özetlenmiştir.

Geleneksel güç sistemindeki uygulamalar için, DFT tabanlı algoritmalar, verimliliği ve mükemmel harmonik filtreleme kabiliyetlerini sağladığı için yaygın görülen yaklaşımlardır [22]. Özel avantajları arasında kararlı durumda doğru performans, mükemmel harmonik filtreleme, hızlı performans ve basit uyarlanabilir olması ile birlikte düşük hesaplama yükü sayılabilmektedir [23]. Bununla birlikte, bu yöntem, spektrumdaki tarak etkisi ve spektral girişim gibi bilinen sızıntı etkilerinden dolayı nominal olmayan frekanslarda iyi performans göstermez. Sonuç olarak, geleneksel DFT yöntemlerinin kestirim performansı, dinamik koşullar altında tehlikeye girebilmektedir. Geleneksel DFT yaklaşımlarının bu gibi olumsuz etkilerinden kaçınmak için, çeşitli gelişmiş faz kestirim yöntemleri önerilmiştir. Uygun bir pencere seçimi, spektral girişimi büyük ölçüde azaltabilmektedir [24]. Temel frekans

etrafında DFT değerlerini enterpolasyon yaparak pencere spektrumdaki tarak etkisi ile başa çıkmak için enterpolasyon DFT algoritmaları (IpDFT) önerilmiştir [20],[25-26]. Bununla birlikte, bu yaklaşımların hala bazı sınırlamaları bulunmaktadır. Birincisi, ara harmonik sinyallerin zayıf filtrelenmesini sağlar. İkincisi, doğrudan frekans ve frekansın değişim oran (ROCOF) kestirimini sağlamaz; bu da, sayısal farklılaşmanın faz kestirimi dizisinde yapılması gerektiği anlamına gelmektedir. Üçüncüsü, genel olarak dinamik sinyaller için pek uygun değildir. Çünkü özellikle çok çevrimli gözlem aralıkları dikkate alındığında, önemli genlik ve faz dalgalanmalarının varlığında doğru olmayan sabit bir modele dayanmaktadır.

Taylor'ın seri açılımına dayanan dinamik bir fazör modeli, birden çok DFT yöntemi kullanılmasına sebep oldu [27]. [28] 'de, sırasıyla 4PM ve 6PM algoritmalarını veren birinci ve ikinci dereceden modeller tanıtılmaktadır. Taylor serisinin birinci ve ikinci dereceden terimleri, senkrofazörün hızını ve ivmesini tanımlar, yani frekans ve ROCOF değişimlerini kestirim etmek için potansiyel olarak kullanılabilirler. Taylor serisi tabanlı algoritmalar [29 - 32] 'de uygulanmıştır ve bu algoritmalar, frekans eğimi, güç salınımı ve benzeri koşullar altında dinamik fazör ve frekans ölçümlerinin iyi bir performansla bulunmasını sağlamıştır. [29] 'da, ikinci dereceden Taylor serileri ile senkrofazör kestirimi için son bir işlem algoritması önerilmiştir. Ardından, Taylor serisi tabanlı algoritma [30] 'da iki dijital filtre uygulanarak geliştirilmiştir.

Senkrofazör kestirim doğruluğu, bir gözlem aralığında toplanan dalga şekil örnekleri ile Taylor'un seri açılımından türetilen sinyal modeli terimleri arasındaki ortalama kare hatalarını en aza indirerek elde edilebilmektedir. Bu yaklaşım, yeni bir teknik sınıfın, yani en küçük kareleri (least squares-LSs) [31, 32] veya ağırlıklı en küçük kareleri (weighted-LSs) yöntemleri için [33, 34] fazör kestirim edicilerinin tanımlanmasına yol açmıştır. Bu algoritmaların detaylı bir karşılaştırması [35 - 37] 'de bulunabilir. Bu yaklaşımlar genel olarak durağan algoritmalarından daha iyi performans gösterse de, bildirilen sayısal sonuçlar göz önünde bulundurulduğunda girişim engelleme bir sorun olmaya devam etmektedir [36]. Daha önemlisi, kestirim performansının farklı yönlerini kontrol etme açısından karmaşıktır.

[38 - 42] 'de, dinamik fazları kestirim etmek için faz kilitli bir döngü bazlı (phase-locked-loop PLL) teknik uygulanmıştır. Bu yaklaşım, güç sistemi dengesizlikleri, nominal olmayan frekans kullanımı ve DFT yönteminin pencereleme sorunları gibi hataları önlemeye

yardımcı olmaktadır. [43] 'te, güç sistemi salınımları altındaki dinamik fazları kestirim etmek için alt uzay temelli tekniklerin kullanılması önerilmiştir.

Shank'un metodu [44], Prony'nin metodu [45], STFT (Short Term Fourier Transform) bazlı algoritmalar [46, 47], demodülasyon ve filtreleme yaklaşımı [48], Kalman filtreleme [49 - 52], basınç algılama Taylor Fourier [53], Clarke dönüşüm tabanlı DFT algoritması [54], özyinelemeli en küçük kareler [55 - 57], Newton algoritması [58], özyinelemeli dalgacık [59], Shannon örnekleme teoremi [60], DFT öncesi teknik olarak gelişmiş örnek değer ayarlaması (ISVA) [61] ve en az hata temelli yinelemeli yaklaşım [62] gibi güç sinyallerinin dinamik temel fazlarını kestirim etmek için geliştirilmiş başka algoritmalar da bulunmaktadır.

DFT, senkrofazör kestirimine yönelik bir sabit filtre çözümü olarak görülebilir. Nominal olmayan frekans koşulları ile başa çıkmak için bir başka önemli yaklaşım, filtrenin gerçek temel frekansa ayarlanmasına izin veren frekans izleme algoritmalarını dikkate almaktır. Sinyalin temel frekansının nominal frekansa eşit olmadığı durumda, bir izleme algoritması ile mevcut frekans kestiriminden yararlanılabilir. Demodüle edilmiş temel bileşen taban bandı her zaman alçak geçiren filtrenin merkezine yakındır (anlık frekansın kestirimi frekans değerine ne kadar doğru olduğuna bağlı olarak) ve bu şekilde DFT'ye özgü taraklanma kayıp etkisi sınırlandırılabilir. Ek olarak, frekansa göre uyarlanabilir bir filtre seçilebilir, böylece alçak geçiren frekans tepki çentikleri, harmoniklerin daha iyi azaltılması için değişen frekansla kaydırılabilir.

Filtrelerin, geçiş bandı sinyal çıkarımı ve bozukluk engelleme açısından istenen performansı elde etmek için tasarlanması gerekmektedir. Örneğin, Şekil 4.4, ölçüm uygulamaları için standart tarafından önerilen filtre için frekans tepki maskesini bildirmektedir (PMU raporlama hızı F_s 'ye bağlı olarak).

Bu tezde önerilen yöntemde, senkrofazör için analiz edilecek sinyal istenen frekansta kosinüs ve sinüs dalgaları tarafından modüle edilerek (dördün genlik modülasyonu - DGM) sinyaldeki anlık genlik ve faz bileşenleri bulunmaktadır. Önerilen yöntem, IEEE Std. C37.118 standardında tanımlanan M sınıfı doğruluk kriterlerine uygun olarak geliştirilmiştir. Önerilen mimari için özel bir süzgeç tasarlanmıştır ve bu tasarlanan uygun sonlu dürtü süzgeç (Finite Impulse Response - FIR) filtreleme standardın gerektirdiği tüm uygunluk

testlerinin gereksinimlerini sağlamaktadır. Öte yandan, önerilen yöntem TVE, FE ve RFE açısından gereksinimlerin filtre tasarım şartnamelerine çevrilmesine de izin vermektedir. Geliştirilen yöntemlerin bir diğer ana katkısı, tüm M sınıfı gereksinimleri karşılayabilen eş zamanlı doğruluk ve duyarlılıktır. Tüm adımlar düşük hesaplama yükü, basit uygulama ve hızlı tepki ile kolayca uygulanabilmektedir.

3. SENKROFAZÖR ÖLÇÜMÜ VE TEMEL KAVRAMLAR

3.1. Fazör Tanımı

Fazör tanımı 1893 yılına ve Charles Proteus Steinmetz'in araştırmasına dayanmaktadır [63]. Amaç, AC şebekelerinde, rms değeri ve faz açısı ile oluşturulan karmaşık bir sayı aracılığıyla, sentetik bir sinüzoidal sinyali tanımlamanın bir yolunu bulmaktır. 50 ya da 60 Hz temel frekansında çalışan güç sistemleri için, lineer bir sistemin her bir frekansını bağımsız olarak inceleyebilen fazör analiz yöntemi son derece uygundur. Fazörün kullanımı, lineer bir sistemin her bir frekans için bağımsız olarak tanımlanıp analiz edilebildiği gerçeğini göstermektedir. Fazördeki faz açısı önceden atanan başlangıç zamanına göre ölçülür (Eşitlik 3.1'de $t=0$).

Fazör ölçümü yapılacak güç sistemi sinyali, en temel şekilde Eşitlik (3.1)'deki gibi modellenenmektedir.

$$x(t) = X_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (3.1)$$

Eşitlik (3.1)'de X_m sinyalin genlik değerini, ω temel açısal frekansını ve φ bu frekansa ait faz değerini ifade etmektedir. Bu sinyal, zaman içinde değişen faz ve genlik değeri içermeyen, kararlı ve harmoniksiz durumu temsil etmektedir. Eşitlik (3.1)'deki ifadenin fazör şemasındaki karşılığı Euler formülü kullanılarak Eşitlik (3.2)'deki gibi ifade edilebilmektedir.

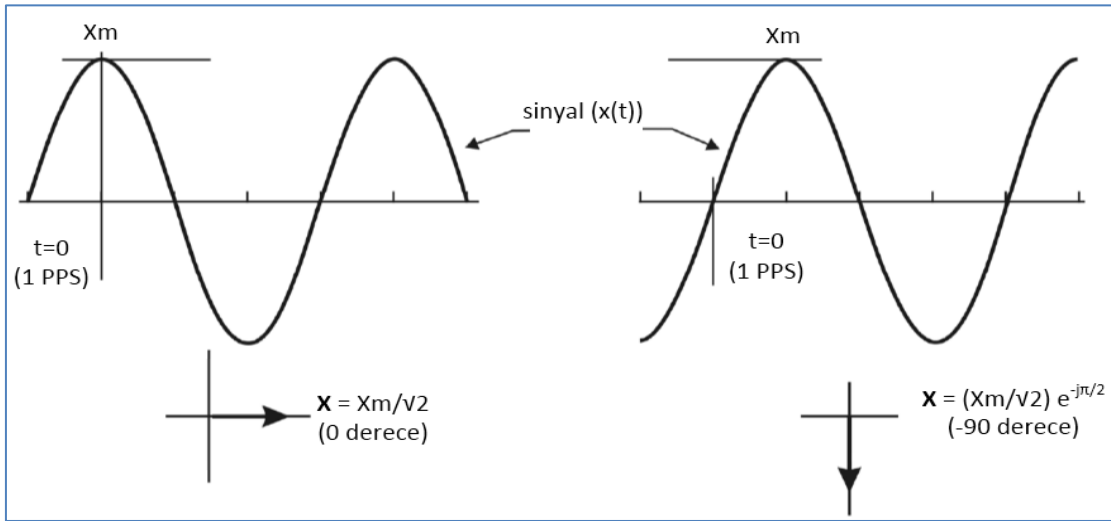
$$\begin{aligned} \hat{X} &= \left(\frac{X_m}{\sqrt{2}} \right) e^{j\varphi} \\ &= \left(\frac{X_m}{\sqrt{2}} \right) (\cos\varphi + j\sin\varphi) \\ &= X_r + jX_i \end{aligned} \quad (3.2)$$

Eşitlik (3.2)'de $X_m / \sqrt{2}$ sinyalin RMS değerini, X_r ve X_i ise $\hat{X}$ fazörünün gerçekte ve sanal kısımlarını ifade etmektedir.

3.2. Senkrofazör Tanımı

Eşitlik (3.1)'deki $x(t)$ sinyalinin senkrofazör gösterimi, Eşitlik (3.2)'de yer alan UTC ile senkronize edilmiş nominal sistem frekansındaki bir kosinüs fonksiyonuna göre anlık faz açısı olan φ 'li $\mathbf{X}$ değeridir.

Bir şebekenin farklı noktalarında hesaplanan iki senkrofazör, ortak zamanda oldukları için kolayca karşılaştırılabilir. Burada ifade edilen φ değeri, UTC'ye göre senkronize edilen bir pencere başlangıç noktası ile nominal sistem frekansındaki kosinüs fonksiyonun tepesi arasındaki anlık faz açısıdır. Şekil 3.1'de gösterildiği gibi $t = 0$ anı UTC'ye göre saniye başında darbe (Pulse Per Second-PPS) geldiğindeki sinyal, maksimum değere ulaşıyorsa, senkrofazör açısı 0 derece ölçülmektedir. $t=0$ 'da PPS geldiğinde, sinyal pozitif sıfır geçişinde ise senkrofazör açısı -90 derece olacaktır. Şekil 3.1, referans değeri $t = 0$ 'da aynı genliğe ve farklı faz açısına sahip iki sinüzoidal sinyali göstermektedir. Bu örnekte, senkrofazörün ölçümü, UTC'de PPS atım hızında gerçekleştirilir.



Şekil 3.1. IEEE Std. C37.118 Standardına göre senkrofazör gösterimi

$$x(t) = X_m \cos(\omega_0 t + \varphi) = X_m \cos(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (3.3)$$

f_0 , Eşitlik (3.3)'teki fazör tarafından direkt olarak temsil edilen nominal sistem frekansdır (50 Hz veya 60 Hz).

Nominal frekansın 50 Hz veya 60 Hz olduğu güç sistemlerinde, frekans anlık olarak belli bir bant aralığında, sistemdeki arz talep dengesine bağlı olarak değişmektedir. Bu durumda frekans, nominal frekans f_0 ile zamanda değişen kısmının toplamı ($f_0 + g(t)$) olarak Eşitlik (3.4)'teki gibi ifade edilebilmektedir.

$$x(t) = X_m \cos\left(2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau + \varphi\right) \quad (3.4)$$

Eşitlik (3.4)'teki formül aşağıdaki gibi tekrar düzenlenebilir.

$$x(t) = X_m(t) \cos\left(2\pi \int_0^t (f_0 + g(\tau)) d\tau + \varphi\right) \quad (3.5)$$

$$x(t) = X_m(t) \cos\left(2\pi f_0 t + \left(2\pi \int_0^t g(\tau) d\tau + \varphi\right)\right)$$

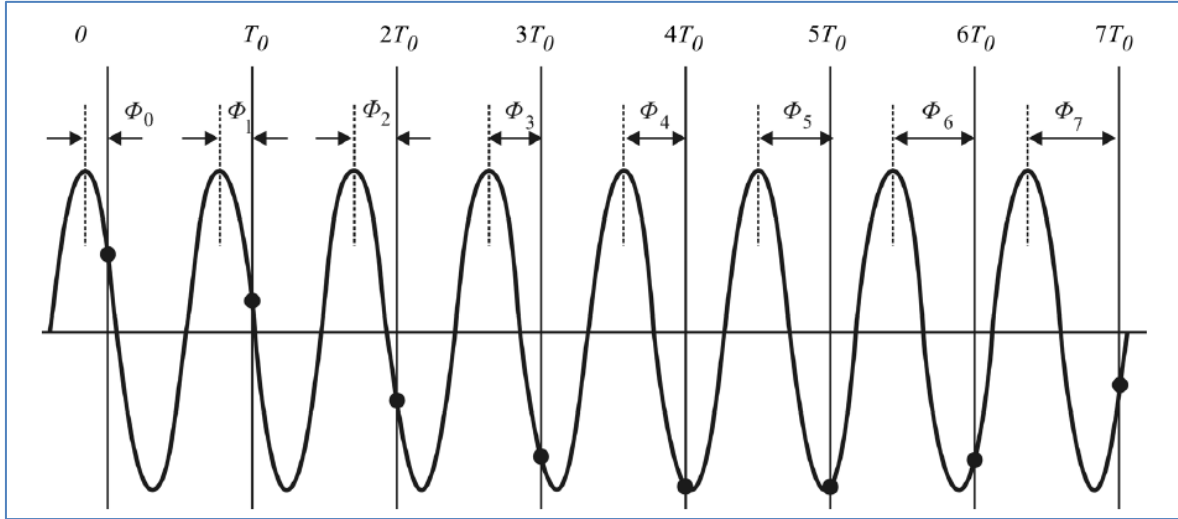
Eşitlik (3.5)'in fazör olarak karşılığı ise Eşitlik (3.6)'da gösterilmektedir.

$$X(t) = \left(\frac{X_m(t)}{\sqrt{2}}\right) e^{j(2\pi \int_0^t g(\tau) d\tau + \varphi)} \quad (3.6)$$

$X_m(t)$ 'nin X_m 'e eşit ve sabit ve g 'nin Δf 'e eşit ve nominal frekanstan sabit bir kayma olduğu özel bir durum için, $\int g(\tau) d\tau = \int \Delta f d\tau = \int \Delta f t$ gibi Eşitlik (3.7)'deki gibi daha sade bir şekilde ifade edilebilmektedir.

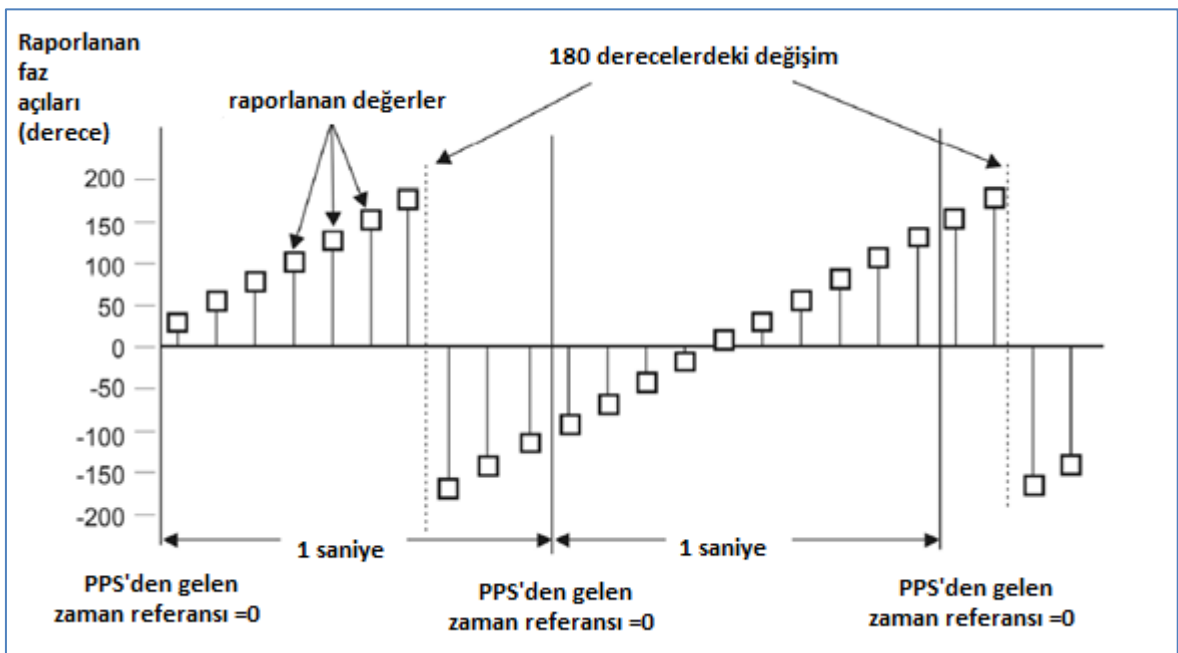
$$X(t) = \left(\frac{X_m}{\sqrt{2}}\right) e^{j(2\pi \Delta f t + \varphi)} \quad (3.7)$$

Δf nominal olmayan frekans ile gerçek frekans arasındaki farkı ifade etmektedir. Bu durum Şekil 3.2'de gösterilmektedir.



Şekil 3.2. $f > f_0$ durumu için örnek bir raporlama grafiği [5]

Şekil 3.2. incelendiğinde nominal olmayan bir sistemde raporlama pencereleri ($0, T_0, 2T_0, 3T_0, 4T_0, \dots, nT_0$) ve fazlar ($X_0, X_1, X_2, X_3, X_4, \dots, X_n$) şekildeki gibi ifade edilmektedir ($T_0 = 1 / f_0$). Frekansın $f \neq f_0$ ve $f < 2f_0$ olduğu durumda sabit bir genlikte fazörün faz açısı her bir raporlamada $2\pi(f - f_0) T_0$ değerinde kayacaktır. Zamanla bu raporlanan değerlerin sürekli olarak 180 dereceye kadar arttığı gözlemlenmektedir. 180 dereceyi aşan faz açıları -180 dereceye dönüşerek tekrar 180 dereceye kadar düzenli bir şekilde artmaya devam edecektir. Senkrofazörlerin faz açıları -180 derece ile 180 derece arasında değişmektedir. $F_s = 10$ (1 saniyedeki raporlama sayısı) için verilen detaylar Şekil 3.3'te yer almaktadır.



Şekil 3.3. Nominal olmayan sistemlerdeki raporlama örneği [5]

Her ölçüm zamanı için anlık zaman etiketi ilgili örnek pencerenin başına, merkezine veya sonuna referans olarak atanabilmektedir. Ölçüm raporlama aralıkları (iki ardışık ölçüm arasındaki zaman mesafesi) standart olarak sistemin nominal frekansında sinyal çevriminin katları olarak seçilmektedir (sırasıyla 50 veya 60 Hz frekans için 20 ms veya 16.67 ms). Örneğin, saniyede 10 ölçüm raporlama hızında, senkrofazör ölçümleriyle ilişkili UTC zamanları, her bir T_{saniye} oluşum için $T_{\text{raporlama}} = T_{\text{saniye}}, T_{\text{saniye}} + 100\text{ms}, T_{\text{saniye}} + 200\text{ms}, \dots, T_{\text{saniye}} + 900\text{ms}$ 'dir. Dolayısıyla, nominal frekansta ideal bir sinyal düşünüldüğünde, ölçülen senkrofazör zamanla sabit olacaktır. Bu ortak zamanlama, farklı PMU'lar tarafından gerçekleştirilen tüm ölçümlerin aynı zaman ölçeğinde hizalanması sağlar.

3.3. Ölçüm Zaman Senkronizasyonu

PMU, toplam vektör hatasını (TVE), frekans hatasını (FE) ve frekansın değişim oranı hatasını (ROCOF) gereken sınırlar içinde tutma amacıyla yeterli hassasiyette zaman sağlayabilen, GPS gibi güvenilir ve doğru bir kaynaktan zaman alabilmelidir. Tüm ölçümler, IEEE Std. C37.118 standardının gereksinimlerini karşılamak için yeterli doğrulukta UTC zamanına göre senkronize edilir. 1 μs 'lik bir zaman hatası, 50 Hz sistem için 0,018 derece ve 60 Hz sistem için 0,022 derece senkrofazör faz hatasına karşılık gelmektedir. 0,57 derecelik faz hatası (0,01 radyan), Eşitlik (3.13) 'te tanımlandığı gibi %1 TVE'ye neden olmaktadır. Bu TVE değeri, 50 Hz sistem için $\pm 31 \mu\text{s}$ ve 60 Hz sistem için $\pm 26 \mu\text{s}$ 'lik bir zaman hatasına karşılık gelmektedir. Bu sebeple, %1 TVE'ye karşılık gelen değerden en az 10 kat daha iyi, zaman, frekans ve frekans kararlılığı sağlayan bir zaman kaynağı tavsiye edilmektedir [5].

Her ölçüm için, PMU, ölçüm sırasındaki zaman ve zaman kalitesini içeren zaman etiketi atayabilecektir. Zaman etiketi, belirli bir 100 yıllık süre içinde, ölçüm süresinin en fazla 1 μs sapma miktarına sahip olmalıdır. Raporlama ve kayıt için zaman ve zaman kalitesi PMU zaman etiketinden türetilmeli ve gereken format ve içeriğe dönüştürülmelidir [5].

3.4. Senkrofazör Ölçümü

Bu bölümde, IEEE Std. C37.118.1-2011 standardına göre [5] PMU'nun yapması gereken ölçümlere ayrıntılı bir şekilde yer verilmiştir.

3.4.1. Frekans ve ROCOF ölçümü

PMU, frekansı ve ROCOF ölçümlerini hesaplayabilir ve raporlayabilir. Bu ölçümler için aşağıdaki standart tanımlar kullanılır. Eşitlik (3.8)'deki gibi sinüzoidal bir sinyal üzerinden tanımlar yapılabilir.

$$x(t) = X_m \cos[\psi(t)] \quad (3.8)$$

Frekans, bu sinyali kullanarak Eşitlik (3.9)'da gösterildiği gibi tanımlanır.

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi(t)}{dt} \quad (3.9)$$

ROCOF, Eşitlik (3.9) kullanılarak Eşitlik (3.10)'da gösterildiği gibi tanımlanır.

$$ROCOF(t) = \frac{df(t)}{dt} \quad (3.10)$$

Senkrofazörler her zaman sistemin nominal frekansı (f_0) ile ilişkili olarak hesaplanır. Eğer kosinüs argümanı $\psi(t) = \omega_0 t + \varphi(t) = 2\pi f_0 t + \varphi(t) = 2\pi [f_0 t + \varphi(t) / 2\pi]$ olarak temsil edilirse, frekans formülü Eşitlik (3.11)'de gösterildiği gibi olur.

$$f(t) = f_0 + d[\varphi(t)/2\pi]/dt = f_0 + \Delta f(t) \quad (3.11)$$

Δf frekansın nominalden frekans sapması olarak tanımlanır ve ROCOF Eşitlik (3.12)'deki gibi gösterilir.

$$ROCOF(t) = d^2[\varphi(t)/2\pi]/dt^2 = d(\Delta f(t))/dt \quad (3.12)$$

Fazör ölçümlerinde, frekans, gerçek frekans $f(t)$ veya nominalden frekans sapması $\Delta f(t)$ değerleri rapor edilebilir. $\Delta f(t)$ kararlı durum koşullarında bir sayısal değer (Δf) olarak tanımlanır.

3.4.2. Ölçüm değerlendirme

Bir sinüzoidal sinyalin teorik değerleri ile PMU'dan elde edilen pratik değerleri, genlik ve faz açısı değerleri incelendiğinde farklılık gösterir. Aynı ayrı tanımlanmalarına rağmen, genlik ve faz hataları birlikte toplam vektör hatası (TVE) olarak adlandırılmaktadır [5]. TVE, aynı anda test edilen ünite tarafından verilen teorik senkrofazör ve senkrofazör tarafından elde edilen örnekler arasındaki farkın ifadesidir. TVE'nin tanımı Eşitlik (3.13)'te yer almaktadır:

$$TVE(n) = \sqrt{\frac{(\hat{X}_r(n) - X_r(n))^2 + (\hat{X}_i(n) - X_i(n))^2}{(X_r(n))^2 + (X_i(n))^2}} \quad (3.13)$$

Bu eşitlikte

$\hat{X}_r(n)$ ve $\hat{X}_i(n)$: test edilen birim tarafından verilen kestirim dizileri

$X_r(n)$ ve $X_i(n)$: giriş sinyalinin teorik değerler dizileri

n : birim tarafından bu değerlere atanan zaman indeksini

ifade etmektedir.

Senkrofazör ölçümleri, Eşitlik (3.13)'teki TVE ölçütü kullanılarak değerlendirilecektir.

Frekans ve ROCOF ölçümleri ise aşağıdaki tanımlar kullanılarak değerlendirilecektir. Bu kıstaslar ile frekans ve ROCOF hataları, teorik değerler ile sırasıyla Hz ve Hz/sn cinsinden verilen kestirim değerler arasındaki farkın mutlak değerleridir.

Frekans ölçüm hatası Eşitlik (3.14)'te gösterilmektedir.

$$Frekans\ Hatası = |f_{teorik} - f_{ölçülen}| = |\Delta f_{teorik} - \Delta f_{ölçülen}| \quad (3.14)$$

ROCOF ölçüm hatası Eşitlik (3.15)'te gösterilmektedir.

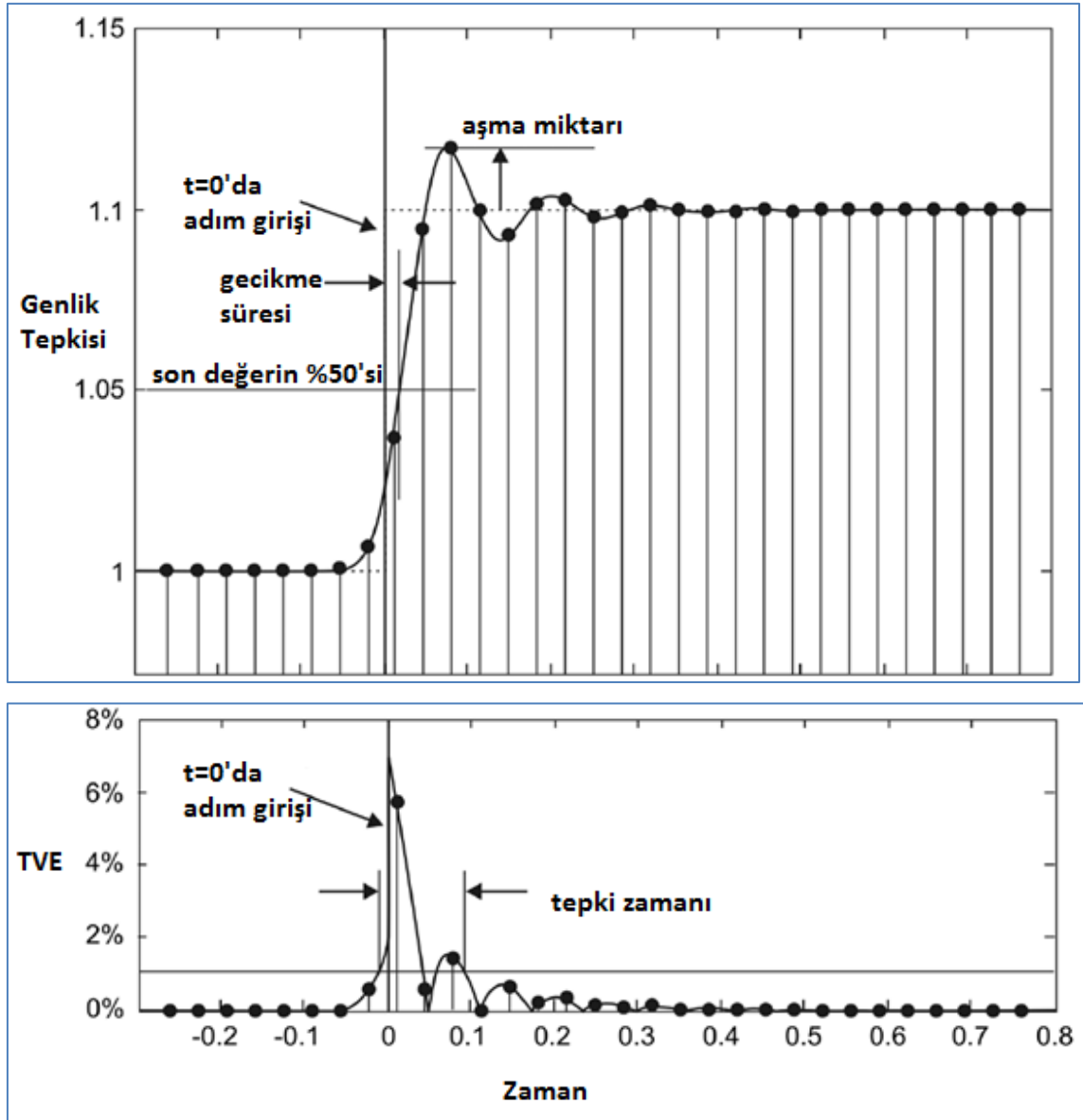
$$ROCOF\ Hatası = \left| \left(\frac{df}{dt} \right)_{teorik} - \left(\frac{df}{dt} \right)_{ölçülen} \right| \quad (3.15)$$

Ölçülen ve gerçek değerlerin zaman etiketleri aynıdır.

3.4.3. Ölçüm tepki süresi ve gecikme süresi

Ölçüm tepki süresi, giriş sinyaline bir adım değişikliği uygulanmadan önce ve uygulandıktan sonraki kararlı durum ölçümü arasında zaman farkıdır. PMU giriş sinyaline, faz veya genlikte pozitif/negatif adım değişiklikleri uygulanarak tepki süresi ölçülmelidir. Giriş sinyali, adım değişikliğinden önce ve sonra kararlı durumda tutulur. Doğruluk sınırları, fazör, frekans ve ROCOF ölçümleri için sırasıyla TVE, FE ve RFE değerleridir. Tepki süresinin, adım zamanı veya adım parametrelerinden değil, ölçümlerin doğruluk değerlendirmesinden belirlendiğine dikkat edilmesi gerekmektedir.

Ölçüm gecikme süresi, bir PMU girişine bir adım değişikliğinin uygulandığı an ile kademeli parametrenin ilk ve son kararlı durum değerlerinin yarısı arasında bir değere ulaştığı ölçüm süresi ile başlangıç noktası arasındaki zaman aralığı olarak tanımlanır. UTC zaman ölçeğinde hem adım zamanı hem de ölçüm zamanı ölçülür. Bu ölçüm, PMU giriş sinyaline faz veya genlikte pozitif/negatif adım değişiklikleri uygulanarak belirlenir. Giriş sinyali, adım değişikliğinden önce ve sonra sabit durumda tutulmalıdır. Bu test sırasındaki tek giriş sinyali değişikliği, kademeli olan parametre(ler) olacaktır. Bu ölçümün, genlik ölçümü ile bir genlik adımı ve faz açısı ölçümü ile bir faz açısı adımıyla karşılaştırılması gerekmektedir.



Şekil 3.4. Genlik adımı kullanılarak adım değişim ölçüm örneği

Ölçüm gecikme süresini değerlendirmenin amacı, senkrofazör ölçüm süresinin etiketleme zamanının filtreleme sistemi grubu gecikmesi için uygun şekilde telafi edildiğini doğrulamaktır. PMU tarafından sağlanan zaman etiketinin, filtreleme sistemi grup gecikmesi için uygun şekilde telafi edilmiş olması beklenmektedir, böylece gecikme sıfıra yakın olacaktır.

3.4.4. Ölçüm raporlaması

Senkrofazör, frekans ve ROCOF kestirimleri, 1 saniyedeki raporlama sayısı (F_s) sabit bir sayıda olmalıdır. Bu üç ölçümün tamamı aynı raporlama süresi boyunca yapılmalı ve raporlanmalıdır. 50 Hz ve 60 Hz sistemler için gerekli oranlar Çizelge 3.1'de listelenmiştir:

Çizelge 3.1. PMU raporlama oranları

Sistem Frekansı	50 Hz			60 Hz					
Raporlama Oranı (F_s)	10	25	50	10	12	15	20	30	60

Standart kapsamı dışında da 100 / saniye, 120 / saniye veya 1 / saniye gibi raporlama değerleri mevcuttur.

Bu raporlama zamanları (zaman etiketleri), Eşitlik (3.2)'de tanımlandığı gibi senkrofazörün anlık değerlerini belirlemek için kullanılacaktır. Bu, raporlama zamanlarının $0, T_0, 2T_0, 3T_0, 4T_0$, vb. olduğu Şekil 3.2'de gösterilmektedir.

3.4.5. Örnek senkrofazör ölçümleri

Çizelge 3.2'de, Şekil 3.2'de gösterilen dalga biçimleri için Eşitlik (3.1)'de tanımlanan senkrofazör değerleri verilmektedir. Değerler, 50 Hz ve 60 Hz sistem frekansına sahip saniyedeki raporlama sayısı (frame per second-fps) 10 olacak şekilde türetilmiştir. Senkrofazör değerleri, hem 50 Hz hem de 60 Hz temel frekanslar için ve daha sonra 51 Hz ve 61 Hz olacak şekilde Şekil 3.1'de gösterildiği gibi, 1 PPS zaman işaretinde 0 derece ve -90 derecelik baz faz açıları için gösterilmiştir. Bu örnekteki değerler genliğe, raporlama oranına ve sistem frekansına göre sinyal frekansına bağlıdır, bu nedenle 50 Hz ve 60 Hz sistemler için aynıdır.

Çizelge 3.2. $F_s = 10$ raporlama oranı için farklı temel frekanslarda senkrofazör değerler

Zaman	Kısmi zaman		50 Hz frekans-50 Hz sistem 60 Hz frekans-60 Hz sistem Senkrofazör değerler		51 Hz frekans-50 Hz sistem 61 Hz frekans-60 Hz sistem Senkrofazör değerler	
Saniye	Çerçeve sayısı	Kısmi saniye	Senkrofazör (0 derece)	Senkrofazör (-90 derece)	Senkrofazör (0 derece)	Senkrofazör (-90 derece)
k-1	9	0,9000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -36^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -126^\circ$
k	0	0,0000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$
k	1	0,1000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 36^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -54^\circ$
k	2	0,2000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 72^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -18^\circ$
k	3	0,3000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 108^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 18^\circ$
k	4	0,4000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 144^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 54^\circ$
k	5	0,5000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 180^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 90^\circ$
k	6	0,6000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -144^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 126^\circ$
k	7	0,7000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -108^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 162^\circ$
k	8	0,8000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -72^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -162^\circ$
k	9	0,9000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -36^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -126^\circ$
k+1	0	0,0000	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle 0^\circ$	$X_m\sqrt{2}, \angle -90^\circ$

3.4.6. Performans sınıfları

Gereksinimlere uyumluluk, performans sınıfına göre değerlendirilecektir. IEEE Std. C37.118.1 standardı [5] P ve M olmak üzere iki performans sınıfını tanımlar.

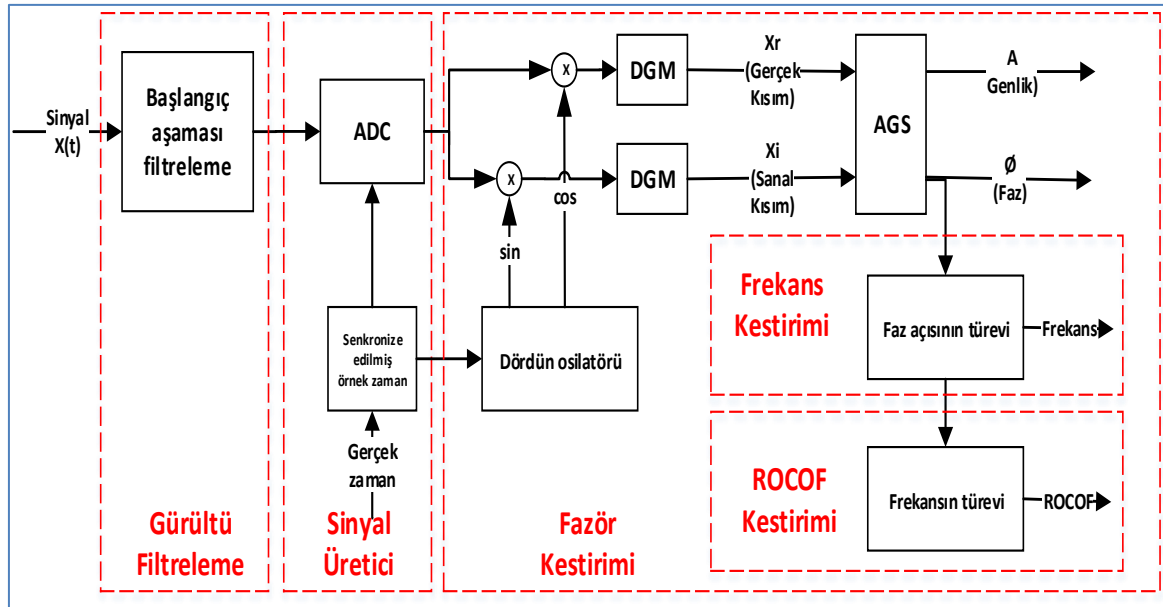
P sınıfı, hızlı yanıt gerektiren uygulamalar için tasarlanmıştır. Ölçümler için gerekli hassasiyet M sınıfına göre düşük ve sağlaması kolaydır. Örneğin koruma uygulamaları hızlı tepki gerektirdiğinden P performans sınıfı kullanılır. M sınıfı, yüksek hassasiyetli analitik ölçümler ve hızlı raporlama oranı gerektirmeyen uygulamalar için tasarlanmıştır. M harfi kullanılır. Bununla birlikte, bu iki sınıf tanımı, herhangi bir sınıfın belirli bir uygulama için

yeterli veya gerekli olduğunu göstermez. Kullanıcı, kendi uygulamasının gereksinimlerine uygun bir performans sınıfı seçmelidir.

Tüm uyumluluk gereksinimleri performans sınıfı tarafından belirlenir. Üreticinin bir PMU için hem P hem de M sınıflarını sağlaması durumunda, kullanıcı tarafından iki performans sınıfından birini seçilebilecek şekilde cihaz tasarımı yapılır [5].

4. FAZÖR ÖLÇÜMÜ İÇİN DÖRDÜN GENLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ

Bu tez çalışmasında, IEEE Std. C37.118.1 [5] standardına uygun özelliklerde geliştirilen senkrofazör uygulaması için, dördün genlik modülasyonunu (quadrature amplitude modulation - QAM) kullanan bir PMU algoritması geliştirilmiştir. Geliştirilen PMU algoritmasının tek kanal için senkrofazörlerinin hesaplanma işleminin ayrıntıları Şekil 4.1'deki blok şemada gösterilmektedir. Algoritma beş modülden oluşur; başlangıç aşaması filtreleme, sinyal üretici, fazör kestirimi, frekans kestirimi ve ROCOF kestirimidir.



Şekil 4.1. Önerilen PMU algoritması için akış şeması

Güç şebekesi sinyalleri, özellikle dağıtım düzeyinde, gürültüden etkilenir. Giriş sinyalindeki gürültüden kurtulmak için alçak geçiren bir sonlu dürtü tepkili filtresi kullanılır. Analog sayısal çevirici (Analog to digital converter-ADC), GPS saatine senkronize edilmiş sabit frekansta sinyali örnekler. Dördün genlik modülasyon (DGM) faz kestirimcilerinde, örnekler fazörün gerçek ve sanal kısımlarını hesaplamak için nominal frekansta sinüs ve kosinüs dalgaları ile çarpılır. Frekans faz açısının matematiksel türevi olduğundan, orijinal giriş sinyalinin frekansını kestirim etmek için Eşitlik (3.9) ile hesaplanan açılar kullanılabilir. ROCOF aynı zamanda frekansın bir türevi olduğundan frekans kestirimine benzer şekilde de hesaplanabilir.

4.1. Dördün Genlik Modülasyonu

Dördün genlik modülasyonu, sinyalin bir $\Delta\omega$ açıl frekansına sahip karmaşık üstel $e^{j\Delta\omega t}$ fonksiyonu ile çarpılmasıyla elde edilen modülasyon metodudur. Amaç, sinyaldeki frekans bileşenlerinden çok daha yüksek bir frekans ile çarpıp, sinyali modülasyon yapan bileşenin frekans bandına taşımaktır. Bu çalışmada DGM, sinyalin içinde barındırdığı frekansları ortaya çıkarmak için kullanılır. Bu sayede zaman içinde hızla değişen sinyallerin anlık temel frekansı ve faz değerleri belirlenebilir. Kosinüs ve sinüs bileşenleri (modülasyon sinyalleri) bulunmak istenilen sinyal ile çarpıldığında, oluşan bileşenlerden biri düşük frekanslı, diğeri ise yüksek frekanslı olmaktadır. Sinyalde, modüle edici sinyalin frekansına eşit bir frekansa sahip bir bileşen bulunduğunda, düşük frekanslı bileşen, yaklaşık 0 Hz'de görünür. Buna dayanarak, sinyalde bulunan tüm frekans bileşenlerinin genliklerini ve fazlarını alçak geçirgen süzgeç (AGS) vasıtasıyla çözmek mümkündür. Yöntemi göstermek için, Eşitlik (4.1) 'deki gibi tek bir temel frekans (f_x) bileşenini içeren bir gerilim veya akım sinyali oluşturulur:

$$x(t) = A \cos(2\pi f_x t + \varphi_x(t)) \quad (4.1)$$

Eşitlik (4.1)'de A sinyalin genlik değerini, f_x temel frekansı ve φ_x bu frekansa ait faz değerini ifade etmektedir. Bu sinyal Eşitlik (4.2)'de gösterildiği gibi $e^{j\Delta\omega t}$ ile çarpıldığında Eşitlik (4.3) ve Eşitlik (4.4)'te olduğu gibi sırasıyla gerçek ve sanal kısımları oluşur.

$$x(t) = (A \cos(2\pi f_x t + \varphi_x(t))) e^{j\Delta\omega t}$$

$$x(t) = (A \cos(2\pi f_x t + \varphi_x(t))) (\cos(\Delta\omega t) + j \sin(\Delta\omega t)) \quad (4.2)$$

$$x(t) = (A \cos(2\pi f_x t + \varphi_x(t))) (\cos(2\pi f_0 t) + j \sin(2\pi f_0 t))$$

$$x_r(t) = A \cos(2\pi f_x t + \varphi_x(t)) \cos(2\pi f_0 t) \quad (4.3)$$

$$x_i(t) = A \cos(2\pi f_x t + \varphi_x(t)) \sin(2\pi f_0 t) \quad (4.4)$$

Trigonometrik dönüşüm formülleri kullanılarak gerçekte ve sanal bileşenleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$X_r(t) = \frac{A}{2} [\cos(2\pi(f_x + f_0)t + \varphi_x(t)) + \cos(2\pi(f_x - f_0)t + \varphi_x(t))] \quad (4.5)$$

$$X_i(t) = \frac{A}{2} [\sin(2\pi(f_x + f_0)t + \varphi_x(t)) + \sin(2\pi(f_x - f_0)t + \varphi_x(t))]$$

Modüle edilen sinyalin frekansı ile modülasyon frekansının arasındaki fark Eşitlik (4.6)'da gösterildiği gibi ε ile ifade edilirse,

$$\varepsilon = (f_x - f_0) \quad (4.6)$$

Gerçek ve sanal bileşenler Eşitlik (4.7) ve Eşitlik (4.8)'te gösterildiği gibi revize edilir.

$$X_r(t) = \frac{A}{2} [\cos(2\pi(2f_x - \varepsilon)t + \varphi_x(t)) + \cos(2\pi(\varepsilon)t + \varphi_x(t))] \quad (4.7)$$

$$X_i(t) = \frac{A}{2} [\sin(2\pi(2f_x - \varepsilon)t + \varphi_x(t)) + \sin(2\pi(\varepsilon)t + \varphi_x(t))] \quad (4.8)$$

f_x ve f_0 frekansları aynı olduğunda (modülasyon frekansı nominal frekansa eşit seçildiği durumda), Eşitlik (4.7) ve Eşitlik (4.8)'de görüldüğü gibi gerçekte kısımda 0 Hz'de bir doğru gerilim bileşeni (DC bileşen) oluşur. Birbirlerine çok yakın olduklarında ise 0 Hz'e çok yakın bir bileşen oluşmaktadır. Diğer bileşen ise $(2f_x - \varepsilon)$ değerinde göreceli olarak yüksek bir frekanstadır. Bu bileşeni elemek için, Eşitlik (4.7) ve Eşitlik (4.8)'deki sinyalleri, kesim frekansı f_x 'in çok altında olan bir AGS'den geçirilir. Böylece ε ile ifade edilen farkın çok küçük olduğu durumda, Eşitlik (4.9) ve Eşitlik (4.10)'daki sinyaller elde edilir.

$$X_{r-AGS}(t) = \frac{A}{2} [\cos(2\pi(\varepsilon)t + \varphi_x(t))] \quad (4.9)$$

$$X_{i-AGS}(t) = \frac{A}{2} [\sin(2\pi(\varepsilon)t + \varphi_x(t))] \quad (4.10)$$

Eşitlik (4.9) ve Eşitlik (4.10)'daki ifadelerden genlik Eşitlik (4.11)'deki gibi elde edilebilir.

$$A = \sqrt{X_{r-AGS}(t)^2 + X_{i-AGS}(t)^2} \quad (4.11)$$

Eşitlik (4.9) ve Eşitlik (4.10)'daki ifadeler kullanılarak da faz açısı Eşitlik (4.12)'deki gibi elde edilebilir.

$$\varphi_x = \arctan\left(\frac{X_{i-AGS}(t)}{X_{r-AGS}(t)}\right) \quad (4.12)$$

$\arctan$ fonksiyonunun sonucu $-\pi/2$ ve $\pi/2$ arasında çıkmaktadır. Eşitlik (4.12)'deki faz açısı hesabında, pay ve paydanın pozitif ya da negatif olmasına göre, faz değerinin $0-2\pi$ aralığındaki tam değeri belirlenebilir.

4.2. Senkrofazör Hesaplamada Sinyal İşleme

$\{x_i\}$ güç sinyalinin tek bir fazına ait bir örnek grubu göz önüne alındığında senkrofazör, buradaki örnek süresindeki $X(i)$ 'i kestirim eder:

$$X(i) = \frac{\sqrt{2}}{Kazanç} \sum_{k=-N/2}^{N/2} x_{(i+k)} W_{(k)} e^{(-j(i+k) \Delta t \omega_0)} \quad (4.13)$$

$$Kazanç = \sum_{k=-N/2}^{N/2} W_{(k)} \quad (4.14)$$

Bu eşitlik;

$\omega_0 = 2\pi f_0$. f_0 nominal güç sistem frekansını (50 Hz ve 60 Hz)

N = Sonlu dürtü tepkili süzgeç derecesini

$\Delta t = 1 / \text{örnekleme frekansını}$

$x_i = t=i$ anında sinyal dalgasındaki örnek değerini

$W_{(k)}$ = Alçak geçirgen süzgecin katsayılarını

ifade etmektedir.

4.3. Alçak Geçirgen Süzgecin Grup Gecikmesi için Zaman Etiketi

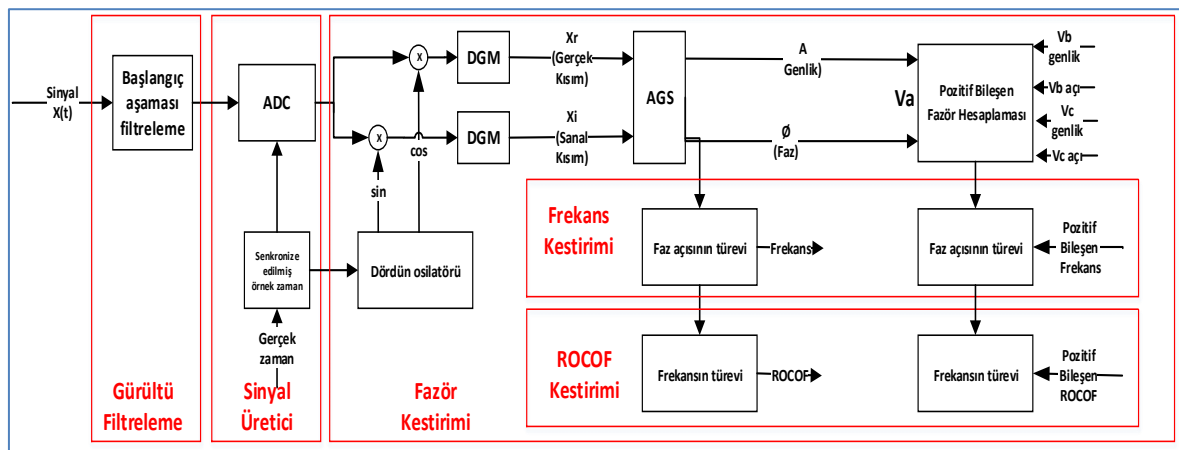
PMU çıktısının zaman etiketi, PMU girişine uygulandığı sırada güç sistemi sinyalinin fazör eşdeğerini, frekansını ve ROCOF'unu temsil eder. Bu kestirimlerin tümü, analog giriş filtreleme, örnekleme ve kestirim grubu gecikmesi dâhil PMU işlem gecikmeleri için kompanse edilmelidir. Örnek zaman etiketleri tüm giriş sinyal gecikmeleri için telafi edilirse, kestirim penceresinin ortasındaki zaman etiketi, filtreleme katsayıları filtreleme penceresi boyunca simetrik olduğu sürece fazör kestirimi (çıkıtlar) zaman etiketi için kullanılabilir. Bu grup gecikme telafi yöntemi, algoritmalar ile birlikte kullanılır.

Algoritmanın AGS'nin katsayıları Bölüm 4.6'da türetilmiştir. Sonlu dürtü tepkili süzgeçleri için filtre derecesi, filtredeki öğelerin sayısına göre belirlenir. Derece, filtrenin eleman sayısından daha azdır. Örneğin, 15 örnek/döngü kullanan bir döngü Fourier filtresi, $N = 15 - 1 = 14$. dereceden bir filtredir. Sonuçta ortaya çıkan filtrenin grubu gecikmesi, Eşitlik (4.15)'te gösterildiği gibi örnekleme frekansının tam sayı katıdır.

$$\text{Grup Gecikmesi} = \text{Sonlu dürtü yanıtı süzgeç derecesi (N)} / 2 \times \Delta t. \quad (4.15)$$

4.4. Pozitif Bileşen için Frekans ve ROCOF Kestirimi

Geliştirilen PMU algoritmasının pozitif bileşenin senkrofazörünün hesaplanma işlemi, Şekil 4.2'de gösterilmektedir. Algoritma Şekil 4.1'de olduğu gibi 5 modülden oluşur; başlangıç aşaması filtreleme, sinyal üretici, fazör kestirimi, frekans kestirimi ve ROCOF kestirimidir.



Şekil 4.2. Önerilen pozitif bileşen PMU algoritması için akış şeması

Pozitif bileşen, simetrik bileşen dönüşümü kullanılarak hesaplanır. Frekans Şekil 4.2’de gösterildiği gibi faz açısının değişim oranından hesaplanır. Faz açısı, gerçek frekans ile nominal sistem frekansı arasındaki farka göre değiştiğinden, bu yaklaşım nominal frekanstan sapma miktarını verir. Frekans kestirim algoritması Eşitlik (4.16)’da gösterilmiştir.

$$\Delta f(i) = \frac{\varphi(i) - \varphi(i-1)}{\Delta t} \quad (4.16)$$

$\varphi(i)$, $X(i)$ 'nin pozitif bileşen kestiriminin açısıdır, $\varphi(i-1)$ önceki kestirimin açısıdır, Δt iki kestirim arasındaki zaman farkı ve $\Delta f(i)$ iki açının frekans sapmasına karşılık gelmektedir. ROCOF kestirim frekans kestiriminin değişim oranı olarak hesaplanır. Eşitlik (4.17) 'de gösterilmiştir.

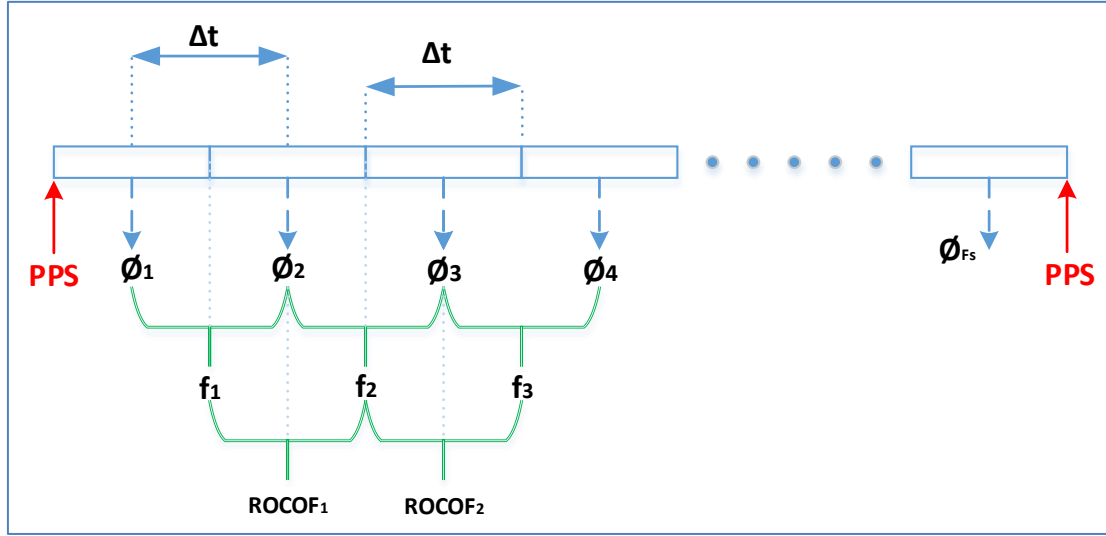
$$\Delta ROCOF(i) = \frac{\Delta f(i) - \Delta f(i-1)}{\Delta t} \quad (4.17)$$

$\Delta f(i)$, $X(i)$ 'nin pozitif bileşen kestiriminin frekansı, $\Delta f(i-1)$ önceki kestirimin frekansı, Δt iki kestirim arasındaki zaman farkı ve $\Delta ROCOF(i)$ iki frekansın ROCOF sapmasına karşılık gelmektedir.

Eşitlik (4.16) ve Eşitlik (4.17) kullanılarak Eşitlik (4.18) oluşturulur.

$$\begin{aligned} \Delta f(1) &= \frac{\varphi(2) - \varphi(1)}{\Delta t} \\ \Delta f(2) &= \frac{\varphi(3) - \varphi(2)}{\Delta t} \\ \Delta f(3) &= \frac{\varphi(4) - \varphi(3)}{\Delta t} \\ \Delta ROCOF(1) &= \frac{\Delta f(2) - \Delta f(1)}{\Delta t} \\ \Delta ROCOF(2) &= \frac{\Delta f(3) - \Delta f(2)}{\Delta t} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Eşitlik (4.18)’den faydalanılarak Şekil 4.3. çizilmiştir. Şekil 4.3 incelendiğinde, frekans kestirimi için bir önceki pencerenin açısının ve ROCOF kestirimi için bir önceki pencerenin frekansının kullanıldığı görülür.

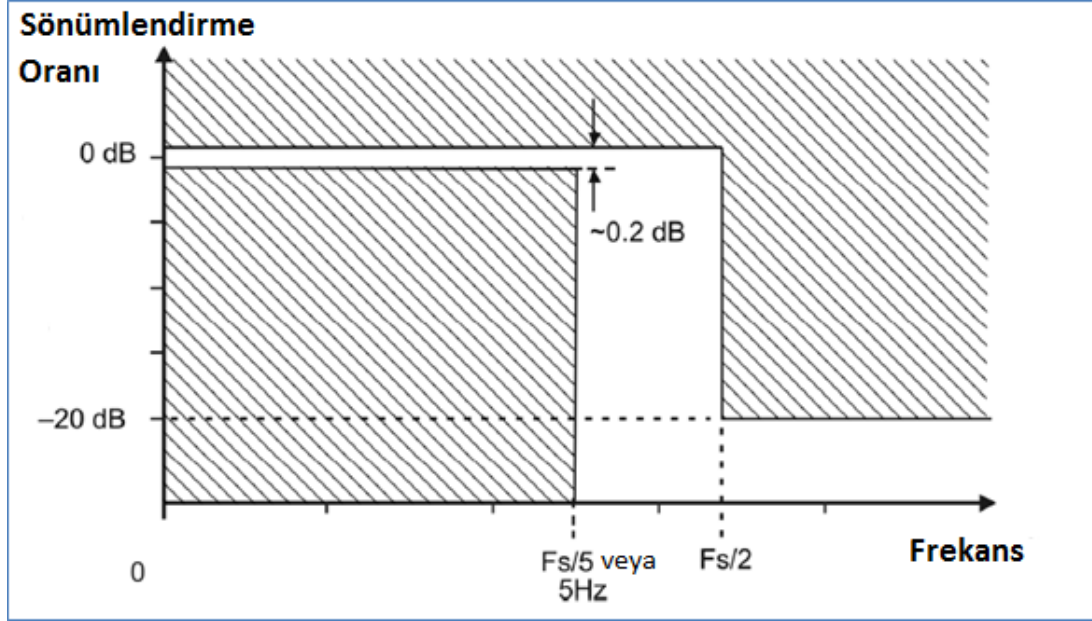


Şekil 4.3. Frekans ve ROCOF kestirimindeki gecikmeler

4.5. PMU için Süzgeç Tasarımı

P ve M sınıfı arasındaki temel fark, M sınıfının verilen raporlama oranı için Nyquist frekansının üzerindeki bileşenleri en az 20 dB bastıracak bir süzgece (filtreye) gereksinim duymasındır. Bu filtreleme daha uzun raporlama gecikmelerine neden olacak, ama aynı zamanda örtüşme olasılığını azaltacaktır. Gerekli filtreleme nedeniyle M sınıfı, biraz daha yüksek doğruluk sağlayabilecektir.

Bant geçiren ve bant bastıran süzgeç için M sınıfı ihtiyaçları Şekil 4.4'te gösterilmektedir. Bu şekil, Çizelge 5.1 ve Çizelge 5.9'da verilen PMU raporlama oranına bağlı olarak köşe frekansı özellikleri ile M sınıfı gereksinimlerine dayanmaktadır. Bu referans filtresini tasarlamak için maske olarak kullanılır. Doğrusal faz tepkisi elde etmek için bir sonlu dürtü tepkili süzgeç uygulaması kullanılmıştır. Süzgeç katsayıları, Hamming penceresi ile çarpılarak sinc ($\sin x/x$) fonksiyonuna dayalı tuğla-duvar (brick wall) filtre tasarım metodolojisi kullanılarak elde edilmiştir. Filtre derecesi, frekans tepki gereksinimlerini karşılayacak şekilde ayarlanmıştır.



Şekil 4.4. Algoritma süzgeci frekans tepkisinin maskeleye özellikleri [5]

Şekil 4.4 için süzgeç tepkisi gölgeli alanların dışında kalmalıdır.

Eşitlik (4.19), süzgeç katsayıları vektörünün hesaplanmasını ifade eder.

$$W(k) = \frac{\sin\left(2\pi \frac{2F_{fr}}{F_{örnekleme}} k\right)}{2\pi \frac{2F_{fr}}{F_{örnekleme}} k} h(k) \quad (4.19)$$

Eşitlik (4.19)'da,

k = süzgecin zaman indislerini,

F_{fr} = Alçak geçiren süzgeç frekansını,

$F_{örnekleme}$ = Sistemin örnekleme frekansını,

$h(k)$ = Hamming pencere fonksiyonunu,

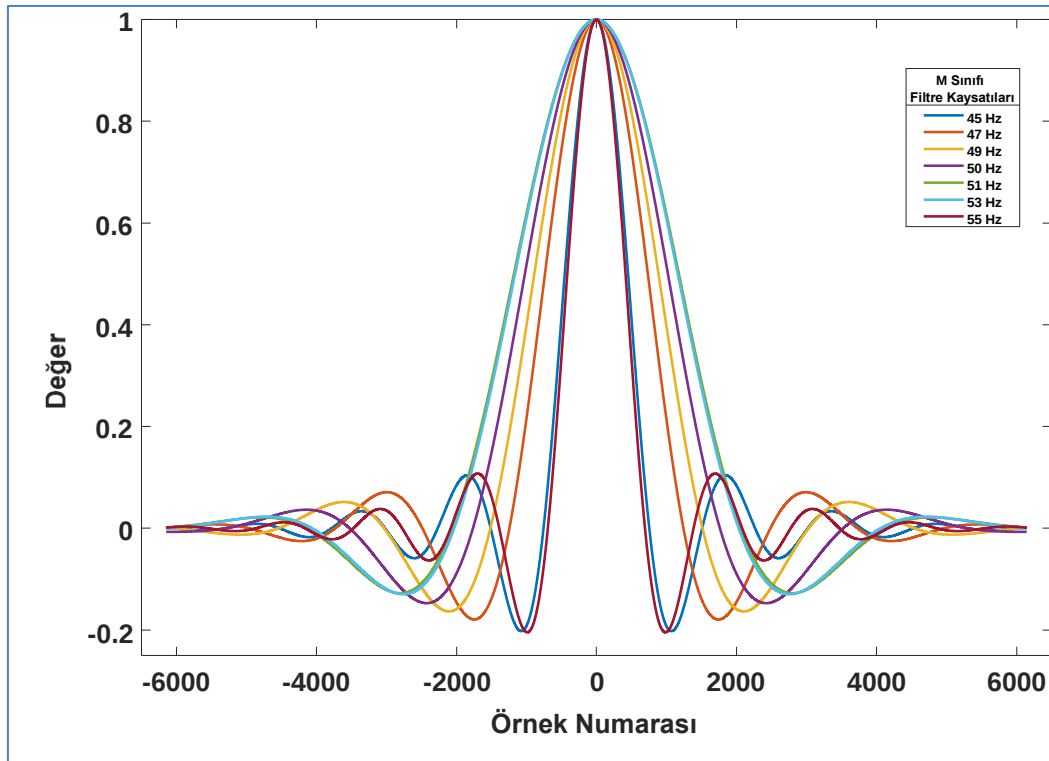
$W(0) = 1$ ($k = 0$ olduğu zaman $W = 0 / 0$ olmaması için süzgecin tepe noktasına 1 yerleştirilir.)

ifade etmektedir.

Gerçek güç sistemi frekansı ile normal frekans arasındaki sapmanın görece olarak küçük olduğu durumlarda ($\mathcal{E} < 1$ Hz), F_{fr} sabiti ile bir sonlu dürtü süzgeci kestiriminin doğruluğu üzerinde minimum etki ile kullanılabilir. Bununla birlikte güç sistem frekansı şebekede beklenmedik bir durum meydana geldiğinde 1 Hz'den daha fazla sapabilir. PMU'lar bu durumları yakalamak ve analiz etmek için kullanıldığından, zaman içinde değişen temel frekansta iyi performans gösteren filtre tasarımı kritik öneme sahiptir. Bunu başarmak için farklı güç sistem frekansları için optimal F_{fr} değerleri bu tez kapsamında yapılan çalışmada literatüre katkı olarak hesaplanmıştır.

F_{fr} değerleri bulunurken simülasyon ortamında bu değerler 0,0001 aralıklarla değiştirilerek en düşük TVE, FE ve RFE kombinasyonu elde edilene kadar devam etmiştir. 45Hz'den 55 Hz'e kadar olan 21 adet F_{fr} değerini bulabilmek için iş istasyonu bir bilgisayar 42 gün boyunca çalışmıştır. İş istasyonu, Intel(R) Xeon(R) CPU E5-2620 v3 @ 2,40 GHz 2,40 GHz iki adet işlemci, 64 GB RAM gibi özelliklere sahiptir.

Farklı frekanslar için elde edilen F_{fr} değerleri Şekil 4.5'de gösterilmektedir.

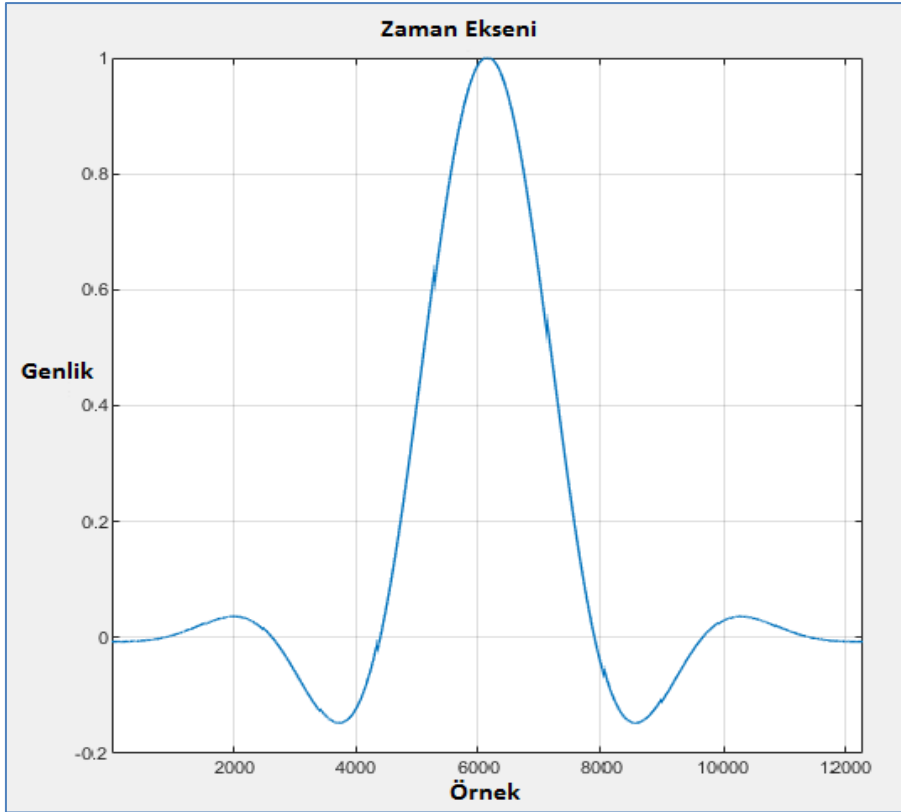


Şekil 4.5. Farklı frekanslar için elde edilen F_{fr} değerleriyle oluşturulan filtreler

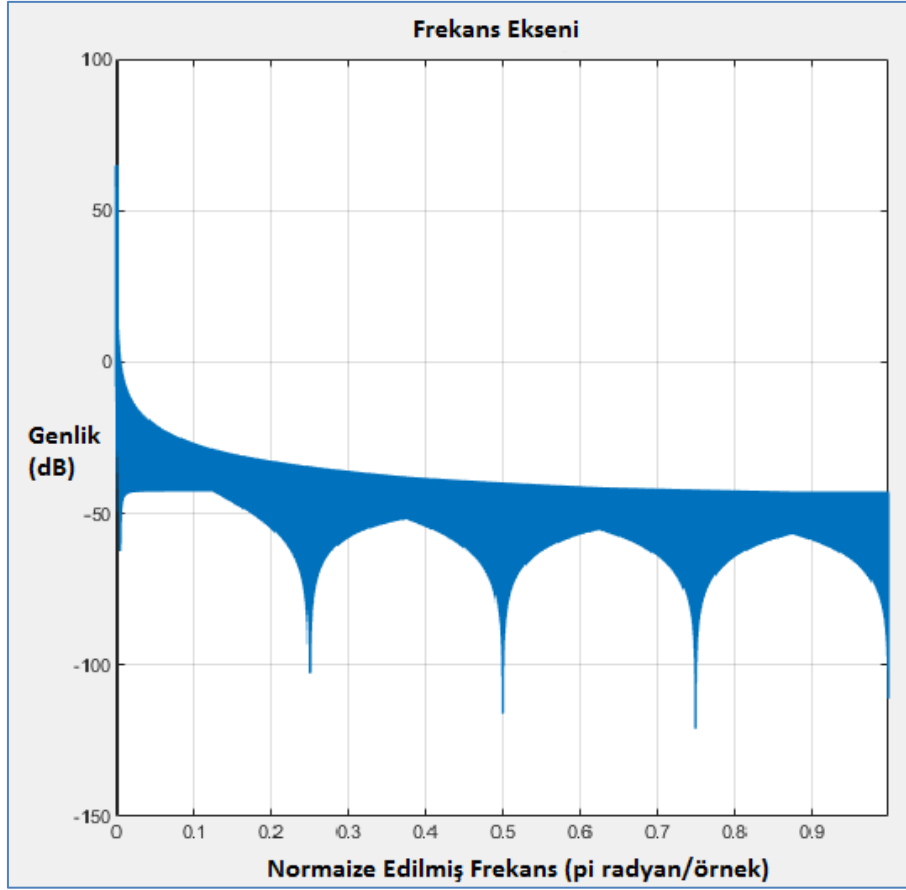
4.6. Senkrofazör, Frekans ve ROCOF Ölçümlerinin Tepki Zamanı ve Hassasiyetleri

Sinyallerde temel bileşenle birlikte diğer frekans bileşenleri de bulunduğunda, senkrofazörlerin, frekans ve ROCOF ölçümlerinin doğruluğu, referans filtre kazancı ve frekans tepkisinden doğrudan etkilenir. Özellikle, Nyquist frekansının dışındaki frekans bileşenlerinin (uygulanan raporlama oranının yarısı üzerindeki) azaltılması gerekmektedir. Bu önerilen yöntemde bu etkiler göz önüne alınarak filtre tasarımı yapılmıştır.

Şekil 4.6 ve Şekil 4.7 $F_s = 50$ fps raporlama oranında referans filtrenin frekans cevabını ortaya koymaktadır. Bu frekans tepkisi 50 Hz'deki F_{fr} değeri için yapılmıştır.



Şekil 4.6. Referans filtrenin zaman ekseninde gösterimi ($F_s = 50$ fps için)



Şekil 4.7. Referans filtrenin frekans ekseninde gösterimi ($F_s = 50$ fps için)

5.SİMÜLASYON VE TEST SONUÇLARI

PMU performans değerlendirmesi amacıyla IEEE Std. C37.118.1-2011 [5] ve değişiklik ile birlikte IEEE Std. C37.118.1a-2014 [6] senkrofazör standartları kullanılmaktadır. 2011'den bu yana standart PMU ölçüm çıkışlarını tanımlamakta ve belirli test durumlarında hata sınırlarını göstermektedir. Standart, kararlı durumlara ve dinamik koşullara uyum sağlamak adına ölçümlerin ve gereksinimlerin değerlendirilmesi için yöntemler belirlemektedir. Kararlı durum koşulları için, nominal olmayan frekans, harmonikler ve bant dışı bozulmaların olduğu durumlarda ve dinamik koşullar için genlik - faz modülasyonu, lineer frekans eğimi ve genlik - açı için adım değişiklik gereksinimleri verilmiştir.

Senkrofazör raporlama hızı, 50 Hz güç sistemleri için tipik olarak 10, 25 ve 50 okuma/saniyeye ve 60 Hz güç sistemleri için 10, 12, 15, 20, 30 ve 60 okuma/saniyeye eşittir. Literatürde, PMU uygulamasına uygun tekniklerin tanımlanmasına ve standardın şartlarına uymaya izin veren algoritmaların tasarımına özel önem verilmiştir.

Önerilen yöntemin sonuçlarının doğrulanması için, benzetim ortamında oluşturulan gerilim sinyallerinin fazör analizleri değerlendirilmiştir. IEEE Std. 37.118-2011 [5] ve IEEE Std. 37.118-2014 [6] standartlarında önerilen kararlı durumlar ve dinamik değişimler içeren gerilim sinyalleri benzetim ortamında oluşturularak, yine standartta önerilen sıklıklarda oluşturulan fazörler, FE, RFE ve TVE değerleri hesaplanmıştır.

Aksi belirtilmedikçe, her bir performans gereksinimi için TVE, FE ve RFE değerleri 5 saniye test süresi boyunca gözlemlenen ortalama, RMS veya maksimum değer olacaktır. Ayrıca örnekleme frekansı 51200 örnek/saniye ve normal sistem frekansı 50 Hz olarak kabul edilmektedir.

5.1. Kararlı Hal Uyumluluğu

Kararlı hal uyumu, sabit durum koşulları altında elde edilen senkrofazör, frekans ve ROCOF kestirimleri ile X_r , X_i , frekans ve ROCOF'un teorik değerlerinin karşılaştırılmasıyla doğrulanacaktır. Kararlı hal koşulları, test sinyalinin X_m , ω , ve ϕ ve diğer tüm etki miktarlarının ölçüm süresi boyunca sabitlendiği durumlardır.

5.1.1. Sabit frekans sapması

Farklı güç sistemi çalışma modları, frekansın nominal değerden (50 Hz veya 60 Hz) kaymasına neden olabilir. Ayrıca hatalar büyük frekans sapmalarına sebep olabilir.

Kararlı hal analizleri için, Eşitlik (3.1)'de tanımlanan sinyal, referans sinyal olarak alınmaktadır. Temel frekans 45 Hz ile 55 Hz arası 0,5 Hz aralıklarla değiştirilerek TVE, FE ve RFE değerleri incelenip Çizelge 5.1'deki limit değeri ile karşılaştırılmıştır. Bu değerler standartta önerildiği gibi M sınıfı için saniyede 50 kez ($T_0 = 20\text{ms}$) hesaplanmaktadır.

Çizelge 5.1. Sabit frekans sapması için kararlı hal TVE gereksinimleri

Etki Büyüklüğü	Referans Koşul	Aralık	Max TVE (%)	Maksimum Frekans Hatası (Hz)	Maksimum ROCOF Hatası (Hz)
Sinyal Frekans Aralığı- F_{sapma} (Test Uygulanan Nominal + Sapma: $f_0 \pm f_{\text{sapma}}$)	$F_{\text{nominal}} (f_0)$	$F_s < 10$ için ± 2.0 Hz $10 \leq F_s < 25$ için $\pm F_s/5$ $F_s \geq 25$ için ± 5.0 Hz	1	0,005	0,1 Hz/sn

Çizelge 5.2. Sabit frekans sapması için kararlı hal senkrofazör simülasyon sonuçları

Frekans (Hz)	TVE (A, B ve C kanalları - %)	FE (A, B ve C kanalları-Hz)	FE Pozitif Bileşen Kanalı (Hz)	RFE (A, B ve C kanalları-Hz/saniye)	RFE Pozitif Bileşen Kanalı-Hz/saniye)
45	0,3095	2e-5	1,2e-13	1,1e-3	1e-11
45,5	0,2694	3e-6	9e-14	1,4e-4	8e-12
46	0,15099	3,5e-6	8e-14	1,6e-4	7e-12
46,5	0,09689	3e-6	2e-14	1,2e-4	1,1e-11
47	0,39546	3e-6	5e-14	1e-4	3,5e-12
47,5	0,161	4e-4	3e-14	0,012	1,5e-12
48	0,1157	1,4e-5	3e-14	3e-4	1,4e-12
48,5	0,085	4e-5	3,5e-14	7e-4	1,8e-12
49	0,0674	6e-6	3,5e-14	7e-5	3e-12
49,5	0,012754	6e-8	3,5e-14	3,5e-7	1,8e-12
50	0,000045	2,5e-13	2e-14	9e-12	2e-12
50,5	0,00655	1,2e-6	3e-14	7e-6	1,5e-12
51	0,039	5e-5	2e-14	6,5e-4	1,5e-12
51,5	0,081	1e-4	3e-14	2e-3	1,5e-12
52	0,13	2,5-e4	3-e14	5,5e-3	1,5e-12
52,5	0,156	1,4e-4	2e-14	3,7e-3	1,5e-12
53	0,1625	6-e5	2,5e-14	2,2e-3	1,2e-12
53,5	0,4279	2,5-e5	4e-14	0,9e-3	2,8e-12
54	0,1177	7e-6	2e-14	3,5e-4	1,5e-12
54,5	0,273	2,5e-5	6e-14	1,5e-3	7e-12
55	0,26715	1,2e-5	8e-14	7e-4	6e-12

Frekans sapması için test sonuçları incelendiğinde TVE değerinin en fazla 53,5 Hz seviyesinde %0,4279 olduğu gözlemlenmiştir. Genellikle normal işletme koşullarında güç sistemlerinde frekans 49,8 Hz ile 50,2 Hz arasında salınmaktadır. Bu iki frekans arasında önerilen yöntemle elde edilen en yüksek TVE değeri %0,0106 bulunmuştur ki bu değer standartta verilen sınırların çok altındadır.

Temel frekans 45 Hz ile 55 Hz arası 0,5 Hz aralıklarla değiştirilerek frekans hatası ve ROCOF hatası değerleri incelenip Çizelge 5.1'deki limit değeri ile karşılaştırıldı.

Frekans sapması için test sonuçları incelendiğinde frekans hata değerinin en fazla 47,5 Hz seviyesinde $4e-4$ Hz ve pozitif bileşen kanalının frekans hata değerlerinin en fazla 45 Hz için $1,2e-13$ Hz seviyesinde olduğu gözlemlenmiştir. Genellikle normal işletme koşullarında güç sistemlerinde frekans 49,8 Hz ile 50,2 Hz arasında salınmaktadır. Bu iki frekans arasında önerilen yöntemle elde edilen en yüksek frekans hata değeri $1,023e-4$ Hz bulunmuştur. Bu değerler Çizelge 5.1'de belirtildiği gibi sınırların çok altındadır.

ROCOF sapması için test sonuçları incelendiğinde ROCOF hata değerinin en fazla 47,5 Hz seviyesinde 0,012 Hz/sn ve pozitif bileşen kanalının frekans hata değerleri en fazla 45 Hz için $1e-11$ Hz seviyesinde olduğu gözlemlenmiştir. Genellikle normal işletme koşullarında güç sistemlerinde frekans 49,8 Hz ile 50,2 Hz arasında salınmaktadır. Bu iki frekans arasında önerilen yöntemle elde edilen en yüksek ROCOF hata değeri $4,3e-4$ Hz/sn bulunmuştur. Bu değerler Çizelge 5.1'de belirtildiği gibi sınırların çok altındadır.

Çizelge 5.2'deki sonuçlar ayrı ayrı EK-1 Bölümü'ndeki Şekil 1.1 ile Şekil 1.105 arasında ayrıntılı olarak verilmiştir.

Kararlı hal testlerine genlik ve faz açısı testleri de dâhildir. Giriş sinyalinin gerilim genliği nominal gerilim değerinin %10'u ile %120'si arasında %1 artırılarak maksimum TVE değeri hesaplanmıştır. Ayrıca giriş sinyalinin faz açısı -180 dereceden 180 dereceye kadar 1 derece artırılarak maksimum TVE değeri hesaplanmıştır. Bu limit değerleri Çizelge 5.3'te yer almaktadır.

Çizelge 5.3. Sabit genlik ve faz açısı için kararlı hal TVE gereksinimleri

Etki Büyüklüğü	Referans Koşul	Aralık	Max TVE (%)
Sinyal Genliği (Gerilim)	Nominalin %100	Nominal %10-%200 arası	1
Faz Açısı (F_{test} 49,75 Hz; 50 Hz ve 50,25 Hz için)	$\pm\pi$	$\pm\pi$	1

Çizelge 5.4. Sabit genlik ve faz açısı için kararlı hal TVE simülasyon sonuçları

Frekans	Aralık	Maksimum TVE (%)
50 Hz A kanalı	Nominal %10-%200 arası	4,2818e-5
50 Hz B kanalı	Nominal %10-%200 arası	4,2545e-5
50 Hz C kanalı	Nominal %10-%200 arası	4,3089e-5
49,75 Hz A kanalı	$\pm\pi$	0,0000432
50 Hz A kanalı	$\pm\pi$	0.0135
50,25 Hz A kanalı	$\pm\pi$	0,0013

Genlik değişimine karşı TVE değer grafikleri incelendiğinde TVE değerinin en fazla %4,3089e-4 olduğu ve açı değişimine karşı TVE değer grafikleri incelendiğinde TVE değerinin en fazla %0,0135 olduğu görülmektedir. Çizelge 5.3'e göre TVE değerinin %1 olması gerekmektedir. Bu durumda algoritma ile bulunan TVE değeri limitin çok altında kalmıştır.

Çizelge 5.4'teki sonuçlar ayrı ayrı EK-1 Bölümü'ndeki Şekil 1.106 ile Şekil 1.111 arasında ayrıntılı olarak verilmiştir.

5.1.2. Kararlı halde harmonik bozulma

Çizelge 5.5. Harmonik bozulma için kararlı hal TVE, FE ve ROCOF gereksinimleri

Etki Büyüklüğü	Referans Koşul	Aralık	Maksimum TVE (%)	Maksimum Frekans Hatası (Hz)	Maksimum ROCOF Hatası (Hz)
Harmonik bozulma	< 0.2% (THD)	2. harmonikten 50. harmoniğe kadar nominal gerilim değerinin %10'u kadar	1	0,025	7,85 Hz/sn

Çizelge 5.6. Harmonik bozulma için kararlı hal TVE, FE ve RFE simülasyon sonuçları

Harmonik Bozulma Testi	TVE (A, B, C ve pozitif bileşen kanalları - %)	FE (A, B ve C kanalları- Hz)	FE Pozitif Bileşen Kanalı (Hz)	RFE (A, B ve C kanalları- Hz/saniye)	RFE (Pozitif Bileşen Kanalı- (Hz/saniye)
Simülasyon Sonuçları	4,25e-5	2,5e--13	2-e14	9e-12	2,5e-12

Harmonik testi için TVE değeri %4,25e-5, frekans hata değeri 2,5e-13 Hz, pozitif bileşen kanalı için frekans hata değeri 2e-14 Hz, ROCOF hata değeri 9e-12 Hz/sn, ve pozitif bileşen kanalı için ROCOF hata değeri 2,5e-12 Hz/saniye bulunmuştur. Çizelge 5.5 incelendiğinde TVE, frekans hata ve ROCOF hata değerleri limitin çok altında olduğu gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.6'daki sonuçlar ayrı ayrı EK-1 Bölümü'ndeki Şekil 1.112 ile Şekil 1.116 arasında ayrıntılı olarak verilmiştir.

5.1.3. Kararlı halde bant dışı bozulma

Çizelge 5.7. Bant dışı bozulma için kararlı hal TVE, FE ve ROCOF gereksinimleri

Etki Büyüklüğü	Referans Koşul	Aralık	Maksimum TVE (%)	Maksimum Frekans Hatası (Hz)	Maksimum ROCOF Hatası (Hz)
Bant dışı bozulma	< 0.2% Giriş Sinyali Gerilim	25 Hz ve 75 Hz'de giriş sinyali geriliminin %10'u kadar	1,3	0,01	1,57 Hz/sn

Çizelge 5.8. Bant dışı bozulma için kararlı hal TVE, FE ve ROCOF gereksinimleri

Bant Dışı Bozulma Testleri	TVE (A, B, C ve pozitif bileşen kanalları - %)	FE (A, B ve C kanalları-Hz)	FE Pozitif Bileşen Kanalı (Hz)	RFE (A, B ve C kanalları-Hz/saniye)	RFE (Pozitif Bileşen Kanalı-Hz/saniye)
25 Hz	7e-3	11e-4	2,1-e14	0,11	1,8e-12
75 Hz	7e-3	11e-4	2,1-e14	0,11	2,1e-12

Bant dışı bozulma testlerinin sonuçları incelendiğinde TVE değerini %0,007; frekans hatasını 11e-4 Hz ve ROCOF hatasını 0,11 Hz/saniye bulunmuştur. Bu değerlerin Çizelge 5.7'de ifade edilen limit değerlerinin altında olduğu gösterilmiştir.

Çizelge 5.8'deki sonuçlar ayrı ayrı EK-1 Bölümü'ndeki Şekil 1.117 ile Şekil 1.126 arasında ayrıntılı olarak verilmiştir.

5.2. Dinamik Uyumluluk – Ölçüm Bant Aralığı

Modülasyon testi, güç salınımı sırasında meydana gelen sinyalin genliği ve faz açısındaki değişiklikleri yansıtmak için uygulanır. Böyle bir test, sinüzoidal genlik ve faz modülasyonlu sinyallerin PMU'lara ayrı ayrı uygulayarak gerçekleştirilir. Bu sinyaller

dengeli 3 fazlı olarak temsil edilmektedir. Matematiksel olarak giriş sinyalleri Eşitlik (5.1) ile gösterilebilir:

$$\begin{aligned} X_a &= X_m [1 + k_x \cos(\omega t)] * \cos[\omega_0 t + k_a \cos(\omega t - \pi)] \\ X_b &= X_m [1 + k_x \cos(\omega t)] * \cos[\omega_0 t - 2\pi/3 + k_a \cos(\omega t - \pi)] \\ X_c &= X_m [1 + k_x \cos(\omega t)] * \cos[\omega_0 t + 2\pi/3 + k_a \cos(\omega t - \pi)] \end{aligned} \quad (5.1)$$

Bu eşitlik;

X_a, X_b ve X_c = A, B ve C faz sinyallerini,

X_m = sinyalin genliğini,

ω_0 = nominal güç sistemi frekansını ($\omega_0 = 2\pi 50$),

ω = modülasyon frekansını (*radyan*, $\omega = 2\pi f_m$),

f_m = modülasyon frekansını (*Hz*, $f_m = \omega/2\pi$),

k_x = genlik modülasyon faktörünü,

k_a = faz açısı modülasyon faktörünü

ifade etmektedir.

Raporlama zaman etiketi $t = nT$ (n zaman indisi ve T fazör raporlama aralığı) olmak şartıyla fazör olarak:

$$X(nT) = \{X_m/\sqrt{2}\} [1 + k_x \cos(2\pi f_m nT)] \angle \{k_a \cos(2\pi f_m nT - \pi)\} \quad (5.2)$$

şeklinde yazılabilir. Bu durumda, gerçek frekans, ROCOF ve TVE'nin gerçek ve sanal kısımları Eşitlik (5.3-5.4), Eşitlik (5.5-5.6) ve Eşitlik (5.7-5.8)'e göre hesaplanmaktadır.

$$f(nT) = f_0 - k_a (f_m) \sin(2\pi f_m nT - \pi) \quad (5.3)$$

$$f(t) = f_0 - k_a (f_m) \sin(2\pi f_m (t - \frac{\Delta t}{2}) - \pi) \quad (5.4)$$

$$ROCOF(nT) = d[f(nT)]/dt = -k_a (2\pi f_m^2) \cos(2\pi f_m nT - \pi) \quad (5.5)$$

$$ROCOF(t) = d[f(t)]/dt = -k_a (2\pi f_m^2) \cos(2\pi f_m (t - \Delta t) - \pi) \quad (5.6)$$

$$\text{Teorik } X_r(t) = X_m [1 + k_x \cos(2\pi f_m t)] \cos[k_a \cos(2\pi f_m t - \pi)] \quad (5.7)$$

$$\text{Teorik } X_i(t) = X_m [1 + k_x \cos(2\pi f_m t)] \sin[k_a \cos(2\pi f_m t - \pi)] \quad (5.8)$$

Bant aralığı testinde genlik ve faz modülasyonlarına karşılık gelen IEEE Std. C.37.118 standardında yer alan TVE, FE ve RFE limit değerleri Çizelge 5.9'da gösterilmektedir.

Çizelge 5.9. Modülasyon testinde TVE, FE ve RFE gereksinimleri

Modülasyon seviyesi	Referans Koşul	Aralık	Maksimum TVE (%)	Maksimum Frekans Hatası (FE) (Hz)	Maksimum ROCOF Hatası (RFE) (Hz/sn)
$k_x = \pm 0,1$ $k_a = 0$	F_{nominal} değerinde giriş geriliminin %100'ü kadar	Modülasyon frekansı 0.1 Hz'den %5'e kadar	3	0,3	14
$k_x = 0$, $k_a = \pm 0,1$	F_{nominal} değerinde giriş geriliminin %100'ü kadar	Modülasyon frekansı 0.1 Hz'den %'e kadar	3	0.3	14

Genlik modülasyon testinde, giriş sinyalinin frekansı 50 Hz'e eşittir, ancak genlik $0,1 * \cos(2\pi f_m t)$ şeklinde salınır. Genlik modülasyonu, nominal gerilim genliğinin %10'u kadar ve f_m modülasyon frekansı, 0,1 Hz'lik bir adımla 0,1 Hz'den 5 Hz'ye değişir. Faz modülasyon testinde, giriş sinyalinin frekansı 50 Hz'ye eşittir, ancak faz $0,1 * \cos(2\pi f_m t - \pi)$ şeklinde salınır. Faz modülasyonu, nominal gerilim fazının % 10'u kadar ve f_m modülasyon frekansı, 0,1 Hz'lik bir adımla 0,1 Hz'den 5 Hz'ye yükselir.

Modülasyon testleri, Çizelge 5.9'da belirtilen frekans aralıklarında ω , k_x ve k_a ile yapılmıştır. Modülasyon frekansı, tabloda belirtilen aralığa göre 0,2 Hz veya daha küçük adımlarla değişecektir. Testlerde daha iyi analiz edebilmek için 0,1 Hz değişikliklerle test edilmiştir.

Çizelge 5.10. Modülasyon testinde TVE, FE ve RFE simülasyon sonuçları

Modülasyon seviyesi	TVE (A, B ve C kanalları - %)	FE (A, B ve C kanalları- Hz)	FE Pozitif Bileşen Kanalı (Hz)	RFE (A, B ve C kanalları- Hz/saniye)	RFE (Pozitif Bileşen Kanalı- (Hz/saniye)
$k_x = 0,1$	0,021	2,1e-4	8,5-e14	6e-3	2,9e-12
$k_x = -0,1$	0,021	2,1e-4	8,5-e14	6e-3	3,2e-12
$k_a = 0,1$	0,07	0,0098	0,0098	0,7	0,7
$k_a = -0,1$	0,07	0,0098	0,0098	0,7	0,7

Pozitif genlik faktörü ve negatif genlik faktörü ile test edilen TVE, frekans hata ve ROCOF hata testlerinin sonuçları aynı çıkmaktadır. Aynı durum aç faktörü için de geçerlidir. Genlik modülasyonunda en yüksek TVE değeri %0,021, frekans hata değeri 2,1e-4 Hz ve ROCOF hata değeri 6e-3 Hz/sn bulunmuştur. Aç modülasyonu testinde ise en yüksek TVE değeri %0,07, frekans hata değeri 0,0098 Hz ve ROCOF hata değeri 0,7 Hz/saniye bulunmuştur. Çizelge 5.9 incelendiğinde sonuçlar limitlerin çok altında olduğu gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.10'daki sonuçlar ayrı ayrı EK-2 Bölümü'ndeki Şekil 2.1 ile Şekil 2.16 arasında ayrıntılı olarak verilmiştir.

Modülasyon frekansı (f_m) arttıkça, ölçüm hatalarının sürekli arttığı görülmektedir. Bunun nedeni, sinyalin veri penceresinde daha hızlı değişmesidir. Bununla birlikte, önerilen algoritma standarttaki hata limitleriyle karşılaştırıldığında dinamik izleme yeteneği göstermektedir.

5.3. Dinamik Uyumluluk – Frekans Eğim Performansı

Birçok durumda, sistem frekansı, yük - üretim dengesizlikleri ve arızalarındaki değişiklikler nedeniyle sürekli değişmektedir. Sistem frekansı değişimi sırasındaki ölçüm performansı, dengeli üç fazlı giriş sinyalleri olarak uygulanan sistem frekansının doğrusal eğimi ile test edilmiştir. Matematiksel olarak giriş sinyalleri Eşitlik (5.9) ile gösterilmektedir:

$$\begin{aligned}
X_a &= X_m \cos [\omega_0 t + \pi R_f t^2] \\
X_b &= X_m \cos [\omega_0 t - 2\pi/3 + \pi R_f t^2] \\
X_c &= X_m \cos [\omega_0 t + 2\pi/3 + \pi R_f t^2]
\end{aligned} \tag{5.9}$$

Bu eşitliklerde;

X_m = sinyalin genliğini,

ω_0 = nominal güç sistemi frekansını ($\omega_0 = 2\pi 50$),

R_f = frekans eğim oranını (Hz/sn)

ifade etmektedir.

Raporlama zaman etiketi $t = nT$ (n zaman indisi ve T fazör raporlama aralığı) olmak şartıyla fazör olarak,

$$X(nT) = \{X_m/\sqrt{2}\} \angle \{\pi R_f (nT)^2\} \tag{5.10}$$

şeklinde yazılabilir. Bu durumda, gerçek frekans Eşitlik (5.11-5.12)'ye, ROCOF Eşitlik (5.13)'e, ve teorik değerler Eşitlik (5.14-5.15)'e göre hesaplanmaktadır.

$$f(nT) = f_0 + R_f(nT) \tag{5.11}$$

$$f(t) = f_0 + R_f(t - \frac{\Delta t}{2}) \tag{5.12}$$

$$ROCOF(nT) = R_f \tag{5.13}$$

$$\text{Teorik } X_r(t) = X_m \cos[\cos(2\pi f_0 t + \pi R_f(t)^2)] \tag{5.14}$$

$$\text{Teorik } X_i(t) = X_m \sin[\cos(2\pi f_0 t + \pi R_f(t)^2)] \tag{5.15}$$

Frekans eğim testinde genlik ve faz modülasyonlarına karşılık gelen IEEE Std. C.37.118 standardında yer alan TVE, FE ve RFE limit değerleri Çizelge 5.11'de gösterilmektedir.

Çizelge 5.11. Frekans eğim testinde TVE, FE ve RFE gereksinimleri

Test Sinyali	Referans Koşul	Eğim Oranı (R_f) (Pozitif ve Negatif Eğitim)	Aralık	Maksimum TVE (%)	Maksimum Frekans Hatası (FE) (Hz)	Maksimum ROCOF Hatası (RFE) (Hz/sn)
Lineer Frekans Eğimi	Giriş geriliminin %100'ü kadar	± 1 Hz/sn	± 5 Hz	1%	0,01	0,2

Frekans eğim testi, sinyalin temel frekansının 1 Hz/sn hızında 45 Hz'den 55 Hz'ye veya -1 Hz/sn hızında 55 Hz'den 45 Hz'ye değiştiği sabit frekans sapma testinden farklı bir güç sisteminde meydana gelen frekans değişimlerini test etmeyi amaçlar.

Eğim testi, frekansı aralığı, eğim oranı, ölçüm dışlama aralığı ve ölçüm hata limitleri Çizelge 5.11'de gösterilmiştir. Frekans aralığı, kararlı durum frekans testinde, Çizelge 5.1'de belirtilenlerle aynıdır. Ölçümler dışlama aralığında yapılan ölçüm uyumu belirlenirken kullanılmayacaktır. Dışlama aralığı, eğimin kalkmasından sonra veya eğimin bir frekans aralığı sınırına veya ROCOF'un değiştiği bir noktaya ulaşmasından önceki zaman aralığıdır. Bu dışlama, frekansın filtre geçiş bandının dışında olduğu hataları veya PMU'nun ROCOF değişikliklerine yanıtını içeren sinyallerin neden olduğu ölçüm hatalarını önlemek için sağlanmıştır. Hem pozitif hem de negatif eğimler Çizelge 5.11'de belirtilen eğim aralığı sınırlarında başlamalı ve bitmelidir.

Dışlama aralığı, fazörün kestirim edildiği zaman penceresine dayanır. Eğim doğrusal olduğundan, zaman dışlama aralığı doğrudan bir frekans aralığına karşılık gelir. $F_{dışlama}$ frekans aralığı (5.16)'da olduğu gibi hesaplanabilir:

$$F_{dışlama} = R_f * n / F_s \quad (5.16)$$

Bu eşitlik;

$n = 7$ (M sınıfı),

R_f = eğim oranı,

F_s = raporlama oranını

ifade etmektedir.

Verilin eğim oranı $R_f = 1$ Hz/sn için, $F_{dışlama} = n/F_s$ 0,14 olarak hesaplanmaktadır.

Örnek olarak, sistem frekansı 50 Hz, raporlama hızı $F_s = 50$ fps ve verilen 1 Hz/sn eğim oranı olan bir durum dikkate alındığında M sınıfı için, frekans aralığı ± 5 Hz'dir ve dışlama aralığı $7/F_s = 0,14$ sn'dir. Yani $F_{dışlama} = 0,14$ Hz'dir. Pozitif eğim testi 45 Hz'de başlamalı ve 55 Hz'ye kadar eğimde çalışmalıdır. Ölçümler, 45,14 Hz altındaki ve 54,86 Hz'nin üstündeki frekanslarda ihmal edilecektir. Eksi eğim testi, 55 Hz'de başlamalı ve değerlendirmedeki aynı frekanslar (54,86 Hz ve 45,14 Hz) hariç, 45 Hz'ye düşürülmelidir.

Çizelge 5.12. Frekans eğim testinde TVE, FE ve RFE gereksinimleri

Lineer Frekans Eğimi	TVE (A, B, C ve pozitif bileşen kanalları - %)	FE (A, B, C ve pozitif bileşen kanalları - Hz)	RFE (A, B, C ve pozitif bileşen kanalları -Hz/saniye)
$R_f = 1$	0,43	1,8e-3	0,14
$R_f = -1$	0,44	2e-3	0,1

Pozitif frekans eğim testinde TVE değeri %0,43, frekans hata değeri 0,0018 Hz ve ROCOF hata değeri 0,14 Hz/sn olarak bulunmuştur. Negatif frekans eğim testinde ise TVE değeri %0,44, frekans hata değeri 0,002 Hz ve ROCOF hata değeri 0,1 Hz/sn olarak bulunmuştur. Çizelge 5.11'e göre test sonuçları limit değerlerinin altında kalmıştır.

Çizelge 5.12'deki sonuçlar ayrı ayrı EK-3 Bölümü'ndeki Şekil 3.1 ile Şekil 3.6 arasında ayrıntılı olarak verilmiştir.

5.4. Dinamik Uyumluluk – Genlik ve Fazda Adım Değişiklik Performansı

Adım testi, PMU'nun güç sistemlerinde hatalar veya anahtarlama işlemlerinden kaynaklanan ani bir giriş değişikliğinin tepkisini incelemek için tasarlanmıştır. Genlik ve fazdaki basamak değişiklikleri sırasındaki performans, dengeli üç fazlı giriş sinyallerine dengeli üç fazlı adım değişiklikleri uygulanarak belirlenmiştir. Bu test Eşitlik (5.17)'de matematiksel olarak gösterilmektedir:

$$\begin{aligned}
X_a &= X_m [1 + k_x f_1(t)] \times \cos [\omega_0 t + k_a f_1(t)] \\
X_b &= X_m [1 + k_x f_1(t)] \times \cos [\omega_0 t - 2\pi/3 + k_a f_1(t)] \\
X_c &= X_m [1 + k_x f_1(t)] \times \cos [\omega_0 t + 2\pi/3 + k_a f_1(t)]
\end{aligned} \tag{5.17}$$

Bu eşitlikler;

X_m = sinyal genliğini,

ω_0 = nominal güç sistemi frekansını ($\omega_0 = 2\pi 50$),

f_1 = birim adım fonksiyonunu,

k_x = genlik adım boyunu,

k_a = faz açısı adım boyunu

ifade etmektedir.

Raporlama zaman etiketi $t = nT$ (n zaman indisi ve T fazör raporlama aralığı) olmak şartıyla fazör olarak:

$$X(nT) = \{X_m/\sqrt{2}\} [1 + k_x f_1(nT)] \angle \{k_a f_1(nT)\} \tag{5.18}$$

şeklinde yazılabilir. Bu durumda, gerçek frekans Eşitlik (5.19)'a, ROCOF Eşitlik (5.20)'ye, ve teorik değerler Eşitlik (5.21-5.22)'e göre hesaplanmaktadır.

$$f(t) = 0 \tag{5.19}$$

$$ROCOF(t) = 0 \tag{5.20}$$

$$\text{Teorik } X_r(t) = X_m [1 + k_x f_1(nT)] \cos[(2\pi f_0 t k_a f_1(t)] \tag{5.21}$$

$$\text{Teorik } X_i(t) = X_m [1 + k_x f_1(nT)] \sin[(2\pi f_0 t k_a f_1(t)] \tag{5.22}$$

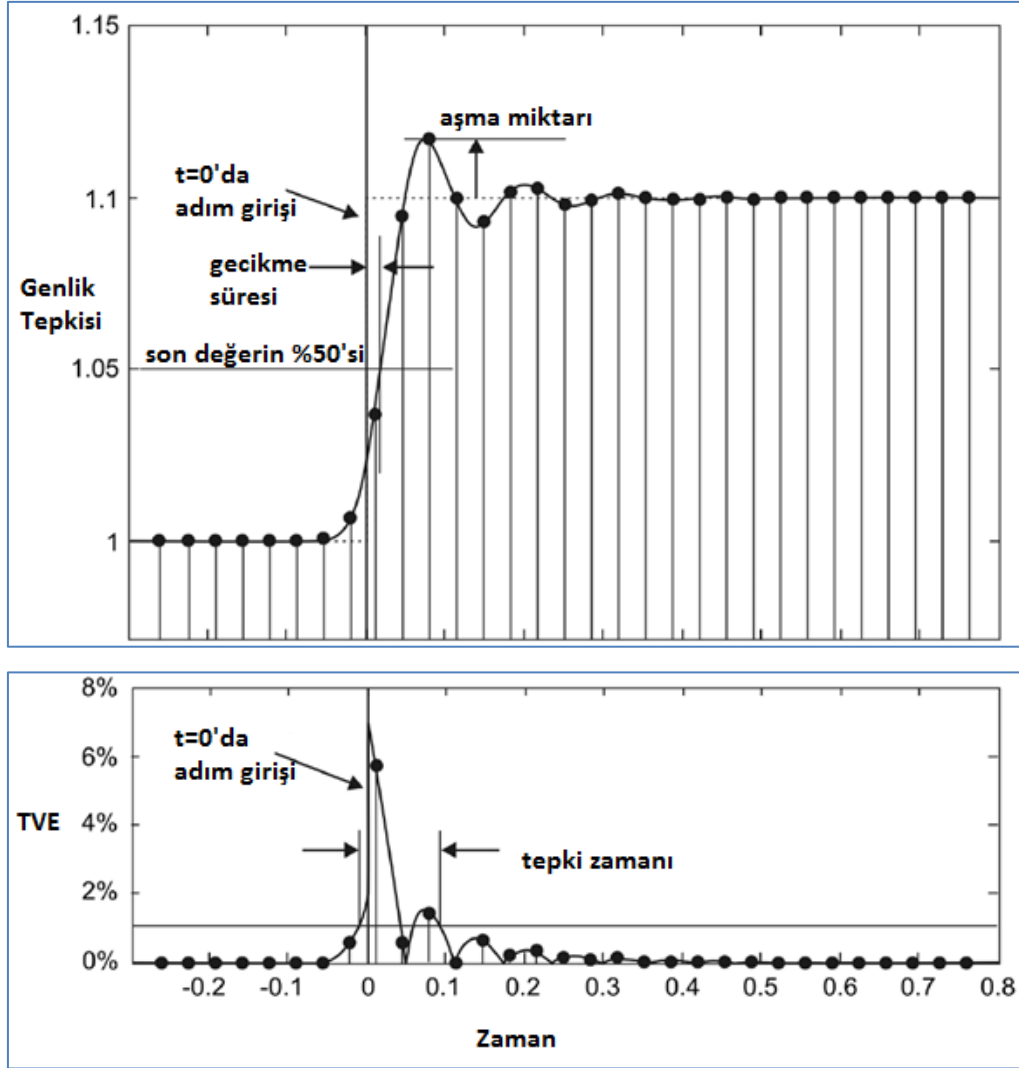
Bu test, tepki süresini, gecikme süresini ve ölçümdeki azami aşmayı belirlemek için kullanılan iki kararlı durum arasında bir geçiştir. Çizelge 5.13 ve Çizelge 5.14'te belirtilen parametrelere sahip adım fonksiyonları uygulanmış ve ölçümler bu çizelgelerdeki gereksinimleri karşılamaktadır.

Tepki süresi ve gecikme süresi Bölüm 3.4.3'te tanımlanmıştır. Tepki süresini belirlemek için Çizelge 5.1 ve Çizelge 5.5'ten itibaren sabit hal hata limitleri kullanılmıştır. Bu sınırlar %1

TVE, 0,005 Hz FE ve 0,1 Hz/sn RFE değerlerine sahiptir. Gecikme süresi, kademeli parametrenin başlangıç ve bitiş sabit durum değerleri arasında bulunan bir değere ulaştığı zaman tarafından belirlenmektedir.

Bu eşdeğer zaman örnekleme yaklaşımı gerekli ölçüm çözünürlüğünü sağlayabilmektedir. Aslında, bu teknik bir eğriyi doldurmak için ölçümdeki noktaları türetmek için adım zamanını hareket ettirmektedir. PMU ölçüm raporları UTC'ye göre zaman içerisinde sabit noktalardadır, bu nedenle adımların taşınması, raporlama aralığının bir kısmında, ölçüm eğrisi üzerinde farklı noktalarda raporlar vermektedir. Bu ölçümler, raporlama aralığından daha az bir zaman çözünürlüğü ile adım tepki sonucu verecek şekilde birleştirilmektedir. Bu teknik $f_1(t)$ birim adım fonksiyonunda t adım zamanı ile raporlama zamanlarından biri arasındaki ilişkiyi kontrol etmektedir. Birim adım fonksiyon süresi, bir adım testi için raporlama zamanından düşecek şekilde ayarlanmaktadır. Raporlama zamanından sonra raporlama aralığının fonksiyonlarına düşen birim adım fonksiyon zamanları ile art arda adım testleri yapılmaktadır. Bu nedenle, eğer t_r genel bir raporlama zamanı ise, T raporlama aralığı, n yapılacak olan test sayısı ve bir test $f_1(t_r)$ olarak ifade edilir. Bir sonraki test $f_1(t_r + T/n)$ ile yapılır ve iki sonraki $f_1(t_r + 2T/n)$ ile yapılır ve nt testi bir $f_1(t_r + (n-1)T/n)$ ile yapılarak devam etmektedir. Elde edilen ölçüm noktaları, bütün adımların aynı noktada hizalayarak ve ölçümleri adımdan karşılık gelen uzaklıkla birleştirerek bir araya getirmektedir. Bu, T/n zaman çözünürlüğü ile eşdeğer bir ölçüm adım tepkisi vermektedir. Genel olarak, PMU tepki süresinin, gecikme süresinin ve aşma yüzdesinin doğru bir ölçümü $n = 32$ ile yapılabilir.

Şekil 5.1 incelendiğinde rapor edilen değerler dikey bir çizgideki noktalar tarafından temsil edilmektedir. Sürekli tepki çizgisi yukarıda açıklanan eşdeğer zaman örneklemesi ile belirlenecektir. Bu şekilde tepki süresi, gecikme süresi ve aşma ölçümleri gösterilmektedir. Tepki süresi hata ölçümünden belirlenmektedir. Gecikme ve aşma parametrenin eğrisi tarafından belirlenmektedir. Maksimum aşma değeri son değer altında veya üstünde olabilmekte ve gecikme süresi pozitif veya negatif olabilmektedir.



Şekil 5.1. Genlik adımı kullanılarak adım değişim ölçüm örneği

Bu test kapsamında senkrofazör performans gereksinimleri Çizelge 5.13 ve Çizelge 5.14'te gösterilmiştir.

Çizelge 5.13. Adım değişimi testinde senkrofazör performans gereksinimleri

Adım Değişimi Özellikleri	Referans Koşul	Tepki Süresi (sn)	Gecikme Süresinin Mutlak Değeri (sn)	Azami Aşma/Düşme
Genlik = % ± 10 $k_x = \pm 0,1$, $k_a = \pm 0$	Adımın başlamasında ve bitişinde bütün test koşulları nominal	$7/F_s$	$1/(4 \cdot F_s)$	Genlik Adımının %10'u kadar
Faz açısı = % $\pm 10^\circ$ $k_x = \pm 0$, $k_a = \pm \pi/18$	Adımın başlamasında ve bitişinde bütün test koşulları nominal	$7/F_s$	$1/(4 \cdot F_s)$	Açı Adımının %10'u kadar

Çizelge 5.14. Adım değişimi testinde frekans ve ROCOF performans gereksinimleri

Adım Değişimi Özellikleri	Referans Koşul	Frekans Tepki Süresi (sn)	ROCOF Tepki Süresi (sn)
Genlik = % ± 10 $k_x = \pm 0,1$, $k_a = \pm 0$	Adımın başlamasında ve bitişinde bütün test koşulları nominal	$14/F_s$ veya $14/F_0$ büyük olanı	$14/F_s$ veya $14/F_0$ büyük olanı
Faz açısı = % $\pm 10^\circ$ $k_x = \pm 0$, $k_a = \pm \pi/18$	Adımın başlamasında ve bitişinde bütün test koşulları nominal	$14/F_s$ veya $14/F_0$ büyük olanı	$14/F_s$ veya $14/F_0$ büyük olanı

Çizelge 5.13 ve Çizelge 5.14 IEEE Std. C37.118 [6] standardındaki gereksinimlerden türetildiği için bazı gereksinimlerde F_0 (nominal frekans 50 Hz) veya F_s (raporlama sayısı) gibi değerler yer almaktadır. Algoritmanın test edilmesi kapsamında bu iki değer 50 olarak kabul edildiği için tepki süresi 0,14 sn, gecikme süresi 0,005 sn, frekans tepki süresi 0,28 sn ve ROCOF tepki süresi 0,28 sn olarak referans alınmıştır.

Simülasyon sonuçları Çizelge 5.15, Çizelge 5.16, Çizelge 5.17, Çizelge 5.18 ve Çizelge 5.19'da gösterilmiştir.

Çizelge 5.15. Adım değişimi testinde TVE tepki süresi simülasyon sonuçları

Adım Değişimi Özellikleri	A kanalı (saniye)	B kanalı (saniye)	C kanalı (saniye)
Genlik = % +10 $k_x = +0,1$, $k_a = 0$	0,0325	0,030625	0,030625
Genlik = % -10 $k_x = -0,1$, $k_a = 0$	0,034375	0,03125	0,03125
Faz açısı = % 10° $k_a = 0$, $k_x = +\pi/18$	0,08875	0,08875	0,085625
Faz açısı = % 10° $k_a = 0$, $k_x = -\pi/18$	0,0875	0,0875	0,084375

Çizelge 5.16. Adım değişimi testinde gecikme süresi simülasyon sonuçları

Adım Değişimi Özellikleri	A kanalı (saniye)	B kanalı (saniye)	C kanalı (saniye)
Genlik = % +10 $k_x = +0,1$, $k_a = 0$	0	0,000125	0,00125
Genlik = % -10 $k_x = -0,1$, $k_a = 0$	0	0,000125	0,000125
Faz açısı = % 10° $k_a = 0$, $k_x = +\pi/18$	0,00125	0,000625	0,00125
Faz açısı = % 10° $k_a = 0$, $k_x = -\pi/18$	0,00125	0,00125	0,000625

Çizelge 5.17. Adım değişimi testinde azami genlik değişim simülasyon sonuçları

Adım Değişimi Özellikleri	A kanalı (%)	B kanalı (%)	C kanalı (%)
Genlik = % +10 $k_x = +0,1$, $k_a = 0$	0,7	0,7	0,7
Genlik = % -10 $k_x = -0,1$, $k_a = 0$	0,73	0,69	0,71
Faz açısı = % 10° $k_a = 0$, $k_x = +\pi/18$	0,6	0,62	0,6
Faz açısı = % 10° $k_a = 0$, $k_x = -\pi/18$	0,7	0,63	0,7

Çizelge 5.18. Adım değişimi testinde frekans tepki süresi simülasyon sonuçları

Adım Değişimi Özellikleri	A kanalı (saniye)	B kanalı (saniye)	C kanalı (saniye)
Genlik = % +10 $k_x = +0,1$, $k_a = 0$	0,12625	0,130625	0,126875
Genlik = % -10 $k_x = -0,1$, $k_a = 0$	0,131875	0,13125	0,131875
Faz açısı = % 10° $k_a = 0$, $k_x = +\pi/18$	0,199375	0,200625	0,200625
Faz açısı = % 10° $k_a = 0$, $k_x = -\pi/18$	0,2	0,200625	0,2

Çizelge 5.19. Adım değişimi testinde ROCOF tepki süresi simülasyon sonuçları

Adım Değişimi Özellikleri	A kanalı (saniye)	B kanalı (saniye)	C kanalı (saniye)
Genlik = % +10 $k_x = +0,1$, $k_a = 0$	0,17375	0,193125	0,1775
Genlik = % -10 $k_x = -0,1$, $k_a = 0$	0,17375	0,1975	0,1775
Faz açısı = % 10° $k_a = 0$, $k_x = +\pi/18$	0,268125	0,266875	0,266875
Faz açısı = % 10° $k_a = 0$, $k_x = -\pi/18$	0,266875	0,266875	0,266875

Pozitif genlik adım testinde A, B ve C kanallarının sonuçları incelendiğinde maksimum TVE tepki süresi 0,0325 sn, gecikme süresinin mutlak değeri 0,00125 sn, azami genlik değişimi %0,7; frekans tepki süresi 0,13625 sn ve ROCOF tepki süresi 0,193125 sn olarak bulunmuştur.

Negatif genlik adım testinde A, B ve C kanallarının sonuçları incelendiğinde maksimum TVE tepki süresi 0,034375 sn, gecikme süresinin mutlak değeri 0,00125 sn, azami genlik değişimi %0,73; frekans tepki süresi 0,131875 sn ve ROCOF tepki süresi 0,1975 sn olarak bulunmuştur.

Pozitif açı adım testinde A, B ve C kanallarının sonuçları incelendiğinde maksimum TVE tepki süresi 0,08875 sn, gecikme süresinin mutlak değeri 0,00125 sn, azami açı değişimi 0,62 derece frekans tepki süresi 0,200625 sn ve ROCOF tepki süresi 0,266875 sn olarak bulunmuştur.

Negatif açı adım testinde A, B ve C kanallarının sonuçları incelendiğinde maksimum TVE tepki süresi 0,0875 sn, gecikme süresinin mutlak değeri 0,00125 sn, azami açı değişimi 0,7 derece, frekans tepki süresi 0,200625 sn ve ROCOF tepki süresi 0,266875 sn olarak bulunmuştur.

Adım test sonuçları, Çizelge 5.13 ve Çizelge 5.14'te belirtilen limitlerin altında kaldığı gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.15, Çizelge 5.16, Çizelge 5.17, Çizelge 5.18 ve Çizelge 5.19'daki sonuçlar ayrı ayrı EK-4 Bölümü'ndeki Şekil 4.1 ile Şekil 4.60 arasında ayrıntılı olarak verilmiştir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

6.1. Sonuç/Değerlendirme

M sınıfı için standart olarak getirilen zorunlu gereksinimlere uymak amacıyla güç sistemlerindeki senkrofazörleri, frekansları ve ROCOF'yi ölçmek için özgün bir PMU tasarımı önerilmiştir. Bu tezde özel olarak, fazör kestirim doğruluğu ve dinamik koşulların analizi ve optimizasyonu üzerinde durulmuştur. Bu nedenle algoritmada, frekansa göre belirlenen dinamik katsayılı filtreler kullanılmıştır. Bu tez, düşük maliyetli işlemci platformları üzerinde uygulanmaya uygun PMU'lar için bir kestirim algoritması sunmaktadır. Düşük hesaplama yükü sayesinde iyi harmonik toleransı, basitlik ve donanıma kolay uygulanabilir algoritma yeni bir yaklaşımdır. Dördün genlik modülasyon algoritmasının performansı, PMU standartlarındaki farklı kararlı hal ve dinamik koşullar altında doğrulanmıştır. Bu testler frekans aralık testi, harmonik ve bant dışı engelleme gibi kararlı hal ve modülasyon testi, frekans eğim testi ve adım değişiklikleri gibi de dinamik koşul testlerini kapsamaktadır. Sonuç olarak, eğer dördün genlik modülasyon algoritması gerçek PMU'larda uygulanırsa, güç sistemi ölçümleri, izleme ve analiz için uygun olacaktır.

6.2. Gelecekteki Çalışmalar ve Öneriler

C37.118 seri standartlarını geliştirmek için çok fazla çaba sarf edilmiştir ve PMU üreticileri son birkaç yıldır standartlara uyum sağlamak için çok çalışmaktadır. Teoride, dinamik olaylarda zaman etiketleri standartlara göre doğru yerleştirilirse, aynı pencere şekillerine ve pencere uzunluklarına sahip PMU'lar farklı üretici ürünleri bile olsa aynı pencerede karşılaştırılabilir ve büyük ölçüde birlikte çalışabilir sonuçlar üretebilir.

Algoritmalar, pencere uzunluğuna ve pencere şekline bağlı olarak dinamik bir olay durumunda gerçek zamanlı ölçüm çıktısını etkileyebilmektedir. Aynı donanım, algoritmalar, pencere uzunlukları ve pencere şekilleri olmadıkça aynı giriş verilerine sahip olsalar bile, herhangi bir dinamik olay sırasında iki PMU cihazının aynı cevapları vermesi beklenmez. Gelecekteki AC şebekelerdeki harmonik ve ara harmonik gibi dinamik etkileri, senkron üretim, doğrudan bağlı lineer/motor yüklerinin kademeli erozyonu ve jeneratör/yüklerin donanımsal güç elektroniği ekipmanlarının değişmesi nedeniyle artmaktadır.

C37.118.1 standardında PMU birçok performans testini kapsarken, aşağıdaki testleri içermediğine dikkat edilmesi gerekmektedir:

- (1) dengesiz dalga biçimleri,
- (2) ilgili çınlama / salınım ve azalan DC kaymalarıyla birlikte dengeli / dengesiz arızalar veya arıza açıklıkları içeren dalga biçimleri,
- (3) tek bir harmonik için bile frekansın herhangi bir nominal dışı değerindeki harmonik kirlenmesi,
- (4) yüksek frekanslı anahtarlama ara harmonikleri veya HVDC filtre yığınlarının anahtarlama etkisi,
- (5) kararlı durumdaki güç kalitesi olayları yerine geçici olayların olması.

Bir iletim veya dağıtım şebekesindeki gerçek bir PMU, zaman zaman veya sürekli olarak tüm bu etkilere maruz kalabilmektedir. Halen, C37.118 uyumu, bu koşullar sırasındaki potansiyel cihaz performansına dair bir gösterge vermemektedir. Bu nedenle, C37.118 standardını geliştirmeye yönelik yapılan büyük miktardaki çalışma sebebiyle, onu destekleyecek test sistemlerinin ve PMU cihazlarının da geliştirilmeye devam etmesi gerekmektedir.

Kullanıcıların, standart C37.118.1 gerilim (ve akım) dalga şekilleri tarafından kapsanmayan belirli koşullar altında doğruluğunu ölçen bağımsız testler yapmak veya PMU üreticilerinden ek veri talep etmek isteyebilmesi sebebiyle ilerleyen dönemlerde de PMU algoritmaları/test yöntemleri gelişebilir.

KAYNAKLAR

1. Ponci F, Muscas C. and Monti A. (2016). *Phasor Measurements Units and Wide Area Monitoring Systems* (First Edition). San Diedo, United States : Elsevier Science Publishing Co Inc., 1-298.
2. Phadke A. G., Thorp J. S., and Adamiak M. G. (1983, May). A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency, and rate of change of frequency. *IEEE Transaction Power Application Systems*, 102 (5), 1025–1038,
3. Phadke A. G., Thorp J. S., and Karimi K. J. (1986, Feb.). State estimation with phasor measurements. *IEEE Transaction Power Systems*, 1 (1), 233–238.
4. Sattinger W. and Giannuzzi G. (2015, Sep./Oct.). Monitoring continental Europe: An overview of WAM systems used in Italy and Switzerland. *IEEE Power and Energy Magazine*, 13 (5), 41–48.
5. IEEE Std C37.118-2005. (2005). IEEE standard for synchrophasors for power systems. (Revision of IEEE Std 1344-1995), 1–57.
6. IEEE Std C37.118.1-2011. (2011). IEEE standard for synchrophasor measurements for power systems. (Revision of IEEE Std C37.118-2005), 1–61.
7. Phadke A. G. (2002). Synchronized phasor measurements—a historical overview. *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition*, 476–9.
8. Muscas C., Pegoraro P.A. (2014, Jul). Opportunities and challenges for PMU deployment in distribution systems. *IEEE Smart Grid Newsletters*.
9. Andersson G., Donalek P., Farmer R., Hatziaargyriou N. Kamwa I., Kundur P., Martins N, Paserba J., Pourbeik P., Sanchez-Gasca J., Schulz R., Stankovic A., Taylor C. and Vittal V. (2005, Nov.). Causes of the 2003 major grid blackouts in North America and Europe, and recommended means to improve system dynamic performance. *IEEE Transactions on Power Systems*, 20 (4), 1992-1928.
10. IEEE Std 1344-1995. (1995) IEEE standard for synchrophasers for power systems. (R2001), 1-30.
11. IEEE Std C37.118.1a-2014 (Amendment to IEEE Std C37.118.1-2011). (2014). IEEE standard for synchrophasor measurements for power systems—amendment 1: modification of selected performance requirements. 1–25.
12. IEEE Std C37.118.2-2011. (2011). IEEE standard for synchrophasor data transfer for power systems. (Revision of IEEE Std C37.118-2005), 1–53.
13. C37.242-2013. (2013, March). IEEE Guide for Synchronization, Calibration, Testing, and Installation of Phasor Measurement Units (PMUs) for Power System Protection and Control.
14. EN 50160:2010-07. Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution networks. Standard, CENELEC, Brussels, Belgium.

15. Phadke A. G, Thorp JS. (2008). *Synchronized phasor measurements and their applications*. USA: Springer, 47-72.
16. Kundur P, Paserba J, Ajarapu V, Andersson G, Bose A, Canizares C. (2004). Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions. *IEEE Transaction Power Systems*, 19 (3), 1387–1401.
17. IEC Standard 61000-2-1. (1990). Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signaling in public power supply system.
18. Macii D, Petri D, Zorat A. (2012). Accuracy analysis and enhancement of DFT-based synchrophasor estimators in off-nominal conditions. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 61 (10), 2653-2664.
19. Belega D. and Dallet D. (2009). Multifrequency signal analysis by interpolated DFT method with maximum sidelobe decay windows. *Measurement*, 42 (3), 420–426.
20. Belega D. and Petri D. (2013). Accuracy analysis of the multicycle synchrophasor estimator provided by the interpolated DFT algorithm. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62 (5), 942–953.
21. Platas-Garza M.A., Platas-Garza J. and de la O Serna J.A. (2010). Dynamic phasor and frequency estimates through maximally flat differentiators. *IEEE Transaction on Instrumentation Measurement*, 59 (7), 1803–1811.
22. Banerjee P. and Srivastava S. C. (2015, March). An effective dynamic current phasor estimator for synchrophasor measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 64 (3), 625–637.
23. Belega D., Macii D. and Petri D. (2014, Feb). Fast synchrophasor estimation by means of frequency-domain and time-domain algorithms. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 63 (2), 388–401.
24. Macii D., Petri D. and Zorat A. (2012, Oct). Accuracy analysis and enhancement of DFT-based synchrophasor estimators in off-nominal conditions. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 61 (10), 2653–2664.
25. Derviškadić A., Romano P. and Paolone M. (2018, March). Iterative-Interpolated DFT for Synchrophasor Estimation: a Single Algorithm for P- and M-Class Compliant PMUs. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 67 (3), 547-558.
26. Carboni A. and Ferreo A. (2018, July). A Fourier Transform Based Frequency Estimation Algorithm. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* vol. 67 (7), 1722-1728.
27. Serna J. A. de la O. (2007, Oct). Dynamic phasor estimates for power system oscillations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 56 (5), 1648–1657.
28. Premierlani W., Kasztenny B. and Adamiak M. (2008, Jan.). Development and implementation of a synchrophasor estimator capable of measurements under dynamic conditions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 23 (1), 109–123

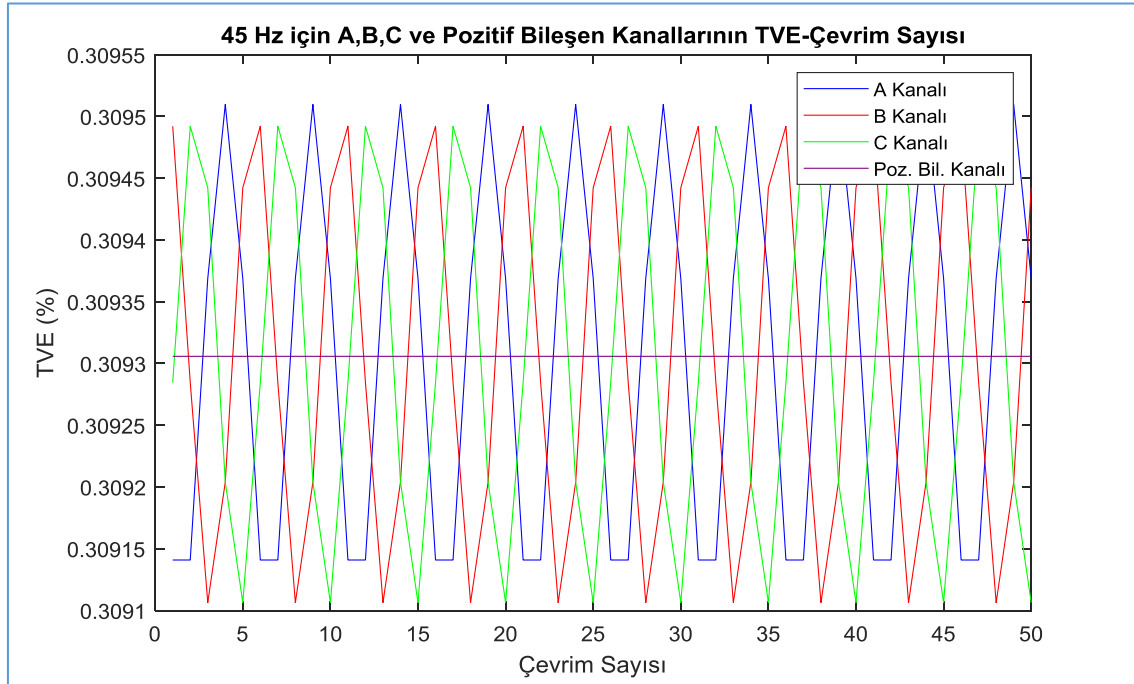
29. Mai R. K., He Z. Y., Fu L., Kirby B. and Bo Z. Q. (2010, Apr.). A dynamic synchrophasor estimation algorithm for online application. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 25 (2), 570–578.
30. Bi, Liu H., Feng Q., Qian C. and Liu Y. (2015, Jun). Dynamic phasor modelbased synchrophasor estimation algorithm for M-class PMU. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 30 (3), 1162–1171.
31. Serna J. A. de la O. and Martin K. (2003, Feb.). Improving phasor measurements under power system oscillations. *IEEE Transaction Power Systems*, 18(1), 160–166.
32. Belega D., Fontanelli D., and Petri D. (2015, Aug.). Dynamic phasor and frequency measurements by an improved Taylor weighted least squares algorithm. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 64 (8), 2165–2178.
33. Platas-Garza M.A. and Serna J. de la O. (2010, Jul.). Dynamic phasor and frequency estimates through maximally flat differentiators. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 59 (7), 1803–1811.
34. Serna J. A. de La, O., and Platas M. A. (2011, Mar.). Maximally flat differentiators through WLS Taylor decomposition. *Elsevier Digital Signal Process*, 21 (2), 183–194.
35. Castello P., Lixia M., Muscas C., and Pegoraro P. (2012, Aug.). Impact of the model on the accuracy of synchrophasor measurement. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 61 (8), 2179–2188.
36. Barchi G., Macii D., and Petri D. (2013, May). Synchrophasor estimators accuracy: A comparative analysis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62 (5), 963–973.
37. Barchi G., Macii D., Belega D. and Petri D. (2013, Sep.). Performance of synchrophasor estimators in transient conditions: A comparative analysis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62 (9), 2410–2418.
38. Serna J. A. de la O. (2015, Feb.). Synchrophasor measurement with polynomial phase-locked-loop Taylor–Fourier filters. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 64 (2), 328–337.
39. Petri D., Fontanelli D., and Macii D. (2014, Oct.). A frequency-domain algorithm for dynamic synchrophasor and frequency estimation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 63 (10), 2330–2340.
40. Karimi-Ghartemani M., Ooi B. T., and Bakhshai A. (2011, Jan.). Application of enhanced phase-locked loop system to the computation of synchrophasors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 26 (1), 22–32.
41. Orallo C. M., Carugati I., Maestri S., Donato P. G., Carrica D., and Benedetti M. (2014, Apr.). Harmonics measurement with a modulated sliding discrete Fourier transform algorithm. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 63 (4), 781–793.

42. Messina F., Marchi P., Rey Vega L., Galarza C.G., and Laiz H. (2017, June). A Novel Modular Positive-Sequence Synchrophasor Estimation Algorithm for PMUs. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 66 (6), 1164–1175.
43. Banerjee P. and Srivastava S.C. (2012, Sep.). A subspace-based dynamic phasor estimation for synchrophasor application. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 61 (9), 2436–2445.
44. Muoz A. T. and Serna J. A. de la O. (2008, Apr.). Shanks' method for dynamic phasor estimation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 57 (4), 813–819.
45. Serna J. A. de la O. (2013, Aug.). Synchrophasor estimation using prony's method. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62 (8), 2119–2128.
46. Belega D., Fontanelli D., and Petri D. (2015, Dec.). Low-complexity least-squares dynamic synchrophasor estimation based on the discrete Fourier transform. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 64 (12), 3284–3296.
47. Zhang P., Xue H., Yang R. and Zhang J. (2014, Jun.). Shifting window average method for phasor measurement at offnominal frequencies. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 29 (3), 1063–1073.
48. Roscoe A. J. (2013, Aug.). Exploring the relative performance of frequency-tracking and fixed-filter phasor measurement unit algorithms under C37.118 test procedures, the effects of interharmonics, and initial attempts at merging p-class response with m-class filtering. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62 (8), 2140–2153.
49. Serna J. A. de la O and Rodriguez-Maldonado J. (2011, Nov.). Instantaneous oscillating phasor estimates with TaylorK –Kalman filters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 26 (4), 2336–2344.
50. Liu J., Ni F., Pegoraro P. A., Ponci F., Monti A., and Muscas C. (2012, Sep.). Fundamental and harmonic synchrophasors estimation using modified Taylor–Kalman filter. *2012 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, 1–6.
51. Huang C., Xie X., and Jiang H. (2017, Nov.). Dynamic Phasor Estimation Through DSTKF Under Transient Conditions. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 66 (11), 2929–2936.
52. Ferrero R., Pegoraro P. A., and Toscani S. (2016, Sep.). Dynamic fundamental and harmonic synchrophasor estimation by extended Kalman filter. *2012 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, 1–6
53. Bertocco M., Frigo G., Narduzzi C., Muscas C. and Pegoraro P. A. (2015, Dec.). Compressive sensing of a Taylor–Fourier multifrequency model for synchrophasor estimation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 64 (12), 3274–3283.
54. Zhan L., LiuY. and Liu Y. (2015, Jan.). A Clarke Transformation-Based DFT Phasor and Frequency Algorithm for Wide Frequency Range. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9 (1), 67–77.

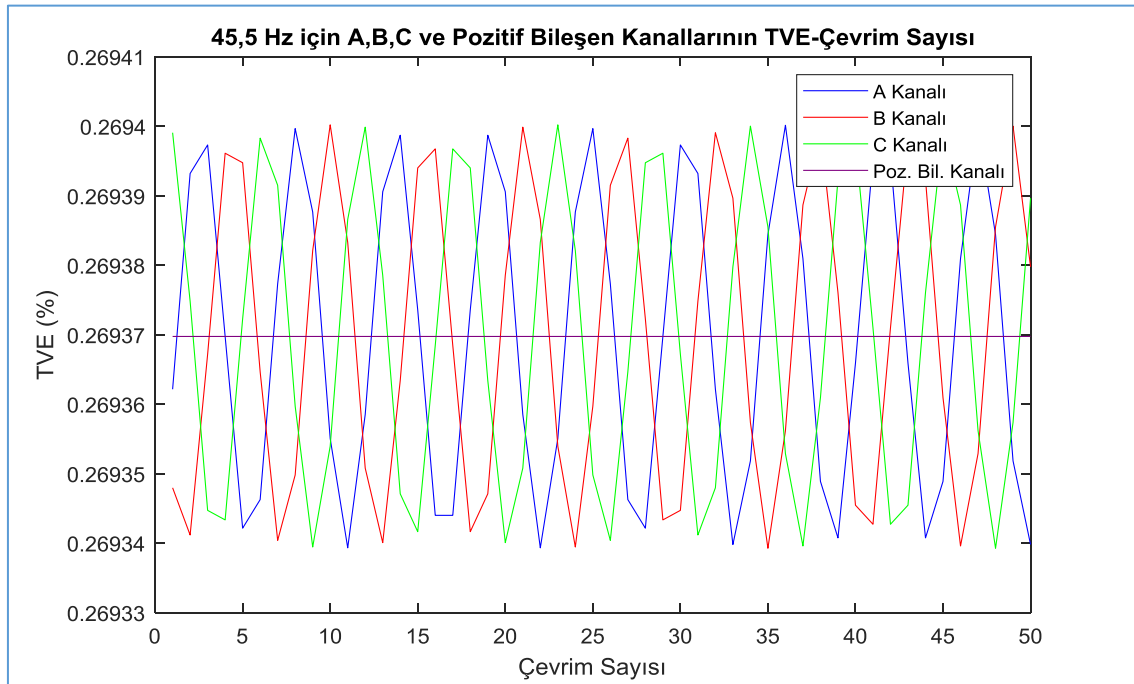
55. Kamwa I. and Grondin R. (1992, Apr.). Fast adaptive schemes for tracking voltage phasor and local frequency in power transmission and distribution systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 7 (2), 789–795.
56. Sadinezhad I. and Agelidis V. G. (2013, Jun.). Real-time power system phasors and harmonics estimation using a new decoupled recursive-least-squares technique for DSP implementation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60 (6), 2295–2308.
57. Vejdani S., Sanaye-Pasand M. and Malik O.P. (2017, March). Accurate Dynamic Phasor Estimation Based on the Signal Model Under Off-Nominal Frequency and Oscillations. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 8 (2), 708–719.
58. Terzija V. V. (2003, Oct.). Improved recursive Newton-type algorithm for frequency and spectrum estimation in power system. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 52 (5), 1654–1659.
59. Ren J. and Kezunovic M. (2011, Jul.). Real-time power system frequency and phasors estimation using recursive wavelet transform. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 26 (3), 1392–1402.
60. Chen L., Zhao W., Wang Q, Wang F. and Huang S. (2019, Sep.). Dynamic Harmonic Synchrophasor Estimator Based on Sinc Interpolation Functions. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 68 (9), 3054–3065.
61. Maharjan S., C.-H. Peng J., Martinez J.E., Xiao W., Huang Po-Hsu, and Kirtley J.L. (2017, Feb.). Improved Sample Value Adjustment for Synchrophasor Estimation at Off-Nominal Power System Conditions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 32 (1), 33–44.
62. Das S. and Sidhu T. (2013, Oct.). A simple synchrophasor estimation algorithm considering IEEE Standard c37.118.1-2011 and protection requirements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62 (10), 2704–2715.
63. Steinmetz CP. (1893). Complex quantities and their use in electrical engineering. *Proceedings of the international electrical congress, AIEE*, 33–74.

EKLER

EK-1. Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

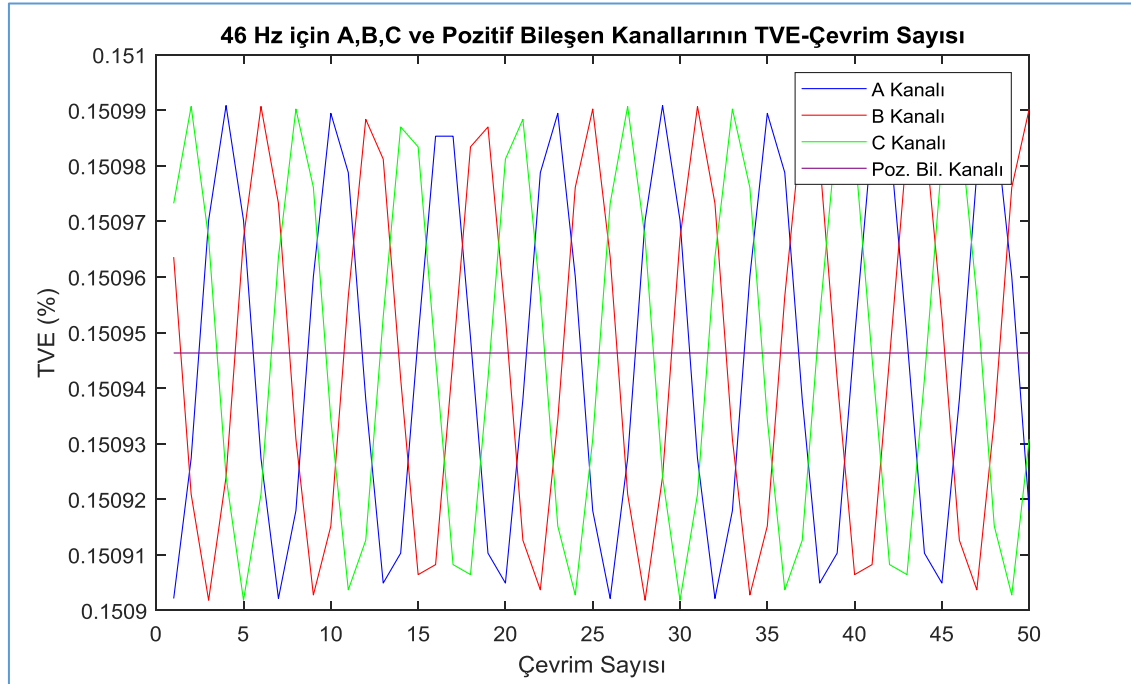


Şekil 1.1. 45 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

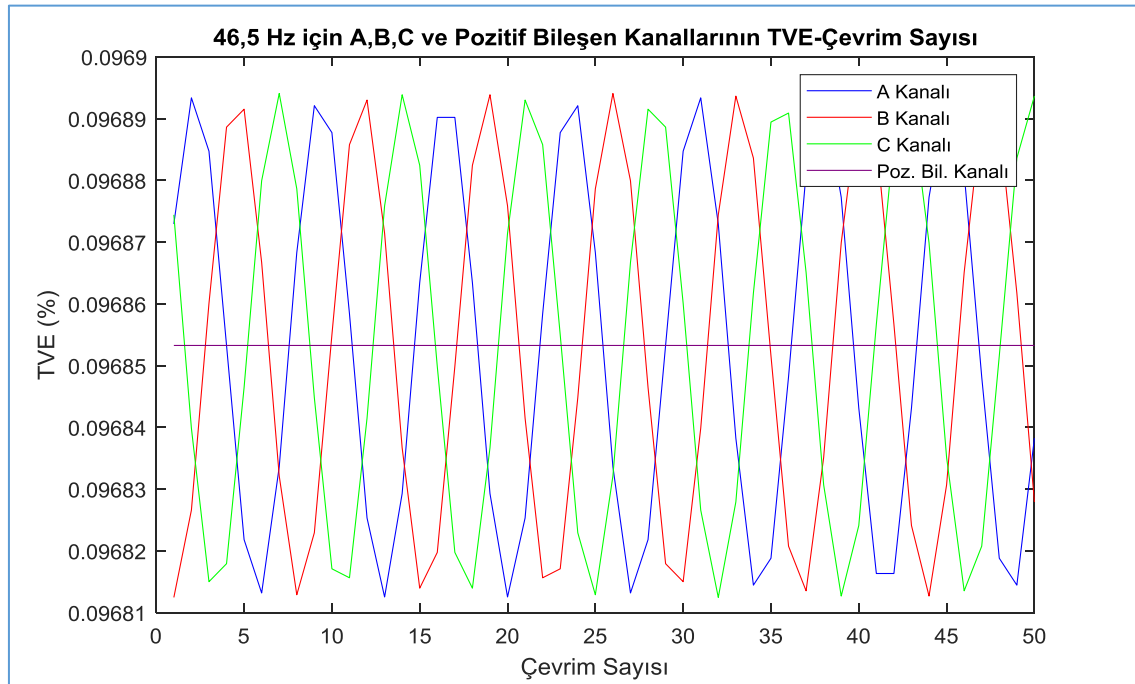


Şekil 1.2. 45,5 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

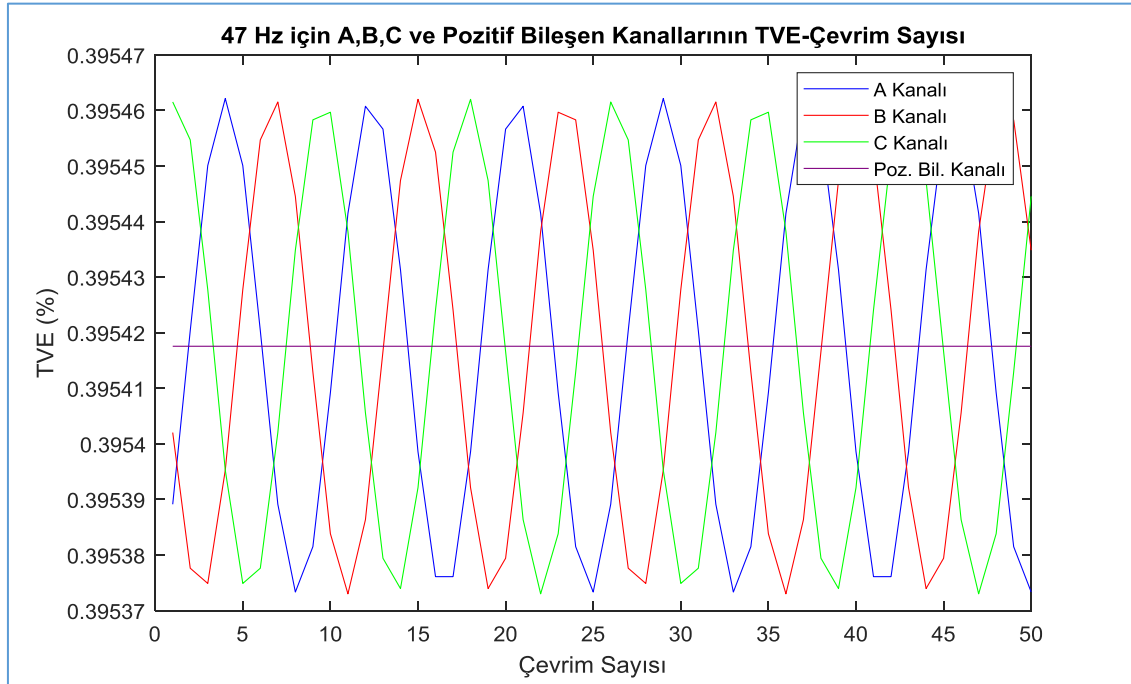


Şekil 1.3. 46 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

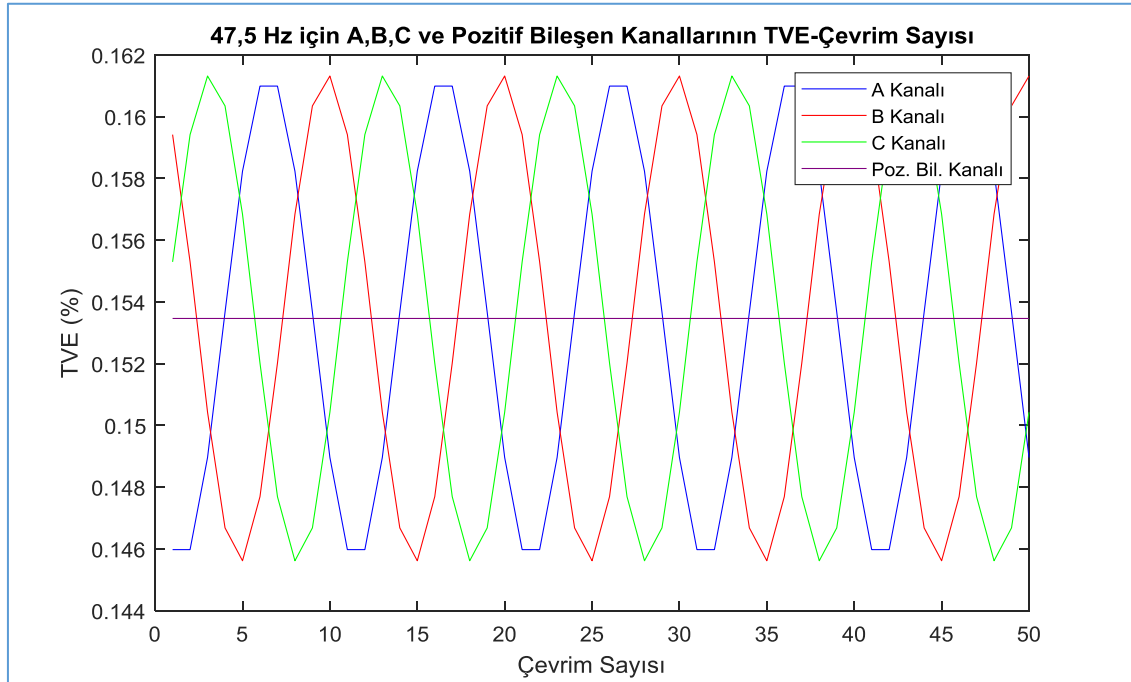


Şekil 1.4. 46,5 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

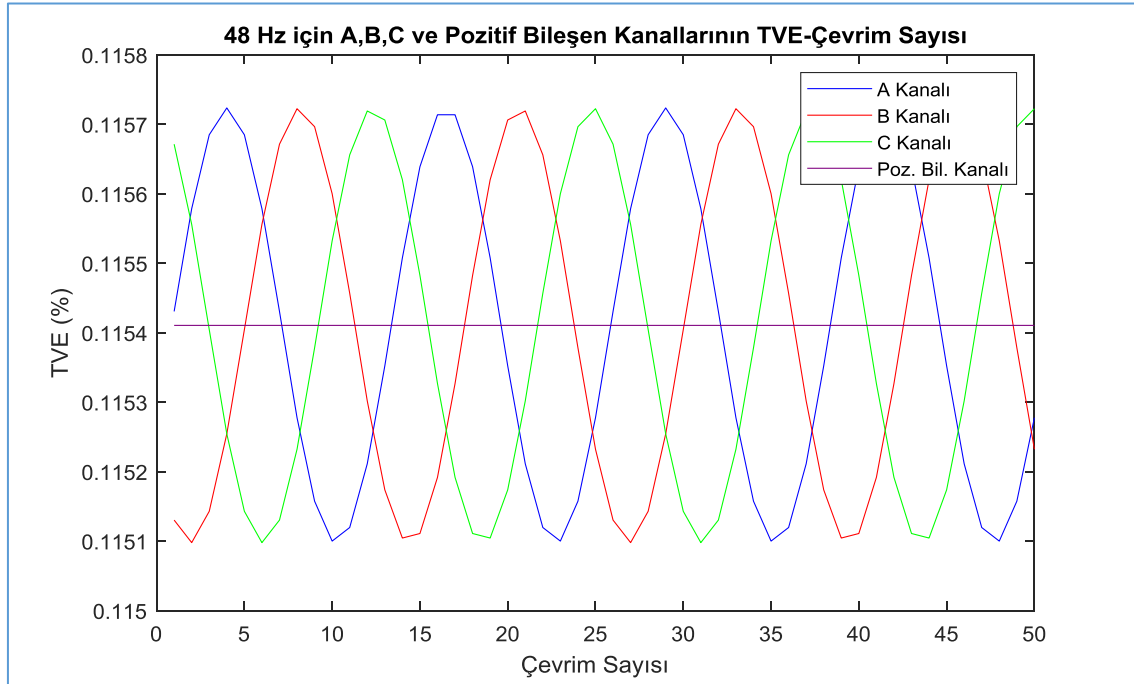


Şekil 1.5. 47 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

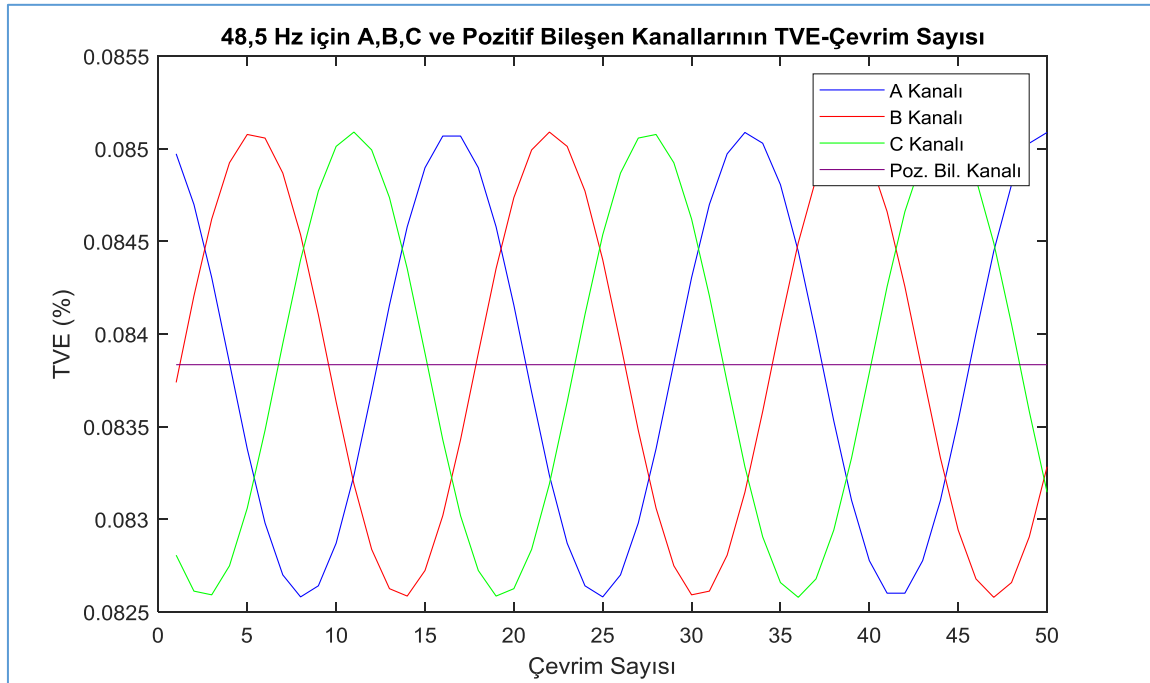


Şekil 6.6. 47,5 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

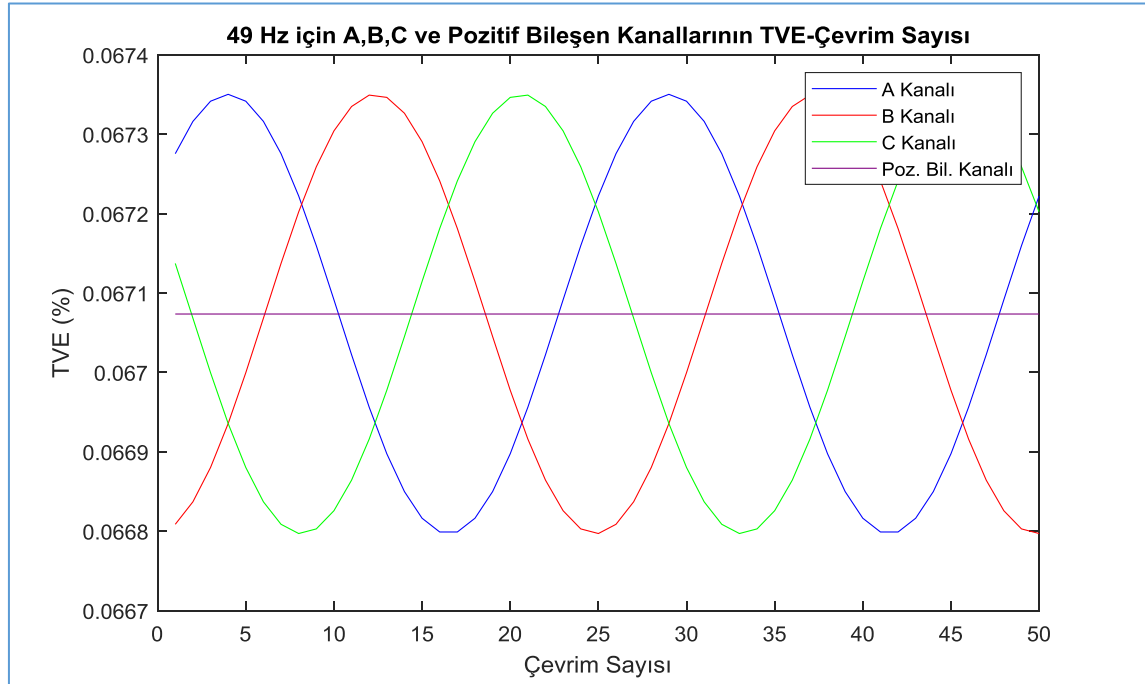


Şekil 1.7. 48 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

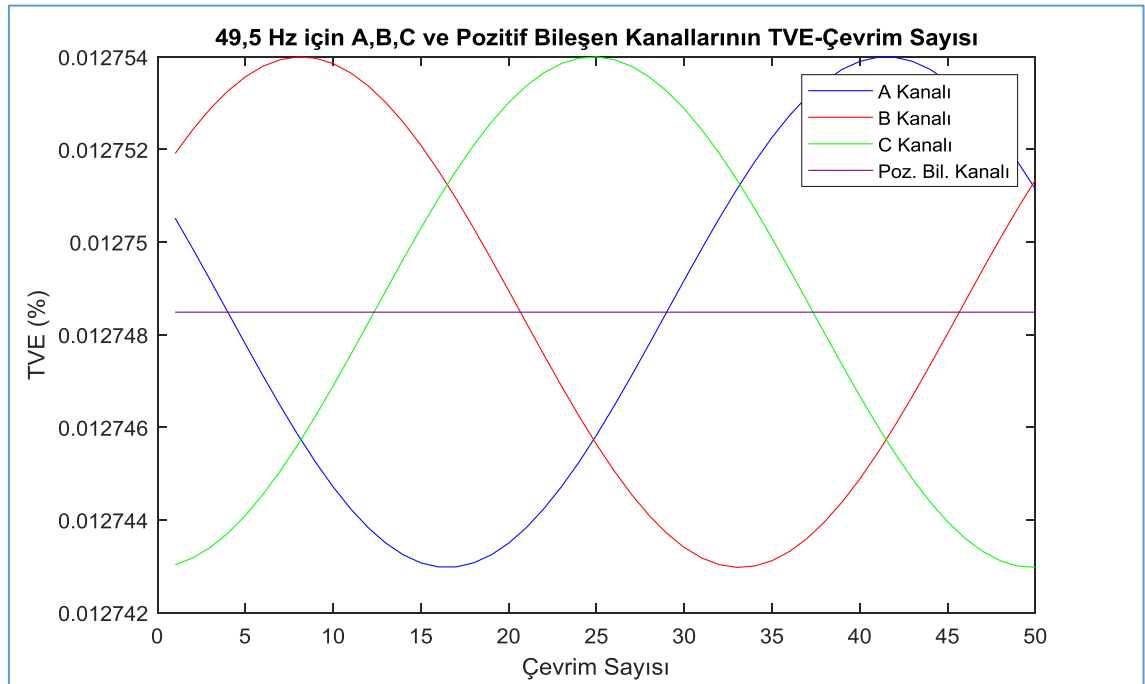


Şekil 1.8. 48,5 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

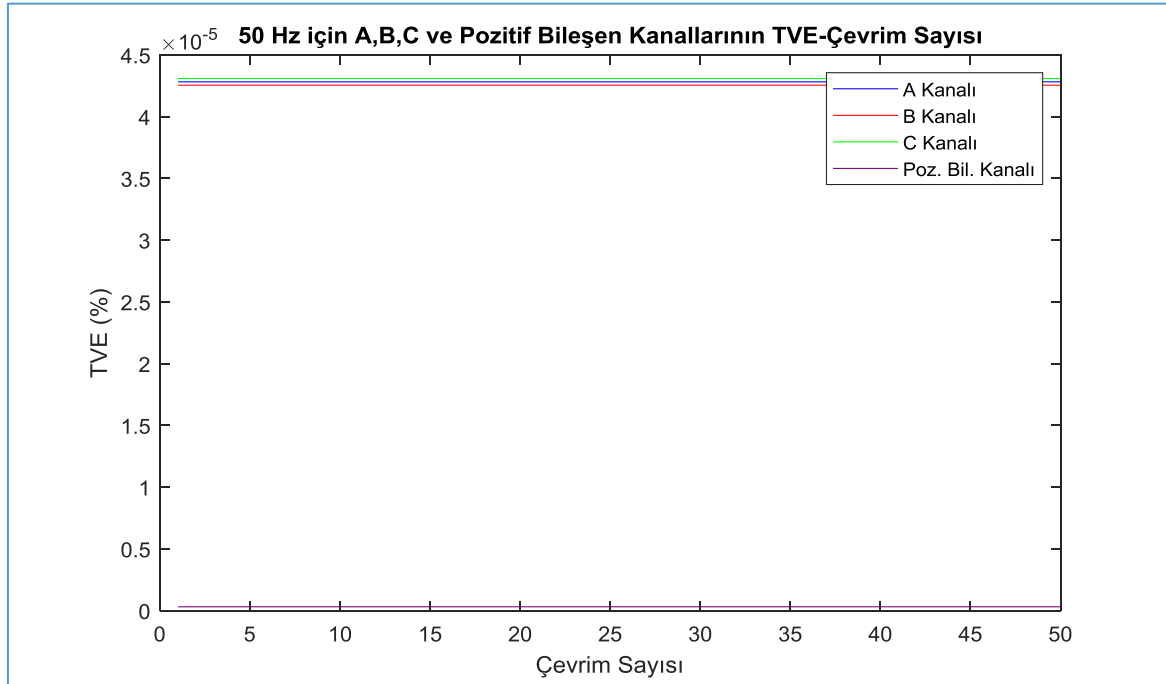


Şekil 1.9. 49 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

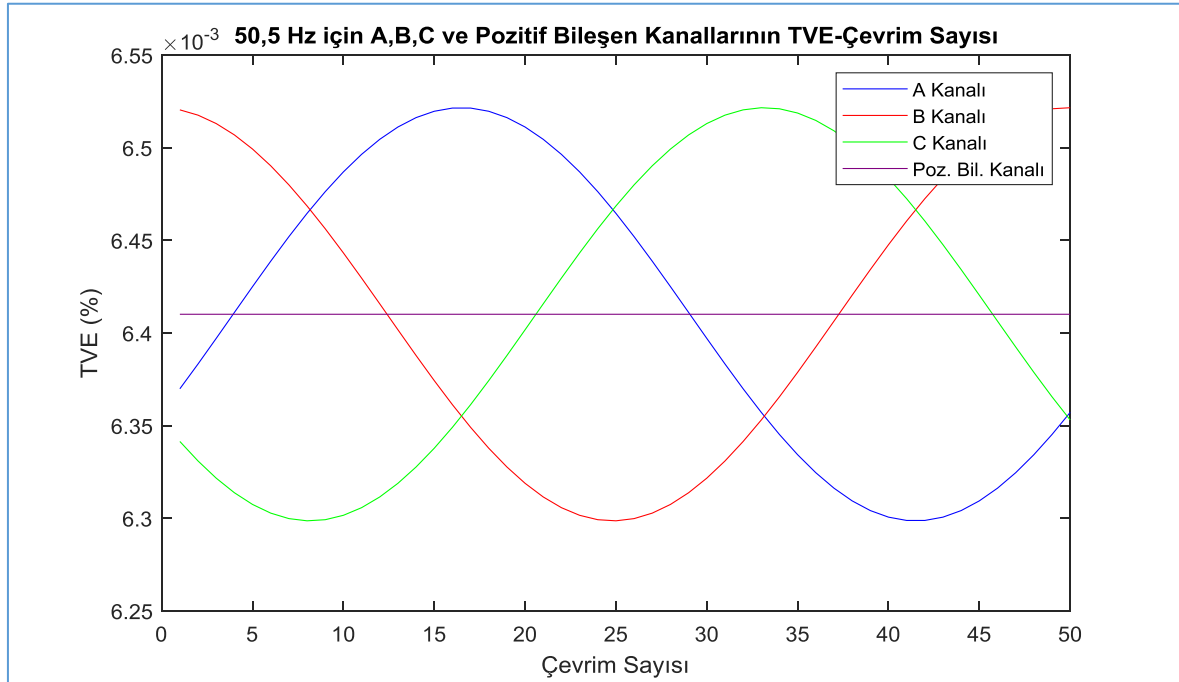


Şekil 1.10. 49,5 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

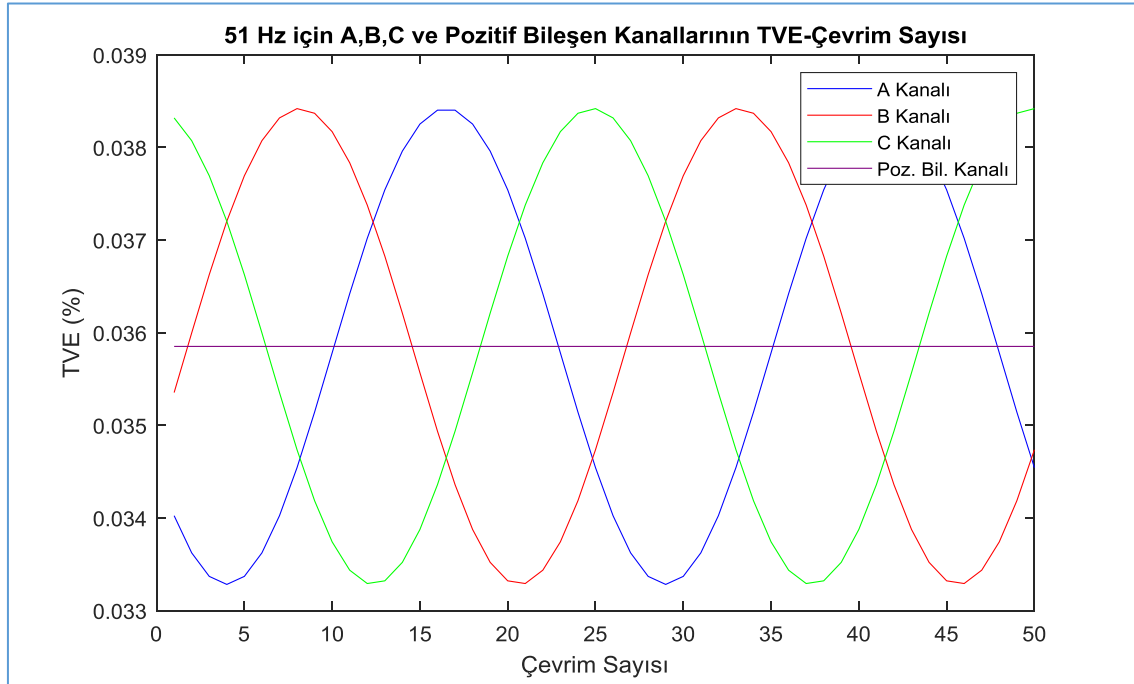


Şekil 1.11. 50 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

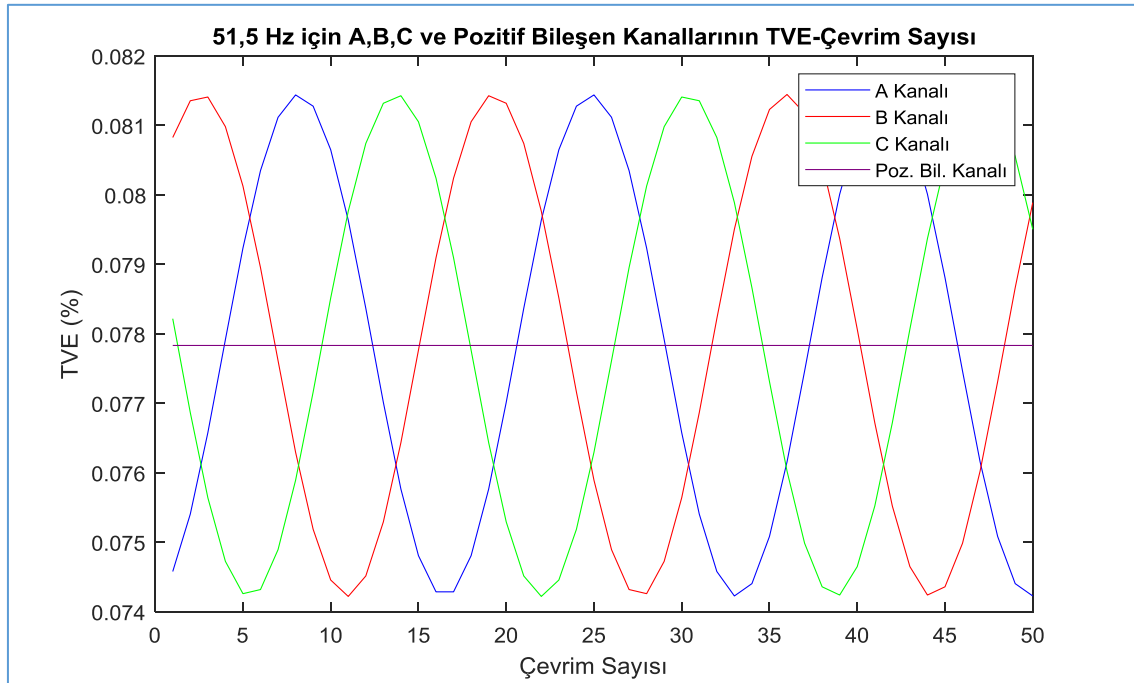


Şekil 1.12. 50,5 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

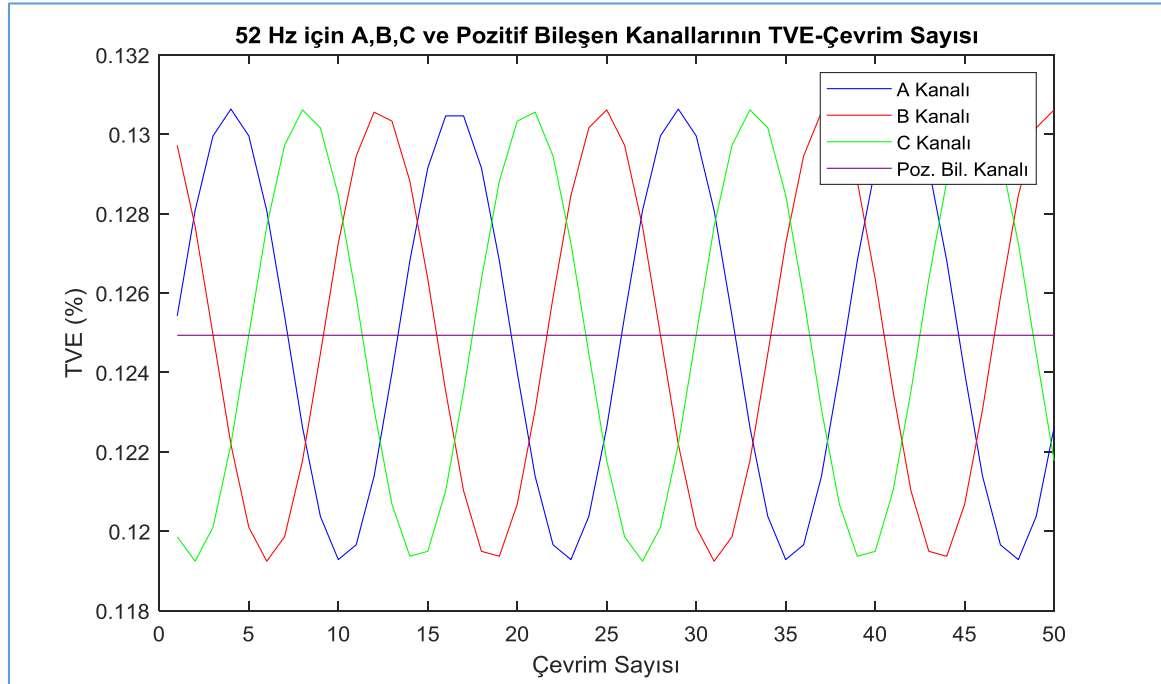


Şekil 1.13. 51 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

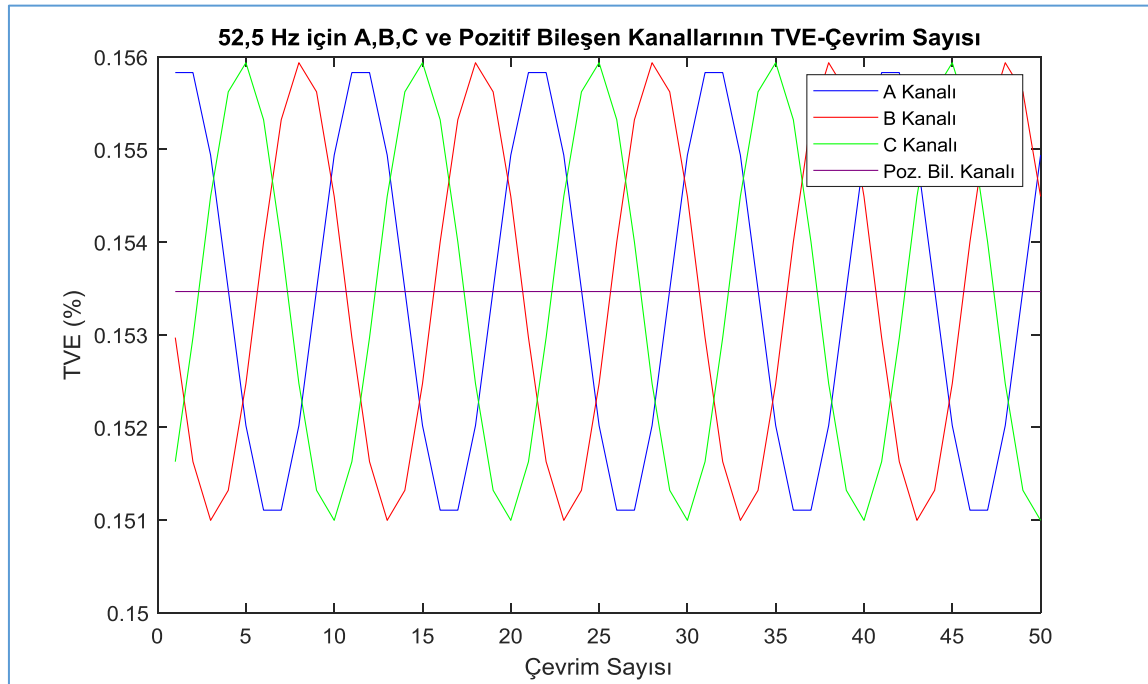


Şekil 1.14. 51,5 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

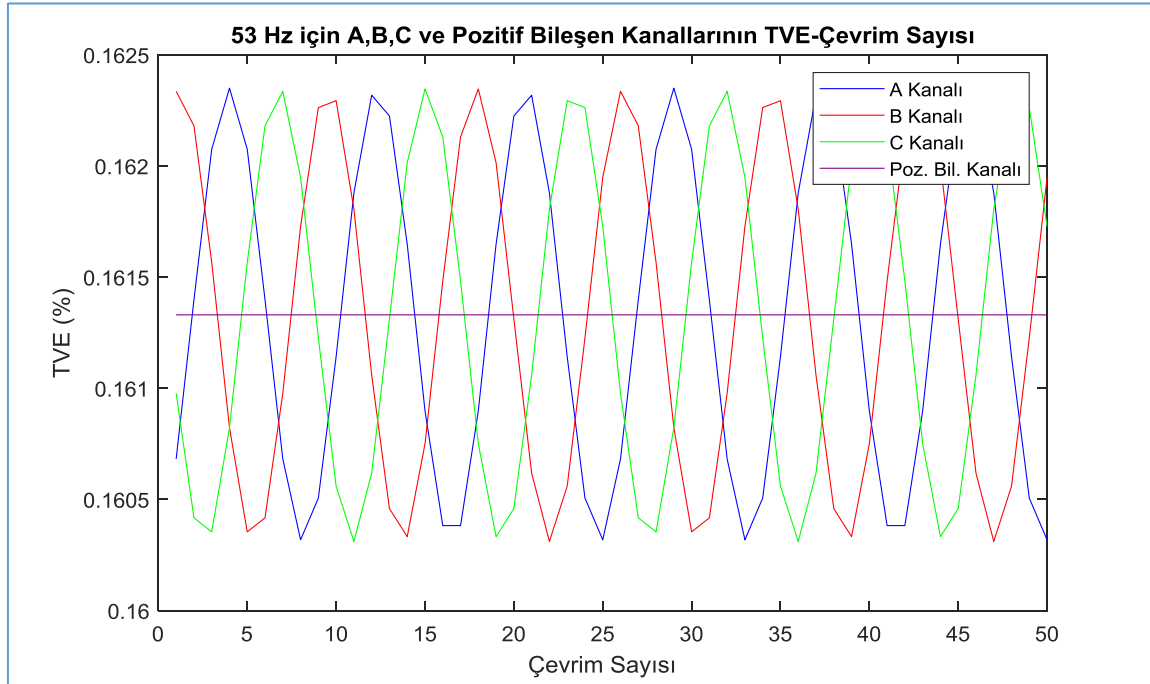


Şekil 1.15. 52 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

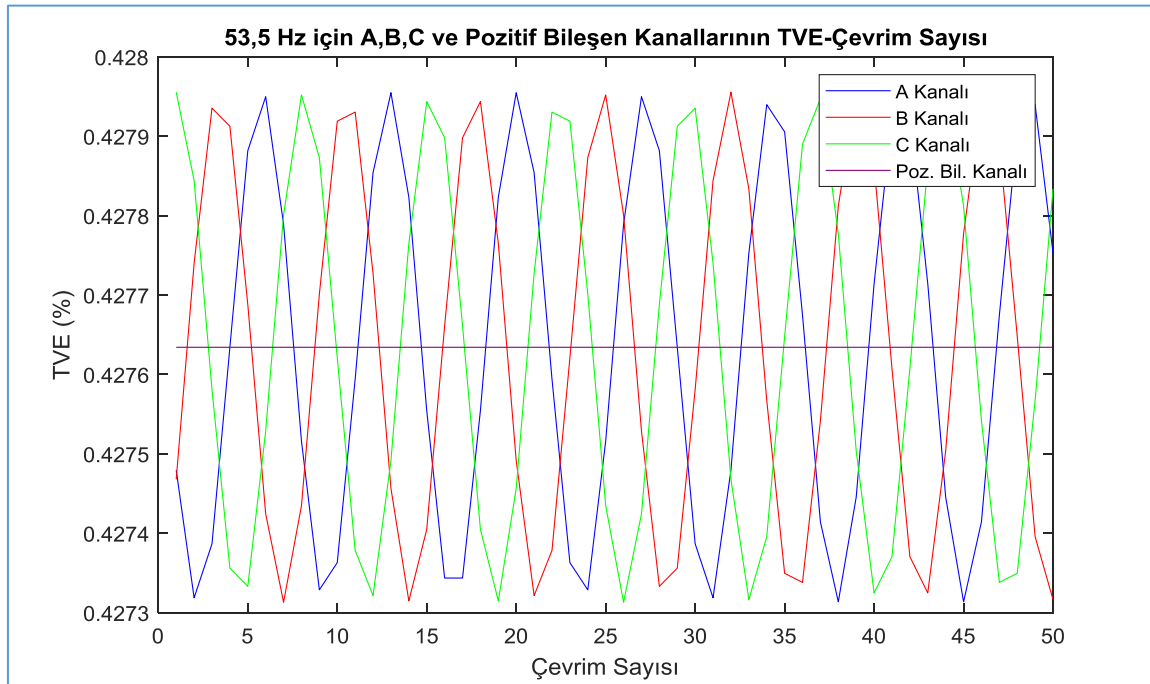


Şekil 1.16. 52,5 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

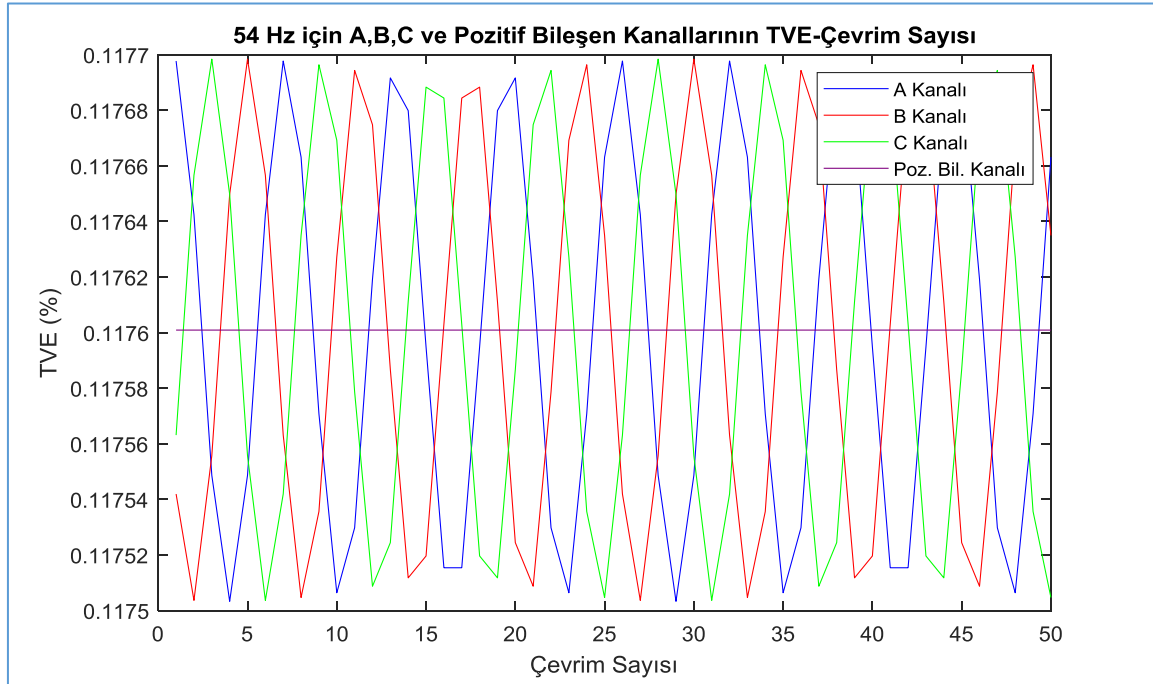


Şekil 1.17. 53 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

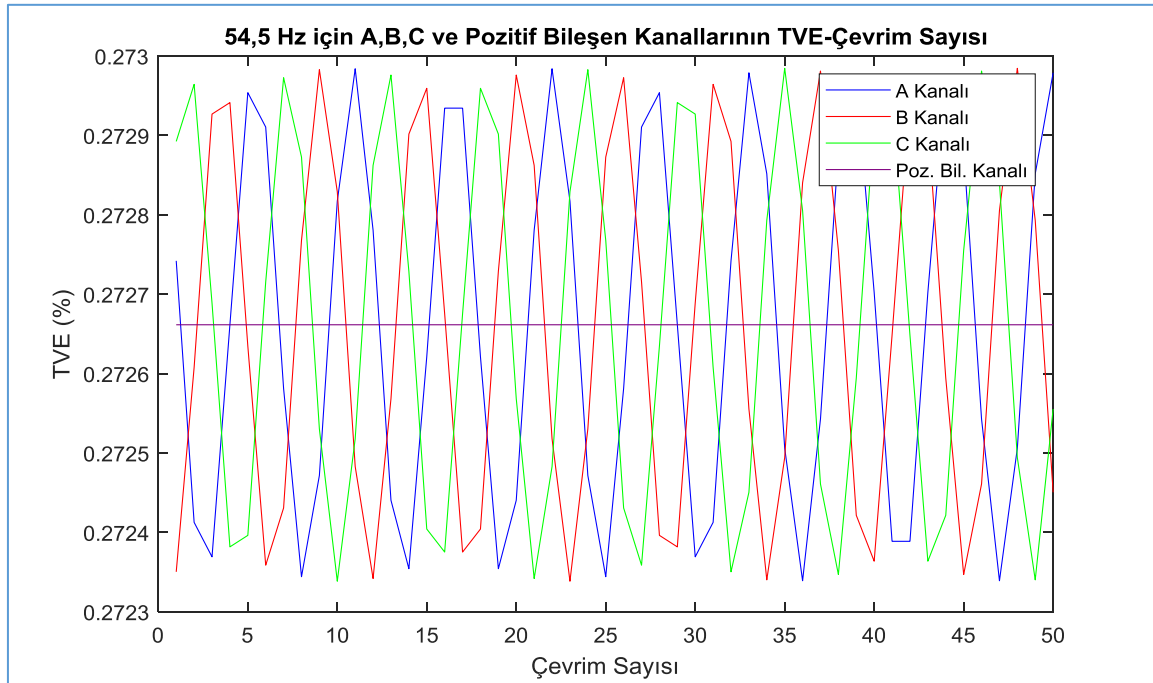


Şekil 1.18. 53,5 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

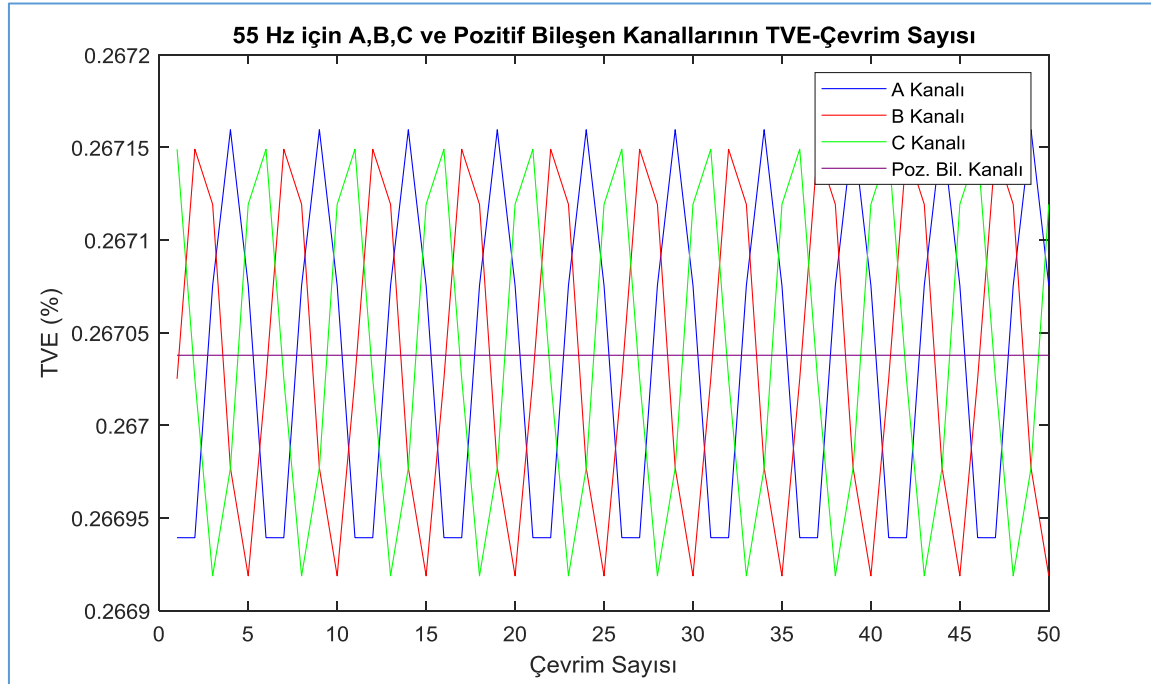


Şekil 1.19. 54 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

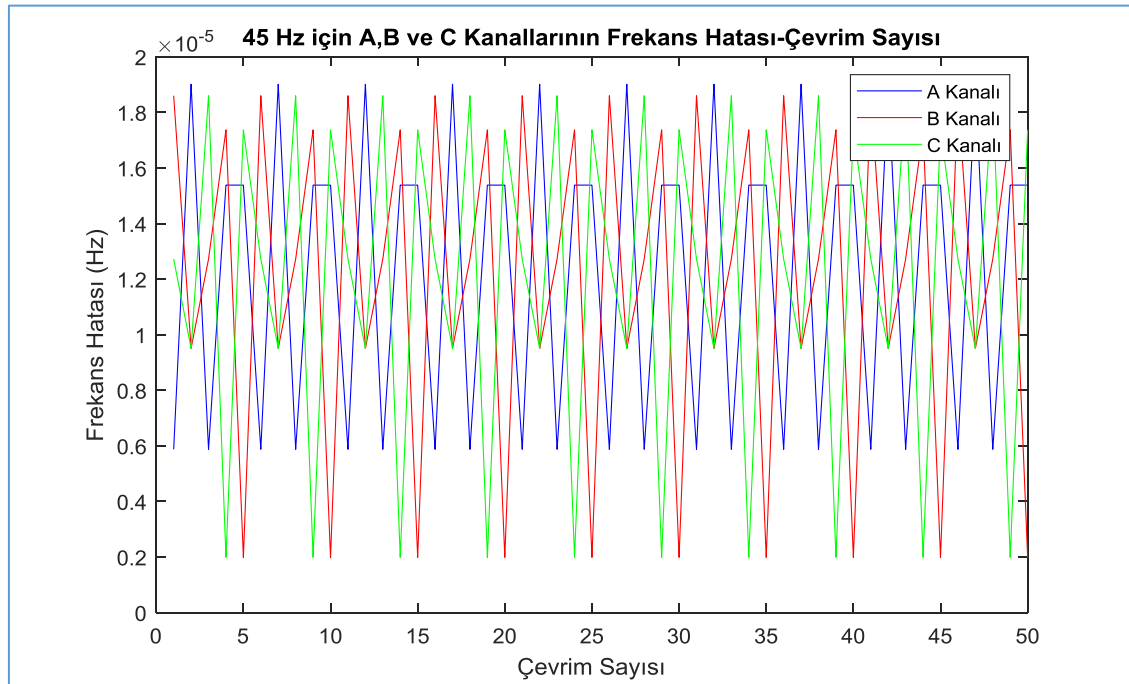


Şekil 1.20. 54,5 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

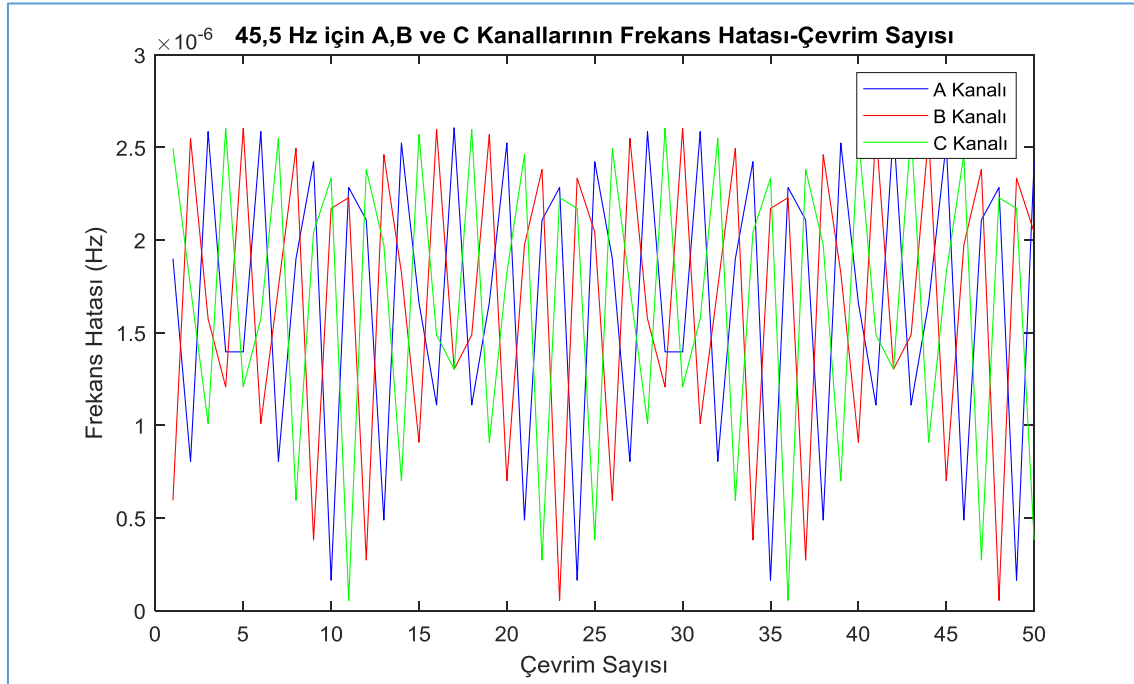


Şekil 1.21. 55 Hz için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE

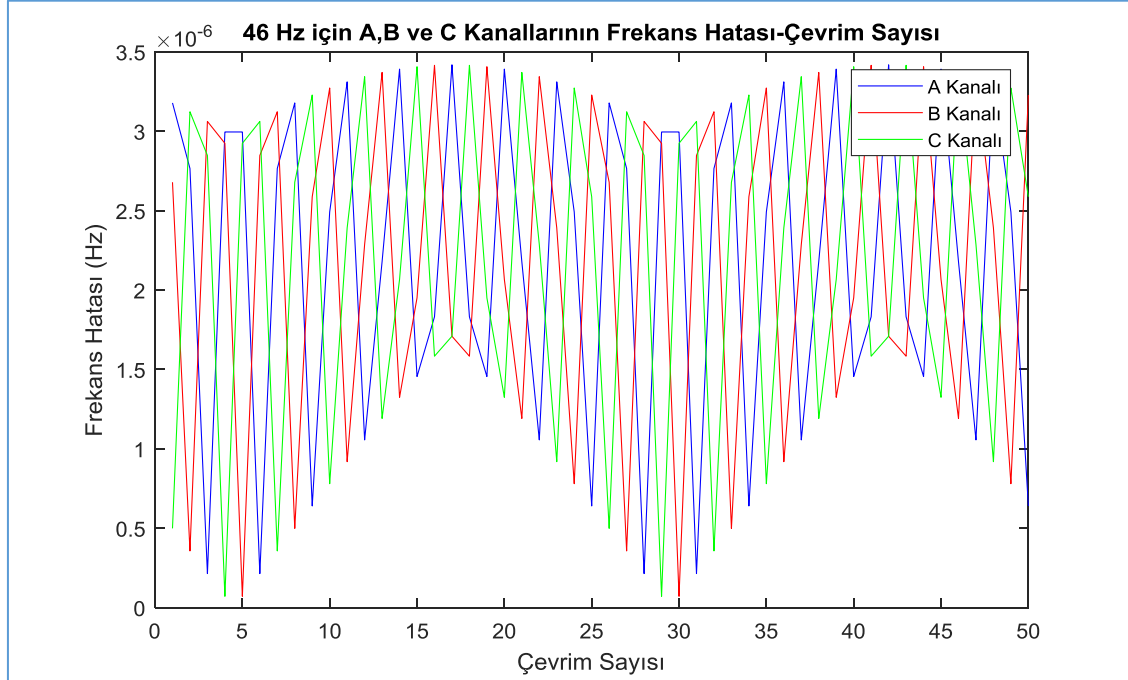


Şekil 1.22. 45 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

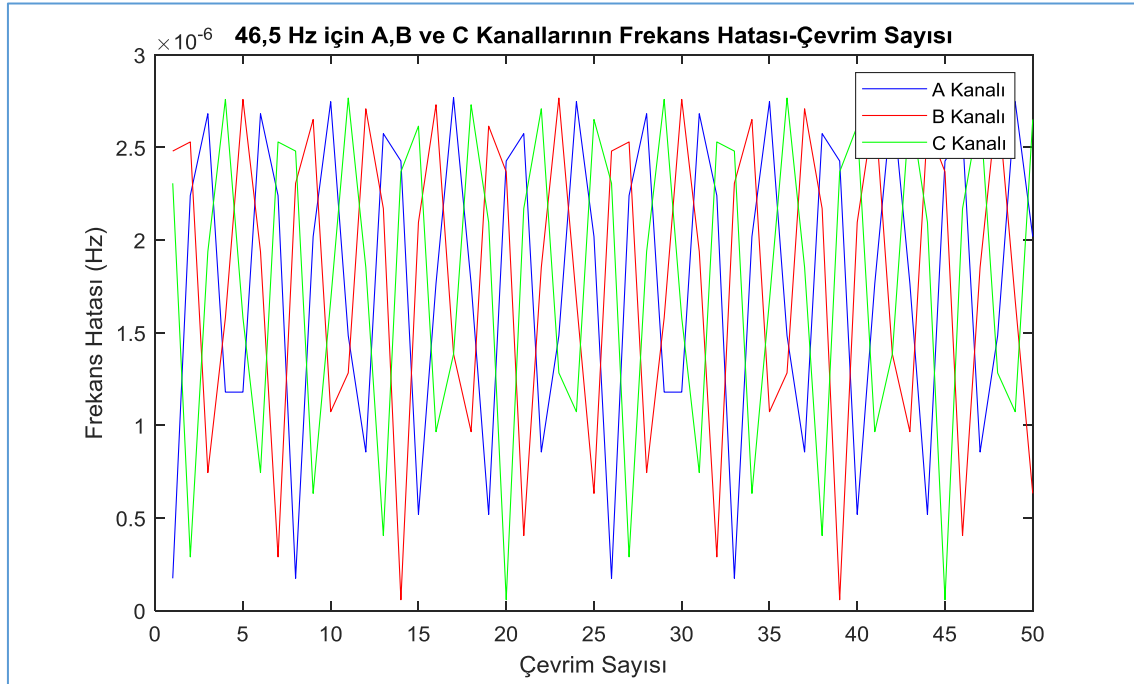


Şekil 1.23. 45,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

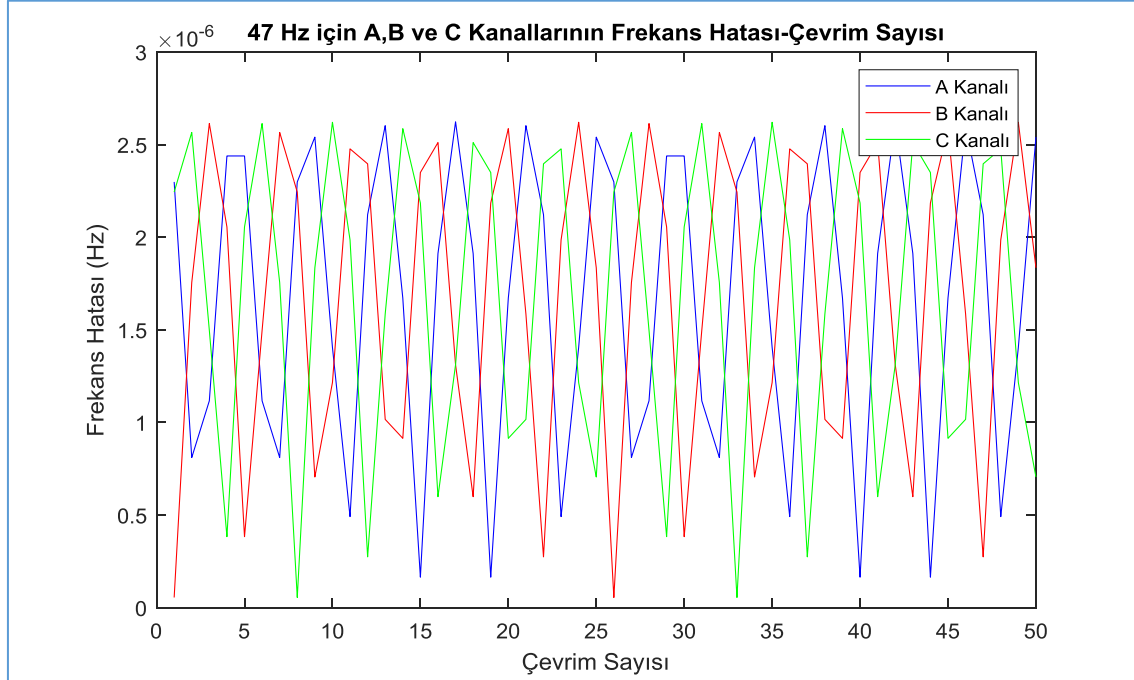


Şekil 1.24. 46 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

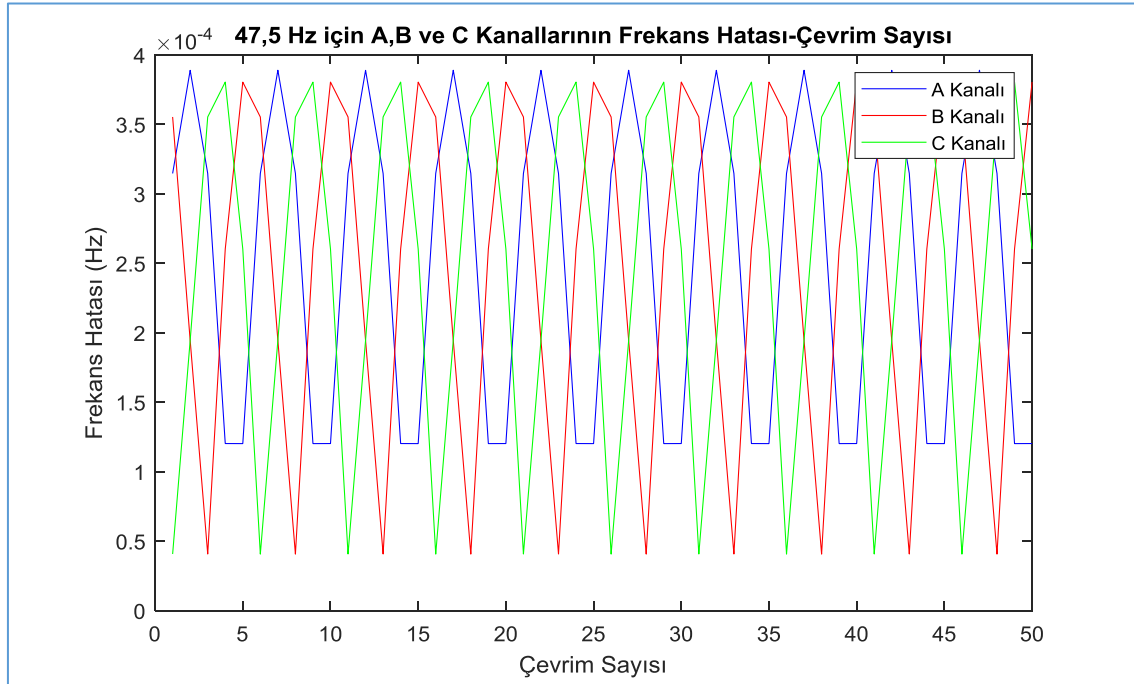


Şekil 1.25. 46,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

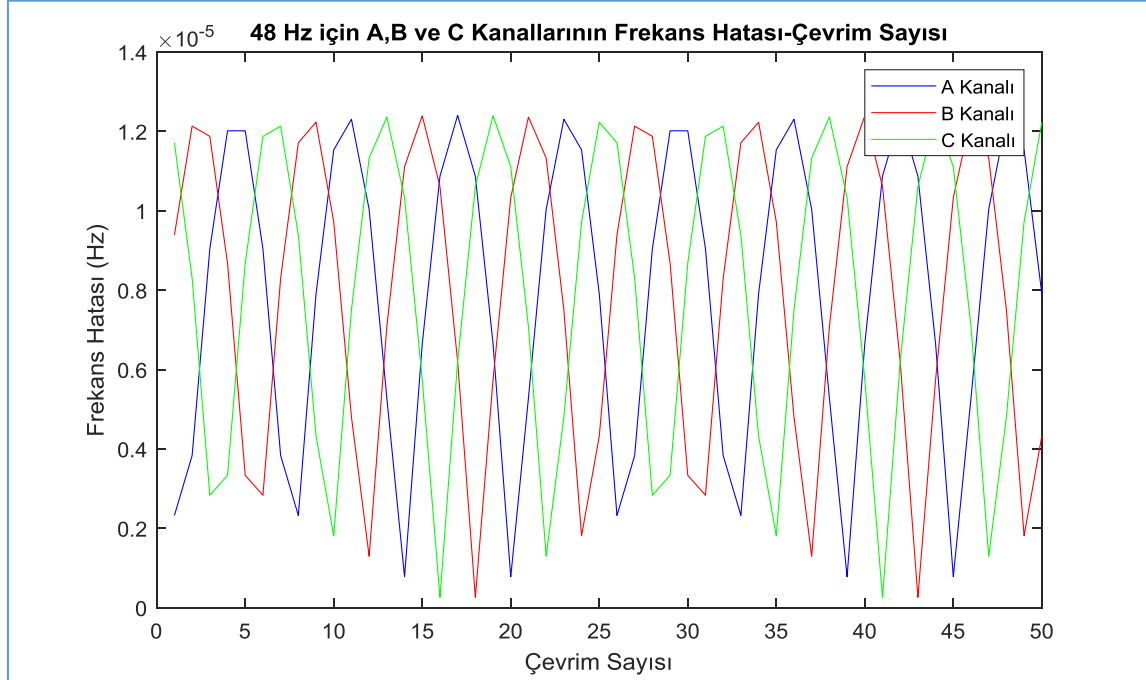


Şekil 1.26. 47 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

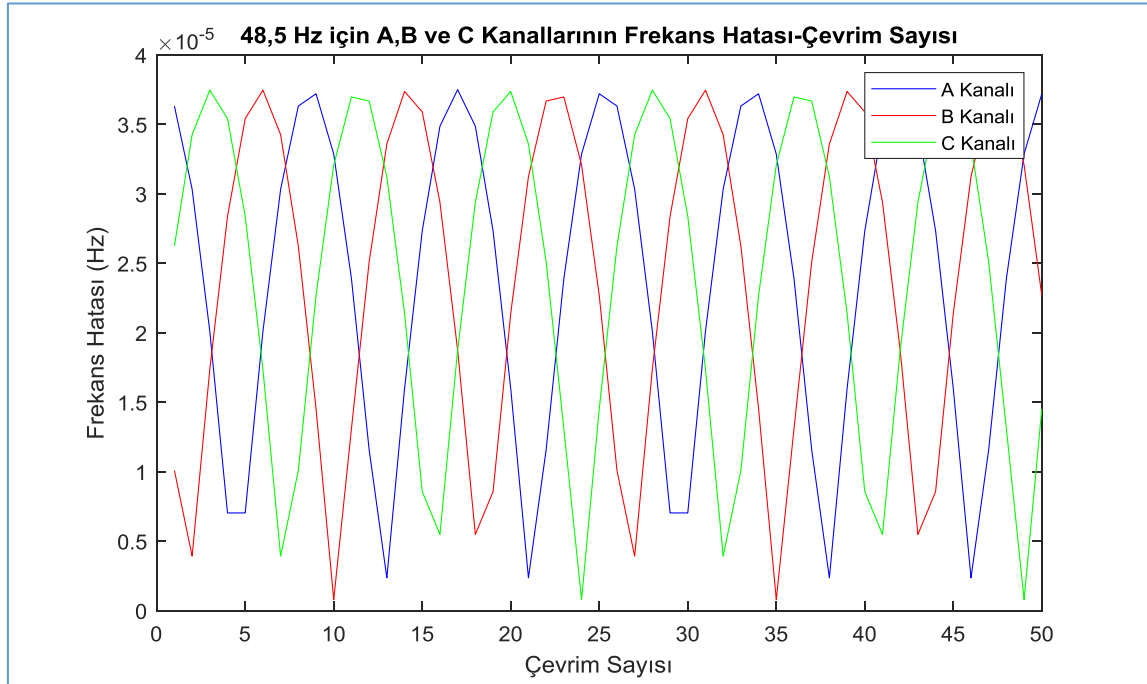


Şekil 1.27. 47,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

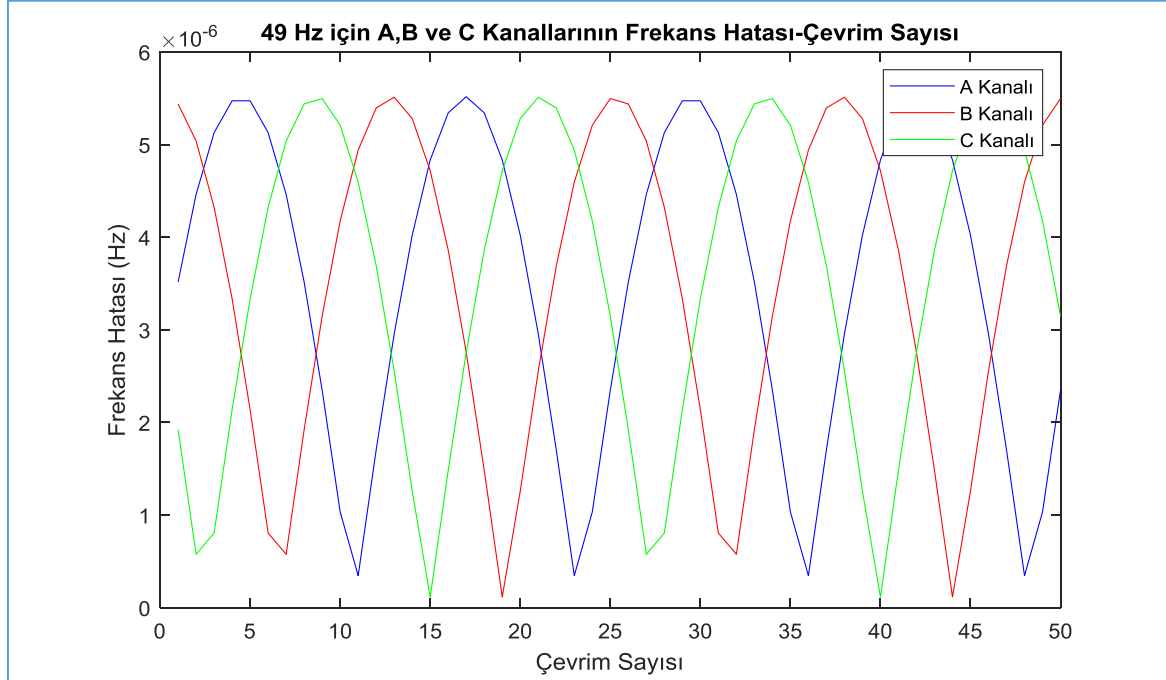


Şekil 1.28. 48 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

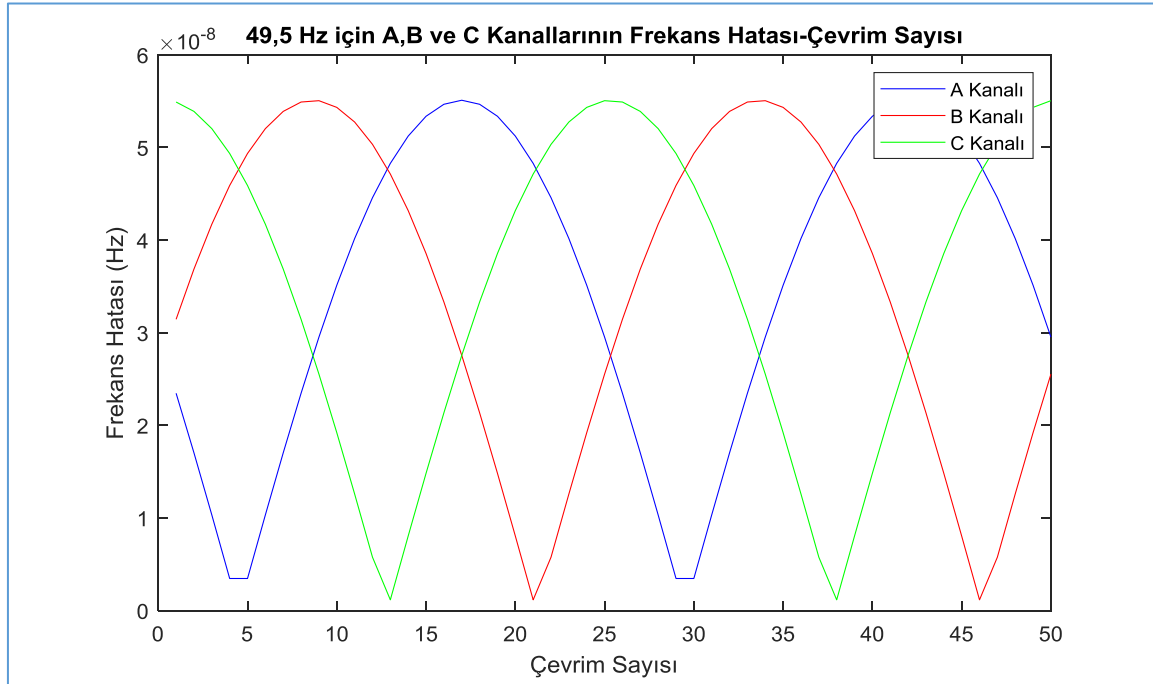


Şekil 1.29. 48,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

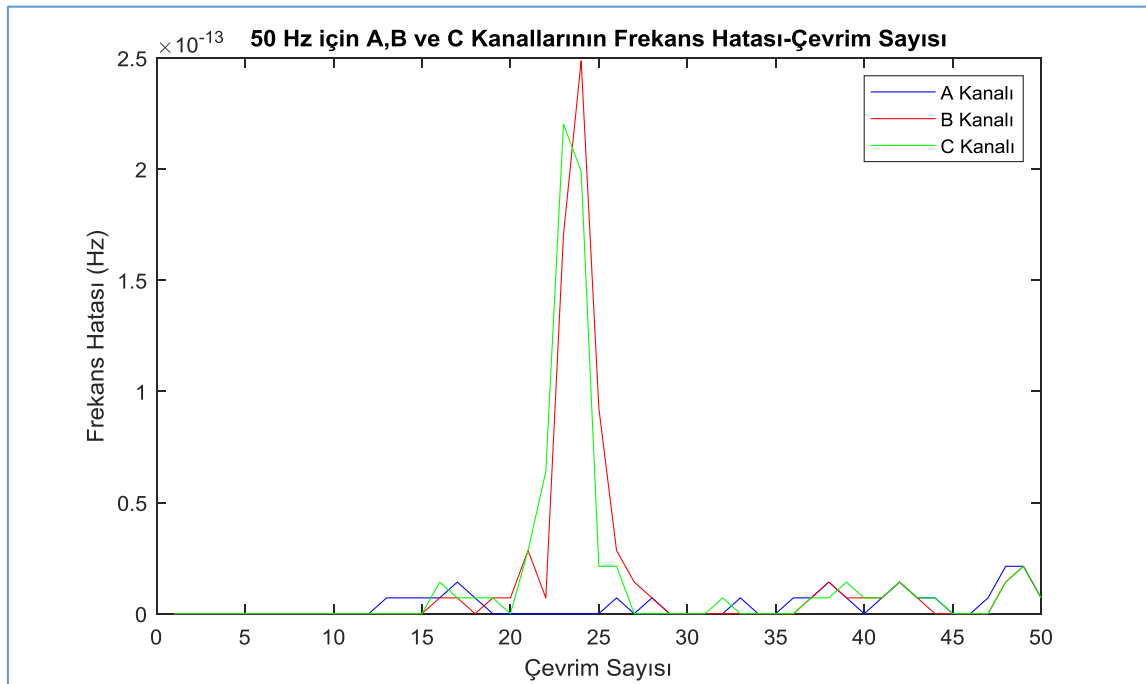


Şekil 1.30. 49 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

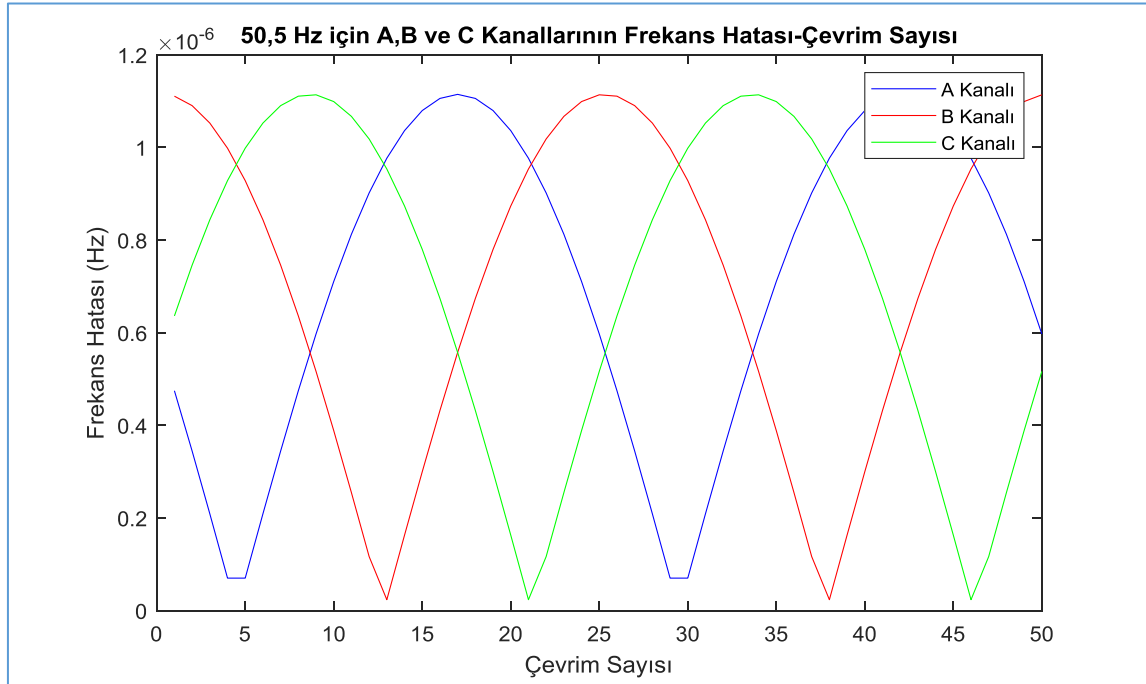


Şekil 1.31. 49,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

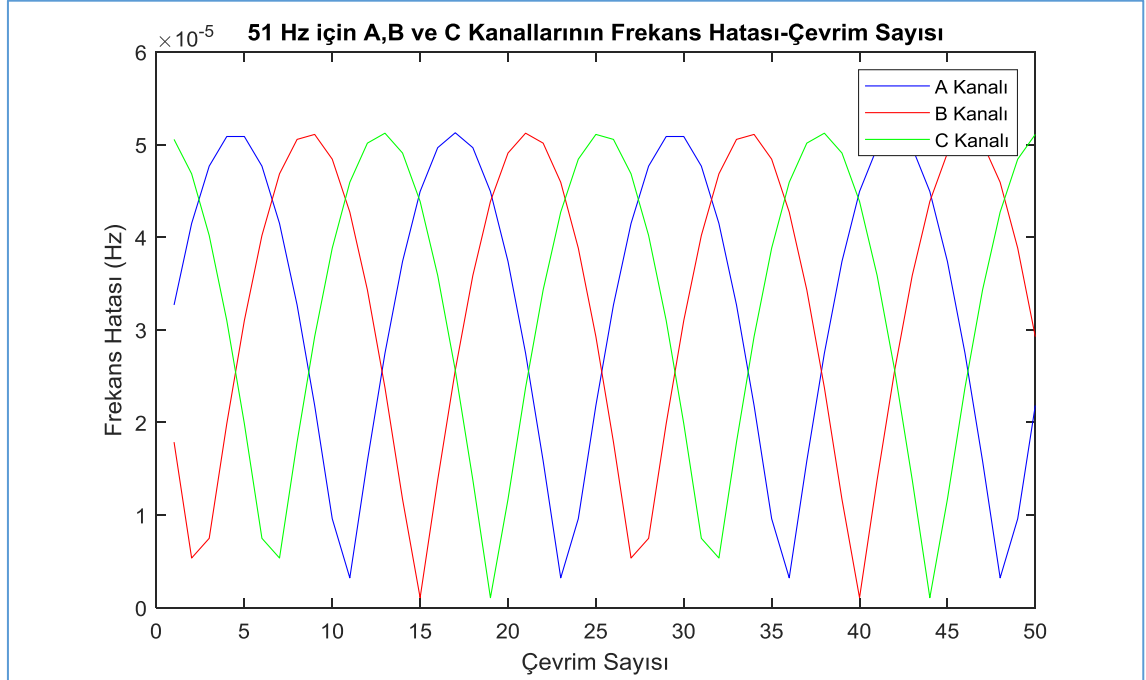


Şekil 1.32. 50 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

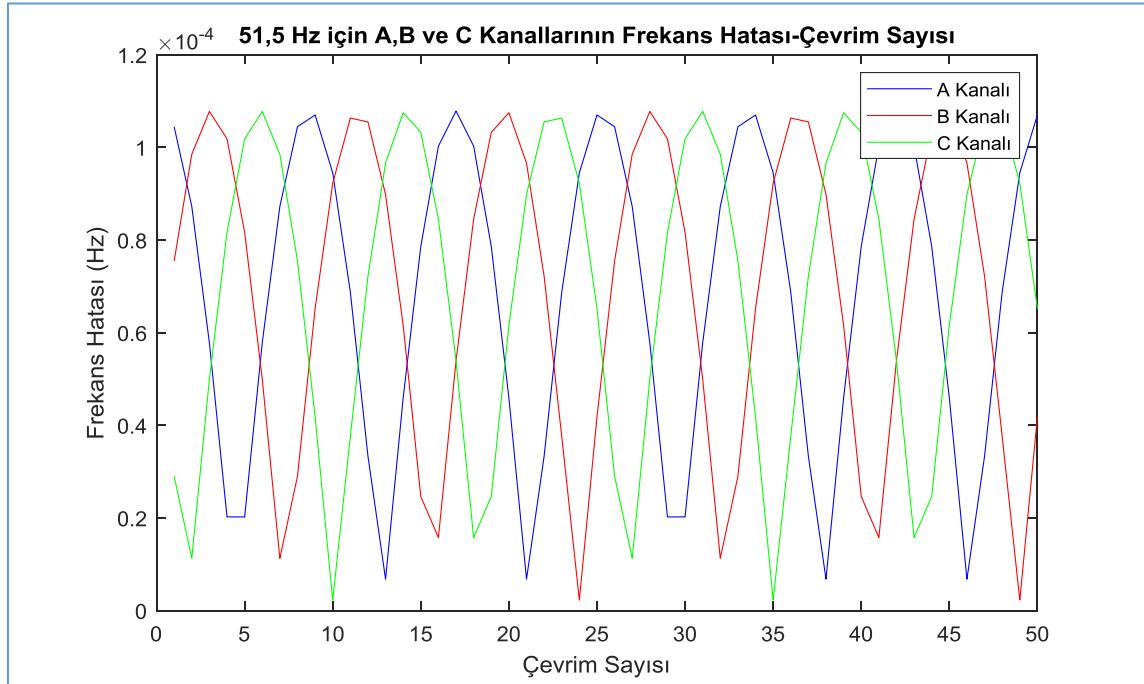


Şekil 1.33. 50,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

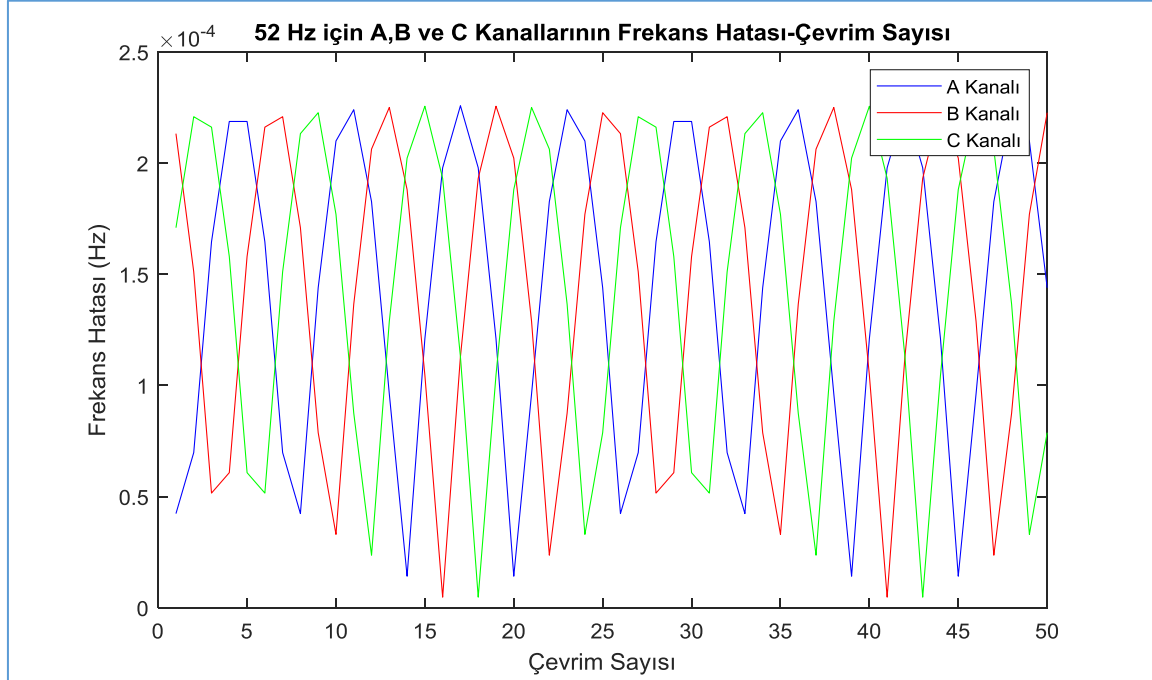


Şekil 1.34. 51 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

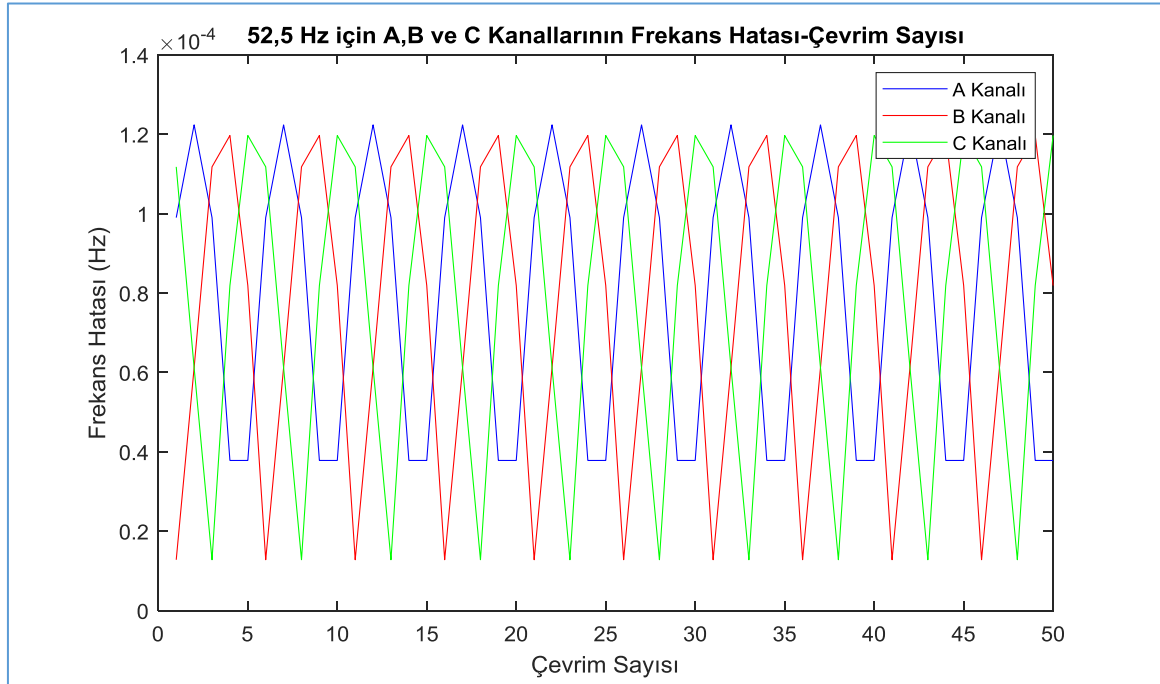


Şekil 1.35. 51,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

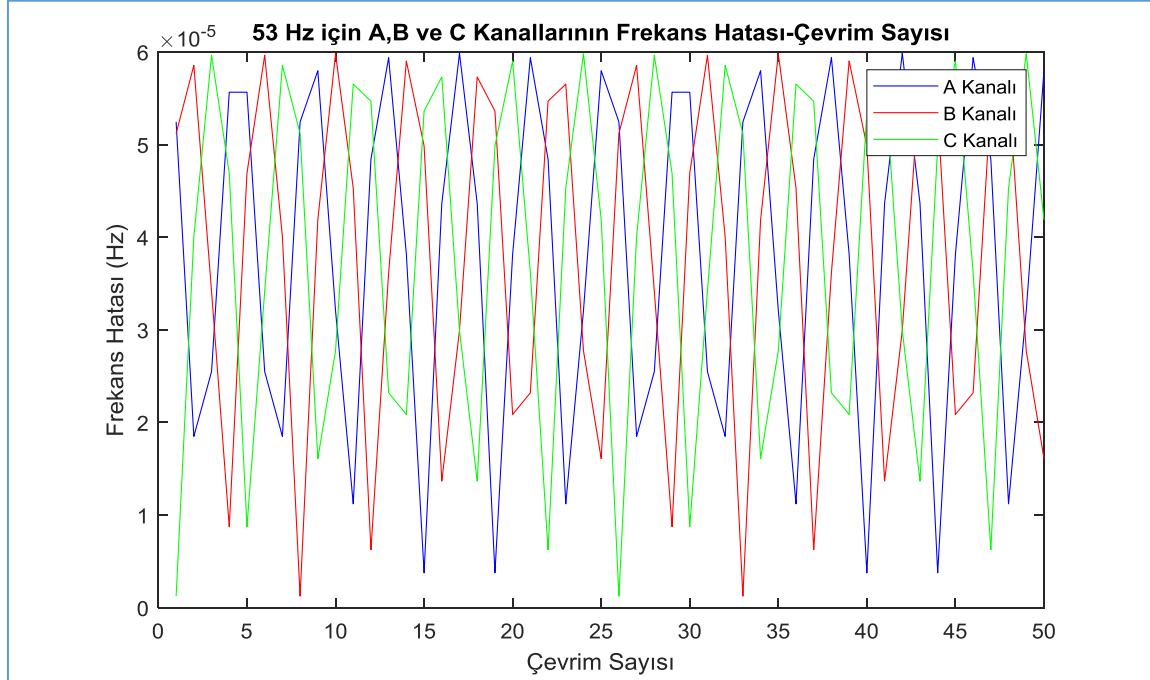


Şekil 1.36. 52 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

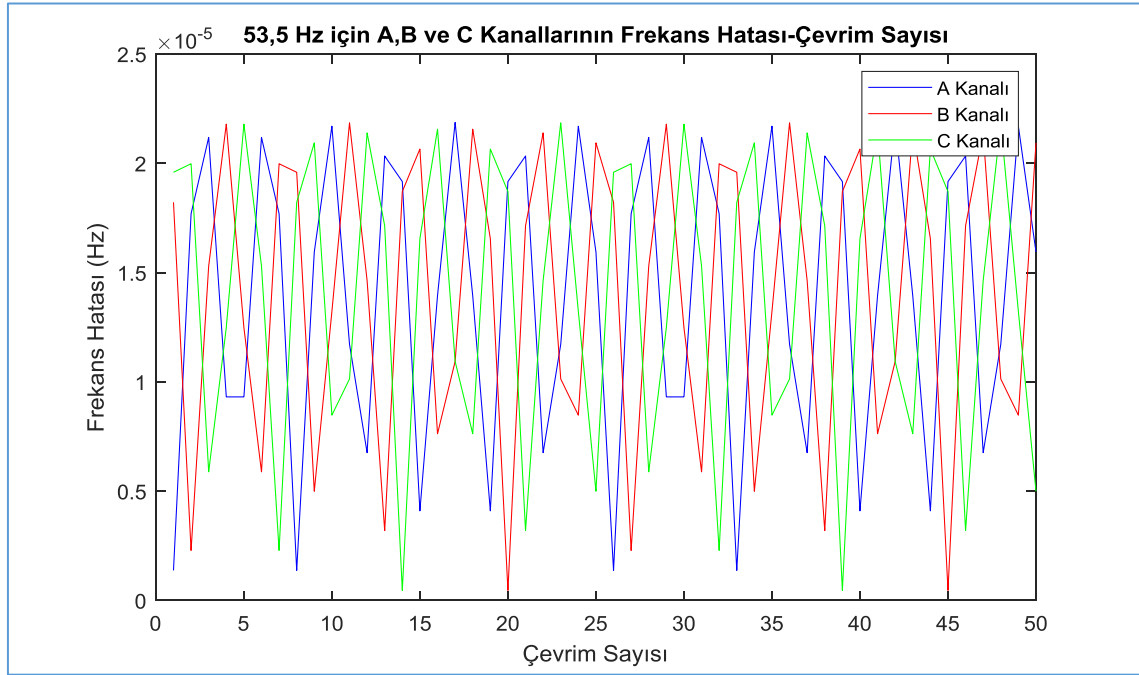


Şekil 1.37. 52,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

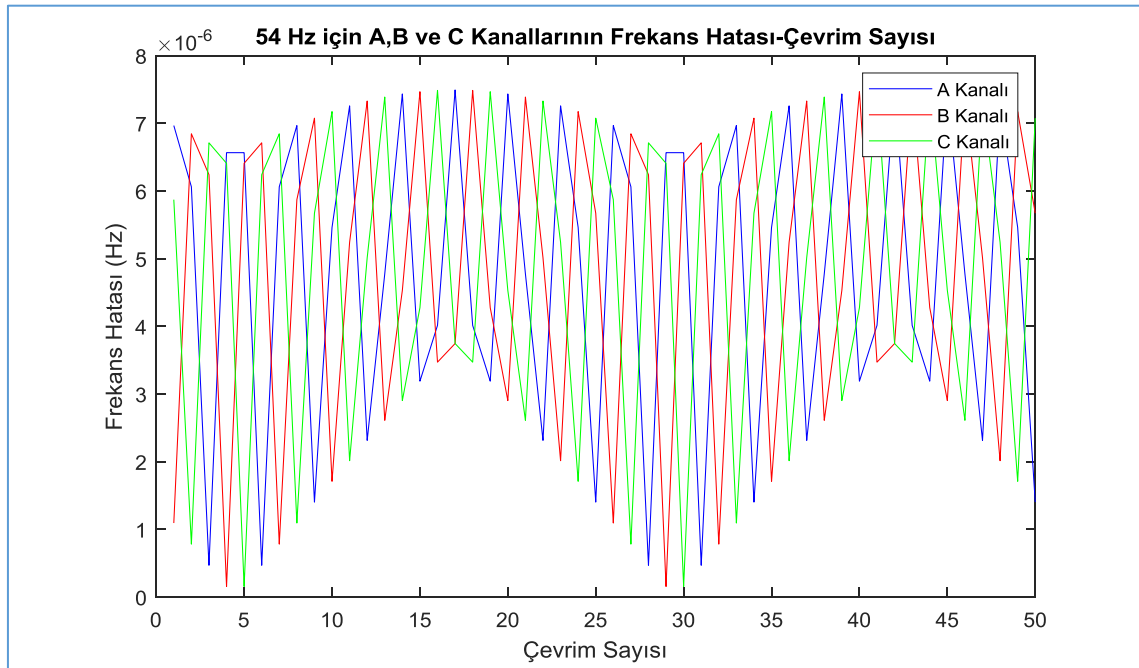


Şekil 1.38. 53 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

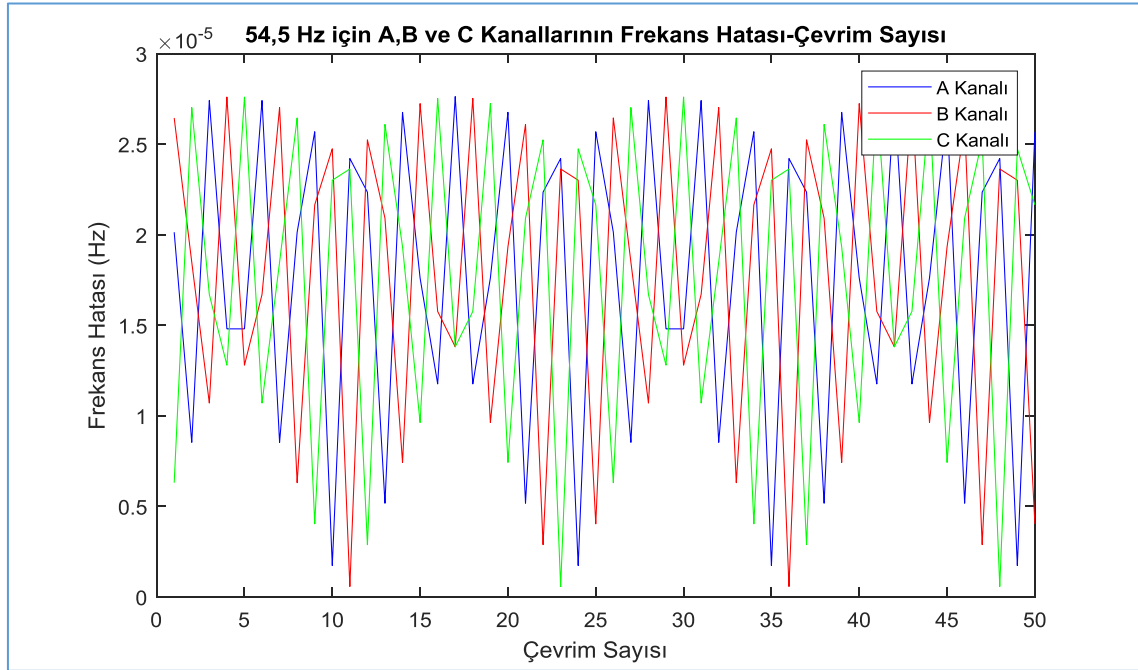


Şekil 1.39. 53,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

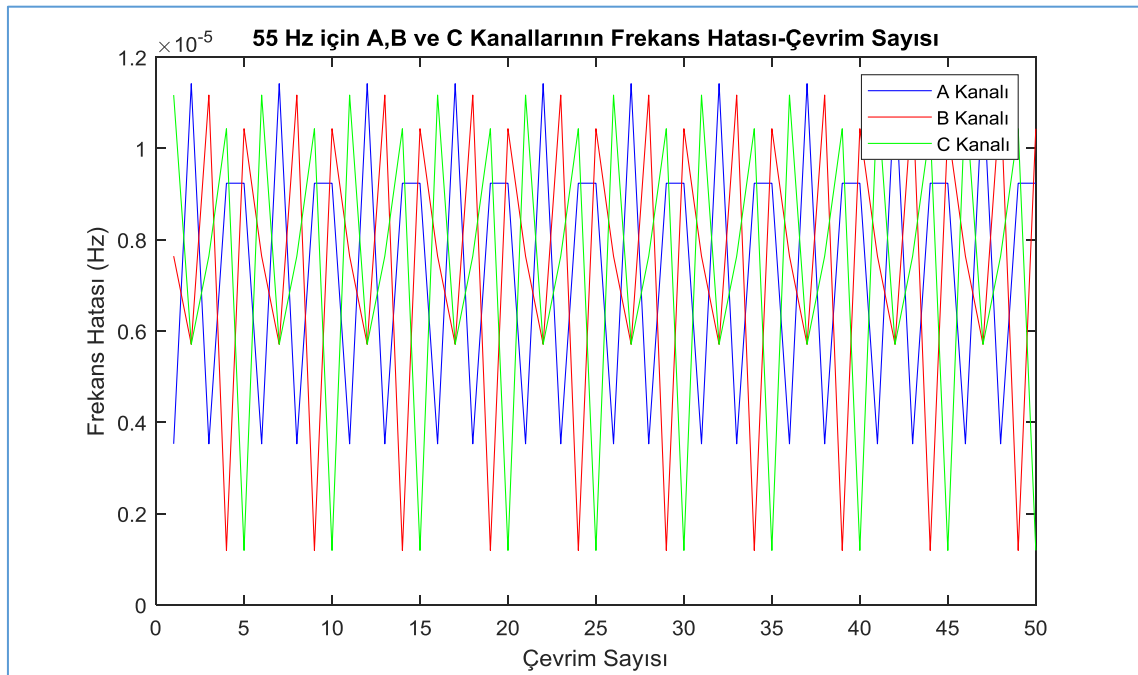


Şekil 1.40. 54 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

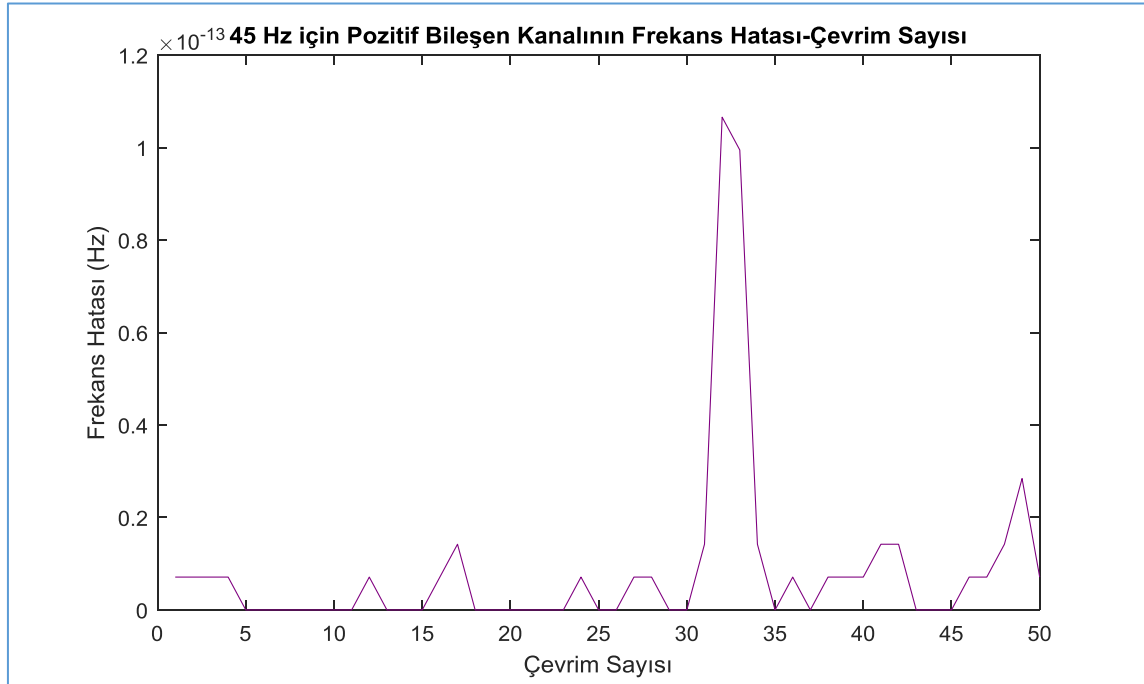


Şekil 1.41. 54,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

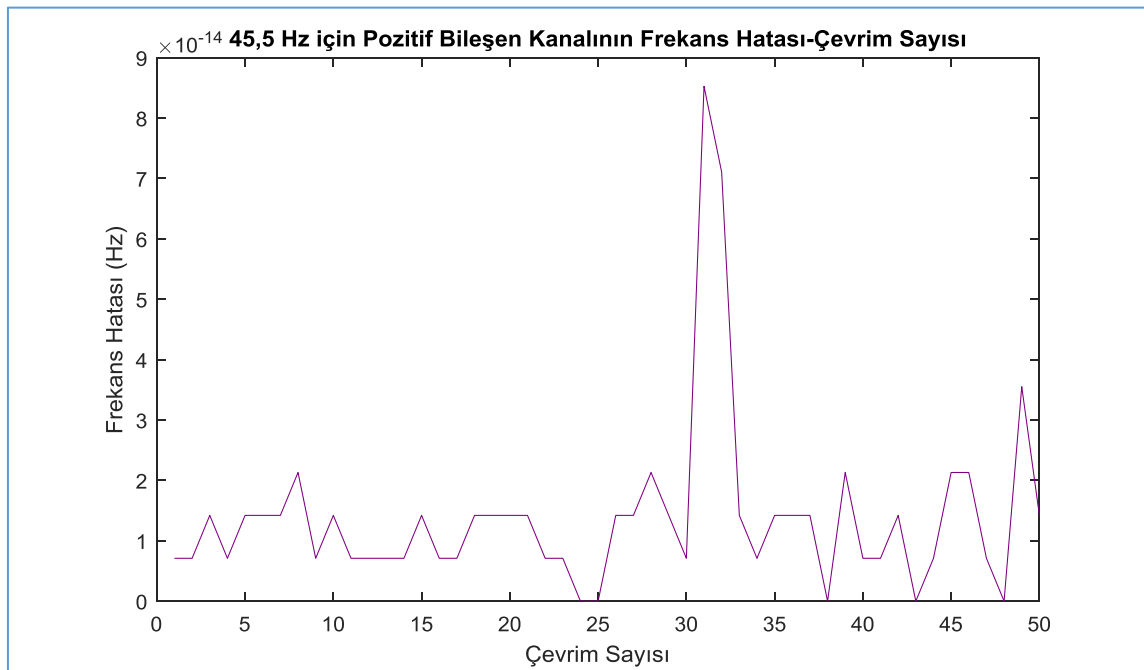


Şekil 1.42. 55 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

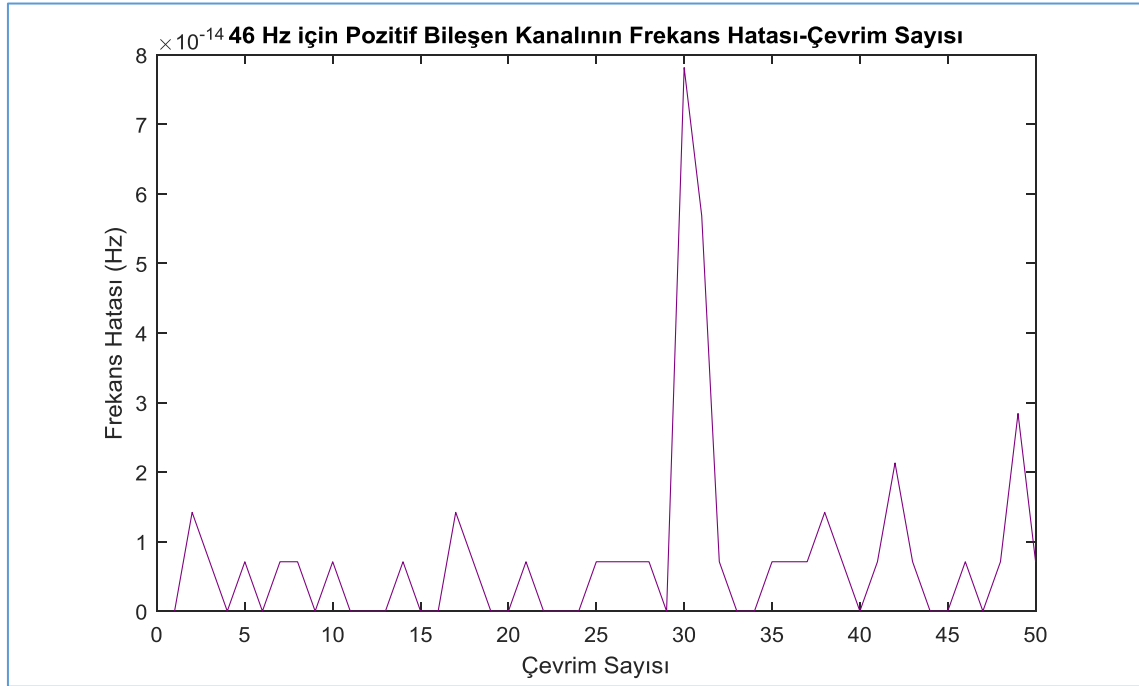


Şekil 1.43. 45 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

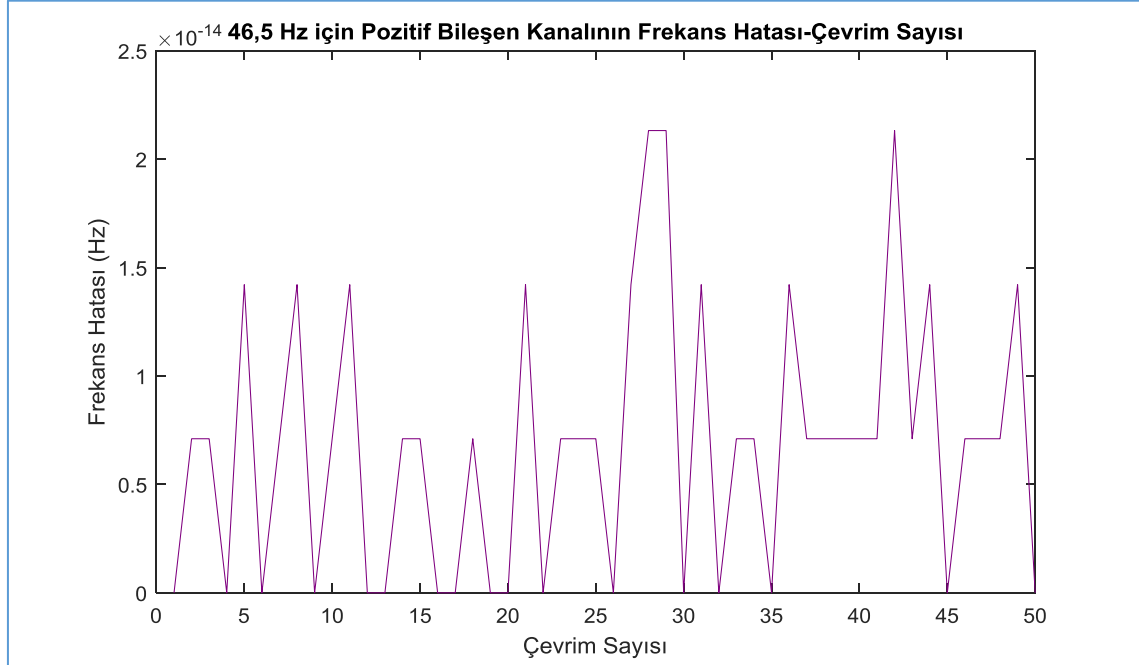


Şekil 1.44. 45,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

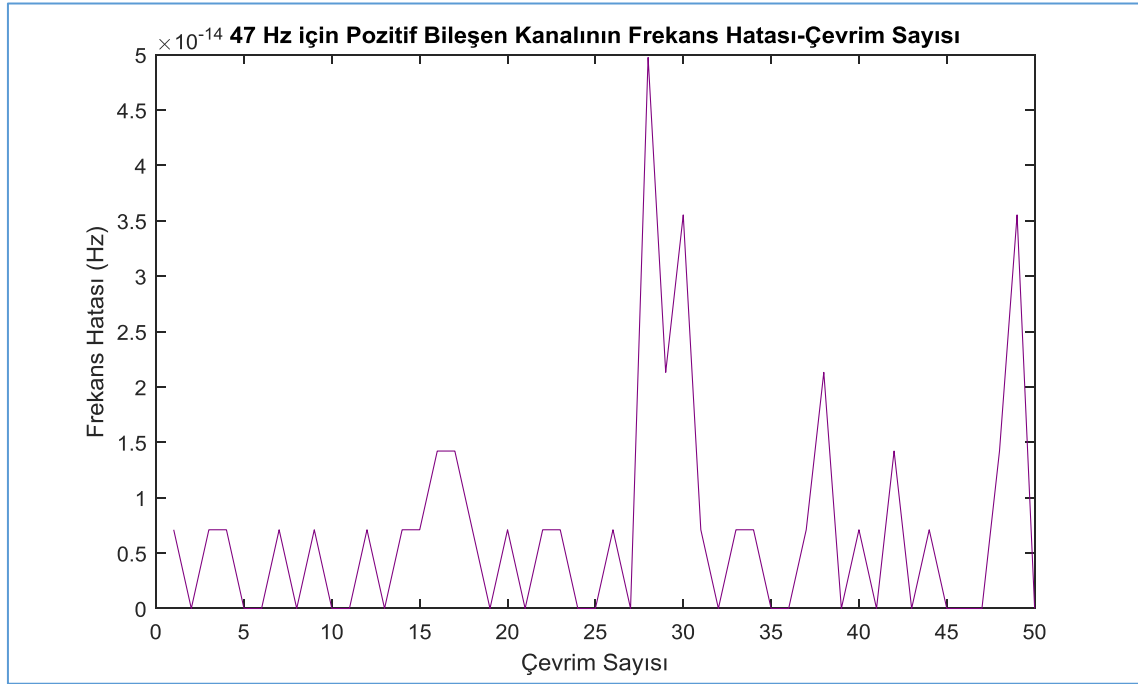


Şekil 1.45. 46 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

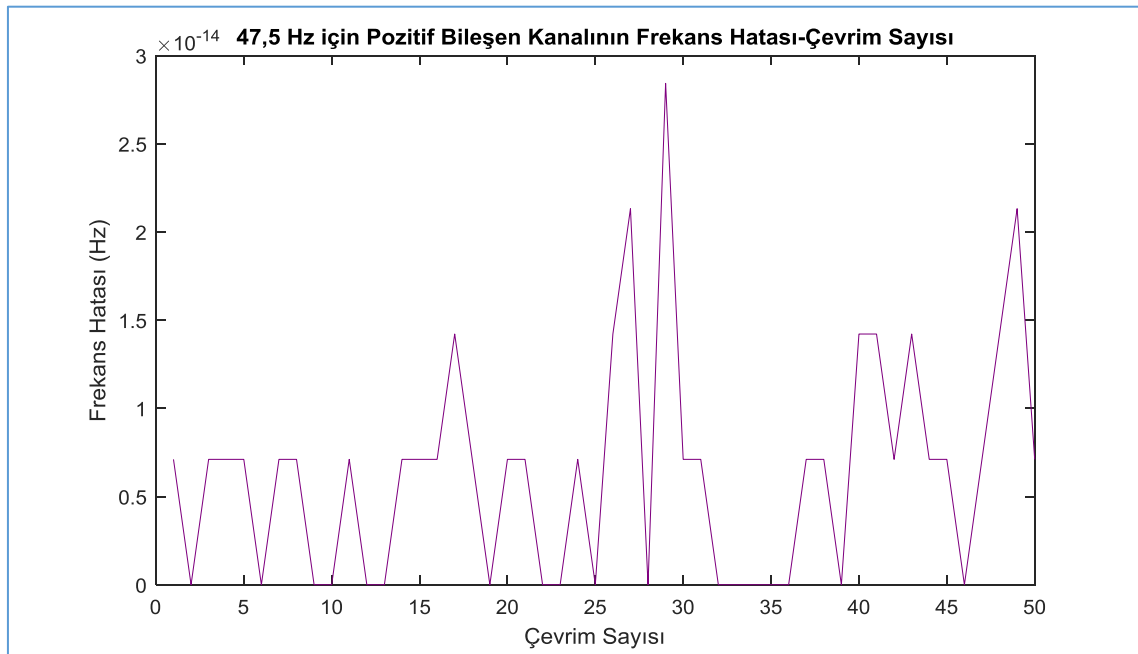


Şekil 1.46. 46,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

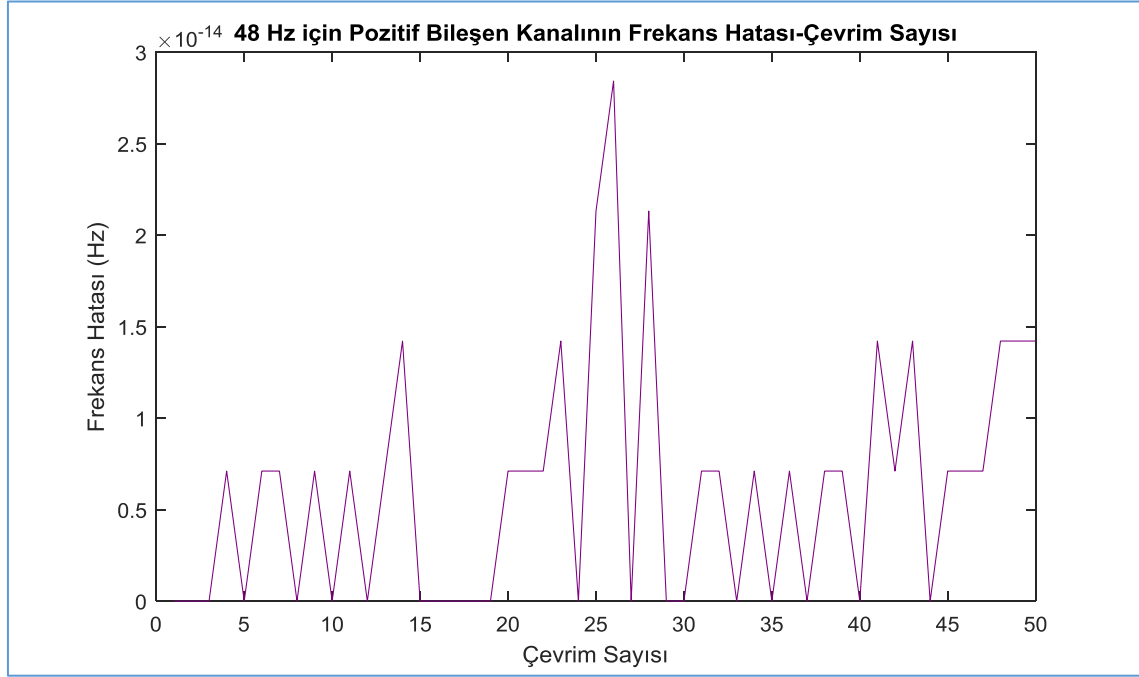


Şekil 1.47. 47 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

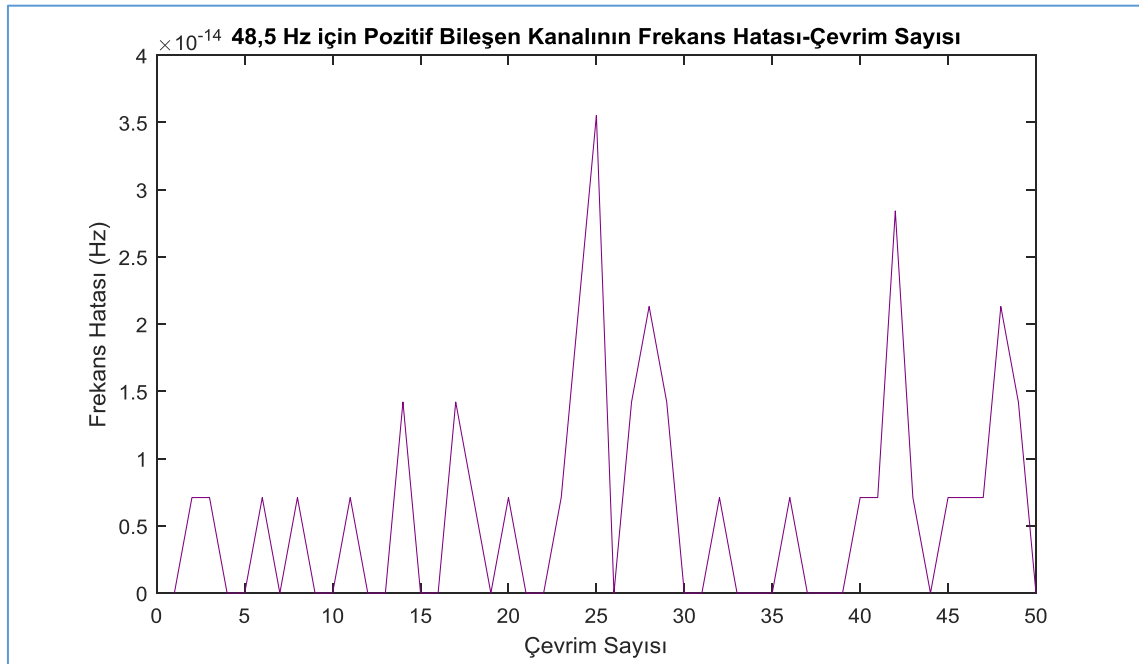


Şekil 1.48. 47,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

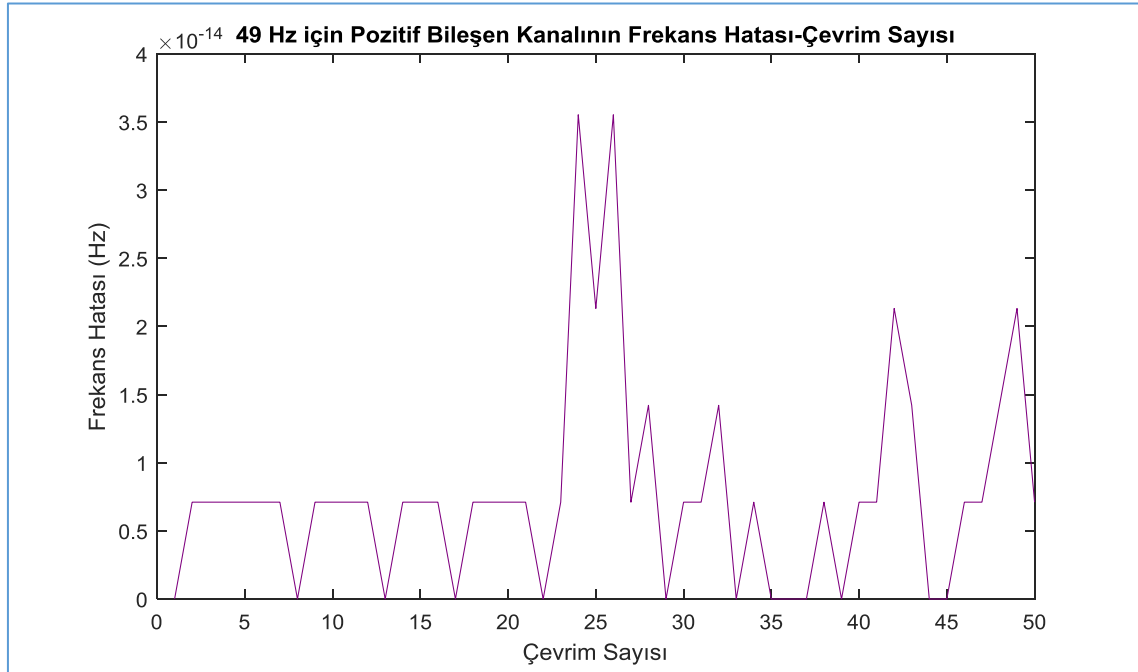


Şekil 1.49. 48 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

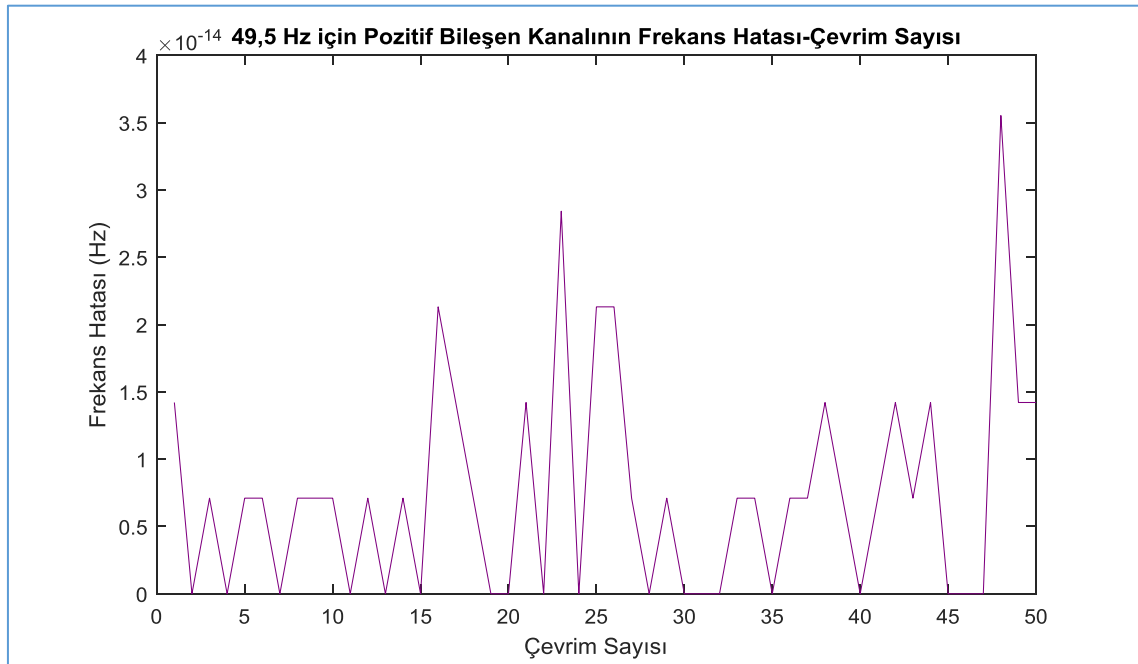


Şekil 1.50. 48,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

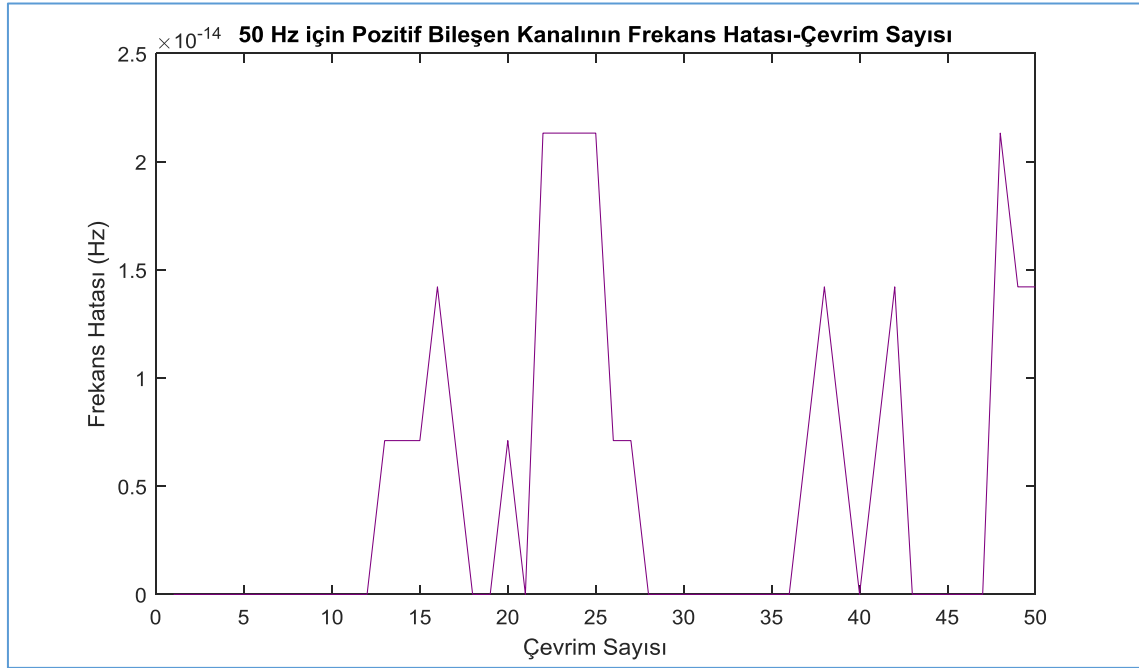


Şekil 1.51. 49 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

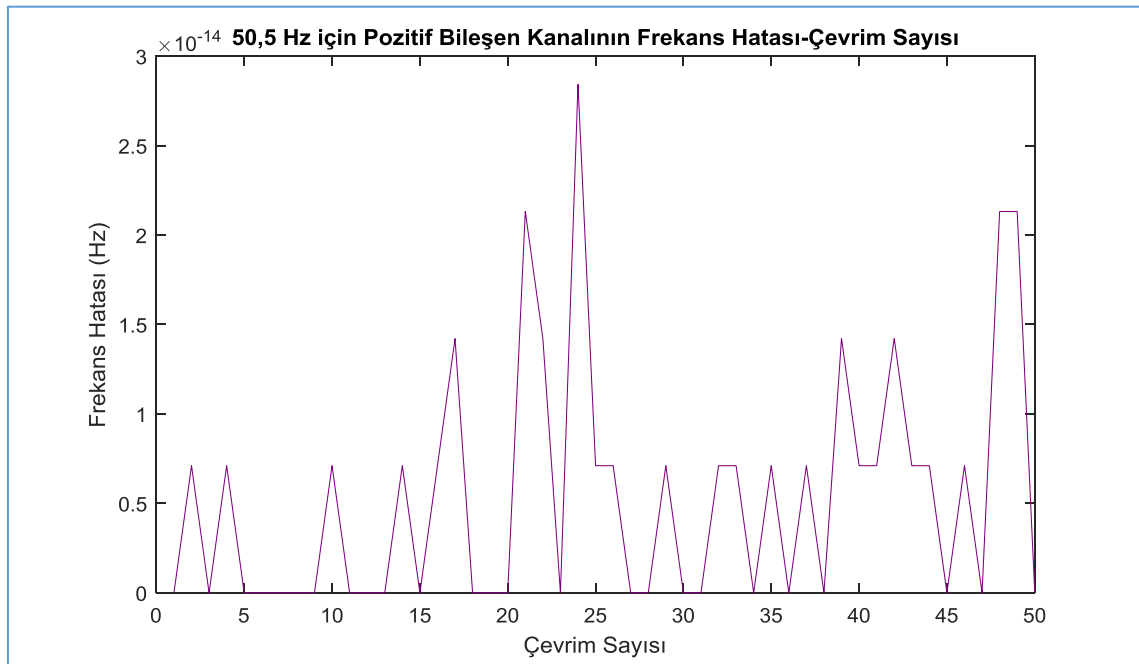


Şekil 1.52. 49,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

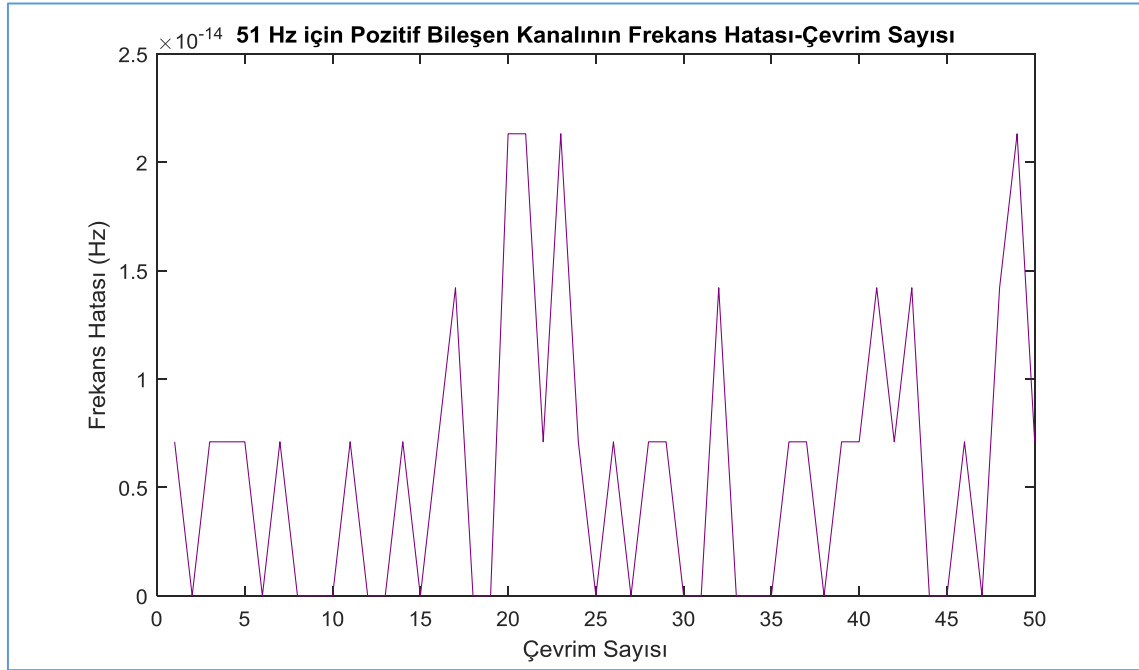


Şekil 1.53. 50 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

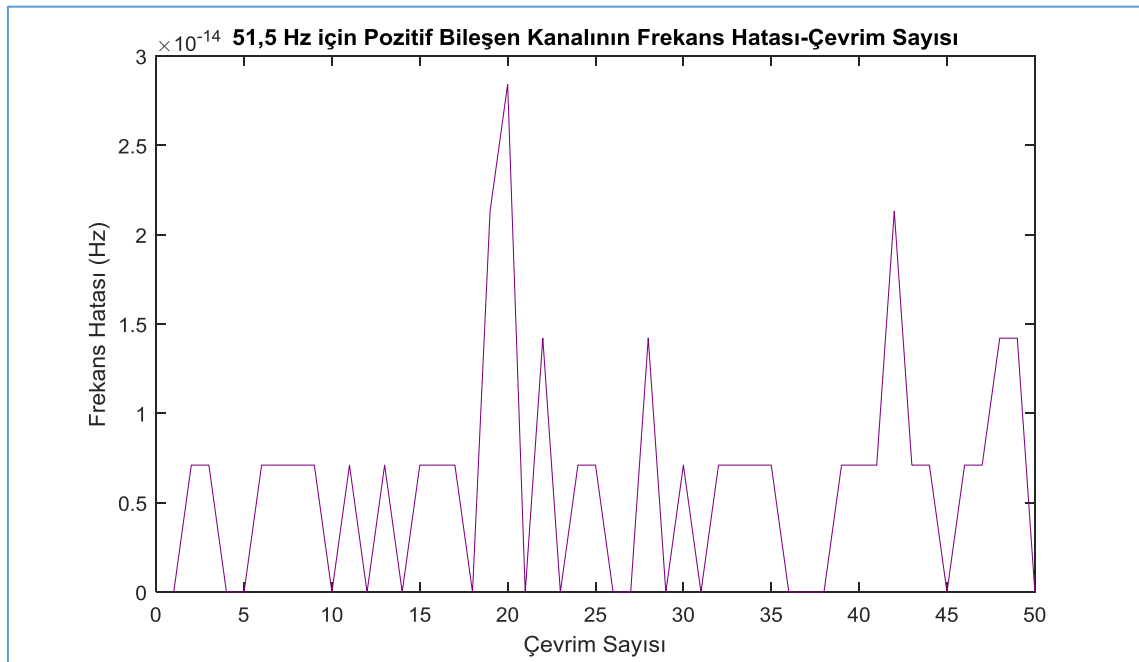


Şekil 1.54. 50,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

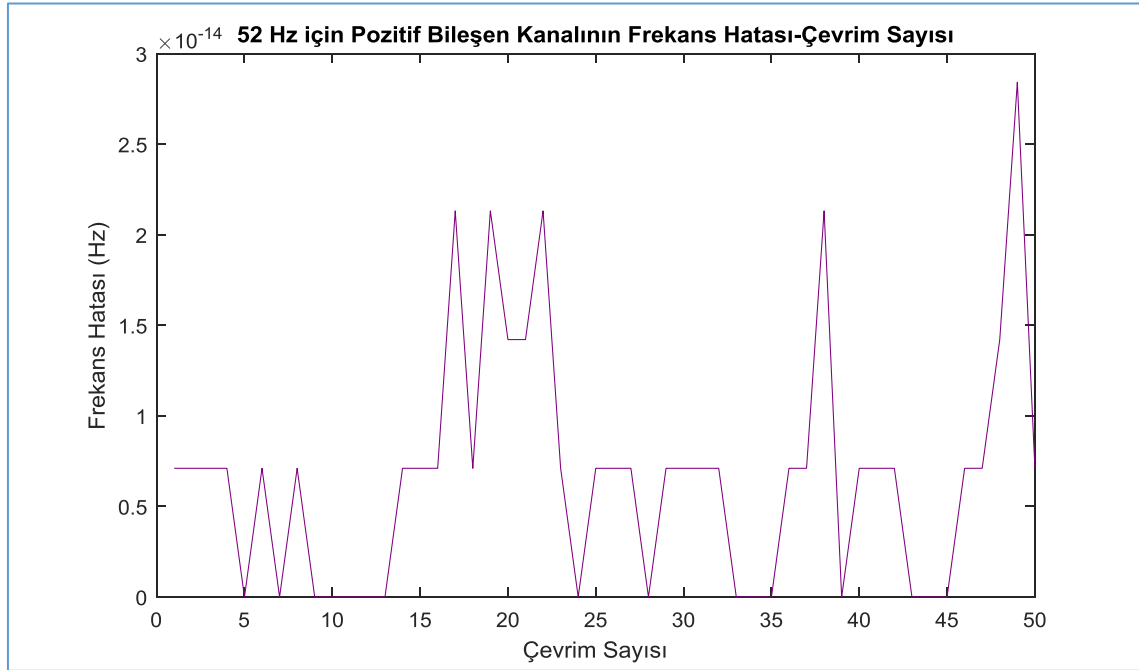


Şekil 1.55. 51 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

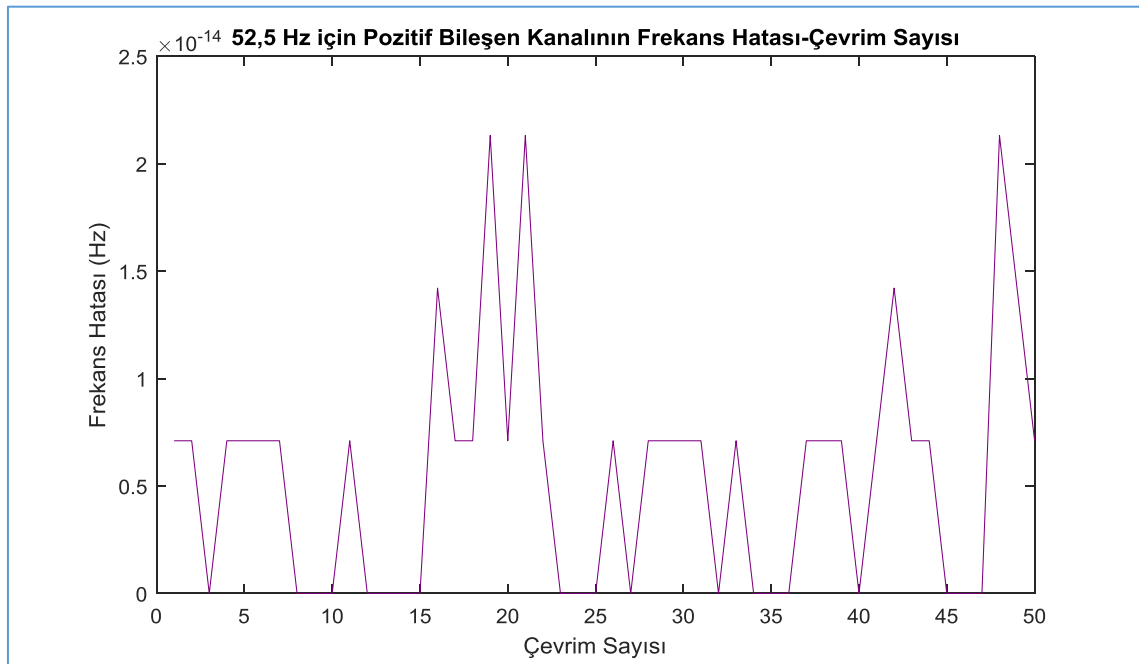


Şekil 1.56. 51,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

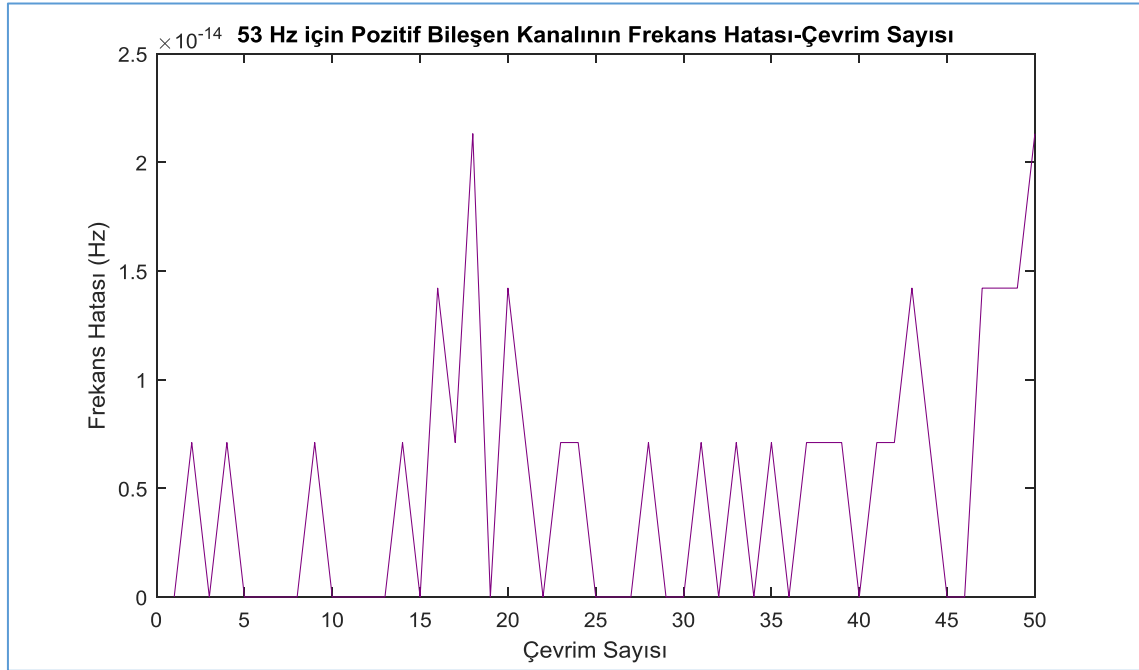


Şekil 1.57. 52 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

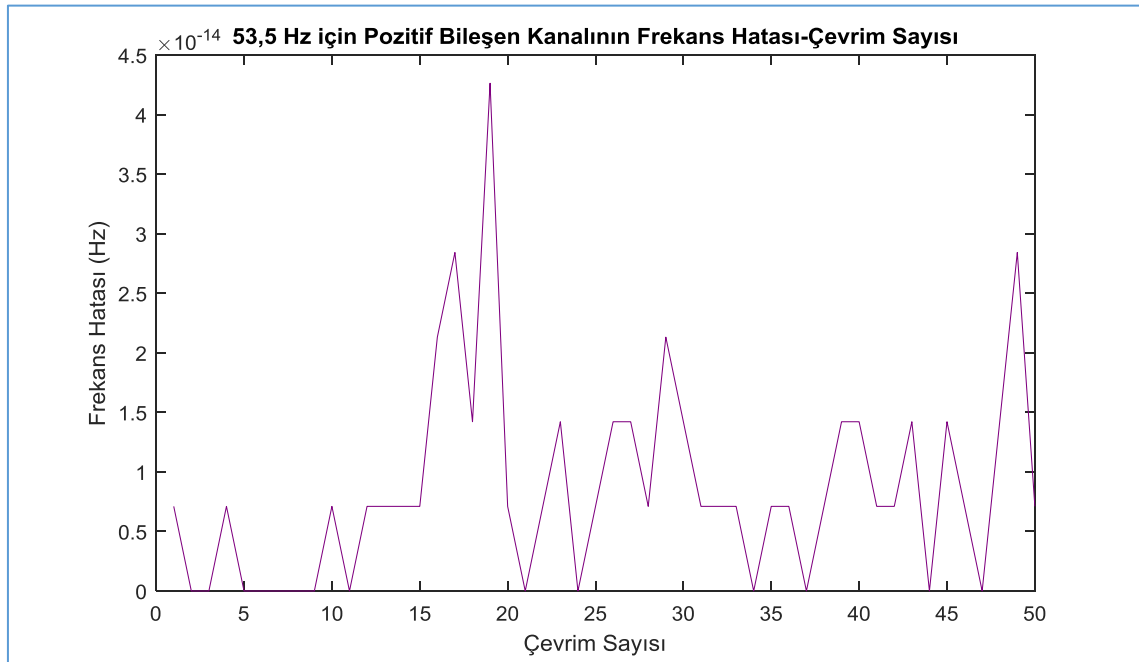


Şekil 1.58. 52,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

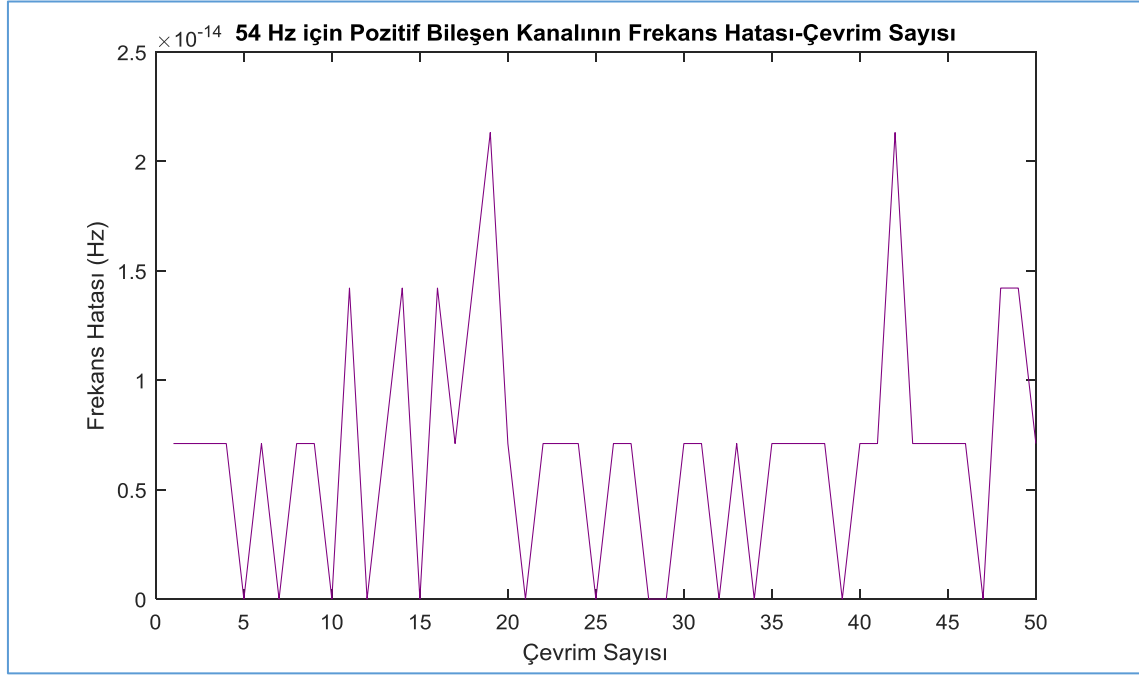


Şekil 1.59. 53 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

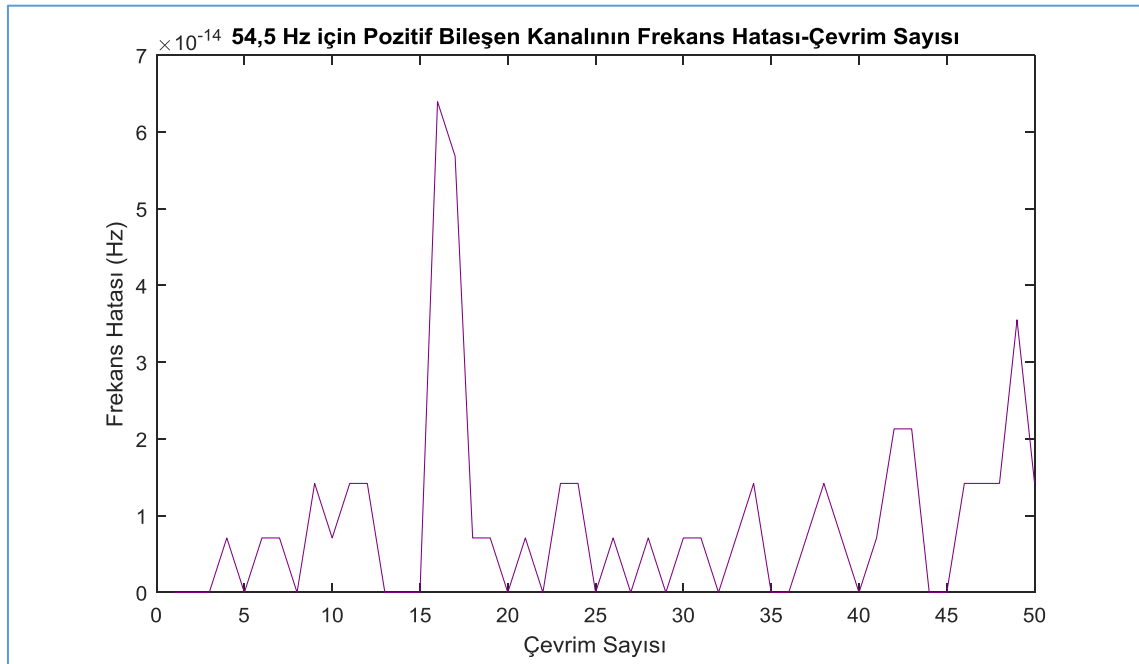


Şekil 1.60. 53,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

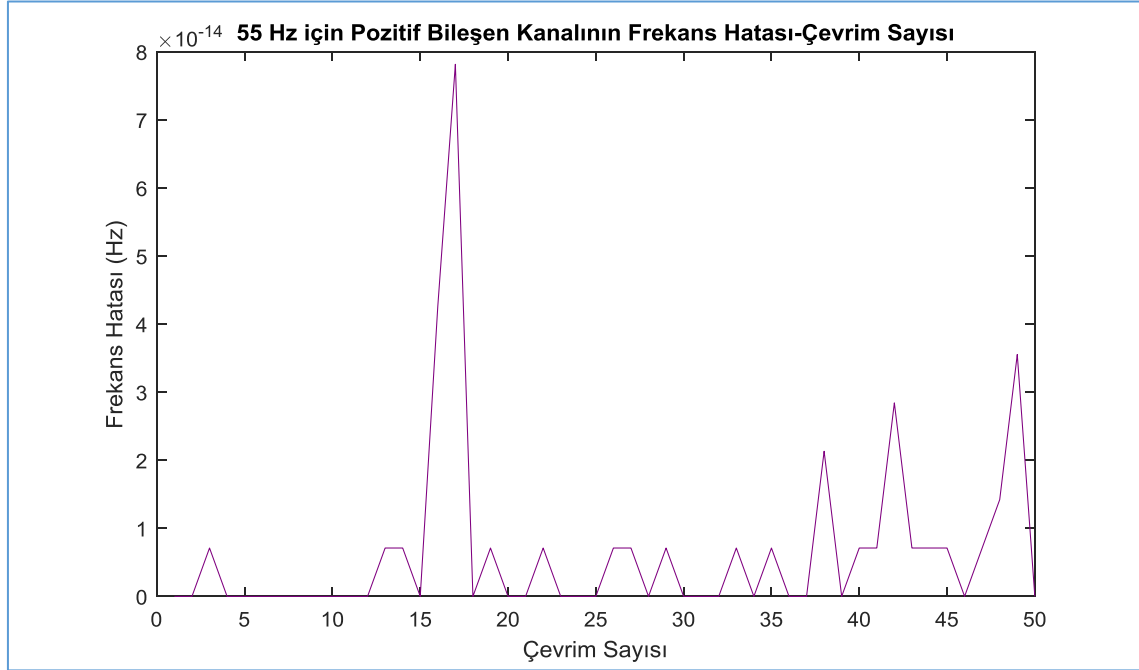


Şekil 1.61. 54 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

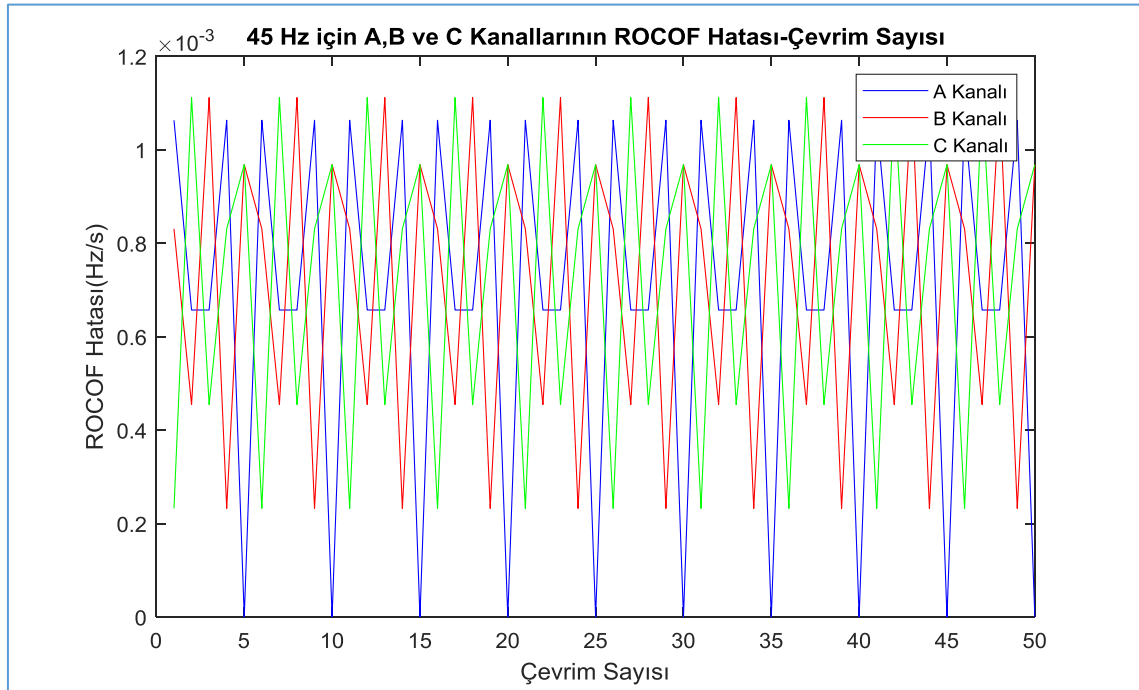


Şekil 1.62. 54,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

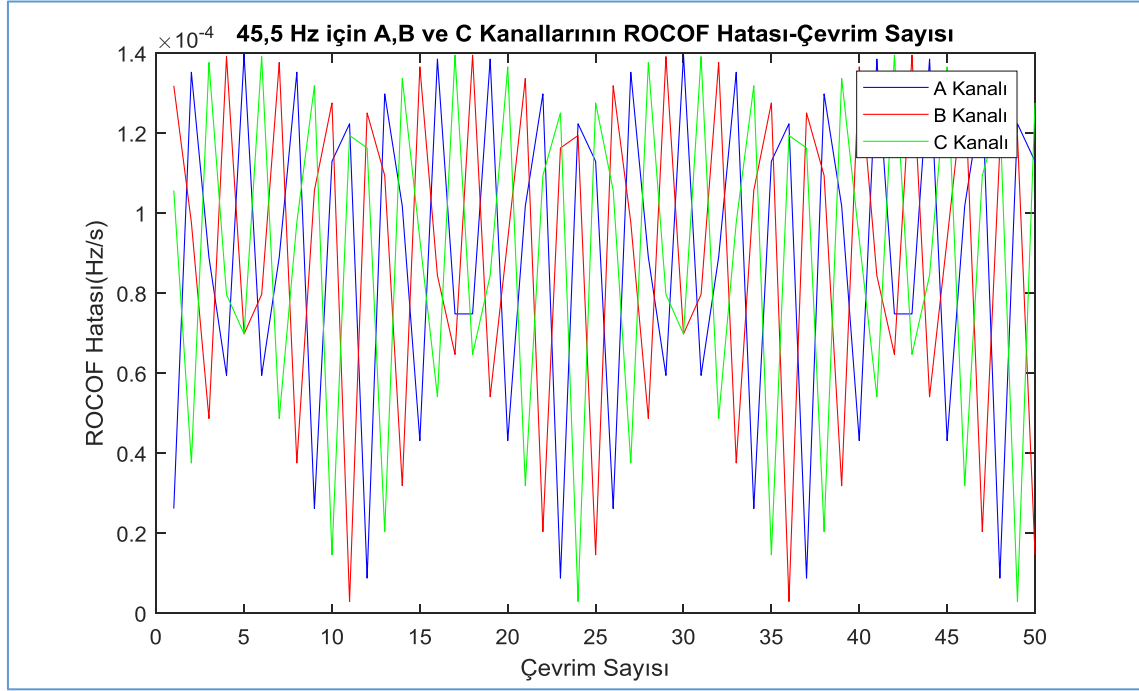


Şekil 1.63. 55 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

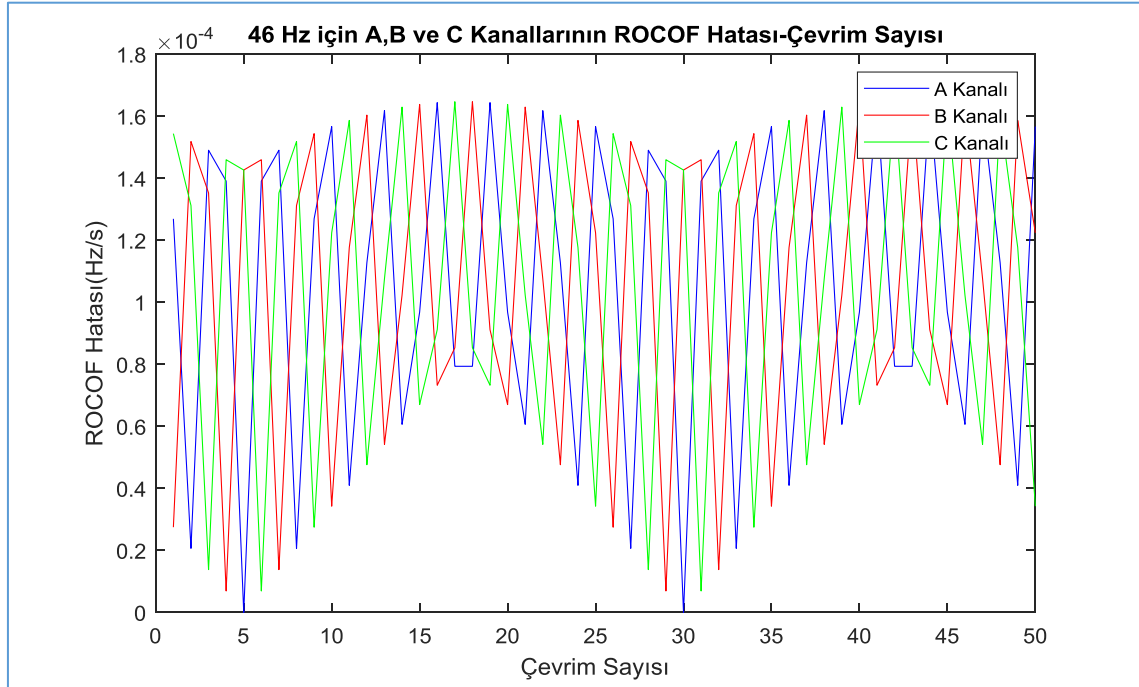


Şekil 1.64. 45 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

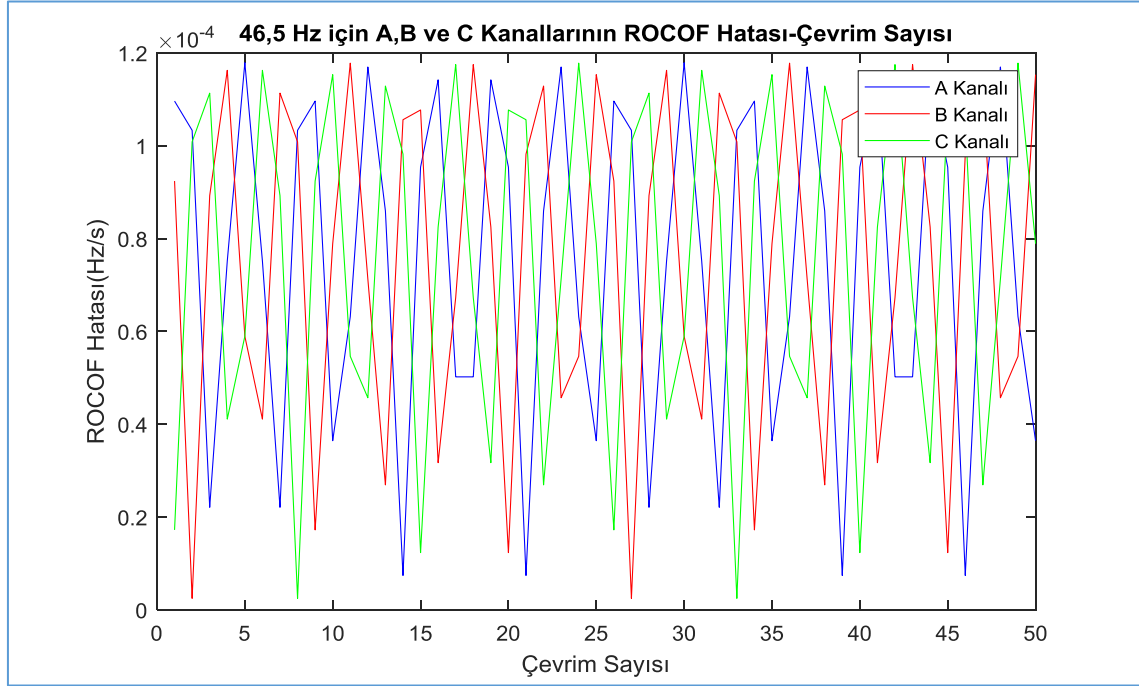


Şekil 1.65. 45,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

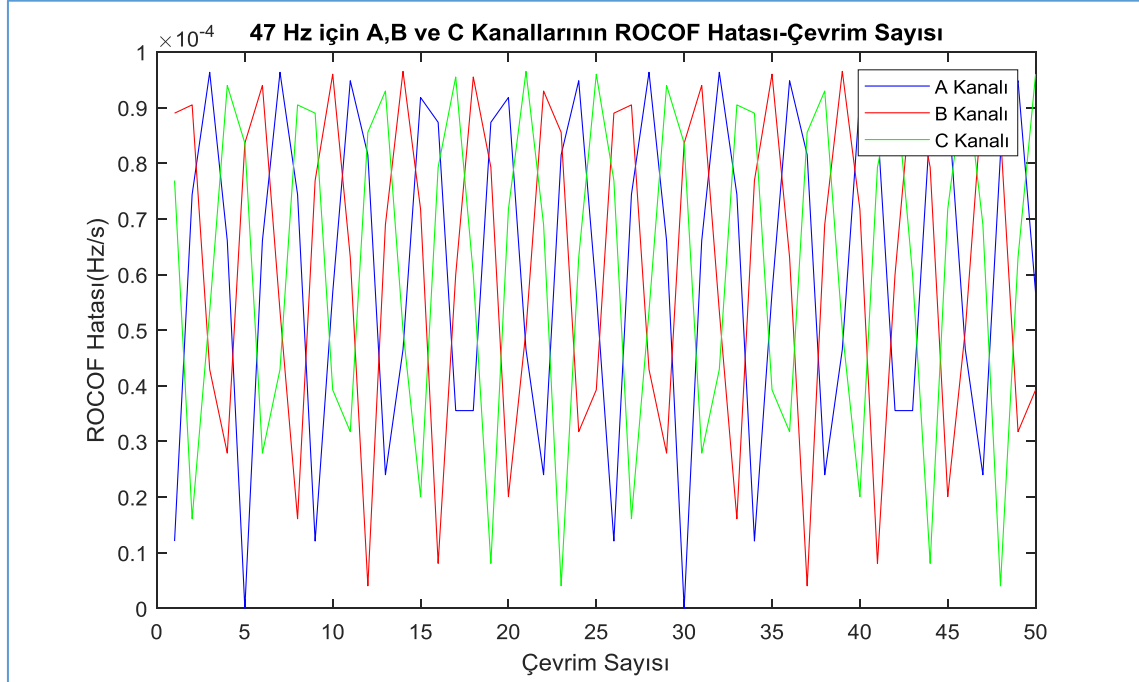


Şekil 1.66. 46 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

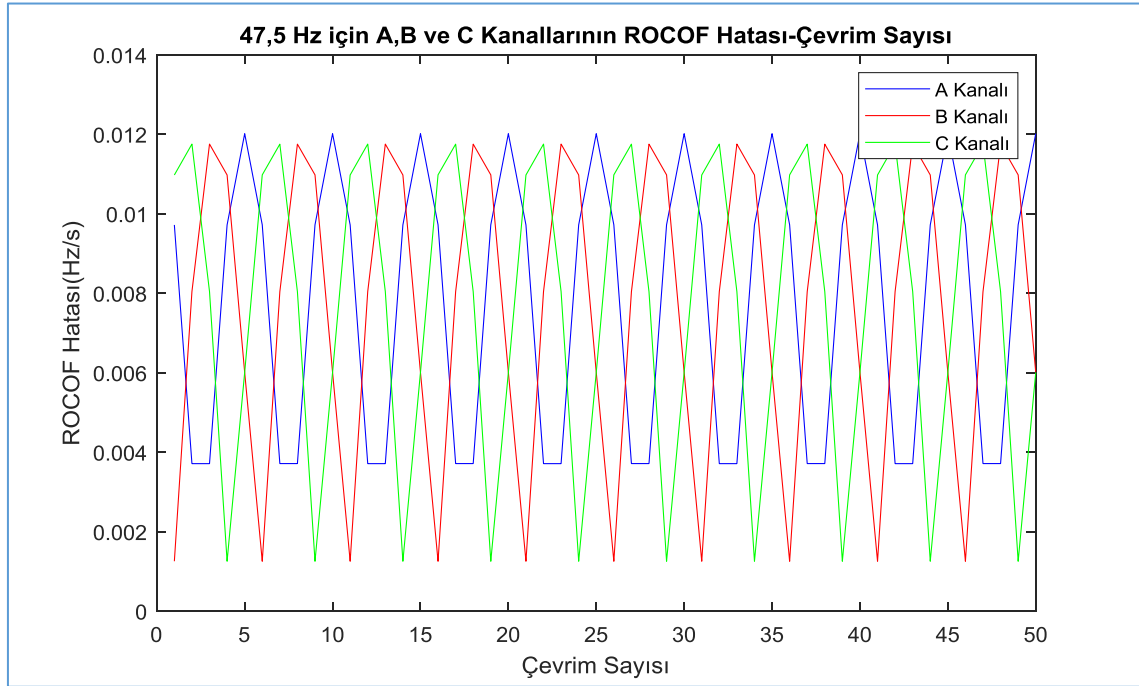


Şekil 1.67. 46,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

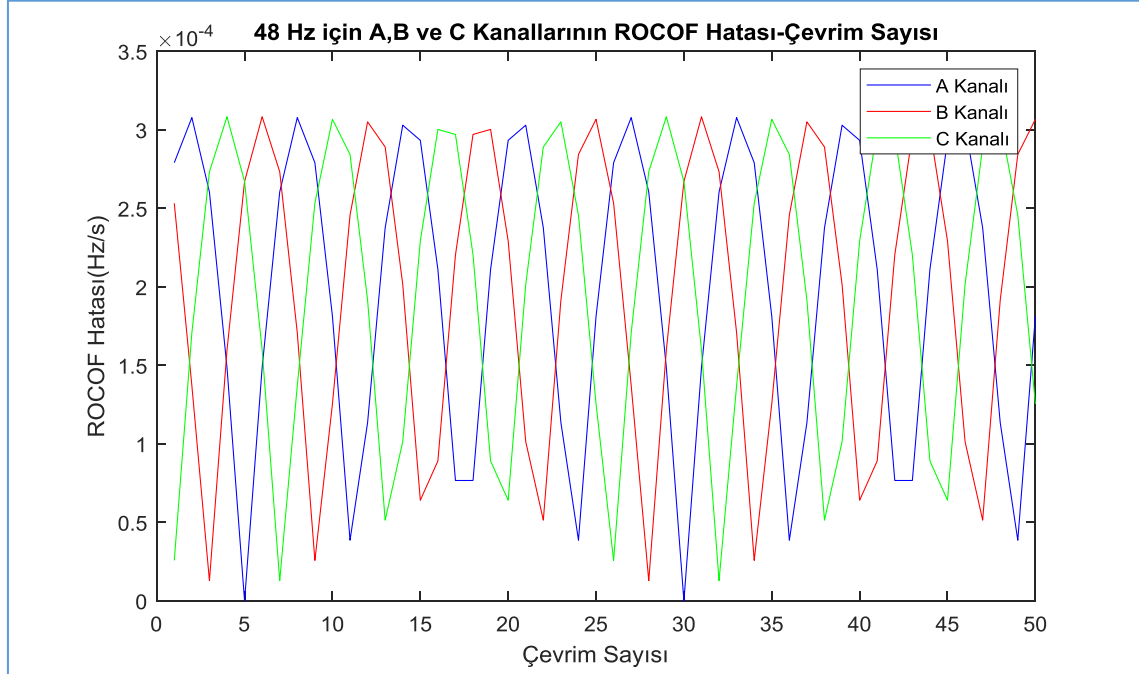


Şekil 1.68. 47 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

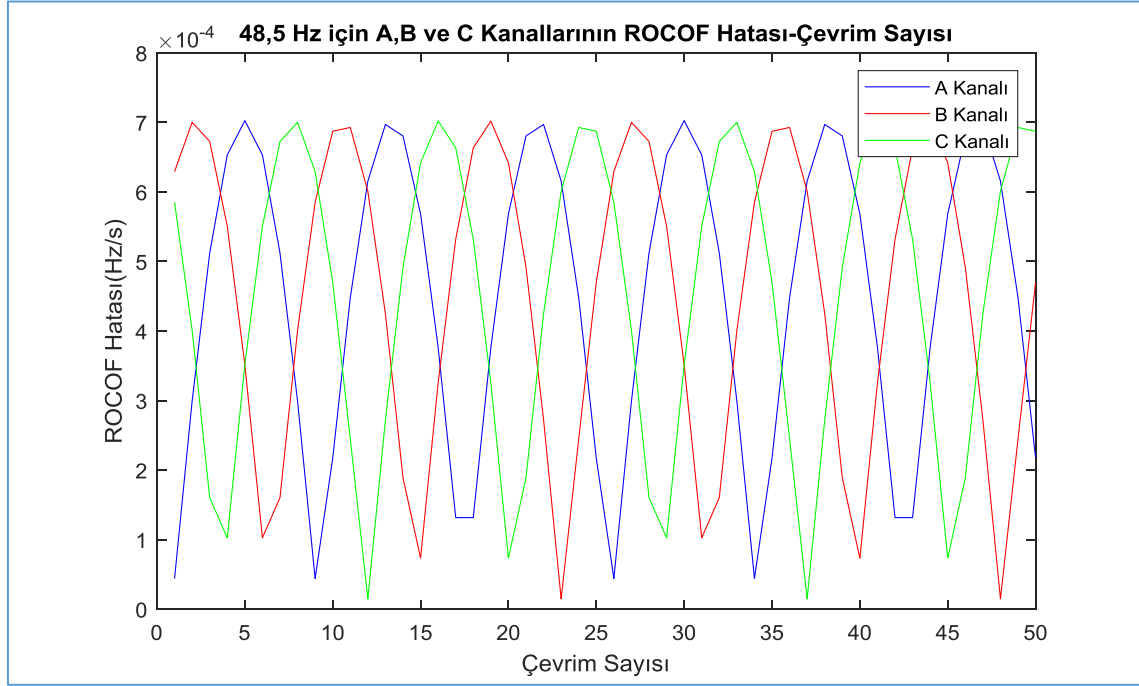


Şekil 1.69. 47,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

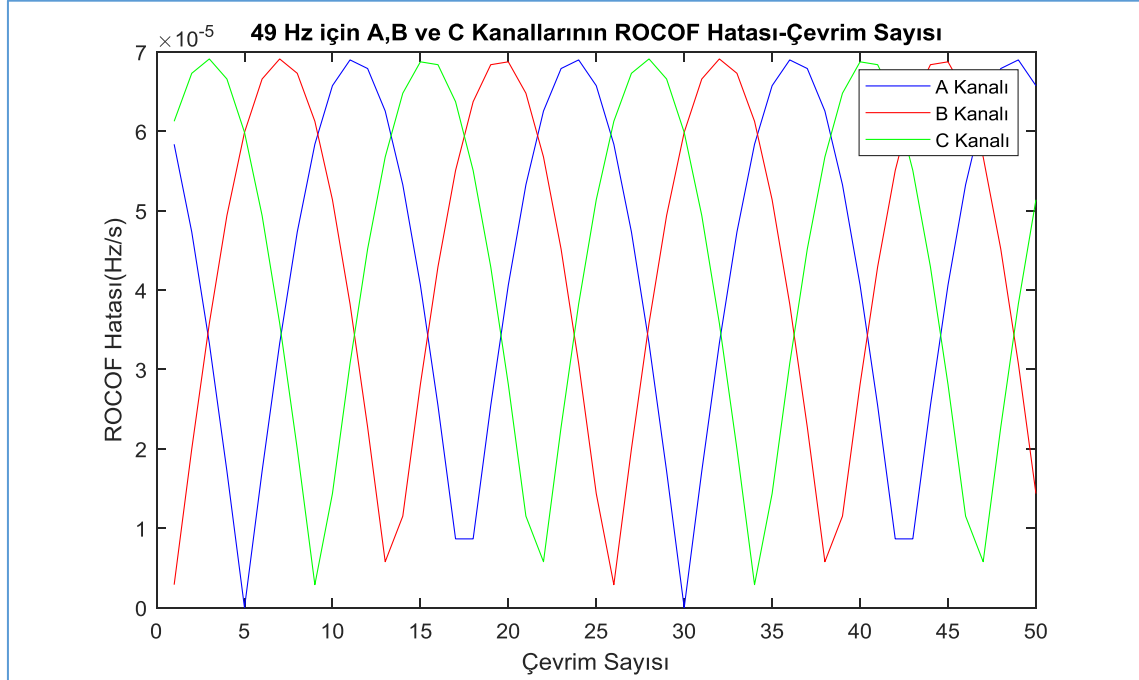


Şekil 1.70. 48 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

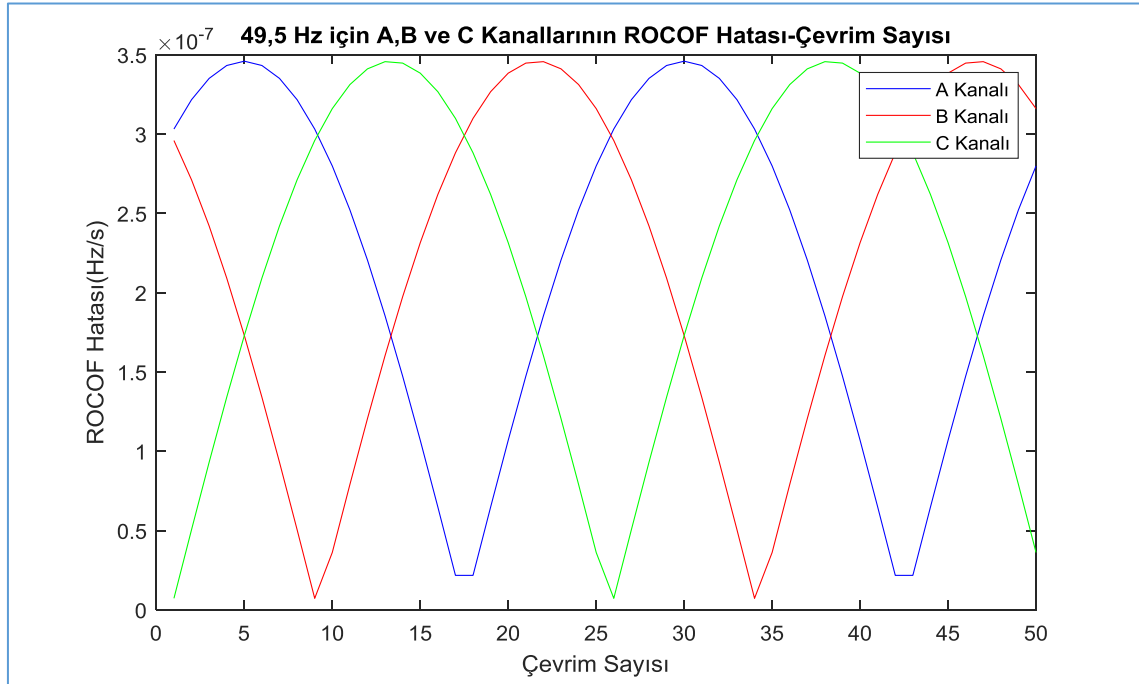


Şekil 1.71. 48,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

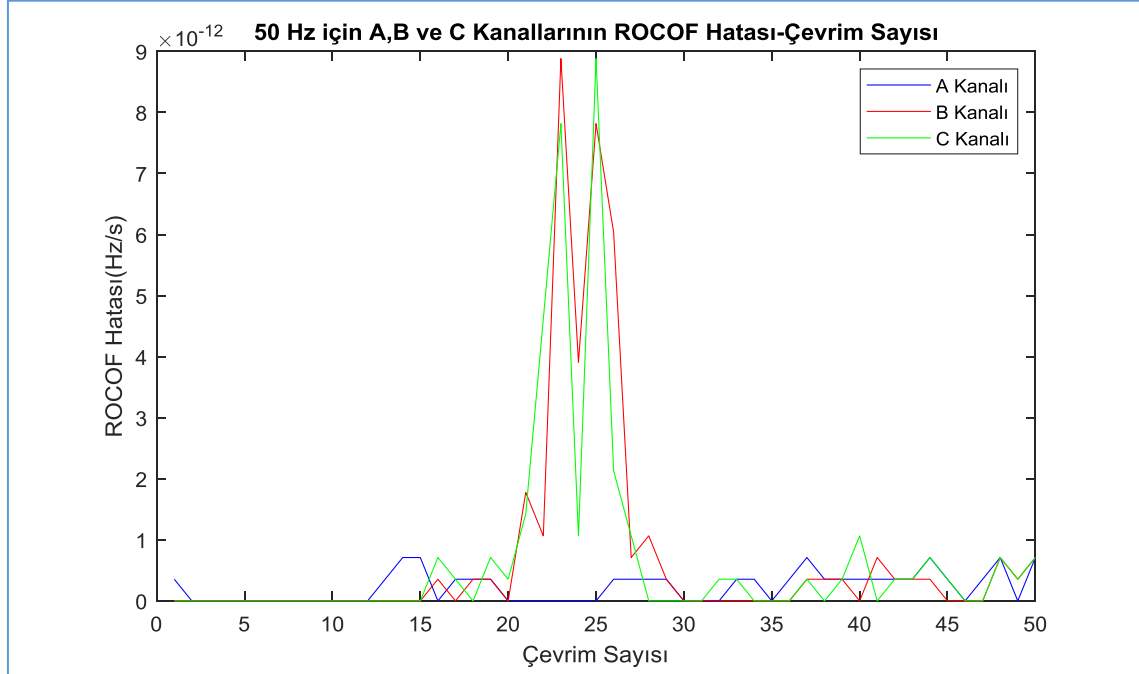


Şekil 1.72. 49 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

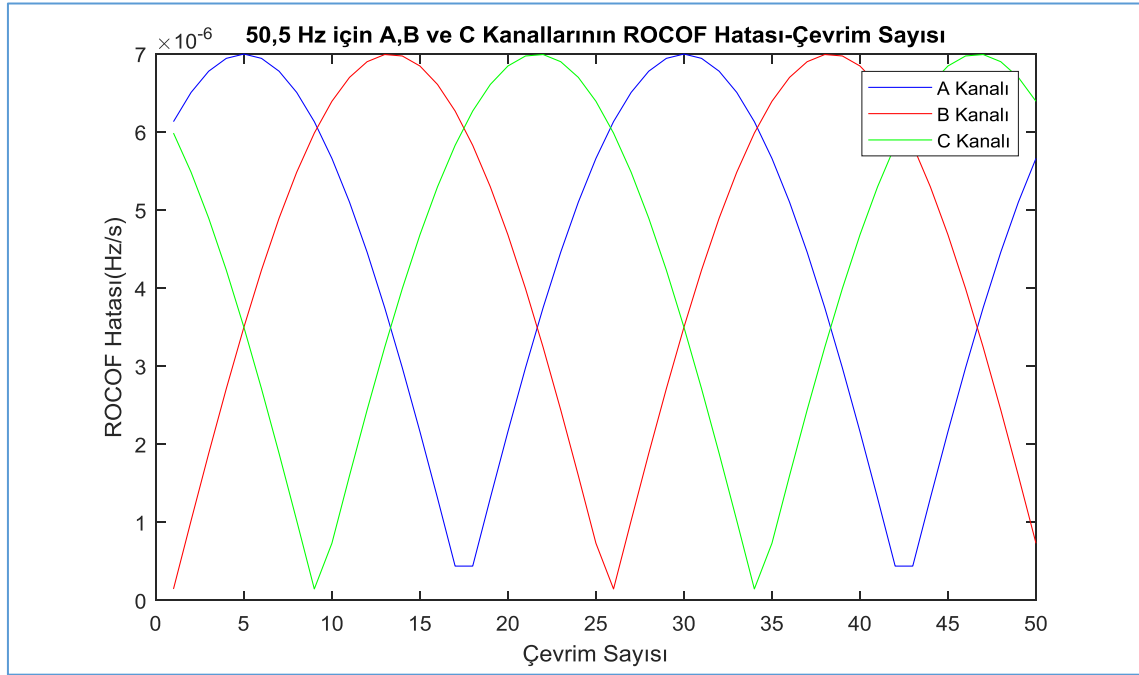


Şekil 1.73. 49,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

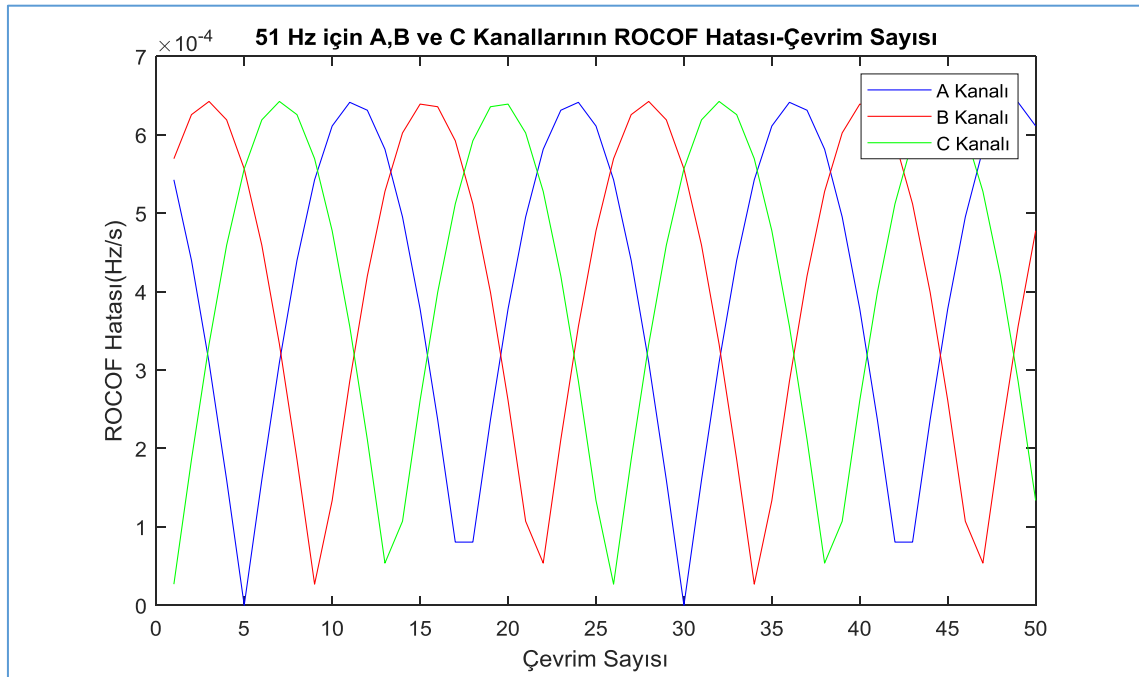


Şekil 1.74. 50 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

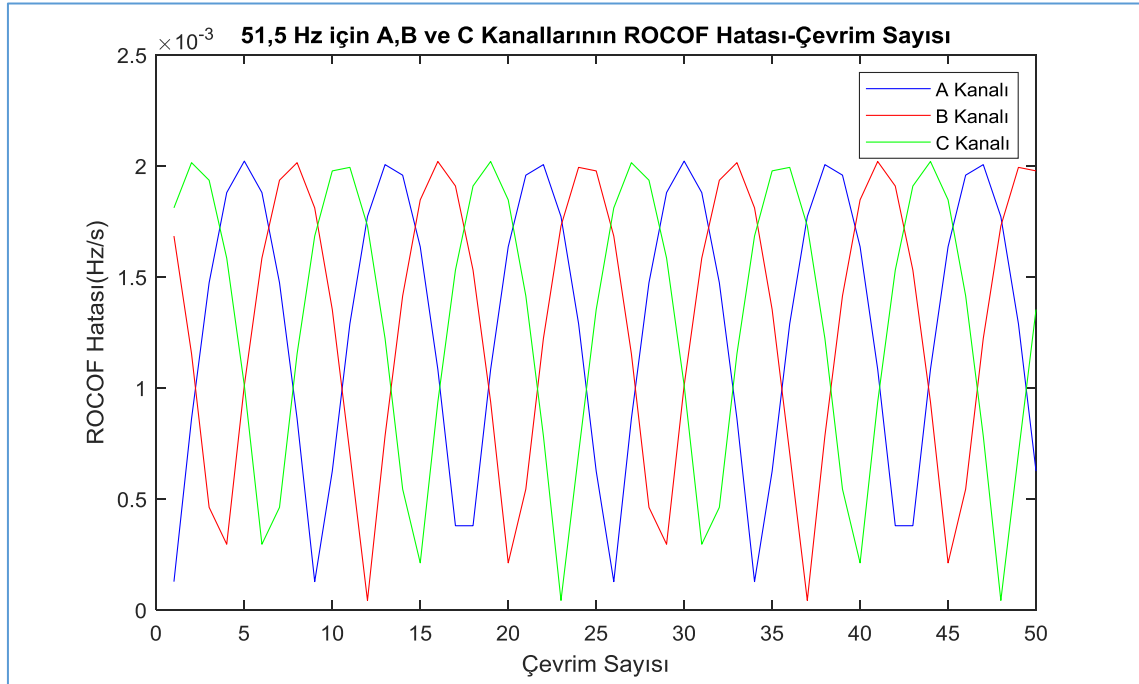


Şekil 1.75. 51,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

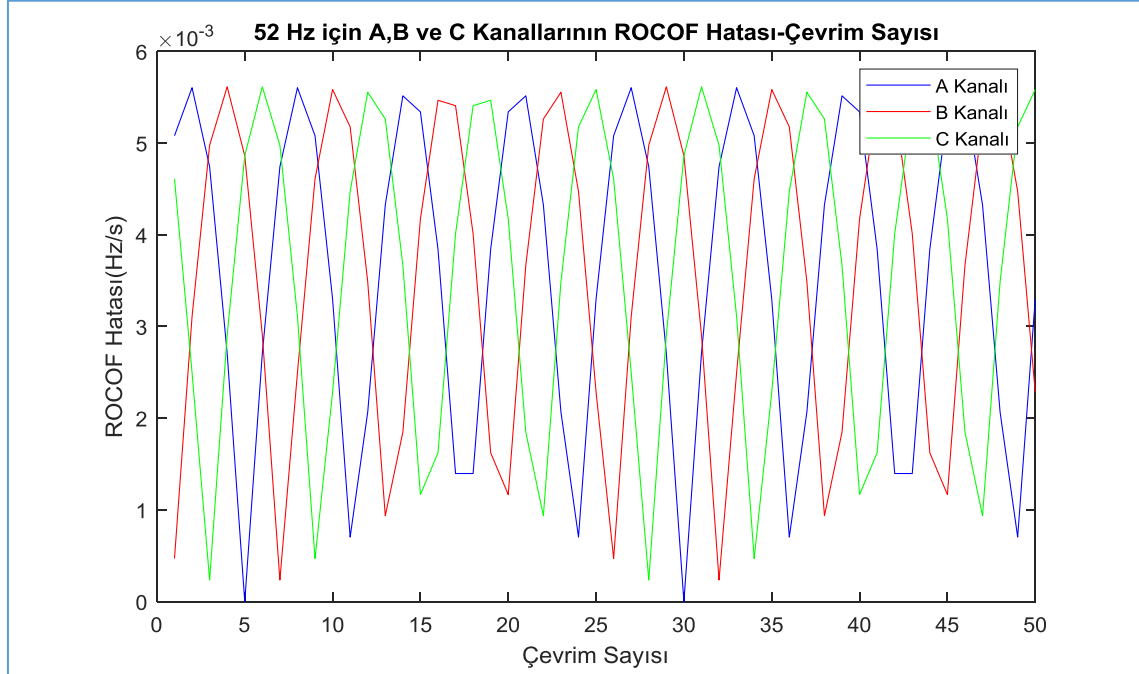


Şekil 1.76. 51 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

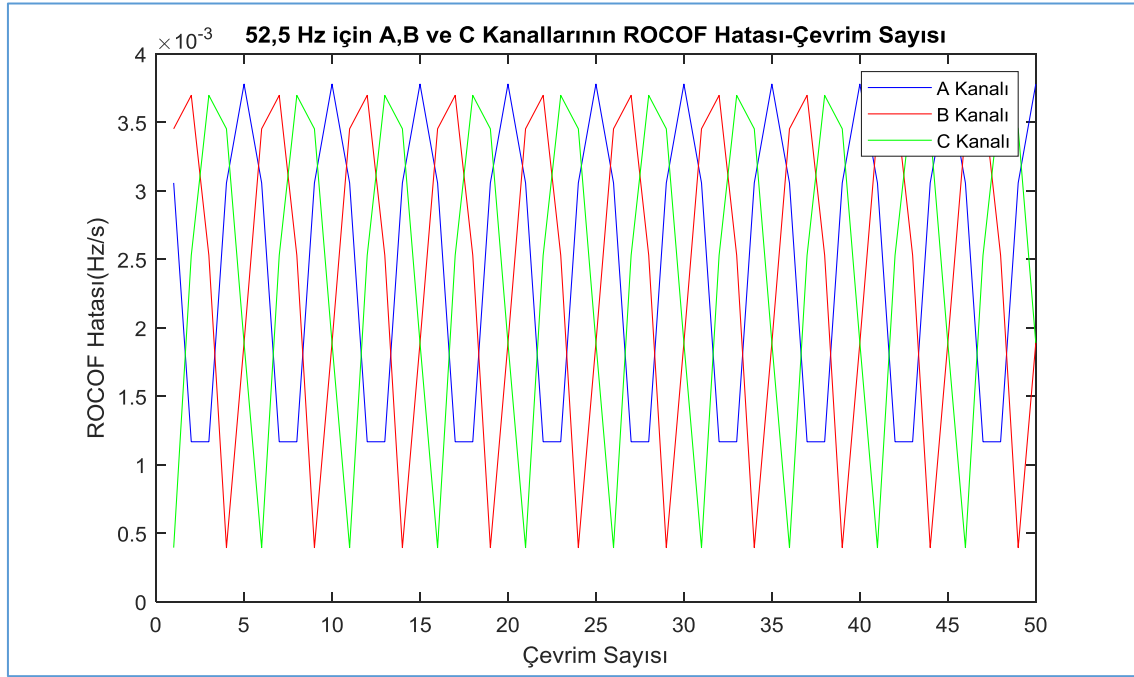


Şekil 1.77. 51,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

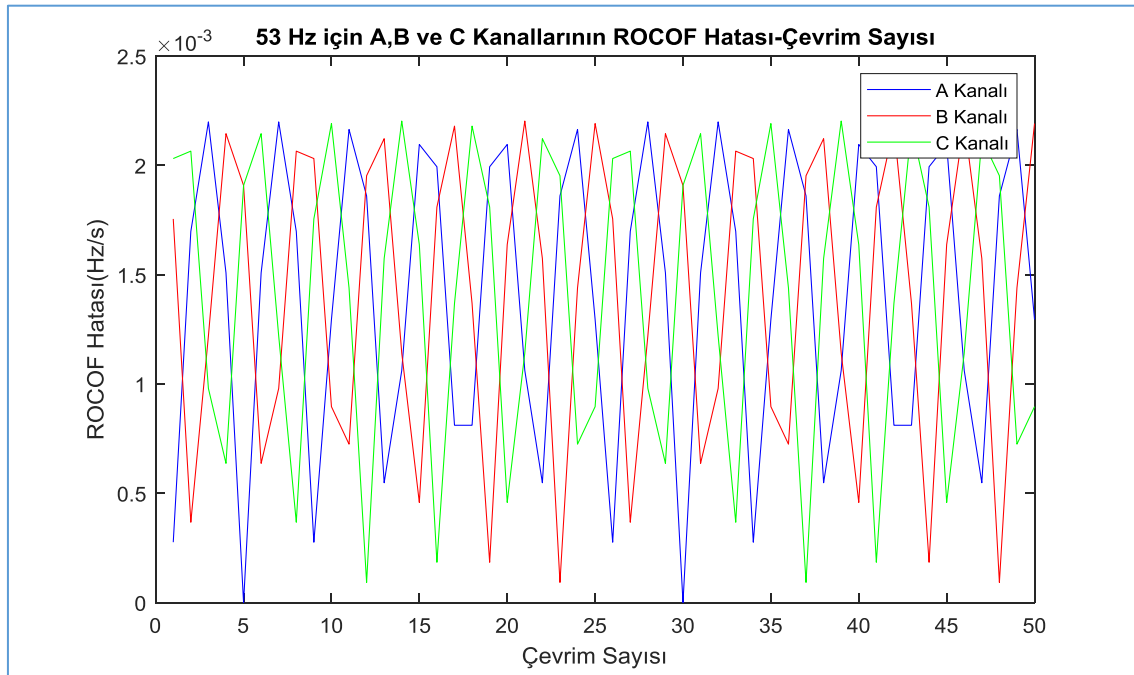


Şekil 1.78. 52 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

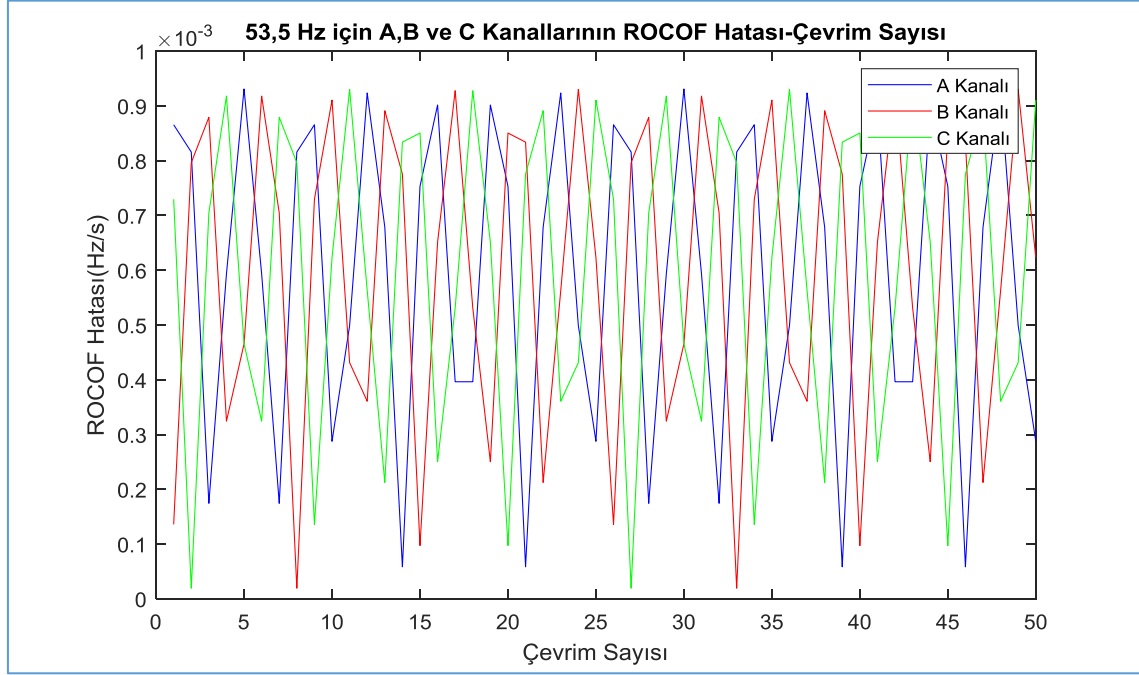


Şekil 1.79. 52,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

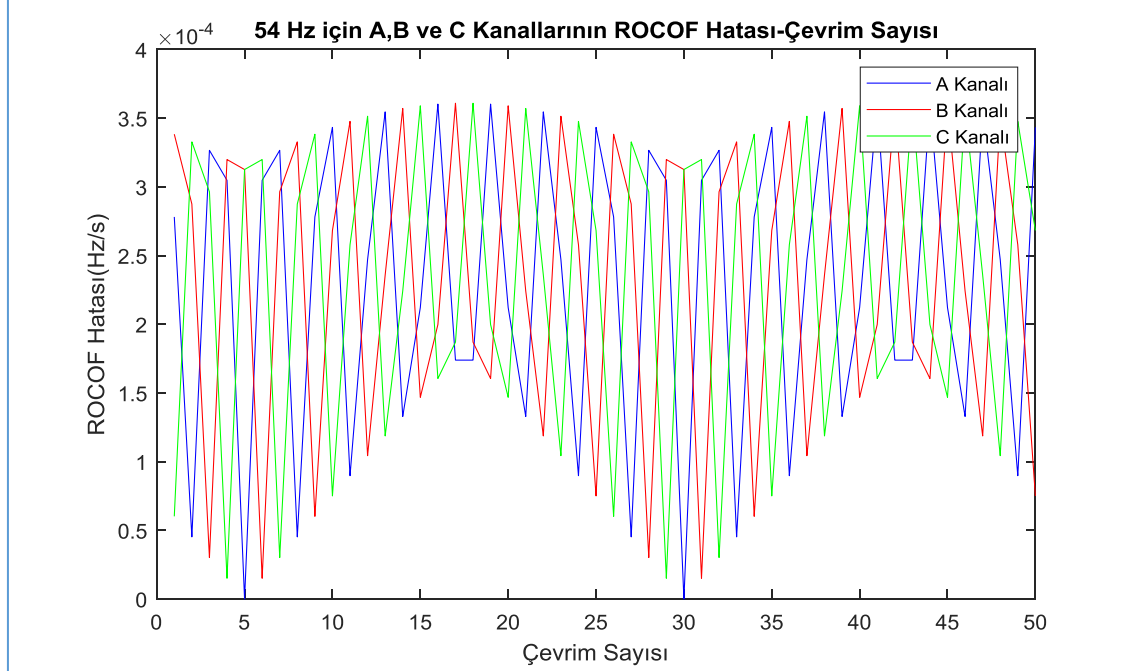


Şekil 1.80. 53 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

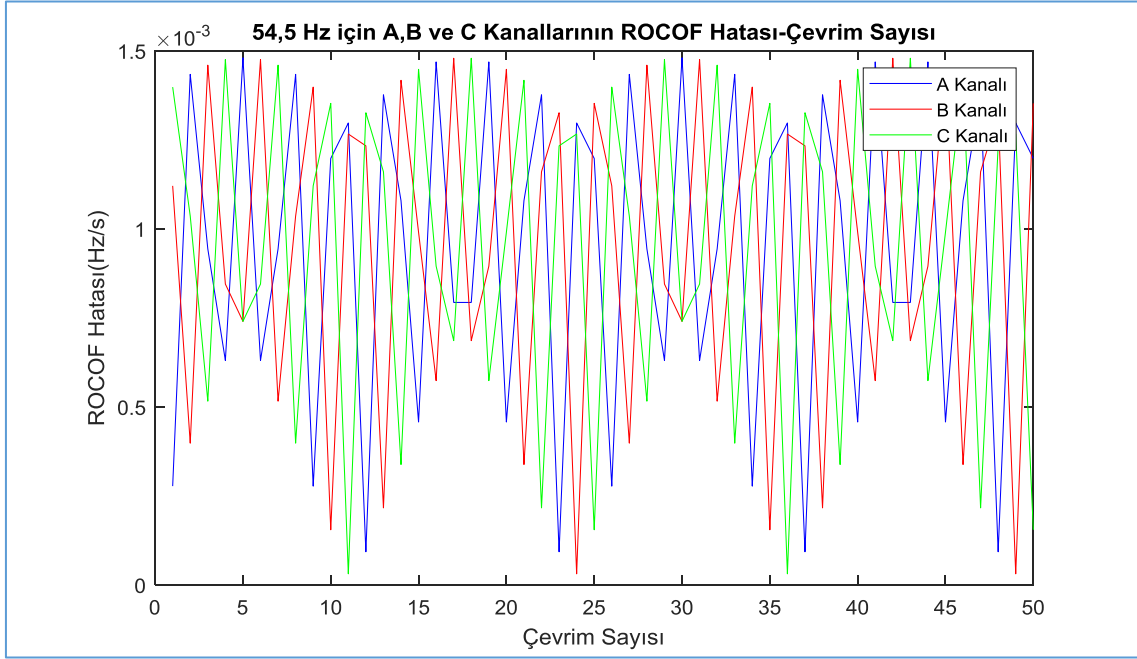


Şekil 1.81. 53,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

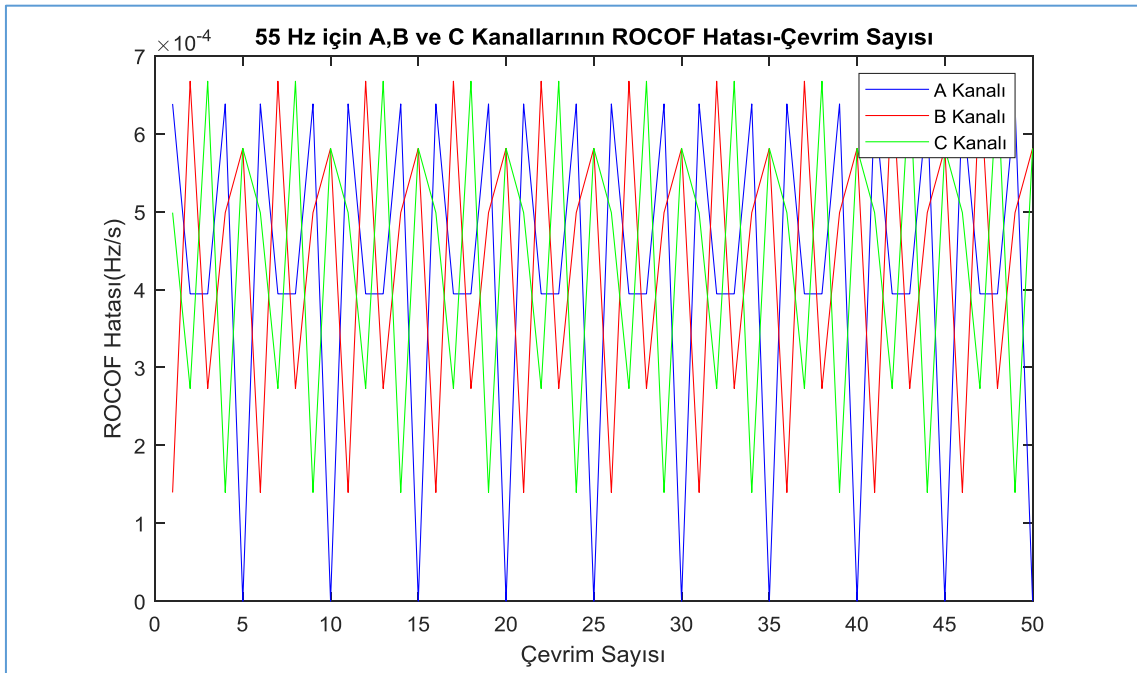


Şekil 1.82. 54 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

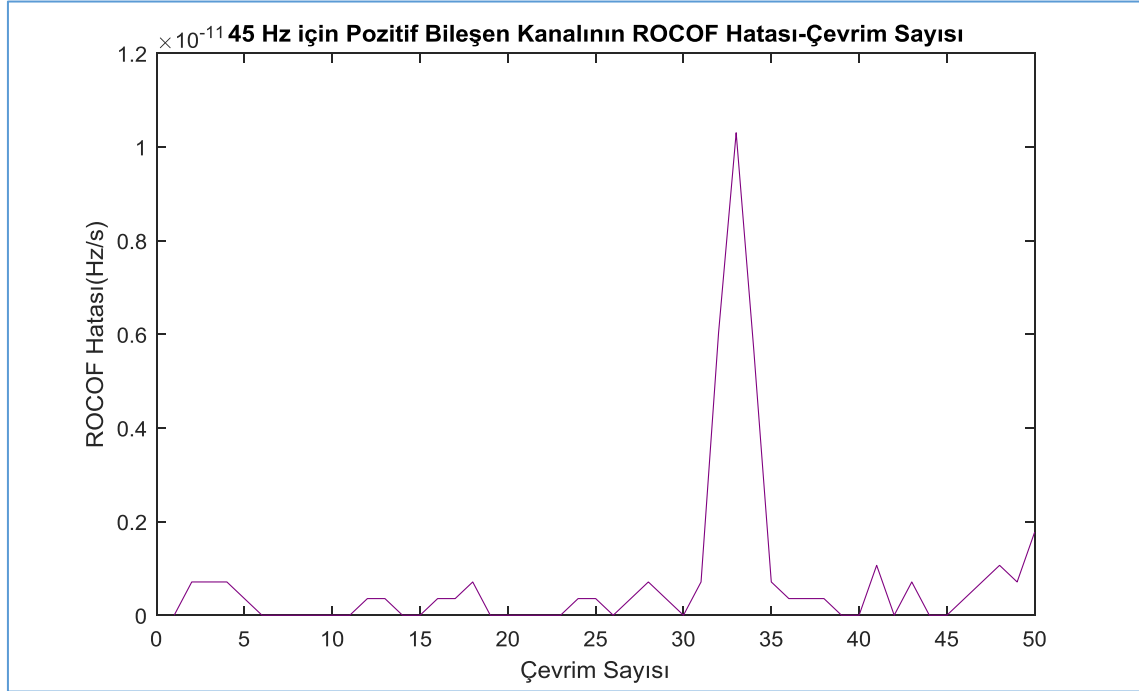


Şekil 1.83. 54,5 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

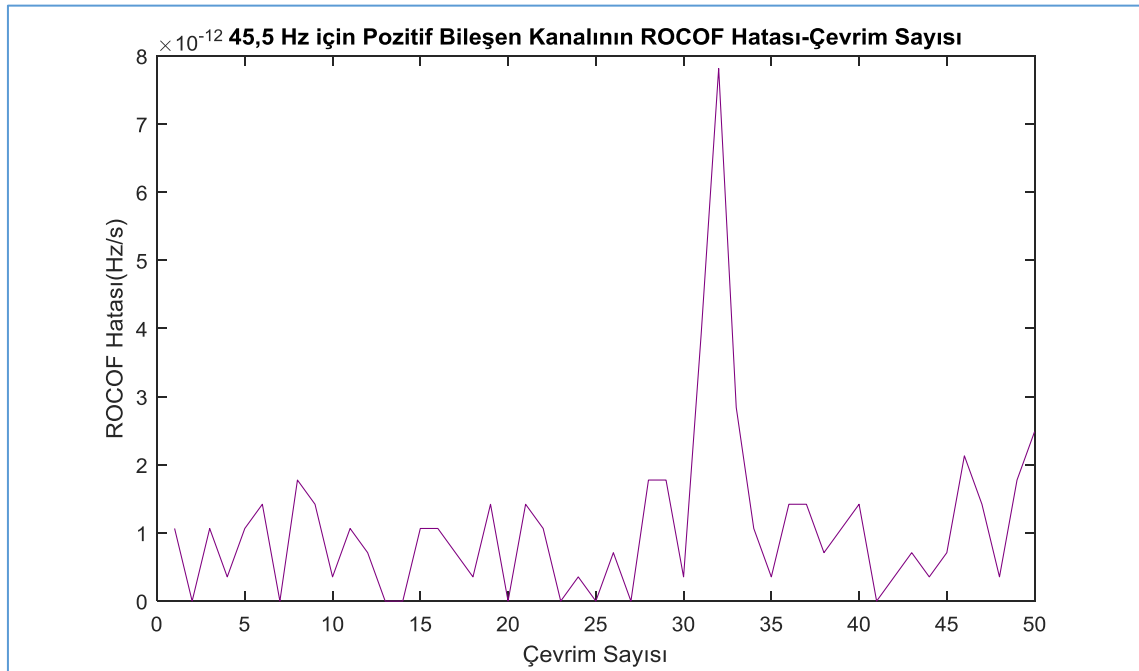


Şekil 1.84. 55 Hz için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

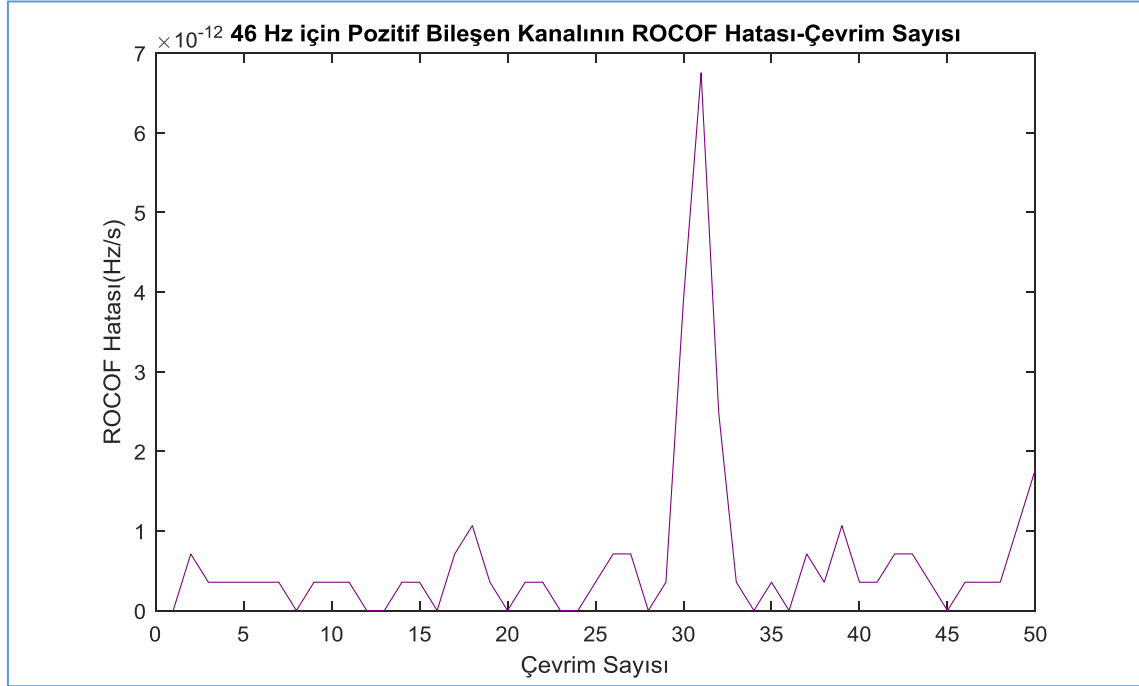


Şekil 1.85. 45 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

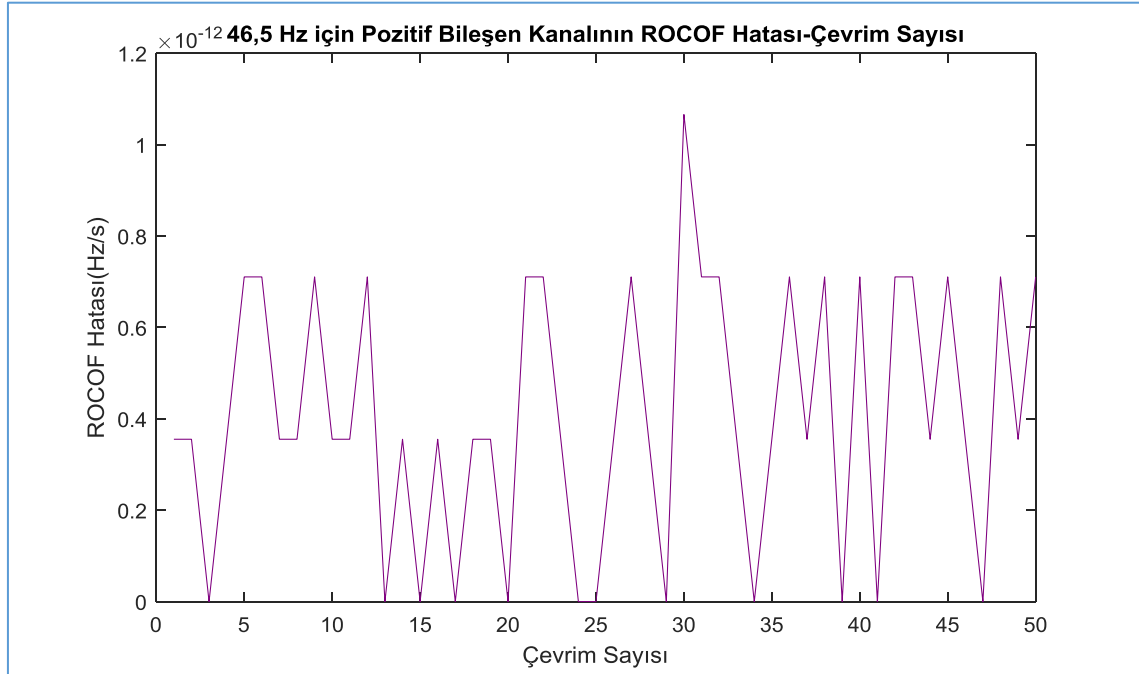


Şekil 1.86. 45,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

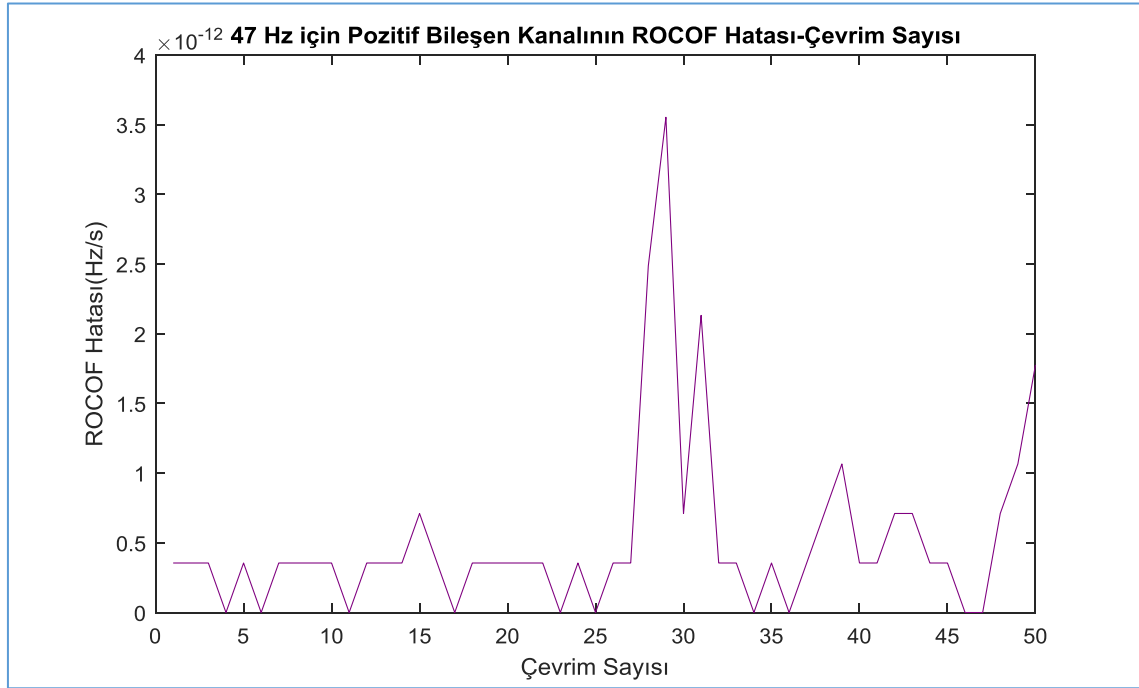


Şekil 1.87. 46 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

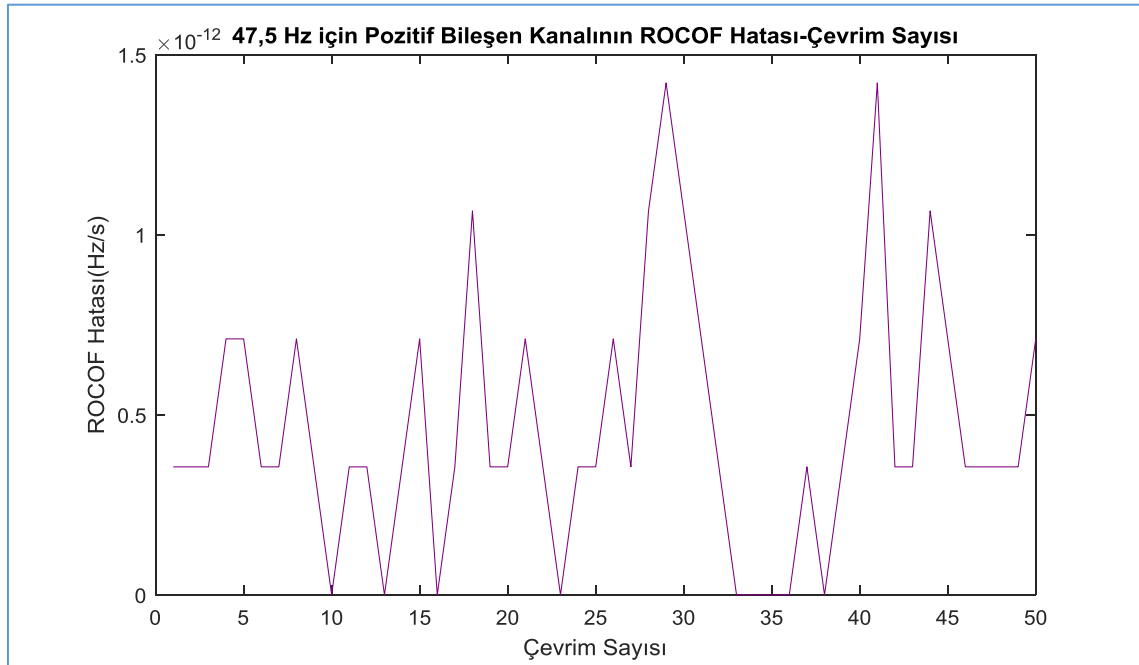


Şekil 1.88. 46,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

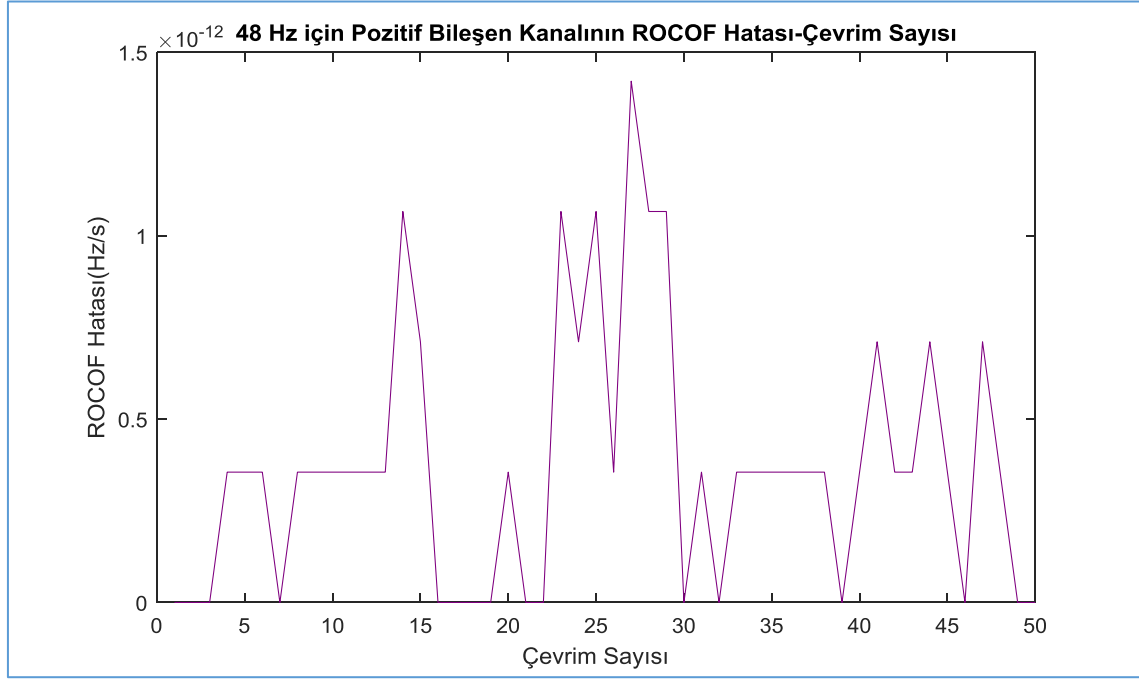


Şekil 1.89. 47 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

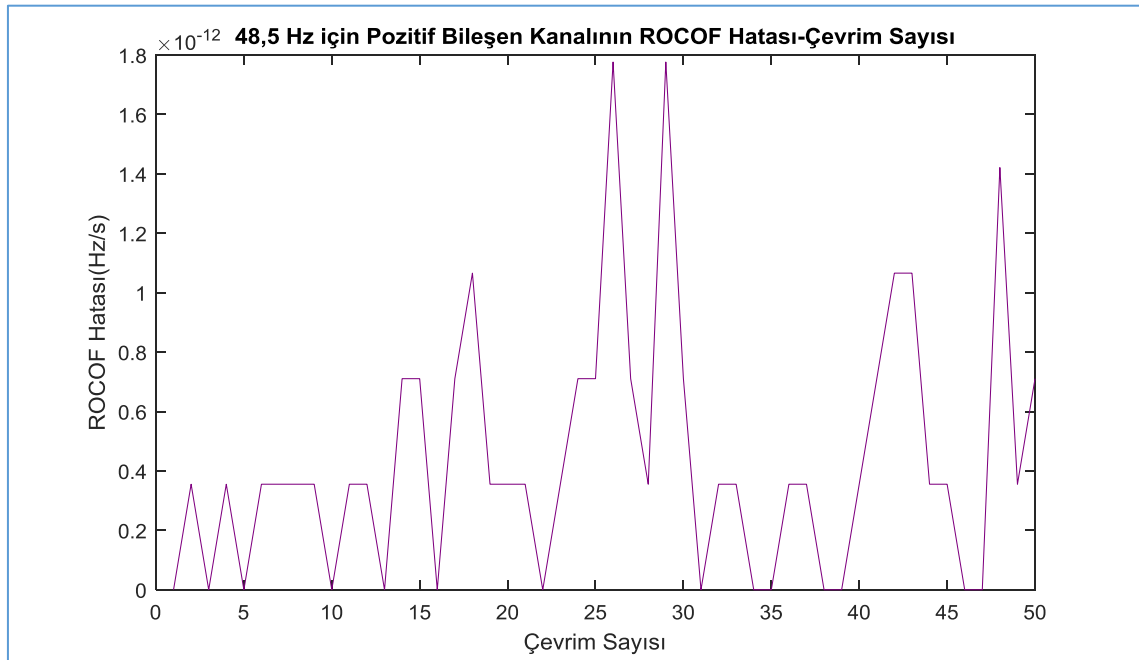


Şekil 1.90. 47,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

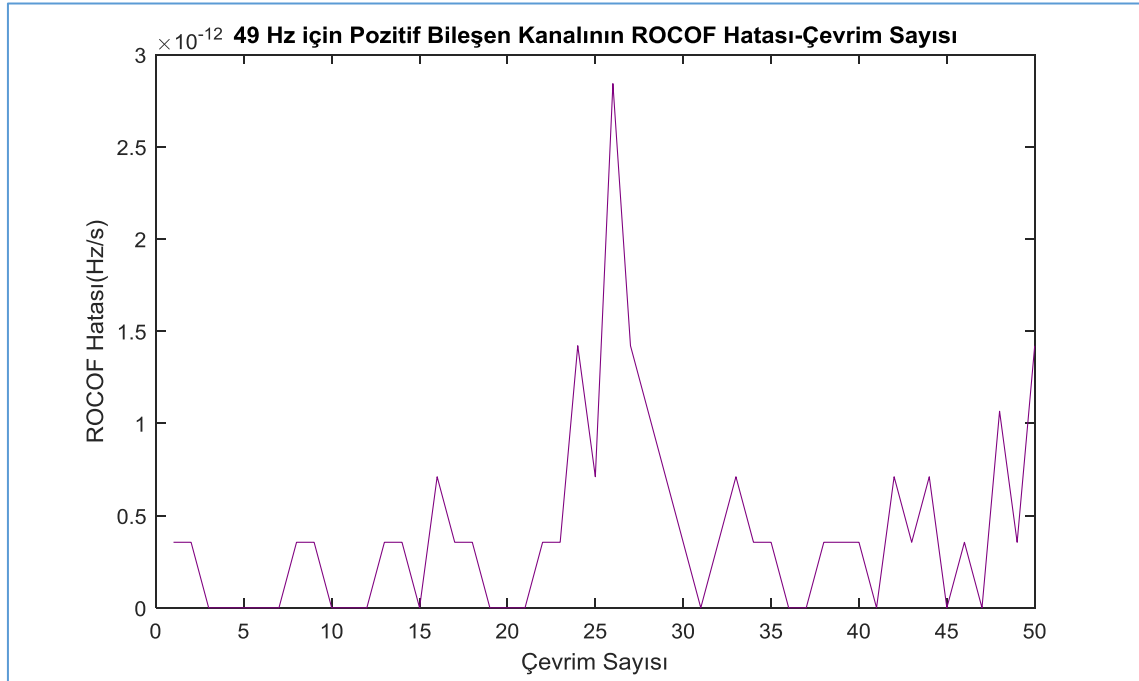


Şekil 1.91. 48 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

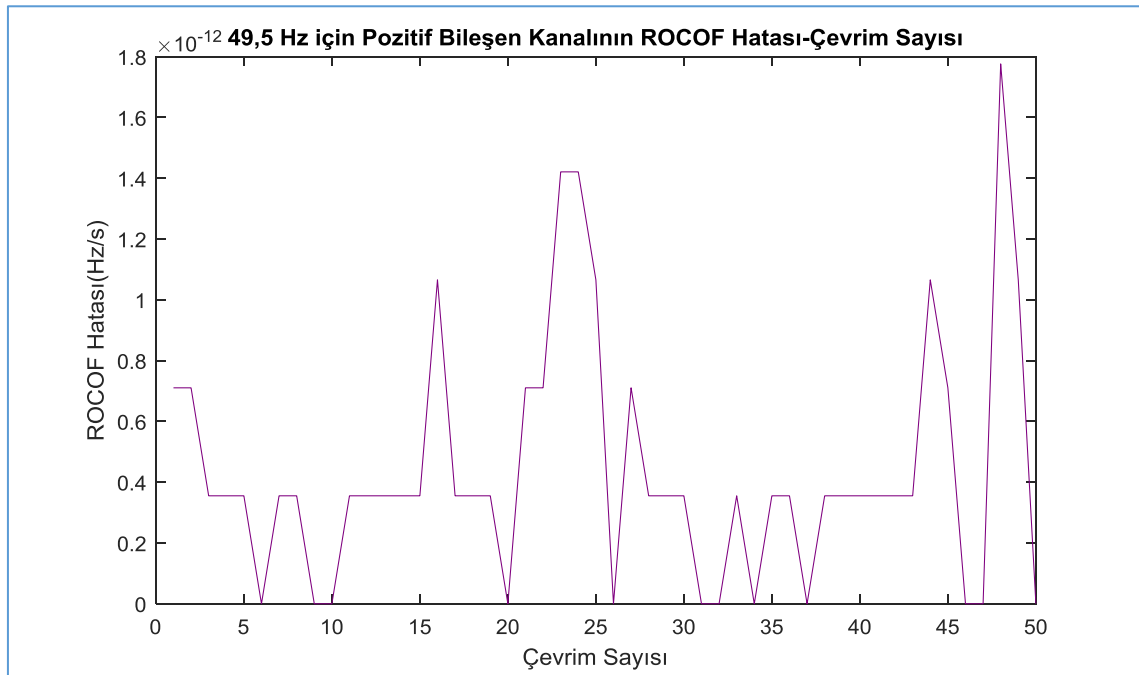


Şekil 1.92. 48,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

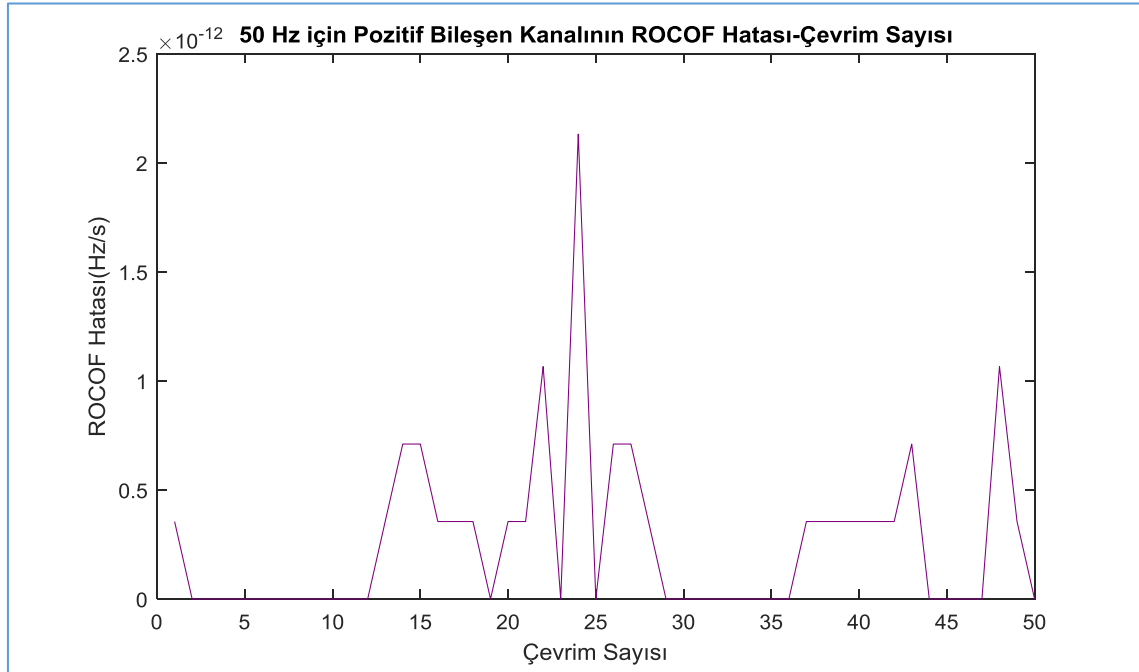


Şekil 1.93. 49 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

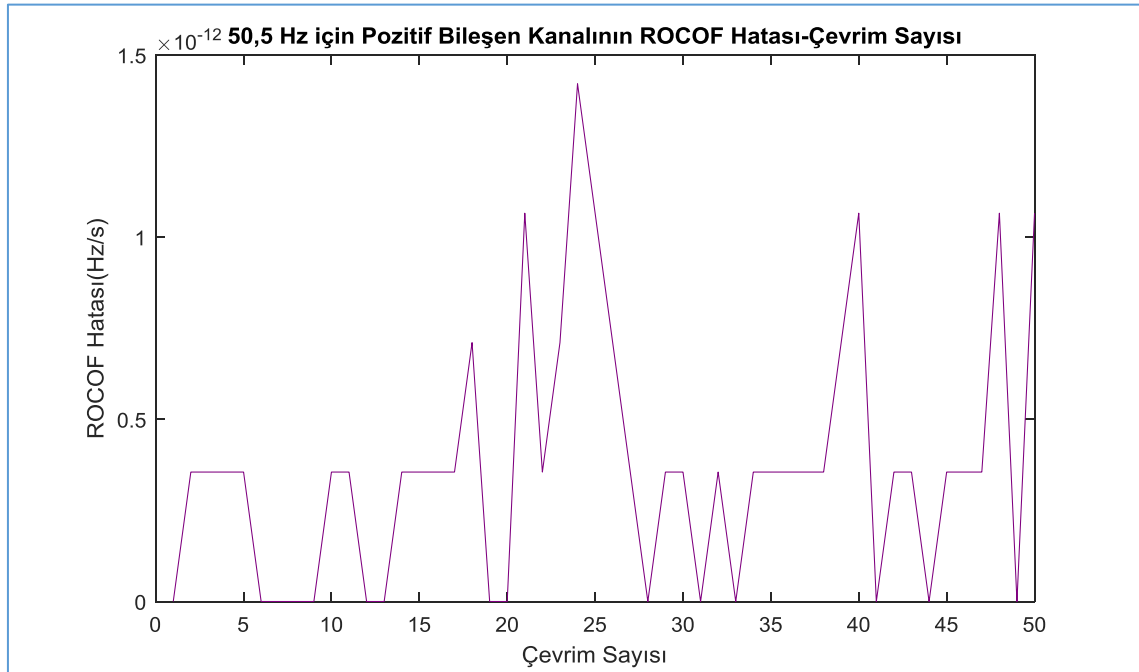


Şekil 1.94. 49,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

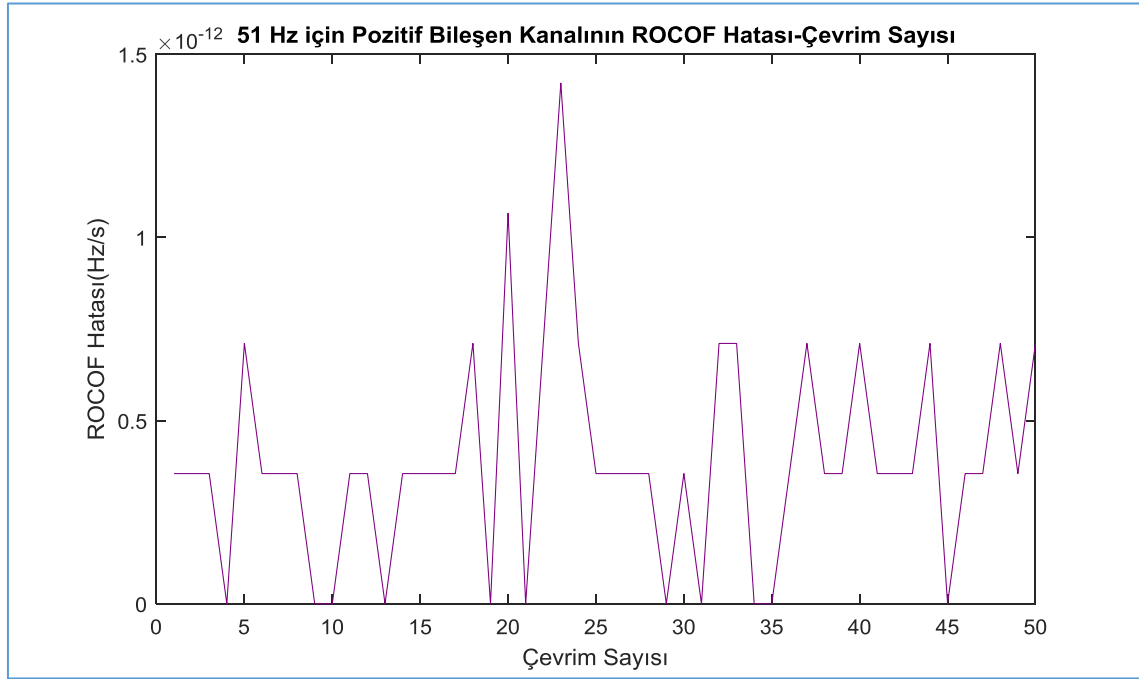


Şekil 1.95. 50 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

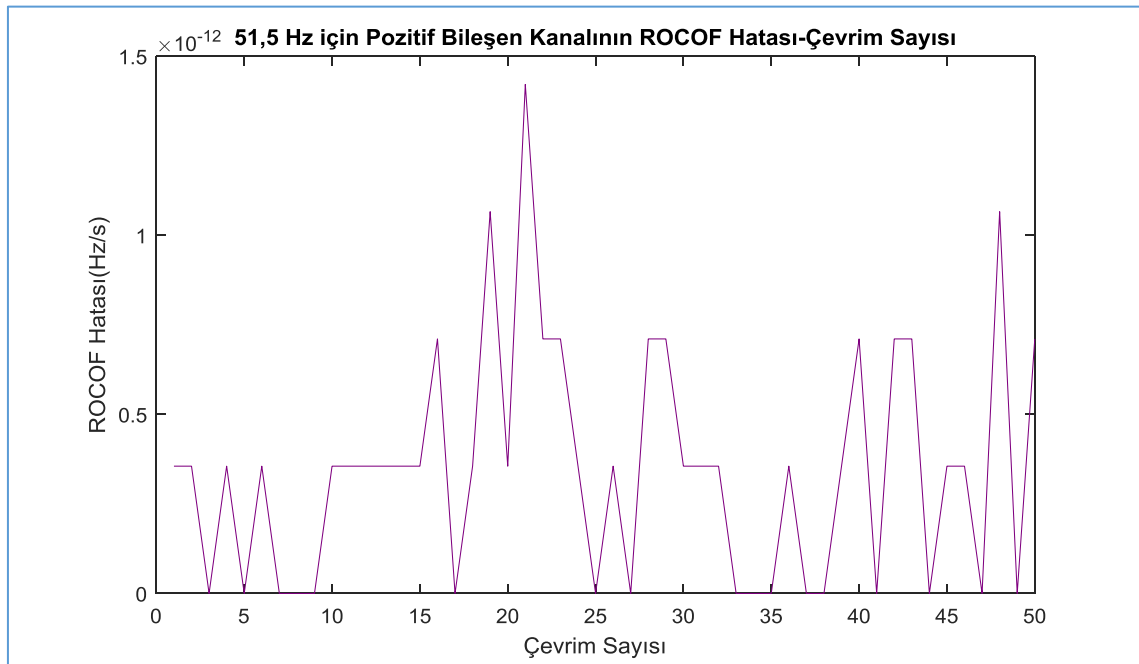


Şekil 1.96. 50,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

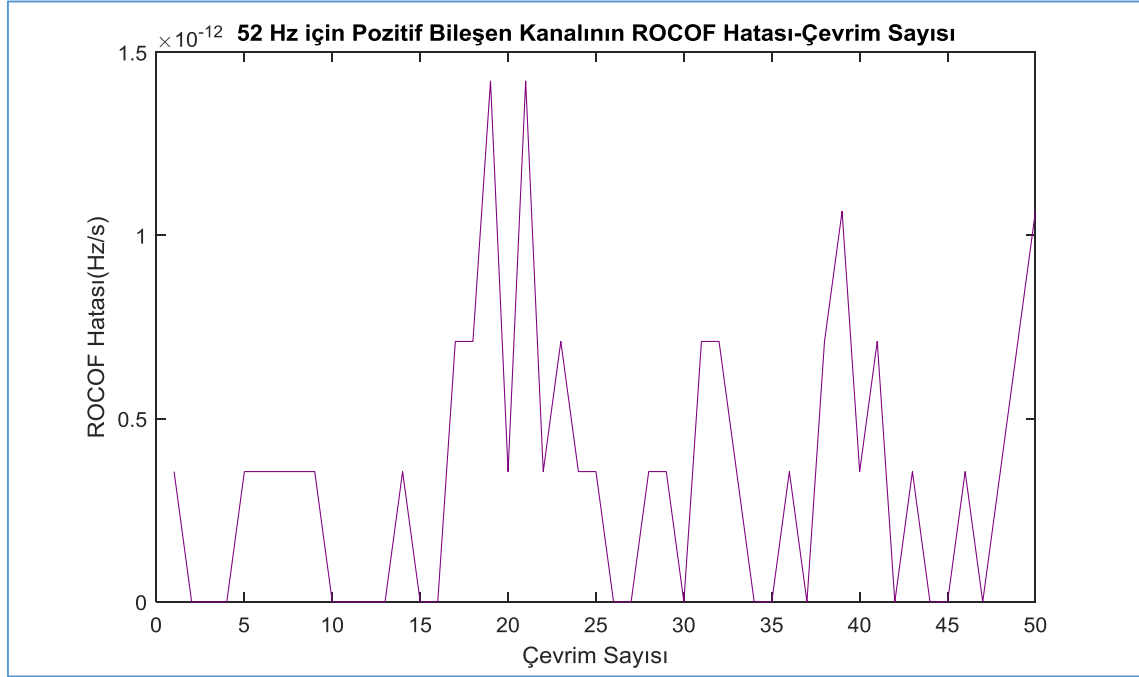


Şekil 1.97. 51 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

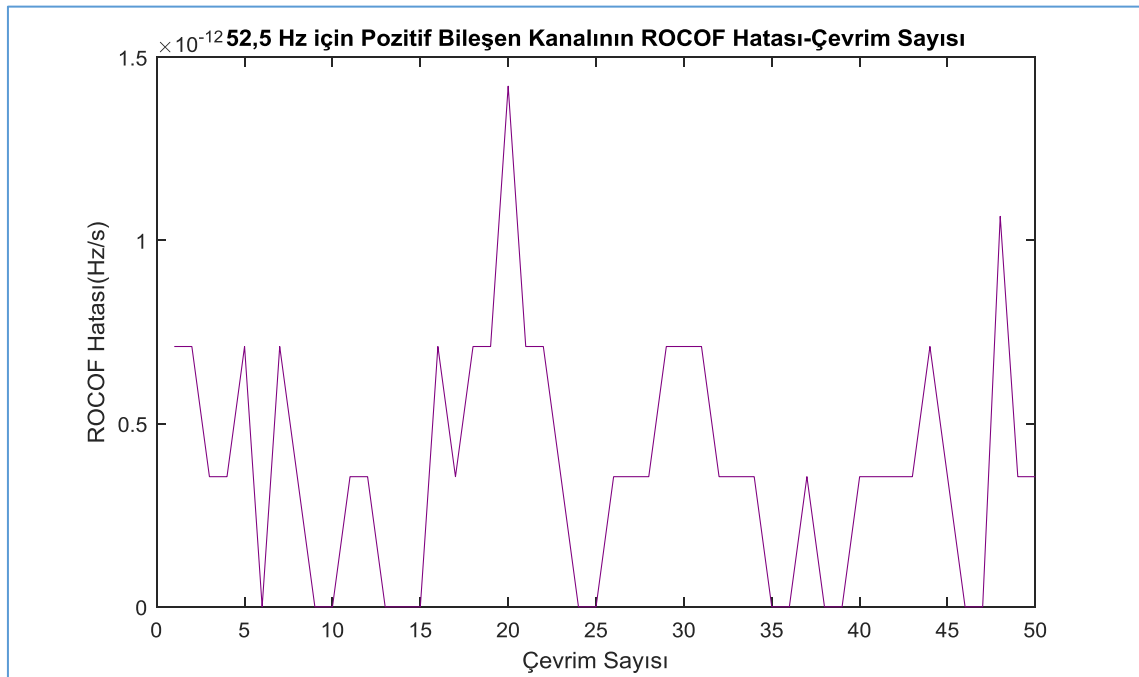


Şekil 1.98. 51,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

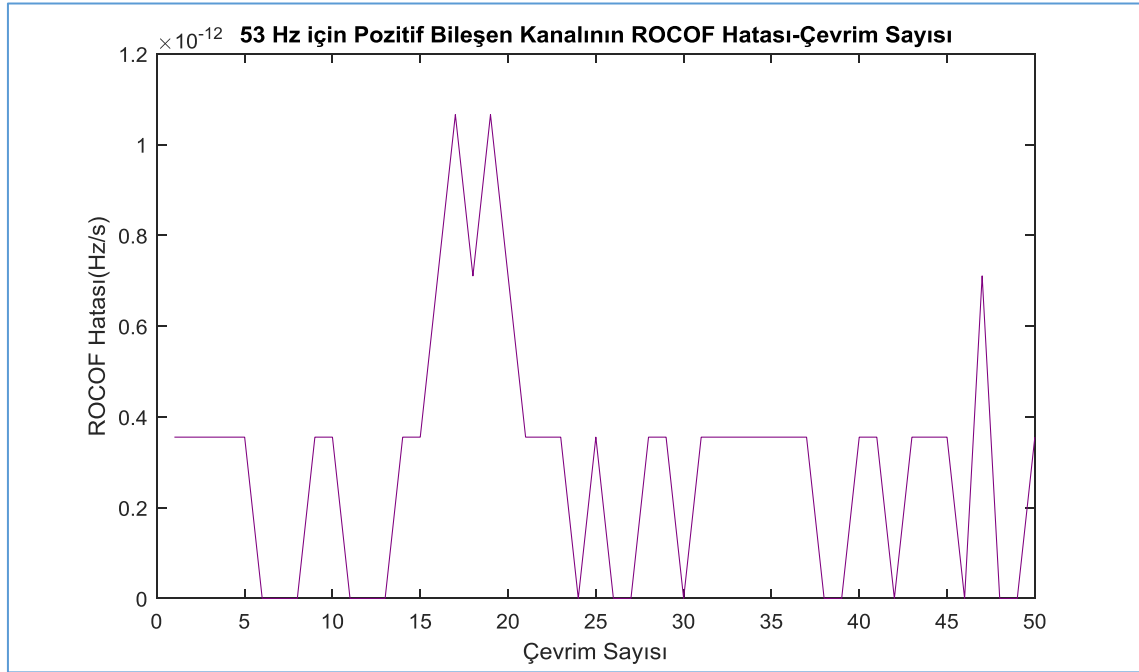


Şekil 1.99. 52 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

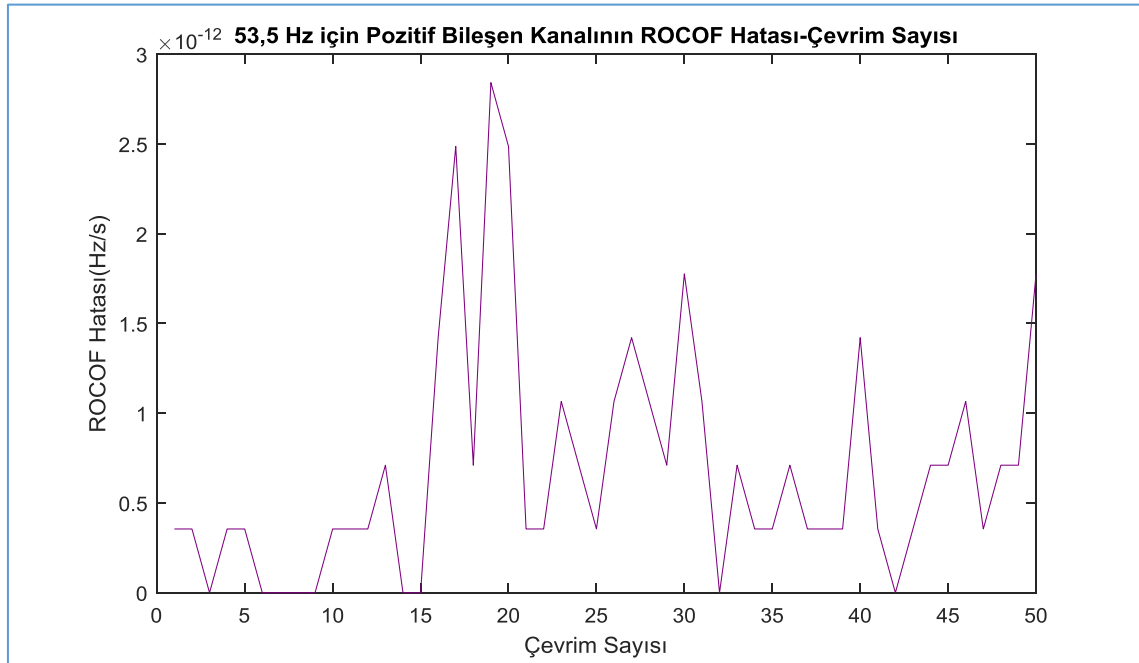


Şekil 1.100. 52,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

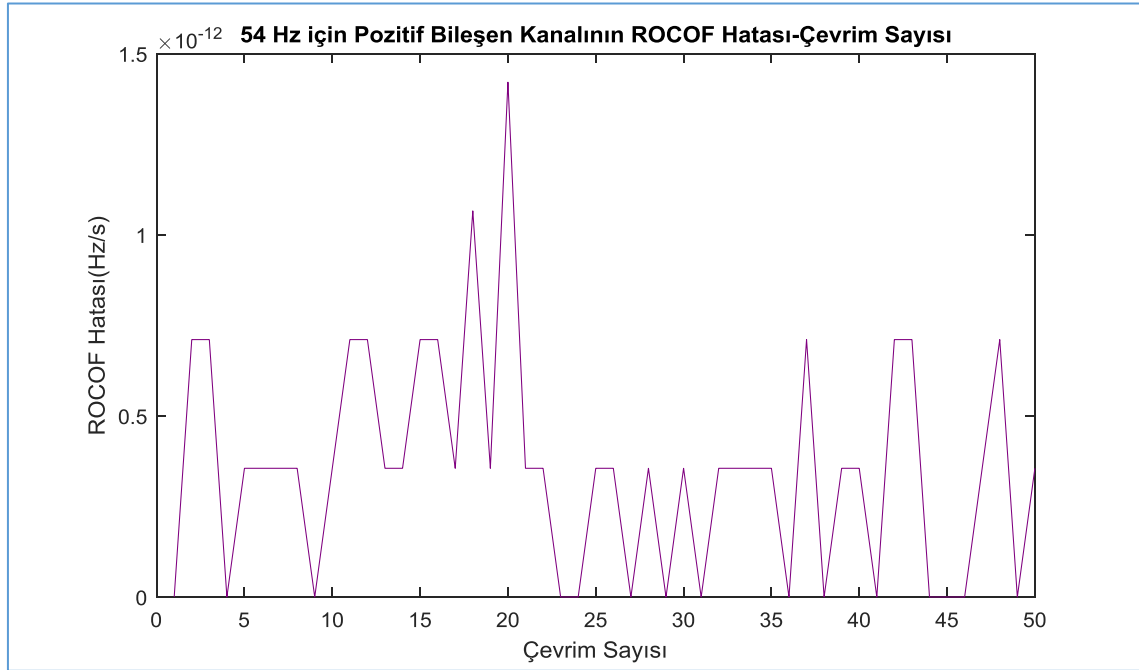


Şekil 1.101. 53 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

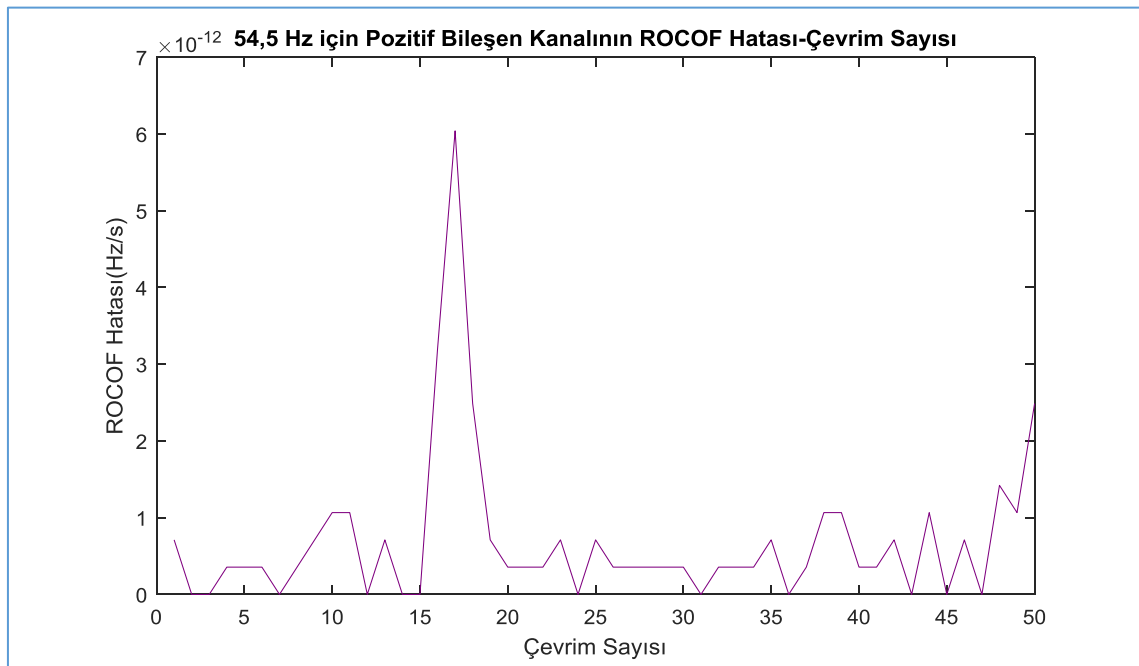


Şekil 1.102. 53,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

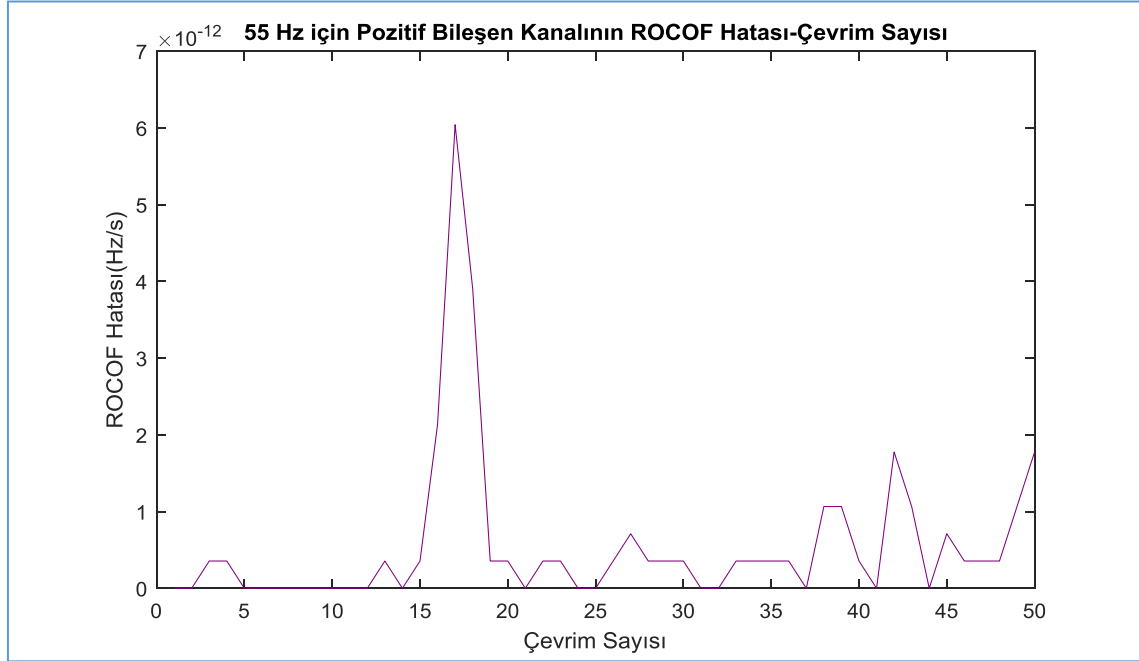


Şekil 1.103. 54 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

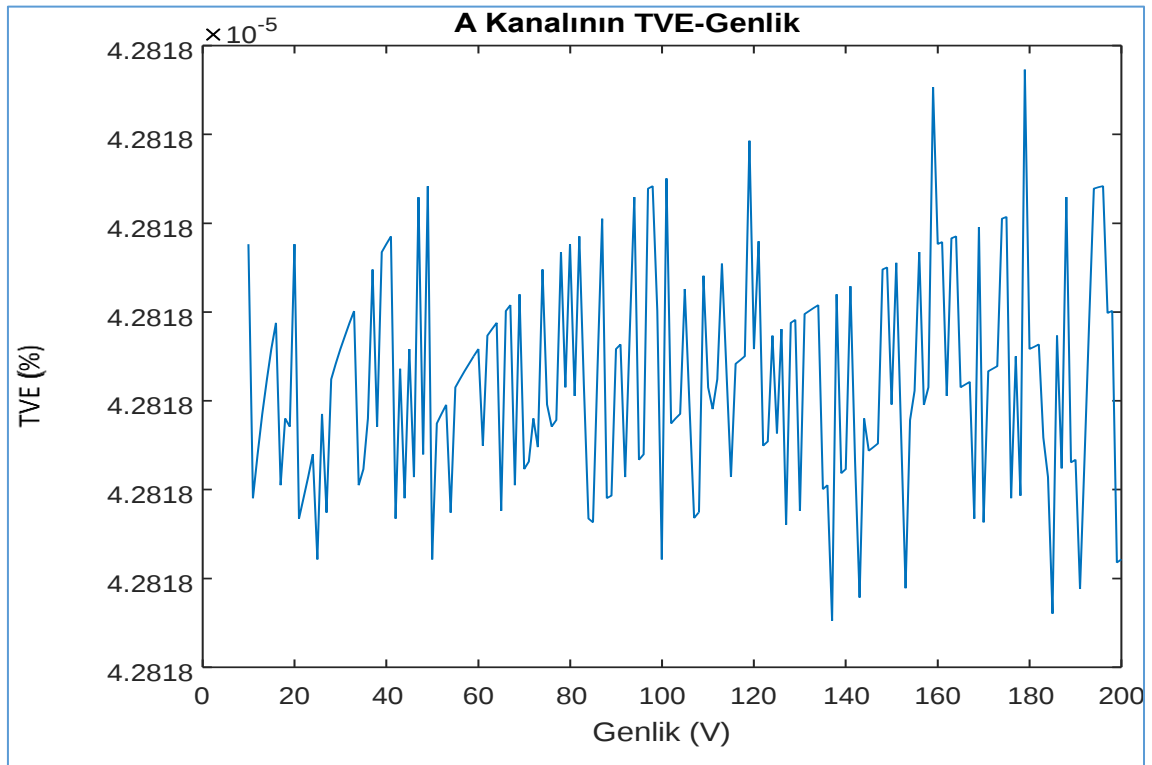


Şekil 1.104. 54,5 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

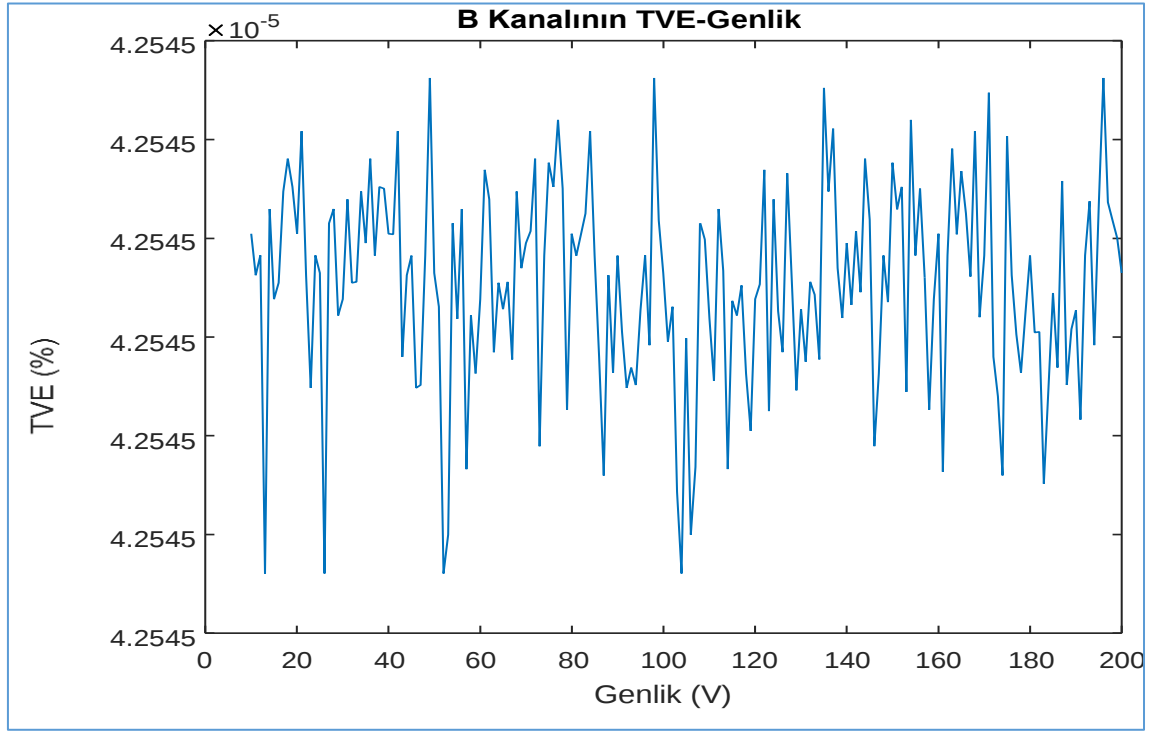


Şekil 1.105. 55 Hz için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

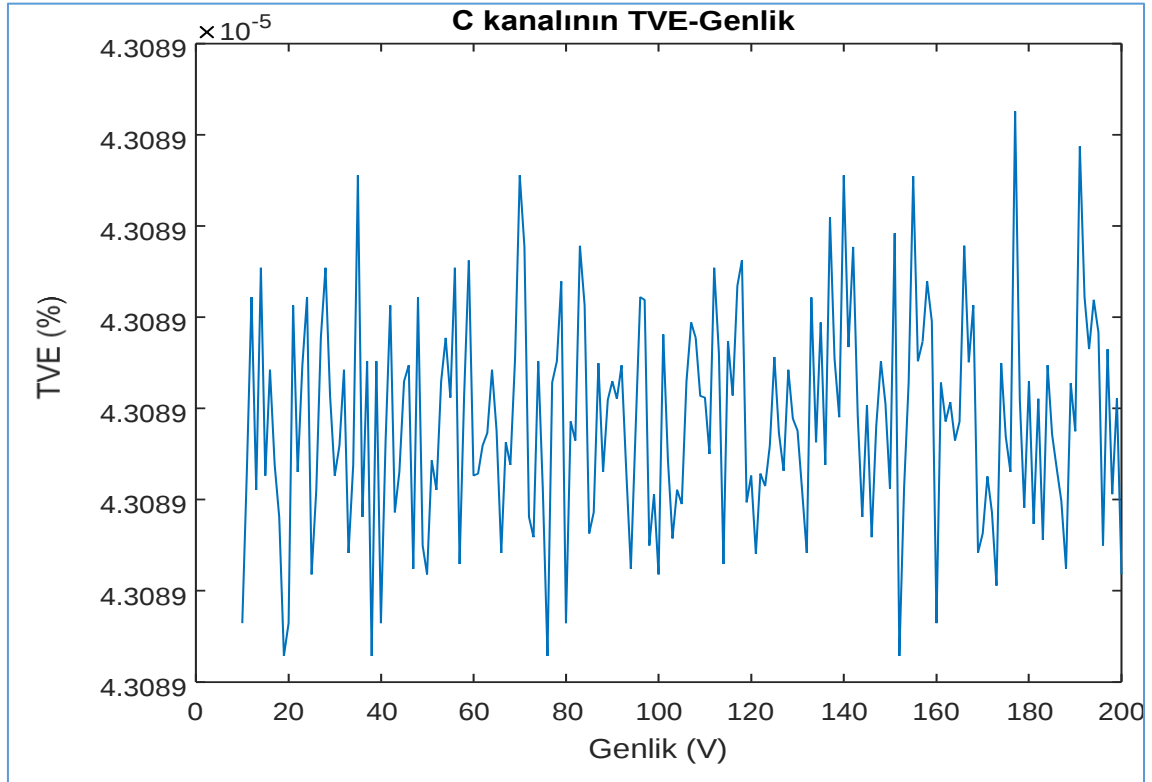


Şekil 1.106. 50 Hz için A kanalının genlik değişimine karşı TVE grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

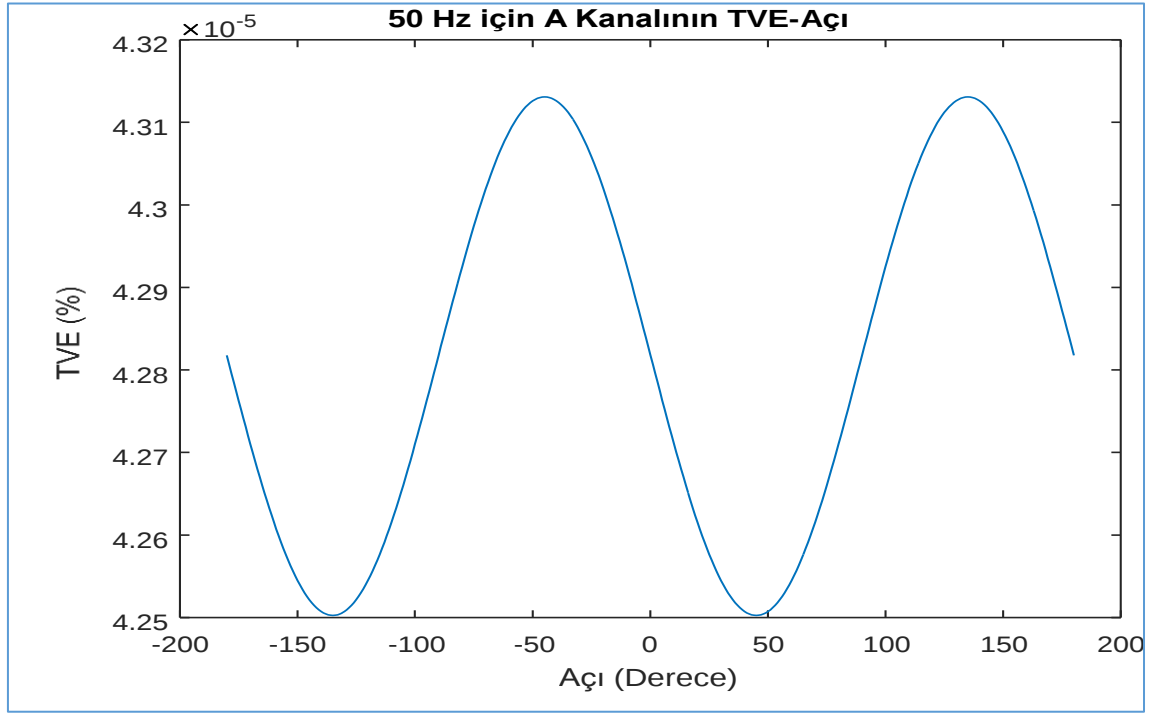


Şekil 7.107. 50 Hz için B kanalının genlik değişimine karşı TVE grafiği

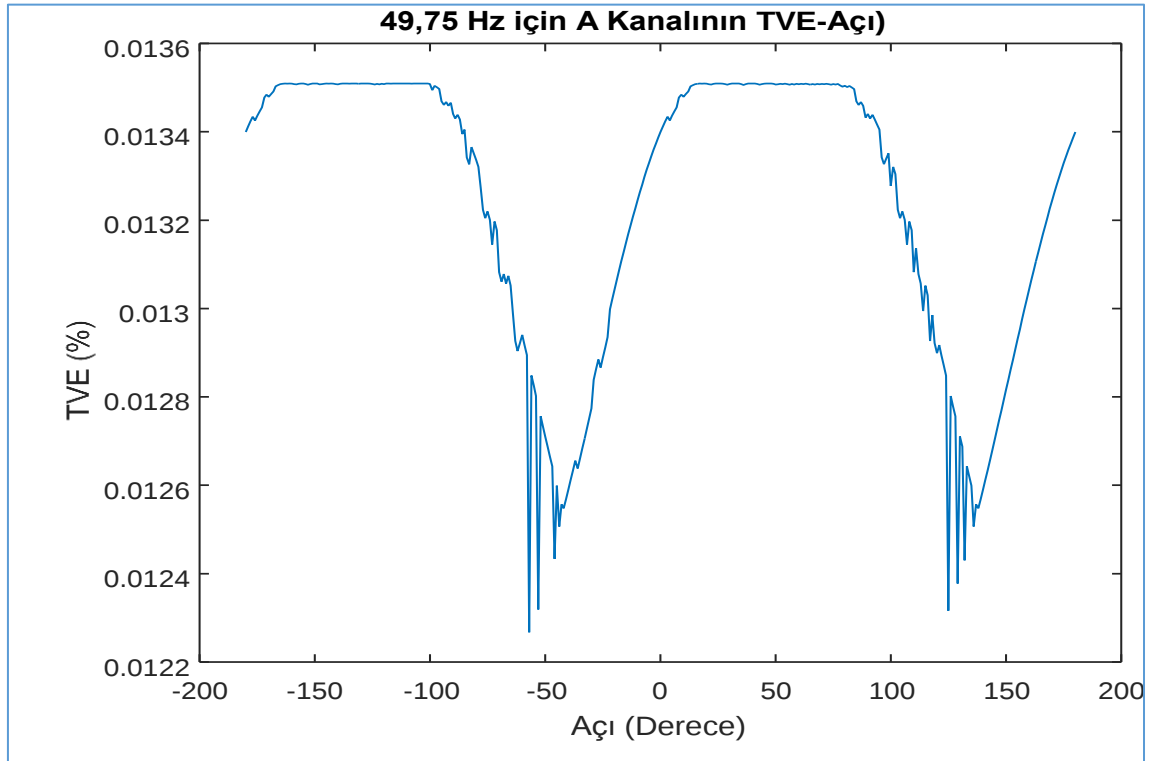


Şekil 1.108. 50 Hz için C kanalının genlik değişimine karşı TVE grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

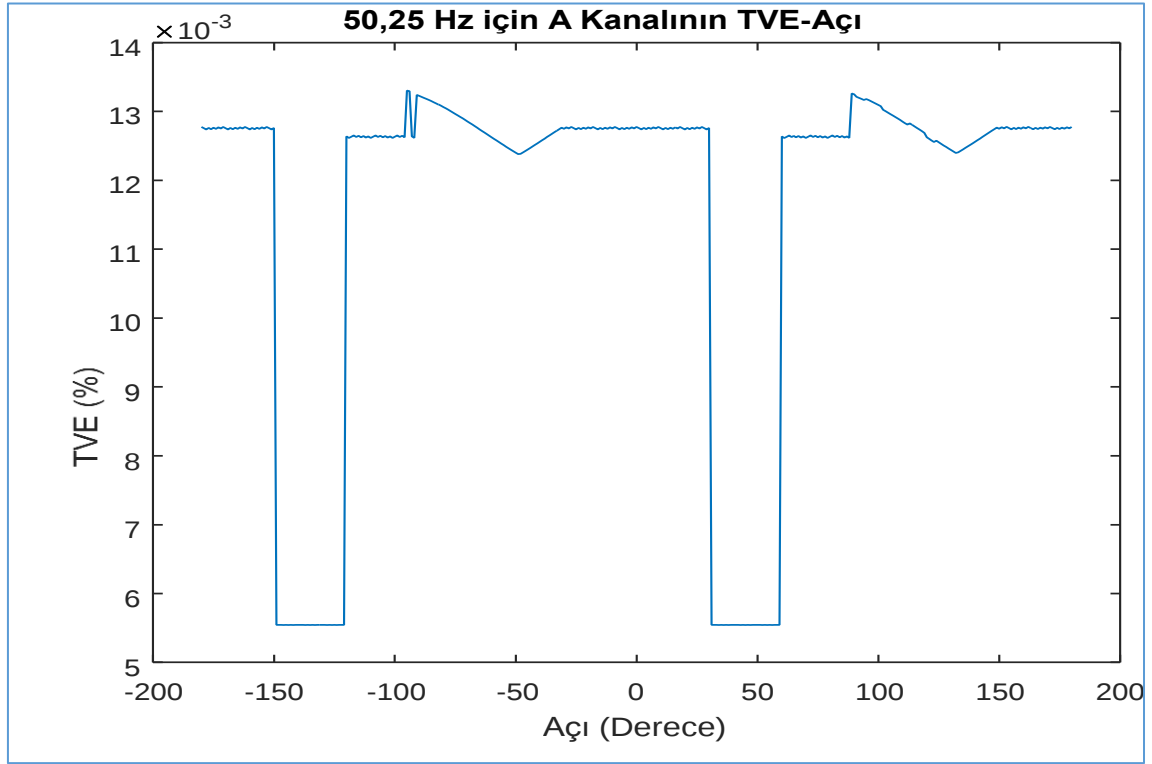


Şekil 1.109. 50 Hz için A kanalının açı değişimine karşı TVE grafiği

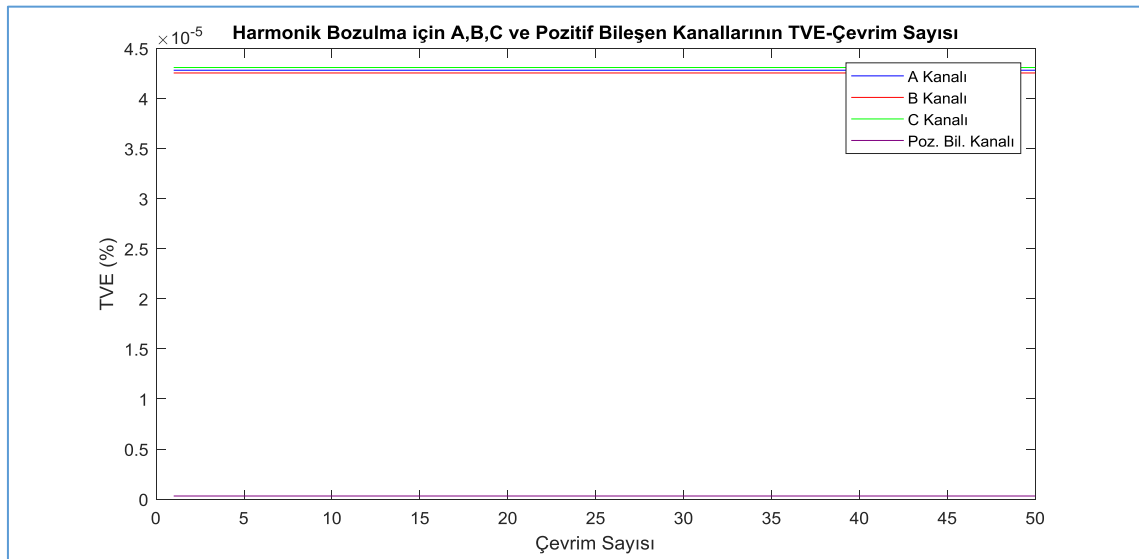


Şekil 1.110. 49,75 Hz için A kanalının açı değişimine karşı TVE grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

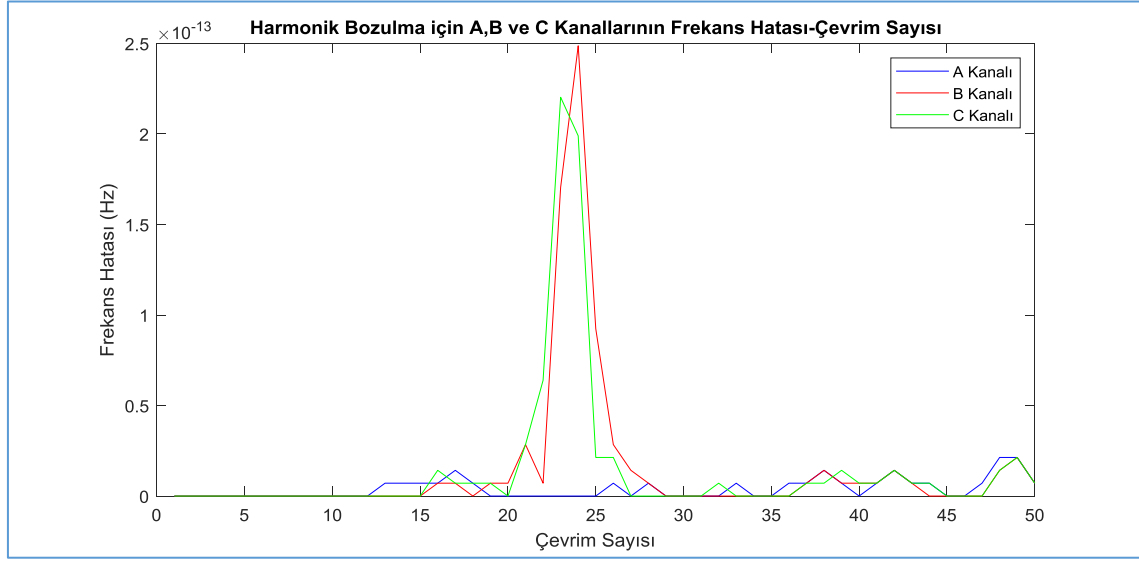


Şekil 1.111. 50,25 Hz için A kanalının açı değişimine karşı TVE grafiği

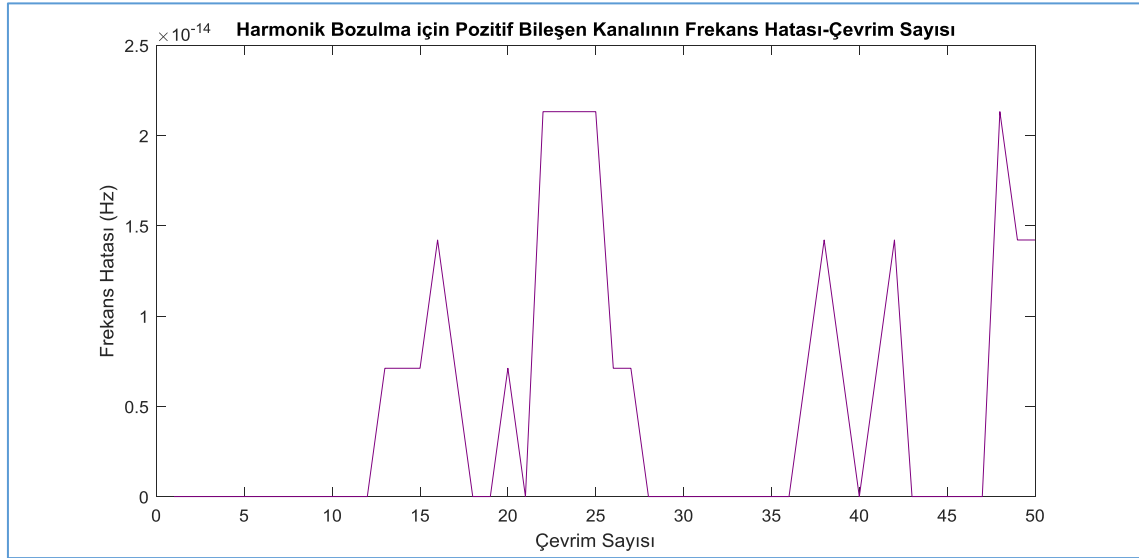


Şekil 1.112. Harmonik bozulma için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

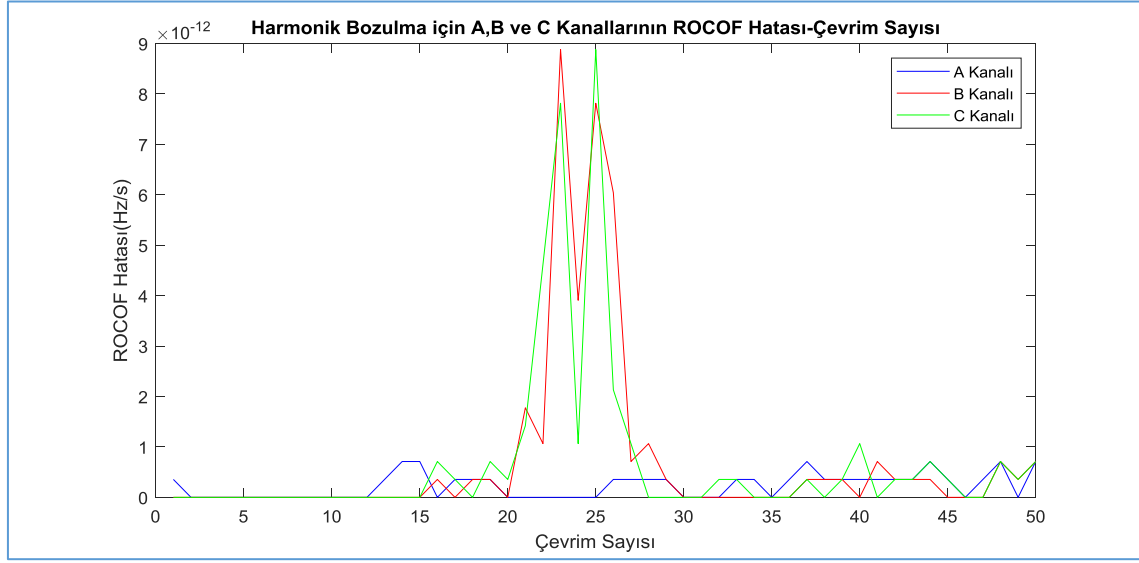


Şekil 1.113. Harmonik bozulma için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

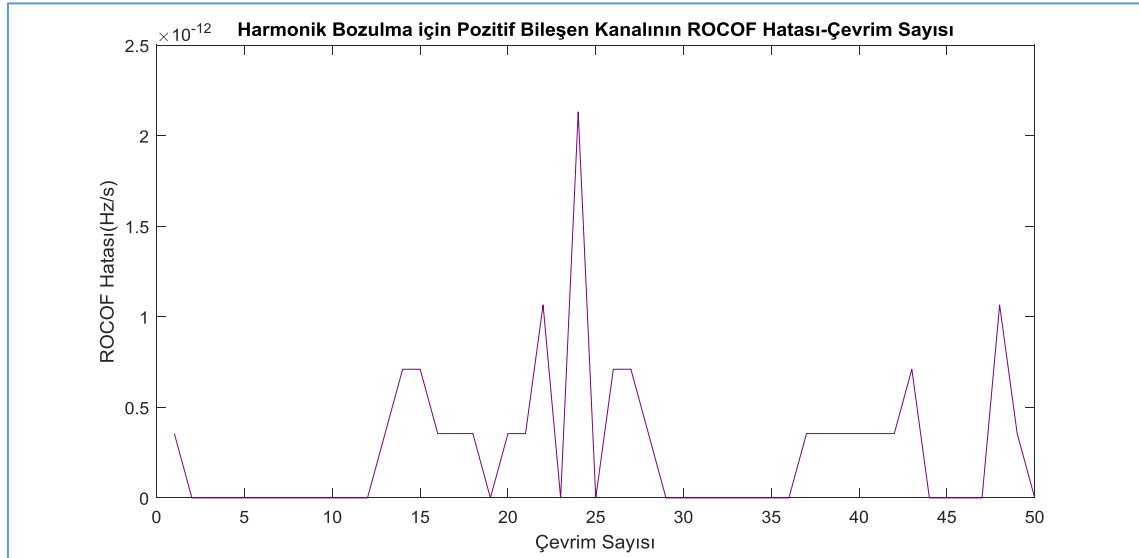


Şekil 1.114. Harmonik bozulma için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısı karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

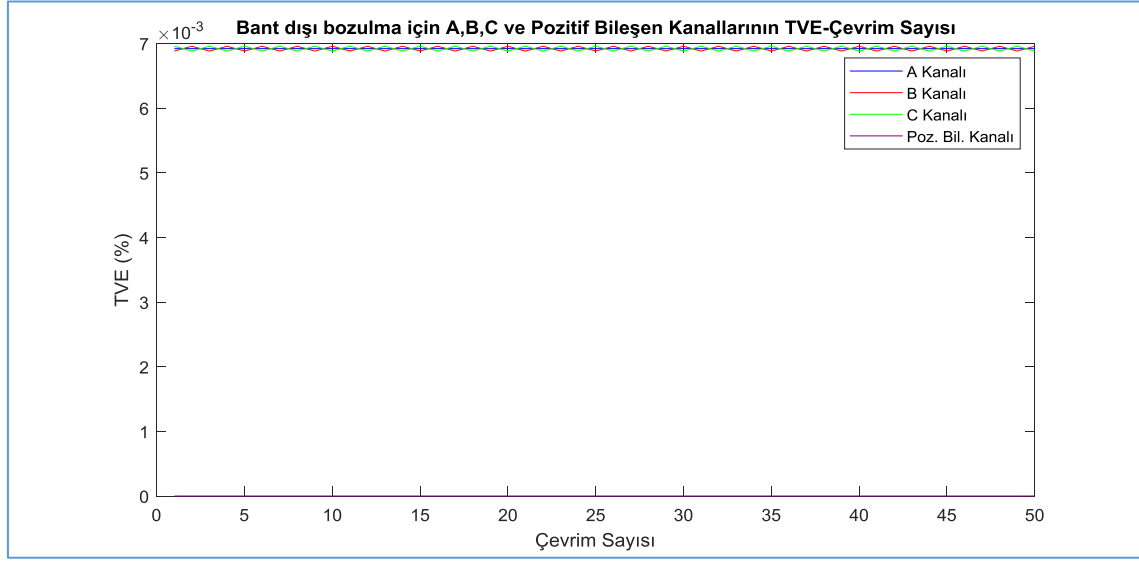


Şekil 1.115. Harmonik bozulma için A, B ve C kanallarının çevrim sayısı karşı ROCOF hata grafiği

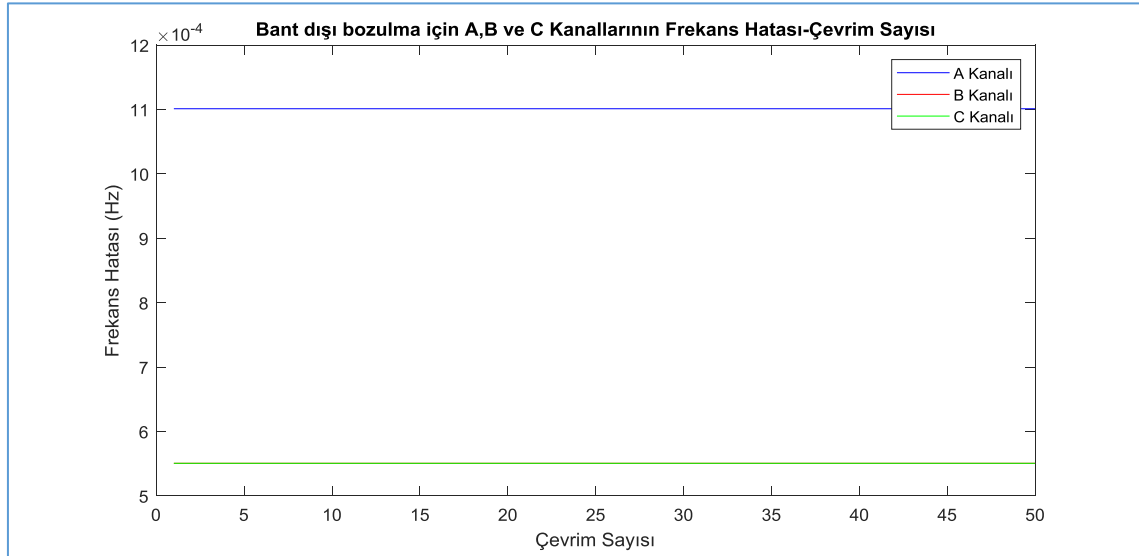


Şekil 1.116. Harmonik bozulma için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısı karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

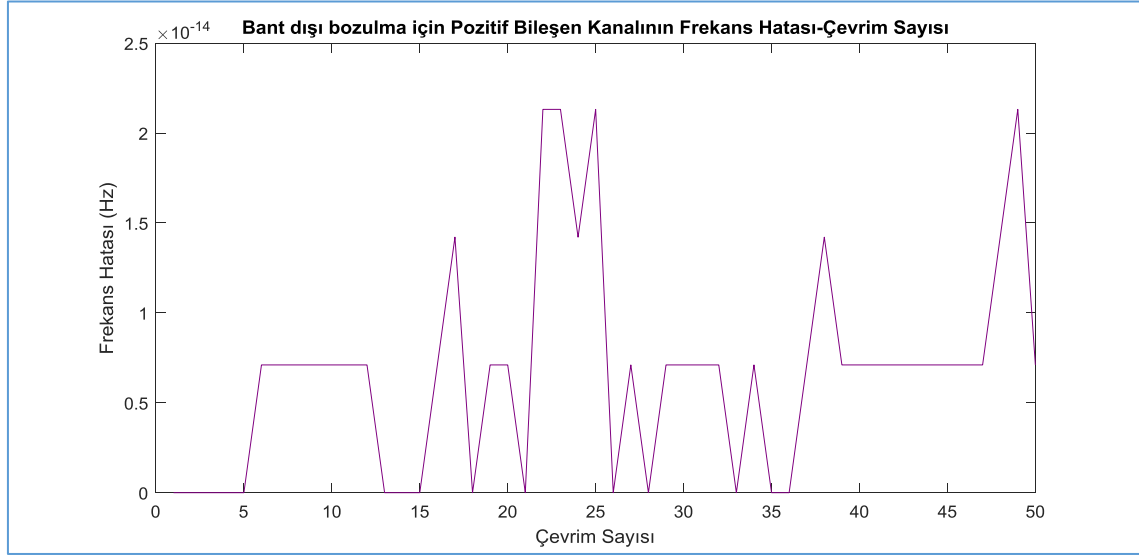


Şekil 1.117. 25 Hz'de bant dışı bozulma için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE grafiği

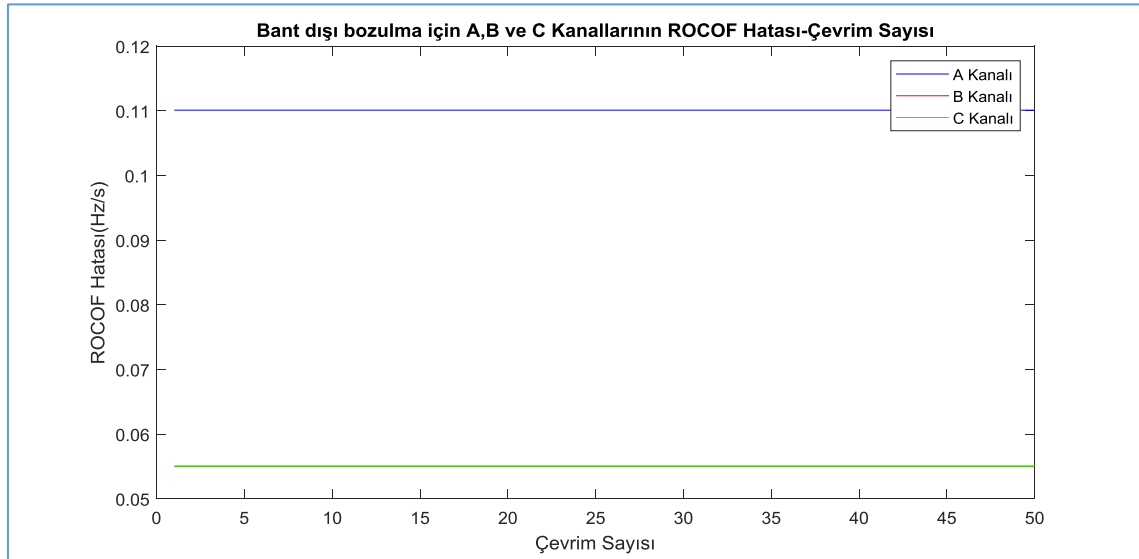


Şekil 1.118. 25 Hz'de bant dışı bozulma için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

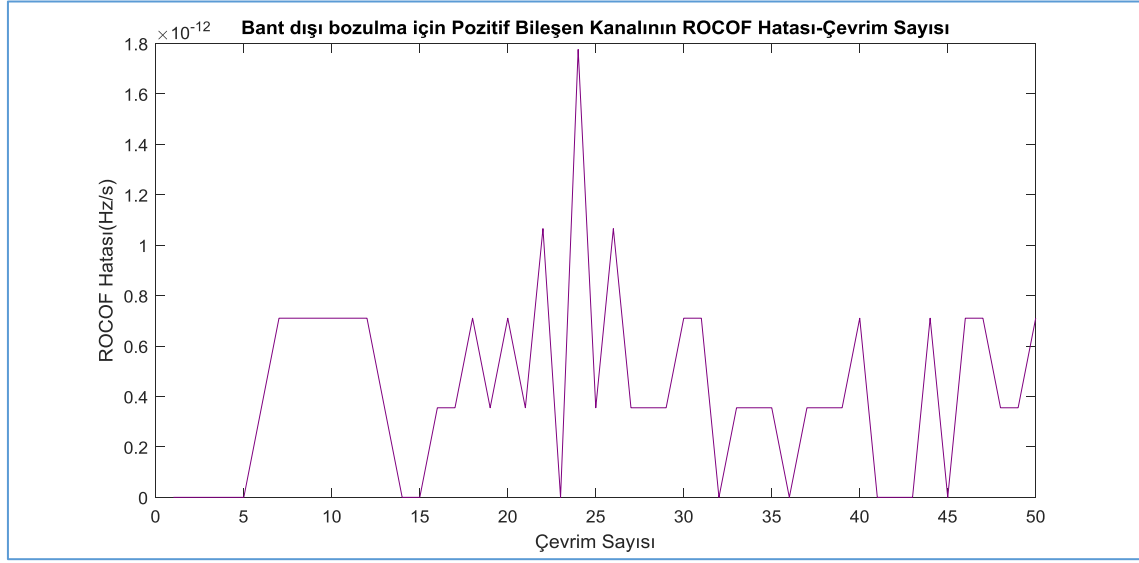


Şekil 1.119. 25 Hz’de bant dışı bozulma için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

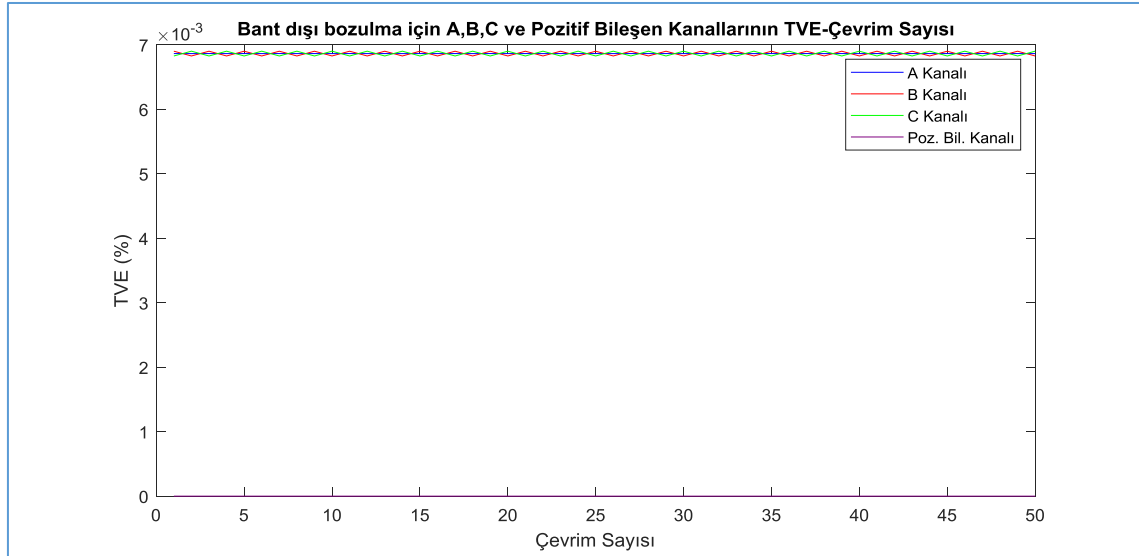


Şekil 1.120. 25 Hz’de bant dışı bozulma için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

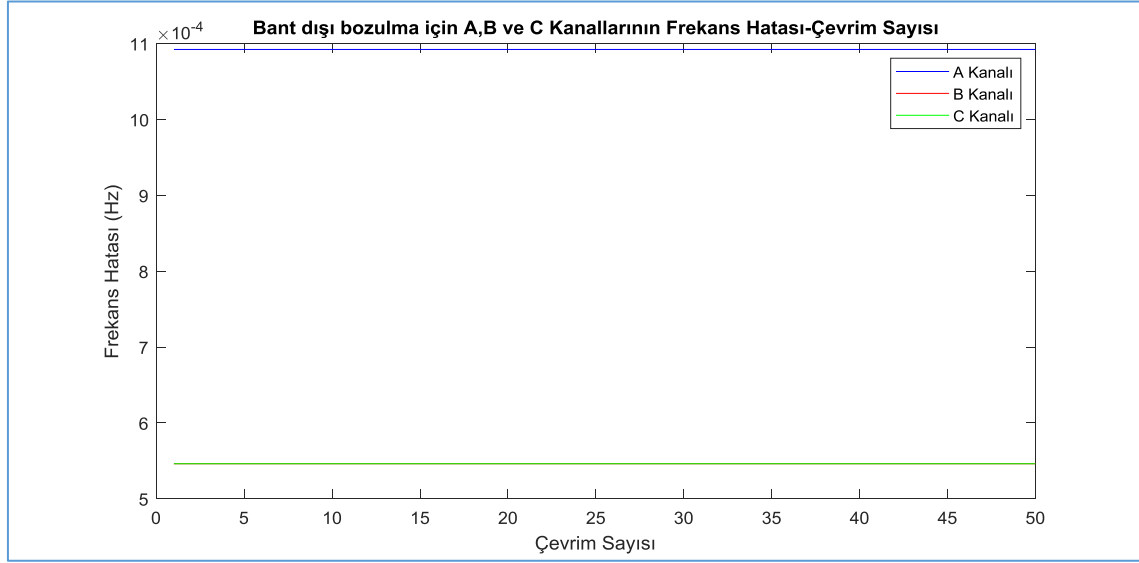


Şekil 1.121. 25 Hz’de bant dışı bozulma için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

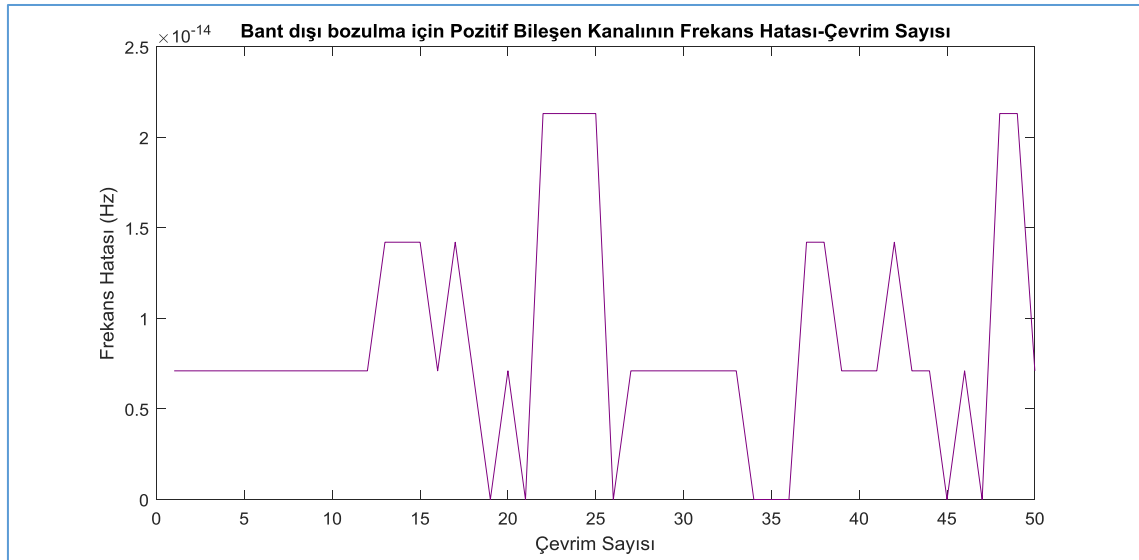


Şekil 1.122. 75 Hz’de bant dışı bozulma için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının çevrim sayısına karşı TVE grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

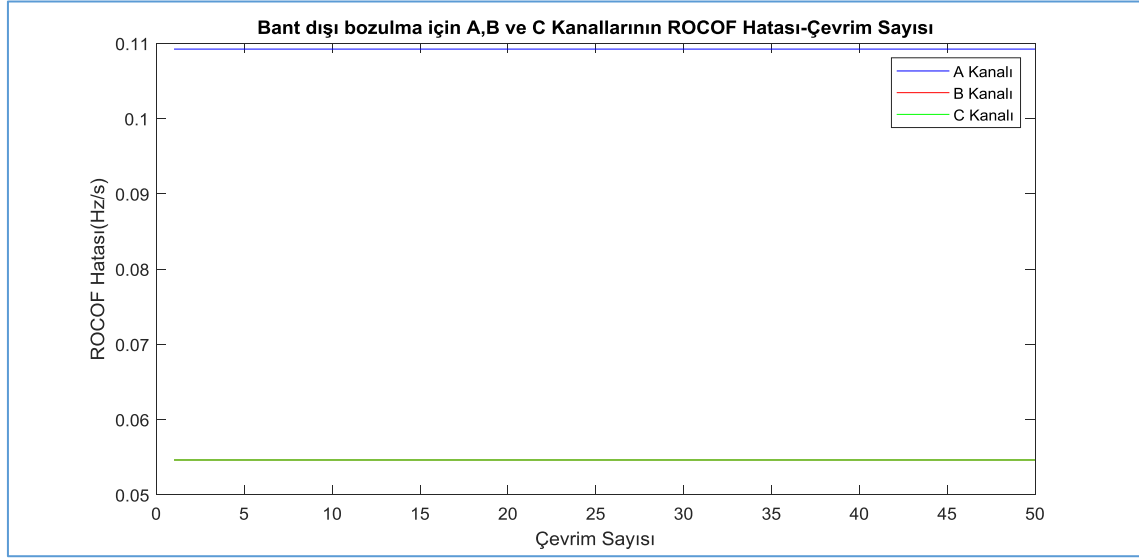


Şekil 1.123. 75 Hz’de bant dışı bozulma için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

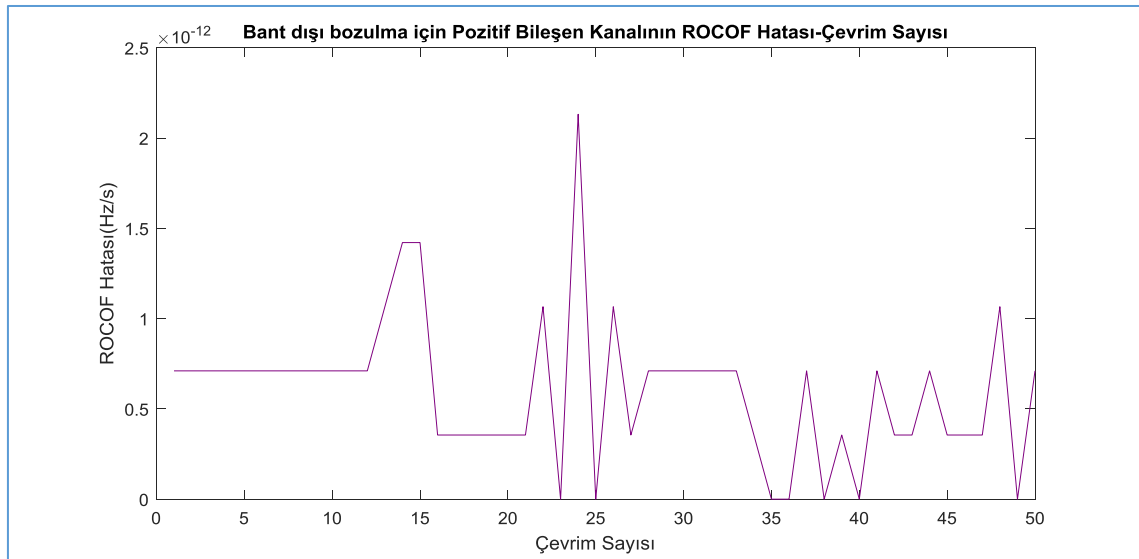


Şekil 1.124. 75 Hz’de bant dışı bozulma için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-1. (devam) Karalı hal uyumluluğu simülasyon sonuçları

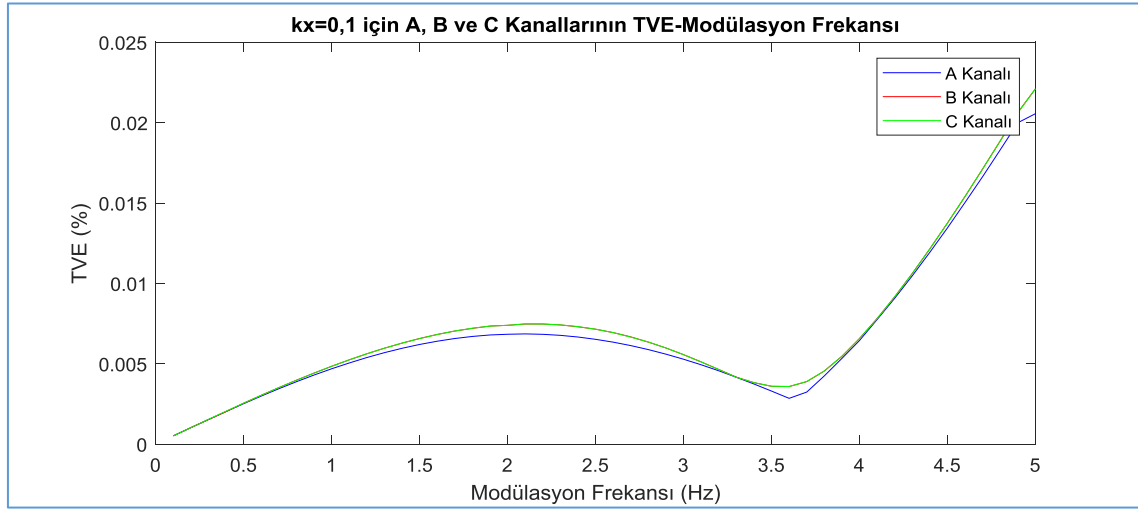


Şekil 1.125. 75 Hz’de bant dışı bozulma için A, B ve C kanallarının çevrim sayısına karşı ROCOF hata grafiği

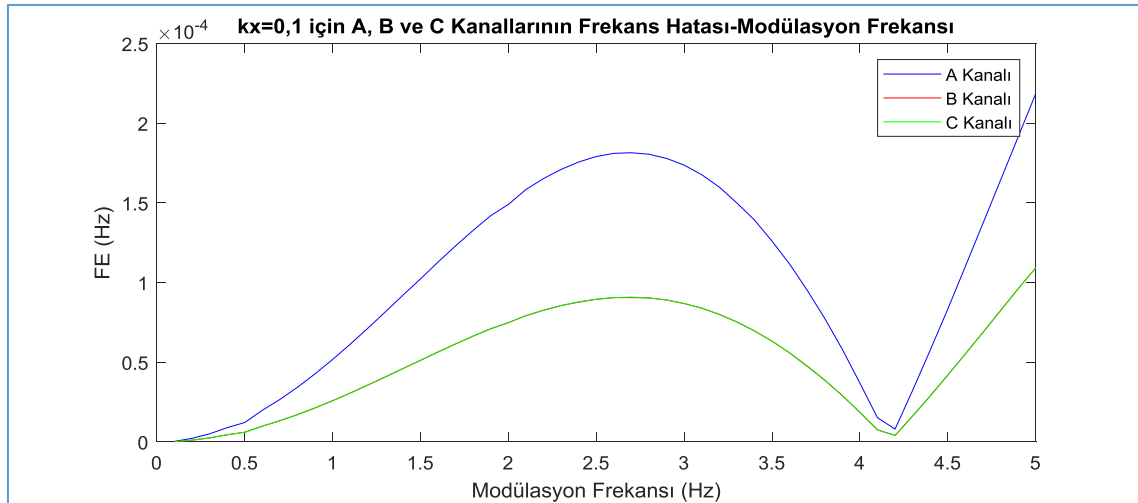


Şekil 1.126. 75 Hz’de bant dışı bozulma için pozitif bileşen kanalının çevrim sayısına karşı frekans hata grafiği

EK-2. Dinamik uyumluluk – ölçüm bant aralığı simülasyon sonuçları

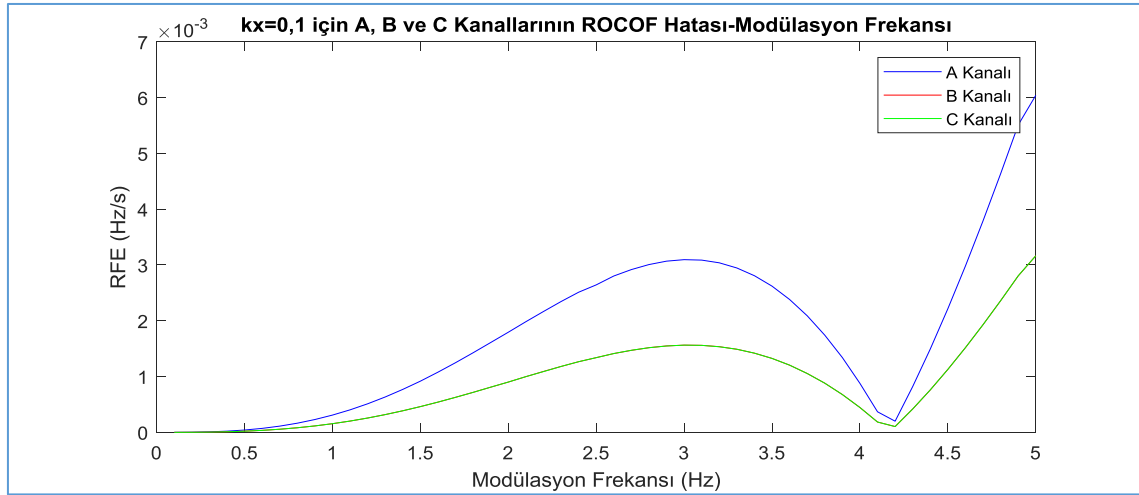
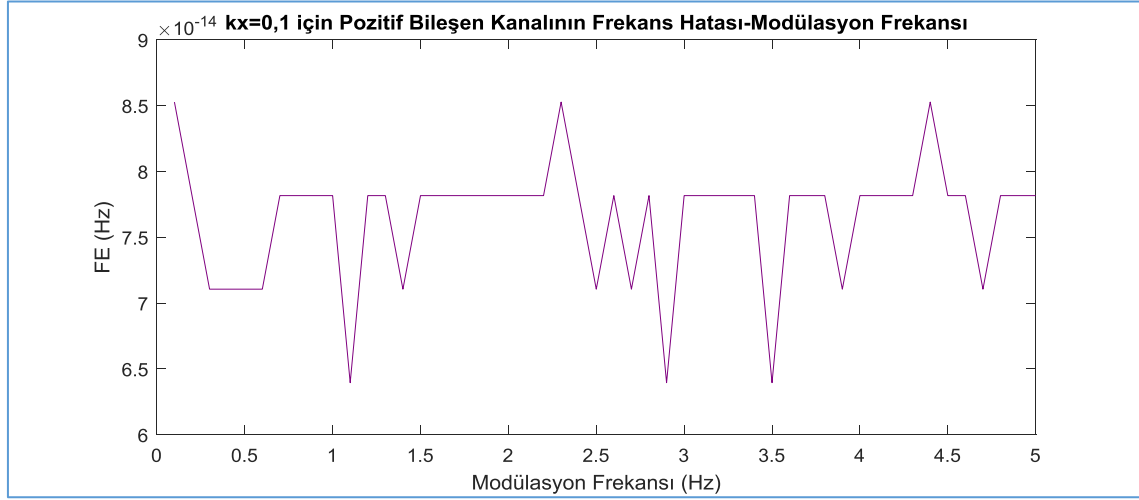


Şekil 2.1. 0,1 genlik modülasyonu için A, B ve C kanallarının modülasyon frekansına karşı TVE grafiği

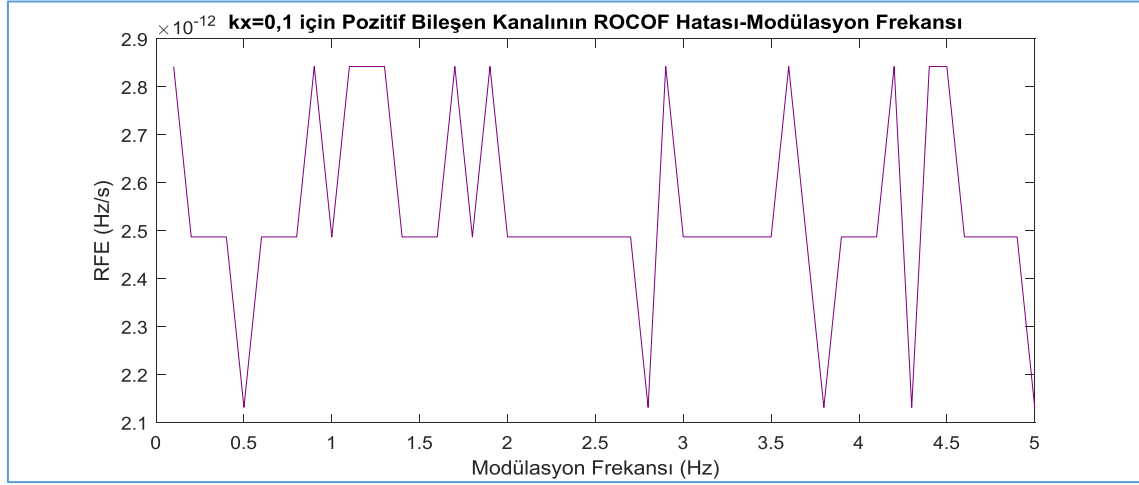


Şekil 2.2. 0,1 genlik modülasyonu için A, B ve C kanallarının modülasyon frekansına karşı frekans hata grafiği

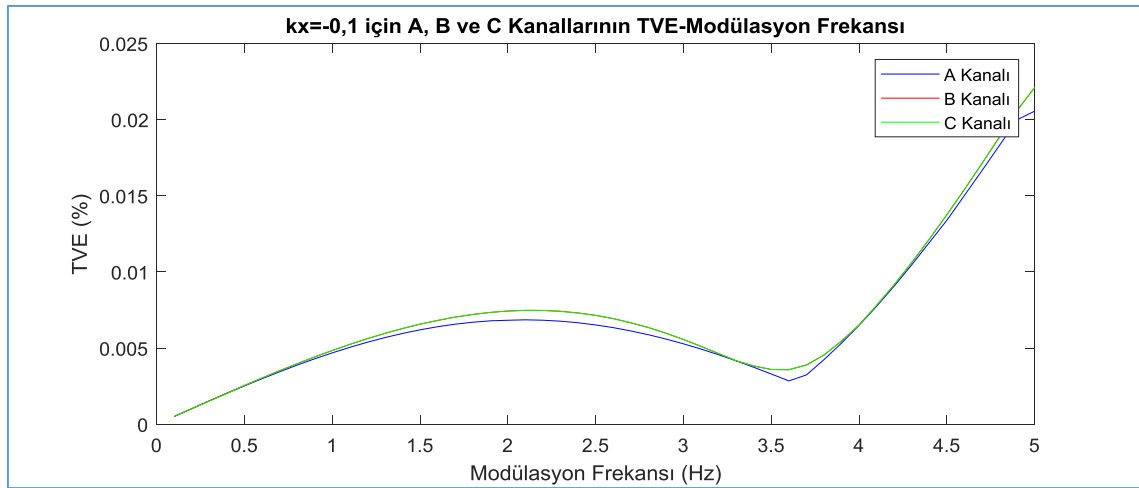
EK-2. (devam) Dinamik uyumluluk – ölçüm bant aralığı simülasyon sonuçları



EK-2. (devam) Dinamik uyumluluk – ölçüm bant aralığı simülasyon sonuçları

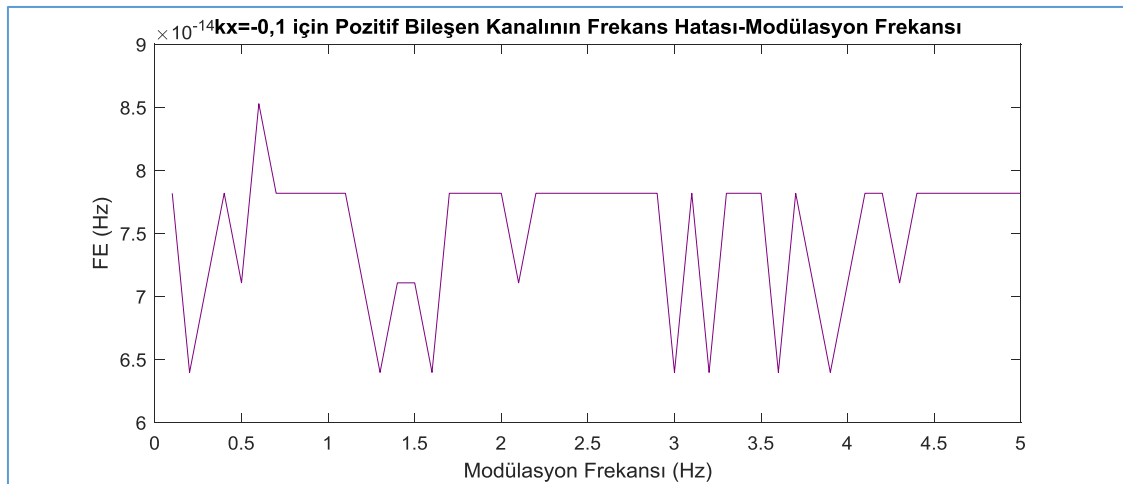
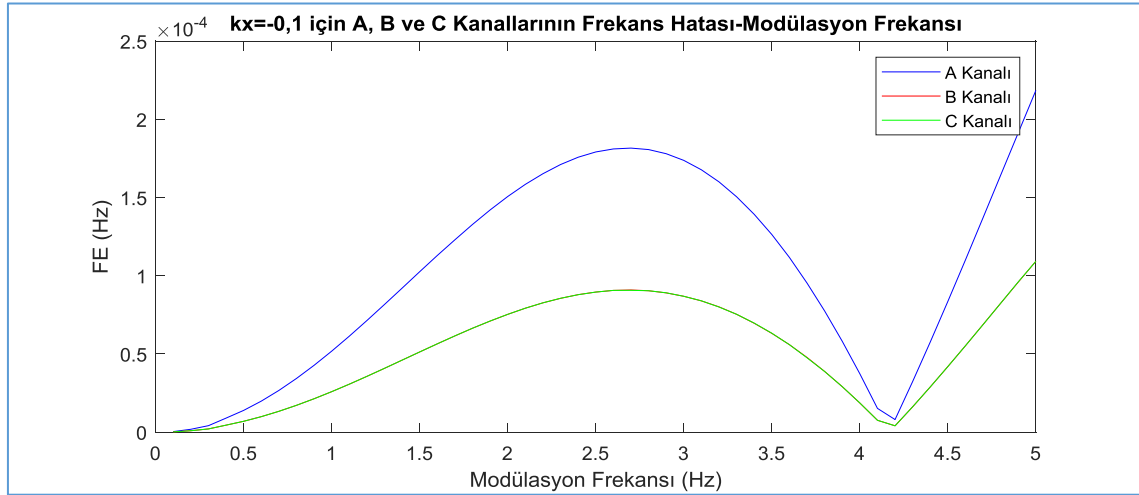


Şekil 2.5. 0,1 genlik modülasyonu için pozitif bileşen kanalının modülasyon frekansına karşı ROCOF hata grafiği

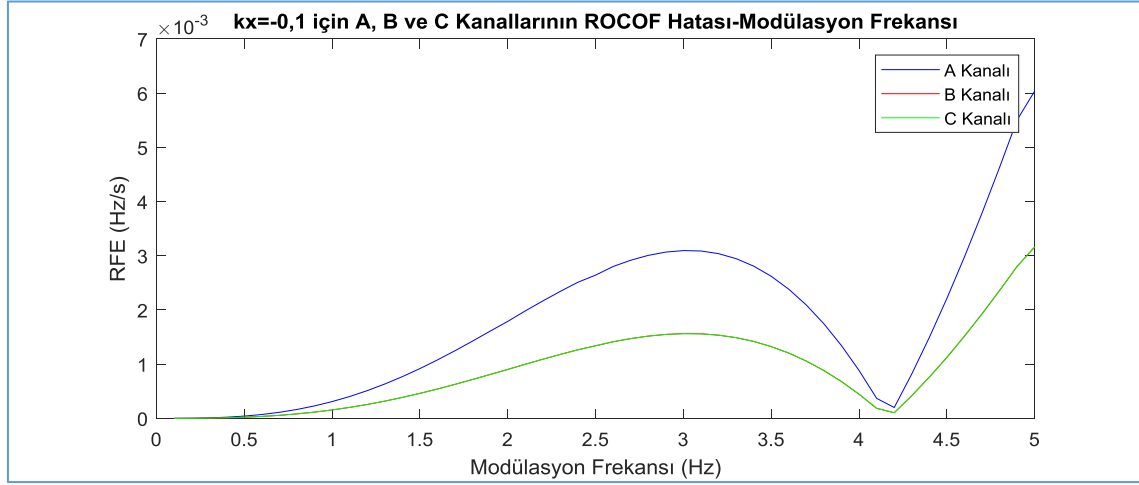


Şekil 2.6. -0,1 genlik modülasyonu için A, B ve C kanallarının modülasyon frekansına karşı TVE grafiği

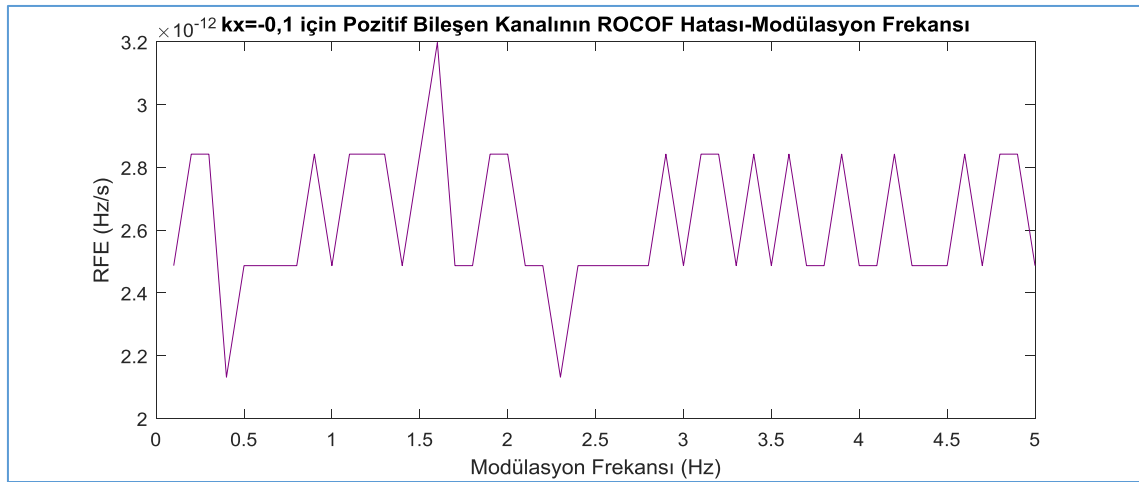
EK-2. (devam) Dinamik uyumluluk – ölçüm bant aralığı simülasyon sonuçları



EK-2. (devam) Dinamik uyumluluk – ölçüm bant aralığı simülasyon sonuçları

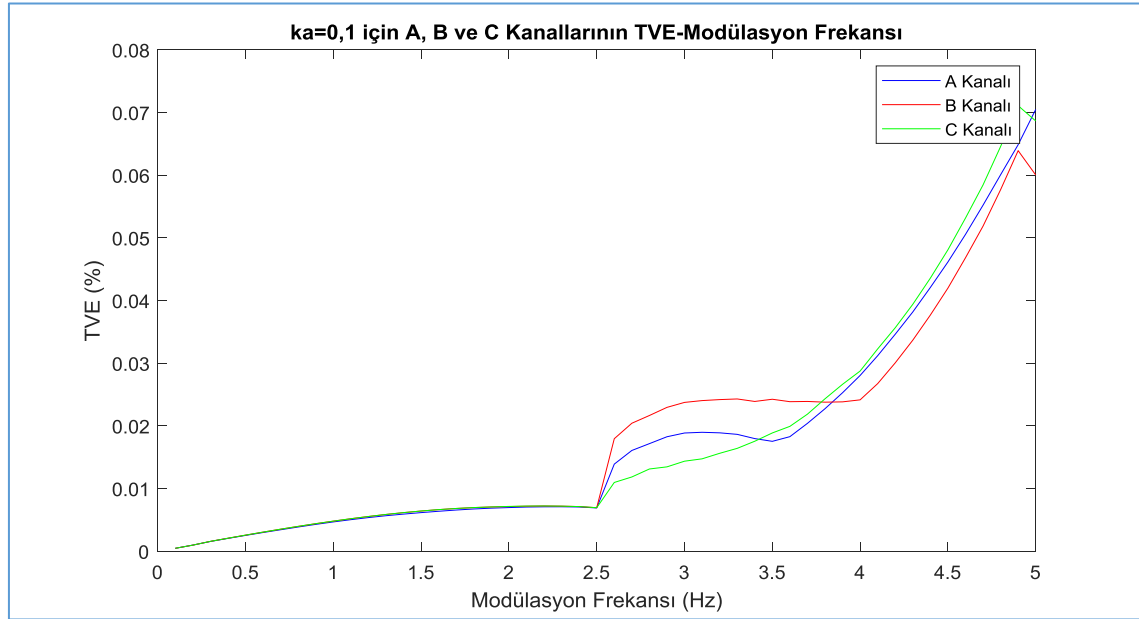


Şekil 2.9. -0,1 genlik modülasyonu için A, B ve C kanallarının modülasyon frekansına karşı ROCOF hata grafiği

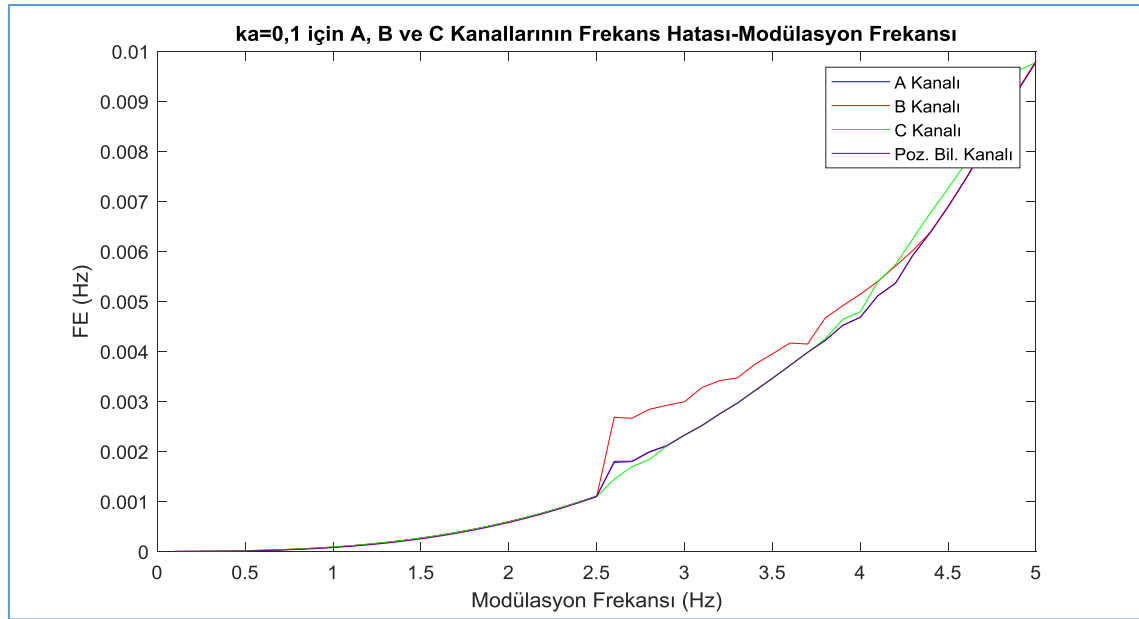


Şekil 2.10. -0,1 genlik modülasyonu için pozitif bileşen kanalının modülasyon frekansına karşı ROCOF hata grafiği

EK-2. (devam) Dinamik uyumluluk – ölçüm bant aralığı simülasyon sonuçları

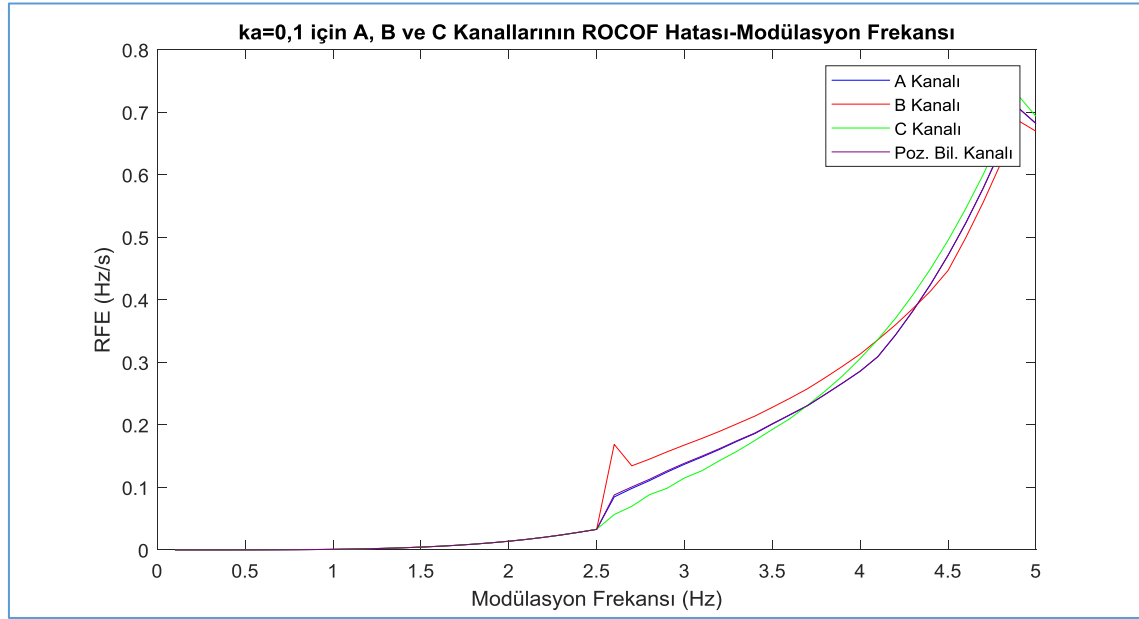


Şekil 2.11. 0,1 faz modülasyonu için A, B ve C kanallarının modülasyon frekansına karşı TVE grafiği

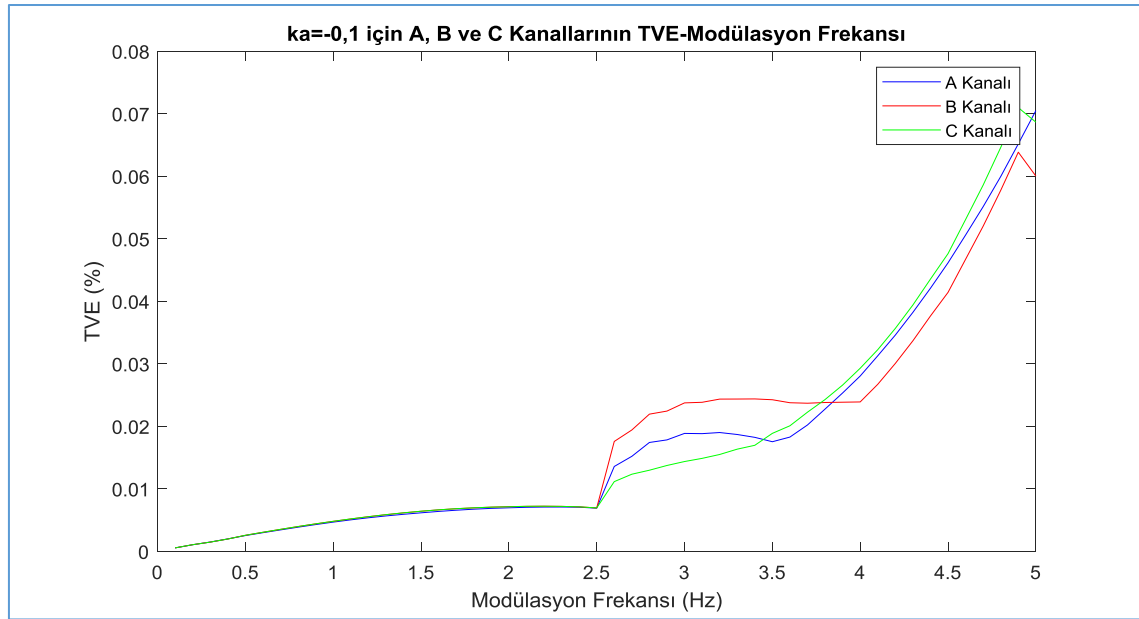


Şekil 2.12. 0,1 faz modülasyonu için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının modülasyon frekansına karşı frekans hata grafiği

EK-2. (devam) Dinamik uyumluluk – ölçüm bant aralığı simülasyon sonuçları

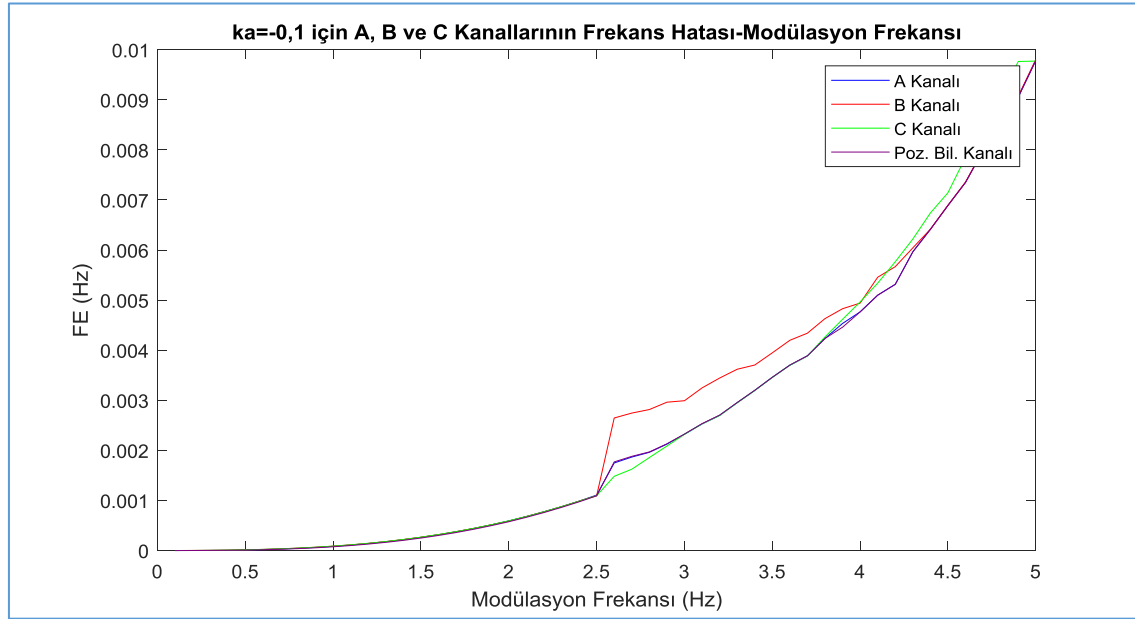


Şekil 2.13. 0,1 faz modülasyonu için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının modülasyon frekansına karşı ROCOF hata grafiği

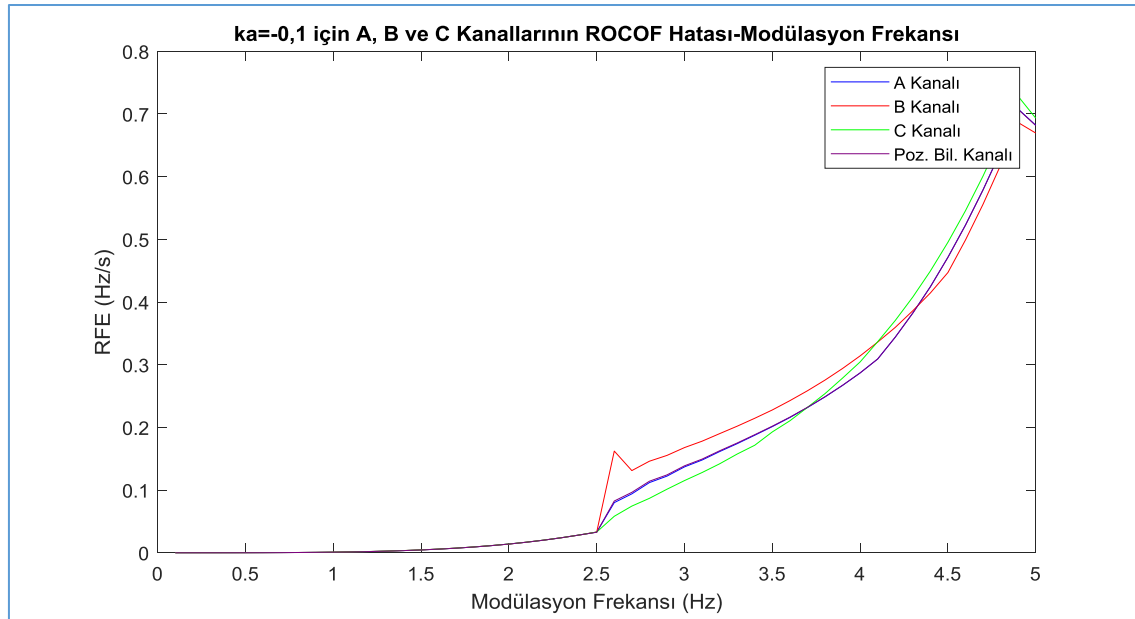


Şekil 2.14. -0,1 faz modülasyonu için A, B ve C kanallarının modülasyon frekansına karşı TVE grafiği

EK-2. (devam) Dinamik uyumluluk – ölçüm bant aralığı simülasyon sonuçları

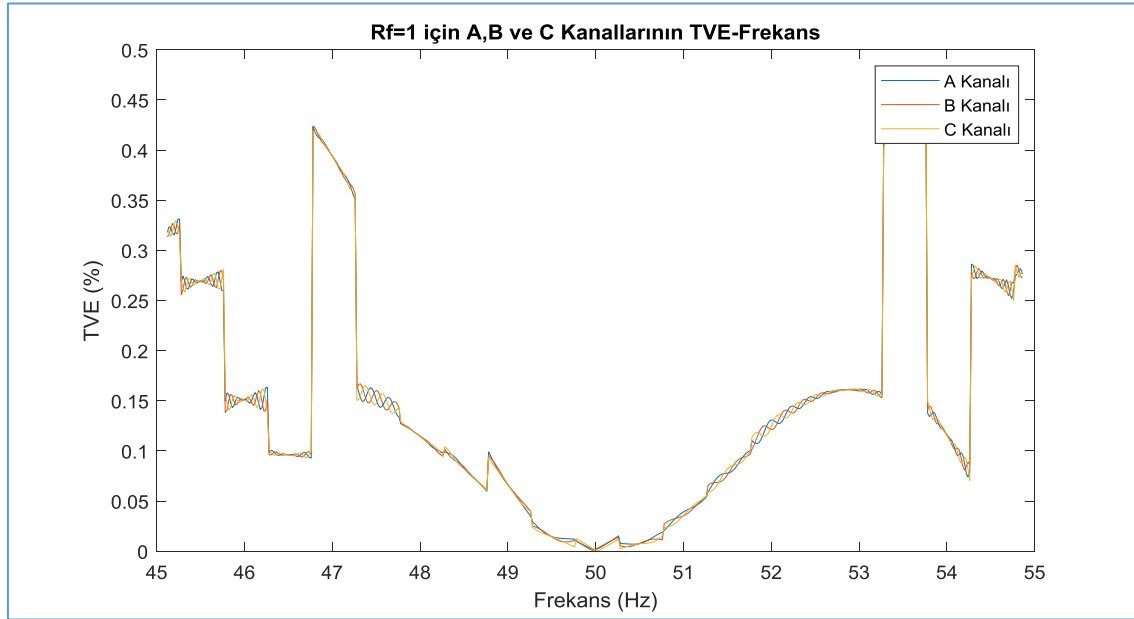


Şekil 2.15. -0,1 faz modülasyonu A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının modülasyon frekansına karşı frekans hata grafiği

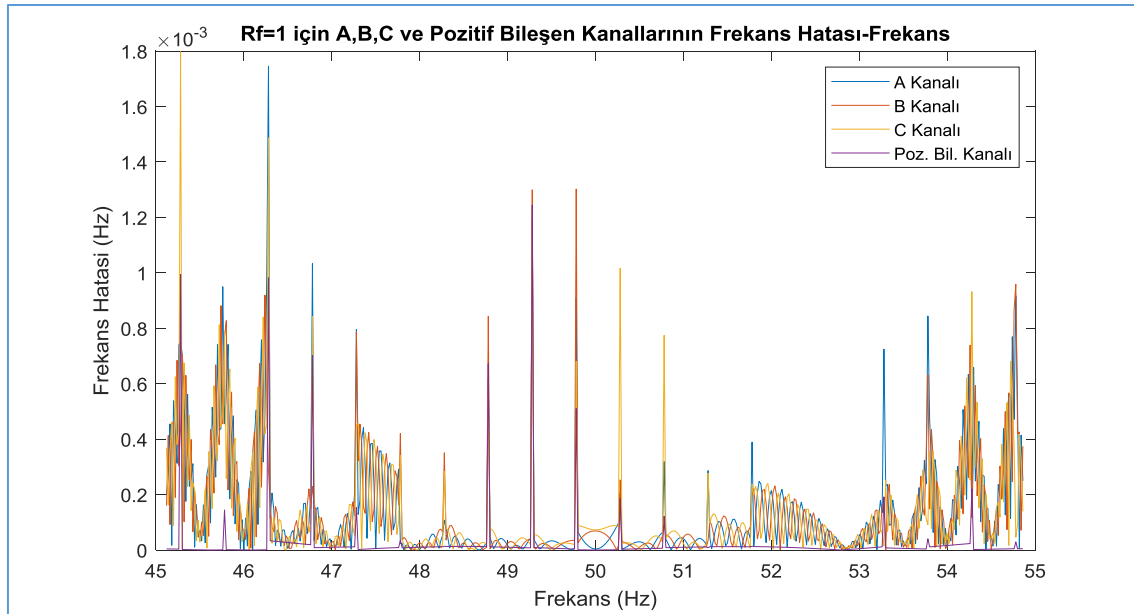


Şekil 2.16. -0,1 faz modülasyonu için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının modülasyon frekansına karşı ROCOF hata grafiği

EK-3. Dinamik uyumluluk – frekans eğim performansı simülasyon sonuçları

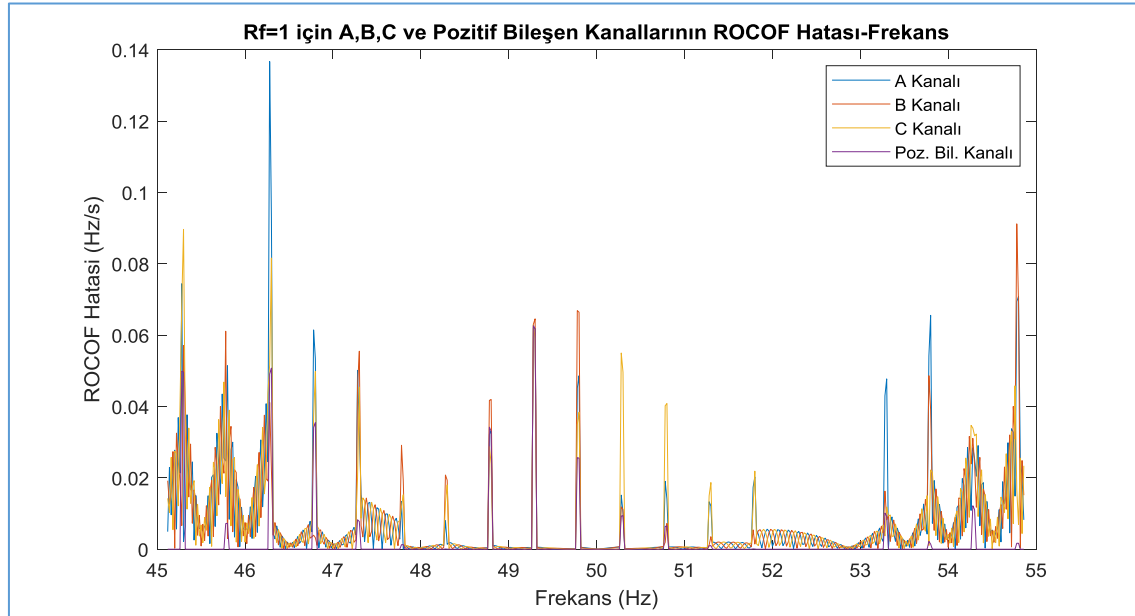


Şekil 3.1. +1 frekans eğim oranı için A, B ve C kanallarının frekans değişimine karşı TVE grafiği

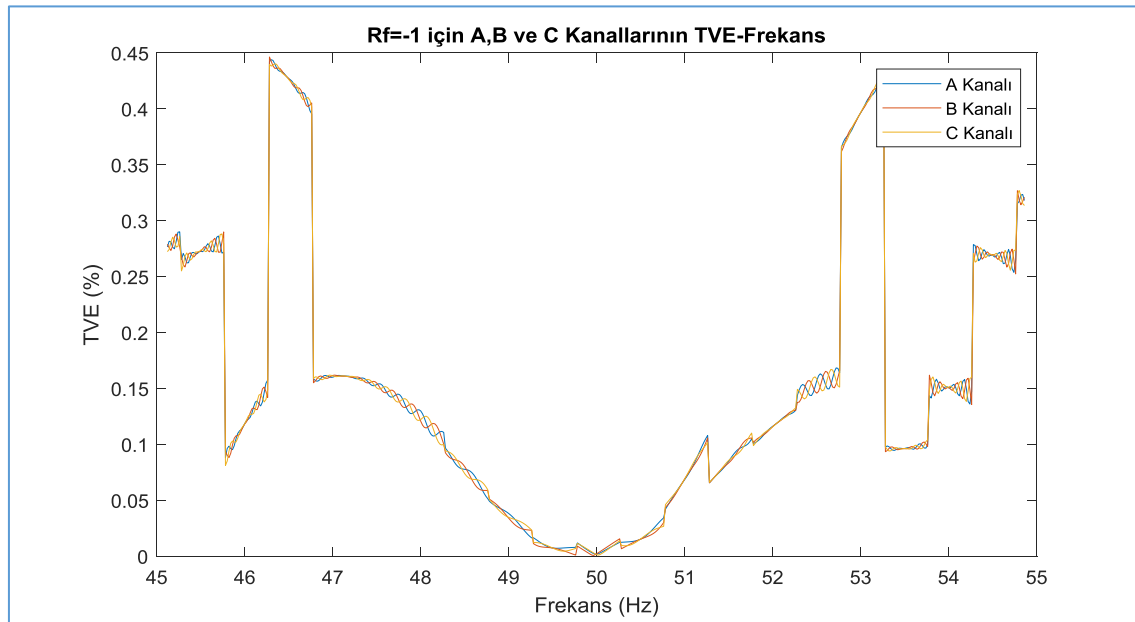


Şekil 3.2. +1 frekans eğim oranı için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının frekans değişimine karşı frekans hata grafiği

EK-3. (devam) Dinamik uyumluluk – frekans eğim performansı simülasyon sonuçları

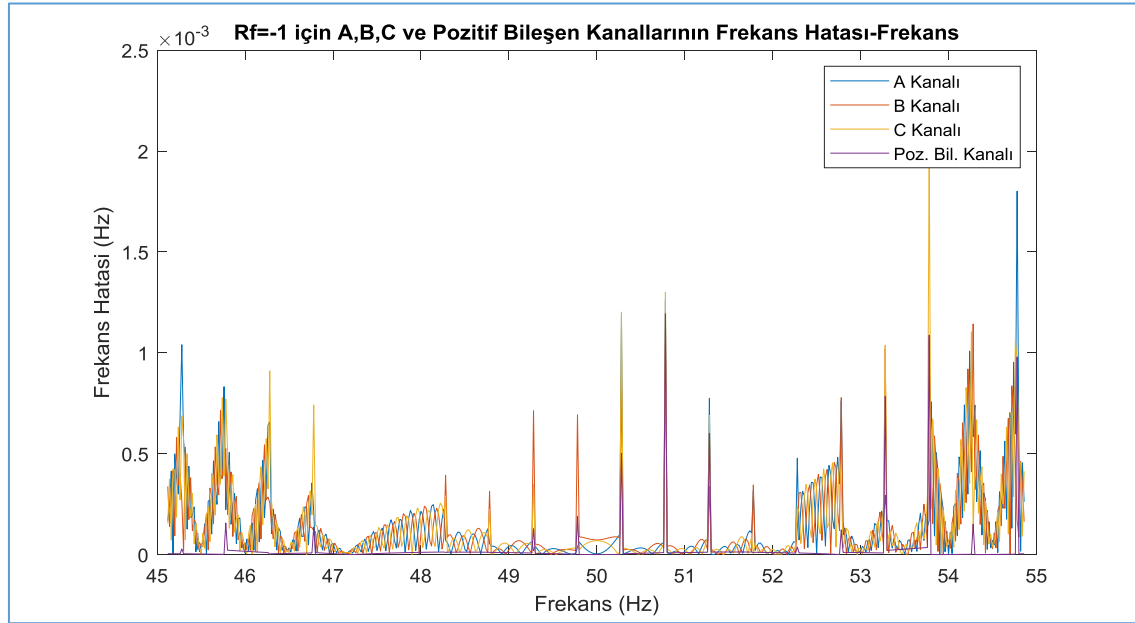


Şekil 3.3. +1 frekans eğim oranı için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının frekans değişimine karşı ROCOF hata grafiği

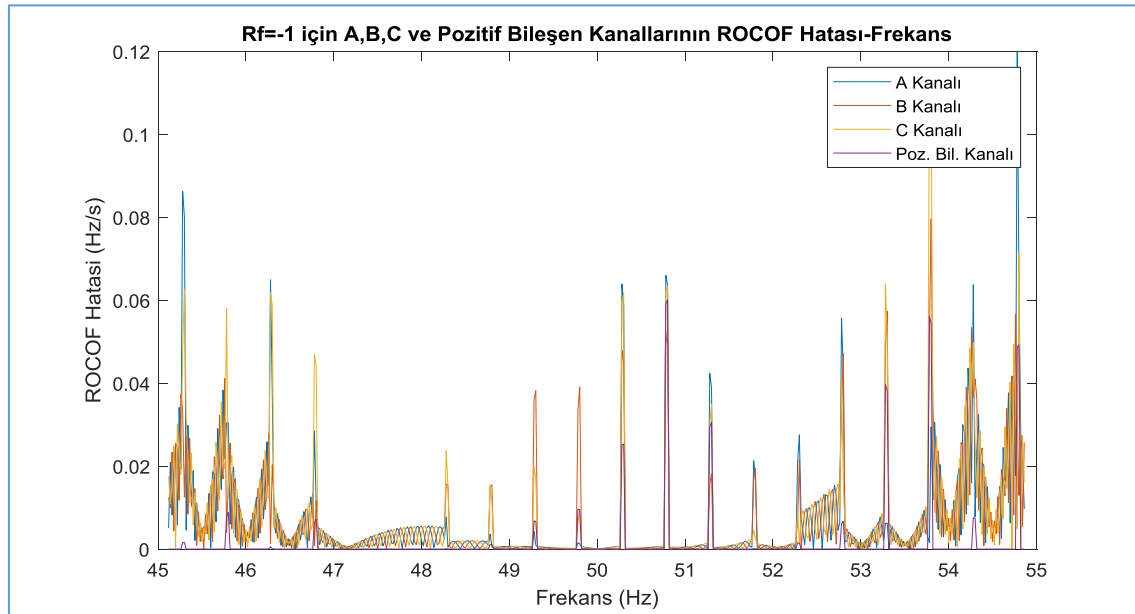


Şekil 3.4. -1 frekans eğim oranı için A, B ve C kanallarının frekans değişimine karşı TVE grafiği

EK-3. (devam) Dinamik uyumluluk – frekans eğim performansı simülasyon sonuçları

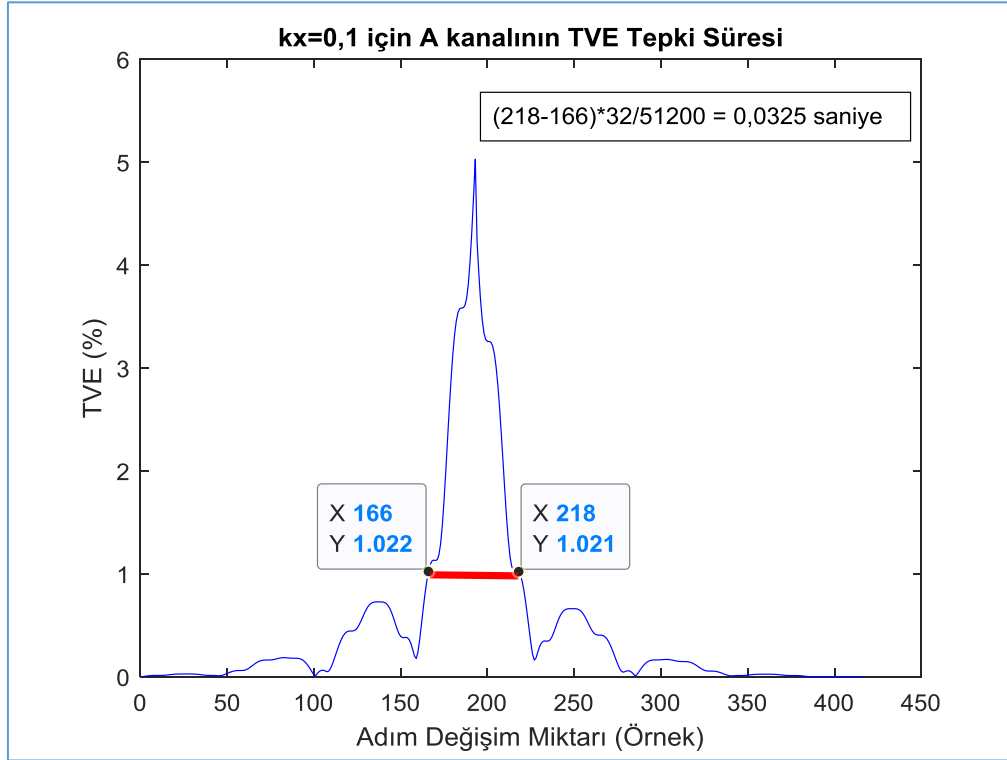


Şekil 3.5. -1 frekans eğim oranı için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının frekans değişimine karşı frekans hata grafiği

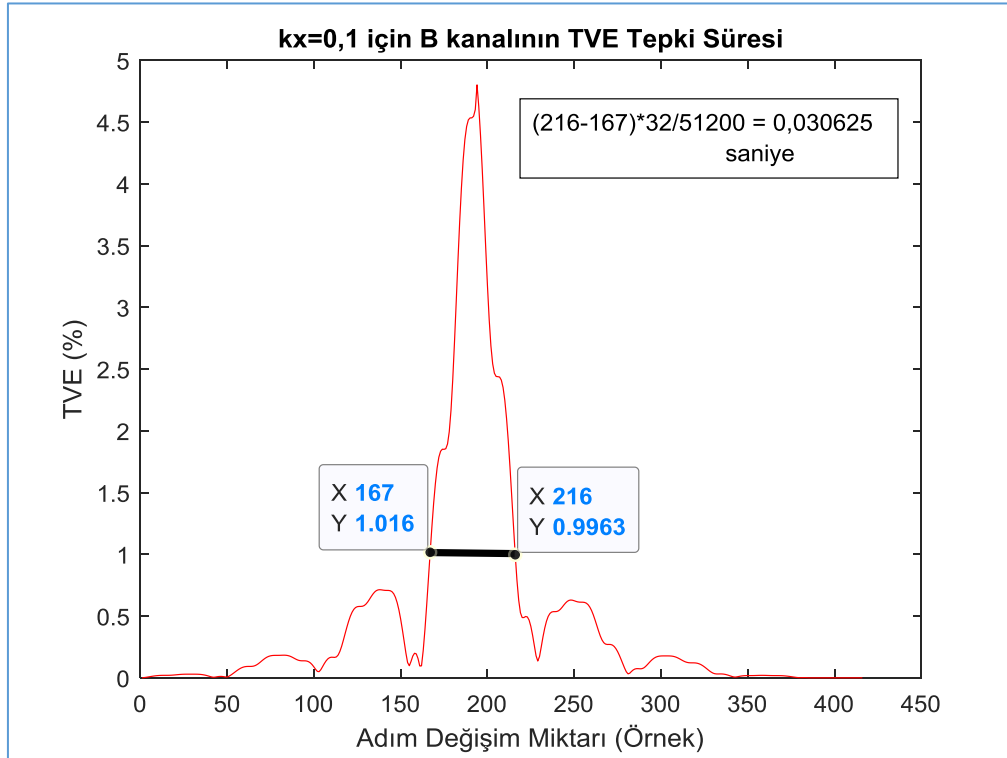


Şekil 3.6. -1 frekans eğim oranı için A, B, C ve pozitif bileşen kanallarının frekans değişimine karşı ROCOF hata grafiği

EK-4. Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişikliği performansı simülasyon sonuçları

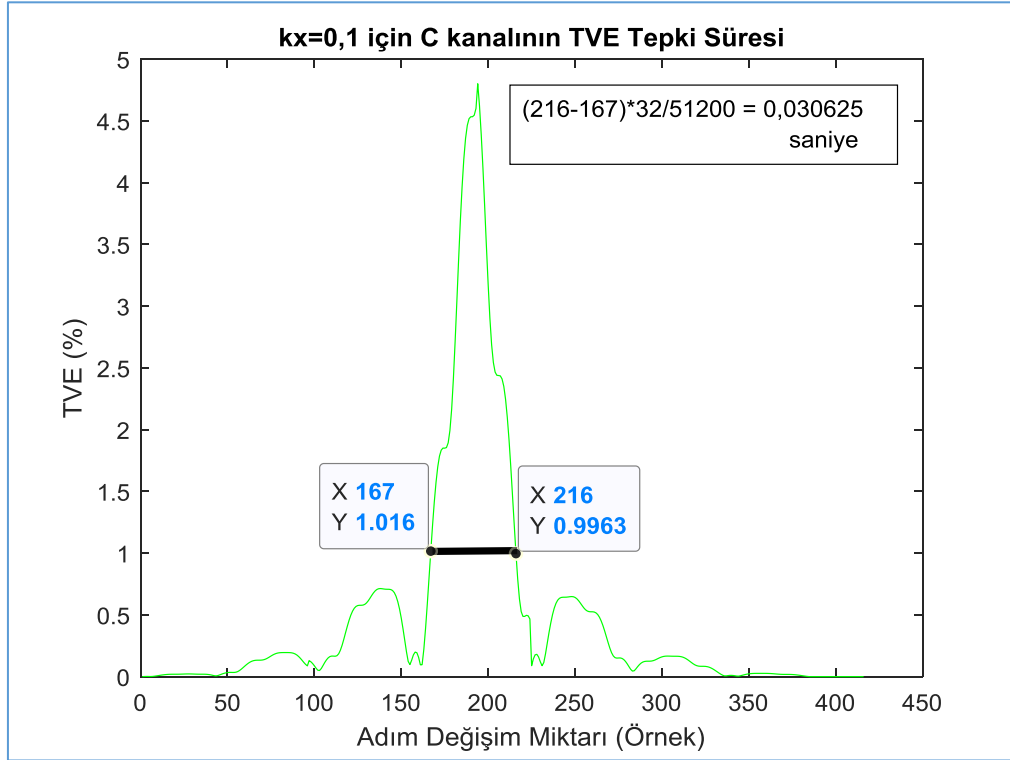


Şekil 4.1. 0,1 genlik adım değişimi için A kanalının zamana karşı TVE tepki süresi grafiği

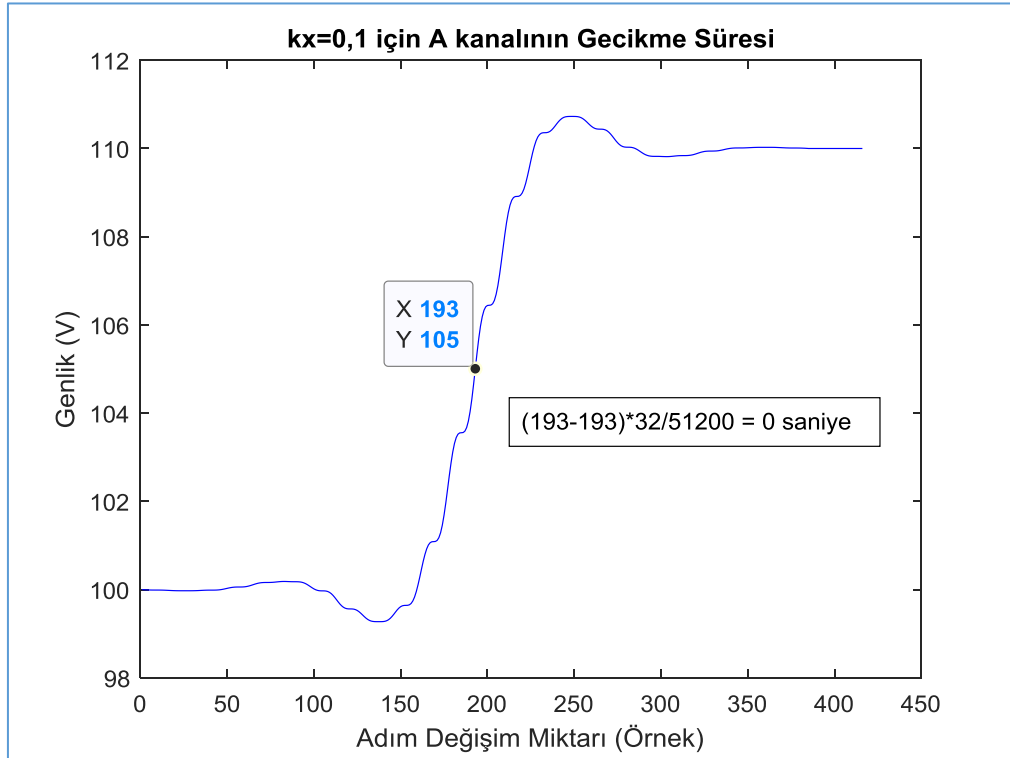


Şekil 4.2. 0,1 genlik adım değişimi için B kanalının zamana karşı TVE tepki süresi grafiği

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişikliği performansı simülasyon sonuçları

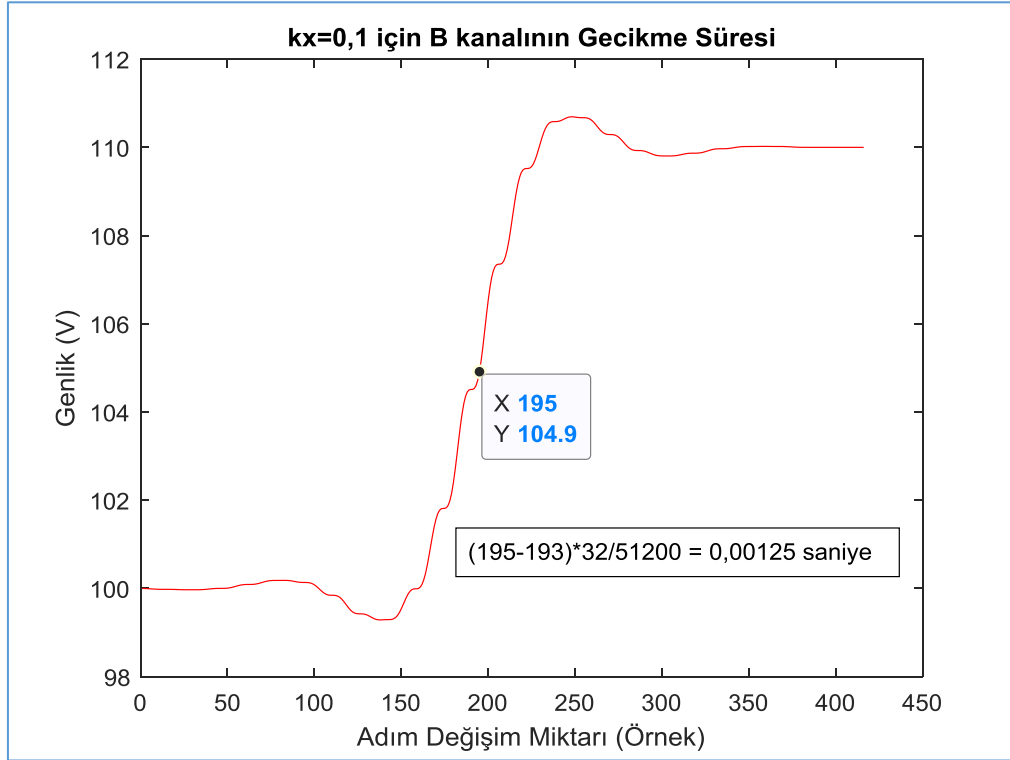


Şekil 4.3. 0,1 genlik adım değişikliği için C kanalının zamana karşı TVE tepki süresi grafiği

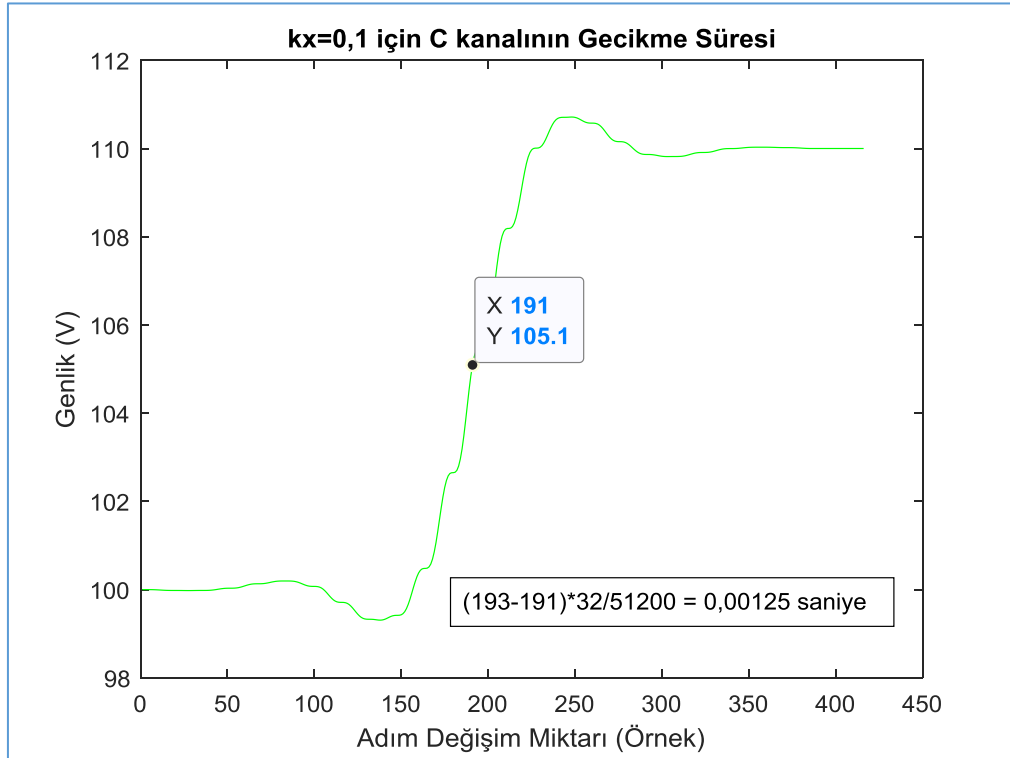


Şekil 4.4. 0,1 genlik adım değişikliği için A kanalının zamana karşı gecikme süresi grafiği

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

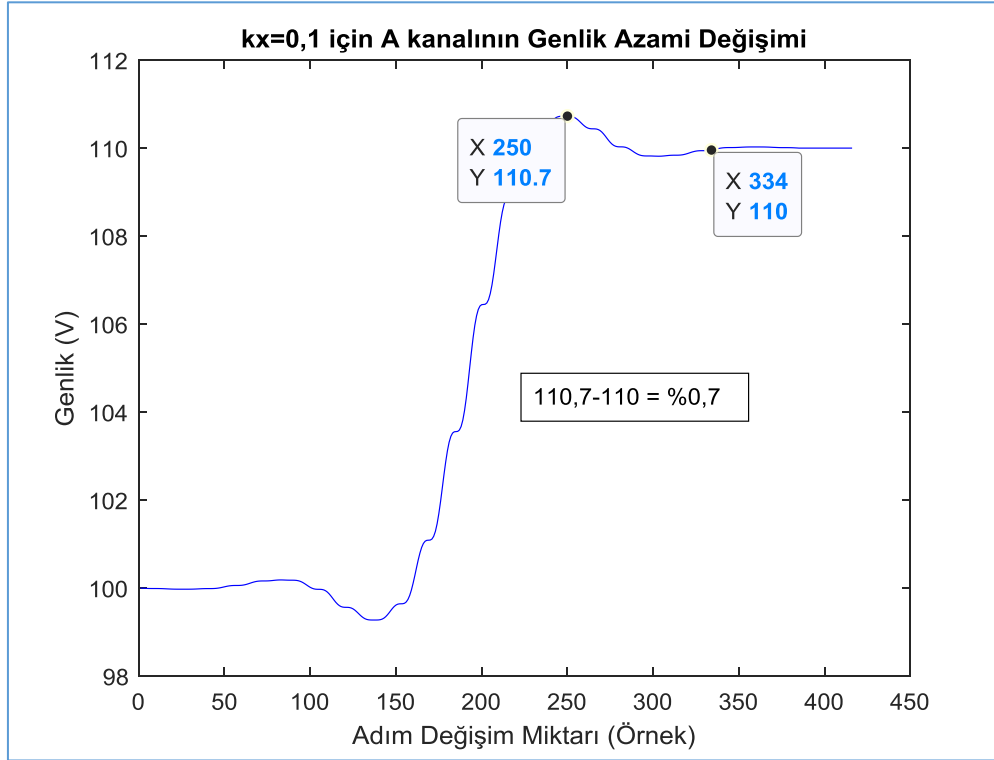


Şekil 4.5. 0,1 genlik adım değişikliği için B kanalının zamana karşı gecikme süresi grafiği

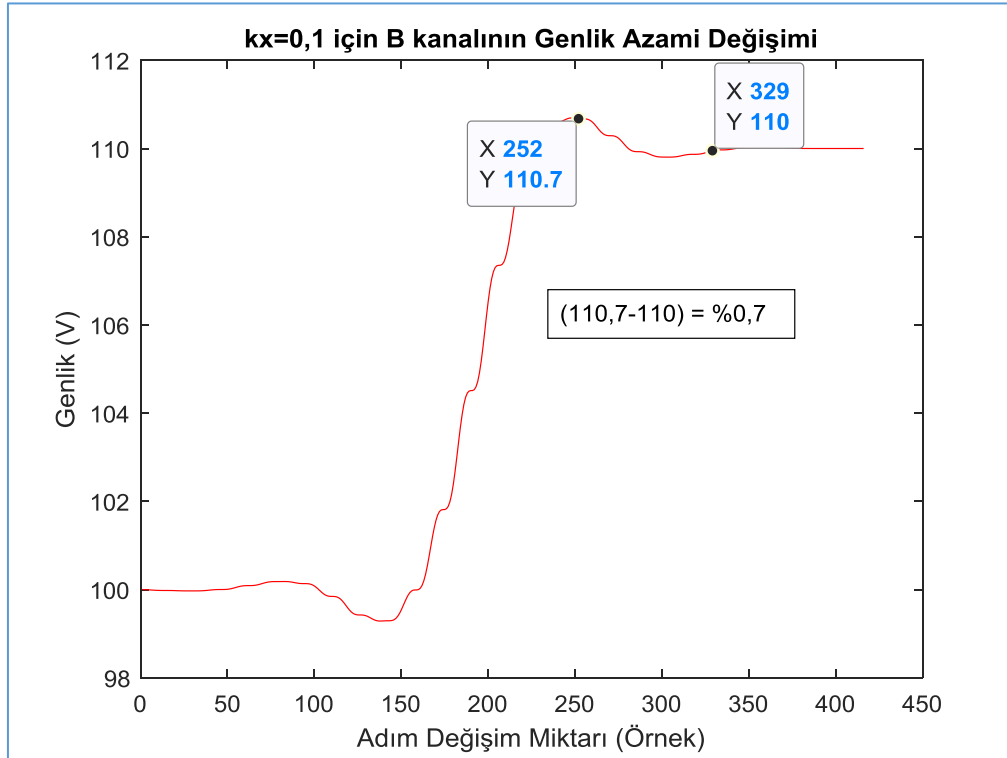


Şekil 4.6. 0,1 genlik adım değişikliği için C kanalının zamana karşı gecikme süresi grafiği

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

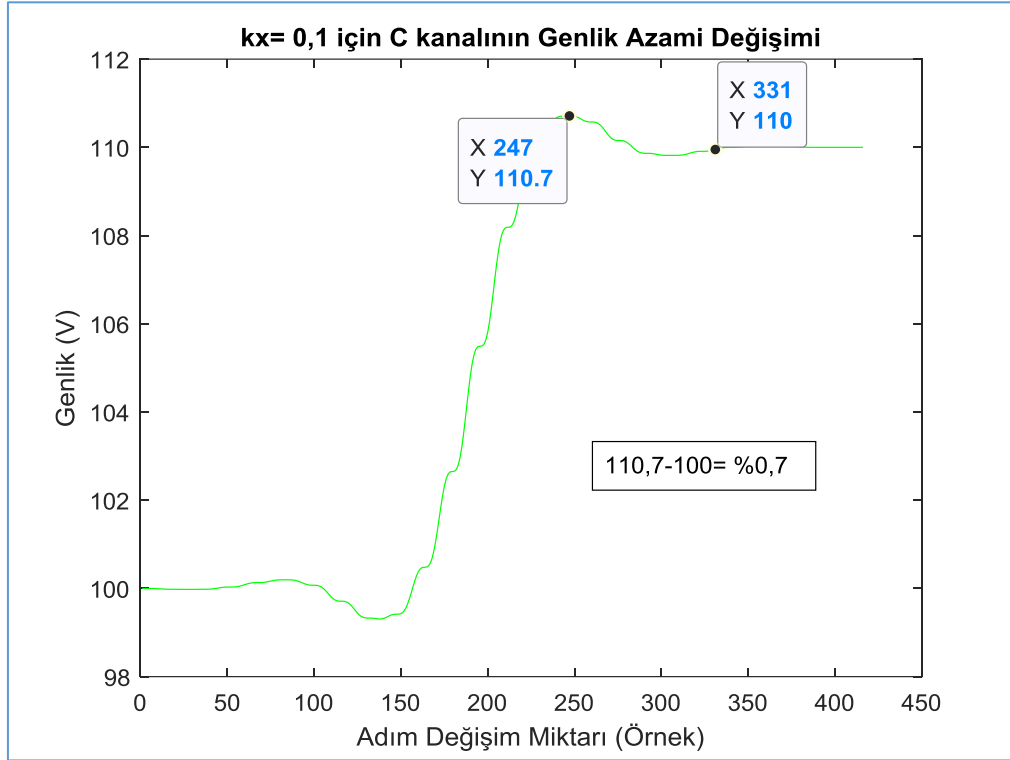


Şekil 4.7. 0,1 genlik adım değişikliği için A kanalının zamana karşı azami genlik değişikliği

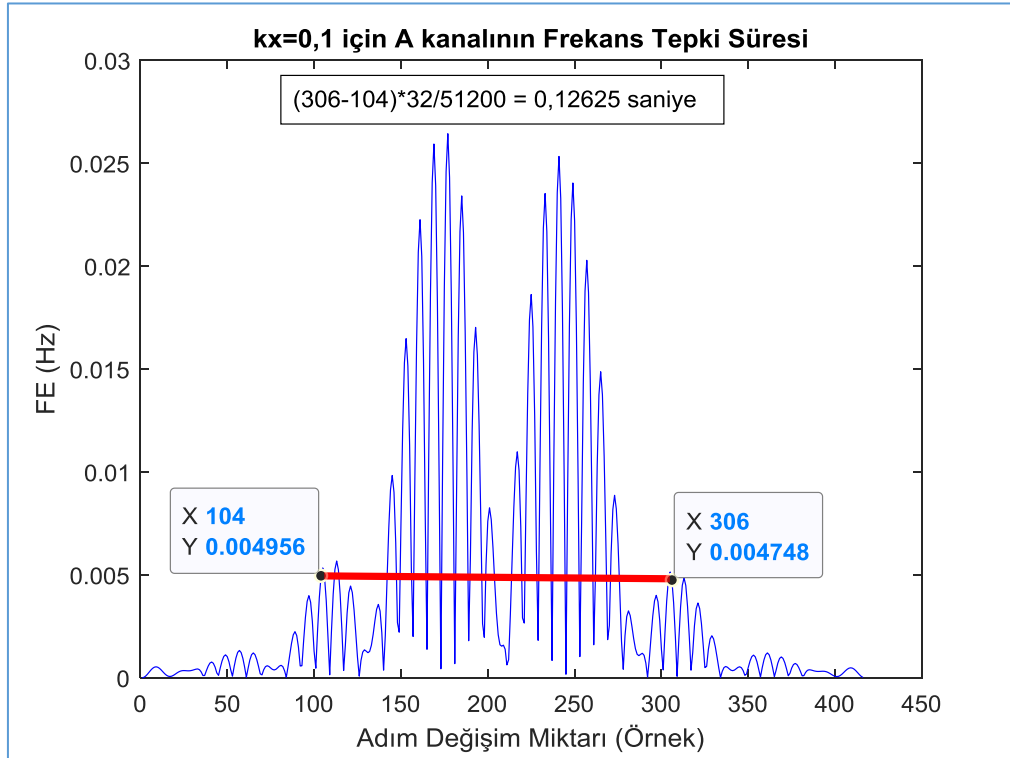


Şekil 4.8. 0,1 genlik adım değişikliği için B kanalının zamana karşı azami genlik değişikliği

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişikliği performansı simülasyon sonuçları

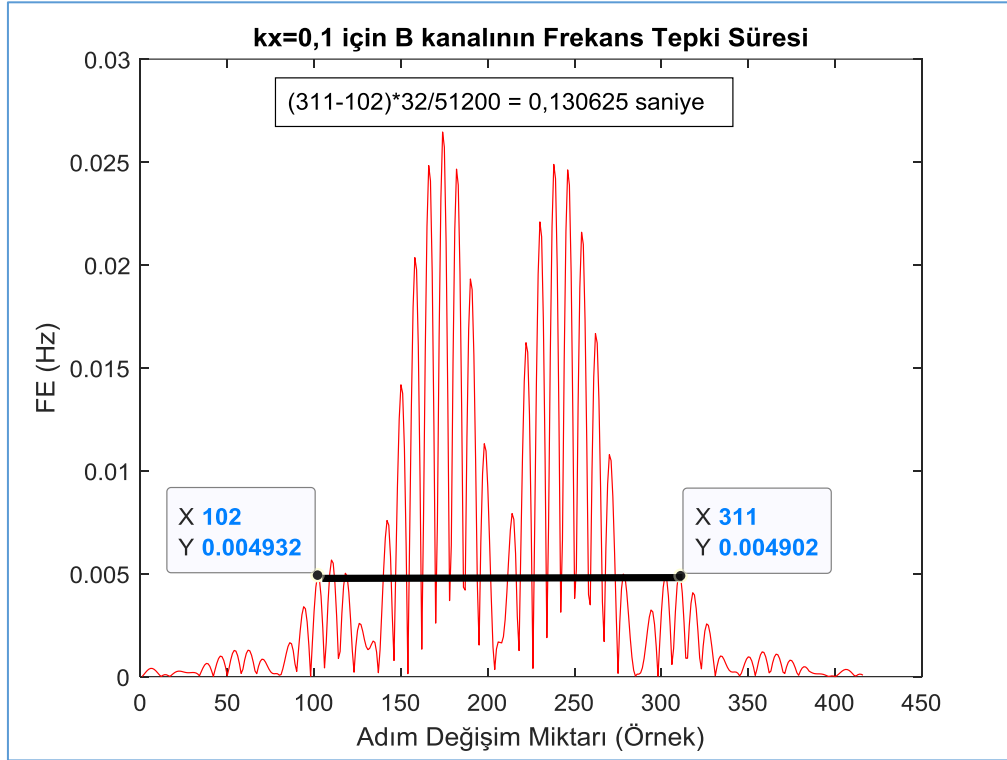


Şekil 4.9. 0,1 genlik adım değişikliği için C kanalının zamana karşı azami genlik değişikliği

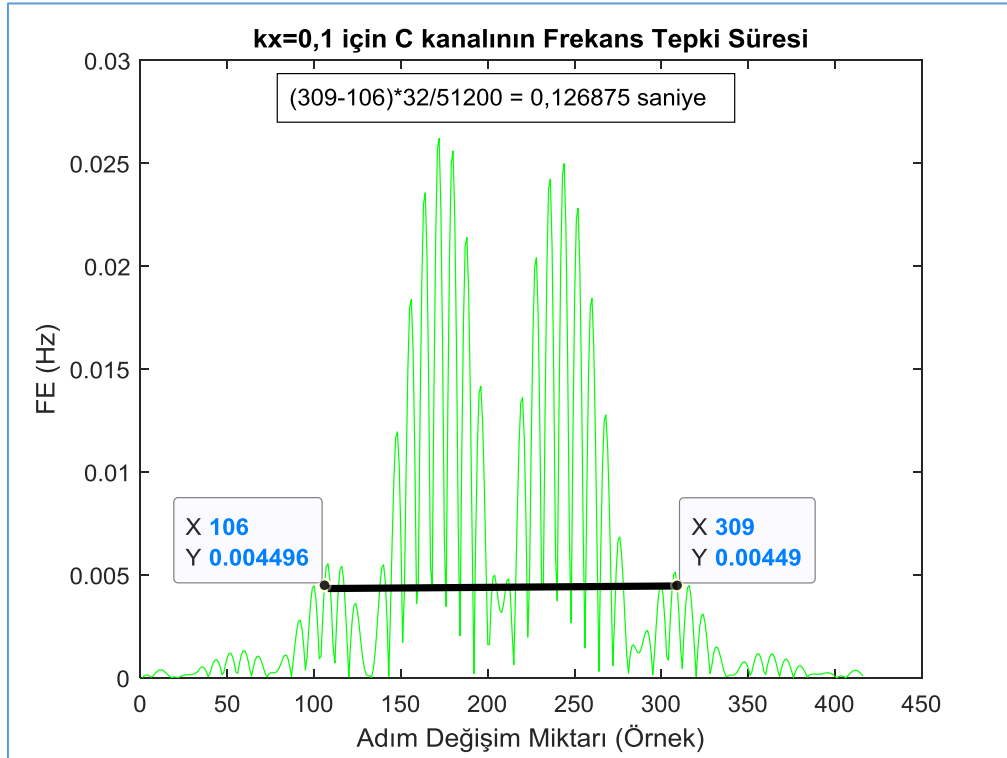


Şekil 4.10. 0,1 genlik adım değişikliği için A kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değışiklik performansı simülasyon sonuçları

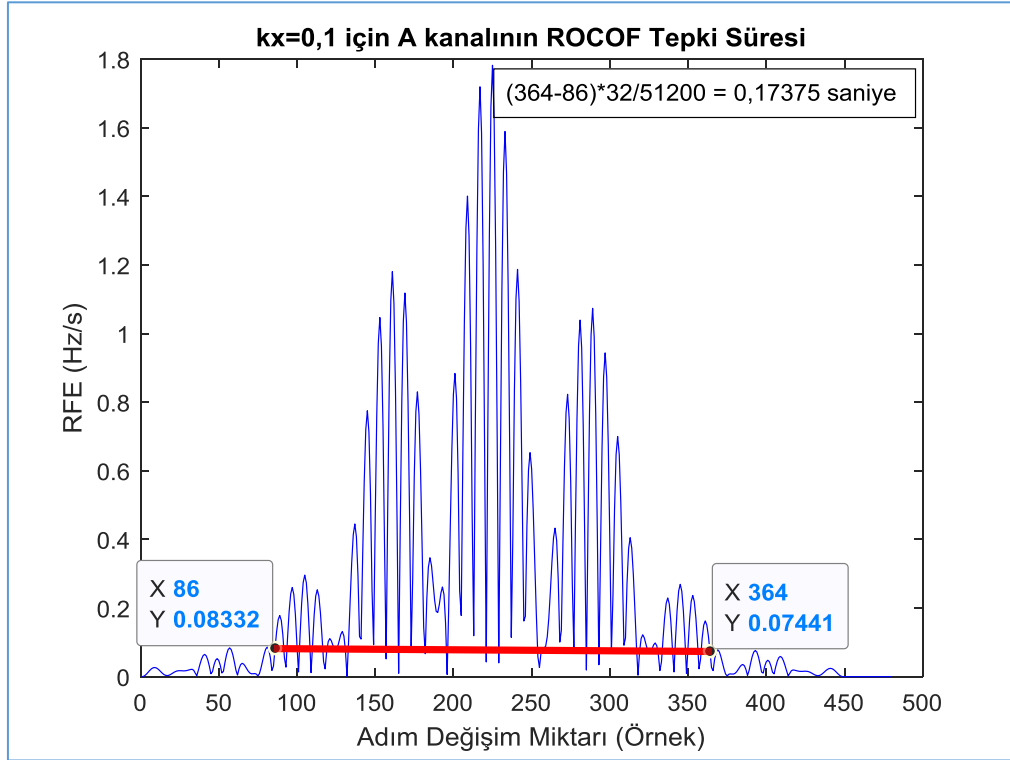


Şekil 4.11. 0,1 genlik adım değışimi için B kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

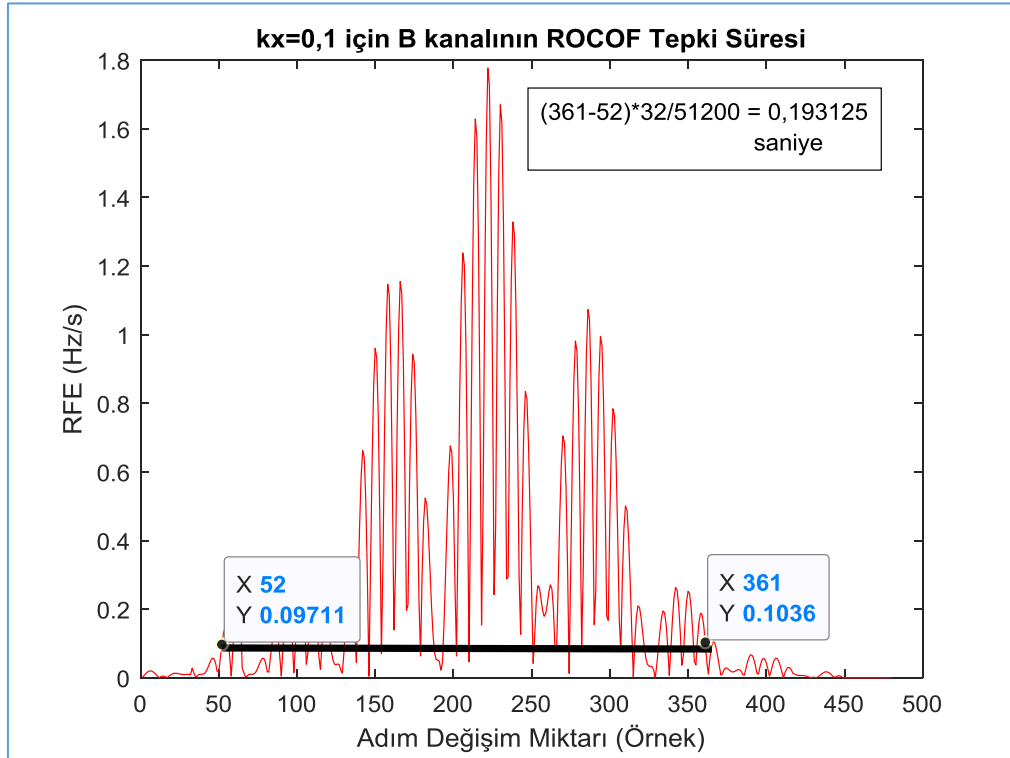


Şekil 4.12. 0,1 genlik adım değışimi için C kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değışiklik performansı simülasyon sonuçları

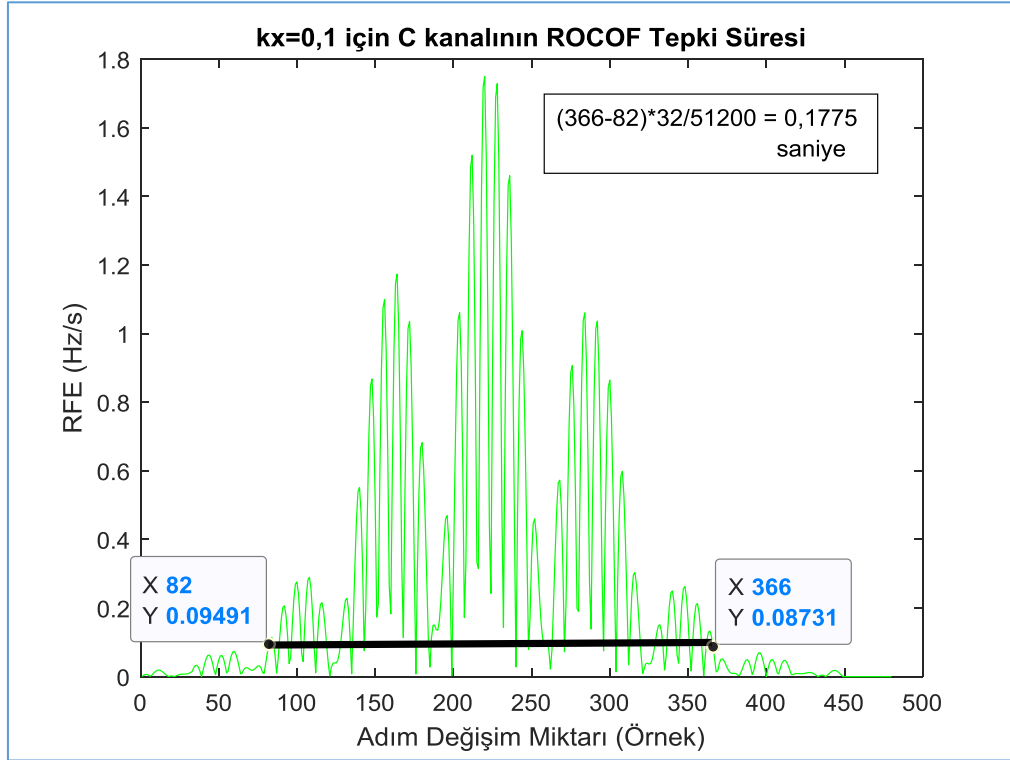


Şekil 4.13. 0,1 genlik adım değışimi için A kanalının zamana karşı ROCOF tepki süresi

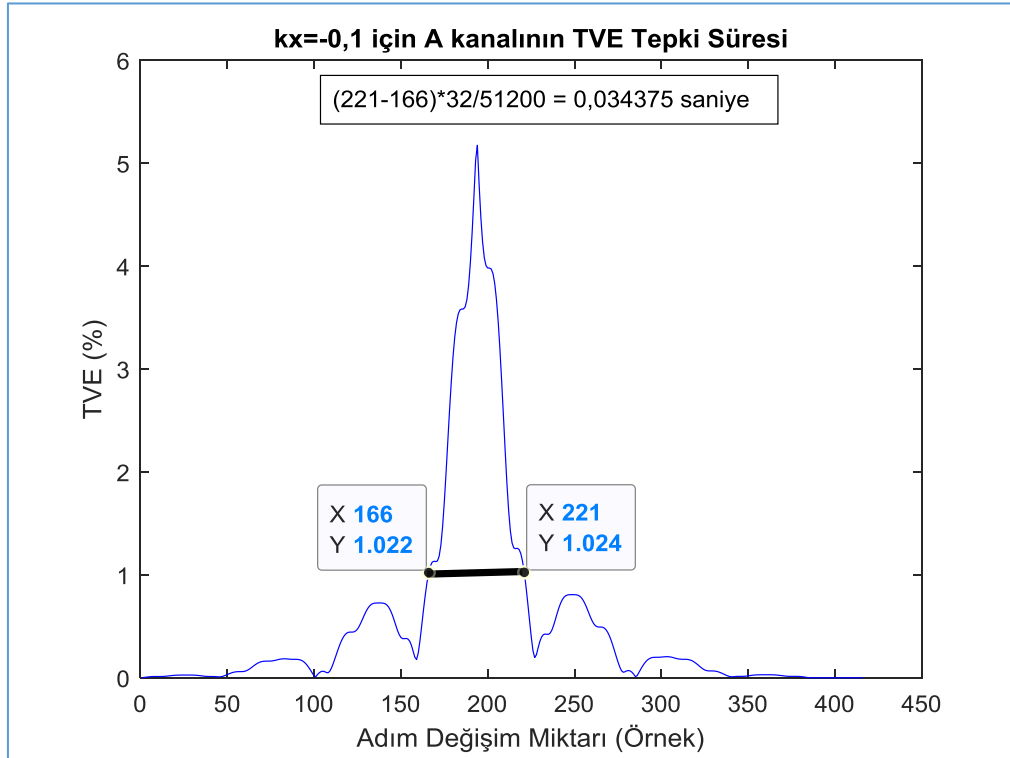


Şekil 4.14. 0,1 genlik adım değışimi için B kanalının zamana karşı ROCOF tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değışiklik performansı simülasyon sonuçları

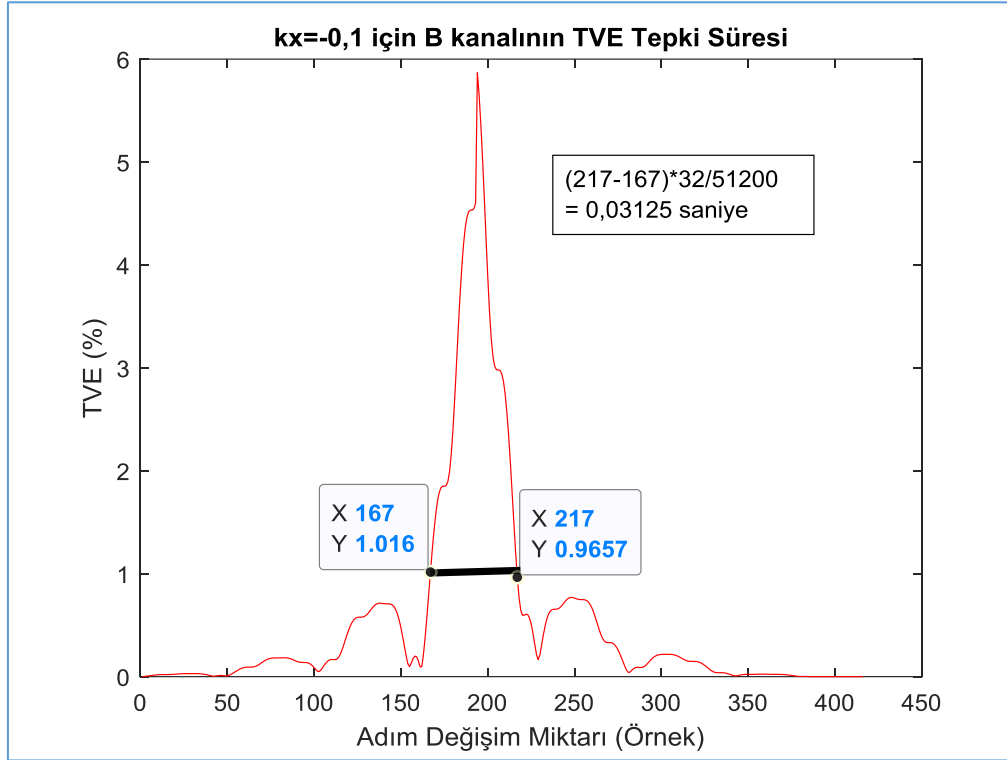


Şekil 4.15. 0,1 genlik adım değışimi için C kanalının zamana karşı ROCOF tepki süresi

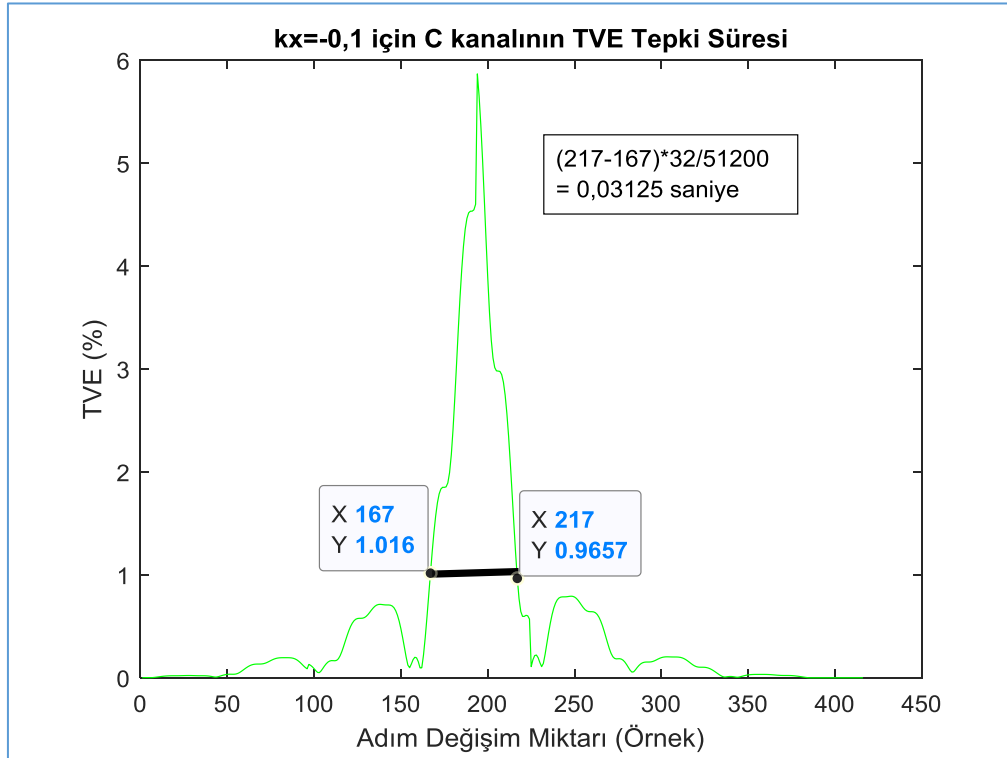


Şekil 4.16. -0,1 genlik adım değışimi için A kanalının zamana karşı TVE tepki süresi grafiğı

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

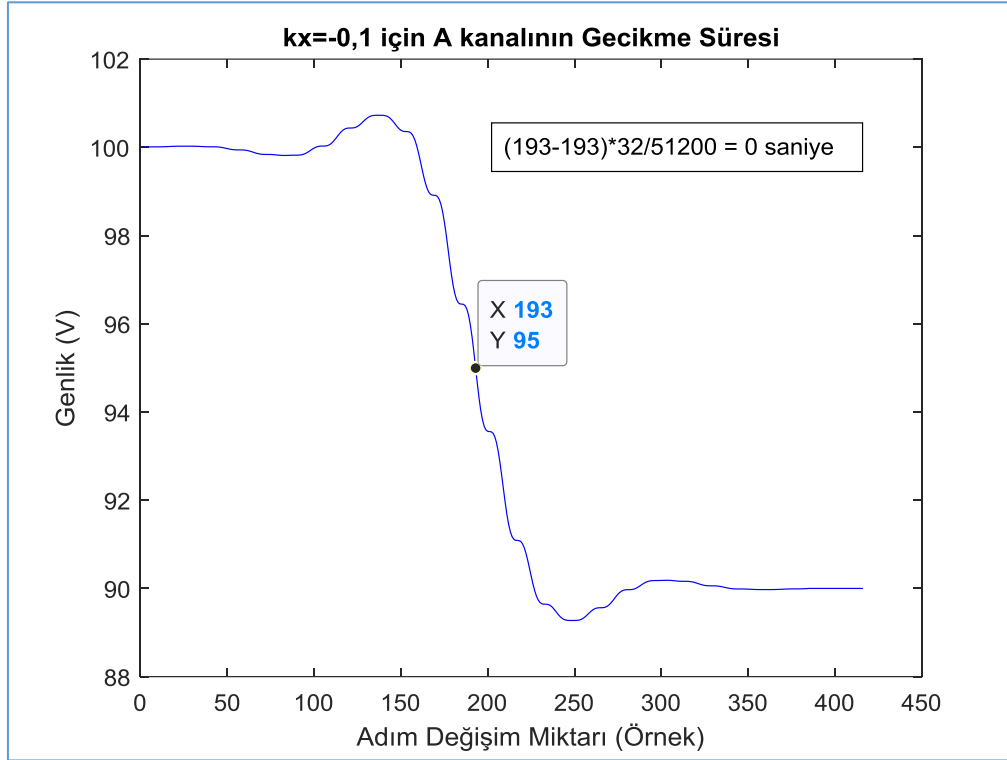


Şekil 4.17. -0,1 genlik adım değişimi için B kanalının zamana karşı TVE tepki süresi grafiği

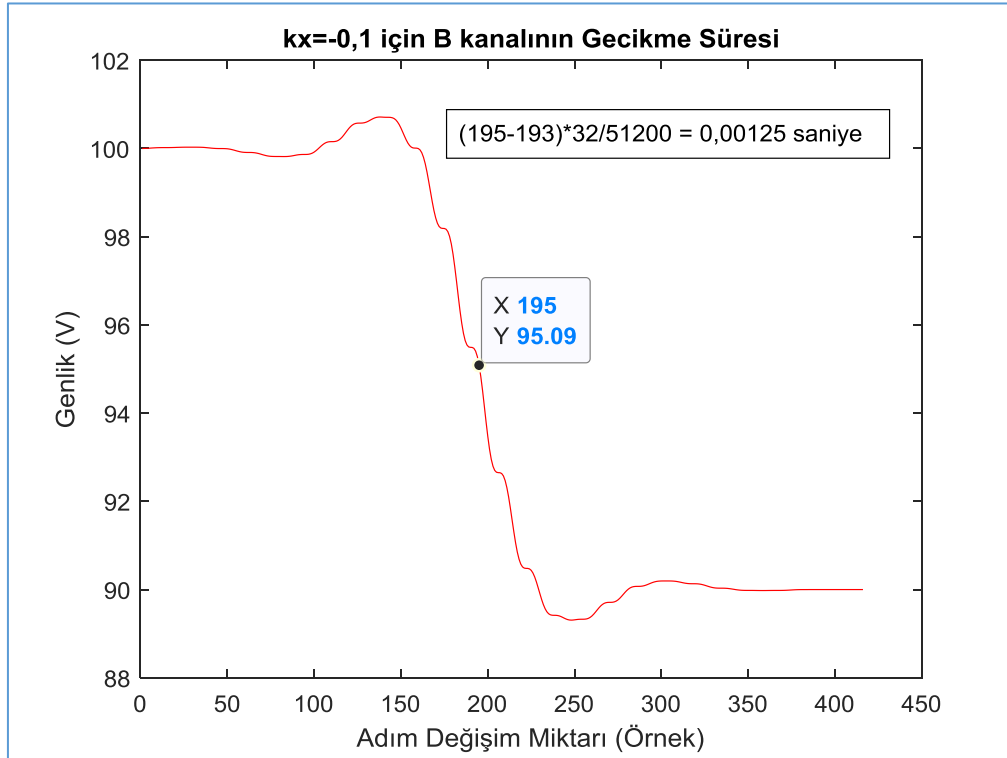


Şekil 4.18. -0,1 genlik adım değişimi için C kanalının zamana karşı TVE tepki süresi grafiği

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

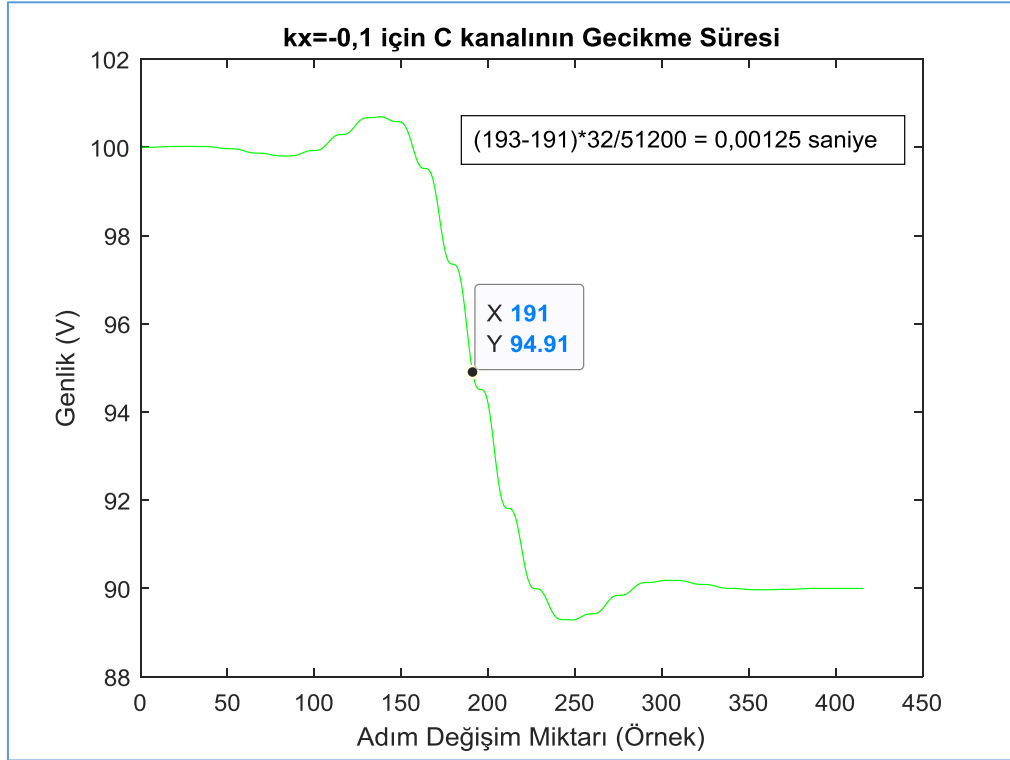


Şekil 4.19. -0,1 genlik adım değişikliği için A kanalının zamana karşı gecikme süresi grafiği

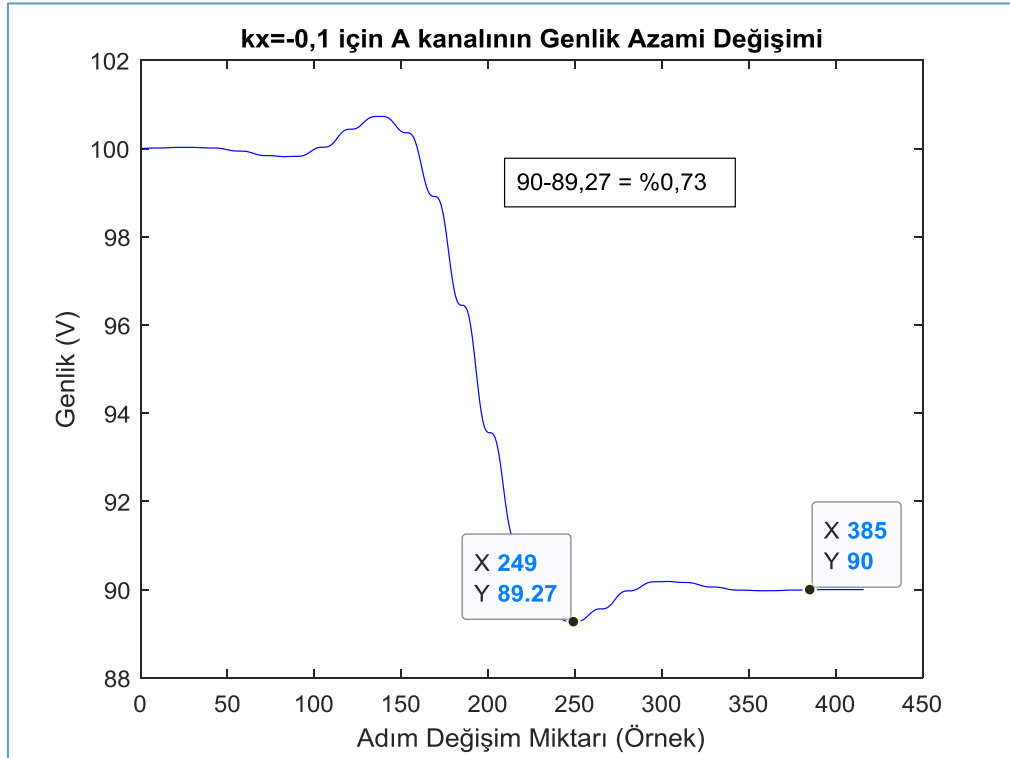


Şekil 4.20. -0,1 genlik adım değişikliği için B kanalının zamana karşı gecikme süresi grafiği

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişikliği performansı simülasyon sonuçları

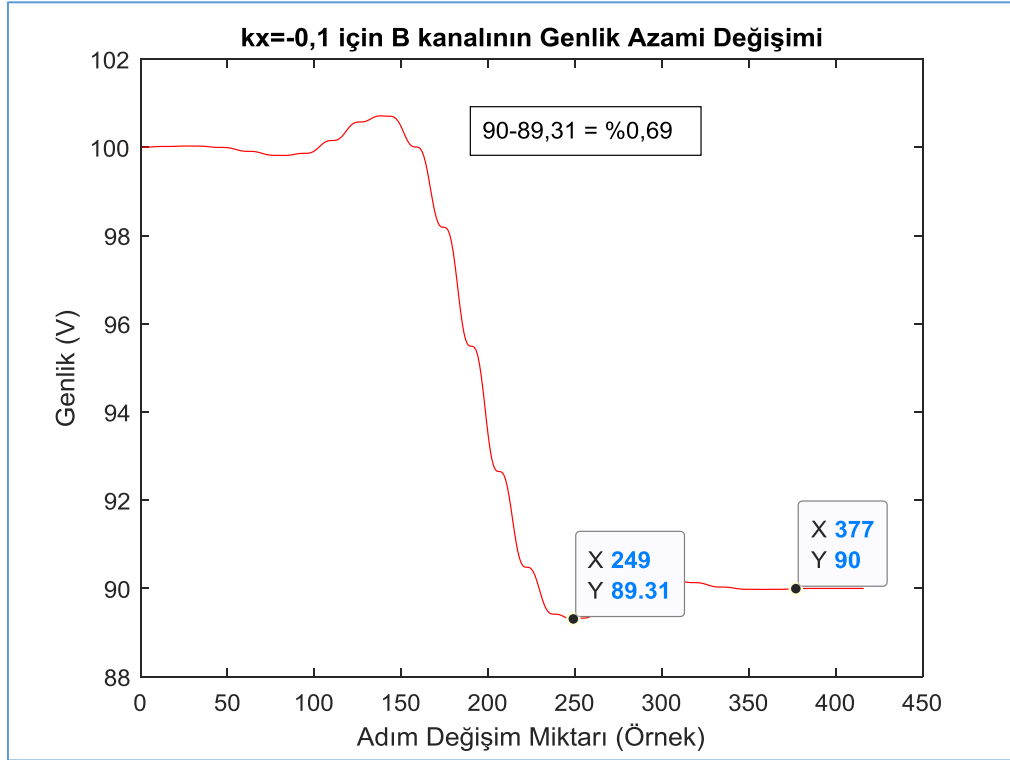


Şekil 4.21. -0,1 genlik adım değişikliği için C kanalının zamana karşı gecikme süresi grafiği

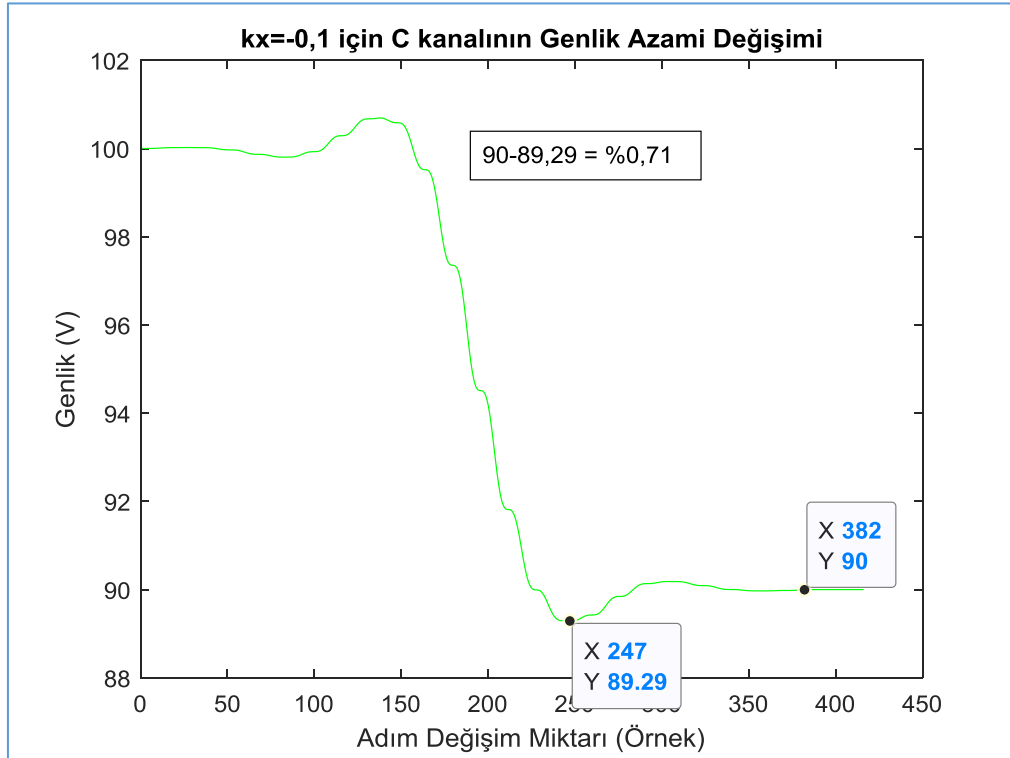


Şekil 4.22. -0,1 genlik adım değişikliği için A kanalının zamana karşı azami genlik değişikliği

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişikliği performansı simülasyon sonuçları

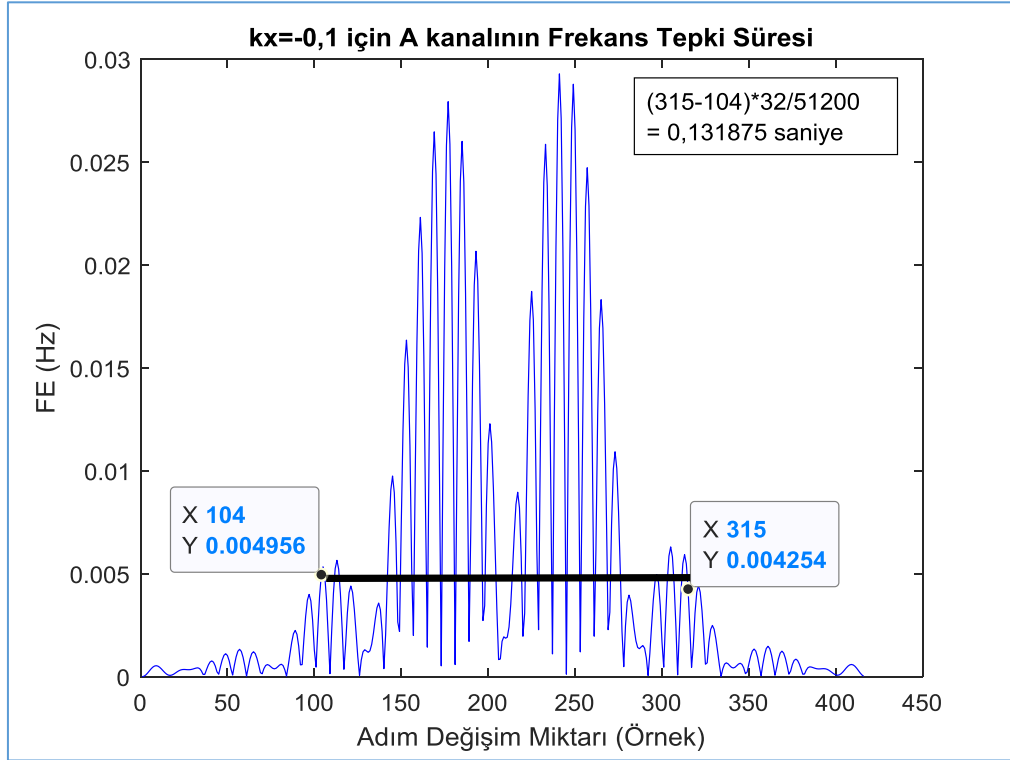


Şekil 4.23. -0,1 genlik adım değişikliği için B kanalının zamana karşı azami genlik değişikliği

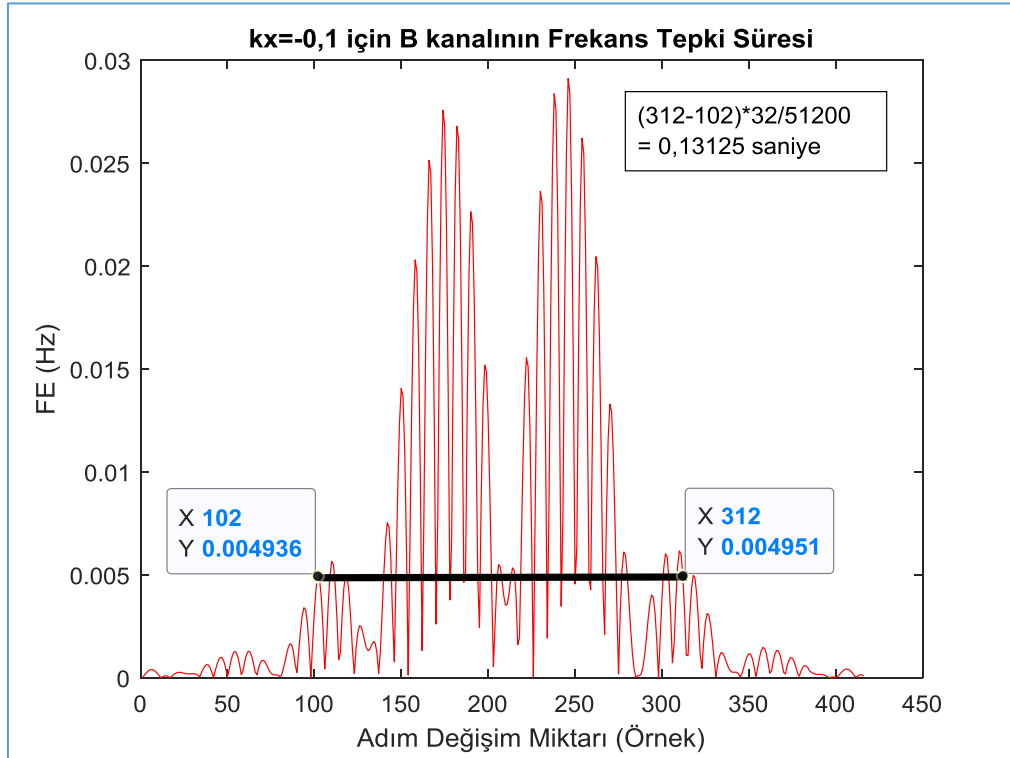


Şekil 4.24. -0,1 genlik adım değişikliği için C kanalının zamana karşı azami genlik değişikliği

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

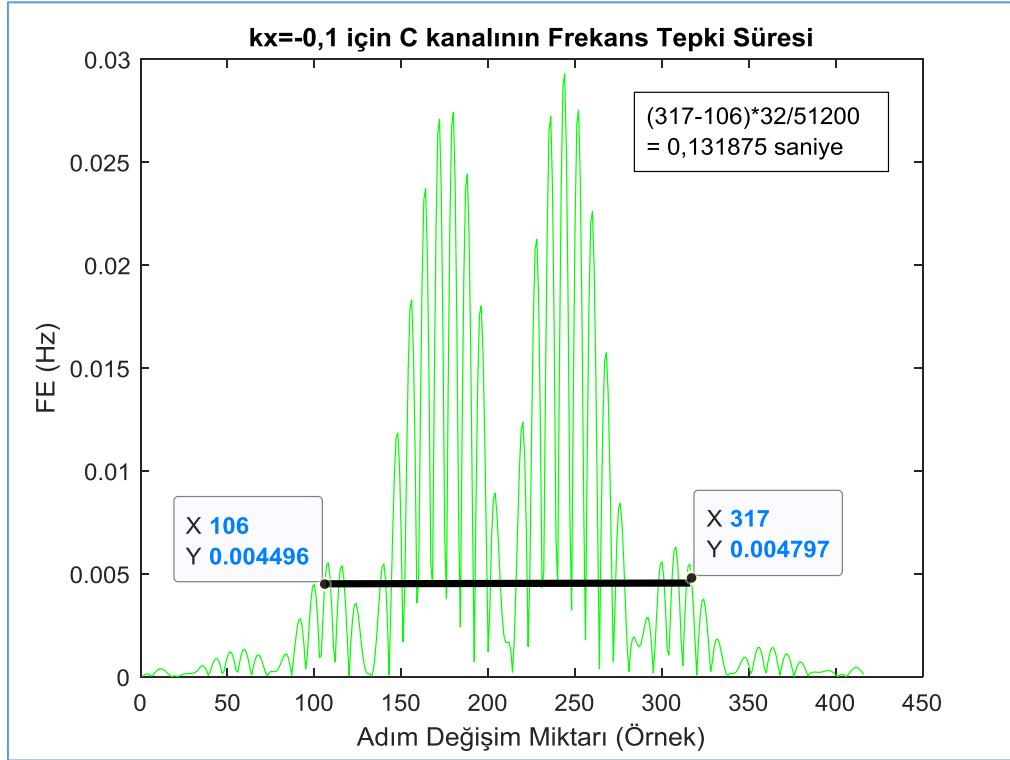


Şekil 4.25. -0,1 genlik adım değişikliği için A kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

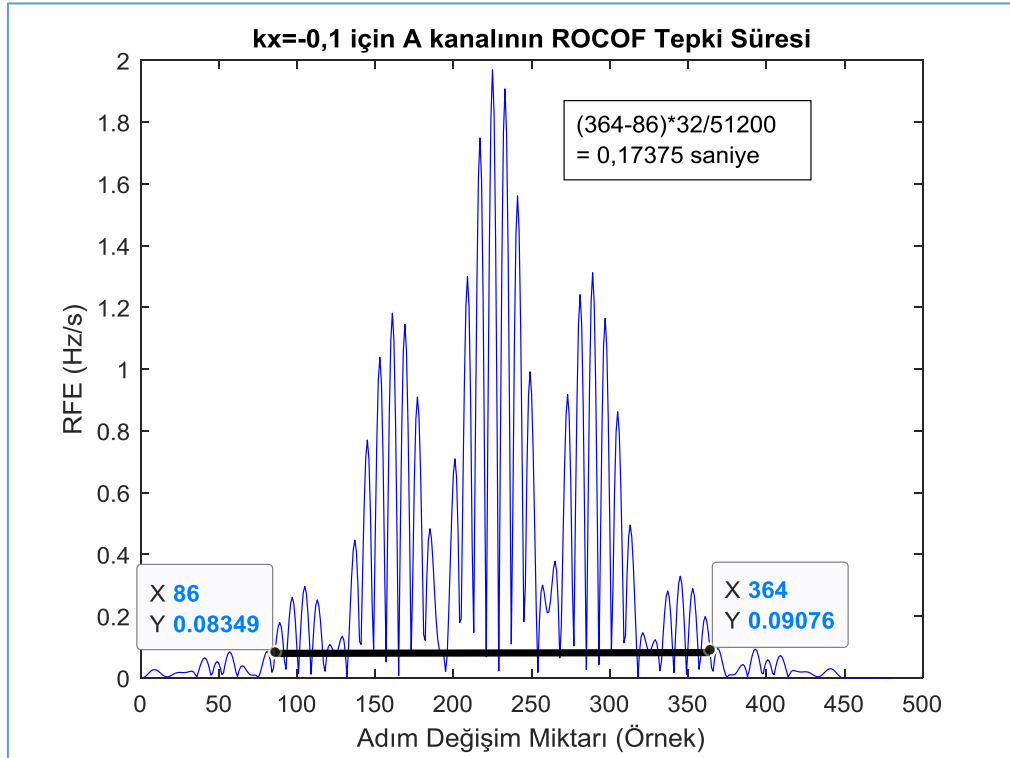


Şekil 4.26. -0,1 genlik adım değişikliği için B kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

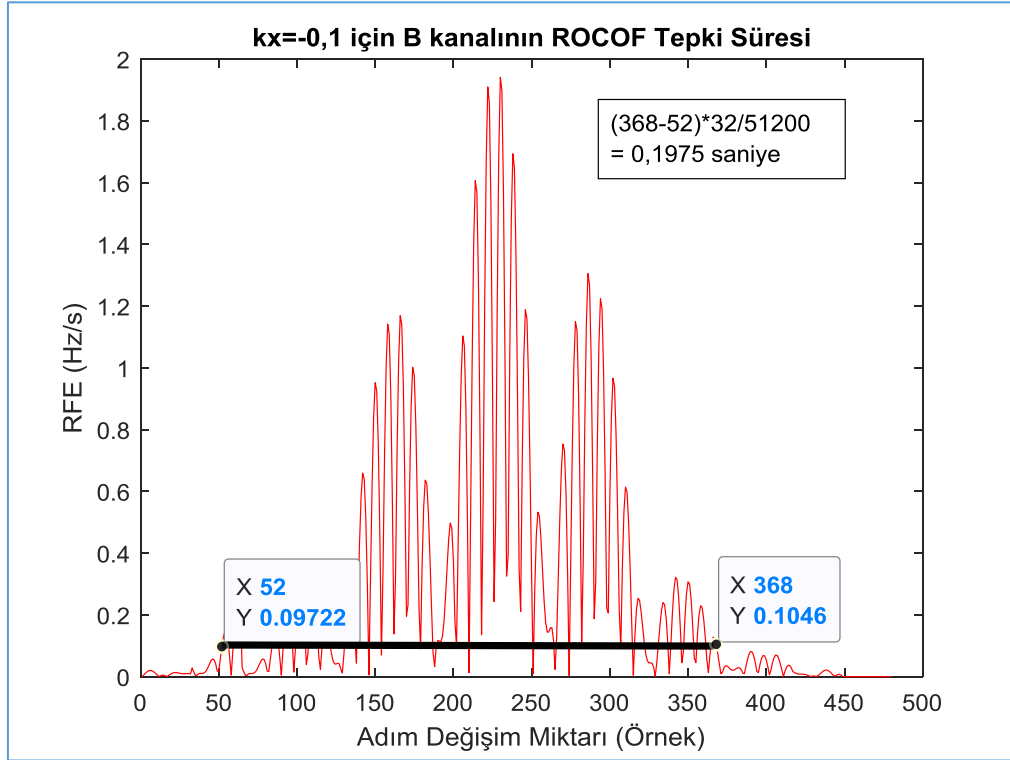


Şekil 4.27. -0,1 genlik adım değişimi için C kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

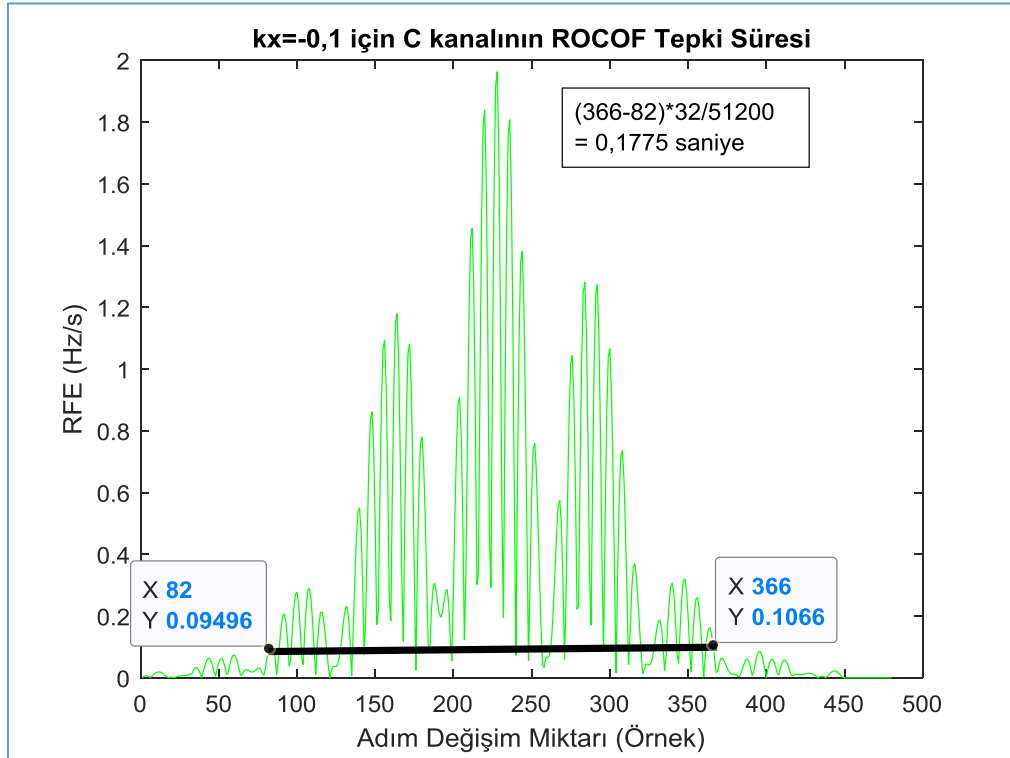


Şekil 4.28. -0,1 genlik adım değişimi için A kanalının zamana karşı ROCOF tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

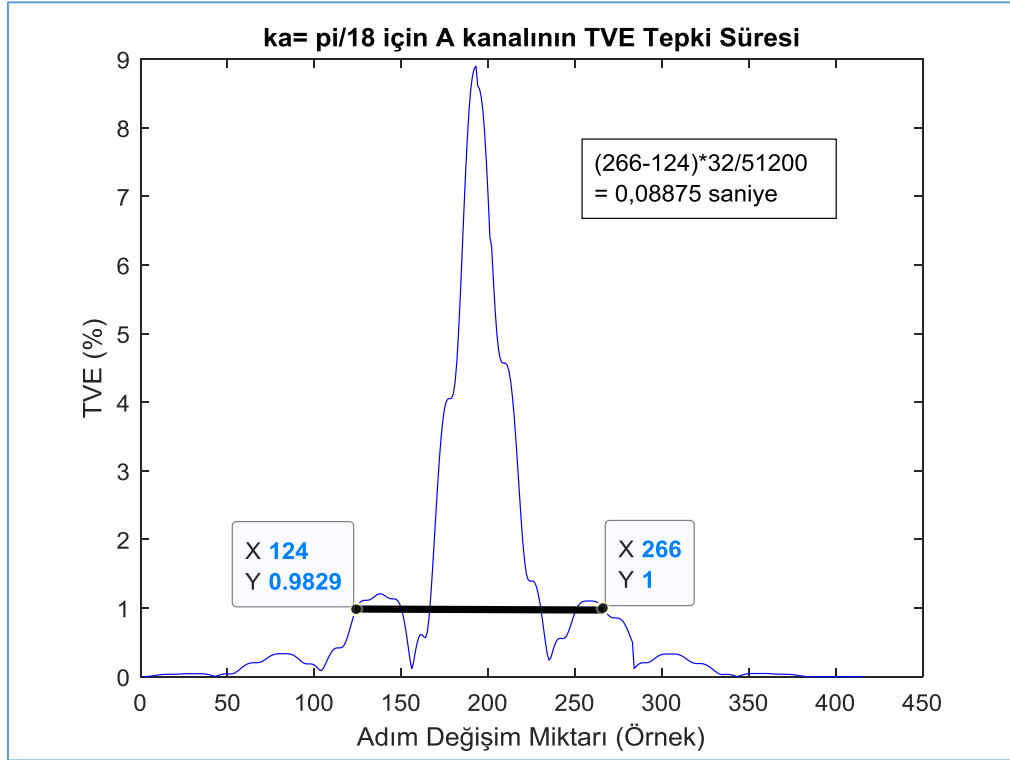


Şekil 4.29. -0,1 genlik adım değişikliği için B kanalının zamana karşı ROCOF tepki süresi

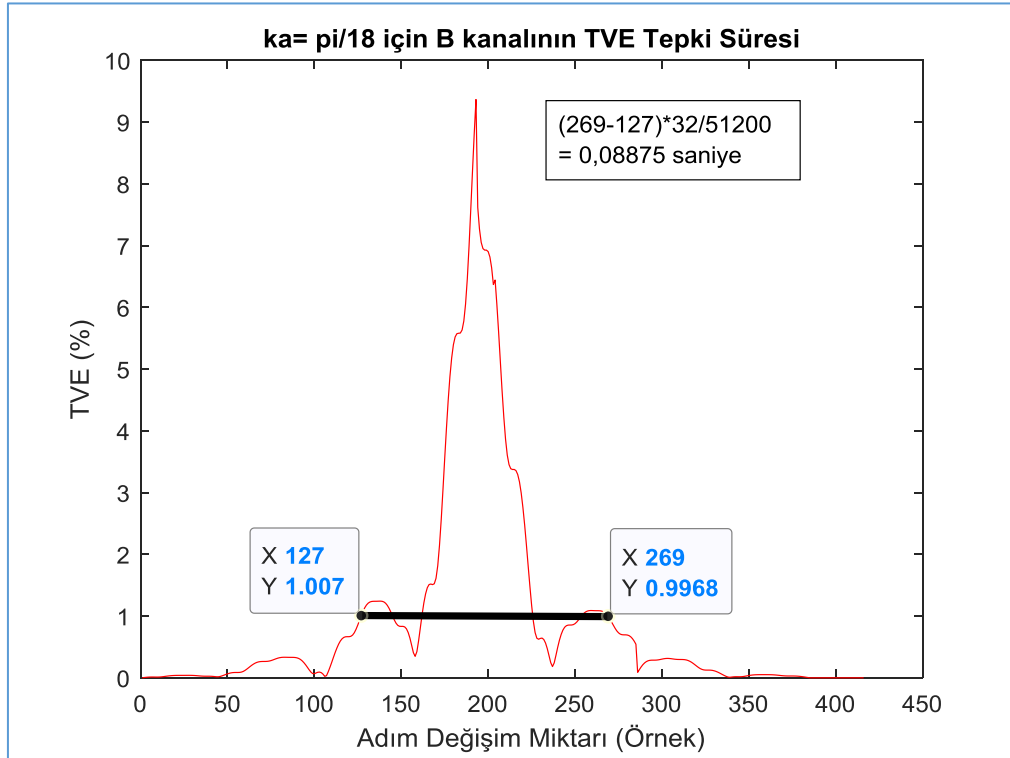


Şekil 4.30. -0,1 genlik adım değişikliği için C kanalının zamana karşı ROCOF tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

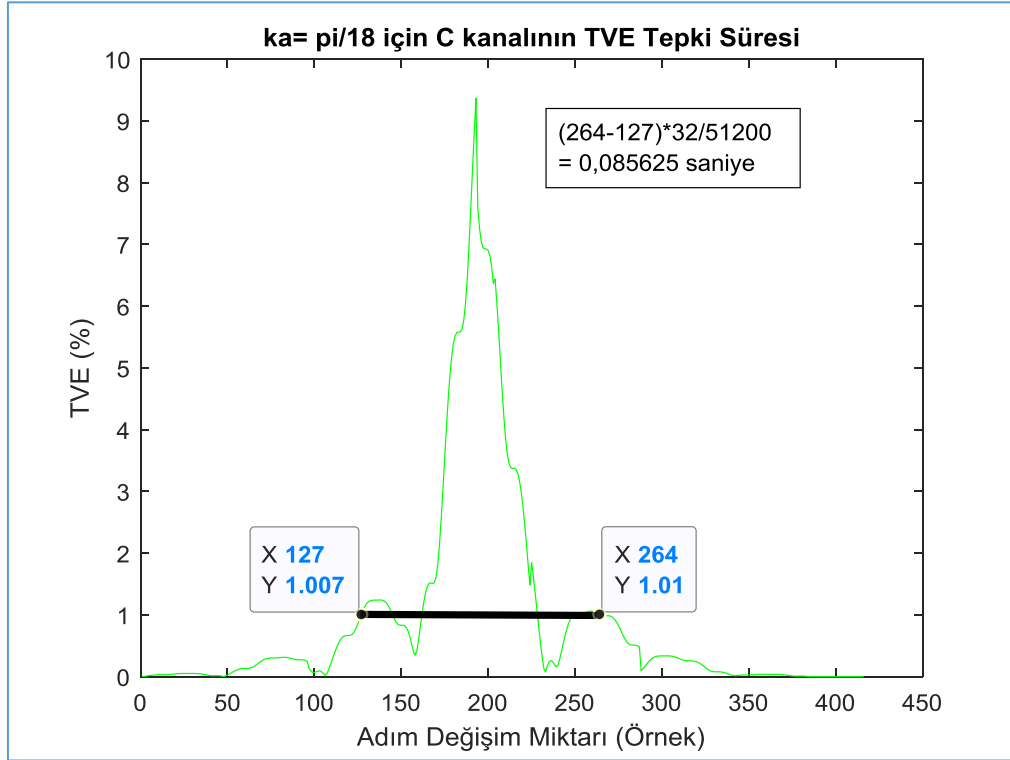


Şekil 4.31. $\pi/18$ faz açısı adım değişimi için A kanalının zamana karşı TVE tepki süresi

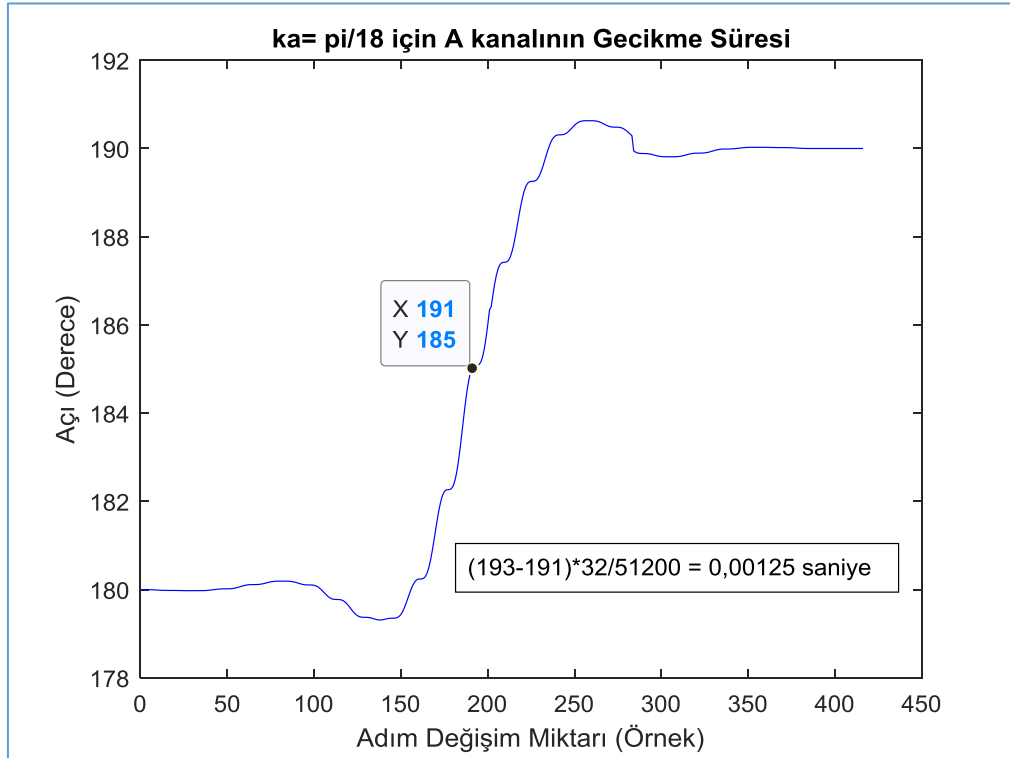


Şekil 4.32. $\pi/18$ faz açısı adım değişimi için B kanalının zamana karşı TVE tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

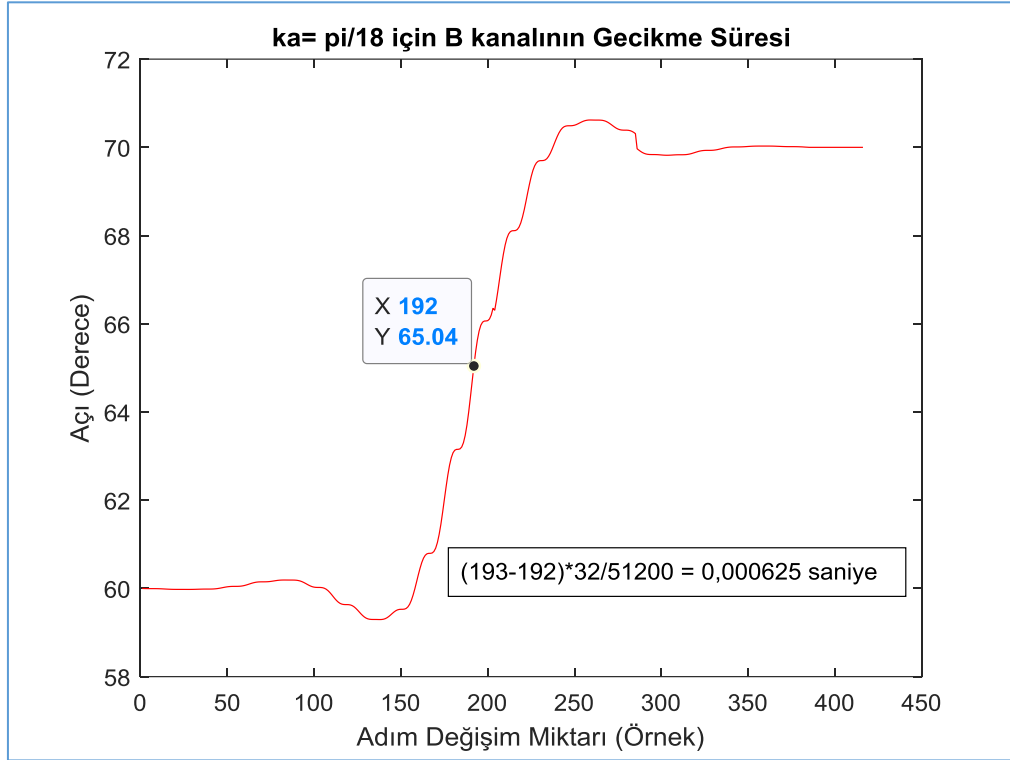


Şekil 4.33. $\pi/18$ faz açısı adım değişimi için C kanalının zamana karşı TVE tepki süresi

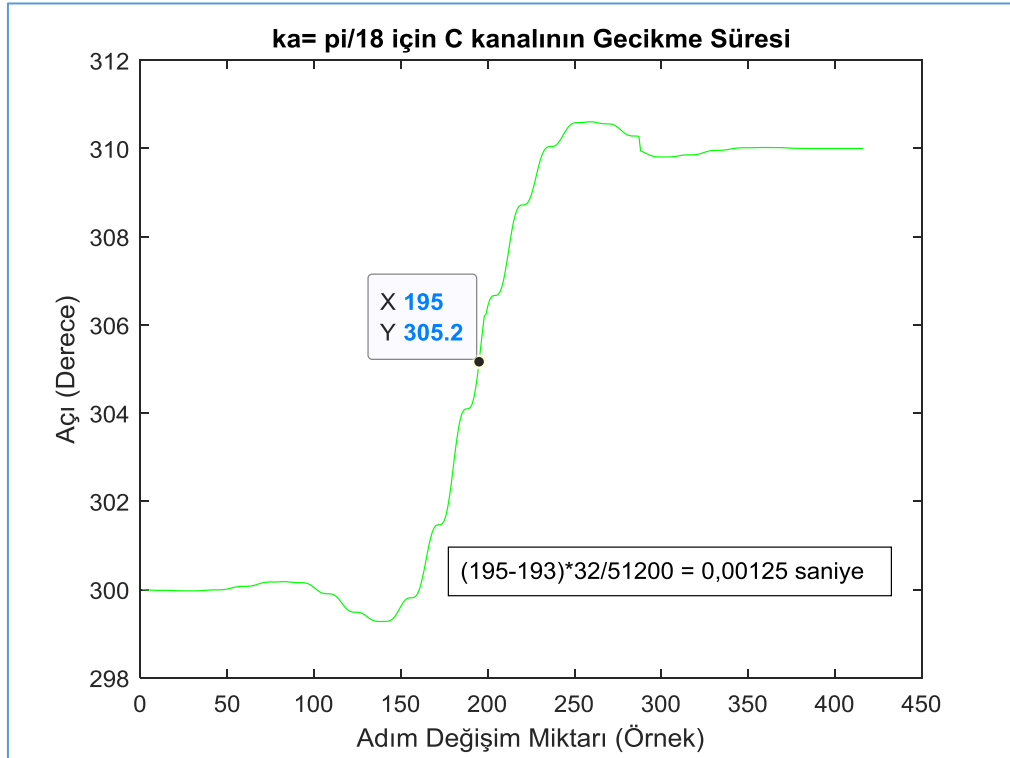


Şekil 4.34. $\pi/18$ faz açısı adım değişimi için A kanalının zamana karşı gecikme süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

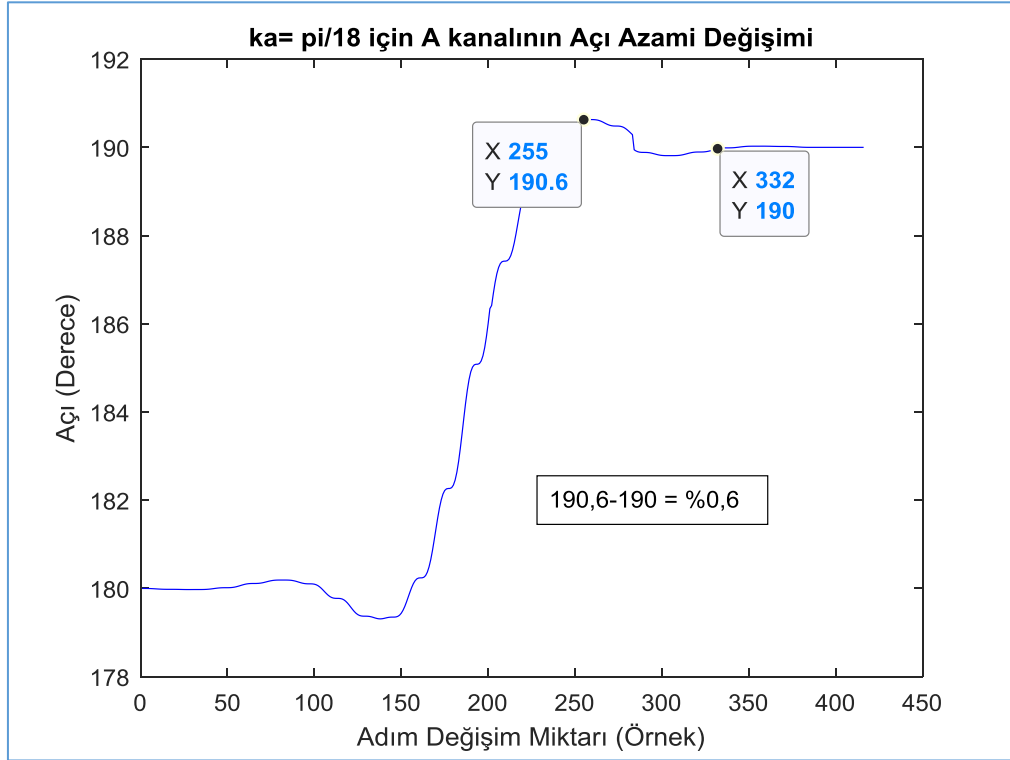


Şekil 4.35. $\pi/18$ faz açısı adım değişikliği için B kanalının zamana karşı gecikme süresi

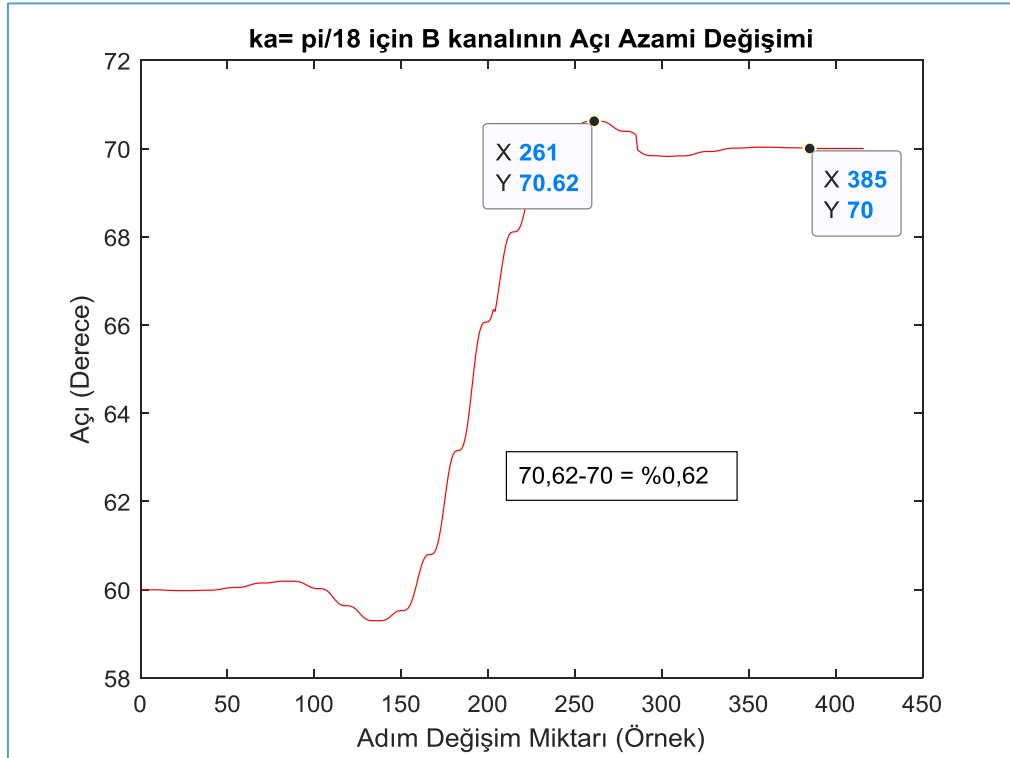


Şekil 4.36. $\pi/18$ faz açısı adım değişikliği için C kanalının zamana karşı gecikme süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

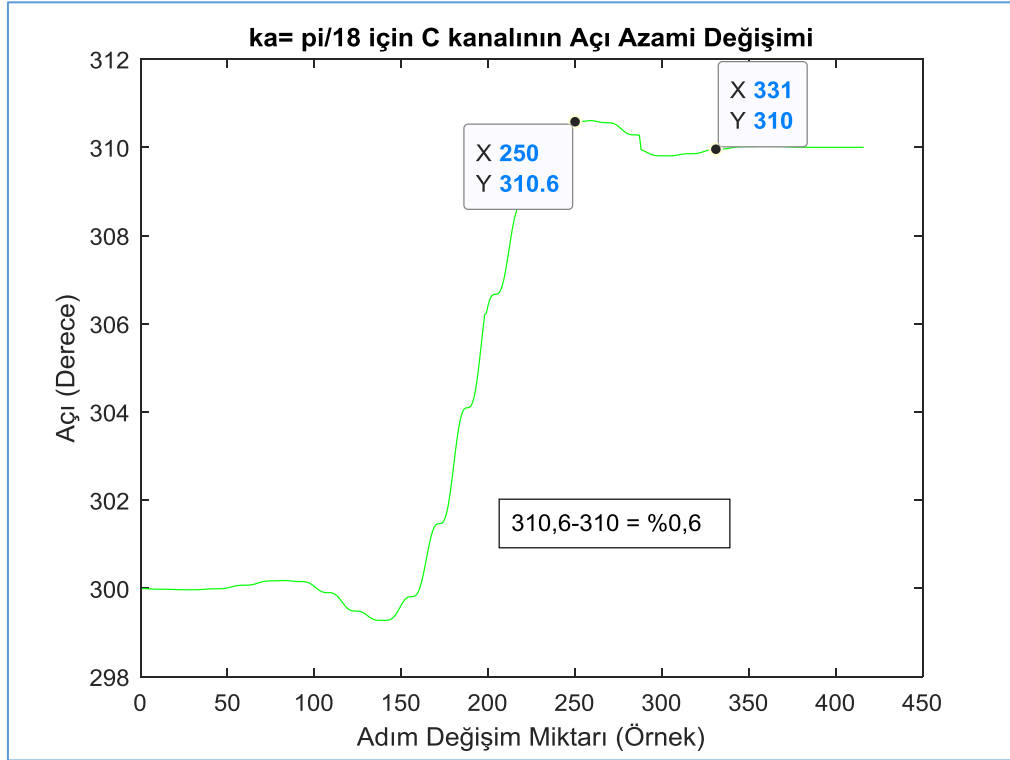


Şekil 4.37. $\pi/18$ faz açısı adım değişimi için A kanalının zamana karşı azami açı değişimi

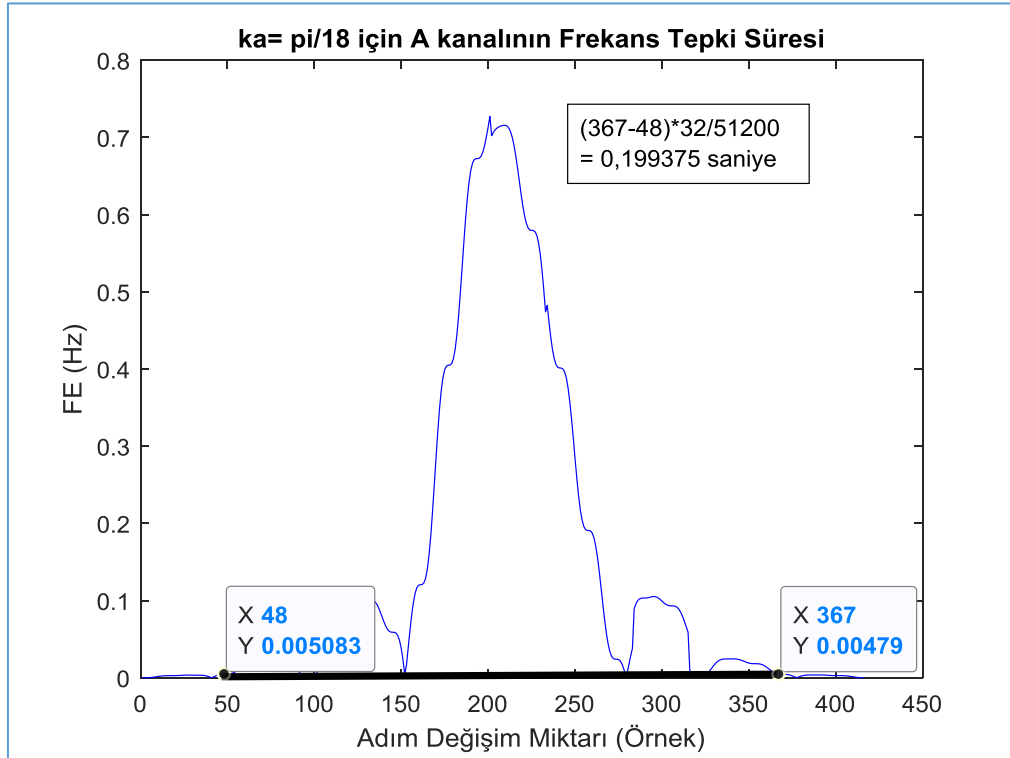


Şekil 4.38. $\pi/18$ faz açısı adım değişimi için B kanalının zamana karşı azami açı değişimi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

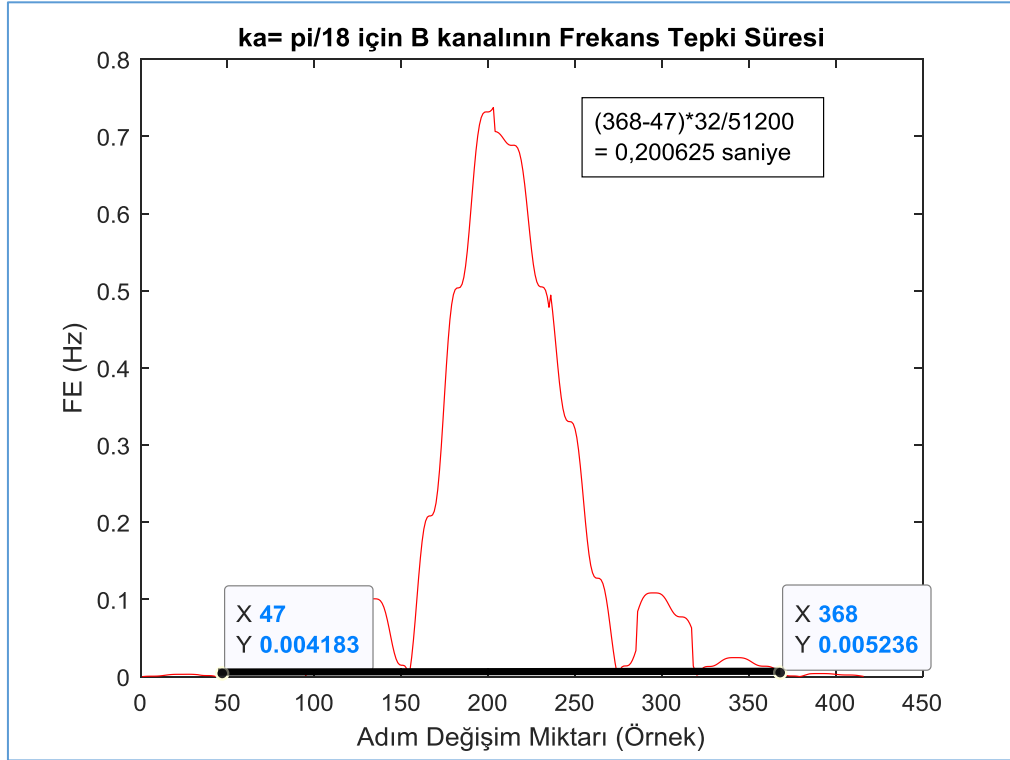


Şekil 4.39. $\pi/18$ faz açısı adım değişimi için C kanalının zamana karşı azami açı değişimi

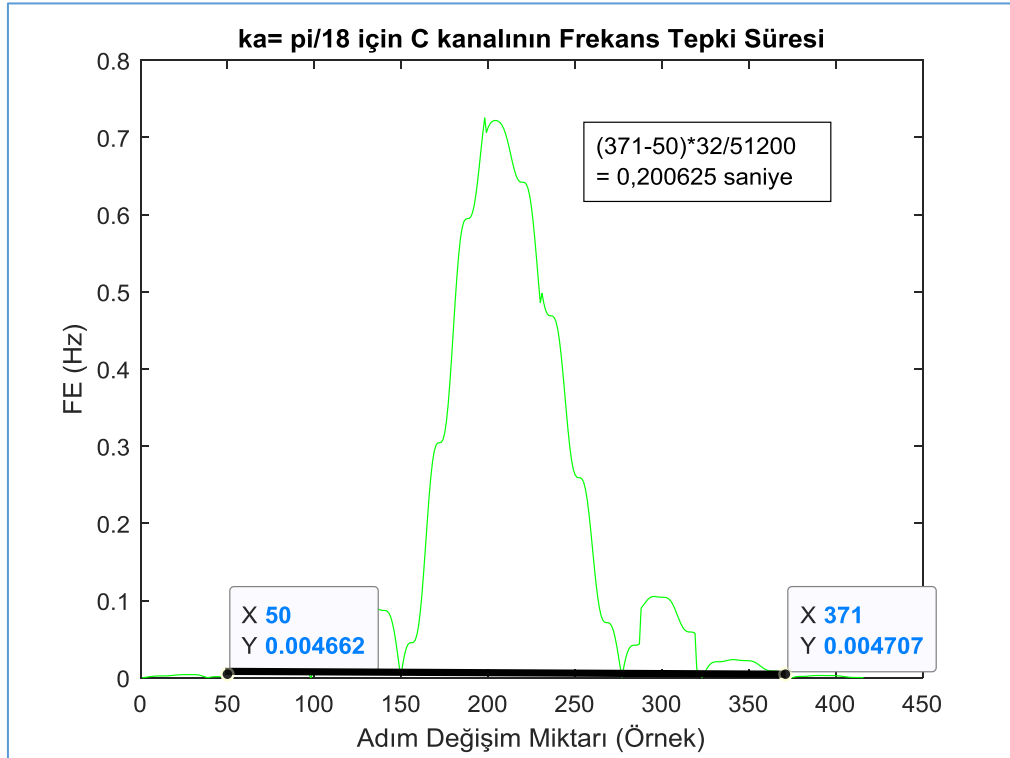


Şekil 4.40. $\pi/18$ faz açısı adım değişimi için A kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değışiklik performansı simülasyon sonuçları

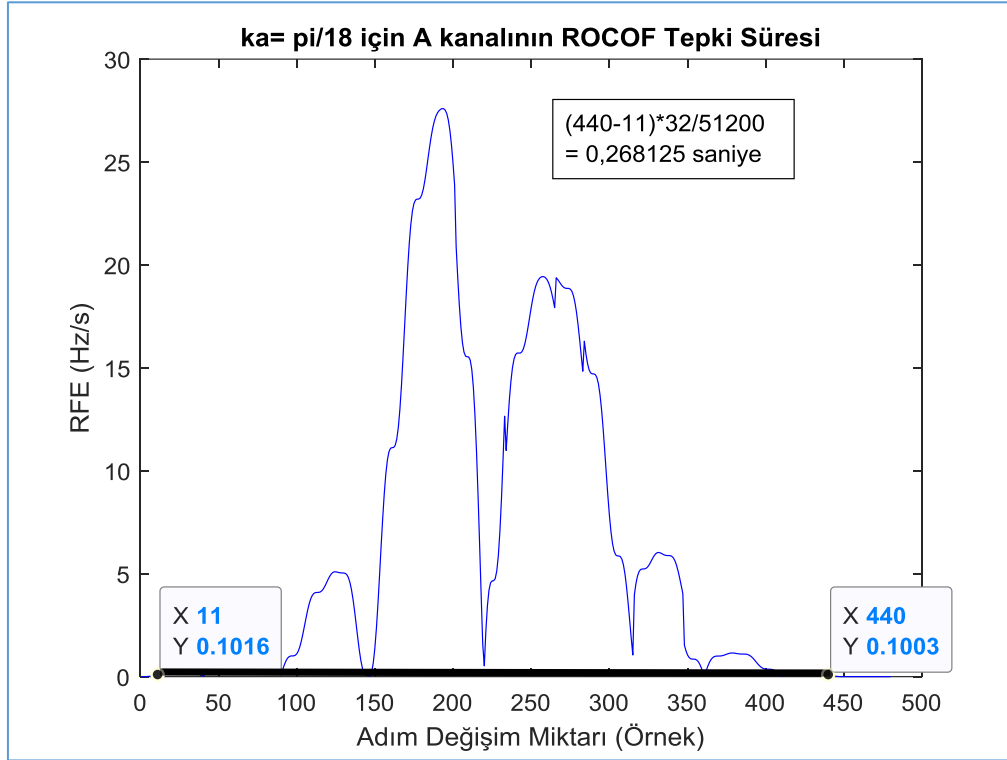


Şekil 4.41. $\pi/18$ faz açısı adım değışimi için B kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

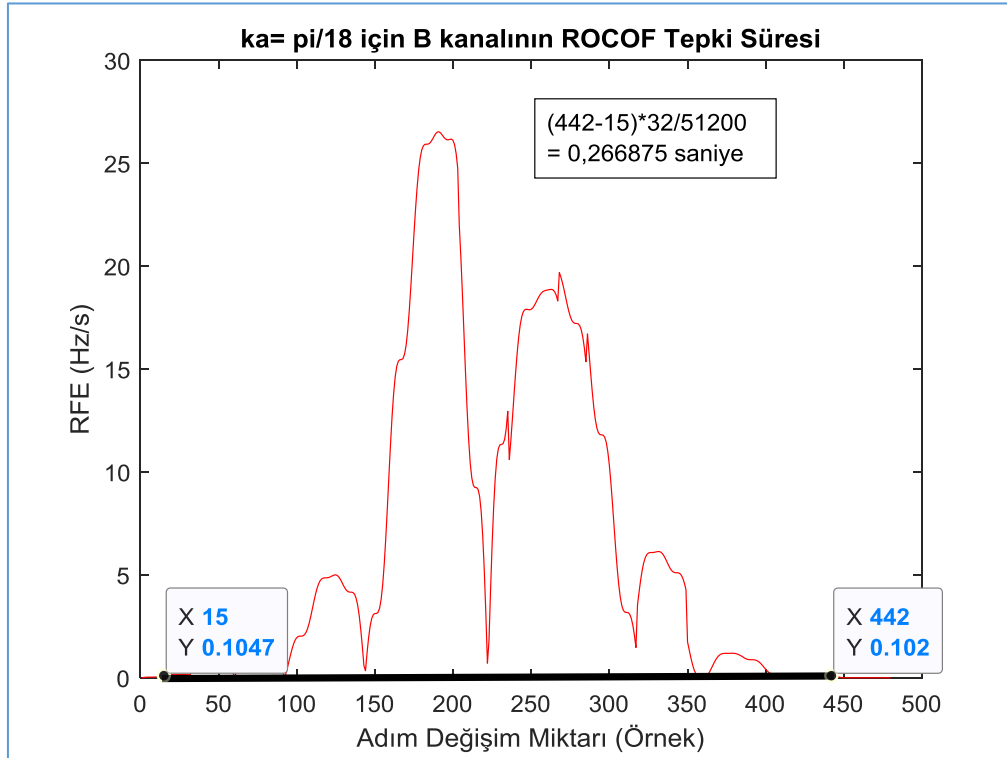


Şekil 4.42. $\pi/18$ faz açısı adım değışimi için C kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değışiklik performansı simülasyon sonuçları

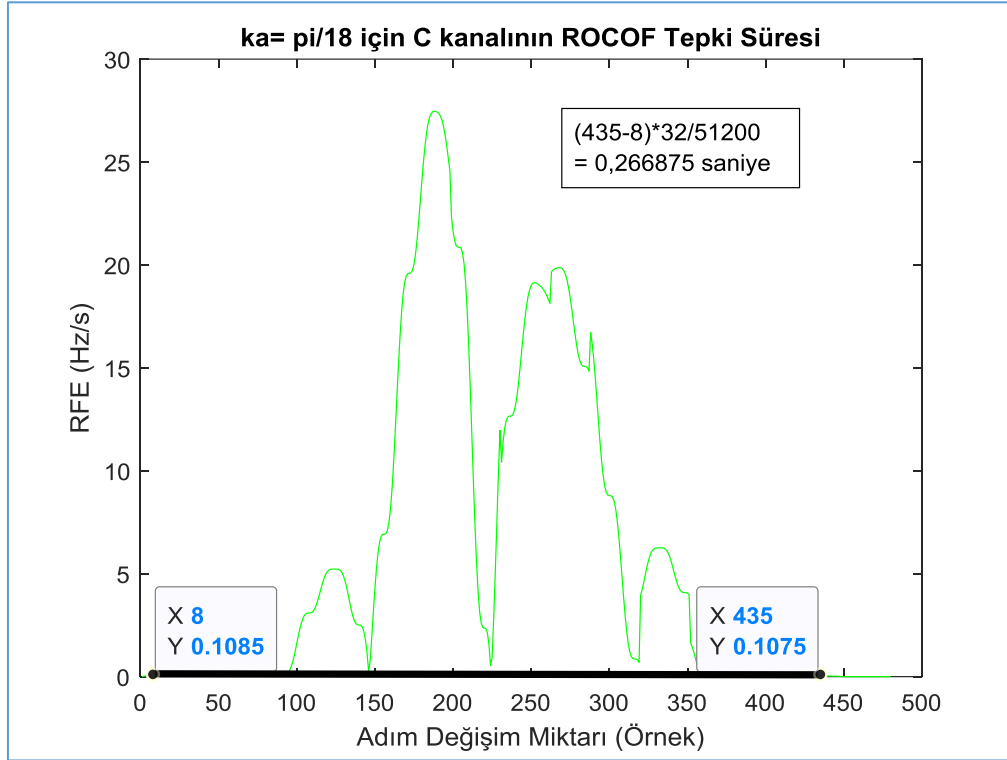


Şekil 4.43. $\pi/18$ faz açısı adım değışimi için A kanalının zamana karşı ROCOP tepki süresi

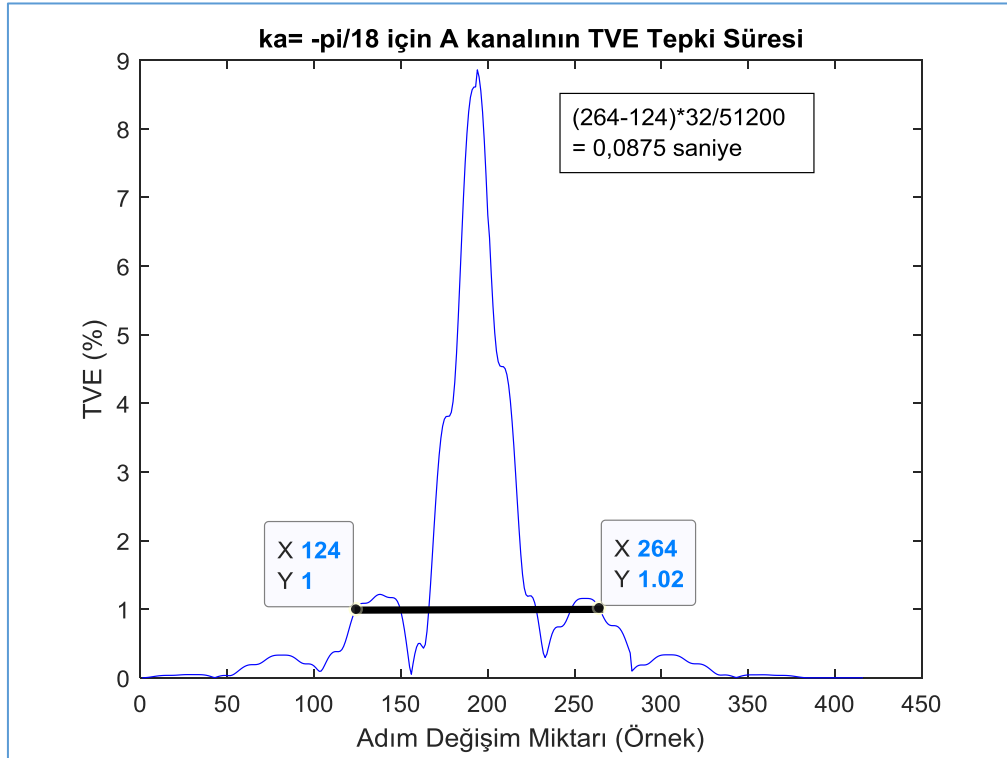


Şekil 4.44. $\pi/18$ faz açısı adım değışimi için B kanalının zamana karşı ROCOP tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

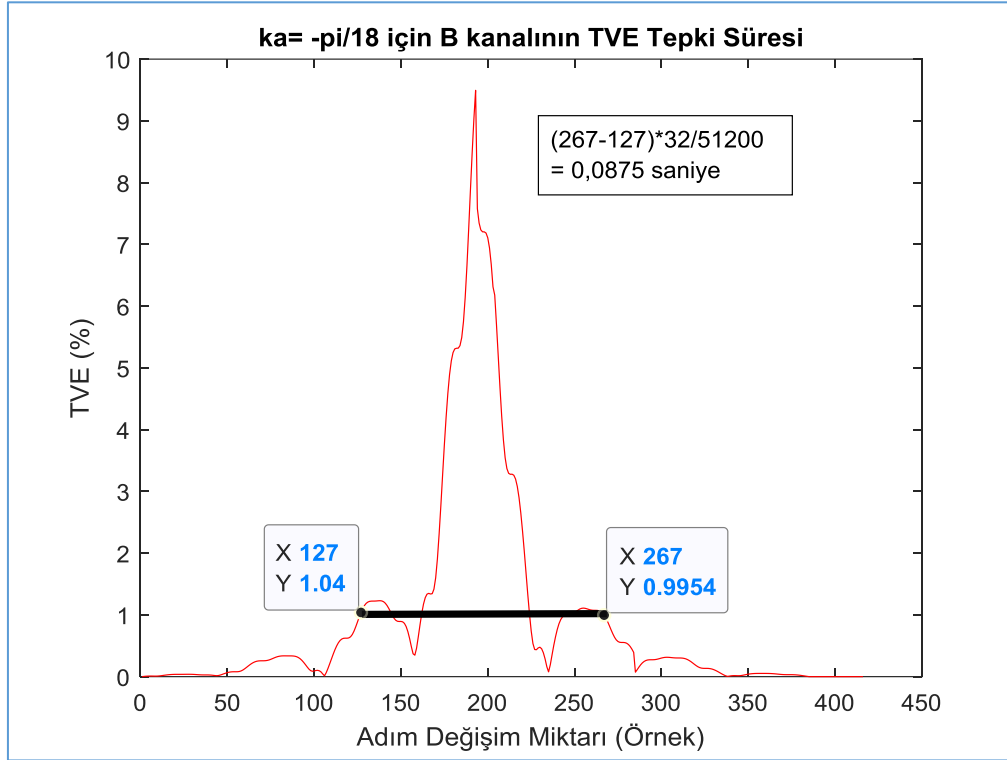


Şekil 4.45. $\pi/18$ faz açısı adım değişimi için C kanalının zamana karşı ROCOP tepki süresi

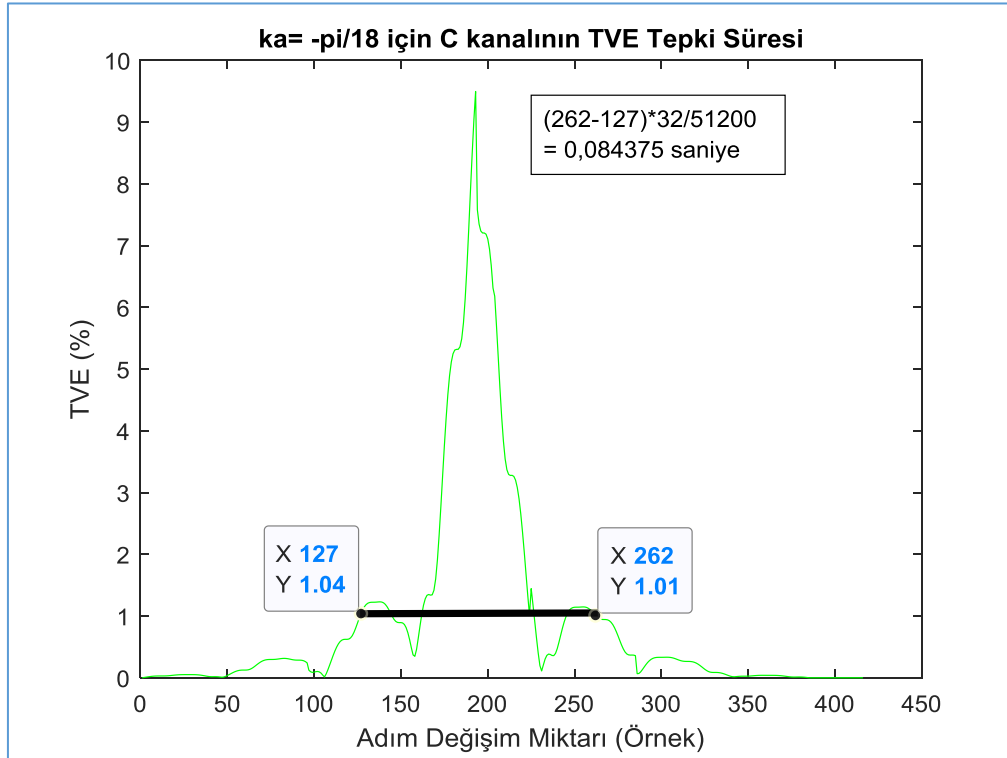


Şekil 4.46. $-\pi/18$ faz açısı adım değişimi için A kanalının zamana karşı TVE tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değışiklik performansı simülasyon sonuçları

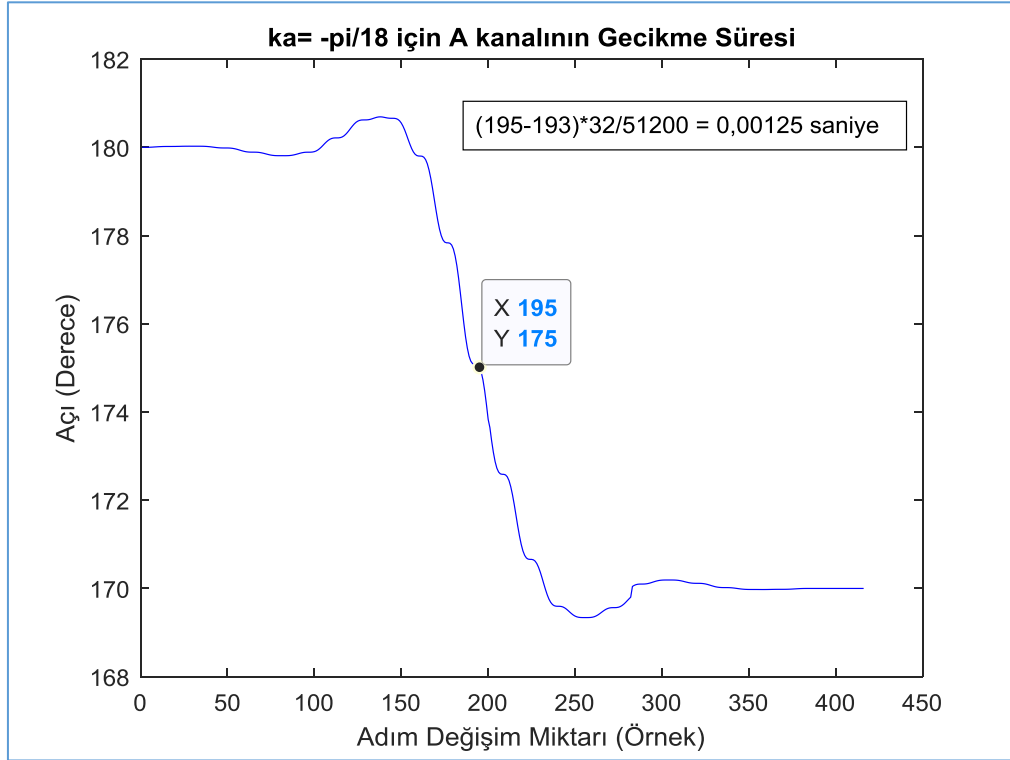


Şekil 4.47. $-\pi/18$ faz açısı adım değışimi için B kanalının zamana karşı TVE tepki süresi

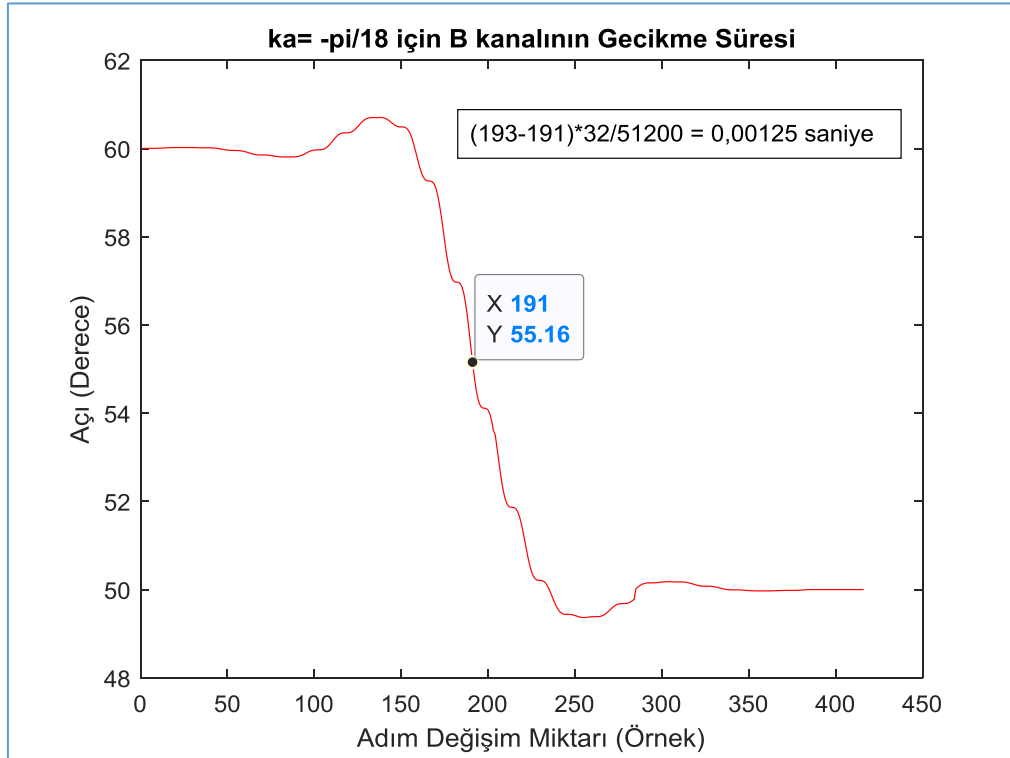


Şekil 4.48. $-\pi/18$ faz açısı adım değışimi için C kanalının zamana karşı TVE tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişiklik performansı simülasyon sonuçları

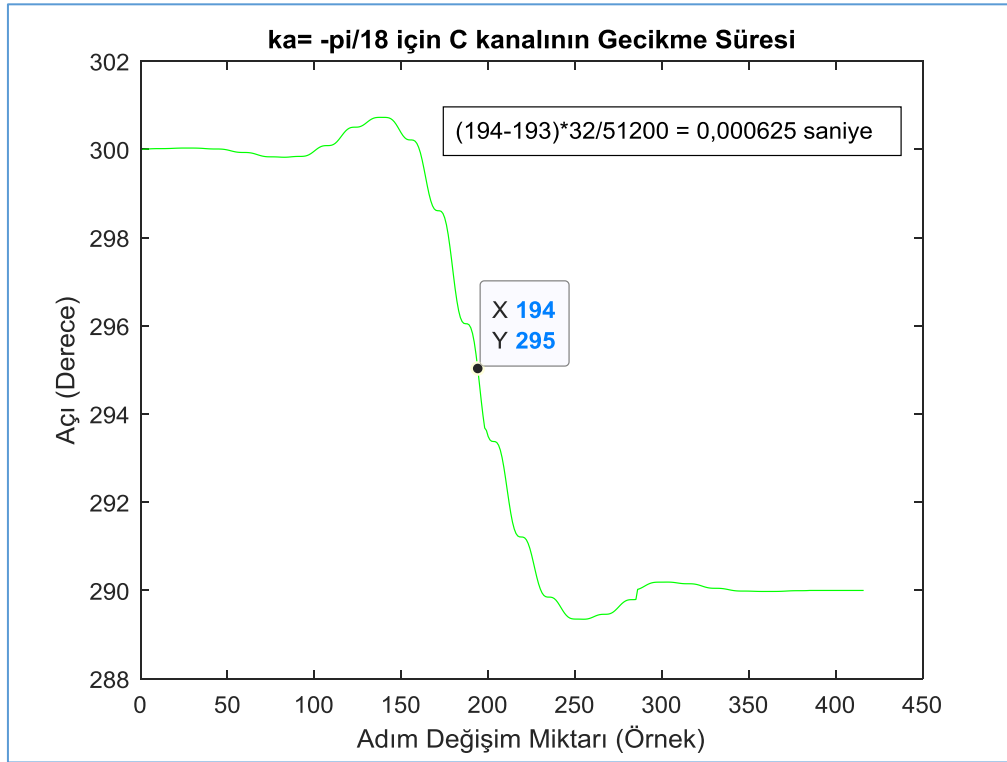


Şekil 4.49. $-\pi/18$ faz açısı adım değişimi için A kanalının zamana karşı gecikme süresi

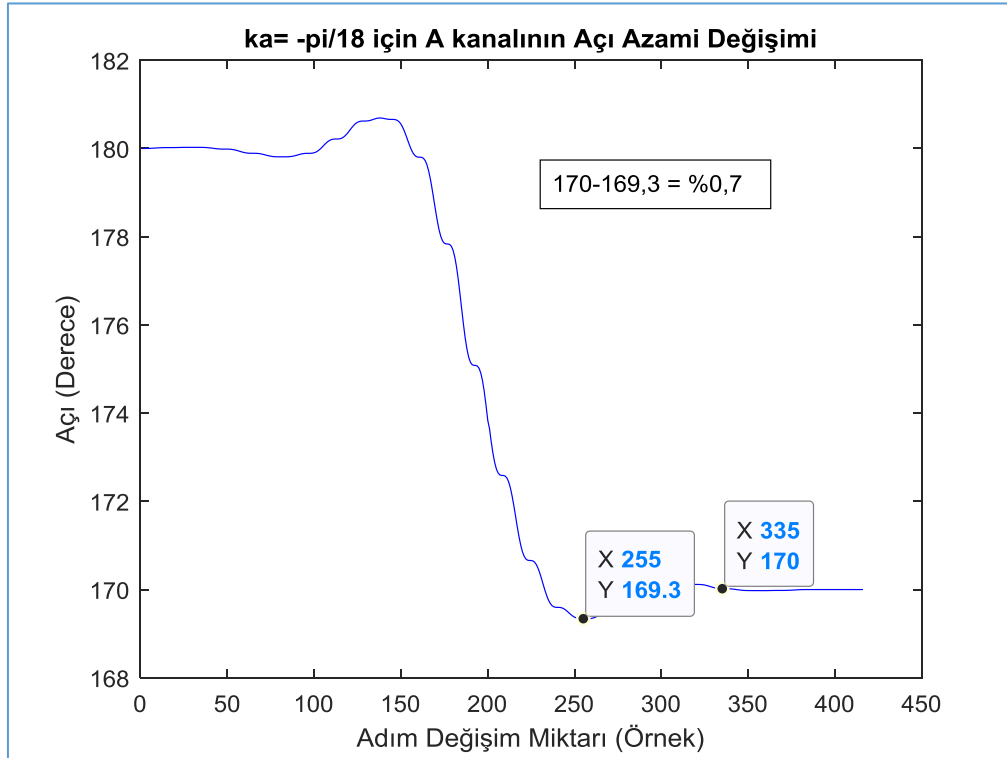


Şekil 4.50. $-\pi/18$ faz açısı adım değişimi için B kanalının zamana karşı gecikme süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişikliği performansı simülasyon sonuçları

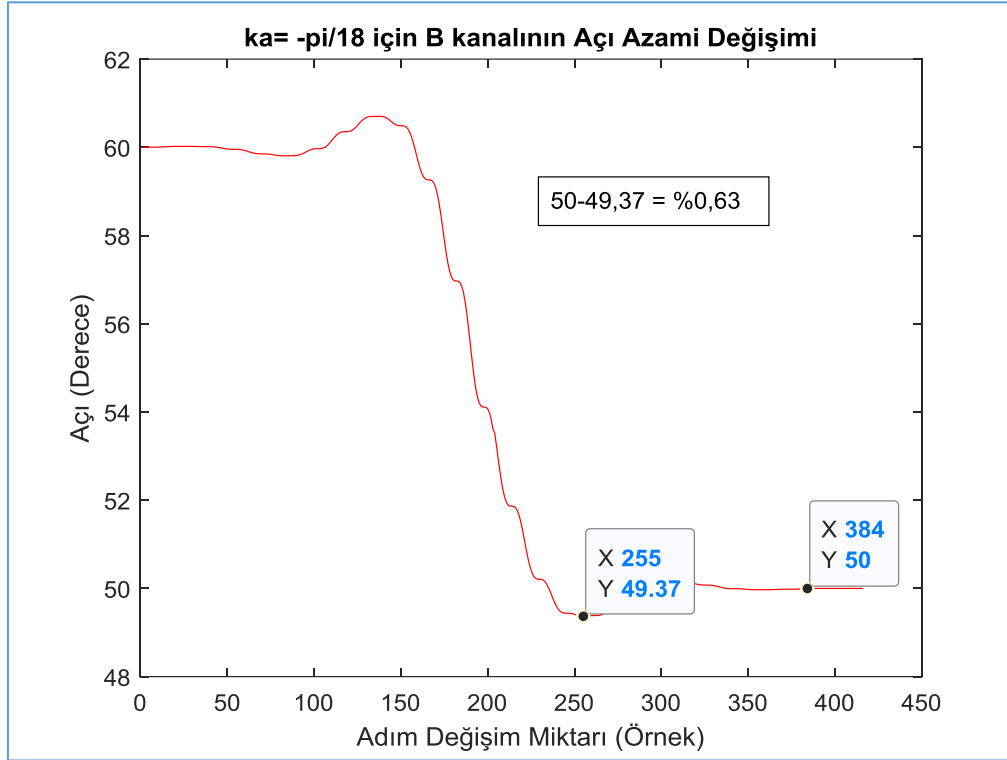


Şekil 4.51. $-\pi/18$ faz açısı adım değişikliği için C kanalının zamana karşı gecikme süresi

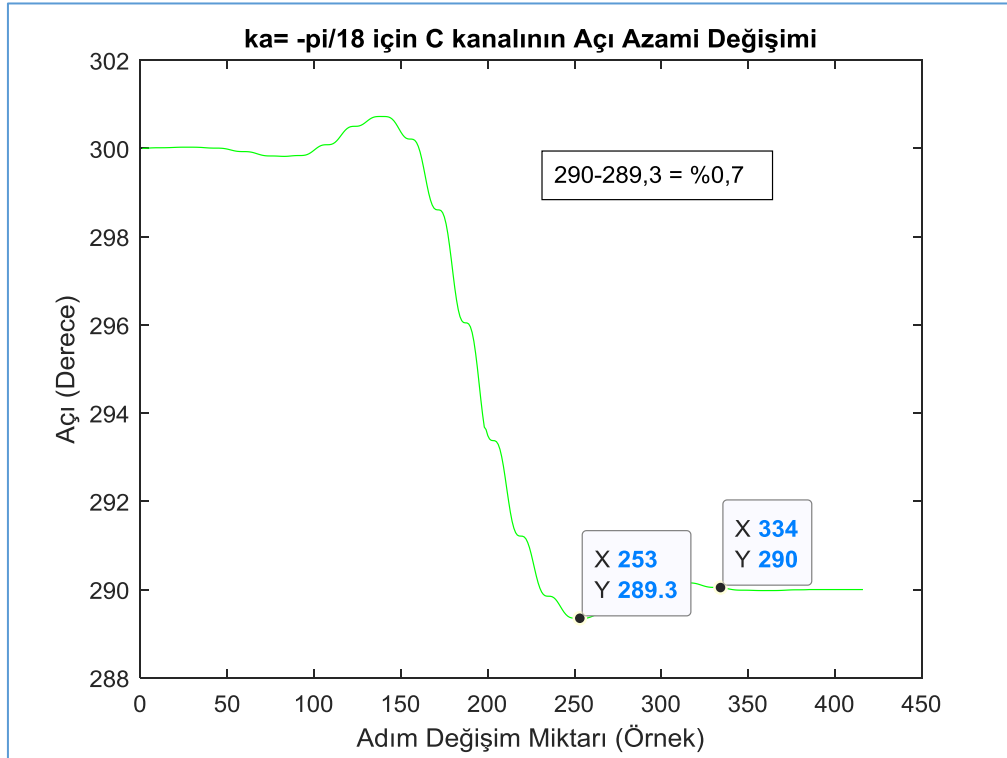


Şekil 4.52. $-\pi/18$ faz açısı adım değişikliği için A kanalının zamana karşı azami açı değişikliği

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değişikliği performansı simülasyon sonuçları

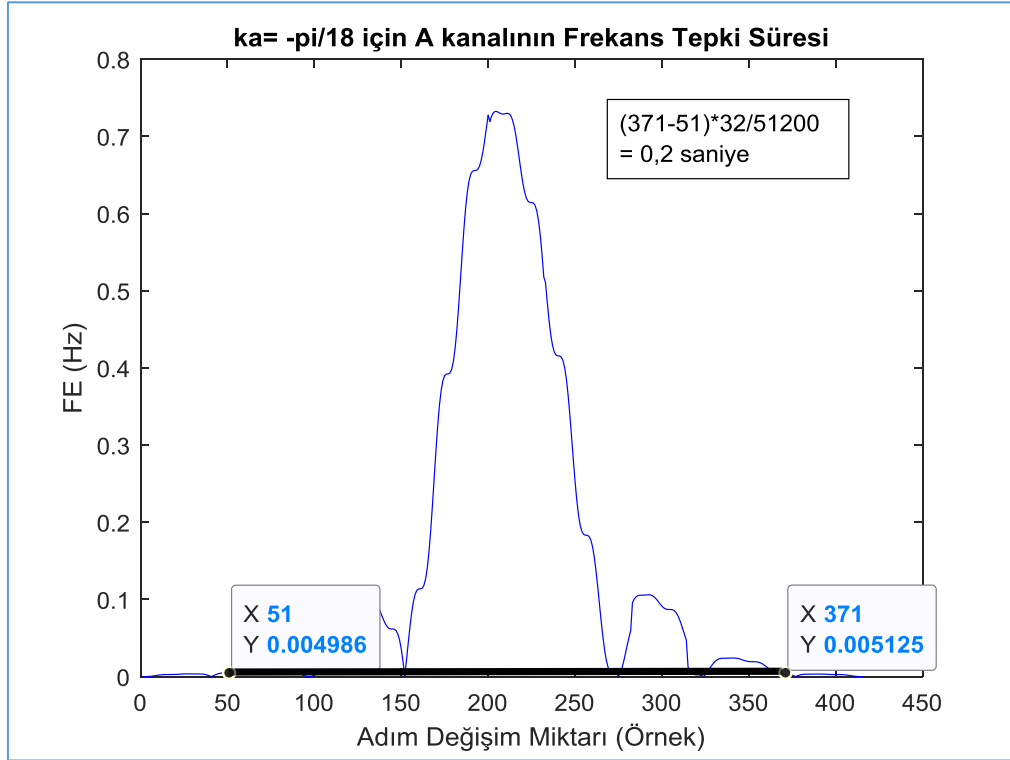


Şekil 4.53. $-\pi/18$ faz açısı adım değişikliği için B kanalının zamana karşı azami açı değişikliği

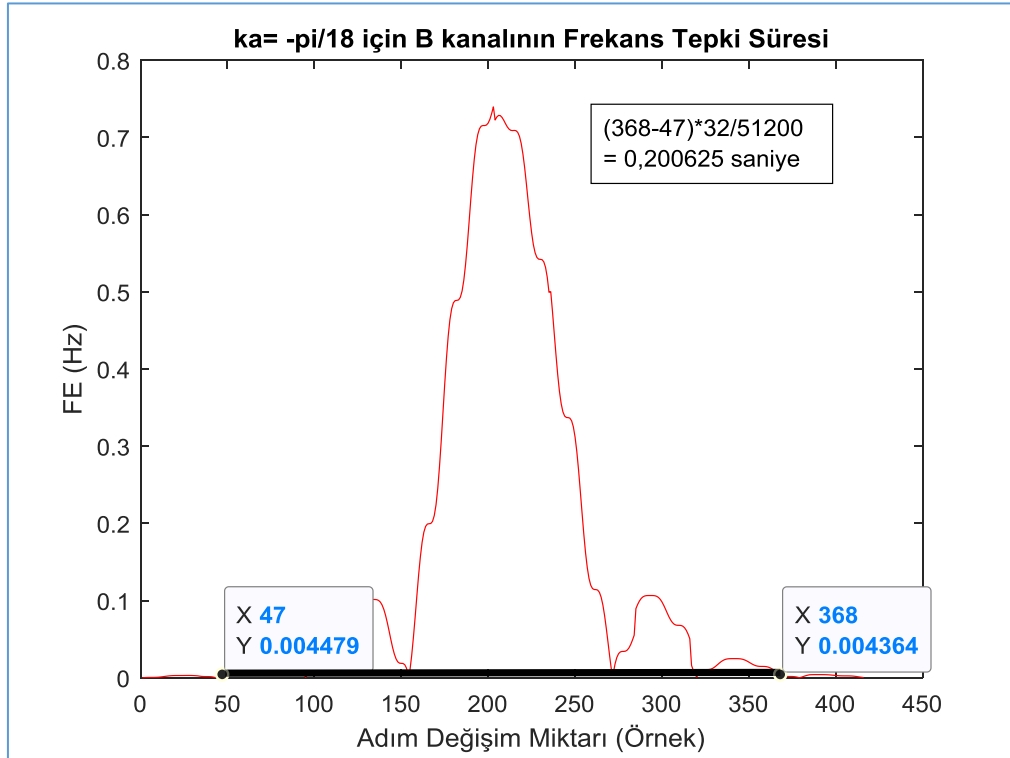


Şekil 4.54. $-\pi/18$ faz açısı adım değişikliği için C kanalının zamana karşı azami açı değişikliği

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değışiklik performansı simülasyon sonuçları

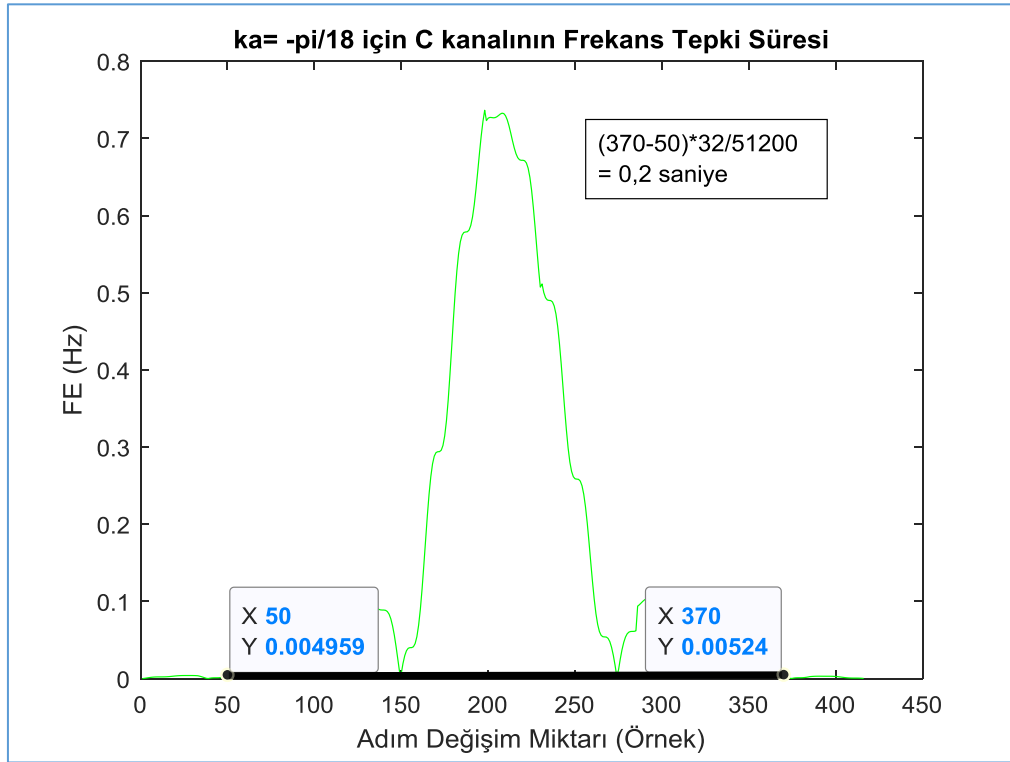


Şekil 4.55. $-\pi/18$ faz açısı adım değışimi için A kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

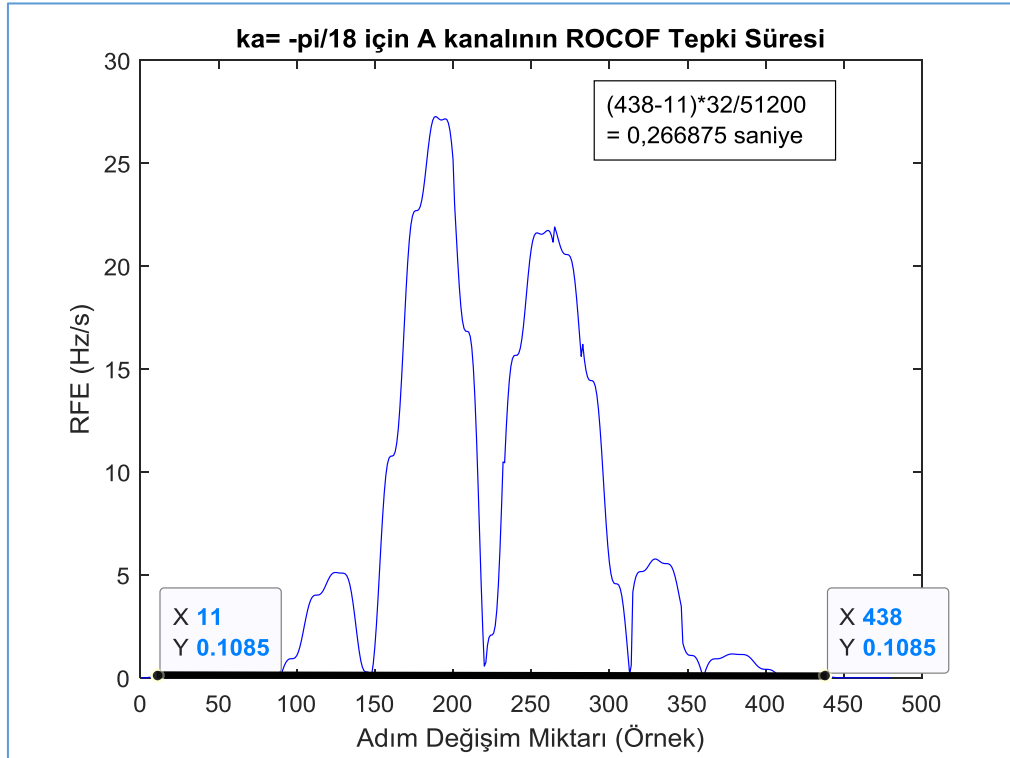


Şekil 4.56. $-\pi/18$ faz açısı adım değışimi için B kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değışiklik performansı simülasyon sonuçları

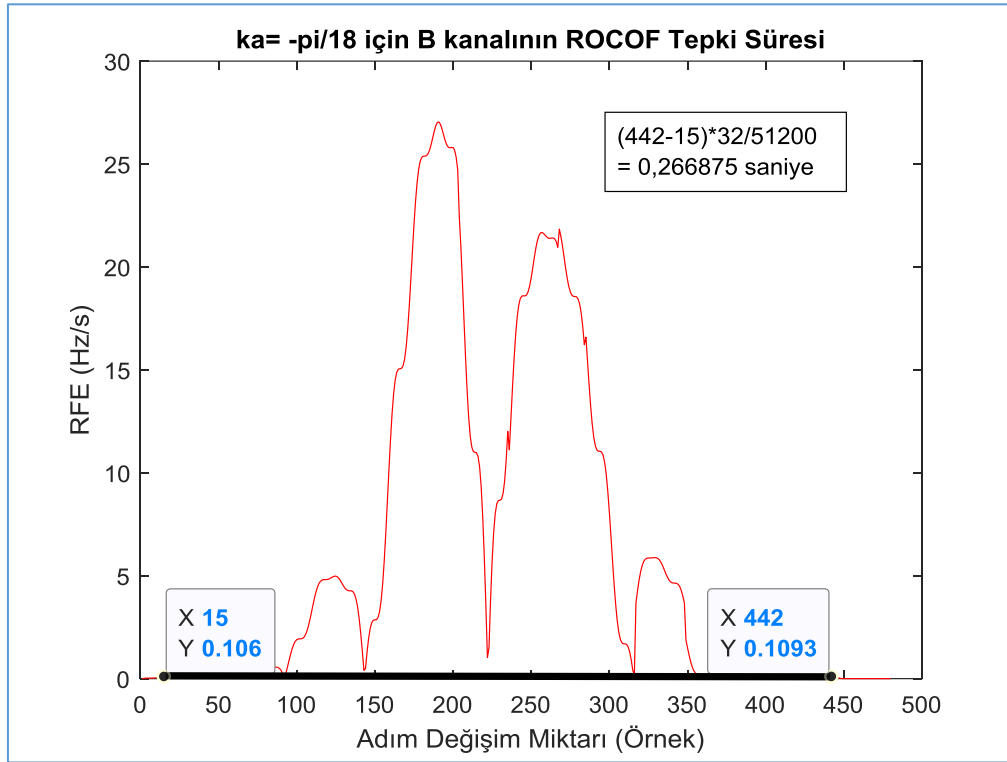


Şekil 4.57. $-\pi/18$ faz açısı adım değışimi için C kanalının zamana karşı frekans tepki süresi

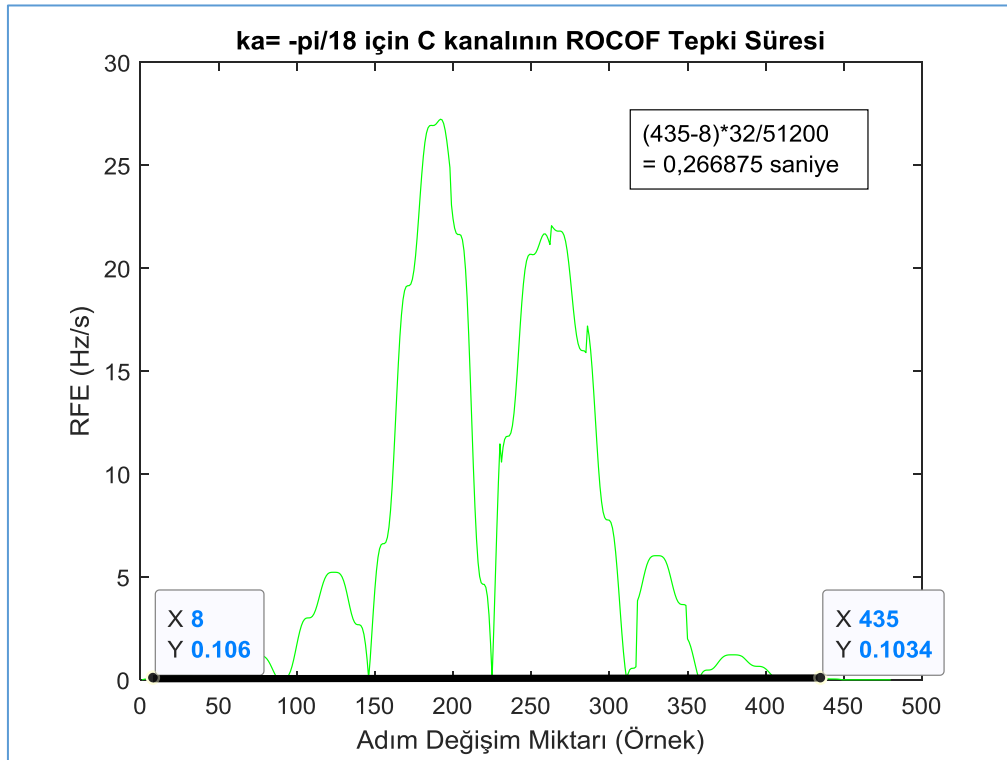


Şekil 4.58. $-\pi/18$ faz açısı adım değışimi için A kanalının zamana karşı ROCOF tepki süresi

EK-4. (devam) Dinamik uyumluluk – genlik ve fazda adım değışiklik performansı simülasyon sonuçları



Şekil 4.59. $-\pi/18$ faz açısı adım değışimi için B kanalının zamana karşı ROCOF tepki süresi



Şekil 4.60. $-\pi/18$ faz açısı adım değışimi için C kanalının zamana karşı ROCOF tepki süresi

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : Ali GÖKOĞLU
 Uyruğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 03.11.1991, Ankara
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 (312) 592 24 99
 e-mail : agokoglu@aselsan.com.tr



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	Devam ediyor
Lisans	Hacettepe Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	2015
Lise	Etimesgut Anadolu Lisesi	2010

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2015-Halen	ASELSAN A.Ş.	Mühendis

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

1. Gökoğlu A., Salor Ö. (2018, 2-5 May). Synchrophasor measurement method based on quadrature amplitude modulation. *2018 26th IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, İzmir

Hobiler

Sinema, tiyatro.



GAZİ GELECEKTİR..