

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HİBRİT NEWTON RAPHSON YÖNTEMİ İLE GÜÇ SİSTEMLERİNDE FREKANS KESTİRİMİ

DOKTORA TEZİ

Bekir ÇENGELCİ

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRONİK BİLGİSAYAR EĞİTİMİ
Tez Danışmanı : Prof. Dr. Abdullah FERİKOĞLU

Aralık 2011

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HİBRİT NEWTON RAPSON YÖNTEMİ İLE
GÜÇ SİSTEMLERİNDE FREKANS KESTİRİMİ

DOKTORA TEZİ

Bekir ÇENGELCİ

Enstitü Anabilim : ELEKTRONİK BİLGİSAYAR
Dah : EĞİTİMİ

Bu tez 23/12/2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.


Prof. Dr. Abdullah FERİKOĞLU

Jüri Başkanı


Prof. Dr. Hasat ÇİMEN

Üye


Prof. Dr. Ahmet ALTUNCU

Üye


Doç. Dr. Ayhan ÖZDEMİR

Üye


Yrd. Doç. Dr. İLYAS ÇANKAYA

Üye

ÖNSÖZ

Tez çalışmalarım süresince yardımlarını benden esirgemeyen danışman hocam, Prof. Dr. Abdullah FERİKOĞLU ve tezime yapmış oldukları katkılarından dolayı Yrd. Doç. Dr. Fahri VATANSEVER, hocama, yetişmemde emeği geçen Prof. Dr. Hasan ÇİMEN hocama ve maddi manevi desteğini benden hiç esirgemeyen eşim Sibel'e teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	ii
İÇİNDEKİLER	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
TABLolar LİSTESİ.....	xii
ÖZET.....	xiii
SUMMARY.....	xiv
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ.....	1
1.1.Enerji sistemlerinde güç kalitesi.....	2
1.2. Temel kavramlar	5
1.3.Güç Sistemlerinde oluşan işaretin tanımı.....	12
BÖLÜM 2.	
FREKANS KESTİRİMİ.....	14
2.1. Giriş.....	14
2.2. Frekans kestirim yöntemleri.....	15
2.2.1. Fourier analizi.....	15
2.2.1.1. Ayrık Fourier Dönüşümü.....	19
2.2.1.2. Hızlı Fourier Dönüşümü	22
2.2.1.3. Dalga analizi	24
2.2.1.4. Trigonometrik Fourier Serilerinde Simetri	30
2.2.1.5. Fourier serilerinin trigonometrik dalga formu.....	32
2.2.2. Matlab eğri uydurma araç kutusu	34
2.2.3. Eğri uydurma yöntemleri.....	41

2.2.3.1. Doğrusal yaklaşım.....	42
2.2.3.2. Parabolik yaklaşım.....	42
2.2.3.3. Güç serisi ile yaklaşım.....	43
2.2.4. Sıfır geçiş yöntemi.....	43
2.2.5. Newton Rapson Yöntemi.....	47
2.2.6. Prony Yöntemi.....	52
2.2.7. Faz Kilitlemeli Döngü(PLL).....	54
2.2.7.1. Kullanım alanları.....	55
2.2.7.2. PLL giriş çıkış işaretleri arasındaki bağıntılar.....	56
2.2.7.3. Temel PLL denklemlerinin zaman tanım alanında çözümü	58
2.2.7.4. Frekans domeninde ki PLL eşitliğinin temel çözümü	60
2.2.7.5. Faz kilitlemeli çevrimin blok yapısı ve çalışması.....	62
2.2.8. Hibrit frekans kestirim yöntemi.....	67

BÖLÜM 3.

GERÇEKLEŞTİRİLEN FREKANS KESTİRİM UYGULAMALARI.....	71
3.1. Uygulama 1.....	71
3.1.1. Uygulama 1 için Faz Kilitlemeli Döngü (PLL) ile temel frekansın belirlenmesi.....	72
3.1.2. Uygulama 1 için eğri uydurma yöntemi ile frekans kestirimi.....	77
3.1.3. Uygulama 1 için sıfır geçiş yöntemi ile frekans kestirimi...	79
3.1.4. Uygulama1 için Newton-Rapson Yöntemi ile frekans kestirimi.....	82
3.1.5. Uygulama 1 için Prony Yöntemi ile frekans kestirimi.....	83
3.2. Uygulama 2.....	85
3.2.1. Uygulama 2 için Faz Kilitlemeli Döngü (PLL) ile temel frekansın belirlenmesi.....	86
3.2.2. Uygulama 2 için eğri uydurma yöntemi ile frekans kestirimi.....	90
3.2.3. Uygulama 2 için sıfır geçiş yöntemi ile frekans kestirimi.....	92

3.2.4. Uygulama 2 için Hibrit Newton Rapson Yöntemi ile frekans kestirimi.....	93
3.2.5. Uygulama 2 için Prony Yöntemi ile frekans kestirimi.....	95
3.3. Uygulama 3.....	97
3.3.1. Uygulama 3 için Faz Kilitlemeli Döngü (PLL) ile temel frekansın belirlenmesi.....	97
3.3.2. Faz Kilitlemeli Döngü ile frekans kestirimi.....	100
3.3.3. Uygulama 3 için eğri uydurma yöntemi ile frekans kestirimi.....	102
3.3.4. Uygulama 3 için sıfır geçiş yöntemi ile frekans kestirimi....	104
3.3.5. Uygulama 3 için Hibrit Newton-Rapson Yöntemi ile frekans kestirimi.....	106
BÖLÜM 4.	
SONUÇLAR ve ÖNERİLER.....	108
KAYNAKLAR.....	111
ÖZGEÇMİŞ.....	118

SİMGELER ve KISALTMALAR LİSTESİ

AC	: Alternatif Akım (Alternating Current)
DC	: Doğru Akım
THD	: Toplam Harmonik Bozulması (Total Harmonic Distortion)
THD_v	: Gerilim için Toplam Harmonik Bozulması
THD_i	: Akım için Toplam Harmonik Bozulması
THB	: Toplam Harmonik Bozulması
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü
HFD	: Hızlı fourier dönüşümü
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform)
EMI	: Elektro Manyetik Girişim
LPM	: Doğrusal Tahmin Modeli
NRM	: Newton-Rapson Metodu
Hz	: Hertz
PLL	: Faz Kilitlemeli Döngü
FSK	: Frekans Kaymalı Anahtarlama
PD	: Faz Dedektörü
VCO	: Voltaj Kontrol Osilatörü
k_0	: Orantısal Sabit
K	: PLL Kazancı
Mhz	: Mega Hertz
Ghz	: Giga Hertz
TV	: Televizyon
V_m	: Gerilimin Genliği
V_n	: Kayıt Edilen Veriler

$S(\omega)$: İşaretin Fourier Dönüşümü
$\text{Cos } \varphi$: Güç Katsayısı
ω	: Açısal Frekans
x_0	: İterasyon Başlangıç Noktası
x_1	: 1. İterasyon Noktası
x_2	: 2. İterasyon Noktası
ε	: İki Nokta Arasındaki Hata Miktarı
f_s	: Örnekleme Frekansı
T_s	: Örnekleme Periyodu
T	: Periyot
$f_1^{(0)}$: Uygulama için Üretilen İşaretin Temel Frekansı
$f_2^{(0)}$: Uygulama için Üretilen İşaretin 3. Harmonik Frekansı
$f_3^{(0)}$: Uygulama için Üretilen İşaretin 5. Harmonik Frekansı
$f_1^{(1)}$: Eğri Uydurma Yöntemi ile Kestirilen Temel Harmonik Frekansı
$f_2^{(1)}$: Eğri Uydurma Yöntemi ile Kestirilen 3. Harmonik Frekansı
$f_1^{(2)}$: Sıfır Geçiş Yöntemi ile Kestirilen Temel Harmonik Frekansı
$f_1^{(3)}$: Newton-Rapson Yöntemi ile Kestirilen Temel Harmonik Frekansı
$f_1^{(4)}$: Prony Yöntemi ile Kestirilen Temel Harmonik Frekansı
$f_2^{(4)}$: Prony Yöntemi ile Kestirilen 3. Harmonik Frekansı
A_i	: i . Bileşenin Genliği,
σ_i	: i . Bileşenin Sönüm Katsayısı,
f_i	: i . Bileşenin Frekansı,
φ_i	: i . Bileşenin Faz Açısı,
p	: Sönümlü Üstel Bileşenlerin Sayısı
a_0	: DC bileşen

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1.	a) T_{δ} aralıklarıyla örneklenecek sürekli zamanlı işaret	
	b) Örneklenmiş işaret.....	6
Şekil 2.1.	a)Sürekli zamanlı sinüs, b)Sinüs'ün ayrık zamanlı karşılığı.....	7
Şekil 1.3.	Güç sistemlerinde rastlanan bozuk sinyal, temel harmonik ve 3., 5. harmonik.....	10
Şekil 1.4.	$i=10*\sin(2*\pi*f*t+\pi/4)$ gerilimine ait sinyal.....	12
Şekil 1.5.	Güç sistemlerinde oluşan işaret örneği.....	12
Şekil 2.1.	$\int_0^{2\pi} (\sin mt)(\cos nt)dt = 0$ grafiksel ispatı.....	25
Şekil 2.2.	$m = 2$ ve $n = 3$ $\int_0^{2\pi} (\sin mt)(\sin nt)dt = 0$ in grafiksel ispatı	26
Şekil 2.3.	$m = 2$ ve $n = 3$ $\int_0^{2\pi} (\cos mt)(\cos nt)dt = 0$ in grafiksel ispatı	27
Şekil 2.4.	$\int_0^{2\pi} (\sin mt)^2 dt = \pi$ in grafiksel ispatı.....	29
Şekil 2.5.	$\int_0^{2\pi} (\cos mt)^2 dt = \pi$ in grafiksel ispatı.....	29
Şekil 2.6.	Kare dalga üzerinde yarım dalga simetri testi.....	31
Şekil 2.7.	Yarım dalga simetri testi için temel, ikinci ve üçüncü harmonikler	32
Şekil 2.8.	Eğri uydurma ara yüz programı.....	35
Şekil 2.9.	Verilerin pencereye alınması ve veri dağılımı.....	36
Şekil 2.10.	Verilerin veri numarasına göre penceredeki yerleşimi.....	37
Şekil 2.11.	Eğri Uydurma Modelinin belirlenmesi ve denklemin ifadesi.....	38
Şekil 2.12.	Verilerin yerleşiminden elde edilen eğri.....	40
Şekil 2.13.	Verilere $y = mx + b$ doğrusu ile yaklaşım.....	41
Şekil 2.14.	Verilere $y = ax^2 + bx + c$ ile parabolik yaklaşım.....	42

Şekil 2.15.	Sıfır geçiş yöntemi ile yakalanan veriler.....	44
Şekil 2.16.	Sıfır geçişte oluşan hata.....	45
Şekil 2.17.	Sıfır geçiş noktaları ve oluşan hatalar.....	45
Şekil 2.18.	Sıfır geçiş yöntemi için yazılan programın akış şeması.....	46
Şekil 2.19.	1.iterasyon için x_0 başlangıç noktası ve x_1 1. iterasyon noktası...	48
Şekil 2.20.	x_1 1.iterasyon noktası başlangıç noktası kabul edilerek x_2 2. iterasyon noktası bulunur.....	49
Şekil 2.21.	Newton-Raphson yöntemi için yazılan programın akış şeması....	51
Şekil 2.22.	PLL temel geri bildirim ağı.....	56
Şekil 2.23.	$\Delta w / K$ oranına göre (10) numaralı eşitliğin faz düzlemi.....	58
Şekil 2.24.	Bir PLL'in döngü çalışması blok diyagramı.....	63
Şekil 2.25.	Referans frekansdaki değişim ile PLL' nin geçiş cevabı.....	66
Şekil 2.26.	Frekans kestiriminde kullanılan hibrit frekans kestirim yönteminin akış şeması.....	69
Şekil 3.1.	Uygulama 1'de eğri uydurma programından elde edilen grafik ve veri dağılımı.....	73
Şekil 3.2.	İşarete ait tespit edilen sıfır geçiş noktaları.....	74
Şekil 3.3.	Sıfır geçiş olarak tespit edilen 62. veri ve aradaki hata miktarı....	75
Şekil 3.4.	Sıfır geçiş olarak tespit edilen 125. veri ve aradaki hata miktarı...	75
Şekil 3.5.	İşarete ait Verilerin Ayırık Sistemde Gösterimi.....	76
Şekil 3.6.	Uygulama 1 işareti ve Prony yöntemi elde edilen frekanslar.....	76
Şekil 3.7.	Uygulama 2'de eğri uydurma programından elde edilen grafik ve veri dağılımı.....	77
Şekil 3.8.	İşarete ait tespit edilen sıfır geçiş noktaları.....	78
Şekil 3.9.	Sıfır geçiş olarak tespit edilen 61. veri ve aradaki hata miktarı....	80
Şekil 3.10.	Sıfır geçiş olarak tespit edilen 124. veri ve aradaki hata miktarı...	80
Şekil 3.11.	İşarete ait denklemin ayırık sistemde gösterimi.....	81
Şekil 3.12.	Giriş sinyali ve Prony yöntemi elde edilen frekanslar.....	84
Şekil 3.13.	Faz Kilitlemeli Döngü simülasyon şeması.....	87
Şekil 3.14.	PLL giriş işareti ölçü aleti çıkışı.....	87
Şekil 3.15.	Faz kenetlenmesi ölçü aleti çıkışı.....	88
Şekil 3.16.	Faz kenetlenmesi.....	88

Şekil 3.17.	PLL çıkış işareti.....	89
Şekil 3.18.	Temel bileşen.....	89
Şekil 3.19.	Temel harmonik ve PLL çıkış işareti.....	91
Şekil 3.20.	Verilerin arayüz programına aktarılması.....	91
Şekil 3.21.	1.Sıfır geçiş noktası ve hata miktarı.....	93
Şekil 3.22.	2. Sıfır geçiş noktası ve hata miktarı.....	93

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 3.1.	Uygulama 1'den elde edilen frekans değerleri.....	85
Tablo 3.2	Uygulama 1'den elde edilen frekans değerlerinin Karşılaştırılması.....	85
Tablo 3.3.	Uygulama 2'den elde edilen frekans değerleri.....	96
Tablo 3.4.	Uygulama 2'den elde edilen frekans değerlerinin karşılaştırılması.....	97
Tablo 3.5.	Uygulama 3'den elde edilen frekans değerleri.....	107
Tablo 3.6.	Uygulama 3'den elde edilen frekans değerlerinin karşılaştırılması.....	108

ÖZET

Anahtar Kelimeler: Frekans Kestirimi, Harmonik Frekansı, hibrit model ile Frekans Kestirimi, Faz Kilitlemeli Döngü (PLL) ile Frekans Kestirimi

Bu çalışmada, bozulmaya uğramış, güç sistemi sinyallerinin temel frekanslarını tahmini için bir hibrit model geliştirilmiştir. Bu modelin geliştirilmesinde Eğri Uydurma Yöntemi ve Sıfır Geçiş Yöntemi, Newton-Raphson yöntemi ile birlikte kullanılmıştır. Hibrit Newton-Raphson yöntemi ilk olarak sıfır geçiş yönteminden, sıfır geçiş noktalarını ve eğri uydurma yönteminden, eğrinin fonksiyonunu alarak frekans tahmini yapmaktadır. Bu yeni oluşturulan model ile güç sistemlerinde oluşan bozulmaya uğramış sinyallerin verilerini bilgisayar ortamında analizini yapmak hedeflenmiştir. Yeni geliştirilmiş olan bu modelin sonuçları sıfır geçiş ve eğri uydurma yöntemi ile karşılaştırıldığında önemli ölçüde iyileştirmelerin gerçekleştiği görülmüştür.

Ayrıca şebekelerde rastlanan ve üstsel ifadeler ile ifade edilen işaretlerin frekans kestirimi yapılmıştır. Üstsel ifadeler ile gösterilen işaretlerin frekansının kestiriminde Prony yöntemi kullanılmıştır. Son olarak Faz kilitlemeli devresi ile verilerin direk analizi yapılmış ve işarete ait frekans kestirimi yapılmıştır. Bu uygulamalara ait frekans kestirim sonuçlarının tatmin edici düzeyde olduğu uygulamalar sonucunda gözlemlenmiştir.

POWER SYSTEM FREQUENCY ESTIMATION WITH HYBRIT NEWTON-RAPHSON METHOD

SUMMARY

Key words: Frequency Estimation, PLL with Harmonics Frequency, Harmonic Frequency, Frequency Estimate with Hybrid Model.

In this study, a new hybrid model is developed for estimation of fundamental and harmonic frequencies in distorted power system signals. The designed model utilizes primarily the Newton-Raphson method, but in combination with zero crossing and curve fitting techniques. The model takes the starting point for iterations from the zero crossing and make use of the signal function from the curve fitting. The new model is tested for a distorted signal commonly encountered in power systems in simulation environment on computer.

The results, which are provided in detail in the body of the text, show significant improvements in the accuracy of estimated frequencies when compared with both zero crossing and curve fitting methods if applied by themselves.

Also, found in networks and frequency estimation of signals were expressed by exponential expressions. Prony method was used to estimate the frequency of signals indicated by the exponential expressions. Finally, the PLL by performing , a direct analysis of the data was made and the mark of the frequency estimation. Satisfactory estimation results of the frequency of these applications has been observed as a result of the applications.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Gelişen teknoloji ile birlikte günlük yaşamda kullanılan elektrikli cihazların çeşitliliğinde artmalar olmuştur. Eskiden çok az sayıda elektronik cihaz hayatımızda yer edinirken, günümüzde bu cihazlara bağlılığımız çok ileri düzeydedir. Elektrik enerjisi ile çalışan cihazlar hayatımızı kolaylaştırdığı gibi yaşam kalitemizi de artırmaktadır. Kullandığımız bu cihazların daha uzun süreli ve yüksek verimlilikle kullanılabilmesi için, tükettikleri enerjinin kalitesinin önemi çok büyüktür. Enerji üretim sistemleri içindeki üretimin çıkışlarındaki sinyalin dalga şekli düzgün yani saf sinüs dalgası şeklinde olmasına rağmen, enerjinin iletimi ve tüketimi aşamalarında sinüs dalgasının bozulduğu görülmektedir. Bu bozulmanın sonucunda tüketicilerin kullandıkları cihazların verimleri ve kullanım ömürlerinde azalma meydana gelmektedir. Enerji üreten ve dağıtan şirketlerin amacı tüketiciye kaliteli enerji sunabilmektir. Tüketicinin talebi de kaliteli bir enerji olmaktadır.

Enerjinin kalitesini belirleyen faktörler frekans, akım ve gerilimin genliğindeki değişimlerdir. Akım ve gerilimdeki bu bozulmalar uluslararası standartlara uygun olmalıdır. Tüketicilere ulaştırılan enerji, kesintisiz; gerilim ve akımın dalga şekli sinüs dalgası şeklinde olmalıdır. Aynı zamanda gerilim ve akımın genliği ve frekansı standartlara uygun olmalıdır.

Sistemden enerji çeken birçok alıcı bozucu etkilerden olumsuz olarak etkilenmekte ve hassas çalışan cihazların hassasiyetleri bozulmakta ve verimleri düşmektedir. Tüketiciler bu olumsuzluklardan etkilenmemek için şebekeden çektikleri akım veya gerilimin saf sinüs dalgası şeklinde olmasını beklenmektedirler. Bu nedenle güç kalitesini artıracak çalışmaların yapılması gerekmektedir.

Frekans kestirimi için saydığımız bu gereksinimlere dayanarak tezimiz şu içerik ve bölümler halinde oluşturulmuştur.

Tezin 1. bölümünde güç kalitesinin önemi ve temel kavramlardan bahsedilmiştir. Güç sistemlerinde oluşan işaret ve bu işaretin analizinde kullanılan yöntemler ve bu yöntemlere ait matematiksel modeller sunulmuştur.

Tezin 2. bölümünde ise frekans kestirim yöntemi olarak sunulan Eğri uydurma yöntemi, Sıfır Geçiş Yöntemi için gerekli olan teorik altyapı bilgileri sunulmuştur. Eğri uydurma yöntemi için Matlab programı kullanılması tasarlanmış ve Matlab arayüz programının tanıtımı yapılmıştır. Sıfır geçiş yöntemi için gerekli olan Matlab programının algoritmasını oluşturan akış şemaları sunulmuştur. Geliştirilmiş olan programın verileri yakalama yöntemi ve yöntemin uygulaması sırasında oluşan hata miktarları belirlenerek gösterilmiştir. Bu iki yöntemle Newton-Raphson yöntemi birleştirilerek Hybrit Newton-Raphson yöntemi adı verdiğimiz yeni bir yöntemin veri işleyişindeki takip ettiği algoritmalar tanıtılmıştır.

Tezin 3. bölümünde frekans kestirim yöntemi olarak Faz kenetlemeli döngü, sıfır geçiş yöntemi ve Newton-Raphson yöntemi birlikte kullanılarak hibrit bir yapı oluşturulmuş ve frekans kestirimi yapılmıştır.

1.1. Enerji sistemlerinde güç kalitesi

Elektrik enerjisi insan hayatına yaptığı birçok katkıdan dolayı en çok kullanılan enerji çeşidi haline gelmiştir. Elektrik enerjisine olan talep gün geçtikçe artma göstermektedir. Elektrik tüketiminde ki talebin artması tüketilen güçte kaliteyi gündeme getirmiştir. Gün geçtikçe elektrik enerjisinin kalitesi tüketiciler için daha önemli hale gelmektedir. Günlük yaşamımızda kullandığımız enerjinin kalitesi birçok cihazın çalışmasını etkilemektedir [1]. Bu durum elektrik mühendisliği alanın da güç kalitesi konusunu gündeme getirmiştir.

Elektrik güç sistemlerinde enerji kalitesi tanımı, şebekenin gerilim ve frekansındaki değişimler ile şebekeden çekilen akımdaki dalga şekli bozukluklarının belirtilmesi amacıyla kullanılır. Elektrikli cihazların birçoğu şebekedeki gerilim ve frekans değişimlerine karşı hassas değildir. Bununla birlikte, son yıllarda yaygın olarak

kullanılmaya başlayan elektronik devreler tarafından kontrol edilen cihazlar enerji kalitesine karşı son derece duyarlıdır.

Bu kontrol devrelerinden bazıları, alternatif akım ve doğru akım motor sürücüleri ve anahtarlama modda çalışan güç kaynakları gibi enerji dönüştürmede kullanılan devreler ile yardımcı kontrol devreleri olarak kullanılan bilgisayarlar ile programlanabilir lojik denetleyicilerdir (PLC). Bu şekildeki karmaşık devreler şebekenin bozucu etkilerinden önemli ölçüde etkilenmektedirler [2].

Güç kalitesini artırma çalışmaları genel olarak, şebekede yüklerin bağlı olduğu noktalardaki akım ve gerilimlerin genlik ve frekans değerlerinin standartlarda tanımlanan sınır değerlerine uyması akım ve gerilimin dalga şeklinin sinüs biçiminde olması şeklinde tanımlanmaktadır. Tüketicie ulaştırılan enerji kesintisiz, akım ve gerilimin dalga şekli sinüs dalgası şeklinde olmalı, aynı zamanda akım ve gerilim genliği ile frekansı standartlara uygun olmalıdır.

Gerilimin dalga şeklinin bozulması şebekeye bağlanan yüklerin etkisiyle gerçekleşmektedir. Şebekeye bağlı olan doğrusal yükler endüksiyon motorları, aydınlatma lambaları, rezistif türdeki alıcılar şebeke enerjisinin sinüs dalgası biçiminde bir değişiklik oluşturmazlar. Ancak son yıllarda yarı iletken elemanların ve büyük güçlü doğrusal olmayan elemanların kullanımının yaygınlaşmasından dolayı harmonik bileşenlerinin sayısında ve büyüklüklerinde artmalar meydana gelmiştir [4,5]. Gerilimdeki dalgalanmalara ait standart IEEE Standard P1159, IEEE Recommended Practice for Monitoring Power Quality, de sunulmuştur. Bu standartta uygun olan sınımlar dan, birçok elektronik cihaz etkilenmemektedir [6].

Harmonik bozulması, enerji sistemlerinde ve bu sistemlere bağlanan elemanlar üzerinde olumsuz etkiler oluşturmaktadır. Harmonikler motorlar, üreteçler, kondansatörler, transformatörler ve enerji iletim hatlarında ilave kayıplara neden olmaktadır.

Son kullanıcıya ulaştırılan gerilimin genliği ve frekans değerinin kontrolü çoğunlukla üreticiler tarafından sağlanmasına rağmen, gerilim dalga seklindeki bozukluklar şebekeye bağlanan yüklerin sonucunda oluşmaktadır. Şebekeye bağli doğrusal yükler olan endüksiyon motorları, aydınlatma lambaları ya da rezistif türdeki ısıtıcılar şebekeden sinüs dalga seklinde akım çekmektedirler. Ancak günümüzde Değişken Hızlı Motor Sürücüler, UPS sistemleri, doğrultucular, bilgisayarlar, ark ocakları gibi doğrusal olmayan yüklerin yaygınlaşmasıyla birlikte çekilen akımların dalga şekli saf 50Hz sinüs olmamakta ve harmonikler içermektedir. Bu durum ise gerilim dalga şeklini de bozmakta ve şebekeyi olumsuz yönde etkilemektedir [7].

Genel olarak gözlemlenen güç kalitesi problemleri

Kesinti (outage): En az yarım dalga boyu süresince gerilimin sıfır değerini alması. Örneğin, 50 Hz. frekanslı Türkiye dağıtım şebekesi için bir periyot 20 ms. olduğuna göre 10 ms. den büyük kesintiler bu kapsama girmekte.

Gerilim darbesi: Genlikleri 50 V. ile 5 KV. arasında değişen ve 0,5 ms. ile 20 ms. süreli gerilim darbeleridir Bu tür darbeler genelde yük ve şebeke açma/kapama, kontaklar arası arklar ve yıldırım kaynaklıdır.

Çentik: Şebeke geriliminin bir tam sinüs dalgasında (20 ms. süresince) doğrultucu darbe sayısı kadar tekrarlanan çökmelere verilen ad. Genelde doğrultucuları besleyen trafo ve hat endüktanslarının anahtar aktarımını geciktirmesiyle oluşur.

Gerilim düşmesi: Gerilimin bir tam dalgadan (20 ms. den) daha uzun sürelerde değerinde % 80 'den daha büyük düşmeler. Şebeke yetersiz kaldığında, aşırı yüklenmede ve kısa devrelerde görülmektedir.

Gerilim yükselmesi: Gerilimin bir tam dalgadan (20 ms.' den) daha uzun sürelerde değerinde % 110'dan daha büyük değerlere çıkması. Şebekede yük azalması ve ayar zayıflıkları neden olmaktadır.

Frekans değişimi: Şebeke frekansının anma değerinden sapmasıdır. Şebeke ve üreteçlerde ayar düzensizliklerinden kaynaklanmaktadır.

Kırpışma: Gerilimin periyodik olarak 6-7 tam dalga (8-9 Hz.) süresince azalması ya da artması. Nedeni ark fırını gibi dalgalı aşırı yüklerdir. İnsan gözü 8.2 Hz. frekansına duyarlı ve bu frekanslardaki işaretlerden (kırpışmadan) rahatsız olmaktadır.

DC Gerilim bileşeni: AC gerilimin pozitif yarımlar ve negatif yarımlar alanlarının birbirine eşit olmamasıdır.

Elektromanyetik girişim: Genliği 100 μ v. ile 100 v. frekansı ise 10 KHz. ile 1 GHz. arasında olan düşük enerjili bozucu dalgalarda şeklinde sıralamak mümkündür [8-10].

Yukarıda sayılan güç kalitesi problemleri genel olarak şebekelerde sıklıkla rastlanan problemlerdir.

1.2. Temel kavramlar

İşaret tanımı

İşaret, bir fiziksel olayda mevcut olan bağımsız değişkenler ile bunların arasındaki ilişkinin matematiksel olarak biçimlendirilmiş şeklidir. Bir elektrik devresindeki bir elemanın uçlarındaki gerilimin şiddetinin zamana göre değişimi, bir sesin şiddetinin zamana göre değişimi, ortamda bulunan bir noktanın sıcaklığının zamana göre değişimi, akımın ve gerilimin zamana göre değişimi işaret örnekleri olarak verilebilir.

İşaret türleri

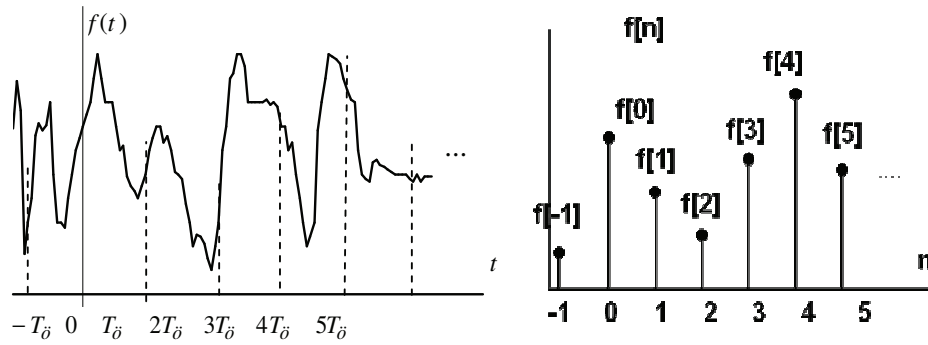
İşaretler aşağıdaki gibi değişik türlere ayrılabilir:

1. Sürekli (analog) işaretler, ayrımlar işaretler,

2. Periyodik işaretler, periyodik olmayan işaretler,

Sürekli işaretler – Ayrık işaretler

Sürekli ve ayrıklık kavramları; zamanda süreklilik, konumda süreklilik gibi geniş anlamda anlaşılmalıdır. Elektriksel sistemlerde süreklilik kavramı daha çok zamanda süreklilik ya da zamanda ayrıklık anlamında kullanılır.



Şekil 1.1. a) T_0 aralıklarıyla örneklenecek sürekli zamanlı işaret b) Örneklenmiş işaret.

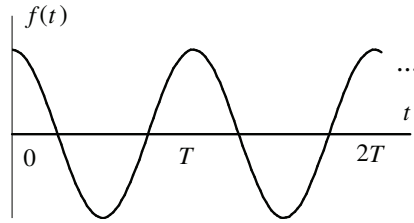
Sürekli zamanlı işaretin dalga şekli zamanda sürekli olarak değişir. Bir başka deyişle bu tür işaretler her t anı için tanımlıdır. Bu tür işaretler $f(t)$, $g(t)$, $x(t)$ ve $y(t)$, gibi nütasyonlarla gösterilir. Şekil 1.1 a) da böyle bir işaret gösterilmektedir. Şekil 1.1 b) de ise ayrık zamanlı bir işaretin şekli gösterilmektedir. Şekilden görüleceği üzere, bu tür işaretler, T_0 örnekleme periyodu ve $n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ şeklinde tamsayılar olmak üzere belirli $t=nT_0$ anlarında tanımlıdır. Bu tür işaretler $f(nT_0)$, $g(nT_0)$, $x(nT_0)$ ve $y(nT_0)$ gibi nütasyonlarla ya da daha sade bir şekilde $f[n]$, $g[n]$, $x[n]$ ve $y[n]$ gibi nütasyonlarla gösterilmektedir.

Bu işaretler sürekli işaretlerden örneklemeyle elde edilebilecekleri gibi, doğrudan fiziksel olarak ayrık yapıda da olabilirler. Ayrık işaret, sürekli işareten örnekleme işlemiyle elde edilmesi halinde örneklenmiş işareten tekrar sürekli işaretin yaklaşık olarak elde edilebilmesi için bazı temel şartların sağlanmış olması zorunludur.

Periyodik işaretler, periyodik olmayan işaretler

Periyodik davranış gösteren birçok işaret, sistem testi ve incelenmesi amacıyla sıkça kullanılırlar. Örneğin sinüzoidal işaretler bir sistemin frekans tepkesinin belirlenmesinde, dikdörtgen biçimli periyodik vuruş işaretleri radarlarda, testere dişi işaretler ise osiloskoplar da tetikleme amacıyla kullanılır.

Herhangi bir $f(t)$ işareti, T işaret periyodu olmak üzere $f(t)=f(t+T)$ şartını sağlıyorsa bu işaret periyodik işaret olarak adlandırılır. Bu tanıma göre periyodik bir işaretin aldığı değerler zamana bağlı olarak T zaman aralıklarıyla tekrarlanır. Ayrık periyodik işaretler ise, N işaretin periyodunu temsil eden pozitif bir tamsayı olmak üzere, $f[n]=f[n+N]$ şartını sağlar. Şekil 1.2' de periyodik test işaretlerine örnekler gösterilmiştir.



Şekil 1.2. a) Sürekli zamanlı sinüs, b) Sinüs'ün ayrık zamanlı karşılığı.

Şekil 1.2'de verilen matematiksel özelliği taşımayan işaretler ise periyodik olmayan işaretler olarak adlandırılır. Pek çok biyolojik ve fiziksel işaret periyodik olmayan bir yapıya sahiptir. Örnek olarak EKG ve ses işareti verilebilir. Periyodik olmayan işaretlerin dalga şekli uygun bir gözleme aralığında tekrar etmez ve gözleme aralığı yeterince büyük olsa bile bazen bu aralık tüm işareti incelemek için yeterli olmayabilir.

Harmonik

Elektrik şebekesinde lineer bir yük için sistemde kullanılan gerilim ve oluşan akımın dalga şekli sinüs şeklindedir. Günümüzde kullanılan makinelerdeki sistemlerin (hız

kontrol cihazları, kesintisiz güç kaynakları... vb.) yük karakteristiği lineer değildir. Bu sebeple sistemin kullandığı akım ve gerilim şekli bozulmaktadır. Örneğin birçok sanayi tesisinde kontrol sistemlerinde avantajları sebebiyle elektrik motorları motor sürücüler tarafından kontrol edilmektedir ve bu elektronik devre elemanları lineer çalışmayan devre elemanlarıdır.

İşte bu lineer olmayan sistemdeki akım veya gerilim dalga şekli ele alındığında; Fourier teoremi gereği herhangi bir periyodik dalga şeklini temel bileşen frekansındaki bileşen ve temel bileşenin katlarındaki frekanslardaki bileşenlerin toplamı olarak göstermek mümkündür. Bu sebeple bu bozuk dalga şekli farklı açısız frekanslardaki bileşenler olarak ifade edilebilir. Bu sebeple 50 Hz frekansındaki bir temel bileşen ve 50 Hz'in katları frekanslardaki çeşitli bileşenlerin toplamı olarak gösterebiliriz. Ana bileşen 50 Hz., 2. harmonik 100 Hz., 3. harmonik 150 Hz., 4.harmonik 200 Hz., 5. harmonik 250 Hz ... Ana dalga şekli 1.,3.,5... harmonik dalga şekillerinin toplamıdır. Harmonik kaynakların etkisiyle dalga şekli değişmektedir. Böyle bir sistemde harmonik ölçümü yapılarak, işaret frekans domeninde incelenir ve baskın olan harmoniklere göre önlem alınır. Böylece toplam harmonik bozunum oranı düşülerek harmoniklerin sebep olduğu olumsuz durumlar önlenir.

Elektrik şebekelerindeki dalga şekillerinin simetri özelliklerinden dolayı, çift katsayılı harmonik (2., 4., 6. harmonik) bileşenler ile karşılaşılmaz. Tüketiciler şebekeden sağlanan akım veya gerilimin dalga şeklinin 50 Hz. temel bileşenli saf sinüs olmasını istenmelerine rağmen, lineer olmayan yüklerin şebekeye bağlanmasıyla 50 Hz temel bileşenle birlikte 50 Hz'in tam katları olan $2 \times 50 \text{ Hz.} = 100 \text{ Hz.}$ (2. Harmonik bileşen), $3 \times 50 \text{ Hz.} = 150 \text{ Hz.}$ (3. Harmonik bileşen), $4 \times 50 \text{ Hz.} = 200 \text{ Hz.}$ (4. harmonik bileşen) gibi $n \times 50 \text{ Hz.}$ $n = 1,2,3,..n$ şeklinde harmonikli sinyaller görülmektedir. Böylece saf sinüs dalgasının şekli sinüs yapısından uzaklaşmaktadır. Şebekedeki akım ve gerilimlerin ne kadar harmonik içerdiği Toplam Harmonik Bozulmasının (THB) yüzdesi ile tanımlanmaktadır.

IEEE 519–1992 standardı akım ve gerilime ait THD değerleri için sınırları önermektedir.

Toplam harmonik bozulması standartları akım ve gerilim için sırasıyla şu şekildedir.

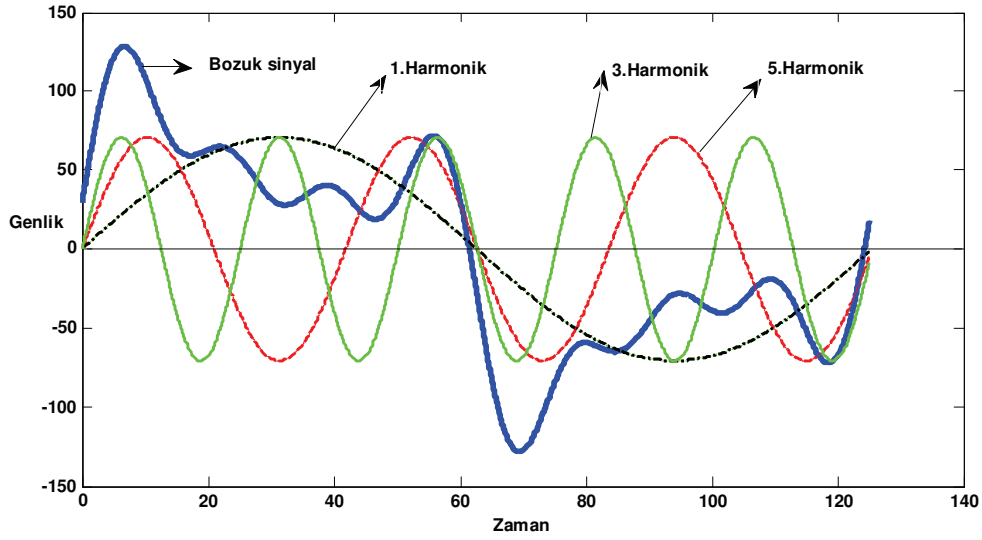
$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad \text{ve} \quad THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (1.1)$$

Formül 1.1’de ifade edildiği gibi THD bileşenlerin efektif değerlerinin temel bileşenin efektif değerine oranıdır ve yüzde olarak ifade edilir.

Harmonik üreten başlıca yükler

1. Frekans dönüştürücüleri
2. Kesintisiz güç kaynakları (UPS’ler)
3. Ark ocakları
4. Bilgisayarlar ve ofis cihazları
5. Deşarj lambaları
6. Otomatik kontrol sistemleri
7. Redresörler
8. Elektrikli ulaşım sistemleri
9. Kaynak makineleri
10. Transformatörler
11. Motor sürücüler (Hız kontrol cihazları)
12. Elektronik balastlar

Bu başlıca harmonik üreten elemanların oluşturduğu dalga şekilleri Şekil 1.3’ te gösterilmiştir.



Şekil 1.3. Güç sistemlerinde rastlanan Bozuk Sinyal, Temel Harmonik ve 3., 5. Harmonik .

Şekil 1.3'te 50 Hz.lik temel harmonik bileşeni, 3. ve 5. harmonik bileşen ve birçok harmonik içeren bozuk bir sinyal ile gösterilmiştir. Bozuk sinyal temel harmonik ve 3., 5. harmonikle birlikte daha birçok harmonik içermektedir. Bu durum harmonik üreten cihazlarda sıklıkla karşılaşılan bir durumdur.

Harmoniklerin oluşturduğu zararlar

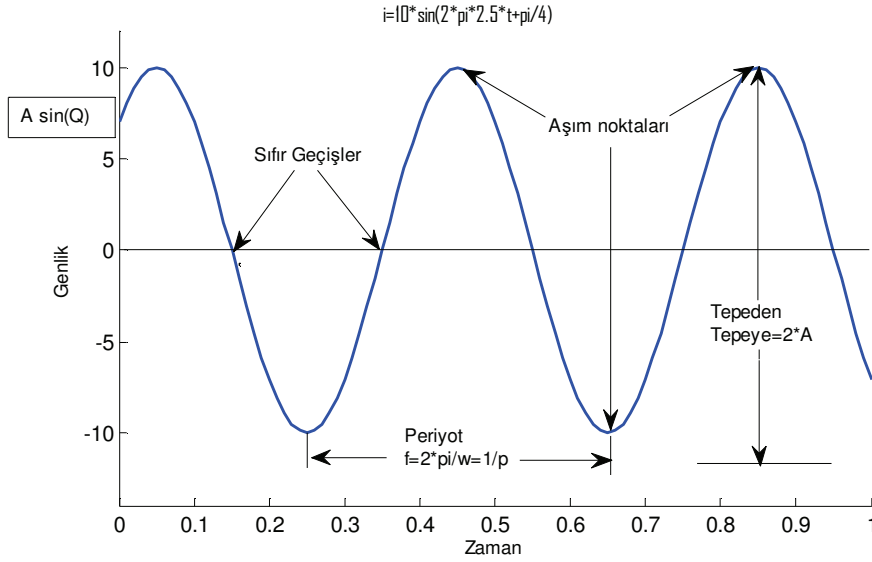
Akım ve gerilim harmoniklerinin güç sistemi içindeki etkilerini dört ana grupta toplamak mümkündür.

1. Paralel ve seri rezonans dolayısı ile harmonik seviyelerinin yükselmesi
2. Elektrik üretim, iletim ve tüketiminde verimin azalması
3. Elektrik tesislerinde yalıtımı zayıflattığı için tesis elemanlarının ömürleri azalması
4. Tesislerde arızalar meydana gelmesi

Tüketici cihazlarında harmonik etkileri

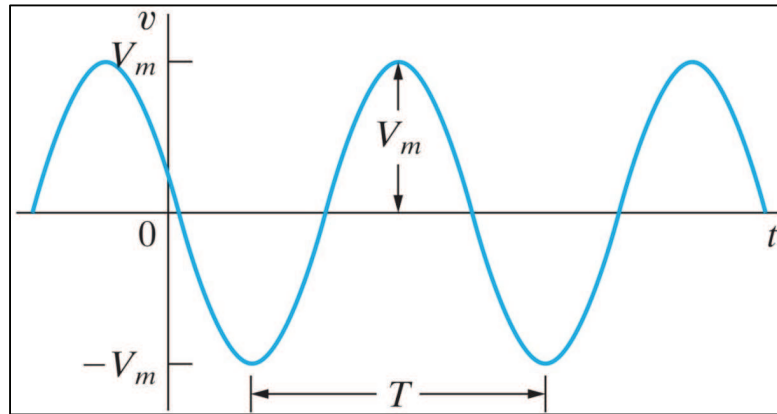
1. Harmonikler tv. alıcılarında tepe gerilim değerine etki ederek görüntü kalitesini etkilemektedir.
2. Floresan ve civa arklı lambalarda rezonans tan dolayı aşırı ısınmalar meydana getirir.
3. Bilgisayarların belirli bir harmonik distorsiyonun da çalışmaları gerekir.
4. Tristörlerin tetikleme zamanlarını etkileyerek zamanından önce veya sonra tetiklemelerine sebep olmaktadır.
5. Bu sayılan problemler baralar vasıtası ile diğer alıcılara ulaşabilir.
6. Mikro işlemcilerin besleme devrelerine girerek, programların yanlış işletilmesine neden olabilir.
7. Güç ölçen cihazlar saf sinüs dalgasına göre kalibre edildikleri için, yanlış ölçüm yapmalarına neden olabilirler.

1.3. Güç Sistemlerinde oluşan işaretin tanımı



Şekil 1.4. $i=10\sin(2\pi f t + \pi/4)$ gerilimine ait sinyal.

Şekil 1.4'te güç sistemlerinde karşılaşılan bir işarete ait değişim grafiği verilmiştir. Şekil 1.4'deki işaret $i=10\sin(2\pi f t + \pi/4)$ denkleminde elde edilmiştir. İşaretin ifadesini oluşturan matematiksel model işarete ait genlik, frekans ve faz değerlerini içermektedir. Güç sistemlerinde genel işaret modeli aşağıdaki yapıdadır.



Şekil 1.5. Güç sistemlerinde oluşan işaret örneği.

Şekil 1.5'deki işaretin matematiksel olarak modeli ve parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$v(t) = V_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.2)$$

V_m Genlik

$$\omega = 2\pi f \quad \text{Açısal frekans} \quad (1.3)$$

$$f = \frac{1}{T} \quad \text{frekans} \quad (1.4)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad \text{periyod} \quad (1.5)$$

φ faz açısı

Güç sistemlerinde işaretler ya akıma ait ya da gerilime aittir. İşaretin genlik değeri yatay eksen ile işaretin maksimum noktası arasındaki büyüklüktür. Frekans değeri $2 * \pi$ 'nin katları şeklinde oluşmaktadır. Faz değeri ise işaretin sıfır noktasından mı yoksa bu noktanın ilerisinden veya gerisinden mi geçtiğini ifade etmektedir. Faz değeri sıfır olan işaret sıfır noktasından, pozitif olan işaret yatay eksenin üzerinden, negatif olan işaret ise yatay eksenin altında ki bir değerden geçmektedir [9].

BÖLÜM 2. FREKANS KESTİRİMİ

2.1. Giriş

Frekans kestirimi elektrik enerjisinin iletiminin ve tüketiminin yapıldığı sistemlerde büyük önem arz etmektedir. Enerji üretim sistemlerinde alternatiflerin paralel çalışma şartlarında biri olan frekans eşitliği, paralel bağlama şartı olarak takip edilme zorunluluğu olan bir parametredir. Ayrıca enerji iletim ve dağıtımında güç kalitesini belirleyen parametrelerden birisi de harmonikler ve bu harmoniklerin frekanslarıdır. Güç sistemlerinde meydana gelen istenmeyen harmoniklerin yok edilme işleminde ve kompanzasyon uygulamalarında harmoniklerin ve frekanslarının tespit edilmesi önemli hale gelmiştir. Frekans tahmininde meydana gelen kararsızlıklar ve bu kararsızlıkların yok edilmesi gibi konularda çalışmalar uzun yıllar önce araştırılmaya başlanmıştır [10]. 1962 yılında işarete ait genlik ve zaman tahminlerinde iyileştirilme çalışmaları yapılmıştır [11].

Frekans kestirimi; bir sinyale ait parametrelerden sinyale ait frekansın ölçülmesi işlemidir[12]. Yaygın olarak kullanılan frekans kestirim yöntemlerinden sıfır geçiş tekniği kullanarak frekans kestirimi gerçekleştirilmiştir [13-15].

Newton yöntemini kullanarak frekans kestirimi ve işarete ait parametre hesaplamaları yapılmıştır [16-18]. Taylor yöntemi kullanılarak işaretin zaman veri analizi gerçekleştirilmiştir [19,20]. Fourier dönüşümü kullanılarak frekans analizi çalışmaları yapılmıştır [21-23]. Dalgacık dönüşümü kullanılarak frekans kestirimi yapılmıştır [24-26]. Prony yöntemi kullanılarak işarete ait frekans, faz, sönüm katsayılarının hesaplamaları gerçekleştirilmiştir [27,28]. Frekans kestiriminde çalışılan sinyaller, sinüsoidal ve sinüsoidal olmayan sinyaller olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Bu sinyaller sayısal analiz yöntemleri kullanılarak parametrelerine ayrılabilir. Frekans kestiriminde birçok sayısal analiz yöntemi kullanılmıştır. Yöntemlerin

uygulamasında kullanılan algoritmaların karmaşıklığı devamlı olarak frekans kestirimi yöntemleri üzerinde arayışlara neden olmuştur [31-32].

Frekans iki sıfır geçiş noktası arasındaki zaman aralığından hesaplanabilir. Ancak kullanılan zaman sayaçlarının performansı yüksek çözünürlükte olmadıklarından veya örnekleme frekansının düşük olmasından dolayı her zaman iyi değildir [33]. Sıfır geçiş yöntemlerinden biride işareti sinüs ve kosinüs bileşenlerine ayırdıktan sonra sıfır geçiş uygulamaktır [34].

İki sinyalin karakteristik noktaları arasındaki, zaman aralığının ölçülerek faz kayması sıfır geçiş yöntemi ile hesaplanmıştır [35]. Bazı zaman alan uygulama algoritmaları vardır. Bunlar faz yöntemi, veri bulma yöntemi, sıfır geçiş yöntemi gibi [36,37]. Birçok uygulama da karmaşık işlemler yerine, veri saymak daha kolay bir yöntemdir [38]. Newton-Raphson Yöntemi (NRM) verilere yüksek yakınsama hızı ve çeşitli değişkenler doğrusal olmayan fonksiyonlar çözme yeteneği sayesinde çok popülerlik kazanmıştır [39].

Newton-Raphson yöntemi ile karmaşık üstel sinyal parametrelerinin analizi başarıyla sağlanmıştır. Newton-Raphson iterasyon yöntemi ile hat şeklindeki bir işarete yaklaşım çok küçük hata ile sağlanabilmektedir [40,41].

Yöntemlerin uygulamasında kullanılan algoritmaların karmaşıklığı devamlı olarak frekans kestirimi yöntemleri üzerinde arayışlara neden olmuştur. Bu yapılan frekans kestirim yöntemleri arasındaki sayısal işlem olarak en sade olanı ve en az hata ile frekans kestirimi yapan yöntem başarılı yöntem olarak tespit edilmiştir [42,43].

2.2. Frekans kestirim yöntemleri

2.2.1. Fourier analizi

Fransız matematikçi Fourier kendini belirli aralıklarla tekrar eden bir dalga şekli olan dönemli (periyodik) dalga şeklinin tanımını yapmış ve harmoniklere sahip sinüsoidin, yani tüm frekansları temel frekansının (ilk harmonik) katları olarak bulunabilen, bir

serisi olarak açıklamıştır. Örneğin, 1 MHz., 2 MHz., 3 MHz. ve devamı şeklinde bir sinüsoid serisinin 1 MHz. Temel frekansı, 2 MHz. İkinci harmoniği ve devamı şeklinde frekansları içerir.

Zamanla değişen işaretler enerjilerini belirli frekanslarda taşırlar. Fourier analizi, ele alınan işaretin frekans davranışını irdeler. Frekans analizinde temel bağıntı

Zaman \times Band genişliği = Sabit şeklindedir.

1. Zamanda sonsuz süreli işaretin ($\sin \omega t$) enerjisi tek frekansta yoğunlaşır.
2. Zamanda anlık işaretlerin (dürtü ya da kısa darbe) enerjisi hemen tüm frekans eksenine yayılır.
3. Darbe şeklindeki işaretler geniş bantlıdır ve darbe süresi kısaldıkça frekans bandı genişler.
4. Darbesel bir işaret sonsuz sayıda sinüs işaretinin toplamından oluşmaktadır.

Fourier dönüşümü matematiksel olarak

$$S(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.1)$$

$$S(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} s(\omega) e^{-j\omega t} d\omega \quad (2.2)$$

şeklinde tanımlanır. Burada $s(t)$ haberi taşıyan işareti, $\omega=2\pi f$ açısal frekansı, $S(\omega)$ ise işaretin Fourier dönüşümünü gösterir. Matematiksel olarak tanımlanan ve frekans analizinde kullanılan bu dönüşüm incelendiğinde şu noktaların altını çizmek gerekir.

1. Fourier dönüşümü sürekli zaman işaretleri için tanımlanmıştır.

2. Bir işaretin frekans analizini yapabilmek için tüm zamanlarda gözlenmesi (sonsuz gözlem süresi) gerekir.
3. Bu koşullar altında verilen bir $S(t)$ işaretinin bütün frekans davranışı, Fourier dönüşümü ile bire bir belirlenir.
4. Matematiksel olarak istenen her frekansta ve frekans sıklığında çözüm elde edilebilir.

Fourier analizi, zaman işaretlerinin enerji işareti (zamanda sınırlı, örneğin Gauss darbesi) ya da güç işareti (zamanda sınırsız, örneğin sinüs işareti) olmasına, zamanda periyodik olup olmamasına göre değişik şekillerde yapılır. Fourier dönüşümü, Periyodik işaretlerde Fourier serilerine dönüşür.

Sonlu bir $T_1 \leq t \leq T_2$ aralığında bir $v(t)$ fonksiyonu,

$$v(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T_2 - T_1}\right) + B_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T_2 - T_1}\right) \quad (2.3)$$

şeklinde Fourier serisine açılabilir. Burada A_n ve B_n Fourier katsayılarıdır ve

$$A_0 = \frac{2}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} f(t) dt, \quad (2.4a)$$

$$A_n = \frac{2}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} v(t) \cos\left(\frac{2\pi n t}{T_2 - T_1}\right) dt \quad (2.4b)$$

$$B_n = \frac{2}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} v(t) \sin\left(\frac{2\pi n t}{T_2 - T_1}\right) dt \quad (2.4c)$$

denklemlerinden hesaplanabilir. Fourier seri açılımı sadece belirtilen aralıkta verilen fonksiyonu temsil etmektedir. Bu aralığın dışında fonksiyon tanımlanmamış olabileceği gibi herhangi bir değişime de sahip olabilir. Oysa Fourier seri açılımı bu aralık dışında periyodik olarak tekrarlanmaktadır. Elektrik enerjisi sağlayan şebeke gerilimi 20 ms. Aralıklar ile periyodik olarak tekrarlandığına göre Fourier serisi açılımının tüm periyotlarda işareti temsil edeceği görülmektedir.

Fakat bilimsel ve teknolojik uygulamalarda elde edilen ölçüm değerleri bir fonksiyon değil, belirli bir eleman sayısı olan sayısal bir dizidir. Dolayısı ile bu tür sayısal verilerin dönüşümlerinin de sayısal olarak yapılması gerekir. Sayısal Fourier dönüşümü (Discrete Fourier Transform, DFT) analitik dönüşümlerin tüm özelliklerini sağlar. Eğer bir ölçüme ilişkin N adet data değeri mevcut ise (örneğin bir elektriksel işaretin çeşitli zamanlarda ki değişimi ölçülmüş ise $k=1,2,3,\dots$ adet ölçüm sonucu $f_k = f_1, f_2, f_3 \dots$ dizisi oluşturulmuş ise bu dizinin sayısal Fourier dönüşümü F_h Fourier seri ve Fourier dönüşüm formülünden hareketle;

$$F_h = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f_k e^{-j2\pi kh/N} \quad h=0,1,2,3,\dots,N-1 \quad (2.5)$$

olarak tanımlanır.

Ters Fourier dönüşümün de yine aynı şekilde;

$$f_k = \sum_{h=0}^{N-1} f_h e^{-j2\pi kh/N} \quad h=0,1,2,3,\dots,N-1 \quad \text{olur.} \quad (2.6)$$

DFT için veri sayısında bir sınırlama yoktur. Mikro işlemci hızları arttıkça, DFT algoritması büyük sayıdaki veri değerlerini değerlendirme açısından cazipliğini koruyabilir. Ancak düşük hızda bir işlemci için büyük sayıda veriyi işleme sokmak, DFT algoritması için oldukça zamana ihtiyaç gerektireceğinden pek tercih edilmez. Ölçüm sayısının çok sayıda olduğu işlemlerde hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) tercih edilmelidir. FFT algoritmasının uygulanabilmesi için veri sayısının 2^n olması gerekir. Bu özellik FFT'nin, DFT'ye göre bir dezavantajdır, zira DFT' de data sayısında bir kısıtlama bulunmamaktadır. Eğer FFT'de veri sayısında eksiklik olursa ve veriler '0' a doğru yakınsıyor ise ilk yol eksik verileri '0' ile

doldurmaktır. Böyle bir durum söz konusu değil ise veriler içinden uygun olanları atarak veri sayısını 2^n ye çekmektir. Diğer bir yaklaşım interpolasyon yaparak yeni veriler üretmektir [44-47].

2.2.1.1. Ayrık Fourier dönüşümü

Ayrık Fourier dönüşümünü (DFT), bir işaretin frekans spektrumunun sembolik olarak (çoğunlukla kâğıt-kalem) ile bulunmasında kullanılmaktadır. Sayısal işaret işlemenin temeli ise işlem, yani hesaba dayandığından ve işlevlerin hesapsal yöntemlerle gerçekleştirilmesi esas alındığından birçok durumda frekans spektrumunun da hesapsal yöntemlerle (işlemci veya bilgisayarda) elde edilmesi gerekmektedir. Bir işaretin frekans spektrumunun hesapsal yöntemlerle bulunacağı durumlarda ise iki noktada ayrık zamanlı Fourier dönüşümünde sorun yaşanmaktadır.

1. Ayrık zamanlı Fourier dönüşümü sonsuz bir toplam olarak tanımlanmaktadır, fakat hesapsal yöntemlerin kullanılabilmesi için toplamın sonlu olması gerekmektedir.
2. Ayrık zamanlı Fourier dönüşümü ayrık zamanlı frekansa bağlı sürekli bir fonksiyon vermektedir. Hesapsal yöntemler için ayrık değerler ile çalışan bilgisayar veya sayısal işaret işleyiciler kullanıldığından sürekli bir fonksiyonun hesaplanması mümkün değildir.

Pratikte kullanılan tüm işaretler sınırlı sayıda örnek değerine sahip olduğundan Fourier hesabı işaretin tanımlı olduğu aralık ile sınırlandırılmakta ve bu sayede hesapsal açıdan DFT tanımındaki birinci problemin üstesinden gelinebilmektedir. Bir ayrık zaman işareti sadece $n=n_1$ ile $n=n_2$ arasında tanımlı ve bu aralık dışında işaret değerleri yok (veya sıfır) ise işaretin Fourier dönüşümü;

$$X(e^{j\Omega}) = \sum_{n=n_1}^{n_2} x[n]e^{-j\Omega n} \quad (2.7)$$

şeklini almaktadır. Pratikte kullanılan bütün işaretler sınırlı bir aralıkta tanımlı olduğundan Fourier dönüşümü de sonlu bir toplama dönüşmektedir. Bu ifade açılacak olursa;

$$X(e^{j\Omega}) = x[n_1]e^{-j\Omega n_1} + x[n_1 + 1]e^{-j\Omega(n_1+1)} + \dots + x[n_2]e^{-j\Omega n_2} \quad (2.8)$$

elde edilmektedir. Burada n_1, \dots, n_2 değerleri belli olan ayrık zaman indisleri $x[n_1], \dots, x[n_2]$ aynı şekilde değerleri bilinen işaret örnekleri olduğundan bu toplamın hesaplanabilmesi için sadece ayrık zaman frekansını gösteren Ω değişkeninin belirli bir değer alması gerekmektedir. Dolayısıyla Fourier dönüşümünün sonlu diziler için hesaplanabilmesi için ayrık zaman frekansına değer verilmesi, yani Fourier dönüşümünün hesapsal yöntemlerle elde edilmesi için istenen her bir frekans değeri için Fourier dönüşümünün hesaplanması gerekmektedir.

Örneğin sınırlı sayıda örneğe sahip bir işaretin Fourier dönüşümü $\Omega = \pi/10$ frekansı için;

$$X(e^{j\pi/10}) = \sum_{n=n_1}^{n_2} x[n]e^{j\pi/10} \quad (2.9)$$

Şeklini almakta ve bu ifade kolayca hesaplanabilmektedir. Bu nedenle Fourier dönüşümünün hesapsal yöntemler ile bulunduğu durumlarda mutlaka hesaplamının gerçekleştirileceği frekans değerlerinin belirlenmesi gerekmektedir.

Bir işaretin frekans spektrumu hesaplanırken 2π ile periyodik olan ayrık zamanlı frekansın bir periyodunun dikkate alınması yeterlidir. Frekans spektrumu hesabı sırasında N adet frekans değeri için hesaplama yapılacaksa eğer bu frekans değerlerinin 2π lik temel frekans bölgesinde eşit aralıklı seçilmesi mantıklıdır. Ayrık zamanlı frekans spektrumunun 2π lik temel frekans bölgesinde N adet eşit aralıklı frekans değeri,

$$\Omega = \frac{2\pi}{N}k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.10)$$

olarak bulunmaktadır.

Fourier dönüşümünün N adet ayrık frekans değeri için hesaplanması;

$$X[k] = X(e^{j\Omega})_{\Omega=2\pi k/N} = \sum x[n]e^{-j(2\pi/N)kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.11)$$

Formül 2.11' deki şekil'de ifade edilmektedir. Burada k tamsayı 2π lik temel frekans bandındaki ayrık frekans değerlerini ifade etmektedir ve frekans indisi olarak adlandırılmaktadır. Fourier dönüşümü N adet karmaşık Fourier dönüşüm değeri $X[k]$ elde edilmektedir.

Ters ayrık zamanlı Fourier dönüşümü ise;

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} X(e^{j\Omega})e^{j\Omega n} d\Omega \quad (2.12)$$

olarak tanımlandığından $\Omega = \frac{2\pi}{N}k$ değişimi için $d\Omega = \frac{2\pi}{N}dk$ olarak bulunmakta, ayrık değerler ile işlem yapıldığından integral operatörü toplam operatörüne dönüşmekte ve bu durumda ters Fourier dönüşümü,

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k]e^{j(2\pi/N)kn} \quad (2.13)$$

şeklini almaktadır.

Artık hesaplamalar ayrık frekans değerleri ile yapıldığından Fourier dönüşümü ve ters Fourier dönüşümünde kullanılan karmaşık üstel işaretler;

$$\begin{aligned}
e^{j(2\pi/N)kn} &= e^{j(2\pi/N)k(n+N)} \\
e^{-j(2\pi/N)kn} &= e^{-j(2\pi/N)k(n+N)}
\end{aligned}
\tag{2.14}$$

şeklinde N ile periyodik olmaktadır. Bu nedenle ayrık frekans değerlerinde hesaplanan Fourier dönüşümünde $x[n]$ işaretinin en fazla N adet değeri kullanılmaktadır. Pratikte kullanılan işaretler sınırlı sayıda örneğe sahip olduğundan ayrık frekans değerleri için Fourier dönüşümü hesaplanırken kullanılan N değeri temel olarak tüm işaret değerlerini kapsayacak şekilde işaretin toplam örnek sayısına eşit veya büyük alınmaktadır.

Fourier dönüşüm değerleri $X[k]$, k değişkenine bağlı ayrık bir işaret yani bir dizi şeklini almaktadır. Bu nedenle ayrık frekans değerlerinde hesaplanan Fourier dönüşümü Ayrık Fourier Dönüşümü olarak adlandırılmaktadır.

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-jk(2\pi/N)n} \quad k=0,1,\dots,N-1
\tag{2.15}$$

Ters Ayrık Fourier dönüşümü ise

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{-jk(2\pi/N)n} \quad n=0,1,\dots,N-1
\tag{2.16}$$

şekilde tanımlanır [48,49].

2.2.1.2. Hızlı Fourier dönüşümü

Ayrık Fourier dönüşümünün hızlı bir biçimde hesaplanmasına olanak tanıyan yöntemler, hızlı Fourier dönüşümü (fast Fourier transform, FFT) olarak adlandırılmaktadır. Hızlı Fourier dönüşümü, ayrık Fourier dönüşümünün işaret işleme uygulamalarında yaygın olarak kullanılabilmesini sağlamaktadır.

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j(2\pi/N)kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.17)$$

tanımından hesaplanabilmektedir. Bu durumda dönüşümün her k değeri için N adet karmaşık çarpma ve $N-1$ adet karmaşık toplama işlemi yapılması gerekmektedir. N -noktalı bir AFD için bu işlem miktarı N^2 ile orantılı bir hesap yükü anlamına gelmektedir.

Ayrık Fourier dönüşümündeki faz faktörü,

$$W_N = e^{-j(2\pi/N)} \quad (2.18)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Faz faktörünün simetri ve periyodiklik özellikleri kullanılarak, ayrık Fourier dönüşümünün daha verimli hesaplanabilmesi mümkün olmaktadır.

Faz faktörünün simetri özelliği

$$W_N^{k+N/2} = -W_N^k \quad (2.19)$$

İlişisini periyodiklik özelliği de

$$W_N^{k+N} = W_N^k \quad (2.20)$$

İlişisini vermektedir.

Hızlı Fourier dönüşümü, ayrık Fourier hesabı için faz faktörünün simetri ve periyodiklik özelliğinden faydalanılarak hızlı bir hesaplama sağlamaktadır.

Hızlı Fourier dönüşümü (HFD) yöntemleri iki ana grupta sınırlandırılmaktadır:

1. Zamanda örnek seyreltme yöntemleri

2. Frekansta örnek seyreltme yöntemleri [50].

2.2.1.3. Dalga analizi

Fourier analizi kendini belirli aralıklarla tekrar eden bir dalga şekli olan dönemli (periodyk) dalga şeklinin tanımını yapmış ve harmoniklere sahip sinüsoidin, yani tüm frekansları temel frekansının (ilk harmonik) katları olarak bulunabilen, bir serisidir. Genelde herhangi bir dönemli dalga şekli $f(t)$;

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + \dots + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + b_3 \sin 3\omega t + \dots \quad (2.21)$$

veya;

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2.22)$$

şeklinde gösterilir. Burada $a_0/2$ bir sabittir ve $f(t)$ 'nin DC (ortalama) bileşenini verir. Böylece, $f(t)$ bir $v(t)$ voltajı veya bir akım değeri $i(t)$ 'yi gösteriyorsa $a_0/2$ terimi $v(t)$ veya $i(t)$ 'nin ortalama değeridir. a_1 ve b_1 katsayıları ω 'nın temel frekans bileşenlerini gösterir. Benzer şekilde a_2 ve b_2 katsayıları ω 'nın ikinci harmonik bileşenlerini gösterir ve diğer katsayılar da diğerlerine benzerdir. Genelde, farklı frekansta birden fazla sinüzoidin toplamı bir dalga şeklini verir.

Eşitlik 2.22'deki a_n ve b_n katsayılarını hesaplamak zor değildir, çünkü sinüs ve kosinüs ortogonal işlevlerdir. 0'dan 2π 'ye entegral altında sinüs ve kosinüs işlevlerinin çarpımı sıfırdır. Şimdi bunun ispatını yapalım.

$$\int_0^{2\pi} \sin mt dt = 0 \quad (2.23)$$

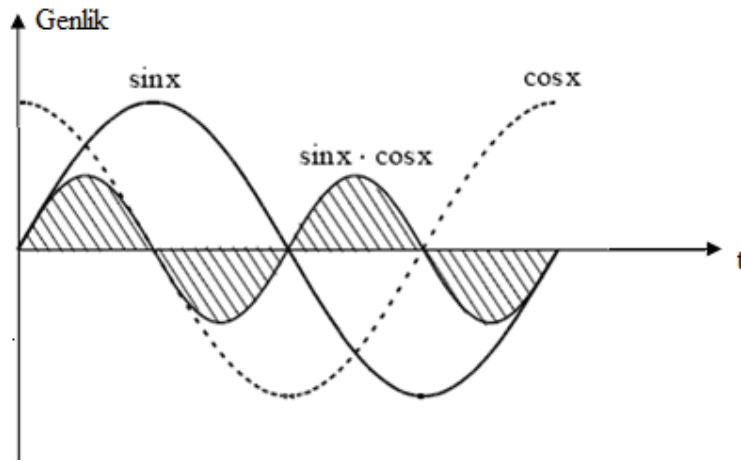
$$\int_0^{2\pi} \cos mt dt = 0 \quad (2.24)$$

$$\int_0^{2\pi} (\sin mt)(\cos nt) dt = 0 \quad (2.25)$$

Eşitlik 2.23 ve 2.24 sıfırdır, çünkü 0'dan 2π 'ye altında kalan alan sıfırdır. Dolayısıyla, Eşitlik 2.25'te sıfırdır, çünkü;

$$\sin x \cdot \cos y = \frac{1}{2} [\sin(x+y) + \sin(x-y)]$$

Bu durum Şekil 2.1'de açıkça görülmektedir ve Şekil 2.1 incelendiğinde zaman ekseninin altında kalan alanın sıfır olduğu açıkça görülür.



Şekil 2.1. $\int_0^{2\pi} (\sin mt)(\cos nt) dt = 0$ grafiksel ispatı.

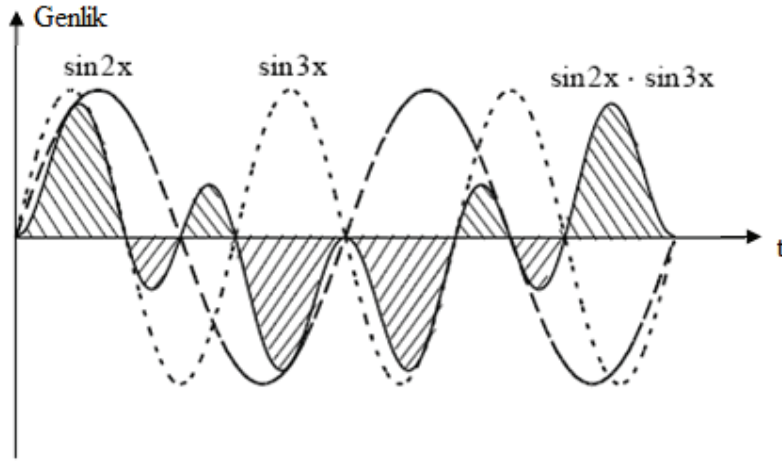
Buna ek olarak, m ve n farklı tamsayılar ise

$$\int_0^{2\pi} (\sin mt)(\sin nt)dt = 0 \quad (2.26)$$

Çünkü

$$\sin x \cdot \sin y = \frac{1}{2} [\cos(x+y) - \cos(x-y)] \quad (2.27)$$

Eşitlik 2.27'deki integral, $m=2$ ve $n=3$ için Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Şekil 2.1'den de görüleceği gibi zaman eksenin altında kalan alan sıfırdır.



Şekil 2.2. $m=2$ ve $n=3$ için $\int_0^{2\pi} (\sin mt)(\sin nt)dt=0$ in grafiksel ispatı .

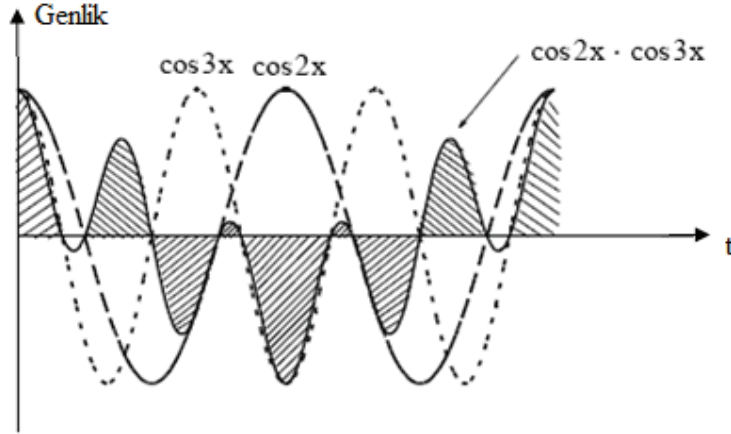
Benzer şekilde, eğer m ve n farklı tamsayılar ise

$$\int_0^{2\pi} (\cos mt)(\cos nt)dt = 0 \quad (2.28)$$

Çünkü;

$$\cos x \cdot \cos y = \frac{1}{2} [\cos(x+y) + \cos(x-y)] \quad (2.29)$$

Eşitlik 2.29'deki integral, $m=2$ ve $n=3$ için Şekil 2.3'te gösterilmiştir. Şekil 2.2'den de görüleceği gibi zaman ekseninin altında kalan alan sıfırdır.



Şekil 2.3. $m=2$ ve $n=3$ için $\int_0^{2\pi} (\cos mt)(\cos nt)dt=0$ in grafiksel ispatı .

Eğer Eşitlik 2.28 ve 2.29'daki $m= n$ ise

$$\int_0^{2\pi} (\sin mt)^2 dt = \pi \quad (2.30)$$

ve

$$\int_0^{2\pi} (\cos mt)^2 dt = \pi \quad (2.31)$$

şeklinde dir.

Eşitlik 2.30 ve 2.31'in grafiksel olarak çizimi Şekil 2.2 ve 2.3'te gösterilmiştir. Daha önceden de belirttiğim gibi, sinüs ve kosinüs işlevleri birbirleri ile birim diktir. Bu basitleştirme, sinüs ve kosinüs işlevlerinin birim diklik özelliklerinin uygulamalarından bulunur. Basitleştirmek için Eşitlik 1'de $w=1$ alınırsa;

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + a_1 \cos t + a_2 \cos 2t + a_3 \cos 3t + \dots + b_1 \sin t + b_2 \sin 2t + b_3 \sin 3t + \dots \quad (2.32)$$

Eşitlik 2.32'deki herhangi bir katsayıdan biri olan, örneğin b_2 katsayısını bulmak için bu eşitliğin her iki tarafını $\sin 2t$ ile çarpalım.

$$f(t) \sin 2t = \frac{1}{2}a_0 \sin 2t + a_1 \cos t \sin 2t + a_2 \cos 2t \sin 2t + \dots + b_1 \sin t + b_2 \sin 2t + b_3 \sin 3t + \dots \quad (2.33)$$

Sonra, eşitliğin her iki tarafını dt ile çarpalım ve her iki tarafın 0 'dan 2π 'ye integrali alımsa,

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} f(t) \sin 2t dt &= \frac{1}{2}a_0 \int_0^{2\pi} \sin 2t dt + a_1 \int_0^{2\pi} \cos t \sin 2t dt + a_2 \int_0^{2\pi} \cos 2t \sin 2t dt + \dots \\ &+ b_1 \int_0^{2\pi} \sin t \sin 2t dt + b_2 \int_0^{2\pi} (\sin 2t)^2 dt + \dots \end{aligned} \quad (2.34)$$

Bu eşitlik incelendiğinde sağ taraftaki

$$b_2 \int_0^{2\pi} (\sin 2t)^2 dt \quad (2.35)$$

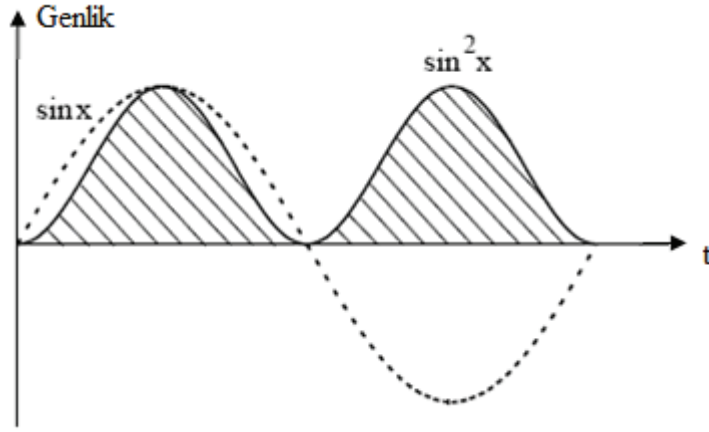
terimi dışındaki tüm terimlerin sıfır olduğu açıktır. Böylece bu eşitlik

$$\int_0^{2\pi} f(t) \sin 2t dt = b_2 \int_0^{2\pi} (\sin 2t)^2 dt = b_2 \pi \quad (2.36)$$

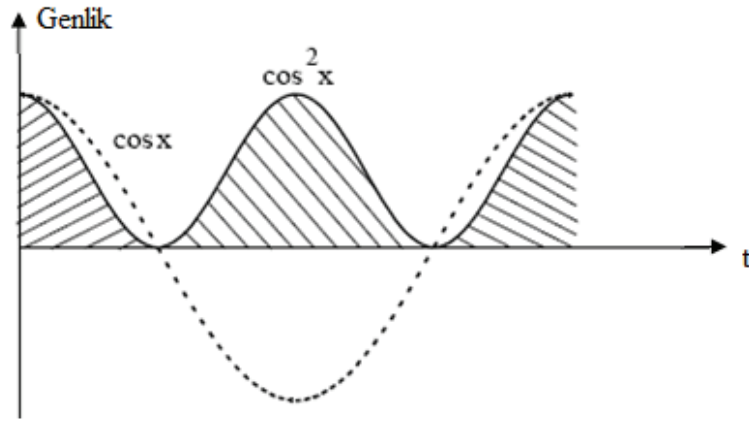
veya

$$b_2 \int_0^{2\pi} f(t) \sin 2t dt \quad (2.37)$$

şekline indirgenebilir. Böylece, herhangi bir işlev $f(t)$ 'nin integrali kolayca hesaplanabilir ve kalan katsayılar benzer şekilde bulunabilir.



Şekil 2.4. $\int_0^{2\pi} (\sin mt)^2 dt = \pi$ in grafiksel ispatı.



Şekil 2.5. $\int_0^{2\pi} (\cos mt)^2 dt = \pi$ 'nin grafiksel ispatı.

Aynı adımlar diğer katsayılar için birer birer uygulandığında a_0 , a_n ve b_n katsayıları aşağıdaki gibi bulunur [51].

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) dt \quad (2.38)$$

$$b_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin ntdt \quad (2.39)$$

2.2.1.4. Trigonometrik Fourier serilerinde simetri

Bilimde ve mühendislikte ortalama, sinüs, kosinüs gibi terimler sıklıkla kullanılır. Bazı dalga şekilleri sadece kosinüs veya sadece sinüs terimleri içerir. Bazıları ise sadece DC bileşene sahiptir. Trigonometrik Fourier terimlerinin hesaplaması verilen dalga şeklinin simetrisine bakarak yapılabilir. Burada bahsedeceğimiz üç tip simetri şekli vardır. Bunlar:

Tek simetri: Eğer bir dalga şekli tek simetriye sahip yani tek işlev ise, bu seri sadece sinüs terimlerine sahiptir. Başka bir deyişle, $f(t)$ tek işlev ise, a_0 katsayısını içeren ait katsayılarının hepsi sıfır olacaktır.

Daha önceki tanımlamalardan da bilindiği gibi, tek işlev $-f(-t) = f(t)$, çift işlev ise $f(-t) = f(t)$ 'dir. İki tek ile veya iki çift işlevin çarpımı çift işlevdir, oysaki bir tek ve bir çift işlevin çarpımı tek işlevdir. Ayrıca, bir tek ve bir çift işlevin toplamı ya da farkı ne çift nede tek olan bir işlev olacaktır.

Şimdi yarım dalga simetri ne demek ona bakalım. Daha önceden de bildiğiniz gibi, herhangi bir T dönemli dönemselsel işlev, $f(t) = f(t+T)$ şeklinde tanımlıdır. Yani, herhangi bir t anında $f(t)$ 'nin değeri, $t+T$ anındaki $f(t)$ değeri ile aynı olacaktır.

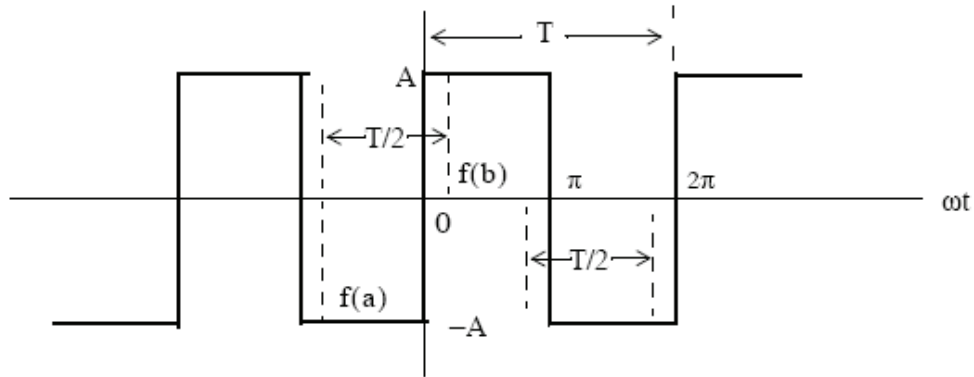
Çift simetri: Eğer bir dalga şekli çift simetriye sahip yani çift işlev ise, bu seri sadece kosinüs terimlerine sahiptir ve a_0 katsayısı sıfır olabilir veya olmayabilir. Başka bir deyişle, $f(t)$ çift işlev ise, katsayılarının hepsi sıfır olacaktır.

Yarım dalga simetri: Eğer bir dalga şekli yarım dalga simetriye sahipse, sadece tek harmonikler (tek sinüs ve tek cosinüs) olacaktır. Başka bir deyişle, çift (çift cosinüs ve çift sinüs) harmonikler sıfır olacaktır.

$$-f(t+T/2) = f(t) \quad (2.40)$$

ise, T dönemli bir dönemsiz işlev yarım dalga simetriye sahiptir. Yani, dalga şeklinin negatif yarı çevrim şekli pozitif yarı çevrim ile aynı olacaktır, tek farkı ters çevrilmiş olmasıdır. Şekil 2.6'da bu durum örnekle gösterilmiştir..

Kare dalga da simetri: Şekil 2.6'daki kare dalgayı inceleyelim. Dönemi T 'dir ve ortalama değeri sıfırdır. Bu nedenle, a_0 sıfırdır. Bu dalga şekli orijine göre simetriye sahip olduğu için tek işlevdir ve yarım dalga simetriktir.

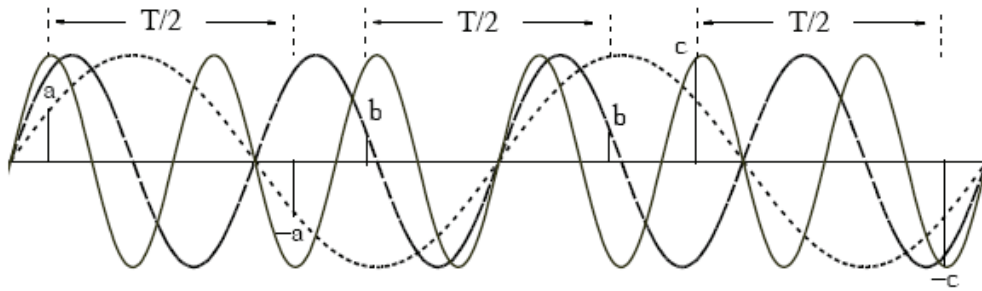


Şekil 2.6. Kare dalga üzerinde yarım dalga simetri testi.

Yarım dalga simetriyi test etmek için kolay bir yöntem şu şekilde açıklanabilir. Önce zaman ekseninde yarım dönemi $T/2$ olarak orijine göre sol ve sağda $f(a)$ ve $f(b)$ gibi iki nokta belirlenir (bakınız Şekil 2.6). Eğer yarım dalga simetri varsa, bu iki değer aynı olacaktır. Tek fark ters işaretli olmalarıdır.

Temel, ikinci ve üçüncü harmoniklerdeki simetri: Şekil 2.7'de tipik bir sinüs dalganın temel, ikinci ve üçüncü harmonikleri gösterilmiştir. Şekilden de görülebileceği gibi yarım dönem $T/2$ seçilmiştir. Bu temel, ikinci ve üçüncü

harmonikler için yarım dalga simetrisinin test edilmesinde gereklidir. Temel harmonik yarım dalga simetrik çünkü $T/2$ 'ye göre baktığımızda (sağ ve sol taraflarına) a ve $-a$ değerleri aynı ve ters işaretlidir. İkinci harmonik yarım dalga simetrik değildir çünkü orijinin solundaki ve sağındaki b , aynıdır ancak ters işaretli değildir. Üçüncü harmonik yarım dalga simetrik çünkü benzer şekilde orijine göre c katsayıları ters işaretli ve aynı değerlidir. Bu dalga şekilleri pozisyon ve orijine göre ne tek ne de çift işlevlerdir. Ayrıca, bu üç dalga şekli yatay eksen yukarı veya aşağı hareket ettirilmedikçe sıfır ortalama değere sahiptir.



Şekil 2.7. Yarım dalga simetri testi için temel, ikinci ve üçüncü harmonikler.

Temel trigonometrik Fourier seri katsayıları eşitliklerine dönersek, a_n ve b_n katsayıları için integral limitleri 0 'dan 2π 'ye yani bir T dönemi olarak verilmiştir. Doğal olarak, integral sınırları $-\pi$, π arasında seçilir ve verilen dalga şekli çift veya tek veya yarım dalga simetriye sahipse a_n ve b_n katsayıları 0 'dan π 'ye integrale edilerek hesaplanır ve bulunan değer 2 ile çarpılır. Eğer dalga şekli yarım dalga simetrik ve çift veya tek işlev ise, a_n ve b_n katsayıları 0 'dan $\pi/2$ 'ye integrale edilerek hesaplanır ve bulunan değer 4 ile çarpılır. Bunun ispatı çok basittir çünkü iki çift ve tek işlevin çarpımı yine çifttir [51].

2.2.1.5. Fourier serilerinin trigonometrik dalga formu

Trigonometrik seriler sadece sinüs fonksiyonu içeriyor ise tek fonksiyon olarak isimlendirilirler. Bu dalga şekli yarım dalga simetrisine sahip ise sadece bu dalganın içerisinde tek harmonikler bulunacaktır. Bu ifadeyi doğrulamak için tüm katsayıları hesaplırsak, ayrıca $w=1$ alınırsa;

a_i katsayılarını şu şekilde hesaplayabiliriz;

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos ntdt = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} A \cos ntdt \right] + \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (-A) \cos ntdt = \\
 &= \frac{A}{n\pi} (\sin nt \Big|_0^{\pi} - \sin nt \Big|_{\pi}^{2\pi}) = \frac{A}{n\pi} (\sin n\pi - 0 - \sin n2\pi + \sin n\pi) = \frac{A}{n\pi} (2 \sin n\pi - \sin n2\pi)
 \end{aligned}
 \tag{2.41}$$

n pozitif veya negatif tam sayı veya 0' dır. Yukarıdaki formülün ikinci satırında ki parantez içindeki terim 0 olduğu için bütün a_i 'li terimler 0'dır. Çünkü tek simetriye sahip olan dalgalarda a_i 'li terimler cos terimlerinden oluştuğu için sıfır değerini alırlar. Aynı zamanda DC bileşende sıfır değerini alır.

b_n 'li terimler hesaplanırsa;

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin ntdt = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} A \sin ntdt \right] + \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (-A) \sin ntdt = \\
 &= \frac{A}{n\pi} (-\cos nt \Big|_0^{\pi} + \cos nt \Big|_{\pi}^{2\pi}) = \frac{A}{n\pi} (-\cos n\pi + 1 + \cos n2\pi - \cos n\pi) = \frac{A}{n\pi} (1 - 2 \cos n\pi + \cos n2\pi)
 \end{aligned}
 \tag{2.42}$$

$n=$ çift sayılar için;

$$b_n = \frac{A}{n\pi} (1 - 2 + 1) = 0
 \tag{2.43}$$

$n=$ tek sayı ise;

$$\begin{aligned}
b_n &= \frac{A}{n\pi} (1+2+1) = \frac{4A}{n\pi} \\
b_1 &= \frac{4A}{\pi} \\
b_3 &= \frac{4A}{3\pi} \\
b_5 &= \frac{4A}{5\pi} \\
&\dots\dots
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Tek simetrik trigonometrik Fourier serisinin gösterilişi şu şekildedir.

$$f(t) = \frac{4A}{\pi} (\sin wt + \frac{1}{3} \sin 3wt + \frac{1}{5} \sin 5wt + \dots) = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=tek} \frac{1}{n} \sin wt \tag{2.45}$$

Trigonometrik yarım dalga simetrisine sahip tek fonksiyonlar yukarıdaki formül ile ifade edilmektedir.

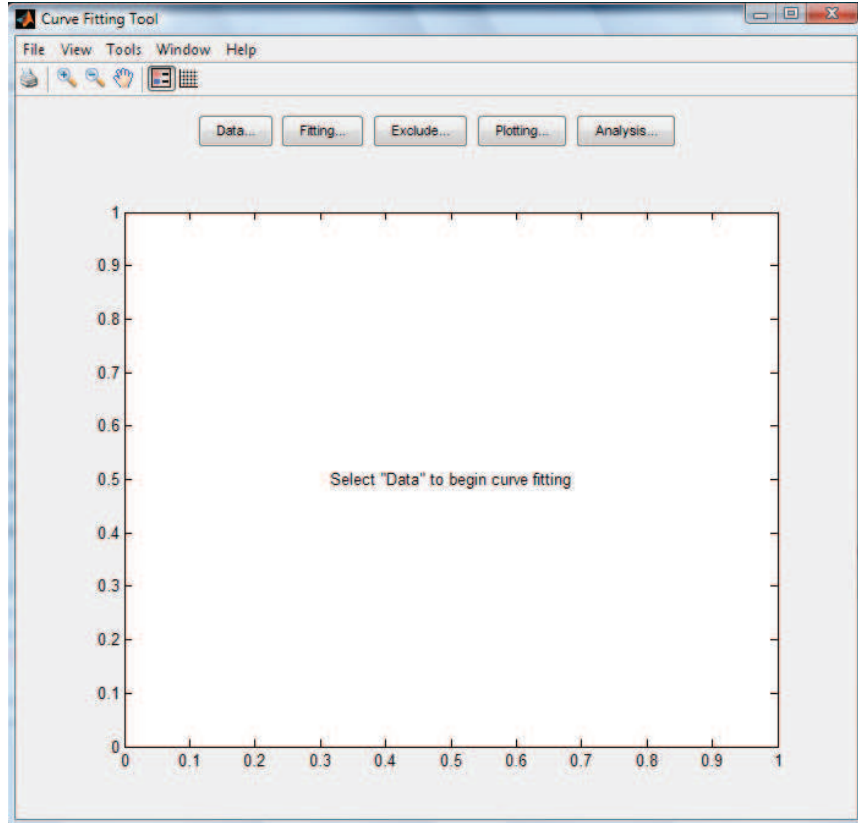
Güç sistemlerinde oluşan harmonik içerikli işaretlerin ifade şekli de trigonometrik sinüs serisi ile aynı olduğu için herhangi bir harmonik içerikli işaret trigonometrik sinüs serisi ile ifade edilebilmektedir [52,53].

Sinüslerin toplamından oluşan bu seri matlab yazılımı ile Toolbox haline getirilmiştir. Bu Toolbox kullanılarak veri setimizi en iyi şekilde ifade edecek, en az veri kaybı ile verilerimizden geçecek işaret üretilmiştir.

2.2.2. Matlab eğri uydurma araç kutusu (curve fitting toolbox)

Curve Fitting Toolbox yazılımı verilerin analiz ve modelleme yöntemlerine bir farklılık getirmektedir. Bu uygulama aşağıda sistematik olarak sunulmuştur.

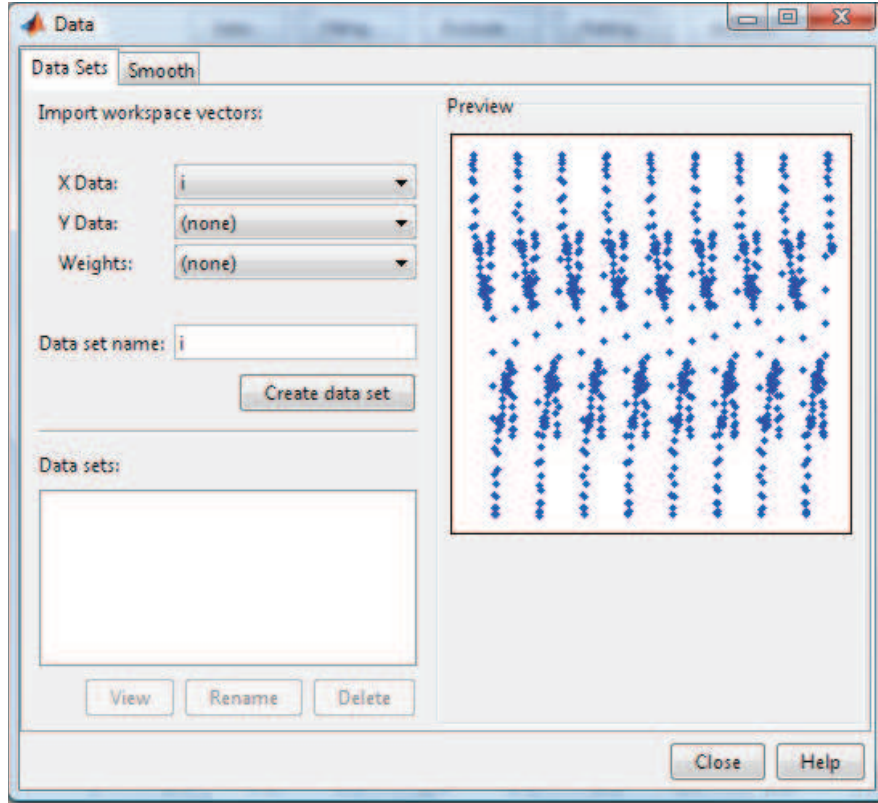
Matlab ortamında iken matlab komut satırına cftool komutu yazılarak curve fitting tool açılır.



Şekil 2.8. Eğri uydurma ara yüz programı.

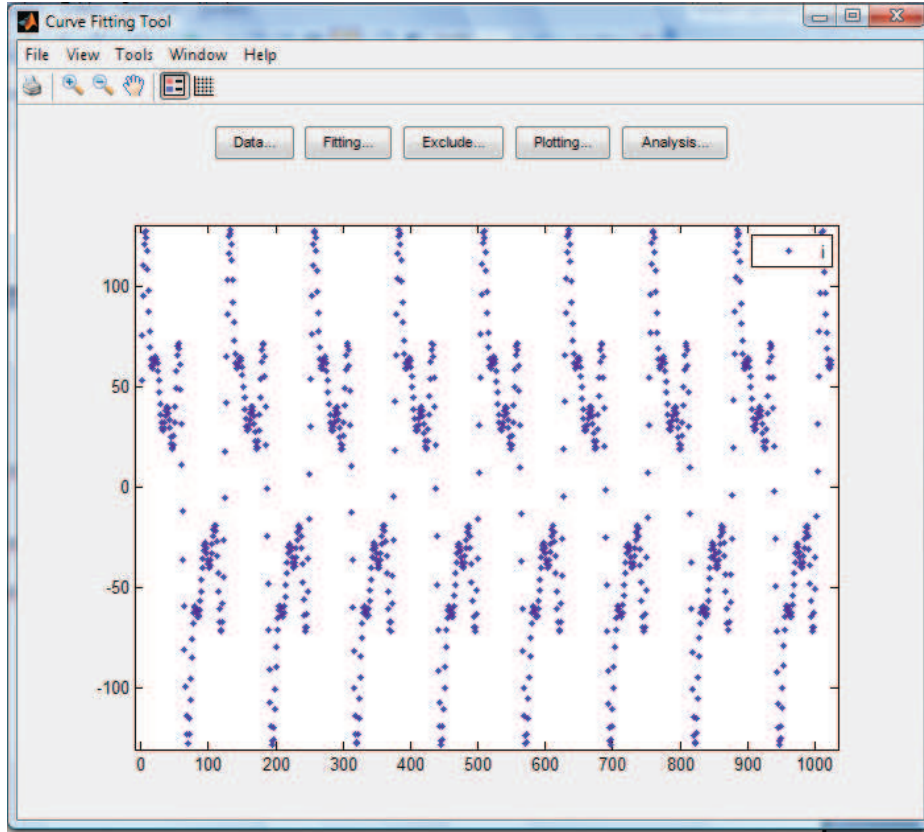
Bu açılan Şekil 2.8'deki matlab tool penceresi verilerin matlaba yüklenmesi ve eğrinin elde edilmesinde ara yüz olarak yardımcı olmaktadır. Veriler excel veya notpad ortamında kayıtlı ise matlab ortamına alınarak, .mat uzantılı dosya halinde kayıt edilerek işlem yapmaya hazır hale getirilir. Verilerin yüklenmesi için matlab ortamına kayıt edilen veriler yükleme komutu ile çalışma ortamına alınmış olur.

Veri seti isim verilerek kayıt edilir ve veri seti oluşturularak veri penceresinden gözlemlenir.



Şekil.2.9. Verilerin pencereye alınması ve veri dağılımı.

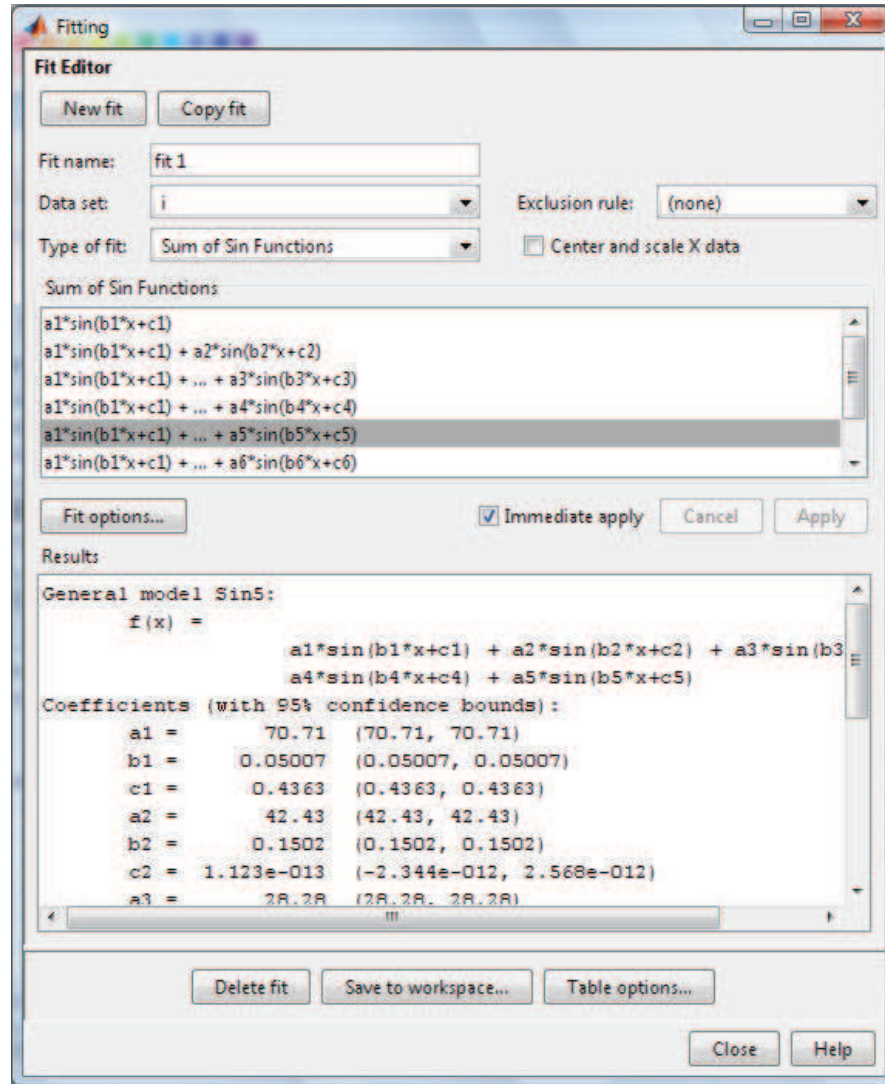
Şekil 2.9 'daki data set name veri kutucuğunda seçilmiş olan veri dosyasının başlığı görüldükten sonra create data set tuşu ile aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi veriler pencere de görüntülenir. Verilerin dağılımı x eksenine referans alınarak yerleştirilmiştir.



Şekil 2.10. Verilerin veri numarasına göre penceredeki yerleşimi.

Yukarıdaki Şekil 2.10'da zamanda örneklenmiş olan veriler gözlemlenmektedir. Yatay eksen verilerin kayıt numarasını 1' den başlayarak 1024 adet olmak üzere göstermektedir. Dikey eksen ise verilere ait oluşacak sinyalin genlik değerlerini ifade etmektedir.

Bu aşamadan sonra 'Fitting' tuşu yardımı ile denklemleri elde edebileceğimiz menüyü açarak sinyali en az veri kaybı olacak şekilde oluşturulur.



Şekil 2.11. Eğri Uydurma Modelinin belirlenmesi ve denklemin ifadesi.

Açılan Şekil 2.11'deki bu Eğri uydurma penceresinden new fit komutu ile yeni bir uygulama oluşturabilir. Burada oluşturulan uygulamaya fit1 ismi verilmiştir. Pencereden veri işlemede kullanılacak veriler seçilir.

Type of fit (uygun modelin seçimi) komut penceresinden eğrinin elde edilmesi için gerekli olan denklem modeli seçilir. Modelin seçilmesinde dikkat edilmesi gereken en önemli konu veri kaybının en az seviyede olacağı bir modelin tercih edilmesidir. Güç sistem analizinde kullanılan denklemler genellikle sinüs veya cosinüs fonksiyonlarının toplamı şeklinde ve periyodik bir yapıda olduğu için sinüslerin toplamı yöntemi tercih edilerek eğri uydurma işlemi gerçekleştirilmiştir.

Type of fit menüsünü kullanarak nasıl bir matematiksel model oluşturacağımıza karar verilir.

Modeller

1. Gaussian
2. İnterpolant
3. Polinomial
4. Power
5. Rational
6. Smoting Spline
7. Sum of sin function
8. Weibull

Sinüslerin Toplamı (Sum of Sines)

Sinüslerin toplamı modeli ile eğri elde etme yöntemi, periyodik fonksiyonların eğrilerini elde etmede kullanılan bir yöntemdir.

Elde edilen verilerle, a genlik, b frekans ve c faz değerlerini ifade edecek şekilde denklem oluşturulmaktadır. Bu denklem Fourier serileri ile direk ilgilidir.

Temel fark sinüslerle denklemin toplamı modeli, sabit faz içeren bir sabit terimi içermemesidir.

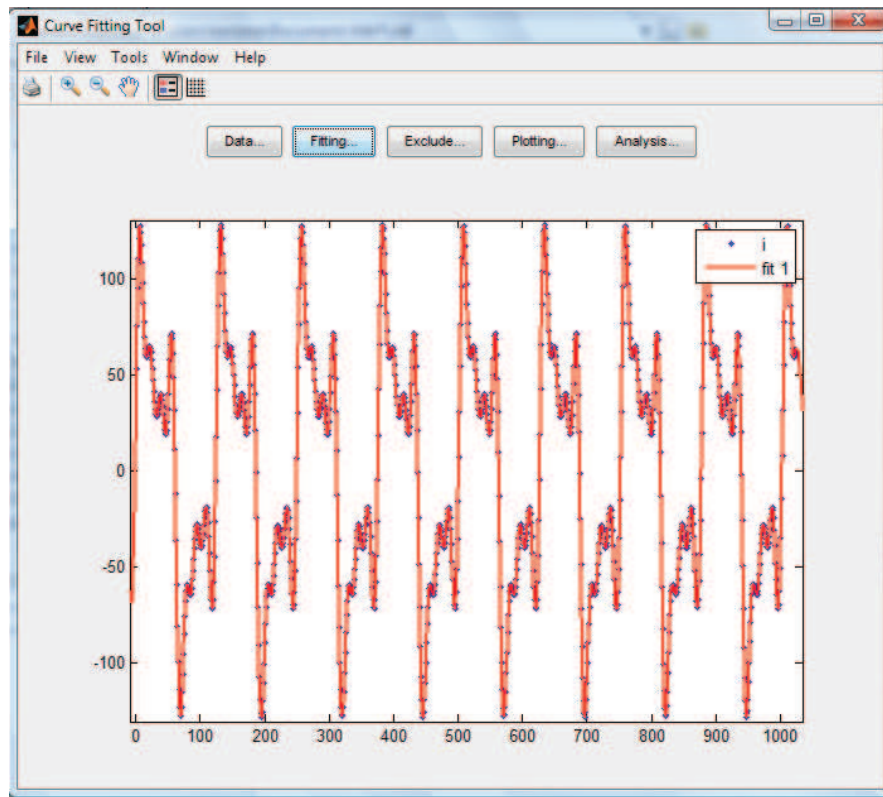
Bu modeller seçilirken veri kaybı en az olacak şekilde bir matematiksel modelle verileri ifade etmek uygun olacaktır. Aynı zamanda matematiksel modelin sunacağı yapı çalışmalarımızla uygunluk içermelidir.

Güç sistemlerindeki işaretlerin yapısı aşağıdaki modelde olduğu gibi sinüslerin toplamı şeklinde ifade edilmektedir.

$$f(x) = a_1 \sin(b_1 t + c_1) + a_2 \sin(b_2 t + c_2) + a_3 \sin(b_3 t + c_3) + a_4 \sin(b_4 t + c_4) + \dots \quad (2.46)$$

şeklinde ifade edilir. Bu yapıdaki ifade;

1. Katsayıları ile sinyale ait genlik değerini,
2. Katsayıları ile frekansı,
3. Katsayıları ile sinyalin fazını gösterilmesini sağlar.
4. Katsayısına ait olan frekans değerinin normalize edilerek gerçek değere dönüştürülmesi gerekir. Normalize işlemin de b katsayısı 1000'e bölünerek gerçek frekans değeri elde edilmiş olur.

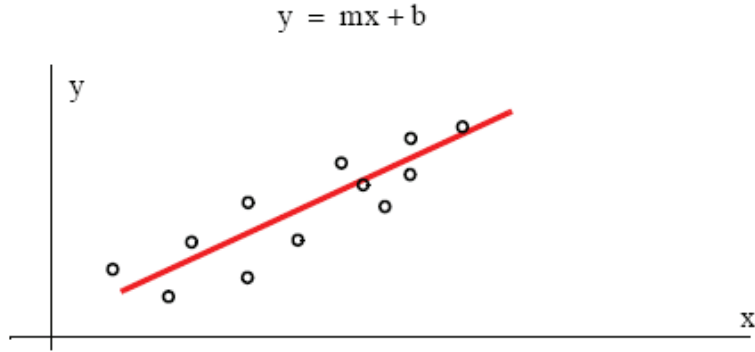


Şekil 2.12. Verilerin yerleşiminden elde edilen eğri.

Şekil 2.12'den görüldüğü gibi veri kaybı çok az olacak şekilde eğri elde edilmiştir. Penceredeki menüler yardımı ile işarete ait istatistikî bilgiler okunabilmektedir. Veri kaybı miktarı işaretin uydurmadaki başarıım yüzdesi bilgileri analiz menüsü yardımı ile gözlemlenebilmektedir.

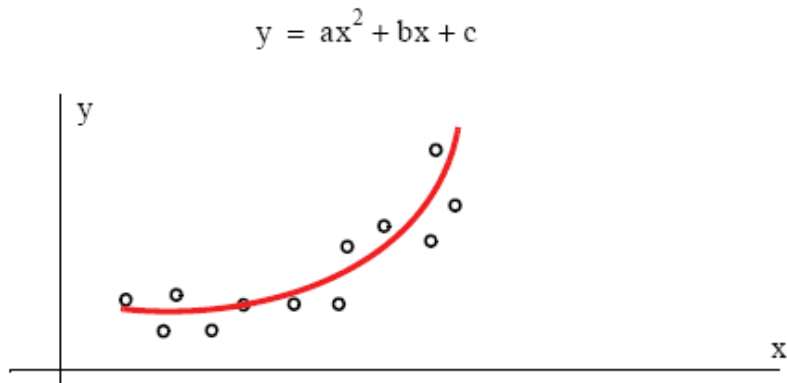
2.2.3. Eğri uydurma yöntemleri

Eğri uydurma işlemi verilerden en az kayıpla geçecek olan eğriyi ve eğriye ait denklemi bulma işlemidir.



Şekil 2.13. Verilere $y=mx+b$ doğrusu ile yaklaşım.

Yukarıdaki Şekil 2.13'te verilerden geçen en yakın doğru elde edilmiş ve denklemi verilmiştir. İfade olarak veri setini belirli hata oranı ile ifade eden bir denklem elde edilmiştir. Fakat verilerin hepsinin üzerinden tam anlamıyla geçmediği için bu noktalar dan geçen bir doğru değil eğri veri setini daha iyi ifade edecektir. Bundan dolayı bazı veri setlerine parabolik yaklaşım daha uygundur.



Şekil 2.14. Verilere $y=ax^2+bx+c$ ile parabolik yaklaşım.

Şekil 2.14'te görüldüğü gibi parabolik yaklaşım daha çok veri noktasından geçtiği için veri kaybı az olmakla birlikte veri setini daha iyi ifade eden bir denklem elde edilmiştir.

2.2.3.1. Doğrusal yaklaşım

Bu yöntemde yaklaşım denklemi $y=mx+b$ şeklinde ifade edilmektedir. Denklemden m katsayısı eğimi ifade ederken b katsayısı da y ekseninin kesildiği noktayı ifade etmektedir. En küçük kareler yöntemi ile birlikte kullanılan bir yöntem olup, katsayıların bulunması esasına dayanmaktadır.

2.2.3.2. Parabolik yaklaşım

$y=ax^2+bx+c$ gibi ifade edilen parabolik denklemler ile veri setine yaklaşım sağlanmaktadır.

Buradaki a,b,c katsayıları aşağıdaki denklemlerden bulunmaktadır.

$$\begin{aligned}(\Sigma x^2)a + (\Sigma x)b + nc &= \Sigma y \\(\Sigma x^3) + (\Sigma x^2)b + (\Sigma x)c &= \Sigma xy \\(\Sigma x^4) + (\Sigma x^3)b + (\Sigma x^2)c &= \Sigma x^2 y\end{aligned}\tag{2.47}$$

Burada n veri noktalarının sayısını ifade etmektedir.

2.2.3.3. Güç serisi ile yaklaşım

Güç sistemlerinde meydana gelen işaretlerin şekli genellikle düz çizgi şeklinde olmaz. Bir düz eğri çizilebilir ve bu eğrinin katsayıları hesaplanabilir.

$$i(v) = i(0) + i'(0) + \frac{1}{2!}i''(0) + \dots\tag{2.48}$$

Şeklinde ifade edilen güç serisinin katsayıları di/dt türevsel yaklaşım ile hesaplanmaktadır [53].

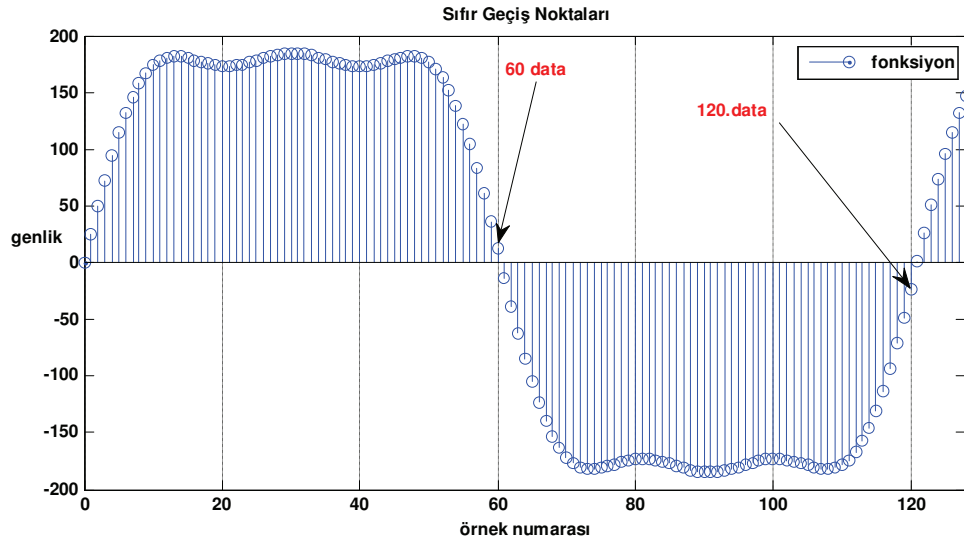
2.2.4. Sıfır geçiş yöntemi

Sıfır geçiş tekniği sade bir yöntem olduğu için yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Ancak niceleme hatası, sinyalin harmonikleri, oluşan gürültülerden vb. dolayı sıfır geçişleri belirlemede hatalar oluşmaktadır. Bununla birlikte frekans değişikliklerini izlemede yavaş kalmaktadır. Çünkü uygulamada sıfır geçişler ancak yarım döngü geçtikten sonra tespit edilmektedir. İstikrarlı bir sonuç alabilmek için birçok döngü kullanmak gerekir. Doğru sıfır geçişleri tespit edebilmek için polinom interpolasyonları yöntemini kullanmak gerekir [54].

Sıfır geçiş tekniği sinyallerin x eksenini kestiği noktaların tespit edilmesi esasına dayanan bir yöntemdir. Gerçek zamanlı uygulamalar da birçok devre tasarımları gerçekleştirilmiştir. Kullanılan birçok sıfır geçiş tekniğinde frekans çok büyük doğrulukta tespit edilebilmiştir. Sıfır geçiş yönteminde; AC bir kaynaktan gelen akım veya gerilim bir periyotta iki kere yön değiştirdiğinden, periyot boyunca iki adet sıfır noktası vardır. Bu Sıfır geçiş noktalarının tespit edilmesiyle birlikte, frekans hesaplamasında, faz farkı açısını hesaplamada, güç katsayısı ($\cos \varphi$) hesaplamalarında bu sayısal değerler kullanılmaktadır.

Sıfır geçiş yönteminde, sıfır geçişler belirlenirken sıfır eksenine (yatay eksen) en yakın veri sıfır geçiş olarak belirlenmektedir. Bu nedenle gerçek sıfır geçiş noktası ile bu yöntemle bulunan sıfır geçiş noktası arasında hata oluşmaktadır. İşaretin analizinde en az iki sıfır geçiş noktası belirlediğimiz için bu hata iki katına çıkmaktadır.

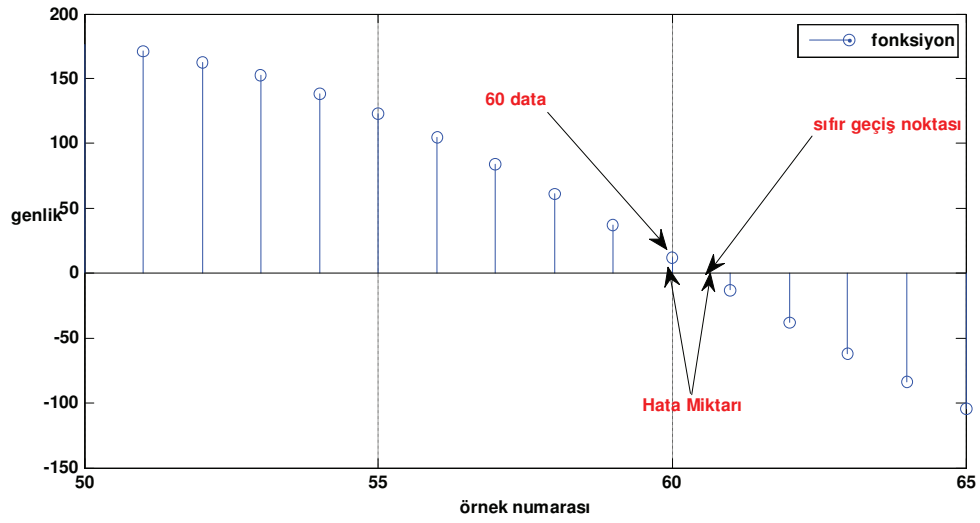
Aşağıda belirlenen sıfır geçiş noktaları ve bu noktalarla gerçek sıfır geçiş noktaları gösterilmiştir.



Şekil 2.15. Sıfır geçiş yöntemi ile yakalanan veriler.

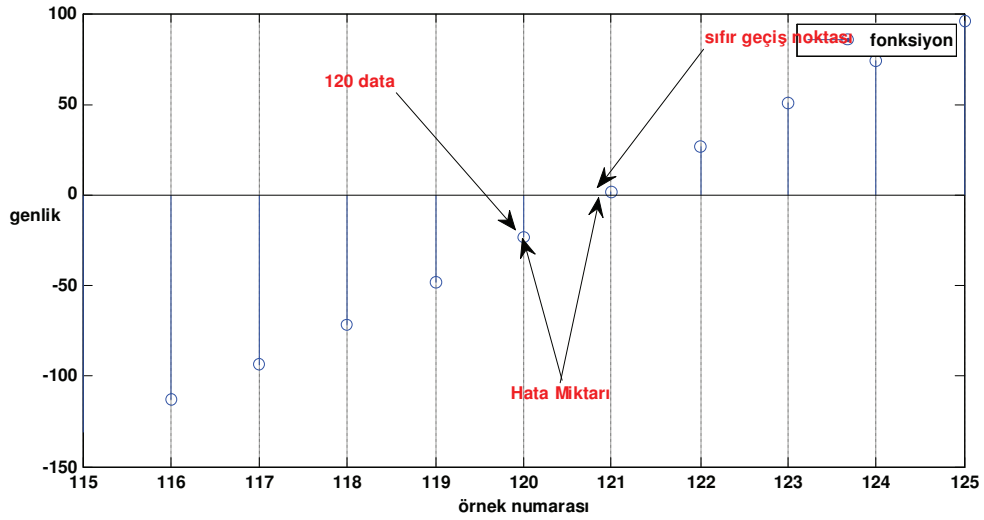
Şekil 2.15'te görüldüğü gibi matlab programına kayıt edilen veriler, sıfır geçiş yöntemi için matlab programında yazılmış olan programla belirlenir. Program oluşturulur iken sıfır geçiş olarak yatay eksene en yakın veri sıfır noktası kabul edilmiştir.

Bundan dolayı program 60. ve 120. verileri sıfır noktası olarak belirlemektedir. Bu veriler gerçekte sıfır geçiş noktaları değildir. Böylece bu işlem sırasında sıfır geçiş hatası oluşmaktadır.



Şekil 2.16. Sıfır geçişte oluşan hata.

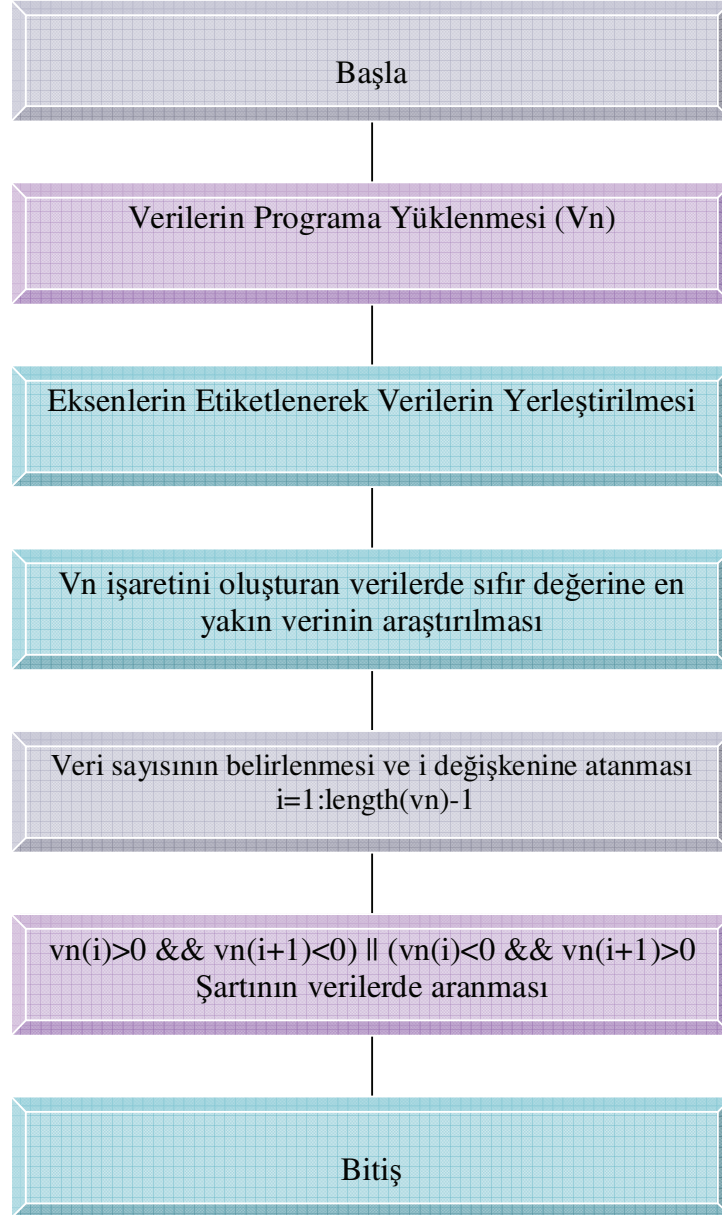
Şekil 2.16'da 60. veri program tarafından sıfır geçiş olarak belirlenmiş ve gerçek sıfır geçiş noktası arasındaki uzaklık hata olarak gösterilmiştir.



Şekil 2.17. Sıfır geçiş noktaları ve oluşan hatalar.

Şekil 2.17'de İkinci geçiş noktası olarak 120. veri belirlenmiş ve burada oluşan hata miktarı gösterilmiştir.

Sıfır geçiş yönteminde iki adet sıfır geçiş noktası belirlendiği için meydana gelen bu hata iki kez tekrarlanmış olmaktadır. Bundan dolayı hata miktarı iki katına çıkmaktadır.



şekil 2.18. Sıfır geçiş yöntemi için yazılan programın akış şeması.

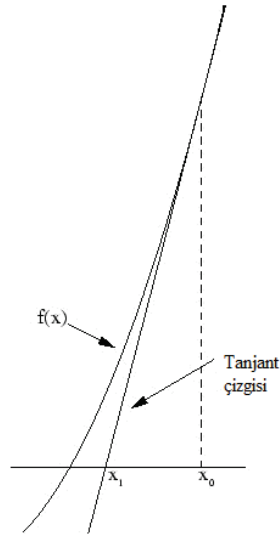
şekil 2.18’de akış şeması oluşturulurken öncelikle verilere ait dosya programa yüklenir. Yüklenmiş olan bu verilerden geçen eğri çizdirilerek eksenler isimlendirilir. İşaret dosyası Vn olarak kayıt edilmiştir. Vn dosyası içindeki veriler 0’dan

başlayarak son veriye kadar i değişkenine atanır. i aynı zamanda verilerin uzunluğu (miktarı) dır. Veriler sırası ile sıfırdan büyük veya küçük olma durumları araştırılarak negatif veya pozitif verilerin taranmasında negatiften pozitive, pozitiftten negatif verilere geçişteki en son veri sıfır geçiş olarak dosya ya yazdırılır [54-57].

2.2.5. Newton-Raphson yöntemi

$f(x)=0$ Denkleminin köklerini bulmak için kullanılan ikinci mertebeden bir iterasyon yöntemidir. Köke $y=f(x)$ eğrisinin tanjant doğruları yardımıyla yaklaşılmaktadır. Newton-Raphson yöntemi, doğrusal olmayan bir denklemin köklerini bulmak için geçerli olan yöntemlerden en iyisidir diyebiliriz. Bu nedenle doğrusal olmayan denklemler, doğrusal olmayan entegral ve diferansiyel denklemlerin çözümlerini bulmak için genellikle kullanılan bir yöntemdir.

Bir başlangıç noktası (x_0) verilir. Eğer fonksiyonun tek bir değeri var ve türevi kolay alınabiliyorsa bu yöntem tercih edilir. Yöntemin esası seçilen başlangıç noktasından fonksiyona bir teğet çizilerek teğet eğiminin o noktadaki türeve eşit olduğunu kabul eden teoreme dayanır. Bulunan değer birinci iterasyon olarak adlandırılır. Ardışık iki iterasyon arasındaki fark verilen bir epsilon sayısından küçük ya da eşit oluncaya kadar iterasyona devam edilir. Bu şart sağlandığında kök bulunmuş olur.

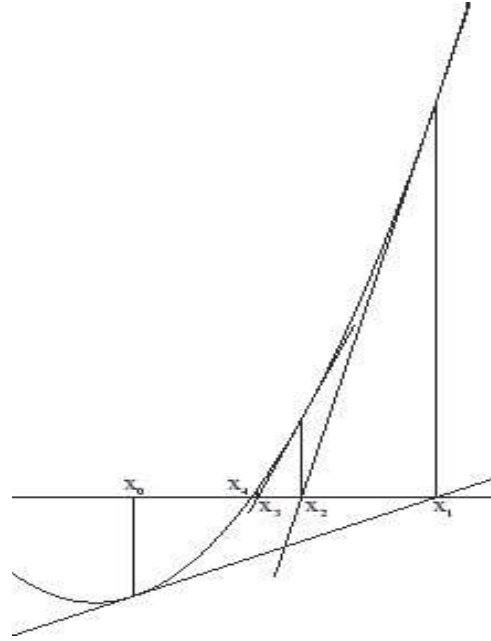


Şekil 2.19. 1. iterasyon için x_0 başlangıç noktası ve x_1 1. iterasyon noktası.

Şekil 2.19'da aşağıdaki 1. iterasyona ait formül elde edilir.

$$x_1 = x_0 - f(x_0) / f'(x_0) \quad \text{1. iterasyon noktası} \quad (2.49)$$

$|x_0 - x_1| = \varepsilon$ sağlanırsa kök x_1 dir. Eğer bu şart sağlanmıyorsa iterasyona devam edilir ve başlangıç noktası olarak x_1 alınır.



Şekil 2.20. x_1 1.iterasyon noktası başlangıç noktası kabul edilerek x_2 2. iterasyon noktası bulunur.

Şekil 2.20 'den aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$x_2 = x_1 - f(x_1) / f'(x_1) \quad \text{2. iterasyon noktası} \quad (2.50)$$

Şart sağlanana kadar iterasyona devam edilir. N iterasyon sayısını göstermek üzere;

$$x_{n+1} = x_n - f(x_n) / f'(x_n) \quad (2.51)$$

genelleştirilmiş formülü yazabiliriz.

$f(x)=0$ Denkleminin x kökü $[a_0, b_0]$ aralığında olsun. $f(a_0) \times f(b_0) < 0$ ve f sürekli türevlenebilir olsun. α 'nın bir yaklaşık değeri x_0 olsun. ($x_0 \in [a_0, b_0]$), $f(x)$ fonksiyonunun $(x_0, f(x_0))$ noktasındaki teğetini bulalım.

$$y - f(x_0) = f'(x_0) \cdot (x - x_0)$$

1) $(x_0, f(x_0))$ noktasından $f(x)$ fonksiyonuna çizilen teğetin x eksenini kestiği yer x_1 olmak üzere:

$$y=0 \text{ için } 0 - f(x_0) = f'(x_0) \cdot (x_1 - x_0) \Rightarrow x_1 = x_0 - \frac{f(x_0)}{f'(x_0)} \quad (2.52)$$

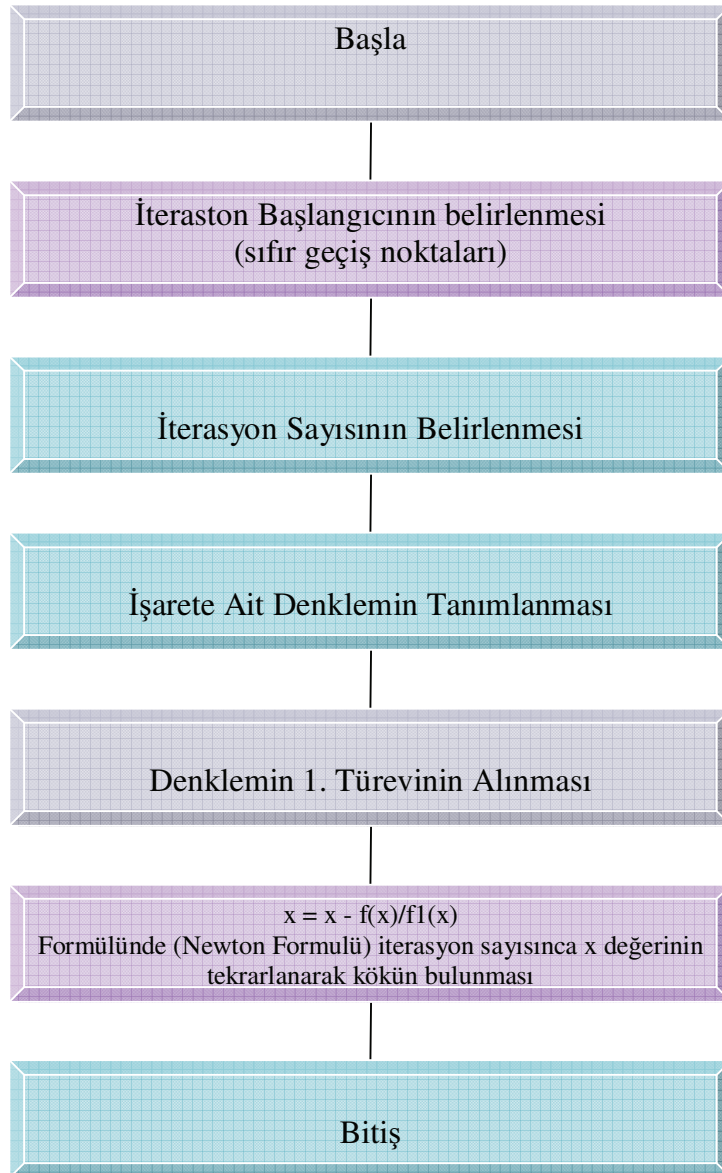
olarak bulunur.

2) $(x_1, f(x_1))$ noktasından geçen teğet denkleminde teğetin x eksenini kestiği nokta x_2 olmak üzere;

$$x_2 = x_1 - \frac{f(x_1)}{f'(x_1)}, \dots, x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (2.53)$$

Böylece $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$ dizisi Formül 2.53'deki gibi elde edilir. Amaç bu dizinin yakınsak olması ve limitinde $f(x)=0$ denkleminin çözümü olmasıdır.

Aşağıda Şekil 2.21'de programa ait blok şema verilmiştir. Yukarıdaki elde edilen matematiksel sonuçlar bu program yardımı ile yürütülüp, en uygun çözüm noktalarının belirlenmesi sağlanmıştır.



Şekil 2.21. Newton-Raphson yöntemi için yazılan programın akış şeması.

İterasyon başlangıcının belirlenmesi işleminde sıfır geçiş yönteminin sıfır noktaları alınarak iterasyonun hatalı kök noktalarına gitmesi engellenmiş olmaktadır. Aynı zamanda bu noktalar gerçek kök noktalarına oldukça yakın olduğu için istenen hata değerinde bir kökü daha az sayıda iterasyon yaparak bulabilmektedir. Bu da işlemcinin işlem yoğunluğunu azaltmaktadır [58,59].

Newton Raphson yönteminde türev için kullanılacak denklem Eğri uydurma yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. Bu denklemin 1. türevi alınarak Newton formülünde kullanılır ve iterasyonlar sonucunda istenen hata miktarı ile kök hesaplanabilmektedir [60,61].

2.2.6. Prony yöntemi

Prony yöntemi (analizi), 1795 yılında Gaspard Riche Baron de Prony tarafından geliştirilmiştir [62]. Periyodik işaretler, Fourier serilerine açılarak farklı genlik ve frekandaki *Sin* ve *Cos* trigonometrik fonksiyonlarının (sönümsüz karmaşık üstel fonksiyonlarının) toplamı şeklinde modellenmektedir. Böylece işaret bileşenlerinin genlik, frekans ve fazları elde edilmektedir. Prony yönteminde ise işaret, sönümlü karmaşık üstel fonksiyonların doğrusal toplamı olarak modellenmektedir. Böylece işaret bileşenlerinin genlik, frekans, faz ve sönüm katsayıları elde edilmektedir.

Prony analizi; herhangi bir $y(t)$ fonksiyonunun (işaretinin),

$$\hat{y}(t) = \sum_{i=1}^p A_i \cdot e^{\sigma_i t} \cdot \text{Cos}(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (2.54)$$

gibi üstel sönümlü sinüsoidal bileşenlerin doğrusal kombinasyonu olarak uygunlaştırılması işlemidir. (2.54) numaralı eşitlikte;

A_i : i. bileşenin genliği,

σ_i : i. bileşenin sönüm katsayısı,

f_i : i. bileşenin frekansı,

ϕ_i : i. bileşenin faz açısı,

p : sönümlü üstel bileşenlerin sayısını göstermektedir.

Prony analizi üç adımda gerçekleşmektedir [63].

Birinci adım: N tane örneklenmiş değere sahip $y(t)$ fonksiyonuna ait doğrusal tahmin modelinin (LPM)

i. katsayıları hesaplanır.

$$y_N = a_1 \cdot y_{N-1} + a_2 \cdot y_{N-2} + \dots + a_p \cdot y_{N-p} \quad (2.55)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_p \\ y_{p+1} \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix}}_B = \underbrace{\begin{bmatrix} y_{p-1} & y_{p-2} & \dots & y_0 \\ y_p & y_{p-1} & \dots & y_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{N-2} & y_{N-3} & \dots & y_{N-p-1} \end{bmatrix}}_C \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix}}_a \quad (2.56)$$

$$a = C^{-1} \cdot B \quad (2.57)$$

ii. İkinci adım: LPM katsayılarından oluşan karakteristik polinomun kökleri hesaplanır.

$$\mu^p - a_1 \cdot \mu^{p-1} - \dots - a_{p-1} \cdot \mu - a_p = 0 \quad (2.58)$$

iii. Üçüncü adım: Doğrusal denklem sistemi çözülerek genlik, frekans ve faz değerleri elde edilir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix}}_F = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \mu_1 & \mu_2 & \dots & \mu_p \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mu_1^{N-1} & \mu_2^{N-1} & \dots & \mu_p^{N-1} \end{bmatrix}}_E \underbrace{\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_p \end{bmatrix}}_D \quad (2.59)$$

$$D = E^{-1} \cdot F \quad (2.60)$$

$$D_i = \frac{A_i}{2} e^{j\varphi_i} \quad (2.61)$$

$$\varphi_i = \text{ArcTan} \left\{ \frac{\text{Im}(D_i)}{\text{Re}(D_i)} \right\} \quad (2.62)$$

$$A_i = \frac{2 \cdot \text{Re}(D_i)}{\text{Cos}(\varphi_i)} \quad (2.63)$$

$$\mu_i = e^{(\sigma_i + j2\pi f_i)T} \quad (2.64)$$

$$\sigma_i = \frac{1}{T} \text{Re}\{\ln(\mu_i)\} \quad (2.65)$$

$$\omega_i = \frac{1}{T} \text{Im}\{\ln(\mu_i)\} \quad (2.66)$$

$$f_i = \frac{1}{2\pi T} \text{Im}\{\ln(\mu_i)\} \quad (2.67)$$

(2.65), (2.66), (2.67) eşitliklerindeki T, örnekleme periyodudur [64-70].

2.2.7. Faz kilitlemeli döngü (PLL)

Faz kilitleme devresi PLL, (phase locked loop) geri besleme işaretinin frekans ve fazının, giriş işaretinin fazına ve frekansına kilitleme ilkesine dayanan bir sistemdir. Giriş işaretinin dalga şekline ilişkin bir sınırlama yoktur. Faz kilitleme çevrimlerinin ilk uygulamaları 1950'li yıllarda kullanılmaya başlanmıştır [71]. İlk kez tv. uygulamalarının yapıldığı görülmektedir [72]. 15 yıl sonra Gardner'ın araştırmalarında PLL uygulamalarına rastlanmaktadır[73]. Bu aşamadan sonra düzinelerce kitaplar yazılmaya başlanmıştır [74-78]. Asıl PLL konusundaki araştırmalara ve uygulamalara makalelerde rastlanmaktadır [79-86]. 1960'larda ise, NASA uydu programları için faz kilitlemeli devre tekniğinden yararlanılmıştır. Tüm devre teknolojisinin hızlandığı ve büyük gelişme gösterdiği 1960'lı yıllara kadar, faz

kilitlemeli çevrim sistemlerinin gerçekleştirilmesi hem pahalı hem de karmaşık olmaktadır. Tüm devre teknolojisinin gelişmesi ile “tektaş tümleştirme” getirdiği ekonomik avantaj, faz kilitlemeli çevrim tekniğini özellikle endüstriyel elektronik ve tüketici elektroniği alanlarında çok büyük uygulama çeşitliliği ile karşı karşıya getirmiştir.

2.2.7.1. Kullanım alanları

Günümüzde monolitik faz kilitlemeli çevrim tekniği, FM dedektörlerin, stereo demodülatörlerin, ton kod çözücülerin, frekans sentezleyicilerin temel yapı bloku olmuştur. Süzgeçleme, işaret dedektörü olarak kullanıma ve motor hız kontrolü de faz kilitlemeli çevrimin diğer uygulama alanları arasında sayılabilir. Faz kilitlemeli çevrim sistemleri analog veya sayısal elemanların birlikte kullanılması yoluna gidilmektedir. PLL’in başka yaygın kullanım alanları arasında;

- 1- Bir referans sinyal frekansının katlarını üreten frekans sentezleyici de,
- 2- Giriş sinyal frekansı ile PLL çıkış gerilimi arasında mükemmel bir doğrusallığa sahip FM demodülasyon devrelerinde,
- 3- Frekans kaydırmalı anahtarlama (FSK) çalışmasında kullanılan sayısal veri iletimindeki taşıyıcı frekanslarının veya iki veri iletiminin demodülasyonunda,
- 4- Modemler, teletetre alıcı ve vericileri, ton kod çözücülerini, genlik modülasyonu dedektörleri ve izleme filtreleri de dahil olmak üzere çok çeşitli uygulama alanları vardır.

2.2.7.2. PLL giriş çıkış işaretleri arasındaki bağıntılar

Genellikle herhangi bir kayıp olmadan, giriş-çıkış sinyalleri arasında harmonik voltajlarını ve faz modülasyonlarını görebiliriz.

$$v_i(t) = V_i \sin[\omega_i t + \varphi_i(t)] \equiv V_i \sin \psi_i(t) \quad (2.68)$$

$\phi_i(t)$ ve $\phi_0(t)$ çok yavaş değişim gösterirler.

$$v_0(t) = V_0 \cos[w_0 t + \phi_0(t)] = V_0 \cos \psi_0(t) \quad (2.69)$$

Faz kilitlenmesinin sağlanabilmesi için giriş ve çıkış işaretlerinin $\pi/2$ kaydırılması ve kare dalga ya dönüştürülmesi gerekir.

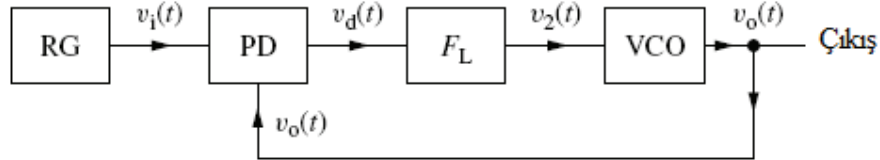
Faz dedektörü (PD) farklı şekillerde doğrusal olmayan eleman olarak tasarlanabilir. Burada sade bir çarpan olarak düşünüldüğünde çıkış voltajı şu şekilde olur.

$$v_d(t) = K_m v_i(t) v_0(t) \quad (2.70)$$

K_m , $1/V$ ile boyutlandırılmış sabittir.

2.68 ve 2.69 numaralı formüller arasındaki ilişkiyi şu şekilde gösterirsek;

$$\begin{aligned} v_d(t) &= K_m V_i V_0 \sin \psi_i(t) \cos \psi_0(t) \\ &= \frac{1}{2} K_m V_i V_0 [\sin[(w_i - w_0)t + \phi_i(t) - \phi_0(t)] + \sin[(w_i + w_0)t + \phi_i(t) + \phi_0(t)]] \end{aligned} \quad (2.71)$$



Şekil 2.22. PLL temel geri bildirim ağı

En basit durumda, alçak geçiren filtrenin $w_i + w_0$ frekansının üst bandını kaldırdığını varsayarsak, fakat $w_i - w_0$ de değişiklik olmadan alçak yanbantı bırakır. Sonuç olarak VCO' nun ayarlanması şu şekilde gerçekleşir.

$$\begin{aligned} v_2(t) &= K_d \sin[(w_i - w_0)t + \phi_i(t) - \phi_0(t)] \\ &= K_d \sin \psi_e(t) \end{aligned} \quad (2.72)$$

PD kazancı olarak ifade edilen $K_d = K_m V_i V_0$ 'ın birimi (V/rad.) dir.

Giriş ve çıkış voltajları arasındaki faz farkını ise şu şekilde ifade edebiliriz.

$$\psi_e(t) = \psi_i(t) - \psi_0(t) \quad (2.73)$$

$v_2(t)$ 'nin genlik değişimi VCO' nun serbest çalışma frekansı w_c ' yi değiştirir.

$$\dot{\psi}_0(t) = w_c + K_0 v_2(t) \quad (2.74)$$

Orantısal sabit olan K_0 , osilatör kazancı olarak ifade edilir ve birimi [2π Hz/V].

(2.74) numaralı eşitliğin integralini alırsak, faz farkı $\psi_e(t)$;

$$\psi_e(t) = \psi_i(t) - w_c t - \int K_0 v_2(t) dt \quad (2.75)$$

Bu eşitlik tekrar düzenlenirse;

$$\psi_e(t) = w_i(t) - w_c(t) - \int K_0 K_d \sin \psi_e(t) dt \quad (2.76)$$

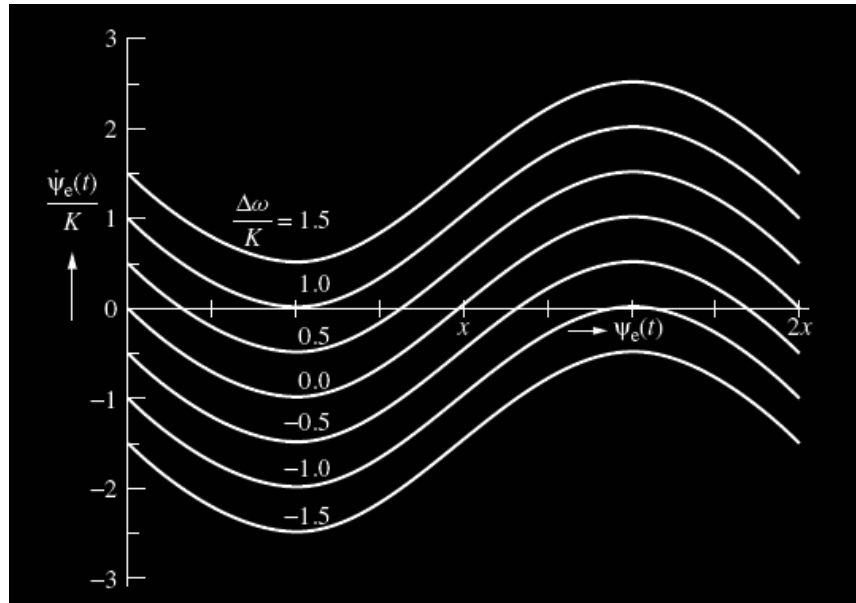
ve türevi alınır;

$$\frac{d\psi_e(t)}{dt} = \Delta w - K \sin \psi_e(t) \quad (2.77)$$

Burada, $w_i - w_0 = \Delta w$ olarak ve $K_d K_0 = K$. K burada [2π Hz/V] boyutlarında ki PLL' nin kazancını göstermektedir.

Yukarıda elde edilen eşitlikler faz kilitlemenin doğrusal olmayan 2.77 numaralı eşitlik ile sağlanabileceğini göstermektedir. Bu çözümden anlaşıldığı gibi Δw ve K bilinmiyor. Bu da $\Delta w / K \gg 1$ durumunda periyodik olmayan çözümün olmadığını gösterir. Bu durumun faz düzlemi aşağıdaki Şekil 2' de gösterilmiştir. Şekil 1' de ise VCO' nun çıkış frekansı w_0 , hiçbir zaman giriş frekansı w_i 'ye eşit değildir. Ancak kontrol gerilimi $v_2(t)$ 'nin içindeki DC bileşen frekanslar arasında fark oluşturur.

$$|w_i - w_c| > |w_i - w_0| \quad (2.78)$$



Şekil 2.23. $\Delta\omega / K$ oranına göre (2.77) numaralı eşitliğin faz düzlemi

2.2.7.3. Temel PLL denklemlerinin zaman tanım alanında çözümü

Kapalı Form da Çözüm,

$\Delta\omega \ll 1$ olması durumunda diferansiyel Eşitliği 2.77'de değişkenlerin ayrılması sonucunda çözüme ulaşılabilir.

$$\frac{d\Psi_e(t)}{\Delta\omega - K \sin \Psi_e(t)} = dt \quad (2.79)$$

Çözüme aşağıdaki daha karmaşık form ile devam edersek;

$$t - t_0 = -\frac{2}{\sqrt{(\Delta\omega)^2 - K^2}} \arctan\left[\sqrt{\frac{\Delta\omega + K}{\Delta\omega - K}} \tan\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\Psi_e}{2}\right)\right] \quad (2.80)$$

İntegrasyon sabiti olan t_0 tanımlanmamıştır. $K \geq \Delta w$ olduğu sürece rhs değeri yardımcı ve sanal olacaktır.

$$\tan(-jx) = -j \cdot \tanh(x)$$

varılan sonuç;

$$\begin{aligned} t - t_0 &= -\frac{2}{\sqrt{(\Delta w)^2 - K^2}} \arctan\left[\sqrt{\frac{\Delta w + K}{\Delta w - K}} \tan\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\Psi_e}{2}\right)\right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{K^2 - (\Delta w)^2}} \ln \frac{1 + \sqrt{K + \Delta w / (K - \Delta w)} \tan(\pi / 4 - \Psi_e / 2)}{1 - \sqrt{K + \Delta w / (K - \Delta w)} \tan(\pi / 4 - \Psi_e / 2)} \end{aligned} \quad (2.81)$$

$\tan(\pi / 4 - \Psi_e / 2)$ hesaplandıktan sonra, aranan çözüm;

$$\Psi_e = 2 \arctan\left[\sqrt{\frac{K - \Delta w}{K + \Delta w}} \cdot \frac{1 - \exp[-\sqrt{K^2 - (\Delta w)^2} (t - t_0)]}{1 + \exp[-\sqrt{K^2 - (\Delta w)^2} (t - t_0)]} + \frac{\pi}{2}\right] \quad (2.82)$$

Kararlı durum için, $t \rightarrow \infty$ giderken 2.77 deki eşitlik sıfıra eşit olur. Sonuç olarak;

$$\Psi_\infty = \arcsin \frac{\Delta w}{K} \quad \text{olur.} \quad (2.83)$$

Doğrusal Çözüm;

Yukarıda yapılan analizler sonucunda, diferansiyel eşitlikten çıkarttığımız sonuç, kapalı form içindeki karmaşık bir yapının basit bir PLL düzenlemesi ile çözülebilmesidir. Sonuç olarak, Bu çözüm yöntemini daha karmaşık yapıdaki PLL çözümleri için uygulamak imkânsızdır. Ancak, yakın ve sadeleştirilmiş bir sonuca ulaşılabilir. İlk adımda, bulduğumuz bu bağımlı faz farkı $\Psi_e(t)$, kapalı PLL içinden

PD olarak kısa ve sade bir şekilde elde edilebilir.

$$\sin \Psi_e(t) \approx \Psi_e(t) \quad (2.84)$$

Bu varsayım birçok gerçek PD'nin doğrusal veya yakın doğrusal çalışmalarıyla desteklenmektedir. Bu durum 2.84 ve 2.77 denklemlerinde sunulmuştur. Bu iki denklemden çıkarılan sonuç aşağıdaki gibidir.

$$\frac{d\psi_e(t)}{dt} = \Delta w - K\psi_e(t) \quad (2.85)$$

Artık denklemin çözümü basit hale gelmiştir.

$$\psi_e(t) = e^{-Kt} \left(\psi_{e0} - \frac{\Delta w}{K} \right) + \frac{\Delta w}{K} \quad (2.86)$$

İntegrasyon sabiti olan ψ_{e0} 'da fazın başlangıç anı $t=0$ dır.

İleri araştırmaların ortaya koyduğu, faz farkının dengelenmesi ile frekans farklılıklarının da dengelendiği ortaya çıkmıştır.

$$\psi_{e\infty} = \frac{\Delta w}{K} \quad (2.87)$$

2.2.7.4. Frekans domeninde ki PLL eşitliğinin temel çözümü

PLL in kilitli olduğu durum da $\psi_e(t)$ faz farkının olduğunu varsayarsak, her zaman olduğu gibi bu faz farkı $\pi/2$ 'den küçük olacaktır. Bu durumda;

$$w_i = w_0 \quad (2.88)$$

Bir başka deyişle PLL içinde faz dengesinde bir kalıcılık oluşur. 2.74 deki durum düzenlenerek aşağıdaki denklem elde edilir.

$$w_o + \dot{\phi}_o(t) = w_c + K_o v_{2o} + K_d K_o \sin[\phi_i(t) - \phi_o(t)] \quad (2.89)$$

$K_o v_{2o}$ terimi kaydığın da, w_i giriş frekansı ile VCO nün frekansı w_o birbirine eşit ve Eşitlik 2.88 deki gibi olur.

Açıkça, sabit durumda, VCO serbest frekansı ile kilitlenme frekansı arasında bir ilişki elde ederiz.

$$w_o = w_c + K_o v_{2o} \quad (2.90)$$

Bu denklem, 2.89 ile birleştirildiğinde,

$$\dot{\phi}_o(t) = K \sin[\phi_i(t) - \phi_o(t)] \quad (2.91)$$

$$K = K_d K_o \text{ 'dır.} \quad (2.92)$$

ϕ_e sabit durumdaki fark,

$$\phi_e(t) = \phi_i(t) - \phi_o(t) \quad (2.93)$$

Sonucu genellikle küçüktür. Sonuç olarak yapılan bu doğrusallaştırma geçerlidir.

$$\dot{\phi}_o(t) = K[\phi_i(t) - \phi_o(t)]$$

ve Laplace dönüşümünün avantajlarını kullanarak(sıfır başlangıç koşulların da),

$$s\phi_o(s) = K[\phi_i(s) - \phi_o(s)] \quad (2.94)$$

Tekrar yapılan düzenleme ile temel PLL transfer fonksiyonuna ulaşılır.

$$\frac{\Phi_o(s)}{\Phi_i(s)} = H(s) = \frac{K}{s + K} \quad (2.95)$$

veya

$$\frac{\Phi_i(s) - \Phi_o(s)}{\Phi_i(s)} = \frac{\Phi_e(s)}{\Phi_i(s)} = 1 - H(s) = \frac{K}{s + K} \quad (2.96)$$

Giriş ile PD çıkışındaki hatayı verir [87].

2.2.7.5. Faz kilitlemeli çevrimin blok yapısı ve çalışması

Teknolojimizde kullandığımız, Faz kenetlenmeli döngü (PLL) , FM dedektörlerinde, ton kod çözücü devrelerde ve frekans sentezleyicilerde temel blok olarak kullanımı yaygınlaşmıştır. İşaret süzmede, işaret dedektörü olarak kullanma, motor hız kontrol devrelerinde kullanımı da yaygınlaşmaktadır.

PLL bir sistemi başka bir şekilde izlemek için kullanılan devredir. Başka bir deyişle PLL, osilatörler tarafından üretilen işarete, uygun olarak giriş sinyalinin fazına veya frekansına bağlı olarak işaret üretmektedir.

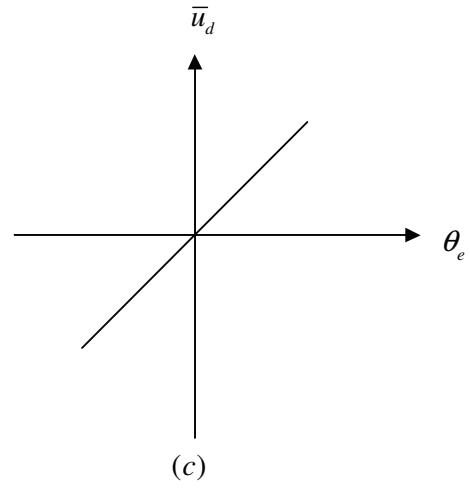
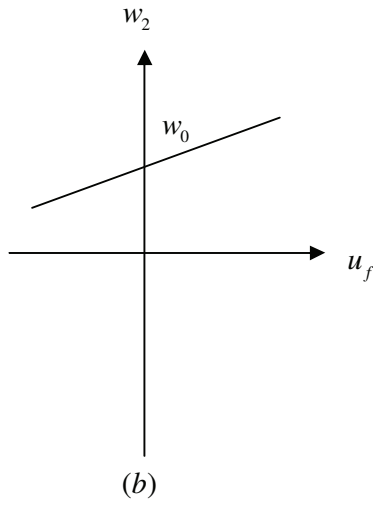
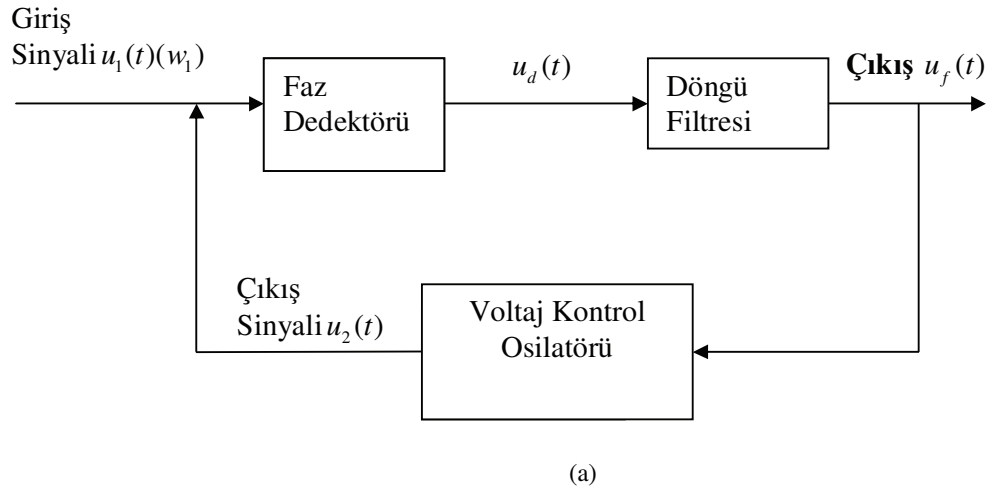
Senkronizasyon işlemine, yani referans işaret ile PLL çıkış arasındaki çıkışın sıfır olması ve bu durumun sabit kalmasına kenetlenme denilmektedir.

Eğer faz hatasında bir yükselme olur ise osilatör içindeki kontrol mekanizması sayesinde faz hatası tekrar minimum değere düşürülür. Bu işlem aynen bir kontrol sisteminde olduğu gibidir. Gerçek kilitlemenin olduğu an referans sinyalle PLL çıkış sinyalinin fazlarının aynı olduğu zamandır. Bu nedenle bu devreye faz kilitlemeli döngü denilmektedir.

Bir faz kilitlemeli döngü aşağıdaki temel blok parçalarından oluşmaktadır.

- 1- Voltaj kontrol osilatörü (VCO)
- 2- Faz dedektörü (PD)
- 3- Döngü filtresi (LF)

Örneğin, VCO [$u_2(t)$] çıkışı ile faz dedektörü [w_2] alt girişi arasında bir ölçekleyici yoktur. Bazı PLL devrelerinde, akım kontrol osilatörü (CCO) yerine voltaj kontrol osilatörü (VCO) kullanılmaktadır. Bu nedenle sinyalin faz dedektör kontrolü, akım kaynağını değil, voltaj kaynağını kontrol etmektedir. Ancak yapılan kontrol işlemi ikisinde de aynıdır.



Şekil 2.24.(a) PLL blok diyagramı (b) VCO transfer fonksiyonu (u_f kontrol voltajı, w_2 çıkış sinyalinin açısal frekansı) (c) PD' nin transfer fonksiyonu (\bar{u}_d faz dedektörü çıkış sinyalinin ortalama değeri, θ_e faz hatası)

Bir PLL devresindeki sinyal aşağıdaki gibi açıklanabilir.

- 1- Giriş sinyali $u_1(t)$,
- 2- Giriş sinyalinin açısal frekansı w_1 ,
- 3- VCO çıkış sinyali $u_2(t)$,
- 4- Çıkış sinyalinin açısal frekansı w_2 ,

- 5- Faz dedektörünün çıkış sinyali $u_d(t)$,
- 6- Döngü filtresinin çıkış sinyali $u_f(t)$,
- 7- Faz hatası θ_e , $u_1(t)$ ile $u_2(t)$ arasındaki fark.

Şekil 2.24 'deki blokların nasıl çalıştığı aşağıdaki şekilde açıklanmıştır.

VCO osilatörünün açısal frekansı w_2 , döngü filtresinin çıkış sinyali $u_f(t)$ ' bağlı olarak şu şekilde ifade edilebilir,

$$w_2(t) = w_0 + K_0 u_f(t) \quad (2.97)$$

w_0 , VCO'nun merkezi açısal frekansı, K_0 , VCO'nun kazancı $\text{rad. s}^{-1} \text{V}^{-1}$ olarak.

2.97'deki Eşitlik Şekil 2.24 (b) grafiksel olarak gösterilmiştir. Rad.(radyan) boyutsuz büyüklük olduğu için, dikkate alınmayacaktır. Bu nedenle, eşitlikler içindeki 180° lik faz kayması π ile ifade edilecektir.

PD (faz karşılaştırıcı olarak ifade edilir) giriş sinyalinin fazı ile çıkış sinyalinin fazını karşılaştırır ve böylelikle $\theta_e(t)$ kadar bir hata ile $u_d(t)$ çıkış sinyalini üretir.

Bu durum şu şekilde ifade edilir.

$$u_d(t) = K_d \theta_e \quad (2.98)$$

Burada ifade edilen K_d PD'nin kazancıdır. K_d 'nin birimi V/rad. dir. Bu eşitlik 2.98 yukarıdaki Şekil 2.24 (c)' de gösterilmiştir.

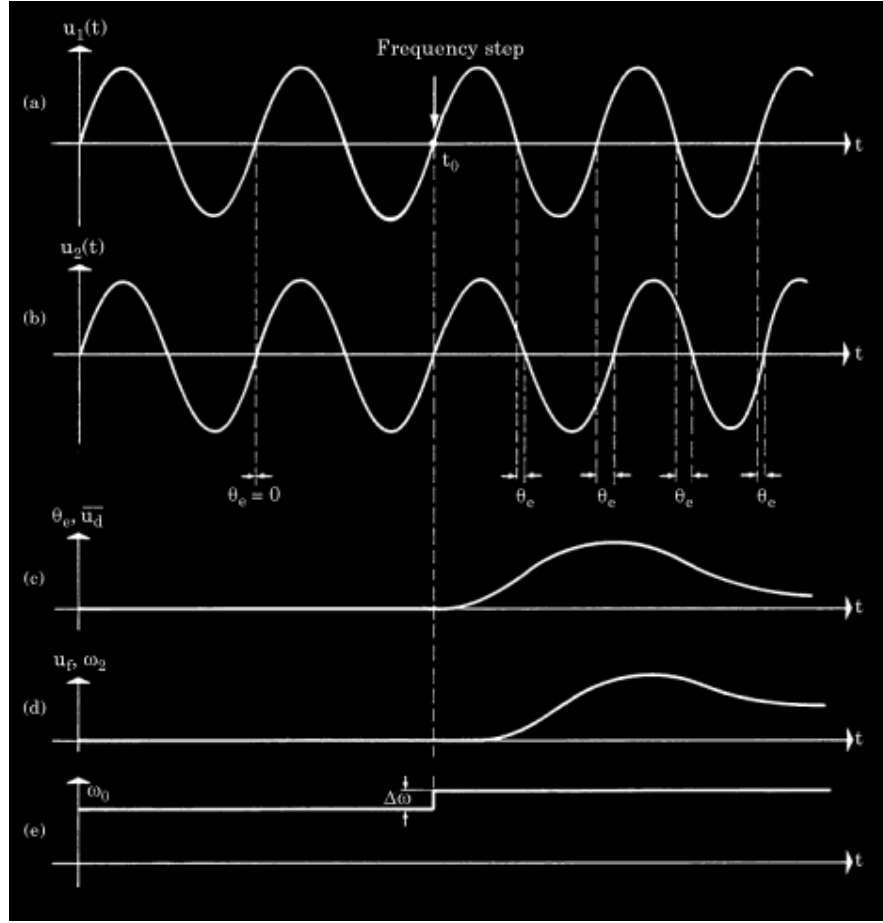
PD çıkış sinyali $u_d(t)$ DC bileşen ve bunun üzerine bindirilmiş AC bileşenden oluşmuştur. Daha sonraki filtreleme işlemi ile işarete ait istenmeyen bileşenler çıkartılmıştır. Çoğu zaman 1. dereceden alçak geçiren filtre kullanılarak bu işlem gerçekleştirilir.

Bu üç bloğun birlikte nasıl çalıştığını şu şekilde açıklayabiliriz,

$u_1(t)$ ' giriş işareti içinde, w_0 merkezi açısal frekansın olduğunu varsayarsak, VCO işlemine başlamadan merkezi açısal frekans w_0 'dır. Bu durumda faz hatası θ_c daha sıfırdır ve PD' nin çıkış sinyali $u_d(t)$ 'de sıfırdır. Dolayısıyla döngü filtresinin çıkış sinyali $u_d(t)$ ' de sıfır olur. Bu durumda VCO merkezi frekans ile çalışmaya başlar.

Eğer başlangıçta faz hatası θ_c sıfır değil ise PD' nin çıkış işareti $u_d(t)$ sıfır olmayacaktır. Dolayısıyla döngü filtresi $u_f(t)$ bir gerilim üretecektir. Böylelikle VCO' nun çalışma frekansı değişecektir ve sonunda faz hatası ortadan kalkacaktır.

Eğer giriş sinyalinin frekansında t_0 anında Δw kadar, ani bir değişme söz konusu olduğunda, Şekil 2.2' deki gibi giriş sinyalinin fazı, çıkış sinyalinin fazından önde başlar. Bu anda faz hatasında artma görülür. Aynı anda PD' nin çıkış sinyali $u_d(t)$ 'de artma gözlemlenir. Döngü filtresi $u_f(t)$ 'de de bir gecikme ile artma gözlemlenir. Bu durumda VCO frekansını artırır. Böylece faz hatası azalır. Giderek bu frekans giriş işaretinin frekansı ile eşit hale gelir. Kullanılan döngü filtresine bağlı olarak bu faz hatası ya sıfır olur ya da küçük bir değer alır.



Şekil 2.25. Referans frekansdaki değişim ile PLL' nin geçiş cevabı. (a) Referans sinyali $u_1(t)$, (b) VCO'nun çıkış sinyali $u_2(t)$, (c) Zamanın fonksiyonu olarak $\theta_e(t)$ ve $\bar{u}_d(t)$, (d) VCO'nun açılmal frekansı ω_2 , döngü filtresinin çıkış sinyali zamanın fonksiyonu olarak, (e) Referans sinyali $u_1(t)$ 'nin açılmal frekansı ω_1 .

Merkezi frekans ω_0 'ın $\Delta\omega$ kadar değişmesi durumunda VCO'nun gerçekleştirdiği işlemler.

$u_f(t)$ işaretinin gücü sonuç olarak $u_f = \Delta\omega/K_0$ olur. Eğer giriş sinyalinin merkezi frekansında küçük bir değişim söz konusu olursa, döngü filtresinin çıkış sinyalinin frekansında bozulma oluşmaktadır.

PLL ler genellikle FM dedektörlerde kullanılmıştır. Sonraki çalışmalarda ise AM veya PM dedektör olarak kullanılmıştır. PLL'in en büyük özelliklerinden biriside giriş sinyali içersindeki yüksek frekanslı gürültü işaretlerini ayıklayabilmesidir. PD

giriş ve çıkış sinyalleri arasında faz hatasını ölçerek işlem yapar. Aynı zamanda rastgele sıfır geçişlerin ölçümünde kullanılan sıfır geçiş yöntemindeki gecikmelere göre avantaj sağlamaktadır. PD çıkış işareti $u_d(t)$ kararsızlık durumlarında avantajlı sonuçlar üretir.

Eğer döngü filtresinin köşe frekansları küçük değerlerde ise $u_f(t)$ içindeki gürültü sinyali dikkate alınacak kadar büyük değildir ve dolayısıyla giriş sinyali $u_1(t)$ ile $u_2(t)$ arasında faz farkı yoktur. Böyle durumlarda sinyalin içinde gömülü gürültü sinyalini PLL ile belirlemek mümkündür.

Uygulama çalışmaları yapılırken PLL devresinin saydığımız bu avantajlarını kullanarak, güç sistemlerinde karşılaşılan harmonik içerikli sinyallerin temel bileşenini tespit etmek için düzenlenmiştir [88].

2.2.8. Hibrit frekans kestirim yöntemi

Frekans kestirim uygulamalarında kullanılan işaretlerin çeşitliliğinden dolayı, frekans kestiriminde kullanılan bazı yöntemler frekans kestiriminde tatmin edici sonuçlar vermemektedir. Çok değişken işaretlerde, bunlar frekansları çok yüksek olan veya düşük frekanslarda yüksek genlikli harmonik içeren işaretler Şekil 2.a ve b'de görülen işaretler olup bu işaretlerin frekansının tespitini sıfır geçiş yöntemi ve sadece Newton-Raphson yöntemlerini kullanarak büyük doğrulukta tespit etmek zorlaşmaktadır. Bu nedenle bu yöntemlerin kullanım alanları düşük frekanslarda temel harmonik ile diğer harmonik genliklerinin küçük olduğu işaretlerde başarı sağlamaktadır. Geliştirilen hibrit frekans kestirim yöntemi ile yüksek frekanslarda ve yüksek genlikle ilgili temel işarete etki eden harmonik içerikli işaretlerde uygulamalar yapılarak başarı sağlanmıştır.

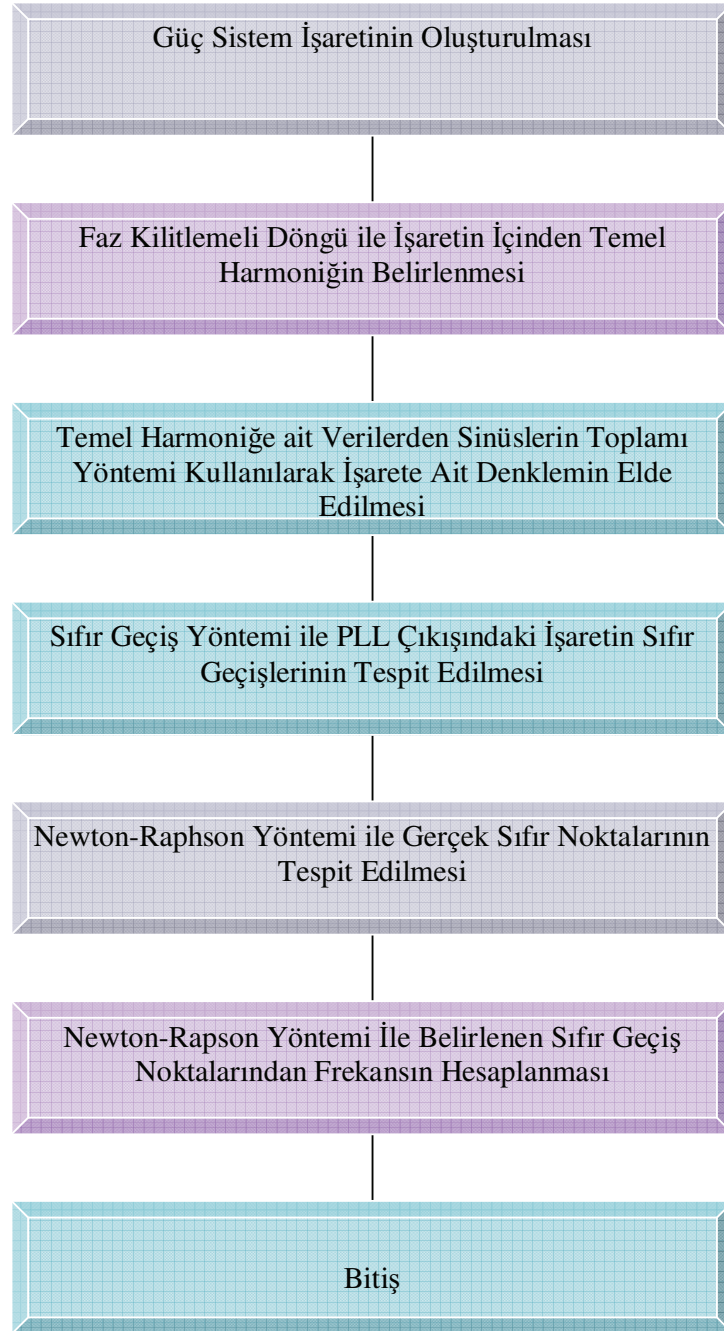
Güç sistemlerinde bazen gürültü işareti olarak tanımlanan yüksek frekanslı işaretlerinde birlikte görüldüğü olmaktadır. Bu nedenle genel bir frekans kestirim yöntemi olarak Şekil 2.26'da akış şeması verilen hibrit kestirim yöntemi

kullanılmıştır. Bu frekans kestirim yönteminin hem düşük frekanslı işaretlerde hem de yüksek frekanslı işaretlerde kullanılabilir olması genel bir yöntem olmasını sağlamaktadır.

Uygulama 1’de genellikle enerji iletiminde kullanılan harmonik içerikli işaret kullanılarak uygulamanın düşük frekanslardaki başarısı gösterilmiştir.

Uygulama 2’de ise Uygulama 1’de kullanılan işaretlere tüketim cihazlarının etkisi ile karışan gürültü sinyali katılarak, yüksek frekanslarda geliştirilen hibrit yöntemin başarısı gösterilmiştir.

Uygulama 3’de ise yine yüksek frekanslı gürültü işareti yüksek genlikli olarak eklenmiş ve işaretin frekans kestirimi zorlaştırılarak (bu işaretin frekans kestiriminde genel kullanılan frekans kestirim algoritmaları yetersiz kalmaktadır) hibrit yöntem ile frekans kestirimi yapılarak başarısı gösterilmiştir.



Şekil 2.26. Frekans kestiriminde kullanılan hibrit frekans kestirim yönteminin akış şeması

Şekil 2.26'daki hibrit frekans kestirim akış şemasında öncelikle herhangi bir işarete ait verilerin kayıt edilmesi işleminden sonra veriler Faz kilitlemeli döngü ile işleme tabi tutulur. Faz kilitlemeli döngü ile yüksek frekans teki gürültü içerikli işaretlerde bile temel frekansın belirlenmesini başarı ile yapılabilmektedir.

1. 1. blok ta gerçekleştirilen işlem, faz kilitlemeli döngüden (PLL) elde edilen işaret saf sinüs dalgasına yakın bir işaret elde edilmektedir.
2. blok ta gerçekleştirilen işlem, PLL' den elde edilen bu işaretin verilerine uygun sinüslerin toplamı yöntemi ile uygun eğri elde edilmiştir.
3. 3.blok ta gerçekleştirilen işlem, sıfır geçiş yöntemi ile verilere ait sıfır geçiş noktaları belirlenmektedir.
4. 4.blok ta gerçekleştirilen işlem, Newton-Raphson yöntemi kullanılarak yukarıdaki blok işlemlerinden alınan veriler kullanılarak sıfır noktaları belirlenmiştir.
5. 5.blok ta gerçekleştirilen işlem, son olarak Newton-Raphson yöntemi ile belirlenen işaretin periyot bilgisinden frekansın hesaplanması yapılmaktadır.

Aşağıdaki bölümünde akış diyagramı 3 farklı işaret ile uygulanmış ve sonuçları çıkartılmıştır.

BÖLÜM 3. GERÇEKLEŞTİRİLEN FREKANS KESTİRİM UYGULAMALARI

Gerçekleştirilen frekans kestirim uygulamalarında frekansı kestirilecek işaretler güç sistemlerinde karşılaşılan 3 farklı yapıdaki işaret örneklerinden sunulmuştur. 1. uygulamada kullanılan işaret genellikle enerji hatlarında karşılaşılan işaret türünü oluşturacak şekilde düşük frekanslı ve 3 harmonik bileşeninden oluşacak şekilde tercih edilmiştir.

İkinci işaret tüketici hatlarında oluşan harmonikleri içeren ve gürültü olarak tanımlanan, içinde düşük genlik 20 V.ve yüksek frekanslı (1800 Hz.) harmonik içeren, 4 harmonikten oluşan işaret tercih edilmiştir. Yüksek frekans içeriğinden dolayı frekans kestirimi zorlaşan bir işaret olarak ortaya çıkmaktadır.

Üçüncü uygulamada yine tüketici hatlarında karşılaşılan ve içinde yüksek genlik 140 V. Ve yüksek gürültülü frekansına sahip (1800 hz.) bir işaret tercih edilmiştir.

Bu işaretlerden elde edilen Hibrit frekans kestirim sonuçları, genel kullanımı olan Prony yöntemi ile karşılaştırılarak sunulmuştur.

3.1. Uygulama 1

Frekans kestiriminde kullanılacak işaretin matematiksel modeli;

$$v = 240 * \sin(2\pi 50t) + 123 * \sin(2\pi 150t) + 47 * \sin(2\pi 250t)$$

Buradaki temel harmonik, 3. ve 5. harmonik frekansları Matlab simulink programına girilmiş değerlerdir.

Bu işaretlerin oluşturulmasında güç sistemlerinde karşılaşılan işaret çeşitleri göz önüne alınmıştır. İşaret yapı ve gerçeklik olarak güç sistemlerinde oluşan harmonik içerikli işaret yapısına uygundur.

Eşitlik 3.1'deki işarete ait harmonik genlik ve frekansları:

Genlik	Frekans
$v_1^0 = 240,$	$f_1^0 = 50 \text{ Hz.}$
$v_2^0 = 123,$	$f_2^{(0)} = 150 \text{ Hz.}$
$v_3^0 = 47,$	$f_3^{(0)} = 250 \text{ Hz.}$

3.1.1. Uygulama 1 için faz kilitlemeli döngü (PLL) ile temel frekansın belirlenmesi

Kaynak 1. $v_1 = 240 \sin(2\pi 50t) + \pi / 6$

Kaynak 2. $v_2 = 123 \sin(2\pi 150t) - \pi / 12$

Kaynak 3. $v_3 = 47 \sin(2\pi 250t) + \pi / 12$

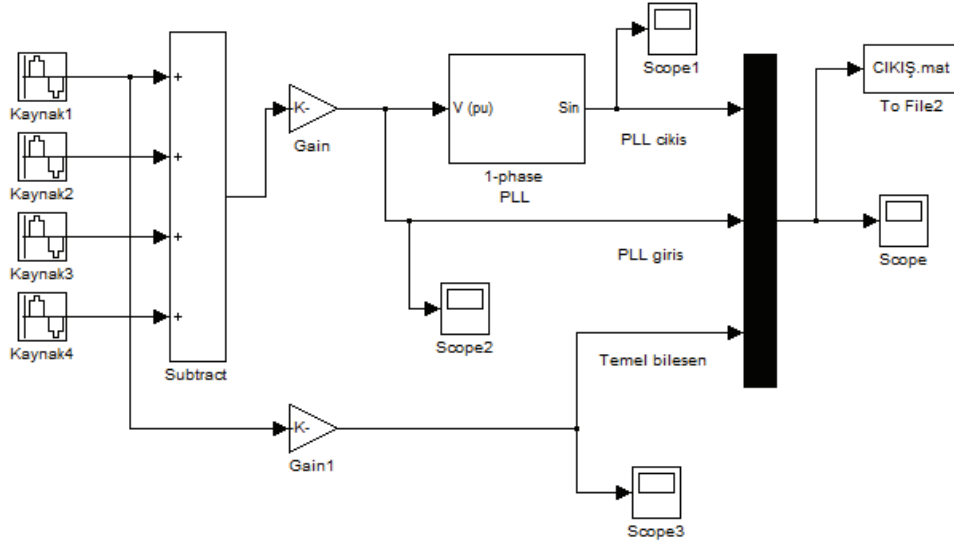
Filtre parametreleri,

F_Giriş = 50;

Kp=298;

Ki=900;

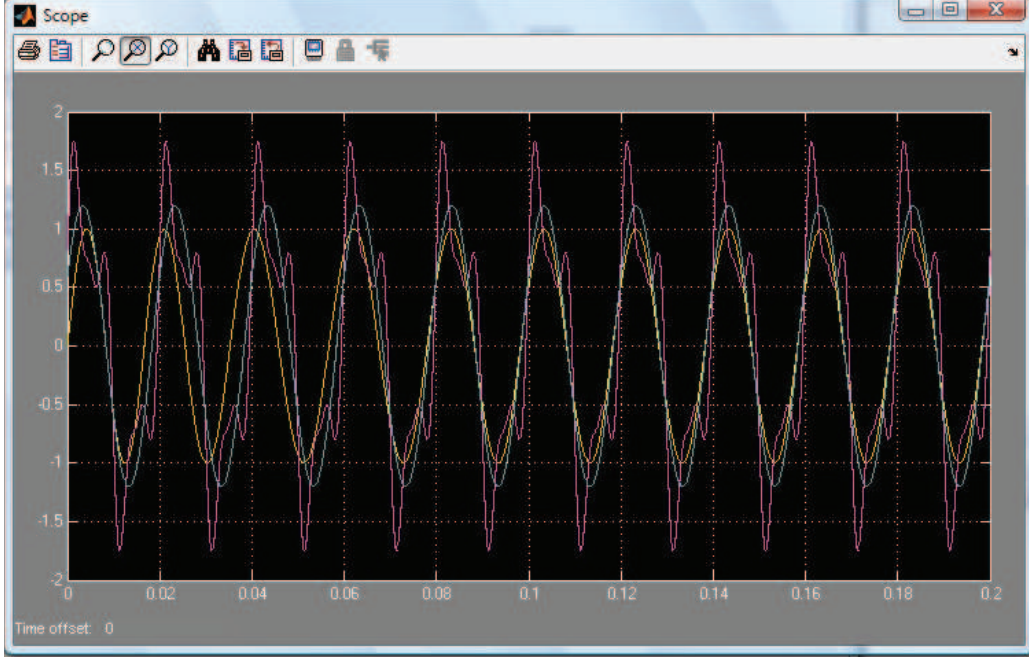
Faz Giriş=0;



Şekil 3.1. Faz Kilitlemeli Döngü Simülasyon Şeması

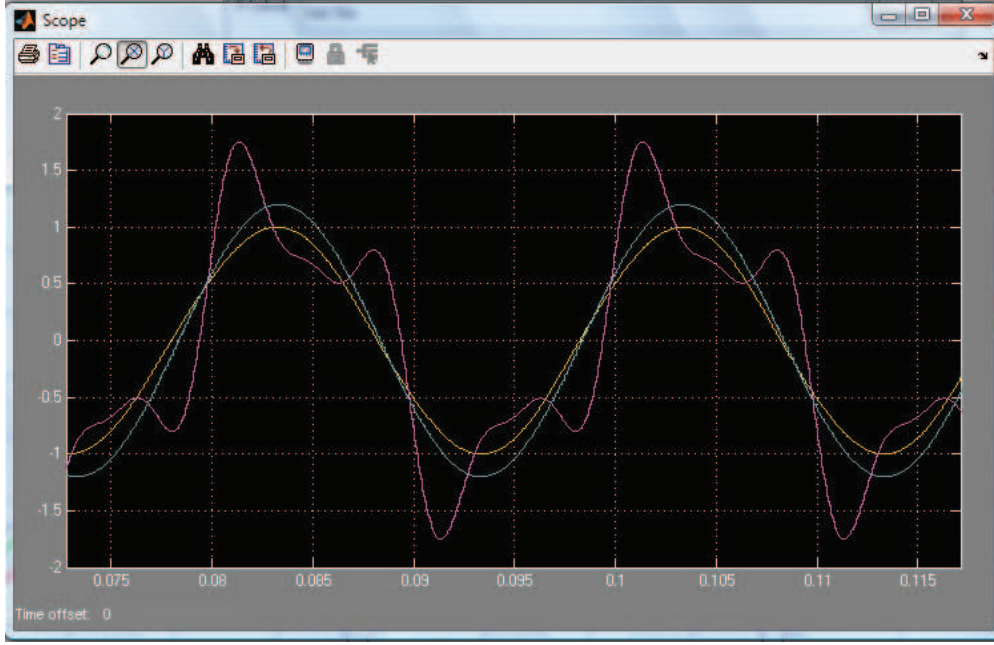
Şekil 3.1'deki Blok şemada da görüldüğü gibi 3 farklı genlik, frekans ve faz değerlerine sahip işaret toplama bloğunda toplanarak, güç sistemlerinde oluşabilecek harmonik içerikli işaret oluşturulmuştur. PLL faz kilitlemeli döngü bloğundan bu işaret geçirilmiştir. Bu işlem sonucunda PLL bloğunun çıkışında filtre edilmiş ve harmonik içerikli işaretin temel bileşenine kenetlenmiş işaret görülmektedir.

Aşağıdaki şekillerde harmonik içerikli işarete kenetlenme işlemi ayrıntılı olarak verilmiştir.

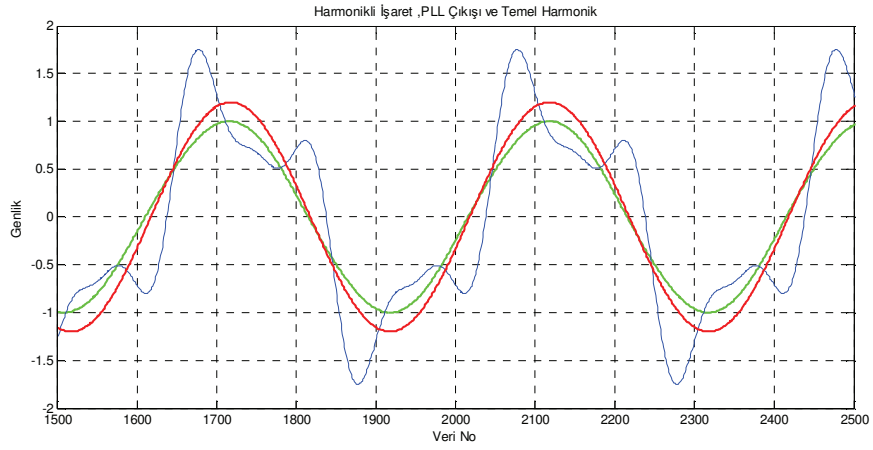


Şekil 3.2. Harmonik içerikli işaretle PLL kenetlenmesi ölçü aleti çıkışı

Şekil 3.2’de görülen ölçü aleti çıkış işaretinin, 0.06 sn. ye kadar temel harmonik ile kenetlenme işlemi görülmektedir. Bu işlem PLL uygulamalarında normal olarak gözlemlenebilen bir durumdur. PLL uygulamalarında ani frekans ve genlik değişimlerinde de kenetlenme işleminde zaman gecikmeleri söz konusu olabilmektedir.

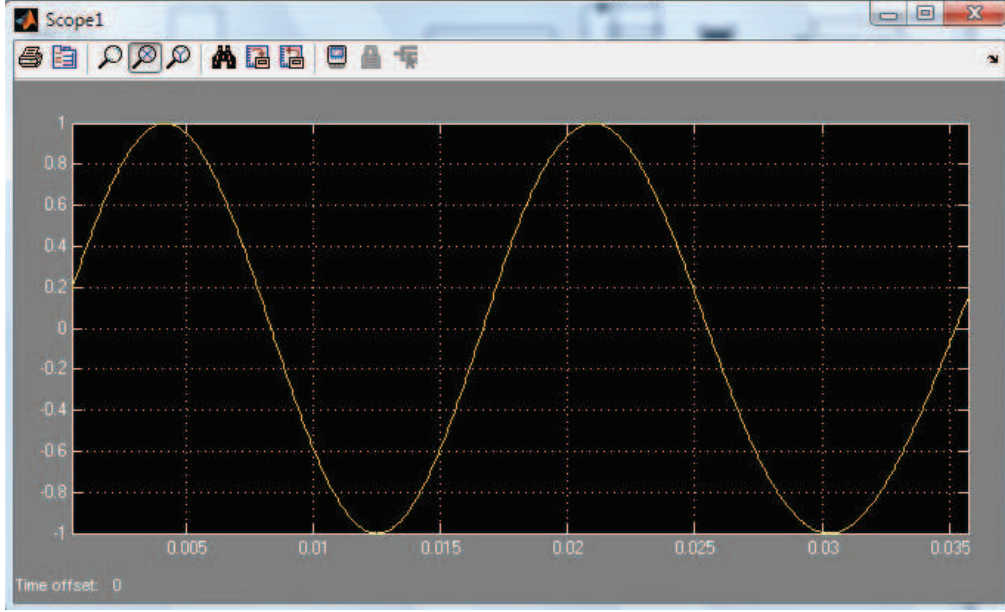


Şekil 3.3. 0.06 sn. den sonra kenetlenme işlemi

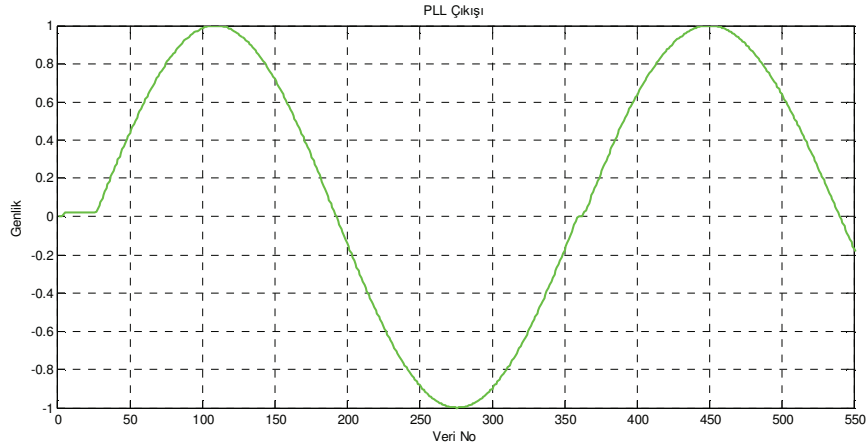


Şekil 3.4. Harmonik içerikli işaret ve PLL kenetlenmesi veri grafiği

Şekil 3.3'deki ölçü aleti çıkışında 0.06 sn. den sonra kenetlenme işleminin başarı ile gerçekleştiği gözlenmektedir. Bu durum Şekil 3.4'de açıkça gösterilmiştir.



Şekil 3.5. PLL ölçü aleti çıkışı



Şekil 3.6. PLL 'den elde edilen verilere ait grafik

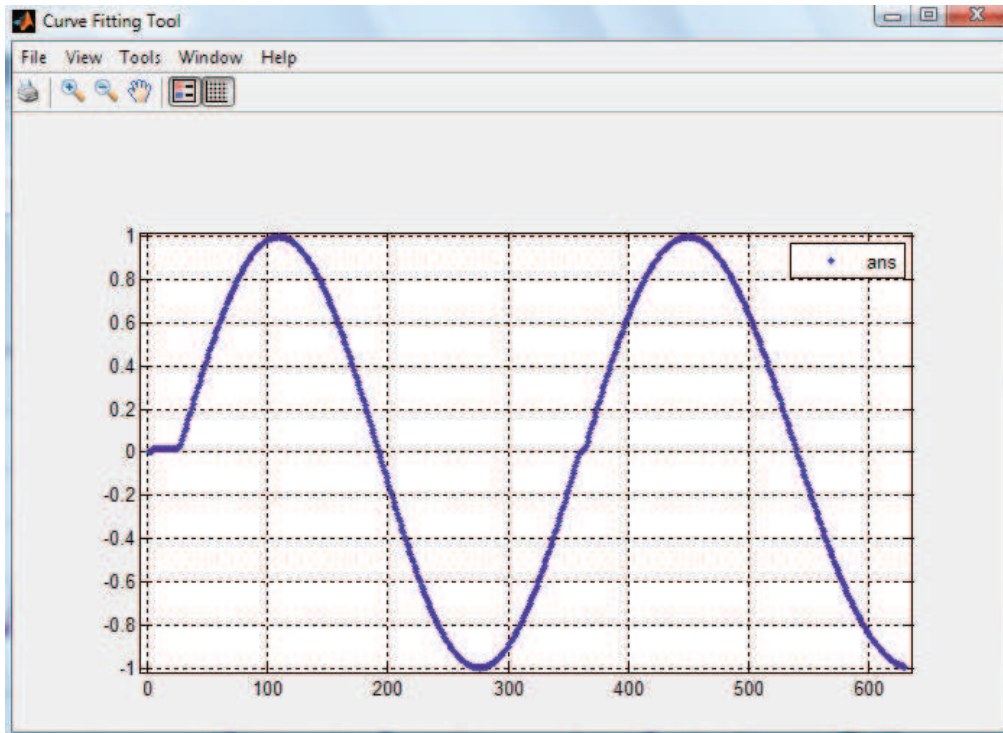
Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'da PLL çıkışındaki işaret görülmektedir. Harmonik içerikli PLL giriş işareti filtre edildikten sonra PLL çıkışında temel bileşen ile benzer belirli bir genlik, faz ve frekans değeri olan saf sinüs dalgasına yakın işaret elde edilmiştir. Kenetlenme işlemi sonucunda elde edilen bu işaret, temel bileşen ile aynı fazda ve genlik değeri olarak da aynı genlik değerini almıştır.

İşaretin saf sinüs dalgası formunda elde edilmesinden sonra sıfır geçiş eksenini kestiği noktaları belirlemek ve buradan işaretin periyodunu ve frekansını kestirmek

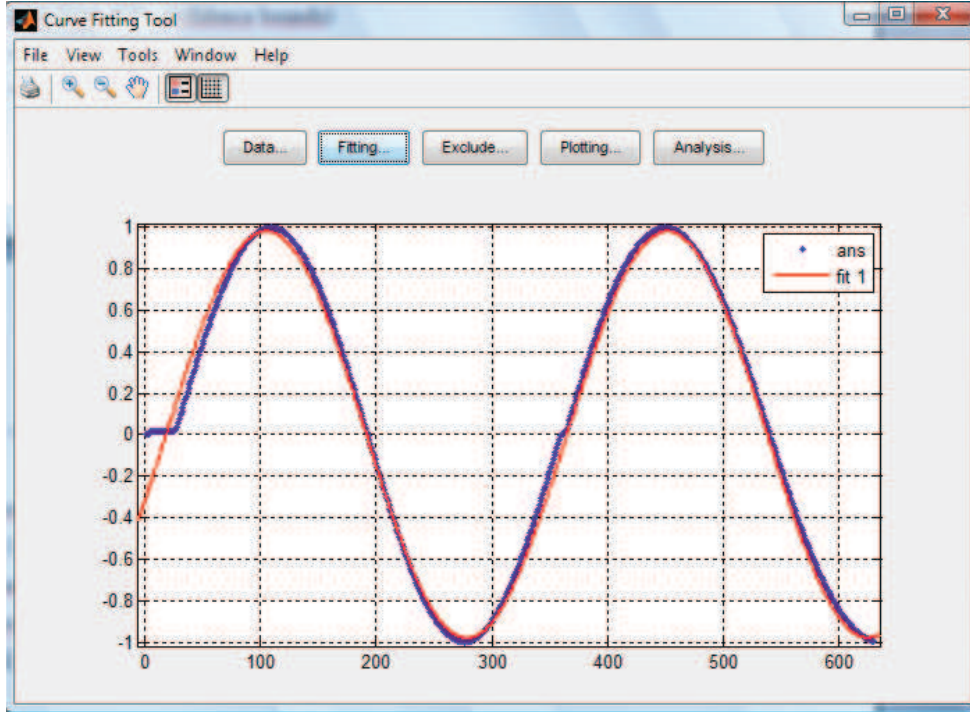
için sıfır geçiş yöntemi ve Newton-Raphson Yöntemi uygulamaları aşağıda yapılmıştır.

3.1.2. Uygulama 1 için eğri uydurma yöntemi ile frekans kestirimi

Verilerin eğri uydurma programına alınmasından sonra, veriler örnek numarasına göre sıralanmıştır. İstenen uzunlukta veriye ait veri yerleşim grafiği oluşturulabilir. Aşağıda Şekil 3.7’de uygulama 1’e ait 630 adet veri kayıt edilmiş ve bu veriler gösterilmiştir.



Şekil 3.7. Uygulama 1’de eğri uydurma programına aktarılan veriler



Şekil 3.8. Uygulama 1' de eğri uydurma programından elde edilen grafik

Şekil 3.8'de uygulama 1'e ait veriler görülmektedir. Veri noktalarından geçen bu işaret sinüslerin toplamı yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. Sinüslerin toplamı yöntemi kullanılırken veri kaybı en az olacak uzunlukta, genlik, frekans ve fazları farklı sinüslerin toplamı tercih edilir. Burada PLL çıkışından elde edilmiş olan işaretin denklemi Eşitlik 3.1'de verilmiştir

Matlab Programı arayüzünden curve fitting tool programı kullanılarak, işaretleri ifade eden denklem elde edilmiştir.

General model Sin1:

$$f(x) = a1 * \sin(b1 * x + c1)$$

Coefficients (with 99% confidence bounds):

$$a1 = 0.9809 (0.9748, 0.987)$$

$$b1 = 0.01814 (0.0181, 0.01817)$$

$$c1 = -0.3371 (-0.3488, -0.3254)$$

RMSE: 0.05459

Sinüslerin toplamı metodundan elde edilen denklemin katsayılarla birlikte ifadesi;

$$v = 0.9809 * \sin(0.01814 * x) - 0.3488 \quad (3.1)$$

İşaretlerin genel gösterimi $a_1 \sin(2 * \pi * f * t) \pm c_1$ şeklinde olup, elde edilen ifade ile karşılaştırıldığı da;

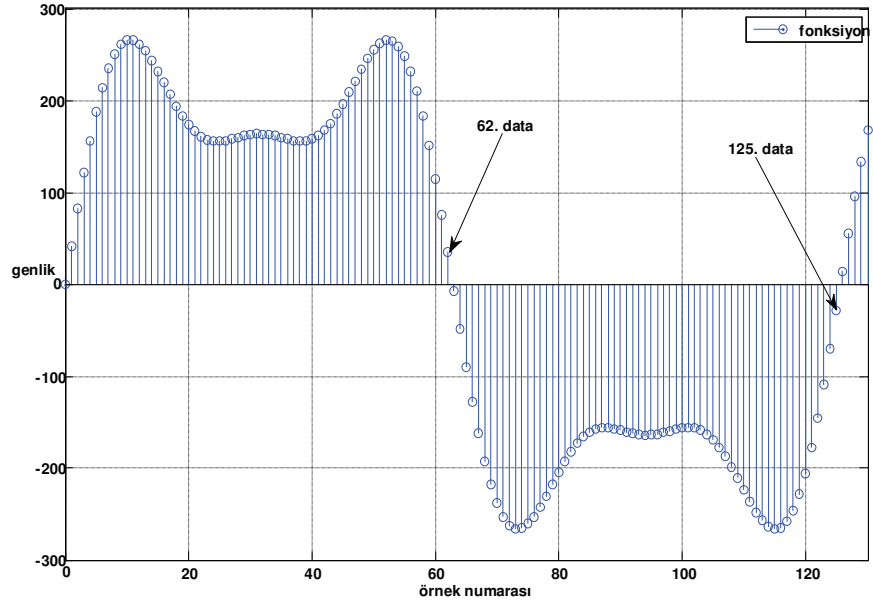
Yukarıdaki v' ye ait denklemde; 1. harmoniğe ait ifade de 0.09809, işaretin genliğini, 0.01814, frekansını ve -0.3488, fazını göstermektedir.

İşarete ait frekansın ifadesi;

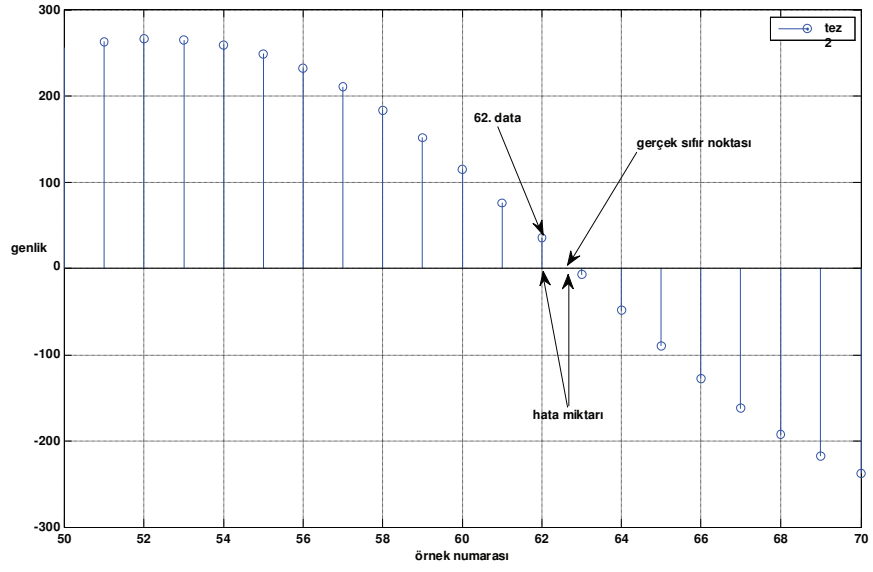
$$\begin{aligned} wt &= 0.01834x \\ 2 * \pi * f * t &= 0.01834 * x \end{aligned} \quad (3.2)$$

3.1.3. Uygulama 1 için sıfır geçiş yöntemi ile frekans kestirimi

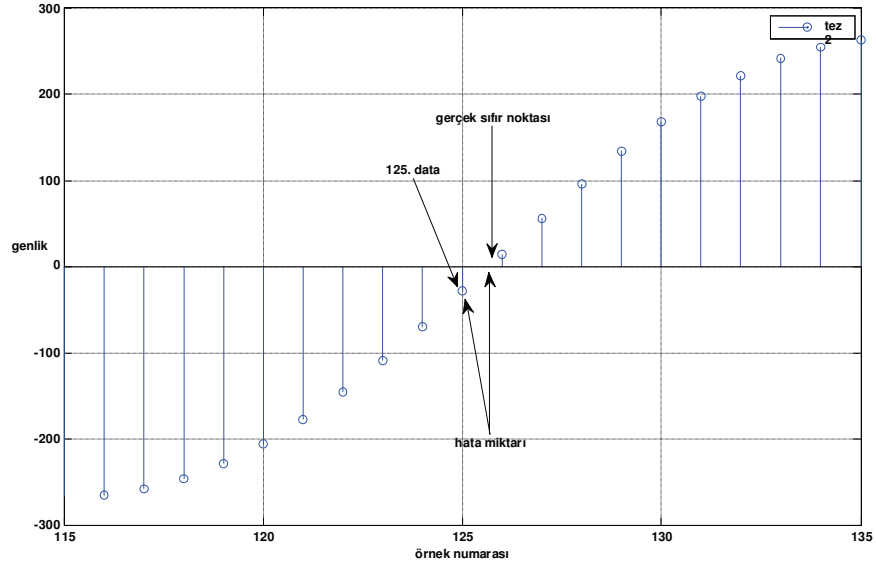
Birinci uygulama için kullanılan veri dağılımına ait gerçek sıfır geçiş noktaları ile bu yakalanan noktalar arasındaki mesafe Şekil 3.10 ve 3.11 üzerinde hata değeri olarak ifade edilmiştir. Bazı durumlarda veri sıfır geçiş noktası ile çakışmaktadır. Bu durum ile genellikle fazı sıfır olan ve temel frekansı 50 Hz. olan işaretlerde karşılaşılmıştır. Temel frekansın 50 Hz. den farklı olduğu veya harmoniklerin bir faza sahip oldukları durumlarda sifıra en yakın olan veri ile gerçek sıfır geçiş noktası arasında mutlaka hata oluşmaktadır. Oluşan hata frekans hesabında da hata oluşmasına neden olmaktadır.



Şekil 3.9. İşarete ait tespit edilen sıfır geçiş noktaları



Şekil 3.10. Sıfır geçiş olarak tespit edilen 62. veri ve aradaki hata miktarı



Şekil 3.11. Sıfır geçiş olarak tespit edilen 125. veri ve aradaki hata miktarı

Sıfır geçiş algoritması ile bulunan sıfır geçiş noktaları;

1. sıfır geçiş noktası: 62
2. sıfır geçiş noktası: 125

Veriler elde edilirken örnekleme 6400 Hz. ile yapılmıştır. Veriler matlab simulink programı kullanılarak üretilmiştir.

$$f_s = 6400 \text{ Hz.}$$

$$T_s = 1 / f_s = 1/6400 = 0.000156 \text{ sn.} \quad (3.3)$$

$$T = 2*(125 - 62) = 126 \quad (3.4)$$

Temel periyot belirlendikten sonra harmonik frekansları aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$f_1 = f_s / T = 6400 / 126 = 50.79 \text{ Hz.} \quad (3.5)$$

3.1.4. Uygulama 1 için Newton- Raphson yöntemi ile frekans kestirimi

İşaret 1. Uygulama için kullanılan denklem modeli;

$$f = (aI * \sin(bI * t + cI)) \quad (3.6)$$

Uygulama için kullanılan denklem,

$$v = 0.9809 * \sin(0.01814 * x) - 0.3488 \quad (3.7)$$

Denklemin 1. türevi,

$$f_1' = 8896763 / 500000000 * \cos(907 / 50000 * t - 218 / 625) \quad (3.8)$$

Bu uygulamada temel frekans için sıfır geçiş noktaları 62 ve 125 olarak bulunmuştur. Bu sıfır geçiş noktaları Newton-Raphson Yönteminin iterasyon başlangıcı olarak kullanılmıştır. Öncelikle 62. veri civarında Newton-Raphson Yöntemi ile sıfır geçiş noktası aranmıştır. Newton-Raphson Yöntemi ile tespit edilen kök noktası 62.5 bulunmuştur.

İkinci olarak 125. veri civarında Newton-Raphson Yöntemi ile yapılan kök tespitinde kök 125.9 olarak bulunmuştur. Bu sonuçlar Newton-Raphson Yöntemi ile sıfır geçiş yöntemin den daha başarılı kestirim yapıldığını göstermektedir.

62 yakınlarındaki kök,

'ans = 62.5'

125 yakınlarındaki kök,

'ans =125.9'

Uygulama 1 işaretine ait veriler elde edilirken örnekleme 6400 Hz. ile yapılmıştır. Böylece örnekleme frekansı, örnekleme periyodu, ve temel harmoniğe ait periyot sırasıyla;

$$T = 2 * (125.9 - 62.5) = 126.8 \quad (3.9)$$

olur.

Sonuç olarak harmonik frekansları,

$$f_1 = f_s / T = 6400 / 126.8 = 50.47 \text{ Hz.} \quad (3.10)$$

Uygulama 1 için Geliştirilmiş olan Hibrit frekans kestirim yöntemi ile Prony yöntemlerinin karşılaştırılması yapılmak amacı ile Prony yöntemi ile temel frekans kestirimi yapılmıştır.

3.1.5. Uygulama 1 için Prony Yöntemi ile frekans kestirimi

Uygulama 1 için denklem;

$$v = 240 * \sin(0.05 * t - 0.05) + 123 * \sin(0.15 * t - 0.15) + 47 * \sin(0.25 * t - 0.25) \quad (3.11)$$

Aşağıda uygulama 1 için elde edilmiş olan doğrusallaştırılmış denklemin katsayıları bulunmuştur.

LPM =

Columns 1 through 8

1.0000 -3.5008 3.2127 1.0606 -1.5113 -1.5307 0.2703 1.5418

Columns 9 through 11

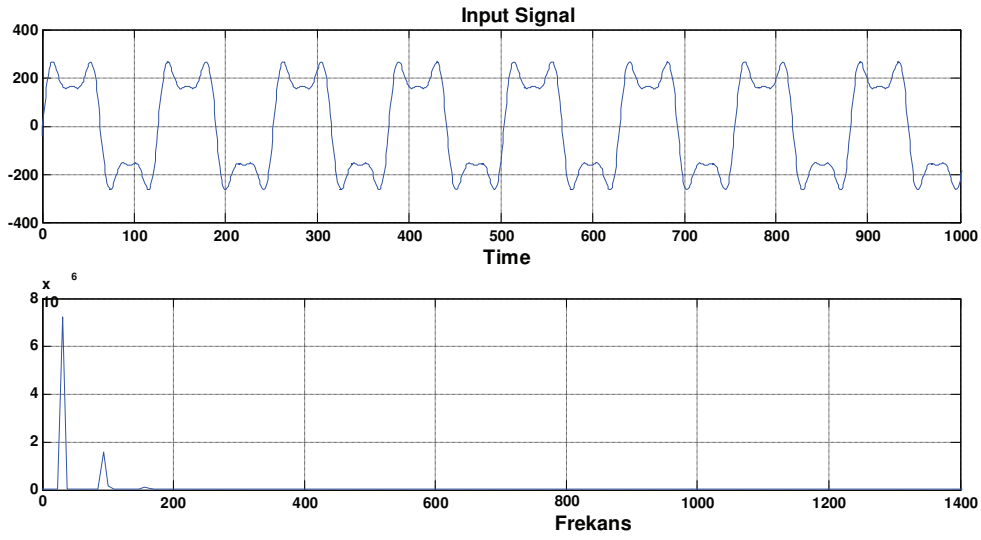
0.5422 -1.6888 0.6039

Doğrusallaştırılmış olan denklemden elde edilen frekans değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$f_1^{(2)} = 50.9296 \text{ Hz.} \quad (3.12)$$

$$f_2^{(2)} = 151.2846 \text{ Hz.} \quad (3.13)$$

$$f_3^{(2)} = 247.3401 \text{ Hz.} \quad (3.14)$$



Şekil 3.12. Giriş sinyali ve Prony yöntemi ile elde edilen frekanslar

Şekil 3.12'deki grafikte temel bileşen 50.92 Hz. ve diğer harmonik bileşenleri genlikleri ile birlikte çizdirilmiştir.

Tablo 3.1. Uygulama 1'den elde edilen frekans değerleri

	1.Harmonik	3.Harmonik	5.harmonik
Frekans	$f_1^{(2)} = 50.92 \text{ Hz.}$	$f_2^{(2)} = 151.2846 \text{ Hz.}$	$f_3^{(2)} = 247.3411 \text{ Hz.}$

Tablo 3.1’de Prony Yöntemi ile kestirilmiş olan temel harmonik ve diğer harmoniklere ait bileşenlerin frekansları verilmiştir. Kestirilen temel harmoniğe ait frekans değeri 50.92 Hz. olarak, 0.08 Hz.’lik hata değeri ile frekans kestirimi yapılmıştır.

Geliştirilen Hibrit Newton-Raphson Yöntemi ile genel kullanımı olan Prony Yöntemi karşılaştırmalı olarak Tablo 3.2’de sunulmuştur.

Tablo 3.2. Uygulama 1’den elde edilen frekans değerlerinin karşılaştırması

	<i>1.Harmonik</i>	<i>Bağıl Hata Miktarı</i>
<i>Hibrit Newton Raphson Yöntemi ile kestirimi Yapılan temel frekans</i>	$f_1 = 50.47$ Hz.	% 0.9
<i>Prony Yöntemi ile kestirilen temel frekans</i>	$f_1 = 50.92$ Hz.	% 1.8

Yapılan bu uygulama sonucunda geliştirilmiş olan Hibrit Newton-Raphson Yöntemi ile elde edilen temel frekans değeri, genel kullanımı olan Prony yöntemi ile tespit edilmiş olan temel harmonik frekansının değerinden daha yakın ve az hata ile elde edilmiştir.

3.2. Uygulama 2

Simülasyon uygulamalarında güç sistemlerinde sıklıkla karşılaşılan harmonik içerikli işaretler kullanılmıştır. Kullanılan işaretlerin genlik ve frekansları birbirinden farklı olarak seçilmiş bir işaret ile çalışılmıştır. Bu uygulamada kullanılan işaret güç sistemlerinde bilinen harmonik içerikli işaretlere yüksek frekanslı gürültü işaretlerinin karışması ile oluşan bir işaret türüdür. İşarete ait ilk 3 harmonik genellikle karşılaşılan bir yapı olup, 4.harmonik olarak eklenen 1800 Hz.lik işaret gürültü işareti olarak eklenmiştir. Uygulamamızda kullanılan yöntemin yüksek

frekanslı harmonik içeren işaretlerde ki frekans kestirim başarısını göstermek hedeflenmiştir.

3.2.1. Uygulama 2 için faz kilitlemeli döngü (PLL) ile temel frekansın belirlenmesi

Kaynak 1. $v_1 = 220 \sin(2\pi 51t)$

Kaynak 2. $v_2 = 50 \sin(2\pi 153t) - \pi / 12$

Kaynak 3. $v_3 = 20 \sin(2\pi 250t) + \pi / 12$

Kaynak 4. $v_4 = 20 \sin(2\pi 1800t)$

Filtre parametreleri,

F_Giriş=50;

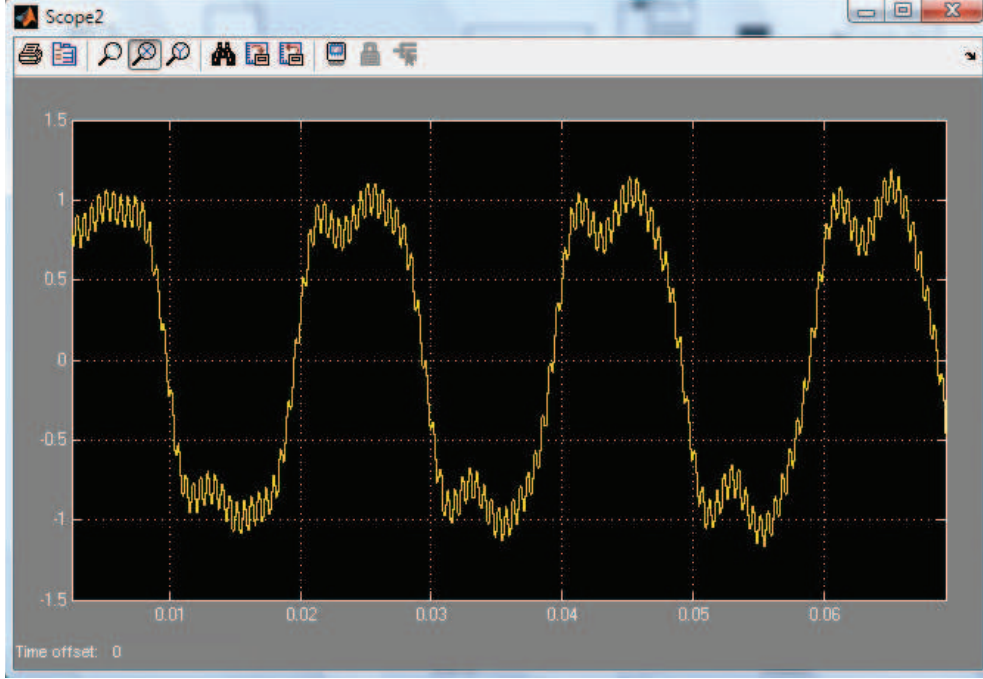
Kp=298;

Ki=900;

Faz Giriş=0;

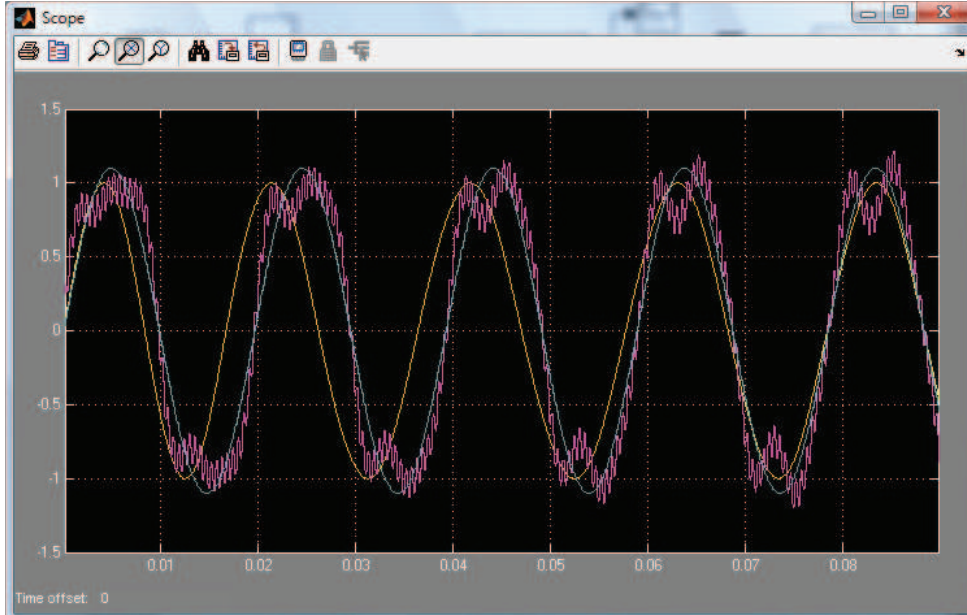
Şekil 3.1'deki blok şemada da görüldüğü gibi 4 farklı genlik, frekans ve faz değerlerine sahip işaret toplama bloğunda toplanarak, güç sistemlerinde oluşabilecek harmonik içerikli işaret oluşturulmuştur. PLL faz kilitlemeli döngü bloğundan bu işaret geçirilmiştir. Bu işlem sonucunda PLL bloğunun içinde filtre edilmiş ve harmonik içerikli işaretin temel bileşenine kenetlenmiş işaret görülmektedir.

Aşağıdaki şekillerde harmonik içerikli işarete kenetlenme işlemi ayrıntılı olarak verilmiştir.



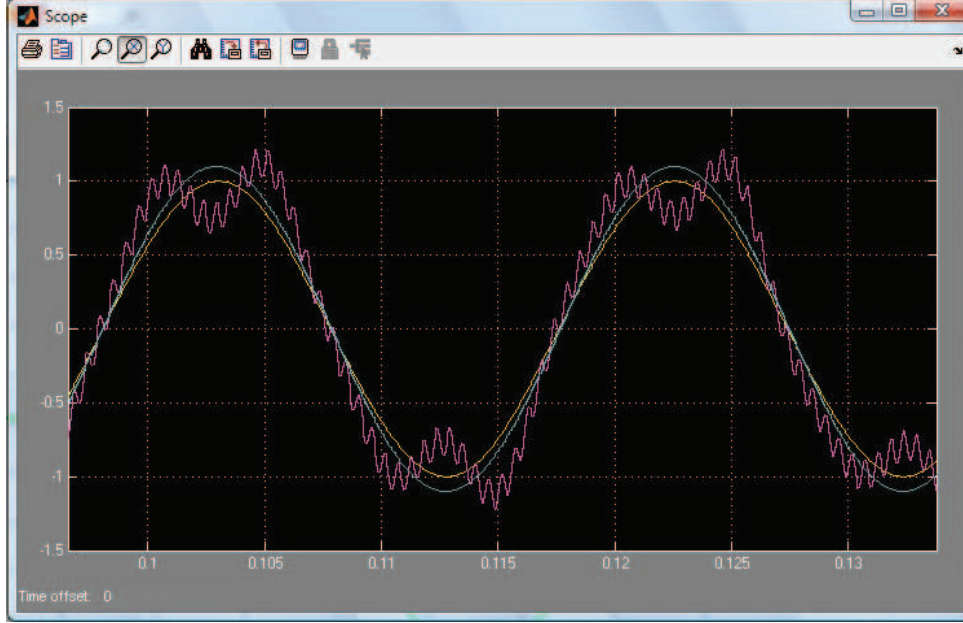
Şekil 3.13 Harmonik içerikli işaret

Şekil 3.13’de 4. harmonik bileşenden oluşan işaret görülmektedir. İşaret oluşturulurken farklı genlik, faz ve frekans değerlerine sahip işaretler seçilmiştir. Bu seçilmiş olan işaret yapısı güç sistemlerinde sıklıkla karşılaşılan bir yapı olduğu için tercih edilmiştir.

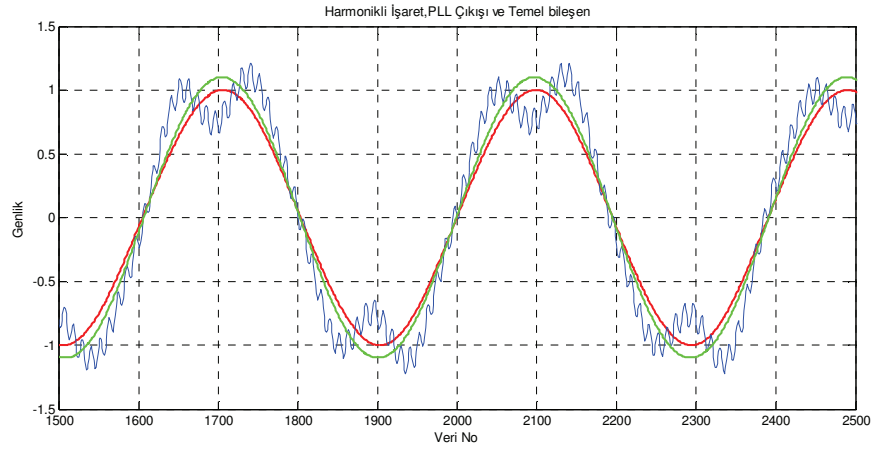


Şekil 3.14. Faz Kenetlenmesi ve ölçü aleti çıktısı

Şekil 3.14’de görülen ölçü aleti çıkış işaretinin 0.08 sn. ye kadar temel harmonik ile kenetlenme işleminde gecikme gözükmemektedir. Bu durum PLL uygulamalarında gözlemlenen bir durumdur. Ani frekans ve genlik değişimlerinde de kenetlenme işleminde zaman gecikmeleri söz konusu olabilmektedir.

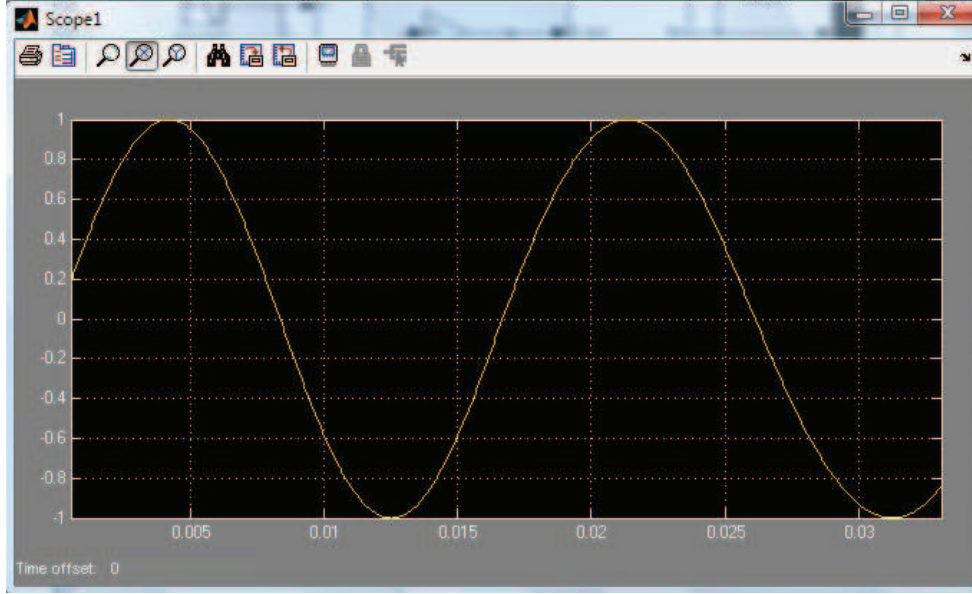


Şekil 3.15. Faz kenetlenmesi ve ölçü aleti çıkışı

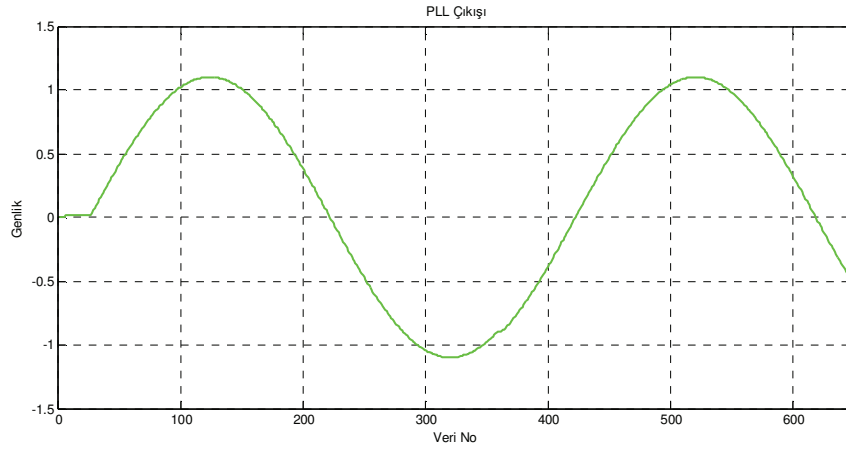


Şekil 3.16. Faz kenetlenmesi veri gösterimi

Şekil 3.15’deki ölçü aleti çıkışında 0.08 sn. den sonra kenetlenme işleminin başarı ile gerçekleştiği gözlenmektedir. Bu durum Şekil 3.16’da açıkça veri dağılımı ile gösterilmiştir.



Şekil 3.17. PLL çıkış işareti



Şekil 3.18. PLL çıkış işareti veri dağılımı

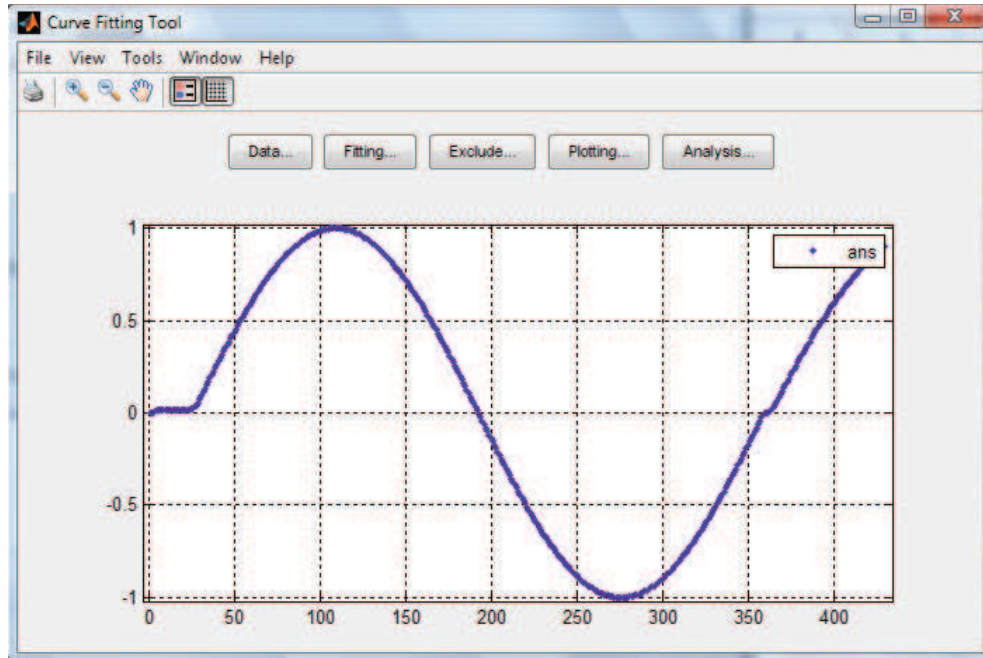
Şekil 3.17 ve şekil 3.18’de PLL çıkışındaki işaret görülmektedir. Harmonik içerikli PLL giriş işareti alçak geçiren filtre kullanılarak filtre edildikten sonra PLL çıkışında temel bileşen ile benzer belirli bir genlik, faz ve frekans değeri olan saf sinüs dalgası elde edilmiştir. Kenetlenme işlemi sonucunda elde edilen bu işaret, temel bileşen ile aynı fazda ve genlik değeri olarak da aynı genlik değerini almıştır.

İşaretin saf sinüs dalgası formunda elde edilmesinden sonra sıfır geçiş eksenini kestiği noktaları belirlemek ve buradan işaretin periyodunu ve frekansını kestirmek için sıfır geçiş yöntemi ve Newton-Raphson Yöntemi uygulamaları yapılmıştır.

3.2.2. Uygulama 2 için eğri uydurma yöntemi ile frekans kestirimi

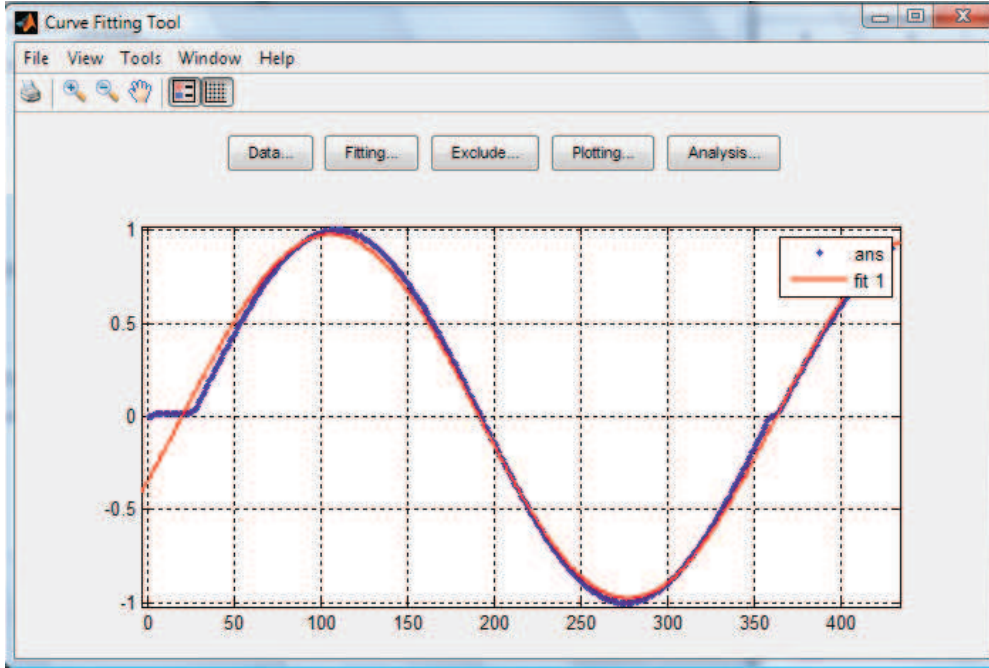
Eğri uydurma yöntemi için gerekli olan referans verileri, PLL bloğunun filtre çıkışından temin edilmiştir. PLL girişindeki işaret çok yüksek harmonik içerikli olduğu için eğriye yaklaşım bilindik sinüslerin toplamı veya diğer yöntemler ile mümkün olmamaktadır. Bundan dolayı yaklaşık aynı frekans değerine sahip olan filtre çıkışındaki eğriye sinüslerin toplamı yöntemi ile yaklaşarak, verilere ait denklemi ve harmonik frekanslarını elde edebiliriz.

Filtre çıkışında ki eğriye ait veriler simülasyonlar ile kayıt edilmiştir ve eğri uydurma yönteminde kullanılacak kadar veri buradan elde edilerek kullanılmıştır.



Şekil 3.19. Verilerin eğri uydurma arayüzüne aktarılması

Şekil 3.19’da eğri uydurma yönteminde kullanacağımız bir periyotluk veri aktarımı PLL filtre çıkışından arayüz programına aktarılmıştır.



Şekil 3.20. Verilere sinüslerin toplamı yöntemi ile yaklaşım

Ayrıca Şekil 3.20'den de görüldüğü gibi sinüslerin toplamı yöntemi ile eğriye küçük bir hata ile yaklaşım sağlanmıştır. Aşağıda bu yaklaşıma ait denklen verilmiştir.

General model Sin1:

$$f(x) = a1 * \sin(b1 * x + c1)$$

Coefficients (with 99% confidence bounds):

$$\begin{aligned} a1 &= 1.1 \\ b1 &= 0.0531 \\ c1 &= -0.01027 \end{aligned}$$

Yukarıdaki PLL çıkışındaki işarete ait denklem;

$$f = 1.1 \sin(0.0531x - 0.01027) \quad (3.15)$$

Şekil 3.20'de uygulama 2'ye ait verilerden geçen işaret görülmektedir. Veri noktalarından geçen bu işaret sinüslerin toplamı yöntemi kullanılarak elde edilmiştir.

Sinüslerin toplamı yöntemi kullanılırken veri kaybı en az olacak uzunlukta, genlik, frekans ve fazları farklı sinüslerin toplamı tercih edilir. Burada PLL çıkışından elde edilmiş olan denklemi Eşitlik 3.16'da verilmiş olan eğri elde edilmiştir.

Sinüslerin toplamı metodundan elde edilen denklemin katsayılarla birlikte ifadesi;

$$v = 1.1 * \sin(0.0538 * x) - 0.01027 \quad (3.16)$$

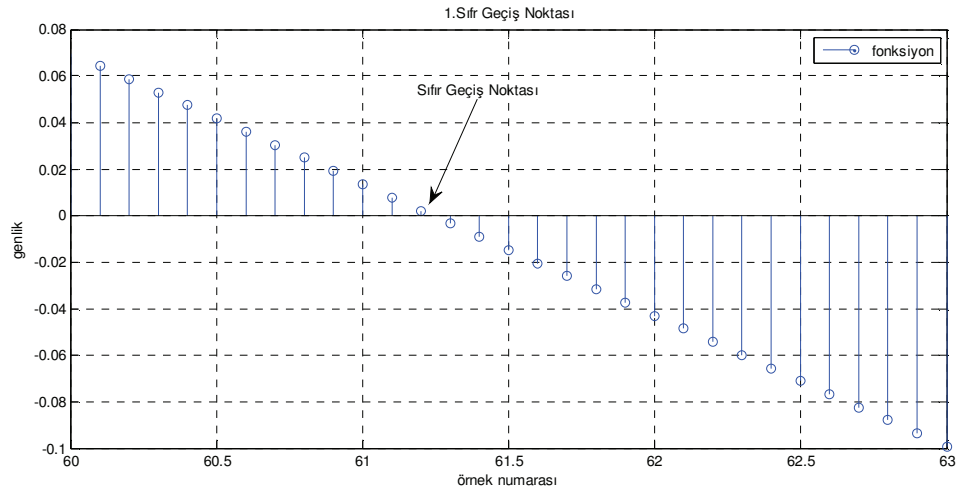
Yukarıdaki v ' ye ait denklemde, 1.1 işaretin genliğini, 0.0538 frekansını ve -0.01027 fazını göstermektedir.

3.2.3. Uygulama 2 için sıfır geçiş yöntemi (zero crossing) ile frekans kestirimi

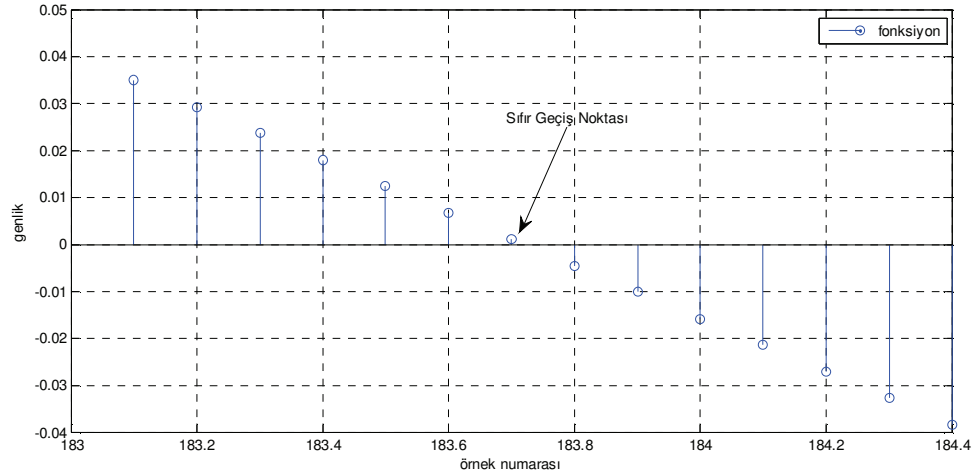
İşarete ait sıfır geçiş noktaları;

ns =

61.2000 122.4000 183.7000



Şekil 3.21. 1. Sıfır geçiş noktası hata miktarı



Şekil 3.22. 2. Sıfır geçiş noktası hata miktarı

Şekil 3.21 ve 3.22’de verilere ait sıfır geçiş yöntemi ile bulunan sıfır geçiş noktaları tespit edilmiş ve bu belirlenen noktaların gerçek sıfır geçiş noktalarına göre hata miktarları gösterilmiştir.

Belirlenen noktalardan temel frekansın hesaplanması;

$$T = (183.7 - 61.2) = 122.5 \quad (3.17)$$

Temel periyot belirlendikten sonra temel frekans aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$f_1 = f_s / T = 6400 / 122.5 = 52.24 \text{ Hz.} \quad (3.18)$$

3.2.4. Uygulama 2 için Hibrit Newton-Raphson Yöntemi ile frekans kestirimi

Sıfır geçiş yönteminden elde edilen sıfır geçiş noktalarının daha gerçekçi değere yaklaştırılması için eğri uydurma yöntemi ile elde edilen denklem kullanılarak denkleme ait kök noktalarına Newton-Raphson Yöntemi ile yaklaşım sağlanmıştır. Newton-Raphson Yöntemi iteratif bir şekilde uygulanmış ve iterasyon başlangıç noktaları sıfır geçiş noktaları olarak alınmıştır.

İşaret için kullanılan denklem modeli;

$$f = (a * \sin(b * t + c)) \quad (3.19)$$

Uygulama için kullanılan denklem,

$$f = 1.1 \sin(0.0531x - 0.01027) \quad (3.20)$$

Bu uygulamada temel frekans için sıfır geçiş noktaları 61.2 ve 183.7 olarak bulunmuştur. Bu sıfır geçiş noktaları Newton-Raphson Yönteminin iterasyon başlangıcı olarak kullanılmıştır. Öncelikle 61 veri civarında Newton-Raphson Yöntemi ile sıfır geçiş noktası aranmıştır. Newton-Raphson Yöntemi ile tespit edilen kök noktası 60.2 bulunmuştur.

İkinci olarak 183 veri civarında Newton-Raphson Yöntemi ile yapılan kök tespitinde kök 184.6 olarak bulunmuştur. Bu sonuçlar Newton-Raphson Yöntemi ile sıfır geçiş yöntemin den daha başarılı kestirim yapıldığını göstermektedir.

61.2 Yakınlarındaki kök,

'ans = 60.2'

183.7 yakınlarındaki kök,

'ans =184.6'

İşaretine ait veriler elde edilirken örnekleme 6400 Hz. ile yapılmıştır. Böylece örnekleme frekansı, örnekleme periyodu, ve temel harmoniğe ait periyot sırasıyla;

$$T = (184.6 - 60.2) = 124.4 \quad (3.21)$$

olur.

Sonuç olarak harmonik frekansları,

$$f_1 = f_s / T = 6400 / 124.4 = 51.4 \text{ Hz.} \quad (3.22)$$

Uygulama 2 için Geliştirilmiş olan Hibrit frekans kestirim yöntemi ile Prony yöntemlerinin karşılaştırılması yapılmak amacı ile Prony yöntemi ile temel frekans kestirimi yapılmıştır.

3.2.5. Uygulama 2 için Prony Yöntemi ile frekans kestirimi

Uygulama 1 için bu denklem;

$$v=220*\sin(2\pi 51t)-0.05)+50*\sin(2\pi 153t)-\pi/12)+20*\sin(2\pi 250t)+\pi/12)+20*\sin(2\pi 1800t) \quad (3.23)$$

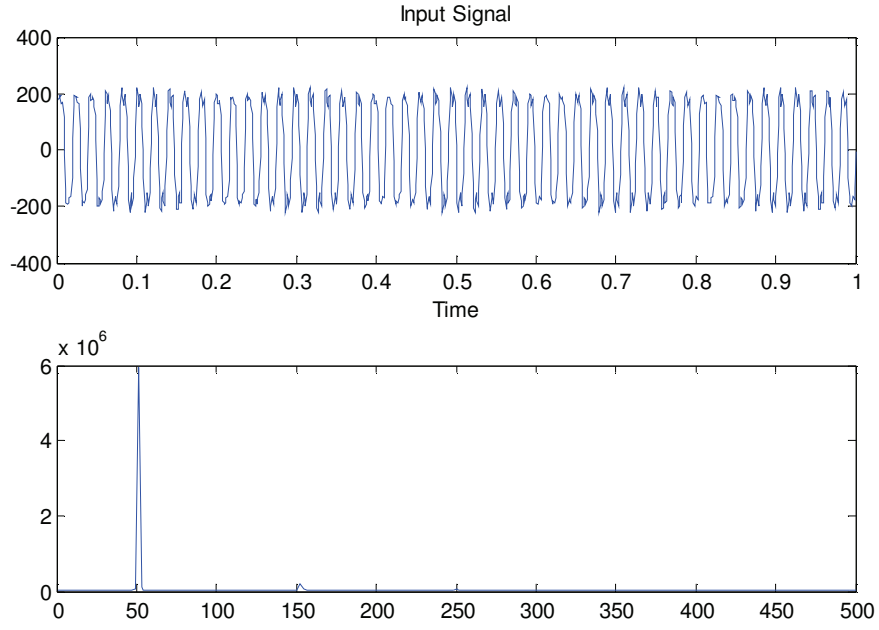
Aşağıda uygulama 1 için elde edilmiş olan doğrusallaştırılmış denklemin katsayıları bulunmuştur.

LPM =

$$1.0000 \quad -2.3568 \quad 2.7182 \quad -1.9907 \quad 0.7715$$

Doğrusallaştırılmış olan denklemden elde edilen frekans değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$f_1 = 53.5 \text{ Hz.} \quad (3.24)$$



Şekil 3.23. Giriş sinyali ve Prony Yöntemi ile elde edilen frekanslar

Şekil 3.23'deki grafikte temel bileşen 53.5 Hz. olarak tespit edilmiştir.

Tablo 3.3. Uygulamadan elde edilen frekans değerleri

	<i>1.Harmonik</i>
<i>Prony Yöntemi ile elde edilen temel frekans</i>	$f_1 = 53.5$ Hz.

Tablo 3.3'de Prony Yöntemi ile kestirilmiş olan temel harmonik ve diğer harmoniklere ait bileşenlerin frekansları verilmiştir. Kestirilen temel harmoniğe ait frekans değeri 53.5 Hz. olarak, 2.5 Hz. lik hata değeri ile frekans kestirimi yapılmıştır.

Geliştirilen Hibrit Newton-Raphson Yöntemi ile genel kullanımı olan Prony yöntemi karşılaştırmalı olarak Tablo 3.2'de sunulmuştur.

Tablo 3.4. Uygulama 2'den elde edilen frekans değerlerinin karşılaştırılması(Temel frekans=51 Hz.)

	<i>1.Harmonik</i>	<i>Bağıl Hata Miktarı</i>
<i>Hibrit Newton- Raphson Yöntemi ile kestirimi yapılan temel frekans</i>	$f_1 = 51.4 \text{ Hz.}$	<i>% 0.77</i>
<i>Prony Yöntemi ile hesaplanan frekans</i>	$f_1 = 53.5 \text{ Hz.}$	<i>% 4.6</i>

Yapılan bu uygulama sonucunda geliştirilmiş olan hibrit Newton-Raphson Yöntemi ile elde edilen temel frekans değeri, genel kullanımı olan Prony yöntemi ile tespit edilmiş olan temel frekans değerinden daha yakın ve az hata ile elde edilmiştir.

3.3. Uygulama 3

Simülasyonda özellikle sıfır civarında çok salınım yapan 4 harmonik içerikli bir işaret seçilmiştir. Bu tür işaretler gürültü içerikli ve yüksek genlik içerikli harmonik bileşenine sahip olduğu için frekans kestirimi zorluğundan dolayı geliştirilen hibrit yöntemin frekans kestirim başarısı zor bir örnekle test edilmek istenmiştir.

3.3.1. Uygulama 3 için Faz Kilitlemeli Döngü (PLL) ile temel frekansın belirlenmesi

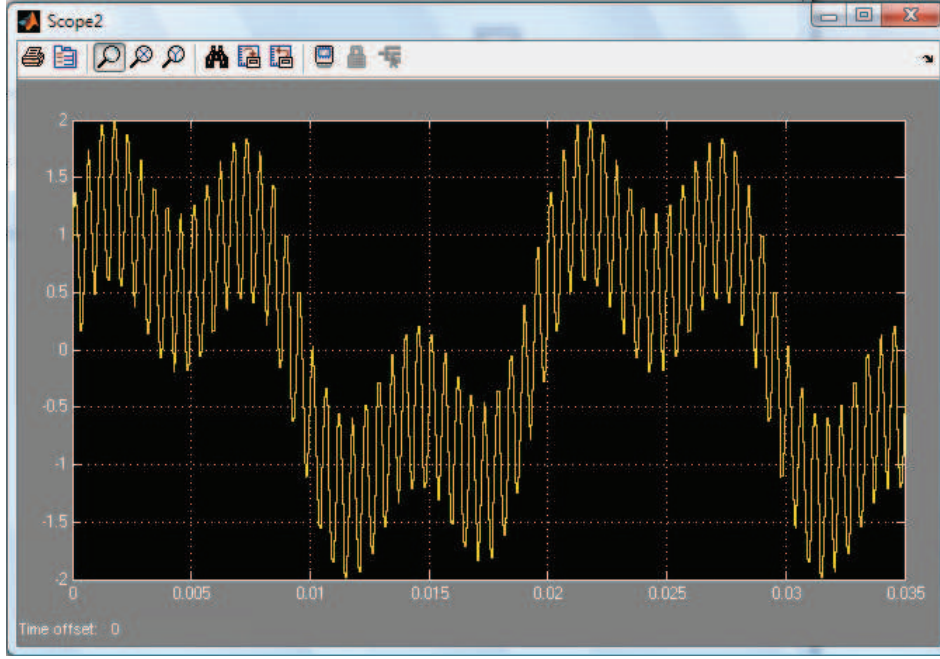
Kaynak;

$$v = 220 \sin(2\pi 50t) + \pi / 12 + 120 \sin(2\pi 150t) + \pi / 6 + 140 \sin(2\pi 1800t) + \pi / 6 \quad (3.25)$$

$$v_1 = 220 \sin(2\pi 50t) + \pi / 12 \quad (3.26)$$

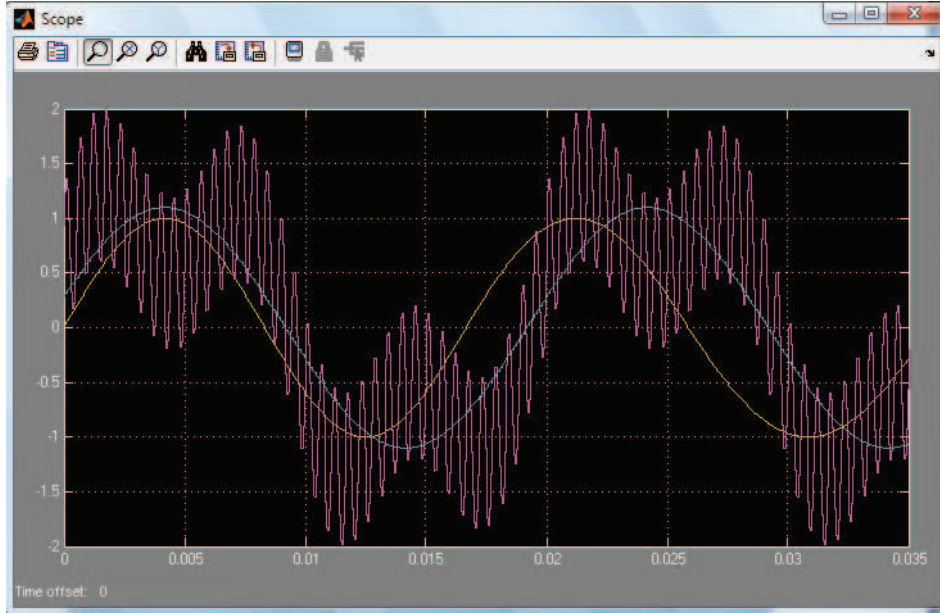
$$v_2 = 120 \sin(2\pi 150t) + \pi / 6 \quad (3.27)$$

$$v_3 = 140 \sin(2\pi 1800t) + \pi / 6 \quad (3.28)$$



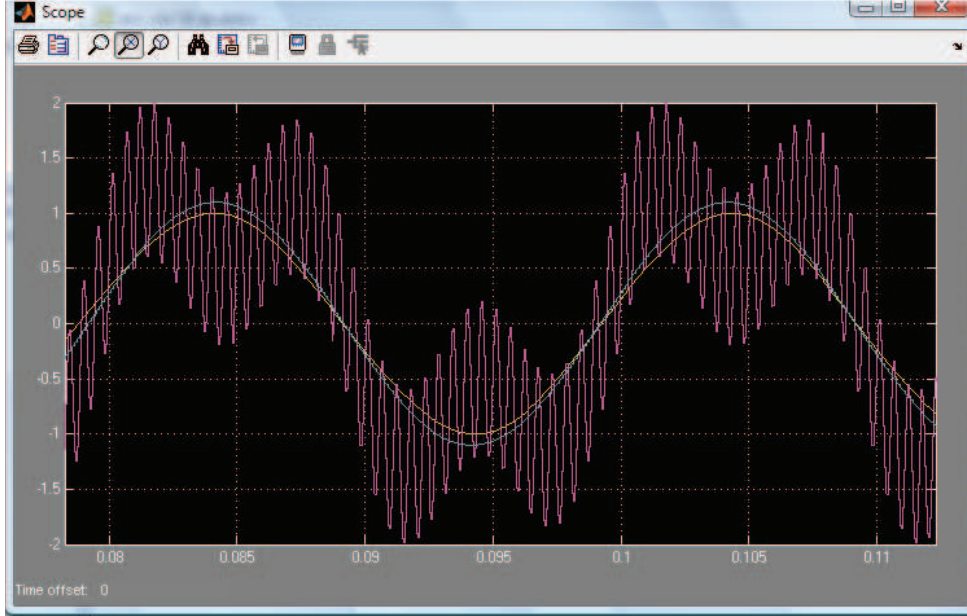
Şekil 3.24. Harmonik içerikli kaynak işareti

Şekil 3.24’de uygulama çok yüksek frekanslarda ve harmonik genlik değeri yüksek olan bir işaret oluşturularak uygulamada kullanılmıştır. Kullanılan işaret güç sistemlerinde karşılaşılan ve frekans kestirimi zor olan işaret olarak seçilmiştir.



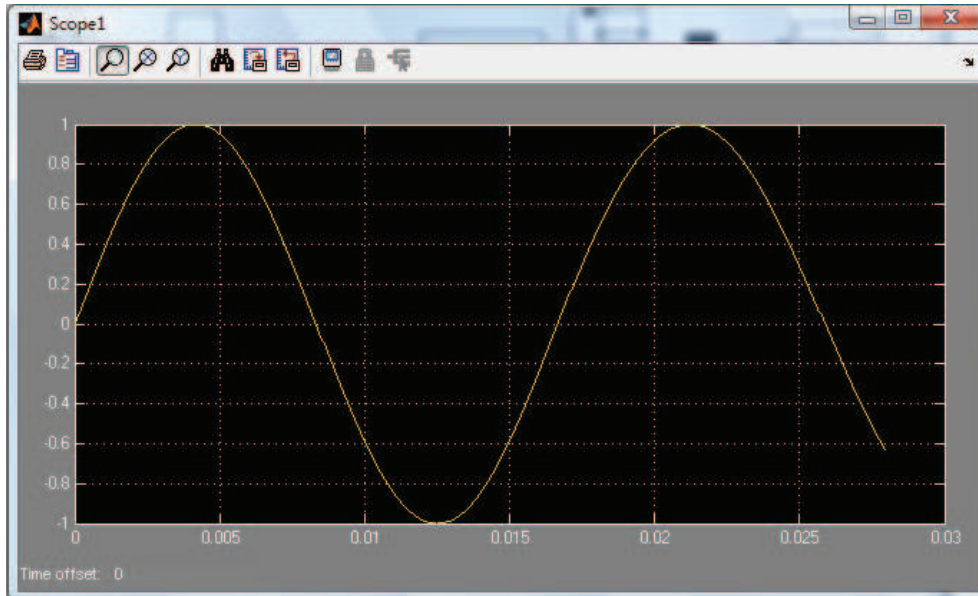
Şekil 3.25. Kaynak işareti ve PLL çıkış işareti ölçü aleti çıktısı

Şekil 3.25’de görülen ölçü aleti çıkış işaretinin 0.08 sn. ye kadar temel harmonik ile kenetlenme işleminde geçikme gözükmemektedir. Bu işlem PLL uygulamalarında normal olarak gözlemlenebilen bir durumdur. Ani frekans ve genlik değişimlerinde de kenetlenme işleminde zaman geçikmeleri söz konusu olabilmektedir.



Şekil 3.26. Kenetlenme işleminin gerçekleştiği anlar

Şekil 3.26’deki ölçü aleti çıkışında 0.08 sn. den sonra kenetlenme işleminin başarı ile gerçekleştiği gözlenmektedir.



Şekil 3.27. Faz kenetlenmeli döngü ölçü aleti çıktısı

Şekil 3.27’de PLL çıkışındaki işaret görülmektedir. Harmonik içerikli PLL giriş işareti alçak geçiren filtre kullanılarak filtre edildikten sonra PLL çıkışında temel bileşen ile benzer belirli bir genlik, faz ve frekans değeri olan saf sinüs dalgası elde edilmiştir. Kenetlenme işlemi sonucunda elde edilen bu işaret, temel bileşen ile aynı fazda ve genlik değeri olarak da aynı genlik değerini almıştır.

İşaretin saf sinüs dalgası formunda elde edilmesinden sonra sıfır geçiş eksenini kestiği noktaları belirlemek ve buradan işaretin periyodunu ve frekansını kestirmek için sıfır geçiş yöntemi ve Newton-Raphson Yöntemi uygulamaları yapılmıştır.

3.3.2. Uygulama 3 için eğri uydurma yöntemi ile frekans kestirimi

Eğri uydurma yöntemi için gerekli olan referans verileri, PLL bloğunun filtre çıkışından temin edilmiştir. PLL girişindeki işaret çok yüksek harmonik içerikli olduğu için eğriye yaklaşım bilindik sinüslerin toplamı veya diğer yöntemler ile mümkün olmamaktadır. Bundan dolayı yaklaşık aynı frekans değerine sahip olan filtre çıkışındaki eğriye sinüslerin toplamı yöntemi ile yaklaşarak, verilere ait denklemi ve harmonik frekanslarını elde edebiliriz.

General model Sin1:

$$f(x) = a1 * \sin(b1 * x + c1)$$

Coefficients (with 99% confidence bounds):

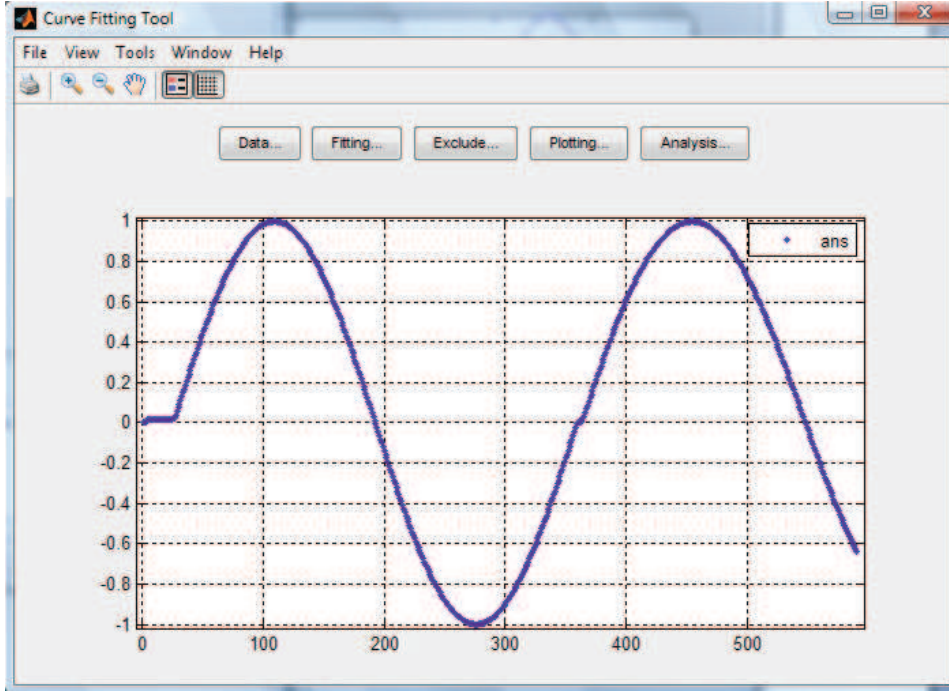
$$a1 = 0.9818$$

$$b1 = 0.020$$

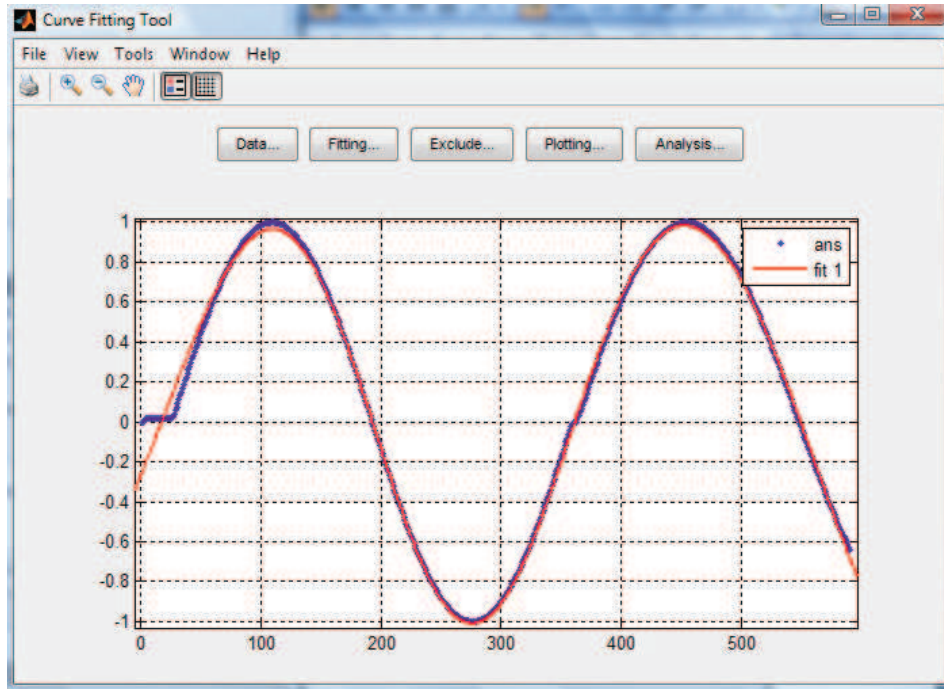
$$c1 = -0.2988$$

RMSE: 0.06973

Verilerin eğri uydurma programına alınmasından sonra, veriler örnek numarasına göre yerleştirilmiştir. Aşağıda uygulama 3’e ait bir periyot verisi elde edilecek şekilde, 550 adet veri kayıt edilmiş ve bu verilere ait yerleşim gösterilmiştir.



Şekil 3.28. Uygulama 3’de eğri uydurma programından elde edilen grafik ve bir periyotluk veri



Şekil 3.29. Uygulama 3’de sinüslerin toplamı yöntemi uygulanarak elde edilmiş eğri

Şekil 3.29'da uygulama 3'e ait verilerden geçen işaret görülmektedir. Veri noktalarından geçen bu işaret sinüslerin toplamı yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. Sinüslerin toplamı yöntemi kullanılırken veri kaybı en az olacak uzunlukta, genlik, frekans ve fazları farklı sinüslerin toplamı tercih edilir. Burada PLL çıkışından elde edilmiş olan ve denklemi Eşitlik (3.29) de verilmiş olan eğri elde edilmiştir.

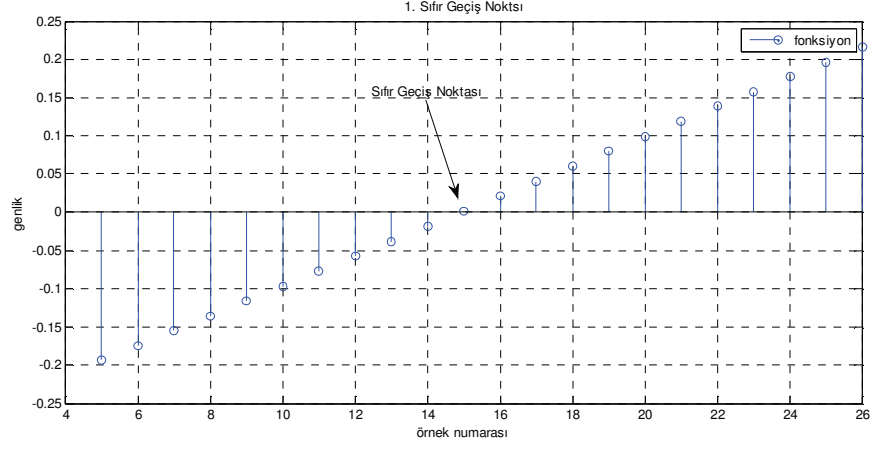
Yukarıdaki v ' ye ait denklemde; 0.9818, işaretin genliğini, 0.020, frekansını ve -0.2988, fazını göstermektedir.

İşaretlerin genel gösterimi $a_1 \sin(2 * \pi * f * t) \pm c_1$ şeklinde olup, sinüslerin toplamı metodundan elde edilen denklemin katsayılarla birlikte ifadesi;

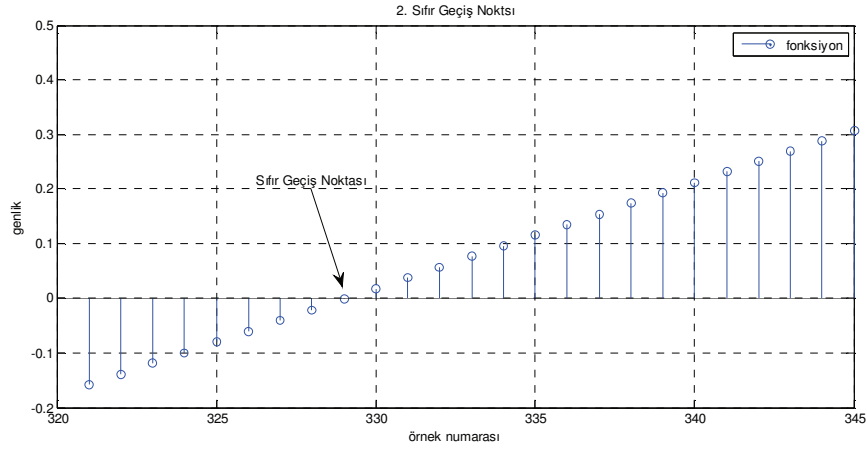
$$v = 0.9818 * \sin(0.020 * x) - 0.2988 \quad (3.29)$$

3.3.3. Uygulama 3 için sıfır geçiş yöntemi ile frekans kestirimi

İkinci uygulama için kullanılan veri dağılımına ait gerçek sıfır geçiş noktaları ile bu yakalanan noktalar arasındaki mesafe Şekil 3.3. üzerinde hata değeri olarak ifade edilmiştir. Bazı durumlarda veri sıfır geçiş noktası ile çakışmaktadır. Bu durum ile genellikle fazı sıfır olan ve temel frekansı 50 Hz. olan işaretlerde karşılaşılmıştır. Temel frekansın 50 Hz. den farklı olduğu veya harmoniklerin bir faza sahip oldukları durumlarda sıfıra en yakın olan veri ile gerçek sıfır geçiş noktası arasında hatalar oluşmaktadır. Oluşan hata frekans hesabında da hata oluşmasına neden olmaktadır.



Şekil 3.30. Sıfır geçiş olarak tespit edilen 14. veri ve aradaki hata miktarı



Şekil 3.31. Sıfır geçiş olarak tespit edilen 329. veri

Sıfır geçiş algoritması ile bulunan sıfır geçiş noktaları;

ans =

14 172 329

1. sıfır geçiş noktası 14

2. sıfır geçiş noktası 329

Veriler elde edilirken örnekleme 1 Hz. ile yapılmıştır. Veriler matlab simulink programı kullanılmıştır.

$$f_s = 1 \text{ Hz.}$$

$$T = (329 - 14) = 315 \quad \text{veri} \quad (3.30)$$

$$f = 315 / 2\pi = 50.15 \text{ Hz.} \quad (3.31)$$

Yapılan sıfır geçiş uygulamasından elde edilen veriler ile kestirilen Temel bileşene ait frekans değeri 50.15 Hz. olarak hesaplanmıştır. İşaretin temel frekansının gerçek frekans değeri 50 Hz. olup % 0.5 gibi bir hata miktarı ile frekans bulunmuştur. Uygun sıfır geçiş noktalarının elde edilmesi ve daha hassas sıfır noktaları tespit etmek için Newton-Raphson Yöntemi burada belirlenen noktalardan faydalanılarak uygulanmıştır.

3.3.4. Uygulama 3 için Newton Raphson Yöntemi ile frekans kestirimi

İşaret 1. Uygulama için kullanılan denklem modeli;

$$f = (a1 * \sin(b1 * t + c1)) \quad (3.32)$$

Uygulama için kullanılan denklem,

$$f = 0.9818 \sin(0.020x) - 0.2988 \quad (3.33)$$

Denklemin 1. türevi

$$f_1' = 4909 / 5000 * \sin(1 / 50 * x - 747 / 2500); \quad (3.34)$$

Bu uygulamada temel frekans için sıfır geçiş noktaları 14 ve 329 olarak bulunmuştur. Bu sıfır geçiş noktaları Newton-Raphson Yönteminin iterasyon başlangıcı olarak

kullanılmıştır. Öncelikle 14. veri civarında Newton-Raphson Yöntemi ile sıfır geçiş noktası aranmıştır. Newton-Raphson Yöntemi ile tespit edilen kök noktası 14.4 bulunmuştur.

İkinci olarak 328.9 veri civarında Newton-Raphson Yöntemi ile yapılan kök tespitinde kök olarak bulunmuştur. Bu sonuçlar Newton-Raphson Yöntemi ile sıfır geçiş yöntemin den daha başarılı kestirim yapıldığını göstermektedir.

14 Yakınlarındaki kök

$$\text{ans} = 14.4$$

329 yakınlarındaki kök

$$\text{ans} = 328.9$$

Uygulama 1 işaretine ait veriler elde edilirken örnekleme 6400 Hz. ile yapılmıştır. Böylece örnekleme frekansı, örnekleme periyodu, ve temel harmoniğe ait periyot sırasıyla;

$$T = (328.9 - 14.4) = 314.5 \quad (3.35)$$

olur.

Sonuç olarak temel harmonik frekansı,

$$f_1 = 314.5 / 6.28 = 50.079 \text{ Hz.} \quad (3.36)$$

İçersinde yüksek frekanslı gürültü bulunan işaretlerde temel frekansın belirlenmesi çok büyük zorluklar oluşturmaktadır. Yapılan bu hibrit frekans kestirim uygulaması sonucunda yüksek frekanslı harmonik içeren işaretlerde temel harmonik frekansının % 0.21 hata ile kestirimi yapılmıştır. Bu kestirimi yapılan temel harmonik frekansı tatmin edici bir sonuç olarak elde edilmiştir.

3.3.5. Uygulama 3 için Prony Yöntemi ile frekans kestirimi

Uygulama 3 için kullanılan denklem;

$$v = 220 \sin(2\pi 50t) + \pi / 12 + 120 \sin(2\pi 150t) + \pi / 6 + 140 \sin(2\pi 1800t) + \pi / 6 \quad (3.37)$$

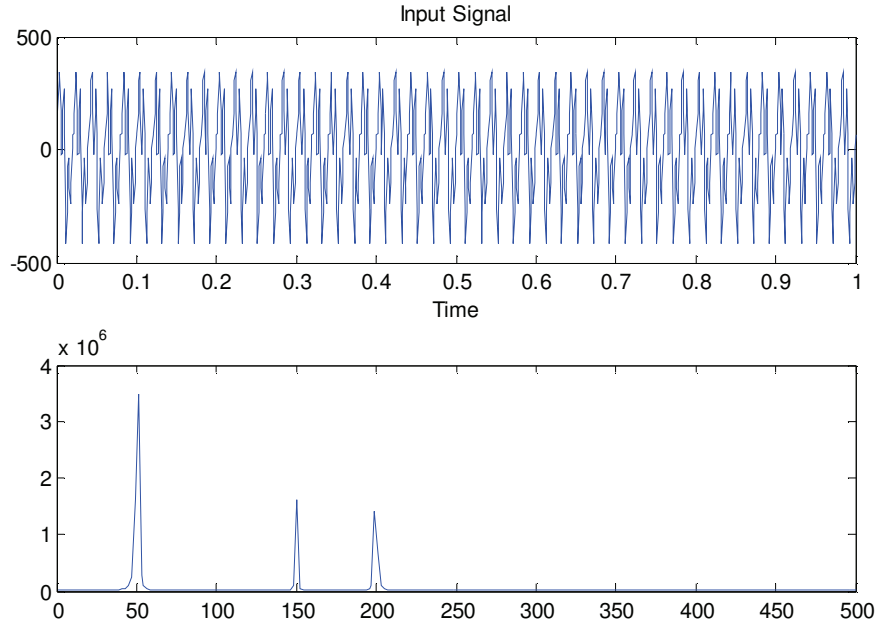
Aşağıda uygulama 1 için elde edilmiş olan doğrusallaştırılmış denklemin katsayıları bulunmuştur.

LPM =

$$1.0000 \quad -2.4844 \quad 3.1308 \quad -2.3578 \quad 0.8690$$

Doğrusallaştırılmış olan denklemden elde edilen frekans değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$f_1 = 51.26 \text{ Hz.} \quad (3.38)$$



Şekil 3.32. Giriş sinyali ve Prony Yöntemi elde edilen frekanslar

Şekil 3.23'deki grafikte temel bileşen 51.26 Hz. olarak tespit edilmiştir.

Tablo 3.5. Uygulama 3'den elde edilen frekans değerleri

	<i>Temel Harmonik</i>
<i>Prony Yöntemi ile elde edilen temel frekans</i>	$f_1 = 51.26$ Hz.

Tablo 3.3'de Prony Yöntemi ile kestirilmiş olan temel harmonik ve diğer harmoniklere ait bileşenlerin frekansları verilmiştir. Kestirilen temel harmoniğe ait frekans değeri 51.26 Hz. olarak, 1.26 Hz.'lik hata değeri ile frekans kestirimi yapılmıştır.

Geliştirilen Hibrit Newton-Raphson Yöntemi ile genel kullanımı olan Prony yöntemi karşılaştırmalı olarak Tablo 3.6'da sunulmuştur.

Tablo 3.6. Uygulama 3'den elde edilen frekans değerlerinin karşılaştırılması (Temel frekans=50 Hz.)

	<i>Temel Harmonik</i>	<i>Bağlı Hata Miktarı</i>
<i>Hibrit Newton-Raphson Yöntemi ile kestirimi yapılan temel frekans</i>	$f_1 = 50.079$ Hz.	% 0.15
<i>Prony Yöntemi ile kestirilen temel frekans</i>	$f_1 = 51.26$ Hz.	% 2.4

Yapılan bu uygulama sonucunda geliştirilmiş olan Hibrit Newton-Raphson Yöntemi ile elde edilen temel frekans değeri, genel kullanımı olan Prony yöntemi ile tespit edilmiş olan temel frekans değerinden daha yakın ve az hata ile elde edilmiştir.

BÖLÜM 4. SONUÇ ve ÖNERİLER

Günümüzde enerji tüketiminde kullandığımız birçok elektrikli aletin içinde yarı iletken malzemeler kullanılmaktadır. Kullanılan bu yarı iletken malzemeler enerji sistemlerinde güç tüketimi yaparken sistemi besleyen hattın enerjisinde dalgalanmalara neden olmaktadır. Bu dalgalanmalar önümüze enerjiyi ifade eden işaret içinde harmonik olarak çıkmaktadır. Enerji tüketimini gerçekleştiren tüketiciler tüketmiş oldukları enerjinin harmonik içermeyen, saf sinüs dalgası şeklinde olmasını isterler. Bu tüketicilerin kullanmış olduğu elektrikli alet ve cihazların daha verimli ve uzun ömürlü çalışmasını sağlamaktadır. Aynı zamanda işaretin saf sinüs dalgasına yakınlığı, işaret enerjisinin kalitesini göstermektedir. Tüketicilerin kullanmış oldukları enerji işaretinin frekansı da, şu an Türkiye’de kullanılan şebeke frekansı olan 50 Hz. olması istenmektedir. Frekanstaki değişimler elektrik tüketiminde kullanılan aletlerin verimini düşürmektedir. Tüketimde kullanılan enerjinin içindeki, harmoniklerin ve frekanslarının bilinmesi bu istenmeyen durumlara karşı tedbir almayı kolaylaştırmaktadır.

Harmoniklerin ve frekanslarının tespiti için yapılan çalışmalar uzun sürelerdir devam etmektedir. Bunlardan en çok bilinen ve kullanılan yöntem Fourier Yöntemidir. Fourier yöntemi için bahsedilen problemlerden dolayı harmonik ve frekans hesaplamaları halen devam etmektedir.

Tezin 1. bölümünde güç kalitesinin önemi ve temel kavramlardan bahsedilmiştir. Güç sistemlerinde oluşan işaret ve bu işaretin analizinde kullanılan yöntemler ve bu yöntemlere ait matematiksel modeller sunulmuştur.

Tezin 2. bölümünde ise frekans kestirim yöntemi olarak sunulan Faz Kilitlemeli Döngü (PLL), Eğri uydurma yöntemi, Sıfır Geçiş Yöntemi için gerekli olan teorik

altyapı bilgileri sunulmuştur. Eğri Uydurma Yöntemi için Matlab programı kullanılması tasarlanmış ve Matlab arayüz programının tanıtımı Şekil (2.8, 2.9, 2.10, 2.11, 2.12) ile yapılmıştır. Sıfır Geçiş Yöntemi için gerekli olan Matlab programının algoritmasını oluşturan akış şeması Şekil 2.18'de sunulmuştur. Geliştirilmiş olan programın verileri yakalama yöntemi ve yöntemin uygulaması sırasında oluşan hata miktarları Şekil (2.15, 2.16, 2.17)' de gösterilmiştir. Bu üç yöntemle Eğri Uydurma Yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemin uygulamasını gerçekleştirmek için işareti oluşturan veriler Matlab ortamından elde edilmiştir. Elde edilen veriler Matlab programı ile yazılmış olan, arayüz programı yardımı ile en yakın eğriye dönüştürülmüş ve eğrinin temel harmonik frekansı hesaplanmıştır. Bu yöntemde uydurulan eğrinin denklemi program tarafından elde edilmektedir. Elde edilen denkleme ait eğrinin uygunluğu hata miktarına bakılarak tespit edilmektedir. Bu yöntemle % 95 doğrulukta işarete ait eğri elde edilebilmektedir.

Üçüncü uygulanan yöntem sıfır geçiş yöntemidir. Bu yöntemin uygulamasında verilerin analizi yapılırken, sıfır noktasına en yakın veriler tespit edilmiş ve bu verilerden, işarete ait frekans kestirimi yapılmıştır. Sıfır geçiş olarak yakalanan veriler de oluşan hatadan dolayı frekans kestiriminde küçük hatalar oluşmuştur.

Bu üç yöntem ile frekans kestiriminde oluşan hataların daha da indirgenmesi için, Hibrit Newton-Rapson Yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemin uygulamasında Eğri uydurma yöntemi ve sıfır geçiş yöntemi birlikte kullanılmıştır. Geliştirilen bu Hibrit Newton-Rapson Yönteminde frekans kestirim hatalarının daha da azaldığı uygulamalar neticesinde belirlenmiştir.

Beşinci yöntem olarak frekans kestiriminde Prony Yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem üstsel olarak ifade edilen işaretlerde üstün bir frekans kestirim başarısı sağlamaktadır. Bu yöntemle üstsel işaretin doğrusal modelini elde ederek işaretin frekans kestirimi yaklaşık % 1 hata ile belirlenmiş ve Tablo (3.1, 3.3, 3.5)'de gösterilmiştir.

Uygulamalardan elde edilen bulgulara göre yeni geliştirilmiş olan Newton-Rapson Hibrit modelinin klasik Fourier tabanlı Prony Yöntemine göre daha başarılı bir kestirim yöntemi olduğu Tablo 3.2, 3.4 ve 3.6'de gösterilmiştir.

Uygulamalarda kullanılan yöntemlerin Fourier ve Fourier tabanlı analizlere göre üstünlükleri aşağıda sıralanmıştır.

1. Daha basit ve az matematiksel işleme ihtiyaç göstermektedirler.
2. Gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılabilirlikleri daha yüksektir. Zamandan ve işlemlerden tasarruf sağlamaktadır.
3. Fourier tabanlı Prony analizinde oluşan geçici durumlara karşı çok iyi sonuçlar elde edilebilmektedir.

Bu aşamadan sonra yapılacak araştırmalar;

1. Oluşturulan frekans kestirim yapılarının matematiksel altyapılarını basitleştirmek,
2. Frekans kestirimindeki sonuçlarının daha iyi seviyelere ulaşmasında yeni algoritmalar veya bu önerilen yapılarla birlikte hibrit yapılar oluşturmak,
3. Daha yüksek frekans ve harmonik içerikli işaretler için bu yapılan çalışmalarda iyileştirmeler yapmak,
4. Matematiksel alt yapıyı gerçekleştirecek daha kısa programlar geliştirme ve bunları elektronik işlemcilerle uygulamak,

şeklinde tasarlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] VANNOY, D.B., MCGRANAGHAN, M.F., HALPIN, S.M., SABIN, D.D., MONCRIEF, W.A., Roadmap for Power-Quality Standards Development, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, No. 2, March/April, 2007.
- [2] REID, E.W., Power Quality Issues-Standards and Guidelines, IEEE Trans on Ia, Vol 32No 1, May/June 1996.
- [3] YANG, Z., CHAN, C.W., Simultaneous Estimation of the Input and Output Frequencies of Nonlinear Systems, Automatica 44, 1822–1830, 2008.
- [4] Electrical Power Systems and Equipment, Voltage Ratings (60 Hz), The ANSI Board of Standards Review reaffirmed ANSIC 84.1-1995, (2001).
- [5] YILMAZ, A.S., ALKAN, A., ASYALI, M.H., Applications of Parametric Spectral Estimation Methods on Detection of Power System Harmonics, Electric Power Systems Research 78, 683–693, 2008.
- [6] MOON, S., SEO, J.C., CHOE J.W., CHUNG, U.Y., WON, D.J., KIM, J.M., AHN, S., Development of Power Quality Diagnosis System for Power Quality Improvement, IEEE, Power Engineering Society General Meeting, 2003.
- [7] TEİAŞ, Sekonder Frekans Kontrol Hizmetinin Uygulanmasına İlişkin El kitabı, Aralık 2008.
- [8] TEİAŞ, Primer Frekans Kontrol Hizmetinin Uygulanmasına İlişkin El Kitabı, Ocak 2009.
- [9] ANTONIOU, A., Digital Signal Processing Signals Systems and Filters, by the McGraw-Hill Companies, Copyright, 2006.
- [10] SILEPIAN, D., Estimation of signal parameters in the presence of noise , IRE Trans.Inform.Theory, Vol. IT-3, p.68-69. 1957.

- [11] BALAKRISHNAN, A.V., On the problem of time jitter in sampling, IRE, Trans. Inf. Theory, vol. 3, pp. 226–236, April 1962.
- [12] WUA, J.K., LONGA J., WANGA J.X., HEA F., A novel method for fundamental frequency measurement of multi-harmonic signals with noises using numerical differentiation, Mechanical Systems and Signal Processing, 2005.
- [13] NIEDERJOHN, R.J., STICK, P.P., A Computer Interface for Efficient Zero-Crossing Interval Measurement, Computers, IEEE Transactions on Volume: C-24 , Issue: 3 , Page(s): 329 – 331, Publication Year: 1975.
- [14] GENG, S., WEIMING M., HU A., WEICHAO, L., GUO, D., LU, J., SHEN, J., Research of Zero-Crossing Detection Technology in Linear Induction Motor, Icem 2010, Page(s): 1-5, Publication Year 2010.
- [15] BRIAN, M., SADLER, CASEY, S.D., Sinusoidal Frequency Estimation Via Sparse Zero Crossing, Journal of the Franklin Institute 337-131, 145, 2000.
- [16] TERZIJA, V.V., DJURIC, M.B., KOVACEVIC, B.D., Voltage Phasor and Local System Frequency Estimation Using Newton Type Algorithm, IEEE Transactions on Power Delivery 9 (3), 1368–1374, 1994.
- [17] CLARKE, B.R., Asymptotic Theory for Description of Regions in Which Newton-Raphson Iterations Converge to Location M-Estimators, Journal of Statistical Planning and Inference, Volume 15, Pages 71-85, 1987.
- [18] MOHAMED, K.H., RAO, K.S.R., Intelligent Optimization Techniques for Optimal Power Flow Using Interline Power Flow Controller, 2010.
- [19] SALCIC, Z. , LI, Z., ANNAKKAGE, U.D., PAHALAWATHTHA, N., A comparison of frequency measurement methods for underfrequency load sheddin, Electric Power Systems Research 45, 209–219, 1998.
- [20] TAN, L., Digital Signal Processing Fundamentals and Applications Academic and is an imprint of Elsevier, 2008.
- [21] LOBOS, T., REZMER, J., Real-Time Determination of Power System Frequency, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 46, no 4, 1997.
- [22] WON, Y.Y., CAO, W.T., CHUNG, S., MORRIS, J., Applied Numerical Methods Using MATLAB, by John Wiley & Sons, Inc. Copyright, 2005.
- [23] MILENKO, B., DJURISI, Z.R., Electric Power Systems Research Frequency measurement of distorted signals using Fourier and zero crossing techniques, Electric Power Systems Research Volume: 78, 1407–1415, 2008.

- [24] XU, K.J., WANG, X.F., LI, Y.S., Fundamental wave extraction and frequency measurement based on IIR wavelet and banks, Measurement, Volume 40, Issue 6, Pages 665–671, July 2007.
- [25] YIN, H.P., DUHAMEL, D., ARGOUL, P., Natural frequencies and damping estimation using wavelet transform of a frequency response function, Journal of Sound and Vibration Volume 271, 6 April, Pages 999–1014, 2004.
- [26] WEEKS, M., Digital Signal Processing Using Matlab and Wavelets, by Infinity Science and Llc, ISBN: 0-9778582-0-0 Copyright, 2007.
- [27] LIN, W.M., SU, T.J., WU, R.C., TSAI, J.I., Fast Parameter Analysis of the Complex Exponential Signal by the Newton-Raphson Method, Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2009. 4th IEEE Conference, Page(s): 3881 – 3886, Publication Year: 2009.
- [28] LOSKOT, P., BEAULIEU, N.C., Prony and Polynomial Approximations for Evaluation of the Average Probability of Error Over Slow-Fading Channels, Vehicular Technology, IEEE Transactions on Volume: 58, Issue: 3, Page(s): 1269 – 1280, Publication Year: 2009.
- [29] SACHDEV, M.S., and GIRAY, M.M., A least square technique for determining power system frequency, IEEE Trans. Power App. Syst., 104, (2), pp. 437–443, 1985.
- [30] SACHDEV, M.S., GIRAY, M.M., Off-Nominal Frequency Measurements in Electric Power Systems, IEEE Trans. Power Deliv, 4, (3), pp. 1573–1578, 1989.
- [31] MOORE, P.J., CRRANZA, R.D., JOHNS, A.T., A New Numeric Technique for High-Speed Evaluation of Power System Frequency, IEE Proc.-Gener., 141, (5), pp. 529–536, 1994.
- [32] TRITTLER, S., HAMPRECHT, F.A., Near Optimum Sampling Design and an Efficient Algorithm for Single Tone Frequency Estimation, Digital Signal Processing 19, 628–639, 2009.
- [33] MARU, K., FUJII, Y., HESSLING, J.P., SHIMADA, K., Frequency Estimation Method for Measuring Time-Varying Single Frequency from Digitized Waveform, Industrial Electronics and Applications. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference, Page(s): 3687 – 3689, 2009.
- [34] PANIGRAHI, R., RAUTA, S., PANDA, P.C., Robust Extended Complex Kalman And Applied to Distorted Power System Signals for Frequency Estimation, Power Systems, ICPS '09. International Conference, Page(s): 1 – 6, 2009.
- [35] KALKAN, M., KERESTECIOGLU, F., Zero-Crossing Based Demodulation of Minimum Shift Keying, Turkish Journal of Electrical

- Engineering & Computer Sciences, , Vol. 11 Issue 2, p75-94, 20p, 2003.
- [36] CAI, H., Fast Frequency Measurement Algorithm Based On Zero Crossing Method Computer Engineering and Technology (ICCET), 2nd International Conference, Page(s): V4-606 – V4-608, 2010.
- [37] WAADT, A., SCHOLAND, T., SPIEGEL, C., BURNIC, A., JUNG, P., Optimal Choice Of Intermediate Frequency For Zero-Crossing Detectors, Page(s):678-680. , Electronics Letters Publication Year: 2007.
- [38] ABU-EL-HAIJA, A.I., Fast and Accurate Measurement of Power System Frequency, Page(s): 941 – 946 vol. 2, 2000.
- [39] DLALA, E., ARKKIO, A., General Formulation For The Newton-Raphson Method And The Fixed-Point Method in Finite-Element Programs, Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference, page:1-5, 2010.
- [40] FUJIWARA, K., OKAMOTO, Y., KAMEARI, A., AHAGON, A., The Newton-Raphson Method Accelerated by Using a Line Search - Comparison Between Energy Functional and Residual Minimization, Magnetics, IEEE Transactions , Page(s): 1724 – 1727 Publication Year: 2005.
- [41] PAO, Y.C., Engineering Analysis, by CRC and Llc., 2001.
- [42] GHARTEMANI, M.K., IRAVANI, M.R., Wide-Range, Fast and Robust Estimation of Power System Frequency', Electric Power Systems Research 65, 109_117, 2003.
- [43] ZHANQIANG LIU, Y.C., Signal Frequency and Parameter Estimation for Power Systems Using the Hierarchical Identification Principle, Mathematical and Computer Modelling 52, 854_861, 2010.
- [44] ARİFOĞLU, U., KUBAT, C., Matlab Mühendislik Uygulamaları, Alfa yayıncılık 1.baskı Ekim, 2003.
- [45] HUMPHREYS, J., SALTMAN, D., SATTINGER, D., STERN, R., Analysis de Fourier, by Javier Duoandikoetxea Zuazo, Published in Spanish by Addison-Wesley and Universidad Autonoma de Madrid, Translated from the Spanish by David Cruz-Urbe, SFO, 1995.
- [46] ZAROWSKI, C.J., An Introduction to Numerical Analysis for Elektrical and Computer Engineers, by Johm Wiley and Sons Inc., ISBN: 0-471-46737-5 ,copyright, 2004.

- [47] WU, J.K., Fast Algorithms for Frequency, Amplitude and Phase Evaluation of Nonsinusoidal Signals With Noises, *Measurement* 39, 909–917, 2006.
- [48] STEVEN, W.S., *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*, ISoftCover, ISBN 0-9660176-4-1, 2002.
- [49] GOCKENBACH, M.S., *Partial Differential Equations Analytical and Numerical Methods*, Copyright by the Society for Industrial and Applied Mathematics, ISBN 0-89871-518-0, 2002.
- [50] ERTÜRK, S., *Sayısal İşaret İşleme*, ISBN 309-6, Birsen Yayınevi, 2005.
- [51] STEVEN, T.K., *Signal and System*, Third Edition, Orchard Publications, ISBN-13: 978 -1 - 934404 -12-6. Copyright, 2007.
- [52] CHAPRA, S.C., *Applied Numerical Methods With Matlab for Engineers and Scientists*, Tufts University, ISBN: 9780073132907, Publication Date: November, 2006.
- [53] ANDERSSON, T., *Selected Topics in Frequency Estimation*, Trita-S3-SB-0323, ISSN 1103-8039 Copyright c Tomas Andersson, 2003.
- [54] BARKAT, M., *Signal Detection and Estimation*, ISBN 1-58053-070-2, 2005.
- [55] ALAN, V., OPPENHEIM, R.W., SCHAFER, J., BUCK, R., *Discrete-Time Signal Processing*, 2.nd edition., ISBN 0-13-754920-2 ,1999.
- [56] LAI, E., *Practical Digital Signal Processing for Engineers and Technicians*, Newnes An Imprint of Elsevier Linacre House, Jordan Hill, Oxford Ox2 8dp 200 Wheeler Road, Burlington, Ma 01803, 2003.
- [57] STEVEN, T.K., *Introduction to Simulink with Engineering Applications*, Second Edition, ISBN-13: 978-1-934404-10-2, Copyright Orchard Publications, 2008.
- [58] LYSHEVSKI, S.E., *Engineering and Scientific Computations Using Matlab*, Copyright, by John Wiley & Sons, 2003.
- [59] PANTAZIS, Y., ROSEC, O., STYLIANOU, Y., *Iterative Estimation of Sinusoidal Signal Parameters*, *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 17, No. 5, May 2010.
- [60] KACHA, A., GRENEZA, F., BENMAHAMMED, K., *Time-Frequency and Alysis and Instantaneous Frequency Estimation Using Two-Sided Linear Prediction*, *Signal Processing* 85, 491–503, 2005.
- [61] KARRIS, S.T., *Numerical Analysis Using Matlab and Excel*'Third Edition, Copyright, Orchard Publications, 2007.

- [62] VATANSEVER, F., ÇENGELCİ, B., Harmonic Analysis with Prony Method' 6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11), 16-18 May, Elazığ, Turkey, 2011.
- [63] GIROD, B., RABENSTEIN, R., STENGER, A., Signal and System', Copyright by John Wiley & Sons Ltd Baffins Latic. Chichester. West Sussex, Pol9 1UD, England, 2001.
- [64] KAYRAN, A.H., EKŞİOĞLU, E.M., Sayısal İşaret İşleme, ISBN 975-511-362-2 Birsen Yayınevi, 2004.
- [65] VINAY, K.I., PROAKIS, J.G., Digital Signal Processing Using Matlab, PWS Publishing Company, 1997.
- [66] PROAKIS, J.G., MANOLAKIS, D.G., Digital Signal Processing, prentice Hall inc. Simon and Schuster Wiakom Campany, ISBN: 0-13-394338-9. 1996.
- [67] MILIĆ, L., Multirate Filtering for Digital Signal Processing, ISBN 978-1-60566-178-0 , Copyright by IGI Global, 2009.
- [68] VINAY, K. LINGLE, J., PROAKIS, G., Digital Signal Processing Using Matlab V.4, Pws Publishing Company 20 Park Plaza, Boston, MA 02116-4324, 2007.
- [69] NAM, S.R., CHOI, J.H., NAM, H.K., KANG, S.H., HUR, M., Fundamental Frequency Estimation Using the Difference Between The Magnitude Gains of Cosine and Sine Filters, 16th PSCC, Glasgow, Scotland, 14-18, 2008.
- [70] SPARK, Y., XUE, S., YANG, X., Power System Frequency Estimation Using Supervised Gauss–Newton Algorithm' measurement 42, 28–37, 2009.
- [71] GRUEN, W.J., Theory of AFC synchronization, *Proc. IRE*, 41, 1043–1048, 1953.
- [72] RICHMAN, D., APC Color Sync for Television Synchronization, , IRE Conv. Rec., Part 4, 1953.
- [73] GARDNER, M., Phase-Lock Techniques. New York: Wiley, 1966, 1979.
- [74] LINDSEY, W.C., CHIE, C.M., eds Phase-Locked Loops. New York: IEEE Press, 1985.
- [75] KROUPA, V.F., Frequency Synthesis Theory, Design and Applications. London: CH. Griffin, 1973.
- [76] MANASSEWTSCH, V., Frequency Synthesizers: Theory and Design. 1st ed. New York: John Wiley & Sons, 1975, last ed. 1990.

- [77] EGAN, W.F., Frequency Synthesis by Phase Lock. 1981, New York: John Wiley, 2000.
- [78] ROHDE, U.L., Digital PLL Frequency Synthesizers. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1983.
- [79] ABDELLAOUI, GASSARA, M. B., MASMOUDI, N., A new model of an inverse sine phase detector to design ISPD PLL demodulator without using any filters', AEU - International Journal of Electronics and Communications Volume 61, Issue 1, 2, Pages 10–21, January 2007.
- [80] CRAWFORD, J.A., Frequency Synthesizer Design Handbook. Boston and London: Artech House, 1994.
- [81] SENSARMA, P., KUMAR SİNHA, R., A pre-filter based PLL for three-phase grid connected applications, Electric Power Systems Research Volume 81, Issue 1, Pages 129–137, January 2011.
- [82] RAZAVI, B.B., Monolithic Phase-Locked Loops and Clock Recovery Circuits, Theory and Design. IEEE Press, 1996.
- [83] BUENO, Á. M., BALTHAZAR, J. M. CASTILHO PIQUEIRA, J. R., Phase-Locked Loop design applied to frequency-modulated atomic force microscope', Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation Volume 16, Issue 9, , Pages 3835–3843, 2011.
- [84] EGAN, W.F., Phase-Lock Basics. John Wiley & Sons, 1999.
- [85] BEST, R., Phase-Locked Loops Design, Simulation, and Applications. New York: McGraw-Hill, 1999.
- [86] BENAMMAR, M., BEN-İBRAHİM L., ALHAMADI, M. A., A novel method for estimating the angle from analog co-sinusoidal quadrature signals', Mohamed Al-Naemi Sensors and Actuators A, Physical, Volume 142, Issue 1,10, Pages 225-231, 2008.
- [87] . KROUPA, V.F., Phase Lock Loops and Frequency Synthesis, John Wiley & Sons, Ltd ISBN: 0-470-84866-9, 2003.
- [88] ROLAND E. B., Phase Locked Loops Desing Simulation and Aplications, Six Edition, Copyright Mc-Graw Hill Companics, 0-07-159521-X, 2007.

ÖZGEÇMİŞ

Bekir ÇENGELCİ 02.04.1973'de Afyonkarahisar'da doğdu. 1989 yılında Afyon Merkez Endüstri Meslek Lisesi Elektrik Bölümünden mezun oldu. 1996 yılında Marmara Üniversitesi Elektrik Eğitimi Bölümünü bitirdi. 1996-2002 yılları arasında Milli Eğitim Bakanlığına bağlı okullarda Elektrik, Bilgisayar Bölümü öğretmenliği yaptı. 2002 yılında Afyon Kocatepe Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesinde araştırma görevlisi olarak çalışmaya başladı. 2005 yılında Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde Robotik sistem uygulamaları konulu, yüksek lisansını tamamladı. Şu an halen Afyon Kocatepe Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesinde Öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır. Evli ve iki çocuk babasıdır.