



**GÜÇ SİSTEMİ SİNYALLERİ ÜZERİNDE YENİ FREKANS VE
ZAMAN - FREKANS ANALİZİ YAKLAŞIMLARININ GELİŞTİRİLMESİ
VE DÖNGÜ İÇİNDE DONANIM ORTAMINDA UYGULANMASI**

Erhan SEZGİN

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

TEMMUZ 2020

Erhan SEZGİN tarafından hazırlanan “GÜÇ SİSTEMİ SİNYALLERİ ÜZERİNDE YENİ FREKANS VE ZAMAN - FREKANS ANALİZİ YAKLAŞIMLARININ GELİŞTİRİLMESİ VE DÖNGÜ İÇİNDE DONANIM ORTAMINDA UYGULANMASI” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Özgül SALOR-DURNA

Elektrik Elektronik Müh. Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Başkan: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

Elektrik Elektronik Müh. Ana Bilim Dalı, Hacettepe Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Üye: Prof. Dr. Umut ORGUNER

Elektrik Elektronik Müh. Ana Bilim Dalı, Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Üye: Prof. Dr. Ramazan BAYINDIR

Elektrik Elektronik Müh. Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Üye: Doç. Dr. Tuğba Selcen NAVRUZ

Elektrik Elektronik Müh. Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Tez Savunma Tarihi: 27/07/2020

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Doktora Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Sena YAŞYERLİ

Fen Bilimleri Enstitü 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.

.....

Erhan SEZGİN

27/07/2020

**GÜÇ SİSTEMİ SİNYALLERİ ÜZERİNDE YENİ FREKANS VE ZAMAN - FREKANS
ANALİZİ YAKLAŞIMLARININ GELİŞTİRİLMESİ VE DÖNGÜ İÇİNDE DONANIM
ORTAMINDA UYGULANMASI**

(Doktora Tezi)

Erhan SEZGİN

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Temmuz 2020**

ÖZET

Bu tez çalışması iki kısımdan oluşmaktadır. Temelde frekans ve zaman - frekans analizi başlıklarında değerlendirilebilecek iki yöntem, güç sistemi sinyallerinin harmonik ve araharmonik bileşenlerinin gerçek zamanlı olarak hesaplanması için geliştirilmiştir. Zamanda geniş pencereler kullanılarak gerçekleştirilen harmonik ve araharmonik analizi işlemlerinde Ayrık Fourier Dönüşümü zamanda lokalizasyon sağlayamadığı için tek başına yeterli olmamaktadır. Güç kalitesi standartlarıncı bu durumun üstesinden gelmek amacıyla harmonik grup/altgrup yaklaşımlarının kullanımı önerilmektedir. Bu problemin aşılması için tez kapsamında Ayrık Dalgacık Dönüşümü yöntemi incelenmiş ve bu yöntemde kullanılan filtre yanıtlarının ideal olmaması sebebiyle Ayrık Dalgacık Dönüşümü'nün Karmaşık Üstel Genlik Modülasyonu ile birlikte kullanımına dayanan hibrit bir çözüm önerilmiştir. Ayrık Dalgacık Dönüşümü ile incelenen sinyalin frekans bantları belirli ve sınırlı bir şekilde ayrıştırılabilmekte iken önerilen hibrit çözüm ile istenen herhangi bir frekans bandına ait bilginin elde edilmesi mümkün olmaktadır. Durağan koşullarda Ayrık Fourier Dönüşümü'ne eşdeğer performans sağlayan hibrit çözümün durağan olmayan koşullarda harmonik altgrup yaklaşımı ile elde edilen standart yöntemden daha iyi sonuçlar verdiği ortaya konmuştur. Öte yandan pencerelemeyen kaynaklı ekstra gecikmeleri önlemek amacı ile örnek tabanlı çalışan harmonik analizi yöntemleri incelenmiş ve Karmaşık Üstel Genlik Modülasyonunun hesaplama işlem yükü düşük kayan ortalama filtreleri ile birlikte kullanımına dayalı, anlık frekans değişimlerine duyarlı ve kararlı bir harmonik analizi yöntemi geliştirilmiştir. Önerilen yöntemler literatürde kullanılan yaklaşımlar ile karşılaştırılmış ve gerçek frekans kestirimleri hesaba katılarak zaman ya da frekans uzayında interpolasyon yapılmaksızın, harmonik bileşenler rekabetçi bir şekilde hesaplanmıştır. Her iki yöntem de Döngü İçinde Donanım tabanlı çalışan gömülü kontrolörler üzerinde gerçek zamanlı olarak uygulanmış ve farklı veri işleme frekansları için optimize edilmiştir.

Bilim Kodu : 90524

Anahtar Kelimeler : Ayrık Dalgacık Dönüşümü, Ayrık Fourier Dönüşümü, Döngü İçinde Donanım, Frekans Kaydırma, Harmonik Analizi, Karmaşık Üstel Genlik Modülasyonu, Kaskat Toplayıcı - Tarama Filtresi, Kayan Ortalama Filtresi

Sayfa Adedi : 86

Danışman : Prof. Dr. Özgül SALOR DURNA

DEVELOPMENT OF NEW FREQUENCY AND TIME-FREQUENCY ANALYSIS
APPROACHES ON POWER SYSTEM SIGNALS AND THEIR IMPLEMENTATION
ON HARDWARE-IN-THE-LOOP FRAMEWORK

(Ph. D. Thesis)

Erhan SEZGİN

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

July 2020

ABSTRACT

This thesis consists two parts. Two methods, which can be evaluated as frequency and time - frequency analysis approaches basically, are developed to calculate harmonics and interharmonics of power system signals in real time. Discrete Fourier Transform by itself is not sufficient in harmonic and interharmonic analysis, where wide windows are employed, as it cannot supply time localization. Therefore, use of harmonic group/subgroup approaches is recommended by power quality standards. To overcome this problem Discrete Wavelet Transform method is investigated and a hybrid solution that combines Complex Exponential Amplitude Modulation with Discrete Wavelet Transform is proposed because of non-ideal responses of filter banks used. While frequency bands of the analyzed signal are decomposed in a specific and limited manner in Discrete Wavelet Transform, using proposed hybrid method any frequency band desired is possible to be obtained. It is proved that in stationary conditions hybrid method shows equivalent performance with Discrete Fourier Transform, besides, in nonstationary conditions the method shows better performance than harmonic subgroup approach obtained by standard method. On the other hand, to prevent extra delays based on windowing, sample based harmonic analysis methods are investigated and a frequency analysis method based on using Complex Exponential Amplitude Modulation with computationally efficient moving average filters is improved which is sensitive to instantaneous frequency changes and stable. Proposed methods are compared with the methods proposed in literature and regarding actual instantaneous frequency estimations in calculations, harmonic components are calculated without time or frequency domain approaches competitively. Both of the methods are implemented real time on Hardware In the Loop based embedded controllers and optimized for different data processing rates.

Science Code : 90524

Key Words : Cascaded Integrator - Comb Filter, Complex Exponential Amplitude Modulation, Discrete Wavelet Transform, Discrete Fourier Transform, Frequency Shifting, Hardware In The Loop, Harmonic Analysis, Moving Average Filters

Page Number : 86

Supervisor : Prof. Dr. Özgül SALOR DURNA

TEŞEKKÜR

Lisansüstü eğitimimin her aşamasında bana sağladığı akademik katkılarının yanı sıra duyduğu güveni her an hissettiren, yönlendirmeleri ile çalışmalarına ışık tutan, değerli vaktini harcamaktan hiçbir zaman imtina etmeyen kıymetli hocam Prof. Dr. Özgül SALORDURNA'ya teşekkürlerimi sunarım.

Doktora Tezi İzleme Komitesi üyeleri olarak çalışmalarımın ilerleyişini takip eden ve kıymetli önerilerini benimle paylaşan hocalarım Doç. Dr. Tuğba Selcen NAVRUZ'a ve Prof. Dr. Işık ÇADIRCI'ya teşekkürlerimi sunarım.

Münih Teknik Üniversitesinde misafir araştırmacı olarak bulunduğum süre boyunca danışmanlığımı yürüten ve değerli yönlendirmeleri ile çalışmalarımı tamamlama fırsatı sağlayan Prof. Dr. Thomas HAMACHER'e, ekip arkadaşlarım Anurag MOHAPATRA'ya, Vedran PERIĆ'e ve Soner CANDAS'a teşekkürlerimi sunarım.

Hayatım boyunca bana olan güven ve sevgilerini her an hissettiğim değerli aileme teşekkürlerimi sunarım.

YUDAB projesi kapsamında Almanya'da gerçekleştirdiğim “Mikro şebekeler için ölçüm uygulamaları” başlıklı araştırmayı desteklediği için Yüksek Öğretim Kurulu'na ve “Alçak gerilim dağıtım sistemi verilerinin izlenmesi ve kayıt altına alınması” başlıklı 1003 projesindeki çalışmalarımı desteklediği için TÜBİTAK'a teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. ALTERNATİF AKIM GÜÇ SİYALLERİ VE HARMONİK BİLEŞEN ANALİZİNDE KULLANILAN YÖNTEMLER.....	5
2.1. Ayrık Fourier Dönüşümü	6
2.2. Hızlı Fourier Dönüşümü	9
2.3. Kayan Ayrık Fourier Dönüşümü.....	10
2.4. Modüle Kayan Ayrık Fourier Dönüşümü	11
2.5. İnterpole Edilmiş Ayrık Fourier Dönüşümü	15
2.6. Ayrık Dalgacık Dönüşümü	16
2.7. İkinci Derece Genelleştirilmiş İntegratörler.....	18
2.8. Kalman Filtresi.....	19
3. TEZ KAPSAMINDA HARMONİK VE ARAHARMONİK ANALİZİ İÇİN KULLANIMI ÖNERİLEN METOTLAR	21
3.1. Karmaşık Üstel Genlik Modülasyonunun Harmonik İçerik Üzerindeki Etkisi	22
3.2. Önerilen Frekans Analizi Tabanlı Harmonik Analizi Yöntemi	24
3.3. Önerilen Zaman - Frekans Analizi Tabanlı Harmonik Analizi Yöntemi.....	33
3.3.1. Ayrık dalgacık dönüşümü ve dalgacık paket dönüşümü.....	33

3.3.2. Ayırık dalgacık dönüşümü ve karmaşık üstel modülasyonun birlikte kullanımı (önerilen hibrit yöntem).....	41
4. TEZ KAPSAMINDA ÖNERİLEN HARMONİK ANALİZİ YÖNTEMLERİNİN DOĞRULANMASI	47
4.1. Önerilen Frekans Analizi Yönteminin Harmonik Hesabı İçin Test Edilmesi.....	47
4.1.1. Yöntemin durağan sinyaller üzerinde test edilmesi	48
4.1.2. Yöntemin durağan olmayan sinyaller üzerinde test edilmesi	49
4.2. Önerilen Zaman - Frekans Analizi Yönteminin Harmonik Altgrup Hesabı İçin Test Edilmesi.....	55
5. DÖNGÜ İÇİNDE DONANIM ORTAMINDA HARMONİK ANALİZİ.....	61
5.1. HIL Benzetimlerinde Hedef Frekansı	63
5.2. Pencere ve Örnek Tabanlı Çalışan Benzetim Modellerinin Karşılaştırılması.....	64
5.3. Benzetim Modellerinin VeriStand Ortamına Aktarılması	66
5.4. HIL Donanımı Üzerinde Çalışacak Benzetim Modellerinin Oluşturulması	68
5.5. HIL Donanımı Üzerinde Örnek Tabanlı Modeller ile Yapılan Test Sonuçları.....	69
5.6. HIL Donanımı Üzerinde Pencere Tabanlı Modeller ile Yapılan Test Sonuçları	71
5.7. CoSES Güç Kalitesi Monitörü	72
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	75
KAYNAKLAR	81
ÖZGEÇMİŞ	85

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 3.1. Önerilen hibrit yöntemde değerlendirilen dalgacıklar	38
Çizelge 3.2. İdeal dalgacık çiftlerinden bazıları	38
Çizelge 4.1. Örnek tabanlı çalışan yöntemleri test etmek için oluşturulan gerilim sinyalinin bileşenleri.	48
Çizelge 4.2. Hibrit yöntemi test etmek için oluşturulan akım sinyalinin bileşenleri.....	56
Çizelge 5.1. NI-PXLe-8880 modelleri için belirlenen veri işleme alternatifleri	64

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Sentetik olarak oluşturulmuş AC sinyal (temel bileşen, harmonikler ve ölçüm sinyali).	6
Şekil 2.2. Sentetik olarak oluşturulmuş AC sinyal üzerinde DFT katsayılarının hesaplanması. (a): $k=1$ için referans sinyal frekansı 25 Hz, (b): $k=2$ için referans sinyal frekansı 50 Hz, (c): $k=3$ için referans sinyal frekansı 75 Hz, (d): $k=4$ için referans sinyal frekansı 100 Hz, (e): $k=6$ için referans sinyal frekansı 150 Hz (f): $k=10$ için referans sinyal frekansı 250 Hz.	9
Şekil 2.3. SDFT blok diyagramı	11
Şekil 2.4. mSDFT blok diyagramı	12
Şekil 2.5. Sentetik olarak oluşturulmuş AC sinyal üzerinde SDFT ve mSDFT uygulaması (a): $t=40$ ms gerçekleştirilen SDFT analizi (b): $t=47,4$ ms gerçekleştirilen SDFT analizi, (c): $t=40$ ms gerçekleştirilen mSDFT analizi (d): $t=47,4$ ms gerçekleştirilen mSDFT analizi	14
Şekil 2.6. DWT'nin filtre yığınları kullanılarak gerçekleştirilmesi	17
Şekil 2.7. Ters DWT'nin filtre yığınları kullanılarak gerçekleştirilmesi	18
Şekil 3.1. Frekans değişimini durumunda atlanan örnekler	27
Şekil 3.2. Önerilen frekans analizi yönteminin blok diyagramı (modülasyon ve kayan ortalama)	29
Şekil 3.3. Frekans katsayılarından dalga formu hesaplanması (dalga formu üretme)	29
Şekil 3.4. Frekans dalgalanmalarında sinyal ve modüle edilmiş sinyallerin frekans içeriklerinin değişimi	31
Şekil 3.5. Önerilen yöntem ile k . dereceye kadar harmonik analizi blok diyagramı	32
Şekil 3.6. 3. Derece filtre yığını kullanarak gerçekleştirilen (a) DWT blok diyagramı (b) DWPT blok diyagramı	34
Şekil 3.7. DWT öncesi frekans bileşenlerinin kaydırılması.	35
Şekil 3.8. Önerilen hibrit yöntemin blok diyagramı	36
Şekil 3.9. Önerilen yöntemde kullanılan dalgacık kümelerinin ayrıştırma ve yeniden alçak ve yüksek geçiren filtreleri. (a): sym16 (b): sym9.	39

Şekil	Sayfa
Şekil 3.10. DWT için kullanılabilecek dolgulama yöntemleri.	40
Şekil 4.1. Örnek tabanlı çalışan yöntemlerin test sinyali üzerinde durağan koşullar için uygulanması. (a) Temel bileşen, (b) 3. harmonik bileşen (c) Temel bileşen için elde edilen RMS hatası (d) 3. harmonik bileşen için elde edilen RMS hatası.....	49
Şekil 4.2. Örnek tabanlı çalışan yöntemlerin test sinyali üzerinde durağan olmayan koşullar (genlik değişimi) için uygulanması. (a) Temel bileşen, (b) 3. harmonik bileşen (c) Temel bileşen için elde edilen RMS hatası (d) 3. harmonik bileşen için elde edilen RMS hatası.....	50
Şekil 4.3. Örnek tabanlı çalışan yöntemlerin test sinyali üzerinde durağan olmayan koşullar (küçük frekans değişimi) için uygulanması. (a) Temel bileşen, (b) 3. harmonik bileşen (c) Temel bileşen için elde edilen RMS hatası (d) 3. harmonik bileşen için elde edilen RMS hatası.....	53
Şekil 4.4. Örnek tabanlı çalışan yöntemlerin test sinyali üzerinde durağan olmayan koşullar (büyük frekans değişimi) için uygulanması. (a) Temel bileşen, (b) 3. harmonik bileşen (c) Temel bileşen için elde edilen RMS hatası (d) 3. harmonik bileşen için elde edilen RMS hatası.....	55
Şekil 4.5. Hibrit yöntemin doğrulanması için gerçekleştirilen ilk adım (a): Sentetik sinyallerin oluşturulması (b): Ölçüm sinyalinin aranan frekans bandındaki referans sinyali ile modülasyonu.....	57
Şekil 4.6. Modüle edilmiş sinyallerin DWT ve ters DWT kullanılarak filtrelenmesi (a): Hesaplanan yaklaşım katsayıları, (b): Yaklaşım katsayılarından üretilen sinyal	58
Şekil 4.7. Demodüle edilmiş sinyaller ve sinyallerin toplamından elde edilen 7. harmonik altgrup sinyali ve gerçek değer ile karşılaştırma (a): Demodüle edilmiş sinyaller ve toplamı (b): Önerilen çözüm ve gerçek sinyalin birlikte gösterimi	58
Şekil 4.8. Önerilen yöntemde işlem adımları boyunca sinyallerin frekans içeriğinin değişimi. (a): Genlik spektrumu (b): Faz spektrumu.....	59
Şekil 4.9. Önerilen hibrit yöntemin durağan olmayan durumlar için değerlendirilmesi	60
Şekil 5.1. CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarının tek hat şeması.....	62
Şekil 5.2. Örnek ve pencere tabanlı RMS hesaplamasının yakınsama süresi üzerindeki etkisini göstermek üzere yapılan benzetim. Blokların işletilme frekansları: 10 kHz (mavi) ve 50 Hz (turuncu).....	65
Şekil 5.3. Örnek ve pencere tabanlı RMS hesabı sonuçları.	66

Şekil	Sayfa
Şekil 5.4. NI-PXIE-8880 üzerinde örnek tabanlı çalıştırılan modeller ile gerçekleştirilen gerçek zamanlı testlere ait model döngü oranları	70
Şekil 5.5. NI-PXIE-8880 üzerinde örnek tabanlı çalıştırılan modeller ile gerçekleştirilen gerçek zamanlı testlere ait model döngü oranları (45 - 55 Hz)..	71
Şekil 5.6. NI-PXIE-8880 üzerinde pencere tabanlı çalıştırılan modeller ile gerçekleştirilen gerçek zamanlı testlere ait model döngü oranları	72
Şekil 5.7. CoSES Güç Kalitesi Monitörü blok diyagramı	73

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler

A

Amper

Hz

Hertz

ms

Milisaniye

s

Saniye

V

Volt

Açıklamalar

Kısaltmalar

AC

Alternating Current

CIC

Cascaded Integrator Comb

DC

Direct Current

DFT

Discrete Fourier Transform

DWPT

Discrete Wavelet Packet Transform

DWT

Discrete Wavelet Transform

FFT

Fast Fourier Transform

FIR

Finite Impulse Response

FLL

Frequency Locked Loop

FPGA

Field Programmable Gate Array

IpDFT

Interpolated Discrete Fourier Transform

KF

Kalman Filter

MAF

Moving Average Filter

mSDFT

Modulated Sliding Discrete Fourier Transform

QAM

Quadrature Amplitude Modulation

QMF

Quadrature Mirror Filter

RMS

Root Mean Square

PLL

Phase Locked Loop

Açıklamalar

Kısaltmalar**Açıklamalar****SDFT**

Sliding Discrete Fourier Transform

SOGI

Second Order Generalized Integrators

1. GİRİŞ

Bu tezde elektrik güç sistemleri üzerinde ölçülmüş akım ve gerilim sinyallerinin, güç sistemi kontrol ve monitörizasyonu ile enerji üretim planlaması amaçları ile işlenmesi ve temel elektriksel parametrelerin mevcut donanım kaynakları üzerinde verimli bir şekilde hesaplanmasını sağlayan yöntemler ele alınmıştır. Günümüzde artan elektrik enerjisi talebinin karşılanabilmesi için üretim santrallerinin şebeke üzerinde dağılımı genişlemekte ve santraller küçük ya da büyük kapasiteleri ile elektrik şebekelerine dâhil olmaktadır. Bu durum, elektriksel parametrelerinin üretim ve tüketim noktalarında hızlı ve güvenilir bir şekilde hesaplanmasını gerekli kılmaktadır. Elektriksel ölçümlerin hızlı ve güvenilir bir şekilde hesaplanması ve işlenmesi, sistemlerin entegrasyon ve koordinasyonu güvenli hale getirmekte ve kullanılan teçhizatların güvenliği artırmaktadır. Bu amaçla tezde ele alınan yöntemler benzetimler ile doğrulandıktan sonra küçük ölçekli bir elektrik şebekesi üzerinde test edilmiş ve gömülü kontrolörler üzerinde gerçek zamanlı olarak çalıştırılmıştır. Parametre hesabında kullanılan yöntemlerin üstünlük ve dezavantajları birbiriyle karşılaştırılmış ve mevcut problemin var olan donanım kaynakları üzerinde optimum bir şekilde çözülmesi ve yöntemlerin sınırlılıkları belirlenmiştir.

Alternatif Akım (Alternating Current - AC) sistemlerinde akım ve gerilim değerleri, sistem frekansına bağlı olarak zaman içerisinde sinüzoidal olarak değişmektedir. Elektriksel işaretler ham veriler halinde sensörler ve veri toplama aygıtları ile ölçüldükten sonra işlenmek üzere bilgi işleme ortamlarına aktarılırlar. Ölçüm sinyallerinin işlenmesi, dalga formuna ait temel parametrelerin hesaplanması ve güç hesaplamalarının hassas ve doğru bir şekilde yapılabilmesi için gereklidir. AC sinyallere ait temel parametreler ölçüme dair minimum - maksimum değer, etkin değer (Root Mean Square - RMS) ve frekans şeklinde örneklenebilirken diğer önemli parametreler ise güç ve enerji değerleri ve harmonik bileşenler şeklinde sıralanabilir. Sistemin güvenilir sınırlar içerisinde işlemesini sağlamak amacıyla bu işlemlerin mümkün olan en düşük işlem maliyeti ve hız ile elde edilmesi önemlidir. Literatürde sinyal işleme metotları kullanılarak belli şartlar altında yukarıda sıralanan parametrelerin hesaplanması için farklı birçok metot önerilmiş ve metotların sınırlılıkları çerçevesinde güvenilir kestirimler veya tahminler yapılabildiği gösterilmiştir. Bu tezde temel olarak harmonik analizi yöntemleri gerçek zamanlı veri işleme perspektifinden ele alınmıştır.

Güç sistemi sinyallerinin harmonik bileşenlerinin analizi için yaygın olarak kullanılan Ayırık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform - DFT) tabanlı çözümlerin zaman lokalizasyonu sağlayamaması nedeniyle Ayırık Dalgacık Dönüşümü (Discrete Wavelet Transform - DWT) yaklaşımları incelenmiştir. DWT’de kullanılan ve ideal olmayan filtre yanıtlarının getirdiği spektral kaçakları önlemek amacıyla DWT’nin karmaşık üstel modülasyon ile birlikte kullanımına dayanan hibrit bir yöntem tanıtılmıştır. Önerilen bu yöntemin hesaplama işlem yükü DFT tabanlı yöntemlere kıyasla yüksek olsa da geniş pencerelerin kullanımını gerektiren araharmonik analizi işleminde çok iyi sonuçlar verdiği belirlenmiştir. Bu yöntem, pencerelemiş sinyallerin kullanımını gerektirdiğinden gerçek zamanlı uygulamalarda ekstra gecikmelere sebep olmaktadır.

Pencereleme işleminden kaynaklanan ekstra gecikmeleri önlemek amacıyla örnek tabanlı harmonik analizi yaklaşımları araştırılmış ve harmonik analizi için kullanılabilecek, karmaşık üstel modülasyon ve kayan ortalama filtrelerine dayalı bir yaklaşım geliştirilmiştir. İdeal şartlarda DFT tabanlı yöntemlere denk sonuç veren bu yöntem, DFT’nin modülasyon ve ortalama kısımlarının ayrı ayrı irdelenmesi ile geliştirilmiş, anlık frekans değişimlerine duyarlı ve gerçek frekans değerlerini gözeterek harmonik analizi gerçekleştirilmesini mümkün kılmaktadır.

Hesaplama işlem yükü oldukça düşük olan bu yöntem senkrofazörlerin hesaplanmasının yanı sıra analiz edilen sinyallere dair referans dalga formlarının üretilmesi amacıyla da kullanılabilmektedir. Bu sebeple hem aktif filtre uygulamaları hem şebeke senkronizasyonu hem de monitörizasyon amacı ile kullanılabilecek bir yöntem elde edilmiştir. Elektrik güç sinyallerinde harmonik bileşenlerin hesaplanması sırasında göz önünde bulundurulması gereken en temel parametre frekans olarak belirlenmiştir. Ele alınan tüm metotların çıktılarında sinüzoidal sinyallerin doğası gereği sinyalin frekansına bağımlılık söz konusudur. Önerilen yöntemlerin frekans kestirimcileri ile güçlendirilmesi ve daha güvenilir sonuçlar elde edilmesi amaçlanmıştır.

Elektrik güç sinyallerinde harmonik analizi için ele alınan yöntemlerin birbirlerine karşı üstünlükleri ve eksiklikleri belirlenmiştir. Buna göre bazı yöntemlerin harmonik bileşenleri birbirlerinden bağımsız bir şekilde hesaplayabildikleri, bazı yöntemlerin ise doğrudan doğruya güç sinyalinin olası bileşenleri gözetilerek dikkatlice oluşturulmuş modellere ihtiyaç duydukları belirlenmiştir. Özellikle çevrimiçi olarak çalışması amaçlanan

algoritmaların ilerleyen bölümlerde detaylandırılacak sebeplerle mümkün olan en düşük işlem yükü ile çalıştırılması önem taşımaktadır. Bu sebeple özellikle Döngü İçinde Donanım (Hardware in the Loop - HIL) tabanlı sistemlerde literatürde sunulmuş bütün yöntemlerin istenen sayıda akım veya gerilim sinyali için çevrimiçi olarak kullanılması mümkün değildir. Bu tezde, mevcut güç sinyallerinin belirlenen kıstaslar dâhilinde analiz edilmesi için hesaplama yükü elverişli olan yöntemler belirlenmiş ve Münih Teknik Üniversitesi (Technische Universität München - TUM), Münih Mühendislik Okulu (Munich School of Engineering), Birleşik Akıllı Enerji Sistemleri Merkezi (Center for Combined Smart Energy Systems - CoSES) Mikro Şebeke Laboratuvarında gerçek zamanlı olarak çalıştırılmıştır.

Araştırma kapsamında kullanılabilecek Fourier Dönüşümü tabanlı: Ayırık Fourier Dönüşümü, Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform - FFT), Kayan Ayırık Fourier Dönüşümü (Sliding Discrete Fourier Transform - SDFT), Modüle Kayan Fourier Dönüşümü (Modulated Sliding Discrete Fourier Transform - mSDFT) yöntemleri gerçekleştirilmiş ve performans analizleri yapılmıştır. Bu yöntemlerden mSDFT'nin başarımı ileri bir noktaya taşınmış ve gerçek frekans değerleri kullanıldığında daha iyi sonuçlar veren bir yaklaşım önerilmiştir. Bunun yanı sıra Ayırık Dalgacık Dönüşümü ve bu yönteme dayalı hibrit çözümler tartışılmıştır. Ayrıca Kalman Filtreleri (Kalman Filters - KF) ile harmonik analizi ve İkinci Derece Genelleştirilmiş İntegratörler (Second Order Generalized Integrators - SOGI) tabanlı yöntemler de gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak harmonik bileşen ve senkrofazör hesabı için farklı veri işleme modlarında çalıştırılabilecek yöntemler belirlenmiştir.

2. ALTERNATİF AKIM GÜÇ SİYALLERİ VE HARMONİK BİLEŞEN ANALİZİNDE KULLANILAN YÖNTEMLER

Genel olarak AA elektrik sinyalleri, zaman içinde temel frekans ile salınan sinüzoidal sinyaller şekline formüle edilir. Mevcut sistemde doğrusal (rezistif, kapasitif veya endüktif) olmayan yüklerin bulunması durumunda sinyallerde harmonik bileşenler ortaya çıkar. Teorik olarak en genel haliyle Doğru Akım (Direct Current - DC) bileşeni, temel bileşen ve harmonik bileşenlerin toplamı şeklinde modellenen bir AA elektrik sinyali Eş. 1’deki gibi ifade edilebilir.

$$x(t) = A_0 + \sum_{i=1}^k A_i \cos(2\pi f_i t + \theta_i) \quad (2.1)$$

Eş. 2.1’de sürekli zamanlı bir işaret olarak gösterilen $x(t)$ sinyali, A_0 değerinde bir DC ofset ve f_i frekansında salınan A_i genlik ve θ_i kadar faz kaymasına sahip sinüzoidallerin toplanması ile oluşturulmuştur. Elektrik sinyallerinin ölçülüp dijital ortama aktarılması örnekleme ile mümkündür. Bilgisayar ortamında elektriksel sinyaller üzerinde yapılan işlemler de örneklenmiş sinyaller üzerinde uygulanır. Ölçüm sırasında kullanılan sensör, transdüser ve iletim ortamının etkisi ile bilgisayar ortamına aktarılan değerlerde belli oranda ölçüm hatası bulunur. Buna göre Eş. 2.1’de sürekli zamanda ifade edilen genel dalga formu örneklendiğinde Eş. 2.2’deki gibi ayrık zamanlı sinyaller elde edilir.

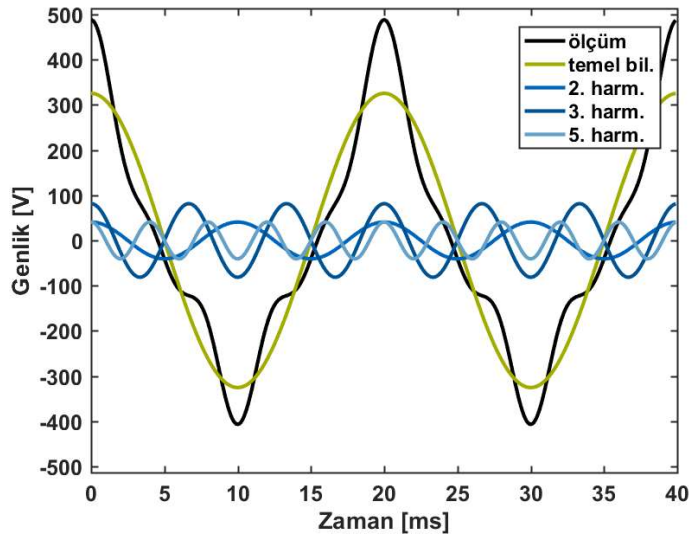
$$x[n] = A_0 + \sum_{i=1}^k (A_i \cos \left[\frac{2\pi f_i n}{f_s} + \theta_i \right] + w[i]) \quad (2.2)$$

Eş. 2.2’de n , örneklenmiş sinyalin indisi, w ise ölçümün içerdiği beyaz gürültünün değeridir. Örneklenmiş sinyalde f_s örnekleme frekansı olup ölçümün netliğini, analiz edilebilirliğini doğrudan etkileyen en önemli parametrelerden biridir. Harmonik ve senkrofazör hesaplama için kullanılan yöntemlerin genel amacı istenen frekanslarda salınan bileşenlerin genlik (A_i) ve faz açısı (θ_i) değerlerini elde etmektir. Ölçümler, transdüserler ile ölçülüp veri işleme ortamına aktarıldıklarında tüm bu harmoniklerin toplamı örnekleme frekansına bağlı olarak nümerik değerler halinde elde edilirler.

Harmonik içeriği yüksek bir gerilim sinyalini göstermek amacıyla Şekil 2.1’de 50 Hz temel frekansı ile salınan sentetik bir ölçüm sinyali, harmonik bileşenleri ile birlikte verilmiştir.

Buna göre ölçüm sinyali $230\sqrt{2}$ V genlikli temel bileşen ve bu genliğin %12.5'i büyüklüğünde genliğe sahip 2. harmonik, %25'i büyüklüğünde genliğe sahip 3. harmonik ve %12.5'i büyüklüğünde genliğe sahip 5. harmonik bileşenlerin toplamı olarak elde edilmiştir. Harmonik analizinde amaç, ölçüm sinyalleri kullanılarak bu bileşenlerin elde edilmesidir.

Literatürde iyi bir şekilde tanımlanmış, mevcut ölçüm cihazlarında kullanılan yöntemler ile bu tezde önerilen nihai modellerin tümü örnek ya da pencere tabanlı veri işleme esasına göre çalışırlar. Bu veri işleme modları, tezin ilerleyen bölümlerinde Döngü İçinde Donanım (Hardware in the Loop - HIL) cihazları üzerinde gerçekleştirilmiş deneyler göz önünde bulundurularak ele alınan yöntemler özelinde değerlendirilmiştir. Mevcut ölçüm gereksinimleri, donanım kaynaklarının etkin kullanımı ve tanımlanmış öncelikler göz önünde bulundurularak güvenli sınırlar dâhilinde kullanılabilecek gerçek zamanlı algoritmalar tanımlanmıştır. Tezin bu bölümünde güç sistemi sinyallerinin harmoniklerini elde etmek amacıyla yaygın olarak kullanılan yöntemler ele alınmıştır.



Şekil 2.1. Sentetik olarak oluşturulmuş AC sinyal (temel bileşen, harmonikler ve ölçüm sinyali).

2.1. Ayrık Fourier Dönüşümü

Ayrık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform - DFT), en genel anlamda örneklenmiş dijital bir işaretin frekans bileşenlerini hesaplamak için kullanılır. DFT, mevcut pencere içerisine oturabilecek sinüzoidal referanslar kullanarak incelenen sinyali, farklı

frekanslarda salınan sinüzoidaller halinde ayrıştırır. Eş. 2.2’de formüle edilmiş sinyalin gürültü içermediği ($w[i] = 0$) ve sadece farklı frekanslarda salınan sinüzoidallerin toplamı halinde ifade edildiği durumunda DFT bağıntısı kullanılarak her bir bileşenin DFT katsayıları Eş. 3’teki gibi hesaplanabilir (Roberts, 2004).

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \quad (2.3)$$

Eş. 2.3’te kullanılan bağıntıda farklı k değerleri için $x[n]$ sinyalinin k . harmoniği hesaplanabilir. $X[k]$ değerleri Eş. 2.3 kullanılarak karmaşık formda hesaplanır. Bu karmaşık değerlerin gerçekte ve sanal kısımları kullanılarak k . harmoniğe karşılık gelen sinüzoidal sinyallerin genlik ve faz açısı değerleri Eş. 2.4.a ve Eş. 2.4.b ile hesaplanır.

$$|A_k| = \frac{2}{N} \sqrt{\text{re}(X[k])^2 + \text{im}(X[k])^2} \quad (2.4.a)$$

$$\theta_k = \tan^{-1} \frac{\text{im}(X[k])}{\text{re}(X[k])} \quad (2.4.b)$$

DFT katsayıları her bir harmonik derecesi için bilgisayar ortamında DFT matrisi kullanılarak hesaplanabilir (Rao ve Yip, 2001). Buna göre Eş.3’teki bağıntıda görülen karmaşık çarpan (w) her bir k . harmonik için pencere boyunca oluşturulur ve elde edilen karmaşık matris $x[n]$ sinyali ile çarpılır. DFT matrisi kullanılarak DFT katsayıları Eş. 2.5’teki gibi hesaplanabilir.

$$\mathbf{x}[n] = [x[0] \quad x[1] \quad x[2] \quad \cdots \quad x[N-1]] \quad (2.5.a)$$

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & w & w^2 & \cdots & w^{(N-1)} \\ 1 & w^2 & w^4 & \cdots & w^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^{N-1} & w^{2(N-1)} & \cdots & w^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \quad (2.5.b)$$

$$\mathbf{X} = \mathbf{W}\mathbf{x}^T \quad (2.5.c)$$

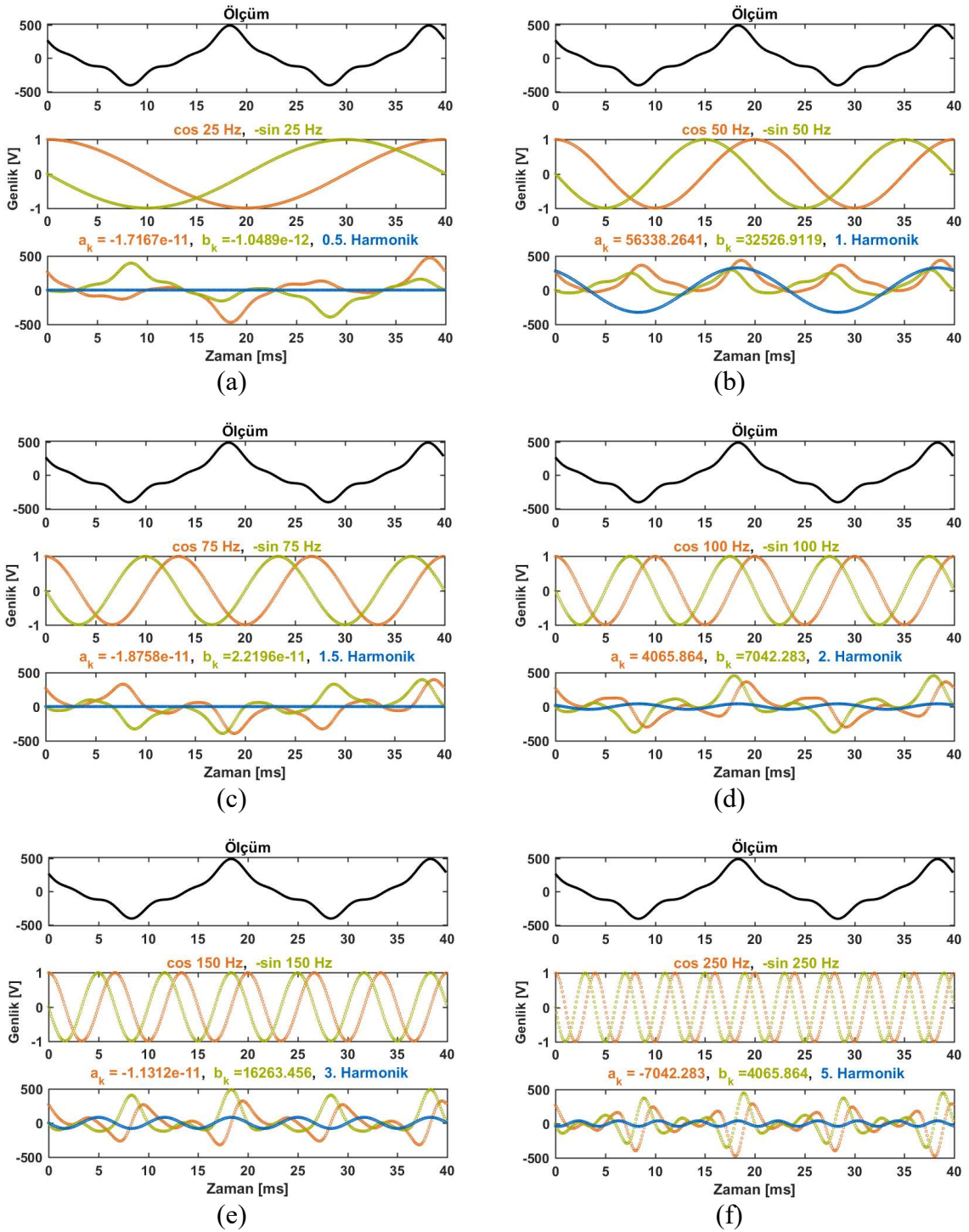
DFT’nin ölçüm sinyali üzerinde nasıl çalıştığını göstermek amacıyla genlik ve frekans bilgileri Şekil 2.1’de verilmiş sentetik güç sinyali kullanılmıştır. Faz değerlerinin farklı harmonikler için farklı değerlerde kayıpsız olarak hesaplandığını gösterebilmek adına temel bileşene $+\frac{\pi}{6}$ rad değerinde faz kayması eklenmiştir. Harmoniklerin faz açısı da harmonik derecesi ve bu faz kaymasının çarpımı oranında şekillendirilmiştir. Sinyalin temel frekansı (f)

50 Hz, ve örnekleme frekansı (f_s) 10 kHz olarak belirlenmiştir. Pencerenilmiş sinyalin uzunluğu 40 ms'dir. Belirlenen örnekleme frekansı altında sinyalin bir periyodunun 200 örnek ile ifade edilmesi gerekir (periyodik bir işaret için bir periyottaki örnek sayısı: $N = f_s/f$). 40 ms'lik bir pencere üzerinde DFT algoritması koşturulduğunda ilk olarak DC bileşeni temsilen $X[0]$ hesaplanır ve bu DFT bağıntısı gereği bütün örneklerin toplamından ibarettir.

Mevcut pencere 400 örnek içerdiğinden, DFT analizinde değerlendirilen temel periyot (N) bu değere göre şekillenir ve referans karmaşık üstel sinyaller 25 Hz'den başlayarak oluşturulur. Bu durum güç sistemi temel frekansından bağımsız olarak DFT'si değerlendirilen ölçüm penceresinin temel frekansının (ve dolayısı ile temel periyodunun) pencere genişliğine bağlı olduğunu göstermektedir. İlerleyen bölümlerde standartlar çerçevesinde çözünürlük kavramı tartışılacak ve geniş pencereler üzerinde hesaplanan DFT katsayılarının güç sistemi sinyallerinin harmonikleri hakkında ne ifade ettikleri tartışılacaktır.

Şekil 2.2'de 40 ms'lik ölçüm sinyali üzerinde DFT uygulaması gösterilmiştir. Buna göre $k = \{1, 2, 3, 4, 6, 10\}$ değerleri için görselleştirme yapılmış, her bir k değeri için w karmaşık referans sinyalinin dalga formu verilmiştir. DFT işlemi, örneklenmiş sinyalin pencere içerisine yerleşebilen sinüzoidal sinyallerle nokta çarpımına eşittir (Burada vektörler nokta nokta çarpılıp elde edilen değerler toplanmaktadır). Genel olarak Fourier Dönüşümü sürekli veya ayrık sinyaller üzerinde karmaşık veya gerçek - sanal kısımların ayrı olarak ele alındığı çarpımlarla gerçekleştirilebilir. Şekil 2.2'de her bir k değeri için hesaplanan $X[k]$ değerleri gerçek ve sanal kısımları ile gösterilmiştir.

a_k ve b_k değerleri, karmaşık referans sinyalleri ile ölçüm sinyalinin nokta çarpımının gerçek ($re(X[k])$) ve sanal ($im(X[k])$) kısımlarına denk gelmektedir. Şekil 2.2'de verilen grafikler incelendiğinde ölçüm sinyali içinde mevcut olmayan frekans bileşenlerinin arandığı k değerleri için (25 ve 75 Hz'lik sinyallere denk gelen katsayılar) a_k ve b_k değerlerinin sıfır komşuluğunda olduğu görülebilir.



Şekil 2.2. Sentetik olarak oluşturulmuş AC sinyal üzerinde DFT katsayılarının hesaplanması.

(a): $k=1$ için referans sinyal frekansı 25 Hz, (b): $k=2$ için referans sinyal frekansı 50 Hz, (c): $k=3$ için referans sinyal frekansı 75 Hz, (d): $k=4$ için referans sinyal frekansı 100 Hz, (e): $k=6$ için referans sinyal frekansı 150 Hz (f): $k=10$ için referans sinyal frekansı 250 Hz.

2.2. Hızlı Fourier Dönüşümü

Hızlı Fourier Dönüşümü (HFD, Fast Fourier Transform - FFT), Eş. 2.3'te verilen DFT

fonksiyonu ile elde edilen karmaşık katsayıları daha az işlem yükü ile hesaplamak için kullanılan en yaygın bir yöntemdir (Heideman, Johnson, ve Burrus, 1984). Temel olarak DFT matrisinin çarpanlarına ayrılmasına dayandırılan FFT algoritmaları (Duhamel ve Vetterli, 1990), DFT katsayılarını Eş. 2.3'te gösterilen bağıntıya eşdeğer olarak hesaplanması için kullanılır. Bu işlemin hesaplama yükü (N^2) çarpım yerine ($N \log(N)$) çarpıma düşürülür (Cooley ve Tukey, 1965). Özellikle yüksek örnekleme frekansı ile örneklenmiş sinyaller veya yüksek örnek sayısına sahip pencereler üzerinde bütün DFT katsayılarının hesaplanması durumunda FFT algoritması çok daha verimli çalışır. Bu sayede ilerleyen bölümlerde tartışılacak hesap yükü ve donanım kaynaklarının etkin bir şekilde kullanımı bakımından FFT, DFT'ye göre üstünlük sağlamaktadır.

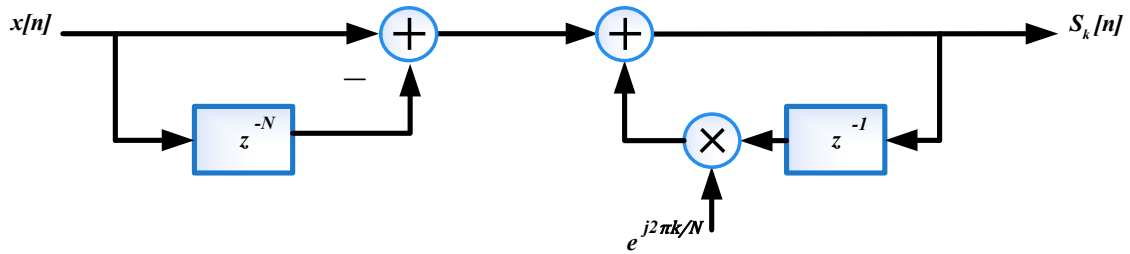
2.3. Kayan Ayrık Fourier Dönüşümü

DFT işlemi Bölüm 2.1'de detaylandırıldığı üzere vektörler üzerine uygulanır. Elektriksel sinyallerde vektör oluşturma işlemi, zaman içinde belli örnekleme frekansı ile örneklenmiş sinyalden alınan pencereler ile gerçekleştirilir. Pencereleme, gerçek zamanlı sistemler üzerinde koşturulan algoritmalarda hesaplama yükü ile başa çıkılmasına imkân sunarken; ölçüm üzerinde durağan olmayan değişimler gerçekleştiğine doğru DFT katsayılarının hesaplanması için ekstra gecikmelere sebep olmaktadır. DFT hesaplama işlemi anlık olarak örneklenen her yeni değer için yeniden gerçekleştirilebilir ancak bunun işlem maliyeti çoğu zaman karşılanamayacak derecede yüksektir. Güç sinyallerinin hızlı bir şekilde analiz edilmesinin istendiği gerçek zamanlı ölçüm sistemlerinde olası bütün harmoniklerin hesaplanmasına gerek duyulmayabilir. FFT algoritmaları olası bütün harmonikleri hesaplayacağından, senkrofazör ya da belirli harmonik derecelerindeki bileşenlerinin hesaplanması işlemleri için (hesaplama maliyeti bakımından) verimsiz olabilmektedir.

Bunun yerine Kayan Ayrık Fourier Dönüşümü (Sliding Discrete Fourier Transform - SDFT) kullanılabilir. SDFT eşitliği Eş. 6'daki gibi yazılabilir (Jacobsen ve Lyons, 2003). Bu eşitlikte zamanın n . örneği için hesaplanan DFT katsayıları, k . harmonik bileşen için $S_k[n]$ şeklinde ifade edilmiştir.

$$S_k[n] = S_k[n]e^{\frac{j2\pi k}{N}} - x[n - N] + x[n] \quad (2.6)$$

Eş. 2.6, Eş. 2.3'te genel DFT ifadesinin ardışık iki örnek üzerinde ($x[n]$, örnek için hesaplanan $S_k[n]$ ve $x[n-1]$, örnek için hesaplanan $S_k[n-1]$ aynı karmaşık çarpan (w) ile gerçekleştirilmiş modülasyonunun farkı üzerinden türetilmiştir. SDFT yöntemi Eş. 6'da gösterilen bağıntıya göre transfer fonksiyonunun bir kökü karmaşık üstel bir değer içerdiğinden marjinal kararlıdır. Alanda Programlanabilir Kapı Dizisi (Field Programmable Gate Array - FPGA) gibi veri işleme ortamlarında bu karmaşık çarpanın hassas bir şekilde ifade edilememesi kararsızlık sorunlarına sebep olabilmektedir (Orallo ve diğerleri, 2014). Yöntemin blok diyagramı Şekil 2.3'te verilmiştir (Jacobsen ve Lyons, 2003).



Şekil 2.3. SDFT blok diyagramı (Jacobsen ve Lyons, 2003).

Şekil 2.3'te verilen blok diyagramı ile hesaplanan $S_k[n]$ değerleri Eş. 2.4.a ve Eş. 2.4.b'deki şekilde kullanılabilir ve bu yöntemle istenen herhangi bir k değeri için harmonik bileşenler hesaplanabilir. Bu tez kapsamında yapılan deneylerde donanım kaynaklarının etkin bir şekilde kullanılmasını mümkün kıldığı bilinen SDFT algoritmasının belli şartlar altında oldukça iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Yönteme ilişkin test sonuçları ilerleyen bölümlerde tartışılmıştır. Yöntemin sınırlıkları ve dezavantajları da yine yapılan deneyler ile belirlenmiştir.

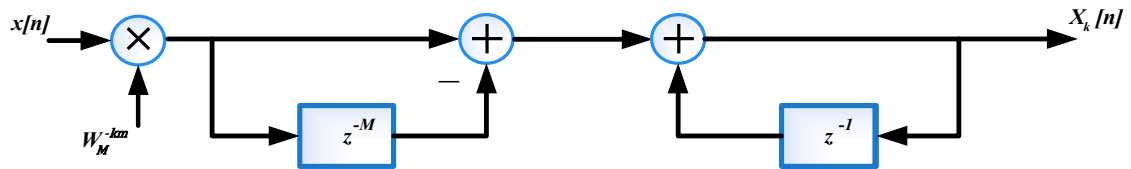
2.4. Modüle Kayan Ayrık Fourier Dönüşümü

Modüle Kayan Ayrık Fourier Dönüşümü (Modulated Sliding Discrete Fourier Transform, mSDFT), SDFT metodu gibi önceden belirlenmiş k değerleri için örnek tabanlı çalışan alternatif bir DFT hesaplama yöntemidir. Bu metot SDFT metodunun kararlılık problemini ortadan kaldırmak için önerilmiştir (Duda, 2010). Eş. 6'da verilen SDFT eşitliği, N temel periyodu genişliğinde örnek sayısı kullanarak, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ indislerinin kullanıldığı karmaşık çarpanın ardışık örnekler üzerinde işletilip farkının alınması ile elde

edilmiştir. Bu işlem sonunda elde edilen bağıntı kullanılarak yazılan transfer fonksiyonunun marjinal kararlı olduğu belirlenmiştir. Esasen DFT, zaman içinde sinyalin N periyot genişliğinde karmaşık referans sinyalleri ile modülasyonu ve hesaplanan çarpım değerlerinin toplamından ibarettir. Bu nedenle bir diğer çıkarım modülasyon ve toplam işleminin bağımsız olarak yapılması esasına dayandırılabilir. Buna göre DFT eşitliğinin karmaşık referans çarpanının zaman içinde dairesel olarak değiştiği ve DFT katsayılarının ardışık olarak hesaplandığı düşünülmüş ve $X[n]$ ve $X[n-1]$ arasındaki farktan yararlanılarak mSDFT eşitliği Eş. 2.7'deki gibi türetilmiştir (Duda, 2010).

$$X^k[n] = X^k[n-1] + W_M^{-km}(x[n] - x[n-N]) \quad (2.7)$$

Eş. 2.7'de sunulan m ve M parametreleri, karşılık geldikleri örnek ve büyüklük olarak n ve N gibi düşünülebilir ancak modülasyon işlemi zaman içinde referans sinyalinin ölçülen her bir değeri için dairesel olarak değiştiği düşünülebilir. Yöntemin blok diyagramı Şekil 2.4'te verilmiştir (Duda, 2010). Buna göre transfer fonksiyonu incelendiğinde yöntemin sadece bir reel kökünün olduğu ve kararsızlık gibi bir sorununun olmadığı görülebilir.



Şekil 2.4. mSDFT blok diyagramı (Duda, 2010).

Şekil 2.4'te verilen blok diyagramı ile hesaplanan $X^k[n]$ değerleri Eş. 2.4.a ve Eş. 2.4.b'deki şekilde kullanılabilir ve bu yöntemle istenen herhangi bir k değeri için harmonik bileşenler SDFT yönteminde olduğu gibi hesaplanabilir.

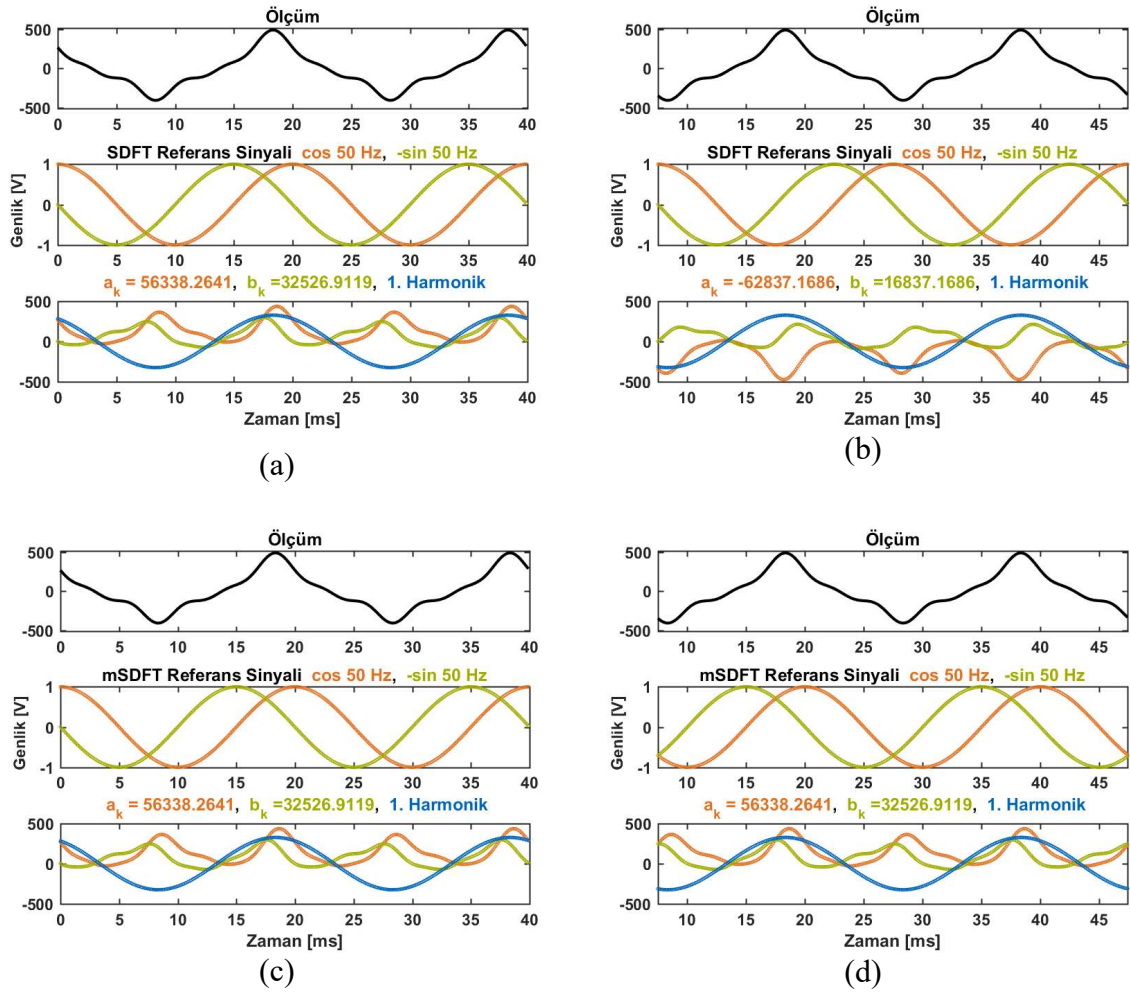
SDFT ve mSDFT yöntemlerinin blok diyagramları incelendiğinde, aynı ölçüm sinyalin farklı dereceli harmonik bileşenlerinin birlikte analiz edildiği durumlarda DFT katsayıları hesaplanırken SDFT yönteminin hesaplama yükünün daha düşük olacağı görülmektedir. Bunun sebebi SDFT yönteminin her bir harmonik derecesi için tek bir tarama filtresi (Comb Filter) gerektirirken mSDFT yöntemi her bir harmonik derecesi için yeni bir tarama filtresi gerektirmesidir (Jacobsen ve Lyons, 2003).

mSDFT tabanlı harmonik analizi yöntemi düşük hesaplama yükünden dolayı dolayı güç sistemi sinyallerinin gerçek zamanlı olarak işlenmesi için uygundur. Orallo ve diğerleri (2014) yaptıkları çalışmada güç sistemi sinyalleri üzerinde mSDFT yöntemini, uyarlanır bir frekans mekanizmasını gerçekleştirmek amacıyla, değişken örnekleme periyodu tekniği ile birlikte kullanarak FPGA donanımı üzerinde çalıştırmışlardır.

Standart mSDFT yönteminde kullanılan ve temelde modülasyon sonucunda her yeni örnek için bir periyot genişliğinde toplama işlemini gerçekleştiren filtre yapısının genelleştirilmiş Kaskat Toplayıcı - Tarama (Cascaded Integrator Comb - CIC) filtreleri (Hogenauer, 1981) ile bir araya getirilmesi ile CIC-SDFT yöntemi geliştirilmiştir (Gudovskiy ve Chu, 2017). CIC-SDFT yönteminde genelleştirilmiş CIC filtresinin tasarım parametreleri olan filtre derecesi ve çıkış oranı (algoritmanın zaman içinde sonuç üretme sıklığı), kestirim hatalarını azaltmak ve algoritmanın hesaplama yükünü düşürmek için kullanılmıştır.

Kararlılık ve işlem yükleri noktasında birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları olan bu yöntemlerin referans sinyalinin kullanımı açısından farklarını göstermek için Şekil 2.5'te MATLAB ortamında gerçekleştirilmiş bir DFT uygulama sonucu verilmiştir.

Her iki yöntem de blok diyagramlarına göre hazırlanmış fonksiyonlarının çıkışlarında seçili harmonik derecelerine ait DFT sonuçlarını verirler. Şekil 2.5.a ve Şekil 2.5.b'de SDFT yönteminin zaman içinde ürettiği katsayılar gösterilmiştir. Buna göre 40 ms uzunluğunda sinyal ölçüldükten sonra (Şekil 2.5.a) SDFT metodunun ürettiği $X^k[n]$ ($k = 2$) değerleri yakınsamış ve 1. harmonik sinyale denk gelen dalganın parametreleri belirlenmiştir. DFT analizi 40 ms'lik pencere uzunluğu üzerinde gerçekleştirildiği için zaman içinde yeni ölçülen her bir örnek, kendisinden 40 ms önceki örneğe kadar uzayan pencere alınır ve bu pencere her seferinde sabit DFT penceresi ile karşılaştırılır. Bu, zaman içinde ölçülen her yeni örnek ile ölçüm penceresinin değiştiği ancak referans sinyalinin aynı olarak kaldığı anlamına gelmektedir. Bunun sonucu olarak SDFT kullanılarak hesaplanan harmonik bileşenlerinin faz açısı, DFT penceresi uzunluğunca her örnek için periyodik olarak değişmektedir. Bu değişim faz açısının zaman içinde $[0 - 2\pi]$ aralığında değişmesine sebep olur. Şekil 2.5.a ve 5.b'de üretilen a_k ve b_k değerleri Eş. 2.4.a ve 2.4.b'de kullanıldığında genlik değerinin zaman içinde aynı kaldığı, faz açısı değerinin ise zamanla değiştiği görülebilir.



Şekil 2.5. Sentetik olarak oluşturulmuş AC sinyal üzerinde SDFT ve mSDFT uygulaması (a): $t=40$ ms gerçekleştirilen SDFT analizi (b): $t=47,4$ ms gerçekleştirilen SDFT analizi, (c): $t=40$ ms gerçekleştirilen mSDFT analizi (d): $t=47,4$ ms gerçekleştirilen mSDFT analizi.

Şekil 2.5.c ve Şekil 2.5.d'de mSDFT yönteminin zaman içinde ürettiği katsayılar gösterilmiştir. mSDFT yönteminin yakınsama süresi beklendiği gibi SDFT yöntemi ile aynıdır. Buna karşın referans sinyalleri incelendiğinde mSDFT yönteminde referans sinyalinin her yeni örnek için dairesel olarak kaydığı görülmektedir. Bu, ölçüm sinyalinin en baştan itibaren sürekli olarak kayan bir referans ile karşılaştırıldığı anlamına gelmektedir. Bu noktada DFT'nin zamanda kayma özelliği düşünülürse elde edilen DFT katsayılarının her bir örnek için bir birim kaymış olarak elde edileceği anlaşılabılır. Bu durum zaman içinde kayan sinyale rağmen sabit faz açısı elde edilmesine imkân sunar. Duda (2010) çalışmasında mSDFT katsayılarının, analizde kullanılan karmaşık çarpanın (w) eşleniği ile çarpılması önerilmektedir (SDFT ile aynı katsayıların elde edilmesi için). Birden çok sinyalin eş zamanlı olarak analiz edildiği uygulamalarda bu işleme gerek kalmaksızın faz bileşenleri

arasındaki bu farklılık avantaj haline gelmektedir. Bu yolla zaman içinde çok yüksek veri işleme hızlarında harmoniklerin senkrofazörler halinde (genlik ve faz kayması; $t=0$ anında üretilmiş 0° faz kaymalı karmaşık üstel fonksiyonlara göre) elde edilmesi mümkün olur.

Şekil 2.5.c ve 2.5.d incelendiğinde ölçüm sinyali ve analiz penceresinin zaman içinde aynı oranda kaymış olması sebebiyle aynı genlik ve faz açıları bulunmuştur. Her iki metodun gerçek zamanlı uygulama noktasında performans analizi ilerleyen bölümlerde yapılmıştır.

2.5. İnterpole Edilmiş Ayrık Fourier Dönüşümü

DFT katsayıları, pencere uzunluğunda salınabilen sinüzoidaller kullanılarak hesaplandığından, analiz edilen sinyalin frekans bileşenlerinin DFT'nin çözümleyebildiği frekanslara eşit olması önemlidir. Mevcut ölçüm sinyalin frekansındaki çok küçük dalgalanmalar dahi DFT katsayılarında spektral kaçaklar olmasına sebep olabilir (Romano, 2016). Spektral kaçakların önlenmesi için ölçüm sinyalleri zamanda interpolate edilerek sinyalin sürekli zamandaki formuna daha yakın bir formu elde edilebilir ve gerçek frekans değeri gözetilerek belirlenen pencere genişliklerinde DFT yapılması, hesaplanan DFT katsayılarındaki kaçakları azaltabilir ancak zamanda interpolasyon işlemi gerçek zamanlı uygulamalarda işlem yükünü artırmakta veya her zaman mümkün olmamaktadır. Analiz edilen sinyal ve DFT çözünürlüğünün sağladığı frekans değerlerinin eşleşmediği durumlarda *sinc* fonksiyonunun katsayılar üzerindeki izdüşümleri gözetilerek frekans uzayında katsayılara İnterpole Edilmiş Ayrık Fourier Dönüşümü (Interpolated Discrete Fourier Transform - IpDFT) uygulanabilir (Romano ve Paolone, 2016). Bu sayede yeniden örnekleme yapılmaksızın, belli kabuller altında DFT katsayıların üzerinde genlik, faz ve frekans değerleri için pencere tipine bağlı olarak düzeltme katsayıları uygulanabilir ve DFT ile çözümlenemeyecek frekans bileşenleri bu yaklaşımla hesaplanabilir (Romano ve Paolone, 2014), (Romano, 2016).

Frekans uzayındaki katsayılar ile oluşturulan düzeltme faktörlerini kullanan IpDFT yöntemi, sinyalin birden çok periyodu kullanılarak oluşturulan pencerelerinin kullanımına ihtiyaç duyar. Pencere içindeki periyot sayısı arttığında frekans uzayındaki çözünürlük ve DFT tabanlı yöntemlerin başarılı artırılabilir ancak bu yaklaşım yakınsama süresini uzatır.

2.6. Ayırık Dalgacık Dönüşümü

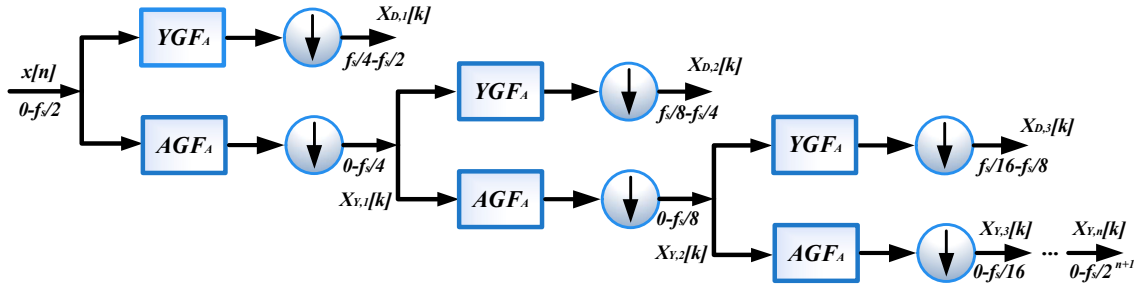
Fourier Dönüşümü, Frekans Analizi yöntemleri başlığında incelenir (Jain ve Singh, 2011). Sürekli ya da ayırık sinyaller üzerinde uygulanan Fourier Dönüşümü ile elde edilen katsayılarda sinyalin zamandaki içeriğine dair bir bilgi bulunmaz. Şekil 2 ve 5'te gerçekleştirilen DFT uygulamalarında görüldüğü üzere Fourier katsayıları sadece mevcut penceredeki frekans bileşenlerinin pencere boyunca hesaplanan değerlerine denk gelmektedir. DFT katsayıları harmonik bileşenlerin pencerenin hangi bölgesinde olduğuna ilişkin bir bilgi sunmazlar. DFT tabanlı yöntemler periyodik sinyallerin analizinde harmonik bileşenleri hesaplamakta oldukça güçlü araçlardır. Buna karşın zaman içinde değişen sinyallerin analizi söz konusu olduğunda hesaplanan harmonik bileşenler pencere boyunca mevcut değerlerin ağırlıklı ortalaması şeklinde olmaktadır. Bunun sebebi DFT işleminde analiz edilen sinyallerin referans sinyali ile modüle edilmesi sonrası gerçekleştirilen toplama işlemidir. Bu durum genişleyen pencerelerde daha da önemli bir sorun haline gelmektedir. DFT analizinde arzu edilen frekans bileşenlerinin aranması için yeterli genişlikte pencereler kullanılması esastır. Alçak frekanslı sinyallerin takibi büyük boyutlu pencereler ile mümkündür. Bu sebeple DFT tabanlı yöntemler her koşulda en iyi sonucu vermeyebilirler.

Dalgacık Dönüşümü Zaman - Frekans Analizi yöntemleri arasında sınıflandırılır (Jain ve Singh, 2011). Burada analiz edilen sinyalin frekans analizi yapılırken Fourier Dönüşümü'nde olduğu gibi tek bir katsayı hesaplanmaz. Aranan frekansta salınan bileşenlerin bilgisi mevcut frekans bandının genişliği ile orantılı olarak daha fazla katsayı ile hesaplanır. Bu durum harmonik içeriğin büyüklüğünün yanı sıra pencerenin neresinde olduğunun da belirlenmesine imkân tanır. Kullanışlı harmonik bilgileri sunmaları ve gerçek zamanlı uygulamalarda görece karşılanabilir işlem yüküne sahip oldukları için bu tezde Ayırık Dalgacık Dönüşümü (Discrete Wavelet Transform - DWT) yöntemi ele alınmıştır. DWT genellikle Zaman-Frekans çözünürlüğü sağlamak amacı ile kullanılmaktadır (Barros, Diego ve Apraiz, 2012). DWT, analiz edilen sinyalin içeriğini alçak ve yüksek frekanslı bileşenler olarak ayıran bir filtre yığını kullanılarak gerçekleştirilir (Mallat, 1989). Alçak ve yüksek frekanslı filtreler ile filtrelenen sinyallerin aşağı örneklenmesi ile yaklaşım ve detay katsayıları elde edilmektedir. Yaklaşım katsayıları sinyalin alçak frekanslı bileşenlerini temsil ederken detay katsayıları yüksek frekanslı bileşenleri temsil eder. Güç sistemlerinin temel bileşenlerinin elde edildiği DWT uygulamalarında DWT katsayılarının doğrudan kullanımı ile güç ve RMS hesaplamalarının yapıldığı uygulamalar mevcuttur (Hamid,

Kawasaki, ve Mardiana, 2002), (Yoon ve Devaney, 1998). DWT analizinde filtre yığınları yaklaşım katsayıları üzerinden ilerletilir. Bu sayede alçak frekanslı sinyaller her katmanda daha da dar bantlara sıkıştırılmış olurlar. Bu durum, DWT katsayılarının eşit olmayan frekans aralıklarını temsil etmesine sebep olur. DWT blok diyagramı Şekil 2.6'da verilmiştir.

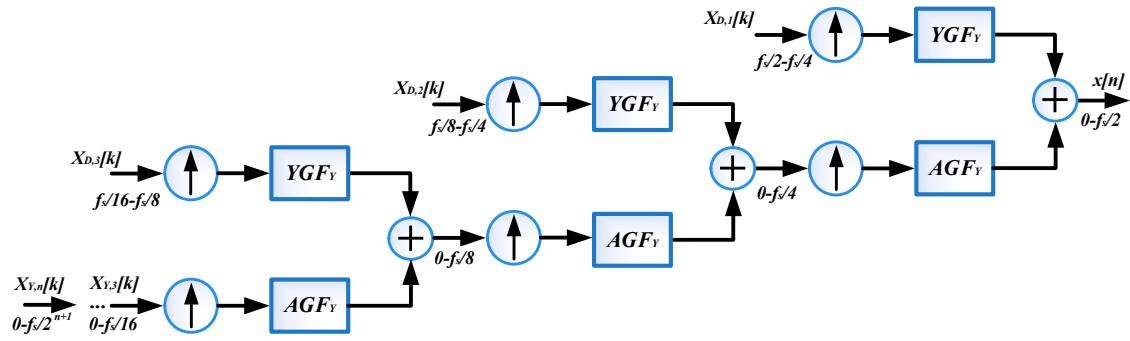
Şekil 2.6'da görüleceği üzere ayrık $x[n]$ sinyali f_s örnekleme sinyali ile örneklenmiş ve filtre yığına tabi tutulmuştur. $x[n]$ sinyali birinci katmanda Yüksek Geçiren Ayırıştırma Filtresinden (YGF_A) ve Alçak Geçiren Ayırıştırma Filtresinden (AGF_A) geçirilerek birinci katmandaki detay ($X_{D,1}[k]$) ve yaklaşım ($X_{Y,1}[k]$) katsayıları elde edilmiştir. Bu katsayılar giriş sinyalinin $(0 - \frac{f_s}{2})$ aralığında bulunan gözlemlenebilir frekans içeriğini yüksek ve alçak frekanslı kısımlar olarak yarı yarıya paylaşmıştır.

Birinci katmandan sonra aynı işlem yaklaşım katsayıları üzerinden ilerletilir ve her katmanda yaklaşım katsayıları daha da dar bantlara sıkıştırılır. Şekil 2.6'da ilk 3 katmanı açıkça verilen DWT bu şekilde pencere uzunluğu gözetilerek istenen n katman sayısı kadar ilerletilebilir.



Şekil 2.6. DWT'nin filtre yığınları kullanılarak gerçekleştirilmesi.

DWT ile ayrıştırılan sinyaller, uygun dalgacıklar (*filtreler*) kullanılarak Şekil 2.7'de gösterilen şema blok diyagramı ile yeniden oluşturulabilir. DWT için kullanılan ayrıştırma ve yeniden oluşturma filtre katsayıları (AGF_A , YGF_A , AGF_Y , YGF_Y) kendi içlerinde bir simetri taşır. Bu yapı Dördün Ayna Filtresi (Quadrature Mirror Filter - QMF) şeklinde isimlendirilir (Mallat, 1989).



Şekil 2.7. Ters DWT'nin filtre yığınları kullanılarak gerçekleştirilmesi.

Şekil 2.6'da görülen ilk 3 katman incelendiğinde yaklaşım ve detay katsayılarının $x[n]$ sinyalinin $(0 - \frac{f_s}{16})$, $(\frac{f_s}{16} - \frac{f_s}{8})$, $(\frac{f_s}{8} - \frac{f_s}{4})$, $(\frac{f_s}{4} - \frac{f_s}{2})$, frekans bantlarındaki bileşenlerini temsil ettiği görülebilir. Bu aralıklar düzgün bir dağılım sunmadığı için detay katsayılarının da ayrıştırıldığı filtre yığını yapısı kullanılabilir. Bu şekilde gerçekleştirilen dönüşüm ise Ayrık Dalgacık Paket Dönüşümü (Discrete Wavelet Packet Transform - DWPT) olarak isimlendirilir (Barros ve Diego, 2008).

2.7. İkinci Derece Genelleştirilmiş İntegratörler

Güç sistemlerinde harmonik analizi uygulamaları DFT ya da DWT tabanlı yöntemlerle sınırlandırılmaz. Özellikle eviricilerin dâhil olduğu güç sistemlerinde şebeke senkronizasyonu sağlamak amacıyla güç sinyallerinin faz açısı gibi temel bileşenlerine ait parametrelerin belirlenmesi önemlidir (Rodriguez, Luna, Etxeberria, Hermoso ve Teodorescu, 2009). İkinci Derece Genelleştirilmiş İntegratörler (Second Order Generalized Integrators - SOGI) güç sistemlerinde harmonik ve temel bileşenlerin ve şebeke için tanımlanmış durumların belirlenmesi amacıyla farklı şemalar ile kullanılmışlardır (Yi, Wang, Blaabjerg ve Zh, 2017), (Rodriguez ve diğerleri, 2009), (Hackl ve Landerer, 2020). Frekansa Kilitli Döngüler (Frequency Locked Loop - FLL) ile güçlendirilen SOGI yaklaşımı ile oluşturulmuş paralel çalıştırılan bloklar ile gerçekleştirilen ayrıştırma yöntemi, Çoklu İkinci Derece Genelleştirilmiş İntegratörler (Multiple Second Order Generalized Integrators - MSOGI) yaklaşımı olarak isimlendirilmiş ve güç sinyallerinin temel bileşen ve harmoniklerini anlık olarak hesaplayan bir yöntem sunulmuştur (Rodriguez ve diğerleri, 2009).

Bu yaklaşıma kıyasla transfer fonksiyonunun kazanç değerini modifiye etmek amacıyla kutup yerleştirme yöntemini kullanarak daha hızlı yakınsama sağlayan bir yaklaşım (Hackl ve Landerer, 2020) tarafından sunulmuş ve yöntem Modifiye Edilmiş İkinci Derece Genelleştirilmiş İntegratörler (Modified Second Order Generalized Integrators, mSOGI) olarak isimlendirilmiştir. mSOGI yöntemi MSOGI'ye nazaran daha yüksek işlem yüküne sahip olduğundan bu tez kapsamında standart SOGI bloklarının çoklu bir şekilde kullanılması ile gerçekleştirilen MSOGI yaklaşımı ile gerçek zamanlı olarak uygulanmış ve önerilen yöntem ile karşılaştırılmıştır.

SOGI tabanlı çalışan uygulamalar (Rodriguez ve diğerleri 2009) - (Hackl ve Landerer, 2020) harmonik analizi için kullanıldıklarında, sinyalin detaylı bir şekilde modellenmesine ihtiyaç duyarlar. Her bir iterasyonda sinyalin anlık temel ve harmonik kestiriminin giriş sinyalinden çıkarılması gerekmektedir. SOGI tabanlı yöntemlerde beklenmedik frekans bileşenleri yapılan hesaplamaların hatalı olmasına sebep olmaktadır. Bu sebeple olası tüm harmoniklerin modelleme sırasında hesaba katılması gerekmektedir. DFT yönteminde olduğu gibi olası tüm harmonik bileşenlerin hesaplanması ise hesaplama yükünü oldukça artırmakta ve gerçek zamanlı uygulamalarda (*çok sayıda ölçümün anlık olarak analiz edilmesi gerektiğinde*) başa çıkılamayacak hesaplama yüküne sebep olmaktadır.

MSOGI (Rodriguez ve diğerleri, 2009) algoritmasına ilişkin uygulama sonuçları ilerleyen bölümlerde bu tezde önerilen yüksek veri işleme frekansları için optimize edilmiş modülasyon tabanlı algoritma ile karşılaştırılacaktır.

2.8. Kalman Filtresi

Kalman filtresi, güç sinyallerinin harmoniklerini analiz etmek amacıyla çeşitli formlarda kullanılmıştır (Will ve Cardoso, 2012), (Ray ve Subudhi, 2012). Kalman filtresi temelde diğer metotlarda olduğu gibi sinyalleri sinüs ve kosinüs sinyallerinden oluşan bileşenlerin toplamı şeklinde modeller. Bu modeller sinyaller üzerinde örnek tabanlı olarak çalışır ve yapılan çalışmalarda DFT tabanlı yöntemlerle yarışabilecek sonuçlar elde edildiği belirlenmiştir. Özellikle durağan olmayan sinyallerin mevcut olduğu sistemlerde iyi sonuçlar verdiği saptanan Kalman filtresi tabanlı yöntemler SOGI tabanlı yöntemlerde olduğu gibi sinyallerin bütünüyle modellenmesine ihtiyaç duyarlar. Bu durum gerçek zamanlı

sistemlerde durum olarak tanımlanan bileşenlerin hesaplanmasını artan işlem yükü sebebiyle zorlaştırır.

Bu tezde yapılan deneylerde, çok sayıda sinyalin eş zamanlı olarak ayrıştırılmasının gerektiği şebeke monitörizasyonu gibi uygulamalarda işlem yükleri sebebiyle Kalman filtrelerinin kullanılması mümkün değildir. Ayrıca SOGI tabanlı yöntemlerde olduğu gibi çevrimiçi veri işleme sırasında matematiksel modele tanıtılmamış, beklenmedik harmonik bileşenler kestirimlerin tamamıyla hatalı olduğunu göstermiştir.

Güç sistemi sinyallerinin harmonik analizi için kullanılan yöntemler genel hatları ile yukarıdaki gibi açıklanabilir. DWT hariç incelenen bütün harmonik analizi yöntemleri, harmonikleri birbirine dik iki referans sinyalinin toplamı (kosinüs ve sinüs sinyalleri) şeklinde hesaplamaktadır. Temel trigonometrik özdeşliklerden varılabilecek bu nokta, en genel anlamda modülasyon işlemi ile gerçekleştirilebilmekte ve bu işlem Bölüm 3'te detaylıca ele alınmaktadır. Özetlenen her bir metodun uygulamada değişen hesaplama yükleri ve sinyal koşullandırma gereksinimleri vardır. Bunların yanı sıra yöntemlerin sınırlıkları mevcuttur. Bu tez kapsamında özellikle DWT tabanlı çözümlerin performansının genlik modülasyonu ile artırılması önerilmektedir. Bu nedenle genlik modülasyonu ve DWT'nin birlikte kullanıldığı hibrit bir metod tanıtılmaktadır. Ayrıca çok yüksek veri işleme hızlarında çalışabilen modülasyon tabanlı harmonik analizi yöntemleri irdelenmiş ve genlik modülasyonuna dayalı, frekans sapmalarından kaynaklı hataları en aza indirmeyi amaçlayan mSDFT benzeri bir algoritma detaylandırılmıştır.

3. TEZ KAPSAMINDA HARMONİK VE ARAHARMONİK ANALİZİ İÇİN KULLANIMI ÖNERİLEN METOTLAR

Bölüm 2’de harmonik analizi için yaygın olarak kullanılan yöntemler ele alınmıştır. Bu bölümde harmonik ve araharmonik analizi için durağan olmayan koşullarda geleneksel yöntemlere göre daha iyi sonuç veren, karmaşık üstel modülasyona dayalı iki yaklaşım tanıtılacaktır. Fourier Dönüşümü tabanlı yöntemlere de temel oluşturan karmaşık üstel modülasyon işlemi, sinyalin frekans bileşenlerini spektrum boyunca kaydırmak amaçlı kullanılmakta ve harmonik bileşenlerin daha kolay bir şekilde elde edilmesine yardımcı olmaktadır.

Harmonik analizi için ölçüm sinyalinin temel periyodu genişliğinde sinyalin değerlendirilmesi yeterli olsa da, araharmoniklerin analizi için daha geniş pencerelerin değerlendirilmesi gerekmektedir. Durağan olmayan sinyallerin analizinde zaman veya frekans uzayında interpolasyona ihtiyaç duyulmaksızın en iyi sonuçları vermek amacıyla harmonik analizi yönteminde kullanılan kayan ortalama filtrelerinin genişliğinin zaman içinde değiştirilebilmesini sağlayan bir yaklaşım önerilmiştir. Ayrıca karmaşık üstel modülasyonun pencere genişliği ile çözümlenebilen frekans bileşenlerinden bağımsız olarak gerçek frekans değerleri ile yürütülmesi sağlanmış ve performans analizi gerçekleştirilmiştir.

Araharmonik analizi gerçekleştirilirken kullanılan geniş pencereler, DFT tabanlı yöntemlerin durağan olmayan koşullarda tek başına kullanımını yetersiz kılmaktadır. Bunu sebebi DFT katsayılarının pencere boyunca tek bir değer (*ortalama bir değer*) halinde elde edilmiş olmasıdır. Bu durumun üstesinden gelmek amacıyla standartlarca harmonik altgrup yaklaşımı ile harmoniklerin komşuluğundaki araharmonik bileşenlerin hesaba katıldığı altgrup hesabı, DFT tabanlı çözümlerin performansını artırmak amacıyla önerilmiştir (IEC 61000-4-7, 2002).

Bu bölümde ayrıca araharmoniklerin analizi için gerekli geniş pencerelerin kullanıldığı durumlarda durağan olmayan sinyallerin analizinde geleneksel yöntemlere göre daha iyi performans sunan DWT tabanlı yöntemlerin spektral kaçaklarını ve ideal olmayan filtre yapılarının üstesinden gelmek amacıyla hibrit bir yöntem tanıtılacaktır. Yöntem aranan frekans bileşenlerinin hesaplanması için DWT işleminden önce karmaşık üstel genlik modülasyonu kullanılmasını ve bu sayede her zaman en iyi performansı sunan DWT’nin

yaklaşım katsayılarından en üst düzeyde yararlanılmasını mümkün kılmaktadır.

3.1. Karmaşık Üstel Genlik Modülasyonunun Harmonik İçerik Üzerindeki Etkisi

Eş. 2.2’de verilen $x[n]$ sinyalinin sadece harmonik bileşenlerden oluştuğu düşünüldüğünde bu sinyal Eş. 3.1’deki gibi yazılabilir.

$$x[n] = \sum_{i=1}^k A_i \cos \left[\frac{2\pi f_i n}{f_s} + \theta_i \right] \quad (3.1)$$

Eş. 3.1’deki gibi oluşturulmuş bir sinyalin farklı frekanslarda salınan bileşenleri sinyalin temel periyodu boyunca birbirine diktir (ortogonal). Bu sebeple sinyalin farklı frekanslarda salınan bileşenlerinin DFT benzeri metotlar ile ayrıştırılması mümkündür (Ahmed ve Rao, 1975). Bunun yanı sıra belirli bir faz açısına sahip sinüzoidal sinyaller de trigonometrik özdeşlikler kullanılarak yine birbirine ortogonal olan sinüs ve kosinüslerin toplamı şeklinde yazılabilir. $x[n]$ sinyalinin tek bir frekans bileşenine (f_1) sahip olduğu düşünülürse sinyal Eş. 3.2’deki gibi yazılır.

$$x[n] = A_1 \cos \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} + \theta_1 \right] = A_1 \cos \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} \right] \cos(\theta_1) - A_1 \sin \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} \right] \sin(\theta_1) \quad (3.2)$$

Güç sinyallerinin harmonik analizinde amaç A_1 ve θ_1 parametrelerini hesaplamaktır. Eş. 3.2 incelendiğinde $x[n]$ ’nin bütün θ_1 değerleri için zaman içinde sabit katsayılı kosinüs ve sinüs sinyallerinin toplamından ibaret olduğu görülür. Buna göre bu sabit katsayıların ($A_1 \cos(\theta_1)$ ve $-A_1 \sin(\theta_1)$) bilinmesi durumunda sinyalin karakterize edilebileceği görülebilir. Sinüzoidallerin gerçek kosinüs ve sinüs sinyalleri ya da karmaşık üstel fonksiyonlar ile genlik modülasyonuna tabii tutulması bu amaçla gerçekleştirilir. Eş. 3.2’deki sinyalin kosinüs ve sinüs sinyalleri ile ayrı ayrı modülasyonu, sinyalin kosinüs ve sinüs kısımlarının frekans içeriğinin bağımsız olarak spektrum içerisinde kaymasına sebep olur. Bu modülasyon işlemi aynı frekansta salınan sinüs ve kosinüs sinyalleri ile ayrı ayrı yapılarak gerçekleştirilebileceği gibi karmaşık üstel gösterim de kullanılabilir. Kosinüs ve sinüs sinyalleri kullanılarak gerçekleştirilen ve sinyalin eş fazlı ve dik bileşenleri olarak isimlendirilen bileşenlerinin arandığı yöntem en genel anlamda Dördün Genlik Modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation - QAM) olarak isimlendirilir (Haykin, 2001), (Kibar, 2019). Bu tez çalışmasında modülasyon işlemi genel olarak karmaşık üsteller

kullanılarak gerçekleştirilecektir. Bu gösterim, temelde karmaşık üstel referans sinyali ile çarpım ve çarpım değerlerinin toplamı şeklinde iki temel işlemden oluşan DFT’de de gerçekleştirilmektedir. Euler bağıntısı kullanılarak Eş. 3.2’deki reel sinyal Eş. 3.3’teki gibi karmaşık formda ifade edilebilir.

$$x[n] = A_1 \cos \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} + \theta_1 \right] = \frac{A_1}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} + \theta_1 \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} + \theta_1 \right]} \right) \quad (3.3)$$

Eş. 3.3’te görülen sinyalin f_1 ve $-f_1$ frekanslarında salınan $\frac{A_1}{2}$ genlikli ve sırasıyla θ_1 ve $-\theta_1$ faz açılı bileşenleri vardır ($x[n] = \frac{A_1}{2} \cos \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} + \theta_1 \right] + \frac{A_1}{2} \cos \left[\frac{-2\pi f_1 n}{f_s} - \theta_1 \right]$). Görüldüğü üzere bu sinyali karakterize etmek için f_1 ile salınan bileşenin genlik ve faz açısı yeterli olmaktadır. Karmaşık üstel genlik modülasyonu sinyalin frekansını f_m belirlendiğinde gerçekleştirilen frekans modülasyonunun etkisi Eş. 3.4.a, 3.4.b ve 3.4.c’deki gibi yazılır.

$$m[n] = \cos \left[\frac{2\pi f_m n}{f_s} \right] - j \sin \left[\frac{2\pi f_m n}{f_s} \right] = e^{-j \left[\frac{2\pi f_m n}{f_s} \right]} \quad (3.4.a)$$

$$x_m[n] = x[n]m[n] = A_1 \left(\frac{e^{j \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} + \theta_1 \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} + \theta_1 \right]}}{2} \right) e^{-j \left[\frac{2\pi f_m n}{f_s} \right]} \quad (3.4.b)$$

$$x_m[n] = \frac{A_1}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi (f_1 - f_m) n}{f_s} + \theta_1 \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi (f_1 + f_m) n}{f_s} + \theta_1 \right]} \right) \quad (3.4.c)$$

Buradan karmaşık üstel sinyal ile modülasyonun sinyalin frekans içeriğini değiştirdiği ancak genlik ve faz açısı bilgilerini koruduğu görülebilir. Haberleşme sistemlerinde veri aktarımı için kullanılan bu özellik güç sinyali analizi açısından da pek çok avantajı bünyesinde barındırır. Modülasyon için kullanılan f_m değerinin sinyalin temel frekansı olan f_1 değerine eşit olması durumunda $x_m[n]$ sinyali Eş. 3.5’teki gibi yazılır.

$$x_m[n] = \frac{A_1}{2} \left(e^{j \theta_1} + e^{-j \left[\frac{2\pi (2f_1) n}{f_s} + \theta_1 \right]} \right) \quad (3.5)$$

Eş. 3.5’te $x_m[n]$ sinyalinin zamanla sabit ve $2f_1$ ile salınan sinüzoidal sinyallerin toplamına dönüştüğü görülür. $x_m[n]$ sinyali, Fourier Dönüşümü’nde olduğu gibi bir periyot boyunca integre edilirse, işlem sonucunun $\frac{A_1}{2} e^{j \theta_1}$ olacağı görülür. Bu karmaşık ifade f_1 frekansında salınan $x[n]$ sinyalinin genlik ve faz değerlerini içinde barındırır ve bu sabit sayının

modülasyon işaretinin reel ve sanal kısımları, modülasyon işaretinin reel ve sanal kısmı ile çarpılarak sinyal yeniden elde edilebilir.

$x_m[n]$ sinyalinin referans sinyalleri oluşturan osilatörler ve alçak geçiren filtreler kullanılarak gerçekleştirilen uygulamaları QAM tabanlı harmonik analizi yöntemleri (Kibar, 2019) ya da Coulon Osilatörü (Tnani, Mazaudier, Berthon ve Diop, 1994) uygulamaları olarak isimlendirilmiştir. Ayrıca karmaşık üstellerin reel sinyallerle çarpımı işlemi frekansta kaydırma işlemi olarak bilinmektedir (Oppenheim, Willsky ve Nawab, 1997). Yine bu yolla yapılan karmaşık üstel modülasyon ve ağırlıklandırılmış kayan ortalama filtrelerinin kullanıldığı, modülasyon işlemine dayanan bir başka yaklaşım, frekans kaydırma ve filtreleme yöntemi olarak isimlendirilmiştir (Shuai, Zhang , Tang, Teng ve Wen, 2019). Alçak geçiren filtreler, bu yaklaşımda modülasyon işlemi sonrası spektrum boyunca modülasyon sinyaline bağlı olarak kayan $x_m[n]$ sinyalinin sinüzoidal bileşenlerini süzmek ve sıfır eksenine kaydırılmış frekans bandındaki sinyal bilgilerini elde etmek amaçlı kullanılmaktadır.

Bu tez kapsamında yapılan deneylerle, karmaşık üstel genlik modülasyonu işleminin uygun filtre yapıları yardımıyla yüksek performanslı ölçüm algoritmaları geliştirilmesine imkân tanıdığı saptanmıştır. Modülasyon işleminin, sinyalin frekans bileşenlerini birbirinden bağımsız olarak ele alması, çevrimiçi uygulamalarda yalnızca istenen frekans bileşenlerinin incelenmesini sağlar. Bu, hesaplama ve işlem yükünün düşük seviyelerde tutulmasına izin verir.

Önerilen harmonik analizi yöntemi örnek tabanlı olarak tek bir periyot üzerinde yakınsama gösterecek şekilde optimize edildiği ve DFT tabanlı çözümlere yakınsadığı için Frekans Analizi yaklaşımları arasında değerlendirilebilir. Araharmoniklerin analizi için önerilen ve pencereler üzerinde çalışan yöntem ise işleminden dolayı Zaman - Frekans Analizi başlığında değerlendirilebilir.

3.2. Önerilen Frekans Analizi Tabanlı Harmonik Analizi Yöntemi

Bu bölümde 3.1’de detaylandırılan karmaşık üstel modülasyona ve hesaplama yükü düşük kayan ortalama filtrelerine dayalı, mSDFT benzeri bir teknik ele alınmaktadır. Önerilen yöntem, zaman içinde kayan sinyal üzerinde örnek tabanlı işlemler yapılmasını ve

modülasyonda gerçek frekans değerinin kullanılmasını gerektirmektedir. Yöntemin işleyişini açıklamak için Eş. 3.1'deki gibi ifade edilmiş bir güç sinyali ele alınabilir. Farklı sinüzoidal sinyallerin toplamı ile oluşturulmuş $x[n]$ sinyalinin her bir frekans bileşeni, ilgili frekansta salınan karmaşık üstel $m[n]$ sinyali (Eş. 3.6.a) ile zaman içinde örnek bazı olarak modüle edildiğinde modüle edilmiş $x_m[n]$ sinyalin frekans içeriği Eş. 3.6.c'deki gibi elde edilir.

$$m[n] = e^{-j\left[\frac{2\pi f_m n}{f_s}\right]} = \cos\left[\frac{2\pi f_m n}{f_s}\right] - j\sin\left[\frac{2\pi f_m n}{f_s}\right], m \in [1, k] \quad (3.6.a)$$

$$x_m[n] = e^{-j\left[\frac{2\pi f_m n}{f_s}\right]} \left(\sum_{i=1}^k \frac{A_i}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi f_i n}{f_s} + \theta_i\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi f_i n}{f_s} + \theta_i\right]} \right) \right) \quad (3.6.b)$$

$$x_m[n] = \frac{A_m}{2} e^{j[\theta_m]} + \frac{A_m}{2} e^{-j\left[\frac{2\pi(2f_m)n}{f_s} + \theta_m\right]} + \dots$$

$$\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^k \frac{A_i}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(f_i - f_m)n}{f_s} + \theta_i\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(f_i + f_m)n}{f_s} + \theta_i\right]} \right) \quad (3.6.c)$$

Eş. 3.6.c'deki sinyal, zaman eksenini boyunca sabit bir karmaşık sinyal ve sinüzoidal bileşenlerin toplamı haline gelmektedir. Sinyalin zamanla değişmeyen kısmı, ilgili frekansta salınan bileşenlerin bilgisini içermektedir. $x_m[n]$ sinyalinin N temel periyot uzunluğunda örnekleri kullanılarak ortalaması hesaplandığında aranan frekans bileşeninin bilgisi Eş. 3.7'deki gibi elde edilir. N temel periyodu, örnekleme frekansının $x[n]$ sinyalinin genel periyoduna (f_{genel}) oranı ile hesaplanır ($N = \frac{f_s}{f_{genel}}$). Genel frekans, $x[n]$ sinyalini oluşturan frekans bileşenlerinin En Büyük Ortak Bölen'ine (EBOB) eşittir (Roberts, 2004). Sinyalin sadece temel bileşenin tam katı frekanslarda harmoniklerden oluştuğu düşünülürse genel frekans temel frekans bileşenine eşit olmaktadır ($f_{genel} = EBOB(f_1, f_2, f_3 \dots f_k) = EBOB(f_1, 2f_1, 3f_1 \dots kf_1) = f_1$). Ortalama hesabı, zaman içinde her bir n değeri için kayan ortalama filtresi ile gerçekleştirilebilir. f_m frekansında salınan sinyalin genlik ve faz bilgisi Eş. 3.7.b ve Eş. 3.7.c'deki gibi hesaplanır. Eş. 3.7.c'de $\arctan2$ fonksiyonunun kullanım sebebi, Kartezyen koordinat sistemi üzerinde kosinüs ve sinüs kısımlarının işaretlerine bağlı olarak faz açısının doğru bir şekilde hesaplanmasını sağlamaktır. $\arctan$ fonksiyonu sanal ve gerçek kısımların oranını parametre olarak alıp $0 - 90^\circ$ arasında bir faz açısı üretirken $\arctan2$ fonksiyonu her iki kısmın işaretine bağlı olarak $0 - 360^\circ$ arasında faz açısını doğru bir şekilde hesaplamak için kullanılır.

$$X_m[n] = \frac{1}{N} \sum_{i=n-N+1}^n x_m[i] = \frac{A_m}{2} e^{j[\theta_m]} \quad (3.7.a)$$

$$|X_m[n]| = 2 \times \sqrt{re(X_m[n])^2 + im(X_m[n])^2} = A_m \quad (3.7.b)$$

$$Arg(X_m[n]) = \arctan2(im(X_m[n]), re(X_m[n])) = \theta_m \quad (3.7.c)$$

Eş. 3.7.a incelendiğinde hesaplanan ortalama değerleri ardışık n değerleri için N genişliğindeki örneklere dâhil olan ve bu örneklerden ayrılan değerler ile değiştiği görülür. Buna göre ardışık iki örnek için hesaplanan X_m değerleri arasındaki fark hesaplandığında X_m farka bağlı olarak Eş. 3.8.d'deki gibi hesaplanır.

$$X_m[n-1] = \frac{1}{N} \sum_{i=n-N}^{n-1} x_m[i] = \frac{A_m}{2} e^{j[\theta_m]} \quad (3.8.a)$$

$$X_m[n] - X_m[n-1] = \frac{1}{N} (\sum_{i=n-N+1}^n x_m[i] - \sum_{i=n-N}^{n-1} x_m[i]) \quad (3.8.b)$$

$$X_m[n] - X_m[n-1] = \frac{1}{N} (x_m[n] - x_m[n-N]) \quad (3.8.c)$$

$$X_m[n] = X_m[n-1] + \frac{1}{N} (x_m[n] - x_m[n-N]) \quad (3.8.d)$$

$X_m[n]$ hesabında gerçekleştirilen işlem sayısını ve dolayısıyla hesaplama yükünü düşürmek için yapılan bu işlem sonucunda transfer fonksiyonu incelendiğinde Sonlu Dürtü Yanıtı (Finite Impulse Response - FIR) Kayan Ortalama Filtresinin (Moving Average Filter - MAF), CIC Kayan Ortalama Filtresine dönüştüğü görülmektedir (Lyons, 2004). Burada kayan ortalama hesaplamak amacıyla basit bir formu kullanılan CIC filtreler, farklı ölçekleme katsayıları kullanılarak Çoklu Çözünürlüklü Sinyal Analizi'nde kullanılmaktadır (Hogenauer, 1981). CIC kayan ortalama filtrelerinin hesaplama yükünü ciddi ölçüde azalttığı ve çok sayıda sinyalin eş zamanlı olarak analiz edilmesine imkân sağladığı benzetimlerle doğrulanmıştır. Bu yöntem, örnek tabanlı olarak frekans dalgalanmalarının olmadığı sinyaller üzerinde çalıştırıldığında, her bir f_m değeri için üretilen referans sinyal zaman içinde durağan ve periyodik olarak değişeceğinden, üretilen referans sinyali mSDFT (Duda, 2010) hesaplanmasında kullanılan modülasyon işaretine eşit olmakta ve yapılan işlem de mSDFT işlemine denk olmaktadır.

Bu yöntemle gerçekleştirilecek harmonik analizi, Eş. 3.8.c'deki haliyle geri beslemeli ortalama hesabı sebebiyle frekans dalgalanmaları durumunda zayıf bir performans sunabilmektedir. Zamanda veya frekans uzayında hesaplama yükünü artıracak interpolasyon tabanlı yöntemler kullanmak yerine, yöntemi frekans değişimlerine karşı adaptif bir forma

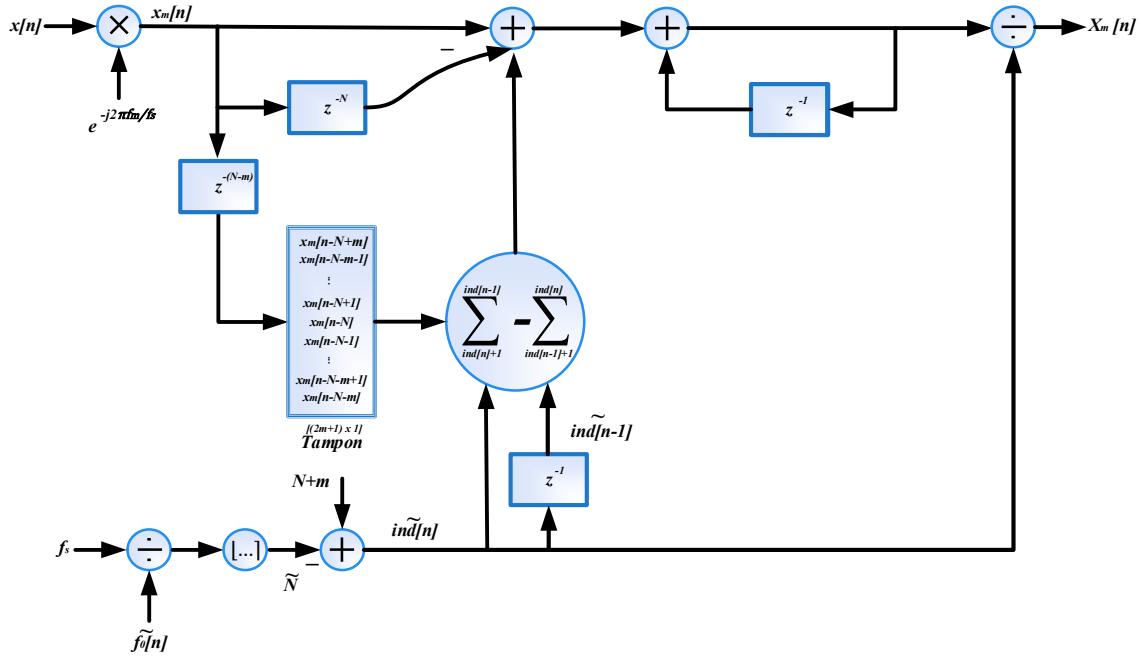
zamanla $2m$ örneği örtüşecek şekilde $2m+1$ elemanlı bir tampon dizisi oluşturulmalıdır. Sistemde görülebilecek minimum temel frekans dikkate alınarak belirlenecek $N+m$ ve nominal frekans kullanılarak belirlenen N değerleri tampon vektöründe hesaba katılacak indislerin belirlenmesinde etkili olacaktır. Anlık frekans değerine bağlı hesaplanan $\tilde{N}$ değerleri, en yakın doğal sayıya yuvarlanarak sinyalin genel periyodu örnekleme frekansı ile çözümlenebilecek şekilde seçilmelidir.

Şekil 3.2’de önerilen $X_m[n]$ hesaplama yöntemi gösterilmektedir. Karmaşık $X_m[n]$ her bir n değeri için Eş. 3.7.b ve Eş. 3.7.c’deki işlemlere tabii tutulursa, aranan frekans bileşenlerinin genlik ve faz açıları doğru bir şekilde hesaplanır. Bu yöntemin standart mSDFT yöntemine göre en büyük avantajı, harici olarak hesaplanan frekans değerlerini kullanarak sabit N değerlerinde çalıştırılan mSDFT algoritmasına göre daha doğru hesaplamalar yapabilmesidir. Zaman içinde frekans değişimlerinin görüldüğü durumlarda Eş. 3.8.c’de verilen ifade ile hesaplanacak $X_m[n]$ değerlerinde görülecek hatayı ortadan kaldırmak üzere Eş. 3.9 kullanılmalıdır.

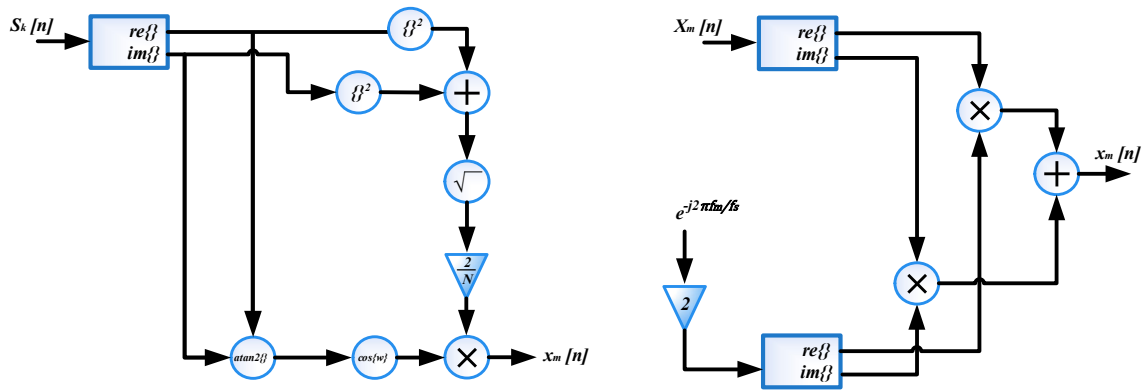
$$X_m[n] = X_m[n-1] + \frac{1}{N[n]} (x_m[n] - x_m[n-N] + \sum_{ind[n]+1}^{ind[n-1]} \text{tamp}(i) - \sum_{ind[n-1]}^{ind[n]} \text{tamp}(i)) \quad (3.9)$$

Modülasyon tabanlı bu yöntemin bir diğer avantajı ise zaman eksenini boyunca sinyal oluşturmak için ekstra trigonometrik işlemlere ihtiyaç duyulmamasıdır. $X_m[n]$ sinyalinin gerçek ve sanal kısımları, modülasyonda kullanılan sinyalin gerçek ve sanal kısımları ile demodüle edilip hesaplanan sinyaller toplandığında aranan frekans bileşeni ($x_m[n]$) her bir n değeri için hesaplanabilir. SDFT ile hesaplanan ($S_k[n]$) katsayılar ve önerilen yöntem veya mSDFT ile hesaplanan ($X_m[n]$) katsayılar kullanılarak harmonik bileşenlere ait dalga formları Şekil 3.3’teki gibi hesaplanabilir.

Anlık frekans kestirim değerleri ve örnekleme frekansına bağlı olarak hesaplanan N değerlerinin tam sayı olmaması durumunda kayan ortalama filtresinin çıkışında hesaplanan $X_m[n]$ değerlerinde spektral kaçaklar oluşmaktadır. Bu durum uygulamada düşük örnekleme frekanslarında işlenen sinyallerde genlik ve faz değerlerinin mükemmel bir şekilde hesaplanmasına engel olur.



Şekil 3.2. Önerilen frekans analizi yönteminin blok diyagramı (modülasyon ve kayan ortalama).



Şekil 3.3. Frekans katsayılarından dalga formu hesaplanması (dalga formu üretme).

Şekil 3.4’de $x[n]$ ve $x_m[n]$ durağan sinyallerinin frekans içeriği gösterilmiştir. $f_s = 10 \text{ kHz}$ ile örneklenen $f = 50 \text{ Hz}$ temel frekanslı bir güç sinyalinin harmonik bileşenleri $i = 1, 2, 3 \dots k$ değerleri için $i \times f$ ve $-i \times f$ ’de salınan kosinüs sinyalleri ile ifade edilir. Herhangi bir frekans dalgalanmasının olmadığı durumda N temel periyot genişliği, (f_s/f) 200 örnek olacak ve $x_m[n]$ sinyalinin ortalaması hesaplandığında spektrum boyunca her bir frekans ile salınan sinyaller bir tam periyot boyunca ortalama işlemine tabii tutulduğundan $X_m[n]$ değerleri orijine kaydırılan değere eşit olacaktır. Bu yolla sinyalin frekans içeriği kayıpsız olarak hesaplanabilmektedir.

Sinyalin temel frekansında meydana gelen ε büyüklüğünde sapma, temel bileşenin ve harmoniklerin bilgisinin frekans eksenini boyunca harmonik derecesine bağlı olarak değişen oranlarda kaymasına sebep olur. Böylesi sapmalarda $x_m[n]$ N temel periyot boyunca ortalama işlemi doğru hesaplanmayabilir. Ayırık sinyallerin temel periyotları tam sayılar ile ifade edilmek zorunda olduğundan, 200 örneğin komşuluğundaki (... , 198, 199, 201, 202, 203, ...) değerleri kayan ortalama filtrelerine parametre olarak tanımlanabilir. Bu değerlerin karşılık geldiği temel frekans değerleri (... , 50.5051, 50.2513, 49.7512, 49.5050, ...) şeklindedir. Bu temel frekanslar ile salınan sinyallerin hesaplanan N temel periyodu ile ortalaması doğru bir şekilde hesaplanabildiğinden, sinyalin frekans bileşenleri önerilen yöntemle kayıpsız olarak hesaplanabilir. Bu örnekleme frekansı ile hatasız olarak çözümlenebilecek frekans değerleri için ε değerinin (... , 0.5051, 0.2513, -0.2488, -0.4950) şeklinde olması gerekmektedir. Bu durum, 0.24 Hz'den düşük frekans sapmalarında (sinüzoidallerin bir tam periyot boyunca ortalamasının hesaplanamaması sebebiyle) interpolasyon yapılmaksızın sinyallerin çözümlenmesinin mümkün olmadığını göstermektedir. Şekil 3.4 incelendiğinde her bir harmonik bileşenin hesabı için orijine kaydırılan bileşenlerin en yakınına komşu frekans bileşenlerinin yerleştiği görülür. Ortalama işlemine tabii tutulan modüle edilmiş sinyallerde düşük frekanslara yerleşen bu bileşenlerin, en son kestirilen değerler kullanılarak elimine edilmesi hesaplamalarda görülecek kaçakları azaltabilir. Her bir bileşenin eliminasyonu için kestirilen değerlerin kullanımı gerektiğinden, artan filtre derecelerinde yakınsama süresi artacaktır. Temel frekansında ε büyüklüğünde sapma meydana gelen sinyal ($f_1 \rightarrow f_1 - \varepsilon$, $f_k \rightarrow k(f_1 - \varepsilon)$) ve temel bileşenin arandığı bu frekans ile modülasyon işlemi sonucu elde edilen modüle edilmiş sinyal matematiksel olarak Eş. 3.10'da gösterildiği gibi elde edilebilir. Modülasyon sonunda her bir harmonik bileşenin spektrum boyunca kaydığı frekans değeri Eş. 3.10.d'de gösterildiği gibi olmaktadır.

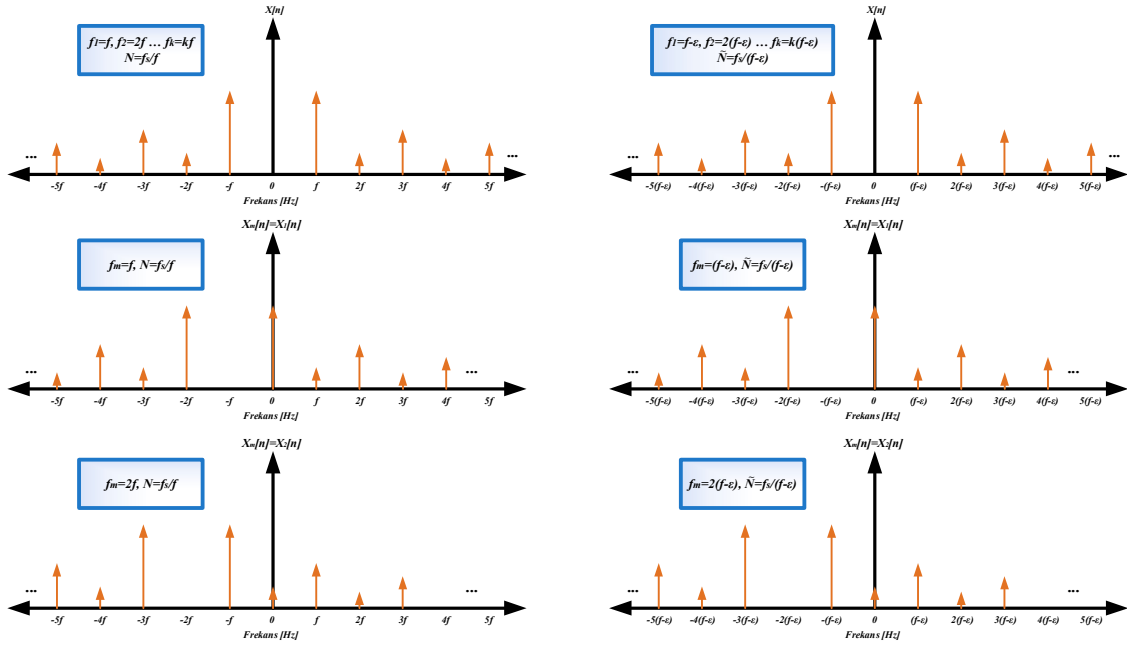
$$x[n] = \sum_{i=1}^k A_i \cos \left[\frac{2\pi(f_i - i\varepsilon)n}{f_s} + \theta_i \right] \quad (3.10.a)$$

$$m[n] = e^{-j \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} \right]} = e^{-j \left[\frac{2\pi(f_1 - \varepsilon)n}{f_s} \right]} \quad (3.10.b)$$

$$x_m[n] = e^{-j \left[\frac{2\pi(f_1 - \varepsilon)n}{f_s} \right]} \left(\sum_{i=1}^k \frac{A_i}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi(f_i - i\varepsilon)n}{f_s} + \theta_i \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi(f_i - i\varepsilon)n}{f_s} + \theta_i \right]} \right) \right) \quad (3.10.c)$$

$$x_m[n] = \frac{A_1}{2} e^{j[\theta_1]} + \frac{A_1}{2} e^{-j \left[\frac{2\pi 2(f_1 - \varepsilon)n}{f_s} + \theta_1 \right]} + \dots$$

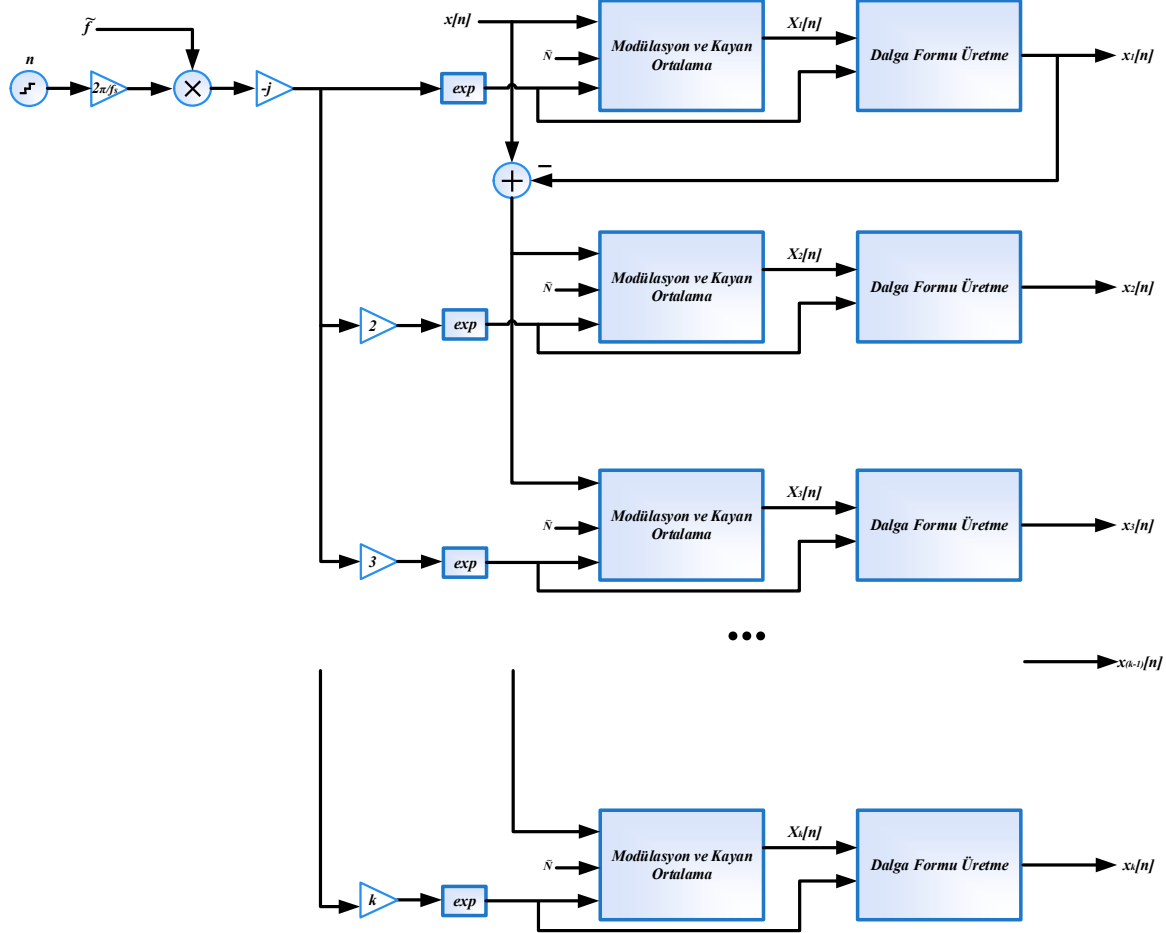
$$\sum_{i=2}^k \frac{A_i}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi(f_i - f_1 - (i-1)\varepsilon)n}{f_s} + \theta_i \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi(f_i + f_1 - (i+1)\varepsilon)n}{f_s} + \theta_i \right]} \right) \quad (3.10.d)$$



Şekil 3.4. Frekans dalgalanmalarında sinyal ve modüle edilmiş sinyallerin frekans içeriklerinin değişimi.

Eş. 3.10.a incelendiğinde, $\varepsilon = 0.1$ Hz değeri için $f_s = 10$ kHz örnekleme frekansında temel frekans 49.9 Hz'ye eşit olmakta, ve bu frekans için sinyalin bir tam periyodu tam sayıda örnekler kullanılarak ile ifade edilememektedir ($N = \frac{10.000}{49.9} \approx 200.4$, $\tilde{N} = [N] = 200$). Ancak modülasyon işlemi ile aranan frekans bileşenleri 0 Hz'ye kaydırılmaktadır. Bu yolla harmonik içeriğin kayıpsız bir şekilde elde edilmesi için kayan ortalama hesabında dikkate alınması gereken periyot uzunluğu, idealde Eş. 3.10.d'de bütün frekans bileşenleri görülebilen sinyalin, modülasyon sonunda oluşan genel periyodu gözetilerek belirlenmelidir. Buna göre Eş. 3.10.d'de verilen sinyalin genel periyodu $f_{genel} = EBOB(f_1, f_2, f_3 \dots f_k) = EBOB((f_1 - \varepsilon), 2(f_1 - \varepsilon), 3(f_1 - \varepsilon) \dots k(f_1 - \varepsilon)) = f_1 - \varepsilon$ Hz şeklinde elde edilecektir. Modülasyon işlemi, DFT tabanlı yöntemlerde olduğu gibi $(f_1 - \varepsilon)$ Hz yerine f_1 Hz ile gerçekleştirildiğinde ise, orijin yerine harmonik derecesine bağlı olarak $k\varepsilon$ Hz değerine kayacak bileşenler sebebiyle $f_{genel} = \varepsilon$ Hz olacaktır. $N = \frac{f_s}{f_{genel}}$ bağıntısıncı hesaplanan ideal genel periyot uzunluğu ise 0.1 Hz gibi büyük sayılabilecek bir sapmada bile 100.000 örnek gibi (10 saniye) gibi çok büyük bir değere ulaşmaktadır. Bu genişlikte bir ortalama hesabı sinyalin 500 adet temel periyodunun anlık olarak değerlendirilmesini gerektirdiğinden ve yakınsama süresini doğrudan 10 saniyeye çıkaracağından küçük frekans saptmaları durumunda sinyalin genel periyodunun temel frekansa en yakın çözümlenebilir periyot uzunluğu şeklinde seçilmesi önerilmiştir. Bu durum, bir periyot içinde yakınsaması

istenen çözümlerin herhangi bir sapmanın olmadığı durumdaki kadar kusursuz kestirimler sunmamasına sebep olmaktadır. Kestirimlerde yapılan hata, harmonik içeriğe bağlı olarak zaman içinde Eş. 3.10.d’de gösterilen ve kayan ortalama hesabı ile sıfırlanamayan sinüzoidal bileşenlere bağlı olarak meydana gelir.



Şekil 3.5. Önerilen yöntem ile k. dereceye kadar harmonik analizi blok diyagramı.

Modülasyon sonucu temel frekansı çok düşük değerlere ulaşan düşük frekans sapmalı sinyallerin kestirim performansını artırmak amacıyla, sinyalin her zaman en büyük genliğe sahip olan bileşeninin süzülmesi değerlendirilmiş ve bir periyot gecikme ile spektral kaçakların ciddi ölçüde azaltılabildiği belirlenmiştir. Yapılan benzetimlerde bütün harmonik derecelerindeki bileşenlerin kestirimi sırasına giriş sinyali ve temel bileşen için kestirilmiş harmonik bileşenlerin farkı kullanılarak hesaplanan sinyallerin kullanımının harmonik kestirimlerini iyileştirdiği görülmüştür. Ancak kayan ortalama filtrelerinin çıkışlarından hesaplanan kestirimlerin kullanımını gerektirdiğinden, bu yaklaşım kestirimlerin yakınsama süresini harmonikler için bir periyottan iki periyoda çıkarmaktadır. İki periyot kullanılarak

gerçekleştirilen IpDFT analizi ile yapılan karşılaştırmalarda önerilen yaklaşımın daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Şekil 3.5'te kullanılan "Modülasyon ve Kayan Ortalama" bloğu Şekil 3.2'de, "Dalga Formu Üretme" bloğu ise Şekil 3.3'te verilmiştir. Bu diyagramın kullanımı ile temel bileşenler için bir, harmonik bileşenler için iki periyot süresi içinde harmonik dalga formları optimum şekilde hesaplanmaktadır. Sonuçları frekans dalgalanmalarına karşı optimize etmek için kullanılan geri beslemeler, genlik değişimlerinde de iki tam periyot süresinde yakınsamasına sebep olmaktadır.

3.3. Önerilen Zaman - Frekans Analizi Tabanlı Harmonik Analizi Yöntemi

Tezin bu bölümünde standart Zaman - Frekans Analizi yöntemlerinin karmaşık üstel modülasyon ile birlikte kullanımının getirdiği avantajlar ve pencerelenmiş sinyaller üzerinde etkili sonuçlar verdiği kanıtlanan hibrit bir yöntem tanıtılacaktır.

3.3.1. Ayırık dalgacık dönüşümü ve dalgacık paket dönüşümü

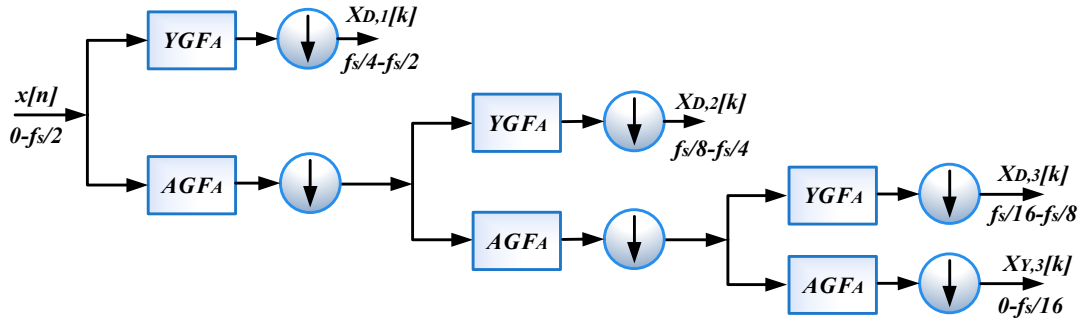
Ayrık Dalgacık ve Ayrık Dalgacık Paket Dönüşümü işlemleri Bölüm 2.6'te özetlenmiştir. Bu bölümde her iki dönüşümde yaygın olarak kullanılan FIR filtreleri ile gerçekleştirilen dönüşümler ve bu filtrelerin performansları incelenmektedir. Teorinin aksine DWT ve DWPT'de kullanılan filtrelerin ideal olmayan frekans yanıtları, alt bantlara ayrıştırılan frekans içeriğinin ciddi oranda spektral kaçaklar içermesine sebep olur (YuHua Gu ve Bollen, 2000), (Carvalho, Duque, Silveira, Mendes ve Ribeiro, 2012). Şekil 3.6.a ve 3.6.b'de 3 katmanlı DWT ve DWPT işlemlerinin blok diyagramları gösterilmiştir.

İdeal olarak her iki dönüşümde de $X[k]$ dalgacık katsayılarının Şekil 3.6'de gösterildiği üzere DWT için diyatik artan, DWPT için eşit aralıklı olarak ayrıştırılmış frekans bandındaki sinyal içeriğini temsil etmesi gerekmektedir (Barros ve Diego, 2008).

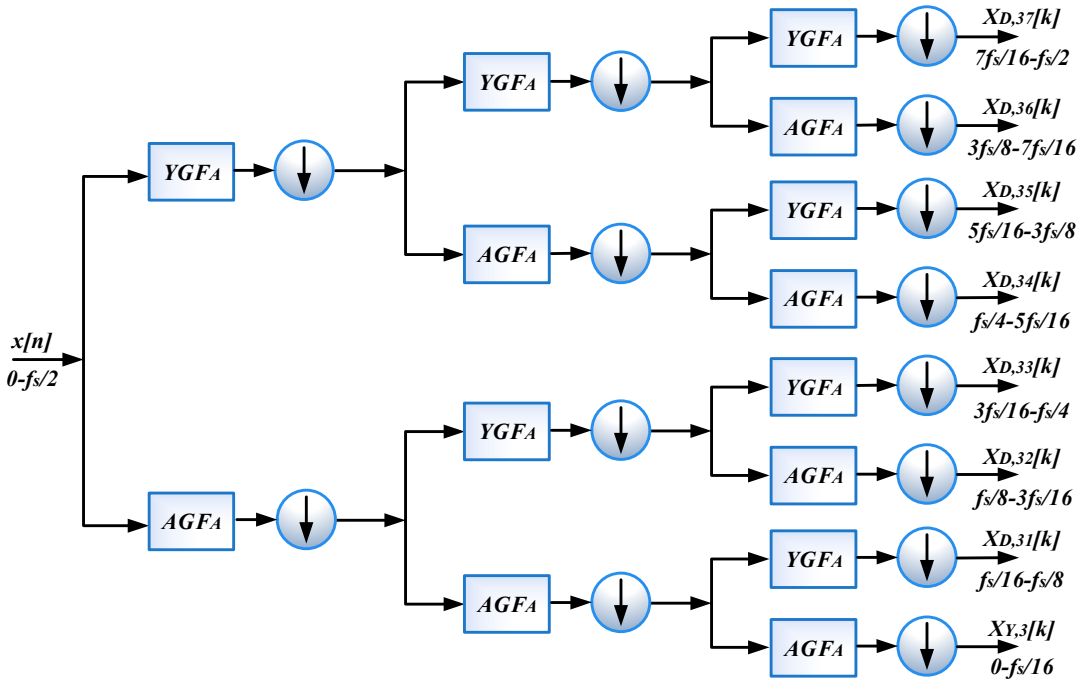
Güç sinyallerinde harmonik ve senkrofazör analizi ilerleyen bölümlerde açıklanacağı üzere genellikle dar pencereler kullanılarak yapılmalıdır. Tez kapsamında çalışılan örnekleme frekansları Güç Kalitesi Milli Projesi kapsamında geliştirilen PQ⁺ cihazında kullanılan 25.6 kHz ve bu frekansın aşağı örneklenmiş değerleri (referans kaynaklarda değerlendirilen 1.6 kHz'ye kadar) ile CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarı'nda kullanılan NI-PXIe-8880 donanımının izin verdiği 10 kHz ve aşağı örneklenmiş değerleri kullanılmıştır. Tüm bu

örnekleme frekansları değerlendirildiğinde DWT ve DWPT yöntemlerinin doğaları gereği güç sinyallerinin harmoniklerinin ancak belli bantlar içerisine sıkıştırılarak analiz edilebileceği görülmektedir.

Barros ve diğerleri (2008) yaptıkları çalışmada güç sinyallerinin yalnızca tek dereceli harmoniklere sahip olduğu kabulüyle 3. Derece bir filtre yığını kullanarak DWPT'yi 1.6 kHz örnekleme frekansı ile örneklenmiş sinyallere uygulanmıştır.



(a)



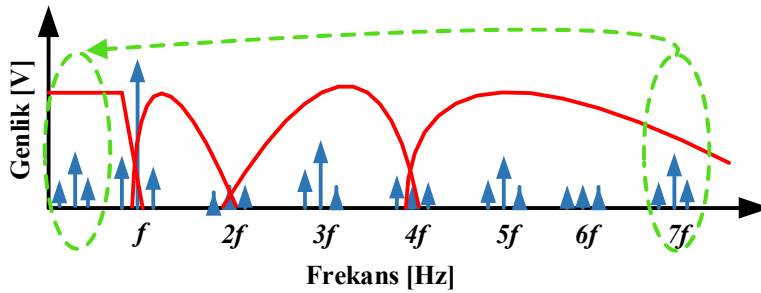
(b)

Şekil 3.6. 3. Derece filtre yığını kullanarak gerçekleştirilen (a) DWT blok diyagramı (b) DWPT blok diyagramı (Barros ve Diego, 2008).

Bu sayede 3. Katman sonunda DWPT ile tek dereceli harmonikler (0 - 100 Hz), (100 - 200 Hz), (200 - 300 Hz), (300 - 400 Hz), (400 - 500 Hz), (500 - 600 Hz), (600 - 700 Hz), (700 - 800 Hz) bantlarına ayrıştırılmıştır. Aynı dereceden filtre yığını kullanılması durumunda

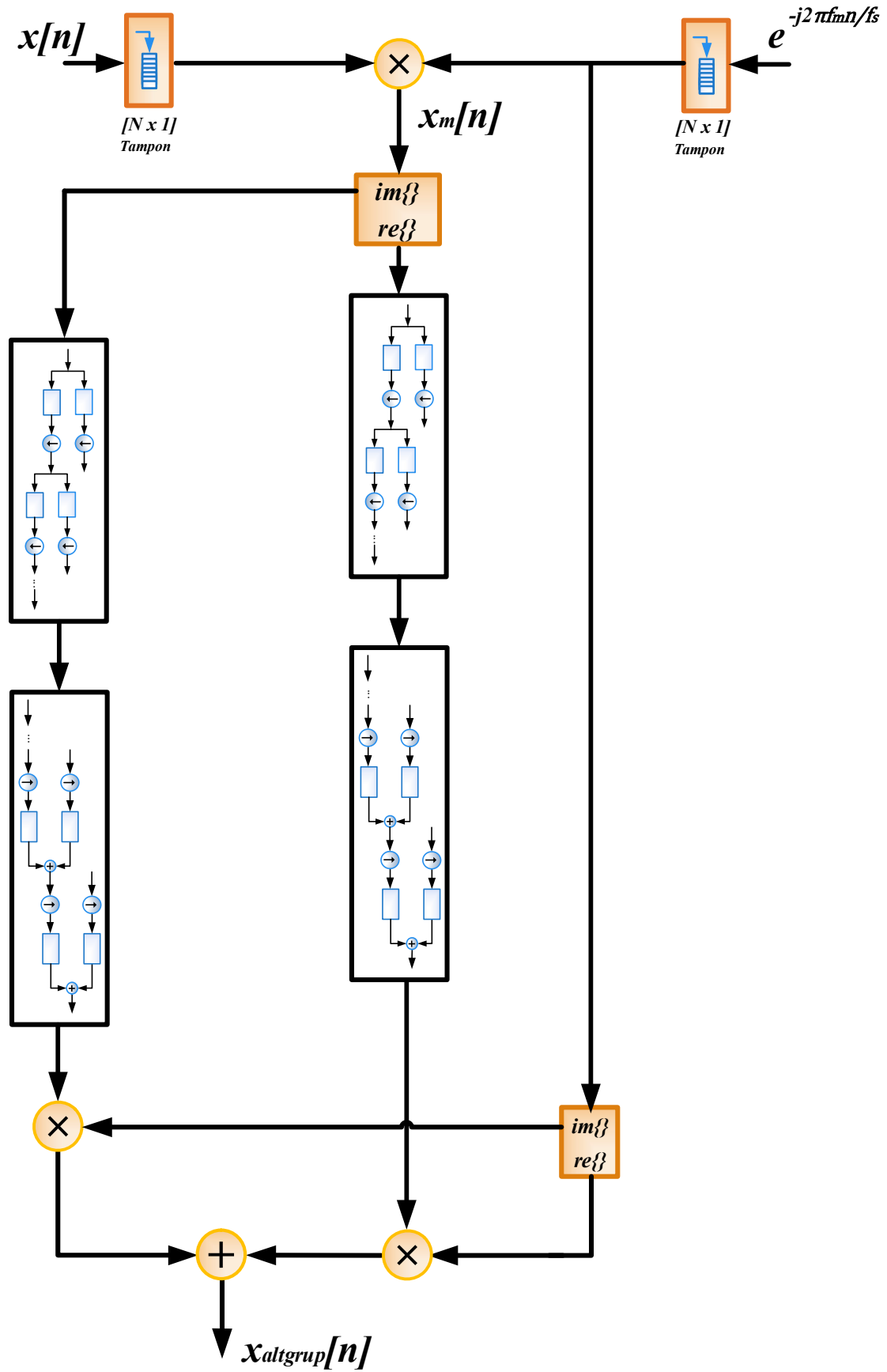
harmonik içerik (0 - 100 Hz) , (100 - 200 Hz), (200 - 400 Hz), (400 - 800 Hz) bantlarına ayrıştırılabilmektedir. Bu dönüşümler temelinde filtrelemeye dayandığından aranan frekans bandının dalgacık katsayılarının ifade edildiği bantların merkezine oturtulması önemlidir. Aksi takdirde harmonik bileşenler filtre yanıtları sebebiyle bastırılabilir ve spektral kaçaklar yüksek değerlere ulaşacak ve sinyallerin karakterizasyonu zorlaşacaktır. İdealde filtre derecesi pencere uzunluğunun izin verdiği ölçüde artırılabilir ve dalgacık katsayıları daha dar bantlarda hesaplanabilir. Uygulamada ise hem tek hem de çift harmoniklerin Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (International Electrotechnical Commission - IEC) tarafından tanımlanan harmonik grup ve harmonik altgrup bantlarının tek başına DWT ve DWPT ile oluşturulması yeterli olmamaktadır. Bu tez kapsamında yapılan deneylerde, idealde komşu bantların dalgacık katsayıları kullanılarak hesaplanan dar bantların birleştirilmesi ile gerçekleştirilen yeniden sinyal oluşturma işleminin ideal olmayan filtreler sebebiyle hatalı sonuçlar verdiği görülmüştür.

Hem DWT hem de DWPT için kullanılan dalgacık kümesinden bağımsız olarak en iyi performansın filtre yığını derecesi ne olursa olsun yaklaşım katsayıları üzerinde elde edildiği görülmüştür. Bunun sebebi doğal olarak herhangi bir sinyalin yavaşça değişen bileşenlerinin takibinin daha kolay olması ile açıklanabilir. Buna göre güç sinyallerinin aranan frekans bileşenlerinin yaklaşım katsayılarının arandığı banda kaydırılması ile DWT'nin performansının artırılması amaçlanmıştır. Önerilen yöntemin adımları Şekil 3.7'de gösterilmiştir.



Şekil 3.7. DWT öncesi frekans bileşenlerinin kaydırılması.

Şekil 3.7'de yüksek oranda harmonik ve araharmonik içeren bir güç sinyali frekans uzayında gösterilmiştir. Herhangi bir ön işlem uygulanmaksızın sinyale DWT işlemi uygulandığında hesaplanan frekans bantlarına etkiyen filtrelerin frekans yanıtları kabaca Şekil 3.7'de gösterildiği gibi olmaktadır.



Şekil 3.8. Önerilen hibrit yöntemin blok diyagramı.

Bu nedenle yaklaşım katsayıları üzerinde arzu edilen bant genişliği (harmonik grup veya altgrup hesaplaması için) filtre derecesi artırılarak ayarlanabilir ve modülasyon ile istenen frekans bandı bu bölgeye taşınabilir. Önerilen hibrit yöntemin blok diyagramı Şekil 3.8’de verilmiştir. Buna göre harmonik analizi yapılacak sinyal öncelikle aranan frekanstaki bileşenlerin 0 Hz’e oturtulması için ilgili frekansta salınan karmaşık referans sinyali ile modüle edilir. Elde edilen modülasyon sinyalinin gerçek ve sanal kısımları paralel olarak DWT işlemine tabii tutulur. Her iki sinyalin yaklaşım katsayıları ters DWT işlemine tabi tutularak zaman uzayında düşük frekanslı bir sinyal elde edilir. Aranan frekans bandının bilgisini taşıyan bu düşük frekanslı işaret, modülasyonda kullanılan referans sinyalleri ile yeniden çarpılır frekans spektrumundaki gerçek yerine taşınması sağlanır.

n filtre derecesi artırılarak aranan yaklaşım katsayılarında frekans bileşenleri ($0 - f_s/2^{(n+1)} \text{ Hz}$) bandına sıkıştırılabilir. Uygun n değeri kullanılarak kayıpsız olarak yaklaşım katsayılarının hesaplandığı banda kaydırılan bileşenler DFT’ye göre daha avantajlı bir şekilde hesaplanabilir.

Benzer modülasyon işleminin çift dereceli harmoniklerin hesaplanması için DWPT ile birlikte kullanılması esasına dayanan çalışmalar literatürde bulunmaktadır (Duque, Silveira, Baldwin ve Ribeiro, 2008). Bu tezde önerilen yöntem sadece yaklaşım katsayılarının hesaplanmasına ihtiyaç duymakta ve modüle edilen sinyalin gerçek ve sanal kısımlarına ayrı ayrı DWT ve ters DWT işlemi uygulanmasını gerektirmektedir.

Yapılan deneylerde harmonik sinyallerin dalga formunun hesaplanması için kullanılacak dalgacıklar belirlenirken modüle edilmiş sinyallerde farklı dalgacık kümelerinin kullanımının yöntemin performansını ciddi şekilde artırdığı görülmüştür. Dalgacıklar, temelde farklı matematiksel fonksiyonlardan üretilen, örnekler arasında genliği hızla değişen, dalga formları olarak ifade edilebilir. Literatürde güç sistemi sinyallerinin analizinde farklı dalgacık kümeleri önerilse de tez kapsamında MATLAB yazılımının Wavelet Toolbox (Misiti, Misiti, Oppenheim ve Poggi, 2017) fonksiyon kümesinde tanımlı FIR dalgacık kümeleri önerilen hibrit yöntem üzerinde denenmiştir. Değerlendirilen dalgacıklar Çizelge 3.1’de verilmiştir.

Çizelge 3.1’de verilen Daubechies, Coiflet, Symlet, Fejer-Korowkin, Discrete Meyer

Biorthogonal ve Reverse Biorthogonal dalgacık kümeleri, farklı sayıda örneklerle oluşturulan dalgacıkları kullanılarak Şekil 3.8’de verilen blok diyagramında değerlendirilmiştir.

Çizelge 3.1. Önerilen hibrit yöntemde değerlendirilen dalgacıklar

Dalgacık Ailesi	Dalgacıklar	Dalgacık Sayısı
Daubechies	db1 ... db45	45
Coiflet	coif1 ... coif5	5
Symlet	sym2 ... sym25	24
Fejer-Korowkin	fk4 ... fk22	5
Discrete Meyer	dmey	1
Biorthogonal	bior1.1 ... bior6.8	15
Reverse Biorthogonal	rbior1.1 ... rbior6.8	15

Çizelge 3.1’de verilen 110 dalgacık kümesinin her biri modüle edilmiş sinyalin gerçek ve sanal kısımlarına ayrı ayrı atanmış ve saha ölçümlerinden hareketle üretilmiş sentetik bir sinyalin analizinde kullanılmıştır. Toplamda 12100 alternatif dalgacık kombinasyonu değerlendirilmiş ve önerilen hibrit yöntemdeki performansları incelenmiştir. Buna göre hesaplama sonunda her bir kombinasyon için aranan harmonik altgrubunu en düşük hata ile hesaplayan dalgacıklar belirlenmiştir. Hata analizi Eş. 3.11’de verildiği gibi yapılmıştır. $\tilde{x}_d^{RMS}$ değerleri önerilen yöntemle hesaplanan harmoniklerin RMS değeri iken x_d^{RMS} değeri harmoniğin gerçek değeridir.

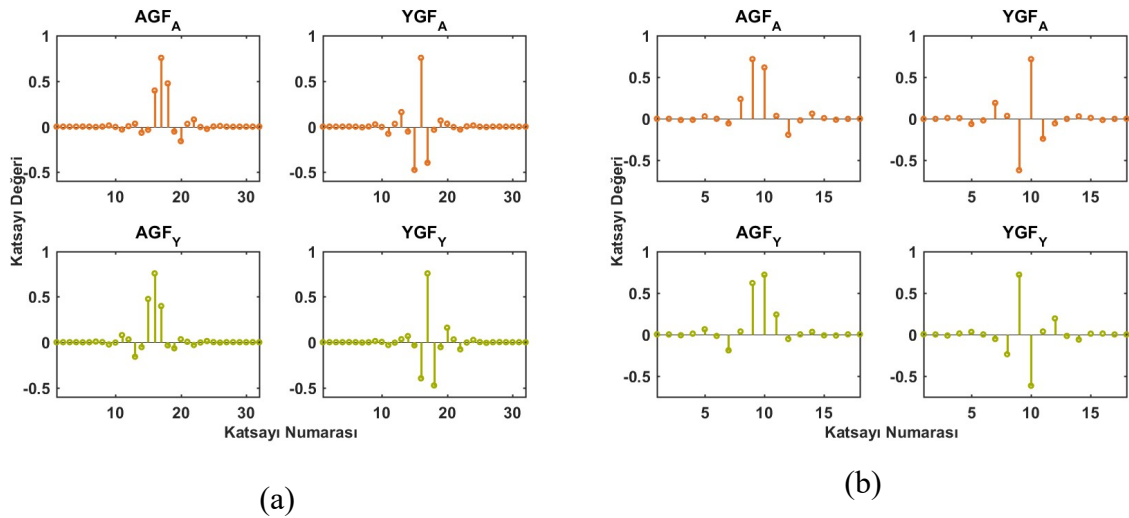
$$\epsilon^{RMS} = \frac{\tilde{x}_d^{RMS} - x_d^{RMS}}{x_d^{RMS}} \quad (3.11)$$

Yapılan benzetimlerde çok sayıda dalgacık çiftinin harmonik altgruplarını 10^{-4} ’ten daha düşük hata ile hesaplayabildiği görülmüştür. Çizelge 3.2’de önerilen yöntemde kullanılabilecek bazı dalgacık çiftleri verilmiştir.

Çizelge 3.2. İdeal dalgacık çiftlerinden bazıları

<i>Değerlendirilen durum numarası</i>	<i>Gerçek Kısım</i>	<i>Sanal Kısım</i>	ϵ^{RMS}
94	db1	sym9	1.7×10^{-5}
5942	fk22	db2	1.8×10^{-5}
6150	dmey	sym15	6×10^{-5}
11094	sym16	sym9	8.5×10^{-5}

Hem hata oranının düşük olması, hem de aranan harmonik dalga formunu çok iyi düzeyde hesaplayabildiklerinden sym16 ve sym9 dalgacık kümesinin önerilen yöntemde modüle edilmiş sinyallerin gerçek ve sanal kısımlarının analizinde kullanılması önerilmektedir. Symlet dalgacık kümesi, dalgacık dönüşümü uygulamalarında yaygın olarak kullanılan Daubechies (Daubechies, 1992) dalgacık kümesine benzer olmakla birlikte daha simetrik bir görünüme sahiptir. Şekil 3.9'da DWT ve ters DWT işlemlerinde kullanılan sym16 ve sym9 dalgacık kümesi verilmiştir. Kullanılan dalgacıkların kümesinin, ayrıştırma ve yeniden oluşturma Alçak Geçiren Filtre (AGF_A) ve Ayrıştırma Yüksek Geçiren Filtre (YGF_A) katsayıları ile yeniden oluşturma Alçak Geçiren Filtre (AGF_Y) ve Yeniden oluşturma Yüksek Geçiren Filtre (YGF_Y) katsayıları incelendiğinde katsayıların kendi içlerinde bir simetriye sahip oldukları görülür. Önerilen yöntem yalnızca Ayrıştırma Alçak Geçiren Filtre (AGF_A), ve Yeniden oluşturma Alçak Geçiren Filtre (AGF_Y) katsayılarına ihtiyaç duymaktadır. Bu durum gerçek zamanlı uygulamalarda hesaplama yükünü ciddi ölçüde azaltmaktadır.

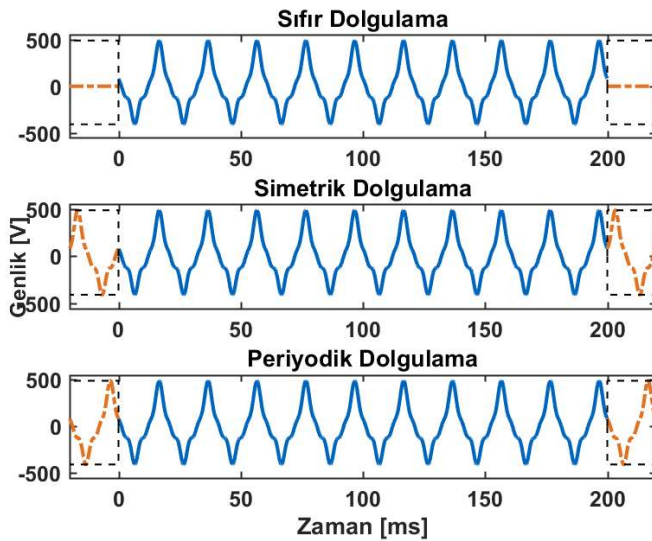


Şekil 3.9. Önerilen yöntemde kullanılan dalgacık kümelerinin ayrıştırma ve yeniden oluşturma alçak ve yüksek geçiren filtreleri. (a): sym16 (b): sym9.

DWT hesaplama örneklenmiş sinyalden alınan pencerelere uygulandığından pencere uzunluğunun dikkatli bir şekilde belirlenmesine ihtiyaç duyulur. Buna göre sinyalin temel frekansı (ve doğal olarak periyodu) ile IEC standartlarınca önerilen çözünürlüğün yakalanması için gerekli periyot sayısı değerlendirilmelidir. Örneğin 50 Hz temel frekansına sahip sinyallerde harmonik grup ve altgrup analizi için 5 Hz'lik çözünürlük arandığından, yine DFT tabanlı yöntemlerde olduğu gibi temel periyodun 10 katı genişliğinde pencereler

kullanılarak analiz gerçekleştirilmelidir (IEC 61000-4-7, 2002). Bundan bağımsız olarak sinyalin içerdiği bilinen frekans bileşenleri gözetilerek ölçüm sinyalinin genel periyodu belirlenmeli ve pencereleme buna göre yapılmalıdır.

Yapılan benzetimlerde DWT uygulamalarında dikkat edilmesi gereken bir diğer hususun sinyallerin dolgulanması (*padding*) olduğu doğrulanmıştır (Misiti ve diğerleri, 2017). Dalgacık dönüşümü yapılan sinyaller, her bir katmanda seçilmiş filtre katsayıları ile konvolüsyona ve ayrıştırma için aşağı; yeniden oluşturma için yukarı örnekleme işlemlerine tabii tutulmaktadır. Sinyaller üzerinde filtre katsayılarının bazılarının hesaplanmasına denk gelen konvolüsyon işleminde, dalgacık katsayıları sinyalin kendisi ile örtüşünceye kadar hesaplanan katsayıları, uygun dolgulama yöntemlerinin kullanılmaması halinde hatalı olacaktır. Dolayısıyla pencerelenmiş sinyallerin sınırları dikkatle ele alınmalıdır (Strang ve Nguyen, 1996).



Şekil 3.10. DWT için kullanılabilecek dolgulama yöntemleri.

Güç sinyallerinde sıfır, simetrik ve periyodik dolgulamalar incelenmiştir. Bu dolgulama yöntemleri Şekil 3.10'da görselleştirilmiştir. Sıfır dolgulama, esasen dolgulama yapılmaksızın katmanlar boyunca sinyalin ya da dalgacık katsayılarının seçilmiş dalgacıklar ile konvolüsyonuna karşılık gelir. Bu durumda aşağı örnekleme işlemi ile örnek sayısı seyreltilen sinyal ya da katsayıların sınır bölgelerinde bilgi kayıpları gerçekleşir. Simetrik dolgulama, pencere sınırlarında sinyalin belli uzunluklarda aynalanmış görüntüleri kullanılarak dolgulanması işlemidir. DWT işleminde yaygın olarak kullanılan bu dolgulama

yönteminin durağan olmayan sinyallerin analizinde DFT'ye göre daha iyi sonuçlar verdiği saptanmıştır. Durağan güç sinyallerinin analizinde ise sinyallerin zaman içinde periyodik olarak değiştiği gerçeğinden hareketle periyodik dolgulamanın en iyi sonuçları verdiği görülmüştür. Durağan sinyallerin analizinde harmonik bileşenlerin kayıpsız bir şekilde analizi periyodik dolgulama ile mümkündür.

3.3.2. Ayrık dalgacık dönüşümü ve karmaşık üstel modülasyonun birlikte kullanımı (önerilen hibrit yöntem)

Bu bölümde önerilen hibrit yöntemle, IEC standardınca önerilen pencerelemiş 10 periyotluk sinyal üzerinde gerçekleştirilen işlem adımları açıklanacaktır. Buna göre 200 ms genişliğinde pencerelemiş sinyal, içerdiği frekans bileşenleri ile birlikte Eş. 3.12.a ve Eş. 3.12.b'deki gibi ifade edilir. Bu genişlikte sinyalin kullanımı ile 5 Hz'nin tam katında salınan frekans bileşenleri DFT tabanlı yöntemlerle kayıpsız olarak elde edilebilir. i 'nin artan değerleri için f_i değerleri harmonik ve araharmonikleri temsil ederken, her bir harmonik bileşenin en yakınında salınan değerlerle birlikte kullanımı ile hesaplanan harmonik değerleri, harmonik altgrup hesabı adını alır.

$$x[n] = \sum_{i=1}^k A_i \cos \left[\frac{2\pi f_i n}{f_s} + \theta_i \right] = \sum_{i=0}^k \frac{A_i}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi f_i n}{f_s} + \theta_i \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi f_i n}{f_s} + \theta_i \right]} \right) \quad (3.12.a)$$

$$x[n] = \sum_{i=0}^k x_i[n] \quad (3.12.b)$$

Eş. 3.12.a'da verilmiş sinyalin 7. Harmonik altgrupunun hesaplanması için 350 Hz'e denk gelen $i=70$ değeri için referans sinyal Eş. 3.12.a'daki gibi oluşturulur ve bu çarpımla modülasyon sinyali Eş. 3.13.b'deki gibi elde edilir.

$$m[n] = e^{-j \left[\frac{2\pi f_{70} n}{f_s} \right]} = \cos \left[\frac{2\pi f_{70} n}{f_s} \right] - j \sin \left[\frac{2\pi f_{70} n}{f_s} \right] \quad (3.13.a)$$

$$x_m[n] = e^{-j \left[\frac{2\pi f_{70} n}{f_s} \right]} \left(\sum_{i=1}^k \frac{A_i}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi f_i n}{f_s} + \theta_i \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi f_i n}{f_s} + \theta_i \right]} \right) \right) \quad (3.13.b)$$

$$\begin{aligned} x_m[n] = & e^{-j \left[\frac{2\pi f_{70} n}{f_s} \right]} \left(\frac{A_1}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} + \theta_1 \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi f_1 n}{f_s} + \theta_1 \right]} \right) + \frac{A_2}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi f_2 n}{f_s} + \theta_2 \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi f_2 n}{f_s} + \theta_2 \right]} \right) + \right. \\ & \dots \frac{A_{69}}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi f_{69} n}{f_s} + \theta_{69} \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi f_{69} n}{f_s} + \theta_{69} \right]} \right) + \frac{A_{70}}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi f_{70} n}{f_s} + \theta_{70} \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi f_{70} n}{f_s} + \theta_{70} \right]} \right) + \frac{A_{71}}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi f_{71} n}{f_s} + \theta_{71} \right]} + \right. \\ & \left. \left. e^{-j \left[\frac{2\pi f_{71} n}{f_s} + \theta_{71} \right]} \right) + \dots \frac{A_k}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi f_k n}{f_s} + \theta_k \right]} + e^{-j \left[\frac{2\pi f_k n}{f_s} + \theta_k \right]} \right) \right) \end{aligned} \quad (3.13.c)$$

$$x_m[n] = \frac{A_1}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(f_1-f_{70})n}{f_s} + \theta_1\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(f_1+f_{70})n}{f_s} + \theta_1\right]} \right) + \frac{A_2}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(f_2-f_{70})n}{f_s} + \theta_2\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(f_2+f_{70})n}{f_s} + \theta_2\right]} \right) + \dots + \frac{A_{69}}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(f_{69}-f_{70})n}{f_s} + \theta_{69}\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(f_{69}+f_{70})n}{f_s} + \theta_{69}\right]} \right) + \frac{A_{70}}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(f_{70}-f_{70})n}{f_s} + \theta_{70}\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(f_{70}+f_{70})n}{f_s} + \theta_{70}\right]} \right) + \frac{A_{71}}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(f_{71}-f_{70})n}{f_s} + \theta_{71}\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(f_{71}+f_{70})n}{f_s} + \theta_{71}\right]} \right) + \dots \frac{A_k}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(f_k-f_{70})n}{f_s} + \theta_k\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(f_k+f_{70})n}{f_s} + \theta_k\right]} \right) \quad (3.13.d)$$

$$x_m[n] = \frac{A_1}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(-350)n}{f_s} + \theta_1\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(350)n}{f_s} + \theta_1\right]} \right) + \frac{A_2}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(-305)n}{f_s} + \theta_2\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(395)n}{f_s} + \theta_2\right]} \right) + \dots \frac{A_{69}}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(-5)n}{f_s} + \theta_{69}\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(695)n}{f_s} + \theta_{69}\right]} \right) + \frac{A_{70}}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(0)n}{f_s} + \theta_{70}\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(700)n}{f_s} + \theta_{70}\right]} \right) + \frac{A_{71}}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} + \theta_{71}\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(705)n}{f_s} + \theta_{71}\right]} \right) + \dots \frac{A_k}{2} \left(e^{j\left[\frac{2\pi(f_k-f_{70})n}{f_s} + \theta_k\right]} + e^{-j\left[\frac{2\pi(f_k+f_{70})n}{f_s} + \theta_k\right]} \right) \quad (3.13.e)$$

Eş. 3.13.e incelendiğinde modülasyon sonucunda elde edilen $x_m[n]$ sinyalinin düşük frekanslı (0, 5 Hz), yüksek frekanslı ($(f_k - f_{70})$, $(f_k + f_{70})$), $(f_i - f_{70})$ ve $(f_i + f_{70})$ değerine bağlı meydana gelen frekanslarda bileşenlerinin olduğu görülür. Pozitif ve negatif frekanslar (5 ve -5 Hz gibi), sinüs ve kosinüs sinyalinin indisleri olduğundan ve dönüş yönlerini ifade ettiklerinden 350 Hz komşuluğundaki sinyallerin gerçek kısımlarının toplamı 5 Hz'ye yansıyor, sanal kısımlarının farkları da yine 5 Hz'de görülecektir.

Harmonik altgrup hesabı için aranan frekansa 5 Hz komşuluğundaki bileşenler arandığından DWT işlemi sonunda 0 ve 5 Hz bileşenlerinin filtrelenmesi gerekmektedir. Buna göre örneğin $f_s = 1.6 \text{ kHz}$ ile örneklenmiş sinyalin gerçek ve sanal kısımlarına seçili dalgacıklar ile DWT işlemi uygulandığında 6. katmanın yaklaşım katsayılarına ($X_{Y,6}[k]$) (0 - 12.5 Hz) bandındaki bileşenlerin bilgisini sıkıştırılacaktır. Bu sayede modüle edilmiş sinyalin 0 ve 5 Hz'de salınan bileşenleri süzölebilecektir.

DWT'nin birinci katmanında modüle edilmiş sinyalin reel ve sanal kısımları seçilmiş filtre katsayıları ile konvolüsyonu ve aşağı örnekleme işlemine tabi tutulur. Bu sayede birinci katmanın yaklaşım katsayılarında 0 - 400 Hz bandındaki bileşenler için DWT katsayıları Eş. 3.14'teki gibi hesaplanır.

$$X_{Y,1}^{Re}[k] = (Re\{x_m[n]\} * AGF_A^{Re}[k]) \downarrow 2 \quad (3.14.a)$$

$$X_{Y,1}^{Im}[k] = (Im\{x_m[n]\} * AGF_A^{Im}[k]) \downarrow 2 \quad (3.14.b)$$

$AGF_A^{Re}[k]$ ve $AGF_A^{Im}[k]$ işaretleri sym16 ve sym9 dalgacıklarının ayrıştırma filtre katsayıları

olarak seçilir. Bu işlem, 6 kere her defasında son katmanda hesaplanan yaklaşım katsayıları üzerinden devam ettirilir ve aranan frekans içeriği 6. Katmanda Eş. 3.15'teki hesaplanır.

$$X_{Y,6}^{Re}[k] = (X_{Y,5}^{Re} * AGF_A^{Re}[k]) \downarrow 2 \quad (3.15.a)$$

$$X_{Y,6}^{Im}[k] = (X_{Y,5}^{Im} * AGF_A^{Im}[k]) \downarrow 2 \quad (3.15.b)$$

Hesaplanan $X_{Y,6}^{Re}[k]$ ve $X_{Y,6}^{Im}[k]$ yaklaşım katsayıları sıfır dizilerinden oluşan detay katsayıları ile birlikte kullanılarak Şekil 2.7'deki gibi ters dönüşüm ile zaman uzayına taşınır. Bu durumda sadece yaklaşım katsayılarının her basamakta yukarı örneklenmesi ve uygun filtre katsayıları ile konvolüsyonunun hesaplanması yeterlidir. Zaman uzayında düşük frekanslı filtrelenmiş sinyal 6. Katmanda Eş. 3.16'daki gibi hesaplanır.

$$X_{Y,5}^{Re}[k] = (X_{Y,6}^{Re} \uparrow 2) * AGF_Y^{Re}[k] \quad (3.16.a)$$

$$X_{Y,5}^{Im}[k] = (X_{Y,6}^{Im} \uparrow 2) * AGF_Y^{Im}[k] \quad (3.16.b)$$

$AGF_Y^{Re}[k]$ ve $AGF_Y^{Im}[k]$ işaretleri sym16 ve sym9 dalgacıklarının yeniden oluşturma filtre katsayıları olarak seçilir. Bu işlem, 6 kere her defasında son katmanda hesaplanan yaklaşım katsayıları üzerinden devam ettirilir ve aranan frekans içeriği 1. Katmanda zamanda filtrelenmiş, düşük frekanslı bir sinyal olarak ($x_{m,flt}^{Re}[k]$ ve $x_{m,flt}^{Im}[k]$) Eş. 3.17'deki hesaplanır.

$$x_{m,flt}^{Re}[n] = (X_{Y,1}^{Re} \uparrow 2) * AGF_Y^{Re}[k] \quad (3.17.a)$$

$$x_{m,flt}^{Im}[n] = (X_{Y,1}^{Im} \uparrow 2) * AGF_Y^{Im}[k] \quad (3.17.b)$$

Bu sayede düşük frekansla salınan bir sinyal çifti elde edilir. Karmaşık formda Eş 3.18'deki gibi yazılan filtrelenmiş $\widetilde{x_{m,flt}}[n]$ sinyalinin gerçek ve sanal kısımları, Eş. 3.19'daki gibi yazılabilir.

$$\widetilde{x_m}[n] = \frac{A_{69}}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi(-5)n}{f_s} + \theta_{69} \right]} \right) + \frac{A_{70}}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi(0)n}{f_s} + \theta_{70} \right]} \right) + \frac{A_{71}}{2} \left(e^{j \left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} + \theta_{71} \right]} \right) \quad (3.18)$$

$$Re\{\widetilde{x_{m,flt}}[n]\} = \frac{A_{70}}{2} \cos[\theta_{70}] + \frac{A_{69}}{2} \cos \left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} - \theta_{69} \right] + \frac{A_{71}}{2} \cos \left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} + \theta_{71} \right] \quad (3.19.a)$$

$$Im\{\widetilde{x_{m,flt}}[n]\} = \frac{A_{70}}{2} \sin[\theta_{70}] - \frac{A_{69}}{2} \sin \left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} - \theta_{69} \right] + \frac{A_{71}}{2} \sin \left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} + \theta_{71} \right] \quad (3.19.b)$$

Eş. 3.19’da görüleceği üzere 345, 350 ve 355 Hz’de salınan sinyallerin genlik (A_{69}, A_{70}, A_{71}) ve faz değerleri ($\theta_{69}, \theta_{70}, \theta_{71}$) düşük frekanslara taşınmıştır. Alçak frekanslı bu sinyallerin işlem başında kullanılan karmaşık referans sinyalinin gerçek ve sanal kısımları ile modülasyonu, frekans içeriğini spektrumdaki gerçek yerlerine kaydırmaktadır. Modüle edilip filtrelenen sinyalin genliği yarıya düştüğünden bu aşamada sinyal 2 ile kuvvetlendirilmelidir. Demodüle edilmiş sinyalin gerçek ve sanal kısımları Eş. 3.20’deki gibi hesaplanır.

$$Re\{\widetilde{x_d}[n]\} = 2 \times Re\{m[n]\} \times Re\{\widetilde{x_{m,flt}}[n]\} \quad (3.20.a)$$

$$Re\{\widetilde{x_d}[n]\} = 2 \times \cos\left[\frac{2\pi f_{70}n}{f_s}\right] \left(\frac{A_{70}}{2} \cos[\theta_{70}] + \frac{A_{69}}{2} \cos\left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} - \theta_{69}\right] + \frac{A_{71}}{2} \cos\left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} + \theta_{71}\right]\right) \quad (3.20.b)$$

$$Re\{\widetilde{x_d}[n]\} = \cos\left[\frac{2\pi f_{70}n}{f_s}\right] \left(A_{70} \cos[\theta_{70}] + A_{69} \cos\left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} - \theta_{69}\right] + A_{71} \cos\left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} + \theta_{71}\right]\right) \quad (3.20.c)$$

$$Re\{\widetilde{x_d}[n]\} = \frac{A_{70}}{2} \left(\cos\left[\frac{2\pi f_{70}n}{f_s} + \theta_{70}\right] + \cos\left[\frac{2\pi f_{70}n}{f_s} - \theta_{70}\right]\right) + \frac{A_{69}}{2} \left(\cos\left[\frac{2\pi f_{71}n}{f_s} - \theta_{69}\right] + \cos\left[\frac{2\pi f_{69}n}{f_s} + \theta_{69}\right]\right) + \frac{A_{71}}{2} \left(\cos\left[\frac{2\pi f_{71}n}{f_s} + \theta_{71}\right] + \cos\left[\frac{2\pi f_{69}n}{f_s} - \theta_{71}\right]\right) \quad (3.20.d)$$

$$Im\{\widetilde{x_d}[n]\} = 2 \times Im\{m[n]\} \times Im\{\widetilde{x_{m,flt}}[n]\} \quad (3.20.e)$$

$$Im\{\widetilde{x_d}[n]\} = -2 \times \sin\left[\frac{2\pi f_{70}n}{f_s}\right] \left(\frac{A_{70}}{2} \sin[\theta_{70}] - \frac{A_{69}}{2} \sin\left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} - \theta_{69}\right] + \frac{A_{71}}{2} \sin\left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} + \theta_{71}\right]\right) \quad (3.20.f)$$

$$Im\{\widetilde{x_d}[n]\} = -\sin\left[\frac{2\pi f_{70}n}{f_s}\right] \left(A_{70} \sin[\theta_{70}] - A_{69} \sin\left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} - \theta_{69}\right] + A_{71} \sin\left[\frac{2\pi(5)n}{f_s} + \theta_{71}\right]\right) \quad (3.20.g)$$

$$Im\{\widetilde{x_d}[n]\} = -\frac{A_{70}}{2} \left(\cos\left[\frac{2\pi f_{70}n}{f_s} - \theta_{70}\right] - \cos\left[\frac{2\pi f_{70}n}{f_s} + \theta_{70}\right]\right) + \frac{A_{69}}{2} \left(\cos\left[\frac{2\pi f_{69}n}{f_s} + \theta_{69}\right] - \cos\left[\frac{2\pi f_{71}n}{f_s} - \theta_{69}\right]\right) - \frac{A_{71}}{2} \left(\cos\left[\frac{2\pi f_{69}n}{f_s} - \theta_{71}\right] - \cos\left[\frac{2\pi f_{71}n}{f_s} + \theta_{71}\right]\right) \quad (3.20.h)$$

Eş. 3.20.e ve 3.20.h’deki gibi hesaplanan demodüle edilmiş sinyallerin toplanması ile 350 Hz ve 5 Hz komşuluğundaki sinyallerin toplamı, Eş. 3.21’deki gibi elde edilir. Hesaplanan bu sinyal 7. Harmonik ($\widetilde{x_{70,altgrup}}[n]$) altgruba denk gelmektedir.

$$\widetilde{x_{70,altgrup}}[n] = x_{69}[n] + x_{70}[n] + x_{71}[n] = Re\{\widetilde{x_d}[n]\} + Im\{\widetilde{x_d}[n]\} \quad (3.21.a)$$

$$\widetilde{x_{70,altgrup}}[n] = A_{69} \cos\left[\frac{2\pi f_{69}n}{f_s} + \theta_{69}\right] + A_{70} \cos\left[\frac{2\pi f_{70}n}{f_s} + \theta_{70}\right] + A_{71} \cos\left[\frac{2\pi f_{71}n}{f_s} + \theta_{71}\right] \quad (3.21.b)$$

Bu bölümde detayları ile açıklanan Karmaşık Üstel Genlik Modülasyonu ve Ayrık Dalgacık Dönüşümü ile ara harmoniklerin çözülmesine imkân veren hibrit yöntem, elektrik ark ocaklarından alınmış gerçek zamanlı akım sinyalleri üzerinde uygulanmıştır. Önerilen hibrit yöntem ile elde edilen sonuçlar, DFT ile analiz edilen sinyaller üzerinde IEC tarafından

önerildiği gibi altgrup hesabı ile karşılaştırılmış ve önerilen yöntemin ara harmonikleri başarılı bir şekilde analiz edebildiği gösterilmiştir (Sezgin ve Salor, 2019).

4. TEZ KAPSAMINDA ÖNERİLEN HARMONİK ANALİZİ YÖNTEMLERİNİN DOĞRULANMASI

Bölüm 3'te yüksek frekanslarda ve daha düşük frekanslarda harmonik analizi yapılmasına imkân sunan modülasyon tabanlı iki yöntem detaylandırılmıştır. Bölüm 3.2'de açıklanan yöntem, yüksek frekanslarda çalışan, frekans dalgalanmalarını hesaba katabilen ve bir pencere genişliğinde durağan sinyalin algılandığı anda harmonik içeriği en doğru şekilde hesaplayabilen yöntem açıklanmıştır. Bölüm 3.3'te ise pencerelenmiş sinyaller üzerinde daha düşük frekanslarda çalışan, hesaplanan harmonik içerikte DFT'nin aksine zaman lokalizasyonu sağlayan etkili bir yöntem önerilmiştir. Her iki yöntem de uygulama sırasında gerçek frekans değerlerinin hesaba katılmasına izin verdiğinden, etkili bir temel frekans kestirimcisi ile oldukça iyi performans sergilemektedir. Seçili frekans bandını hesaplamayı amaçlayan Bölüm 3.3'teki yöntem, geniş pencereler üzerinde harmonik altgrup hesabı için test edilmiştir. Buna karşın mümkün olan en yüksek hızda, gecikme olmaksızın harmonik analizi yapılmasını sağlayan Bölüm 3.2'deki yöntem, eş zamanlı olarak güç sistemlerinde ölçülen sinyallerin temel bileşenlerini senkrofazörler halinde hesaplamak ve aktif harmonik filtrelerine referans sinyali üretebilmek amacıyla test edilmiştir. Her iki yöntem de durağan ve durağan olmayan şartlarda yaygın olarak kullanılan DFT tabanlı yöntemler ile karşılaştırılmıştır.

4.1. Önerilen Frekans Analizi Yönteminin Harmonik Hesabı İçin Test Edilmesi

Örnek tabanlı çalışan yöntemlerin karşılaştırılması için Çizelge 4.1'de verilen bileşenler ile oluşturulan sentetik sinyal, SDFT, SOGI, standart mSDFT, önerilen yöntem ve IpDFT yöntemleri analiz edilmiştir. Hesaplama işlem yükünden, frekans değişimlerine karşı dirençsiz oluşundan ve bütün olası harmoniklerin eş zamanlı olarak analiz edilmesini zorunlu kıldığından dolayı KF tabanlı harmonik analizi yöntemleri karşılaştırmaya dâhil edilmemiştir. Güç sisteminde frekans dalgalanmalarının olmadığı ve N periyot genişliğinin tam sayı olduğu durumlarda önerilen yöntem, mSDFT'ye denk olmaktadır. Ancak anlık frekans değerlerini kullanabilen ve bir tam periyodu mevcut örnekleme frekansı ile tam sayı olarak ifade edilmeyen sistemler için en yüksek genliğe sahip temel bileşenin eliminasyonu, önerilen yöntemin yakınsama süresini harmonik bileşenler için iki periyoda çıkarmaktadır. Önerilen yöntem, durağan koşulların yanı sıra ani genlik ve frekans değişimleri durumu için değerlendirilmiş ve mevcut yöntemler ile karşılaştırma yapılmıştır. Özellikle frekans

değişimleri durumunda yapılan testlerde anlık olarak değiştirilen sinyalin frekansının ilgili anda bilindiği kabulü yapılmıştır. Bu sayede yöntemin frekans değişimleri durumundaki yakınsama performansı izlenmiştir. Önerilen yöntemin anlık frekans kestirimlerini kullanması sebebiyle frekans kestirimcisinin yakınsama süresi bu yöntemde göz önüne alınmamıştır. Aynı yaklaşım benzer yolla anlık frekans değerlerini kullanan standart SOGI yönteminde de uygulanmış ve frekans değişimlerinin anlık olarak algılandığı kabulü yapılmıştır. Karşılaştırma her yöntem için hem genlik, hem frekans hem de faz açılarının değerlendirildiği dalga formları üzerinden yapılmıştır.

Çizelge 4.1. Örnek tabanlı çalışan yöntemleri test etmek için oluşturulan gerilim sinyalinin bileşenleri

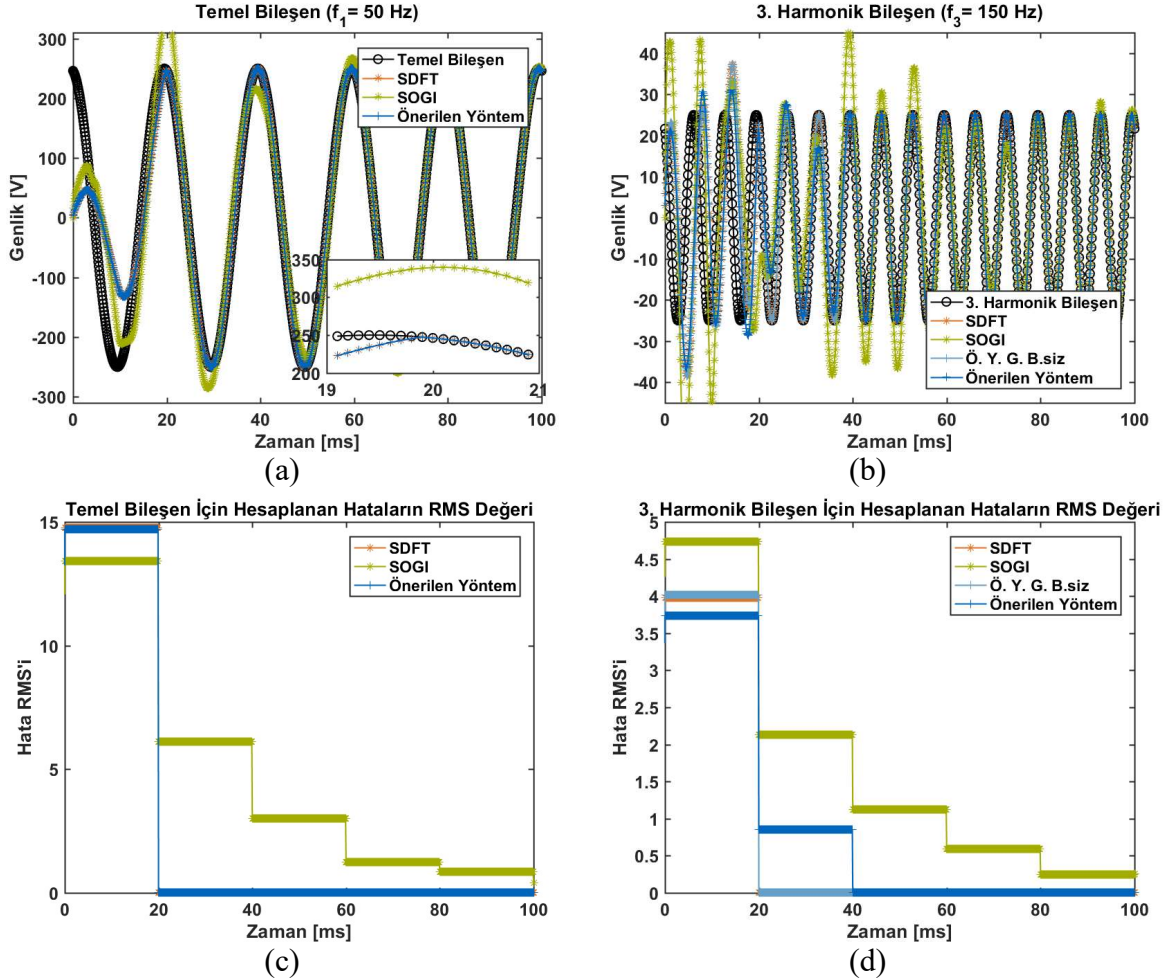
i	f_i (Hz)	A_i (A)	θ_i (Deg)
1	50	250	10
2	100	12.5	20
3	150	25	30
5	250	20	50
7	350	20	70
9	450	25	90
11	550	15	110

4.1.1. Yöntemin durağan sinyaller üzerinde test edilmesi

Bu bölümde Bölüm 3.2’de önerilen frekans analizi yöntemi sentetik sinyaller üzerinde test edilecek ve sonuçlar durağan sinyaller üzerinde SDFT ve SOGI yöntemleri ile karşılaştırılacaktır. Frekans dalgalanmalarının olmadığı durumlarda zaman içinde periyodik olarak değişen modülasyon sinyalinin kullanımı ve kayan ortalamadan ibaret olan yöntem mSDFT yöntemine denk olduğu için mSDFT ile ayrıca karşılaştırma yapılmamıştır.

Çizelge 4.1’e göre oluşturulmuş giriş sinyali 10 kHz örnekleme frekansı ile oluşturulmuş ve elde edilen kestirimler Şekil 2.4.1’de verilmiştir. Buna göre SDFT ve önerilen yöntem ile hesaplanan temel bileşenler 20. ms’de hatasız bir şekilde elde edilmektedir. Buna karşın SOGI yönteminin yakınsama süresi yaklaşık 100 ms olarak belirlenmiştir. Harmonik bileşenlerde ise önerilen yöntemin Şekil 3.5’teki gibi temel bileşenin elimine edildiği ve edilmediği giriş sinyali ile yapılan analiz gösterilmiştir. RMS hatası bütün yöntemler için temel periyot boyunca yapılan kestirimler ve sinyallerin gerçek değerlerinin noktasal farkları kullanılarak her periyot için yalnızca bir kez Eş. 4.1’deki gibi hesaplanmıştır.

$$\varepsilon^{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \times \sum_{i=n-N+1}^n (x[i] - \tilde{x}[i])^2} \quad (4.1)$$



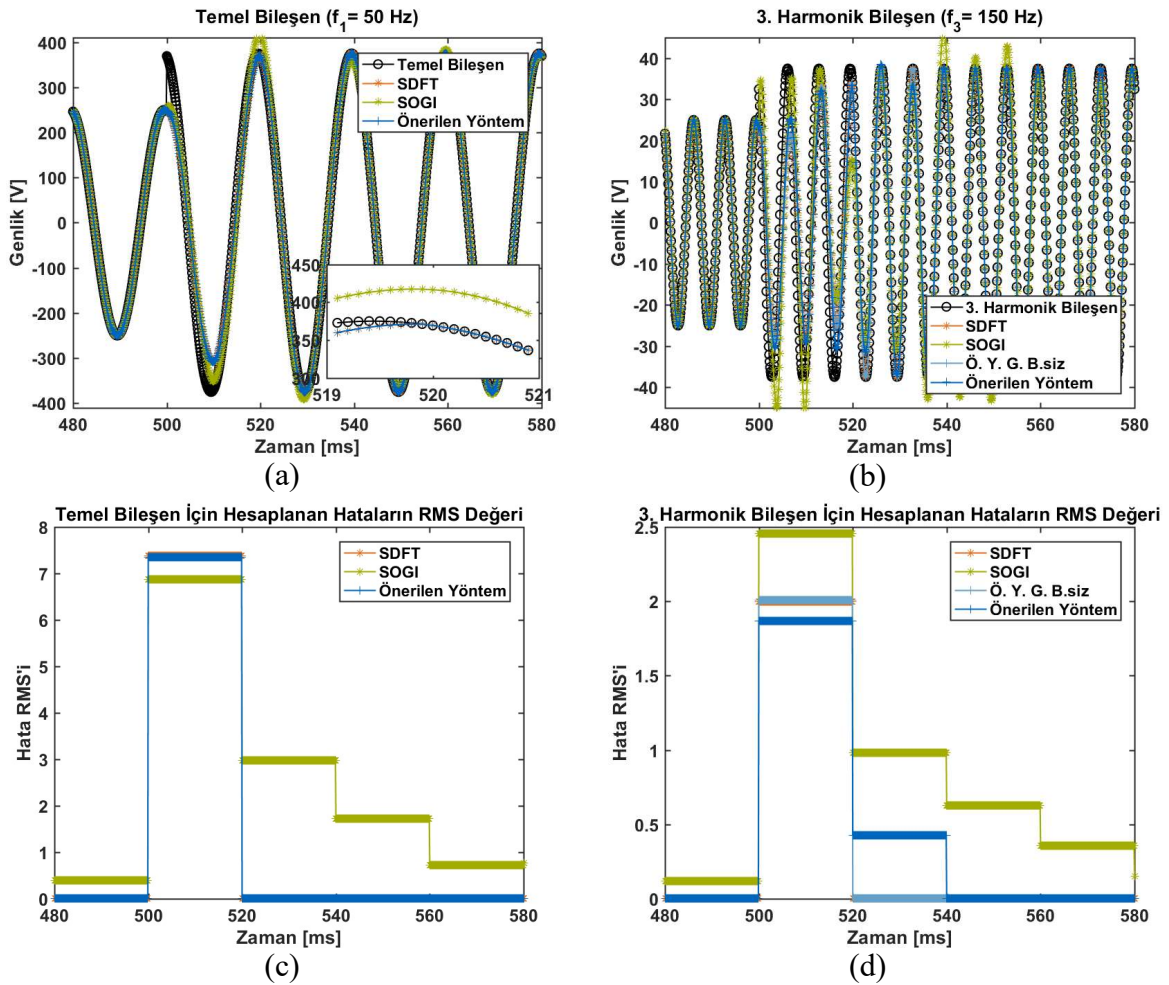
Şekil 4.1. Örnek tabanlı çalışan yöntemlerin test sinyali üzerinde durağan koşullar için uygulanması. (a) Temel bileşen, (b) 3. harmonik bileşen (c) Temel bileşen için elde edilen RMS hatası (d) 3. harmonik bileşen için elde edilen RMS hatası.

4.1.2. Yöntemin durağan olmayan sinyaller üzerinde test edilmesi

Bu bölümde önerilen yöntem, zaman içinde sinyalin durağanlığında meydana gelen değişimler ve frekans değişimlerinin gerçekleştiği durumlar için test edilmiştir. Gerilim kabarması ve çukuru durumlarını incelemek için sinyalin genliğinde ani değişimler yapılmış ve yakınsama süreleri gözlenmiştir. Frekans değişimleri için ise mevcut örnekleme frekansı dâhilinde, N temel periyodunun tam sayısı olarak ifade edilebildiği, bir tam periyodun çözümlenebildiği büyük sapmalar ve N temel periyodunun kesirli değerlere denk geldiği, bir tam periyodun çözümlenemediği küçük sapmalar değerlendirilmiştir.

Sinyallerin genliğinde meydana gelen değişimler için yapılan test

Ölçüm sinyalinin genliğinde meydana gelebilecek değişimlerin sonuçlara etkisini gözlemlemek amacıyla 500. ms'de giriş sinyali ve bu sinyali oluşturan harmonik bileşenlerin genliği 2 katına çıkarılmış ve yöntemlerin yakınsama süreleri incelenmiştir. Bu test için elde edilen sonuçlar Şekil 4.2’de sunulmuştur.



Şekil 4.2. Örnek tabanlı çalışan yöntemlerin test sinyali üzerinde durağan olmayan koşullar (genlik değişimi) için uygulanması. (a) Temel bileşen, (b) 3. harmonik bileşen (c) Temel bileşen için elde edilen RMS hatası (d) 3. harmonik bileşen için elde edilen RMS hatası

Genlik değişiminin olduğu andan itibaren yakınsama süreleri, durağan sinyaller ile yapılan testte olduğu gibi gözlemlenmiştir. Gerilim kabarmasının olduğu andan itibaren sinyalin bir tam periyodunun ölçüldüğü an, harmonik temel bileşen doğru bir şekilde hesaplanmış, harmonik bileşen ilgili bloğun girişinde gerçekleştirilen fark işlemi sebebiyle ikinci periyotta yakınsamıştır.

Buraya kadar yapılan testlerde, önerilen yöntemde harmonik analizi için kullanılan ölçüm sinyali ve temel bileşen kestiriminin farkının yalnızca ekstra gecikmeye sebep olduğu görülmektedir. Ancak küçük frekans sapmalarında tam olarak ayrıştırılamayan bileşenlerin eliminasyonu ve spektral kaçakları azaltmayı amaçlayan bu yaklaşımın en iyi sonuçları verdiği görülecektir.

Sinyallerin frekansında meydana gelen küçük değişimler için yapılan test

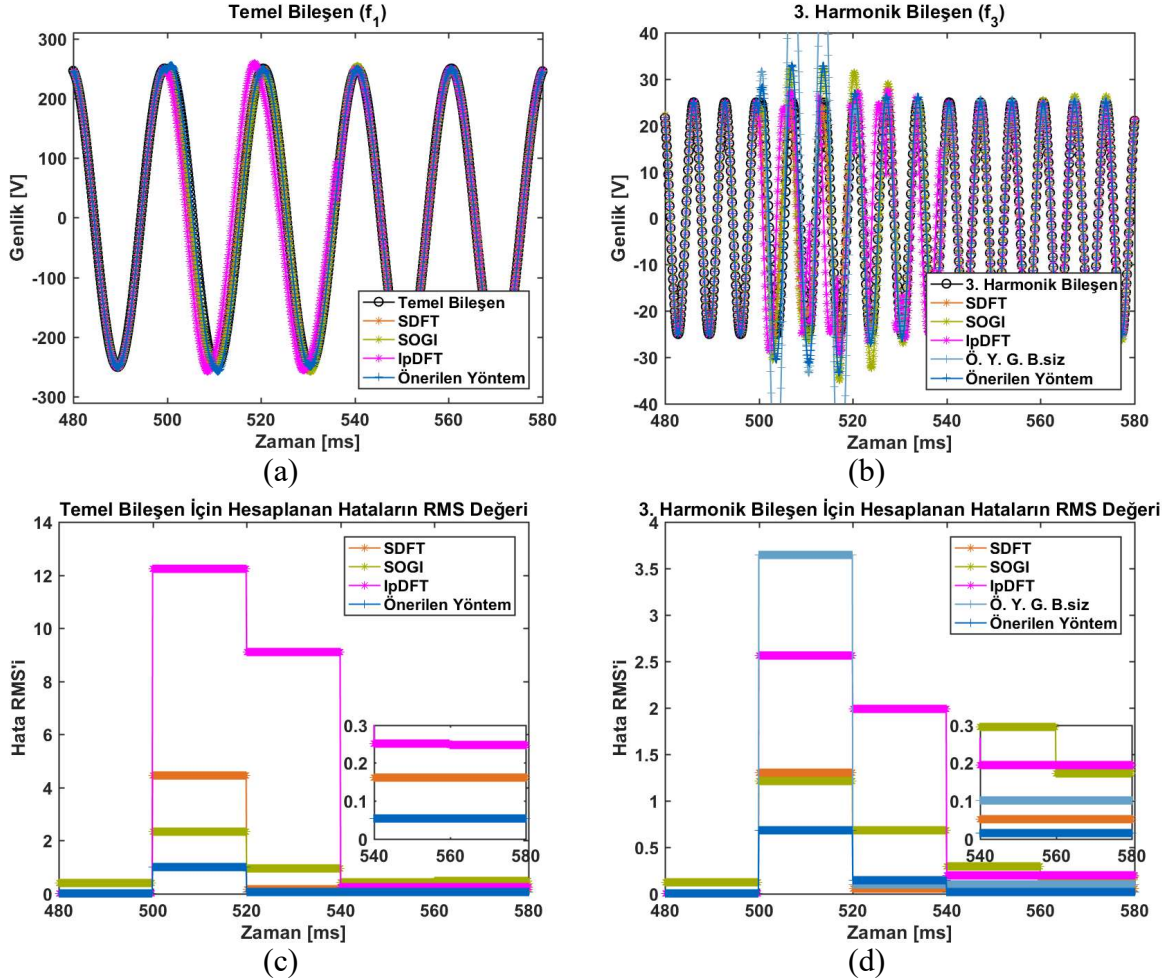
Bu bölümde incelenen güç sistemi sinyallerinde meydana gelen küçük frekans sapmalarının kestirimler üzerinde etkisi detaylandırılacak ve mevcut örnekleme frekanslarında kullanılabilecek yaklaşımlar karşılaştırılacaktır. Belirli bir örnekleme frekansı ile örneklenmiş ayrık bir sinyalin genel periyodu, sinyalin temel frekansı kullanılarak hesaplanmaktadır. Genel olarak modülasyon tabanlı yöntemlerde ve DFT yaklaşımlarında pencere boyunca yapılan referans karmaşık üstel işaretler ile çarpım işlemi, sinyallerin sahip olduğu frekans bileşenleri sıfır eksenine ve spektrumdaki diğer frekans değerlerine kaydırılmaktadır. Böylesi sinyallerin zaman içinde belirli sürelerce integre edilmesi, ya da ayrık sinyaller için belirli uzunluklarda ortalama işlemine tabii tutulması modüle edilmiş sinyallerin içerdiği sinüzoidal bileşenlerin elimine edilmesine ve aranan frekansta salınan (oriijine kaydırılmış olan) bileşenlerin kayıpsız bir şekilde elde edilmesini sağlamaktadır. Ayrık zamanlı sinyallerde bu temel ile hesaplanan değerlerin hatasız olması için ortalama hesaplamada kullanılan N temel periyot değerinin tam sayı olarak ifade edilebilmesi gerekir. Doğrudan örnekleme frekansı ve temel frekans değerine bağlı olarak şekillenen bu değer in uygulamada her zaman tam sayılarla ifade edilmesi mümkün değildir. Güç sistemi sinyallerinin küçük frekans sapmalarında temel periyot değerlerinin tam sayı değerlerine denk gelmesi için sinyalin örnekleme frekansının arttırılması gerekmektedir. Ancak mevcut sistemler üzerinde sinyalin zaman içinde örnekleme frekansının arttırılması her zaman mümkün olmayabilir.

Bunun yerine zaman içerisinde çeşitli interpolasyon teknikleri kullanılarak sinyallerin periyotları tam sayı tam sayı olacak N değerlerine denk getirilebilir. Ancak zamanda interpolasyon teknikleri ekstra işlem yüküne sebep olmakta ve örnek tabanlı çözümlerde hesaplamaların tamamlanamamasına sebep olabilmektedir. Bu durum örnek tabanlı çalışan metotların interpolate edilmiş sinyallerin sonucunda elde edilen yeni adım aralıkları (veri işleme frekanslarında) içerisinde hesaplamaları tamamlayamamasına sebep olabilmektedir.

İnterpolasyon işlemi, zaman yerine frekans uzayında hesaplanan katsayılar ile de gerçekleştirilebilmektedir. Buna göre çeşitli pencereleme yöntemleri ile pencerelenmiş sinyaller ile hesaplanan mevcut DFT katsayıları kullanılarak DFT penceresi boyunca normalde çözümlenemeyecek frekans bileşenleri, aranan frekans bileşenlerine denk gelen katsayılar ve bu bileşenlerin komşuluğundaki katsayılar ile bazı varsayımlar altında, belirli miktarda hatalar içerecek şekilde hesaplanabilir (Romano, 2016). Bu nedenle bu bölümde önerilen yöntem ile hesaplanan değerler IpDFT ile hesaplanan değerler ile de karşılaştırılmıştır.

Ölçüm sinyalinin temel frekansında meydana gelebilecek küçük frekans değişimlerin sonuçlara etkisini gözlemlemek amacıyla 10 kHz ile örneklenmiş sinyalin temel frekans değeri, 500. ms'de 50 Hz'den 49.9 Hz'ye düşürülmüştür. Bu test için elde edilen sonuçlar Şekil 4.3'te sunulmuştur. N temel periyot değeri 10 kHz ile örneklenmiş 50 Hz temel frekansında salınan sinyal için 200 örneğe denk gelirken 49.9 Hz ile salınan sinyalin temel periyodu 200.4008 örneğe denk gelir, ki bu ayrık zamanlı bir sinyalin kayıpsız olarak çözümlenememesine sebep olmaktadır. Bu gibi küçük frekans dalgalanmalarındaki analizin hesaplanan temel periyoda en yakın tam sayı değerine ayarlanması, ancak modülasyonda gerçek frekans değerinin kullanımı önerilen yöntemin temelini oluşturmaktadır. Böylesi bir durumda modüle edilmiş sinyalin içerdiği sinüzoidal sinyaller ortalama alındığında tam anlamı ile yok olmayacak, her bir nokta için çok düşük hatalar ile elde edilecektir. En büyük genliğe sahip temel bileşende bu hata tek bir periyotta telafi edilebilse de harmonik bileşenlerinin analizinde bu sorun daha da etkili olacaktır. Bu çalışmada hesaplama yükünü arttıracak zamanda interpolasyon tabanlı yöntemler değerlendirilmediğinden kestirilmiş temel bileşenlerin ölçüm sinyalinden çıkarılması ile elde edilen fark sinyali harmoniklerin analizinde değerlendirilmiştir. Yüksek doğrulukla hesaplanmış temel bileşen ve ölçüm sinyalinin farkı, sinyalin frekans içeriğini ciddi oranda temizlediğinden harmonik bileşenlerin analizi daha düşük hatalar ile hesaplanmaktadır. Ancak bu durum, kayan ortalama filtrelerinin çıkışlarından elde edilen temel bileşen kestirimlerini kullandığından harmonik bileşenlerin bir periyotluk ekstra gecikme ile yakınsamasına sebep olmaktadır. IpDFT tabanlı yöntem de en az iki periyotluk giriş sinyaline ihtiyaç duyduğundan ve SOGI tabanlı yöntemlerin yakınsama süresi de 5 tam periyoda varabildiğinden önerilen yöntemin harmonik bileşenlerin analizindeki performansı rekabetçi olarak değerlendirilmiştir. Bunun yanı sıra temel bileşenlerin yakınsama süresi her zaman bir tam periyot olduğundan bütün harmonik bileşenlerin süzölmek istendiği aktif harmonik filtreleri için kullanılacak referans

sinyaller giriş sinyali ve temel bileşen farkı ile hesaplanan fark sinyali ile bir periyotluk yakınsama süresi ile hesaplanabilmektedir.



Şekil 4.3. Örnek tabanlı çalışan yöntemlerin test sinyali üzerinde durağan olmayan koşullar (küçük frekans değişimi) için uygulanması. (a) Temel bileşen, (b) 3. harmonik bileşen (c) Temel bileşen için elde edilen RMS hatası (d) 3. harmonik bileşen için elde edilen RMS hatası

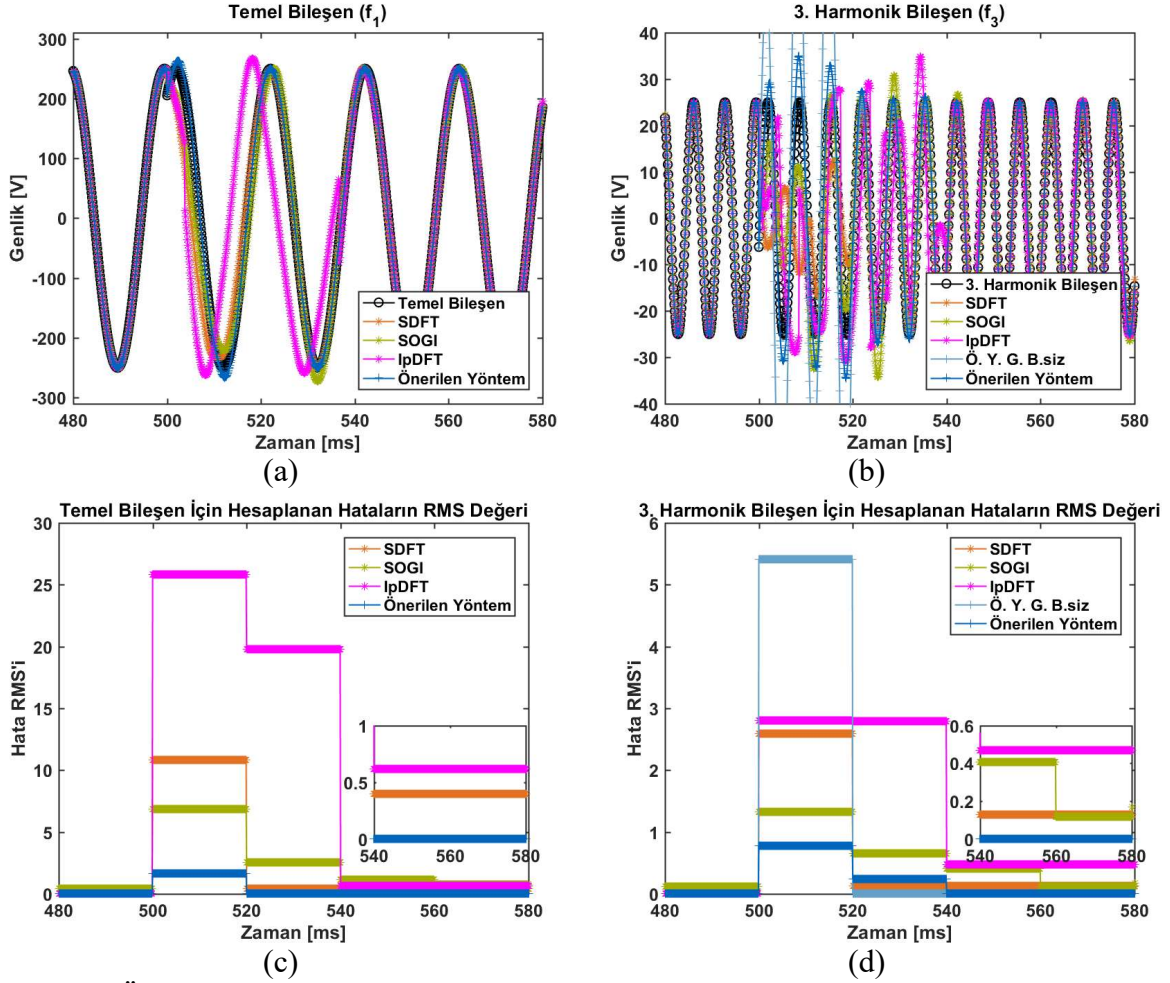
Şekil 4.3'ten görüleceği üzere genlik, frekans ve faz açısı kestirimlerinin birlikte değerlendirildiği dalga formu kestirimleri ile yapılan hata analizlerine göre önerilen yöntem, yakınsama süresi sonrası harmonik bileşenlerin dalga formlarını en düşük hata ile hesaplayabilmektedir. Önerilen yöntemde harmonik analizi için kullanılan giriş sinyalinde temel bileşenin farkının alınmadığı geri beslemesiz yaklaşımda dalga formları standart SDFT yöntemine göre daha hatalı elde edilmektedir. Durağan koşullarda en iyi sonuçları sunmasının yanı sıra, durağanlığın bozulduğu geçiş bölgelerinde kestirimlerin, diğer yöntemlere göre daha yumuşak geçişlerle kararlı değerlere vardığı belirlenmiştir.

Sinyallerin frekansında meydana gelen büyük değişimler için yapılan test

Bu bölümde mevcut örnekleme frekansı ile örneklenmiş sinyalin temel frekansında ayrık sinyalin temel periyodunu değiştirecek denli büyük frekans dalgalanmalarının kestirimler üzerindeki etkisi tartışılmıştır. Bu testte ölçüm sinyalinin temel frekansı 500. ms’de anlık olarak 49.7512 Hz’ye düşürülmüştür. Buna göre ilk 500 ms’de bir tam periyodu 200 örnek olan ölçüm sinyalinin bu andan itibaren temel periyodu 201 örnek olmaktadır. Önerilen yöntem, zaman içinde değişen periyot uzunluklarına bağlı olarak farklı genişliklerde ortalama hesaplayabilmektedir. Bu durum önerilen yöntemin performansının nominal şartlarda gerçekleştirilen analizlere özdeş olmasını sağlamaktadır. Buna göre durağan sinyaller ile yapılan testlerde olduğu gibi önerilen yöntem bir tam periyodun ölçüldüğü an, bütün sinyalleri hatasız olarak hesaplayabilmektedir.

SOGI yönteminde algoritmanın girdilerinden olan anlık frekans kestirimi önerilen yöntemde olduğu gibi anlık olarak yeni frekans değeri olarak ayarlanmıştır. Buna karşın SDFT ve IpDFT yöntemleri nominal şartlara göre ($f=50$ Hz, $N=200$ olacak şekilde) uygulanmıştır. IpDFT kestirimleri için önerildiği gibi temel bileşenin düzeltilmesinde 25 Hz ve 75 Hz, 3. harmonik bileşenin düzeltilmesinde ise 125 Hz ve 175 Hz bileşenlerine denk gelen DFT katsayıları kullanılmıştır. Temel bileşen ve harmonik bileşenin dalga şekilleri IpDFT yöntemi kullanıldığında yöntemle göre onarılmış genlik ve faz değerleri kullanılarak oluşturulmuştur.

Şekil 4.4’ten görüleceği büyük frekans dalgalanmalarında önerilen yöntem ile gerçekleştirilen kestirimler diğer yöntemlere kıyasla hatasız olmaktadır.



Şekil 4.4. Örnek tabanlı çalışan yöntemlerin test sinyali üzerinde duran olmayan koşullar (büyük frekans değişimi) için uygulanması. (a) Temel bileşen, (b) 3. harmonik bileşen (c) Temel bileşen için elde edilen RMS hatası (d) 3. harmonik bileşen için elde edilen RMS hatası

4.2. Önerilen Zaman - Frekans Analizi Yönteminin Harmonik Altgrup Hesabı İçin Test Edilmesi

Bu bölümde önerilen hibrit çözüm harmonik altgrup hesabı için durağan ve durağan olmayan koşullar altında sentetik veriler ile test edilmiştir. Karmaşık üstel modülasyon yardımı ile DWT'nin durağan sinyalleri DFT gibi kayıpsız bir şekilde hesaplayabildiği ispatlanmış ve genlikteki durağan olmayan değişimlere karşı DFT yöntemine ve harmonik altgrup hesabı yaklaşımına göre daha iyi sonuçlar verdiği gösterilmiştir.

Yöntem pencerelenmiş sinyaller üzerinde uygulandığından frekans değişimlerine karşı pencere genişliğinin ayarlanması mümkün olduğundan böylesi durumlarda durağan sinyallerin analizinde olduğu gibi yüksek performans elde edilmiştir.

Yöntemin durağan sinyaller üzerinde doğrulanması

Bu bölümde Bölüm 3.3'te önerilen hibrit yöntem PQ^+ cihazı kullanılarak 25.6 kHz örnekleme frekansı ile ölçülen ark ocağı akım sinyali üzerinde doğrulanacaktır. Ölçüm sinyali durağan bir aralık için DFT ile incelenmiş ve elde edilen sonuçlara göre en yüksek genliğe sahip frekans bileşenlerinin 1.6 kHz örnekleme frekansında yeniden üretilmesi ile sentetik bir sinyal elde edilmiştir. Mevcut sentetik sinyalinin içerdiği bileşenlerin frekans, genlik ve faz değerleri Çizelge 4.2'de sunulmuştur. Sentetik akım sinyali IEC 61000-4-7'de önerildiği gibi 10 temel periyot genişlikte saha ölçümü baz alınarak oluşturulmuştur.

Çizelge 4.2. Hibrit yöntemi test etmek için oluşturulan akım sinyalinin bileşenleri

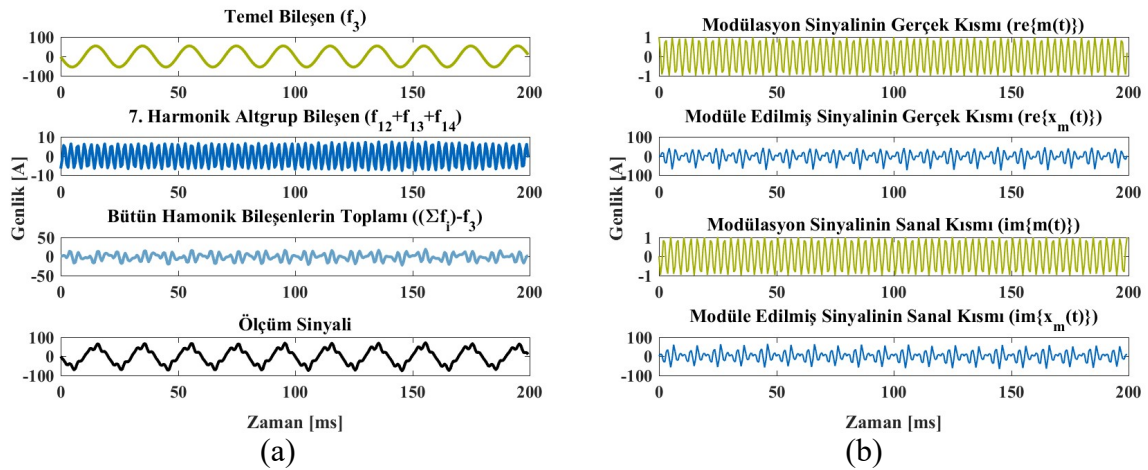
i	f_i (Hz)	A_i (A)	θ_i (Deg)
1	0	1,892	180
2	45	2,186	71,56
3	50	54,295	91,921
4	55	2,276	-98,477
5	60	1,238	-84,768
6	65	0,939	-77,799
7	100	0,933	-28,152
8	130	1,196	-105,142
9	150	2,064	-135,701
10	250	9,820	17,219
11	255	1,025	-156,393
12	345	1,170	160,437
13	350	6,709	175,8
14	355	1,323	-9,716
15	550	0,927	-4,794

Çizelge 4.2'de bileşenleri verilen sinyalin 7. harmonik altgrubunu [345, 350, 355 Hz bileşenleri] hesaplamak üzere 350 Hz ile salınan modülasyon sinyali üretilmiş ve modüle edilmiş sinyal elde edilmiştir.

Harmonik altgrup hesabı için aranan frekansa 5 Hz komşuluğundaki bileşenler arandığından DWT işlemi sonunda 0 ve 5 Hz bileşenlerinin filtrelenmesi gerekmektedir. Örnekleme frekansı 1.6 kHz olan modülasyon sinyalinin gerçek ve sanal kısımlarına sırasıyla sym16 ve sym9 dalgacıkları kullanılarak DWT işlemi uygulandığında 6. katmanın yaklaşım katsayılarına ($X_{Y,6}[k]$) (0 - 12.5 Hz) bandındaki bileşenlerin bilgisini sıkıştırılacaktır. Bu sayede modüle edilmiş sinyalin 0 ve 5 Hz'de salınan bileşenleri hesaplanmaktadır.

DWT işlemi 6. Dereceden bir filtre yığını kullanılarak gerçekleştirilmiş ve son katmanın yaklaşım katsayılarında aranan frekans bileşenleri elde edilmiştir. Hesaplanan yaklaşım katsayıları, uygun uzunlukta sıfır dizileri kullanılarak zaman uzayına ters dönüşüm ile taşınmıştır. Demodülasyon işlemi için modülasyonda kullanılan sinyalin 2 ile kuvvetlendirilmiş formu kullanılmış ve gerçek ve sanal kısmı oluşturan düşük frekanslı sinyaller demodülasyon sinyalinin gerçek ve sanal kısımları ile modüle edilerek aranan frekans bandındaki içerik, spektrumdaki gerçek yerine oturtulmuştur. Elde edilen demodüle edilmiş sinyallerin toplamı ile 7. Harmonik altgrup hesaplanmıştır.

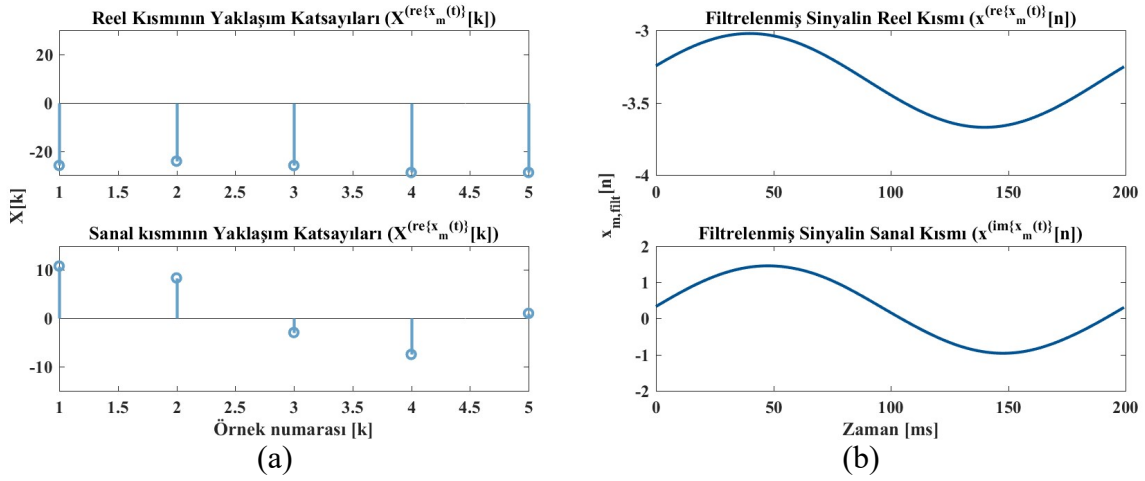
Çizelge 4.2’de sunulan sentetik akım sinyali Şekil 4.5.a’da gösterildiği gibi MATLAB ortamında oluşturulmuştur. 7. Harmonik altgrubu hesaplamak üzere $m[n]$ karmaşık referans sinyali Şekil 4.5.b’deki gibi oluşturulmuş ve ölçüm sinyali pencere boyunca referans sinyaller ile çarpılarak $x_m[n]$ sinyali hesaplanmıştır.



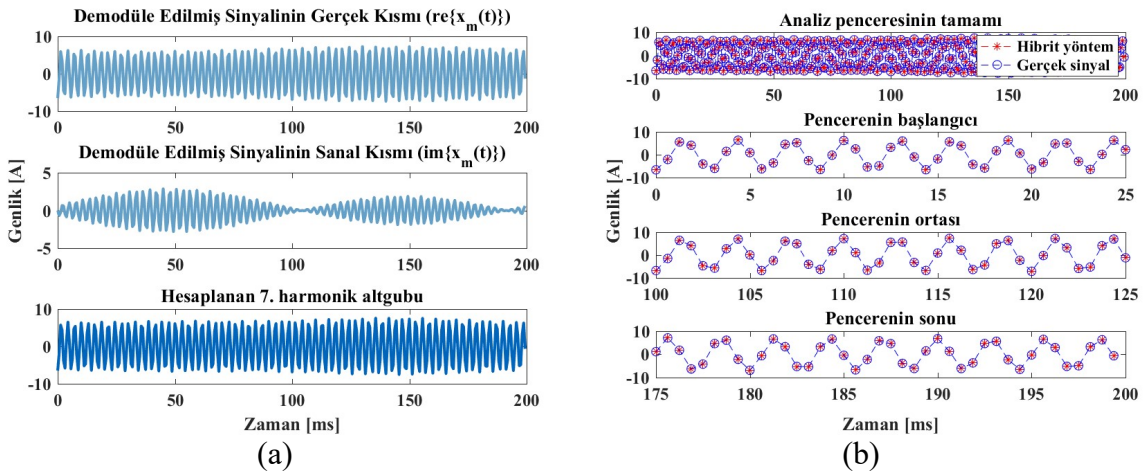
Şekil 4.5. Hibrit yöntemin doğrulanması için gerçekleştirilen ilk adım (a): Sentetik sinyallerin oluşturulması (b): Ölçüm sinyalinin aranan frekans bandındaki referans sinyali ile modülasyonu.

DWT işlemi uygulanacak sinyaller Şekil 4.5.b’deki gibi elde edilmiştir. Modüle edilmiş sinyalin gerçek ve sanal kısımları, sırasıyla Şekil 3.9’da verilen katsayılarla 6 katman boyunca yaklaşım katsayılarına ayrıştırılmış ve DWT yaklaşım katsayıları hesaplanmıştır. Yaklaşım katsayıları, ilgili filtre katsayıları ile ters DWT işlemine tabii tutulduktan sonra, zaman uzayında 0-12.5 Hz bandındaki bileşenler elde edilmiştir. Bu sinyal, modülasyon ile 0 Hz çevresine taşınan 7. Harmonik altgrubunun bilgisini taşır. İşlemler sırasında elde edilen yaklaşım katsayıları ve bu katsayılardan üretilen filtrelenmiş sinyaller Şekil 4.6.a ve 4.6.b’de verilmiştir.

Şekil 4.6.b'deki gibi düşük frekanslı bileşenler olarak hesaplanan 7. Harmonik altgrup bileşenleri, Şekil 4.5.b'de verilen modülasyon sinyalleri ile demodüle edilip toplandığında, 7. Harmonik altgrup sinyali Şekil 4.7.a'daki gibi kayıpsız bir şekilde elde edilmektedir. Şekil 4.7.b'de önerilen yöntem ile hesaplanan 7. Harmonik altgrup sinyali, bu altgruba ait sinyalin gerçek değeri ile birlikte gösterilmiştir.



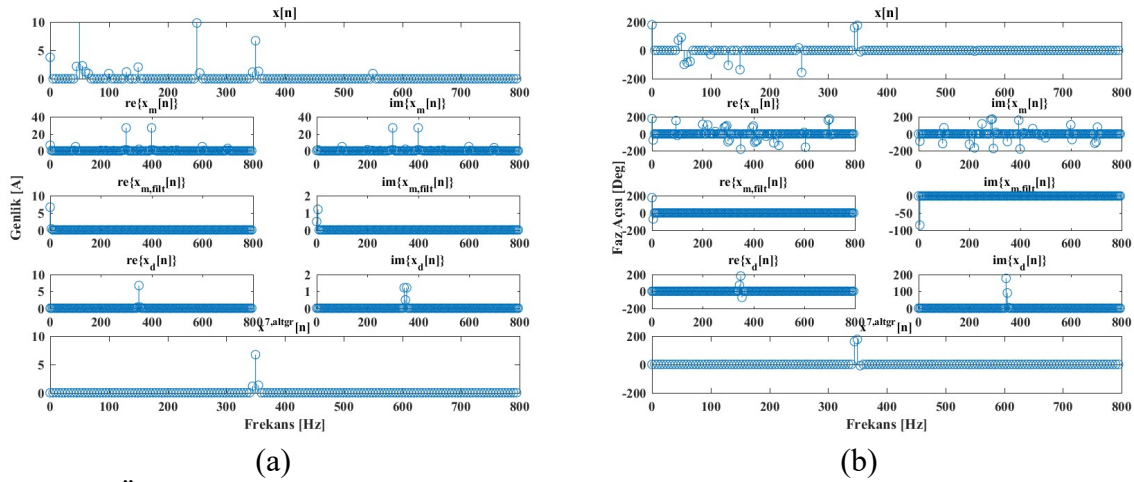
Şekil 4.6. Modüle edilmiş sinyallerin DWT ve ters DWT kullanılarak filtrenmesi (a): Hesaplanan yaklaşım katsayıları, (b): Yaklaşım katsayılarından üretilen sinyal.



Şekil 4.7. Demodüle edilmiş sinyaller ve sinyallerin toplamından elde edilen 7. harmonik altgrup sinyali ve gerçek değer ile karşılaştırma (a): Demodüle edilmiş sinyaller ve toplamı (b): Önerilen çözüm ve gerçek sinyalin birlikte gösterimi.

Şekil 4.5, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'te önerilen yöntemin adımları boyunca elde edilen sinyallerin zaman uzayındaki görüntüsü verilmiştir. Bu aşamalar boyunca sinyallerin frekans içeriği, yapılan DFT analizine göre genlik ve faz değerleri için frekans uzayında Şekil 4.8'deki gibi değişmektedir. Şekil 4.8 incelendiğinde önerilen yöntemle 7. Harmonik altgrupunu oluşturan frekans bileşenlerinin genlik ve faz değerlerinin kayıpsız olarak

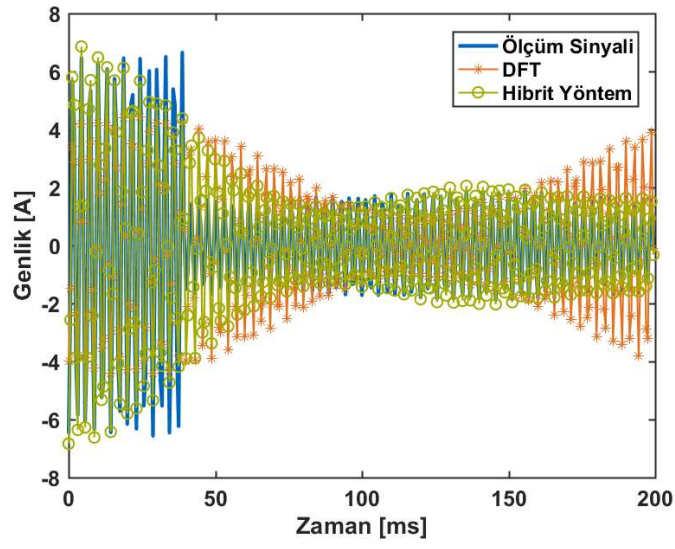
hesaplandığı görülebilir.



Şekil 4.8. Önerilen yöntemde işlem adımları boyunca sinyallerin frekans içeriğinin değişimi. (a): Genlik spektrumu (b): Faz spektrumu.

Yöntemin Durağan Olmayan Sinyaller Üzerinde Test edilmesi

Bu kısımda pencerelenmiş sinyalde gerilim çukuru görülmesi halinde hesaplanan harmonik altgrubu DFT tabanlı yöntemle hesaplanan harmonik altgrubu ile karşılaştırılacaktır. Çizelge 4.2'ye göre üretilen sentetik sinyal, genliği zaman içinde 40. ms'den itibaren %25'ine indiren bir basamak fonksiyonu ile çarpılmıştır. Bu test için DWT işleminde düşük frekanslarda iyi performans gösteren simetrik dolgulama yapılmış ve işlemler sonucunda Şekil 4.9'da gösterilen sinyaller elde edilmiştir. DFT tabanlı yöntem için 345, 350 ve 355 Hz bileşenlerine denk gelen katsayılarından sinyaller üretilmiş, hibrit yöntem için ise 6 katmanlı bir DWT filtre yığını kullanılmıştır. Şekil 4.9'dan görüleceği üzere önerilen yöntemin kullanımı halinde elde edilen 7. harmonik altgrup sinyali, DFT tabanlı yöntemle hesaplanan sinyale göre sentetik sinyale daha yakındır. Önerilen yöntemin sentetik sinyalin genliğindeki değişimi yakalama kabiliyeti daha yüksek olarak belirlenmiştir. Her iki yöntemle elde edilen dalga formlarının RMS değerleri değerlendirildiğinde önerilen yöntemdeki RMS hatası %2.26 iken DFT tabanlı yöntemde % 9.86'dır. Önerilen yöntem sinyallerin frekans bilgisini hesaplamalara dâhil ettiğinden, frekans dalgalanmalarının görüldüğü sistemlerde kestirilmiş frekans değerinin kullanımı, yöntemin başarımını artırmaktadır.



Şekil 4.9. Önerilen hibrit yöntemin durağan olmayan durumlar için değerlendirilmesi.

5. DÖNGÜ İÇİNDE DONANIM ORTAMINDA HARMONİK ANALİZİ

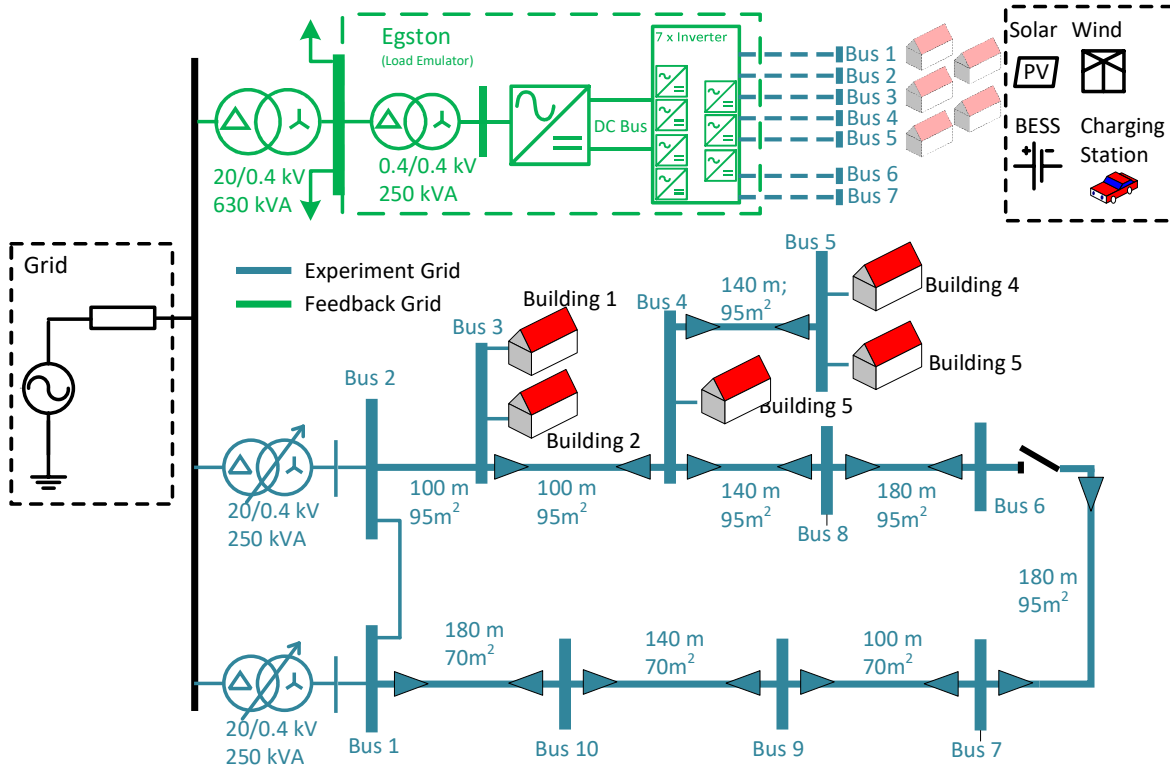
2. ve 3. Bölümde, tez kapsamında değerlendirilen harmonik analizi yöntemleri detaylı bir şekilde açıklanmıştır. Bu bölümde Döngü İçinde Donanım (Hardware in the Loop - HIL) benzetimleri ile harmonik analizi yapılması, hesaplamada kullanılacak ayırık sinyallerin koşullandırılması, pencere ve örnek tabanlı yaklaşımların gerçek zamanlı sinyal analizindeki etkisi, yöntemlerin çalıştırılabildiği veri işleme frekansları incelenecektir. Ayrıca CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarı için yüksek veri işleme hızlarında çalışabilen çevrimiçi harmonik ve senkrofazör uygulaması tanıtılacaktır.

HIL sistemleri, uygun donanım ve yazılımlar kullanılarak ölçüm ve kontrol algoritmalarını gerçek zamanlı olarak test sistemlerinde uygulamak için kullanılırlar. CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarında National Instruments tarafından geliştirilen NI-PXIe-8880 gömülü kontrolörü (Intel Xeon 8-core işlemci), NI-4303 analog giriş kartı ve NI-VeriStand yazılımı HIL ortamını oluşturmak için kullanılmaktadır. VeriStand yazılımı, MATLAB, NI-LabVIEW, Python gibi benzetim araçları ve NI-PXIe-8880 arasında bir köprü vazifesi görmekte ve benzetim araçlarınca üretilen C kodlarını paralel işletilen modeller ve gerçek zamanlı ölçümler üzerinde çalıştırmaktadır. NI-PXIe-8880 cihazları, sensörler ve veri okuma kartları ile mikro şebekenin bileşenlerini oluşturan profesyonel tüketicilerin (hem üretim hem de tüketim yapabilen tüketiciler, prosumer) ısı ve elektrik şebekelerini izlemeyi ve kontrol etmeyi sağlarlar.

Birbirine ısı, elektrik ve iletişim şebekeleri ile bağlı 5 adet profesyonel tüketiciden oluşan CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarının tek hat şeması Şekil 5.1’de (Perić, ve diğerleri, 2020) verilmiştir. Laboratuvarda deney ve geri besleme şebekeleri olarak isimlendirilmiş iki alt şebeke bulunmakta ve güç dolaşımı geri besleme şebekesi tarafında yerleşik, EGSTON yük emülatörü üzerinden gerçekleştirilmektedir. Yük emülatörü, bir transformatör, doğrultucu, DC bara ve ortak DC baraya bağlı 7 adet üç fazlı çift kutuplu eviriciden oluşmaktadır (Perić, ve diğerleri, 2020).

CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarında görece daha düşük hızlarda veri işlenmesini gerektiren ısı şebekesinin monitörizasyonu ve kontrolü için kullanılacak HIL benzetimleri tercihen NI-LabVIEW yazılımı ile gerçekleştirilirken, elektrik şebekesi için ağırlıklı olarak

MATLAB - Simulink yazılımı kullanılmaktadır. CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarı farklı yazılımlar ile çalışan araştırmacıların birlikte çalışmasını kolaylaştırmak, bağımsız ölçüm ve modellerin paralel bir şekilde çalıştırılabilmesini sağlamak amacıyla HIL tabanlıdır.



Şekil 5.1. CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarının tek hat şeması (Perić, ve diğerleri, 2020).

CoSES Laboratuvarı için gerçekleştirilen uygulamalarda iki tasarım kriteri ön plana çıkmıştır. Bunlar:

- 1- Monitörizasyon uygulamasının hesaplama işlem yükünün düşük olması,
- 2- Genel olarak durağan olması beklenen güç sistemi sinyallerindeki ani değişimlerin mümkün olan en kısa sürede belirlenebilmesi (gecikmelerin azaltılması),

olarak ifade edilebilir.

Bu tasarım kriterleri ayrı ayrı ele alınacak olursa, hesaplama işlem yükünün düşük olmasının istenme sebebi paralel olarak işletilecek gerçek zamanlı benzetim modellerinin tamamının güvenilir zaman sınırları içinde hesaplanabilmesine olanak sağlamaktır. Diğer kıstas ise ele alınan yöntemler için veri işleme frekansı (*Hedef Frekansı*, *Target Rate*) parametresine dayandırılmaktadır. Buna göre gerçek zamanlı çalıştırılacak benzetim modellerinde her bir iterasyon tanımlanmış olan veri işleme frekansı ile yürütüldüğünden, işlemler mümkün olan en yüksek hızlarda gerçekleştirilmelidir.

Harmonik analizi yöntemlerinden SDFT, mSDFT, SOGI, KF tabanlı modeller, örnek tabanlı işlemler için optimize edilmiş olduklarından yüksek veri işleme frekanslarında çalıştırılmalıdırlar. DFT ve DWT tabanlı çözümler ve 3. Bölümde önerilen hibrit yöntem, harmonik ve temel bileşenlerin hesaplanması için pencerelenmiş sinyallere ihtiyaç duyduklarından daha düşük veri işleme frekanslarında çalıştırılabilmektedir. KF tabanlı çözümler FFT'ye göre daha fazla işlem maliyetine sahip olduklarında gerçek zamanlı testlerde ve CoSES Güç Kalitesi Ölçüm Algoritması tasarımında saf dışı bırakılmıştır. Bunun dışında kalan yöntemler gerçek zamanlı benzetimler ile değerlendirilmiştir.

5.1. HIL Benzetimlerinde Hedef Frekansı

HIL benzetim modellerinin PXI donanımları üzerinde çalıştırılabildiği en yüksek hedef frekansı 10 kHz'dir. Cihazlar bu sıklıkla gerçek zamanlı sinyalleri örnekleyebilmekte ve oluşturulan benzetim modellerini çalıştırabilmektedir. Bu sebeple en güvenilir ve hesaplama yükü bağlamında en zorlayıcı örnekleme ve hedef frekansı 10 kHz olarak belirlenmiştir. Bu örnekleme frekansı, Nyquist Örnekleme Teoremine göre 5 kHz'ye kadar olan harmoniklerin analizini mümkün kılmaktadır. 50 Hz temel frekansa sahip sinyaller için bu değer 100. harmonik bileşene karşılık gelmektedir. Yüksek hızlarda çalıştırılmayacak derecede karmaşık modellerin çalıştırılması ise 10 kHz'nin tam sayı bölümlerindeki (10/2, 10/3, 10/4 ... kHz) hedef frekanslarında gerçekleştirilebilir. HIL benzetimlerinde hedef frekansının doğal sonucu olan zaman adımı süresi içerisinde benzetim modelinin tamamlanamaması, modelin çıkış parametrelerinin ilgili iterasyonda doğru bir şekilde hesaplanamamasına sebep olur. Donanım kaynaklarının sınırından fazla işletilmesine (*overrun*) sebep olan bu durum hatalı sonuçlar elde edilmesine sebep olur. Özellikle son iterasyonda hesaplanan değerlerin tekrarlı bir şekilde kullanıldığı geri beslemeli modellerde bu problem hesaplama sonuçlarının tamamen hatalı olmasına sebep olur. Bu bölümde güç sinyallerinin örnek tabanlı ya da pencere tabanlı olarak analiz edilebileceği hedef frekansları ve zaman adımları belirlenmiştir. Pencereler üzerinde çalışan ve işlem yükü çok yüksek olan yöntemler örneklenmiş sinyallerin tamponlanması ile elde edilen diziler üzerinde düşük hedef frekanslarında çalıştırılabilmektedir. Örnek tabanlı çalışan ve işlem yükü daha düşük olan yöntemler ise, örneklenmiş sinyallerin doğrudan kullanıldığı yüksek hedef frekanslarında ya da aşağı örneklenerek kullanıldıkları daha düşük hedef frekanslarında analiz edilecektir. Buna göre bir periyotluk güç sistemi sinyalini analiz etmek üzere veri işleme metodları gözetilerek belirlenen hedef frekansları ve zaman adımları Çizelge 5.1'de verilmiştir.

Çizelge 5.1. NI-PXIe-8880 modelleri için belirlenen veri işleme alternatifleri

Veri İşleme Hızı	Veri İşleme Yöntemi	Hedef Frekansı ve Zaman Adımı
Yüksek	Örnek Tabanlı	$f_t = 10 \text{ kHz}$, $T_t = 100 \text{ } \mu\text{s}$.
Düşük	Örnek Tabanlı	$f_t = 2.5 \text{ kHz}$, $T_s = 400 \text{ } \mu\text{s}$.
Düşük	Pencere Tabanlı	$f_t = 50 \text{ Hz}$, $T_s = 20 \text{ ms}$.

5.2. Pencere ve Örnek Tabanlı Çalışan Benzetim Modellerinin Karşılaştırılması

Bu bölümde, Bölüm 5.1’de hedef frekansı üzerindeki etkisi açıklanan pencere ve örnek tabanlı veri işleme yöntemleri yakınsama perspektifinden incelenecektir. Örneklenmiş periyodik güç sinyalleri için hesaplanan efektif değer, aktif ve reaktif güç ile senkrofazör ve harmonik değerler, sinyallerin belli sayıda örneklerinin (*ör: bir tam periyot kadar*) kullanılmasına ihtiyaç duyarlar. Ayırık sinyallerin zaman içindeki değerleri kullanılarak yapılan işlemler, sinyalin tamponlar kullanılarak vektörler haline getirilmesi ile pencere tabanlı olarak yapılabileceği gibi gecikme operatörlerini kullanan ayırık filtrelerin kullanımı ile örnek tabanlı olarak da yapılabilir. Pencere ve örnek tabanlı çalışan modellerin sinüzoidal sinyaller üzerinde sonuç verme sıklığını ve sinyalin durağanlığındaki değişimlere tepkisini açıklamak amacıyla basit bir etkin değer hesaplama işlemi ele alınabilir. Sadece temel frekansta salınan bileşene sahip, f_s örnekleme frekansı ile örneklenmiş güç sistemi şebeke gerilim sinyali Eş. 5.1.a’da gibi formüle edilebilir. Sinyalin N periyot uzunluğunca örnekleri kullanılarak oluşturulan vektörleri (x_i) birbiriyle örtüşmeyen her bir i . periyot için Eş. 5.1.b’deki gibi oluşturulmaktadır.

$$x[n] = A \times \cos \left[\frac{2\pi f n}{f_s} + \theta \right] \quad (5.1.a)$$

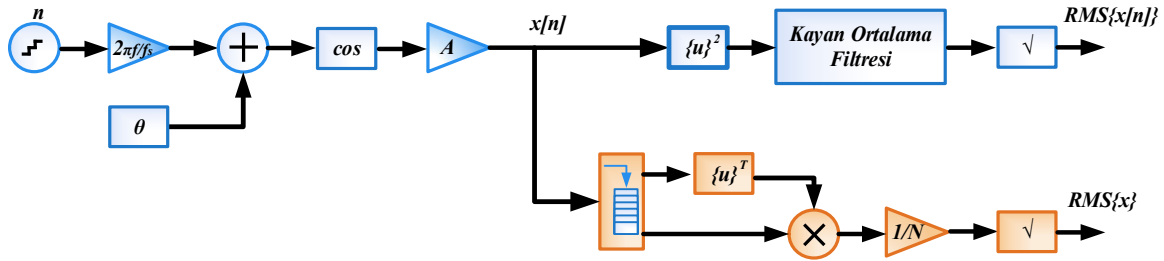
$$x_i = [x[(i-1) \times N] \quad x[(i-1) \times N + 1] \quad \dots \quad x[(i-1) \times N + N - 1]] \quad (5.1.b)$$

$x[n]$ sinyalinin matematiksel olarak efektif değeri, örnek bazlı olarak Eş. 5.2.a’deki şekilde hesaplanabilir. Bu yaklaşımda her bir örnek için gerekli bir periyot genişliğinde değerler sinyalin önceki örnekleri kullanılarak oluşturulur. Diğer yaklaşımda ise sinyalin N periyot uzunluğunca örnekleri kullanılarak oluşturulan vektörler kullanıldığında i . periyot için etkin değer hesabı Eş. 5.2.b’deki şekilde yapılır.

$$x[n]_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \times \sum_{i=n-N+1}^n (x[i])^2} \quad (5.2.a)$$

$$x_{i_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} x_i \cdot x_i^T} \quad (5.2.b)$$

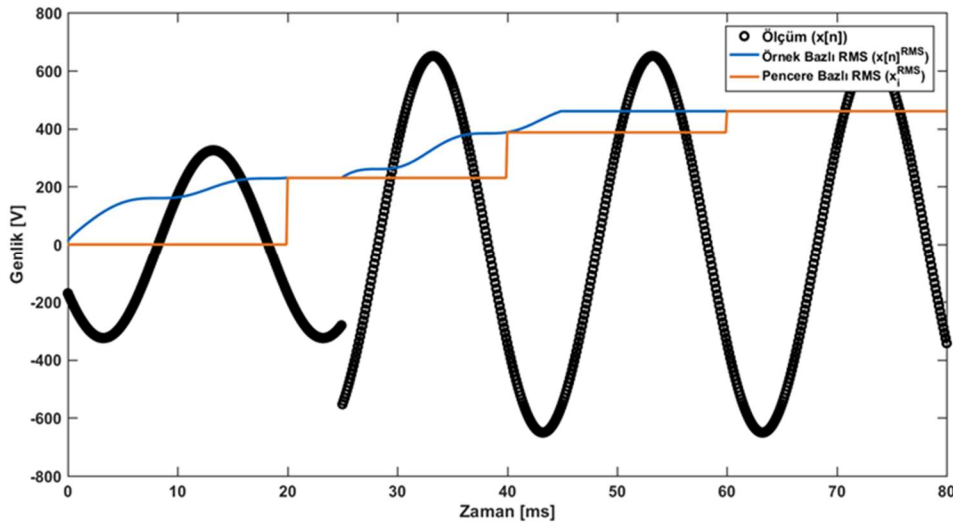
Eş. 5.1.a'da verilen güç sinyali 10 kHz örnekleme frekansı (f_s) ile örneklenmiş, 50 Hz temel frekansında (f) salınan, 240° faz açılı (θ) ve $230\sqrt{2}$ V genlikli (A) bir gerilim sinyali olarak MATLAB Simulink ortamında oluşturulmuştur. Sinyalin durağanlığında meydana gelebilecek değişikliği ifade etmek amacıyla birim basamak fonksiyonu ile çarpım işlemi ayrıca gerçekleştirilmiştir. Eş. 5.2.a ve Eş. 5.2.b'de ifade edilen örnek ve pencere tabanlı etkin değer hesaplama yöntemleri oluşturulan sinyal üzerinde uygulanmıştır. Pencere ve örnek tabanlı yaklaşımlar arasındaki farkları vurgulamak için gerçekleştirilen benzetim Şekil 5.2.'de verilmiştir.



Şekil 5.2. Örnek ve pencere tabanlı RMS hesaplamasının yakınsama süresi üzerindeki etkisini göstermek üzere yapılan benzetim. Blokların işletilme frekansları: 10 kHz (mavi) ve 50 Hz (turuncu).

Benzetim 10 kHz örnekleme frekansı ile 80 ms boyunca çalıştırılmıştır. Her iki yaklaşımın da yakınsama süresi benzetim modelinin çalıştırıldığı andan itibaren 20 ms olarak belirlenmiştir. Şekil 5.2'de mavi renk ile vurgulanmış örnek tabanlı işlemler 10 kHz örnekleme frekansı ile örneklenen her bir değer için işletilirken; pencere tabanlı işlemler, örneklenmiş sinyalin tamponlanması ile oluşturulmuş vektörler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Vektörlerin birbiri ile örtüşmeyecek şekilde bir periyot genişliğinde örneğin biriktirilmesi ile oluşturulduğu benzetimde saniyede 50 vektör oluşturulmakta ve turuncu renk ile vurgulu işlemler bu frekansta (50 Hz) yapılmaktadır. Bu durum, zaman içinde periyodik sinyalde gelişebilecek değişimin hesaplamalara yansımalarını geciktirmekte ve belli aralıklarda tamamen hatalı sonuçlar elde edilmesine sebep olur. Bu durumu göstermek amacıyla benzetimde gerilim kabarması etkisi yaratacak birim basamak çarpımı işlemi gerçekleştirilmiş ve yöntemler arasında karşılaştırma yapılmıştır. Her iki yaklaşımla hesaplanan etkin değerler yüksek sıklıkla görüntülendiğinde sonuçlar Şekil 5.3'teki gibi elde edilmiştir. Şekil 5.3'te görüleceği üzere RMS sonuçları bir periyotluk durağan sinyalin

ölçümü sonuncuda doğru bir şekilde elde edilmektedir. Örnek tabanlı çözüm gerekli sinyal uzunluğunu her bir nokta için kendinden N önceki örneği kullanarak elde ederken, pencere bazlı metot oluşturulan vektörleri kullanmakta ve sonucu her vektör için yalnızca bir kere hesaplamaktadır. Sinyalin genliği 25. ms'de iki katına çıkarıldığında nokta tabanlı çözüm 45. ms'de doğru sonucu hesaplarken pencere bazlı sonuç 45 ms'den 60. ms'ye kadar hatalı sonuç vermiş ve doğru değeri 60. ms'de hesaplamıştır. Bu benzetim, pencereleme kaynaklı ekstra gecikmeleri önlemek için aynı işlemlerin gerçekleştirildiği örnek tabanlı çözümlerin daha hızlı yakınsadığını doğrulamaktadır. Yakınsama süresi bağlamında bu benzetimde gözlenen performans, pencerelenmiş sinyaller ile gerçekleştirilen DFT ve örnek tabanlı olarak gerçekleştirilen SDFT analizinde de aynı şekilde olmaktadır. Pencerelemeden kaynaklanan ekstra gecikmeler, yüksek hedef frekansında, işlem yükü düşük, örnek tabanlı olarak çalıştırılabilen yaklaşımlar kullanılarak aşılabılır.



Şekil 5.3. Örnek ve pencere tabanlı RMS hesabı sonuçları.

5.3. Benzetim Modellerinin VeriStand Ortamına Aktarılması

MATLAB Simulink ve benzeri benzetim araçları, bilgisayar ortamında matematiksel işlemleri ve sistem modellerini kolayca simüle etmek amacıyla kullanılırlar. Uygun bileşen, eleman ve fonksiyonlar ile programlanmış, uygun matematiksel çözümler ve iterasyonların gerçekleştirileceği adım aralıkları ile konfigüre edilmiş ve derlenebilecek şekilde tamamlanmış benzetim modelleri yazılımların yüklü olduğu bilgisayarlarda istenen süreler için çalıştırılabilmektedir. Bu tezde benzetim modellerinin gerçekleştirildiği MATLAB

Simulink yazılımı derlenmiş benzetim modellerini çevrimdışı olarak bilgisayar işlemcilerinde gerçekleştirdiği için hesaplama gecikmesi ile ilgili bilgi vermez. Benzetimin herhangi bir t_0 anında hesaplanan çıkış değerleri, t_0 anındaki giriş değerleri kullanılarak herhangi bir gecikme olmaksızın aynı zaman değeri için başka fonksiyonlarda kullanmak, kayıt edilmek ya da görüntülenmek üzere hesaplanır. MATLAB Simulink, tamponlar (*buffer*) ya da oran geçiş blokları (*rate transition*) kullanarak aynı benzetim modeli içinde farklı yürütme frekansında (*execution rate*) çalışan işlemler yapılmasına izin verir.

Bu sayede tek bir model içinde:

1. Çok yüksek frekanslarda örneklenmiş sinyaller ile yapılan örnek tabanlı işlemler,
2. Yüksek frekansta örneklenmiş sinyallerden alınan daha seyrek örneklerin kullanımı ile yapılan örnek tabanlı işlemler,
3. Yüksek ya da düşük frekanslı sinyallerin tamponlanması sayesinde elde edilen vektörler ile yapılan pencere tabanlı işlemler,

paralel olarak yürütülebilir.

Bölüm 5.1’de açıklanan hedef frekansları, HIL donanımının saniyede tamamlayacağı döngü sayısını ifade etmekte ve bu modellerin yürütüldüğü frekansları da doğrudan şekillendirmektedir. Şekil 5.2’deki gibi farklı frekanslarda gerçekleştirilecek işlemlerin özellikle işlem yükü daha yoğun olan modellerde hedef frekansı içinde yürütülmesi mümkün olmayabilir. VeriStand Engine (National Instruments, 2020) NI-PXIE-8880 donanımı ile sunucu bilgisayar arasında yürütülen protokollerin ve gerçekleştirilen işlemlerin öncelik sırasını ve işlem yürütme bloklarını açıklamaktadır. Buna göre benzetim modellerinin yürütüldüğü Model Yürütme Döngüsü (*Model Execution Loop*) içindeki modeller paralel çalıştırmaya uygun olmalıdır. HIL benzetimlerinin gerçekleştirileceği konfigürasyon, Birincil Kontrol Döngüsü’nün (*Primary Control Loop*) uygun şekilde çalışmasına engel olmayacak şekilde yapılmalıdır. Bu sebeple hesaplama yükü fazla olan modellerin yürütülmesi, gerçek zamanlı uygulamalarda hedef frekansınca sınırlanan süreler içinde tamamlanamazsa, hazırlanan benzetimler testlerin tamamında ya da bazı iterasyonlarda sonuçlar elde edilmeden atlanabilir. Bu durumda gerçek zamanlı test işlemi gerçekleştirilemeyebilir. Bunun önüne geçmek amacıyla uygulama sırasında derlenen modeller, farklı yürütme frekansları için ayrıştırılır ve bu sayede modellerin çıkışlarında elde edilmesi gereken parametrelerin hesaplanabilmesi için gerekli süre sağlanmış olur. Modellerin giriş/çıkış değerleri Model Yürütme Döngüsü içindeki diğer modellere ya da

VeriStand kontrol ekranına yönlendirilir. Farklı yürütme frekanslarında çalışan modellerin konfigürasyonları VeriStand ara yüzü ile gerçekleştirilmektedir.

5.4. HIL Donanımı Üzerinde Çalışacak Benzetim Modellerinin Oluşturulması

Benzetim modelleri oluşturulurken HIL tabanlı deneylerde karşılaşılabilecek hesaplama yüklerini ve sürelerini görmek amacıyla sentetik sinyallerin üretimi ve kullanılabilecek algoritmaların yürütülmesi farklı benzetim modelleri ile gerçekleştirilmiştir.

Sentetik güç sinyalleri, NI-PXIE-8880 üzerindeki veri edinimi modüllerinin (*Data Acquisition Units - DAQ Units*) sağlayabildiği en yüksek frekans değeri olan 10 kHz'de üretilmiştir. Mevcut yöntemlerde kullanılacak frekans kestirimlerinin en yüksek hassasiyetle hesaplanması için frekans kestirimi yöntemleri 10 kHz'de örneklenmiş sinyaller üzerinde ve örnek tabanlı çalışan modeller üzerinde değerlendirilmiştir. Bunun yanı sıra güç sinyallerinin bileşenleri arasında en önemli yere sahip temel bileşenlerin analizi de yine bu örnekleme frekansında gerçekleştirilmiştir. En genel anlamda giriş sinyali ve kestirilmiş temel bileşenlerin farkı ile hesaplanabilecek harmonik bileşenlerin toplamı da yine bu modelde elde edilebilmektedir. Bu yüksek frekanslı harmonik bileşenlerden oluşan sinyal, aktif harmonik filtrelerine doğrudan referans sinyali olarak verilebilir ve aynı zamanda önerilen örnek tabanlı yöntemde harmoniklerin analizi için kullanılabilir.

CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarında her bir profesyonel tüketiciden eş zamanlı olarak 20 adet ölçüm ve laboratuvarın tamamında ise toplamda 146 adet ölçüm alınabilmektedir. Bu sebeple 1, 20 ve 146 ölçümün anlık olarak temel bileşen ve 5 adet harmonik bileşeninin çevrimiçi olarak hesaplanabilmesini sağlayacak modeller oluşturulmuştur. Özellikle bütün şebekenin tek bir NI-PXIE-8880 donanımı üzerinde 10 kHz hedef frekansında monitörize edilmesinin işlem yükü sebebiyle mümkün olmaması sebebiyle temel bileşen ve harmoniklerin analizi için sırasıyla 10 kHz ve 2 kHz hedef frekansları belirlenmiş ve bu frekanslarda örnek tabanlı çalışan modeller oluşturulmuştur. 10 kHz ile örneklenen sinyalin aşağı örneklenmesi ile elde edilen 2 kHz örnekleme frekansına sahip sinyaller harmonik bileşenlerin çevrimiçi olarak analiz edilmesi için kullanılmıştır. Bu durumda 50 Hz nominal frekansına sahip olan şebekeden ölçülen sinyallerin 20. Harmonik bileşenine kadar olan bileşenlerinin çevrimiçi analiz edilebilmesi mümkün olmuştur. Harmonik analizi için gerekli

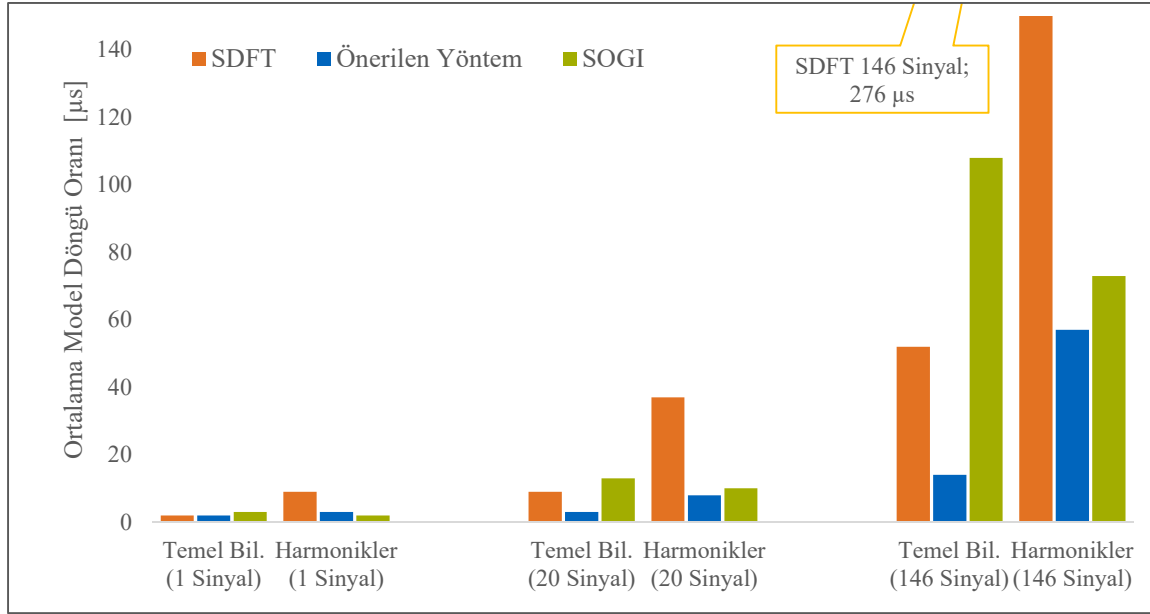
periyot genişliği frekans analizi yapılan modelde hesaplanmış ve yeni örnekleme frekansına göre ölçeklenmiştir.

5.5. HIL Donanımı Üzerinde Örnek Tabanlı Modeller ile Yapılan Test Sonuçları

NI-PXIE-8880 donanımı üzerinde Bölüm 5.3'te detaylandırıldığı gibi oluşturulan SDFT, SOGI ve önerilen örnek tabanlı yöntem kullanılarak 1, 20 ve 146 adet sentetik sinyalin analiz edildiği benzetim modelleri MATLAB - Simulink ortamında hazırlanmıştır. Oluşturulan modeller için üretilen C kodları, VeriStand uygulaması kullanılarak NI-PXIE-8880 donanımına aktarılmış ve modeller arasındaki giriş çıkışlar için uygun yönlendirmeler yapılmış ve sunucu bilgisayar üzerinden NI-PXIE-8880 donanımına konuşlanma işlemi gerçekleştirilmiştir. VeriStand programında hazırlanan arayüz ile her bir yöntemin 1, 20 ve 146 sinyalin temel bileşen ve harmoniklerini hesaplama süresini görüntülemek amacıyla Model Döngü Oranları (*Model Loop Rate*) görüntülenmiş ve sonuçlar Şekil 5.4'te verilmiştir.

Bu test için oluşturulan modellerde SOGI ve önerilen yöntemler, anlık frekans bilgisini kullanacak şekilde ve frekans dalgalanmasının 50 Hz çevresindeki küçük değişimlerde değiştiği kabulü yapılmıştır. Bu durumda mSDFT yaklaşımında kullanılan standart CIC kayan ortalama filtrelerinin kullanımı yeterli olmuştur. Bu sayede her bir harmonik bileşen için kayan modüle edilmiş sinyalin temel periyodu kadar önceki değerinin kullanımı yeterli olup, bu değer öncesindeki ve sonrasındaki değerlerin saklanmasına gerek yoktur.

Şekil 5.4'ten görüleceği üzere; SDFT, SOGI ve önerilen örnek tabanlı yaklaşımların hepsi sentetik sinyallerin analizini modellerce tanımlanmış zaman aralıkları içinde gerçekleştirebilmektedir. Modellerin çıkışlarında her bir yöntem için kestirilen değerlerin dalga şekilleri olarak belirlenmiş olması, SDFT yönteminin hesaplama sürelerinin ciddi bir şekilde yüksek olmasına sebep olmaktadır. Bu durum, hesaplanan katsayılar ile dalga şekillerinin oluşturulması için Şekil 3.3'te gösterildiği gibi trigonometrik fonksiyonların kullanımından kaynaklanmaktadır. Dalga formu üretimi önerilen örnek tabanlı yöntemde her bir harmonik bileşen için zaten üretilmiş olan referans sinyallerinin kullanımı ile gerçekleştirildiğinden, önerilen yöntemin hesaplama yükü SDFT'ye kıyasla çok daha düşüktür.

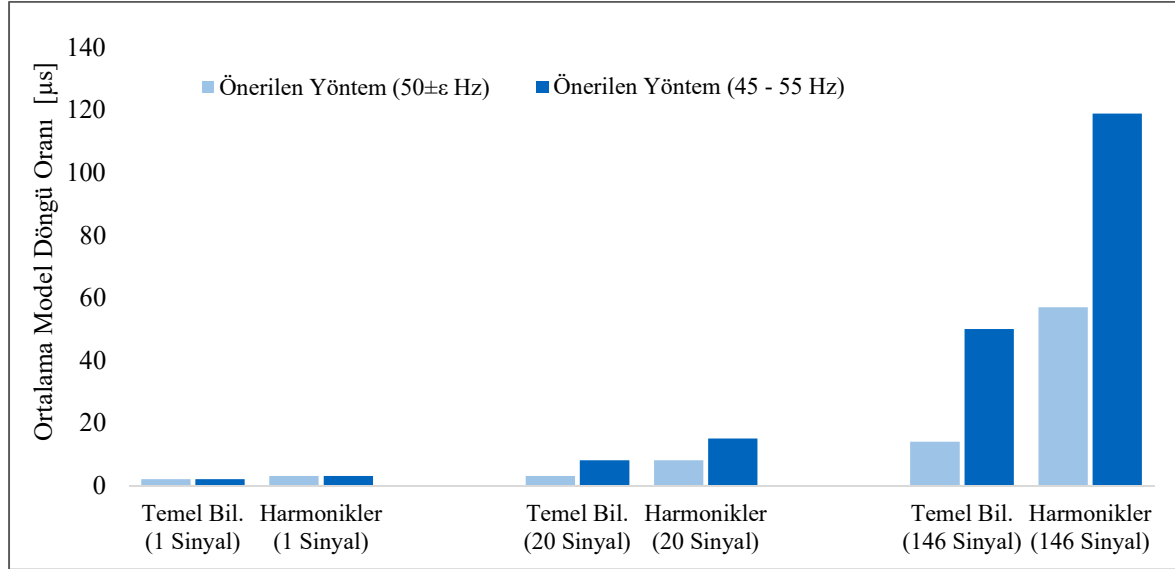


Şekil 5.4. NI-PXIE-8880 üzerinde örnek tabanlı çalıştırılan modeller ile gerçekleştirilen gerçek zamanlı testlere ait model döngü oranları.

Ayrıca sinyal sayısından bağımsız olarak temel bileşenlerin yüksek frekans ile analizinde SOGI yöntemi en yüksek hesaplama süresine sahiptir. Bu ise SOGI tabanlı çözümlerde olası bütün harmonik bileşenlerin analizinin aynı model içinde hesaplanması gerekliliğinden kaynaklanmaktadır. Model döngü oranlarının, mevcut laboratuvar şartlarında olabildiğince düşük tutulması elzemdir. Bu sayede NI-PXIE-8880 donanımı üzerinde eş zamanlı olarak çalıştırılacak modellerin (elektrik şebekesinin diğer modelleri ile ısı şebekesi ve iletişim ağı modelleri) tamamının Birincil Kontrol Döngüsünü aksatmayacak şekilde paralel çalışması mümkün olabilmektedir. Önerilen örnek tabanlı yöntemin hesaplama yükü her durum için hedef frekansları gözetildiğinde oldukça düşük ve karşılanabilir düzeyde olduğundan yöntemin, VeriStand aracılığıyla NI-PXIE-8880 donanımına konuşlandırılacak diğer modellerin çalışmasına engel olmayacağı belirlenmiştir.

Bir sonraki test ise önerilen yöntemin önceden belirlenmiş bir frekans aralığında en iyi sonuçları vermek üzere sinyalin anlık periyoduna göre CIC kayan ortalama filtrelerini güncelleyen geliştirilmiş blok diyagramına göre hazırlanmış yeni modeller ile yapılmıştır. Buna göre 45 - 55 Hz aralığında meydana gelebilecek frekans dalgalanmalarına göre temel periyot bilgisini önerilen yöntemle kullanan modeller, NI-PXIE-8880 üzerinde çalıştırılmış ve sonuçlar incelenmiştir. Şekil 5.5'te geliştirilmiş yöntem ile yapılan testlerde elde edilen model döngü oranları verilmiştir. Şekil 5.4'teki performansı incelendiğinde geliştirilmiş çözümün daha fazla işlem yüküne ihtiyaç duyduğu açıktır.

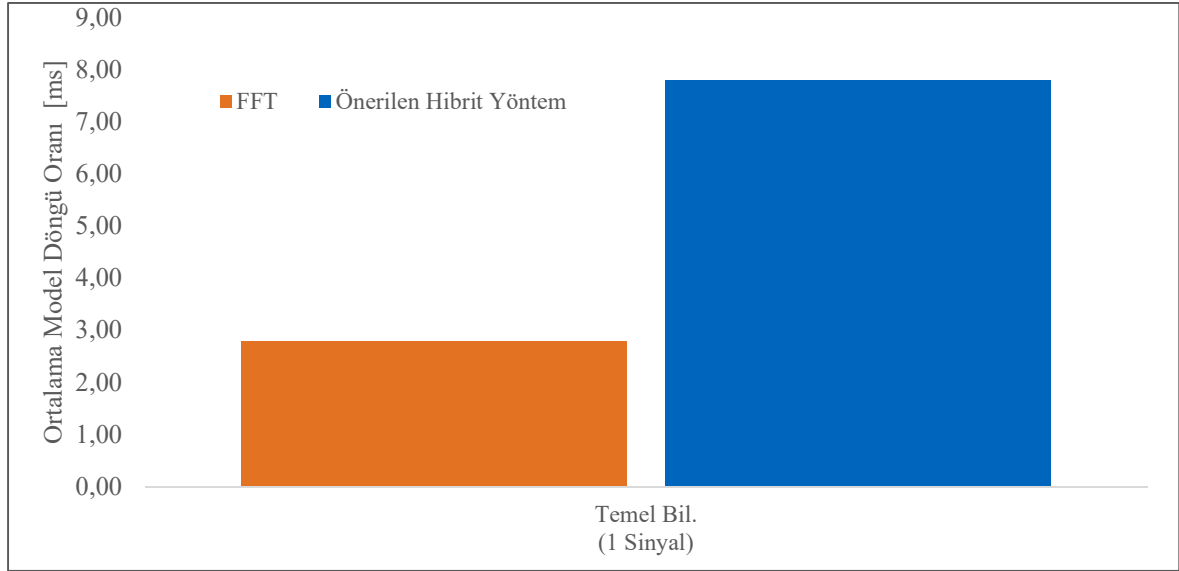
ancak bu yaklaşımla gerçek periyot bilgisinin hesaplamalara anlık olarak yansıtıldığı ve bu sayede hatanın minimize edildiği düşünüldüğünde önerilen yöntemin hala optimum şekilde çözümleme yaptığı görülmektedir.



Şekil 5.5. NI-PXIe-8880 üzerinde örnek tabanlı çalıştırılan modeller ile gerçekleştirilen gerçek zamanlı testlere ait model döngü oranları (45 - 55 Hz).

5.6. HIL Donanımı Üzerinde Pencere Tabanlı Modeller ile Yapılan Test Sonuçları

Araharmoniklerin çözümlenmesinin gerektiği, geniş pencere uzunluklarına ihtiyaç duyulan uygulamalarda veya elektrik şebekesinin monitörizasyonu haricinde kullanılacak karmaşık modellerin NI-PXIe-8880 donanımına konuşlandırılmasının gerektiği durumlarda Model döngü oranının harmonik analizi gerçekleştirilen modeller için yüksek olması sistemin güvenli bir şekilde çalışmaya devam edebilmesi için önemlidir. Pencere tabanlı çalışan modeller için standart FFT algoritmaları ve Bölüm 3.3'te önerilen hibrit yöntemler test edilmiştir. Her iki yöntem için de IEC 61000-4-7'de önerildiği gibi 10 periyotluk sinyaller kullanılmıştır. Bu sayede model döngü oranı bu testte kullanılan modeller için 200 ms olarak belirlenmiştir. FFT yönteminde araharmonik analizi için harmonik altgrup bileşenlerini oluşturan merkez ve komşu frekans bileşenleri değerlendirilmiş, hibrit yöntem için ise altgrubu oluşturan frekans bileşenlerini içinde barındıran bant aralığında kalan yaklaşım katsayıları kullanılmıştır. Yalnızca bir adet sentetik sinyalin temel bileşenine ait harmonik altgrup sinyali oluşturulmuş ve bu test için elde edilen sonuçlar Şekil 5.6'daki gibi elde edilmiştir.



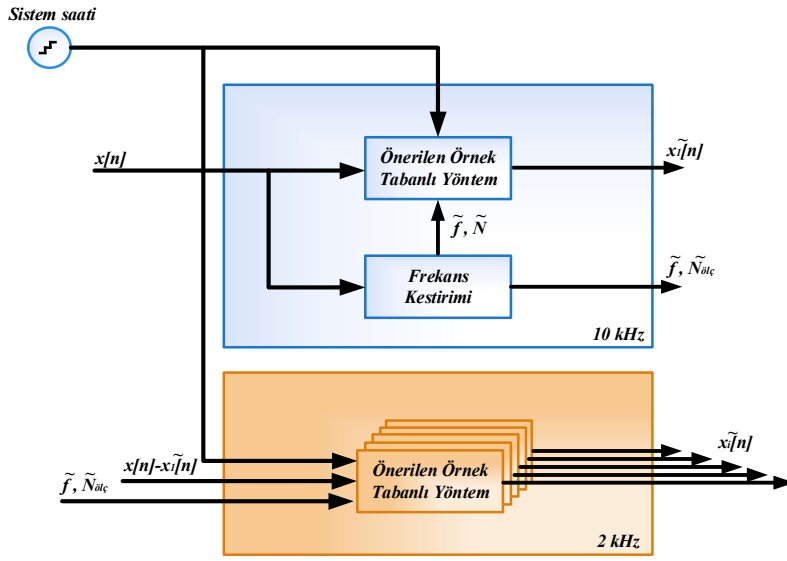
Şekil 5.6. NI-PXIE-8880 üzerinde pencere tabanlı çalıştırılan modeller ile gerçekleştirilen gerçek zamanlı testlere ait model döngü oranları.

Şekil 5.6 incelendiğinde hibrit yöntemin hesaplama süresi FFT tabanlı yöntemle göre yüksek olsa da pencere hedef frekansı gözetildiğinde her iki yöntemin model döngü oranı oldukça düşüktür. Pencerelemiş sinyallerin bu modellere aktarımı sırasında gerekli bellek ve işlem yükünün Birincil Kontrol Döngüsünün çalışmasını aksatmadığı durumlarda önerilen yöntemle aynı pencere içinde çok sayıda sinyalin eş zamanlı olarak analiz edilmesinin mümkün olduğu görülmüştür.

5.7. CoSES Güç Kalitesi Monitörü

Bölüm 5.5'te elde edilen sonuçlar, mevcut mikro şebeke laboratuvarının önerilen örnek tabanlı yöntem kullanılarak güvenle monitörize edilebileceğini göstermiştir. Buna göre CoSES Güç Kalitesi Monitörü olarak isimlendirmiş model konfigürasyonunun blok diyagramı Şekil 5.7'deki gibi belirlenmiştir.

Önerilen blok diyagramına göre oluşturulan modeller, zaman veya frekans uzayında interpolasyona gerek kalmaksızın çok sayıda güç sinyalinin tek bir HIL donanımı üzerinde çevrimiçi olarak işlenmesini mümkün kılmaktadır.



Şekil 5.7. CoSES Güç Kalitesi Monitörü blok diyagramı

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında güç sistemi sinyallerinin temel bileşen ve harmoniklerinin analizi için kullanılabilecek yöntemler, çok sayıda sinyalin eş zamanlı olarak işlenmesi, monitörizasyon ve aktif harmonik filtrelerine referans sinyali üretimi bağlamında ele alınmıştır. Literatürde yaygın olarak kullanılan yöntemlerin avantaj ve sınırlıkları belirlenmiştir. Buna göre karmaşık üstel genlik modülasyonu işleminin sağladığı avantajların ön plana çıktığı görülmüş ve bu ön işlem ile farklı filtreleme teknikleri kullanılarak mevcut yöntemlere kıyasla oldukça iyi sonuçlar veren yöntemler formüle edilmiş ve yöntemlerin başarımı HIL gömülü kontrolörleri üzerinde yapılan benzetimlerle doğrulanmıştır.

Ele alınan tüm yöntemler örnek veya pencere tabanlı olarak çalıştırılma uygunluğu açısından incelenmiş ve yüksek ya da düşük hedef frekanslarında çalıştırılabilen iki yeni yöntem HIL gömülü kontrolörleri üzerinde çalıştırılmıştır. Her ne kadar örnek tabanlı yöntemler pencere üzerinde çalıştırılan yaklaşımlara kıyasla tamponların oluşturulması ve düşük hedef frekanslarında veri işlemeden kaynaklı gecikmeleri taşıyor olsa da, paralel olarak yürütülen, birbirinden bağımsız işlemlerin yürütüldüğü donanımlar üzerinde örnek tabanlı veri işleme yaklaşımlarının gerçekleştirilmesi her zaman mümkün olmayabilmektedir. Bu amaçla CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarı için optimize edilen benzetim modellerinin laboratuvarda gerçekleştirilecek deneylerde kullanılacak diğer modeller ve bu tezde önerilen yöntemlerin avantaj/dezavantajları gözetilerek kullanılması önerilmektedir.

Mevcut donanım kaynakları üzerinde yüksek hassasiyetle harmonik analizi gerçekleştirmek için hesaplama işlem yükünü ciddi ölçüde artıracığı bilinen zaman ya da frekansta interpolasyona bağlı yöntemler yerine hassas frekans kestirimlerine dayalı, hesaplama yükü çok düşük bir harmonik analizi yöntemi tez kapsamında önerilmiştir. Zaman veya frekans uzayında interpolasyona bağlı yöntemler temel frekans sapmalarının meydana geldiği sistemlerde çok yüksek performans ile kullanılabilirler. Ancak bu yaklaşımların ele alınan her bir sinyal için bağımsız olarak işletilmesi gerekmektedir ve ölçümlerin her biri bağımsız olarak bu yaklaşımlara tabii tutulmalıdır. CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarı gibi çok sayıda ölçüm sinyalinin birlikte ve paralel olarak analiz edilmesinin gerektiği ölçüm

uygulamalarında artan işlem yükü sebebiyle interpolasyona bağımlı uygulamalar artan işlem yükü sebebiyle verimsiz hale gelmektedirler. Bu tez kapsamında önerilen harmonik analizi yöntemi ile şebeke için kestirilmiş bir temel frekans değeri kullanılarak üretilen referans sinyaller (her bir harmonik derecesi için bir karmaşık referans sinyal), çok sayıda ölçüm sinyalini harmonik bileşenlerine ayrıştırmak amacıyla kullanılabilir. Tez kapsamında önerilen harmonik analizi yöntemi ile elde edilen dalga formları, SDFT, IpDFT ve SOGI tabanlı yöntemler ile karşılaştırılmış, elde edilen sonuçlar yöntemin dalga formlarını en iyi performans ile kestirebildiğini göstermiştir. Küçük frekans dalgalanmaları örneklenmiş sinyallerde ölçüm sinyalinin bir tam periyodunun tam sayılar ile ifade edilememesine sebep olmakta ve kestirimlerin spektral kaçaklar içermesine sebep olmaktadır.

Eş. 3.10'da temel frekansta görülen ε değerinde bir sapmanın ($f_1 \rightarrow f_1 - \varepsilon$) modüle edilmiş sinyalin temel periyodunu doğrudan etkilediği ve modülasyon sonucunda elde edilen sinyalin genel frekansının DFT tabanlı çözümlemelerde ε Hz değerinde olduğu görülmüştür. Böyle bir durumda sinyalin doğrudan standart DFT yaklaşımları (FFT, SDFT, mSDFT gibi) kullanılarak f_1 temel frekansı ve bu frekansın tam katlarında salınan bileşenlerine ayrıştırılması, aranan frekans bileşenlerinin (önerilen yöntemin aksine) 0 Hz yerine harmonik derecesine (k) bağlı olarak $k\varepsilon$ Hz seviyelerine kaydırılmasına sebep olmaktadır. Bu durumun da modüle edilmiş sinyalin gerçek frekansı olan ε Hz'nin değeri üzerinde iyileştirici bir etkiye sebep olmayacağı görülebilir. Küçük frekans dalgalanmalarında mükemmel bir ayrıştırma hem tez kapsamında önerilen harmonik analizi yöntemi için hem de DFT tabanlı yöntemler için ancak ε Hz değerine bağlı olarak şekillenen gerçek periyot değerine göre (ε Hz önerilen yöntem ile hesaplanan modüle edilmiş sinyalin de periyodudur) gerçekleştirilen kayan ortalama filtreleri ile sağlanabilir. Örnekleme frekansından bağımsız olarak ayrıştırılan sinyalin çok sayıda örneğinin kullanılmasını gerektiren bu durum ($\varepsilon = 0.1$ Hz için sinyalin gerçek periyodu 10 s), gerçek zamanlı uygulamalar için mümkün değildir. Bunun sebepleri zaman içinde gerçekleşebilecek diğer durağan olmayan olayların (genlik/frekans) algılanmasının zorlaşması, bu genişlikte pencerelerin doğrudan etki edeceği yakınsama süresi ve artacak olan bellek ve işlem yükü olarak sıralanabilir. Tez kapsamında önerilen harmonik analizi yöntemi ile yapılan testlerde bir yaklaşım olarak hesaplanan temel periyot genişliği ($\tilde{N} = \lfloor \frac{f_s}{f_1 - \varepsilon} \rfloor$) boyunca DFT tabanlı çözümlere kıyasla daha iyi sonuçlar elde edildiği gözlenmiştir.

Önerilen harmonik analizi yönteminden bağımsız olarak yürütülmesi gereken hassas temel frekans kestiriminin özellikle harmonik ve gürültü düzeyi yüksek sinyallerde bir veya iki periyot gibi kısa sürelerde anlık olarak gerçekleştirilmesi mümkün olmayabilir.

Gerçek zamanlı testlerde temel frekans kestirimi için değerlendirilen ince ayarlı sıfır geçiş sayımı yönteminde (Salor, 2009) kullanımı gerekli olan alçak geçiren filtrelerin derece ve hassasiyeti, analiz edilen sinyallerin gürültü ve harmonik yükü gözetilerek belirlenmeli ve hızlı yakınsayan temel frekans kestirimcileri bu yolla gerçekleştirilmelidir. Hassas sıfır geçiş sayımı tabanlı algoritmalar temel periyodun 2 ya da 2.5 katı genişliğinde örnekler değerlendirilerek tasarlanabilse de (bu genişlikle temel periyodun %10'u büyüklüğünde sapmalar algılanabilir) kestirimlerin yakınsama süresini doğrudan etkileyen bir diğer parametre kullanılan filtrelerin meydana getirdiği gecikmedir.

Frekans kestirimi, çıkış frekansını giriş frekansında salınmaya zorlayan FLL blokları ya da çıkış sinyalinin fazını giriş sinyali ile senkronize olmaya zorlayan Faza Kilitli Döngü (Phase Locked Loop - PLL) blokları kullanılarak da gerçekleştirilebilir. PLL yaklaşımı, sinyallerde görülebilecek faz sıçramalarında FLL yaklaşımlarına göre daha zayıf performans gösterdiğinden, ani frekans değişimlerinin çok sık olmadığı durumlarda FLL tabanlı yöntemler kullanılabilir (Ahmed ve Benbouzid, 2019).

Temel frekans kestirimi ölçüm sinyallerinin zamandaki örneklerini kullanan sıfır geçiş yöntemi, FLL ya da PLL yaklaşımları ile yapılabileceği gibi sinyallerin frekans uzayındaki içeriğini temsil eden DFT katsayıları kullanılarak da hesaplanabilir (Jacobsen ve Kootsookos, 2007). DFT katsayıları kullanılarak gerçekleştirilen frekans kestirimleri için güç sistemi sinyalinin birden çok sayıda periyodu üzerinde (en az iki periyot) DFT analizi gerçekleştirilmeli ve IpDFT yönteminde olduğu gibi temel bileşenin komşuluğundaki frekans bileşenlerine karşılık gelen DFT katsayıları ile düzeltme katsayıları hesaplanmalıdır. Literatürde Jacobsen ve diğerleri (2007) tarafından deneysel olarak geliştirilen hassas frekans kestirimi yaklaşımı teorik olarak açıklanmış ve yüksek sinyal gürültü oranı (Signal to Noise Ratio - SNR) altında çalışabilecek bir yaklaşım sunulmuştur (Candan, 2011). Bu yöntemlerin yanı sıra, hassas frekans kestiriminin temel bileşen ve komşuluğundaki frekans bileşenlerine denk gelen katsayılar yerine bütün DFT katsayıları kullanılarak gerçekleştirildiği ve mevcut yöntemlerin başarımının artırıldığı bir yöntem de literatürde önerilmiştir (Orguner ve Candan, 2014). DFT tabanlı olarak gerçekleştirilecek

frekans kestirimleri bütün DFT katsayılarının değerlendirildiği yaklaşım için pencerelenmiş sinyaller üzerinde ve düşük hedef frekanslarında çalıştırılan modeller üzerinde gerçekleştirilebilir. Temel frekans ve komşuluğundaki frekans katsayılarına denk gelen FFT katsayılarını değerlendiren yöntemler için ise örnek tabanlı olarak yüksek hedef frekanslarında SDFT veya mSDFT yöntemleri kullanılabilir. Bu yöntemler için değerlendirilen pencere genişliği ve hedef frekansı, frekans kestiriminin yakınsama süresini doğrudan etkileyecektir.

Frekans kestirimi çoklu sinyalin eş zamanlı olarak analiz edildiği ölçüm uygulamalarında seçili tek bir gerilim sinyali üzerinde kullanılabilir ve elde edilen temel frekans değerleri tez kapsamında önerilen harmonik analizi yönteminde kullanılabilir. Önerilen yöntemde harmoniklerin analizi için üretilen referans sinyali, ölçülen her yeni örnek için anlık olarak temel frekans gözetilerek üretildiğinden frekans değerlerinin yüksek hassasiyetle elde edilmesi önemlidir. Bu sebeple temel frekans kestirimi, frekans dalgalanmalarının çok hızlı olmadığı ortamlarda düşük hedef frekanslarında çalıştırılan modeller (zaman içinde görece az sayıda çıkış üreten) ile de gerçekleştirilebilir.

Güç sistemi sinyalleri üzerinde araharmoniklerin analizi için harmonik analizinin aksine daha geniş pencerelerin (50 Hz temel frekansı ile salınan sinyalde 5 Hz çözünürlük için 10 periyot) kullanılması gerekmektedir. DFT tabanlı yöntemler, pencereler üzerinde sinyalleri harmonik bileşenlerine ayrıştırırken, pencere boyunca üretilen her bir referans sinyale karşılık tek bir değer üretirler. Bu durum, sinyalin pencere boyunca durağanlığında meydana gelebilecek değişimler olması durumunda, aranan frekans bileşenlerinin hatalı olarak elde edilmesine sebep olmaktadır. (IEC 61000-4-7, 2002)'de harmonik grup ve altgrup yaklaşımları ile harmonik bileşenlerin ilgili frekans bileşenlerinin komşuluğundaki frekans bileşenlerine karşılık gelen değerler ile birlikte kullanımı önerilmektedir. Bu sayede, sinyalin zaman içinde genlik veya frekansında meydana gelebilecek değişimlerin belli ölçüde algılanması mümkün olmaktadır. Şekil 4.9 incelendiğinde sinyalin genliğinde meydana gelen ani değişim, altgrup yaklaşımı ile önemli ölçüde algılanabilmiştir. İlgili test gerçekleştirilirken altgrup hesabı ile 7. harmonik altgrup hesabında 350 Hz bileşeni ile birlikte değerlendirilen 345 Hz ve 355 Hz bileşenleri sinyalin durağanlığında meydana gelen bozulmanın meydana getirdiği kestirim hatasını iyileştirmiştir. Bu hesaplama yalnızca 7. harmonik bileşene denk gelen ve 350 Hz ile salınan sinyalin kestirimi ile

gerçekleştirildiğinde elde edilen sonuç, pencere boyunca ortalama bir sinyalden ibaret olacağından bu değişimin algılanması mümkün olmayacaktır.

Tez kapsamında araharmoniklerin analiz edilmesi amacıyla önerilen hibrit yöntem, DFT katsayıları ve altgrup hesaplama yöntemi ile elde edilen performansı durağan koşullarda yakalamakta ve durağan olmayan koşullarda daha iyi sonuçlar vermektedir. Yöntem, DWT ve DWPT işleminde kullanılan filtre yığınlarının ideal olmayan filtre yanıtlarını aşmak ve frekans bantlarının istenen herhangi bir bantta elde edilmesini sağlamak amaçlı geliştirilmiştir. Yöntem modülasyon işlemi sırasında gerçek frekans değerlerini kullandığından ve pencere tabanlı olarak çalıştırıldığından, temel periyot genişliğini veri işleme sırasında hesaba katmak oldukça kolaydır. Buna göre temel frekans ve buna bağlı olarak belirlenmiş örnek sayısı ile analizi gerçekleştirmek ile ara harmoniklerin analizi ve harmonik altgrup hesabının yapılması mümkün olmaktadır.

CoSES Mikro Şebeke Laboratuvarında yapılacak gerçek zamanlı deneylerde, elektrik şebekesinin yanı sıra ısı ve iletişim şebekelerinin de veri işlemesi aynı HIL donanımı üzerinde gerçekleştirilmektedir. Bu nedenle harmonik ve ara harmonik analizi için kullanılacak benzetim modelleri oluşturulurken paralel olarak işletilecek diğer modeller de hesaba katılmalı ve önerilen harmonik/araharmonik analizi yöntemleri sistemin öncelikleri belirlenerek seçilmelidir.

Özet olarak bu tez çalışmasında güç sistemi sinyallerinin harmonik ve araharmonik bileşenleri, sinyallerin genel periyotları gözetilerek belirlenen minimum sayıda örnekleri kullanılarak elde edilmiştir. Gerçek zamanlı gömülü kontrolörler ile yürütülen çevrimiçi testlerde yakınsama süresinin hesaplama gecikmelerinden etkilenmemesi için örnek tabanlı işleme yöntemleri üzerine yoğunlaşmış ve temel frekans kestirimleri değerlendirilerek zaman veya frekans uzayında interpolasyon yapılmaksızın harmonik bileşenler optimal bir çözüm ile elde edilmiştir. Araharmonik analizi için ise ihtiyaç duyulan geniş pencerelerin kullanımı, zaman içinde sinyalin durağanlığında meydana gelen değişimlerin algılanmasını güçleştirdiğinden, yaygın olarak başvuru alan harmonik altgrup değerlendirmesi ile yarışan bir zaman - frekans analizi yöntemi geliştirilmiştir. Yöntemler, istenen harmonik ve araharmonik bileşenlerini sinyalin harmonik içeriğinden bağımsız olarak bir periyot süresince ölçülmüş sinyal örnekleri üzerinden hesaplamaktadır. Gelecek çalışmalar, bir periyodunun örnek sayısı tam sayılar ile ifade edilemeyen (temel frekans değerinde küçük

sapmalar meydana gelmiş) sinyallerin analizinde meydana gelen küçük hataların daha da azaltılması veya ortadan kaldırılması; gerçek zamanlı temel frekans kestirimlerinin yakınsama süresinin düşürülmesi ve önerilen yöntemlere entegre ölçüm uygulamalarının geliştirilmesi şeklinde sıralanabilir.

KAYNAKLAR

- Ahmed, H., and Benbouzid, M. (2019). Simplified second-order generalized integrator-frequency-locked loop. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 17(4), 405-412.
- Ahmed, N., and Rao, K. R. (1975). *Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing*. Berlin, Germany: Springer-Verlag Berlin · Heidelberg.
- Barros, J., and Diego, R. I. (2008). Analysis of Harmonics in Power Systems Using the Wavelet-Packet Transform. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 57(1), 63-69.
- Barros, J., Diego, R. I., and Apraiz, M. (2012). Applications of Wavelet Transform for Analysis of Harmonic Distortion in Power Systems: A Review. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 61(10), 2604-2611.
- Candan, Ç. (2011). A Method For Fine Resolution Frequency Estimation From Three DFT Samples. *IEEE Signal Processing Letters*, 18(6), 351 - 354.
- Carvalho, T., Duque, C., Silveira, P., Mendes, M., and Ribeiro, P. (2012). Review of Signal Processing Techniques for Time-Varying Harmonic Decomposition. *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. San Diego, CA, USA.
- Cooley, J. W., and Tukey, J. W. (1965). An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series. *Mathematics of computation*, 19(90), 297-301.
- Daubechies, I. (1992). *Ten Lectures on Wavelets*. Society for Industrial and Applied Mathematics.
- Duda, K. (2010). Accurate, Guaranteed Stable, Sliding Discrete Fourier Transform. *IEEE Signal Processing Magazine*, 27(6), 124 - 127.
- Duhamel, P., and Vetterli, M. (1990). Fast fourier transforms: A tutorial review and a state of the art. *Signal Processing*, 19(4), 259-299.
- Duque, C., Silveira, P., Baldwin, T., and Ribeiro, P. (2008). Novel Method for Tracking Time-Varying Power Harmonic Distortions without Frequency Spillover. *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. Pittsburgh, PA, USA.
- Gudovskiy , D. A., and Chu, L. (2017). An Accurate and Stable Sliding DFT Computed by a Modified CIC Filter. *IEEE Signal Processing Magazine*, 34(1), 89 - 93.
- Hackl , C. M., and Landerer, M. (2020). Modified Second-Order Generalized Integrators With Modified Frequency Locked Loop for Fast Harmonics Estimation of Distorted Single-Phase Signals. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(3), 3298 - 3309.

- Hamid, E. Y., Kawasaki, Z.-I., and Mardiana, R. (2002). Method for RMS and Power Measurements Based on the Wavelet Packet Transform. *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, 149(2), 60 - 66.
- Haykin, S. (2001). *Communication Systems*. New York: John Wiley & Sons, Inc.
- Heideman, M., Johnson, D., and Burrus, C. (1984). Gauss and the history of the fast fourier transform. *IEEE ASSP Magazine*, 1(4), 14 - 21.
- Hogenauer, E. B. (1981). An economical class of digital filters for decimation and interpolation. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 29(2), 155 - 162.
- İnternet: National Instruments. Understanding the VeriStand Engine: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/372846M-01/veristand/understanding_vs_engine. Son Erişim Tarihi: (11.06.2020)
- IEC 61000-4-7. (2002). Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto.
- Jacobsen, E., and Lyons, R. (2003). The Sliding DFT. *IEEE Signal Processing Magazine*, 20(2), 74 - 80.
- Jacobsen, E., and Kootsookos, P. (2007). Fast, Accurate Frequency Estimators. *IEEE Signal Processing Magazine*, 24(3), 123 - 125.
- Jain, S. K., and Singh, S. N. (2011). Harmonics estimation in emerging power system: Key issues and challenges. *Electric Power Systems Research*, 81(9), 1754-1766.
- Kibar, A. E. (2019). Genlik modülasyonu kullanarak güç sinyallerinde harmonik çözümleme. Ankara, Türkiye: Gazi Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi.
- Lyons, R. G. (2004). *Understanding Digital Signal Processing, 2nd Ed.* Upper Saddle River, New Jersey, US: Prentice Hall.
- Mallat, S. G. (1989). A Theory for Multiresolution Signal Decomposition: The Wavelet Representation. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 11(7), 674-693.
- Misiti, M., Misiti, Y., Oppenheim, G., and Poggi, J. M. (2017). *Wavelet Toolbox User's Guide*. Natick, MA, USA: The MathWorks, Inc.
- Oppenheim, A. V., Willsky, A. S., and Nawab, S. H. (1997). *Signals & Systems (Second Edition)*. Prentice-Hall.
- Orallo, C. M., Carugati, I., Maestri, S., Donato, P. G., Carrica, D. and Benedetti, M. (2014). Harmonics Measurement With a Modulated Sliding Discrete Fourier Transform

- Algorithm. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 63(4), 781 - 793.
- Orguner, U., and Candan, Ç. (2014). A fine-resolution frequency estimator using an arbitrary number of DFT coefficients. *Signal Processing*, 105(2014), 17-21.
- Perić, V. S., Hamacher, T., Mohapatra, A., Christiange, F., Zinsmeister, D., Tzscheutschler, P., Wagner, U. Aigner, C. and Witzmann, R. (2020). CoSES Laboratory for Combined Energy Systems At TU Munich. *IEEE Power and Energy Society (PES) General Meeting* (1-5). Montral, CANADA: IEEE.
- Rao, K. R., and Yip, P. C. (2001). *The Transform and Data Compression Handbook*. Boca Raton, FL, US: CRC Press.
- Ray, P. K., and Subudhi, B. (2012). Ensemble-Kalman-Filter-Based Power System Harmonic Estimation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 61(12), 3216 - 3224.
- Roberts, M. J. (2004). *Signals and Systems: Analysis Using Transform Methods and MATLAB*. New York: The McGraw-Hill Companies.
- Rodriguez, P., Luna, A., Etxeberria, I., Hermoso, J. R., and Teodorescu, R. (2009). Multiple second order generalized integrators for harmonic synchronization of power converters. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (1-8). San Jose, CA, USA: IEEE.
- Romano, P. (2016). DFT-based Synchrophasor Estimation Algorithms and their Integration in Advanced Phasor Measurement Units for the Real-time Monitoring of Active Distribution Networks. Lausanne, Switzerland: École Polytechnique Fédérale De Lausanne PhD Thesis.
- Romano, P., and Paolone, M. (2014). Enhanced Interpolated-DFT for Synchrophasor Estimation in FPGAs: Theory, Implementation, and Validation of a PMU Prototype. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 63(12), 2824 - 2836.
- Salor, O. (2009). Spektral leakage elimination of the fourier transform of signal with fundamental frequency deviation. *IEEE 17th Signal Processing and Communications Applications Conference* (852-855). Antalya, Turkey: IEEE.
- Sezgin, E., and Salor, Ö. (2019). Analysis of Power System Harmonic Subgroups of the Electric Arc Furnace Currents Based on a Hybrid Time-Frequency Analysis Method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(4), 4398 - 4406.
- Shuai, Z., Zhang, J., Tang, L., Teng, Z., and Wen, H. (2019). Frequency Shifting and Filtering Algorithm for Power System Harmonic Estimation. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 15(3), 1554 - 1565.
- Strang, G., and Nguyen, T. (1996). *Wavelets and filter banks*. Wellesley MA: Wellesley-Cambridge Press.

- Tnani, S., Mazaudier, M., Berthon, A., and Diop, S. (1994). Comparison between different real-time harmonic analysis methods for control of electrical machines. *Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives* (342-345). London, UK,: IEEE.
- Will, N. C., and Cardoso, R. (2012). Comparative analysis between FFT and Kalman filter approaches for harmonic components detection. *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications* (1-7). Fortaleza, Brazil: IEEE.
- Yi, H., Wang, X., Blaabjerg, F., and Zh, F. (2017). Impedance Analysis of SOGI-FLL-Based Grid Synchronization. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(10), 7409 - 7413.
- Yoon, W.-K., and Devaney, M. (1998). Power Measurements Using the Wavelet Transformation. *IEEE Transactions in Instrumentation and Measurement*, 47(5), 1205-1210.
- YuHua Gu, I., and Bollen, M. H. (2000). Time-Frequency and Time-Scale Domain Analysis of Voltage Disturbances. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 15(4), 1279-1284.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : SEZGİN, Erhan
 Uyruğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 19.07.1990, Balıkesir
 Medeni hali : Bekâr
 Telefon : 0 (312) 582 33 19
 e-mail : sezginerhan@gmail.com.tr



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Doktora	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik Müh.	Devam ediyor
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik Müh.	2015
Lisans	Atatürk Üniversitesi / Elektrik Elektronik Müh.	2012
Lise	Bingöl Anadolu Lisesi	2008

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2013 - Halen	Gazi Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2012 - 2013	Kafkas Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

Uluslararası Hakemli Dergilerde Yayımlanan Bilimsel Makaleler (SCI, SCI-E)

Sezgin, E., Göl, M. and Salor, Ö. (2016). State-Estimation-Based Determination of Harmonic Current Contributions of Iron and Steel Plants Supplied from PCC. IEEE Transactions on Industry Applications, 52(3), 2654-2663.

Sezgin, E., Göl, M. and Salor, Ö. (2018). Determination of harmonic current contributions based on robust state estimation. Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, 26(1), 307-317.

Sezgin, E. and Salor, Ö. (2019). Analysis of power system harmonic subgroups of the electric arc furnace currents based on a hybrid time-frequency analysis method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(4), 4398-4406.

Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitaplarında basılan bildiriler

Sezgin, E., Göl, M. and Salor, Ö. (2015). State estimation based determination of harmonic current contributions of iron and steel plants supplied from PCC. *2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (1-10). Addison, TX, USA: IEEE.

Sezgin, E. and Salor, Ö. (2018). Analysis of Power System Harmonic Subgroups of the Electric Arc Furnace Currents Based on a Hybrid Time-Frequency Analysis Method. *2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (1-8). Portland, OR, USA: IEEE

Ulusal bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitaplarında basılan bildiriler

Sezgin, E., Göl, M. and Salor, Ö. (2015). Determination of harmonic current contributions of plants supplied from PCC based on state estimation. *23rd Signal Processing and Communications Applications Conference* (2062-2065). Malatya, Turkey, IEEE.

Projeler

Alçak Gerilim Dağıtım Sistemi Verilerinin İzlenmesi Ve Kayıt Altına Alınması, TÜBİTAK 1003 Projesi, Bursiyer, Gazi Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 20.07.2017 - 18.11.2018.

Metering Applications in Microgrid Systems, YÖK - YUDAB (Araştırma Görevlileri Yurtdışı Burs Programı), Araştırmacı, Münih Teknik Üniversitesi, Münih, Almanya, 09.12.2018 - 18.11.2019.

Hobiler

Yürüyüş



GAZİ GELECEKTİR...