



**GÜÇ SİSTEMLERİNDE MODÜLASYON VE KALMAN SÜZGEÇİ
TEKNİKLERİNİ KULLANARAK ARAHARMONİK ANALİZİ**

Murat DUMAN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ARALIK 2015

Murat DUMAN tarafından hazırlanan “GÜÇ SİSTEMLERİNDE MODÜLASYON VE KALMAN SÜZGEÇİ TEKNİKLERİNİ KULLANARAK ARAHARMONİK ANALİZİ ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman : Doç. Dr. Özgül SALOR DURNA

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu Onaylıyorum

.....

Başkan : Doç. Dr. Umut ORGUNER

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu Onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. Nursel AKÇAM

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu Onaylıyorum

.....

Tez Savunma Tarihi: 24/12/2015

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

.....

Prof. Dr. Metin GÜRÜ

Fen Bilimleri Enstitüsü

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.

.....

Murat DUMAN

24/12/2015

GÜÇ SİSTEMLERİNDE MODÜLASYON VE KALMAN SÜZGEÇİ TEKNİKLERİNİ KULLANARAK ARAHARMONİK ANALİZİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Murat DUMAN

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2015

ÖZET

Bu tez çalışmasında, güç sistemlerinde doğrusal olmayan yüklerden kaynaklanan araharmonik frekans bileşenlerine ait genlikleri, güç sisteminin temel frekansının büyük miktarda saptığı durumlarda yüksek doğruluk derecesinde hesaplayan modülasyon ve Kalman süzgeci tabanlı bir yöntem geliştirilmiştir. Geliştirilen yöntemde araharmonik genliklerinin hesaplanmasında IEC61000-4-7 Standardı esas alınmıştır. Önerilen yöntem, araharmonik frekans bileşenlerinin oluşmasına neden olan sinyal zarfının elde edildiği kısım ve zarf sinyalinden Kalman süzgeci kullanılarak araharmonik genliklerinin kestirildiği kısım olmak üzere iki bölümden oluşmaktadır. Sinyal zarfının elde edildiği kısım için iki alternatif yöntem önerilmiştir. Bu yöntemlerden ilki, sinyali harmonik frekans bileşeniyle aynı frekansa sahip ve temel frekans bileşeniyle aynı faza sahip sinüzoidal sinyalle çarpıp zarf sinyalini doğrudan elde etmektir. İkinci yöntem ise alt örnekleme kullanarak sinyal zarfının elde edilmesidir. Geliştirilen yöntem, hem birden fazla araharmonik frekans bileşeninin kullanıldığı sentetik verilerle, hem de temel frekans değişiminin meydana geldiği Elektrik Ark Ocağı fabrikalarını besleyen transformatör merkezlerinden alınan gerilim verileriyle test edilmiştir. Yapılan testler sonucunda geliştirilen yöntemin, diğer Kalman süzgeci tabanlı yöntemlere göre düşük hesaplama yüküne sahip olmasına rağmen, araharmonik altgrup hesaplamalarında hem saha verisi hem de sentetik veri için %3'ün altında hata oranıyla, başarılı sonuçlar verdiği gösterilmiştir.

Bilim Kodu : 905.1.067
Anahtar Kelimeler : Araharmonik çözümleme, DFT, güç kalitesi, Kalman süzgeci, sinyal zarfı, spektral kaçak
Sayfa Adedi : 69
Danışman : Doç. Dr. Özgül SALOR DURNA

INTERHARMONIC ANALYSIS IN POWER SYSTEMS USING MODULATION AND KALMAN FILTERING TECHNIQUES

(M. Sc. Thesis)

Murat DUMAN

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

December 2015

ABSTRACT

In this thesis work, a modulation and Kalman filtering based method is proposed to decompose the amplitudes of interharmonic frequency components in a power system, where the system frequency deviates significantly resulting from non-linear loads. In the developed method, interharmonic amplitudes have been computed based on recommendations given in the IEC Standard 61000-4-7. Proposed method consists of two parts; first is obtaining the fluctuating signal envelope caused by the interharmonic frequency components and the second is Kalman filtering used to estimate the interharmonic amplitudes from the signal envelope. Two alternative methods are proposed for obtaining the signal envelope. The first of these methods is obtaining the signal envelope directly by multiplying the signal with a sine wave which is in the same phase and at the same frequency with the fundamental frequency component. In the second method, signal envelope is obtained by downsampling. The developed method is tested both on synthetic data, which consists of more than one interharmonic frequency components and on field data obtained from transformer substations supplying electric arc furnace plants, where the fundamental frequency variation takes place. It has been observed that despite its low computational complexity, when it is compared to other Kalman filtering based methods, the developed method gives successful interharmonic estimates with subgroup calculation error under 3% for both field data and synthetic data.

Science Code	: 905.1.067
Key Words	: DFT, interharmonic analysis, Kalman filter, power quality, signal envelope, spectral leakage
Page Number	: 69
Supervisor	: Assoc. Prof. Dr. Özgül SALOR DURNA

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamın her aşamasında yardım ve katkılarıyla bana yol gösteren değerli hocam Doç. Dr. Özgül SALOR DURNA'ya, gösterdiği sabır ve anlayıştan dolayı sevgili eşim Fatma'ya ve tez çalışması esnasında beni cesaretlendiren değerli arkadaşım Kenan GENÇOL'a teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xii
1. GİRİŞ	1
2. KALMAN SÜZGEÇİ TABANLI ARAHARMONİK KESTİRİMİ İÇİN YENİ BİR SİNYAL ZARFI BULMA ALGORİTMASI GELİŞTİRİLMESİ	13
2.1. Güç Sinyalinin Modellenmesi	15
2.2. Klasik Sinyal Zarfı Bulma Yöntemiyle Güç Sinyaline Ait Zarfın Neden Elde Edilemediğinin Gösterilmesi	17
2.3. Klasik Sinyal Zarfı Bulma Yönteminin İncelenmesi	18
3. ARAHARMONİK FREKANS BİLGİSİNİ TAŞIYAN ZARF SİNYALİNİ BULMAK İÇİN ÖNERİLEN 1. YÖNTEM	21
3.1. Yöntemin Açıklanması	21
3.2. Frekans Ötelemesi Amacıyla Kullanılan Taşıyıcı Sinyalle Harmonik Frekans Bileşeni Arasında Faz Farkı Mevcutsa	30
4. ARAHARMONİK FREKANS BİLGİSİNİ TAŞIYAN ZARF SİNYALİNİ BULMAK İÇİN ÖNERİLEN 2. YÖNTEM	35
5. KALMAN SÜZGEÇİ KULLANILARAK ZARF SİNYALİNDEN ARAHARMONİK BİLEŞENLERİN ELDE EDİLMESİ	49
5.1. Kalman Süzgecinin Genel Karakteristikleri	49
5.2. Güç Sinyaline Ait Araharmonik Bileşenlerin Elde Edilmesi	52

6. ÖNERİLEN YÖNTEMİN BAŞARIMLARININ DEĞERLEN DİRİLMESİ	55
6.1. Standart Harmonik Bozunum Ölçüm Metodları	55
6.2. Önerilen Yöntemin Sentetik Veri ile Denenmesi	57
6.2.1. Tek Araharmionikli durum	57
6.2.2. Değişik frekanslarda araharmioniklerin olduğu durum	60
6.3. Önerilen Yöntemin Saha Verisi ile Denenmesi	63
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	65
KAYNAKLAR	67
ÖZGEÇMİŞ	69

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 1.1. AB ülkelerindeki çeşitli sektörlerde güç kalitesinden dolayı oluşan finansal kayıplar	2
Çizelge 1.2. Güç kalitesi problemlerinin sebepleri	7
Çizelge 4.1. Birinci harmonik (50 Hz) etrafında taşıyıcı sinyalle yapılan çarpma sonucu oluşan spektrumlara ait karmaşık sayı gösterimi	40
Çizelge 4.2. İkinci harmonik (100 Hz) etrafında taşıyıcı sinyalle yapılan çarpma sonucu oluşan spektrumlara ait karmaşık sayı gösterimi	41
Çizelge 6.1. 1. araharmonik grup ve 1. araharmonik altgrup hesaplamalarının FFT, [19]'daki yöntem ve önerilen yöntemle tek araharmonik bileşen için karşılaştırılması	58
Çizelge 6.2. 1. araharmonik grup ve 1. araharmonik altgrup hesaplamalarının FFT, [19]'daki yöntem ve önerilen yöntemle birden fazla araharmonik bileşen için karşılaştırılması	62
Çizelge 6.3. 1. araharmonik altgrup hesaplamalarının HFD, [19]'daki yöntem ve önerilen yöntemle saha verileri kullanılarak karşılaştırılması	63

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Önerilen spektral ayrıştırma yöntemine ait blok şema	14
Şekil 2.2. GM modülasyonunda taşıyıcı sinyal ve zarf	15
Şekil 2.3. Birden çok araharmonik frekansı barındıran gerilim dalga şekli	16
Şekil 2.4. Sentetik olarak üretilmiş güç sinyali $v(t)$ 'den zarf sinyali $A(t)$ 'nin elde edilmesi	17
Şekil 2.6. Eş. 2.13'de üretilen sinyal ve önerilen yöntem ile elde edilen ona ait zarf sinyali (kırmızı eğri)	19
Şekil 3.1. Üçüncü bölümde verilen sinyale ait frekans ve zaman bölgesi gösterimi	22
Şekil 3.2. Frekans ekseninde çift simetrik spektrumun oluşturulması (50 Hz'lik sinüzoidal sinyalle çarpma işlemi yapılarak)	23
Şekil 3.3. Frekans ekseninde 150 Hz'lik sinüzoidal sinyalle çarpma işlemi yapılarak çift simetrik spektrumun oluşturulması (1. aşama)	26
Şekil 3.4. Frekans ekseninde 50 Hz'lik sinüzoidal sinyalle çarpma işlemi yapılarak çift simetrik spektrumun oluşturulması (2. aşama)	26
Şekil 3.5. Oluşturulmak istenen çift simetrik sinyale ait genlik spektrumu	27
Şekil 3.6. Filtrelenmiş çift simetrik sinyale ait genlik spektrumu	28
Şekil 3.7. Sinyal zarfına ait genlik spektrumu	28
Şekil 3.8. Harmonikli sinyal ve elde edilen zarf sinyali	29
Şekil 3.9. Taşıyıcı sinyalle çarpma işlemi sonucu elde edilen genlik spektrumu	30
Şekil 3.10. Taşıyıcı sinyalle harmonik bileşen arasında faz farkı olması durumu	31
Şekil 3.11. Harmonik frekans bileşeniyle taşıyıcı sinyal arasındaki faz farkı giderildikten sonra elde edilen zarf sinyali	32
Şekil 3.12. Açıklanan yöntemle zarf sinyalinin elde edilmesi	33
Şekil 4.1. Frekans spektrumuna ait karmaşık sayı gösterimi	35
Şekil 4.2. 0-50 Hz frekans bandının taşıyıcı sinyalle çarpılması sonucu oluşan spektruma ait karmaşık sayı gösterimi	37

Şekil	Sayfa
Şekil 4.3. Aynı frekans bandında olmalarından dolayı klasik zarf bulma yönteminde kullanılamayacak iki spektrum örneği	38
Şekil 4.4. 3. harmonik etrafındaki zarfın klasik sinyal zarfı bulma yöntemiyle elde edilebilmesi için gerekli spektrumlar ve spektrumları temsil eden karmaşık sayı değerleri	38
Şekil 4.5. İşlem basamağı ile birinci harmonik (50 Hz) etrafındaki zarfı verecek spektrum arasındaki ilişki	45
Şekil 4.6. İşlem basamağı ile ikinci harmonik (100 Hz) etrafındaki zarfı verecek spektrum arasındaki ilişki	44
Şekil 4.7. Sinüzoidal sinyal ve ilgili sinyalin 2000. Kuvveti	45
Şekil 4.8. Ön işlemten sonra elde edilen FFT çıktısı	45
Şekil 4.9. Harmonikli sinyal ve elde edilen zarf sinyali	46
Şekil 4.10. Sinyal zarfına ait genlik spektrumu	47
Şekil 5.1. Kalman süzgecinin çalışmasına ait blok diyagram	51
Şekil 6.1. 50 Hz'lik bir sistem için 10 çevrimlik bir pencereye uygulanmış DFT işleminin frekans boyutundaki çözünürlüğü (n harmonik numarasını göstermektedir)	55
Şekil 6.2. 50 Hz'lik bir sistem için 10 çevrimlik pencereye uygulanmış DFT'nin frekans- takı çözünürlüğü: harmonik ve araharmonik, grup ve altgrup hesaplama aralıkları	57
Şekil 6.3. Tek araharmonik bileşenin bulunduğu sinyale ait birinci araharmonik grup hesaplaması için yöntemlerin başarıları	59
Şekil 6.4. Tek araharmonik bileşenin bulunduğu sinyale ait birinci araharmonik altgrup hesaplaması için yöntemlerin başarıları	59
Şekil 6.5. Çoklu araharmonik bileşenin bulunduğu sinyale ait birinci araharmonik grup hesaplaması için yöntemlerin başarıları	62
Şekil 6.6. Çoklu araharmonik bileşenin bulunduğu sinyale ait birinci araharmonik altgrup hesaplaması için yöntemlerin başarıları	62
Şekil 6.7. Ark ocağı fabrikasını besleyen orta gerilim hattından alınan gerilimin rekansı	63
Şekil 6.8. Saha verisine ait birinci araharmonik altgrup hesaplaması için yöntemlerin başarıları	64

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler Açıklama

ms mili saniye

Hz Hertz

Kısaltmalar Açıklama

AFD Ayrık Fourier Dönüşümü

AGS Alçak Geçiren Süzgeç

DC Direct Current

EAO Elektrik Ark Ocağı

FFT Fast Fourier Transformation

GM Genlik Modülasyonu

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers,
Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü

KS Kalman Süzgeci

AGS Alçak Geçiren Süzgeç

ÖY Önerilen Yöntem

SNR Signal Noise Ratio

1. GİRİŞ

Elektrik, enerjinin en kolay kontrol edilebilir ve en çok yönlü biçimidir. Kullanılabilirlik açısından ise kullanılan enerji kaynağına bağlı olarak kirletici değildir ve üretimden kullanım aşamasına kadar küçük kayıplar söz konusudur. Üretim aşamasında rüzgar, su ve güneş ışığı gibi tamamen yenilenebilir enerji kaynakları kullanılabilir. Elektrik ağırlıksız olup taşınması ve dağıtımı kolay olmakla birlikte enerji tüketiminin en etkili şekilde gerçekleşmesini de sağlar. Ancak büyük miktarda depolanamayan elektrik enerjisinin üretildiği anda kullanılması gerekir. Bu yüzden elektrik enerjisinin istenilen her noktaya, istenilen zamanda kontrole ihtiyaç göstermeden ulaştırılması önem kazanır. Elektrik enerjisinin kalitesinde meydana gelebilecek değişikliklerin bu enerjinin kullanıldığı süreç veya süreçler üzerindeki etkilerinin tam olarak anlaşılması son derece önemlidir. Elektrik enerji kaynağı kullanım noktasından çok uzakta olabilir veya başka jeneratörlerin çıkışları ile birlikte şebekeye verilerek kilometrelerce uzunlukta havadaki hatlardan, yeraltı kablolarından ve birçok transformatörden geçtikten sonra kullanım noktasına ulaşabilir. Bu bakımdan; elektrik enerji kalitesinin kullanım noktasında güvence altına alınması kolay değildir ve standart dışı elektriğin besleme sisteminden uzaklaştırılması veya tüketici tarafından kabul edilmemesi de mümkün değildir. Bu yüzden elektrik enerjisinin kaliteli bir şekilde üretilmesi, taşınması ve dağıtılması hem üreticiler hem de tüketiciler için önemli hale gelmiştir [1].

Elektrik enerji kalitesinin gittikçe önemli hale gelmesinin bazı nedenleri şunlardır;

- Standartlaşmanın ve performans kriterlerinin gün geçtikçe daha da gelişmesi,
- Kullanılan cihazların her geçen gün dalgalanmalara, parazitlere ve diğer güç kalitesi problemlerine karşı daha da hassasiyet göstermeleri,
- Günümüz teknolojisinde sayıları artan hız kontrol cihazları gibi elemanların enerji kalitesini azaltması,
- Güç kalitesi izleme cihazlarının her geçen gün daha da gelişmesi,
- Enerji sektöründe rekabetin artması ve bununla paralel olarak kullanıcıların daha kaliteli enerji talep etmeleri [2].

Güç kalitesi problemleri ülkemizde ve birçok sanayileşmiş ülkede büyük maddi kayıplara yol açmaktadır. Özellikle fabrikaların üretimlerinin kısmen ya da tamamen durması, ürün

kalitesizliği veya kaybı, elektrikli cihazların kısa sürede arızalanması ya da verimlerinin düşmesi gibi ciddi maddi hasarlar ortaya çıkar. Bunun yanı sıra elektrik iletim ve dağıtımını yapan kuruluşların da büyük maddi kayıpları olur. Genellikle güç kalitesi parametrelerindeki bozulmaların yol açtığı sorunlardan dolayı kesicilerde ve trafolarla büyük hasarlar oluşur. Bu nedenle oluşan enerji satışı kayıpları kuruluşlara büyük zararlar verir.

Büyük ekonomik kayıplara neden olan güç kalitesi problemlerinin kaynağını ve türünü belirlemek için elektrik şebekesinin akım ve gerilimi sürekli gözlemlenmelidir. Bu sayede oluşan sorunların ne olduğu, hangi durumlarda oluştuğu, bu sorunların yol açabileceği muhtemel sonuçların ne olabileceği belirlenmeli ve buna göre gerekli tedbirler alınmalıdır. Ayrıca ortak bağlantı noktasına bağlı hangi yüklerin bu probleme yol açtığı, bundan hangi kullanıcıların ne oranda mağdur olacağı belirlenmeli, gerekli yaptırımlar ve tedbirlerin uygulanması sağlanmalıdır. Bu yüzden güç kalitesi ve güç akışı sürekli izlenmelidir [3].

Avrupa Birliği (AB) ülkelerinde, elektrik enerjisi kalite problemlerinin endüstride ve ticari alanlarda oluşturduğu maliyetin yılda 10 milyar Euro olduğu tahmin edilmektedir ve problemlerin ortadan kaldırılması için yapılan harcamalar bu rakamın %5'i civarındadır. Çizelge 1.1'de 2001 yılında AB ülkelerinde yapılan bir araştırmaya göre kalitesiz elektriğin, değişik sektörlerde oluşturabileceği finansal kayıplar listelenmiştir [4].

Çizelge 1.1. AB ülkelerindeki çeşitli sektörlerde güç kalitesinden dolayı oluşan finansal kayıplar [4]

Sanayi	Güç kalitesi kaynaklı finansal kayıplar
Yarıiletken Üretimi	3 800 000 Euro (yıllık)
Finans sektörü	6 000 000 Euro (bir saatte)
Bilgi işlem merkezi	750 000 Euro (yıllık)
Telekomünikasyon	30 000 Euro (bir dakikada)
Çelik tesisleri	350 000 Euro (yıllık)
Cam sanayisi	250 000 Euro (yıllık)

Güç kalitesi kavramındaki amaç, sabit şebeke frekansında, düzgün sinüs dalgası şeklinde uç gerilimi sağlanmasıdır. Ancak böyle bir sinyal pratikte bir takım zorluklarla sağlanabilir. Güç sistemine bağlanan bazı doğrusal olmayan yükler ve bunların çektiği harmonikli ve/veya araharmonikli akımlara bağlı olarak yol açtığı gerilim bozulmaları sebebiyle düzgün sinüs değişimden sapmalar olabilmektedir [5].

IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers, Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü) tanımına göre güç kalitesi, hassas elektronik cihazların topraklanması ve doğru şekilde enerjilendirilmesidir. IEC (International Electrotechnical Commission, Uluslararası Elektroteknik Komisyonu) tanımına göre ise; güç kalitesi, güç sisteminin belirlenen bir noktasında düzgün sinüs biçimindeki gerilimin, anma genlik ve frekans (sıklık) değerinde bozulma olmaksızın sürdürülmesi olarak ifade edilir. Güç kalitesi parametreleri yanı sıra, sistemde oluşan ani değişimleri gösteren güç kalitesi olayları tanımlanmıştır. IEC 61000-4-30'a göre bu olaylar gerilim tepeleri, gerilim çukurları ve gerilim kesintileridir [6]. Bu olaylar, bazı kaynaklarda güç kalitesi parametreleri içinde tanımlanmıştır [7].

IEEE 1159-1995 Standardındaki [8] önerilere göre gerilim; sistem gerilim değerinin %10'unun altına düşerse gerilim kesintisi (interruption), sistem gerilim değerinin %10'u ile %90'ının arasında bir değer alırsa gerilim çukuru (voltage sag ya da voltage dip), sistem gerilim değerinin %110'unun üzerine çıkarsa gerilim tepesi (voltage swell) olarak adlandırılır.

Güç kalitesi parametreleri aşağıda kısaca tanımlanmıştır;

- Geçici rejim olayları (transient), ani değişimler olarak ifade edilir. Yarım çevrimden (50 Hz'lik sistemde 10 msn) daha az süren bozulmalardır [9].
- Kırpışma (flicker), ışık uyarımları, ışığın parlaklığının zamana bağlı olarak ani bir biçimde artıp azalması gibi durumların neden olduğu görme hassasiyetindeki etki olarak nitelendirilebilir. Genel olarak evimizde kullandığımız aydınlatma elemanlarının parlaklıklarının, besleme gerilimindeki düşüm ve artımlara bağlı olarak değişmesi şeklinde karşımıza çıkabilir. Gerilimin periyodik olarak (30 Hz'e kadar) azalması ya da artması ve buna bağlı olarak aydınlatma sistemlerinin insan göz-beyin sistemi üzerindeki etkisi olarak da adlandırılabilir [10].

- Dengesizlik (unbalance), üç faz gerilim veya akım ortalamasından elde edilen en büyük sapma değerinin, üç faz gerilim veya akım ortalamasına bölümü olarak tanımlanır. Başka bir deyişle dengesizlik, üç faz gerilim veya akım genliklerinin farklı olması ve/veya aralarındaki açının 120 dereceden farklı olmasıdır [9].
- Gerilim dalgalanması (voltage fluctuation), IEEE 1159-1995 Standardı'na göre güç sisteminde gerilim değerinde meydana gelen küçük ve rastgele değişimler olarak tanımlanır [8]. Gerilim dalgalanmaları, sistemin anma gerilim genliğinin değerinin %95'i ile %105'i arasında değişmesi olarak tanımlanmıştır. Bu gerilim dalgalanmaları, hızlı değişen yüklerden kaynaklanır. Bu yüklerin en sık görülen örneği de ark ocaklarıdır [9].

Temel frekans bileşeninin tam katı olan frekanslar harmonik olarak adlandırılırken temel frekans bileşeninin tam katı olmayan frekanslar araharmonik olarak adlandırılır. Altharmonikler ise araharmoniklerin özel bir durumu olup, 50 Hz altında frekans değerlerine sahiptirler.

Dalga şeklindeki bozulma gerilim ve akıma ait dalga şekillerinin sinüzoidal dalgadan olan tüm sapmalarını içerir. Dalga şeklindeki bozulmalar harmonik, ara harmonik ve periyodik olmayan bozulma olarak sınıflandırılabilir. Birçok çalışmada harmonik bozulma baz alınır, çünkü araharmonik ve harmonik olmayan bozulma çeşitlerinin belirlenmesi zordur. Periyodik olmayan bozulmanın ihmal edilmesinin bir başka sebebi de birçok durumda sinyal şeklindeki bozulmanın harmonik bozulma kaynaklı olmasıdır. Başka bir deyişle, bir çevrimlik pencerede dalga şekli periyodik dalga şekline oldukça yakındır. Harmonik bozulmanın ölçümüyle ilgili IEC standartları (IEC 61 000-4-7 and IEC 61 000-4-30) harmonik olmayan bozulmanın belirlenmesiyle ilgili metodları da içermektedir [11].

Harmonik bozulmada, dalga şekli periyodik ama sinüzoidal değildir ve gerilim ve akım dalga şekilleri harmonik bileşenlerin toplamı şeklinde ifade edilebilir. Akım için eşitlik,

$$i(t) = I_0 + \sum_{h=1}^H I_h \sqrt{2} \cos(h\omega t - \beta_h). \quad (1.1)$$

şeklinde. Burada, $\omega = 2\pi f_0$ ve f_0 temel frekans veya güç sistemi frekansı olup: $f_0 = 1/T$ ve T ise sinyale ait temel periyottur. Burada DC bileşen toplama $h = 0$ ve faz

açısı 45° seçilerek de dahil edilebilir. Bu matematiksel olarak doğru olsa da yorumlama açısından yukarıdaki gösterim daha uygundur.

Aynı şekilde, gerilim dalga şekli;

$$v(t) = V_0 + \sum_{h=1}^H V_h \sqrt{2} \cos(h\omega t - \alpha_h). \quad (1.2)$$

şeklindedir. Gerilime ait temel bileşenin faz açısı (α_1) sıfır seçilebilir.

Temel frekansı 50 Hz olan sistemler için $T = 20$ ms ve $f_0 = 50$ Hz'dir. Birçok güç sistemi uygulamalarında, temel frekans ($h = 1$) özellikle gerilim için baskındır. Sürekli zamanlı bir sinyal için H sonsuzdur; ancak ayrık zamanlı sinyaller için bu değer örnekleme frekansı tarafından belirlenmektedir. Ayrık zamanlı bir sinyal içerisindeki en yüksek değerli frekans bileşeni örnekleme frekansının yarısıdır. Yaygın olarak kullanılan örnekleme frekansı 50 Hz'lik çevrim için 3.2 kHz olup (çevrim başına 64 örnek) ve $H = 32$ olmaktadır.

Gerilim veya akıma ait ortalama değer bulunmasında (tam sayıdaki çevrimler üzerinden) salınım sıfırdan başlamakta olup DC bileşenin mevcut olduğu söylenebilir. DC bileşen Eş. 1.1'de sıfırıncı harmonik olarak bulunup, I_0 teriminin oluşmasına sebep olur. DC bileşen genellikle ayrı değerlendirilir; çünkü DC bileşenleri ölçebilmek için daha farklı ölçüm teknikleri gerekir. Daha yaygın ifade şekliyle, harmonik terimi DC yada temel bileşeni içermemektedir [11].

Tek-harmonik bozulması, harmonik bozulmanın sinyale ait pozitif ve negatif yarım çevrimlerdeki simetriyi etkilemediği bozulma tipi olarak tanımlanabilir. Çift-harmonik bozulması ise sinyalin pozitif ve negatif yarım çevrimlerini farklı şekilde etkiler.

Araharmonik bozulmada genellikle gerilim veya akım dalga şekilleri güç sistem frekansının tam katı olmayan bileşenleri içerir. Bu araharmonik bileşenleri bulabilmek için tek çevrimden daha uzun ölçüme ihtiyaç duyulur. $\mathcal{Z}f_0$ frekansında tek bir ara harmonik bileşene sahip gerilim Eş. 1.3'de olduğu gibi ifade edilebilir.

$$v(t) = V_0(t) + \sum_{h=1}^H V_h \sqrt{2} \cos(h\omega t - \alpha_h) + V_{\mathcal{Z}} \sqrt{2} \cos(\mathcal{Z}\omega t + \alpha_{\mathcal{Z}}). \quad (1.3)$$

Araharmoniklerin zaman boyutundaki varlığı sinyalin birden fazla çevrimi baz alındığında periyodikliğini koruması şeklinde açıklanabilir. Örneğin; 50 Hz'lik bir sinyalin 155 Hz'lik bir ara harmonikle şeklinin bozulduğu varsayılın. 200 ms sonra 10 çevrimlik güç sinyali ve 31 çevrimlik ara harmonik tamamlanmış olur. Artık toplam sinyal 200 ms'lik bir periyoda sahiptir. Fakat dikkat edilirse toplam sinyal 5 Hz'lik bir bileşene sahip değildir.

Altharmonikler ise ara harmonik bileşenlerin özel bir türü olup, 50 Hz altındaki frekanslardır, dolayısıyla Eş. 1.3'de $\varepsilon < 1$ olarak alınır. Altharmonikler daha farklı problemlere sebep olduğu için ayrı değerlendirilir.

Periyodik olmayan bozulmada sinyaller hiç periyodiklik içermezler [11]. Ark ocaklarından çekilen akım bu tür bozulmaya örnektir [12].

Güç kalitesizliğinin yol açtığı başlıca problemler şunlardır;

Gerilim düşmesi;

- Deşarj prensibiyle çalışan lambaların sönmesine,
- Kontrol sistemlerinin hatalı çalışmasına,
- Motor hızının değişmesine veya motorun durmasına,
- Kontaktörün kontaklarının açılmasına,
- Bilgisayar sistemlerinde arızalara,
- Anahtarlama arızalarına,neden olur [10].

Gerilim yükselmesi;

- Motor sürücülerini ve kontrol elemanlarını olumsuz yönde etkiler,
- Ayarlanabilir hız sürücülerini koruma elemanlarından dolayı durdurabilir,
- Bilgisayar donanımının ve akkor flamanlı lambanın ömrünü azaltır [10].

Kırpışma;

- Motor sürücülerini ve kontrol elemanlarını olumsuz yönde etkiler [10].

Gerilim dalgalanması;

- Gerilim dalgalanmaları için öngörülen değer nominal değerın %10'udur. Belirtilen değer çoğu cihazın tolerans sınırları içerisinde. Bu değer aşıldığı takdirde,

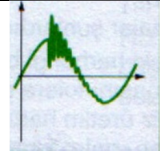
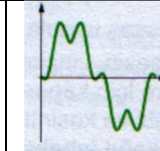
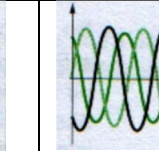
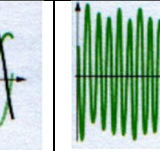
kondansatör kullanılan cihazların performansında azalma, kontrol sistemlerinde bozulma ve elektronik cihazların iç akım ve gerilimlerinde kararsızlıklar oluşur [10].

Dengesizlik;

- Artan dengesiz akımlardan dolayı elektrik makinelerinde ısı artışı oluşur [10].

Çeşitli güç kalitesi problemleri ve muhtemel nedenleri Çizelge 1.2'de verilmiştir.

Çizelge 1.2. Güç kalitesi problemlerinin sebepleri [10].

Kesintiler	Gerilim düşmesi	Aşırı gerilim	Harmonikler	Dengesizlik	Gerilim Dalgalanmaları
Karakteristik dalga formları					
Kesinti kaynağı					
• <i>Güç Sistemi</i>					
İzolasyon hatası					
Anahtarlama					
Aydınlatma					
• <i>Donanım</i>					
Asenkron motor					
Senkron motor					
Kaynak makinesi					
Ark ocağı					
Doğrultucu					
Bilgi işlem yükleri					
Aydınlatma					
Çevirici					
Kondansatör grubu					
 : ara sıra meydana gelen olay  : sık meydana gelen olay					

Bu bozulmalar cihazların arızalanmasına sebep olabilir, ürünlerin kalitesini olumsuz etkiler ve aşırı güç maliyetlerine yol açabilir.

Bu yüzden işletmelerde güç kalitesini bozan durumların tespit edilmesi, tedbirlerin alınabilmesi açısından önem arz eder. Güç kalitesi parametreleri hesaplanarak budurumlar tespit edilebilmektedir [9].

Bu tez çalışmasında, güç kalitesini etkileyen parametrelerden araharmoniklerin çözümlenmesi ile ilgili geliştirilen bir yöntem anlatılmıştır. Literatürde bu konuda yapılmış çeşitli çalışmalar bulunmakta olup, belirtilen çalışmalar sistemdeki akım ya da gerilimi örnekledikten sonra sinyalin içerisinde bulunan bileşenlerin genlik ve frekanslarını bulmayı amaçlar. Bu tez kapsamında yapılan çalışmada, literatürde bulunan yöntemlere alternatif olabilecek, yüksek doğrulukta çalışan bir yöntem geliştirilmiştir. Literatürde bulunan yöntemlerin başlıcaları şöyle özetlenebilir:

Salor, bu çalışmada temel frekansın fazlaca kaydığı sinyallerin Fourier dönüşümü kullanılarak spektral bileşenlerinin bulunmasında spektral düzeltmeye dayalı bir algoritma anlatılmıştır. Ayırık Fourier dönüşümünün (Discrete Fourier Transform, DFT) varsayılan temel frekansın katı olacak şekilde sabit uzunlukta bir pencere ile bulunması sırasında, temel frekansın kayması sinyalin spektrumunda kaçak etkisinin sonucu olarak araharmonikler şeklinde ortaya çıkmasına neden olur. Tam temel frekansta ve onun genliğinde bir sentetik dalga üreterek, frekans bileşenlerinde sabit pencereli DFT kullanılırsa, oluşan kaçak tespit edilebilmekte ve bu kaçıktan kaynaklı hatalar, asıl sinyalin frekans spektrumundan çıkartılmaktadır. Temel frekansın doğru tespit edildiğı durumlarda DFT'deki kaçak hatasının yok edilebileceğı ve gerçek araharmonik değerlerin elde edildiğı belirtilmiştir. Yöntemin avantajı olarak, örnekleme frekansı değışikliğı ya da sinyal enterpolasyonu gibi düzeltmeler gerektirmemesi, basit ve hızlı çalışan bir algoritma olması gösterilmiştir. Bu yöntem sıfır geçiş tespit algoritması, iki adet FFT algoritması ve bir adet vektör çıkarma prosedürü içermektedir [13].

Lin, bu çalışmada DFT alınmasıyla oluşan spektral kaçak sonucunda varolmayan frekanslara yayılan enerjinin orijinal genlik ve ilgili harmonik/araharmonik frekanslarında yeniden elde edilmesi için özyineli bir yöntem önerilmiştir. Belirtilen algoritma kullanılarak her bir özyineleme döngüsünde harmonik/araharmonik değılendirmesi için

daha yakınsak bir değer bulunmasının garanti edileceği ifade edilmiştir. Burada önemli olan pencere uzunluğunu doğru ayarlayabilmektir. Bu yöntemde, pencere uzunluğunu bulmak için, temel bileşenin sağındaki ve solundaki bileşenler karşılaştırılmış, sağdaki bileşenin soldaki bileşenden büyük olması durumunda pencere uzunluğu bir azaltılmış, tersi durumda ise pencere uzunluğu bir artırılmış, daha sonra temel bileşenin etrafında yayılan enerji hesaplanarak önceden belirlenen enerji değeriyle karşılaştırılmıştır. Hesaplanan enerji, belirlenen enerjiden küçük veya eşitse doğru pencere uzunluğu bulunmuş olur. Bulunan pencere uzunluğu kullanılarak temel bileşenin genliği ve frekansı elde edilir. Sinyal yeniden yapılandırılarak harmonik ve araharmonik bileşenler bulunur. Yöntemin mikroişlemcilerde kullanılacak gerçek zamanlı ölçüm yapan yazılım programlarına uyumlu olduğu ve hızlı çalıştığı ifade edilmiştir [14].

Chang ve diğerleri, bu çalışmada harmonik/araharmoniklerin frekans boyutunda ara değer bulma yöntemi kullanılarak doğru bir şekilde bulunması için geliştirilmiş Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) tabanlı bir algoritma anlatılmıştır. Başlangıçta, ara değer bulma yöntemi ile sistemin temel frekansı bulunmuş, sinyal yeniden yapılandırılmış ve FFT'si alınmıştır. Sonrasında, bulunan temel bileşen ve harmonik bileşenler sinyalden çıkarılarak kalan sinyale ara değer bulma yöntemi uygulanmıştır. Her bulunan araharmonik bileşen tekrar çıkarılmış ve kalan sinyale yeniden ara değer bulma yöntemi uygulanarak diğer araharmonik bileşenler bulunmuştur. Bu yöntemin FFT ve IEC gruplama metoduna [IEC 61000-4-7] göre daha iyi sonuçlar verdiği belirtilmiştir; ancak; hesaplama yükü oldukça fazladır [15].

Jin ve diğerleri, bu çalışmada harmonik ve araharmonikleri bulmak için spektral kaçakları tahmin etmeye dayalı bir spektral ayırma yöntemi anlatılmıştır. Öncelikle harmonik frekanslardaki DFT sonuçları hesaplanmıştır. Frekans çözünürlüğünün tam sayı katı olan frekanslarda DFT'nin sıfır olması bu noktalarda spektral kaçaklar oluşmadığı anlamına gelmektedir. Diğer frekanslarda spektral kaçaklar oluştuğundan, bu noktalarda DFT sonuçları sıfır değildir. Bu DFT sonuçlarına göre kaçak değerler tahmin edilerek orijinal harmonik spektrumundan çıkarılmış, böylece gerçek harmonik değerler bulunmuştur. Bulunan harmonik değerler ve örnekleme frekansı kullanılarak harmonik sinyal yeniden yapılandırılmıştır. Bu harmonik sinyal, orijinal örneklenmiş sinyalden çıkarılarak araharmonik sinyal elde edilmiştir. Harmonik ve araharmonik frekanslar arasındaki uzaklık 5 Hz'den düşük olsa bile bu yöntemin, harmonik ve araharmonik arasındaki spektral

kaçaklardan kaynaklanan hesaplama hatalarını yok etmede etkili olduğu ifade edilmiştir [16].

Qian ve diğerleri, bu çalışmada eşzamanlı olmayan örnek dizisinin analizinde FFT'den kaynaklanan araharmonik hatalarını düzeltmek için pencerelemiş FFT'lerin ara değerlemesine dayalı bir algoritma önerilmiştir. Önerilen yöntemin frekans ve genlik tahmininde çok iyi sonuçlar verdiği ifade edilmiştir. Özellikle temel bileşenin tahmininde doğru sonuçlar verdiği belirtilmiş ayrıca bu yöntemde harmonik bileşenlerin filtrelenmesine gerek olmaması yöntemin bir artısı olarak belirtilmiştir [17].

Jain ve diğerleri, bu çalışmada harmonik ve araharmonik tahmininde zaman uyarlamalı bir yöntem anlatılmıştır. ESPRIT algoritması temelli bu yöntemde, sinyaldeki frekans bileşenlerinin sayısı baz alınarak veri bloklarının model dereceleri tahmin edilmiş, sonra yeniden yapılandırılan hata sinyali baz alınarak özilinti (otokorelasyon) matrisinin boyutu ayarlanmıştır. Amaç hem doğru tahminler yapmak, hem de hesaplama süresini azaltmaktır. Ancak sinyalde birbirine yakın frekans bileşenleri olduğu zaman hesaplama süresinin arttığı belirtilmiştir [18].

Günlü, bu çalışmada FFT tabanlı yöntemlerde karşılaşılan spektral kaçak etkilerini azaltmak amaçlanmıştır. Sinyal dalga şekli, ara değer bulmaya dayalı sentetik yeniden örnekleme ile çözümleme penceresi sinyalin temel periyodunun tam katına denk gelecek şekilde yeniden oluşturulur. Böylece Fourier çözümleme ile, temel bileşen ve temel frekansın tam katında frekansa sahip olan harmonik bileşenler kaçak etkisi olmadan bulunmaktadır. Temel bileşen ve harmonikler etrafına yayılan kaçak etki ortadan kaldırıldığı için geriye kalan araharmonik bileşenler de daha doğru bir şekilde bulunmaktadır. Bu yöntem ile standart Fourier çözümlemesine göre çok iyi sonuçlar elde edildiği belirtilmiştir [9].

Bu yöntemler sabit pencereli DFT'ye göre, harmonik ve araharmonikleri daha doğru olarak bulmaktadır. Ancak işlem yükü açısından bakıldığında, hepsinde en az bir kere DFT kullanılmaktadır.

Köse ve diğerleri, bu çalışmada temel frekans bileşeni zamanla değişen güç sinyalinin araharmonik bileşenlerinin kestirimi için Kalman süzgeci tabanlı bir yöntem açıklanmıştır.

Bahsedilen yöntem Kalman süzgeci tabanlı olması dolayısıyla bu tez çalışmasında önerilen yöntemin performansının değerlendirilmesinde kıyaslama amaçlı kullanılmıştır. Bu yöntemde spektral ayrıştırma sinyal dalga şekline art arda uygulanan iki Kalman süzgeç ile gerçekleştirilmektedir. İlk Kalman Süzgeci, Genişletilmiş Kalman Süzgeci (Extended Kalman Filter, EKF) olup sinyalin zarfını elde etmek için kullanılmaktadır. EKF'nin çıkışında sinyale ait temel bileşen atıldığı için gerilime ait zarf sadece temel frekans etrafındaki araharmoniklerin oluşmasına neden olan frekans bileşenlerini bulundurmaktadır. İkinci Kalman süzgeci, Doğrusal Kalman Süzgeci (Linear Kalman Filter, LKF) olup sinyal zarfında temel frekans etrafında bulunan araharmoniklerin kestirilmesini sağlar. Her bir farklı frekans çözünürlüğü için LKF içerisinde uygun bir durum vektörü tanımlanmış olup temel frekans etrafındaki spektral genlikler (araharmonikler) ilgili frekans çözünürlüğü için elde edilmiştir. Gerilim dalga şekline ait spektral ayrıştırma, temel frekans bileşeni anma değerinden sapsa da, Kalman Süzgeci kullanılarak gerçekleştirildiği için kaçak etkisi problemiyle karşılaşılması yöntemin önemli avantajlarından biri olup, spektral bileşenler doğrudan Kalman süzgeci yardımıyla kestirilmektedir [19].

Bu tez çalışmasında, güç sinyallerinde araharmoniklerin çözümlenmesinde girişinde sinyal dalga şekli zarfı bulma algortimasına sahip Kalman süzgeci tabanlı bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntem hem sentetik veri üzerinde, hem de EAO'dan alınan saha verisi üzerinde denenerek gerçekleştirilmiştir.

2. KALMAN SÜZGEÇİ TABANLI ARAHARMONİK KESTİRİMİ İÇİN YENİ BİR SİNYAL ZARFI BULMA ALGORİTMASI GELİŞTİRİLMESİ

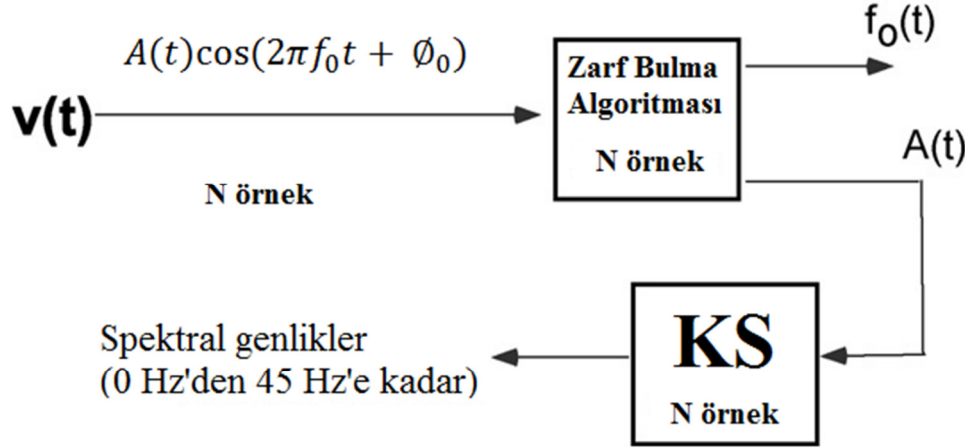
Güç sistemlerinde, akım ve gerilim sinyallerinde, yalın halde olması beklenen temel frekans bileşeninin (Türkiye'de 50 Hz) yanında, doğrusal olmayan yüklerin çalışmasından kaynaklı ve güç sisteminden beslenen diğer yüklerin çalışmalarını olumsuz etkileyen, harmonik ve araharmonik bileşenler de bulunur. Bu bileşenlerin doğru olarak belirlenmesi, gerekli önlemlerin alınması için büyük önem arz eder [9].

Genellikle, frekans bileşenlerinin tespiti için, Fourier çözümlemesine dayalı yöntemler pratik ve hızlı olmasından dolayı kullanılır. Ancak; Fourier çözümlemesine dayalı yöntemlerde, güç sisteminin temel frekansının anma değeri olan 50 Hz'den sapmalar olduğunda, sinyalin periyodu ile pencere uzunluğu arasındaki uyumsuzluk spektral kaçak etkisi oluşmasına neden olur. IEC 61000-4-7'de tavsiye edilen pencere uzunluğu 200 ms için, Hızlı Fourier Dönüşümüne (Fast Fourier Transform, FFT) ait frekans çözünürlüğü 5 Hz bulunur. FFT tabanlı işlemler genellikle iki basamaklı olarak gerçekleştirilir. Çünkü IEC 61000-4-7'nin önerdiği 200 ms'lik pencere, 5 Hz frekans çözünürlüğü sağlar. Ancak bu öneri ile, 5 Hz'in tam katı frekansa sahip olmayan araharmonikler doğru bir şekilde bulunamaz. Bu sebepten genellikle yöntemin ilk basamağında harmonikler bulunur, sonrasında bulunan harmonikler süzülür ve yöntemin ikinci basamağında geriye kalan araharmonikler bulunur [20].

Bu tez çalışmasında, doğrusal olmayan yüklerden dolayı bozulan akım ve gerilim sinyallerinin harmonik ve araharmoniklerinin çözülmesi amacıyla girişinde sinyal dalga formuna ait zarfı elde eden algoritmanın çıkışını girdi olarak alan Kalman süzgeci tabanlı bir yöntem geliştirilmiştir.

Önerilen spektral ayırtırmaya ait blok şeması Şekil 2.1.'de verilmiştir. Kalman süzgeci yardımıyla spektral ayırtırmayı gerçekleştirmek için standart pencere uzunluğu kullanılmıştır. Temel frekans anma değerinden saptığı zaman pencere uzunluğu artık asıl çevrimin tam katı olmaz. Böyle bir durumda spektral ayırtırmayı elde etmek için DFT algoritması kullanıldığında, temel frekanstan çok az bir sapma olsa dahi, DFT

bileşenlerinde kaçak etkisi meydana gelir ve bu da spektral ayrıştırma ile ilgili ciddi sorunlara neden olur. Bununla birlikte, önerilen spektral ayrıştırma yönteminde temel frekanstan sapma kestirilmek istenen spektral genlikleri elde etmek konusunda çok kritik değildir. Önerilen yöntemde spektral ayrıştırma elde etmek için Kalman süzgeci kullanıldığından FFT'de olduğu kadar kaçak etkisi meydana gelmemektedir.



Şekil 2.1. Önerilen spektral ayrıştırma yöntemine ait blok şema (KS: Kalman Süzgeci)

Önerilen yöntemde pencere uzunluğu 200 ms (N örnek) olarak seçilmiş olup bu pencere uzunluğu IEC-61000-4-7'nin harmonik ve araharmonik hesaplama standartlarında tavsiye edilen değerdir. Her 200 ms'lik pencere için spektral ayrıştırma, önerilen sinyal dalga şekline ait zarf bulma algoritması ($A(t)$ 'nin bulunması) ve sonrasında bu algoritmanın çıktısı doğrusal Kalman süzgecine giriş olarak uygulanarak elde edilir. Zarf sinyalinin oluşmasına temel frekans bileşeninden daha düşük frekanstaki araharmonikler sebep olduğu için zarf bulma algoritmasının içerisinde Alçak Geçiren Süzgeç (AGS) kullanılır. Şekilde 2.1'de elde edilen spektral genlikler, araharmonik frekanslarına ait genliklerdir.

Güç sistemlerinde temel frekans üzerinde taşınan harmonikler ve araharmonikler; taşıyıcı sinyal üzerinde iletilen mesaj sinyaline benzetilerek Genlik Modülasyonu (GM) şeklinde modellenebilir. Herhangi bir GM sinyali $x(t)$, Eş. 2.1'deki formda yazılabilir.

$$v(t) = A(t)\cos(\omega_0 t) \quad (2.1)$$

GM sinyallerinde, $\phi(t)$; sinyalin fazı, ω ise taşıyıcı frekanstır. GM sinyalindeki bütün bilgi frekansı temel frekans bileşenine eşit bir sinüzoidal sinyalle çarpılarak tekrar elde edilebildiği için $A(t)$ içerisinde bulunur. Bu yüzden $A(t)$ sinyalin *zarfı* olarak adlandırılır. Şekil 2.2'de GM modülasyonu ile elde edilmiş bir sinyalin zarf bileşeni görülmektedir.



Şekil 2.2. GM modülasyonunda taşıyıcı sinyal ve zarf

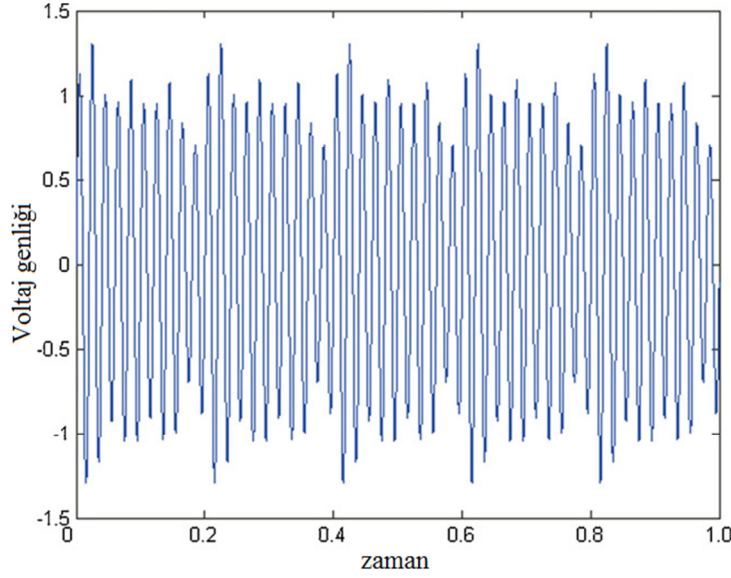
2.1. Güç Sinyalinin Modellenmesi

Temel frekans etrafındaki araharmonik frekansları içeren gerilim dalgalanması temel frekans bileşenine ait genliğin normalize edilmesiyle Eş. 2.2'deki şekilde modellenenebilir:

$$v(t) = \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) \left\{ 1 + \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \right\}. \quad (2.2)$$

Eş. 2.2'de güç sinyali, modülasyon tekniği kullanılarak; temel frekans bileşeni (daha genel olarak harmonik frekans bileşeni) taşıyıcı sinyal, araharmonik frekans bileşenlerinin toplamı ise zarf sinyali olarak modellenmiştir. Taşıyıcı frekans her zaman temel frekans bileşeni olmak zorunda değildir. Örneğin; ikinci harmonik bileşen etrafındaki ara harmonik frekans bileşenleri incelenecekse taşıyıcı sinyale ait frekans temel frekansın iki katı olarak seçilmelidir. Güç sinyalinin modülasyon tekniği kullanılarak modellenmesinin bir diğer avantajı ise güç sistemlerinde ara harmonik frekans bileşenlerine ait genliklerin harmonik frekans bileşen genliklerine oranla oldukça küçük olmasından kaynaklanır. Çünkü; güç sinyalinin zarfı elde edildiğinde incelenen frekans aralığındaki harmonik bileşen DC bir değere denk gelir. Böylece araharmonik frekans genliklerine ait toplamın bulunduğu zarf sinyali, dolayısıyla da araharmonik frekans genliklerinin toplamı sağlıklı bir şekilde ayırt edilebilir. Klasik FFT'de böyle bir yaklaşım söz konusu değildir. FFT'de sinyalin ilgili frekanstaki birbirine dik taban vektörleri üzerine izdüşümleri hesaplanırken harmonik bileşenler ayırt edilmeden sinyalin tamamı kullanılır.

Eş. 2.2'de verilen gerilim sinyali birçok araharmonik frekansını barındıran, özellikle Elektrik Ark Ocaklarından (EAO) elde edilen gerilim dalgalanmalarını temsil etmektedir. Şekil 2.3'de birden çok araharmonik frekansı barındıran gerilim dalga şekli verilmiştir.



Şekil 2.3. Birden çok araharmonik frekansı barındıran gerilim dalga şekli [19]

Eş. 2.2'deki ifadede küme parantezi içindeki zarfı temsil eden kısım, $A(t)$ ile gösterilip, Eş. 2.3'de olduğu gibi tekrar yazılabilir.

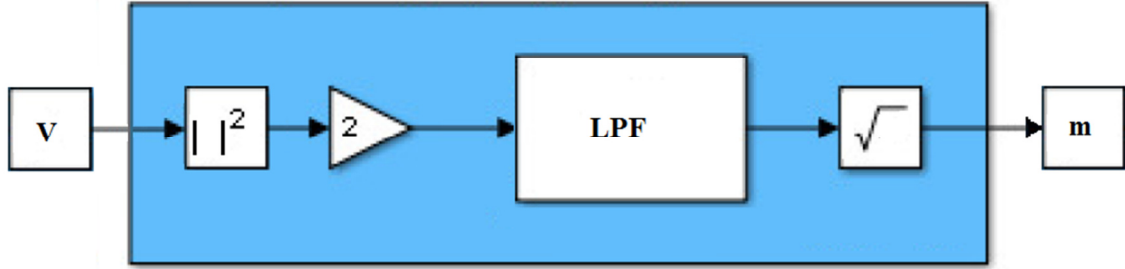
$$v(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) \quad (2.3)$$

Burada $A(t)$, araharmonik frekans bileşenlerine ait genlik bilgisini taşıyan zarf sinyali olarak değerlendirilebilir. $A(t)$ sinyalinin açık şekli Eş. 2.4'te verilmiştir.

$$A(t) = 1 + \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (2.4)$$

$A(t)$ sinyalinin, $v(t)$ sinyalinden demodülasyon işlemini kullanarak klasik yöntemle ayrıştırılması Şekil 2.4'te verilen blok diyagramı yardımıyla gerçekleştirilebilir. Klasik zarf bulma yöntemi ancak incelenen frekans bandında, güç sinyaline ait araharmonik frekans bileşenlerinin ilgili frekans bandındaki harmonik bileşen etrafında çift simetriye sahip olması durumunda zarfı doğru bir şekilde elde edebilir. Bu ise sadece sentetik olarak üretilen güç sinyalleri için mümkün olup pratikte mümkün değildir. Klasik zarf bulma

yöntemi bu tez çalışması kapsamında önerilen zarf bulma algoritmasında da kullanılmamıştır. Ancak; önerilen yöntemin açıklanmasında kullanılacağı için bu bölümde detaylı olarak anlatılmaktadır.



Şekil 2.4. Sentetik olarak üretilmiş güç sinyali $v(t)$ 'den zarf sinyali $A(t)$ 'nin elde edilmesi

2.2. Klasik Sinyal Zarfı Bulma Yöntemiyle Güç Sinyaline Ait Zarfın Neden Elde Edilemediğinin Gösterilmesi

Klasik zarf bulma yönteminin ancak; güç sinyaline ait araharmonik frekans bileşenlerinin ilgili frekans bandındaki harmonik bileşen etrafında çift simetriye sahip olması durumunda zarfı doğru bir şekilde elde edebileceği belirtilmişti. Bu ifadeyi açıklamak için Eş. 2.2'de verilen eşitlik, harmonik ve araharmonik frekans bileşenlerine ait faz bilgisi ihmal edilerek Eş. 2.5'teki gibi yazılabilir. Faz bilgisinin ve fazdaki değişimlerin sinyal zarfı ve zarfın bulunması üzerindeki etkisi 3. Bölümde incelenecektir.

$$v(t) = \cos(2\pi f_0 t) \left\{ 1 + \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos(2\pi f_i t) \right\}. \quad (2.5)$$

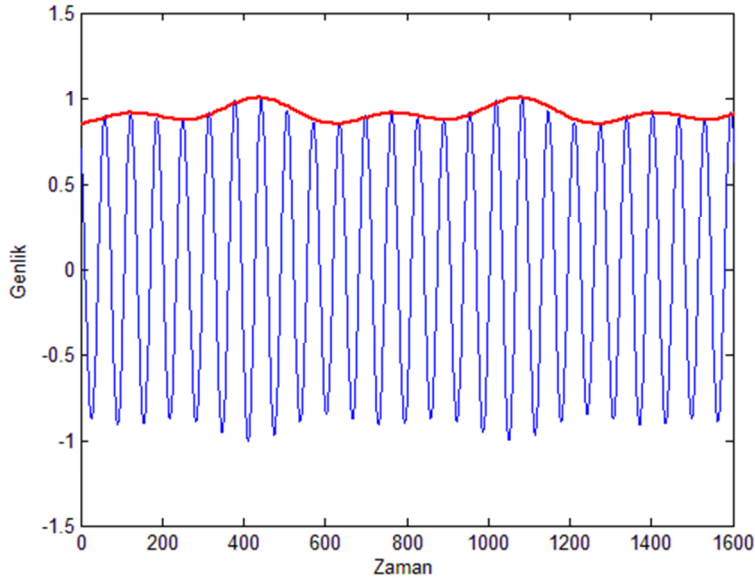
Bu ifade Eş. 2.6. ve 2.7'de daha açık bir şekilde yazılmıştır:

$$v(t) = \cos(2\pi f_0 t) + \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos(2\pi(f_0 \pm f_i)t). \quad (2.6)$$

$$v(t) = \dots + \alpha_2 \cos(2\pi(f_0 - f_2)t) + \alpha_1 \cos(2\pi(f_0 - f_1)t) + \cos(2\pi f_0 t) + \alpha_1 \cos(2\pi(f_0 + f_1)t) + \alpha_2 \cos(2\pi(f_0 + f_2)t) + \dots \quad (2.7)$$

Açıklanan zarf bulma algoritması kullanılarak Şekil 2.6'da, Eş. 2.9'da verilen $v(t)$ sinyaline ait bulunan zarf sinyali verilmiştir. Eş. 2.9'dan görüleceği üzere sinyal temel frekans bileşeni etrafında çift simetrik olarak tanımlanmıştır.

$$v(t) = \left\{ 1 + \frac{1}{2} \frac{8}{100} \cos(2\pi 10t + \frac{\pi}{6}) + \frac{1}{2} \frac{12}{100} \cos(2\pi 5t + \frac{\pi}{6}) \right\} \cos(2\pi 50t) \quad (2.9)$$



Şekil 2.6. Eş. 2.13'de üretilen sinyal ve önerilen yöntem ile elde edilen ona ait zarf sinyali (kırmızı eğri)

3. ARAHARMONİK FREKANS BİLGİSİNİ TAŞIYAN ZARF SİNYALİNİ BULMAK İÇİN ÖNERİLEN 1. YÖNTEM

İkinci bölümde klasik zarf bulma algoritmasının zarfı doğru elde edebilmesi için araharmonik frekans bileşenlerinin incelenen frekans bandındaki harmonik bileşen etrafında çift simetriye sahip olması gerektiği gösterilmişti. Bu bölümde sadece önerilen zarf bulma yöntemini açıklamak için, FFT ve klasik zarf bulma yöntemleri, çift simetriye sahip olmayan sentetik veri üzerinde kullanılacaktır. FFT ve klasik zarf bulma yöntemleri, önerilen zarf bulma algoritmasında kullanılmamaktadır.

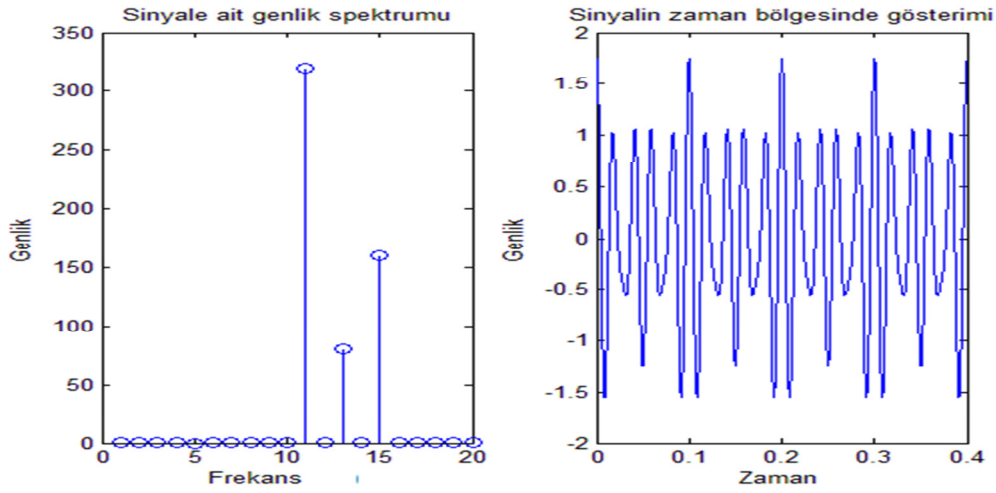
3.1. Yöntemin Açıklanması

Sentetik veri kullanılırken FFT analizi için 200 ms'lik pencereler (640 örnek, $f_s = 3200$ Hz'den dolayı) alınarak 5 Hz'lik frekans çözünürlüğü elde edilmiştir. Temel frekans bileşeni ve araharmonik frekans bileşenlerine ait frekans değerleri 5 Hz'in tam katı seçilerek FFT analizi için spektral kaçak oluşmaması garanti edilmiştir. Herhangi bir güç sinyali, araharmonik frekans bileşenlerinin temel frekans bileşeni etrafında (genel olarak herhangi bir harmonik frekans bileşeni etrafında) çift simetrik olması durumu söz konusu olmaksızın Eş. 3.1'de verildiği gibi ifade edilir.

$$v(t) = \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) + \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i). \quad (3.1)$$

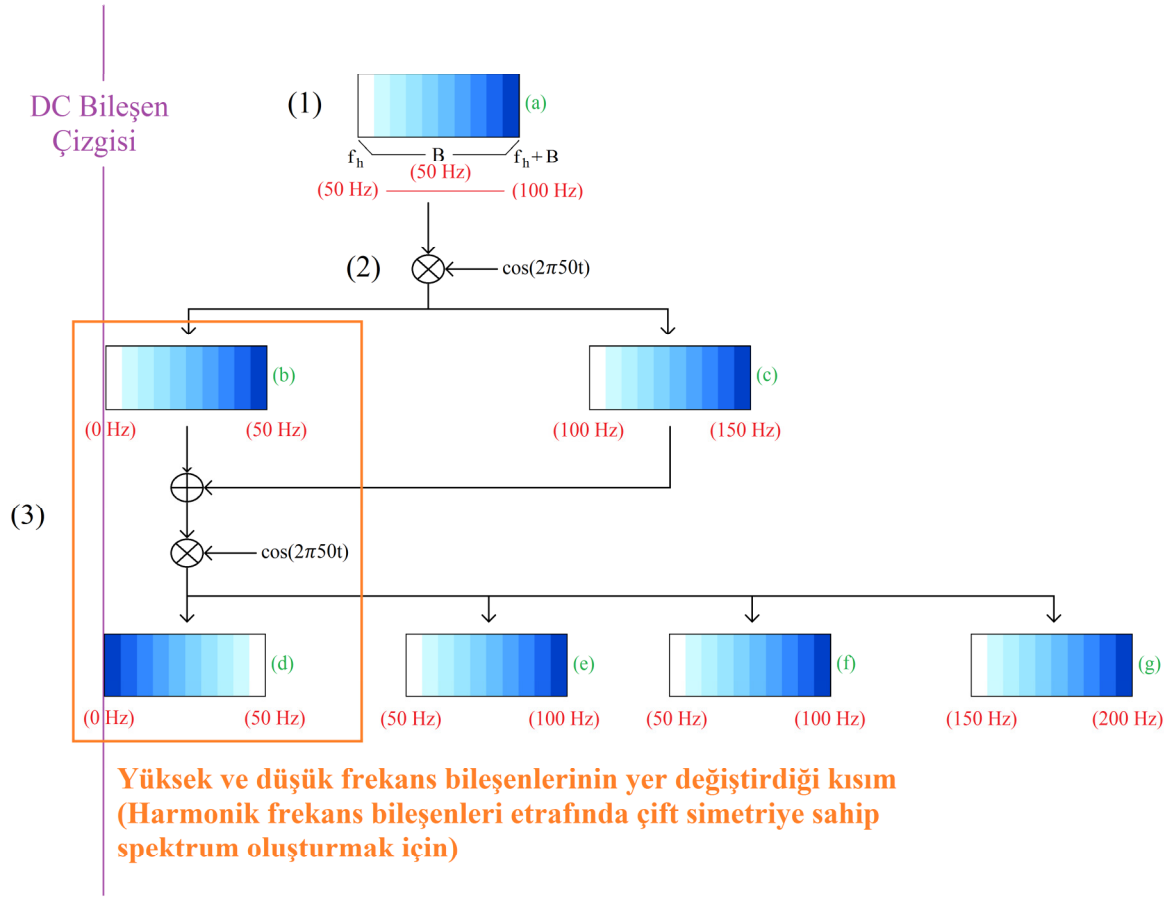
Dikkat edilirse Eş. 3.1'de temel frekans bileşeni ile araharmonik frekans bileşenleri arasında çarpma değil toplama işlemi söz konusudur, dolayısıyla çift simetri söz konusu değildir. Şekil 3.1'de Eş. 3.1'e uygun olarak üretilmiş olan ve Eş. 3.2'de verilen sinyalin FFT çıktısı ve sinyalin zaman boyutundaki gösterimi verilmiştir.

$$v(t) = \cos(2\pi 50t) + 0.25 \cdot \cos(2\pi 60t) + 0.5 \cdot \cos(2\pi 70t). \quad (3.2)$$



Şekil 3.1. Üçüncü bölümde verilen sinyale ait frekans ve zaman bölgesi gösterimi

Şekil 3.1'de sinyalin FFT'sine ait grafiği yorumlayabilmek için MATLAB'da grafik çizimlerinde indis 1'den başladığı için DC bileşene (0 Hz) ait genlik değeri 1 numaralı indise denk gelir. Her bir indis 5 Hz'lik çözünürlüğe denk geldiği için 11 numaralı indise 50 Hz, 13 numaralı indise 60 Hz, 15 numaralı indise 70 Hz denk gelir. Ayrıca FFT'de frekans bileşenlerine ait genlik bir pencere için alınan örnek sayısının yarısıyla (bu durum için 320) normalize edilmelidir. Dolayısıyla 50 Hz'de okunan 320 değeri, 60 Hz'de okunan 80 değeri, 70 Hz'de okunan 160 değeri normalizasyon sonucu sırasıyla Eş. 3.2'de verilen 1, 0,25 ve 0,5 değerlerine karşılık gelir. Bundan sonraki FFT çizimlerinde frekans bileşenlerine ait normalize edilmiş çizimler kullanılacaktır. Eş. 3.2 ile verilen sinyalin çift simetrik hale gelebilmesi için, 100 Hz veya daha yüksek frekanslı sinüzoidal bir sinyalle çarpılmalıdır. Burada sentetik olarak üretilmiş olan sinyal üzerinde yapılan işlemler frekans içeriği bilinmeyen herhangi bir güç sinyaline uygulanarak ilgili sinyal çift simetrik hale getirilebilir. Bu ifade Şekil 3.2 üzerindeki örnek üzerinden açıklanmıştır.



Şekil 3.2. Frekans ekseninde çift simetrik spektrumun oluşturulması (50 Hz'lik sinüzoidal sinyalle çarpma işlemi yapılarak)

Şekil 3.2'deki örnekte 50 Hz'lik bir frekans bandı üzerinde ($B = 50$ Hz), spektrumda güç sinyallerinde temel frekans bileşeni, aynı zamanda birinci harmonik olan 50 Hz (f_h) ile ikinci harmonik olan 100 Hz ($f_h + B$) arasında kalan spektrum incelenmiştir. Güç sinyallerinde araharmonik bileşenler ardışık numaralı harmonikler arasında incelenmektedir. Bununla ilgili grup ve altgrup hesaplamaları beşinci bölümde ayrıntılı olarak incelenecektir. Şekil 3.2'de 1 numaralı çizimde ilgili spektrumda yüksek frekans bölümü mavi, düşük frekans kısmı ise beyaz renkle gösterilmiştir. Bu gösterimin amacı frekans spektrumunda çift simetri oluşturulduğunu görmek için mavi ve beyaz renkli alanın (yüksek ve düşük frekans bileşenlerinin) simetrik olarak yer değiştirdiğini göstermektir. Şekil 3.2'de (2) ile gösterilen bölümde, sinyal Eş. 3.3'ten anlaşılacağı üzere 50 Hz'lik sinüzoidal sinyalle çarpılarak, spektrumda 50 Hz'lik öteleme gerçekleştirilmiştir.

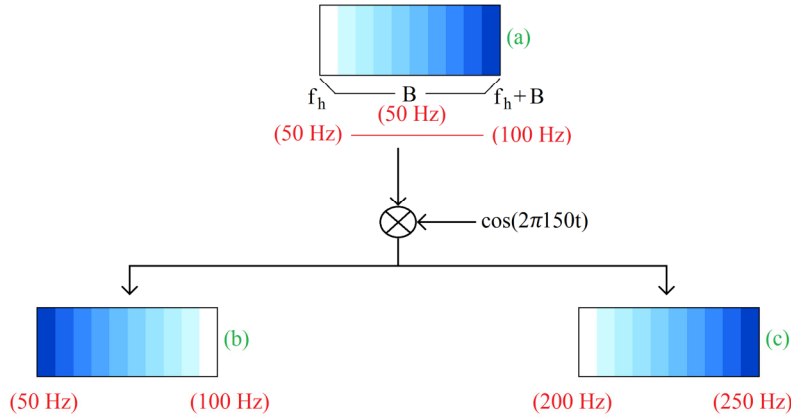
$$\begin{aligned}\cos(a).\cos(b) &= \frac{1}{2}[\cos(a+b) + \cos(a-b)] \\ \sin(a).\cos(b) &= \frac{1}{2}[\sin(a+b) + \sin(a-b)]\end{aligned}\tag{3.3}$$

Bu çarpma işlemi sonucu frekans ekseninde düşük frekans bölgesine kayan parçayla ilgilenilmektedir (Şekil 3.2'de (b) kutusu). Burada sinyal tekrar 50 Hz'le çarpıldığında alçak frekans bölgesinde (d) kutusunda, çarpılan sinyalin frekansı (b) kutusundaki frekans bileşenlerinin hepsinden daha büyük ve eşit olduğu için, mavi ve beyaz renkli bölgelerin yer değiştirdiği, dolayısıyla da yüksek ve düşük frekans bileşenlerinin ilgilenilen frekans bandında simetrik olarak yer değiştirdikleri anlaşılmaktadır. Spektrumda frekans bileşenlerinin simetrik yer değiştirmesi için iki defa 50 Hz'lik sinüzoidal sinyalle çarpma işlemi gerçekleştirildiğinden, burada verilen sinyalin çift simetrik hale gelebilmesi için, 100 Hz veya daha yüksek frekanslı sinüzoidal bir sinyalle çarpılması gerektiği anlaşılmaktadır.

(3) numaralı kısmın sonunda, 50 Hz etrafında (0 Hz-50 Hz, 50 Hz-100 Hz) çift simetri oluştuğu düşünülebilir; ancak 50 Hz-100 Hz bandını temsil eden kutudan 2 adet oluşmuşken ((e) ve (f) kutuları), 0 Hz-50 Hz bandını temsil eden kutudan bir adet oluşmuştur ((d) kutusu). Bu da 50 Hz-100 Hz bandının genlik olarak 0 Hz-50 Hz bandının iki katına eşit olacağı, dolayısıyla 50 Hz etrafında çift simetri oluşmayacağı anlamına gelir. Bu iki frekans bandı aynı sinyal içerisinde mevcut olduğundan çarpma işlemi yapılarak ilgili frekans bileşenlerine ait genlikler eşitlenemez. Alternatif olarak (d) ve (g) kutuları da kullanılamaz; çünkü oluşturulmak istenen zarf sinyaline ait frekans bileşenleri ilgilenilen sinyalin bant genişliğinden (50 Hz) büyük olmamalıdır. (d) ve (g) kutularının oluşturduğu zarfa ait frekans bandı 100 Hz'dir. Buradan çift simetriye sahip bantların bitişik olması gerektiği anlaşılmaktadır. (d) ve (g) kutularının temsil ettiği frekans bandı tekrar üçüncü defa 50 Hz'lik sinüzoidal bir sinyalle çarpılarak elde edilebilirdi; ancak bu durumda (e) ve (f) kutularının filtrelenmesi gerekmektedir. Bu aşamada filtreleme işleminin yapılması önerilen yöntemin anlatılmasında kullanılmak istenmemektedir; çünkü (e) ve (f) kutularının temsil ettiği spektrum filtrelense dahi, az da olsa filtreleme sonucu elde edilen sinyalde filtrelenen frekanslara ait genlikler görülmektedir. Bu bakımdan (a) ve (d) kutularının kullanılması ilk bakışta uygun gelmektedir. Çünkü; hem kutuların temsil ettikleri frekans bantları bitişiktir, hem de bu iki frekans bandı aynı sinyal içerisinde

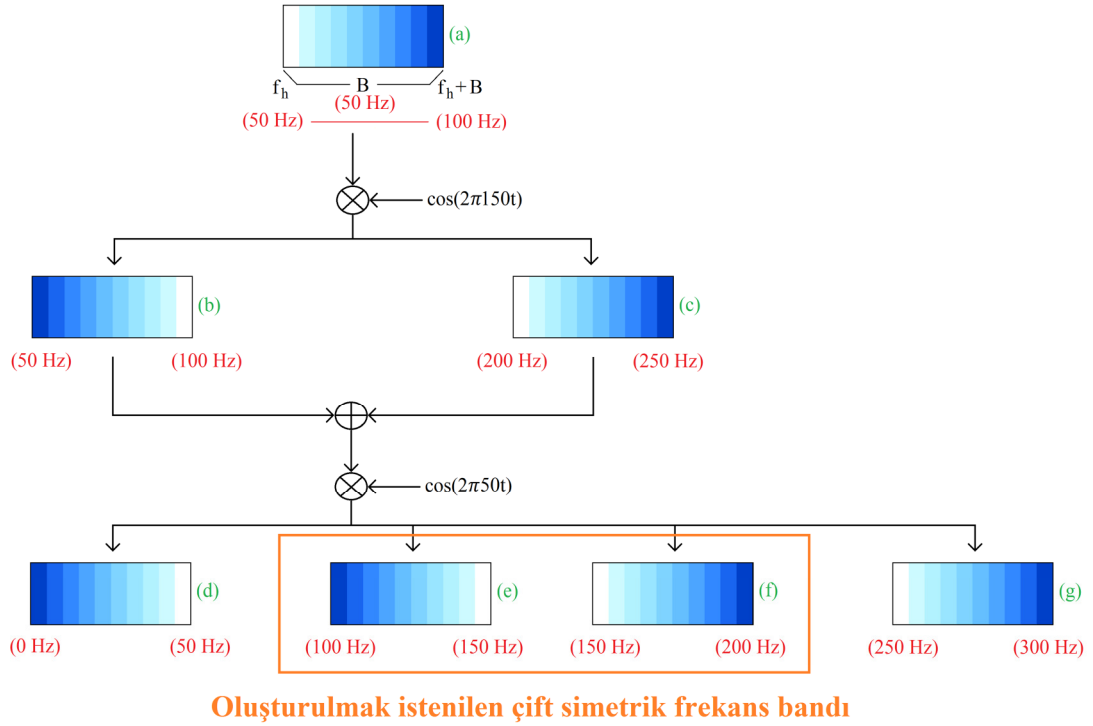
olmadığından çarpma işlemi yapılarak ilgili frekans bileşenlerine ait genlikler eşitlenebilir. 50 Hz'lik sinüzoidal sinyalle her çarpma işleminde ilgili bantlara ait genlikler ikiye bölündüğünden (d) kutusunun bulunduğu sinyal 4 ile çarpılarak (a) ve (d) kutularında ilgilenilen frekans bantlarına ait genlikler eşitlenebilir. Ancak bu durumda da (d) kutucuğunun temsil ettiği frekans bandını ayırtmak için Alçak Geçiren Süzgeç (AGS) kullanmak gerekmektedir. (a) ve (d) kutularının temsil ettiği frekanslara ait genlikler aynı sinyal içerisinde mevcut olmayıp farklı iki sinyalin toplanmasıyla elde edilir. Bu iki sinyalden biri ekstradan filtreleme işlemine tabii tutulacağından dolayı, filtrenin faz tepkisi iki sinyal toplandığında temel frekans bileşeni olan 50 Hz bileşenlerinin zaman ekseninde tam olarak örtüşmemesine ve bu da ilgili bileşenlerin birbirlerini belli oranda sönmülendirmesine sebep olmaktadır. 50 Hz bileşenine ait genlik açıklanmakta olan yöntem için ekstra öneme sahiptir. Çünkü; bulunacak olan araharmonik frekanslara ait genlikler temel frekans bileşeni olan 50 Hz'e ait genlik kullanılarak normalize edilecektir. FFT'de böyle bir durum söz konusu değildir; çünkü normalizasyon işlemi pencere uzunluğu kullanılarak yapılabilmektedir.

Açıklamalardan ilgili çift simetrik frekans bandını oluşturmak için incelenilen frekans bandının 100 Hz veya daha yüksek frekanslı sinüzoidal bir sinyalle çarpılması gerektiği, simetrik kısımları oluşturan frekans bantlarının bitişik ve aynı sinyal içerisinde olması gerektiği anlaşılr. Sonuç olarak çift simetrik spektrumu oluşturabilmek için sinüzoidal sinyal kendisinden daha yüksek frekanslı bir sinüzoidal sinyalle çarpılmalıdır. Şekil 3.3'teki örnekte, ilgilenilen frekans bandı 150 Hz'lik sinüzoidal sinyalle çarpılarak, spektrumda 150 Hz'lik öteleme gerçekleştirilmiştir. Sinüzoidal sinyalle yapılan her çarpma işlemi sonucunda elde edilen sinyal Eş. 3.3 ile verilen $\frac{1}{2}$ çarpanının etkisinden dolayı 2 ile çarpılır.



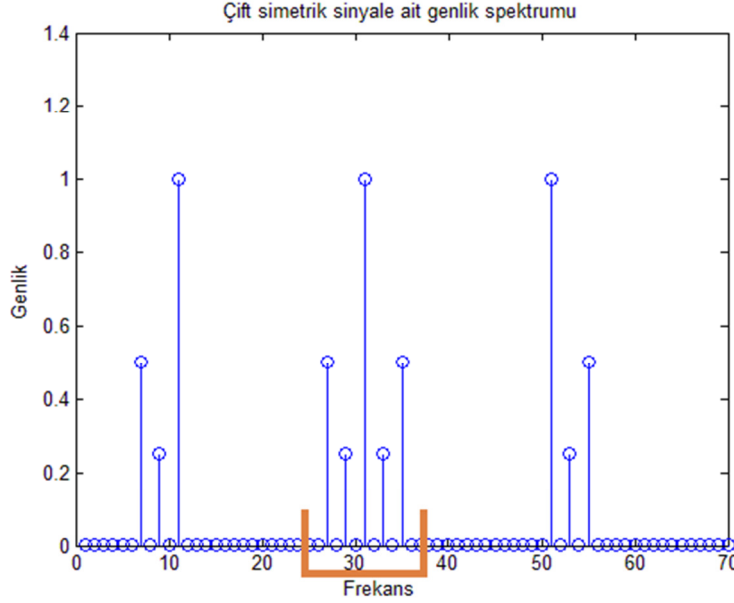
Şekil 3.3. Frekans ekseninde 150 Hz'lik sinüzoidal sinyalle çarpma işlemi yapılarak çift simetrik spektrumun oluşturulması (1. aşama)

Şekil 3.3'te çift simetrik bantı oluşturacak frekans bantlarını temsil eden kutular ((b) ve (c) kutuları) oluşmuştur. İki kutu arasında filtrelenmesi gereken frekans bantlarını temsil eden herhangi bir kutu da oluşmamıştır. Ancak kutular birbirine bitişik değildir. Dolayısıyla çift simetriyi oluşturacak frekans bantları da bitişik değildir. Bunu sağlamak için Şekil 3.4'den görüleceği üzere sinyal tekrar 50 Hz'lik sinüzoidal bir sinyalle çarpılmıştır. (e) ve (f) kutuları oluşturulmak istenilen çift simetrik frekans bandını temsil etmektedir.



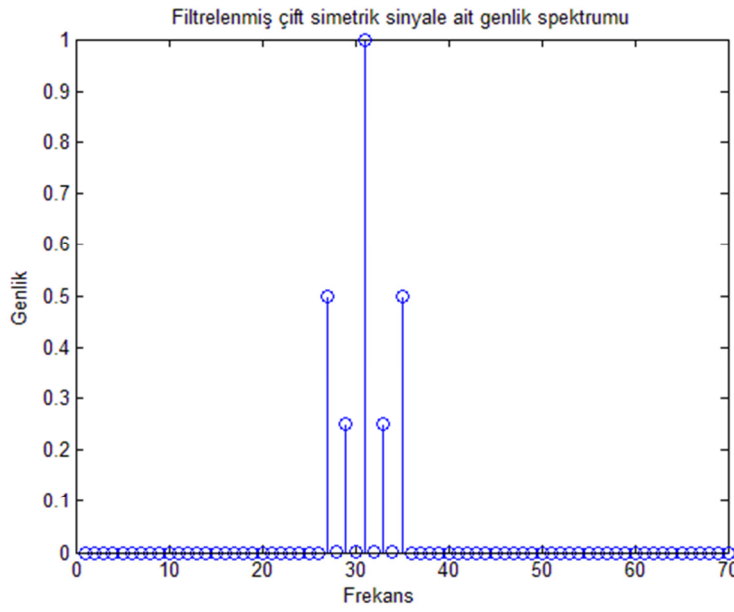
Şekil 3.4. Frekans ekseninde 50 Hz'lik sinüzoidal sinyalle çarpma işlemi yapılarak çift simetrik spektrumun oluşturulması (2. aşama)

Şekil 3.5'te Şekil 3.4'teki gösterime ait sonucun ($\cos(2\pi 150t)$ ve $\cos(2\pi 50t)$ ile ardışık olarak çarpılmış sinyalin) Hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) ile elde edilen genlik spektrumu verilmiştir.



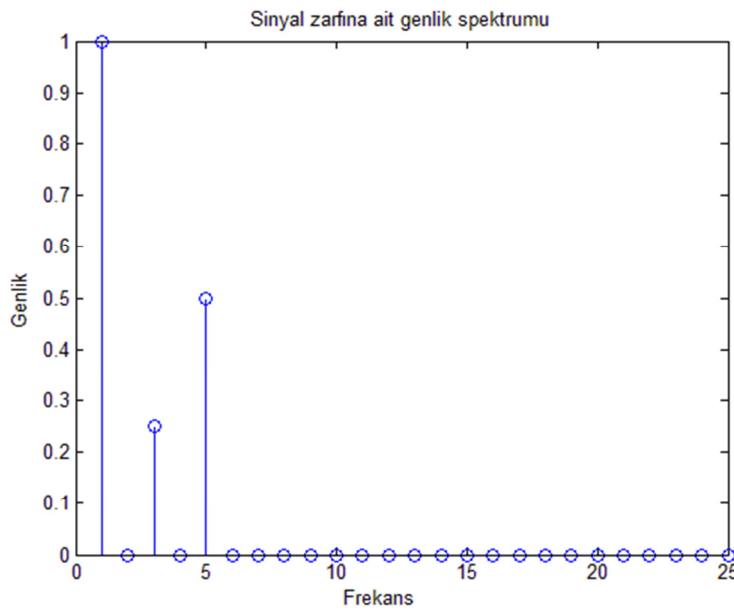
Şekil 3.5. Oluşturulmak istenen çift simetrik sinyale ait genlik spektrumu

Şekil 3.5'te işaretlenen frekans eksenindeki çift simetrik kısım, Bant Geçiren Süzgeç'ten (BGS) geçirilerek Şekil 3.6'da verildiği gibi elde edilmiştir. Şekil 3.4'ten görüleceği üzere çift simetrik bantı oluşturmak için kullanılan bantlarda harmonik bileşen frekansları üst üste geldiği için bu bileşen 2 ile bölünerek normalize edilmiştir. Sentetik veri üzerinde istenilen harmonik bileşen etrafında çift simetrik spektruma sahip frekans bandı doğrudan oluşturulabilirdi. Ancak burada amaç çift simetrik spektruma sahip olmayan sentetik veri üzerinde yapılan işlem basamaklarını takip ederek gerçek verinin spektrumunu da çift simetrik hale getirilişini açıklayabilmektir. Dördüncü bölümde sinyal zarfının elde edilmesi için alternatif bir yöntem daha anlatılacaktır; ancak bu tez çalışması kapsamında araharmonik frekans bileşenlerini bulan yöntemlerin başarılarının kıyaslanmasında daha az işlem gerektirdiği için bu bölümde anlatılan zarf bulma yöntemi kullanılacaktır.



Şekil 3.6. Filtrelenmiş çift simetrik sinyale ait genlik spektrumu

İstenilen çift simetrik sinyal üretildikten sonra 2. Bölüm'de Şekil 2.4'te verilen klasik zarf bulma algoritması uygulanarak sinyalin zarfı elde edilecektir. Şekil 3.7'de; Şekil 3.6'da filtrelenmiş çift simetrik sinyale, klasik zarf bulma algoritmasının uygulanması sonucu elde edilen sinyalin FFT ile elde edilen genlik spektrumu verilmiştir.

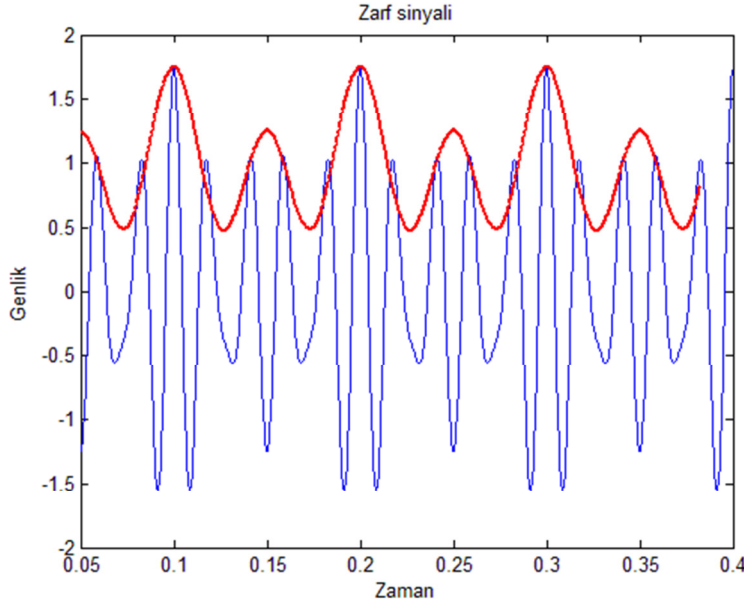


Şekil 3.7. Sinyal zarfına ait genlik spektrumu

Şekil 3.7'den görüleceği üzere sinyalin harmonik bileşeni olan 50 Hz etrafındaki zarf sinyali, Eş. 3.2 ile verilen sinyale ait frekans bileşenlerinin harmonik frekans bileşeni DC bileşene denk gelecek şekilde ötelenmesiyle elde edilmiştir. Şekil 3.7'den görüleceği üzere verilen spektrum hala DC bileşen etrafında hala çift simetriye sahiptir.

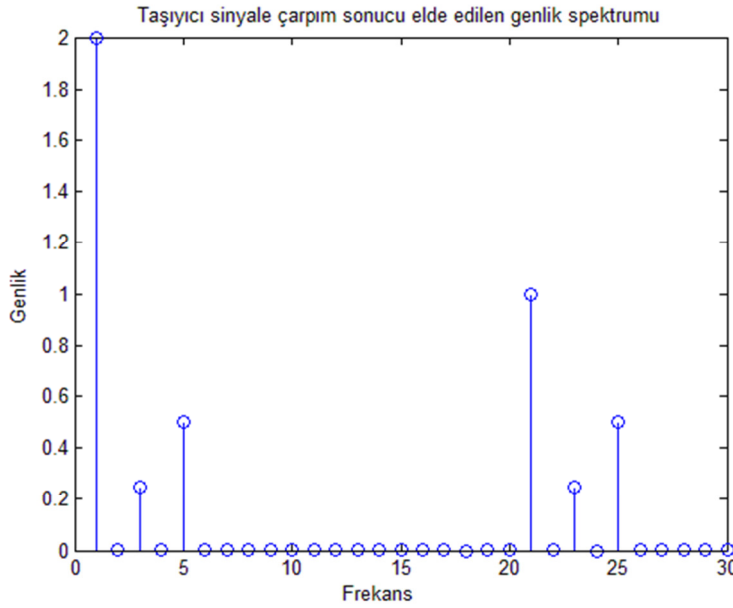
Sonuç olarak, ilgili harmonik frekans değeri etrafındaki (güç sinyallerinde bir üst değerdeki harmonik frekansa kadar olan 5 Hz çözünürlükteki araharmonik frekans değerleri) sinyal zarfı, frekans bileşenlerinin harmonik frekans değeri 0 Hz'e denk gelecek şekilde ötelenmiş hallerine karşılık gelmektedir. Örneğin; 2. harmonik olan 100 Hz etrafındaki sinyal zarfı için 100 Hz'lik öteleme kastedilmektedir.

Dolayısıyla zarfı bulunmak istenen sinyali çift simetrik hale getirmeden, doğrudan harmonik frekans değeriyle eşdeğer frekansa sahip sinüzoidal bir sinyalle çarparak (harmonik frekans bileşeni 0 Hz'e denk gelecek şekilde) zarf sinyali elde edilebilmektedir. Şekil 3.8'de ise elde edilen zarf sinyali (kırmızı renkli) verilmiştir.



Şekil 3.8. Harmonikli sinyal ve elde edilen zarf sinyali

Özet olarak; Eş. 3.2 ile ifade edilen ve frekans bileşenleri Şekil 3.1' de verilen sinyal, taşıyıcı sinyalle çarpıldığında elde edilen genlik spektrumu Şekil 3.9'da verilmiştir.



Şekil 3.9. Taşıyıcı sinyale çarpma işlemi sonucu elde edilen genlik spektrumu

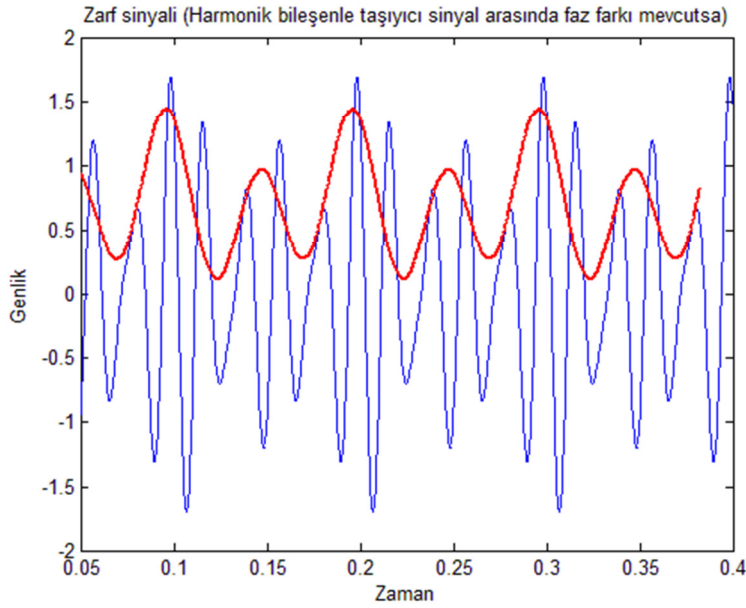
Şekil 3.9'da genlik spektrumuna FFT'den elde edilen birinci elemanın genliği aslında 2 değil 1 birimdir. Bu sonuç FFT'nin simetri özelliğinden kaynaklanmaktadır. Taşıyıcı sinyale çarpma işlemi sonucu elde edilen sinyal AGS'den geçirilerek geriye (Şekil 3.7'deki çıktının aynısı) zarf sinyalinin elde edileceği kısım bırakılmaktadır.

3.2. Frekans Ötelemesi Amacıyla Kullanılan Taşıyıcı Sinyalle Harmonik Frekans Bileşeni Arasında Faz Farkı Mevcutsa

Bölüm 3.1'de sinyal zarfını elde etmek için harmonik frekansla aynı frekansa sahip taşıyıcı sinyal kullanarak ilgilenilen frekans bandının DC bileşen etrafına taşınması gerektiği açıklanmıştı. Bölüm 3.1'de yöntemin açıklanması için verilen örnekte harmonik frekans bileşeniyle frekans ötelemesi için kullanılan taşıyıcı sinyal arasında faz farkı mevcut değildi. Bu bölümde harmonik bileşenle taşıyıcı sinyal arasında faz farkı bulunması durumu Eş. 3.4 ile ifade edilen sinyal üzerinden açıklanacaktır.

$$v(t) = \cos\left(2\pi 50t + \frac{\pi}{4}\right) + 0.25 \cdot \cos\left(2\pi 60t + \frac{\pi}{6}\right) + 0.5 \cdot \cos\left(2\pi 70t + \frac{\pi}{7}\right). \quad (3.4)$$

Şekil 3.10'da taşıyıcı sinyalle harmonik bileşen arasında faz farkı olması durumunda elde edilen zarf sinyali (kırmızı renk) verilmiştir.



Şekil 3.10. Taşıyıcı sinyalle harmonik bileşen arasında faz farkı olması durumu

Şekil 3.10'dan taşıyıcı sinyalle harmonik frekans bileşeni arasında faz farkı olması durumunda zarf sinyalinin sağlıklı bir şekilde elde edilemediği görülmektedir. Bunun sebebi Eş. 3.4 ile verilen sinyalin kosinüs sinyaliyle çarpımının verildiği Eş. 3.5 ve 3.6 denklemleri incelenerek anlaşılabilir.

$$\begin{aligned}
 \cos(2\pi 50t) \cdot \cos(2\pi 50t + \alpha) &= \\
 &= \cos(2\pi 50t) \{ \cos(2\pi 50t) \cos(\alpha) - \sin(2\pi 50t) \sin(\alpha) \} \\
 &= \cos(\alpha) \cos(2\pi 50t) \cos(2\pi 50t) - \sin(\alpha) \cos(2\pi 50t) \sin(2\pi 50t) \\
 &= \frac{\cos(\alpha)}{2} \{ \cos(2\pi 0t) + \cos(2\pi 100t) \} - \frac{\sin(\alpha)}{2} \sin(2\pi 100t)
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Eş. 3.5'te yüksek frekans bileşenleri filtrelendiğinde (AGS, alçak geçiren filtreyi ifade etmek üzere) Eş. 3.6 elde edilir.

$$\text{AGS}\{\cos(2\pi 50t) \cdot \cos(2\pi 50t + \alpha)\} = \frac{\cos(\alpha)}{2} \tag{3.6}$$

Eş. 3.6'dan görüleceği üzere temel frekans bileşeniyle, frekans ötelemesi için kullanılan harmonik bileşenle aynı frekans değerine sahip taşıyıcı sinyal arasındaki faz farkı (α) elde edilen zarf sinyalinin DC bileşeninin $\cos(\alpha)$ çarpanıyla çarpılmasına yol açmaktadır. Bu etkiyi ortadan kaldırmak için harmonik bileşenle taşıyıcı sinyal arasındaki faz farkı bulunup taşıyıcı sinyalin fazına eklenerek iki sinyal arasındaki faz farkı sıfırlanmalıdır.

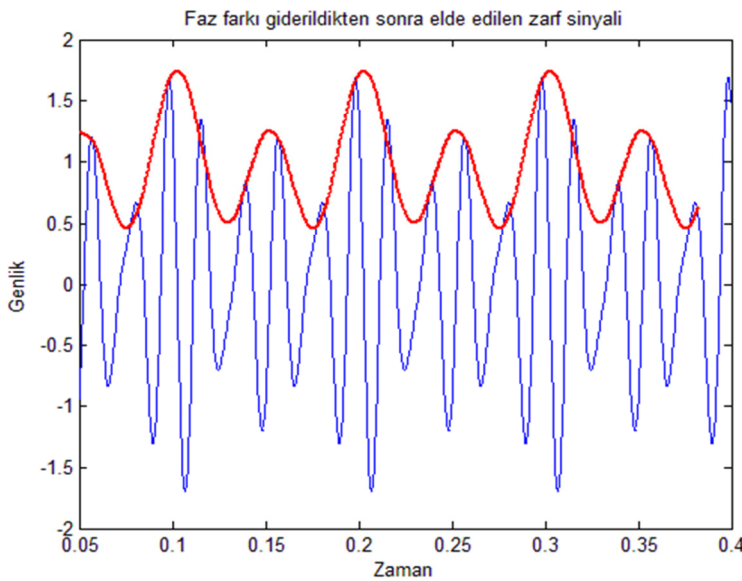
Bu iki sinyal arasındaki faz farkını bulmak için güç sinyalinin ortagonal taban vektörleri (taşıyıcı sinyalle aynı frekansa sahip sinüs ve kosinüs sinyalleri) üzerindeki izdüşümleri arasındaki açıya bakmak yeterli olacaktır. Eş. 3.4'teki örnek üzerinden devam edilerek α , taşıyıcı sinyalle harmonik frekans bileşeni arasındaki faz farkı olmak üzere Eş. 3.7, Eş. 3.8 ve Eş. 3.9 incelenerek α 'nın hesaplanması anlaşılabilir.

$$c(t) = \cos(2\pi 50t).v(t) = \cos(2\pi 50t)\left\{\cos\left(2\pi 50t + \frac{\pi}{4}\right) + 0.25.\cos\left(2\pi 60t + \frac{\pi}{6}\right) + 0.5.\cos\left(2\pi 70t + \frac{\pi}{7}\right)\right\} \quad (3.7)$$

$$s(t) = \sin(2\pi 50t).v(t) = \sin(2\pi 50t)\left\{\cos\left(2\pi 50t + \frac{\pi}{4}\right) + 0.25.\cos\left(2\pi 60t + \frac{\pi}{6}\right) + 0.5.\cos\left(2\pi 70t + \frac{\pi}{7}\right)\right\} \quad (3.8)$$

$$\alpha = -\tan^{-1}\left(\frac{s(t)}{c(t)}\right) = 1 \quad (3.9)$$

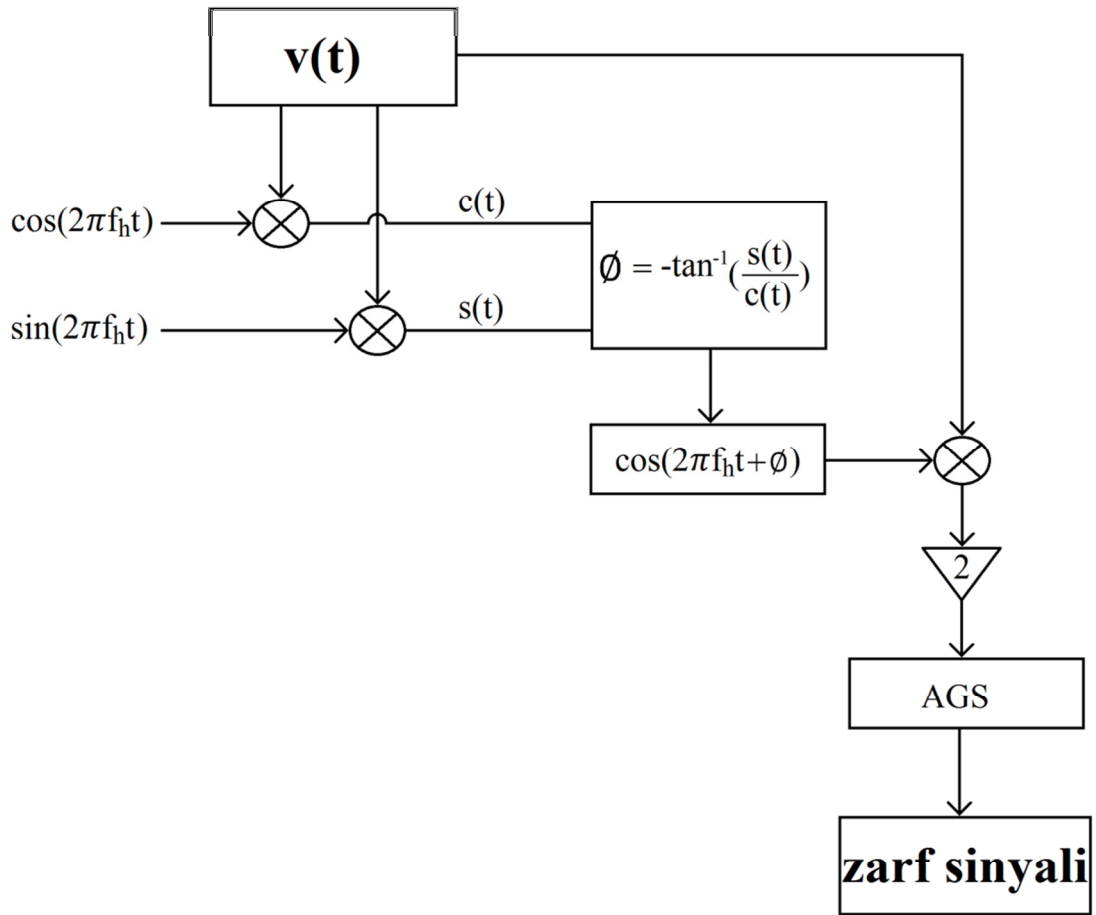
Verilen denklem setinden α , $\frac{\pi}{4}$ radyan olarak bulunmuştur. α değeri taşıyıcı sinyale eklenerek zarf bulma işlemi tekrarlanırsa Şekil 3.11'de görüleceği üzere sinyal zarfı (kırmızı renkli) sağlıklı bir şekilde elde edilebilir.



Şekil 3.11. Harmonik frekans bileşeniyle taşıyıcı sinyal arasındaki faz farkı giderildikten sonra elde edilen zarf sinyali

Benzer şekilde, örneğin 2. harmonik (100 Hz) etrafındaki zarf sinyali bulunmak istenirse, harmonik frekans bileşeniyle, aynı frekansa sahip taşıyıcı sinyal arasındaki faz farkı da açıklanan şekilde giderilmelidir.

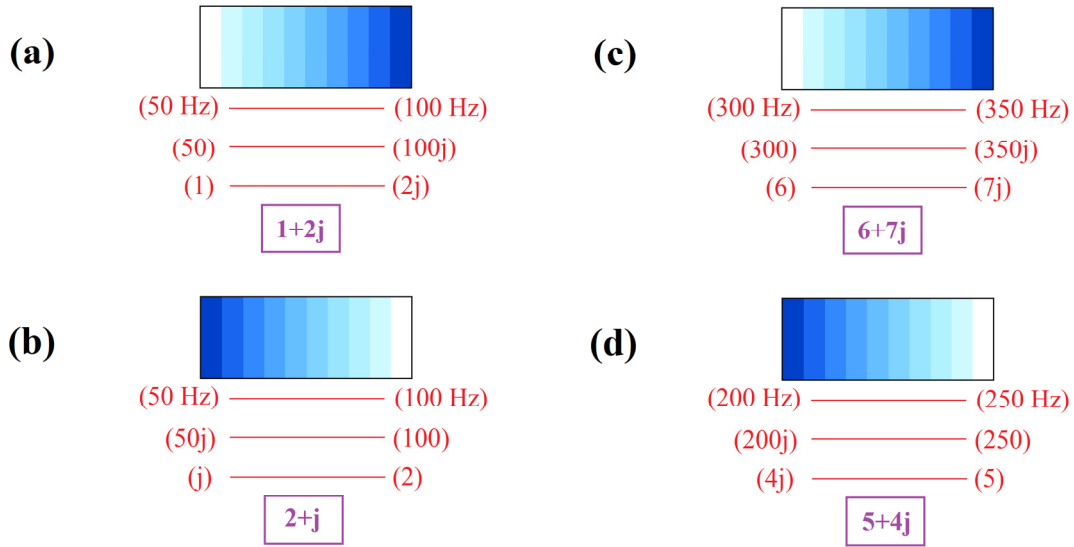
Şekil 3.12'de verilen blok diyagramı, $v(t)$; güç sinyaline ait 200 ms'lik pencere, f_h ; güç sinyali içeriğinde bulunan ve etrafındaki araharmonik frekans bileşen bilgisinin bulunmaya çalışıldığı harmonik bileşenin frekansı, $\emptyset$; frekans ötelemesi için kullanılan, taşıyıcı sinyalle harmonik frekans bileşeni arasında başlangıçtaki faz farkı olmak üzere açıklanan yöntemi özetlemektedir.



Şekil 3.12. Açıklanan yöntemle zarf sinyalinin elde edilmesi

4. ARAHARMONİK FREKANS BİLGİSİNİ TAŞIYAN ZARF SİNYALİNİ BULMAK İÇİN ÖNERİLEN 2. YÖNTEM

İkinci bölümde klasik zarf bulma algoritmasının zarfı doğru elde edebilmesi için araharmonik frekans bileşenlerinin incelenen frekans bandındaki harmonik bileşen etrafında çift simetriye sahip olması gerektiği belirtilmişti. Üçüncü bölümde Şekil 3.2'de, ilgili spektrumda yüksek frekans bölümü mavi, düşük frekans kısmı ise beyaz renkle gösterilerek frekans spektrumunda çift simetri oluşturması için mavi ve beyaz renkli alanın (yüksek ve düşük frekans bileşenlerinin) simetrik olarak yer değiştirmesi gerektiği belirtilmişti. Bu bölümde açıklanacak olan zarf bulma algoritmasının açıklanabilmesi için ilgilenilen frekans spektrumunun gösteriminde kolaylık açısından karmaşık sayı gösterimi kullanılacaktır. İlgili karmaşık sayı gösteriminin açıklanması Şekil 4.1 üzerinden yapılacaktır.



Şekil 4.1. Frekans spektrumuna ait karmaşık sayı gösterimi

Şekil 4.1'de (a) ile gösterilen spektrumda düşük ve yüksek frekans bileşenleri yer değiştirmemiştir. İncelenen 50 Hz'lik spektrumda düşük frekans bileşenleri 50 Hz civarında olup yüksek frekans bileşenleri ise 100 Hz civarındadır. Yüksek frekans bileşenlerinin olduğu kısım karmaşık sayının sanal kısmını, düşük frekans bileşenlerinin olduğu kısım ise karmaşık sayının gerçek kısmıyla ifade edilmektedir. Bu gösterim gereklidir; çünkü düşük ve yüksek frekans bileşenlerinin yer değiştirip değiştirmediğini anlamaya imkan vermektedir. Bu anlatıma göre Şekil 4.1'de (a) ile gösterilen spektrum

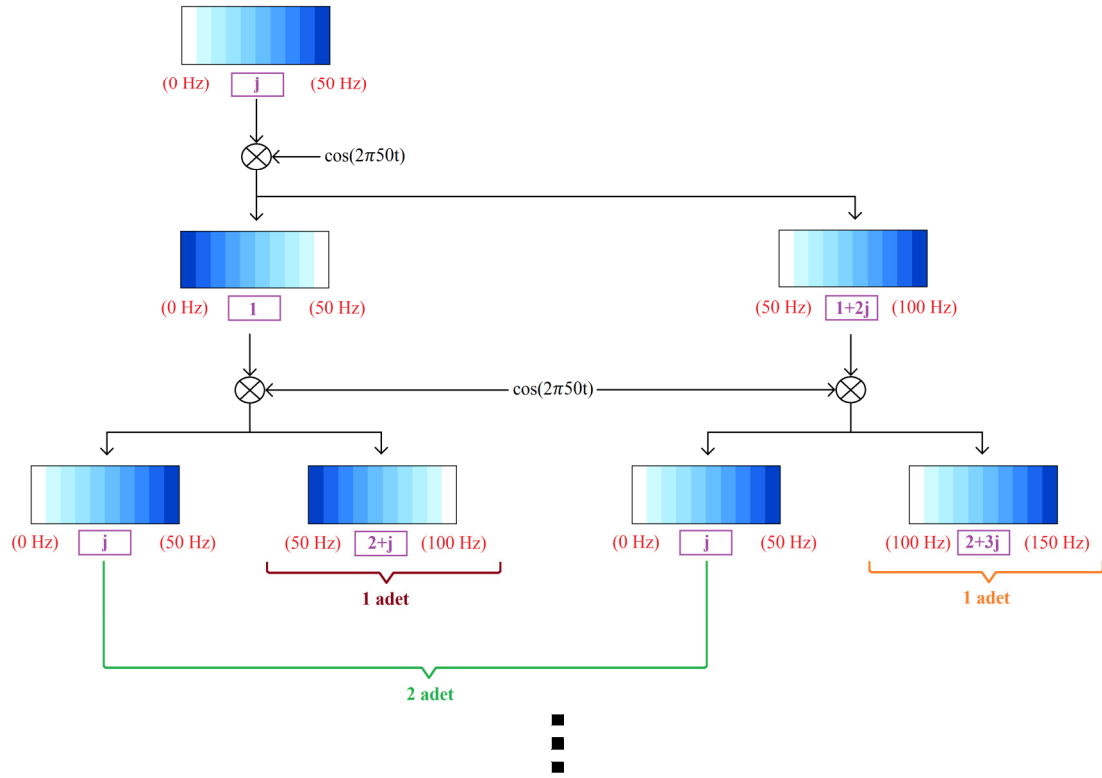
50+100j sayısı ile ifade edilmektedir. Bu sayı incelenen spektrumun bant genişliği olan 50 Hz ile normalize edildiğinde $1+2j$ sayısı tek başına ilgili frekans spektrumunu ifade edebilmektedir.

Şekil 4.1'de (b) ile gösterilen spektrumda düşük ve yüksek frekans bileşenleri yer değiştirmiştir. İncelenen 50 Hz'lik spektrumda yüksek frekans bileşenleri 50 Hz civarında olup düşük frekans bileşenleri ise 100 Hz civarındadır. Yüksek frekans bileşenlerinin olduğu kısım karmaşık sayının sanal kısmını, düşük frekans bileşenlerinin olduğu kısım ise karmaşık sayının gerçek kısmını göstermektedir. Bu anlatıma göre Şekil 4.1'de (b) ile gösterilen spektrum $100+50j$ sayısı ile ifade edilmektedir. Bu sayı incelenen spektrumun bant genişliği olan 50 Hz ile normalize edildiğinde $2+j$ sayısı tek başına ilgili frekans spektrumunu ifade edebilmektedir.

Şekil 4.1'de (c) ile gösterilen spektrumda düşük ve yüksek frekans bileşenleri yer değiştirmemiştir. İncelenen 50 Hz'lik spektrumda düşük frekans bileşenleri 300 Hz civarında olup yüksek frekans bileşenleri ise 350 Hz civarındadır. Bu anlatıma göre Şekil 4.1'de (a) ile gösterilen spektrum $300+350j$ sayısı ile ifade edilmektedir. Bu sayı incelenen spektrumun bant genişliği olan 50 Hz ile normalize edildiğinde $6+7j$ sayısı tek başına ilgili frekans spektrumunu ifade edebilmektedir.

Şekil 4.1'de (d) ile gösterilen spektrumda düşük ve yüksek frekans bileşenleri yer değiştirmiştir. İncelenen 50 Hz'lik spektrumda yüksek frekans bileşenleri 200 Hz civarında olup düşük frekans bileşenleri ise 250 Hz civarındadır. Bu anlatıma göre Şekil 4.1'de (b) ile gösterilen spektrum $250+200j$ sayısı ile ifade edilmektedir. Bu sayı incelenen spektrumun bant genişliği olan 50 Hz ile normalize edildiğinde $5+4j$ sayısı tek başına ilgili frekans spektrumunu ifade edebilmektedir.

Şekil 4.2'de, 0-50 Hz frekans bandının 50 Hz'lik sinüzoidal taşıyıcı sinyalle çarpılması sonucu oluşan spektrum görülmektedir.



Şekil 4.2. 0-50 Hz frekans bandının taşıyıcı sinyalle çarpılması sonucu oluşan spektruma ait karmaşık sayı gösterimi

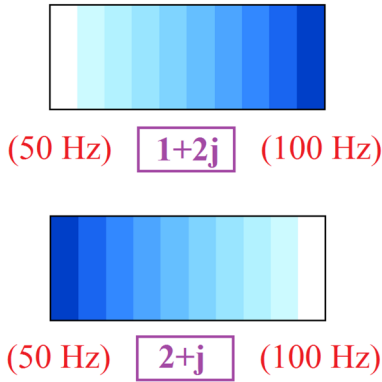
Bu aşamadan sonra oluşan frekans spektrumlarının karmaşık sayı karşılıkları kullanılacaktır. j sayısının taşıyıcı sinyalle çarpılması sonucu 1 ve $1+2j$ sayıları oluşmuştur. Oluşan yeni karmaşık sayılardan 1'in taşıyıcı sinyalle çarpılması sonucu j ve $2+j$ sayıları; $1+2j$ 'nin taşıyıcı sinyalle çarpılması sonucu ise j ve $2+3j$ sayıları oluşmuştur. Bu aşamada j sayısından iki adet oluşurken diğer sayılardan birer adet oluşmuştur.

İncelenen spektrumun taşıyıcı sinyalle çarpılması sonucu oluşan yeni spektrumlara ait karmaşık sayı gösterimi bir tablo haline getirilerek incelenebilir. İlgili tablo oluşturulurken şu kurallara dikkat edilmelidir;

- 1) Oluşan karmaşık sayılar karmaşık sayının gerçekte kısmına kıyasla, sanal kısmın büyük olduğu ve sanal kısmın küçük olduğu sayılar olmak üzere iki kısma ayrılmalıdır. Çünkü; sanal kısmın küçük olduğu sayılar ilgili spektrum üzerinde yapılan işlem sonucu yüksek ve düşük frekans bileşenlerinin yer değiştirdiği anlamına gelirken sanal kısmın büyük olduğu sayılarda böyle bir durum söz konusu değildir. Bu ayrım gereklidir; çünkü klasik zarf bulma algoritmasında zarfın bulunabilmesi için araharmonik frekans bileşenlerinin incelenen frekans bandındaki harmonik bileşen

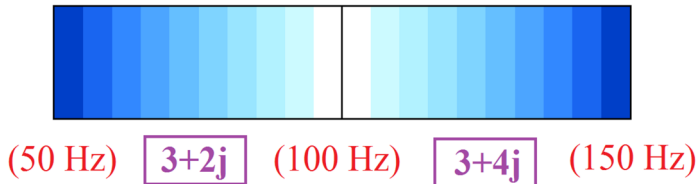
etrafında çift simetriye sahip olması gereklidir. Örneğin; $1+2j$ sayısı üzerinde yapılan işlem sonucu ilgili veride yüksek ve düşük frekans bileşenlerinin yer değiştirmediğini belirtirken $2+j$ sayısı için tersi durum söz konusudur.

- 2) Aynı sayı olmamak şartıyla, aynı taşıyıcı sinyalle çarpım sonucu mutlak değerce eşit sayılar oluşuyorsa bu sayılar atılmalıdır. Çünkü; bu durum yüksek ve düşük frekans bileşenlerinin yer değiştirmiş ve yer değiştirmemiş hallerinin toplanması anlamına gelmektedir. Örneğin; Şekil 4.3'ten görüleceği üzere $1+2j$ ve $2+j$ sayıları için belirtilen durum söz konusudur.



Şekil 4.3. Aynı frekans bandında olmalarından dolayı klasik zarf bulma yönteminde kullanılamayacak iki spektrum örneği

- 3) Bu aşamada, ilk aşamada sanal kısmı büyük ve sanal kısmı küçük olarak gruplanmış sayılar arasından gerçek kısımları aynı ve sanal kısımlarının genlikleri arasında 2 fark olan sayılar aranır. Örneğin; Şekil 4.4'ten görüleceği üzere 3. harmonik (150 Hz) etrafındaki zarf sinyali inceleniyorsa $3+4j$ ve $3+2j$ sayılarının varlıkları araştırılmalıdır. Çünkü, bu iki sayı 3. harmonik etrafındaki çift simetriyi temsil etmektedir.



Şekil 4.4. 3. harmonik etrafındaki zarfın klasik sinyal zarfı bulma yöntemiyle elde edilebilmesi için gerekli spektrumlar ve spektrumları temsil eden karmaşık sayı değerleri

- 4) Aynı taşıyıcı sinyalle çarpım sonucu aynı karmaşık sayıdan kaç adet oluştuğu bulunmalıdır. Buradaki amaç; ilgilenilen harmonik frekans etrafındaki çift simetriyi temsil eden karmaşık sayıların bu şartı sağlamaları için genlikçe eşit olduklarını teyid etmektir. Bu teyid, karmaşık sayının değeriyle değil adetiyle yapılmaktadır; çünkü karmaşık sayının değeri anlatılan yöntemde incelenen frekans bandını temsil etmektedir. Örneğin; $2+3j$ ve $2+j$ sayılarından eşit adette oluşmuşsa bu sayılar klasik yöntemle zarf bulma işleminde kullanılabilir.

Yukarıda verilen dört kurala göre incelenen spektrumun taşıyıcı sinyalle çarpılması sonucu oluşan yeni spektrumlara ait karmaşık sayı gösterimi bir tablo haline getirildiğinde elde edilen ilk 8 basamağa ait tablolar Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2'de verilmiştir. Çizelge 4.1'de birinci harmonik eleman (50 Hz) etrafındaki zarf sinyali elde edilmek istendiği için başlangıç sayısı $1+2j$ olarak alınmıştır. Çizelge 4.2'de ise ikinci harmonik eleman (100 Hz) etrafındaki zarf sinyali elde edilmek istendiği için başlangıç sayısı $2+3j$ olarak alınmıştır. Her bir alt basamağa geçilmesi, güç sinyalinin 50 Hz'lik sinüzoidal sinyalle çarpıldığı anlamına gelmektedir. Tabloların sol yarısında karmaşık sayıların gerçek kısmına kıyasla sanal kısmın küçük olduğu, sağ yarısında ise karmaşık sayının gerçek kısmına kıyasla sanal kısmın büyük olduğu sayılar yer almıştır. Böylece tablolar incelemesi kolay bir hale getirilmiştir. Her bir karmaşık sayının altında ise ilgili basamakta o sayıdan kaç adet oluştuğunun bilgisi verilmiştir.

Çizelge 4.1. Birinci harmonik (50 Hz) etrafında taşıyıcı sinyalle yapılan çarpma sonucu oluşan spektrumlara ait karmaşık sayı gösterimi

Oluşan Karmaşık Sayı ve Adedi									
İşlem Basamağı	Başlangıç değeri →			1+2j					
				(1)					
1				j	2+3j				
				(1)	(1)				
2			1	1+2j	3+4j				
			(1)	(2)	(1)				
3			2+j	j	2+3j	4+5j			
			(1)	(3)	(3)	(1)			
4		3+2j	1	1+2j	3+4j	5+6j			
		(1)	(4)	(6)	(4)	(1)			
5		4+3j	2+j	j	2+3j	4+5j	6+7j		
		(1)	(5)	(10)	(10)	(5)	(1)		
6	5+4j	3+2j	1	1+2j	3+4j	5+6j	7+8j		
	(1)	(6)	(15)	(20)	(15)	(6)	(1)		
7	6+5j	4+3j	2+j	j	2+3j	4+5j	6+7j	8+9j	
	(1)	(7)	(21)	(35)	(35)	(21)	(7)	(1)	
8	7+6j	5+4j	3+2j	1	1+2j	3+4j	5+6j	7+8j	9+10j
	(1)	(8)	(28)	(56)	(70)	(56)	(28)	(8)	(1)

Çizelge 4.2. İkinci harmonik (100 Hz) etrafında taşıyıcı sinyalle yapılan çarpma sonucu oluşan spektrumlara ait karmaşık sayı gösterimi

Oluşan Karmaşık Sayı ve Adedi									
İşlem Basamağı	Başlangıç değeri →				2+3j				
					(1)				
1					1+2j	3+4j			
					(1)	(1)			
2			j		2+3j	4+5j			
			(1)		(2)	(1)			
3		1	1+2j		3+4j	5+6j			
		(1)	(3)		(3)	(1)			
4		2+j	j		2+3j	4+5j	6+7j		
		(1)	(4)		(6)	(4)	(1)		
5	3+2j	1	1+2j		3+4j	5+6j	7+8j		
	(1)	(5)	(10)		(10)	(5)	(1)		
6	4+3j	2+j	j		2+3j	4+5j	6+7j	8+9j	
	(1)	(6)	(15)		(20)	(15)	(6)	(1)	
7	5+4j	3+2j	1	1+2j	3+4j	5+6j	7+8j	9+10j	
	(1)	(7)	(21)	(35)	(35)	(21)	(7)	(1)	
8	6+5j	4+3j	2+j	10+11j	j	2+3j	4+5j	6+7j	8+9j
	(1)	(8)	(28)	(56)	(70)	(56)	(28)	(8)	(1)

Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2'den görüleceği üzere her bir basamakta oluşan ve taşıyıcı sinyalle çarpım sonucu oluşan spektrumları temsil eden karmaşık sayı adedi Binom katsayılarına eşittir. İncelenen tablolarda oluşan spektrumu temsil eden karmaşık sayıların klasik sinyal zarfı bulma algoritmasında kullanılabilmeleri için ilgili tabloların oluşturma

kuralları incelendiğinde 3. kuralın sağlanmasına rağmen 4. kuralın sağlanmadığı görülmektedir. Örneğin; Çizelge 4.1'de üçüncü işlem basamağında $2+j$ ve $2+3j$ sayıları olduğu halde bu sayılardan eşit adette oluşmamıştır. Aynı tabloda dördüncü işlem basamağında $3+2j$ ve $3+4j$ sayıları olduğu halde yine bu sayılardan eşit adette oluşmamıştır. Her iki tablo için de bu örnekler çoğaltılabilir; ancak her seferinde de sayıların eşit adette oluşmadığı görülmektedir.

Burada asıl önemli olan filtreleme gibi herhangi bir ara işleme ihtiyaç duymadan klasik zarf bulma algoritmasında kullanılabilecek sayıları elde etmektir. Taşıyıcı sinyalle çarpım sayısı, dolayısıyla işlem basamağı arttığında nelerin değiştiğini görmek için Şekil 4.5 incelenebilir.

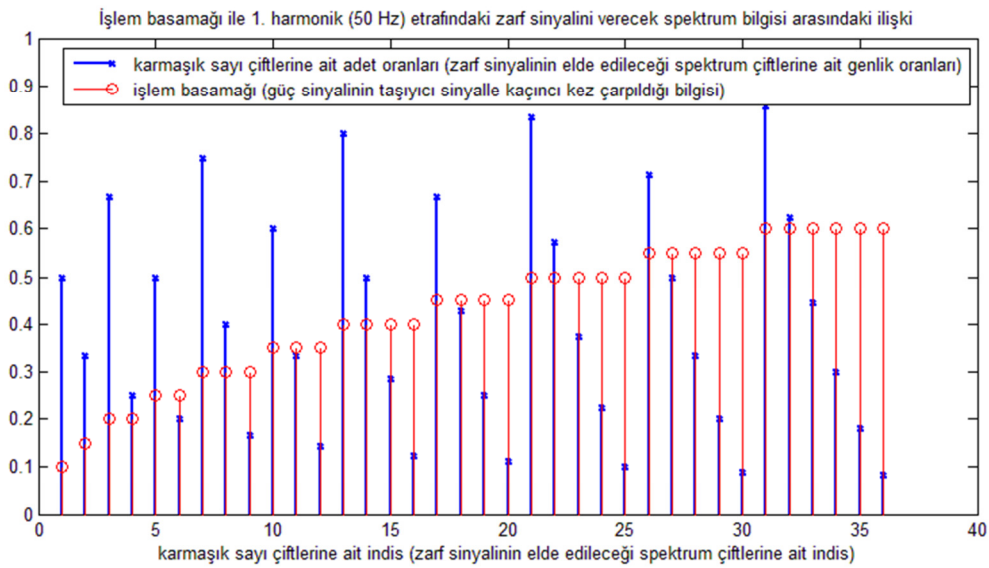
Şekil 4.5'te birinci harmonik (50 Hz) etrafında taşıyıcı sinyalle yapılan çarpma sonucu oluşan spektrumlara ait karmaşık sayı gösterimi incelenmiştir. Dolayısıyla başlangıç değeri olarak $1+2j$ sayısı alınmıştır.

Şekil 4.5'te y ekseninde kırmızı bileşenler Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2'deki işlem basamağına, yani güç sinyalinin taşıyıcı sinyalle kaçınıcı kez çarpıldığı bilgisine denk gelmektedir. Yalnız bu değerler grafiğin bütün olarak daha iyi görüntülenebilmesi için 20'ye bölünerek normalize edilmiştir. Örneğin; kırmızı bileşenlerin değeri 0,1'den başlamıştır. Bu değer 20 ile çarpıldığı zaman işlem basamağı 2'yi temsil etmektedir. Grafiğin işlem basamağı 1'i temsil eden 0,05 değerinden değil de 0,1 değerinden başlamasının sebebi, sinyal zarfının elde edilebilmesi için kullanılacak spektrumu temsil eden sayı çiftinin ikinci işlem basamağından itibaren oluşmaya başlamasından kaynaklanmaktadır. Örneğin; ikinci işlem basamağında oluşan 1 ve $1+2j$ sayıları klasik sinyal zarfı bulma algoritmasında kullanılabilecek spektrumları temsil etmektedir. Şekil 4.5'teki grafikte bazı işlem basamaklarının birden çok kez tekrarlandığı görülmektedir. Örneğin; altıncı işlem basamağı üç defa tekrarlanmıştır. Bunun anlamı altıncı işlem basamağında klasik zarf bulma algoritmasında kullanılabilecek spektrumları temsil eden üç sayı çifti olduğu anlamına gelmektedir. Bu sayı çiftleri 1 ve $1+2j$, $3+2j$ ve $3+4j$, $5+4j$ ve $5+6j$ 'dir.

Şekil 4.5'te y eksenindeki mavi bileşenler klasik zarf bulma algoritmasında kullanılabilecek spektrumları temsil eden sayı çiftlerine ait adet oranını göstermektedir.

Burada herhangi bir ara işleme ihtiyaç duymadan klasik zarf bulma algoritmasında kullanılabilecek sayı çiftleri bulunmaya çalışılmaktadır. İlgilenilen harmonik frekans etrafındaki çift simetriyi temsil eden zarf bilgisini verecek spektrum çiftinin genlikçe eşit olması gerektiği için ilgili sayı çiftine ait adet oranının bire eşit olduğu sayı çiftleri araştırılmaktadır. Örneğin; altıncı işlem basamağında zarf bulma algoritmasında kullanılabilecek spektrumları temsil eden 1 ve $1+2j$, $3+2j$ ve $3+4j$, $5+4j$ ve $5+6j$ sayı çiftlerine ait oranlar sırasıyla 0,75- 0,4 ve 0,1667'dir.

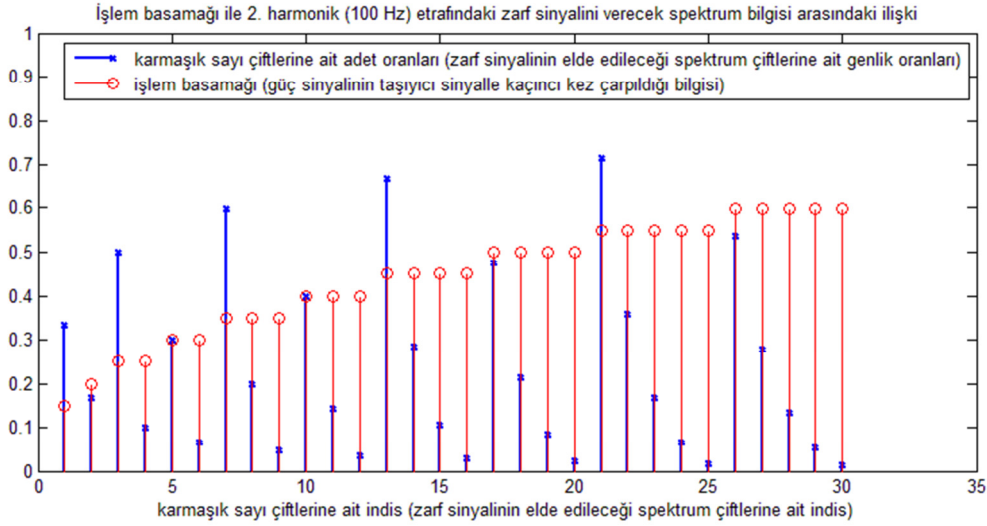
Şekil 4.5'te x eksenini klasik zarf bulma algoritmasında kullanılabilecek sayı çiftlerine ait indis bilgisini vermektedir. Örneğin Şekil 4.5'te verilen grafikte son görüntülenen indis değeri olan 36 sayısı, 12 işlem basamağı sonucunda klasik zarf bulma algoritmasında kullanılabilecek 36 sayı çifti oluştuğu anlamına gelmektedir.



Şekil 4.5. İşlem basamağı ile birinci harmonik (50 Hz) etrafındaki zarfı verecek spektrum arasındaki ilişki

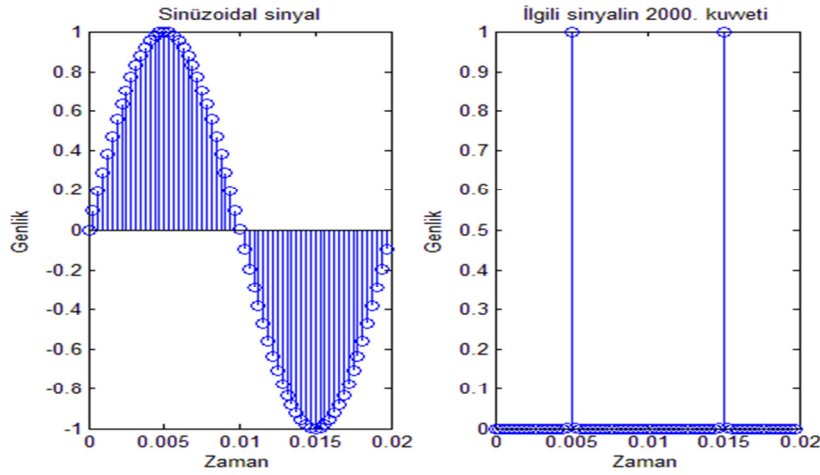
Şekil 4.5'ten görüleceği üzere her işlem basamağı içerisinde hesaplanan ilk değer (karmaşık sayı çiftlerine ait adet oranı) en yüksek genliğe sahiptir. Bu değer 1 ve $1+2j$ karmaşık sayı çiftine ait olup tam da sinyal zarfının elde edileceği spektrumdur. İşlem basamağı arttıkça karmaşık sayı çiftleri 1'e yakınsama eğiliminde olup en hızlı yakınsayan sayı çifti ise belirtilen sayılardır. Ayrıca işlem basamağının çift değerlerinde belirtilen oranlar tek değerlere kıyasla daha hızlı 1'e yakınsama eğilimindedir.

Şekil 4.6'da ise ikinci harmonik (100 Hz) etrafında taşıyıcı sinyalle yapılan çarpma sonucu oluşan spektrumlara ait karmaşık sayı gösterimi incelenmiştir. Dolayısıyla başlangıç değeri olarak $2+3j$ sayısı alınmıştır.



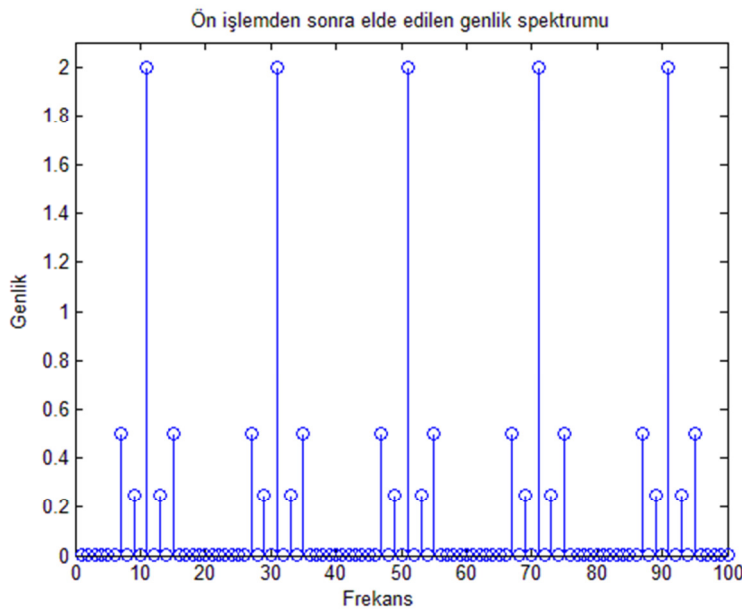
Şekil 4.6. İşlem basamağı ile ikinci harmonik (100 Hz) etrafındaki zarfı verecek spektrum arasındaki ilişki

Şekil 4.6'dan görüleceği üzere yine her işlem basamağı içerisinde hesaplanan ilk değer en yüksek genliğe sahiptir. Bu değer yine 1 ve $1+2j$ karmaşık sayı çiftine aittir. Tek fark işlem basamağının tek değerlerinde belirtilen oranlar çift değerlere kıyasla daha hızlı 1'e yakınsama eğilimindedir. Buradan güç sinyalinin tek harmonik (50 Hz'in tek katları) bileşeni etrafındaki zarfı elde edileceğinde taşıyıcı sinyalin çift kuvvetlerinin, çift harmonik (50 Hz'in çift katları) bileşeni etrafındaki zarfı elde edileceğinde taşıyıcı sinyalin tek kuvvetlerinin kullanılması gerektiği anlaşılmaktadır. Ancak; taşıyıcı sinyale ait yeterince büyük çift kuvveti hem tek harmonik hem de çift harmonik bileşen etrafındaki zarfı elde etmek için kullanılabilir. Örneğin; 3200 Hz'de örneklenmiş 50 Hz frekans değerine sahip bir sinüzoidal sinyal ve ilgili sinyalin 2000. kuvveti Şekil 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.7. Sinüzoidal sinyal ve ilgili sinyalin 2000. Kuvveti

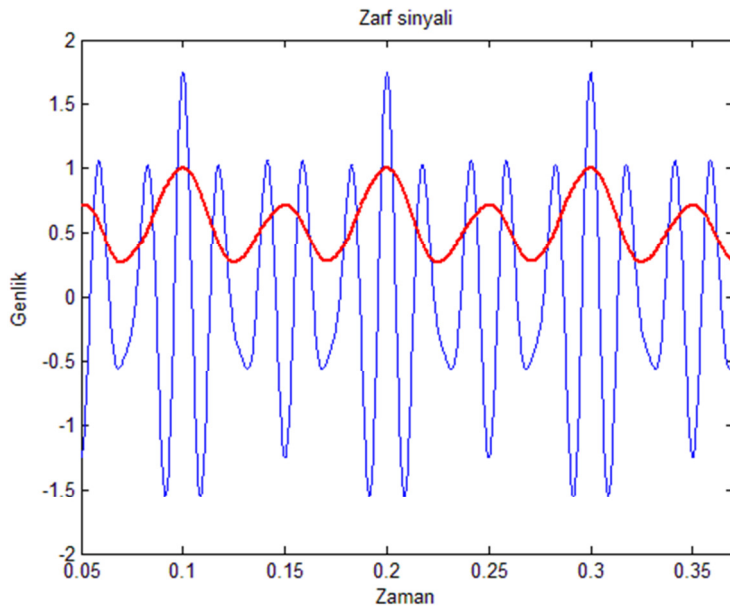
Şekil 4.7'den görüleceği üzere sinüzoidal sinyalin değerinin sadece 1 olduğu noktalar sinyalin yüksek dereceden kuvveti alındığında yine 1 olarak kalmakta, diğer noktalardaki değerleri ise 0'a yakınsamaktadır. Yani güç sinyalinin sadece her 32 örnekteki değerini almak (diğer noktaların değeri 0'a eşit olacak), güç sinyaline ait birinci harmonik etrafındaki zarf sinyalini bulmak için güç sinyalini taşıyıcı sinyalinin yüksek dereceden kuvvetiyle çarpmak anlamına gelecektir. Şekil 4.8'de Eş. 3.2 ile verilen güç sinyalinin açıklanan işlemten sonra alınan FFT'si verilmiştir.



Şekil 4.8. Ön işlemden sonra elde edilen FFT çıktısı

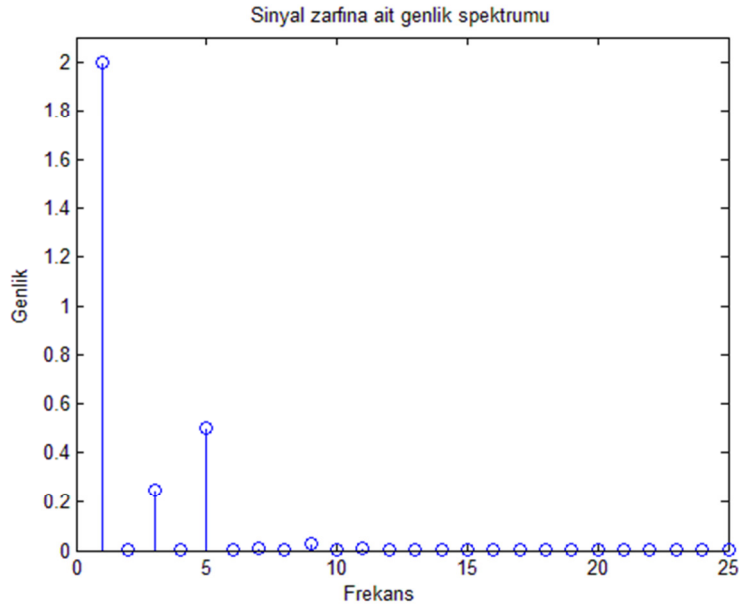
Şekil 4.8'den görüleceği üzere harmonik bileşenler etrafında zarf sinyalinin elde edileceği, harmonik bileşen etrafında çift simetriye sahip spektrum sağlıklı bir şekilde elde edilmiştir. İlgilenilen harmonik bileşen haricindeki harmonikler etrafında da zarf sinyalini verecek olan spektrumun tam olarak oluşmasının sebebi önceden açıklandığı üzere taşıyıcı sinyalin kuvvetinin (işlem basamağı) sonsuza götürüldüğünde çift spektrumu oluşturan iki spektrum parçasına ait genlik oranının 1'e yakınsamasından, dolayısıyla simetrinin düzgün bir şekilde oluşmasından kaynaklanmaktadır. Şekil 4.8'de harmonik bileşenlere ait genliklerin olması gerekenin 2 katı olarak çıktığı görülmektedir. Bunun sebebi ise çift simetriye oluşturan spektrum çiftlerine ait harmonik bileşen kısmının her iki parçada da mevcut olması; dolayısıyla harmonik frekanslarda genliklerin toplanmasından kaynaklanmaktadır.

Şekil 4.8'deki spektruma sahip sinyale klasik zarf bulma algoritması uygulandığında Şekil 4.9'da kırmızı renkle verilen zarf sinyali elde edilmektedir.



Şekil 4.9. Harmonikli sinyal ve elde edilen zarf sinyali

Şekil 4.9'dan görüleceği üzere elde edilen zarf sinyali Şekil 3.8'de (3. bölümde) elde edilen zarf sinyaline benzememektedir. Elde edilen zarf sinyalinin frekans bölgesine ait genlik spektrumu Şekil 4.10'da verilmiştir.



Şekil 4.10. Sinyal zarfına ait genlik spektrumu

Şekil 4.10'da görüldüğü gibi sebebi daha önceden de açıklandığı üzere (harmonik bileşenlere ait genlikler olması gereken genliğin 2 katı çıktığı için) etrafındaki zarf sinyali incelenen ilgili harmoniğe ait genliğin DC bileşene ötelenmesiyle zarf sinyalinin DC bileşenine ait genlik de olması gerekenin 2 katı olarak çıkmıştır.

Sonuç olarak elde edilen zarf sinyalinin sadece DC bileşeni olması gerekenin 2 katı olarak elde edilmektedir. DC bileşen haricindeki diğer araharmonik frekanslara ait genlikler doğru bir şekilde bulunmaktadır. Dolayısıyla zarf sinyalinden araharmonik frekans bileşenlerine ait genlikler herhangi bir yöntemle elde edildiğinde DC bileşene ait genlik 2'ye bölünerek ve bu değerle diğer araharmonik frekanslara ait genlikler normalize edildiğinde tüm araharmonik frekanslara ait değerler doğru bir şekilde hesaplanmış olacaktır.

5. KALMAN SÜZGEÇİ KULLANILARAK ZARF SİNYALİNDEN ARAHARMONİK BİLEŞENLERİN ELDE EDİLMESİ

Bu bölümde zarf sinyalinin Kalman süzgeci yardımıyla araharmonik bileşenler elde edilecek olup Kalman süzgecinin genel karakteristiklerinden bahsedilecektir.

5.1. Kalman Süzgecinin Genel Karakteristikleri

Kalman süzgeci, ortalama karesel hatayı minimize ederek, sürece ait durumları özyinelemeli bir algoritmayla etkili bir şekilde kestiren matematiksel denklemler bütünüdür. Kalman süzgeci geçmiş, şimdiki ve gelecek durumlara ait kestirimleri destekler. Modellenmek istenen sistemin doğası tam olarak bilinemese dahi oldukça başarılı olabilir [21].

[21]'de açıklandığı üzere, Kalman süzgecinin amacı ayrık zamanda kontrol edilen sürece ait $x \in R^n$ durum değişkeninin kestirimidir. Durum değişkeni doğrusal stokastik fark denkleminde

$$x_k = Ax_{k-1} + Bu_{k-1} + w_{k-1} \quad (5.1)$$

ve $z \in R^m$ ölçümüyle

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (5.2)$$

şeklinde ifade edilir.

Burada w_k rasgele değişkeni süreç gürültüsünü temsil etmekte olup, v_k rasgele değişkeni ise her biri diğerinden bağımsız, beyaz ve normal olasılık dağılımına sahip olduğu varsayılan ölçüm gürültüsünü temsil etmektedir. Süreç gürültüsüne ait kovaryans Q ile ve ölçüm gürültüsüne ait kovaryans ise R ile temsil edilmektedir.

Eş. 5.1'de verilen $n \times n$ A matrisinin amacı duruma ait bir önceki $k - 1$ ayrık zaman basamağında verilen değer ile mevcut k basamağındaki durum arasında ilişki kurmaktır. Eş. 5.1'de verilen $n \times l$ B matrisinin amacı ise isteğe bağlı (opsiyonel) kontrol girdisi $u \in R^l$ ile x durumu arasındaki ilişkiyi kurmaktır. Eş. 5.2'de verilen $m \times n$ H matrisi ise durum değişkeni ile z_k ölçümü arasındaki ilişkiyi kurmaktadır.

Başlangıçta k basamağındaki öncül durum kestirimi, $\hat{x}_k^- \in R^n$ ve k basamağındaki sonraki durum kestirimi $\hat{x}_k \in R^n$ verilen z_k ölçümüyle beraber tanımlanmıştır. O halde öncül durum kestirimi ve sonsal (sonraki) durum kestirimi hataları

$$e_k^- = x_k - \hat{x}_k^- \quad (5.3)$$

ve

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (5.4)$$

şeklinde ifade edilir.

O halde $P_k^- = E[e_k^- e_k^{-T}]$ öncül kestirim hatası kovaryansı ve $P_k = E[e_k e_k^T]$ ise sonsal kestirim hatası kovaryansı olarak ifade edilir.

Her bir özyinelemede durum değişkenine ait kestirim yeni z_k ölçüm değerleriyle Eş. 5.5'te verildiği gibi güncellenir.

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K(z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (5.5)$$

Eş. 3.5'te, $H\hat{x}_k^-$ öngörülen ölçüm olup z_k ise gerçek ölçüm değeridir. $(z_k - H\hat{x}_k^-)$ farkı artık olarak adlandırılmakta olup öngörülen ve gerçek ölçüm değerleri arasındaki tutarsızlığı göstermektedir. Bu denklemden $n \times m$ K matrisi kazanç olup, sonsal hata kovaryansı P_k 'yı minimize etmektedir. P_k 'yı minimize eden K matrisi,

$$K_k = P_k^- H^T (H P_k^- H^T + R)^{-1} \quad (5.6)$$

şeklindedir.

Bu yeni parametreleri kullanarak Kalman süzgeci aşağıda açıklandığı üzere çalıştırılır. Kalman süzgeci süreç üzerinde bir geri beslemeli kontrol yapısı kullanarak kestirim yapar. O halde, Kalman süzgeci denklemleri iki gruba ayrılır. İlk grup *zaman güncelleme* denklemlerinden oluşurken ikinci grup *ölçüm güncelleme* denklemlerinden oluşur. Zaman güncelleme denklemleri bir sonraki basamağa ait öncül kestirimleri elde edebilmek için mevcut durum ve hata kovaryansı kestirimlerini ileriye yansıtmaktan sorumludur. Diğer taraftan, ölçüm güncelleme denklemleri geri besleme kısmından sorumludur. Bu kısım,

daha gelişmiş bir sonsal kestirim elde etmek için yeni ölçümü öncül kestirimle birleştirir. O halde zaman güncelleme denklemleri tahminden sorumluyken, ölçüm güncelleme denklemlerinin düzeltmeden sorumlu olduğu söylenebilir.

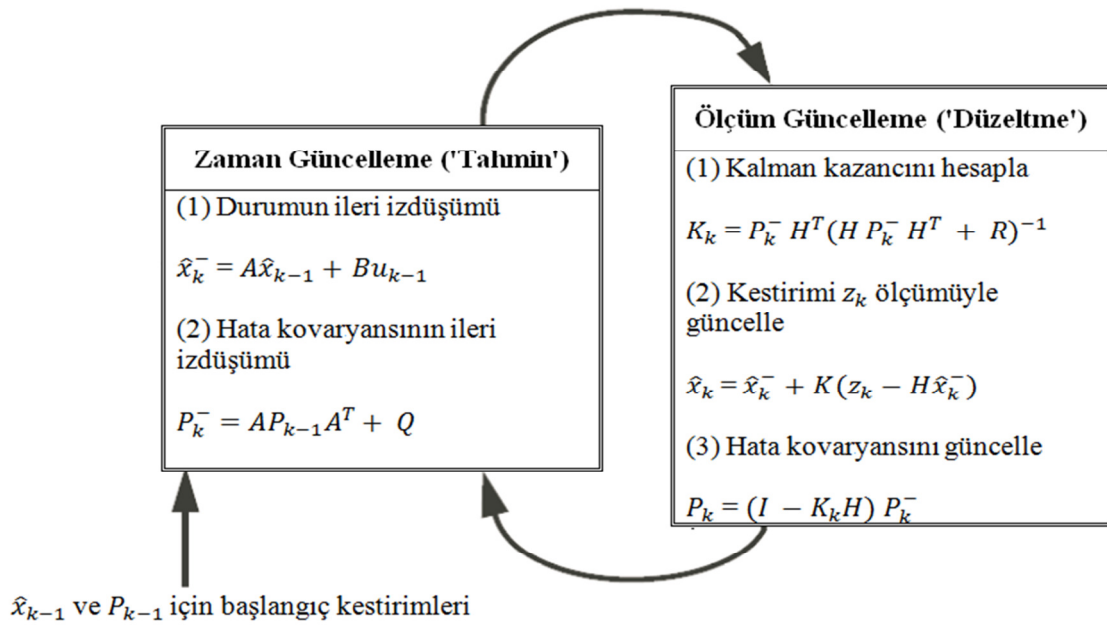
Kalman süzgecine ait zaman güncelleme denklemleri Eş. 5.7'de verildiği gibidir:

$$\begin{aligned}\hat{x}_k^- &= A\hat{x}_{k-1} + Bu_{k-1} \\ P_k^- &= AP_{k-1}A^T + Q\end{aligned}\quad (5.7)$$

Kalman süzgecine ait zaman ölçüm denklemleri Eş. 5.8'de verildiği gibidir:

$$\begin{aligned}K_k &= P_k^- H^T (H P_k^- H^T + R)^{-1} \\ \hat{x}_k &= \hat{x}_k^- + K(z_k - H\hat{x}_k^-) \\ P_k &= (I - K_k H) P_k^-\end{aligned}\quad (5.8)$$

Kalman süzgecinin çalışma şekli Şekil 5.1'de özetlenmiştir. Şekilde verilen işlem basamakları ayrıntılı olarak [21]'de anlatılmıştır.



Şekil 5.1. Kalman süzgecinin çalışmasına ait blok diyagram [21]

5.2. Güç Sinyaline Ait Araharmolik Bileşenlerin Elde Edilmesi

Zarf sinyalinin araharmolik bileşenlerin elde edilmesi KS kullanılarak gerçekleştirilmektedir. KS'nin girişi gerilim dalga formuna ait zarf sinyali $A(t)$ olup temel

frekans etrafındaki araharmonik frekans bilgisini içermektedir. $A(t)$ sinyalinin matematiksel gösterimi Eş. 2.4'te verilmişti. $A(t)$ sinyali Kalman süzgeci içerisindeki ölçümlere (Eş. 5.2'deki z_k) denk gelmektedir. KS tarafından elde edilen $A(t)$ sinyalinin spektral bileşenleri doğrudan f_i frekanslarındaki spektral genlikleri verir. Amaç; temel frekans etrafındaki araharmoniklere ait spektral genlikleri elde etmek olduğu için f_i frekanslarının bulunduğu spektral bant 0-45 Hz arasındadır. Eş. 2.5'te sabit V , DC gerilim genliği olarak adlandırılır. O halde $A(t)$ sinyali on adet sinüzoidal gerilim sinyalinin (0, 5, 10, 15, ... , 45 Hz) toplamı şeklinde gösterilebilir. Bu şekilde frekans çözünürlüğü IEC 61000-4-7'de belirtildiği üzere 5 Hz olarak elde edilmiş olur. Böylece önerilen yöntem [19]'da anlatılan yöntemle 5 Hz'lik çözünürlük esas alınarak kıyaslanabilir. Daha yüksek frekans çözünürlüğünde daha iyi kestirimler yapılmak istenebilir, ancak bu da durum denklemlerinin boyutunu artıracak için ekstra işlem yüküne sebep olur. On adet sinüzoidal gerilim sinyalinden her birisi için eşevreli (in-phase) ve dördün evreli (quadrature-phase) bileşen olmak üzere iki adet bileşen söz konusu olup bu iki bileşen Kalman Süzgecinde iki adet durum değişkeniyle ifade edilmekte ve a_i ilgili frekans bileşenine ait genlik olmak üzere gerilim sinyali Eş. 5.9'da olduğu gibi elde edilmektedir [19].

$$a_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i) = a_i \cos(\phi_i) \cos(2\pi f_i t) - a_i \sin(\phi_i) \sin(2\pi f_i t). \quad (5.9)$$

Eş. 5.9'da durumlar $i = 1, 2, \dots, 10$ sayıları 0, 5, 10, 15, ... , 45 Hz'i göstermek üzere,

$x_1 =$ eşevreli sinüzoidal gerilim bileşeni ($a_i \cos(\phi_i)$),

$x_2 =$ dördün evreli sinüzoidal gerilim bileşeni ($a_i \sin(\phi_i)$) şeklindedir.

Kalman Süzgecinde durum vektörü $\bar{x}_k$ ise Eş. 5.10'da tanımlanmıştır.

$$\bar{x}_k = [x_{1,1} \ x_{2,1} \ x_{1,2} \ x_{2,2} \ \dots \ x_{1,10} \ x_{2,10}]_k^T. \quad (5.10)$$

Eş. 5.10'daki T üstindisi parantez içerisindeki vektörün devriğinin (transpose) alınacağını göstermekte ve $f_i = 0, 5, 10, 15, \dots, 45$ Hz olmak üzere,

$x_{1,i} = f_i$ frekansındaki eşevreli sinüzoidal gerilim bileşeni,

$x_{2,i} = f_i$ frekansındaki dördün evreli sinüzoidal gerilim bileşenidir.

Yirmi durumlu Kalman süzgeç modeline ait durum geçiş matrisi ise Eş. 5.11'de verilmiştir.

$$\bar{x}_k = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \bar{x}_k + \bar{w}_k . \quad (5.11)$$

$x_{1,i}$ ve $x_{2,i}$, f_i frekansındaki eşevreli ve dördün evreli sinüzoidal gerilim bileşenleri olmak üzere KS'ye ait ölçüm denklemi (measurement equation) Eş. 5.12'de verilmiştir.

$$z_k = \beta \bar{x}_k + v_k . \quad (5.12)$$

Eş. 5.12'de β , ilgili ölçüm vektörü (measurement vector) olup Eş. 5.13'de açık hali verilmiştir.

$$\beta = [\cos(2\pi f_1 t) - \sin(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_{12} t) - \sin(2\pi f_2 t) \dots \cos(2\pi f_{10} t) - \sin(2\pi f_{10} t)] . \quad (5.13)$$

Yirmi duruma sahip KS modelinde Eş. 5.11'de verilen $\bar{w}_k$, süreç gürültü vektörü (process noise vector); v_k ise ölçüm gürültü vektörü (measurement noise vector) olarak adlandırılmaktadır. f_i frekansındaki spektral genlik, $x_{1,i}$ ve $x_{2,i}$ durum değişkenleri kullanılarak elde edilmekte olup her bir pencere için hesaplanmaktadır. f_i frekansında ilgili pencereye denk gelen spektral genlik Eş. 5.14'te verildiği gibi hesaplanmaktadır [19].

$$a_i = \sqrt{\hat{x}_{1,i}^2 + \hat{x}_{2,i}^2} . \quad (5.14)$$

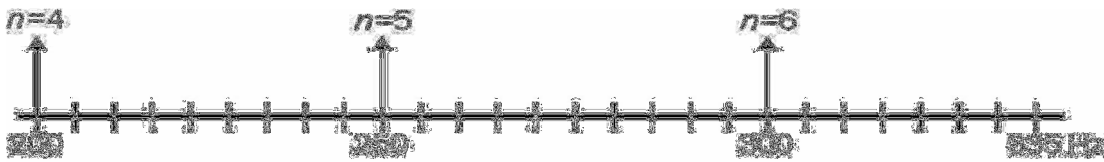
6. ÖNERİLEN YÖNTEMİN BAŞARIMLARININ DEĞERLEN DİRİLMESİ

Önerilen yöntemin doğrulanması için, MATLAB ortamı kullanılarak, araharmonikli sentetik sinyaller üretilmiş ve yöntem denenmiştir. Ayrıca ark ocaklarını besleyen elektrik iletim hatlarından alınan saha verileri üzerinde de yöntem uygulanmıştır. Bu bölümde üretilmiş farklı araharmoniklere sahip sentetik sinyal IEC standartlarındaki araharmonik grup ve araharmonik altgrup yöntemleri kullanarak 5 Hz'in tam katı olmayan araharmonik sinyaller için de genlik hesaplamaları gerçekleştirilmiştir. Önerilen yöntem, [19]'da anlatılan yöntemle ve standart HFD işlemiyle, veriden 200 ms'lik pencereler alınarak kıyaslanmıştır.

6.1. Standart Harmonik Bozunum Ölçüm Metodları

Harmonik bozunum ölçümü iki IEC standardında tanımlanmıştır: IEC 61000-4-7 [22] ve IEC-61000-4-30 [23]. Bunlardan birincisi herhangi bir cihazın harmonik akım bozunumunun, harmonik salınım limitiyle kıyaslanarak bulunma yolunu tanımlar. Sonraki doküman ise gerilim kalitesinin nasıl ölçüleceğini tanımlar.

IEC standartlarına göre, Fourier serileri 50 Hz'lik bir sistemde 10 çevrimden oluşan dikdörtgen bir pencere üzerinden elde edilmelidir ve bu pencere 200 ms'lik bir uzunluğa denk gelir. Pencere uzunluğu, bir şekilde frekansa ait anma değerinden sapılabileceği için tam olarak 200 ms olmayabilir. Tam doğru olmasa da, hesaplamalarda, standartta önerilen 200 ms'lik pencere ve buna karşılık gelen frekans spektrumu esas alınmaktadır. IEC dokümanlarında kullanılan daha doğru bir terim ise 10/12-çevrimlik penceredir. Şekil 6.1'de 50 Hz'lik bir sistem için 10 çevrimlik bir pencereye uygulanmış AFD işleminin frekanstaki çözünürlüğü gösterilmiştir.



Şekil 6.1. 50 Hz'lik bir sistem için 10 çevrimlik bir pencereye uygulanmış DFT işleminin frekans boyutundaki çözünürlüğü (n harmonik numarasını göstermektedir) [11].

AFD'nin çıktısı harmonik derecelerine göre sıralanmış frekans bileşenleridir: c_n , n . harmonik derecenin genlik değeri (50 Hz'lik bir sistemde $50 \cdot n$ değerine karşılık gelen frekans). 50 Hz'lik bir sistemde n . ve $(n+1)$. derece arasında kalan frekans bileşenleri (genlik değeri olarak) Eş. 6.1'deki gibi gösterilir;

$$c_{n+1/10}, c_{n+2/10}, c_{n+3/10}, \dots, c_{n+9/10} \cdot \quad (6.1)$$

Bu frekans bileşenleri aşağıdaki tanımlamalara göre grup veya altgruplara dahil olurlar. Şekil 6.2'de çeşitli kombinasyonlar gösterilmiştir;

- **Harmonik Grup:** n . ve $(n+1)$. dereceden iki harmonik derece arasında 9 frekans bileşeni vardır. En düşük dörtlü n . gruba, en yüksek dörtlü $(n+1)$. gruba ve ortadaki tekli ise iki eşit parçaya bölünmüş olarak her iki gruba dahil edilir. 50 Hz'lik bir sistemde harmonik grup C_{ng} Eş. 6.2 ile tanımlanır.

$$C_{ng}^2 = \frac{1}{2} c_{n-\frac{5}{10}}^2 + \sum_{i=-4}^4 c_{n-\frac{i}{10}}^2 + \frac{1}{2} c_{n+\frac{5}{10}}^2 \quad (6.2)$$

- **Araharmonik Grup:** n . ve $(n+1)$. dereceden iki harmonik derece arasındaki bütün frekans bileşenleri $(n + \frac{1}{2})$. araharmonik gruba dahil edilir. 50 Hz'lik bir sistemde harmonik grup $C_{(n+1/2)g}$ Eş. 6.3 ile tanımlanır.

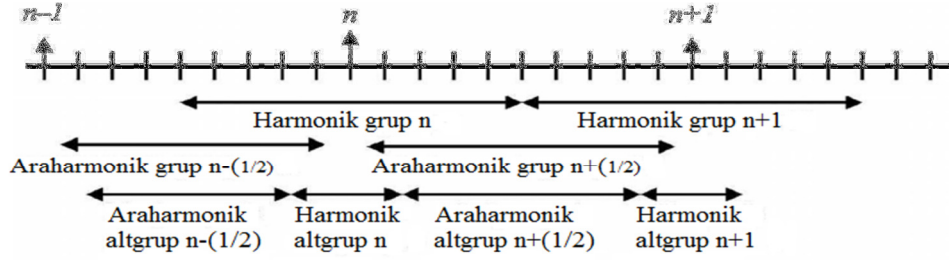
$$C_{(n+1/2)g}^2 = \sum_{i=1}^9 c_{n+\frac{i}{10}}^2 \quad (6.3)$$

- **Harmonik Altgrup:** Harmonik altgrup; harmonik dereceden frekans bileşeni ile komşu frekans bileşenlerinin toplamından oluşur. 50 Hz'lik bir sistemde harmonik altgrup C_{ns}^2 Eş. 6.4 ile tanımlanır.

$$C_{ns}^2 = c_{n-\frac{1}{10}}^2 + c_n^2 + c_{n+\frac{1}{10}}^2 \quad (6.4)$$

- **Araharmonik Altgrup:** Harmonik altgruplar arasında kalan frekans bileşenleri araharmonik altgrupları oluşturmaktadır. 50 Hz'lik bir sistemde harmonik grup $C_{(n+1/2)s}$ Eş. 6.5 ile tanımlanır.

$$C_{(n+1/2)s}^2 = \sum_{i=2}^8 c_{n+\frac{i}{10}}^2 \quad (6.5)$$



Şekil 6.2. 50 Hz'lik bir sistem için 10 çevrimlik pencereye uygulanmış DFT'nin frekans-taki çözünürlüğü: harmonik ve araharmonik, grup ve altgrup hesaplama aralıkları [11].

Önerilen yöntemin belirtilen diğer yöntemlerle kıyaslanabilmesi amacıyla hata analizi yapabilmek için bu tez çalışması kapsamında Eş. 6.3'de verilen araharmonik grup ve Eş. 6.5'de verilen araharmonik altgrup hesaplama denklemleri kullanılmıştır. IEC standartlarında araharmonik altgrup temel alındığı için sahadan elde edilen veriyle yöntemin test edilmesinde sadece araharmonik altgrup hesabı kullanılmıştır.

6.2. Önerilen Yöntemin Sentetik Veri ile Denenmesi

Yöntemin denenmesinde tek araharmonik bileşenin ve birden fazla farklı araharmoniğin bulunduğu durum olmak üzere iki durum incelenmiştir. Sentetik veriye Sinyal Gürültü Oranı (Signal Noise Ratio, SNR) 80 dB olacak şekilde Gaussian beyaz gürültü eklenmiştir.

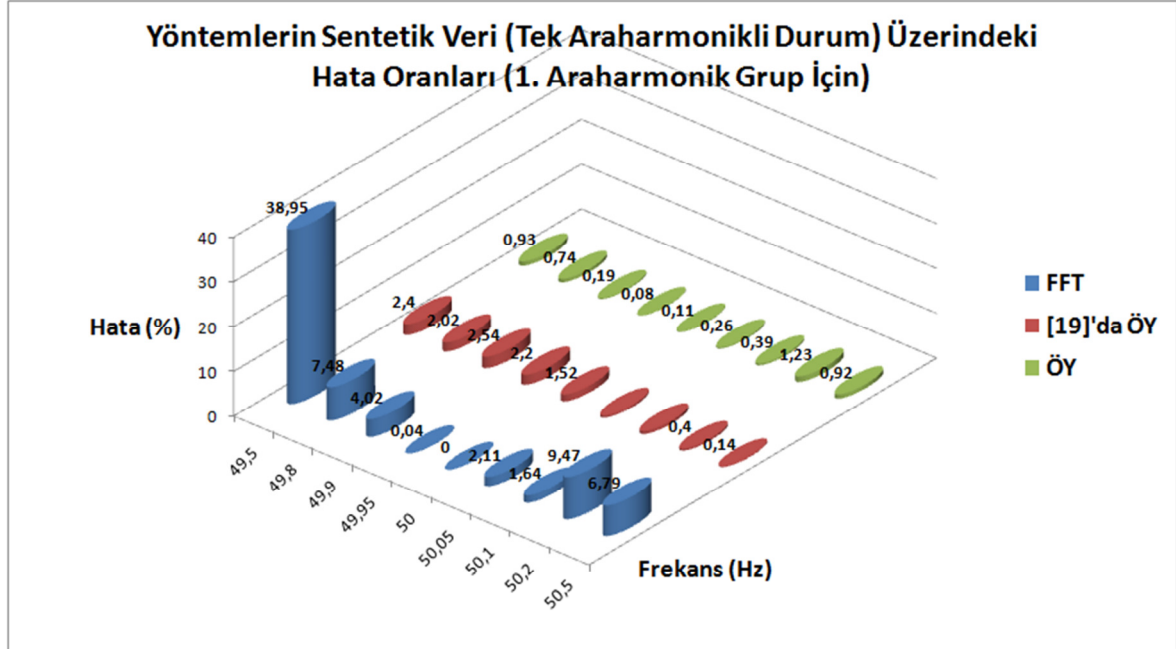
6.2.1. Tek Araharmonikli durum

AFD işlemleri için 200 ms'lik pencere 5 Hz'lik frekans çözünürlüğü elde edilmesini sağlamaktadır. O halde KS kullanarak temel frekans etrafında 5 Hz çözünürlüğe sahip 0-45 Hz aralığında eşevreli ve dördün evreli sinüzoidal gerilim bileşenlerini elde edebilmek için yirmi duruma sahip durum geçiş matrisine ihtiyaç vardır. İlk durumda f temel frekans bileşeni olmak üzere $x(t) = \sin(2\pi ft) + 0,2 \cos(2\pi 60t)$ örneği incelenmiştir. Kaçak etkisi oluşmamışsa, HFD uygulandığında araharmonik 1. altgrup (temel frekansla ikinci harmonik arasındaki araharmonikler) ve araharmonik 1. grup'un her ikisi de tek araharmonik frekansı olduğu için 0,2 genliğine eşit olacaktır. Temel frekans 50 Hz'e eşit olmadığında ise kaçak etkisi oluşacaktır. Sonuçlar Çizelge 6.1'de verilmiştir.

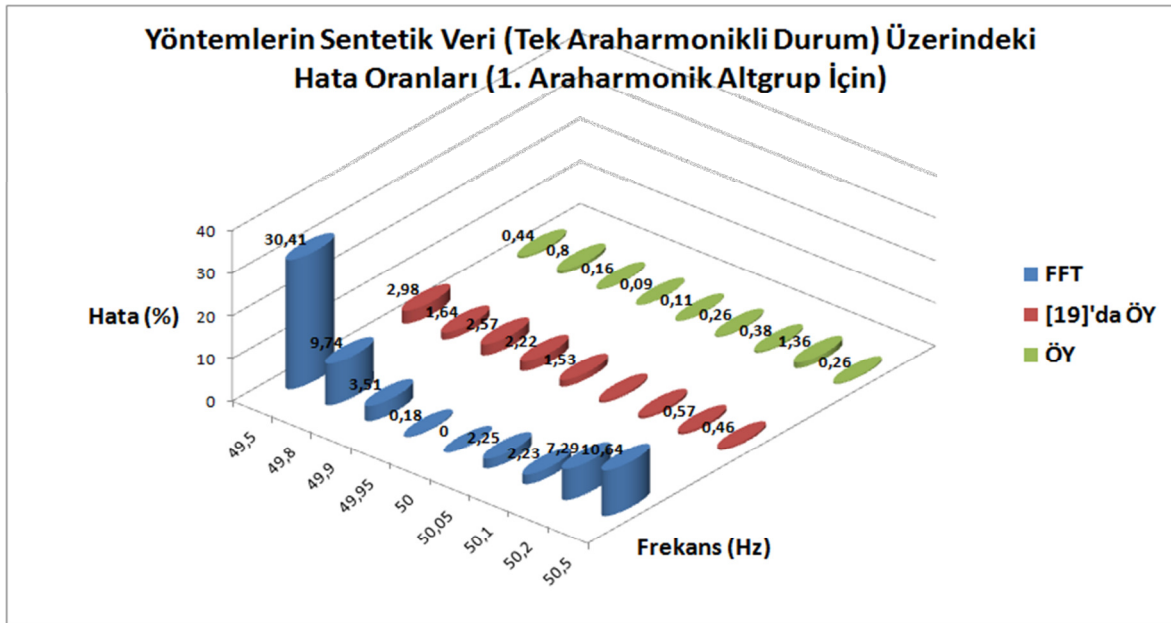
Çizelge 6.1. 1. araharmonik grup ve 1. araharmonik altgrup hesaplamalarının FFT, [19]'daki yöntem ve önerilen yöntemle tek araharmonik bileşen için karşılaştırılması

f(Hz)	1. araharmonik grup						1. araharmonik altgrup					
	FFT	(%)hata	[19]'da ÖY	(%)hata	ÖY	(%)hata	FFT	(%)hata	[19]'da ÖY	(%)hata	ÖY	(%)hata
49.50	0.2779	38.95	0.1952	2.40	0.2019	0.93	0.2608	30.41	0.1940	2.98	0.2009	0.44
49.80	0.1850	7.48	0.2040	2.02	0.1985	0.74	0.1805	9.74	0.2033	1.64	0.1984	0.80
49.90	0.2080	4.02	0.1949	2.54	0.2004	0.19	0.2070	3.51	0.1949	2.57	0.2003	0.16
49.95	0.1999	0.04	0.1956	2.20	0.1998	0.08	0.1996	0.18	0.1956	2.22	0.1998	0.09
50.00	0.2000	0.00	0.1970	1.52	0.1998	0.11	0.2000	0.00	0.1969	1.53	0.1998	0.11
50.05	0.1958	2.11	0.1991	0.44	0.2005	0.26	0.1955	2.25	0.1991	0.47	0.2005	0.26
50.10	0.1967	1.64	0.2013	0.67	0.2008	0.39	0.1955	2.23	0.2012	0.60	0.2008	0.38
50.20	0.2189	9.47	0.1992	0.40	0.1975	1.23	0.2146	7.29	0.1989	0.57	0.1973	1.36
50.50	0.2136	6.79	0.1997	0.14	0.2018	0.92	0.1787	10.64	0.1991	0.46	0.2005	0.26

İçerisinde tek araharmonik bileşenin bulunduğu sinyale ait birinci araharmonik grup ve birinci araharmonik altgrup hesaplamaları için yöntemlerin başarıları sırasıyla Şekil 6.3. ve Şekil 6.4'teki grafiklerde toplu olarak verilmiştir.



Şekil 6.3. Tek araharmonik bileşenin bulunduğu sinyale ait birinci araharmonik grup hesaplaması için yöntemlerin başarıları



Şekil 6.4. Tek araharmonik bileşenin bulunduğu sinyale ait birinci araharmonik altgrup hesaplaması için yöntemlerin başarıları

Bir güç sisteminde, temel frekansın sistemin çalışma frekansına tam olarak eşit olması, yani Türkiye Elektrik Sistemi'nde tam 50,0 Hz olması beklenmektedir. Ancak güç sistemindeki üretim ve talep durumunun birbirine göre değişimine bağlı olarak, frekans 50 Hz etrafında salınım yapmaktadır. Bu gerçeği göz önünde bulundurarak temel frekansın saptığı durumlar için de analizler yapılmıştır.

FFT işlemiyle 200 ms'lik pencere alınarak gerçekleştirilen işlemde temel frekans 49,8 ile 50,2 Hz arasında değişirken 1. araharmonik altgrup için hatanın %9,47'ye ulaştığı görülmüştür. Temel frekansın 49,5 Hz'e eşit olduğu uç durum ise FFT işlemi sonucunda 1. araharmonik altgrup ve grup için hatanın sırasıyla %30,41 ve %38,95 olduğu görülmüştür. [19]'da anlatılan Kalman süzgeç tabanlı yöntemde ise hata, 1. araharmonik altgrup ve grup için temel frekans 50 Hz civarında seyrettiğinde düşük olmakla beraber temel frekansın oldukça salınım gösterdiği durumlarda bile hatanın %3'ü geçmediği görülmüştür. Bu tez çalışması kapsamında geliştirilen Kalman süzgeç tabanlı yöntemde ise hatanın 1. araharmonik altgrup ve grup için hatanın % 1,36'yı geçmediği görülmüştür. Her iki Kalman süzgeç tabanlı yöntemde de FFT algoritması kullanılmamış olup [19]'daki yöntemde iki adet Kalman süzgeç kullanmıştır. Bu tez çalışması kapsamında önerilen yöntemde ise tek Kalman süzgeç kullanılmış olup sinyal zarfı işlem karmaşasına girmeden kolay bir şekilde ve oldukça doğru olarak bulunmuştur.

6.2.2. Değişik frekanslarda araharmoniklerin olduğu durum

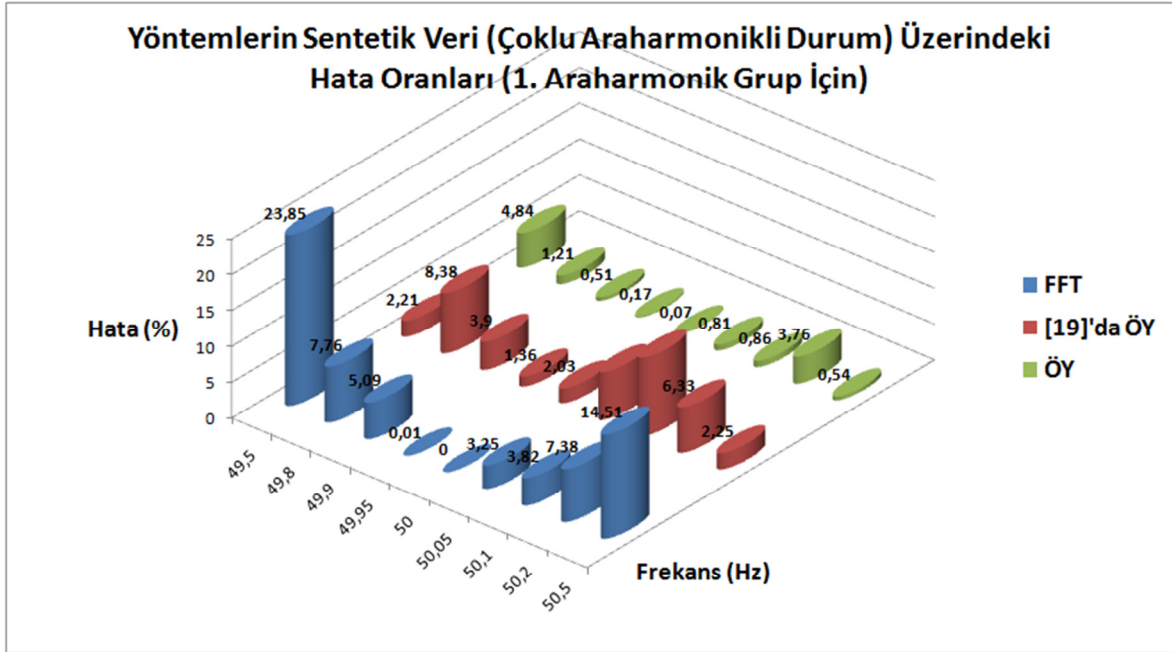
Bu durumda f temel frekans bileşeni olmak üzere $x(t) = \sin(2\pi ft) + 0,13 \sin(2\pi 55t) + 0,18 \sin(2\pi 63t) + 0,14 \sin(2\pi 66t) + 0,12 \sin(2\pi 70t) + 0,08 \sin(2\pi 77t)$ örneği incelenmiştir. Herhangi bir kaçak etkisi gerçekleşmemişse 1. araharmonik altgrup 0,27'ye eşitken 1. araharmonik grup 0,30'a eşittir. Bu sonuçlar f 'in 50 Hz'e eşit olduğu durum için elde edilmiştir.

Çizelge 6.2'den görüleceği üzere önerilen yöntem araharmonik frekanslara ait genlikleri hesaplamada diğer yöntemlere göre daha başarılı olmuştur. Önerilen yöntemle 49,5 Hz ile 50,5 Hz aralığında altgrup ve grup işlemleri sonucunda alınan en yüksek hatalar sırasıyla %2,68 ve %4,84 olmuştur.

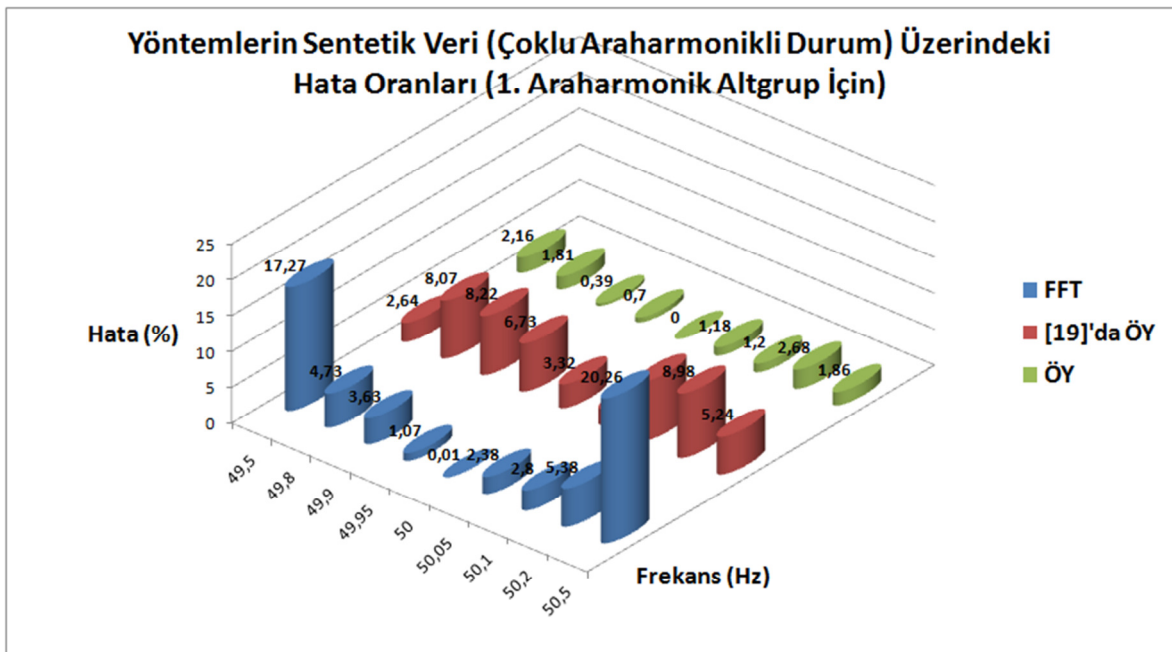
Çizelge 6.2. 1. araharmonik grup ve 1. araharmonik altgrup hesaplamalarının FFT, [19]'daki yöntem ve önerilen yöntemle birden fazla araharmonik bileşen için karşılaştırılması

f(Hz)	1. araharmonik grup						1. araharmonik altgrup					
	FFT	(%) hata	[19]'da ÖY	(%)hata	ÖY	(%) hata	FFT	(%) hata	[19]'da ÖY	(%)hata	ÖY	(%)hata
49.50	0.3709	23.85	0.3061	2.21	0.3140	4.84	0.3164	17.27	0.2627	2.64	0.2756	2.16
49.80	0.2763	7.76	0.3246	8.38	0.2959	1.21	0.2570	4.73	0.2916	8.07	0.2649	1.81
49.90	0.3147	5.09	0.2878	3.90	0.3010	0.51	0.2796	3.63	0.2476	8.22	0.2688	0.39
49.95	0.2995	0.01	0.2954	1.36	0.2990	0.17	0.2669	1.07	0.2516	6.73	0.2679	0.70
50.00	0.2995	0.00	0.3056	2.03	0.2993	0.07	0.2698	0.01	0.2609	3.32	0.2698	0.00
50.05	0.2898	3.25	0.3193	6.62	0.3019	0.81	0.2634	2.38	0.2758	2.23	0.2730	1.18
50.10	0.2881	3.82	0.3323	10.94	0.3021	0.86	0.2622	2.80	0.2922	8.31	0.2730	1.20
50.20	0.3216	7.38	0.3184	6.33	0.2882	3.76	0.2843	5.38	0.2940	8.98	0.2626	2.68
50.50	0.2560	14.51	0.3062	2.25	0.3011	0.54	0.2151	20.26	0.2839	5.24	0.2748	1.86

İçerisinde çoklu araharmonik bileşenlerin bulunduğu sinyale ait birinci araharmonik grup ve birinci araharmonik altgrup hesaplamaları için yöntemlerin başarıları sırasıyla Şekil 6.5. ve Şekil 6.6'daki grafiklerde toplu olarak verilmiştir.



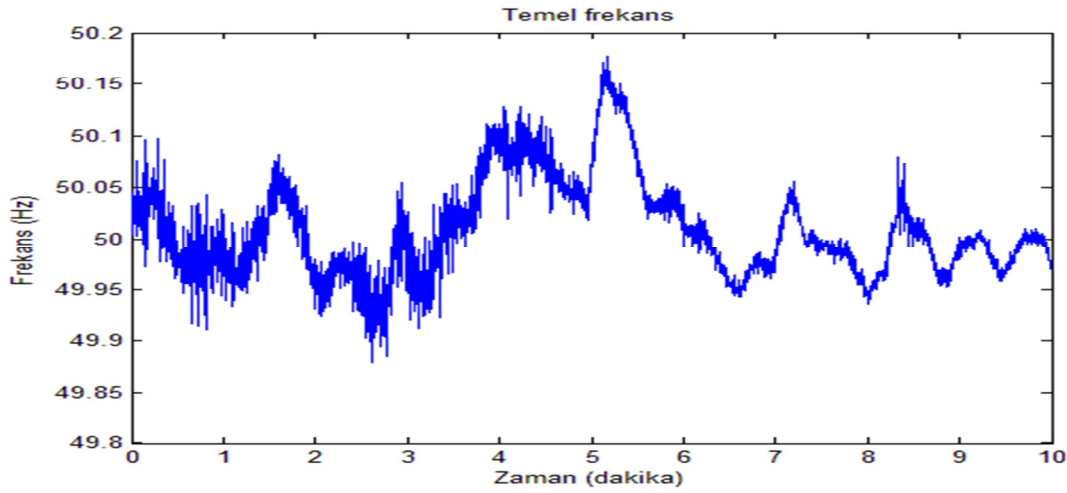
Şekil 6.5. Çoklu araharmonik bileşenin bulunduğu sinyale ait birinci araharmonik grup hesaplaması için yöntemlerin başarıları



Şekil 6.6. Çoklu araharmonik bileşenin bulunduğu sinyale ait birinci araharmonik altgrup hesaplaması için yöntemlerin başarıları

6.3. Önerilen Yöntemin Saha Verisi ile Denenmesi

Kullanılan saha verisi, ark ocağını besleyen orta gerilim hattından kaydedilmiş veri olup, Şekil 4.3'de görülmektedir. Verinin örnekleme hızı 3200 Hz'dir ve analizler 200 ms'n'lik pencerelerle yani 50 Hz temel frekansın 10 çevrimi için 640 örnek alınarak yapılmaktadır. Bu veriden, sinyalin temel frekansının farklı değerlere denk geldiği bölümleri seçilerek analizler tekrarlanmıştır.



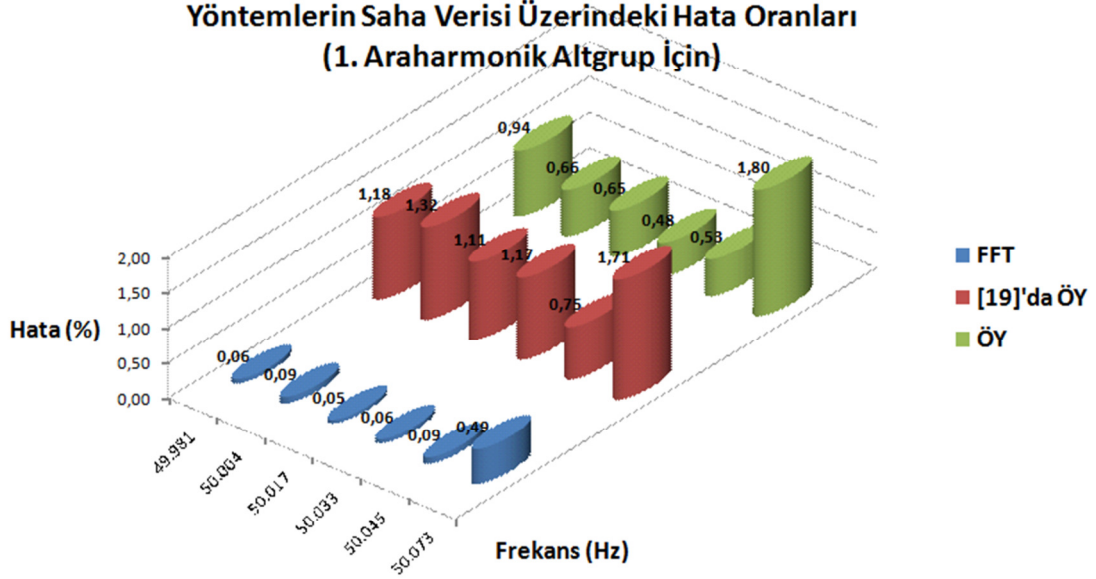
Şekil 6.7. Ark ocağı fabrikasını besleyen orta gerilim hattından alınan gerilimin frekansı

Saha verisi kullanılırken her 200 ms'lik pencerede bulunan en yüksek genlikli örnekle normalize edilmiştir. Önerilen yöntem saha verileri ile test edilirken kıyaslama amaçlı yine HFD algoritması ve [19]'da anlatılan Kalman süzgeç tabanlı yöntem kullanılmıştır. Sonuçlar Çizelge 6.3'de verilmiştir. Saha verileri test edilirken yüksek doğruluk oranından dolayı aradeğerleme ve HFD yöntemleri esas alınmıştır.

Çizelge 6.3. 1. araharmonik altgrup hesaplamalarının HFD, [19]'daki yöntem ve önerilen yöntemle saha verileri kullanılarak karşılaştırılması

f(Hz)	1. araharmonik altgrup						
	Aradeğerleme + HFD (Referans)	ÖY	(%)hata	[19]'da ÖY	(%)hata	FFT	(%)hata
49,98	0,0210	0,0212	0,94	0,0208	1,18	0,0210	0,06
50,00	0,0214	0,0213	0,66	0,0212	1,32	0,0214	0,09
50,01	0,0210	0,0211	0,65	0,0208	1,11	0,0210	0,05
50,03	0,0213	0,0214	0,48	0,0212	1,17	0,0213	0,06
50,04	0,0205	0,0204	0,53	0,0203	0,75	0,0205	0,09
50,07	0,0200	0,0204	1,80	0,0204	1,71	0,0201	0,49

Saha verisine ait birinci araharmonik altgrup hesaplamaları için yöntemlerin başarıları sırasıyla Şekil 6.8'deki grafikte toplu olarak verilmiştir.



Şekil 6.8. Saha verisine ait birinci araharmonik altgrup hesaplaması için yöntemlerin başarıları

Önerilen yöntemin test edilmesi için kullanılan saha verisinin %96'lık kısmında; 200 ms'lik pencereler 639, 640 ve 641 örnekten oluşmaktadır. Bu da saha verisini oluşturan pencerelerin 50 Hz etrafında çok düşük bir salınım gösterdiği ve sahip olunan enerjinin çok küçük bir kısmının araharmonikler üzerine dağılacağı anlamına gelmektedir. Ayrıca 50,004 Hz için altgrup değerinin 0,0214 gibi küçük bir değer olması da bunu teyit etmektedir. Temel frekans (50 Hz) etrafındaki salınımın kullanılan sentetik verilere kıyasla saha verisinde çok daha düşük olması, HFD'nin saha verisi üzerinde daha iyi sonuçlar vermesine yol açmıştır. Ek olarak referans amaçlı kullanılan yönteminde tek başına kullanılan HFD'ye nazaran çok iyi sonuçlar vermesine rağmen bir hata payına sahip olduğu unutulmamalıdır.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, güç sisteminin doğrusal olmayan yüklerden kaynaklı oluşan araharmonik frekans bileşenlerine ait genlikleri, temel frekansının büyük miktarda saptığı durumlarda yüksek doğruluk derecesinde hesaplayan KS tabanlı bir yöntem önerilmiştir.

Önerilen yöntemde araharmonik genliklerinin hesaplanmasında IEC 61000-4-7 Standard'ı esas alınmıştır. Önerilen yöntem araharmonik frekans bileşenlerinin oluşmasına neden olan gerilim sinyal zarfının elde edildiği kısım ve zarf sinyalinden Kalman süzgeci kullanılarak araharmonik genliklerinin kestirildiği kısım olmak üzere iki bölümden oluşmaktadır.

Sinyal zarfının elde edilmesinde bu tez çalışması kapsamında elde edilen iki yöntem çalışılmış ve sinyal zarfı oldukça doğru bir şekilde elde edilmiştir. Bu yöntemler kullanılarak herhangi bir dereceden araharmonik grup yada altgruba ait araharmonik bileşenler 0-50 Hz bandına kolaylıkla düşürülerek ilgili frekans bileşenlerine ait genlikler ve ilgili hesaplamalar kolaylıkla yapılabilmektedir.

Zarf sinyalinden araharmonik bileşenlerin elde edilmesi Kalman süzgeci kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kalman süzgecinin girişi gerilim dalga formuna ait zarf sinyali olup, temel frekans etrafındaki araharmonik frekans bilgisini içermektedir. Zarf sinyali Kalman süzgeci içerisindeki ölçümlere denk gelmektedir. Kalman süzgeci tarafından elde edilen zarf sinyalinin spektral bileşenleri doğrudan 5 Hz çözünürlüğe sahip frekanslarındaki spektral genlikleri verir. Amaç; temel frekans etrafındaki araharmoniklere ait spektral genlikleri elde etmek olduğu için zarf sinyaline ait ara frekansların bulunduğu spektral bant 0-45 Hz arasındadır. Bu sebeple zarf sinyali on adet sinüzoidal gerilim sinyalinin (0, 5, 10, 15, ... , 45 Hz) toplamı şeklinde gösterilebilir. Bu şekilde frekans çözünürlüğü IEC 61000-4-7'de belirtildiği üzere 5 Hz olarak elde edilmiş olur. On adet sinüzoidal gerilim sinyalinden her birisi için eşevreli ve dördün evreli bileşen olmak üzere iki adet bileşen söz konusu olup, bu iki bileşen Kalman süzgecinde iki adet durum değişkeniyle ifade edilerek araharmonik frekanslarının Kalman süzgeci yardımıyla modellenmesi gerçekleştirilmiştir.

Önerilen yöntem, hem birden fazla araharmonik frekans bileşeninin kullanıldığı sentetik veriyle, hem de temel frekans değişiminin söz konusu olduğu EAO fabrikalarından

toplanan saha verileriyle test edilmiştir. Yapılan testler sonucunda önerilen yöntemin diğer Kalman süzgeci tabanlı yöntemlere göre çok düşük hesaplama yüküne sahip olmasına rağmen başarılı sonuçlar elde ettiği görülmüştür.

İleriki çalışma için araharmonikler üzerine düşen enerjinin küçük miktarda olması durumunda da açıklanan yöntemin daha iyi sonuçlar verecek şekilde geliştirilmesi olabilir.

KAYNAKLAR

1. Internet: Özdemir, Engin. Elektrik Enerji Kalitesi. 2016-01-20. URL: <http://www.webcitation.org/6egbsrFdr>
Son Erişim Tarihi: 20-01-2016
2. Eroğlu, H. (2009). Bir dağıtım şebekesinin güç kalitesi ve harmonikler yönünden incelenmesi. Yüksek lisans tezi. Konya.
3. Atalık, T., (2007). İnternet üzerinden haberleşen güç kalitesi monitör cihazı donanım tasarımı. Yüksek lisans tezi. Ankara.
4. Chapman, D., (2002). The cost of poor power quality. Leonardo Power Quality Initiative.
5. Yörür, K., (2008). Elektrik iletim hatlarının güç kalitesi parametrelerinin yazılımla hesaplanması ve değerlendirilmesi. Yüksek lisans tezi. Ankara.
6. IEC Standard 61000-4-30. Electromagnetic Compatibility (EMC)-Part 4-30. Testing and Measurement Techniques-Power Quality Measurement Methods.
7. Neumann, R. (2007). The importance of IEC 61000-4-30 Class A for the Coordination of Power Quality Levels. *9th International Conference Electrical Power Quality and Utilisation*. Barcelona.
8. IEEE Std. 1159- 1995. IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality.
9. Günlü, E. (2015). Sentetik yeniden örnekleme ile güç sinyallerinde harmonik ve araharmoniklerin çözülmesi. Yüksek lisans tezi. Ankara.
10. Apay, F. T. (2008). Güç kalitesi parametrelerinin ölçülmesi ve değerlendirilmesi. Yüksek lisans tezi. İstanbul.
11. Bollen, M. H., Gu, İ. (2006). Signal processing of power quality disturbances. Wiley-IEEE press.
12. Jaramillo, S. H., Heydt, G. T., Carrillo, E. O. (2000). Power quality indices for aperiodic voltages and currents. *IEEE Transactions on Power Delivery*.
13. Salor, Ö. (2009). Temel frekans kayması bulunan sinyallerde Fourier dönüşümündeki spektral kaçağın giderilmesi. *IEEE 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*.
14. Lin, H., C. (2012). Power harmonics and interharmonics measurement using recursive group harmonic power minimizing algorithm. *IEEE Transaction On Industrial Electronics*, 59:2.

15. Chang, W., G., Chen, I., C., Liu, Y., J., Wu, M., C. (2008). Measuring power system harmonics and interharmonics by an improved Fast Fourier Transform-based algorithm. *IET Generation, Transmission and Distribution Journal* 2-2 192- 201.
16. Jin, H., Honggeng, Y. (2010). A new harmonics/interharmonics detection approach based on leakage estimation. *China International conference on Electricity Distribution*.
17. Qian, H., Zhao, R., Chen, T. (2007). Interharmonics analysis based on interpolating windowed FFT algorithm. *IEEE Transaction On Power Delivery*, 22:2.
18. Jain, S., K., Singh, S., N., Singh, J., G. (2013). An adaptive time- efficient technique for harmonic estimation of nonstationary signals. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 60:8.
19. Köse, N., Salor, Ö., Leblebicioğlu, K. (2010). Güç sinyallerinin spektral çözülmesi için Kalman süzgeci kullanımına dayalı yaklaşım. *IEEE 18. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*.
20. Chen, C., I., Chen, Y., C. (2014). Comparative study of harmonic and interharmonic estimation methods for stationary and time-varying signals. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 61:1.
21. Welch, G., Bishop, G. (2006). An Introduction to the Kalman Filter. Technical Report, University of North Carolina at Chapel Hill.
22. Electromagnetic compatibility (EMC), Part 4, Section 7: General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto, IEC 61000-4-7.
23. Electromagnetic compatibility (EMC), Part 4, Section 30: Power quality measurement methods, IEC 61000-4-30.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : DUMAN, Murat
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 14.01.1982, Ankara
Medeni hali : Evli
Telefon : -5078615329
Faks : -
E-Posta : argeeng@gmail.com



Eğitim

Derece	Okul/Program	Mezuniyet tarihi
Yüksek Lisans	Gazi Üniversitesi/Elektrik-Elektronik Müh.	2015
Lisans	Ankara Üniversitesi/Elektronik Müh.	2009
Lise	Tokat Gazi Osman Paşa Lisesi	1999

İş Deneyimi

Yıl	Çalıştığı Yer	Görev
2011 - 2013	Türk Telekom	Mühendis
2013 - 2015	Atılım Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2015 -	Türk Hava Kurumu Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

-

Hobiler

Elektronik, kitap okumak, doğa yürüyüşleri



GAZİ GELECEKTİR...