



İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOKTORA TEZİ

**ENERJİ SİSTEMLERİNDE FREKANS ÖLÇÜMÜ VE
KONTROLÜ**

Yük. Müh. Cengiz Polat UZUNOĞLU
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman
Prof. Dr. Mukden UĞUR

Aralık, 2011

İSTANBUL



İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOKTORA TEZİ

**ENERJİ SİSTEMLERİNDE FREKANS ÖLÇÜMÜ VE
KONTROLÜ**

Yük. Müh. Cengiz Polat UZUNOĞLU
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

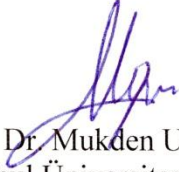
Danışman
Prof. Dr. Mukden UĞUR

Aralık, 2011

İSTANBUL

2602050027 öğrenci numaralı Cengiz Polat Uzunoğlu tarafından hazırlanan bu çalışma 18/01/2012 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Mühendisliği programında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi



Prof. Dr. Mukden UĞUR (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof. Dr. Ayten KUNTMAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof. Dr. Özcan KALENDERLİ
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi



Prof. Dr. Osman Nuri UÇAN
İstanbul Aydın Üniversitesi
Mühendislik-Mimarlık Fakültesi



Doç. Dr. Fırat KAÇAR
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Bu alışma İstanbul Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yürütücü Sekreterliğinin
T - 2785 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Oluşturulan bu tezin gerçekleştirilmesi aşamalarındaki yardım ve desteklerinden dolayı sayın hocam Prof. Dr. Mukden UĞUR'a; bu çalışmanın ortaya çıkmasında tecrübe ve birikimleri ile büyük katkıları olan değerli hocalarım sayın Prof. Dr. Ayten KUNTMAN ve Prof. Dr. Özcan KALENDERLİ 'ye teşekkür ederim.

Ayrıca doktora öğrenimime ve çalışmalarına destek sağlayan İstanbul Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne verdikleri katkıdan dolayı teşekkürü borç bilirim.

Öğrenim hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerini hep yanımda bulduğum sahip olmaktan büyük mutluluk ve onur duyduğum Sevgili Aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Aralık 2011

Cengiz Polat UZUNOĞLU

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
TABLO LİSTESİ	ix
ÖZET.....	x
SUMMARY	xi
1. GİRİŞ.....	1
2. GENEL KISIMLAR	4
2.1. FREKANS ÖLÇÜMÜ VE KESTİRİMİ YÖTEMLERİ	6
2.1.1. Sıfır Geçiş (Zero Crossing) Yöntemi	6
2.1.2. En Küçük Kareler (Least Error Squares, LES) Yöntemi	8
2.1.3. Bindirilmiş İşaret (Superimposed signal) Yöntemi.....	9
2.1.4. Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) Yöntemi....	10
2.1.5. Fazör Faz Açıları (Phase angles of phasor) Yöntemi.....	11
3. MALZEME VE YÖNTEM	13
3.1. İŞARET GÜRÜLTÜ MODELİ	13
3.1.1. Beyaz Gürültü (Gauss).....	14
3.1.2. Harmonik Gürültüsü	15
3.1.3. Darbe Gürültüsü	17
3.1.4. Kaotik Gürültüler	18
3.1.4.1. Ferrorezonans.....	18

3.2. ÖNERİLEN YÖNTEMLER	21
3.2.1. Düzenlenmiş Sıfır Geçiş yöntemi	21
3.2.2. Uyarlanabilir Süzgeç Kullanan Sıfır Geçiş Yöntemi	22
3.2.2.1. Genel uyarlanabilir süzgeç yapısı.....	23
3.2.2.2. Uyarlanabilir gürültü temizleme (ANC)	23
3.2.2.3. Yinelemeli en küçük kareler (RLS) algoritması.....	24
3.2.3. Düzenlenmiş Genişletilmiş Kalman Süzgeci	29
3.2.3.1. Düzenleme algoritması	31
3.2.4. Bağımsız Bileşen Analizi (BBA).....	32
4. BULGULAR	35
4.1. DÜZENLENMİŞ SIFIR GEÇİŞ YÖNTEMİ İLE FREKANS	
KESTİRİMİ	36
4.1.1. Beyaz Gürültü Performansı Analizi	36
4.1.2. Harmonik Gürültü Performansı Analizi	40
4.1.3. Darbe Gürültü Performansı Analizi.....	41
4.1.4. Kaotik Gürültü Performansı Analizi.....	43
4.2. UYARLANABİLİR SÜZGEÇ KULLANAN SIFIR GEÇİŞ YÖNTEMİ	
İLE FREKANS KESTİRİMİ	45
4.2.1. Beyaz Gürültü Performansı Analizi	45
4.2.2. Harmonik Gürültü Performansı Analizi	48
4.2.3. Darbe Gürültü Performansı Analizi.....	49
4.2.4. Kaotik Gürültü Performansı Analizi.....	50
4.3. DÜZENLENMİŞ GENİŞLETİLMİŞ KALMAN SÜZGECİ İLE	
FREKANS KESTİRİMİ	52
4.3.1. Beyaz Gürültü Performansı Analizi	52
4.3.2. Harmonik Gürültü Performansı Analizi	56

4.3.3. Darbe Gürültü Performansı Analizi.....	57
4.3.4. Kaotik Gürültü Performansı Analizi.....	59
4.4. BAĞIMSIZ BİLEŞEN ANALİZİ (BBA) YÖNTEMİ İLE FREKANS KESTİRİMİ	62
4.4.1. Beyaz Gürültü Performansı Analizi	62
4.4.2. Harmonik Gürültü Performansı Analizi	66
4.4.3. Darbe Gürültü Performansı Analizi.....	67
4.4.4. Kaotik Gürültü Performansı Analizi.....	69
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	72
KAYNAKLAR	74
ÖZGEÇMİŞ.....	79

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1: Üretim veya yükteki değişim sonucu sistem frekansındaki sapma.....	4
Şekil 2.2: Bilgisayar tabanlı ve röle yardımıyla yük azaltma	5
Şekil 2.3: Frekans kontrol sistemi	5
Şekil 2.4: Sıfır geçiş yönteminin yapısı	6
Şekil 2.5: Sıfır geçiş noktalarının belirlenmesi	6
Şekil 2.6: En küçük kareler yönteminin frekans cevabı	9
Şekil 2.7: Bindirilmiş işaret (Superimposed signal) yöntemi	9
Şekil 2.8: İşaret şekline göre frekans sapmasının yönünün belirlenmesi	10
Şekil 2.9: Sabit frekanslı işaret ve frekans cevabı	11
Şekil 2.10: Değişken frekanslı işaret ve frekans cevabı	11
Şekil 3.1: Beyaz gürültü	14
Şekil 3.2: Beyaz gürültünün olasılık yoğunluk fonksiyonu	15
Şekil 3.3: Bir tam periyottaki temel bileşen ve harmonik bileşenler.....	16
Şekil 3.4: Darbe gerilimi dalgası ve karakteristikleri	17
Şekil 3.5: Zorlanmış Duffing osilatörünün zamandaki kaotik çıkışı.....	19
Şekil 3.6: Zorlanmış Duffing osilatörünün faz uzayı çizimi	20
Şekil 3.7: Zorlanmış Duffing osilatörünün Poincaré çizimi.....	20
Şekil 3.8: Genel uyarlanabilir süzgeç modeli	23
Şekil 3.9: Uyarlanabilir gürültü temizleme yapısı.....	24
Şekil 3.10: RLS algoritması için kullanılan süzgeç modeli.....	25
Şekil 3.11: Düzenlenmiş genişletilmiş Kalman süzgeci blok gösterimi.....	31

Şekil 4.1: Gürültüsüz şebeke işareti (50 Hz)	37
Şekil 4.2: Beyaz gürültü ile bozulmuş şebeke işareti (SNR = 39.87 dB).....	37
Şekil 4.3: Alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş bozulmuş (SNR = 39.87 dB) şebeke işareti	38
Şekil 4.4: Beyaz gürültü ile bozulmuş şebeke işareti (SNR = -4.11 dB)	38
Şekil 4.5: Alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş bozulmuş (SNR = -4.11 dB) şebeke işareti	39
Şekil 4.6: Harmonik gürültüsü ile bozulmuş şebeke işareti	40
Şekil 4.7: Alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti.....	40
Şekil 4.8: Rasgele darbe gürültüsü	41
Şekil 4.9: Darbe gürültüsü ile bozulmuş şebeke işareti	42
Şekil 4.10: Alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti.....	42
Şekil 4.11: Kaotik gürültü ile bozulmuş şebeke işareti	43
Şekil 4.12: Bozulmuş işaretin frekans görünüşü	44
Şekil 4.13: Alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti.....	44
Şekil 4.14: Kaotik gürültü ile bozulmuş şebeke işareti (SNR = 47,2 dB).....	45
Şekil 4.15: Uyarlanabilir süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti	46
Şekil 4.16: Uyarlanabilir süzgeç katsayı adaptasyonu (1. Katsayı).....	46
Şekil 4.17: Uyarlanabilir süzgeç katsayı adaptasyonu (2. Katsayı).....	47
Şekil 4.18: Uyarlanabilir süzgeç katsayı adaptasyonu (3. Katsayı).....	47
Şekil 4.19: Uyarlanabilir süzgeç ile temizlenmiş harmonikli şebeke işareti	48
Şekil 4.20: Harmonik gürültüsü için süzgeç katsayılarının adaptasyonu	49
Şekil 4.21: Rasgele darbe gürültüsü	49
Şekil 4.22: Uyarlanabilir süzgeç ile temizlenmiş darbeli şebeke işareti	50
Şekil 4.23: Bozulmuş işaretin frekans görünüşü	51

Şekil 4.24: Uyarlanabilir süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti	51
Şekil 4.25: Beyaz gürültü ile bozulmuş şebeke işareti (SNR = 37 dB).....	53
Şekil 4.26: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin genlik kestirimi	53
Şekil 4.27: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin frekans kestirimi.....	54
Şekil 4.28: Beyaz gürültü ile bozulmuş şebeke işareti (SNR = 6 dB).....	54
Şekil 4.29: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin genlik kestirimi	55
Şekil 4.30: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin frekans kestirimi.....	55
Şekil 4.31: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin genlik kestirimi	56
Şekil 4.32: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin frekans kestirimi.....	56
Şekil 4.33: Rasgele darbe gürültüsü ile bozulmuş şebeke işareti	57
Şekil 4.34: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin genlik kestirimi	58
Şekil 4.35: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin frekans kestirimi.....	58
Şekil 4.36: Kaotik gürültü ile bozulmuş şebeke işareti	59
Şekil 4.37: Kalman süzgeci ile kestirilmiş şebeke işareti.....	59
Şekil 4.38: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin frekans kestirimi.....	60
Şekil 4.39: DGKS ile kestirilmiş şebeke işaretinin faz uzayı çizimi.....	60
Şekil 4.40: DGKS ile kestirilmiş şebeke işaretinin Poincaré çizimi	61
Şekil 4.41: Normal durumda çalışan osilatörün faz uzayı ve Poincaré çizimi	61
Şekil 4.42: Şebeke işaretine eklenen beyaz gürültü işareti (SNR = 38,74 dB)	63
Şekil 4.43: BBA ile ayrıştırılmış şebeke işareti.....	63
Şekil 4.44: BBA ile ayrıştırılmış gürültü işareti	64
Şekil 4.45: Kestirilen şebeke işaretinin frekans görüncesi.....	64
Şekil 4.46: Gürültülü şebeke işareti (SNR = 3 dB)	65
Şekil 4.47: BBA ile ayrıştırılmış şebeke işareti.....	65
Şekil 4.48: Kestirilen şebeke işaretinin frekans görüncesi	66

Şekil 4.49: Rasgele darbe gürültüsü	67
Şekil 4.50: BBA ile ayrıştırılmış şebeke işareti.....	67
Şekil 4.51: BBA ile ayrıştırılmış gürültü işareti	68
Şekil 4.52: Kestirilen şebeke işaretinin frekans görüngenisi	68
Şekil 4.53: Kaotik gürültü işareti.....	69
Şekil 4.54: BBA ile ayrıştırılmış şebeke işareti.....	70
Şekil 4.55: BBA ile ayrıştırılmış kaotik gürültü işareti	70
Şekil 4.56: Kestirilen şebeke işaretinin frekans görüngenisi.....	71

TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1: Şebeke işaretinin (50 Hz) bazı harmonikleri	16
Tablo 4.1: Gürültülü şebeke işareti için klasik sıfır geçiş yöntemi ve düzenlenmiş sıfır geçiş yönteminin frekans kestirim performansı.....	39
Tablo 4.2: Klasik sıfır geçiş yöntemi ve uyarlanabilir süzgeç kullanan sıfır geçiş yönteminin (S.G.Y.) frekans kestirim performansı.....	48
Tablo 4.3: Çeşitli gürültü durumları için DGKS ve GKS yönteminin ortalama frekans kestirimi zamanları	62
Tablo 4.4: Bağımsız bileşen analizi yönteminin frekans kestirim performansı.....	66
Tablo 4.5: Çeşitli gürültü tipleri için önerilen yöntemlerin frekans kestirim performansı	71

ÖZET

ENERJİ SİSTEMLERİNDE FREKANS ÖLÇÜMÜ VE KONTROLÜ

Gelişen teknolojiye paralel olarak tüketici grubu ve çeşitliliğinin artış göstermesi, enerjiye olan talebi arttırmış, bu durum sonucunda enerji kalitesi ve enerji bozuklukları sistemin düzgün işleyebilmesi için önemli birer etken haline gelmişlerdir. İşletmede karşılaşılabilecek sorunların azaltılabilmesi, öncelikle üretim ve tüketimin anlık ve devamlı olarak izlenmesi ve dengelenebilmesi ile mümkündür. Bu aşamada frekans, enerji sisteminin çok önemli bir parametresidir ve üretim-yük dengesizliği durumunda anma değerinden kolaylıkla sapabilir. Bu durum sonucunda kullanıcıya ulaşan enerji kalitesinde (düşük gerilimler, aydınlatmada dalgalanmalar, vb.) ve sistemde kullanılan cihazlarda (üretim, dağıtım veya yük) bozulmalar görülebilir ve daha da önemlisi enerji sisteminde geniş bir kitleyi etkileyecek şekilde çökme meydana gelebilir.

Enerji sistemleri için frekans kontrolü ve kararlılığı hayatidir; dolayısıyla enerji sistemlerini korumak amacıyla daimi olarak frekans ölçümü ve kontrolü yapan çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Frekans kestiriminin doğruluğu şebeke işaretinin bozulma oranına bağlıdır. Bozulmuş şebeke işareti kaotik (ferrorezonans) veya kaotik olmayan (beyaz, harmonik vb.) gürültüler barındırabilir. Kaotik ferrorezonans aşırı gerilim ve akım değerlerine yol açabilen bozulmalardan biridir, dolayısıyla şebekenin güvenliğini ve düzenli çalışmasını tehlikeye atabilir. Gürültünün rasgele olma durumu ve kaosa yakınsaması frekans kestirimini zorlaştırır, bu nedenle önerilen yöntemlerin gürültüyü eleyerek frekans kestirim etkinliğini artırması beklenir.

Çalışmanın birinci kısmında en çok tercih edilen frekans kestirim yöntemlerinin performans analizi irdelenmiştir. Daha sonra sırasıyla düzenlenmiş sıfır geçiş yöntemi, uyarlanabilir süzgeç kullanan sıfır geçiş yöntemi, düzenlenmiş genişletilmiş Kalman süzgeci ve bağımsız bileşen analizi yaklaşımları önerilmiştir. Enerji sistemindeki şebeke frekansının takibi gerçek zamanlı olarak ve düşük kestirim hatalarıyla daha etkili bir biçimde bu yöntemlerle gerçekleştirilmiştir.

SUMMARY

FREQUENCY MEASUREMENT AND CONTROL IN ENERGY SYSTEMS

Due to the increasing consumer variety and amount, energy demand has increased in accordance with the innovations in electrical energy technology. Power quality and power disturbances have become important factors for power system persistence. To reduce the operation problems of a power system, production and consumption must be matched and observed instantaneously and continuously. Frequency is an important operating parameter of a power system, which can easily deviate from its nominal value due to a generation-load mismatch. Off-nominal frequency can degrade the quality of the product being delivered to end users and it may damage equipment. Deviation from the nominal frequency could result in the collapse of the power system itself.

Since the frequency control is vital in power systems, several frequency control algorithms to measure frequency at a power system bus have been developed. In a power system the accuracy of frequency detection strictly related to distortion strength of the system signal. Distorted system signal may contain chaotic (ferroresonance) and non-chaotic (gauss, pulse, harmonic etc.) noise. Chaotic ferroresonance is one of the disturbances, which may cause over voltages and over currents; hence it can endanger the system reliability and continuous safe operating. The chaotic and random characteristics of the power system signal noise may complicate frequency detection and estimation. Thus, the proposed methods should eliminate the noise and hence to improve the efficiency of frequency estimation.

In the first part of the study, the performance analysis of the most preferred algorithms is discussed. Then modified zero crossing algorithm, zero crossing with adaptive filter, modified extended Kalman filter and independent component analysis methods are proposed as a new approaches respectively. Real time frequency tracking at a power system bus is fulfilled more accurately with these novel algorithms.

1. GİRİŞ

Elektrik enerjisinin kaliteli ve güvenilir bir şekilde tüketiciye sunulması hem ekonomik hem de teknik açıdan büyük önem taşımaktadır. Bir enerji sistemi, anma frekansı, gerilim, yük akışı, vb. parametreler ile önceden belirlenen çalışma seviyesinde korunmalıdır. Bu durum, öncelikle sistemdeki kontrol edilebilen kaynaklarda üretilen aktif ve reaktif gücün kontrolü ile gerçekleşmektedir. Frekans kontrolünün amacı sistemi yeterince küçük tolerans seviyesinde frekans dengesizliğine karşı koruyabilmektir. Kontrol sistemleri, elektriksel olarak birbirine bağlı olması bakımından çok güçlüdür; ancak bütün kontrol sistemi tek frekansla kontrol edilir [1]. Eğer sistem, sabit anma frekansından saparsa sistem kararsızlaşır. Frekans kararlılığını sağlamak için tüketim (yük) ile üretim arasında denge sağlamak gerekmektedir. Genellikle üretim tüketimden fazla olduğunda frekans artar ve tüketim üretimden fazla olduğunda ise frekans azalır. Dengesizlik kontrolsüz bir şekilde yüklerin kapanmasına yol açar, hatta bazı durumlarda tüm sistem kapanabilir. Bu nedenle frekansın sabit kalmasını sağlayan ve bunu sürekli denetleyen kontrol yöntemlerine gereksinim vardır. Bu yöntemler sistem frekansında bozulma olduğunda devreye girerek sisteme müdahalede bulunur. Sistem frekansını etkin bir şekilde kontrol edebilmek ve çeşitli benzetimlerle frekans karakteristiğini modellemek enerji sistemleri için hayatidir.

Geçmişte frekans ölçümü için sadece birkaç bilinen yöntem kullanılmıştır [2]. Yakın zamanda mikroişlemci tabanlı rölelerin kullanımının artmasıyla birlikte sıfır geçiş [3, 4], ayrık Fourier dönüşümü (DFT) [5, 6] ve sayısal evre kenetleme (phase locked loop, PLL) [7] gibi birçok sayısal yöntem kullanılmaya başlanmıştır. Bunların haricinde sayısal süzgeç yapıları, işaretleri ayrıştırma özelliği sayesinde frekans kestirimi için kullanılmıştır [8, 9]. Yüksek doğrulukla frekans kestirimi yapan yöntemlere ihtiyacın artmasıyla en küçük kareler (LES) [10, 11], en küçük ortalama kareler (LMS) [12], Newton- Raphson yöntemi [13], Kalman süzgeci [14, 15] ve yapay sinir ağları [16] gibi çeşitli eniyileme yöntemleri kullanılmıştır.

Frekans kestiriminin gerektirdiği en önemli iki parametre doğruluk ve cevap zamanıdır. Bu yöntemlerden sadece birkaçı bu iki parametreyi tam anlamıyla sağlayabilmektedir. Ayrıca bu iki parametrenin dışında değişken bir şebeke işareti ile karşı karşıya kalındığında yöntemin işaret değişiminden etkilenmeden, etkili bir biçimde kestirime devam etmesi beklenir. Tüm bu yönleriyle kestirimin devam edebilmesi için birden fazla yöntemin birlikte kullanıldığı çözümler önerilmiştir [2].

Bu çalışmada, frekans ölçümü ve kestirimi için şebeke işareti olarak Türkiye’de kullanılan 50 Hz sinüzoidal işaret kullanılmıştır. Bu şebeke işareti üzerine sırasıyla Gauss, harmonik, darbe ve kaotik gürültüler eklenerek önerilen yöntemlerin performanslarına bakılmıştır. Gürültünün kaotik olduğu durumlarda frekans kestirimindeki başarı oranının oldukça azaldığı görülmüştür.

Kaos terimi, genel anlamda zincirleme gerçekleşen olaylarda, küçük değişiklikleri büyük sorunlar haline getiren kırılma noktalarının birden fazla yerde olduğu durumları tanımlamakta kullanılmaktadır. Kaos teoremi, olayların arkasında yatan dinamikler olduğunu ve bunların doğrusal olmayan denklem sistemleri ile belli bir yere kadar tahmin edilebileceğini savunmaktadır. Bu denklem sistemleri grafiğe döküldüğü zaman "çekici" (attractor) adı verilen şekiller ortaya çıkmaktadır [17].

Bir enerji sisteminde görülebilen en bozucu etkilerden biri olan kaotik ferreazonans, trafo ve kapasiteleri barındıran bir enerji sistemindeki, düzgün olmayan açma kapama işlemleri sonucunda ortaya çıkar [18-20]. Ferreazonans yüksek akım ve gerilim değerlerinde genellikle düzensiz ya da kaotik dalga şekilleri oluşmasına neden olur [21-23]. Bu çalışmada kaotik ferreazonansı modelleyebilmek için zorlanmış kaotik Duffing osilatörünün (Forced Duffing Oscillator) çıkışı önerilmiştir [24]. Kaotik dinamik sistem modelini oluşturabilmek için Duffing diferansiyel denklem sistemi çözümleri kullanılmıştır [25]. Sistemin Poincaré çizimi ve faz uzayı çizimi gösterilerek kaotik çıkışın durumu incelenmiştir [20].

İlk aşamada en çok kullanılan frekans ölçüm yöntemlerinden biri olan sıfır geçiş yöntemi incelenmiştir. Bu yöntem gürültülü şebeke işaretinin frekans kestirimi için çalıştırılmış ve performansı incelenmiştir. Sıfır geçiş yöntemi sıfır eksenini etrafındaki dalgalanmalara karşı duyarlı olması nedeniyle daha doğru sonuç elde edebilmek için genelde alçak geçiren süzgeç ile birlikte kullanılmaktadır. Ancak yöntem, süzgeç

kullanmadan yeni bir yaklaşımla yeniden düzenlenmiş ve performansı incelenmiştir. Süzgeç kullanmanın getirdiği gecikme ve hesap yükü azaltılarak etkili ve hassas bir yöntem performansı elde edilmiştir [26].

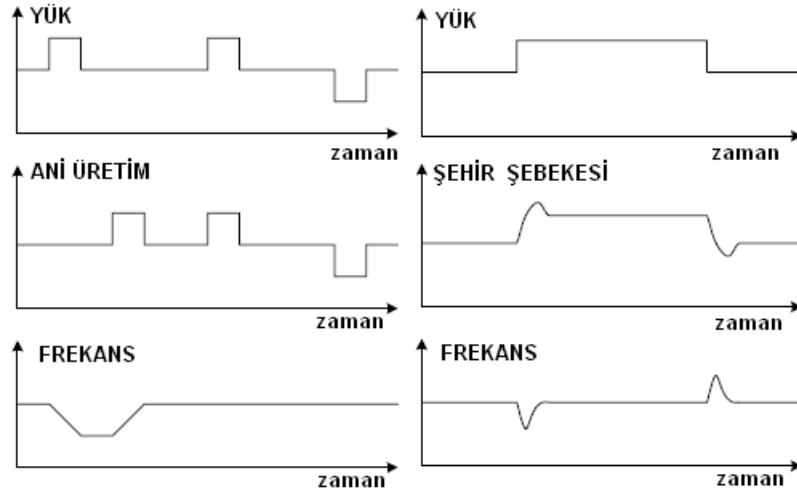
Bir sonraki aşamada sıfır geçiş yöntemi ile birlikte alçak geçiren süzgeç yerine yeni bir yaklaşım olarak kendini ayarlayan ve sistemdeki değişimlere cevap verebilen uyarlanabilir süzgeç yapısı önerilmiştir. Uyarlanabilir süzgeç adaptasyon algoritması, süzgecin transfer fonksiyonunu sisteme göre değiştirmesini sağlamaktadır. Girişine uygulanan işaret değiştiğinde süzgeç, uyarlama kabiliyeti ile orantılı olarak kendini yeni duruma uyarlar [27]. Çalışmada uyarlanabilir süzgeç uygulaması olan uyarlanabilir gürültü temizleme (ANC) yardımıyla yinelemeli en küçük kareler (RLS, recursive least squares) algoritması kullanılmıştır. Gürültüyle bozulmuş şebeke işaretinden, şebeke işaretinin genlik kestirimi yapılmıştır ve süzgeç katsayılarının değişimine bakılmıştır. Daha sonra kestirilen işaretin sıfır geçiş yöntemi ile frekansı hesaplanmıştır [28].

Çalışmanın ileriki aşamasında, gürültünün artış gösterdiği durumlarda sıfır geçiş gibi çok kullanılan yöntemlerin sistem frekansını yeterince hızlı ve doğru bir biçimde takip edememesi nedeniyle özgün bir yaklaşım olarak genişletilmiş Kalman süzgecinin [15] düzenlenmiş hali kullanılmıştır. Yakınsama zamanını düşürmek ve kestirim hassasiyetini arttırmak için klasik genişletilmiş Kalman süzgecine, gürültü varyansı tekniğine dayanan düzenleme adımı eklenmiştir [29]. Düzenleme adımı, frekans ölçümünü kestirim performansına göre ayarlama yeteneğine sahiptir. Önerilen düzenlenmiş ve genişletilmiş Kalman süzgecinin klasik genişletilmiş Kalman süzgecine göre daha iyi performans gösterdiği ve gerçek zamanlı uygulamalar için uygun olduğu görülmüştür [30].

Çalışmanın son aşamasında ise son yıllarda öne çıkan bağımsız bileşen analizi (independent component analysis, ICA) tekniği şebeke işaretini ve üzerindeki gürültü işaretini ayırmak üzere önerilmiştir. Ayrıştırılan şebeke işaretinin frekansı kestirilerek bağımsız bileşen analizi performansına bakılmıştır. Klasik süzgeç yapılarının özellikle kaotik gürültüler olmak üzere kestirim performansı açısından bağımsız bileşen analizinden çok daha kötü sonuçlar verdiği görülmüştür [31, 32].

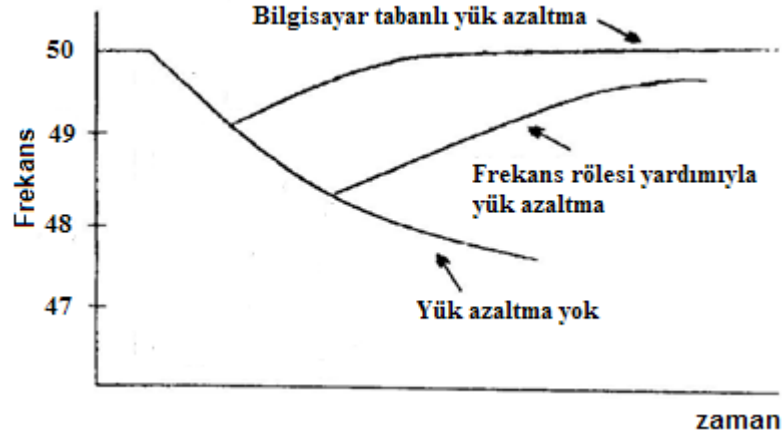
2. GENEL KISIMLAR

Frekans kararlılığını sağlamak için yükteki tüketim ile üretim arasında denge sağlamak gerekir. Üretim tüketimi geçerse frekans artar. Tüketim üretimi geçerse frekans azalır. Dengesizlik kontrolsüz bir şekilde yüklerin kapanmasına yol açar. Bazı durumlarda tüm sistem kapanabilir.



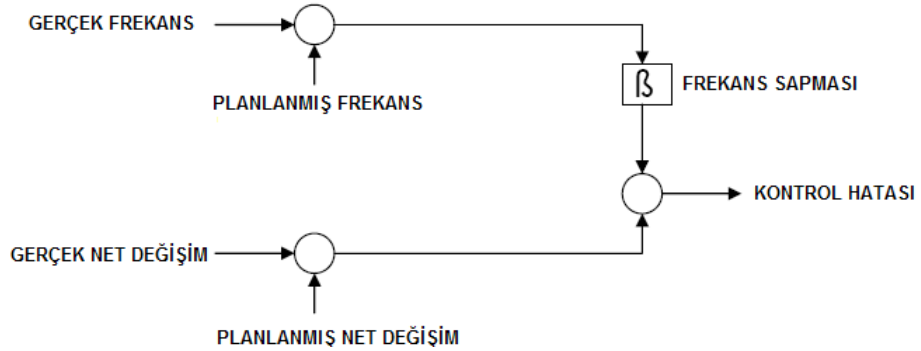
Şekil 2.1: Üretim veya yükteki değişim sonucu sistem frekansındaki sapma

Şebekedeki yük miktarı değiştiğinde üretim sisteminin çıkışının, şehir şebekesinin ve frekans seviyesinin değişimi Şekil 2.1’de görülmektedir. Arıza durumunda röleler yardımıyla bazı yükler sırayla tüm sistemi korumak için devreden çıkarılır. Kontrol sistemi, önceden belirlenmiş önceliklere göre yüklerin devreden çıkarılmasına karar verir. Frekans sapmasının çok olduğu durumda şebeke üretimini arttırarak frekans düşüşünü engelleyemezse, yüklerin kontrollü olarak devreden çıkmasını ve sistemin geri kalanının sağlıklı olarak devamını sağlar. Dolayısıyla sistemde devamlı olarak frekans kontrolü ve ölçümü yapılmalıdır [1, 33]. Bilgisayar tabanlı olarak röleler yardımıyla yük azaltma durumundaki frekans değişimi Şekil 2.2’de verilmiştir.



Şekil 2.2: Bilgisayar tabanlı ve röle yardımıyla yük azaltma

Normal koşullar altında sistem 50 Hz civarında çalışır ve yük ile üretim dengeli olarak değişir. Genellikle kontrol sistemleri üretim noktasındaki türbin frekansını 0.05 Hz maksimum frekans değişimine izin verecek şekilde ayarlamaktadır. Şebekedeki aletler için ise %5 (2.5 Hz) frekans sapması tehlike sınırı olarak algılanmaktadır. Kontrol hatası sinyalinin gözlenmesi tüm üreteçler bazında sistemin en ekonomik biçimde kontrolünü sağlar. Kontrol sistemi, frekans sapmasının neden olduğu hatayı sistemde sorun yaşanmaması için çok sıkı bir biçimde gözlemler. Kontrol hatası sinyaline bakılarak frekans kararlılığını sağlamak için jeneratör gücü artırma ya da yük atma işlemi yapılabilir [34]. Frekans kontrol sistemi Şekil 2.3' te verilmiştir.



Şekil 2.3: Frekans kontrol sistemi

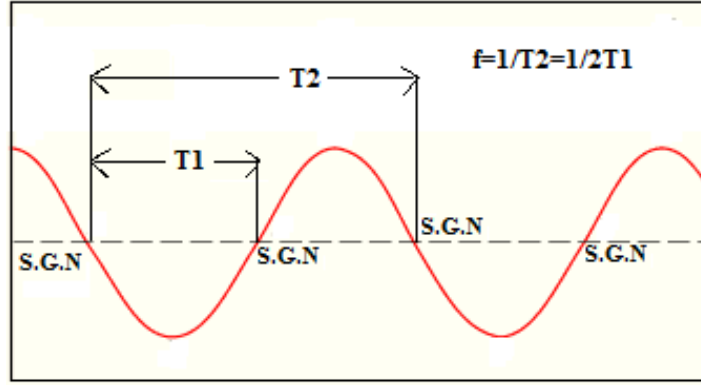
Sistem frekansını en doğru ve güvenilir şekilde ölçmek için geçmişten bugüne birçok yöntem geliştirilmiştir.

2.1. FREKANS ÖLÇÜMÜ VE KESTİRİMİ YÖTEMLERİ

Şebeke frekansını doğru ve güvenilir bir şekilde ölçmek için geliştirilmiş yöntemlerde genellikle işaret saf sinüzoidal olarak ele alınır ve frekans ölçümü periyot hesabı sayesinde yapılır. Bazı yöntemler ise her periyotta zamanı ölçerek ve eğri uydurma tekniklerini kullanarak frekansını hesaplar.

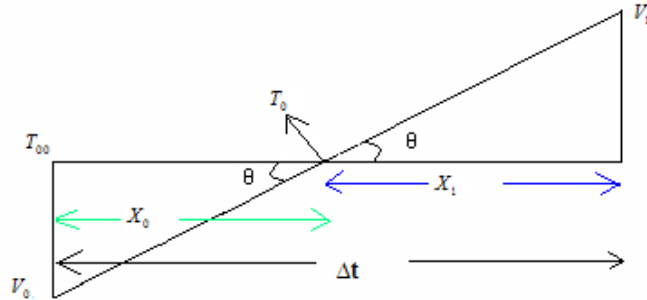
2.1.1. Sıfır Geçiş (Zero Crossing) Yöntemi

Yöntem temel olarak işaretin sıfır noktalarından geçişleri arasındaki zamanı ölçmeye dayanır. İşaret bir periyot boyunca N adet nokta sayısına örneklenirse her bir örneğin periyodu $\Delta t = T/N$ olur. Yöntemin genel yapısını özetleyen model Şekil 2.4'de verilmiştir [35].



Şekil 2.4: Sıfır geçiş yönteminin yapısı

Yöntemde örneklenen bölgeler için sıfır geçiş noktalarının belirlenmesi ile periyot hesabı yapılır. Örneklenen noktalar için oluşturulmuş sıfır geçiş yapısı Şekil 2.5'de verilmiştir. V_0 ve V_1 örnek noktalarını, T_{00} ise ilk örneğin zamanını ifade eder.



Şekil 2.5: Sıfır geçiş noktalarının belirlenmesi

İfadelerdeki T_0 sıfır geçiş noktasıdır. İki örnek zamanı (Δt) arası düz çizgi olarak kabul edilir ve çeşitli matematiksel işlemlerden sonra aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\tan\theta = \frac{V_0}{X_0} = \frac{V_1}{X_1} \quad (2.1)$$

$$\Delta t = X_0 + X_1 \quad (2.2)$$

$$X_0 = \frac{V_0}{V_1} (\Delta t - X_0) \quad (2.3)$$

$$X_0 + \left(\frac{V_0}{V_1}\right) X_0 = \left(\frac{V_0}{V_1}\right) \Delta t \quad (2.4)$$

$$X_0 = \frac{V_0 \Delta t}{V_0 + V_1} \quad (2.5)$$

İlk örnek noktası T_{00} olarak kabul edilirse sıfır geçiş noktası Eşitlik (2.6)'da verilmiştir.

$$T_0 = T_{00} + X_0 \quad (2.6)$$

Benzer şekilde ikinci örnek noktası da bulunabilir.

$$T_1 = T_{01} + X_1 \quad (2.7)$$

Bu iki noktanın birbirinden çıkarılmasıyla kesin ölçüm yapılabilir. Ve frekans değeri hesaplanır. Örnek sayısı arttığında frekans değeri gerçek değerine daha da yakınsar.

$$T = T_1 - T_0 \quad (2.8)$$

$$f = 1/T \quad (2.9)$$

Hızlı ve basit bir yapıya sahip olan bu yöntem arka arkaya gelen sıfır geçiş noktalarının belirlenmesine dayanır. İşaretin üzerine eklenen gürültü nedeniyle, sıfır geçiş noktalarının belirlenemediği durumlarda frekans kestirimi bozulabilir. Bu nedenle yöntem uygulanmadan önce işaret, alçak geçiren filtre yardımıyla temizlenmelidir. Yöntemin iyi çalışabilmesi için minimum bir periyoda ihtiyacı vardır. Örnekleme oranı arttıkça noktalar arası doğrusallık iyileşeceğinden yöntemin ve dolayısıyla kestirimin doğruluğu artar [35, 36].

2.1.2. En Küçük Kareler (Least Error Squares, LES) Yöntemi

Bu yöntem enerji sistemlerinden alınmış şebeke gerilimi değerleri kullanılarak, frekansı kestirmeye dayanır. Sistem frekansının bir veri penceresi boyunca değişmediğini kabul edilir.

$$V(t) = V_p \sin(2\pi ft + \Phi) \quad (2.10)$$

Şebeke işareti Eşitlik 2.10'da verilmiştir. V_p işaretin tepe değeridir. Eşitlik trigonometrik bağıntılar kullanarak yeniden yazılabilir.

$$V(t) = V_p \cos(\Phi) \sin(2\pi ft) + V_p \sin(\Phi) \cos(2\pi ft) \quad (2.11)$$

Örneklenmiş işaretinin Taylor serisine açılması sonucunda çeşitli trigonometrik bağıntılar kullanılarak frekans sapması hesaplanır [36].

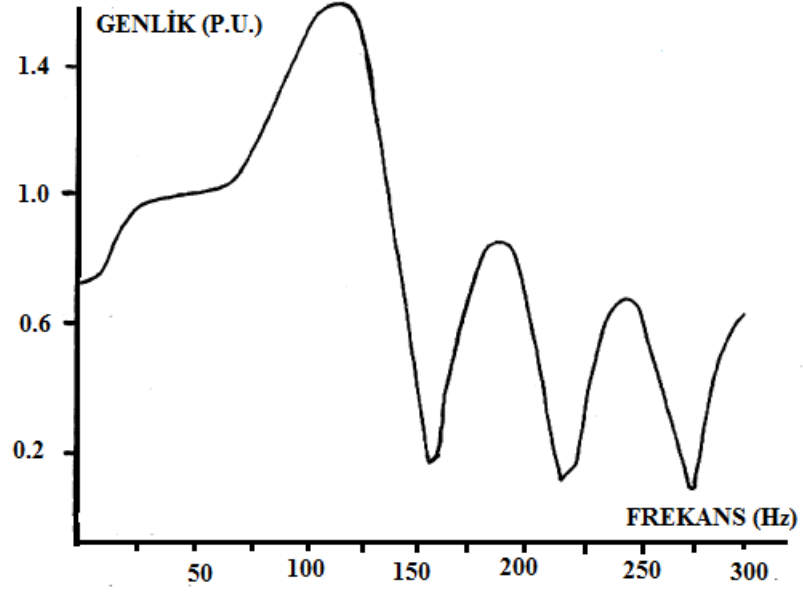
$$X_1 = V_m \cos \Phi \quad (2.12)$$

$$X_2 = (f - f_0) V_m \cos \Phi \quad (2.13)$$

$$f - f_0 = x_2 / x_1 = (f - f_0) V_m \cos \Phi / V_m \cos \Phi \quad (2.14)$$

Veri penceresi boyutu, örnekleme frekansı ve Taylor serisi bileşenlerinin sonuçları yöntemin düzgün çalışabilmesi üzerinde etkilidir. Yöntem 50 Hz civarında 0.02 Hz doğrulukla çalışır ve 10-70 Hz arası frekans değerlerinde çalışmaya uygundur. Kestirim hatası olasılık yoğunluk dağılımları, Gauss dağılımında ise yöntem iyi sonuçlar vermekle birlikte tersi durumlarda iyi sonuç vermemektedir. Yöntem bozuk giriş verilerinden oldukça etkilenmektedir.

Gürültülü şebeke işareti karşısındaki yöntem performansını inceleyebilmek için frekans cevabına bakılır. Şekil 2.6'da yöntemin frekans cevabı verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi süzgeç, yüksek frekanslara özellikle ikinci, beşinci ve altıncı harmoniklere karşı duyarlıdır. Veri penceresindeki örnek sayısı arttıkça yöntemin frekans cevabı yüksek frekanslar için önemli ölçüde azalmaktadır. Anma frekans değeri şebeke işareti için 50 Hz olması nedeniyle bu yöntem kullanılabilir.

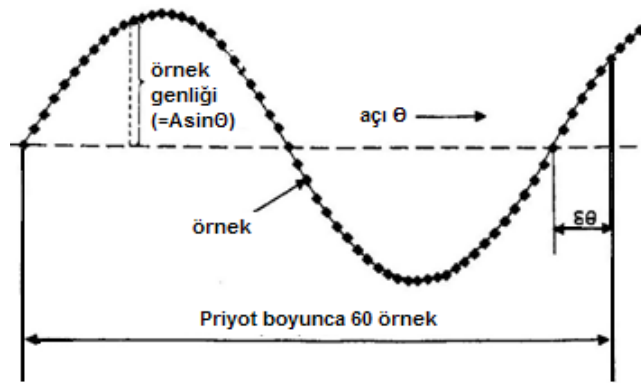


Şekil 2.6: En küçük kareler yönteminin frekans cevabı

Bu yöntem ancak frekans değerleri etrafında oldukça iyi sonuçlar verebilmektedir [10]. Bu yöntem kullanılarak gerilim işaretinin genliği de kestirilebilir.

2.1.3. Bindirilmiş İşaret (Superimposed signal) Yöntemi

Yöntem, bir periyot önceki değerini şimdiki örnek değerinden çıkarılması esasına dayanır. Bu çıkarma sonucu oluşan fark işareti gerçek işarete bindirilir. Yöntem modeli Şekil 2.7'de verilmiştir.



Şekil 2.7: Bindirilmiş işaret (Superimposed signal) yöntemi

İşaretin bir periyot önceki değerinden çıkarma işlemi Eşitlik (2.15)'te verilmiştir.

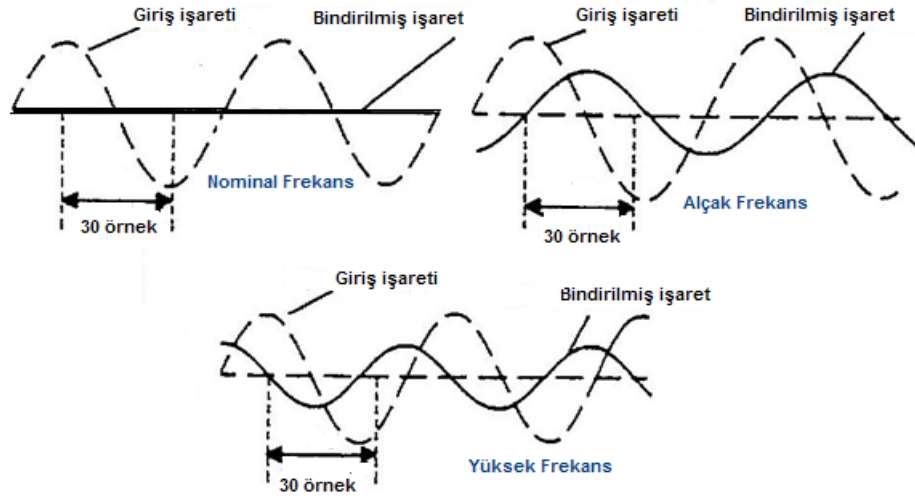
$$\Delta V = A \sin(\varphi + \phi\varphi) - A \sin(\varphi) \quad (2.15)$$

$$\Delta V = A \sin(\phi) \cos(\varphi\phi) + A \cos(\phi) \sin(\varphi\phi) - A \sin(\phi) \quad (2.16)$$

Genlik farkı Eşitlik (2.16)'da verilen şekilde yazılabilir. Eşitliklerde $\varphi\phi$ küçük değerler aldığı için $\cos(\varphi\phi)=1$ ve $\sin(\varphi\phi)=\varphi\phi$ olarak yazılabilir. Fark işareti en son olarak Eşitlik (2.17)'daki gibi hesaplanabilir.

$$\Delta V = A \cos(\varphi\phi\varphi) \quad (2.17)$$

Frekans sapmasının yönünü belirleyebilmek için bindirilmiş işaretin şebeke işaretinin ilerisinde veya gerisinde olma durumuna veya işaret periyodunun artmış veya azalmış olma durumuna bakmak gerekir [36].



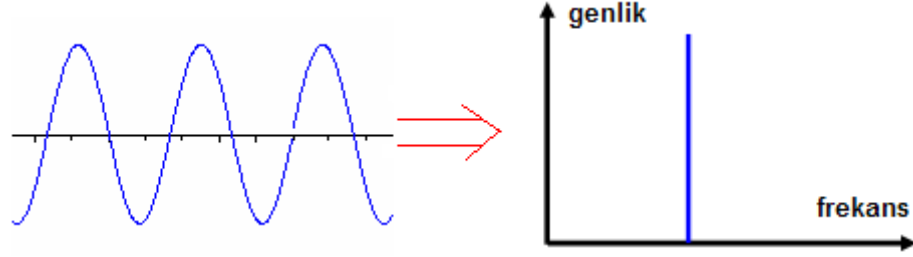
Şekil 2.8: İşaret şekline göre frekans sapmasının yönünün belirlenmesi

Bindirilmiş işaretin periyodu artmış ise frekans değerinde azalma ve bindirilmiş işaretin periyodu azalmış ise frekans değerinde artma var demektir. Eğer frekansta sapma yoksa bindirilmiş işaret sıfır değerini alır ve frekans anma frekansı değerindedir. Yöntemin çalışma prensibi Şekil 2.8'de verilmiştir. Yöntem temel frekans harmoniklerini engellemede başarılıdır; ancak genlik değişimleri doğruluğu oldukça bozmaktadır [37].

2.1.4. Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) Yöntemi

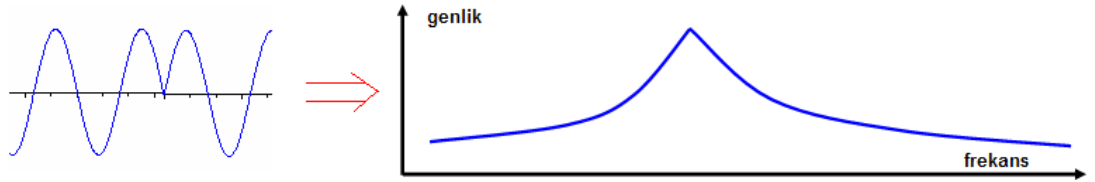
Bu yöntem Fourier dönüşümünün sızıntı (leakage) özelliğini kullanarak enerji sisteminin temel frekansındaki dalgalanmayı hesaplar. Normal durumda işaretin FFT dönüşümü sonucunda frekans bölgesinde $N/2$ genlikli tek bir nokta vardır. Eğer frekans anma değerinden sapma gösterirse genlik $N/2$ değerinden az olur ve diğer harmonikler

sıfırdan farklı olur [9, 38]. Sabit frekansa sahip işaretin frekans cevabı Şekil 2.9'da verilmiştir.



Şekil 2.9: Sabit frekanslı işaret ve frekans cevabı

İşaretin frekansında değişme olması durumunda frekans bileşeni tek noktadan oluşmaz; daha geniş bir frekans bandını tarar. Bu durum Şekil 2.10'da verilmiştir.



Şekil 2.10: Değişken frekanslı işaret ve frekans cevabı

Yöntem 50 - 60 Hz civarında ± 0.04 Hz doğruluk sağlamaktadır, ancak sonucun elde edilebilmesi için en az iki periyot boyunca işarete gereksinim duyar. Yöntemin en önemli dezavantajı harmoniklerden ve gürültüden etkilenmesidir [39].

2.1.5. Fazör Faz Açıları (Phase angles of phasor) Yöntemi

Yöntem şebeke gerilimi işaretinin fazör ifadesinin faz açılarını hesaplayarak frekansını kestirir. Üç aşamalı işlemin ilki örneklenmiş işareten faz açılarının hesaplanması, ikincisi faz açıları kullanılarak frekansın hesaplanması ve sonuncusu ise kullanılan süzgeç yapısı ile gürültüsüz sonuçların elde edilmesidir. Süzgeç kullanılması yöntemin performansını önemli ölçüde artırır. Yöntem giriş işaretini sabit frekanslı sinüzoidal işaret olarak kabul eder [40].

$$V(t) = V_p \sin(2\pi ft + \Phi) \quad (2.18)$$

İşaret Δt saniye önce ve sonra örneklenirse aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$V_{k-m} = Vp \sin(2\pi f(-m)\Delta t + \Phi_k) \quad (2.19)$$

$$V_{k+m} = Vp \sin(2\pi f(+m)\Delta t + \Phi_k) \quad (2.20)$$

İşaretin faz açısı Eşitlik (2.21)'deki gibi hesaplanır.

$$\Phi_k = \arctan(Vp \sin \Phi / Vp \cos \Phi) \quad (2.21)$$

Frekansı hesaplayabilmek için değişik zamanlarda yapılan kestirimlerin toplamı kullanılır.

$$f = \frac{1}{D} \sum i \Phi_{k+1} \quad (2.22)$$

$$D = 2\pi\Delta t \sum i^2 \quad (2.23)$$

D parametresi i parametresine bağlıdır; i parametresi ise yöntem tarafından önceden belirlenmiş $+L$ ile $-L$ değerleri arasında olabilir. Yöntem performansı, uygulanacak süzgeç yapısının performansı ile sıkı sıkıya bağlıdır. Daha doğru frekans kestirimi için daha iyi gürültü temizleme adımı gerekmektedir [41].

3. MALZEME VE YÖNTEM

Bu çalışmada, frekans ölçümü ve kestirimi için yeni yöntemler önerilmiştir. Bu yöntemler sırasıyla düzenlenmiş sıfır geçiş yöntemi, uyarlanabilir süzgeç kullanan sıfır geçiş yöntemi, düzenlenmiş genişletilmiş Kalman süzgeci ve bağımsız bileşen analizidir [26, 28, 30]. Bu yöntemler gerek hız gerek doğruluk olarak önemli performanslar ortaya koymuştur.

Önerilen yöntemlerde Türkiye’de enerji sistemlerinde kullanılan 50 Hz. sinüzoidal şebeke işareti kullanılmıştır. Bu şebeke işareti üzerine sırasıyla Gauss, harmonik, darbe ve kaotik gürültü işaretleri eklenerek yöntem performanslarına bakılmıştır.

Bir enerji sisteminde görülebilen en bozucu etkilerden biri olan kaotik ferreazonans, zorlanmış kaotik Duffing sistemi ile modellenmiş ve incelenmiştir [24]. Benzetimler için MATLAB programı kullanılmıştır.

3.1. İŞARET GÜRÜLTÜ MODELİ

Enerji sistemlerindeki şebeke işareti ve üzerindeki gürültü işareti, doğrusal olmayan durum uzay modeli ile ifade edilebilir. Bu tür sistemlerde sinüzoidal işaretin frekansını kestirmek için aşağıda en genel yapısıyla verilen işaret modeli kullanılmıştır. İşaret gürültü modeli oluşturulduktan sonra önerilen yöntemler uygulanarak frekans kestirimi yapılmıştır [30].

$$z_k = x_k + v_k \quad k=1,2,3,\dots,N \quad (3.1)$$

Bozulmuş şebeke işareti, t_k zamanındaki gözlem işaretidir ve z_k ile gösterilir. Gözlem işareti sinüzoidal şebeke işareti x_k ile gürültü işareti v_k ’nin toplamına eşittir. Şebeke işaretinin yapısı ise Eşitlik (3.2)’de verilmiştir.

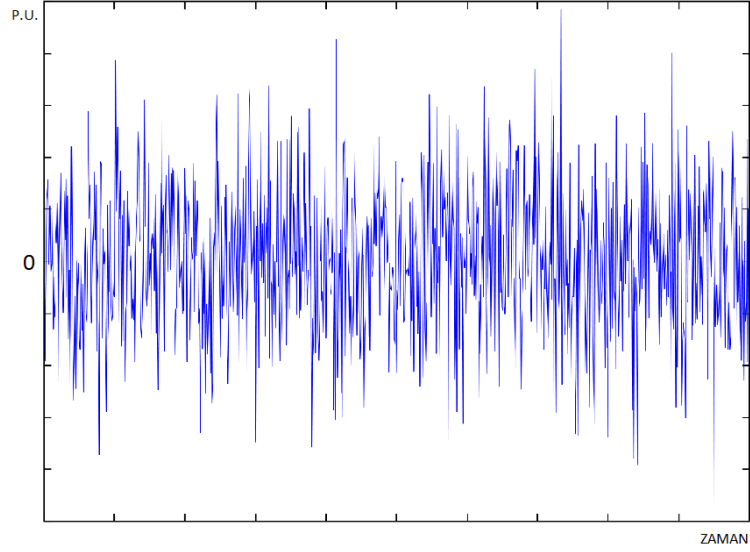
$$x_k = a \cos(\omega t_k + \Phi) \quad (3.2)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (3.3)$$

Eşitliklerdeki a , f ve Φ bileşenleri sırasıyla işaretin genliği, frekansı ve fazıdır. Bozucu gürültünün yapısına göre işaret modelinde v_k değeri değişir [15].

3.1.1. Beyaz Gürültü (Gauss)

Enerji sistemlerinde en çok görülen gürültü çeşitlerinden biri beyaz gürültüdür [42, 43]. Zaman serisi olarak oluşturulmuş beyaz gürültü örneği Şekil 3.1’de verilmiştir.



Şekil 3.1: Beyaz gürültü

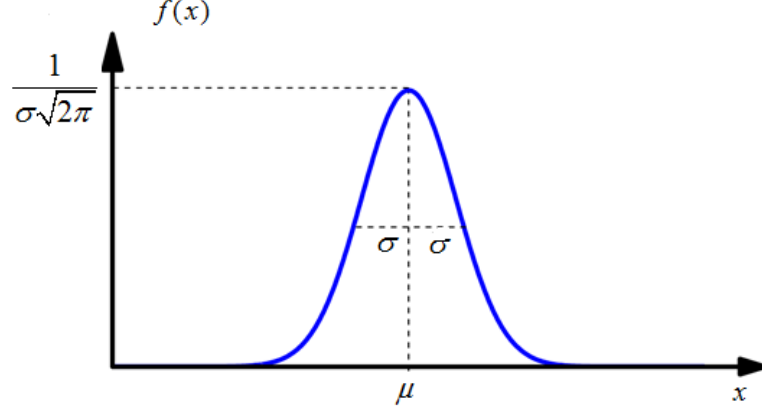
Bu gürültü çeşidi yapısı gereği sıfır noktası etrafında dalgalanır ve olasılık yoğunluk fonksiyonuna baktığımızda normal dağılım (Gauss dağılımı) özelliği gösterir. Olasılık yoğunluk fonksiyonu (PDF) Eşitlik (3.4)’te verilmiştir.

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2\right], \quad -\infty < x < +\infty \quad (3.4)$$

Bu dağılım iki parametre ile tanımlanır. Bunlar konum gösteren aritmetik ortalama (μ) ve ölçek gösteren değişintidir (σ^2).

$$E(x) = \mu \quad , \quad Var(x) = \sigma^2 \quad (3.5)$$

Beyaz gürültünün olasılık yoğunluk fonksiyonunda ortalama sıfırdır. Şekil 3.2’de beyaz gürültünün olasılık yoğunluk fonksiyonu verilmiştir [43].



Şekil 3.2: Beyaz gürültünün olasılık yoğunluk fonksiyonu

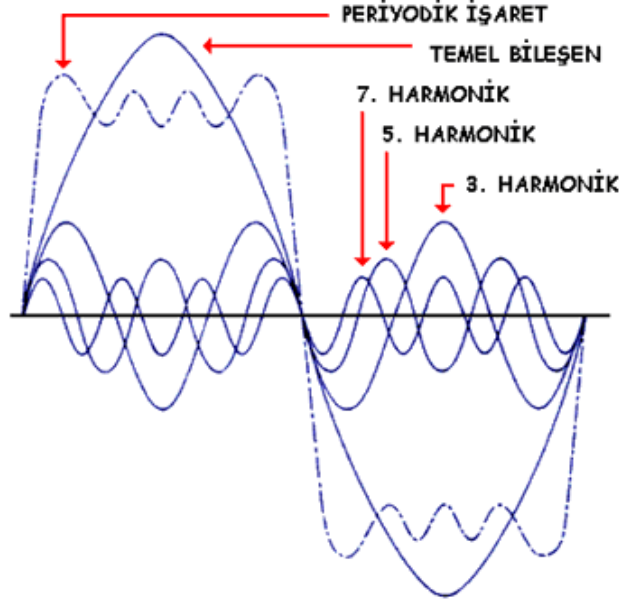
3.1.2. Harmonik Gürültüsü

Enerji sistemlerindeki doğrusal olmayan yükler nedeniyle şebeke işaretinde çeşitli frekanslarda sinüzoidal işaretler görülebilir. Bu şekildeki akım ve gerilim işaret biçimleri periyodik olmakla birlikte temel sinüzoidal şebeke işareti ile frekans ve genliği farklı diğer sinüzoidal işaretlerin toplamından meydana gelmektedir. Temel frekans dışındaki sinüzoidal işaretlere “harmonik” adı verilir. Bu işaretler, Fourier analizi yardımıyla temel frekans ve diğer frekanslardaki bileşenler cinsinden ifade edilebilir. Bu şekilde sinüzoidal olmayan işaretler, frekansları farklı sinüzoidal işaretlerin toplamı şeklinde matematiksel olarak yazılabilir [44].

$$X_k = \sum_{m=1}^M a_m \cos(m\omega t_k + \Phi_m) \quad (3.6)$$

Eşitlikteki m harmonik derecesini, M ise en yüksek harmonik bileşenini göstermektedir. Harmonik fonksiyonu Fourier Analizi ile genlik ve frekansları farklı (temel işaret frekansının tam katları) olan sonsuz sayıda sinüzoidal işaretin toplamı şeklinde yazılabilir. Harmoniklerin meydana gelmesi ile şebeke işareti düzgün sinüzoidal dalga şeklinden uzaklaşır ve işaret şeklinde bir bozulma oluşur. Enerji sistemlerindeki sinüzoidal işaretin simetrisinden dolayı 3., 5., 7., 11.,... gibi sadece tek harmonik

bileşenleri bulunur, çift harmonik bileşenleri bulunmaz [45]. Şekil 3.3'te bir tam periyottaki temel bileşen ve harmonik bileşenler gösterilmiştir.



Şekil 3.3: Bir tam periyottaki temel bileşen ve harmonik bileşenler

Türkiye’de enerji sistemlerinde şebeke frekansı 50Hz olduğu için harmoniklerin bileşenler 50 Hz’ in katları şeklinde olur. Tablo 3.1’de şebeke işaretinin dokuzuncu harmonik bileşenine kadar verilmiştir.

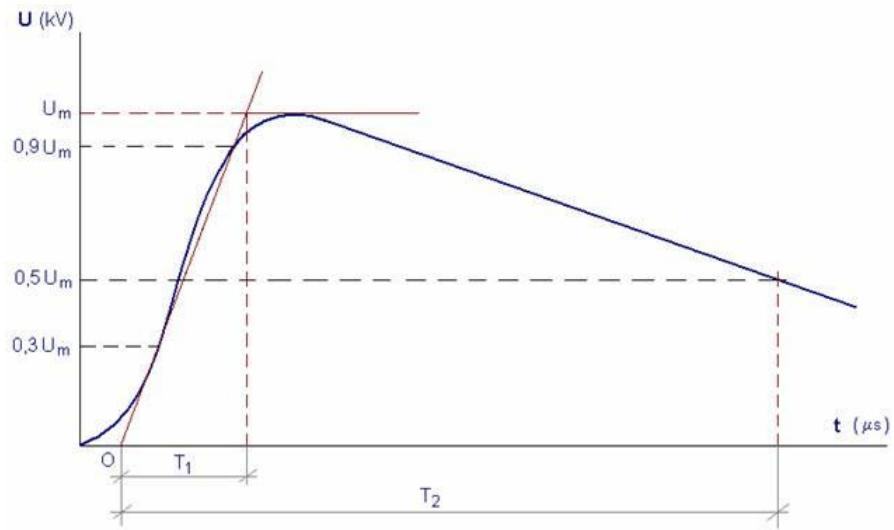
Tablo 3.1: Şebeke işaretinin (50 Hz) bazı harmonikleri

Temel Bileşen (1. Harmonik)	50 Hz
3. Harmonik	150 Hz
5. Harmonik	250 Hz
7. Harmonik	350 Hz
9. Harmonik	450 Hz

3.1.3. Darbe Gürültüsü

Enerji sistemlerinde iç ve dış aşırı gerilimdeki zorlanmalar ve delinme olayı düşünüldüğünde akla gelen bir başka gürültü şekli darbe gerilimleridir. Yıldırım veya sistemde bulunan yüksek gerilim kondansatörlerinin boşalması sırasında darbe gerilimleri görülebilir. Bu nedenle kablo, transformator vb. yüksek gerilim deneylerinde, darbe gerilimleri yüksek gerilim kondansatörlerinin, dirençler ve kondansatörler üzerinden çok kez katlı montaj şemaları ile boşalması sırasında üretilir ve test edilir [46, 47].

Bir darbe geriliminin zamana göre değişimi ve süresi, üretim şekline bağlıdır. Düzgün bir darbe gerilimi, önemli titreşimler olmaksızın sıfırdan U_m tepe değerine kadar hızla yükselir ve daha yavaş bir seyirle tekrar sıfıra iner. Standart bir darbe gerilimi, dalga şekli, gerilimin U_m tepe değeri, T_1 cephe süresi, T_2 sırt yarı değer süresi ve kutbu olmak üzere beş parametre ile tanımlanır [46]. Darbe gerilimi dalgası Şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.4: Darbe gerilimi dalgası ve karakteristikleri

Gerçekte enerji sisteminde oluşabilecek kısmi boşalmalar sonucu bozucu darbe dizisi gürültüsü görülebilir. Darbe dizisi genellikle rasgele olur ve frekansı arttırıcı yönde etkide bulunur [48].

3.1.4. Kaotik Gürültüler

Kaos, zincirleme gerçekleşen olaylarda küçük değişikliklerin büyük sonuçlar doğurduğu karmaşık bir yapıdır. Kaos teoremi ise kaotik olayların doğrusal olmayan denklem sistemleri ile belli bir yere kadar tahmin edilebileceğini savunan teoremdir. Kaotik yapılar "çekici" (attractor) adı verilen şekiller ile gösterilmektedir [49]. Doğrusal olmayan bir sistemin girdisi x , çıktısını da y olarak kabul edilirse, sistemde y hesaplanırken ortaya çıkacak hata, doğrusal sistemin aksine x ' in ölçümündeki ufak hata ile orantılı olmayacak, çok daha ciddi sapma ve yanılmalara yol açacaktır. İşte bu özelliklerinden dolayı doğrusal olmayan sistemler kaotik davranma potansiyelini içlerinde taşırlar [17]. Enerji sistemleri açısından bakıldığında en önemli kaotik gürültü ferreazonanstır.

3.1.4.1. Ferrerazonans

Ferreazonans, enerji sistemindeki düzgün olmayan anahtarlama olayı sonucunda görülmektedir. Sistemdeki trafoların kapasite ve indüktans özellikleri nedeniyle, ferreazonans aşırı gerilim ve akım dalgaları doğurabilir. Ferrerazonans, sistemde kaotik titreşimler oluşturarak sistemi tehlikeye atar. Enerji sistemindeki birçok farklı faktöre de bağlı olduğu için anlaşılması ve kestirimi güçtür [19].

Temel (fundamental), alt harmonik (subharmonic), yarı periyodik (quasiperiodic) ve kaotik (chaotic) olmak üzere dört çeşit ferreazonans tipi vardır. Yarı periyodik ve kaotik ferreazonans periyodik değildir. Sistem bir durumdan diğer duruma geçerken davranışındaki ani değişimler nedeniyle ani dallanmalar (bifurcation) görülür [20]. Bu durum geçişlerini belirleyebilmek için doğrusal olmayan diferansiyel denklem çözümleri (attractors) kullanılır [17].

Zorlanmış Duffing Osilatörü (FDO) kaotik çıkış özelliği gösterebilen basit bir yapıdır. Enerji sistemlerindeki ferreazonans nedeniyle oluşan kaotik titreşimleri modellemek için zorlanmış Duffing denklem çözümleri kullanılabilir. Bu çalışmada kaotik durumda çalışan zorlanmış Duffing osilatörünü tanımlayan diferansiyel denklemler kullanılmıştır [24, 25].

Doğrusal olmayan osilatör sistemleri kaotik özellik göstermeye meyillidir. Dış etkilerin bu doğrusal olmayan sistemler üzerindeki etkileri nedeniyle sistemin dinamik davranışı

aniden değişerek kaotik ferrezonansa girebilir. Zorlanmış Duffing osilatörünü modelleyen genel diferansiyel eşitlik aşağıda verilmiştir.

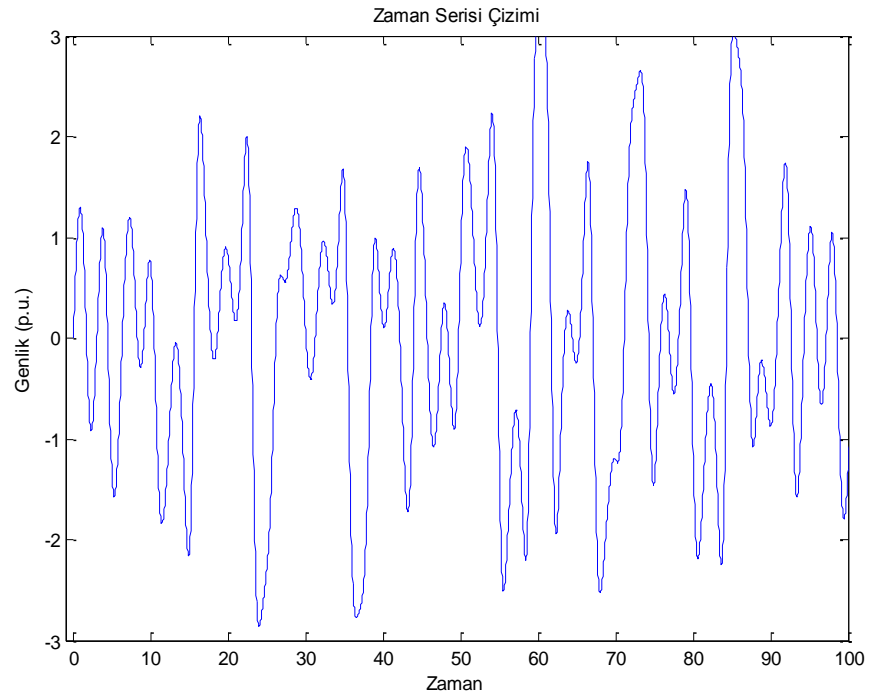
$$\ddot{x} + \delta\dot{x} + (\beta x^3 \pm w_0^2 x) = \gamma \cos(\omega t + \Phi) \quad (3.7)$$

Parametre değerlerine göre eşitlik çeşitli durumları tanımlar. Eşitlikteki δ sönümlenme faktörü, γ zorlanma faktörü ve ω açısai frekanstır. Ayrıca Φ sistemin fazı, β ve w_0 ise sistemin karakteristiklerini belirleyen sabitlerdir. Bu çalışmada kaotik ferrezonansı betimleyebilmek için $\beta = w_0 = 1$ ve $\Phi = 0$ olarak seçilmiştir. Bu değerler seçilerek doğrusal olmayan osilatör modeli elde edilir. Bu sistem modeli aşağıda verilmiştir [50].

$$\ddot{x} + \delta\dot{x} + x^3 - x = \gamma \cos(\omega t) \quad (3.8)$$

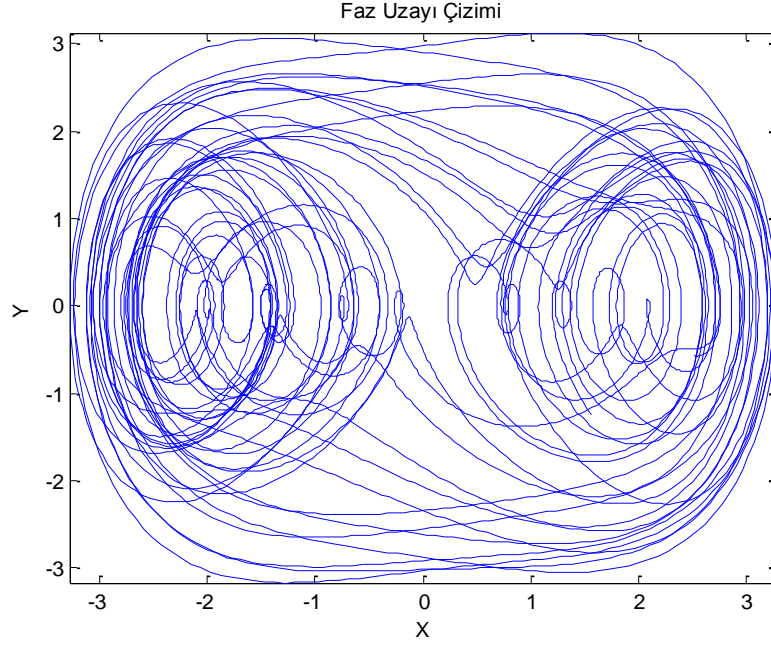
Sıradan diferansiyel denklem takımı Eşitlik (3.9)' da verilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= x - x^3 - \delta y + \gamma \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (3.9)$$



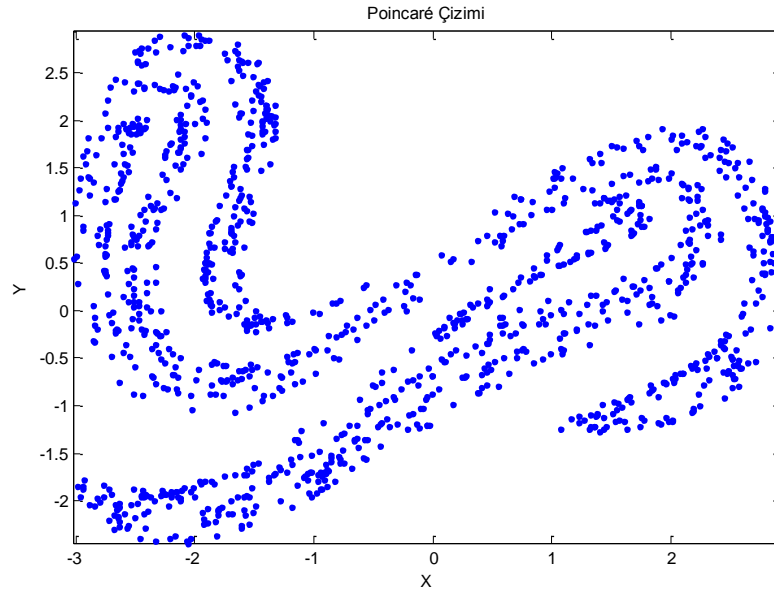
Şekil 3.5: Zorlanmış Duffing osilatörünün zamandaki kaotik çıkışı

Değişik durumları sabit değerlerini değiştirerek inceleyebiliriz. Zorlanmış Duffing osilatörünün zamandaki çıkışı Şekil 3.5'te verilmiştir. Kaotik durumu algılayabilmek için sistemin faz uzayı çizimi Şekil 3.6'da verilmiştir.



Şekil 3.6: Zorlanmış Duffing osilatörünün faz uzayı çizimi

Ayrıca Sistemin Poincaré çizimi Şekil 3.7'de gösterilerek çıkışın karmaşıklığı hakkında fikir edinilmiştir. Bu şekiller fraktal yapı özelliği göstermektedir [51].



Şekil 3.7: Zorlanmış Duffing osilatörünün Poincaré çizimi

Eşitliklerdeki zorlanmanın olmadığı durumda zorlanma faktörü γ sıfır alınır ve sönümlenme faktörü (δ) değerine göre osilatörün çıkışı sönümlenerek sıfıra gider [52].

$$\begin{aligned}\dot{x} &= y \\ \dot{y} &= x - x^3 - \delta y\end{aligned}\tag{3.10}$$

3.2. ÖNERİLEN YÖNTEMLER

Bu çalışmada enerji sistemlerinde frekans kontrolü ve ölçümü için çeşitli yeni yaklaşımlar ortaya konulmuştur. Bu yaklaşımlarda daha doğru ve hızlı frekans kestirimi amaçlanmıştır.

3.2.1. Düzenlenmiş Sıfır Geçiş yöntemi

Bu çalışmada frekans ölçümünde kullanılan basit yöntemlerden biri olan sıfır geçiş yöntemi ele alınarak matematiksel bir yaklaşım ile düzenlenmesi sağlanmıştır. Genellikle şebeke işareti, sıfır geçiş yöntemine verilmeden önce performans artışı sağlaması ve istenmeyen etkileri süzebilmesi nedeniyle öncelikle alçak geçiren süzgece verilmektedir. Ancak süzgeç kullanmanın getirdiği gecikme ve hesap yükü nedeniyle kestirim yavaşlamaktadır. Bu aşamada süzgeç yapısı kullanmadan yeni bir yaklaşımla düzenlenmiş sıfır geçiş yönteminin performansı incelenmiştir.

Sıfır geçiş yöntemi, temel olarak işaretin sıfır noktalarından geçişleri arasındaki zamanı ölçmeye dayandığı için işaretin sıfır etrafındaki ani yön değiştirmelerinden (harmonik vb.) ve sıfır eksenini etrafındaki bozulmalardan doğrudan etkilenmemektedir. Bu nedenle bu çalışmada yöntemde sıfır geçiş etrafında oluşan gürültüden etkilenmemek için matematiksel bir işlem adımı eklenmiştir. Bu adım işaretin sıfır geçiş zamanlarını hesaplayarak normalden önce oluşan işaret değişimlerini tespit eder. Bu sıfır geçiş sayıları toplam sayıdan çıkartılarak gerçek sıfır geçiş sayısı hesaplanır [26].

Düzenlenmiş yöntemde I sıfır geçiş noktaları vektörü, d iki sıfır geçiş noktası arası mesafe, i örnek indisi olmak üzere, sıfır geçiş noktaları arası mesafe (d_s) hesaplanabilir.

$$d_s = I_{i+1} - I_i\tag{3.11}$$

Bu işlem tüm örnek notaları için yinelemeli olarak yapılır. L veri boyutu, v sinüzoidal işaretin beklenen periyodu olmak üzere, beklenen sıfır geçiş noktaları arası mesafe d_n hesaplanabilir.

$$m = 2 \left(\frac{L}{v} \right) \quad (3.12)$$

$$d_n = \frac{L}{m} \quad (3.13)$$

Bu aşamadan sonra beklenen sıfır geçiş mesafesi ile incelenen işaretin sıfır geçişleri arasındaki mesafe karşılaştırılarak koşullu olarak düzenlenmiş bir şekilde sıfır geçiş noktası sayısı belirlenir.

$$\left. \begin{array}{l} 2d_s < d_n, \quad I = I - 1 \\ 2d_s \geq d_n, \quad I = I \end{array} \right\} \quad (3.14)$$

Bu aşamadan sonra yeni bulunan sıfır geçiş noktası sayısına göre yöntem, frekansı hesaplar.

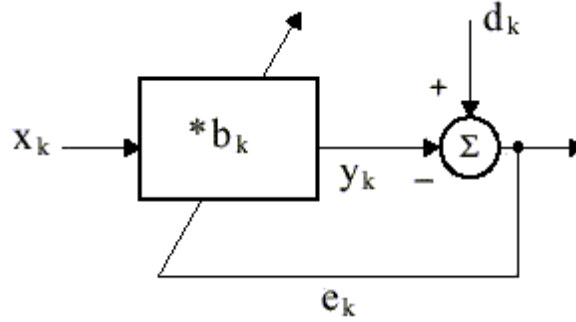
3.2.2. Uyarlanabilir Süzgeç Kullanan Sıfır Geçiş Yöntemi

Çalışmanın ikinci aşamasında sıfır geçiş yöntemi ile birlikte, alçak geçiren süzgeç yerine yeni bir yaklaşım olarak uyarlanabilir süzgeç önerilmiştir. Süzmenin gerektiği birçok uygulamada, gerekli frekans cevabı önceden bilinmeyebilir ya da sistemin değişen bir frekans cevabı olabilir. Bu tür uygulamalarda kendi kendini ayarlayan ve sistemdeki değişimlere cevap verebilen uyarlanabilir bir süzgeç kullanımı etkili bir çözümdür. Uyarlanabilir süzgeçler kendi kendini değişen durum için ayarlama özelliğine sahiptir. Girişine uygulanan işaret değiştiğinde süzgeç, ayarlama kabiliyeti ile orantılı olarak kendini yeni duruma uyarlar [27].

Uyarlanabilir süzgeç adaptasyon algoritması, süzgecin transfer fonksiyonunu sisteme göre değiştirmesini sağlar. Bu çalışmada uyarlanabilir süzgeç uygulaması olan uyarlanabilir gürültü temizleme (Adaptive Noise Cancelling, ANC) yönteminde adaptasyon için yinelemeli en küçük kareler (Recursive Least Squares, RLS) algoritması kullanılmıştır. Daha sonra kestirilen işaretin sıfır geçiş yöntemi ile frekansı hesaplanmıştır [28].

3.2.2.1. Genel uyarlanabilir süzgeç yapısı

Uyarlanabilir süzgeç, süzgeç katsayılarını güncelleme yeteneğine sahiptir. Katsayı üretici güncellediği yeni katsayıları süzgece gönderir. Katsayı üretici uyarlanabilir bir algoritmaya sahiptir ve giriş işaretindeki değişimlere cevap verir.



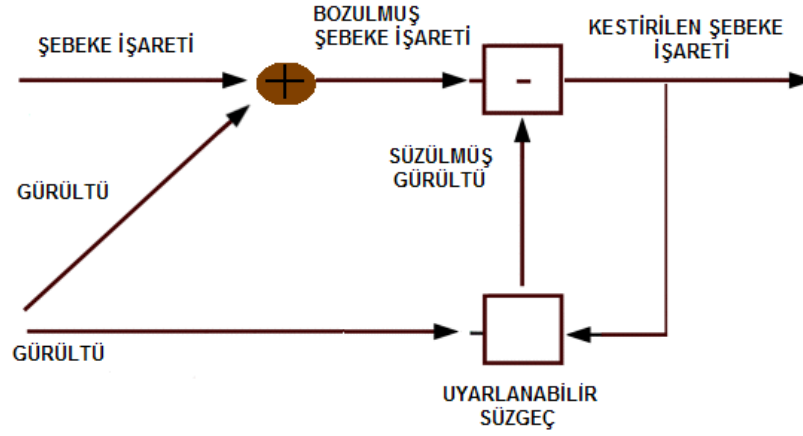
Şekil 3.8: Genel uyarlanabilir süzgeç modeli

Şekil 3.8’de girişine x_k işareti uygulanmış bir uyarlanabilir süzgeç görülmektedir. Süzgeç çıkışı (y_k) istenen işaret olan d_k işareti ile karşılaştırılarak yapılan hataya (e_k) göre b_k katsayılarını güncelleyerek süzgeç kendi kendini adapte etmektedir. Uyarlanabilir süzgeçler giriş işareti ve referans giriş işareti olmak üzere iki çeşit girdi bilgisine ihtiyaç duyar [27, 28].

Uyarlanabilir süzgeç adaptasyon algoritması, süzgecin transfer fonksiyonunu sisteme göre değiştirmesini sağlar. Algoritma sistem hakkındaki bilgi yetersizliğini karşılamak amacıyla bir dizi başlangıç koşuluyla başlar ve alınan gerçek sinyalleri temel alarak, en uygun süzgeç tasarımını bulmaya çalışır.

3.2.2.2. Uyarlanabilir gürültü temizleme (ANC)

Uyarlanabilir gürültü temizleme sistemi, içinde uyarlanabilir süzgeç barındıran bir kestirim yapısıdır. Uyarlanabilir gürültü temizleme sistemi bilinmeyen işaret ve gürültü bileşenlerinin oluşturduğu bozulmuş gözlemlerden, işaret veya gürültü ile ilişkili bir işaretin kullanılması ile işaretin elde edilmesi temeline dayanır [53]. Genellikle uyarlanabilir gürültü temizleme uygulaması sisteme gürültü ile bozulmuş işaret ve gürültünün ayrı ayrı verilmesi ile çalışır. Şekil 3.9’da verilen yapıda gürültülü şebeke işareti ile gürültü işareti ayrı ayrı sisteme girilmektedir.



Şekil 3.9: Uyarlanabilir gürültü temizleme yapısı

Gürültü işareti, RLS algoritması ile çalışan uyarlanabilir süzgece verilerek gürültülü işaret ile karşılaştırılır ve çıkışta temizlenmiş işaret elde edilir.

3.2.2.3. Yinelemeli en küçük kareler (RLS) algoritması

Yinelemeli en küçük kareler (RLS) yöntemi, en küçük kareler yöntemini temel olarak alır. En küçük kareler yönteminin yapısını inceleyerek yinelemeli en küçük kareler yöntemine geçiş yapılabilir. Bu yöntem süzgeci, hatanın karelerinin toplamlarını minimum yapacak şekilde tasarlamayı amaçlar [54].

$$J(n) = \sum_{i=1}^n e^2(i) \quad (3.15)$$

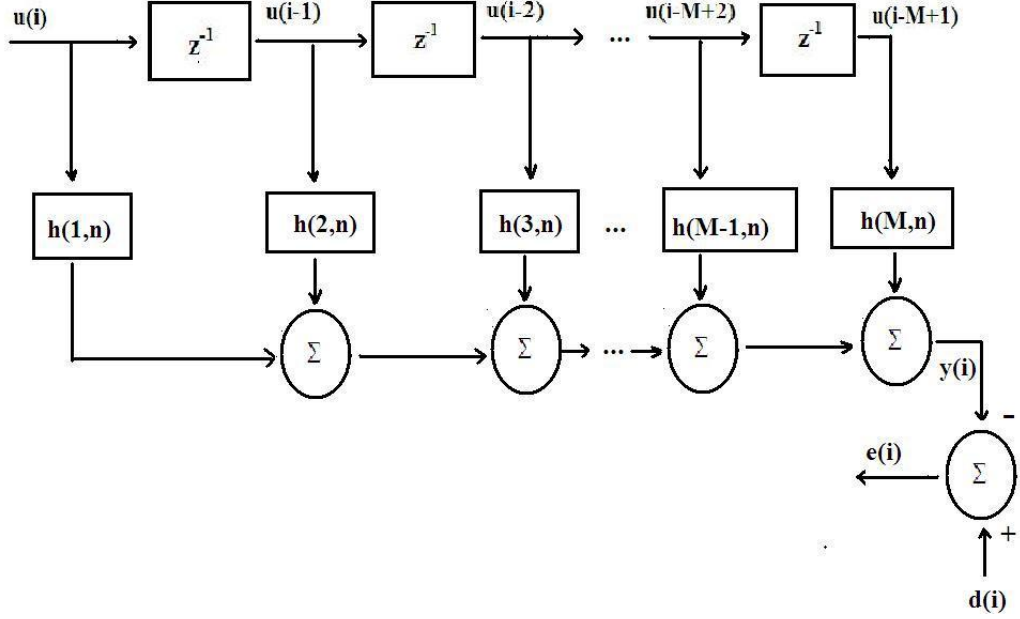
Süzgeç çıkışı evrişim (convolution) toplamı şeklinde ifade edilir.

$$y(i) = \sum_{k=1}^M h(k,n)u(i-k+1) \quad i=1,2,\dots,n \quad (3.16)$$

$$e(i) = d(i) - y(i) \quad (3.17)$$

Süzgeç çıkışını modelleyen yapı Şekil 3.10'da verilmiştir. Hatayı en küçük hale getirilecek amaç fonksiyonu Eşitlik (3.18)'deki gibi yazılabilir.

$$J(n) = \sum_{i=1}^n d^2(i) - 2 \sum_{k=1}^M h(k,n) \sum_{i=1}^n d(i)u(i-k+1) + \sum_{k=1}^M \sum_{m=1}^M h(k,n)\hat{h}(m,n) \sum_{i=1}^n u(i-k+1)u(i-m+1) \quad , \Rightarrow M \leq n \quad (3.18)$$



Şekil 3.10: RLS algoritması için kullanılan süzgeç modeli

Giriş işaretlerinin deterministik ilintileri n uzunluğunda Eşitlik (3.19)'da verilmiştir.

$$\varphi(n; k, m) = \sum_{i=1}^n u(i-k)u(i-m) \Rightarrow k, m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3.19)$$

İstenen çıkışla giriş işareti için deterministik ilinti ifadesi ise Eşitlik (3.20)'de gösterilmiştir.

$$\theta(n; k) = \sum_{i=1}^n d(i)u(i-k) \Rightarrow k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3.20)$$

İstenen çıkış cevabının enerjisi Eşitlik (3.21)'de verilmiştir.

$$E_d(n) = \sum_{i=1}^n d^2(i) \quad (3.21)$$

Amaç fonksiyonu sadeleştirilerek Eşitlik (3.22)'deki halini alır.

$$J(n) = E_d(n) - 2 \sum_{k=1}^M h(k, n) \theta(n; k-1) + \sum_{k=1}^M \sum_{m=1}^M h(k, n) \hat{h}(m, n) \varphi(n; k-1, m-1) \quad (3.22)$$

Eşitliğin $h(k, n)$ ifadesine göre türevi alınır.

$$\frac{\partial J(n)}{\partial h(k, n)} = -2\theta(n; k-1) + 2 \sum_{m=1}^M \hat{h}(m, n) \varphi(n; k-1, m-1) \quad , k = 1, 2, \dots, M \quad (3.23)$$

Eşitlikte $h(k, n)$ ifadesi k 'inci derece süzgeç katsayısıdır. Türevi sıfıra eşitleyerek hatayı en küçükleyen değer elde edilir.

$$\sum_{m=1}^M \hat{h}(m, n) \varphi(n; k-1, m-1) = \theta(n; k-1) \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (3.24)$$

M tane eşzamanlı eşitlik, çözümleri en küçük kareler (Least-Squares) süzgecini modelleyen deterministik normal denklemleri oluşturur. En küçük kareler süzgeci için vektör formu aşağıda verilmiştir.

$$\hat{h}(n) = [\hat{h}(1, n), \hat{h}(2, n), \dots, \hat{h}(M, n)]^T \quad (3.25)$$

Girişlerin ilinti matrisi aşağıda verilmiştir.

$$\Phi(n) = \begin{bmatrix} \varphi(n; 0, 0) & \varphi(n; 0, 1) & \dots & \varphi(n; 0, M-1) \\ \varphi(n; 1, 0) & \varphi(n; 1, 1) & \dots & \varphi(n; 1, M-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \varphi(n; M-1, 0) & \varphi(n; M-1, 1) & \dots & \varphi(n; M-1, M-1) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Deterministik çapraz ilinti vektörü Eşitlik (3.27)'de verilmiştir.

$$\theta(n) = [\theta(n; 0), \theta(n; 1), \dots, \theta(n; M-1)]^T \quad (3.27)$$

$$\Phi(n) \hat{h}(n) = \theta(n) \quad (3.28)$$

$\Phi(n)$ matrisinin tersinir matris olduğu varsayımıyla aşağıdaki ifadeyi elde ederiz.

$$\hat{h}(n) = \Phi^{-1}(n) \theta(n) \quad (3.29)$$

Sonuç olarak süzgeç için ardışık karesel hataların toplamının minimum eden ifade elde edilir.

$$J_{\min}(n) = E_d(n) - \hat{h}^T(n) \theta(n) \quad (3.30)$$

Yinelemeli en küçük kareler (RLS) algoritmasına bu genel ifadelerden geçiş yapabiliriz. Deterministik ilinti matrisi $\Phi(n)$ aşağıdaki gibi oluşturulabilir.

$$\varphi(n; k, m) = \sum_{i=1}^n u(i-m)u(i-k) + c\delta_{mk} \quad (3.31)$$

Eşitlikte c küçük bir pozitif sabit ve δ_{mk} ise Kronecker delta olarak bilinir ve formu Eşitlik (3.32)'deki gibidir.

$$\delta_{mk} = \begin{cases} 1 & m = k \\ 0 & m \neq k \end{cases} \quad (3.32)$$

Eşitlik yeniden düzenlenebilir.

$$\varphi(n; k, m) = u(n-m)u(n-k) + \left[\sum_{i=1}^{n-1} u(i-m)u(i-k) + c\delta_{mk} \right] \quad (3.33)$$

İlk terim yerine $\phi(n-1; k, m)$ yazılabilir.

$$\varphi(n; k, m) = \phi(n-1; k, m) + u(n-m)u(n-k) \quad k, m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3.34)$$

Yinelemeli eşitlik küçük değerli sabit c ' den bağımsızdır. $M \times 1$ boyutlu giriş vektörü Eşitlik (3.35)'te tanımlanmıştır.

$$u(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M+1)]^T \quad (3.35)$$

$$\Phi(n) = \Phi(n)u(n)u^T(n) \quad (3.36)$$

Matris tersi önermesini kullanabilmek için gerekli tanımlamalar yapılarak aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} A &= \Phi(n) & B^{-1} &= \Phi(n-1) \\ C &= u(n) & D &= 1 \end{aligned} \quad (3.37)$$

İlinti matrisinin tersi 3.38 numaralı eşitlikteki yinelemeli formu alır.

$$\Phi^{-1}(n) = \Phi^{-1}(n-1) - \frac{\Phi^{-1}(n-1)u(n)u^T(n)\Phi^{-1}(n-1)}{1 + u^T(n)\Phi^{-1}(n-1)u(n)} \quad (3.38)$$

Kolay işlem yapabilmek için bazı tanımlamalar yapılabilir.

$$P(n)=\Phi^{-1}(n) \quad (3.39)$$

$$k(n)=\frac{\lambda^{-1}P(n-1)u(n)}{1+\lambda^{-1}u^T(n)P(n-1)u(n)} \quad (3.40)$$

$$P(n)=\lambda^{-1}P(n-1)-\lambda^{-1}k(n)u^T(n)P(n-1) \quad (3.41)$$

Eşitliklerdeki $k(n)$ kazanç vektörü ve λ^{-1} unutma faktörü adını alır. Eşitlikteki iki tarafı da $u(n)$ giriş vektörü ile genişletirse,

$$P(n)u(n)=\lambda^{-1}P(n-1)u(n)-\lambda^{-1}k(n)u^T(n)P(n-1)u(n) \quad (3.42)$$

elde edilir.

$$k(n)u^T(n)P(n-1)u(n)=P(n-1)u(n)-k(n) \quad (3.43)$$

$$k(n)=P(n)u(n) \quad (3.44)$$

Yineleme sadece Eşitlik (3.39)'da verilen ifade için yapılmaz. Aynı zamanda $\theta(n)$ çapraz de ilinti ifadesi için de yineleme yapılır.

$$\theta(n;k) = \sum_{i=1}^n d(i)u(i-k) \quad , k = 0,1,\dots,M-1 \quad (3.45)$$

$$\theta(n;k) = d(n)u(n-k) + \sum_{i=1}^{n-1} d(i)u(i-k) = d(n)u(n-k) + \theta(n-1;k) \quad (3.46)$$

$$\theta(n)=\theta(n-1)+d(n)u(n) \quad (3.47)$$

Algoritmanın katsayı matrisi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} \hat{h}(n) &= P(n)\theta(n) = P(n)[\theta(n-1)+u(n)d(n)] \\ &= P(n)\theta(n-1)+P(n)u(n)d(n) = P(n)\theta(n-1)+k(n)d(n) \end{aligned} \quad (3.48)$$

$$\begin{aligned} \hat{h}(n) &= [P(n-1)-k(n)u^T(n)P(n-1)]\theta(n-1)+k(n)d(n) \\ &= P(n-1)\theta(n-1)+k(n)[d(n)-u^T(n)P(n-1)\theta(n-1)] \end{aligned} \quad (3.49)$$

Yinelemeli olarak hesaplanan katsayı matrisi Eşitlik (3.50)'de verilmiştir.

$$\hat{h}(n)=\hat{h}(n-1)+k(n)[d(n)-u^T(n)\hat{h}(n-1)]=\hat{h}(n-1)+k(n)\xi(n) \quad (3.50)$$

$\zeta(n)$ kestirim hatasıdır ve 3.51 numaralı eşitlikteki gibi ifade edilir.

$$\xi(n) = d(n) - u^T(n)\hat{h}(n-1) \quad (3.51)$$

Bu iki eşitlik RLS algoritmasını oluşturur.

3.2.3. Düzenlenmiş Genişletilmiş Kalman Süzgeci

Kalman süzgeci, bilinen en küçük kareler ilkesine dayanan yöntemler arasında son yıllarda öne çıkan ve geniş bir uygulama alanına sahip bir kestirim yöntemidir [55]. Yinelenen gözlemlerle doğrusal parametrelerin kestirimi ve zamana bağlı sistemlerin çözümünde kolaylık sağlayan bu yöntem, bilinen kestirim yöntemlerine benzer biçimde türetilir. Bu nedenle Kalman süzgeci kestirim teorisinin gelişmesinde önemli bir yer tutmuştur. Kalman süzgeci genel olarak, verilerin hatalı olması ve sistemin tahmini (stochastic) modelinin bilinmesi durumunda bilinmeyen parametreleri kestirmek için kullanılır. Ayrıca sonraki bir ölçme zamanına ilişkin durum vektörünü ve bunun tahmini modelini tanımlar [27, 56].

Genişletilmiş Kalman süzgeci, geleneksel Kalman süzgecinin doğrusal olmayan sistemler için genişletilmiş halidir. Genişletilmiş Kalman süzgecinde durum geçiş ve gözlem modelleri türevi alınabilen fonksiyonlardan oluşabilir. Bu yöntemde geleneksel Kalman süzgecine göre hesaplama yükü daha fazla olduğu için hesaplama süresi daha uzundur. Genişletilmiş Kalman süzgeci, genellikle bilinen bir tahmini modele sahip sistemlerdeki bozulmuş gözlemleri kullanarak bilinmeyen parametreleri kestirmek amacıyla tasarlanmıştır [30]. Kalman süzgeci için kullanılan dinamik sistem modelinde Eşitlik (3.52)'de verilen durum modeli, Eşitlik (3.53)'de verilen ise gözlem (ölçüm) modelidir.

$$x_k = Ax_{k-1} + Bu_k + w_{k-1} \quad (3.52)$$

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (3.53)$$

Modelde k zaman adımını temsil etmektedir. Eşitliklerdeki x durum vektörüdür ve kestirilecek işareti ifade etmektedir. U kontrol işareti olup çalışmada sıfır olarak seçilmiştir. Eşitliklerde w süreç gürültü vektörü ve v ölçüm gürültü vektörüdür. Bu iki gürültü vektörü Gauss dağılımlıdır ve istatistiksel olarak birbirinden bağımsızdır. A durum geçiş matrisi, H gözlem matrisi, B kontrol matrisidir ve sistemimizde sıfır olarak

alınmıştır. Süreç gürültü vektörünü ve ölçüm gürültü vektörünü Eşitlik (3.54) ve (3.55)'te yerine yazarak süreç gürültü matrisine (Q) ve ölçüm gürültü matrisine (R) ulaşılır.

$$Q_k = E\{w_k w_k^T\} \quad (3.54)$$

$$R_k = E\{v_k v_k^T\} \quad (3.55)$$

Genişletilmiş Kalman süzgecini gerçekleyebilmek için, o andaki kestirim ile bir önceki andaki kestirimin ilişkisi Eşitlik (3.56)'da verilmiştir.

$$\hat{x}_k = K_k Z_k + (1 - K_k) \hat{x}_{k-1} \quad (3.56)$$

Eşitliklerdeki K Kalman kazancıdır ve sistemin güncellemesini sağlayan parametredir. Z ise ölçülen gözlem verisidir. Buradaki amaç her adımda Kalman kazancını hesaplayarak kestirimin o anki değerinin bulunmasıdır. Bu işlem yapılırken iki grup eşitlik takımı kullanılmaktadır. İlk grup zaman güncelleme (tahmin) eşitliklerini (3.57 - 3.58) kapsamaktadır.

$$\hat{x}_k^- = A \hat{x}_{k-1} \quad (3.57)$$

$$P_k^- = A P_{k-1} A^T + Q \quad (3.58)$$

İkinci grup ise gözlem güncelleme (düzeltme) eşitliklerini (3.59 - 3.61) içermektedir.

$$K_k = P_k^- H^T \left(H P_k^- H^T + R \right)^{-1} \quad (3.59)$$

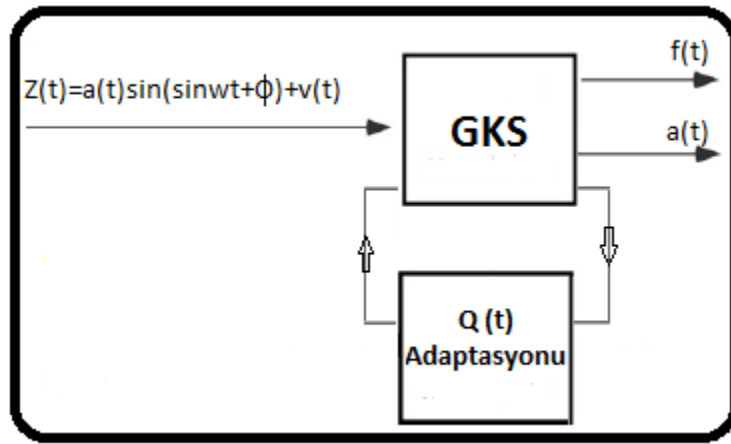
$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k \left(z_k - H \hat{x}_k^- \right) \quad (3.60)$$

$$P_k = (1 - K_k H) P_k^- \quad (3.61)$$

Eşitliklerdeki P hata çapraz değişinti matrisidir. İlk grup eşitlik takımı kullanılarak bulunan kestirim değerleri, ölçüm güncellemesi (düzeltme) yapılmadan önceki kaba kestirim değerleridir. Bulunan bu değerler ikinci grup eşitlik takımında kullanılarak ölçüm güncellemesi yapılır. İkinci grup eşitlikleri kullanılarak bulunan kestirim değerleri (düzeltilmiş kestirimler) tekrar ilk eşitlik takımında yerine yazılır. Bu şekilde yinelemeli olarak kestirilen parametreler adım adım güncellenir [30].

3.2.3.1. Düzenleme algoritması

Bu çalışmada frekans ve genlik kestirimi için düzenlenmiş genişletilmiş Kalman süzgeci kullanılmıştır. Düzenleme algoritması süzgecin yakınsama zamanını azaltmak ve kestirimcinin doğruluğunu arttırmak için önerilmiştir. Düzenleme algoritması gürültü değişinti tekniğine dayanır ve kestirim performansına göre durum değişkenlerinin gürültü değişintisini ayarlar [29]. Kestirimci tatmin edici sonuçlara ulaştığında, gürültü değişintisi sıfıra ayarlanır. Ters bir durumda ise değeri ayarlanarak performans arttırılmaya çalışılır. Sistemin genel modeli Şekil 3.11’de verilmiştir.



Şekil 3.11: Düzenlenmiş genişletilmiş Kalman süzgeci blok gösterimi

Süreç gürültü matrisi Q aşağıdaki Şekilde ifade edilebilir.

$$Q_k = \begin{bmatrix} \sigma_{w1}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{w2}^2 \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

Matrisin elemanları σ_{w1}^2 ve σ_{w2}^2 sıfır ortalamalı Gauss rasgele değişkenleridir. Dinamik modeldeki durum değişkeni Eşitlik (3.63)’teki gibi ifade edilebilir.

$$\hat{x}_k = [a_k, f_k]^T \quad (3.63)$$

Şebeke işaretinin frekansı (f) ve genliği (a) durum değişkenini oluşturur. Kilitleme tespiti yöntemi (lock detection) değişinti matrisini (Q) genişletilmiş Kalman süzgecinin kestirim performansına göre uyarlanabilir bir Şekilde düzenler [29]. Yöntem istenen performansa ulaşılırsa σ_{w1}^2 ve σ_{w2}^2 sıfır seçilir. Ancak kestirim performansı istenen seviyede olmazsa düzenleme algoritması σ_{w1}^2 ve σ_{w2}^2 değerlerini belirler. Kestirim

performansı için her k adımındaki hata fonksiyonuna bakılır. Hata fonksiyonu Eşitlik (3.64)'te verilmiştir.

$$e_k = \left(z_k - H\hat{x}_k^- \right) \quad (3.64)$$

Kestirim performansı hata fonksiyonuna sıkı sıkıya bağlıdır. Geçmiş hata değerlerinin ortalaması karşılaştırma için kullanılır. Eğer bu ortalama, ölçüm gürültü matrisi R 'nin karekökünün (standart sapma) γ sabiti ile çarpımından küçükse, performans yeterlidir. Eşitlikteki γ sabiti önceden belirlenmiş eşik değerleri ($1.0 \leq \gamma \leq 3.0$) arasındadır. Aksi durumda düzenleme algoritması değişinti matrisini ayarlar.

$$\sigma_{w1}^2 = \sigma_{w2}^2 = \frac{f_k^2}{12} \quad (3.65)$$

Artan σ_{w1}^2 ve σ_{w2}^2 değerleri ile Kalman kazancı artar. Bu kilitleme tespiti yöntemi genişletilmiş Kalman süzgecini Kalman kazancını kilitleyerek yâda sabit bırakarak düzenlemeyi sağlar. Bu algoritma matematiksel olarak Eşitlik (3.66)'da verildiği gibi özetlenebilir.

$$\begin{aligned} \sigma_{w1}^2 = \sigma_{w2}^2 = 0 &\quad \Rightarrow \quad \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e_m \geq \gamma \cdot \sqrt{R_k} \\ \sigma_{w1}^2 = \sigma_{w2}^2 = \frac{f_k^2}{12} &\quad \Rightarrow \quad \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e_m < \gamma \cdot \sqrt{R_k} \end{aligned} \quad (3.66)$$

3.2.4. Bağımsız Bileşen Analizi (BBA)

Frekans bilgisi, bozulmuş işaretin klasik süzgeçlere verilmesi ve işaret bileşeninin ayrılması sonucunda elde edilebilir. Bu tür süzgeçlerin yüksek doğruluk potansiyeli vardır ancak şebeke işaretinin değişken genliğe sahip olması nedeniyle kestirim sonuçlarında hatalar görülebilir [2]. Bu çalışmada frekans bilgisinin elde edilmesi için gürültü ve temel işaret bileşeninin ayrıştırılması öngörülmüştür. İşaret ve gürültünün ayrıştırılması için bağımsız bileşen analizi (independent component analysis) yöntemi önerilmiştir. Bağımsız bileşen analizi yöntemi, istatistiksel olarak bağımsız veri bileşenlerinin doğrusal karışımlarını elde etmeyi amaçlayan son yıllarda geliştirilmiş bir metottur. Bağımsızlık olabildiğince sağlanmalıdır. Bağımsız bileşen analizinin işaret ayırma ve öznelilik çıkarma gibi kullanım alanları vardır [31].

Bağımsız bileşen analizi, çok boyutlu istatistiksel verilerde saklı faktörlerin bulunması için geliştirilmiş kör kaynak ayırması yapabilen bir yöntemdir. Kaynak ifadesi orijinal işareti ifade eder ve bağımsız bileşendir [57]. Kör terimi ise hem kaynak işaretlerinin hem de bunların nasıl karışıklarının bilinmemesinden dolayı kullanılmaktadır. Bağımsız bileşen analizi yöntemi elde edilen işaretlerin istatistiksel olarak birbirinden bağımsız olması için en uygun doğrusal bir koordinat sistemini tanımlar. Buna ilintizleştirme denir. Ayrıca işareti sadece ilintisizleştirmekle kalmaz (2. derece istatistik), yüksek derece istatistiksel bağımlılığı da azaltır [58, 59]. Bu yöntem birbirinden bağımsız ve Gauss dağılımına sahip olmayan bileşenlerin ayrıştırılmasında klasik yöntemlere göre daha iyi performans sağlar. Bağımsız bileşen analizinde saklı faktörler ya da bağımsız bileşenler doğrusal veya doğrusal olmayan şekilde bilinmeyen bir karıştırma mekanizması ile karıştırılarak gözlem verilerini oluştururlar. Birçok uygulamada ayrılacak işaretlere eklenen bir gürültü olmadığı farz edilmektedir. Ancak bizim modelimizde gürültüyü ve şebeke işaretini iki ayrı işaret olarak tanımlayıp BBA ile işlenmesi öngörülmüştür. Genel BBA modeli Eşitlik (3.67) ve (3.68)'de verilmiştir.

$$x(t) = a_{11}s_1 + a_{12}s_2 \quad (3.67)$$

$$x(t + \tau) = a_{21}s_1 + a_{22}s_2 \quad (3.68)$$

Sistem modelinde belirtilen $x(t)$ ve $x(t+\tau)$ zaman indeksi t ile ifade edilen gürültülü şebeke işareti ve zaman gecikmeli gürültülü şebeke işaretini tanımlar. Gözlemlenen bu bozulmuş işaretler belli oranda karıştırılmış şebeke işaretini (s_1) ve gürültüyü (s_2) barındırır [60]. Modeldeki a_{11} , a_{12} , a_{21} ve a_{22} karışım parametreleri işaretlerin ne oranda karıştığını gösteren ağırlık parametreleridir. BBA, sadece bozulmuş işaret ve zamandaki gecikmiş halinin gözlemlerini kullanarak şebeke işaretini ve gürültüyü kestirir. Bu duruma “kokteyl partisi problemi” denir [57, 61].

BBA, işaretlerin bağımsız olması bilgisini kullanarak karışım parametrelerini kestirmeye çalışır. Bunun sonucunda ise ayrılmak istenen iki işaret $s_1(t)$ ve $s_2(t)$ gözlemlenen karışık işaret kullanılarak ayrılır. BBA modelini daha genel bir şekilde ifade edebilmek için zaman bileşeni ortadan kaldırılabılır.

$$x_i = a_{i1}s_1 + a_{i2}s_2 + \dots + a_{in}s_n \quad (3.69)$$

İstatistiksel modelde x_i karışım işareti vektörü ve s_k bağımsız bileşen vektörü rasgele değişken olarak kabul edilirler. Gözlem değerlerini gösteren $x_i(t)$ işareti ise bu rasgele değişkenin örnekleridir. Bu durumda hem karışım değişkenlerinin hem de bağımsız bileşenlerin sıfır ortalamalı olması gerekir. Aksi halde örnek ortalaması çıkarıldığı zaman gözlem değişkeni x_i ortalanır ve modeli sıfır ortalamaya götürür [31]. Sistemin vektör matris yapısı Eşitlik (3.70)'te verilmiştir.

$$x=As \quad (3.70)$$

Bağımsız bileşenler (s) saklı değişkenlerdir ve doğrudan gözlemlenemezler. Ayrıca karışım matrisi A'nın bilinmediği kabul edilir. Gözlemlenebilen tek parametre rasgele değişken vektörü x'tir. Karışım matrisi ve bağımsız bileşenler, x'in kestirilmesinden sonra bulunur. BBA modeli için ana kabul işaretlerin istatistiksel olarak bağımsız olmaları ve bu bağımsız bileşenlerin normal dağılıma sahip olamamalarıdır. Sistem en azından işaretlerden birinin normal dağılıma sahip olmamasını durumunda da çalışır. Bu nedenle enerji sistemlerindeki beyaz gürültü etkileri incelenirken BBA kullanılabilir.

Herhangi bir kestirim tekniği ile A matrisinin tersini elde ederek bağımsız bileşenlere ulaşabiliriz. Rasgele değişkenlerin bağımlılığını ölçen gösterge karşılıklı bilgi olarak adlandırılan parametredir. Karşılıklı bilgi ifadesi Eşitlik (3.71)'de verilmiştir [31].

$$I(y_1, y_2, \dots, y_m) = \sum_{i=1}^m H(y_i) - H(y) \quad (3.71)$$

Eşitlikteki y ifadesi rasgele değişkenleri, $H(y_i)$ rasgele değişken tek tek bakıldığında veri uzunluğunu (entropisini) ve $H(y)$ ise y'nin rasgele vektör olması durumundaki veri uzunluğunu verir. Bir rasgele değişkenin entropisi değişkenin gözleminden elde dileyebilecek bilginin seviyesini ifade eder. Entropi büyüdükçe rasgelelik ve tahmin edilemez olma durumu artar. Karşılıklı bilginin en küçüklenmesi bağımsızlığın en büyüklenmesi anlamına gelir. BBA yönteminde karşılıklı bilginin en küçüklenmesi için en çok kullanılan yöntem en büyük olabilirlik kestirimcisidir [62]. Kestirim yöntemleri kullanarak bağımsız bileşenleri matris tersi yoluyla elde edilir.

$$s=A^{-1}x \quad (3.72)$$

4. BULGULAR

Bu çalışmada enerji sistemlerindeki frekans ölçümü ve kestirimi için çeşitli yöntemler önerilmiştir ve bu yöntemlerin, çeşitli bozucu etkilerin (gürültülerin) şebeke işareti üzerine bindiği durumlardaki kestirim performansları incelenmiştir. Şebeke frekansı 60 Hz olduğunda elde edilen benzetim sonuçları 50 Hz durumundaki sonuçlara benzemektedir. Bu nedenle çalışmalarda 50 Hz şebeke frekansı kullanılmıştır. Önerilen yöntemler için Matlab programı kullanılarak uygun kodlar yazılmıştır ve benzetimler oluşturulmuştur.

Bölüm 4.1' de genelde alçak geçiren süzgeç ile birlikte kullanılan sıfır geçiş yöntemi için yeni bir düzenleme ortaya konulmuştur. Yöntem sıfır eksenini etrafındaki dalgalanmalara karşı duyarlı olduğu için matematiksel düzenleme adımları eklenerek bu sorun süzgeç kullanmadan giderilmiş, düzenlenmiş sıfır geçiş yönteminin frekans kestirim performansı incelenmiştir.

Bölüm 4.2' de sıfır geçiş yöntemi ile birlikte alçak geçiren süzgeç yerine uyarlanabilir süzgeç yapısı kullanılmış ve yöntemin performansına bakılmıştır. Çalışmada uyarlanabilir gürültü temizleme metodu ile yinelemeli en küçük kareler algoritması uyarlama için kullanılmıştır. Gürültüyle bozulmuş şebeke işaretinden, şebeke işaretinin genlik kestirimi yapılmış ve sıfır geçiş yöntemi ile frekansı hesaplanmıştır.

Bölüm 4.3' te frekans kestirimi için gürültü gücünün arttığı durumlarda daha iyi performans verebilen genişletilmiş Kalman süzgecinin düzenlenmiş hali incelenmiştir. Genişletilmiş Kalman süzgecine gürültü varyansı tekniğine dayanan düzenleme adımı eklenerek frekans kestirim performansında artış sağlanmıştır.

Bölüm 4.4' de bağımsız bileşen analizi (BBA) tekniği, şebeke işaretini ve üzerindeki gürültü işaretini ayırmak üzere kullanılmıştır. Çeşitli gürültü tipleri için yöntem işletilerek işaretler ayrıştırılmıştır. Daha sonra ayrıştırılan şebeke işaretinin frekansı kestirilerek bağımsız bileşen analizi performansı incelenmiştir.

4.1. DÜZENLENMİŞ SIFIR GEÇİŞ YÖNTEMİ İLE FREKANS KESTİRİMİ

Sıfır geçiş yöntemi enerji sistemlerinde frekans kestirimi ve ölçümü için kullanılan en basit ve yaygın yöntemlerden biridir. Yöntem temel olarak işaretin sıfır noktalarından geçişleri arasındaki zamanı ölçmeye dayandığı için işaretin yön değiştirdiği noktadaki bozulmalar yöntemin performansını doğrudan etkilemektedir. Bu çalışmada çeşitli gürültüler karşısında yöntem performansı incelenmiş ve alçak geçiren süzgeç kullanan sıfır geçiş yöntemi ile karşılaştırılmıştır.

4.1.1. Beyaz Gürültü Performansı Analizi

Şebeke işaretine eklenen beyaz gürültünün gücünün değişmesi durumunda yöntemin performansını belirleyebilmek amacıyla çeşitli işaret gürültü oranlarında (signal to noise ratio, SNR) hem önerilen yöntemin hem de klasik sıfır geçiş yönteminin performanslarına bakılmıştır. İşaret gürültü oranı ifadesi Eşitlik (4.1)'de verilmiştir.

$$SNR = \frac{P_{\text{işaret}}}{P_{\text{gürültü}}} = \left(\frac{A_{\text{işaret}}}{A_{\text{gürültü}}} \right) \quad (4.1)$$

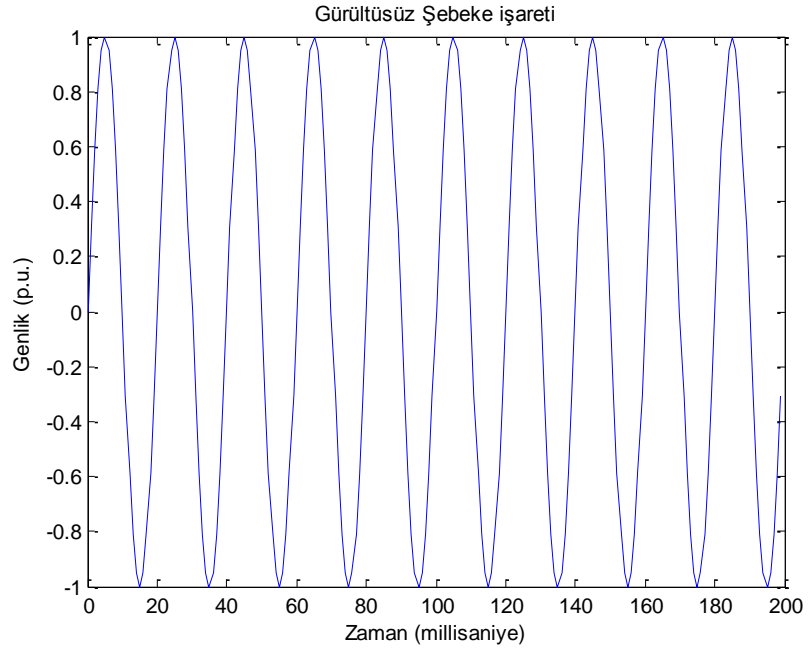
Eşitlikteki P parametresi işaretin gücünü ve A parametresi ise işaretin efektif değerini (root mean square, RMS) gösterir. İşaretlerin çok geniş bir dinamik alanda değişim gösterdiği için genellikle SNR değeri desibel olarak hesaplanır.

$$SNR_{dB} = 10 \log \left(\frac{A_{\text{işaret}}}{A_{\text{gürültü}}} \right)^2 = 20 \log \left(\frac{A_{\text{işaret}}}{A_{\text{gürültü}}} \right) \quad (4.2)$$

Efektif değer ifadesi n tane x işareti örneği için Eşitlik (4.3)'de verilmiştir.

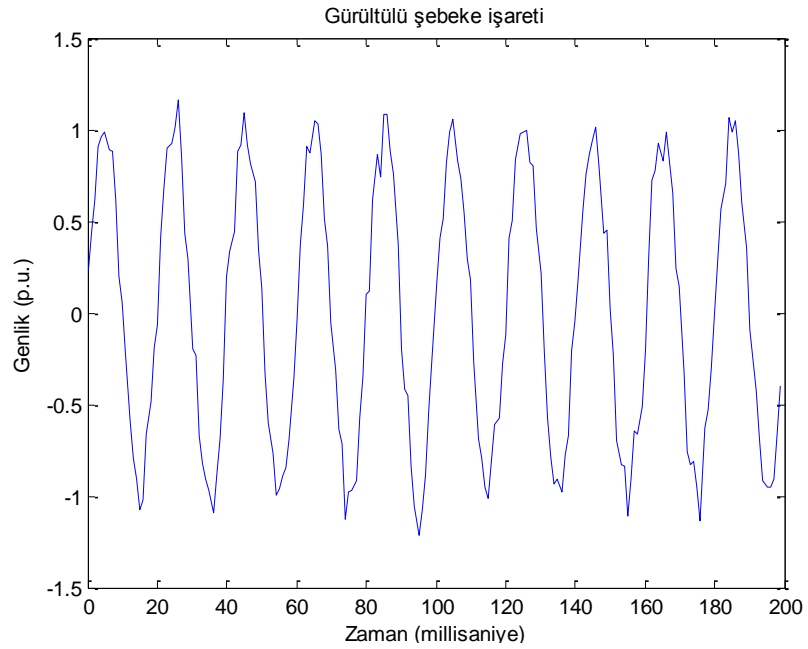
$$A = \sqrt{\frac{1}{n} (x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2)} \quad (4.3)$$

Çalışmada iki durum için inceleme yapılmıştır. Amaç klasik sıfır geçiş yönteminin alçak geçiren süzgeç ile birlikte kullanıldığı durumdaki çalışma performansı ile düzenlenmiş sıfır geçiş yönteminin performansının karşılaştırmasını yapmaktır. Bu karşılaştırma yapılırken frekans değerlerine ve SNR değerlerine bakılmıştır. Çalışmada rasgele değerlerdeki beyaz gürültü kullanıldığı için SNR değerleri kesirli sonuçlar alabilmektedir. Gürültüsüz şebeke işareti (50 Hz) Şekil 4.1'de verilmiştir.



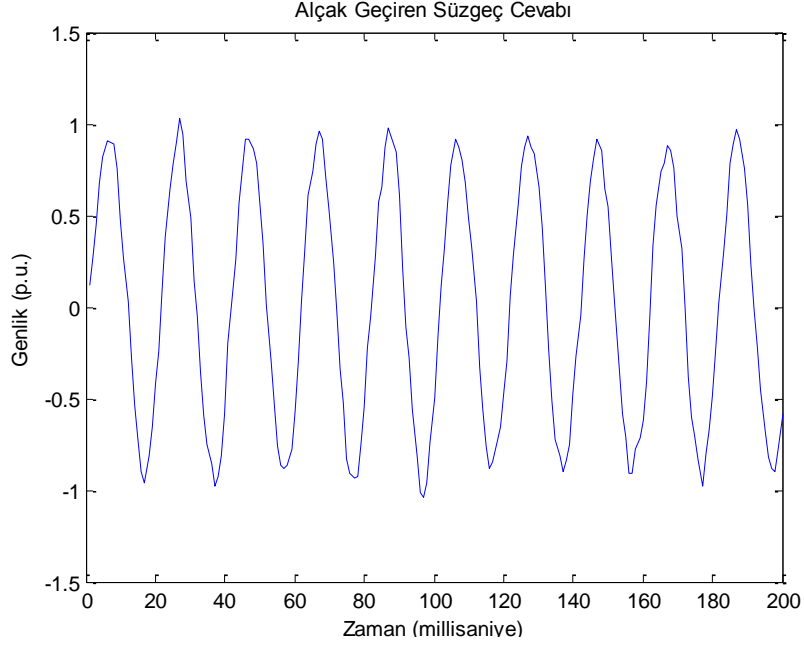
Şekil 4.1: Gürültüsüz şebeke işareti (50 Hz)

SNR değeri 39.87 dB olması durumundaki bozulmuş gürültülü şebeke işareti Şekil 4.2'de verilmiştir. Bu işaret doğrudan ve süzgeç kullanmadan düzenlenmiş sıfır geçiş yöntemiyle incelenerek frekans kestirilmiştir.

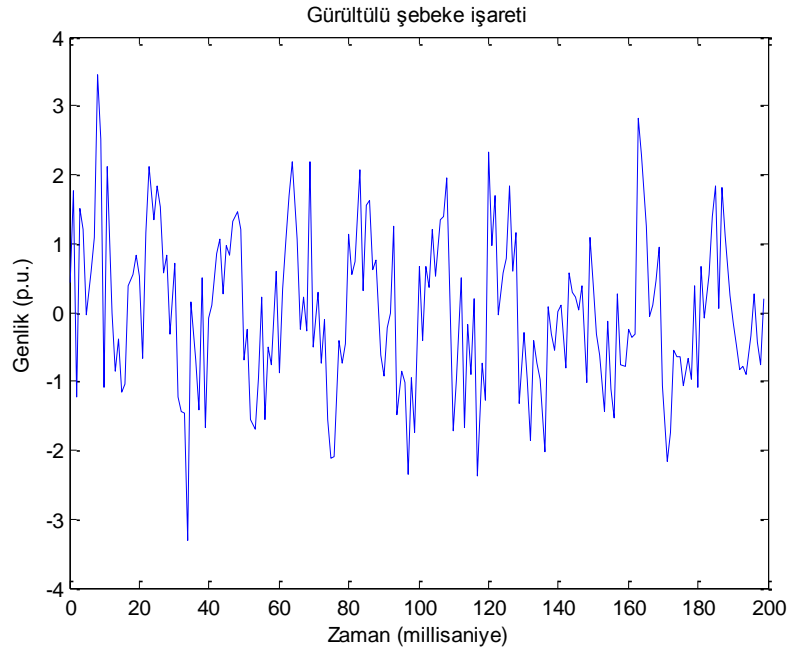


Şekil 4.2: Beyaz gürültü ile bozulmuş şebeke işareti (SNR = 39.87 dB)

Bozulmuş Şebeke işareti klasik sıfır geçiş yöntemi ve alçak geçiren süzgeç kullanılarak temizlenmiş ve Şekil 4.3'te verilmiştir. Gürültü seviyesinin çok daha fazla olduğu durumda ($\text{SNR} = -4,11\text{dB}$) gürültülü Şebeke işareti Şekil 4.4'te verilmiştir. Şebeke işaretinin bozulması çok daha fazla olduğu için kestirim zorlaşmaktadır.

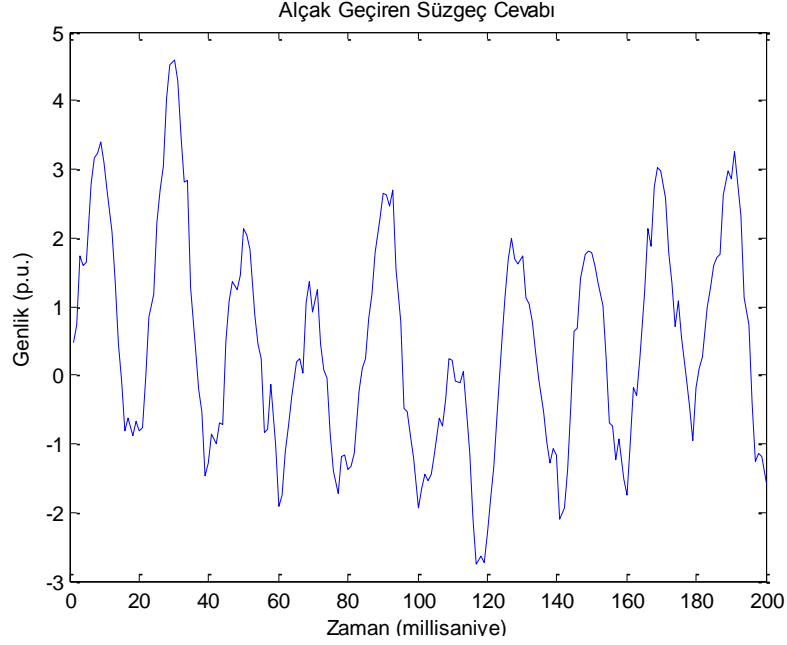


Şekil 4.3: Alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş bozulmuş ($\text{SNR} = 39.87 \text{ dB}$) Şebeke işareti



Şekil 4.4: Beyaz gürültü ile bozulmuş Şebeke işareti ($\text{SNR} = -4.11 \text{ dB}$)

Bu yüksek gürültü seviyesindeki alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş işaret Şekil 4.5'te verilmiştir.



Şekil 4.5: Alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş bozulmuş (SNR = -4.11 dB) şebeke işareti

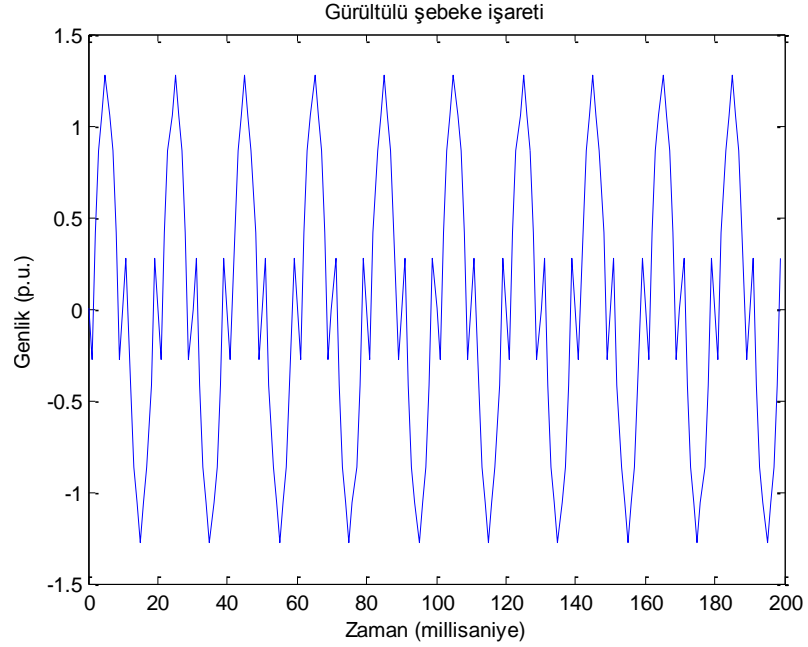
Çeşitli gürültü seviyeleri için klasik sıfır geçiş yöntemi ve düzenlenmiş sıfır geçiş yönteminin frekans kestirim performansının karşılaştırması Tablo 4.1'de verilmiştir. Buna göre gürültü gücü arttıkça beklendiği gibi kestirim performansı azalmaktadır. Kestirim performansı açısından klasik sıfır geçiş yöntemi ve düzenlenmiş sıfır geçiş yöntemi çok farklılık göstermemektedir, ancak alçak geçiren süzgeç yapısının getirdiği işlem yükü ve zaman gecikmesi düzenlenmiş sıfır geçiş yönteminde bulunmamaktadır.

Tablo 4.1: Gürültülü şebeke işareti için klasik sıfır geçiş yöntemi ve düzenlenmiş sıfır geçiş yönteminin frekans kestirim performansı

SNR (dB)	Klasik Sıfır Geçiş Yöntemi Frekans Kestirimi (Hz)	Düzenlenmiş Sıfır Geçiş Yöntemi Frekans Kestirimi(Hz)
39,87	50,01	49,99
15,09	50,02	50,04
3,6	52,34	52,7
-4,11	53,2	43

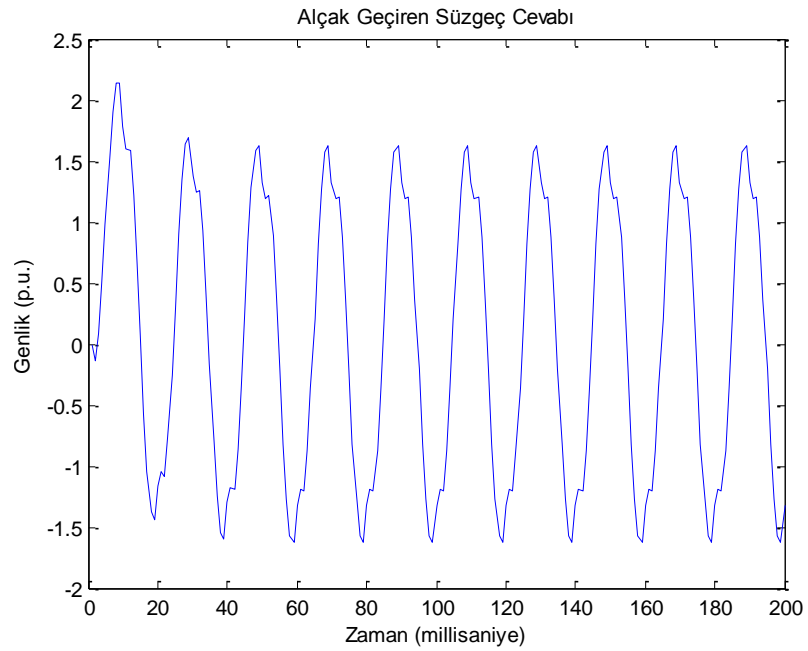
4.1.2. Harmonik Gürültü Performansı Analizi

Şebeke işaretine birinci, üçüncü ve beşinci harmonik gürültüsü eklenerek yöntemin performans analizi yapılmış ve şebekenin gürültülü hali Şekil 4.6'da verilmiştir.



Şekil 4.6: Harmonik gürültüsü ile bozulmuş şebeke işareti

Süzgeç kullanıldığı durumdaki temizlenmiş işaret ise Şekil 4.7'de verilmiştir.

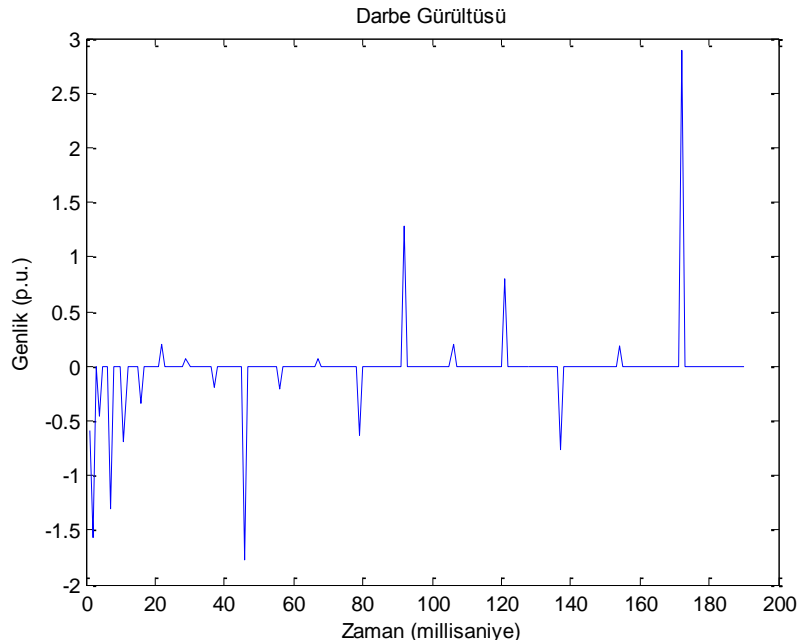


Şekil 4.7: Alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti

Süzgeç kullanmadan yöntem çalıştırıldığında şebeke frekansı 123,07 Hz olarak ölçülmektedir. Bu değer sıfır geçiş noktalarındaki bozulmanın etkisiyle bir periyot içindeki sıfır geçiş sayısının yanlış hesaplanmasından kaynaklanmaktadır. Alçak geçiren süzgeç, düşük frekanslı ve işaret değişim bölgelerinde etkili olan gürültüyü de temizlediği için sıfır geçiş yöntemi süzgeç ile birlikte çalışınca frekans 49,98 Hz gibi gerçeğe oldukça yakın bir değerde ölçülmüştür. Önerilen yöntem ile süzgeç kullanmadan yapılan ölçüm sonucunda gürültülü işaretin frekansı 50,05 Hz olarak hesaplanmıştır. Bu sonuca göre önerilen yöntem sayesinde yeterince tatmin edici ve hızlı bir kestirim elde edilmektedir.

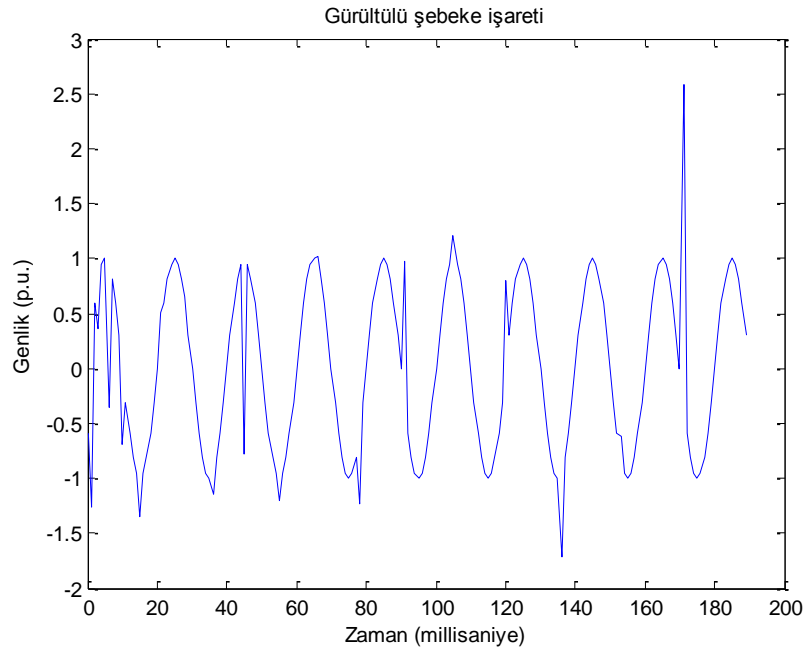
4.1.3. Darbe Gürültü Performansı Analizi

Çeşitli etkiler nedeniyle enerji sistemlerinde darbe gürültüsü görülebilir. Çalışmanın bu aşamasında rasgele bir darbe dizisi halinde gürültüye maruz kalmış şebeke işareti kestirilmeye çalışılmıştır. Şebeke işaretine eklenen darbe gürültüsü Şekil 4.8'de verilmiştir.



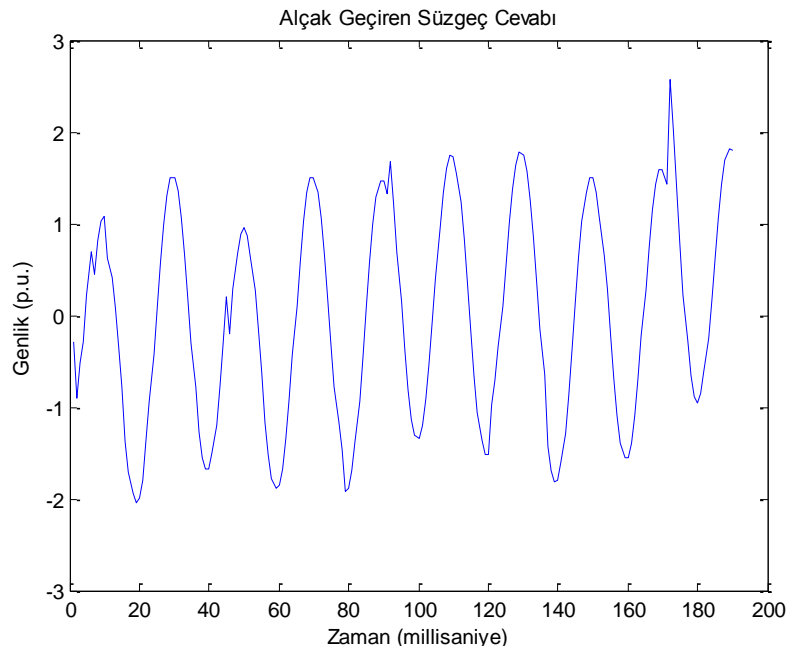
Şekil 4.8: Rasgele darbe gürültüsü

Şebekedeki bu bozulma türünde genlik değerinde aşırı artışlar olabileceğinden darbe dizisinin genliği yüksek, sayısı ve kutbiyeti ise rastgele seçilmiştir. Darbe dizisi ile bozulmuş şebeke işareti Şekil 4.9'da verilmiştir.



Şekil 4.9: Darbe gürültüsü ile bozulmuş şebeke işareti

Alçak geçiren süzgeç yardımıyla süzölmüş şebeke işareti Şekil 4.10'da verilmiştir. Darbe gürültüsünde alçak frekanslı bileşenler de mevcut olduğu için süzme işlemi tam olarak gerçekleşmemektedir.

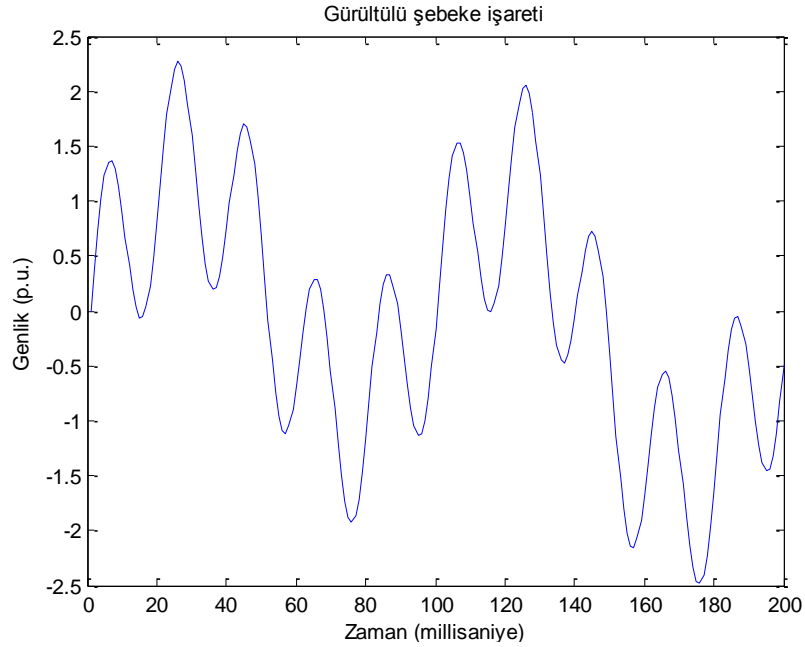


Şekil 4.10: Alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti

Yapılan analizlerde klasik sıfır geçiş yöntemi frekansı ortalama olarak 50,1 Hz değerinde hesaplamasına karşın düzenlenmiş sıfır geçiş yöntemi ortalama 50,04 Hz olarak hesaplamıştır. Periyodik olmayan darbe türü gürültüde düzenlenmiş sıfır geçiş yöntemi daha iyi performans vermektedir.

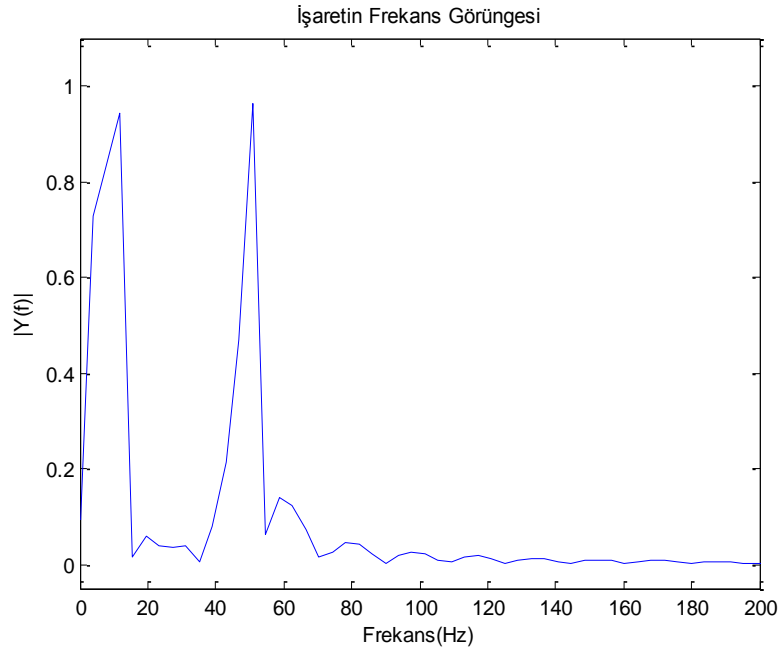
4.1.4. Kaotik Gürültü Performansı Analizi

Bu aşamada öncelikle kaotik gürültü olarak enerji sistemlerinde görülen ferrezonansı modellemek için Duffing osilatörü kullanılmıştır. Kaotik ferrezonans gürültüsü ile bozulmuş şebeke işareti Şekil 4.11’de verilmiştir.

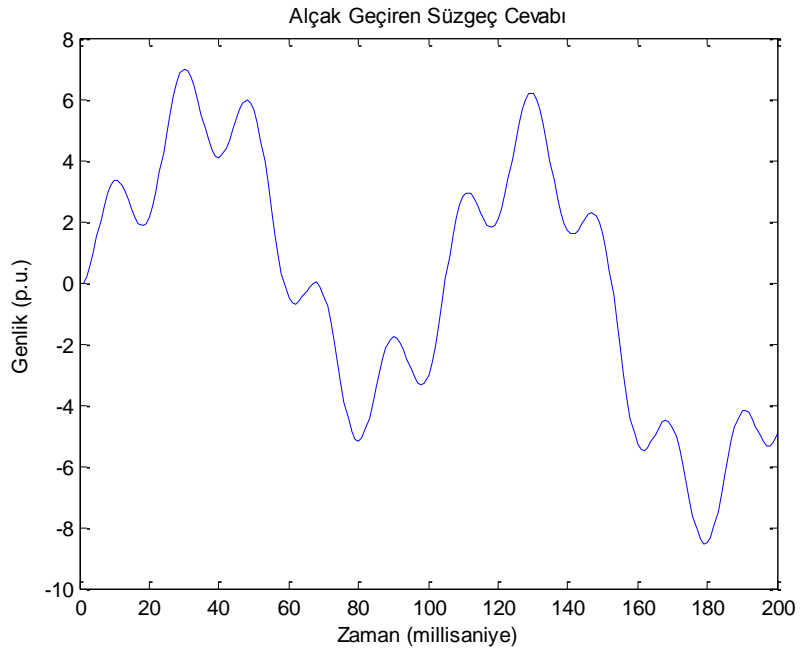


Şekil 4.11: Kaotik gürültü ile bozulmuş şebeke işareti

İşaretin frekans durumunu daha iyi kavramak için gürültülü işaretin frekans görüngesi incelenmiştir. İşaretin Fourier dönüşümü yapılarak elde edilen frekans görüngesi Şekil 4.12’de verilmiştir. Buna göre işaretle 50 Hz temel bileşeninden daha alçak frekanslı bileşenlerin de mevcut olduğu görülmektedir. Beklendiği gibi alçak geçiren süzgeç kullanıldığında (Şekil 4.13) bu bileşenler süzülmemektedir ve sıfır geçiş yönteminin performansı düşük çıkmaktadır.



Şekil 4.12: Bozulmuş işaretin frekans görünüşü



Şekil 4.13: Alçak geçiren süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti

Gürültü karakteristiğinin kaotik olduğu durumlarda kestirim zorlaşmakta ve başarı oranı düşmektedir. Yapılan analizde klasik sıfır geçiş yöntemi frekansı ortalama 20,3 Hz değerinde hesaplamasına karşın düzenlenmiş sıfır geçiş yöntemi ortalamada 30,5 Hz

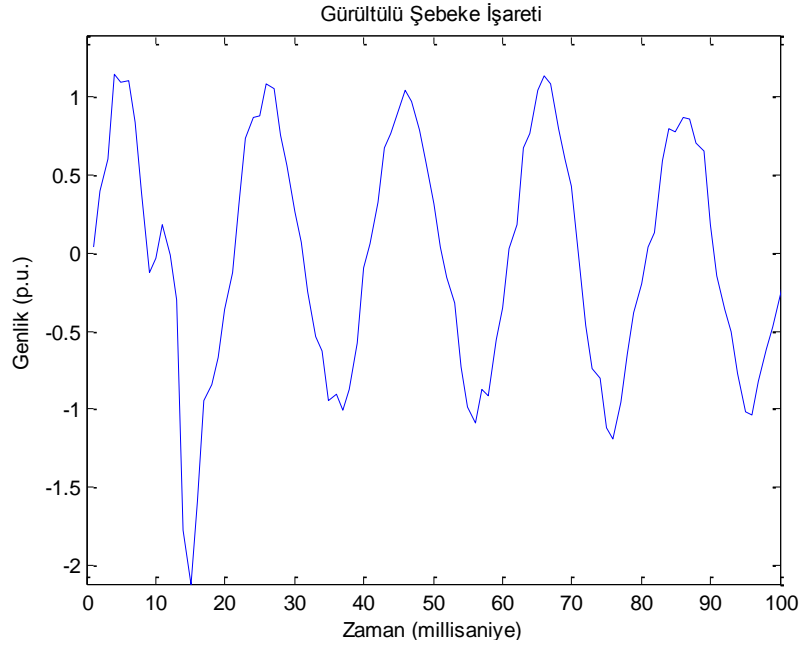
olarak hesaplamıştır. Bu sonuçlardan da görüleceği üzere önerilen her iki yöntem de kaotik gürültüleri elemek için yeterli değildir.

4.2. UYARLANABİLİR SÜZGEÇ KULLANAN SIFIR GEÇİŞ YÖNTEMİ İLE FREKANS KESTİRİMİ

Çalışmanın bu bölümünde daha iyi kestirim performansı sağlamak amacıyla, yeni bir yaklaşımla alçak geçiren süzgeç yerine uyarlanabilir süzgeç yapısı önerilmiştir. Bu yapıda bilinmeyen işaret ve gürültü bileşenlerinin oluşturduğu bozulmuş gözlemlerden, işaret veya gürültü ile ilişkili bir işaret ya da gürültü kullanılarak istenen işaretin elde edilmesi amaçlanır. İstatistikleri zamanla değişen gürültüler söz konusu olduğunda uyarlanabilir süzgeç yapısının daha etkin çalışacağı düşünülmüştür. Bu sayede sıfır geçiş yönteminin performansının artırılması öngörülmüştür.

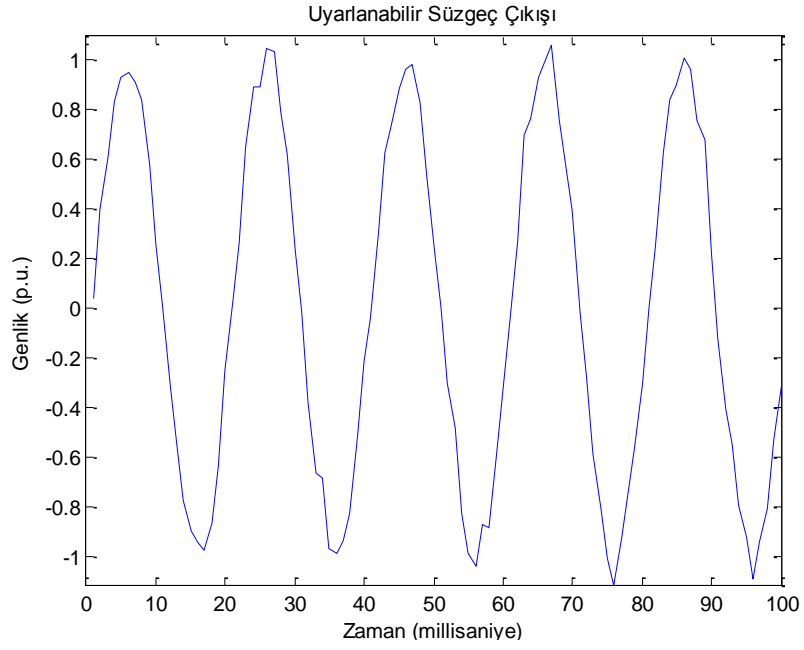
4.2.1. Beyaz Gürültü Performansı Analizi

Şebeke işaretine eklenen beyaz gürültünün çeşitli güç değerlerinde (SNR) süzme işlemi yapılarak sıfır geçiş yönteminin performansına bakılmıştır. SNR değeri 47,2 dB olması durumundaki bozulmuş şebeke işareti Şekil 4.14'te verilmiştir.



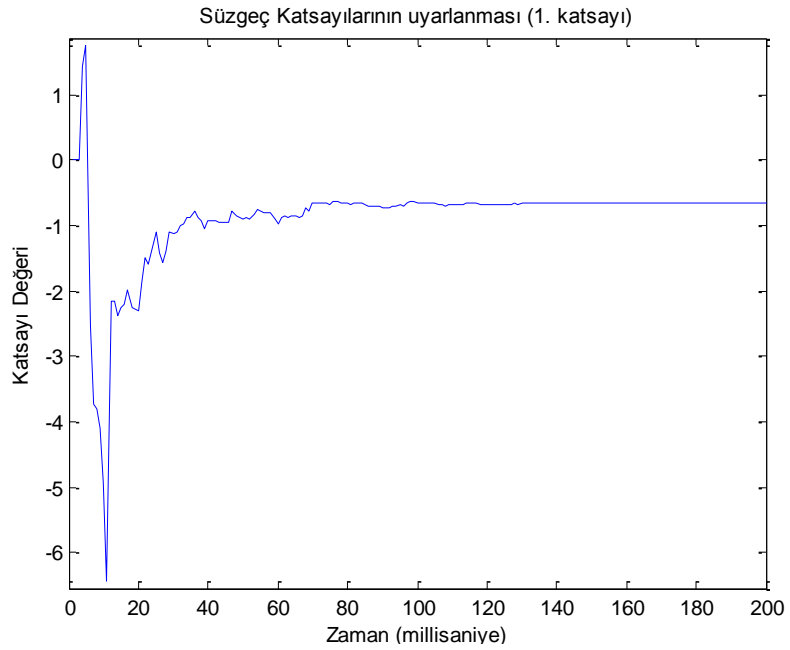
Şekil 4.14: Kaotik gürültü ile bozulmuş şebeke işareti (SNR = 47,2 dB)

Uyarlanabilir süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti Şekil 4.15'de verilmiştir.

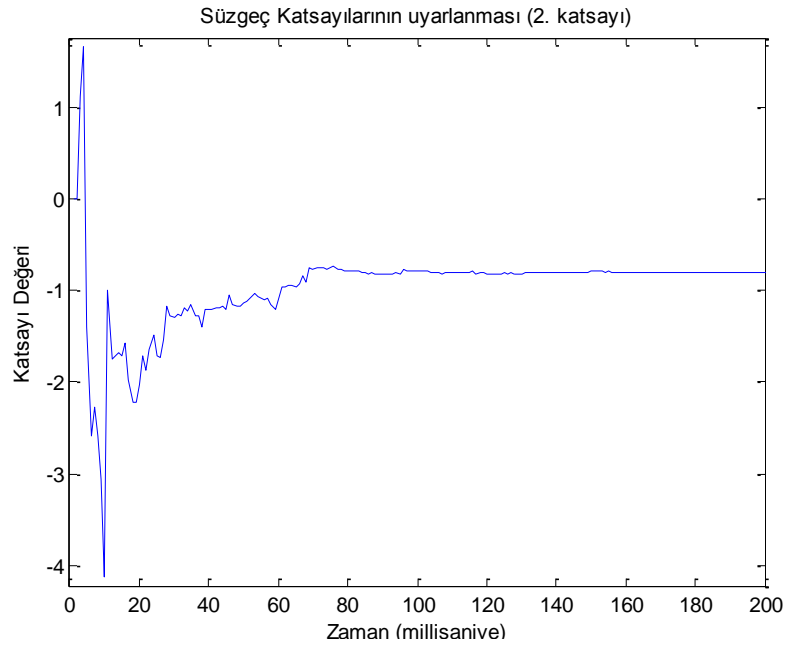


Şekil 4.15: Uyarlanabilir süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti

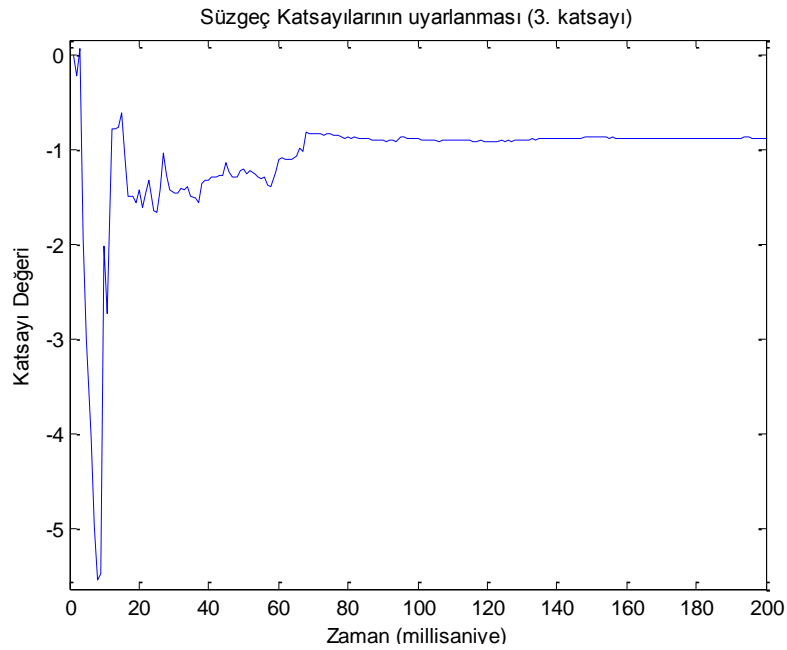
Süzgecin kendi kendini uyarlaması süzgeç katsayılarını adaptasyonu ile gerçekleşmektedir. Süzgeç katsayıları yaklaşık 100 ms içinde gerçek değerine yakınsamaktadır. Süzgeç katsayılarının zamanla değişimi sırasıyla Şekil 4.16, Şekil 4.17 ve Şekil 4.18'de verilmiştir. Temizlenen işaretten sıfır geçiş yöntemi kullanılarak frekans kestirimi yapılmıştır.



Şekil 4.16: Uyarlanabilir süzgeç katsayı adaptasyonu (1. Katsayı)



Şekil 4.17: Uyarlanabilir süzgeç katsayı adaptasyonu (2. Katsayı)



Şekil 4.18: Uyarlanabilir süzgeç katsayı adaptasyonu (3. Katsayı)

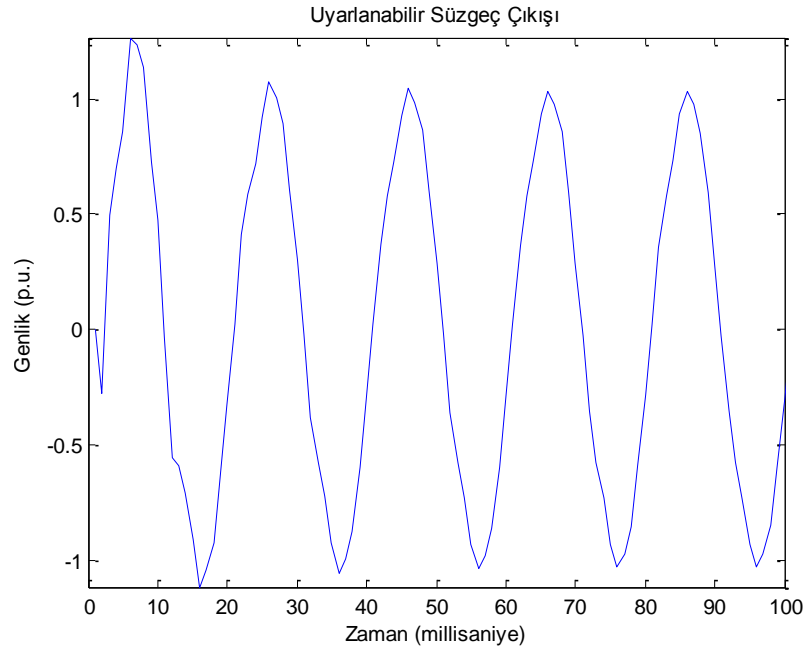
Sisteme gürültü gücü düşük beyaz gürültü verildiğinde kestirim 50,05 Hz gibi az hatalı sonuçlar vermektedir. Ancak uyarlanabilir gürültü temizleme yapısında, sisteme gürültü ile ilişkili referans gürültüsü verilmesi gerekliliği vardır. Beyaz gürültünün rasgeleliği nedeniyle referans işareti seçimi ve kestirim zorlaşmaktadır. Çeşitli gürültü seviyeleri için yöntemin kestirim performans değerleri Tablo 4.2'de verilmiştir.

Tablo 4.2: Klasik sıfır geçiş yöntemi ve uyarlanabilir süzgeç kullanan sıfır geçiş yönteminin (S.G.Y.) frekans kestirim performansı

SNR (dB)	Klasik Sıfır Geçiş Yöntemi Frekans Kestirimi (Hz)	Uyarlanabilir Süzgeç Kullanan S.G.Y. Frekans Kestirimi (Hz)
47,20	50,01	50,05
16,90	50,02	50,20
3,7	52,30	46,5
-1,7	53,2	43,6

4.2.2. Harmonik Gürültü Performansı Analizi

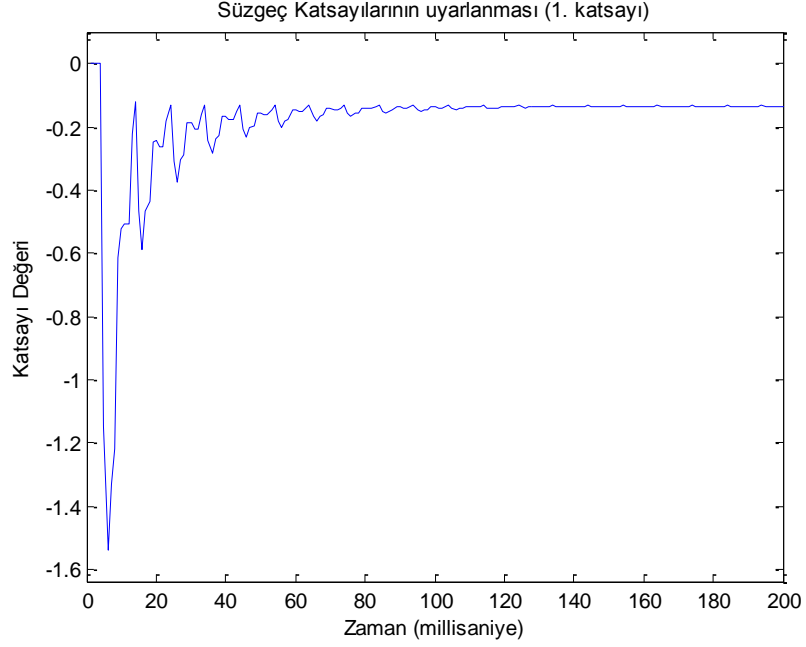
Şebeke işaretinin birinci, üçüncü ve beşinci harmonik gürültüsü eklenmiş hali Şekil 4.6'da verilmiştir. Uyarlanabilir Süzgeç kullanıldığı durumda temizlenmiş işaret ise Şekil 4.19'da verilmiştir.



Şekil 4.19: Uyarlanabilir süzgeç ile temizlenmiş harmonikli şebeke işareti

İnceleme amacı ile sadece birinci uyarlanabilir süzgeç katsayı adaptasyonu şekil 4.19'da verilmiştir. Harmonik durumunda şebeke işareti ile ilişkili gürültü olan harmonik gürültüsü şebekeye verildiği için uyarlanabilir gürültü temizleme sistemi iyi sonuçlar

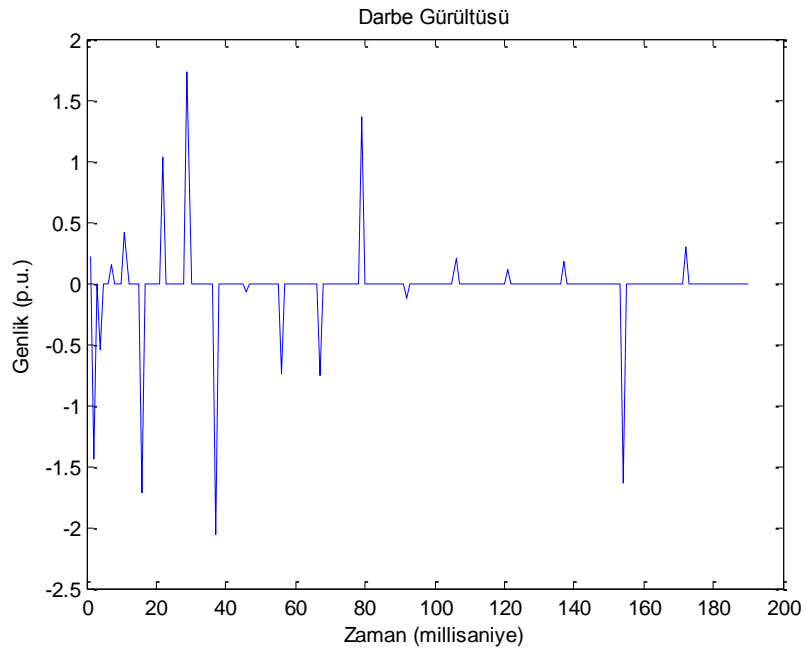
vermektedir. Şebeke işaretine harmonik gürültüsü eklendiğinde, uyarlanabilir süzgeç ile birlikte sıfır geçiş yöntemi kullanılırsa frekans 50,01 Hz olarak ölçülmüştür.



Şekil 4.20: Harmonik gürültüsü için süzgeç katsayılarının adaptasyonu

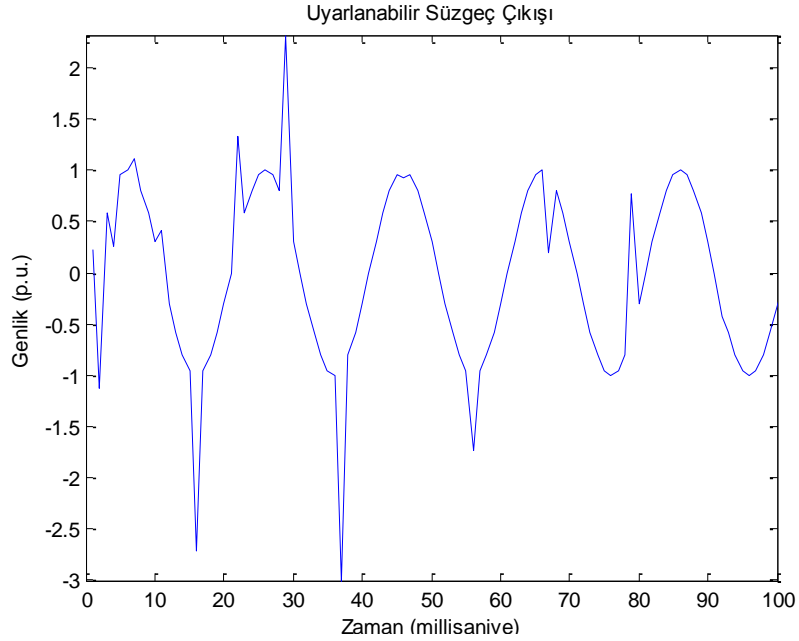
4.2.3. Darbe Gürültü Performansı Analizi

Bu çalışmada kullanılan rasgele darbe dizisi Şekil 4.21'de verilmiştir.



Şekil 4.21: Rasgele darbe gürültüsü

Darbe dizisinin rasgele olması nedeniyle uyarlanabilir gürültü temizleme sistemine verilecek referans işareti belirsizdir. Bu nedenle süzgeç performansı düşmektedir. Süzgeç yeterince iyi şekilde süzme yapamadığı için yöntemin kestirim performansı da düşmektedir. Süzgeç çıkışı Şekil 4.22’de verilmiştir.

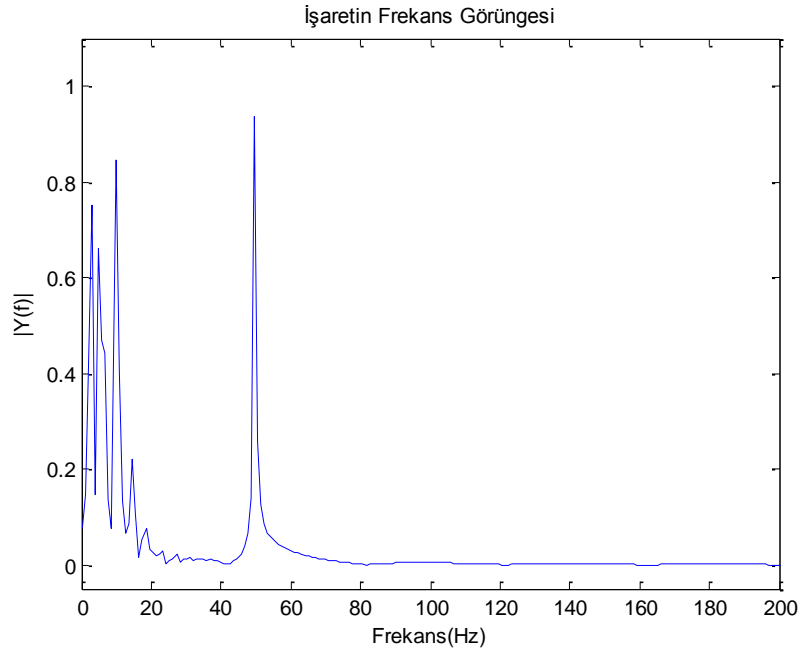


Şekil 4.22: Uyarlanabilir süzgeç ile temizlenmiş darbeli şebeke işareti

Uyarlanabilir süzgeç kullanan sıfır geçiş yöntemi ile rasgele darbe dizisi gürültüsüne maruz kalmış şebeke işaretinin frekansını kestirdiğimizde sonuç 49 Hz olarak ölçülmüştür. Performans olarak tatmin edici bir kestirim sağlamamaktadır.

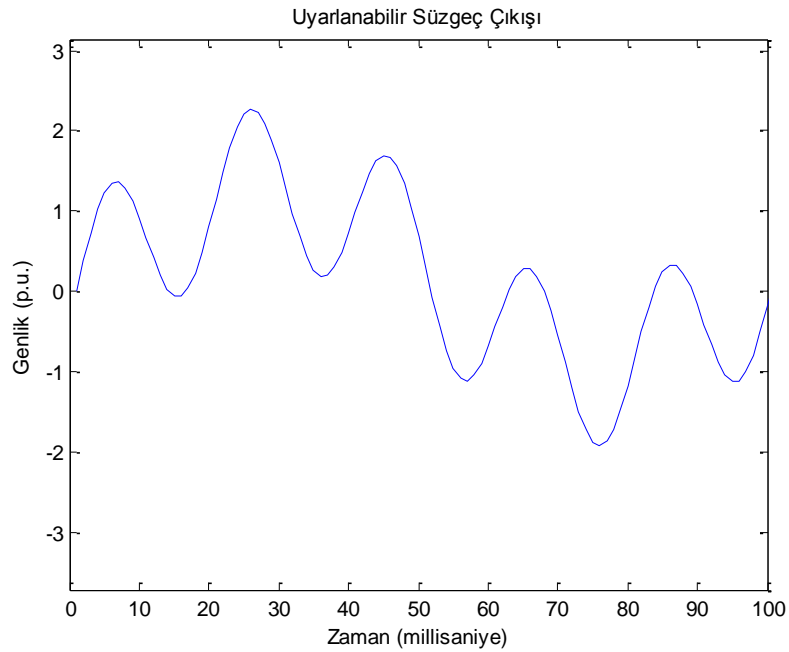
4.2.4. Kaotik Gürültü Performansı Analizi

Yapılan çalışmada alçak geçiren süzgeçte olduğu gibi uyarlanabilir süzgeç de kaotik gürültüleri şebeke işaretinden süzmek için yeterince iyi sonuçlar vermemiştir. Bu durumdaki bozulmuş şebeke işaretinin frekans görünüşü Şekil 4.23’te verilmiştir. Görüngede düşük frekanslı birçok bileşen görülmektedir. Ayrıca gürültü kaotik olduğu için gürültü ile ilintili referans işaret düzgün olarak uyarlanabilir gürültü temizleme sistemine verilememektedir. Bu nedenlerle uyarlanabilir süzgeç kullanan sıfır geçiş yöntemi kaotik gürültüler söz konusu olduğunda şebeke frekansını kestirmede yetersiz kalmaktadır.



Şekil 4.23: Bozulmuş işaretin frekans görünüşü

Bozulmuş şebeke işaretinin uyarlanabilir süzgeç ile temizlenmiş hali Şekil 4.24'te verilmiştir. Sıfır geçiş yöntemi frekansı 10 Hz olarak kestirmiştir. Bu hata oranı kabul edilemeyecek kadar yüksek seviyededir. Bu nedenle uyarlanabilir süzgeç kullanan sıfır geçiş yöntemi kaotik gürültüler söz konusu olduğunda başarısız performans sergilemektedir.



Şekil 4.24: Uyarlanabilir süzgeç ile temizlenmiş şebeke işareti

4.3. DÜZENLENMİŞ GENİŞLETİLMİŞ KALMAN SÜZGECİ İLE FREKANS KESTİRİMİ

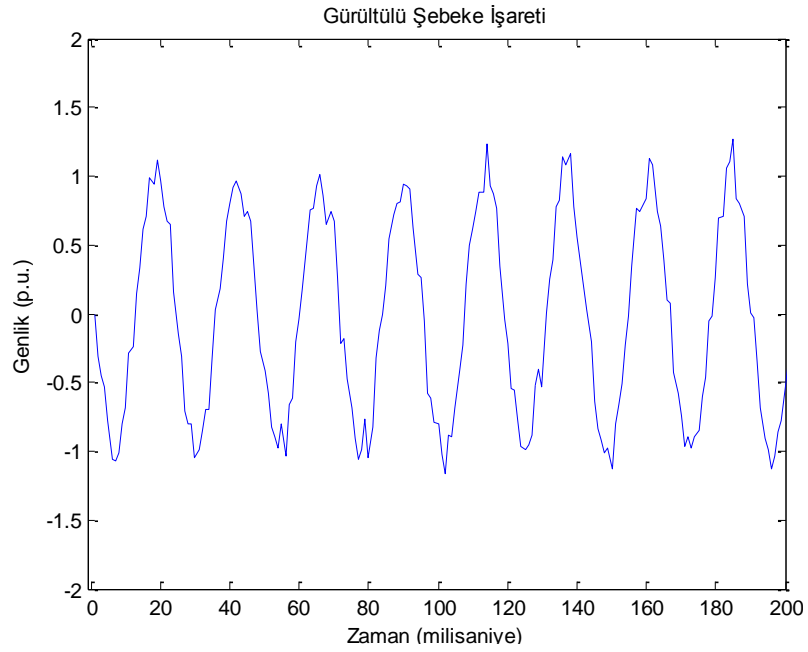
Kalman Süzgeci sayesinde durum uzayı modeli ile gösterilen dinamik bir sistemde, modelin önceki durumuna ait bilgileriyle birlikte giriş ve çıkış bilgileri kullanılarak sistemin durumları tahmin edilebilir. Sistemde rasgele gürültü olması durumunda Kalman süzgecinin kullanılması oldukça uygun olmaktadır. Kalman süzgeci geleneksel kestirimcilerde olduğu gibi süzme özelliğine sahiptir ve ayrıca sistemin ölçülemeyen durumlarını tahmin edebilir.

Kalman süzgeci, ortalama karesel hatanın karekökünü (RMSE) alarak en uygun değeri sağlayan iki aşamalı yinelemeli bir kestirim metodudur. Aşamaların ilkinde önceki (prior) bilgi kullanılarak birincil tahminler yapılır ve bu basamağa “tahmin” adı verilir. İkinci aşamada ise bir önceki basamakta belirlenen tahminler güncellenerek sonraki (posterior) değerler belirlenir ve bu aşamaya “düzeltme” adı verilir. Kalman süzgeç uyarlamalı bir sistemdir ve bu özelliği Kalman kazancı olarak tanımlanan K katsayısının her zaman anında önceki tahminlerin başarısına göre güncelleme oranını değiştirmesi sayesinde ortaya çıkmaktadır.

Bu çalışmada çeşitli gürültü modelleri için genişletilmiş Kalman süzgeci ve düzenlenmiş genişletilmiş Kalman süzgecinin frekans kestirim performansı incelenmiştir.

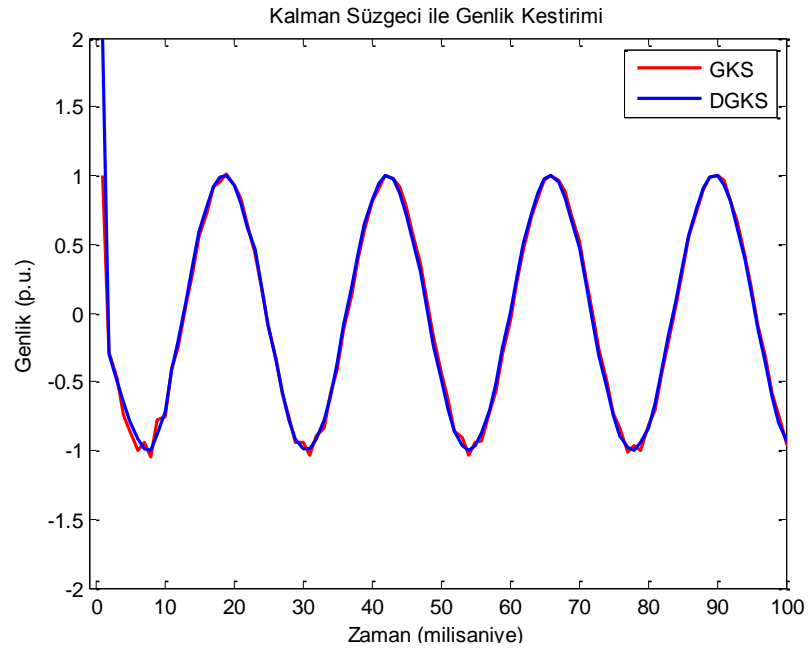
4.3.1. Beyaz Gürültü Performansı Analizi

Şebeke işaretine çeşitli güç değerlerinde beyaz gürültü eklendikten sonra bozuk gözlemler kullanılarak hem işaretin kendisi hem de frekansı düzenlenmiş genişletilmiş Kalman süzgeci (DGKS) yardımıyla kestirilmiştir. Önceki yöntemlerden farklı olarak genlik ve frekans kestirimi Kalman süzgecinde eş zamanlı olarak yapılmaktadır ve frekans kestirimi için ayrı bir yönteme ihtiyaç duyulmamaktadır. Bu da bize hem hız hem de doğruluk açısından avantajlar sağlamaktadır. DGKS için oluşturulmuş gürültü şebeke işareti Şekil 4.25’te verilmiştir. Kestirim DGKS ve GKS için yapılarak performans karşılaştırması yapılmıştır.



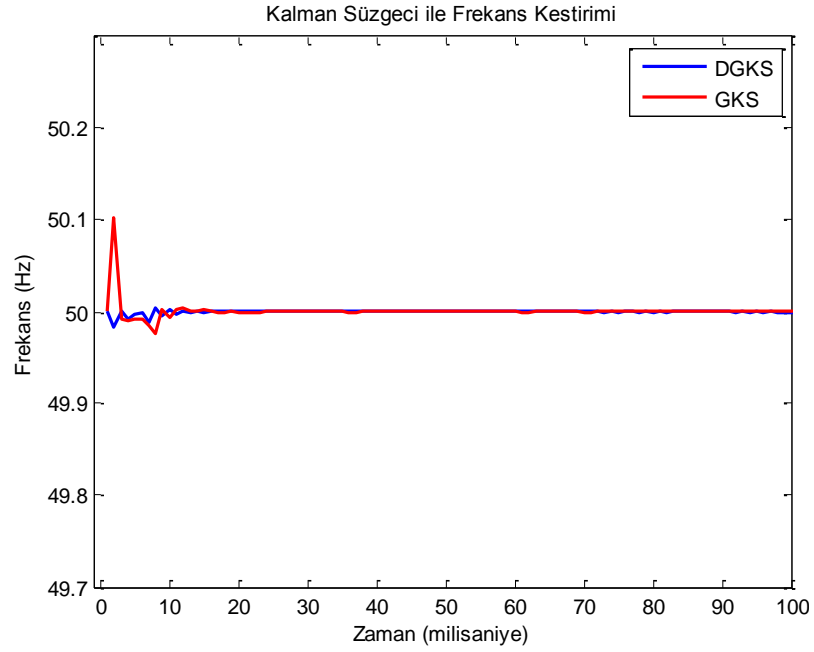
Şekil 4.25: Beyaz gürültü ile bozulmuş şebeke işareti (SNR = 37 dB)

İşaretin genlik kestirimi Şekil 4.26'da verilmiştir.



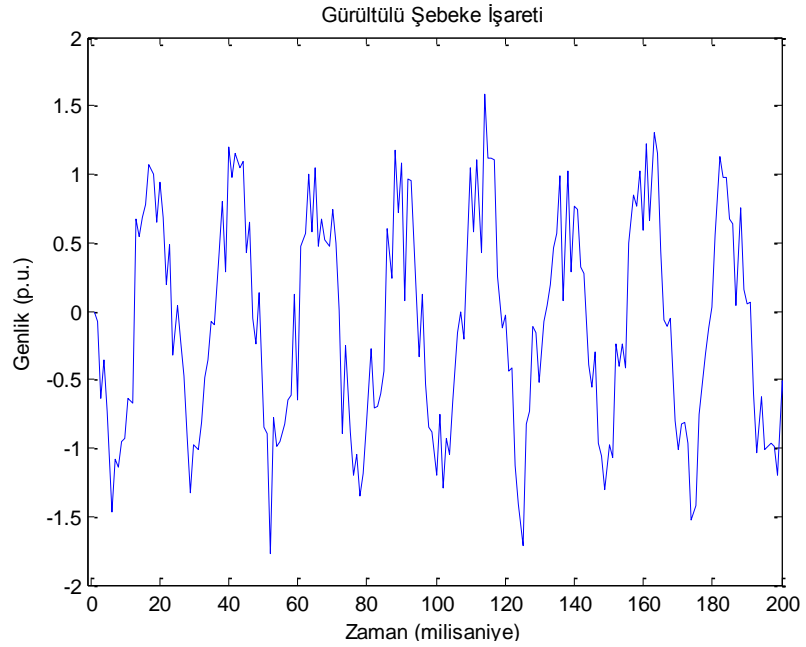
Şekil 4.26: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin genlik kestirimi

İşaretin frekans kestirimi Şekil 4.27'de verilmiştir. Her iki yöntemde frekansı tam olarak (50 Hz) hesaplamıştır. Ancak DGKS daha hızlı yakınsamaktadır.



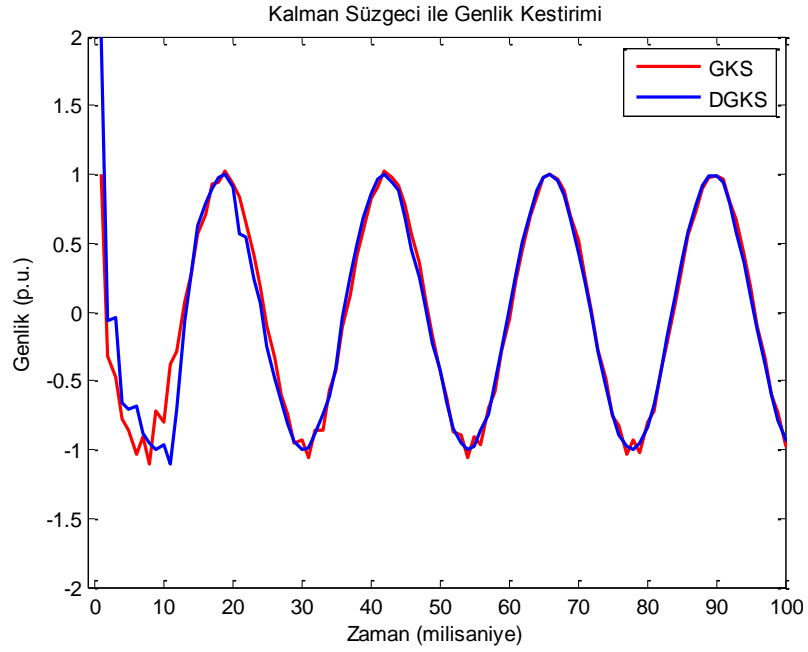
Şekil 4.27: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin frekans kestirimi

Kestirim performansını daha iyi test edebilmek için daha yüksek gürültü seviyesinde (6 dB) de kestirim yapılmıştır. Bozulmuş şebeke işareti Şekil 4.28’de verilmiştir.

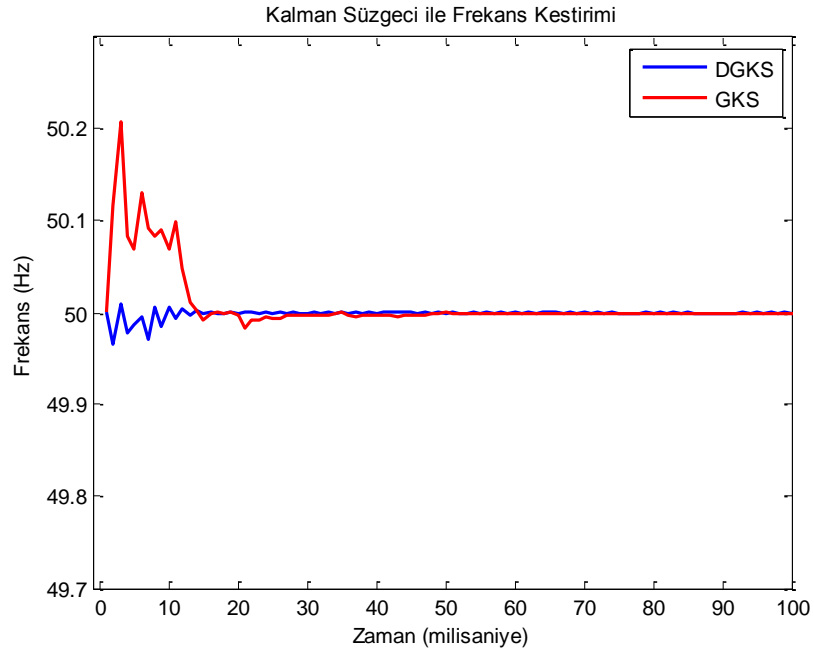


Şekil 4.28: Beyaz gürültü ile bozulmuş şebeke işareti (SNR = 6 dB)

İşaretin genlik ve frekans kestirimi sırasıyla Şekil 4.29 ve Şekil 4.30’da verilmiştir.



Şekil 4.29: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin genlik kestirimi

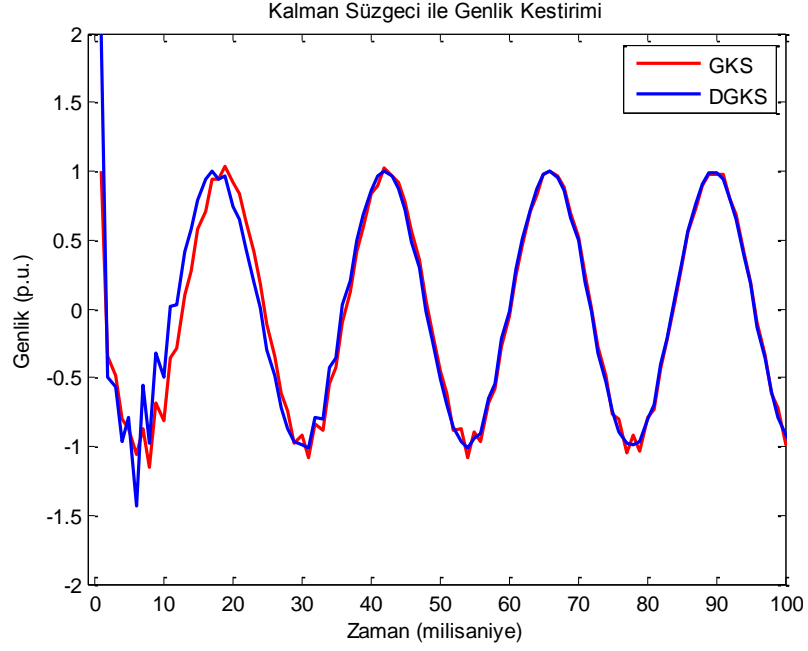


Şekil 4.30: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin frekans kestirimi

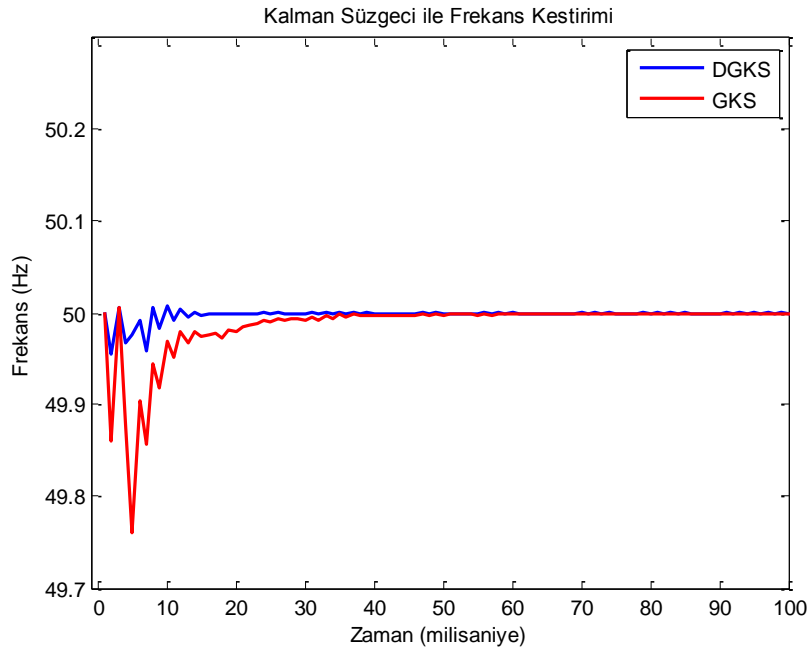
Kalman süzgeci uyarlanabilir bir sistemdir ve kestirimin gerçek değerine zamanla yakınsar. Gürültü gücü yükseldikçe frekans ve genlik kestirimcinin yakınsaması gecikmektedir. Önerilen DGKS yöntemi, GKS yöntemine göre gerçek frekans değerine daha hızlı ve hatasız olarak ulaşmaktadır. Hem DGKS hem de GKS yöntemleri sıfır geçiş yöntemine göre daha iyi performans sergilemektedir.

4.3.2. Harmonik Gürültü Performansı Analizi

Bu çalışmada önceki çalışmalarda olduğu gibi şebeke işaretine birinci, üçüncü ve beşinci harmonik gürültüsü eklenmiştir. Kalman süzgeci yardımıyla kestirilen işaret Şekil 4.31’de verilmiştir. İşaretin frekans kestirimi Şekil 4.32’de verilmiştir.



Şekil 4.31: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin genlik kestirimi

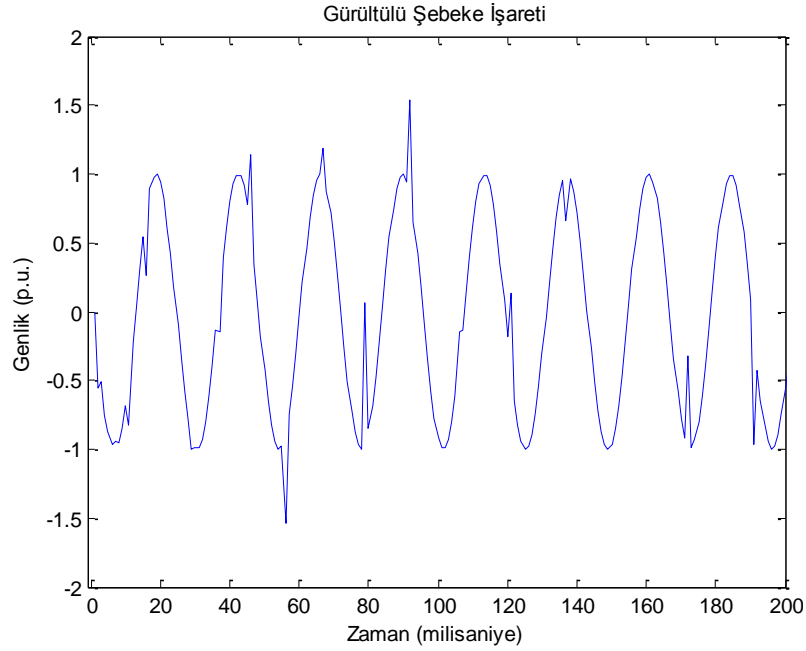


Şekil 4.32: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin frekans kestirimi

DGKS harmonik gürültüsü eklenmiş şebeke işaretinin frekans ve genlik kestirimini yüksek doğrulukla (50 Hz) ve hızlı bir şekilde (20ms) gerçekleştirmektedir. GKS frekansı doğru kestirmesine rağmen DGKS yöntemine göre daha yavaş yakınsamaktadır. Ayrıca GKS yöntemi DGKS yöntemi ile karşılaştırıldığında uyarılma esnasında gerçek frekans değerinden daha çok sapmaktadır.

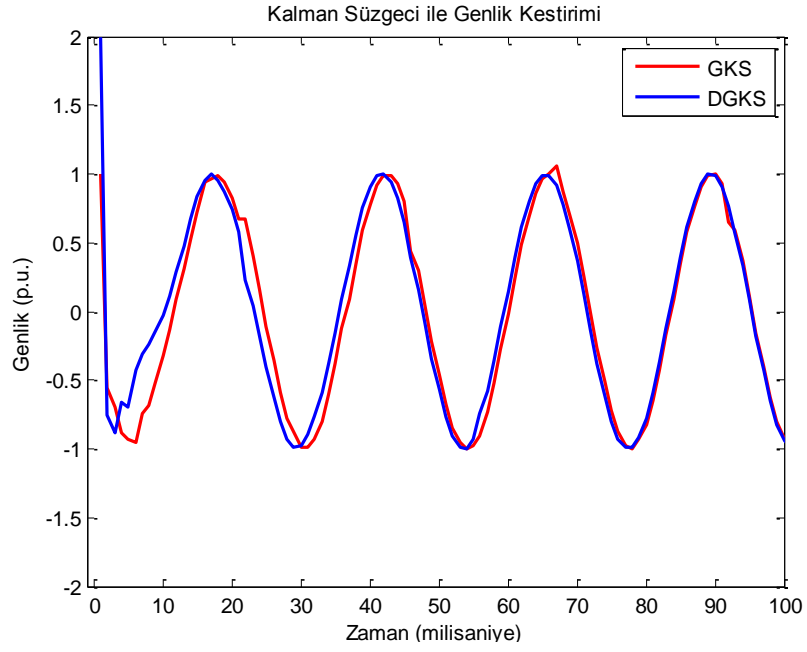
4.3.3. Darbe Gürültü Performansı Analizi

Bu çalışmada kullanılan rasgele darbe dizisi gürültüsü ile bozulmuş şebeke işareti Şekil 4.33'te verilmiştir.

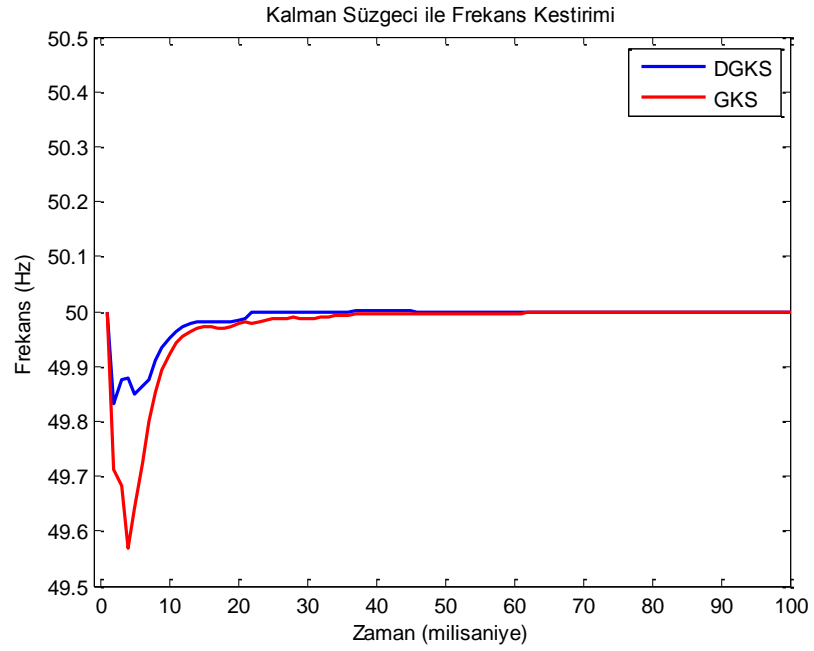


Şekil 4.33: Rasgele darbe gürültüsü ile bozulmuş şebeke işareti

Rasgele olması nedeniyle darbe dizisi gürültüsünün uyarlanabilir süzgeç yapısı ile tam olarak süzülemediği daha önceki çalışmada verilmiştir. Buna karşın yine uyarlamalı yapısıyla Kalman süzgeci bu işareti doğrulukla süzmektedir. Kestirilen şebeke işareti Şekil 4.34'te verilmiştir. Ayrıca şekilden anlaşıldığı üzere DGKS yöntemi GKS yöntemine göre daha iyi kestirim performansı sunmaktadır. İşaretin frekans kestirimi Şekil 4.35'de görülmektedir.



Şekil 4.34: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin genlik kestirimi

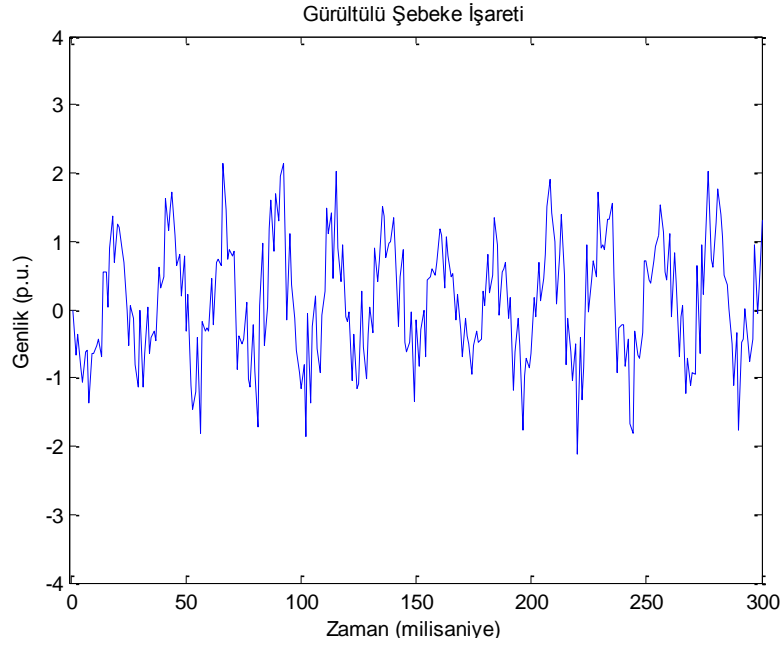


Şekil 4.35: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin frekans kestirimi

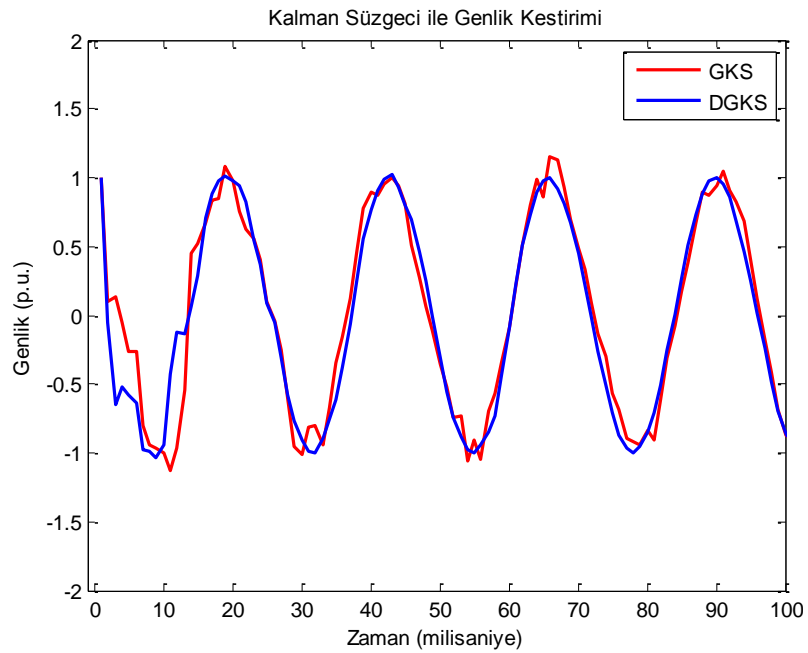
Frekans kestiriminden görüldüğü üzere DGKS, GKS yöntemine göre gerçek frekans değerine daha çabuk yakınsamaktadır. Ayrıca frekans sapması (49,56 Hz - 49,83 Hz) daha azdır. Buna karşın iki yöntem de yeterince hızlı ve doğru kestirim sağlamaktadır.

4.3.4. Kaotik Gürültü Performansı Analizi

Enerji sistemlerindeki ferrezonans durumu incelemek için Duffing osilatörünün kaotik çıkışı sisteme gürültü olarak verilmiştir. Bozulmuş kaotik gürültülü şebeke işareti Şekil 4.36'da verilmiştir. Bozuk gözlemlerden elde edilmiş Kalman süzgeci şebeke kestirimi ise Şekil 4.37'de verilmiştir.

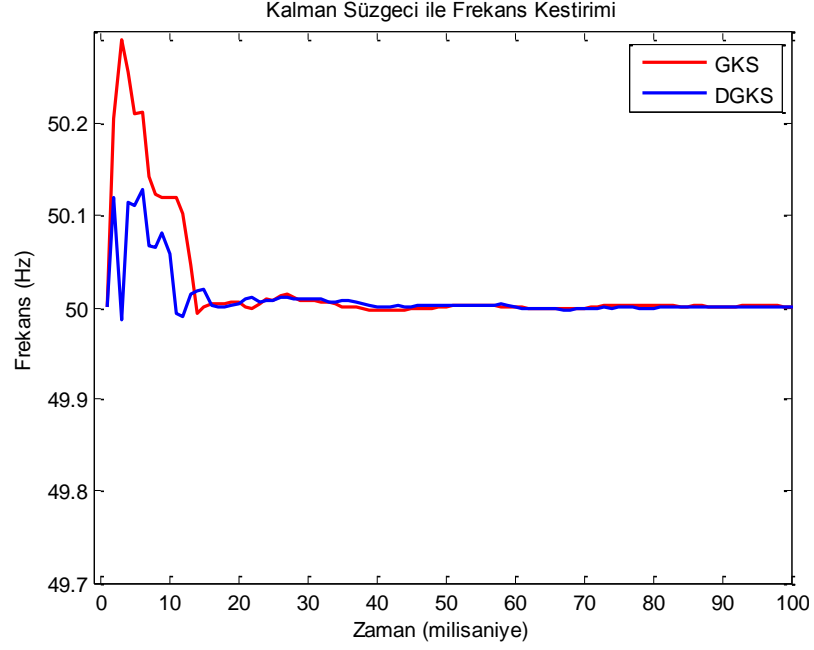


Şekil 4.36: Kaotik gürültü ile bozulmuş şebeke işareti

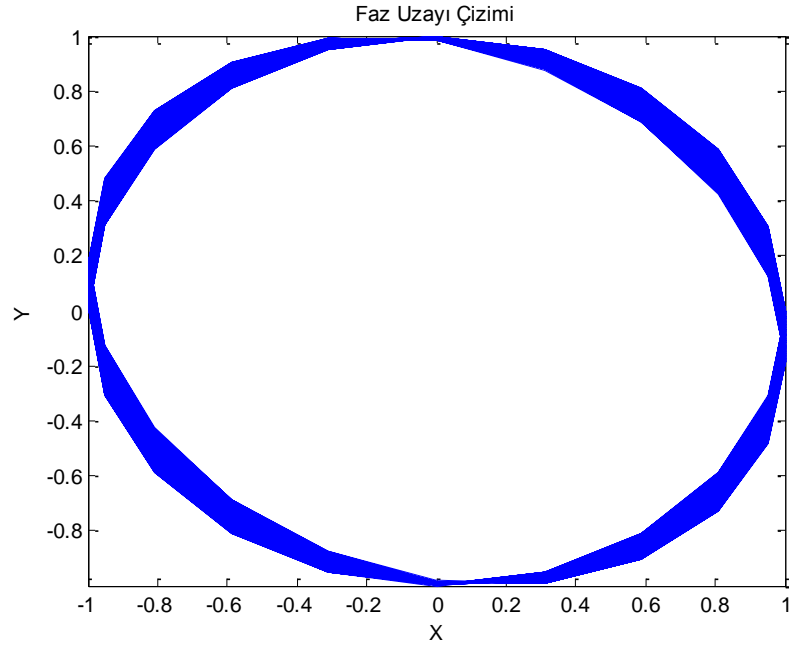


Şekil 4.37: Kalman süzgeci ile kestirilmiş şebeke işareti

Kalman süzgeci ile kestirilen frekans değeri Şekil 4.38’de verilmiştir. DGKS, gürültünün kaotik olmasına rağmen çok iyi kestirim sonuçları vermiştir. Hızlı yakınsama sağlayıp şebeke frekansı değerinden çok sapmadan sistem frekansını uyarlamalı bir şekilde takip edebilmektedir.

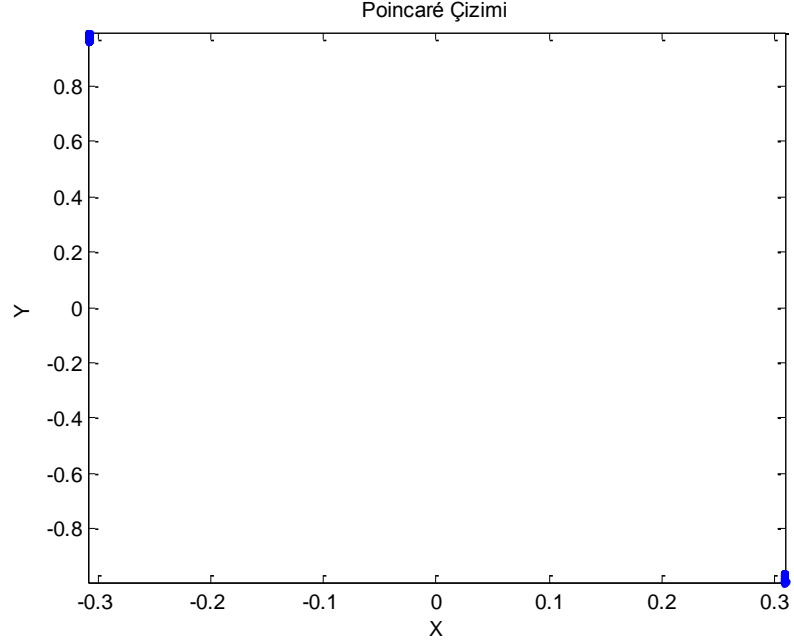


Şekil 4.38: DGKS ve GKS ile şebeke işaretinin frekans kestirimi



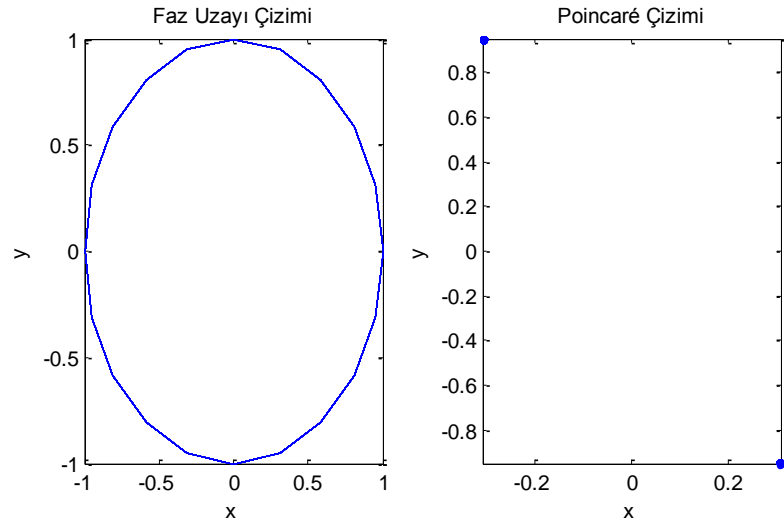
Şekil 4.39: DGKS ile kestirilmiş şebeke işaretinin faz uzaı çizimi

Kaotik işaretleri tanımlayabilmek için kullanılan faz uzayı ve Poincaré çizimleri incelenerek kestirilen şebeke işaretinin ne kadar iyi kestirildiği sonucuna varılabilir. Kestirilen şebeke işaretinin faz uzayı ve Poincaré çizimleri sırasıyla Şekil 4.39 ve 4.40'ta verilmiştir.



Şekil 4.40: DGKS ile kestirilmiş şebeke işaretinin Poincaré çizimi

Kestirilen şebeke işaretinin faz uzayı ve Poincaré çizimleri normal durumda çalışan osilatör çıkışlarına çok benzemektedir (Şekil 4.41). Bu durum DGKS yönteminin kaotik gürültüleri süzme konusundaki tatmin edici performansını doğrulamaktadır.



Şekil 4.41: Normal durumda çalışan osilatörün faz uzayı ve Poincaré çizimi

Yöntemin frekans kestirimi performansının yanında ne kadar hızlı frekansı kestirdiğinin de önemi vardır. Gerçek zamanlı frekans takibi yapabilen DGKS ve GKS yöntemleri bu özellikleri ile diğer yöntemlere üstünlük sağlamaktadır. DGKS ve GKS yöntemlerinin ortalama frekans kestirim süreleri Tablo 4.3'te verilmiştir.

Tablo 4.3: Çeşitli gürültü durumları için DGKS ve GKS yönteminin ortalama frekans kestirimi zamanları

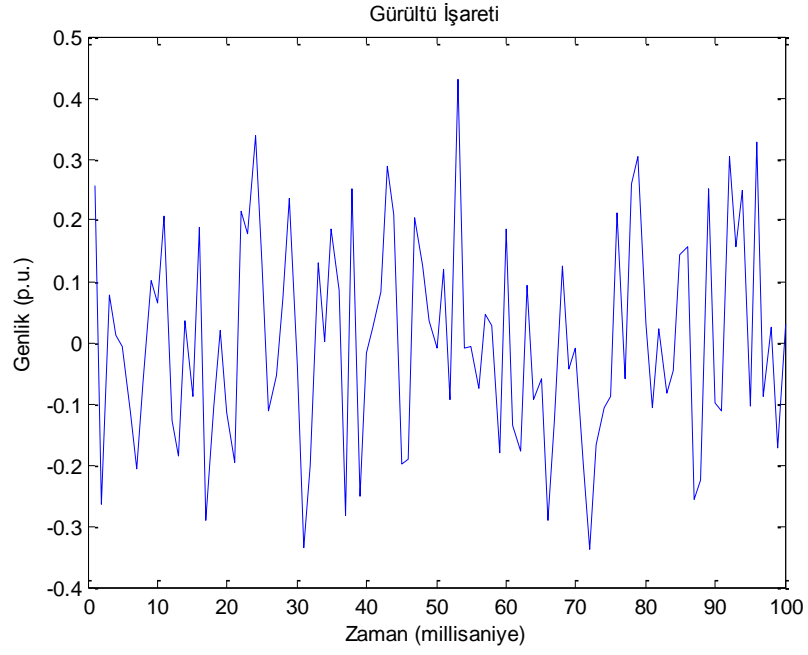
Gürültü	DGKS (ms)	GKS (ms)
Beyaz	8	11
Harmonik	16	30
Darbe	20	30
Kaotik	30	42

4.4. BAĞIMSIZ BİLEŞEN ANALİZİ (BBA) YÖNTEMİ İLE FREKANS KESTİRİMİ

Bağımsız Bileşen Analizi (BBA) genellikle kör kaynak ayırması için kullanılır. Bu yöntem bilinmeyen oranlarda karışan işaretlerin ayrılması için önerilmiştir. Bu çalışmada gürültülü şebeke işaretini, gürültü ve şebeke işareti olarak ayırmak için kullanılmıştır. Normal şartlar altında BBA, ayrılacak işaret sayısı kadar gözlem işaretine ihtiyaç duyar. Bu çalışmada zamanda alınan gürültülü şebeke işareti tek gözlem olduğu için zamanda alınan işaretin gecikmeli hali ikinci gözlem olarak kullanılmıştır. BBA, işaretin kendisini bulduğu için frekans kestirimi ayrıştırılan şebeke işareti üzerinden Fourier dönüşümü alınarak hesaplanmıştır, ancak başka bir ölçüm metodu ile frekansı ölçmek de mümkündür. Diğer yöntemlerde olduğu gibi bu yöntemde de çeşitli gürültü çeşitleri için yöntem performansı incelenmiştir.

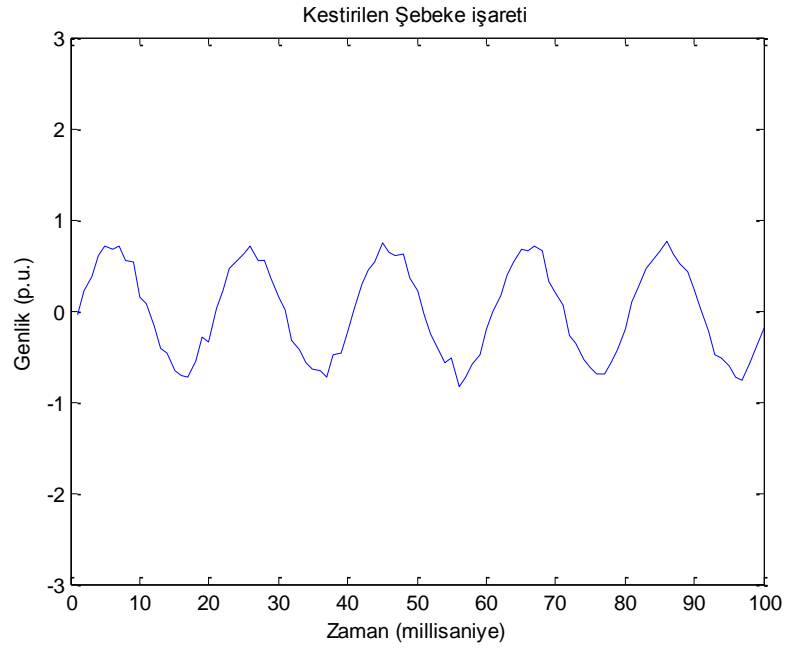
4.4.1. Beyaz Gürültü Performansı Analizi

Şebeke işaretinin beyaz gürültü ile bozulmuş gözlemleri kullanılarak işaret ve üzerindeki gürültü bileşeni BBA yöntemi ile kestirilmiştir. Yöntem ile eşitli gürültü güçlerinde (SNR) kestirilen şebeke işaretinden frekans bilgisine ulaşılmıştır. Şebeke işaretine eklenmiş beyaz gürültü (SNR = 38,74 dB) işareti Şekil 4.42'de verilmiştir.

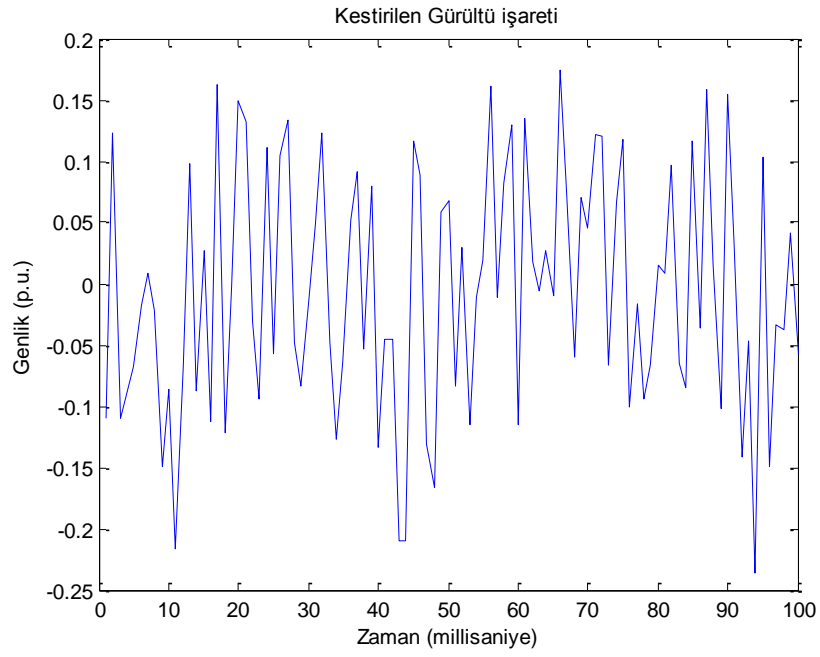


Şekil 4.42: Şebeke işaretine eklenen beyaz gürültü işareti (SNR = 38,74 dB)

Gürültü gücü düşük olan bu durumdaki şebeke işaretinin kestirimi Şekil 4.43’de, gürültü işareti ise Şekil 4.44’te verilmiştir. Ayrıştırma sonucunda frekans kestirimi için BBA yönteminin kestirdiği gürültüsüz şebeke işareti kullanılarak Fourier dönüşümü yapılmıştır.

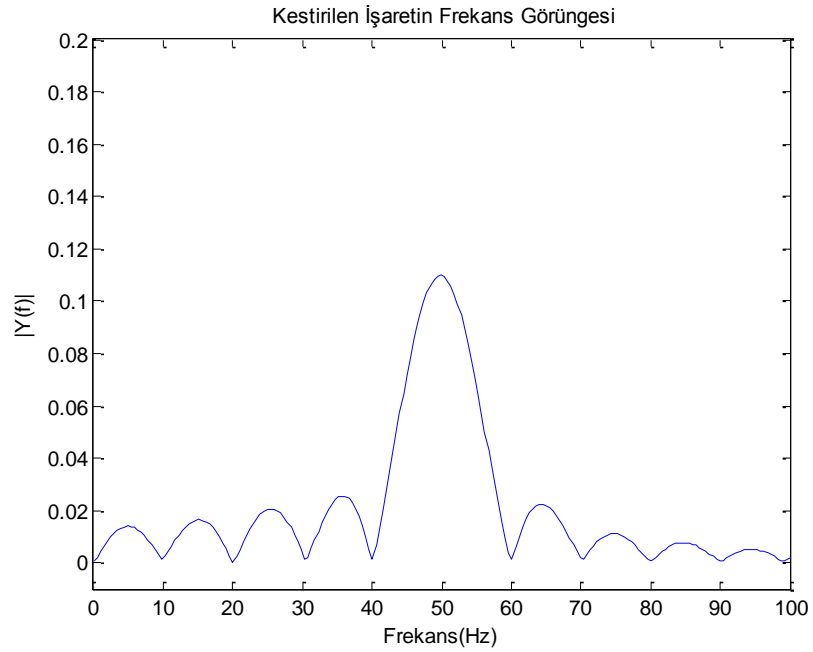


Şekil 4.43: BBA ile ayrıştırılmış şebeke işareti



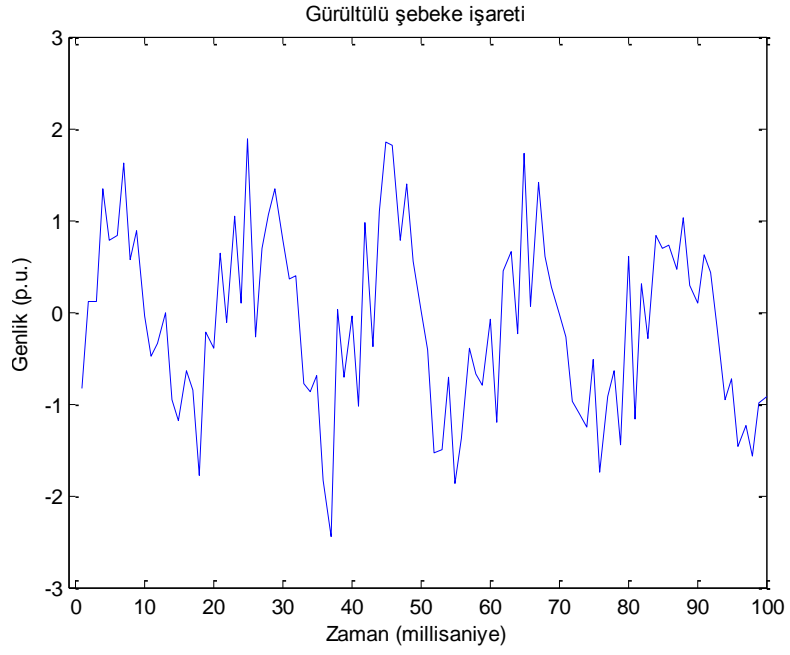
Şekil 4.44: BBA ile ayrıştırılmış gürültü işareti

Fourier dönüşümü sonucu elde edilen frekans görüncesi Şekil 4.45'te verilmiştir. BBA yöntemi sonucu elde edilen frekans kestirimi değeri ise 50,01 Hz'dir.



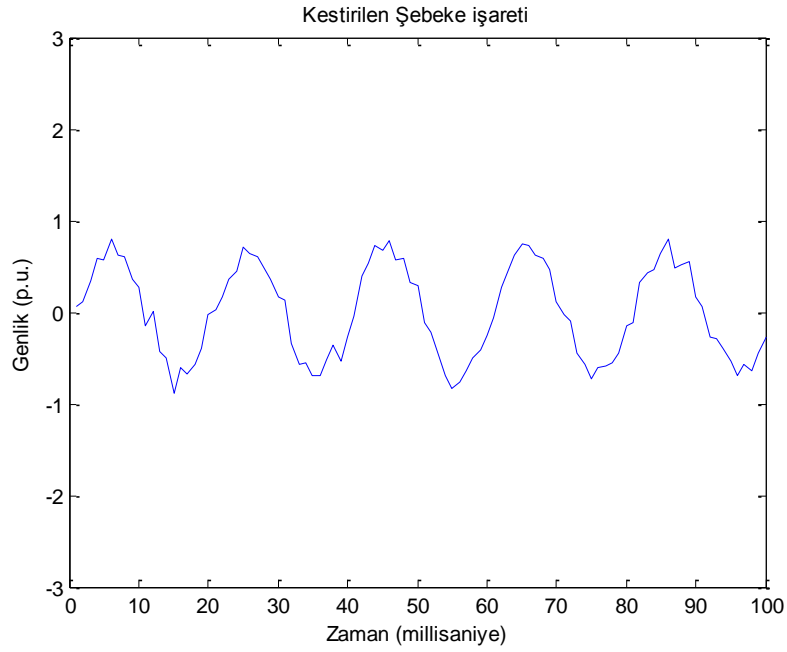
Şekil 4.45: Kestirilen şebeke işaretinin frekans görüncesi

Gürültü seviyesinin yüksek olduğu durumda BBA yönteminin performansını test etmek için sisteme daha yüksek oranda ($SNR = 3$ dB) beyaz gürültü verilmiştir.



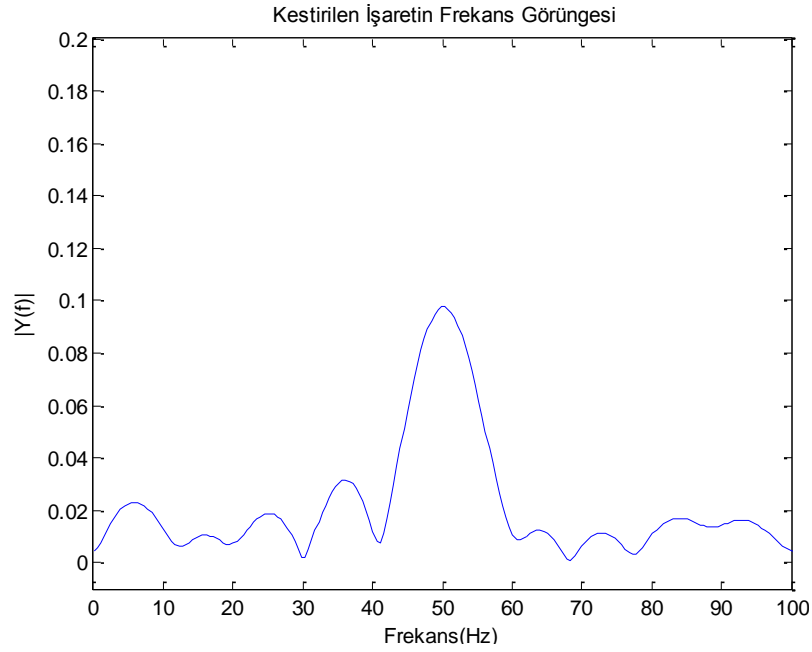
Şekil 4.46: Gürültülü şebeke işareti (SNR = 3 dB)

Gürültülü şebeke işareti Şekil 4.46'da gösterilmiştir. Bu işaretten ayrıştırılmış şebeke işareti ise işareti Şekil 4.47'de verilmiştir.



Şekil 4.47: BBA ile ayrıştırılmış şebeke işareti

Kestirilen şebeke işaretinden elde edilen frekans görünüşü Şekil 4.48'de görülmektedir. Frekans değeri ise 50,34 Hz olarak ölçülmüştür.



Şekil 4.48: Kestirilen şebeke işaretinin frekans görüngesi

Çeşitli beyaz gürültü seviyeleri için elde edilmiş BBA frekans kestirim performansları Tablo 4.4' te verilmiştir.

Tablo 4.4: Bağımsız bileşen analizi yönteminin frekans kestirim performansı

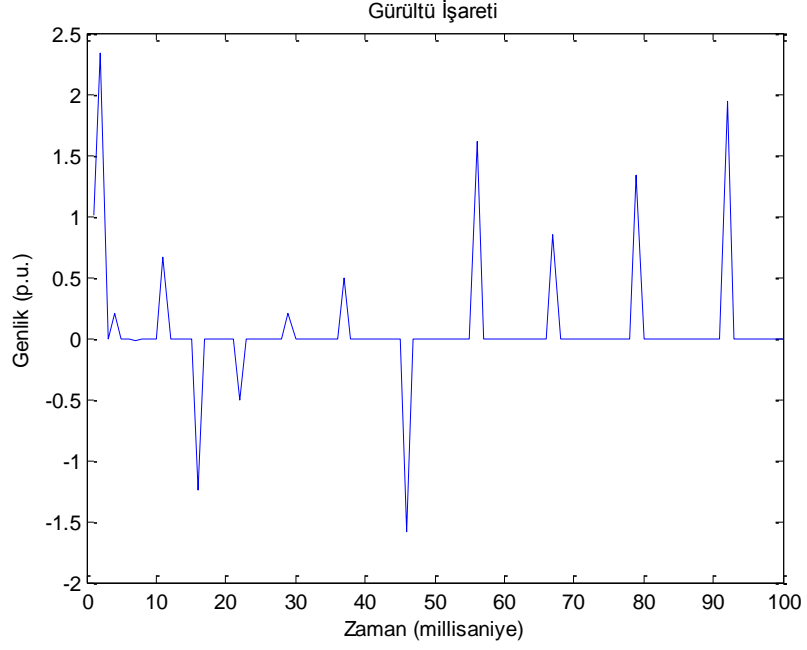
SNR (dB)	BBA yöntemi ile frekans kestirimi (Hz)
38,74	50,01
17,90	50,04
4,24	50,34

4.4.2. Harmonik Gürültü Performansı Analizi

Şebeke işaretine birinci, üçüncü ve beşinci harmonik gürültüsü eklenerek incelemeler yapılmıştır. Ancak şebeke işaretine bu işarete direk bağımlı olan harmonik gürültüsü eklendiğinde, BBA yönteminin ana kabulü olan istatistiksel olarak bağımsız olma koşulu ortadan kalkmakta ve bu nedenle yöntem düzgün çalışmamaktadır. Bu nedenle sistemde sadece harmonik gürültüsü olduğu durumda kestirim mümkün olmamaktadır.

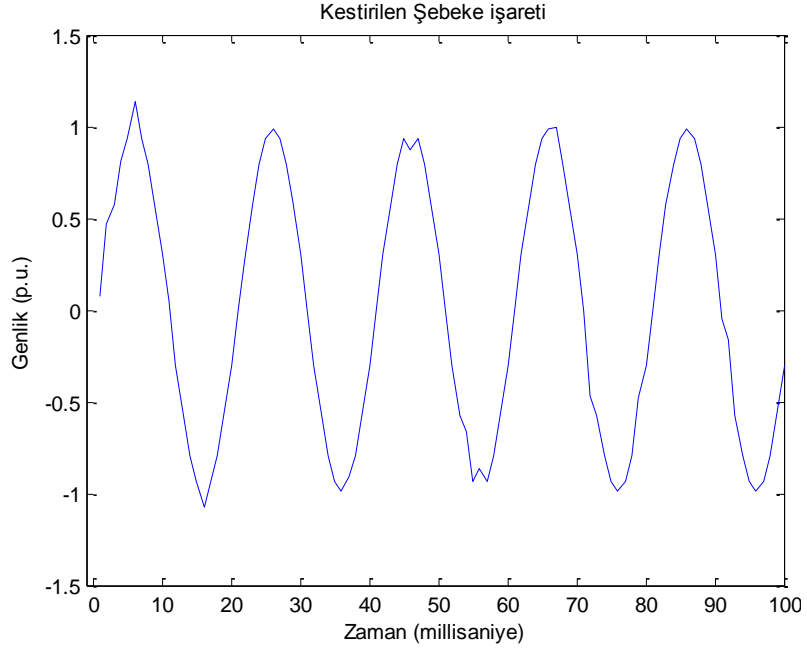
4.4.3. Darbe Gürültü Performansı Analizi

Bu çalışmada kullanılan rasgele darbe gürültü dizisi Şekil 4.49'da verilmiştir.



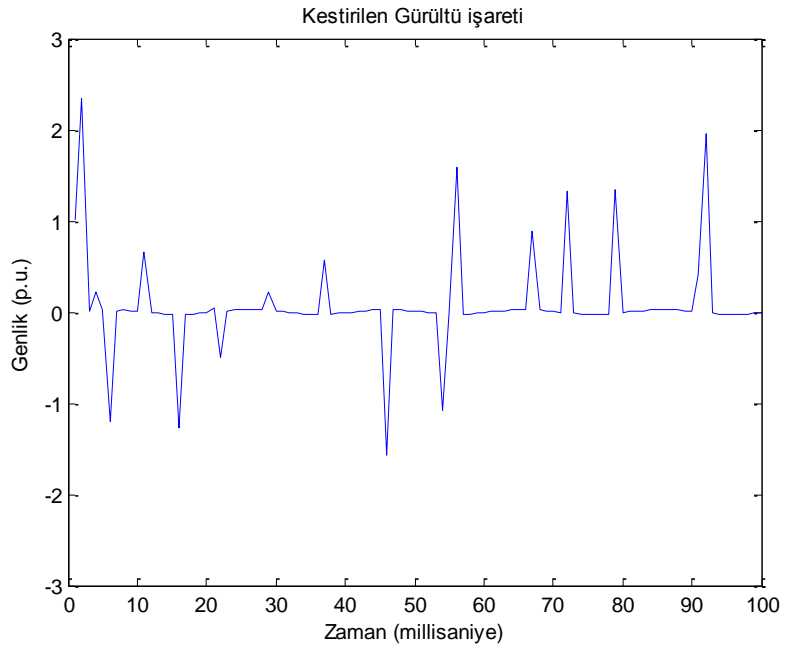
Şekil 4.49: Rasgele darbe gürültüsü

BBA yöntemi ile kestirilen şebeke işareti Şekil 4.50'de görülmektedir.



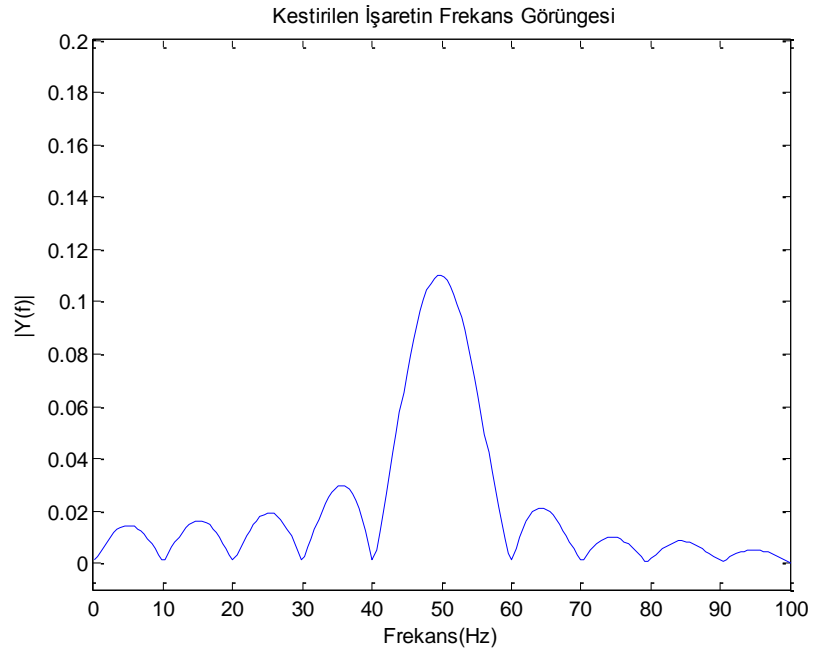
Şekil 4.50: BBA ile ayrıştırılmış şebeke işareti

Aynı şekilde kestirilen gürültü işareti ise Şekil 4.51’de verilmiştir.



Şekil 4.51: BBA ile ayrıştırılmış gürültü işareti

Kestirilen şebeke işaretinin Fourier dönüşümü alınarak elde edilen frekans görüncesi ise Şekil 4.52’de verilmiştir.

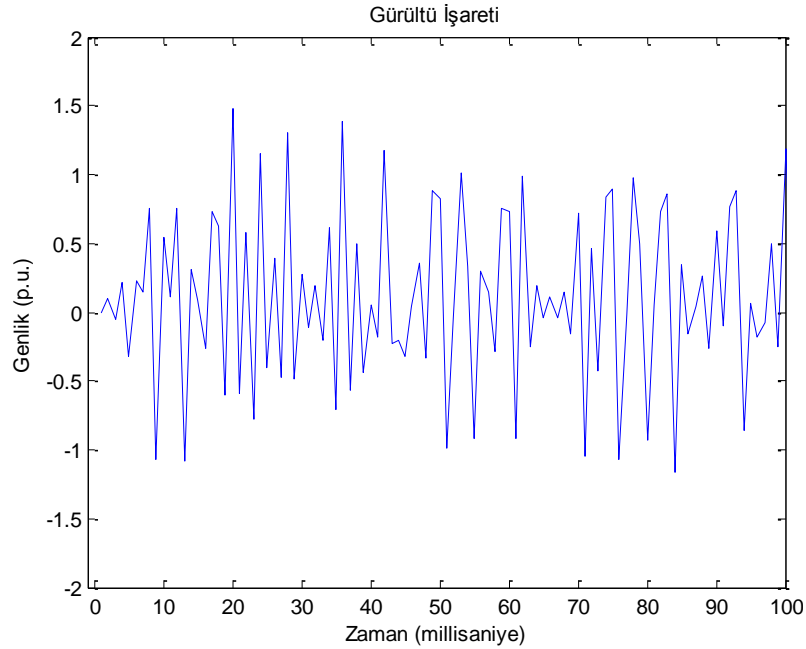


Şekil 4.52: Kestirilen şebeke işaretinin frekans görüncesi

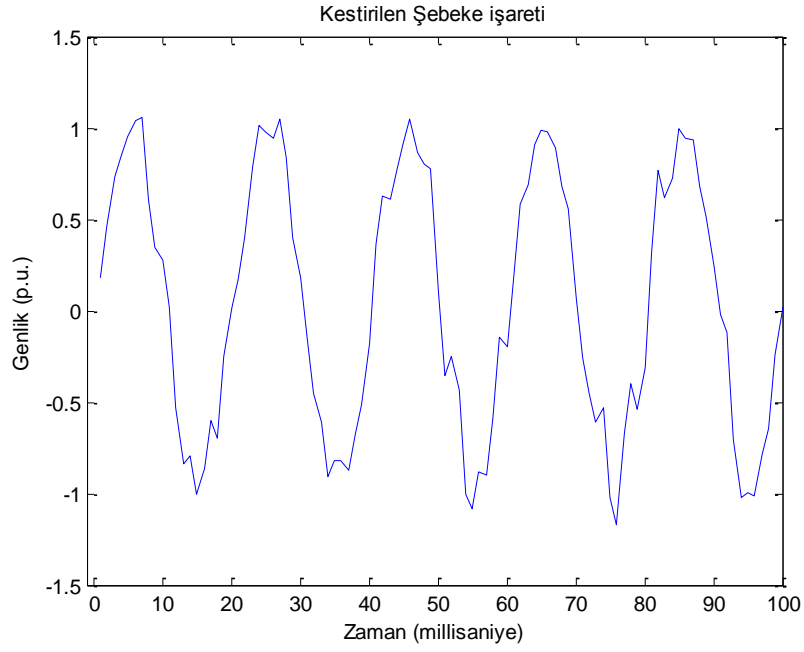
BBA kestirimi sonucunda hesaplanan şebeke frekansı ise 49,5 Hz olarak bulunmuştur. Bu kestirim performansı yeterince iyidir. Ayrıca eğer temel işaret ve gürültülü işaret bilinen oranlarda karıştırılırsa BBA' nın performansı oldukça artmaktadır. Bu özelliği sayesinde BBA, şebeke işaretine eklenecek bilgi veya istenen bozucu işareti ayırarak şebeke işareti ile bilginin tekrar elde edilmesinde etkili bir biçimde kullanılabilir. Ayrıca BBA' nın, kaçak elektrik kullanımına yönelik, şebeke işaretine veri veya bilinen bozucu etki eklemek kaydıyla elektriğin izinsiz olarak kullanımını kısıtlayarak kaçağın önüne geçmek için öngörülen ileriki çalışmalarda kullanılabileceği düşünülmektedir.

4.4.4. Kaotik Gürültü Performansı Analizi

Bu çalışmada Duffing osilatörü vasıtasıyla kaotik gürültü elde edilmiştir. Elde edilen gürültü şebeke işareti ile ferrezonans durumundaki frekans kestirim performansı incelenmiştir. Kaotik gürültü işareti Şekil 4.53'te verilmiştir. Bozuk şebeke işaretinin zaman gecikmeli hali kullanılarak BBA yöntemi ile şebeke işareti kestirilmiştir. Kestirilen şebeke işareti Şekil 4.54'de verilmiştir.

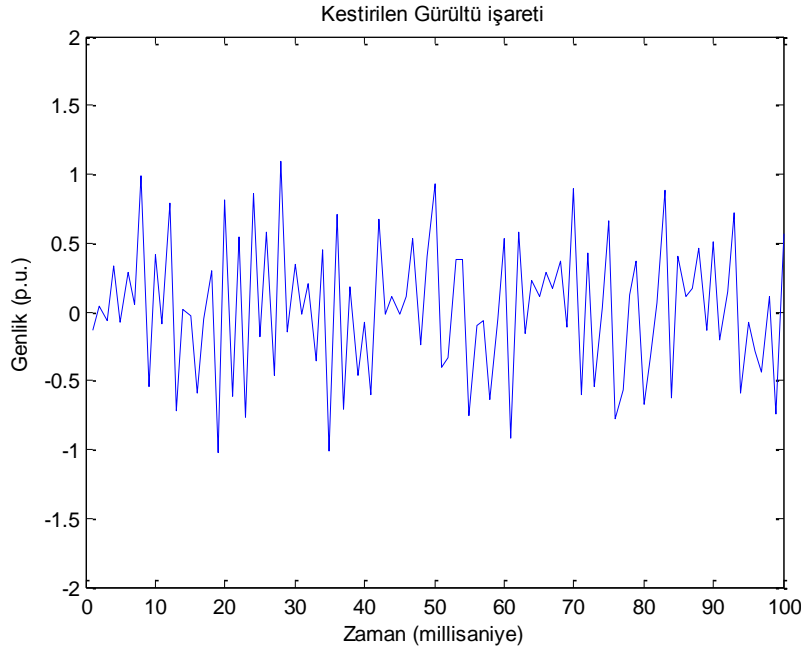


Şekil 4.53: Kaotik gürültü işareti

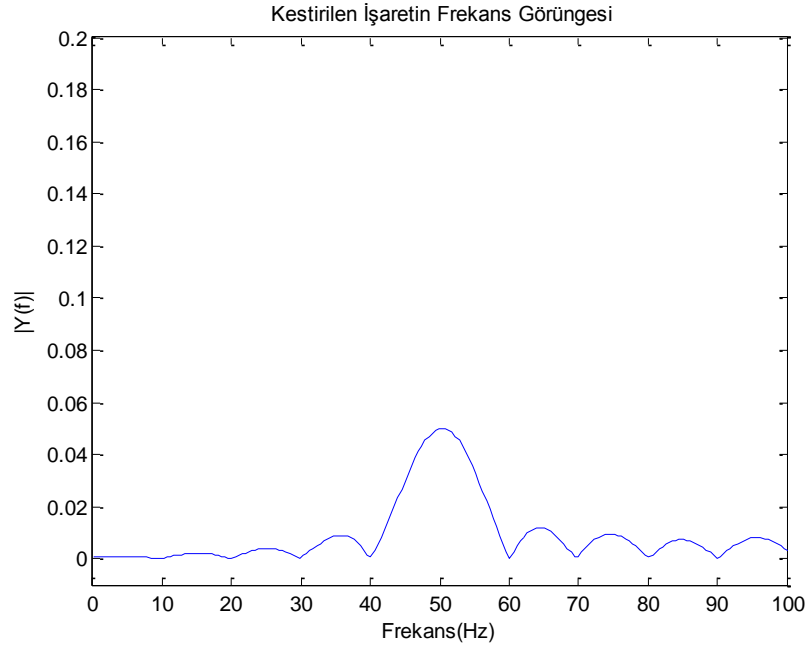


Şekil 4.54: BBA ile ayrıştırılmış şebeke işareti

BBA ile kestirilen gürültü işareti Şekil 4.55'te verilmiştir. Gürültü işareti kaotik karakteristiğe sahip olmasına rağmen BBA kestirimi başarılıdır. Performans analizi yapabilmek için ayrıca kestirilen şebeke işaretinin frekans görüncesine bakılmıştır. Kestirilen şebeke işaretinin frekans görüncesi Şekil 4.56'da verilmiştir.



Şekil 4.55: BBA ile ayrıştırılmış kaotik gürültü işareti



Şekil 4.56: Kestirilen şebeke işaretinin frekans görüngesi

BBA yardımı ile kestirilen şebeke işaretinin frekansı 50,21 Hz olarak ölçülmüştür. Kaotik durumda kestirilen bu frekans değeri yeterince tatmin edicidir.

Çalışmada önerilen yöntemlerin performans analizini birlikte inceleyebilmek için elde edilen sonuçlar Tablo 4.5'te verilmiştir. Bu sonuçlara göre DGKS en iyi kestirim sonuçlarını vermiştir. Gürültüyü ve şebeke işaretini ayrı ayrı elde edebilen özgün yapısıyla BBA yöntemi harmonik durumu hariç yeterli kestirim performansı sağlamaktadır.

Tablo 4.5: Çeşitli gürültü tipleri için önerilen yöntemlerin frekans kestirim performansı

Gürültü tipi	Düzenlenmiş SGY (Hz)	Uyarlanabilir Süzgeç kullanan SGY (Hz)	DGKS (Hz)	BBA (Hz)
Beyaz (35 dB)	49,98	50,08	50	50,01
Harmonik	50,05	50,01	50	49,5
Darbe	50,04	49	50	-
Kaotik	30,05	10	50	50,21

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Elektrik enerji sistemlerinin en önemli parametrelerinden biri olan şebeke frekansının kararlı ve sabit anma değerinde korunabilmesi, üretilen elektrik enerjisinin kalitesini ve güvenilirliğini belirler. Frekans kontrolü ve ölçümü enerji sisteminin kararlılığı için hayatidir; bu nedenle frekansın anma değerinde sabit kalmasını sağlayan ve bunu sürekli denetleyen kontrol yöntemleri kullanılmaktadır.

Bu çalışmada sistem frekansının daha doğru ve hızlı bir şekilde ölçüm ve kontrolünün yapılabilmesi için çeşitli yöntemler önerilmiştir. Ölçüm ve kontrolün doğruluğunu belirleyen ana faktör şebeke işareti üzerindeki gürültünün gücü ve karakteristiğidir. Bu nedenle şebeke işareti üzerinde en çok görülen gürültü modelleri kullanılarak önerilen yöntem performansları incelenmiştir. Bu gürültü çeşitleri sırasıyla beyaz gürültü, harmonik gürültüsü, darbe gürültüsü ve kaotik gürültülerdir. Şebeke frekansını doğrudan etkileyen ferrezonans, yüksek bozucu etkiye sahip ve kaotik karakteristikte bir gürültüdür. Bu nedenle çalışmada önerilen yöntemlerden öncelikli olarak ferrezonans durumundaki frekans kestirimini yapmaları beklenmektedir.

Bu çalışmada kullanılan beyaz gürültü etkileri için çeşitli işaret gürültü oranlarında (SNR) ölçüm yapılmıştır. Harmonik gürültüsünü inceleyebilmek için şebeke işaretinin birinci, üçüncü ve beşinci harmonikleri kullanılmıştır. Darbe gürültüsü için rasgele darbe dizisi üretilerek şebeke işaretine eklenmiştir. Ferrezonansı modelleyebilmek için ise Duffing osilatörünün kaotik dinamik sistem modeli kullanılmıştır.

Önerilen yöntemlerden ilki olan düzenlenmiş sıfır geçiş yöntemi klasik sıfır geçiş yönteminin içerisine eklenen matematiksel bir altyapı sayesinde oluşturulmuştur. Sıfır geçiş yöntemi değişken işaretin genliğindeki gürültü nedeniyle oluşan bozukluklardan doğrudan etkilendiğinden alçak geçiren süzgeç ile birlikte kullanılır. Önerilen yöntemde ise süzgecin getirdiği gecikme ve hesap yükü ortadan kalkmıştır. Yapılan çalışmalarda şebeke işaretinde beyaz gürültü olması durumunda, yöntem performansı alçak geçiren süzgeç kullanıldığı durumdaki performansına çok yakındır. Gürültü gücü yükseldikçe

beklendiği gibi performans düşmektedir. Şebekede harmonik ve darbe gürültüsü olması durumunda yöntem tatmin edici performans göstermektedir. Ancak gürültü kaotik yapıda olduğunda hem klasik hem de düzenlenmiş sıfır geçiş yönteminin performansı çok düşmektedir ve frekans kestirimi mümkün olamamaktadır.

Daha sonra sıfır geçiş yönteminin performansını arttırmak için uyarlanabilir süzgeç yapısı önerilmiştir. Uyarlanabilir süzgeç girişine gelen işaretin üzerindeki gürültünün istatistikleri değişikçe kendini uyarlama özelliğine sahiptir. Yapılan çalışmada beyaz gürültü performansı açısından yöntemler arası pek fark olamamasına rağmen harmonik gürültüsü uyarlanabilir süzgeç kullanan sıfır geçiş yöntemi önemli performans artışı sağlamıştır. Darbe gürültüsü incelendiğinde uyarlamalı sistem yeterince iyi yakınsayamadığından ve uyarlamalı gürültü temizleme sistemine girilecek referans gürültü işareti kestirilemediğinden performans düşüktür. Kaotik gürültü söz konusu olunca önerilen yöntemin performansı gerçekten yetersizdir.

Daha iyi kestirim performansı sağlamak amacı ile genişletilmiş Kalman süzgecinin düzenlenmiş modeli yeni bir yaklaşım olarak analiz edilmiştir. Düzenleme adımı matematiksel ve yinelemeli olarak GKS' nin performansını arttırmıştır. Genel olarak tüm gürültü modelleri için hem GKS hem de DGKS kestirimi istenen şekilde sağlamaktadır, ancak DGKS daha hızlı (20ms) ve daha az frekans sapmasıyla frekans takip edebilmektedir. Yöntem şebekenin kaotik ferrezonansa girmesi durumunda bile frekans takip edebilmektedir. Sistem gerçek zamanlı frekans takibi yapabilmektedir.

Son olarak BBA yöntemi incelenmiştir. BBA incelenen işaretin içerisindeki işaretleri ayırtmak için kullanılmaktadır. Çalışmada yöntem vasıtasıyla şebeke işareti ve gürültü ayrıştırılmıştır. Daha sonra kestirilen şebeke işaretinden frekans ölçülmüştür. Yöntemin beyaz gürültü ve darbe gürültüsü performansı tatmin edicidir. Harmonik bileşenler ve şebeke işareti ile istatistiksel olarak bağımlı olduğu için harmonikli işareti ayırtıramamaktadır. Ancak yöntemin kaotik gürültü performansı yeterlidir.

Önerilen yöntemler içerisinde en iyi performansı doğruluğu ve gerçek zamanlı takip edebilme özelliği ile DGKS yöntemi göstermiştir. Ayrıca BBA'nın daha önce bu konuda kullanılmamış olması ve kaotik gürültüleri ayırtabilmesi nedeniyle gelecekteki çalışmalarda önemli bir yöntem olarak yer alabileceği düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

1. CHOWN, G.A., WIGDOROWITZ, B., 2004, A Methodology for the Redesign of Frequency Control for AC Networks, *IEEE Transactions on Power Systems*, 19 (3), 1546-1554.
2. XUE, S.Y., YANG, S.X., 2009, Power system frequency estimation using supervised Gauss-Newton algorithm, *Measurement*, 42 (1), 28-37.
3. BACKMUTSKY, V., ZMUDÍKOV, V., 1995, Accurate frequency estimation in power systems by DSP, *Electrical and Electronics Engineers in Israel (IEEEI), 1995 IEEE 18th Convention*, 712-715.
4. BEGOVIĆ, P.M., DJURİC, S.D., PHADKE, A.G., 1993, Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 8 (2), 480-486.
5. UZUNOĞLU, C.P., GÜNEŞ, İ., UĞUR, M., 2011, Analysis of frequency characteristics of electrical arcs on the insulating sheath of the ADSS fiber optic cables, *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 19 (1), 109-118.
6. HART, D., NOVOSEL, D., HU, Y., SMİTH, B., EGOLF, M., 1997, A new frequency tracking and phasor estimation algorithm for generator protection, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 12 (3), 1064-1073.
7. KARIMI, H., KARIMI, M., GHARTEMANI, M., IRAVANI, M.R., 2004, Estimation of frequency and its rate of change for applications in power systems, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 19 (2), 472-480.
8. SIDHU, S., 1999, Accurate measurement of power system frequency using digital signal processing technique, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 48 (1), 75-81.
9. SZAFRAN, J., REBIZANT, W., 1998, Power system frequency estimation, *IEEE Proceedings Generation Transmission and Distribution*, 145 (5), 578-582.
10. SACHDEV, S., GIRAY, M.M., 1985, A least error squares technique for determining power system frequency, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 104 (2), 435-444.
11. SACHDEV, S., NAGPAL, M., 1991, A recursive least error squares algorithm for power system relaying and measurement applications, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 6 (3), 1008-1015.

12. PRADHAN, K., ROUTRAY, A., BASAK, A., 2005, Power system frequency estimation using least mean square technique, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20 (3), 1812-1816.
13. TERZICA, V.V., DJURIC, M.B., KOVACAVIC, B.D., 1994, Voltage phasor and local system frequency estimation using Newton type algorithm, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 9 (3), 1368-1374.
14. DASH, P.K., PRADHAN, K., PANDA, G., 1999, Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex Kalman filter, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 14 (3), 761-766.
15. HUANG, C.H., LEE, C.H., SHIH, K.J., WANG, Y.J., 2007, Frequency Estimation of Distorted Power System Signals Using Robust Extended Complex Kalman Filter, *Intelligent Ssystems Applications to Power Systems*, , 5-8 November 2007 Toki Messe, Niigata,1-6.
16. LAI, L.L., CHAN, W.L., TSE, C.T., SO, A.T.P., 1999, Real-time frequency and harmonic evaluation using artificial neural networks, *IEEE Transactions on Power Delivery*,14 (31), 52-59.
17. CEKLİ, S., UZUNOĞLU, C.P., 2011, Olasılıksal sinir ağları ile kaotik devre çıkışı örüntülerinin sınıflandırılması, *SIU 2011*, Antalya, 170-173.
18. RADMANESH, H., 2010, Controlling chaotic ferroresonance oscillations in autotransformers including linear and nonlinear core losses effect, *International review of Electrical Engineering*, 5 (6), 2644-2652.
19. VALVERDE, V., MAZON, A.J., ZAMORA, I., BUIGUES, G., 2007, Ferroresonance in Voltage Transformers: Analysis and Simulations, *ICREPO 2007*, 28-30 March, Spain.
20. MOSES, P.S., MASOUM, M.A.S., 2009, Modelling Ferroresonance in Single-Phase Transformer Cores with Hysteresis, *8th WSEAS ICOSSE'09*, Genova, Italy, 246-250.
21. EMIN, Z., KOCIS, L., BRONZEADO, H., SHIM, E., 2011, Review of ferroresonance phenomenon on power systems: practical examples and experience with adopted solutions, *CIGRE International Symposium, April 2011*.
22. EMIN, Z., ZAHAWAI, B., TONG, Y.K., UĞUR, M., 2001, Quantification of Chaotic Behavior of Ferroresonant Voltage Transformer Circuits, *IEEE CAS-I Fundamental Theory and Applications*, 48 (6), 757-760.
23. AKINCI, T.C., MOKRYANI, G., GÖKMEN, G., EKREN, N., ŞEKER, S., 2009, Bir Fazlı İletim Hattı Modeli Üzerinde Ferrorezonans olayının incelenmesi, *IATS'09*, Karabük, Türkiye.
24. TSONEV, E., SIMEONOV, I., 2004, Chaotic Oscillations in Ferroresonance Circuits, *Journal of BSUAE on Applied Electromagnetism*, 6 (1), 66-81.

25. SANAYEI, A., 2009, Controlling Chaos in Forced Duffing Oscillator Based on OGY Method and Generalized Routh-Hurwitz Criterion, *ICCEE'09*, 2, 591-595.
26. UZUNOĞLU, C.P., UĞUR, M., 2010, Enerji sistemlerinde kullanılan frekans kontrol algoritmalarının performans analizleri ve yeni bir yaklaşım, *3E ELECTROTECH*, 189, 210-216.
27. HAYKIN, S., 1996, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, 0-13-322760-X.
28. UZUNOĞLU, C.P., UĞUR M., 2009, Enerji sistemlerinde uyarlanabilir süzgeç kullanan sıfır geçiş algoritması ile frekans kontrolü, *3. Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu*, Kocaeli.
29. DRIESSEN, P.F., 1994, DPLL bit synchronizer with rapid acquisition using adaptive Kalman filtering techniques, *IEEE Transactions on Communications*, 42 (9), 2673-2675.
30. UZUNOĞLU, C.P., CEKLİ, S., UĞUR, M., 2011, Adaptive Frequency Estimation of Distorted Power System Signals Using Modified Extended Kalman Filter, *Gazi University Journal of Science*, 24 (1), 85-89.
31. HYVÄRİNEN, A., OJA, E., 2000, Independent component analysis: algorithms and applications, *Neural Networks*, 13 (4-5), 411-430.
32. HYVÄRİNEN, A., OJA, E., 1997, A fast fixed-point algorithm for independent component analysis, *Neural Computations*, 9 (7), 1483-1492.
33. MASAHIDE, H., OHNISI, K., OHNISI, T. 2005, Analysis of load frequency control dynamics based on multiple synchronized phasor measurements, *15th PSCC*, 9, 1-7.
34. ZHANG, Y., 2007, *Load frequency control of multiple-area power systems*, Thesis (MSc), Tsinghua University.
35. SREENIVAS, T.V., NIEDERJOHN, R.J., 1992, Zero-crossing Based Spectral Analysis and SVD Spectral Analysis for Formant Frequency Estimation in Noise, *IEEE Trans. Sig. Proc*, 40 (2), 282-293.
36. UĞUR, M., 1992, *Implementation of a frequency measuring algorithm on an IBM-PC*, Thesis (MSc), UMIST.
37. DIMONTE, C.L., ARUN, K.S., 1990, Tracking the frequencies of superimposed time-varying harmonics, *ICASSP-90*, 2539-2542.
38. ZADEH, D., REZA, M., 2010, A Real Time Power System Harmonic Estimator Considering Fundamental Frequency Variations, *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, 11 (4), Article 4.
39. PHADKE, A.G., 1993, Synchronized Phasor Measurements, *IEEE Computer Applications in Power*, 6, 10-15.

40. HOJO, M., OHNISHI, T., MITANI, Y., SAEKI, O., UKAI, H., 2003, Observation of Frequency Oscillation in Western Japan 60Hz Power System Based on Multiple Synchronized Phasor Measurements, *IEEE Bologna PowerTech Proceedings*, 23 (2), 1049-1054.
41. GIRGIS, A.A., HWANG, T.L.D., 1984, Optimal Estimation of Voltage Phasors and Frequency Deviation Using Linear and Nonlinear Kalman Filtering Theory and Limitations, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 103 (10), 2943-2951.
42. KUMARAN, R.J., VENKATESH, K.G., SWARUP, K.S., 2008, Power system stability analysis using perturbation technique, *XXXII National Systems Conference*, 390-394.
43. PAPOULIS, A., 1991, *Probability, random variables and stochastic processes*, McGraw-Hill, ISBN-10: 0070484686.
44. ADAK, S., 2003, *Enerji sistemlerinde harmonik distorsiyonunun azaltılması*, Doktora tezi, Y.T.Ü.
45. KAKİLLİ, A., TUNÇALP, K., SUCU, M., 2008, Harmoniklerin güç kompanzasyon sistemlerine etkilerinin incelenmesi ve simülasyonu, *Firat Üniversitesi Fen ve Müh. Bil. Dergisi*, 20 (1), 109-115.
46. KALENDERLİ, Ö., OK, E., ÇELEBİ, S., 2009, 14' kV'luk darbe gerilimi üretici tasarımı ve yapımı, *3E Electrotech*, 177, 62-68.
47. KALENDERLİ, Ö., ÖZDEMİR, A., 1990, *Yüksek Gerilim Laboratuvarı Deneyleri*, İTÜ EEF Ofset Matbaası, İstanbul.
48. HOLBOLL, J.T., HENRIKSEN, M., 1996, Frequency dependent pd-pulse distortion in rotating machines, *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, 1, 192-196.
49. SPROTT, J.C., 2003, *Chaos And Time-Series Analysis*, Oxford University Press.
50. ZWILLINGER, D., 1997, *Handbook of Differential Equations*, Academic Press., 3rd. ed., p.22, Boston.
51. UZUNOĞLU, C.P., UĞUR, M., KUNTMAN, A., 2008, Simulation Of Chaotic Surface Tracking On The Polymeric Insulators With Brownian Motion, *Istanbul University – Journal of Electrical & Electronics Engineering*, 8 (1), 585-592.
52. WIGGINS, S., 1990, Application to the Dynamics of the Damped, Forced Duffing Oscillator, *Int. to Applied Nonlinear Dynamical Systems and Chaos. New York: Springer-Verlag*, 5-6, 10, 23, 26-32, 44-45, 50-51, and 153-175.
53. WIDROW, B., GLOVER, J., McCOOL, J., KAUNITZ, J., WILLIAMS, C., HEARN, R., ZEIDLER, J., DONG, E., GOODIN, R., 1975, Adaptive noise canceling: principles and applications, *Proc. IEEE*, 1-3, 1692-1716.

54. HAYKIN, S., SAYED, A., ZEIDLER, J., YEE, P., WEI, P., 1997, Adaptive tracking of linear time-variant systems by extended RLS algorithms, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45, 1118-1128.
55. KALMAN, R.E., 1960, A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems, *Journal of Basic Engineering*, 83D, 95-108.
56. DOĞAN, U., DEMİREL, H., 2001, En küçük karelere göre dengeleme ile Kalman filtreleme yöntemi arasındaki ilişki, *Yıldız Teknik Üniversitesi Dergisi*, 2001/3.
57. BROWN, G.D., YAMADA, S., TERRENCE, J.S., 2001, Independent component analysis at neural cocktail party, *Trends in Neurosciences*, 24(6), 54-63.
58. SEZER, O.G., ERTÜZÜN, A., ERÇİL, A., 2004, Bağımsız bileşenler analizi ile otomatik kumaş kalite kontrolü, *SIU 2004*, 743-746.
59. SEZER, O.G., ERÇİL, A., KESKİNÖZ, M., 2005, Destek Vektör Makinesi Kullanarak Bağımsız Bileşen Tabanlı 3B Nesne Tanıma, *SIU 2005*, 99-102.
60. COMON, P., 1994, Independent component analysis – a new concept, *Signal Processing, Elsevier*, 36 (3), 287-314.
61. HAYKIN, S., CHEN, Z., 2005, The Cocktail Party Problem, *Neural Computation*, 17 (9), 1875-1902.
62. PHAM, D.T., GARRAT, P., JUTTEN, C., 1992, Separation of a mixture of independent sources through a maximum likelihood approach, *In Proc. EUSIPCO*, 771-774.

ÖZGEÇMİŞ

Cengiz Polat UZUNOĞLU, 1980 yılında İstanbul'da doğdu. İlköğrenimini Kocamustafapaşa İlkokulunda 1991 yılında tamamladı. Orta ve lise öğrenimini Vefa Anadolu Lisesinde 1998 yılında tamamladı. 1998 yılında İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü kazandı. 1998–2002 yıllarında aynı bölümde lisans öğrenimini tamamladı ve 2002 yılında Elektronik Mühendisi unvanı ile mezun oldu. 2002–2003 Akademik yılında İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik - Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında Yüksek Lisans öğrenimine başladı. 2003 yılında İ.Ü. Yapı İşleri ve Teknik Daire Başkanlığında göreve başladı. 2005 yılında İ.Ü. Mühendislik Fakültesi Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü Elektrik Tesisleri Ana Bilim Dalında Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı. 2005 yılında yüksek lisans programını bitirdi ve Elektrik- Elektronik Yüksek Mühendisi unvanını aldı. 2005 – 2006 akademik yılında İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Doktora Programına başladı. 2006–2007 yıllarında askerlik görevini yedek subay olarak Deniz Harp Okulunda yaptı ve terhis olduktan sonra doktora öğrenimine devam etti. Halen İ.Ü. Mühendislik Fakültesi Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elektrik – Elektronik Ana Bilim Dalında çalışmalarına devam etmektedir.