

İNSANSIZ HAVA ARAÇLARI AKUSTİK YÖN KESTİRİMİ

ACOUSTIC DIRECTION OF ARRIVAL ESTIMATION OF UNMANNED AERIAL VEHICLES

SERHAT KARAASLAN

PROF. DR EMRE AKTAŞ

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

ÖZET

İNSANSIZ HAVA ARAÇLARI AKUSTİK YÖN KESTİRİMİ

Serhat KARAASLAN

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Emre AKTAŞ

Eş Danışman: Dr. Alper BEREKETLİ

Ocak 2021, 137 sayfa

İnsansız hava aracı (İHA) teknolojisindeki gelişmelerle birlikte İHA çeşitliliği artmış ve İHA'lar pek çok uygulamada yaygın olarak kullanılır hale gelmiştir. Uzaktan kontrol edilebilme, görüntü aktarımı ve yük taşıma gibi yeteneklere sahip olmaları, İHA'ların, insanlığa faydalı uygulamalarda kullanılmalarının yanı sıra kaçakçılık, casusluk ve terör gibi yasa dışı uygulamalarda da kullanılmalarına sebep olmuştur. İHA'ların yasadışı uygulamalarda da kullanılmaları, tespit ve karşı tedbir çalışmalarını da beraberinde getirmiştir.

Literatürde İHA tespit probleminin RF sinyal analizi, görüntü işleme teknikleri, radar sinyal işleme teknikleri ve akustik sinyal işleme teknikleri olmak üzere temelde dört ana yaklaşım ile çözüldüğü görülmüştür.

Akustik sinyal işleme tekniklerinde hedefin görüş hattında bulunmasına gerek yoktur. Ayrıca bu teknikler otonom hedeflere karşı da etkili olmaktadır. Genellikle bu avantajlarından ve düşük maliyetli olmalarından dolayı akustik sinyal işleme teknikleri tercih sebebi olmaktadır.

Bu tez kapsamında, İHA uçuşu sırasında uçuş ortamı boyunca yayılan akustik sinyallerden yararlanılarak, İHA yön kestiriminde kullanılabilecek bir algoritmanın geliştirilmesi hedeflenmiştir. İlk olarak, dizin sinyal işleme problemlerinin çözümünde yararlanılan çeşitli parametreler ile, bu parametrelerin performans üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bu incelemeler sonucunda, 24 adet mikrofondan oluşan düzgün dairesel dizin yapısının kullanılmasına karar verilmiştir. Daha sonra İHA akustik sinyallerinin karakteristiği hakkında incelemelerde bulunmak üzere, bu mikrofon dizini kullanılarak İHA uçuşu sırasında ortamda bulunan akustik sinyaller kayıt altına alınmıştır.

Elde edilen verilerin incelenmesi ile İHA akustik sinyallerinin geniş bir bant aralığına yayılmış harmonik frekans bileşenleri içerdiği görülmüştür. Ayrıca bu harmonik frekans bileşenlerinden baskın olan frekans bileşeninin farklı İHA ve farklı uçuş modu durumlarında değişkenlik gösterdiği de gözlenmiştir.

Algoritma geliştirme çalışmaları sırasında, dar bant sinyal durumu için literatürde yaygın olarak kullanılan geciktir ve topla hüzme oluşturma (DASB), Capon hüzme oluşturma (CB) ve çoklu sinyal sınıflandırması (MUSIC) yöntemleri kullanılmıştır. Geniş bant sinyal durumu için ise uyumsuz yöntemler (IM) ve uyumlu sinyal alt uzayı yöntemi (CSSM) kullanılmıştır.

Algoritma performansları çeşitli uçuş senaryolarına göre kaydedilmiş olan saha verileri kullanılarak incelenmiştir. Algoritma çıktıları incelendiğinde, uyumsuz geciktir ve topla hüzme oluşturma yöntemi (IDASB) ve uyumlu sinyal alt uzayı yöntemi kullanılarak gerçekleştirilen yön kestirim sonuçlarının, uzak mesafelerde uyumsuz çoklu sinyal sınıflandırması yöntemine (IMUSIC) göre daha etkili olduğu görülmüştür. Ancak çözünürlük ve hedef ayrımı yönünden uyumsuz çoklu sinyal sınıflandırması yönteminin diğer yöntemlere göre daha etkili olduğu gözlenmiştir. Geliştirilen algoritmalar işlem yükü bakımından incelendiğinde ise, algoritmadaki çözünürlük artışına paralel olarak işlem yükünün de arttığı görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: İnsansız hava aracı, Akustik sinyal işleme, Mikrofon dizinleri, Hüzme oluşturma, Geliş yönü açısı kestirimi

ABSTRACT

ACOUSTIC DIRECTION OF ARRIVAL ESTIMATION OF UNMANNED AERIAL VEHICLES

Serhat KARAASLAN

Master of Science, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Emre AKTAŞ

Co- Supervisor: Dr. Alper BEREKETLİ

January 2021, 137 pages

With the advances in unmanned aerial vehicle (UAV) technology, the variety of UAVs has increased and UAVs has become widely used in many applications. Having capabilities such as remote control, image transfer and load carrying has caused UAVs to be used in illegal applications such as smuggling, spying and terrorism as well as being used in applications beneficial to humanity. The use of UAVs in illegal applications also has brought about detection and countermeasure studies.

In the literature, it has been seen that the problem of UAV detection has been solved with four main approaches such as RF signal analysis, image processing techniques, radar signal processing techniques and acoustic signal processing techniques.

In acoustic signal processing techniques, the target does not need to be in the line of sight. In addition, these techniques are effective against autonomous targets. Acoustic signal processing techniques are generally preferred due to these advantages and their low cost.

Within the scope of this thesis, it is aimed to develop an algorithm that can be used in UAV direction estimation by using the acoustic signals emitted throughout the flight environment during the UAV flight. Firstly, various parameters utilized in solving the array signal processing problems and the effects of these parameters on performance have been investigated. As a result of these investigations, it was decided to use a uniform circular array structure consisting of 24 microphones. Later, in order to examine the characteristics of the UAV acoustic signals, the acoustic signals in the environment during the UAV flight were recorded using this microphone array.

Upon examination of the obtained data, it was seen that the UAV acoustic signals contain harmonic frequency components spread over a wide band. It has also been observed that the dominant frequency component of these harmonic frequency components varies in different UAV and different flight mode situations.

During the algorithm development studies, the delay and sum beamforming (DASB), Capon beamforming (CB) and multiple signal classification (MUSIC) methods, which are widely used in the literature for narrowband signal case, were used. Incoherent methods (IM) and coherent signal subspace method (CSSM) were also used for the broadband signal case.

Algorithm performances were examined using field data recorded according to various flight scenarios. When the output of the algorithms are examined, it has been seen that the direction estimation results performed by using the incoherent delay and sum beamforming method (IDASB) and the coherent signal subspace method are more effective than the incoherent multiple signal classification method (IMUSIC) at long distances. But it has been observed that in terms of resolution and target separation incoherent multiple signal classification method is more effective than other methods. When the developed algorithms were examined in terms of processing load, it was seen that the processing load increased parallel to the resolution increase in the algorithm.

Keywords: Unmanned aerial vehicle, Acoustic signal processing, Microphone arrays, Beamforming, Direction of arrival angle estimation

TEŞEKKÜR

Bu çalışmamın gerçekleştirilmesinde yardımlarını esirgemeyen, değerli fikirleriyle katkıda bulunan değerli danışman hocam Sn. Prof. Dr. Emre AKTAŞ'a ve değerli ikinci danışmanım Sn. Dr. Alper BEREKETLİ'ye,

Lisansüstü eğitimim boyunca moral ve motivasyon kaynağım olan değerli arkadaşlarıma,

Hayatım boyunca maddi ve manevi destekleriyle her an yanımda olan canımdan çok sevdiğim aileme,

Sonsuz teşekkür ederim...

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT.....	iii
TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER	vi
ŞEKİLLER.....	viii
ÇİZELGELER	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiv
SÖZLÜK DİZİNİ	xviii
1 GİRİŞ.....	1
1.1 İnsansız Hava Araçları ve Karşı Tedbir Çalışmaları	1
1.2 Sensör Dizinleri	5
1.3 Tezin Amacı ve Kapsamı	7
2 TEMEL BİLGİLER.....	9
2.1 Mikrofon Dizinleri.....	9
2.2 Dalga Yayılımı	9
2.3 Hüzme Oluşturma.....	11
2.3.1 Dizin ve Sinyal Modeli.....	12
2.3.2 Sinyal Bant Genişliğinin Etkisi	18
2.3.3 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi.....	20
2.3.4 Frekans-Dalga Sayısı Tepki Fonksiyonu ve Hüzme Örüntüsü	22
2.3.5 Dizin Performans Ölçüm Kriterleri	23
2.4 Düzgün Doğrusal Dizin	26
2.5 Düzgün Dairesel Dizin	36
2.6 Yön Kestirimi	45
2.6.1 Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yöntemleri	48
2.6.2 Geniş Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yöntemleri	56
2.6.3 Performans Karşılaştırmasında Hata Hesabı	60

3	SAHA ÇALIŞMALARI	61
3.1	Veri Kayıt Altyapısı.....	61
3.2	İHA Akustik Karakterizasyonu	62
3.2.1	Spektrogram İncelemesi	62
3.2.2	Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirimi Yaklaşımı	64
3.3	Önerilen Algoritmalar.....	74
3.4	Saha Çalışmalarıyla Elde Edilen Veriler ile Algoritma Performans Sonuçları	79
3.4.1	Uçuş Senaryosu 1	79
3.4.2	Uçuş Senaryosu 2	82
3.4.3	Uçuş Senaryosu 3	84
3.4.4	Uçuş Senaryosu 4	87
4	SONUÇLAR.....	90
5	KAYNAKLAR.....	93
	EKLER.....	98
	EK 1 – Spektral Güç Yoğunluğu Örnekleri	98
	EK 2 – Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları	100
	EK 3 - Tez Çalışması Orjinallik Raporu	119
	ÖZGEÇMİŞ	120

ŞEKİLLER

Şekil 1.1 İHA'ların Kanat Açıklığı ve Ağırlık Özelliklerine Göre Sınıflandırılması.....	1
Şekil 1.2 Çeşitli İHA Karşı Tedbir Yaklaşımları (Şekil [19] numaralı referanstan alınmıştır.).....	4
Şekil 1.3 Çeşitli Düzlemsel Dizin Geometrilere	6
Şekil 1.4 Phantom-4 Pro V2.0 (sol) ve Inspire-2 (sağ) (Şekiller [22] ve [23] numaralı referanslardan alınmıştır.)	8
Şekil 2.1 Küresel Koordinat Sistemi ve Değişkenleri	12
Şekil 2.2 N – Elemanlı Sensör Dizini – Sinyal Etkileşimi	13
Şekil 2.3 Sensör Dizini Çıkış Sinyalinin Elde Edilmesi	13
Şekil 2.4 Bant Geçiren Sinyal Enerji Spektrumu	18
Şekil 2.5 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Blok Şeması	20
Şekil 2.6 Düzgün Doğrusal Dizin Yapısı.....	26
Şekil 2.7 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüsü – Uzaysal Belirsizlik Durumu.....	28
Şekil 2.8 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüleri – Uzaysal Örtüşme Durumu.....	30
Şekil 2.9 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüsü – Frekans Değişim Durumu 1	31
Şekil 2.10 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüsü – Frekans Değişim Durumu 2	32
Şekil 2.11 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüleri – Değişken Elaman Sayısı Durumu	33
Şekil 2.12 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüleri – Değişken Sensör Mesafesi Durumu	34
Şekil 2.13 Düzgün Doğrusal Dizin Yönlülük Kazançları.....	35
Şekil 2.14 Düzgün Dairesel Dizin Yapısı.....	36
Şekil 2.15 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüsü – Uzaysal Belirsizlik Durumu.....	38
Şekil 2.16 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüleri – Uzaysal Örtüşme Durumu	39
Şekil 2.17 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüsü – Frekans Değişim Durumu 1	40
Şekil 2.18 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüsü – Frekans Değişim Durumu 2	41
Şekil 2.19 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüleri – Değişken Elaman Sayısı Durumu	42
Şekil 2.20 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüleri – Değişken Sensör Mesafesi Durumu	42
Şekil 2.21 Düzgün Dairesel Dizin Yönlülük Kazançları	43
Şekil 2.22 Kullanılan Yöntemlere Ait Örnek Bir Uzaysal Spektrum.....	54

Şekil 3.1 Veri Kayıt Altyapısı.....	61
Şekil 3.2 İHA Uçuşu Sonucu Elde Edilen Spektrogram Grafiği.....	63
Şekil 3.3 İHA Uçuş Hareket Yolu	64
Şekil 3.4 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 1	65
Şekil 3.5 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 2	66
Şekil 3.6 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 3	66
Şekil 3.7 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 4	67
Şekil 3.8 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 5	67
Şekil 3.9 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 6	68
Şekil 3.10 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 7	68
Şekil 3.11 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 8	69
Şekil 3.12 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 9	69
Şekil 3.13 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 10	70
Şekil 3.14 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 11	70
Şekil 3.15 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 12	71
Şekil 3.16 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 13	71
Şekil 3.17 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 14	72
Şekil 3.18 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 15	72

Şekil 3.19 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 16.....	73
Şekil 3.20 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 17.....	73
Şekil 3.21 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 18.....	74
Şekil 3.22 Uyumsuz Geniş Bant Yön Kestirimi Algoritması Blok Diyagramı	77
Şekil 3.23 Uyumlu Geniş Bant Yön Kestirimi Algoritması Blok Diyagramı	78
Şekil 3.24 Uçuş Senaryosu 1 – Uyumsuz Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları.....	80
Şekil 3.25 Uçuş Senaryosu 1 – Uyumsuz Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları	80
Şekil 3.26 Uçuş Senaryosu 1 – Uyumlu Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları	81
Şekil 3.27 Uçuş Senaryosu 1 – Uyumlu Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları	81
Şekil 3.28 Uçuş Senaryosu 2 – Uyumsuz Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları.....	82
Şekil 3.29 Uçuş Senaryosu 2 – Uyumsuz Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları	83
Şekil 3.30 Uçuş Senaryosu 2 – Uyumlu Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları	83
Şekil 3.31 Uçuş Senaryosu 2 – Uyumlu Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları	84
Şekil 3.32 Uçuş Senaryosu 3 – Uyumsuz Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları.....	85
Şekil 3.33 Uçuş Senaryosu 3 – Uyumsuz Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları	85
Şekil 3.34 Uçuş Senaryosu 3 – Uyumlu Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları	86
Şekil 3.35 Uçuş Senaryosu 3 – Uyumlu Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları	86
Şekil 3.36 Uçuş Senaryosu 4 – Uyumsuz Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları.....	87
Şekil 3.37 Uçuş Senaryosu 4 – Uyumsuz Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları	88
Şekil 3.38 Uçuş Senaryosu 4 – Uyumlu Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları	88
Şekil 3.39 Uçuş Senaryosu 4 – Uyumlu Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları	89
Şekil 4.1 Uçuş Senaryoları RMS Hata Sonuçları	91
Şekil 5.1 Farklı Zamanlar İçin Ortam Gürültüsüne Ait Spektral Güç Yoğunluğu	98
Şekil 5.2 Farklı İHA Konumlarında Alınmış Sinyale Ait Spektral Güç Yoğunluğu 1 ..	98
Şekil 5.3 Farklı İHA Konumlarında Alınmış Sinyale Ait Spektral Güç Yoğunluğu 2 ..	99
Şekil 5.4 Farklı İHA Konumlarında Alınmış Sinyale Ait Spektral Güç Yoğunluğu 3 ..	99
Şekil 5.5 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 1	100
Şekil 5.6 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 2	101

Şekil 5.7 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı	
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 3	101
Şekil 5.8 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı	
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 4	102
Şekil 5.9 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı	
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 5	102
Şekil 5.10 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 6.....	103
Şekil 5.11 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 7.....	103
Şekil 5.12 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 8.....	104
Şekil 5.13 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 9.....	104
Şekil 5.14 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 10.....	105
Şekil 5.15 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 11.....	105
Şekil 5.16 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 12.....	106
Şekil 5.17 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 13.....	106
Şekil 5.18 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 14.....	107
Şekil 5.19 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 15.....	107
Şekil 5.20 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 16.....	108
Şekil 5.21 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 17.....	108
Şekil 5.22 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü	
Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 18.....	109
Şekil 5.23 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 1	109

Şekil 5.24 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 2	110
Şekil 5.25 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 3	110
Şekil 5.26 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 4	111
Şekil 5.27 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 5	111
Şekil 5.28 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 6	112
Şekil 5.29 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 7	112
Şekil 5.30 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 8	113
Şekil 5.31 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 9	113
Şekil 5.32 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 10	114
Şekil 5.33 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 11	114
Şekil 5.34 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 12	115
Şekil 5.35 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 13	115
Şekil 5.36 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 14	116
Şekil 5.37 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 15	116
Şekil 5.38 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 16	117
Şekil 5.39 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 17	117
Şekil 5.40 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim	
Yaklaşımı Sonuçları 18	118

ÇİZELGELER

Çizelge 1.1 İHA elektronik tespit ve takip yöntemleri avantaj ve dezavantajları	3
---	---



SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

c	Ses hızı
$\nabla^2(\cdot)$	Laplace operatörü
$\frac{\partial^2}{\partial(\cdot)^2}$	İkinci derece kısmi türev
f	Frekans
$\mathbf{k}$	Dalga sayısı vektörü
λ	Dalga boyu
$\emptyset$	Yanca açısı
θ	Yükseliş açısı
$\mathbf{p}_n$	n. sensör konum vektörü
τ_n	n. sensör Zaman Gecikmesi
ω	Açısal frekans
$\mathbf{a}(\mathbf{k})$	Dizin yönelim vektörü
N	Toplam sensör sayısı
BG	Bant genişliği
ΔT_{maks}	İki sensör arasında oluşabilecek en büyük zaman gecikmesi farkı
$\Upsilon(\omega, \mathbf{k})$	Frekans-dalga sayısı tepki fonksiyonu
$B(\omega, \theta, \phi)$	Hüzme örüntüsü
D	Yönlülük
$P(\omega, \theta, \phi)$	Güç örüntüsü
$SGO_g(\omega)$	Sensör dizini giriş sinyal-gürültü oranı
$SGO_\zeta(\omega)$	Sensör dizini çıkış sinyal-gürültü oranı
$\mathbf{I}$	Birim matris
A_w	Dizin kazancı

f_s	Uzaysal örnekleme frekansı
f_0	Zamansal örnekleme frekansı
d	Dizin elemanları arasındaki mesafe
M	Hedef sayısı
θ	Yanca ve yükseliş açılarını içeren sinyal geliş yönü açısı
$\mathbf{A}(\theta)$	Dizin cevap matrisi
$\mathbf{R}_{xx}$	Gürültülü sinyale ait uzaysal kovaryans matrisi
$\mathbf{R}_{ss}$	Saf sinyale ait uzaysal kovaryans matrisi
σ_N^2	Gürültü varyansı
$\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	Gürültülü sinyale ait uzaysal kovaryans matrisi kestirimi
K	Örnek sayısı
$\mathbf{w}_{conv}$	Geciktir ve topla hüzme oluşturma yön kestirimi katsayı vektörü
$P_{conv}(\theta)$	Geciktir ve topla hüzme oluşturma yön kestirimi uzaysal spektrumu
$\mathbf{w}_{cpn}$	Capon hüzme oluşturma yön kestirimi katsayı vektörü
$P_{cpn}(\theta)$	Capon hüzme oluşturma yön kestirimi uzaysal spektrumu
$P_{music}(\theta)$	MUSIC yön kestirimi uzaysal spektrumu
$\hat{\mathbf{R}}_{gen}$	Genel uzaysal kovaryans matris kestirimi
L	Alt frekans bandı sayısı
$P_{inc}(\theta)$	Uyumsuz yöntem yön kestirimi uzaysal spektrumu
$\mathbf{T}_1$	1. frekans bileşeni için odaklama matrisi
θ_0	Odak açısı vektörü

Kısaltmalar

m	Metre
cm	Santimetre
ms	Milisanıye
dk	Dakika
Hz	Hertz
kHz	Kilohertz
İHA	İnsansız Hava Aracı
UAV	Unmanned Aerial Vehicle
μUAV	Micro Unmanned Aerial Vehicle
MAV	Micro Aerial Vehicle
NAV	Nano Aerial Vehicle
PAV	Pico Aerial Vehicle
SD	Smart Dust
GPS	Global Positioning System
LTİ	Linear Time Invariant
IIR	Infinite Impulse Response
BG	Bant Genişliği
SGO	Sinyal Gürültü Oranı
DASB	Delay and Sum Beamforming
CB	Capon Beamforming
MUSIC	Multiple Signal Classification
IM	Incoherent Methods
IDASB	Incoherent Delay and Sum Beamforming
IMUSIC	Incoherent Multiple Signal Classification
CSSM	Coherent Signal Subspace Methods

RSS	Rotational Signal Subspace
RMS	Root Mean Square



SÖZLÜK DİZİNİ

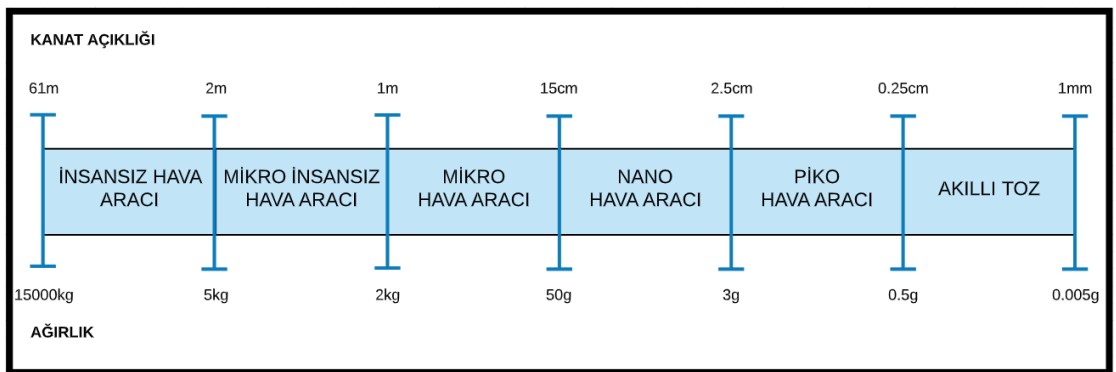
Sinyal-Gürültü Oranı	Signal-to-Noise Ratio
Doğrusal Zamanla Değişmeyen	Linear Time Invariant
Sonsuz Dürtü Cevaplı	Infinite Impulse Response
Dizin Yönelim Vektörü	Steering / Array Manifold Vector
Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma	Delay and Sum Beamforming
Çoklu Sinyal Sınıflandırması	Multiple Signal Classification
Uzaysal Belirsizlik	Spatial Ambiguity
Uzaysal Örtüşme	Spatial Aliasing
Dizin Cevap Matrisi	Array Response Matrix
İlintili	Correlated
İlintisiz	Uncorrelated
Çapraz Kovaryans	Cross Covariance
Uzaysal Kovaryans Matrisi	Spatial Covariance Matrix
Uyumsuz Yöntemler	Incoherent Methods
Uyumlu Sinyal Alt Uzayı Yöntemi	Coherent Signal Subspace Method
Klasik Hüzme Oluşturma Yöntemi	Conventional Beamforming Method
Uzaysal Spektrum	Spatial Spectrum
Dönel Sinyal Alt Uzayı	Rotational Signal Subspace
Hızlı Fourier Dönüşümü	Fast Fourier Transform
Tekil Vektörler	Singular Vectors
Spektral Güç Yoğunluğu Kestirimi	Power Spectral Density Estimation
Frekans-Dalga Sayısı Tepki Fonksiyonu	Frequency-Wavenumber Response Function

1 GİRİŞ

1.1 İnsansız Hava Araçları ve Karşı Tedbir Çalışmaları

İnsansız hava aracı, genel olarak, herhangi bir mürettebatı bulunmayan ve çalışma sırasında görevini uzaktan kumanda vasıtası ile ya da otonom şekilde yerine getiren uçan araç veya robot olarak ifade edilmektedir [1-3]. Üretim, sensör, kontrol, haberleşme ve güç depolama sistemlerindeki gelişmeler, insan varlığının zor, imkânsız veya tehlikeli olduğu durumlarda kullanılabilecek çeşitli tür ve modelde İHA'ların geliştirilmesini mümkün kılmıştır [4, 5]. İHA'lardaki bu çeşitlilik, kullanım kolaylığı ve düşük maliyet özellikleri de dikkate alındığında, bu araçların, haberleşmede baz istasyonu, arama-kurtarma çalışmalarında yardımcı ekipman, tarımda ilaçlama aracı, mühendislikte ölçüm aracı, askeri alanlarda keşif ve gözetleme sistemi gibi gerek sivil gerekse askeri pek çok uygulamada tercih edilmesini sağlamıştır [5, 6-8].

İHA'ların birçok farklı uygulamada kullanılıyor olması ve bunun sonucunda çok çeşitli konfigürasyonlara sahip olmasından dolayı, İHA'lar için çeşitli sınıflandırma yöntemleri oluşturulmuştur [5, 9, 10]. Bu sınıflandırmalarda genel olarak İHA'ların boyut, uçuş dayanıklılığı, yetenek, ağırlık, maksimum irtifa, maksimum menzil, motor ya da kanat tipleri gibi çeşitli özellikleri dikkate alınmıştır. Bu özelliklerden kanat açıklıkları ve ağırlıkları dikkate alınarak oluşturulan bir sınıflandırma Şekil 1.1'de verilmiştir. [5]



Şekil 1.1 İHA'ların Kanat Açıklığı ve Ağırlık Özelliklerine Göre Sınıflandırılması

Şekil 1.1’de, maksimum kanat açıklığı 61 metre ve maksimum ağırlığı 15000 kilogram olan insansız hava aracı (İHA) sınıfından, minimum kanat açıklığı 1 milimetre ve minimum ağırlığı 0.005 gram olan akıllı toz (SD) sınıfına değişim gösteren geniş bir insansız hava aracı spektrumu görülmektedir. Ayrıca bu iki insansız hava aracı sınıfı arasında, mikro insansız hava aracı (μ UAV), mikro hava aracı (MAV), nano hava aracı (NAV) ve piko hava aracı (PAV) gibi çeşitli insansız hava aracı sınıflarının yer aldığı görülmektedir.

İHA sayısının ve çeşitliliğinin artışı ile, İHA’ların terör saldırıları, izinsiz keşif-gözetleme ve kaçakçılık gibi yasadışı uygulamalarda kullanımı da yaygınlaşmıştır [3]. 2013 yılında, yetkisiz bir İHA’nın, bir konuşması sırasında Alman başbakanının hemen önüne kadar ulaşabilmesi [3-11], 2015 yılında şüpheli bir İHA enkazının Beyaz Saray bahçesinde bulunması [3-12], ülkemizde özellikle doğu ve güneydoğu bölgelerindeki askeri üs bölgelerimize gerçekleştirilen saldırılarda kullanılan İHA’ların üretilmesi için terör örgütü tarafından bir İHA merkezi kurulmuş olması [13] gibi örnekler dikkate alındığında, İHA’ların yasadışı amaçlarla kullanılmaları durumuna karşı elektronik yöntemler ile tespiti, takibi, sınıflandırılması ve sonrasında olası tehditlerinin ortadan kaldırılması önemli bir ihtiyaç haline gelmiştir.

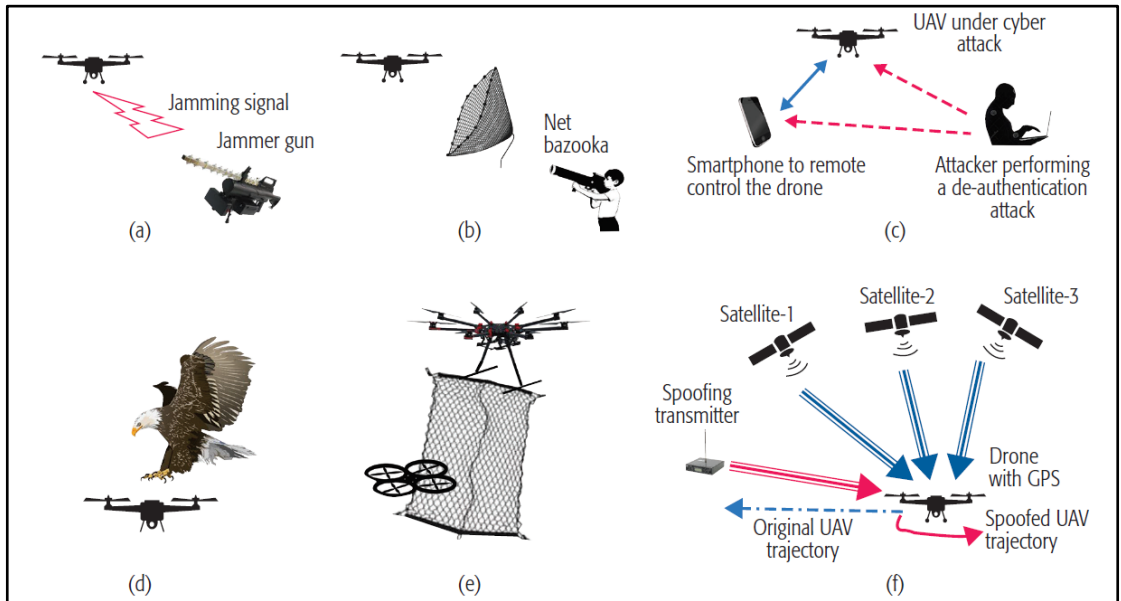
Günümüzde İHA’ların tespit, takip ve sınıflandırılması için çeşitli sistemler geliştirilmiştir [3]. Bu sistemler işlevlerini genel olarak ortam RF sinyal analizi, akustik sinyal işleme, radar sinyal işleme ve görüntü işleme tekniklerinden bir veya birkaçını kullanarak gerçekleştirmektedirler [14-19]. Bu teknikler, değişen İHA uçuş senaryoları ve ortam özelliklerine göre birbirlerine performans üstünlüğü sağlayabilmektedirler. Örneğin günümüzde birçok radar sistemi boyutça büyük ve hızlı platformları tespit etmek için tasarlandığından, boyutça çok daha küçük olan ve çok daha yavaş uçabilen İHA’ları tespit edememektedir. Bununla birlikte birçok kuş türüne göre daha alçak irtifada uçabilen İHA’ların bu kuş türleri ile ayırt edilmesi de oldukça zor olmaktadır. Bu durum görüntü işleme teknikleri kullanılan sistemlerde biraz daha ortama bağlı hale dönüşmektedir. Örneğin havanın sisli olduğu ortamlarda görüş mesafesi azaldığından bu ortamlarda tespit mesafesi de düşük olmaktadır. Akustik sinyal işleme teknikleri kullanılan sistemlerde ise ortam gürültüsü önemli rol oynamaktadır. Örneğin trafik yoğunluğunun yüksek olduğu bir şehir merkezinde, görece daha az gürültülü olan kırsal alanlara göre daha çok hatalı tespit sonucu alınabilecektir. Bu sebeple, İHA elektronik tespit ve takip sistemleri işlevlerini genellikle farklı tekniklerin güçlü yönlerini

birleştirmek için birden çok tekniği birlikte kullanarak gerçekleştirmektedir. Çizelge 1.1’de farklı İHA elektronik tespit ve takip yöntemleri için öne çıkan avantaj ve dezavantajları verilmiştir [19].

Çizelge 1.1 İHA elektronik tespit ve takip yöntemleri avantaj ve dezavantajları

Tespit Yöntemi	Avantajları	Dezavantajları
RF Sinyal Analizi	RF sensör maliyetinin düşük olması. Uzak mesafe tespit imkânı. İHA uzaktan kontrol edebilme yeteneği.	Farklı İHA durumları için ön bilgiye ihtiyaç duyma. Tamamıyla otonom İHA’ları tespit edememe.
Radar Sinyal İşleme	İHA’dan yayılan herhangi bir aktif yayına ihtiyaç duymama.	Boyutça küçük İHA’lara karşı performansın düşük olması.
Görüntü İşleme	Temel optik sensörler için maliyetin düşük olması.	Termal, lazer tabanlı ve geniş görüş alanlı kameralar için yüksek maliyetli olma. Bulut, sis ve toz gibi etmenlerden etkilenme.
Akustik Sinyal İşleme	Basit mikrofonlar için maliyetin düşük olması. Hedefin otonom olmasından ya da boyutundan etkilenmeme.	Farklı İHA’lar için veri tabanına ihtiyaç duyma. Rüzgâr sesi gürültüsünden etkilenme.
Füzyon	Tüm yöntemlerin birleşimi ile elde edilen yüksek doğruluk oranı ve uzak mesafe tespit imkânı.	Yüksek maliyetli ve karmaşık sistem tasarımına ihtiyaç duyma.

İHA elektronik tespit ve takip sistemlerinin etkili olduğu alanlara giren yetkisiz İHA'ların tespit edilmesinden sonra, bu İHA'ların etkisiz hale getirilmeleri için uygulanan çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Bu yöntemlerden bazıları Şekil 1.2'de verilmiştir [19]. Şekil 1.2-(a)'da yetkisiz bir İHA'nın uzak kontrol ya da GPS sinyalinin sinyal bozucu bir silah yardımıyla etkisiz hale getirildiği görülmektedir. Şekil 1.2-(b)'de ise yetkisiz İHA'nın üzerine fırlatılmış olan bir ağ yardımı ile düşürüldüğü görülmektedir. Yetkisiz İHA'ya fırlatılmış olan bu ağ İHA motorlarının durmasına ve yere düşmesine yol açmakta, yere düşüş anında ise ağ üzerinde yer alan bir paraşüt ile bu düşüşün kontrollü bir düşüş olması sağlanmaktadır. Şekil 1.2-(c)'de yetkisiz İHA ile bu İHA'yı kontrol eden kontrolcü bağlantısına gerçekleştirilen siber saldırı ile yetkisiz İHA'nın kontrolünün ele geçirilebileceği ifade edilmiştir. Yetkisiz bir İHA'nın etkisiz hale getirilmesinde karmaşık sistemler kullanılabileceği gibi bu alanda uygulanan düşük maliyetli basit önlemler de bulunmaktadır. Bu duruma örnek olarak, yetkisiz İHA'yı yakalayıp kontrollü bölgeden uzaklaştırmak için eğitilmiş olan bir kartalın kullanılması Şekil 1.2-(d)'de verilmiştir. Şekil 1.2-(e)'de ise yetkisiz İHA'yı etkisiz hale getirmek için başka bir İHA'nın kullanılabileceği görülmektedir. Son olarak Şekil 1.2-(f)'de yetkisiz İHA'nın etkisiz hale getirilmesinde aldatıcı bir cihazın kullanılabileceği görülmektedir. Bu yöntem ile yetkisiz İHA'ya sahte GPS sinyali iletilmekte ve İHA'nın ulaşmak istediği noktadan başka bir noktaya ulaştırılması sağlanmaktadır.



Şekil 1.2 Çeşitli İHA Karşı Tedbir Yaklaşımları (Şekil [19] numaralı referanstan alınmıştır.)

1.2 Sensör Dizinleri

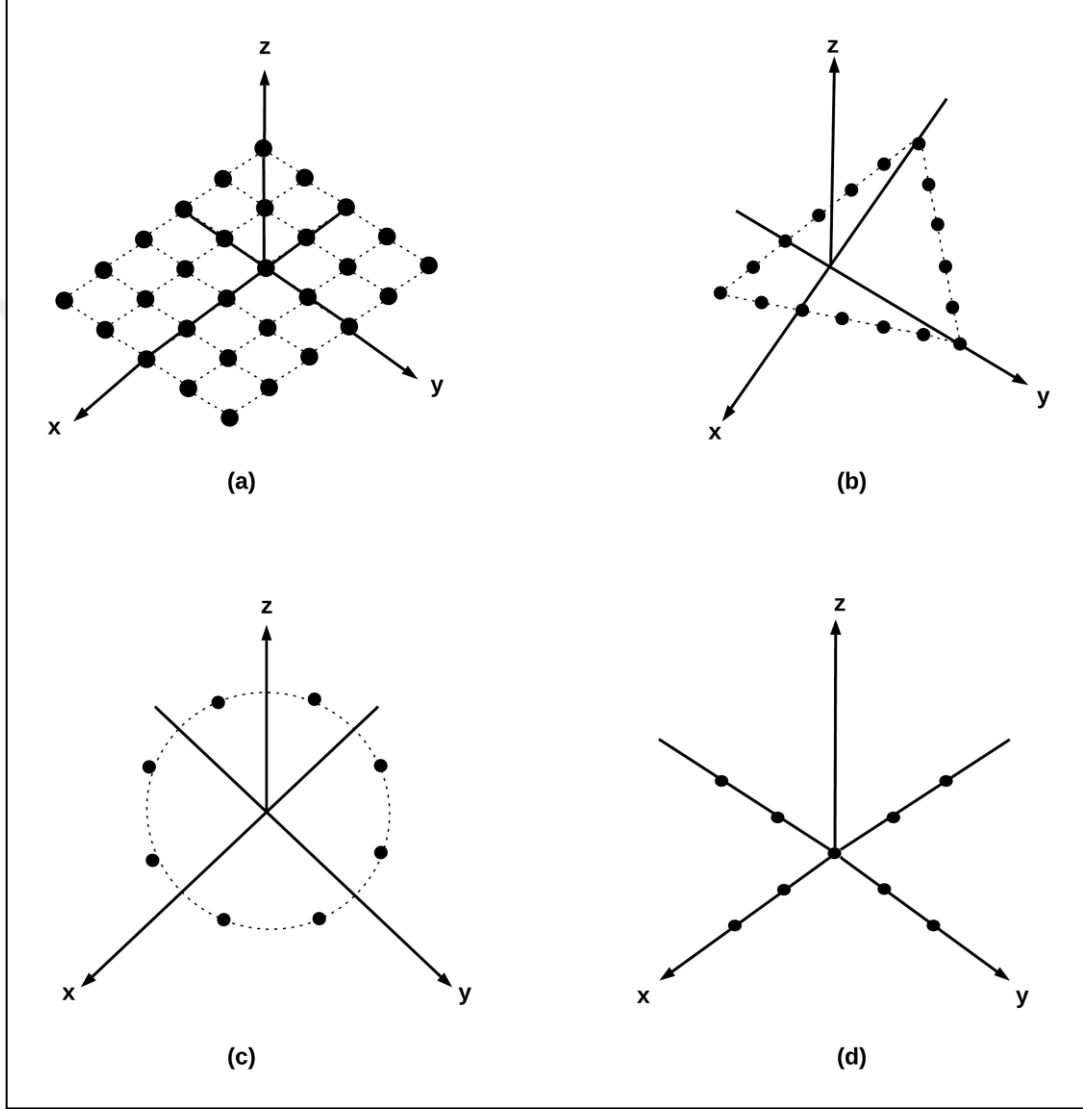
Sensör dizinleri, farklı yönlerden gelen sinyalleri işlemek için uzayda farklı konumlara yerleştirilmiş sensörlerden (mikrofonlar ve antenler gibi) oluşmakta olup, sonar, radar, radyo astronomi, haberleşme ve sismoloji gibi birçok alanda kullanılmaktadırlar [20, 21]. Sensör dizinlerinde sinyal işleme, bir sensör ile elde edilemeyen performans gereksinimlerinin birden fazla sensör kullanılarak elde edilebilmesi temeline dayanmaktadır. Bu tür sinyal işleme problemleri genellikle dizin ve sinyal özelliklerine (dizin geometrisi, sensör yerleşimi, sinyalin zamansal ve uzaysal karakteristiği gibi) bağlı olarak farklı yaklaşımlarla ele alınmaktadır.

Sensör dizinleri, sinyal işleme problemlerinde iki temel amaç doğrultusunda kullanılmaktadırlar. İlk temel amaç yön bulma uygulamalarıdır. Genellikle radar, sonar ve hava akustiği gibi hedef lokalizasyonu gerektiren uygulamalarda kullanılan sensör dizinleri, hedeften yayılan sinyallerin, sensör dizinine geliş açılarının hesaplanması (yön kestirimi) ve dolayısı ile hedefin tespiti, konumlandırılması ve takibinde kullanılmaktadırlar.

Sensör dizinlerinin kullanımındaki ikinci temel amaç ise hüzme oluşturma ya da bir diğer deyişle uzaysal filtre olarak kullanımlarıdır. Sensör dizinleri, sinyallerin uzaysal özelliklerinden yararlanarak filtrelenmesini sağlamaktadır. Bu filtreleme ile gürültü ve yansıma oranlarında azalma elde edilebilmektedir. Filtreleme, sinyallerin geliş açısına ve dalga sayısına bağlılık olarak da ifade edilebilmektedir. Filtreleme işlemi sensör dizininde yer alan her bir sensör çıkışının, sinyallerin uzaysal bağımlılıklarına göre daha yüksek veya daha düşük kazançlarda elde edilmesi amacıyla birleştirilmesi ilkesine dayanmaktadır.

Sensör dizini tasarımlarında istenilen performans kriterlerine ulaşabilmede dizin geometrisi, sensör sayısı, sinyal-gürültü ve sinyal-girişim oranları gibi çeşitli faktörler etkili olmaktadır. Bu faktörler doğrultusunda sensör dizini sistemi tasarımında iki katman bulunmaktadır. Birinci katman dizindeki sensör elemanlarının verilen bir koordinat sisteminde orijin noktasına göre uzayda nasıl konumlandırılacağı, yani dizin geometrisinin tasarımıdır. Dizin geometrisi sensör dizinlerinin çalışmasında bazı kısıtlamalar oluşturabilmekte ve sistem tasarımında belirleyici bir aşama olabilmektedir. Örneğin doğrusal sensör dizinleri yalnızca bir açısal bileşeni çözebilmektedir ve sağ/sol belirsizliğine de sahiptir. Bununla birlikte dairesel dizinler, çapraz veya düzlemsel

dizinlerden farklı örüntülere sahiptir. Genellikle dizin geometrisi fiziksel kısıtlamalar doğrultusunda belirlenmekte ve tasarımcılar dizin geometrisi tasarımında sınırlı bir serbestliğe sahip olmaktadır. Şekil 1.3'te bazı düzlemsel dizin geometrileri verilmiştir [20].



Şekil 1.3 Çeşitli Düzlemsel Dizin Geometrileri

Sensör dizini sistemi tasarımında ikinci katman ise verilen bir dizin geometrisi için, bu dizinde yer alan sensörlerden alınan sinyallerin ulaşmak istenen hedef doğrultusunda nasıl işleneceği, yani sinyal işleme yönteminin tasarımıdır. Örneğin, uzaysal filtre olarak kullanılmak istenen bir sensör dizinini düşünelim. Bu amaca ulaşabilmek adına her bir sensörden alınan sinyal, çeşitli yöntemler ile belirlenmiş ve bu sensöre özgü olan kompleks ağırlık ile çarpılmakta, daha sonra elde edilmiş olan tüm sinyaller toplanarak tek bir dizin çıkış sinyali elde edilmektedir. Her bir sensör için kullanılan kompleks ağırlıkların seçimi sensör dizinlerinin verilen bir dizin geometrisi için uzaysal filtreleme özelliklerini oluşturmaktadır. Kompleks ağırlıkların hesaplanmasında kullanılmış olan yön bilgileri ile aynı yönden gelen sinyaller sensör dizini tarafından kayba uğramadan alınırken, diğer yönlerden gelen sinyaller ise zayıflatılmış olarak alınmış olur. Literatürde bu durum genellikle hüzme oluşturma işlemi, kullanılan kompleks ağırlıklar ise hüzme katsayıları olarak karşımıza çıkmaktadır.

1.3 Tezin Amacı ve Kapsamı

Bu tez çalışması ile, İHA yön kestirimi amacıyla kullanılabilecek algoritmanın geliştirilmesi hedeflenmiştir. İHA yön kestirimi, İHA uçuşu sırasında uçuş ortamı boyunca yayılan akustik sinyallerin, çeşitli tasarım kriterleri eşliğinde oluşturulmuş olan mikrofon dizini ile elde edilmesi ve önerilen algoritmalarda kullanılması ile gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda ilk olarak, dalga yayılımı, dizin modeli, kullanılacak mikrofon dizini seçiminde etkili olabilecek çeşitli parametreler ve bu parametrelerdeki değişimin etkileri gibi mikrofon dizinleri ile akustik sinyal işlemede yararlanılan temel bilgiler incelenmiştir. Daha sonra, literatürde mikrofon dizinleri ile sinyal işlemede yaygın olarak kullanılan hüzme oluşturma ve yön kestirim algoritmaları incelenmiştir.

Temel akustik bilgilerin incelenmesinin ardından, İHA akustik karakterizasyonunun anlaşılabilmesi için literatürde yer alan İHA tespit ve yön kestirim yöntemleri incelenmiştir. Literatürde yer alan bilgilerin incelenmesinin ardından, belirlenmiş olan mikrofon dizini kullanılarak saha çalışmaları ile elde edilmiş olan akustik sinyaller üzerinde incelemeler gerçekleştirilmiştir. Saha çalışmaları kapsamında Şekil 1.4'te verilmiş olan Phantom-4 Pro V2.0 [22] ve Inspire-2 [23] tipinde iki farklı İHA kullanılmıştır.



Şekil 1.4 Phantom-4 Pro V2.0 (sol) ve Inspire-2 (sağ) (Şekiller [22] ve [23] numaralı referanslardan alınmıştır.)

Gerek literatür araştırması gerekse saha çalışmaları sonrasında elde edilen tüm bilgiler derlenmiş ve İHA yön kestiriminde kullanılabilecek iki farklı algoritma önerilmiştir. Daha sonra önerilen algoritmalar saha çalışmaları ile elde edilmiş olan akustik sinyaller ile kullanılmış ve algoritma performansları incelenmiştir.

Tezin geri kalanı şu şekilde organize edilmiştir.

İkinci bölümde, ilk olarak mikrofon dizinleri, dalga yayılımı ve hüzme oluşturma ile ilgili temel bilgiler verilmiştir. Daha sonra yaygın olarak kullanılan düzgün doğrusal dizin ve düzgün dairesel dizin yapıları için bilgiler verilmiş ve bu dizin yapıları, mikrofon sayısı ve sensörler arası mesafe değişimleri göz önünde bulundurularak dizin kazancı ve yönlülük parametrelerine göre incelenmiştir. Bu bölümde son olarak literatürde yer alan yöntemlerden bu tez kapsamında kullanılmış olan akustik yön kestirimi yöntemleri açıklanmıştır.

Üçüncü bölümde, ilk olarak saha çalışmaları sırasında kullanılmış olan veri kayıt altyapısı ve mikrofon dizini verilmiş, İHA akustik karakterizasyonuna yönelik gerçekleştirilen çalışmalar açıklanmıştır. Daha sonra önerilmiş olan algoritmalar açıklanmış ve saha çalışmaları kapsamında elde edilen akustik sinyallerin bu algoritmalar ile kullanılması sonucunda elde edilen yön kestirim sonuçları verilmiştir.

Dördüncü bölümde ise önerilen algoritmalar için elde edilmiş olan çıktılar karşılaştırılmıştır. Daha sonra, elde edilen sonuçlar yorumlanmış, performansı iyileştirebileceği düşünülen ve ileriki çalışmalarda göz önünde bulundurulması istenen önerilerde bulunulmuştur.

2 TEMEL BİLGİLER

2.1 Mikrofon Dizinleri

Ses sinyallerinin yayılımı üç boyutlu bir işlemdir, böylece bu sinyalleri tek bir noktada, yalnızca bir mikrofonla yakalamak, ortam gürültüsü, yankılanma ve çoklu ses kaynakları gibi üç boyutlu süreçlerle başa çıkmak için yeterli olmamaktadır [24]. Bunun yerine bu uygulamalarda, birden çok mikrofonun tek bir yapı üzerinde belirli yöntemlere göre belirlenmiş pozisyonlarda kullanılması ile oluşturulan mikrofon dizinleri kullanılmaktadır. Mikrofon dizinlerinin kullanılması ile, dizin üzerinde yer alan her bir mikrofon eş zamanlı olarak ortamdaki ses sinyallerini yakalamakta ve alınan eş zamanlı sinyaller istenilen amaçlar doğrultusunda çeşitli sinyal işleme algoritmalarında kullanılmaktadırlar. Bu algoritmalar genellikle, belirli bir yönden gelen ses dalgalarının dinlenilip, diğer yönlerden gelen gürültü dalgalarının bastırılması (hüzme oluşturma) ya da belirli bir ses kaynağından yayılan ses dalgalarının geliş yönlerinin bulunması (yön kestirimi) için geliştirilmiş algoritmalarlardır. Bunlara ek olarak, mikrofon dizinleri, gürültü-yankı azaltma ve sinyal sayısı kestirimi gibi diğer akustik sinyal işleme problemlerinin çözümünde de kullanılmaktadırlar [25].

2.2 Dalga Yayılımı

Ses dalgaları akışkanlar boyunca boyuna dalgalar olarak yayılmaktadır. Akışkandaki moleküller yayılma yönünde ileri geri hareket etmekte, bu da sıkıştırma ve genleşme bölgeleri üretmektedir. Akışkanın sonsuz küçük bir hacmini göz önüne almak için Newton'un hareket denklemlerini kullanarak dalganın yayılımını ifade eden bir denklem geliştirilmiştir. Akustik dalgalar için genelleştirilmiş bir dalga denklemi, akışkanın özelliklerine bağlı olduğundan oldukça karmaşıktır, ancak, sıfır viskoziteli ideal bir akışkan varsayarak, dalga denklemi aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [26].

$$\nabla^2 x(t, \mathbf{r}) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} x(t, \mathbf{r}) = 0, \quad \mathbf{r} = [x \ y \ z]^T \quad (1)$$

Bu ifadede $x(t, \mathbf{r})$ zaman ve uzaysal bir noktada ses basıncını temsil eden bir fonksiyonu, $\mathbf{r}$ pozisyon vektörünü, c ise yayılım hızını ifade etmektedir. Ses hızı birtakım atmosferik

etkenlere göre değişkenlik gösterebilmektedir. Bu etkenlerden en önemli ve baskın olanı ortam sıcaklığıdır. Bu çalışmada ses hızı, saha çalışmalarındaki ortam sıcaklığına (20 °C) uygun olacak şekilde 343 m/s olarak kullanılmıştır.

Literatürde, Eşitlik (1)'de verilmiş olan diferansiyel denklemin çözümünün, tek renkli düzlem dalga durumu için aşağıdaki gibi kompleks formda olduğu kabul edilmektedir.

$$x(t, \mathbf{r}) = x(t, x, y, z) = Ae^{j(\omega t - k_x x - k_y y - k_z z)} \quad (2)$$

Eşitlik (2)'de verilmiş olan çözüm, Eşitlik (1)'de kullanıldığında aşağıdaki ilişki elde edilmektedir. Bu eşitlikte A , genliği, $\omega = 2\pi f$ ise frekansı ifade etmektedir.

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \frac{\omega^2}{c^2} \quad (3)$$

Eşitlik (3)'te verilmiş olan ifadenin sağlanması durumunda, Eşitlik (2)'de belirtilmiş olan kompleks ifade, Eşitlik (1)'de verilmiş olan dalga denklemi için bir çözümü ifade etmektedir ve bu çözüm aşağıdaki gibi vektörel formatta da gösterilebilmektedir.

$$x(t, \mathbf{r}) = Ae^{j(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})}, \quad \mathbf{k} = [k_x \quad k_y \quad k_z]^T \quad (4)$$

Eşitlik (4)'te verilmiş olan ifadede $\mathbf{k}$, dalganın yön ve hız bilgilerini içeren dalga sayısı vektörünü ifade etmektedir. Literatürde ayrıca, Eşitlik (1)'de verilmiş olan diferansiyel denklemin çözümünün, küresel dalga durumu için ise aşağıdaki gibi olduğu görülmüştür [26].

$$x(t, \mathbf{r}) = -\frac{A}{4\pi|\mathbf{r}|} e^{j(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})} \quad (5)$$

Eşitlik (4) ve Eşitlik (5)'te verilen ifadelerden anlaşılacağı üzere farklı $\mathbf{r}$ noktalarında elde edilecek sinyaller arasında (mikrofon dizini üzerinde yer alan farklı mikrofon pozisyonları) bu $\mathbf{r}$ noktalarına bağlı olarak faz farkı oluşmalıdır. Genel olarak mikrofon dizinleri de akustik sinyal işleme problemlerinde her bir mikrofonda oluşan bu faz farkından yararlanarak ilgili problemlere çözüm üretmektedirler.

2.3 Hüzme Oluşturma

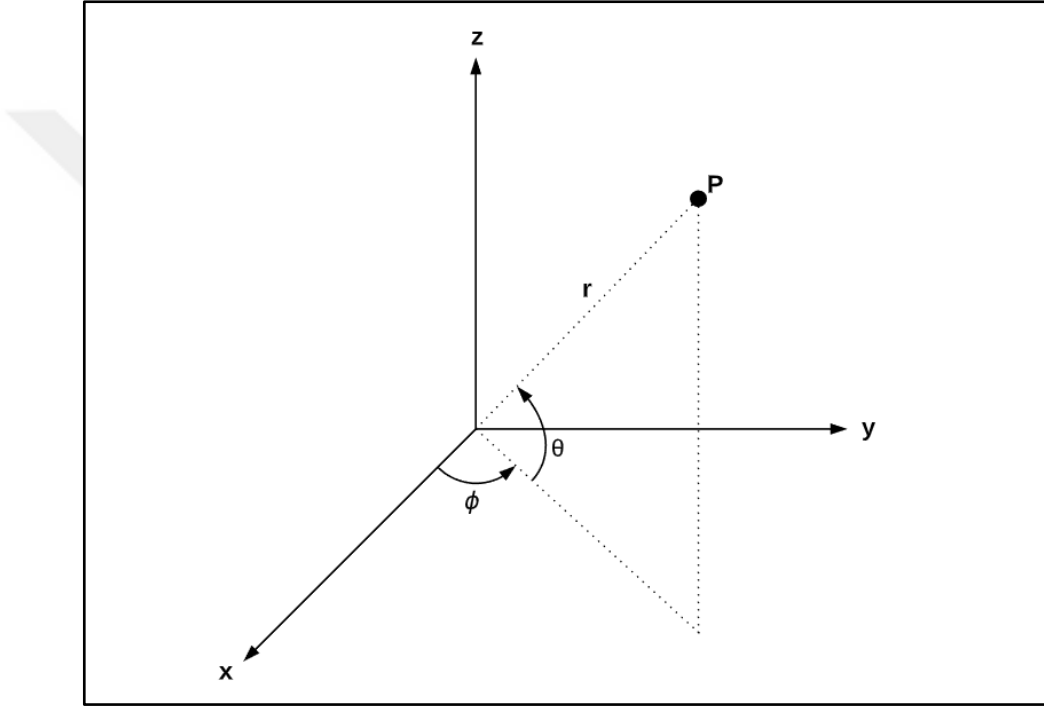
Hüzme oluşturma uzaysal bir filtreleme işlemi olup, sensör dizini cevabının belirli bir yönden gelen sinyallere odaklanarak diğer yönlerden gelen sinyalleri zayıflatacak şekilde tasarlanması anlamına gelmektedir. Hüzme oluşturma ile sensör dizini üzerindeki tüm sensör çıkış sinyalleri kullanılarak, istenilen özelliklerde (yüksek sinyal-gürültü oranı) tek bir dizin çıkış sinyali elde edilmektedir. Günümüzde radar, sonar, hava akustiği gibi alanlarda kullanılan sensör dizini uygulamaları için geliştirilmiş birçok farklı hüzme oluşturma yöntemi mevcuttur [20, 21, 27-30]. Hüzme oluşturma yöntemleri genel olarak, hüzme oluşturmada kullanılan katsayıların seçimine göre değişen, veriden bağımsız ve istatistiksel olarak optimum olmak üzere iki kategoride sınıflandırılmaktadırlar [31]. Veriden bağımsız yöntemler ile elde edilen hüzme katsayıları ilgilenilen sinyalin istatistiksel özelliklerinden etkilenmezken dizin cevabının istenilen uzaysal özelliklere göre oluşturulmasını sağlamaktadır. İstatistiksel olarak optimum yöntemler ile elde edilen hüzme katsayıları ise, ilgilenilen sinyalin istatistiksel özelliklerine bağlı olmaktadır.

Hüzme oluşturma işlemi zaman ve frekans alanında gerçekleştirilebilmektedir ancak genel olarak hüzme oluşturmada frekans alanında gerçekleştirilen yöntemler tercih edilmektedir. Hüzme oluşturma algoritmaları belirli donanımlar üzerinde çalışacağından zaman ve kaynak gereksinimleri dikkate alındığında, genel olarak frekans alanında gerçekleştirilen hüzme oluşturma yöntemleri daha avantajlı olmaktadır. Frekans alanında gerçekleştirilen hüzme oluşturma yöntemlerinin bir diğer avantajı ise geniş bant sinyal durumunda karşımıza çıkmaktadır. Hüzme oluşturmada geniş bantlı sinyaller ile çalışırken genel yaklaşım, ilgili sinyalin zaman alanında örneklenmesinden sonra Fourier dönüşümü ile frekans alanına geçiş yapılması ve daha sonra birden fazla frekans bileşeninin her biri için dar bant hüzme oluşturma yöntemlerinin uygulanması olarak karşımıza çıkmaktadır.

Bu bölümde, ilk olarak hüzme oluşturma konusunda temel ön bilgiler verildikten sonra en yaygın kullanılan hüzme oluşturma yöntemlerinden biri olan geciktir ve topla hüzme oluşturma yöntemi, sonraki bölümlerde gerçekleştirilen çalışmalarda da kullanılmak üzere hem zaman hem de frekans alanında ifade edilmiştir. Genel matematiksel ifadeler türetilirken, basitlik olması adına bu işlemler sürekli zamanlı durum için ifade edilmiş olup, ilgili ispat gerçekleştirildikten sonra ayrık zamanlı durum için de karşılıkları verilmiştir.

2.3.1 Dizin ve Sinyal Modeli

Bu aşamada tez çalışması kapsamında kullanılan koordinat sistemi ve değişkenlerinin belirtilmesi uygun olacaktır. Bu çalışmada kullanılan sinyal geliş yönü açıları (θ, ϕ) ve koordinat sisteminin merkezinden r kadar uzaklıkta P noktasında bulunduğu varsayılan hedef konumu $(x \ y \ z)$ gibi koordinat sistemi değişkenleri Şekil 2.1’de verilmiştir. İlerleyen bölümlerde bu değişkenlerden θ açısından yükseliş açısı, ϕ açısından ise yanca açısı olarak da bahsedilmiştir.

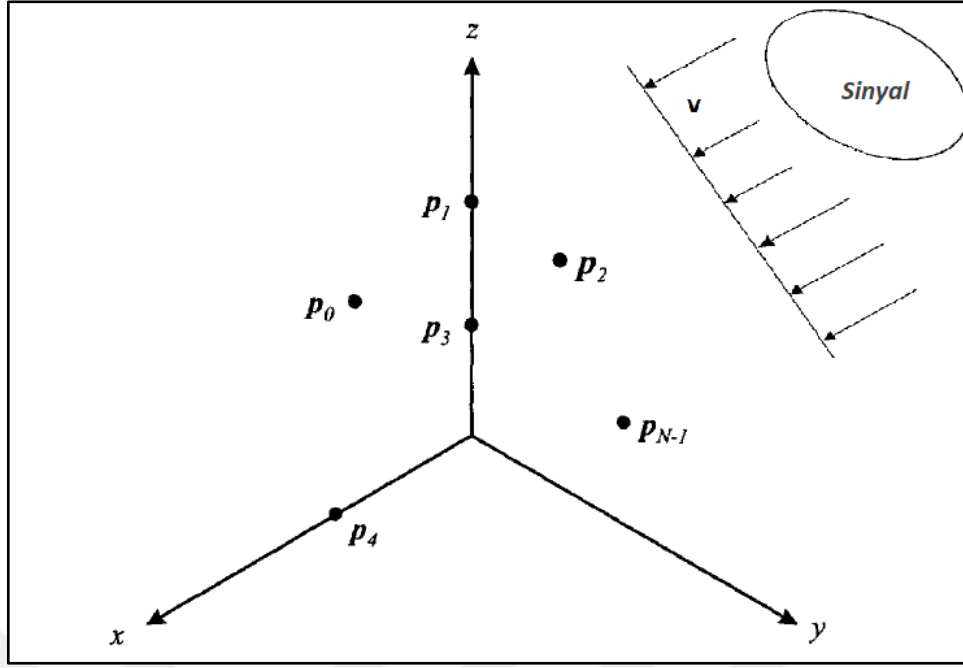


Şekil 2.1 Küresel Koordinat Sistemi ve Değişkenleri

$$x = r \cos \theta \cos \phi$$

$$y = r \cos \theta \sin \phi \quad (6)$$

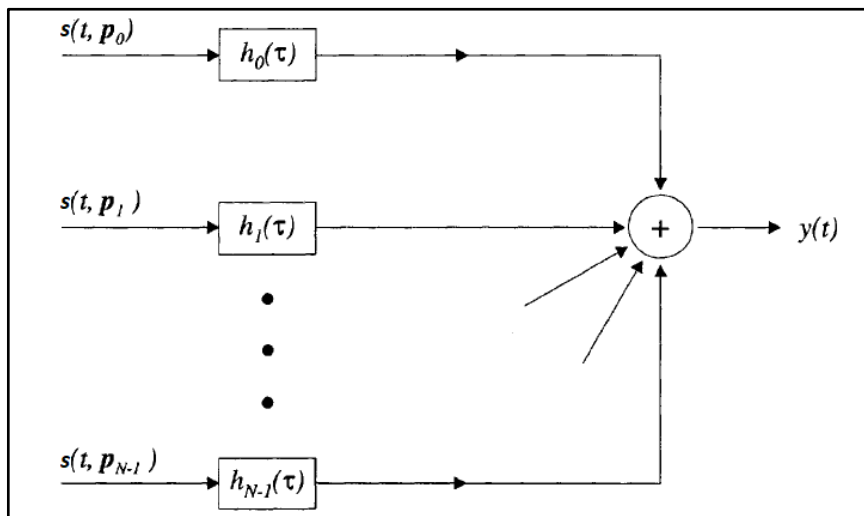
$$z = r \sin \theta$$



Şekil 2.2 N – Elemanlı Sensör Dizini – Sinyal Etkileşimi

$\mathbf{p}_n : n = 0, 1, \dots, N - 1$ noktalarına yerleştirilmiş N adet mikrofona içeren bir sensör dizininin Şekil 2.2'deki gibi olduğunu ve koordinat sisteminin merkezinde olması gereken sinyalin ise dar bantlı bir $s(t)$ sinyali olduğunu varsayalım. Bu durumda her bir dizin elemanı için t anında alınan sinyale ait toplam sinyal vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\mathbf{s}(t, \mathbf{p}) = [s(t, \mathbf{p}_0) \quad s(t, \mathbf{p}_1) \quad \dots \quad s(t, \mathbf{p}_{N-1})]^T, \quad \mathbf{p}_n = [x_n \quad y_n \quad z_n]^T \quad (7)$$



Şekil 2.3 Sensör Dizini Çıkış Sinyalinin Elde Edilmesi

Sensör dizini üzerinde yer alan her bir sensör çıkışının, dürtü cevabı $h_n(\tau)$ olan doğrusal zamanla değişmeyen (LTI) filtre ile işleme tabi tutulup daha sonra tüm sensör çıkışlarının, dizin çıkışında, $y(t)$, elde edilmek üzere toplandığını düşünelim. Bu işlem Şekil 2.3'te gösterilmiş olup doğrusal hüzme oluşturmaya ifade etmektedir.

Dizin çıkışında elde edilen $y(t)$ sinyali, aşağıdaki gibi konvolüsyon integrali kullanılarak ifade edilebilecektir.

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} h_n(t - \tau) s(t, \mathbf{p}_n) d\tau \quad (8)$$

Eşitlik (8)'de elde edilen sonuç, aşağıdaki gibi vektörel formda da gösterilebilmektedir.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}^T(t - \tau) \mathbf{s}(t, \mathbf{p}) d\tau, \quad \mathbf{h}(\tau) = [h_0(\tau) \quad h_1(\tau) \quad \dots \quad h_{N-1}(\tau)]^T \quad (9)$$

Eşitlik (9)'da verilen dizin çıkış sinyali, Fourier dönüşümü kullanılarak frekans alanında aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned} Y(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt = \sum_{n=0}^{N-1} H_n(\omega) S(\omega, \mathbf{p}_n) \\ &= \mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{S}(\omega) \end{aligned} \quad (10)$$

Bu ifadelerde $\mathbf{H}(\omega)$, dürtü cevabı vektörünün, $\mathbf{S}(\omega)$ ise Eşitlik (7)'de verilmiş olan toplam sinyal vektörünün frekans alanındaki karşılığını ifade etmektedir. Genellikle kolaylık olması açısından $\mathbf{p}$ bağımlılığı gösterilmediğinden bu bölümde de $\mathbf{S}(\omega, \mathbf{p})$ ifadesinin yerine $\mathbf{S}(\omega)$ ifadesi kullanılmıştır.

$$\mathbf{H}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}(t) e^{-j\omega t} dt \quad (11)$$

$$\mathbf{S}(\omega, \mathbf{p}) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{s}(t, \mathbf{p}) e^{-j\omega t} dt \quad (12)$$

Frekansı, ω , yayılım yönü, $\mathbf{v}$, olan düzlem dalganın Şekil 2.2'deki gibi sensör dizinine doğru ilerlediği düşünülürse, toplam sinyal vektörü aşağıdaki gibi de ifade edilebilmektedir. Bu ifadeden ayrıca, her bir sensör çıkışında elde edilen sinyalin, sensör pozisyonuna bağlı olarak farklı zaman gecikmeleri ile elde edildiği görülmektedir. Bu durumda $s(t, \mathbf{p}_n) = s(t - \tau_n)$ olarak da ifade edilmektedir.

$$\mathbf{s}(t, \mathbf{p}) = [s(t - \tau_0) \quad s(t - \tau_1) \quad \dots \quad s(t - \tau_{N-1})]^T \quad (13)$$

Her bir sensör için zaman gecikmesi τ_n , ise aşağıdaki gibi bulunmaktadır.

$$\tau_n = \frac{\mathbf{v}^T \mathbf{p}_n}{c} \quad (14)$$

Bu eşitlikte $\mathbf{v}$ vektörü dalganın yayılımını gösteren birim vektördür ve aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\mathbf{v} = [-\cos \theta \cos \phi \quad -\cos \theta \sin \phi \quad -\sin \theta]^T \quad (15)$$

Eşitlik (15)'te belirtilen ifade Eşitlik (14)'te kullanıldığında her bir sensör için zaman gecikmesi aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir.

$$\tau_n = -\frac{1}{c} [\cos \theta \cos \phi x_n + \cos \theta \sin \phi y_n + \sin \theta z_n] \quad (16)$$

Eşitlik (12) ve Eşitlik (13)'te verilen ifadeler kullanıldığında, $\mathbf{S}(\omega)$ vektörünün n. bileşeni aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$S_n(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t} s(t - \tau_n) dt = e^{-j\omega \tau_n} S(\omega) \quad (17)$$

$$\omega \tau_n = \frac{\omega}{c} \mathbf{v}^T \mathbf{p}_n$$

Bu durumda homojen bir ortamda yayılan düzlem dalga durumunda dalga sayısı vektörü, $\mathbf{k}$, için aşağıdaki ifadeler elde edilmektedir.

$$\mathbf{k} = \frac{\omega}{c} \mathbf{v} = \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{v} \quad (18)$$

$$\mathbf{k} = -\frac{2\pi}{\lambda} [\cos \theta \cos \phi \quad \cos \theta \sin \phi \quad \sin \theta]^T$$

Aşağıda verilmiş olan ifadede görüldüğü üzere, dalga denklemi, dalga sayısı vektörünün genliğini kısıtlamaktadır ve dolayısı ile bu vektörün yalnızca yönü değişmektedir.

$$|\mathbf{k}| = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (19)$$

Eşitlik (14) ve Eşitlik (18)'de verilmiş olan ifadeler kullanılarak aşağıda verilen ifade elde edilebilecektir.

$$\omega \tau_n = \mathbf{k}^T \mathbf{p}_n \quad (20)$$

Elde edilen eşitliklerden yararlanılarak sensör dizini çıkışındaki $y(t)$ sinyali frekans alanında vektörel olarak ifade etmek için $\mathbf{a}(\mathbf{k})$ vektörü aşağıdaki gibi oluşturulmaktadır.

$$\mathbf{a}(\mathbf{k}) = [e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_0} \quad e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_1} \quad \dots \quad e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_{N-1}}]^T \quad (21)$$

Daha sonra her bir sensör çıkış sinyali için frekans alanı dönüşümünü içeren $\mathbf{S}(\omega)$ vektörü aşağıdaki gibi elde edilebilmektedir. Bu eşitlikte $\mathbf{a}(\mathbf{k})$ vektörü sensör dizininin tüm uzaysal özelliklerini barındırmaktadır ve dizin yönelim vektörü olarak ifade edilmektedir.

$$\mathbf{S}(\omega) = S(\omega) \mathbf{a}(\mathbf{k}) \quad (22)$$

Ana problemimize dönecek olursak, $\mathbf{s}(t, \mathbf{p})$ girişine karşı sensör dizinimizin cevabını bulmak istiyorduk. Bu durumda $\mathbf{s}(t, \mathbf{p})$ giriş sinyalinin Eşitlik (4)'teki gibi düzlem dalga formunda olduğu düşünülürse:

$$s_n(t, \mathbf{p}) = e^{j(\omega t - \mathbf{k}^T \mathbf{p}_n)}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (23)$$

ya da

$$\mathbf{s}(t, \mathbf{p}) = e^{j\omega t} \mathbf{a}(\mathbf{k}) \quad (24)$$

olacaktır.

Eşitlik (9) ve Eşitlik (10)'da belirtilmiş olan dizin çıkış sinyali ($y(t)$), Eşitlik (23) ve Eşitlik (24)'te elde edilmiş olan ifadeler dikkate alındığında, zaman ve frekans alanında aşağıdaki eşitlikler elde edilmektedir. Bu ifadelerde, dizin çıkışındaki $y(t)$ sinyalinin, girişteki düzlem dalga sinyalinin dalga sayısı vektörüne bağlı olduğunu vurgulamak için $y(t, \mathbf{k})$ ve $Y(\omega, \mathbf{k})$ ifadeleri kullanılmıştır.

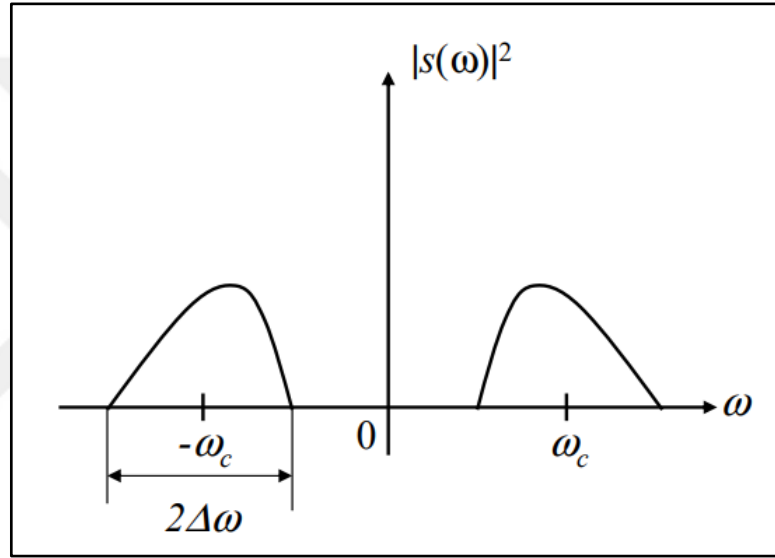
$$y(t, \mathbf{k}) = \mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{a}(\mathbf{k}) e^{j\omega t} \quad (25)$$

$$Y(\omega, \mathbf{k}) = \mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{a}(\mathbf{k}) \quad (26)$$

Eşitlik (25) ve Eşitlik (26)'da verilmiş olan ifadeler ile, giriş sinyalinin düzlem dalga olduğu varsayımı altında doğrusal hüzme oluşturma durumu için dizin çıkışında elde edilecek olan sinyal, zaman ve frekans alanında dizin cevabı türünden ifade edilmiştir. Doğrusal hüzme oluşturma yöntemleri, hüzme katsayılarını çeşitli yöntemler ile belirleyerek istenilen performans kriterlerine göre uygun bir dizin cevabının elde edilmesini sağlamaktadır.

2.3.2 Sinyal Bant Genişliğinin Etkisi

Bir önceki bölümde belirtilmiş olan açıklamalar, $s(t)$ dizin giriş sinyalinin bant geçiren sinyal olduğu varsayımı altında ifade edilmişti. Bant geçiren sinyaller, yalnızca bir geçiş bandına sahip olan sinyaller olarak bilinmektedirler. Şekil 2.4'te bir bant geçiren sinyale ait enerji spektrumu verilmiştir. Sinyaller, bant genişliklerinin merkez frekanslarına oranlarına göre dar bant ya da geniş bant sinyaller olarak ifade edilmektedirler. Sinyal işleme uygulamalarında geliştirilmiş olan birçok yöntem bu iki sinyal durumu için farklı yaklaşımlara sahiptir.



Şekil 2.4 Bant Geçiren Sinyal Enerji Spektrumu

Dizin giriş sinyali $s(t)$ 'nin taban bantta kompleks zarf cinsinden ifade edildiği durumda bu sinyal aşağıdaki gibi olmaktadır. Bu eşitlikte, ω_c merkez frekansı, $\tilde{s}(t, \mathbf{p}_n)$ ise kompleks zarfı ifade etmektedir.

$$s(t, \mathbf{p}_n) = \sqrt{2} \text{Re}\{\tilde{s}(t, \mathbf{p}_n) e^{j\omega_c t}\}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (27)$$

Düzlem dalga durumunda Eşitlik (27)'de verilen ifade aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$s(t, \mathbf{p}_n) = \sqrt{2} \text{Re}\{\tilde{s}(t - \tau_n) e^{j\omega_c(t - \tau_n)}\}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (28)$$

Sensör dizini üzerinde yer alan herhangi iki sensör arasında oluşabilecek en büyük zaman gecikmesi farkını ΔT_{maks} olarak ifade edelim. Koordinat sisteminin orijininin, dizinin ağırlık merkezinde olduğu kabul edilirse bu durumda, τ_n zaman gecikmesi aşağıdaki koşulu sağlayacaktır.

$$\tau_n < \Delta T_{maks}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (29)$$

Karşılaşılan birçok durumda kompleks zarfın bant genişliği aşağıdaki koşulu sağlayacak şekilde yeterince küçük olmaktadır. Bu da dar bant sinyal durumunu oluşturmaktadır.

$$\tilde{s}(t - \tau_n) \simeq \tilde{s}(t), \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (30)$$

Eşitlik (30)'da verilmiş olan koşul, sinyal bant genişliğinin (BG), aşağıdaki koşula uygun olması ile sağlanabilmektedir [20]. Literatürde bu koşulu sağlayan bant geçiren sinyaller dar bant sinyaller olarak ifade edilmektedirler.

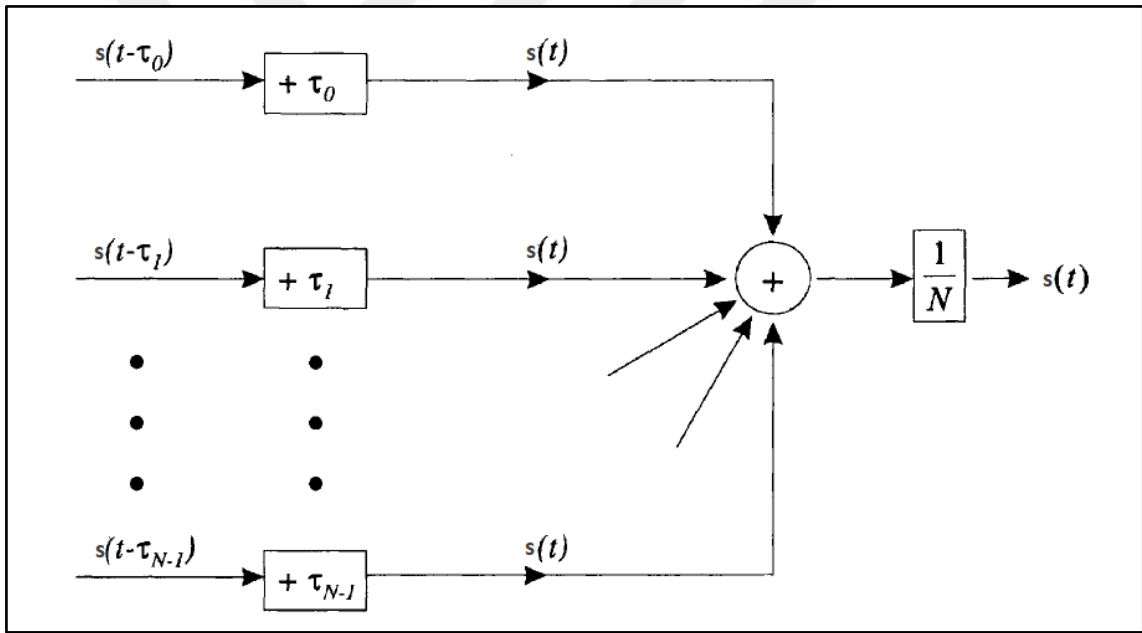
$$BG \cdot \Delta T_{maks} \ll 1 \quad (31)$$

Dar bant sinyaller belirtilen koşulları sağladıklarından dolayı zaman alanındaki gecikme frekans alanında aşağıdaki gibi faz kaymasına dönüşmektedir. Bu durum da dizin sinyal işleme problemlerinin dar bant sinyal varsayımı ile çözümünü kolaylaştırmaktadır.

$$s(t - \tau) \rightarrow S(\omega)e^{-j\omega\tau} \quad (32)$$

2.3.3 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi

Yayınım yapan kaynaktan çıkan sinyallerin dizin üzerinde yer alan sensörlere geliş zamanlarının bu sensörlerin uzaysal pozisyonlarına göre farklılık gösterdiği önceki bölümlerde belirtilmişti. Geciktir ve topla hüzme oluşturma yönteminin temel çalışma prensibi de her bir sensör için oluşan zaman gecikmesinin, bu sensörlerden elde edilen sinyalin fazının kaydırılması ile sıfırlanması ve daha sonra tüm sensör çıkış sinyallerinin toplanmasıdır. Tüm sensör çıkış sinyalleri toplanarak tek bir dizin çıkış sinyali elde edildikten sonra bu sinyal, dizin girişindeki sinyal gücünün hüzme çıkışındaki sinyal gücüne eşit olması adına normalize edilmektedir. Şekil 2.5'te geciktir ve topla hüzme oluşturma yöntemine ait blok şema verilmiştir. Bu hüzme oluşturma yöntemi literatürde kullanılan en temel yöntemlerden birisi olarak karşımıza çıkmaktadır.



Şekil 2.5 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Blok Şeması

Eşitlik (10) ve Eşitlik (17)'de verilmiş olan eşitlikleri kullanarak, dizin giriş sinyalinin bağımsız eklenir gürültü de içerdiği durumda dizin çıkış sinyalini aşağıdaki gibi ifade edelim.

$$Y(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} H_n(\omega) \{e^{-j\omega\tau_n} S(\omega) + N_n(\omega)\} \quad (33)$$

Eşitlik (33)'te verilmiş olan dizin çıkışı için sinyal-gürültü oranı maksimize edilmek istendiğinde dizin dürtü cevabı için aşağıda verilmiş olan çözüm elde edilmektedir. Bu ifadede (*) operatörü kompleks eşlenik operatörüdür.

$$H_n(\omega) = sbt. (e^{-j\omega\tau_n})^* \quad (34)$$

Bu ifadede dizin çıkışındaki sinyal gücünün her bir sensör girişindeki sinyal gücüne eşit olması adına $sbt = \frac{1}{N}$ olmaktadır. Böylece geciktir ve topla hüzme oluşturmada durumunda dizin dürtü cevabı zaman ve frekans alanında aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$h_n(\tau) = \frac{1}{N} \delta(\tau + \tau_n) \quad (35)$$

$$H_n(\omega) = \frac{1}{N} e^{-j\omega\tau_n} \quad (36)$$

Vektörel formda dizin dürtü cevabı aşağıdaki gibi ifade edilmektedir. Bu ifadede $\mathbf{k}_s$, hüzme oluşturmada kullanılacak olan yön bilgisini içeren dalga sayısı vektörünü ifade etmektedir.

$$\mathbf{H}^T(\omega) = \frac{1}{N} \mathbf{a}^H(\mathbf{k}_s) \quad (37)$$

Genel olarak dar bant hüzme oluşturma yöntemleri Şekil 2.3'te verilmiş olan yapıyı kullanmaktadır, ancak genel notasyon anlamında bu yapıda ifade edilmiş olan dürtü cevabı fonksiyonlarının yerini hüzme katsayıları almaktadır. Böylelikle her bir sensör bu sensör için belirlenmiş hüzme katsayısına sahip olmaktadır. Aşağıda hüzme katsayıları vektörel formatta belirtilmiştir.

$$\mathbf{w}^H = [w_0^* \quad w_1^* \quad \dots \quad w_{N-1}^*] \quad (38)$$

Hüzme katsayıları kullanılarak Eşitlik (25)'te zaman alanında verilmiş olan dizin çıkış sinyali, geciktir ve topla hüzme oluşturma yöntemi için düzlem dalga durumunda aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$y(t, \mathbf{k}) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\mathbf{k}) e^{j\omega t} \quad (39)$$

Benzer şekilde Eşitlik (26)'da frekans alanı için verilmiş olan ifade de aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$Y(\omega, \mathbf{k}) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\mathbf{k}) \quad (40)$$

Bu durumda dizin dürtü cevabı ile hüzme katsayıları arasında aşağıdaki gibi bir ilinti olmaktadır.

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{H}^T(\omega_c) \quad (41)$$

2.3.4 Frekans-Dalga Sayısı Tepki Fonksiyonu ve Hüzme Örüntüsü

Bu aşamada frekans-dalga sayısı tepki fonksiyonunun tanımlanması uygun olacaktır. Frekans-dalga sayısı tepki fonksiyonu, farklı dalga sayısı vektörü ve frekanslarda değişen dizin kazancını ifade etmekte olup, doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerdeki transfer fonksiyonu ile de bağdaştırılabilmektedir. Frekans-dalga sayısı tepki fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$Y(\omega, \mathbf{k}) \triangleq \mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{a}(\mathbf{k}) \quad (42)$$

Hüzme örüntüsü (beam pattern) ise bir dizinin performansını belirleyen önemli unsurlardan birisidir. Verilen bir dizine ait hüzme örüntüsü aşağıdaki gibi bulunmaktadır.

$$B(\omega, \theta, \phi) = Y(\omega, \mathbf{k}) \Big|_{\mathbf{k}=\frac{2\pi}{\lambda}\mathbf{v}(\theta, \phi)} \quad (43)$$

Eşitlik (43)'te yer alan $\mathbf{v}(\theta, \phi)$ ifadesi, (θ, ϕ) küresel koordinat açılarına sahip birim vektörü ifade etmektedir. Bu durumda hüzme örüntüsü, frekans-dalga sayısı tepki fonksiyonunun, $2\pi/\lambda$ yarıçaplı bir küre üzerinde işlenmesi olarak tanımlanabilmektedir.

Çeşitli hüzme oluşturma yöntemlerinin performanslarının karşılaştırılması, genellikle bu yöntemler sonucunda elde edilen hüzme örüntüleri incelenerek gerçekleştirilmektedir. Hüzme örüntülerinin incelenmesinde kullanılan birtakım hüzme örüntü parametreleri mevcuttur. Bunlardan bazıları 3-dB hüzme genişliği (3-dB beamwidth), ilk sıfır mesafesi (distance to first null), ilk yan lob mesafesi (distance to first sidelobe), ilk yan lob yüksekliği (height of first sidelobe), diğer sıfır noktalarının pozisyonları (location of remaining nulls), yan lob azalma oranı (rate of decrease of sidelobes) ve ızgara lobları (grating lobes) parametreleridir [1]. İlerleyen bölümlerde bu çalışma kapsamında oluşturulmuş çeşitli hüzme örüntüleri incelenirken, bu parametrelerden de ayrıca bahsedilmiştir.

2.3.5 Dizin Performans Ölçüm Kriterleri

Dizin performansını belirleyen çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Yönlülük (directivity), dizin kazancı–uzaysal beyaz gürültü karşılaştırması (array gain versus spatially white noise), hassasiyet ve Tolerans Faktörü (sensitivity and the tolerance factor) yaygınca kullanılan yöntemlerdendir.

2.3.5.1 Yönlülük

Yönlülük, sensör dizininin belirli bir (θ_T, ϕ_T) yönünden yayılan sinyaller için bu sinyalleri alışı hassasiyetini ifade etmektedir ve D ile gösterilmektedir. Aşağıda yönlülük fonksiyonu ifade edilmiştir [20].

$$D = \frac{P(\theta_T, \phi_T)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^\pi d\theta \int_0^{2\pi} d\phi \sin \theta . P(\theta, \phi)} \quad (44)$$

Eşitlik (44)'te verilmiş olan yönlülük fonksiyonunda $P(\theta, \phi)$, güç örüntüsü (power pattern) olarak bilinmektedir ve hüzme örüntü fonksiyonu ile arasında aşağıdaki gibi bir ilişki vardır. Burada genel notasyona uygun olması açısından $P(\omega, \theta, \phi)$ ifadesindeki frekans bağımlılığı kaldırılmıştır.

$$P(\omega, \theta, \phi) = |B(\omega, \theta, \phi)|^2 \quad (45)$$

Hüzme katsayılarının normalize edildiği durumda $P(\theta_T, \phi_T) = 1$ olmaktadır. Bu durumda dizin yönlülüğü aşağıdaki gibi bulunmaktadır.

$$D = \left\{ \frac{1}{4\pi} \int_0^\pi d\theta \int_0^{2\pi} d\phi \sin \theta \cdot P(\theta, \phi) \right\}^{-1} \quad (46)$$

2.3.5.2 Dizin Kazancı – Uzaysal Beyaz Gürültü Karşılaştırması

Sensör dizinlerinin en önemli görevlerinden birisi sinyal-gürültü oranını iyileştirmektir. Dizin kazancı parametresi bu iyileştirmeyi ölçmemize yarayan bir parametre olarak karşımıza çıkmaktadır. Dizin kazancı, A_w , dizin çıkışındaki sinyal-gürültü oranının dizin girişindeki sinyal-gürültü oranına oranı şeklinde tanımlanmaktadır.

Dizin kazancını ifade etmek üzere ilk olarak, beyaz gürültü eklenmiş düzlem dalga sinyalinin n . dizin elemanında oluşturduğu sinyali aşağıdaki gibi ifade edelim.

$$x_n(t) = s(t - \tau_n) + n_n(t), \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (47)$$

Her bir sensör için girişteki sinyal-gürültü oranı, her bir sensöre etki eden gürültü sinyalinin özdeş olduğu varsayımı altında, ω frekansında aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$SGO_g(\omega) = \frac{S_s(\omega)}{S_n(\omega)} \quad (48)$$

Dizin çıkışındaki, $y(t)$ sinyaline ve dizin girişindeki, $s(t)$ sinyaline ait spektrum ifadeleri sırasıyla aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$S_y(\omega) = \mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{S}_x(\omega) \mathbf{H}^*(\omega) = \mathbf{w}^H \mathbf{S}_x(\omega) \mathbf{w} \quad (49)$$

$$\mathbf{S}_s(\omega) = \mathbf{a}(\mathbf{k}_s) S_s(\omega) \mathbf{a}^H(\mathbf{k}_s) \quad (50)$$

Eşitlik (49) ve Eşitlik (50)'de verilmiş olan ifadeler kullanılarak dizin çıkışındaki sinyal, gürültü ve ilgilenilen sinyal spektrumlarının toplamı olarak ikiye ayrılabilir. Bu durumda ilgilenilen sinyal spektrumundan kaynaklanan dizin çıkış spektrumu aşağıdaki gibi ifade edilebilecektir.

$$\begin{aligned} S_{y_s}(\omega) &= \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\mathbf{k}_s) S_s(\omega) \mathbf{a}^H(\mathbf{k}_s) \mathbf{w} \\ &= S_s(\omega) \end{aligned} \quad (51)$$

Bu durumda gürültü sinyali spektrumundan kaynaklanan dizin çıkış spektrumu da aşağıdaki gibi ifade edilebilecektir.

$$S_{y_n}(\omega) = \mathbf{w}^H \mathbf{S}_n(\omega) \mathbf{w} \quad (52)$$

Gürültünün beyaz gürültü olduğu ve her bir sensörün özdeş gürültü spektrumuna sahip olduğu varsayımı altında gürültü spektrumu aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\mathbf{S}_n(\omega) = S_n(\omega) \mathbf{I} \quad (53)$$

Bunun sonucunda gürültü spektrumu aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$S_{y_n}(\omega) = \|\mathbf{w}\|^2 S_n(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} |w_n|^2 S_n(\omega) \quad (54)$$

Böylece çıkış spektrumu aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$SGO_\zeta(\omega) = \frac{1}{\sum_{n=0}^{N-1} |w_n|^2} \frac{S_s(\omega)}{S_n(\omega)} \quad (55)$$

Bu durumda dizin kazancı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

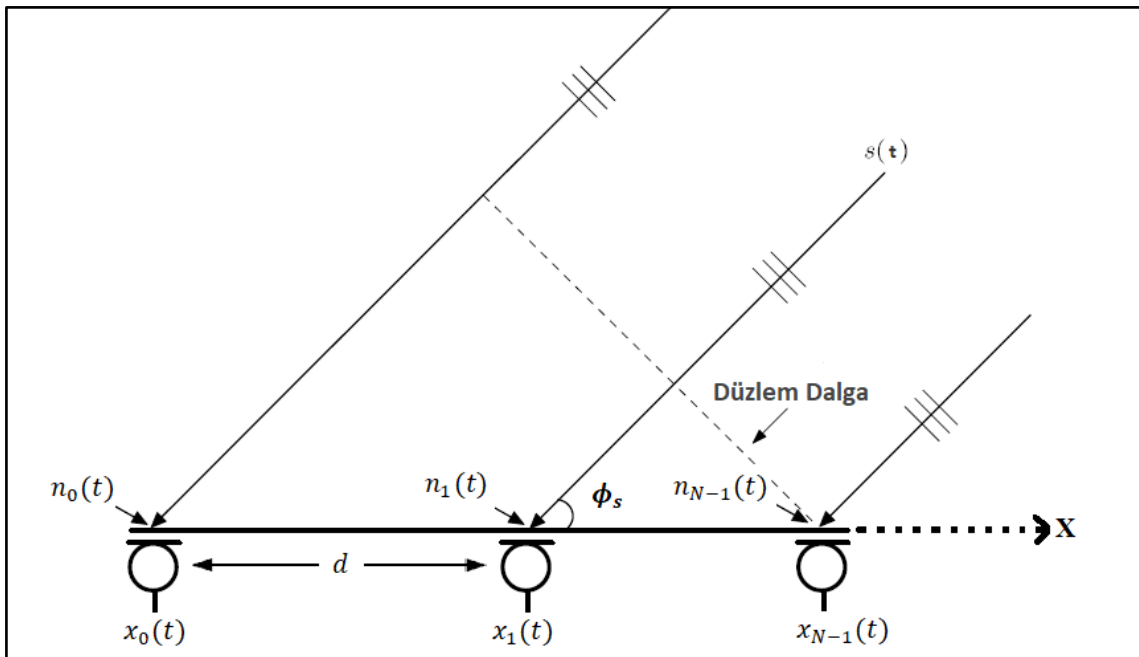
$$A_w = \frac{SGO_\zeta(\omega)}{SGO_g(\omega)} = \frac{1}{\sum_{n=0}^{N-1} |w_n|^2} = \left(\sum_{n=0}^{N-1} |w_n|^2 \right)^{-1} = \|\mathbf{w}\|^{-2} \quad (56)$$

2.3.5.3 Hassasiyet ve Tolerans Faktörü

Bu yöntemde sensör dizinlerinin, kazanç ve faz hatasına sahip olması ya da dizin elemanlarının hatalı konumlandırılması gibi olası hata durumlarına karşı hassasiyetleri incelenmektedir. Temelde iki kategoride ele alınmaktadır. Bunlardan ilki doğrusal filtre işlemi sırasında görülen, filtre katsayılarının hatalı seçiminden kaynaklanan bozulma ve diğeri ise dizin elemanlarının hatalı konumlandırılmasından kaynaklanan bozulmadır. Gerçekleştirilen çalışmalarda bu tür hataların ihmal edilebilir düzeyde olduğu kabul edilmiştir.

2.4 Düzgün Doğrusal Dizin

Literatürde, dizin sinyal işleme problemleri incelenirken, analiz kolaylığı sağlaması nedeniyle genellikle düzgün doğrusal dizinler kullanılmaktadır. Düzgün doğrusal dizinler, sensörlerin tek bir eksen üzerinde ve aralarında eşit mesafeler bulunacak şekilde yerleştirilmesiyle oluşturulmaktadır. Bu bölümdeki incelemelerde kullanılacak düzgün doğrusal dizin yapısı, Şekil 2.6'da verilmiştir. Sensör elemanları x eksenini boyunca eşit d aralıkları ile yerleştirilmiş, n . sensör çıkışında elde edilen toplam sinyal $y_n(t)$, bu sensöre etki eden gürültü sinyali ise $n_n(t)$ olarak ifade edilmiştir.



Şekil 2.6 Düzgün Doğrusal Dizin Yapısı

Şekil 2.6’da verilmiş olan düzgün doğrusal dizin yapısı için dizin orta noktasının, koordinat sisteminin merkezinde olduğunu düşünelim. Bu durumda sensör elemanlarının eksen üzerindeki konumları aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\mathbf{p}_n = \left[\left(n - \frac{N-1}{2} \right) d \quad 0 \quad 0 \right]^T, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (57)$$

Bu durumda, toplam sensör sayısı N olan düzgün doğrusal dizin üzerinde yer alan n .sensör elemanı için, τ_n zaman gecikmesi, Eşitlik (16)’nın da yardımı aşağıdaki gibi bulunmaktadır.

$$\tau_n = -\frac{\left(n - \frac{N-1}{2} \right) d \cos \phi_s}{c}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (58)$$

Düzgün doğrusal dizinler incelenirken ilk olarak uzaysal belirsizlik durumu ifade edilmiştir. Bu durumu özetlemek gerekirse, uzaysal belirsizlik, aynı ω açısal frekansına ve λ dalga boyuna fakat farklı geliş açılarına sahip iki farklı sinyalin, dizine göre simetrik konumlarda aynı zaman gecikmesine sebep olması ve bunun sonucunda da özdeş yönelim vektörlerin elde edilmesini ifade etmektedir. Bu durum aşağıda gösterilmiştir.

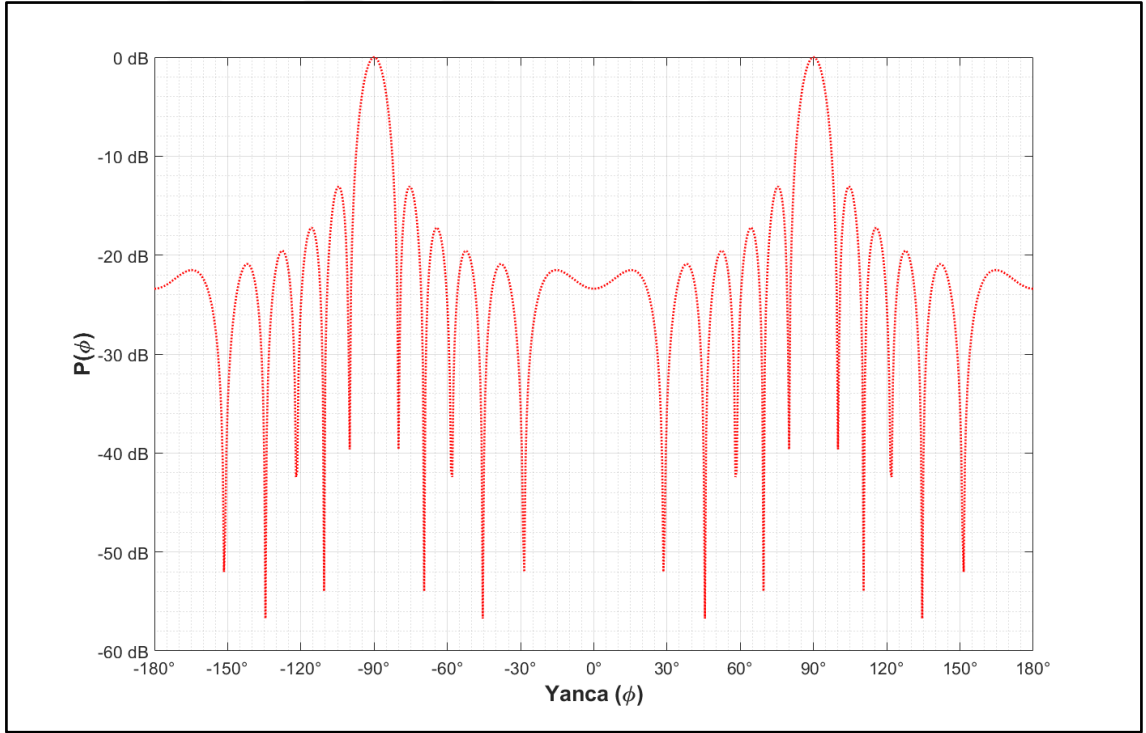
$$e^{-j\omega\tau_n(\phi_{s1})} = e^{-j\omega\tau_n(\phi_{s2})} \quad (59)$$

$$e^{j\omega \frac{(n-\frac{N-1}{2})d \cos \phi_{s1}}{c}} = e^{j\omega \frac{(n-\frac{N-1}{2})d \cos \phi_{s2}}{c}} \quad (60)$$

Eşitlik (59) ve Eşitlik (60)’ta verilen ifadeler sonucunda Aşağıda verilen sonuç elde edilmektedir. Bu eşitlikte verilmiş olan ifadenin çözümü $\phi_{s1} = -\phi_{s2}$ sonucunu vermektedir ve bu durumda $\phi \in [0^\circ 180^\circ]$ olmaktadır.

$$\cos \phi_{s1} = \cos \phi_{s2} \quad (61)$$

Şekil 2.7’de, bir düzgün doğrusal dizine ait, $f = 2kHz$ sinyal frekansı, $\theta_s = 0^\circ$ yükseliş açısı ve $\phi_s = 90^\circ$ yanca açısı için oluşturulmuş geciktir ve topla hüzmeye katsayılarına göre güç örüntüsü verilmiştir. Bu doğrusal dizin, $d = 8.575cm$ (0.5λ) olacak şekilde eşit aralıklar ile yerleştirilmiş $N = 12$ adet sensör içermektedir. Güç örüntüsünü incelendiğimizde, hem $\phi = 90^\circ$ hem de $\phi = -90^\circ$ için eşit kazançlar elde edildiği görülmektedir. Bu durum düzgün doğrusal dizinler için $\phi \in [0^\circ 180^\circ]$ koşulunu geçerli kılmaktadır. Düzgün doğrusal dizin kullanılması durumunda oluşan bu belirsizlik, dizin eksenine göre simetrik iki noktada bulunan kaynaklar tarafından oluşturulan zaman gecikmelerinin eşit olmasından kaynaklanmaktadır ve uzaysal belirsizlik olarak adlandırılmaktadır. Sonraki bölümlerde, düzgün doğrusal dizinler için verilmiş olan güç örüntülerinin daha anlaşılabilir olması adına, bu örüntüler $\phi \in [0^\circ 180^\circ]$ aralığı için gösterilmiş olup simetrik kısımları gösterilmemiştir.



Şekil 2.7 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüsü – Uzaysal Belirsizlik Durumu

Bu bölümde incelenecek bir diğer durum ise uzaysal örtüşme durumudur. Dalga boyu λ , bir dalganın bir periyodu boyunca kat ettiği mesafe olarak bilindiğinden, uzaysal frekans f_s ve uzaysal açısal frekans ω_s , kavramları [33]'te aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\lambda = c/f \quad (62)$$

$$f_s = f \frac{d \cos \phi_s}{c} = \frac{d \cos \phi_s}{\lambda} \quad (63)$$

$$\omega_s = 2\pi f_s = \omega \frac{d \cos \phi_s}{c} \quad (64)$$

$T = 1/f$ olmak üzere, örnekleme frekansını f_o , örnekleme periyodunu ise T_o ile ifade eder isek, Nyquist teoremine göre aşağıda verilmiş olan koşulların sağlanması gerekmektedir.

$$f_o > 2f \quad (65)$$

$$T_o < \frac{T}{2} \quad (66)$$

Düzgün doğrusal dizin durumunda uzaysal örtüşme olmaması için aşağıdaki koşulun sağlanması gerekmektedir [33].

$$|\omega_s| < \pi \quad (67)$$

Eşitlik (67)'de elde edilmiş olan koşul ile aşağıda verilmiş olan ifade elde edilmektedir.

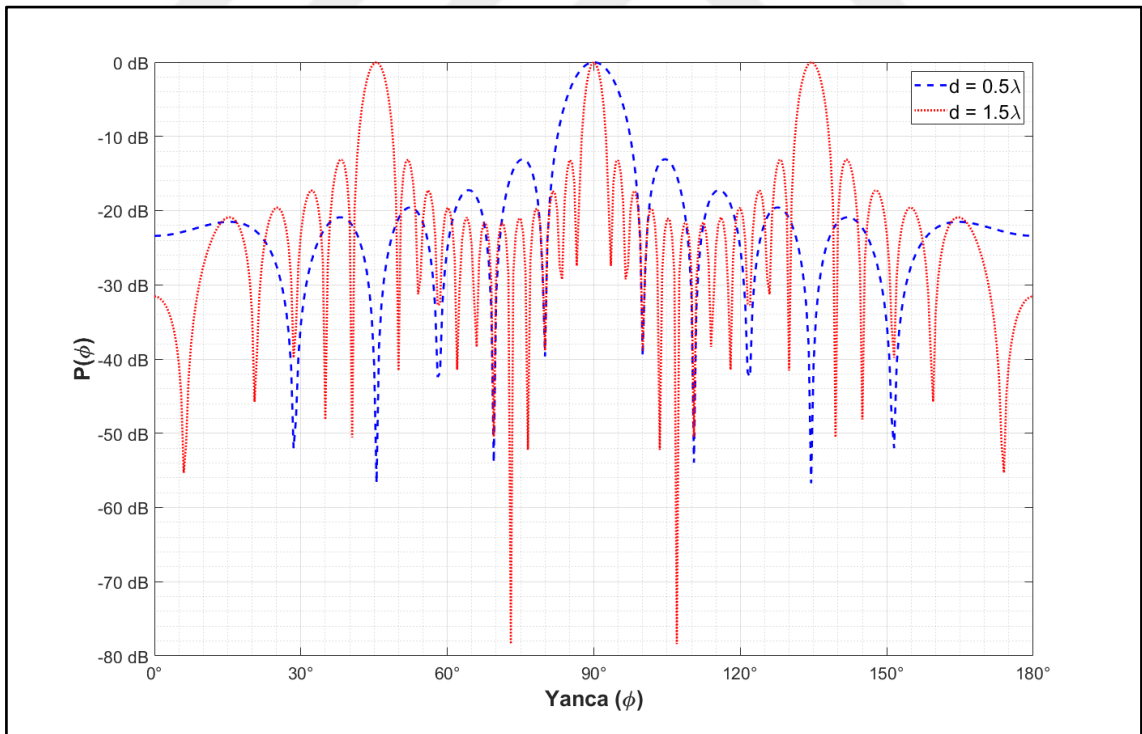
$$|f_s| < \frac{1}{2} \Leftrightarrow d |\cos \phi_s| < \frac{\lambda}{2} \quad (68)$$

Elde edilen eşitliğin ϕ_s açısına bağlı olması ve çoğu zaman kaynak sinyallerinin geliş yönünün bilinmemesinden dolayı, genel olarak sensör elemanları arası mesafe uzaysal örtüşme olmaması için aşağıdaki koşulu sağlayacak şekilde seçilmektedir.

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (69)$$

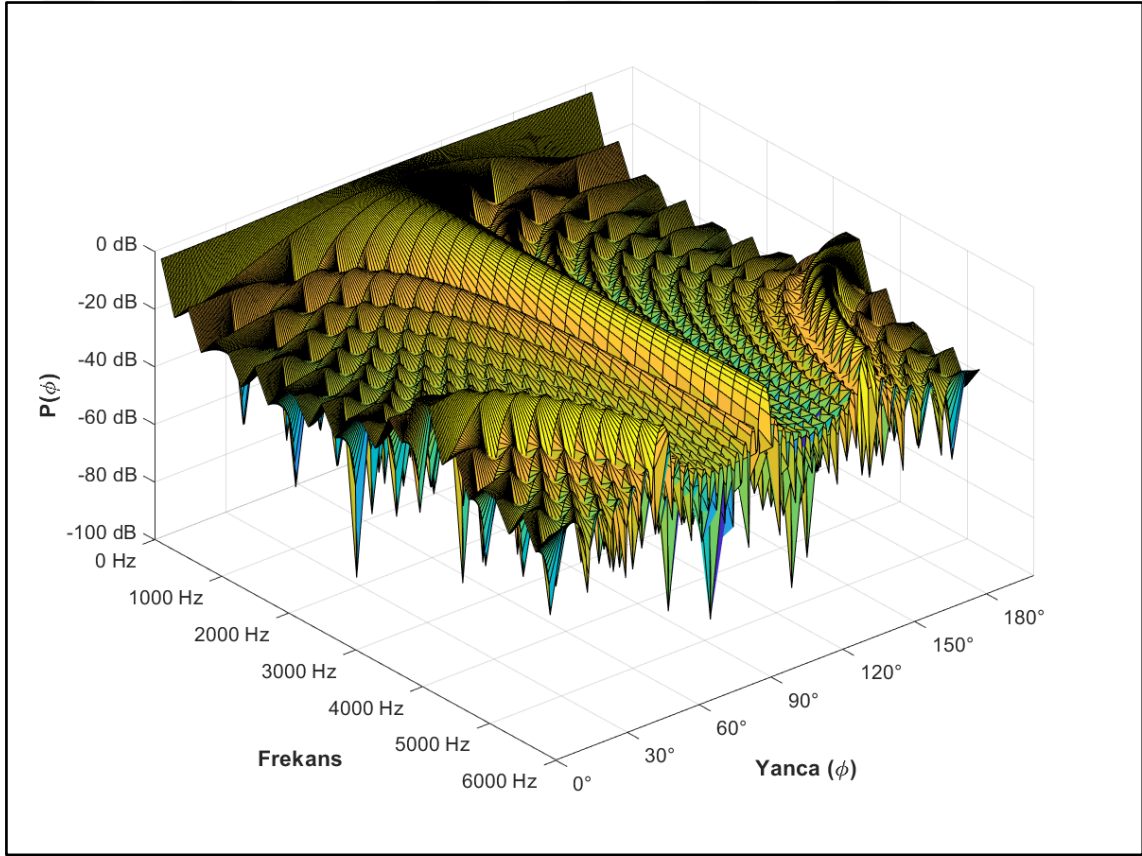
Bir diğ er ifade ile, bir d zg un doğrusal dizinin uzaysal anlamda bir  rneklemeye yaptığı d ş  n ld ğ nde, uzaysal  rneklemeye periyodu d 'nin,  rneklenenecek sinyalin dalga boyunun yarısından daha küçük olması gerekmektedir.

Uzaysal  rt   me durumunu göstermek üzere, sensörler arası mesafeleri $d_1 = 8.575cm$ (0.5λ), $d_2 = 25.725cm$ (1.5λ) ve sensör sayıları $N_1 = N_2 = 12$ olan iki farklı d zg un doğrusal dizine ait g     r nt  leri incelenmi  tir. Şekil 2.8'de her iki dizine ait, $f = 2kHz$ sinyal frekansı, $\theta_s = 0^\circ$ yükseliş açısı ve $\phi_s = 90^\circ$ yanca açısı için oluşturulmuş geciktir ve topla hüzme katsayılarına göre g    r nt  leri verilmi  tir.  r nt  lerden de g r leceğ  üzere, $d_1 = 8.575cm$ sen r mesafesine sahip d zg un doğrusal dizin için Eşitlik (69)'da verilmiş olan koşul sağlandığından, diğ er yönlerde herhangi bir  rt   me görülmezken, $d_2 = 25.725cm$ sensör mesafesine sahip d zg un doğrusal dizin için Eşitlik (69)'da verilmiş olan koşul sağlanamadığından $\phi = 45^\circ$ ve $\phi = 135^\circ$ yanca açılarında  rt   me gözlenmektedir. Bu açılarda gözlenen tepe noktaları ızgara lobları olarak da bilinmektedir.

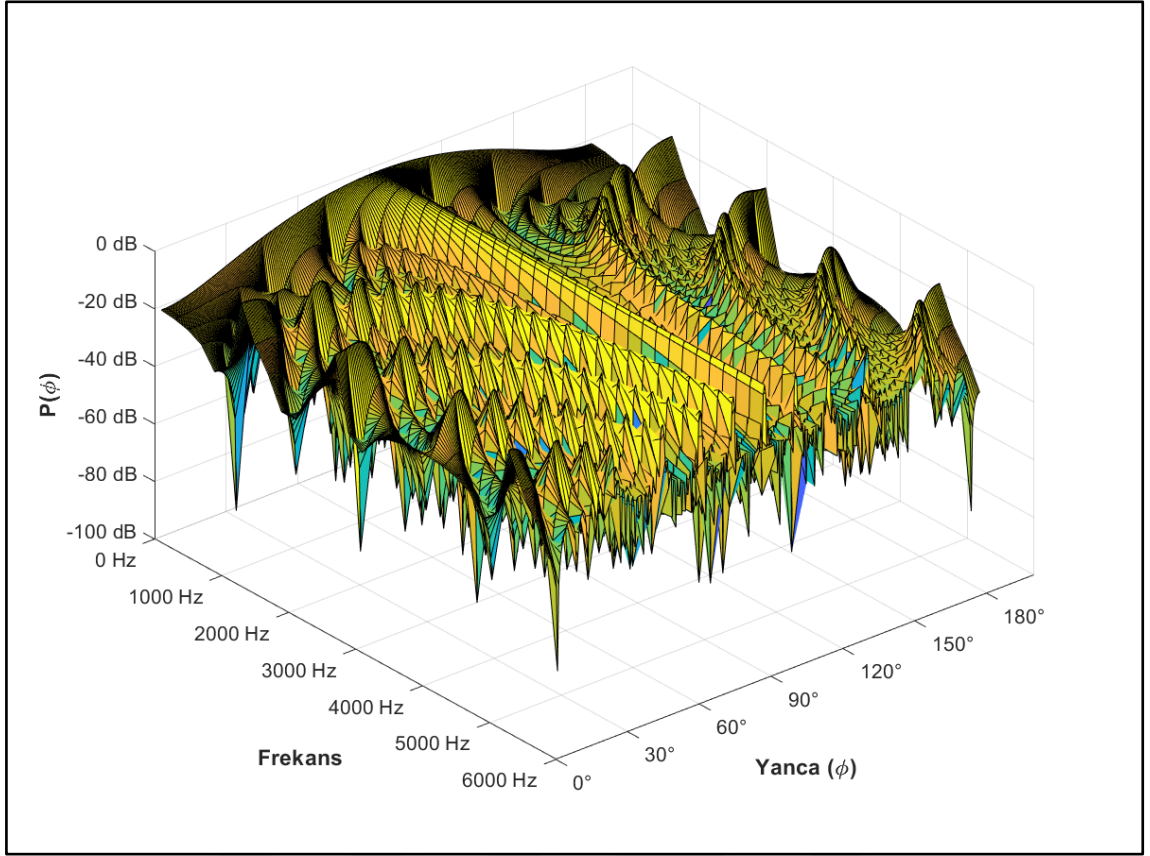


Şekil 2.8 D zg un Doğrusal Dizinin G    r nt  leri – Uzaysal  rt   me Durumu

Şekil 2.8’de görülen örtüşme durumu, $d_1 = 8.575\text{cm}$ sensör mesafesine sahip düzgün doğrusal dizin için Şekil 2.9 ve $d_2 = 25.725\text{cm}$ sensör mesafesine sahip düzgün doğrusal dizin için Şekil 2.10’daki gibi frekans değişimi de dikkate alınarak üç boyutlu grafikler ile gösterilmiştir. Grafikler incelendiğinde $d_1 = 8.575\text{cm}$ sensör mesafesine sahip düzgün doğrusal dizin için frekansın 2 kHz değerinden düşük olduğu değerlerde örtüşme gözlenmezken, frekansın 2 kHz değerinden büyük olduğu durumlarda Eşitlik (69)’da verilmiş olan koşul sağlanamadığından ızgara loblarının oluştuğu görülmektedir. Sensörler arası mesafesi $d_2 = 25.725\text{cm}$ olan düzgün doğrusal dizin için ise ızgara lobları tüm frekans bandında görülmektedir. Bu da uzaysal örtüşmenin olduğu bu dizinde yönlü bir karakteristik elde edilemeyeceği anlamına gelmektedir.

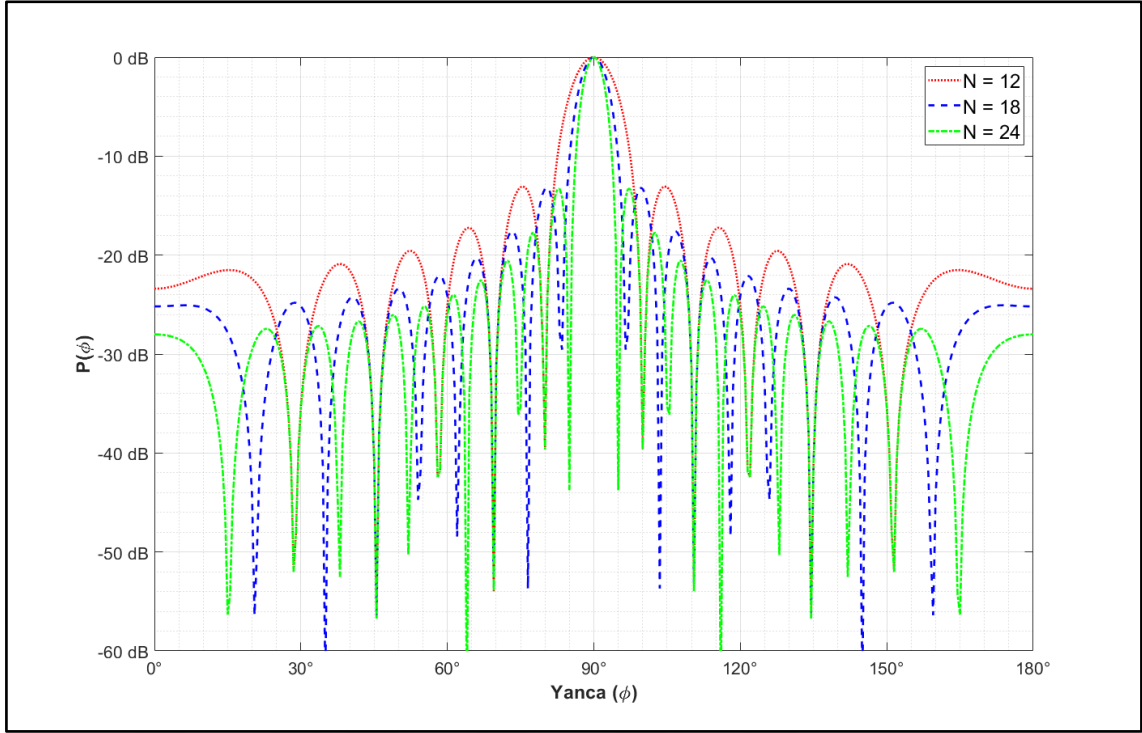


Şekil 2.9 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüsü – Frekans Değişim Durumu 1



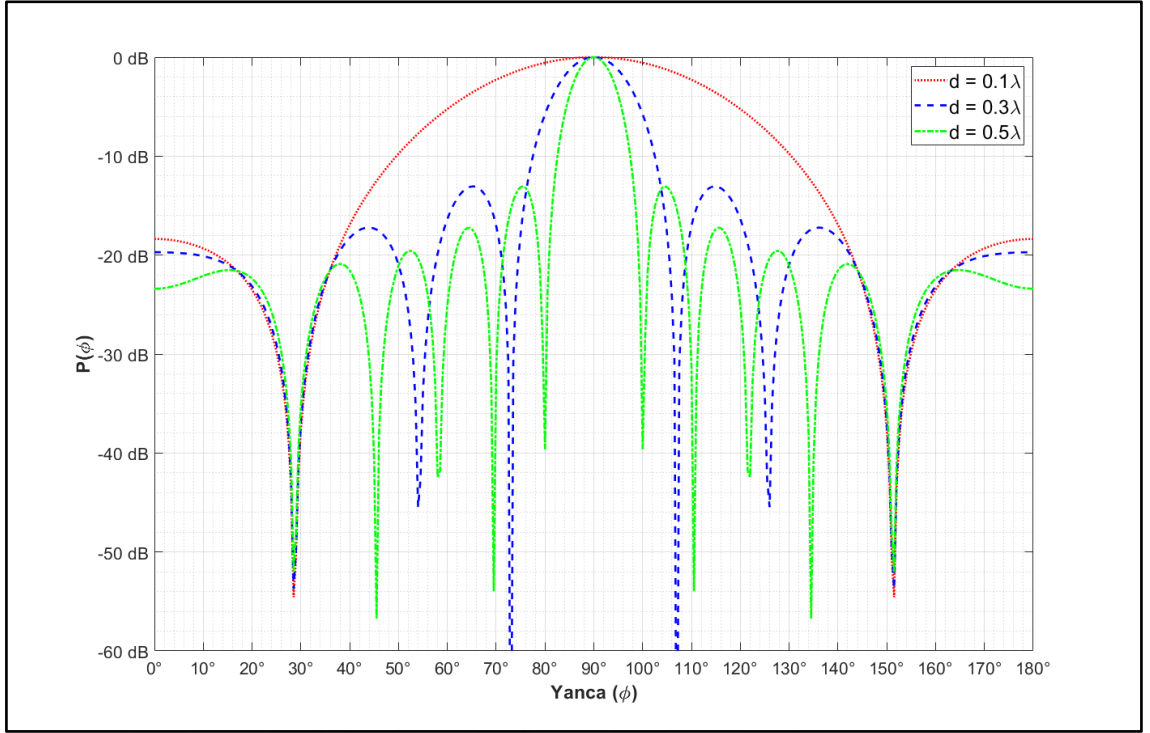
Şekil 2.10 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüsü – Frekans Değişim Durumu 2

Uzaysal belirsizlik ve uzaysal örtüşme durumları incelendikten sonra, sensör sayıları ve sensörler arasındaki mesafe değişimlerinin güç örüntülerine etkileri incelenmiştir. İlk olarak farklı sensör sayılarına göre dizin güç örüntüsündeki değişim incelenmiştir. Bu durumu gözlemlemek adına, $d_1 = d_2 = d_3 = 8.575\text{cm}$ sensör mesafesine sahip üç adet düzgün doğrusal dizin, sensör sayıları $N_1 = 12$, $N_2 = 18$ ve $N_3 = 24$ olacak şekilde oluşturulmuştur. Her bir doğrusal dizine ait, $f = 2\text{kHz}$ sinyal frekansı, $\theta_s = 0^\circ$ yükseliş açısı ve $\phi_s = 90^\circ$ yanca açısı için oluşturulmuş geciktir ve topla hüzme katsayılarına göre güç örüntüleri Şekil 2.11’de verilmiştir.



Şekil 2.11 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüleri – Değişken Elaman Sayısı Durumu

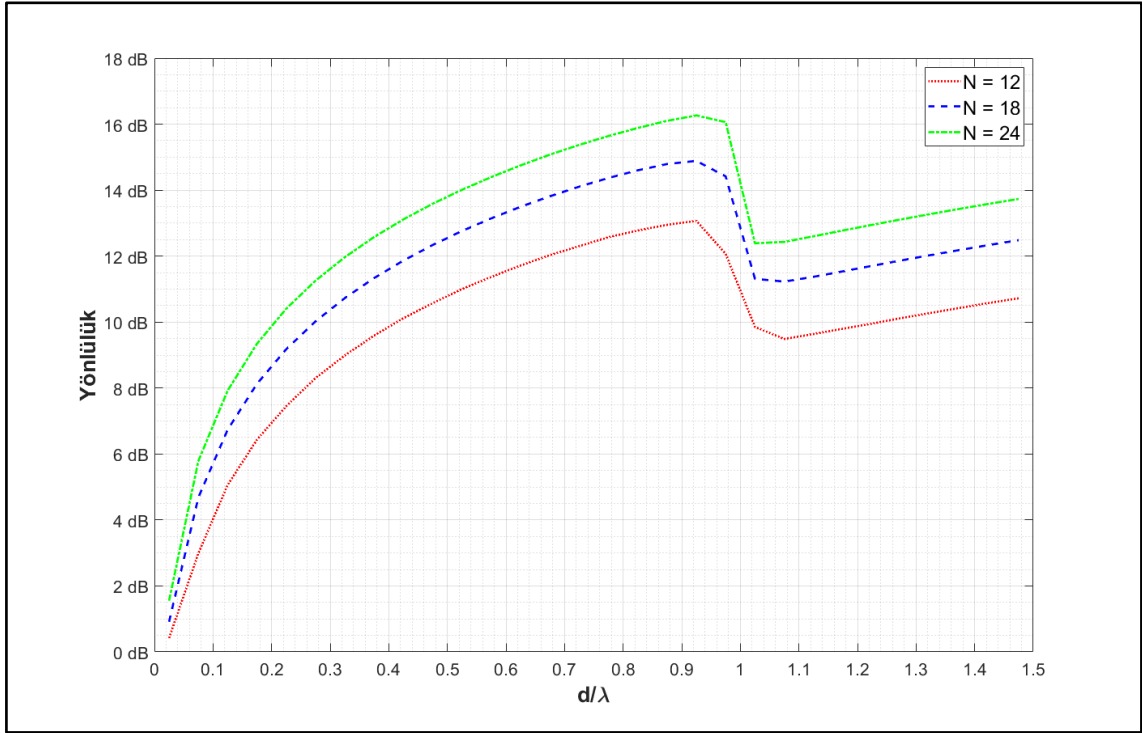
Değişken sensör sayılarına göre güç örüntülerinin incelenmesinin ardından, sensörler arası mesafedeki değişimlerin güç örüntülerine etkilerinin incelenmesi için Şekil 2.12’de verilmiş olan güç örüntüleri elde edilmiştir. Bu örüntüler ise $N_1 = N_2 = N_3 = 12$ adet sensör elemanından oluşan, $d_1 = 1.715cm$ (0.1λ), $d_2 = 5.145cm$ (0.3λ) ve $d_3 = 8.575cm$ (0.5λ) sensör mesafesine sahip üç adet düzgün doğrusal dizine ait, $f = 2kHz$ sinyal frekansı, $\theta_s = 0^\circ$ yükseliş açısı ve $\phi_s = 90^\circ$ yanca açısı için oluşturulmuş geciktir ve topla hüzme katsayılarına göre elde edilmiştir.



Şekil 2.12 Düzgün Doğrusal Dizin Güç Örüntüleri – Değişken Sensör Mesafesi Durumu

Şekil 2.11 ve Şekil 2.12’de verilmiş güç örüntüleri incelendiğinde, dizin üzerinde yer alan sensör sayısının veya dizin elemanları arasındaki mesafenin artırılması sonucunda hüzmeye genişliği küçülmekte ve daha yüksek açısal çözünürlük elde edilmektedir. Ayrıca bu değişkenlerdeki artış ile yan lob seviyelerinde de düşüş olduğu ve dolayısı ile daha yüksek sinyal-gürültü oranı elde edilebileceği görülmektedir.

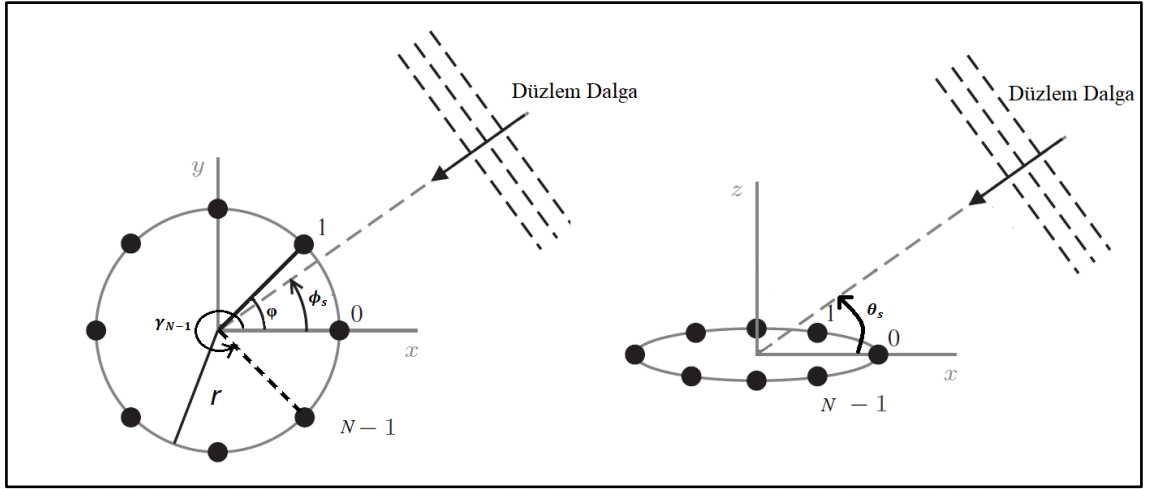
Düzgün doğrusal dizin yapısı kapsamında son olarak, farklı sensör sayılarına göre dizin yönlülük kazancındaki değişim incelenmiştir. Şekil 2.13'te $d_1 = d_2 = d_3 = 8.575\text{cm}$ sensör mesafesine sahip üç adet düzgün doğrusal dizin, sensör sayıları $N_1 = 12$, $N_2 = 18$ ve $N_3 = 24$ olacak şekilde oluşturulmuştur. Her bir doğrusal dizine ait, $f = 2\text{kHz}$ sinyal frekansı, $\theta_s = 0^\circ$ yükseliş açısı ve $\phi_s = 90^\circ$ yanca açısı için oluşturulmuş geciktir ve topla hüzme katsayılarına göre dizinlere ait yönlülük kazançları değişken frekanslar için elde edilmiştir. Şekil 2.13'te verilmiş olan sensör dizinlerine ait yönlülük grafiklerinde, yönlülük değerlerinin azalmaya başladıkları durum literatürde ilk ızgara lobunun görüldüğü durum olarak ifade edilmiştir [32].



Şekil 2.13 Düzgün Doğrusal Dizin Yönlülük Kazançları

2.5 Düzgün Dairesel Dizin

Bu bölümde, sinyal işleme problemlerinin çözümünde yaygın olarak kullanılan bir diğer dizin tipi olan düzgün dairesel dizin, bir önceki bölümde düzgün doğrusal dizin için gerçekleştirilmiş çalışmalara benzer olarak incelenmiştir. Düzgün dairesel dizinler, dizin elemanlarının koordinat düzlemi üzerinde r yarıçaplı bir daire oluşturacak şekilde eşit ϕ açı aralıkları ile yerleştirilmesiyle oluşturulmaktadır. Şekil 2.14'te düzgün dairesel dizin yapısının üstten ve yandan görüntüsü verilmiştir.



Şekil 2.14 Düzgün Dairesel Dizin Yapısı

Dizin üzerinde yer alan n . elemanın koordinat sistemi üzerindeki pozisyon vektörü, $\mathbf{p}_n$, aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\mathbf{p}_n = [r \cos \gamma_n \quad r \sin \gamma_n \quad 0]^T, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (70)$$

Eşitlik (70)'te verilmiş olan ifadede γ_n açısı, koordinat sistemi üzerinde n . elemana karşılık gelen açıdır ve aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\gamma_n = \frac{2\pi n}{N} \quad (71)$$

Ayrıca sensörler arası mesafe, dizin yarıçapı cinsinden aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$d = 2r \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \approx \frac{2\pi r}{N} \quad (72)$$

Dalga sayısı vektörünü ifade eden Eşitlik (18) ve dizin üzerindeki her bir elemanın konumunu ifade eden Eşitlik (70) kullanılarak aşağıda verilmiş olan ifade elde edilebilmektedir.

$$\mathbf{k}^T \mathbf{p}_n = -\frac{2\pi}{\lambda} r \cos \theta [\cos \phi \cos \gamma_n + \sin \phi \sin \gamma_n] \quad (73)$$

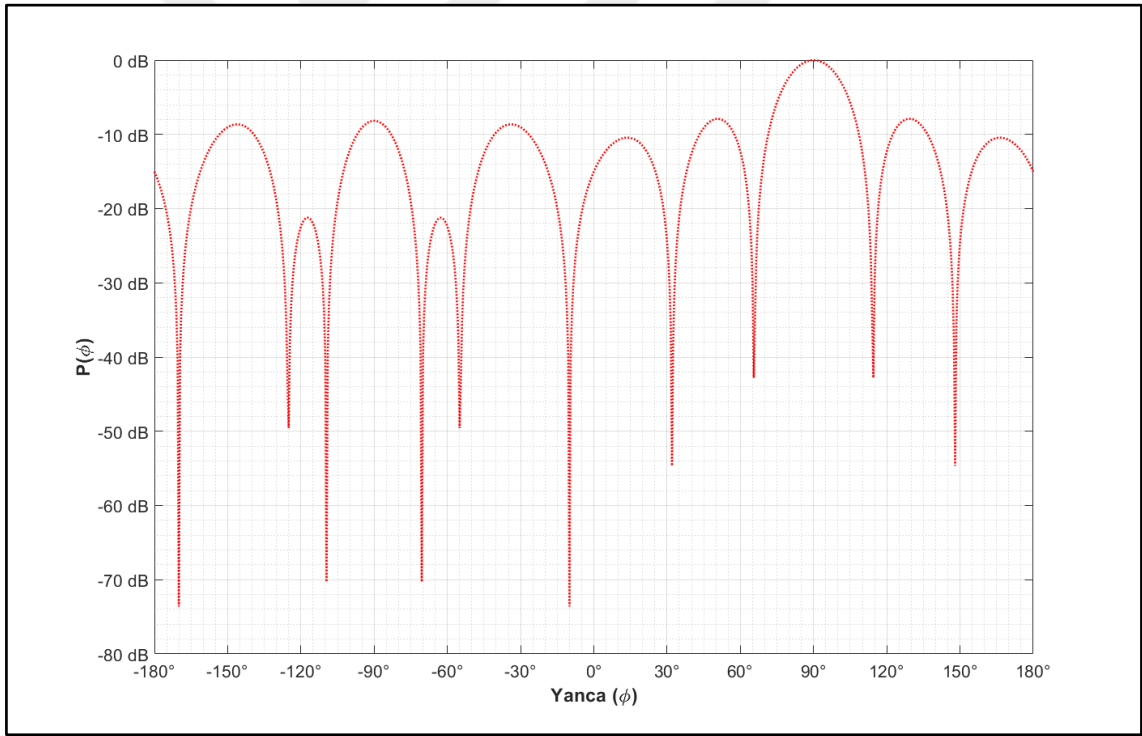
Eşitlik (73)'te verilmiş olan ifade temel trigonometrik dönüşümlerden yararlanılarak aşağıdaki gibi de gösterilebilmektedir.

$$\mathbf{k}^T \mathbf{p}_n = -\frac{2\pi}{\lambda} r \cos \theta [\cos(\phi - \gamma_n)] \quad (74)$$

Böylece Eşitlik (74)'te yer alan ifade Eşitlik (21)'de kullanılarak dizin yönelim vektörü, $\mathbf{a}(\mathbf{k})$, bulunur ve Eşitlik (42)'de verilmiş olan ifade de kullanılırsa düzgün dairesel dizin için frekans-dalga sayısı tepki fonksiyonu, $Y(\omega, \mathbf{k})$, bulunabilecektir. Frekans-dalga sayısı tepki fonksiyonu kullanılarak düzgün dairesel dizin için hüzme örüntüsü Eşitlik (43) yardımı ile bulunabilecektir. Bu durumda geciktir ve topla hüzme oluşturma yöntemi için hüzme örüntüsü fonksiyonu aşağıdaki gibi olmaktadır. Bu ifadede yer alan (θ_s, ϕ_s) açıları hüzme katsayılarının oluşturulmasında kullanılan yönelim açılarını ifade etmektedir.

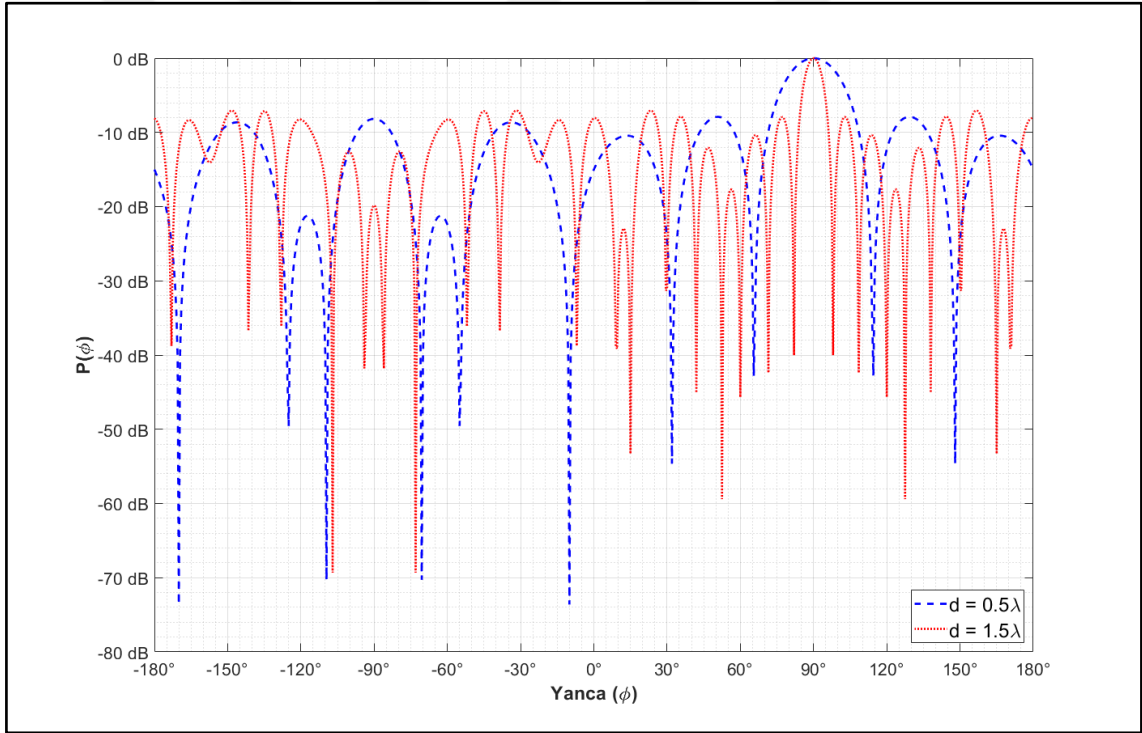
$$B(\omega, \theta, \phi) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left[j \frac{\omega}{c} r [\cos \theta \cos(\phi - \gamma_n) - \cos \theta_s \cos(\phi_s - \gamma_n)] \right] \quad (75)$$

Şekil 2.7’de, $N = 12$ adet sensör içeren, $d = 8.575\text{cm}$ (0.5λ) sensörler arası mesafeye sahip olan bir düzgün doğrusal dizin yapısı için uzaysal belirsizlik durumu gösterilmiştir. Bu durumu düzgün dairesel dizin yapısı için incelemek üzere, aynı sayıda sensör ve sensörler arası mesafeye sahip bir düzgün dairesel dizine ait $f = 2\text{kHz}$ sinyal frekansı, $\theta_s = 0^\circ$ yükseliş açısı ve $\phi_s = 90^\circ$ yanca açısı için oluşturulmuş geciktir ve topla hüzmeye katsayılarına göre güç örüntüsü Şekil 2.15’teki gibi elde edilmiştir. Bu durumda $d = 8.575\text{cm}$ (0.5λ) sensör mesafesinin elde edilmesi için dizin yarıçapı $r = 16.377\text{cm}$ olmaktadır. Şekil 2.15’ten de görüldüğü üzere, düzgün doğrusal dizin yapısı için $\phi \in [0^\circ 180^\circ]$ olan koşul, düzgün dairesel dizin yapısı için geçerli olmamakta ve $\phi \in [-180^\circ 180^\circ]$ olarak elde edilmektedir. Bu durumda düzgün dairesel dizin kullanıldığında yatay düzlemde simetrik iki noktada bulunan kaynakların herhangi bir uzaysal belirsizliğe yol açmayacağı görülmektedir.



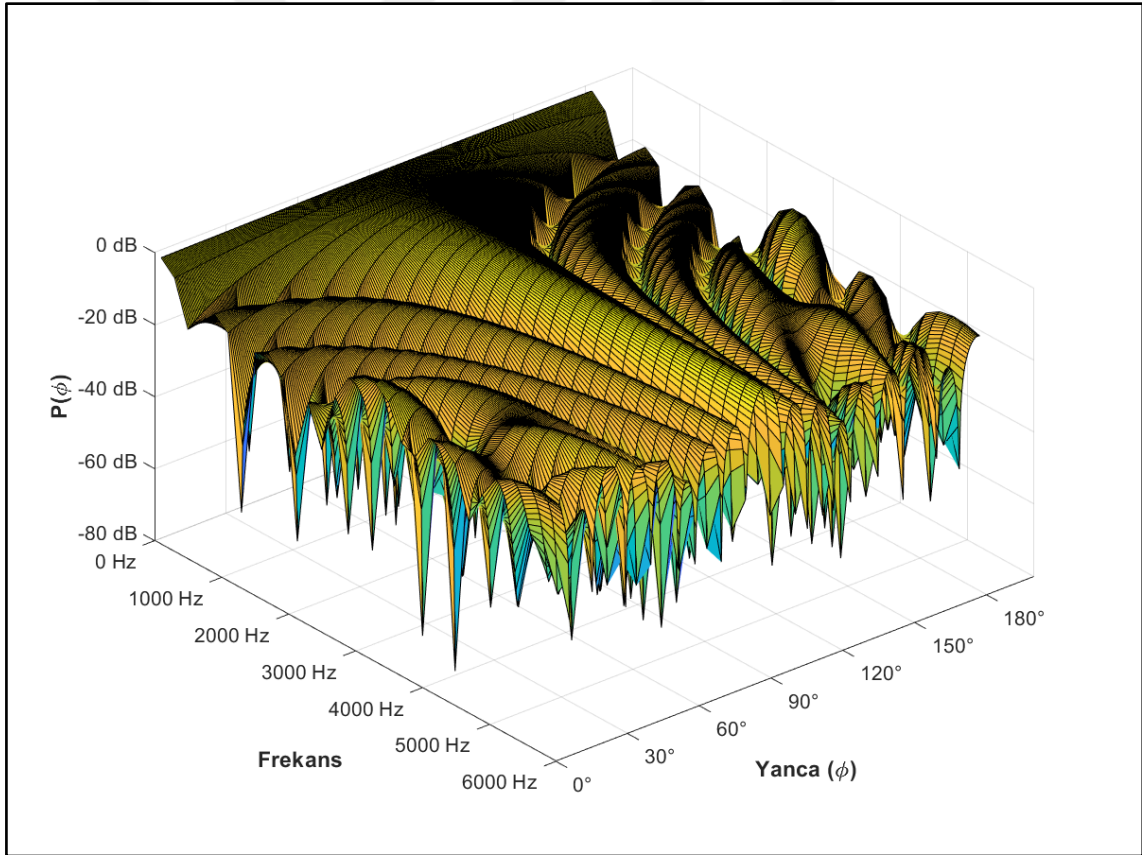
Şekil 2.15 Düzgün Dairesel Dizinin Güç Örüntüsü – Uzaysal Belirsizlik Durumu

Şekil 2.8’de ise, $N_1 = N_2 = 12$ adet sensör içeren, sensörler arası mesafeleri $d_1 = 8.575\text{cm}$ (0.5λ) ve $d_2 = 25.725\text{cm}$ (1.5λ) olan iki farklı düzgün doğrusal dizin için, sensörler arası mesafenin Eşitlik (69)’da belirtilen koşulu sağlamadığı durumda uzaysal örtüşmenin oluşacağı gösterilmiştir. Aynı durum düzgün dairesel dizin için incelenmek istenirse, $f = 2\text{kHz}$ sinyal frekansı, $\theta_s = 0^\circ$ yükseliş açısı ve $\phi_s = 90^\circ$ yanca açısı için oluşturulmuş geciktir ve topla hüzme katsayılarına göre güç örüntüleri Şekil 2.16’daki gibi olmaktadır. Bu örüntüler incelendiğinde, $d_2 = 25.725\text{cm}$ (1.5λ) sensörler arası mesafeye sahip olan dizin için, Eşitlik (69)’da belirtilen koşul sağlanamadığından, $d_1 = 8.575\text{cm}$ (0.5λ) durumuna göre daha çok sayıda yan lob oluşumu görülmüştür. Ancak oluşan yan loblardan hiç birisinin ana lob seviyesinde olmaması, düzgün doğrusal dizin yapısına göre avantajlı bir durum oluşturmaktadır.

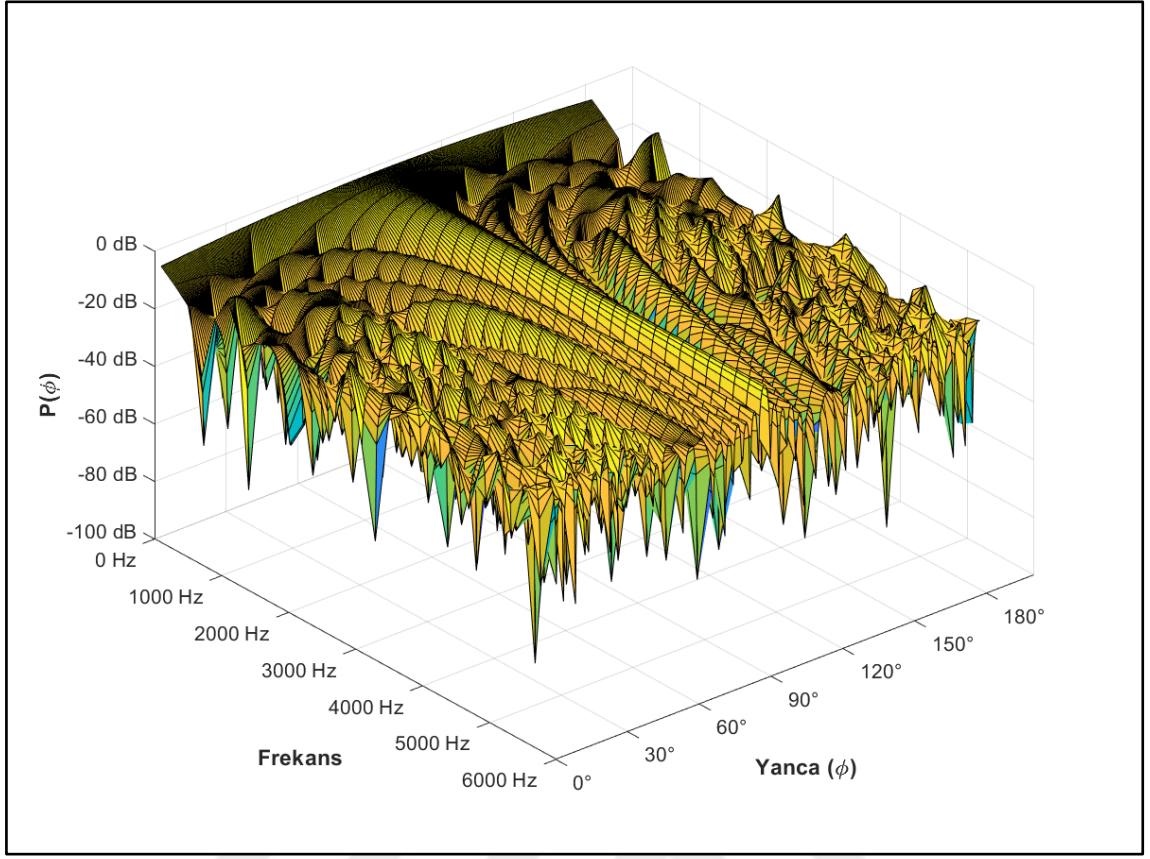


Şekil 2.16 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüleri – Uzaysal Örtüşme Durumu

Şekil 2.16’da verilmiş olan $d_1 = 8.575cm (0.5\lambda)$ ve $d_2 = 25.725cm (1.5\lambda)$ için oluşturulmuş düzgün dairesel dizin yapıları ile elde edilmiş olan güç örüntülerinin, belirli bir frekans bandındaki değişiminin de gözlenebilmesi için Şekil 2.17 ve Şekil 2.18’deki gibi frekans değişimi de dikkate alınarak üç boyutlu grafikler oluşturulmuştur. Şekil 2.17’de, $d_1 = 8.575cm (0.5\lambda)$ sensör mesafesine sahip olan dizin durumunda ana lob dışında yalnızca temel yan loblar görülmekte iken, Şekil 2.18’de $d_2 = 25.725cm (1.5\lambda)$ sensör mesafesine sahip olan dizin durumunda uzaysal örtüşmeden dolayı ana lob dışında pek çok yön için ızgara lobları olduğu görülmektedir. Ancak tüm frekans bandında oluşan ızgara loblarından hiçbirisi ana lob seviyesine ulaşmamıştır. Bu durum da bu çalışma kapsamında düzgün dairesel dizin yapısının, düzgün doğrusal dizin yapısına göre avantajı olarak görülmüştür.

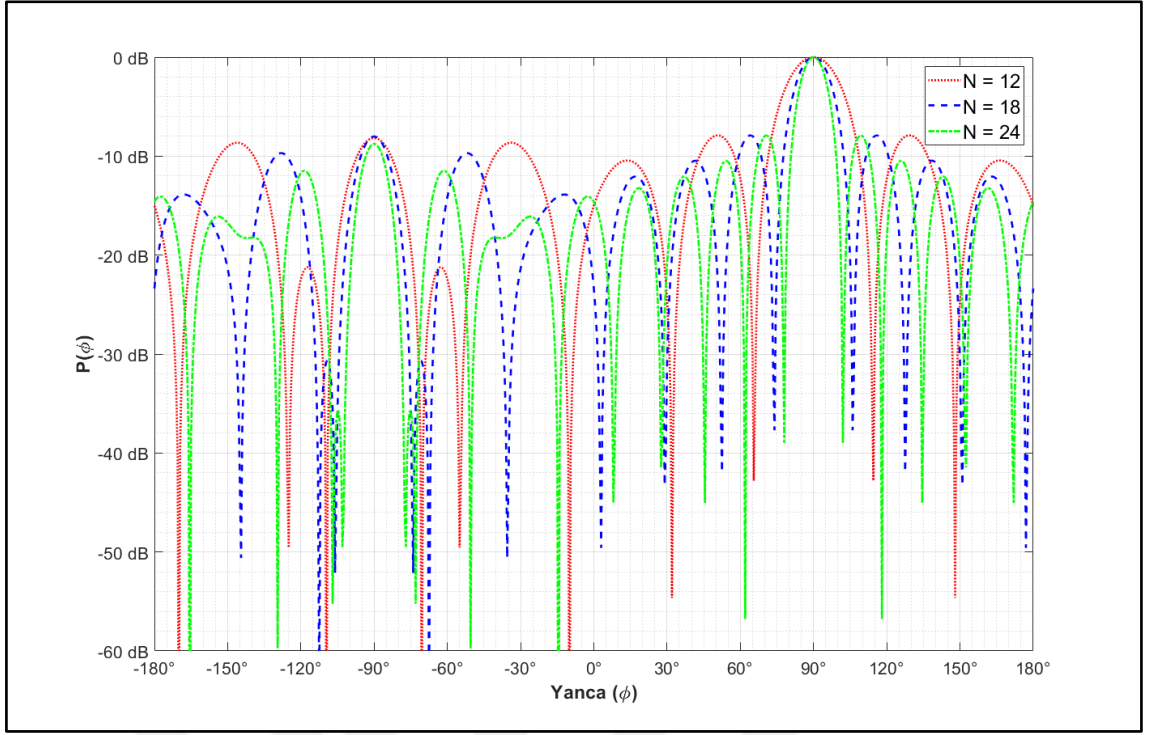


Şekil 2.17 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüsü – Frekans Değişim Durumu 1

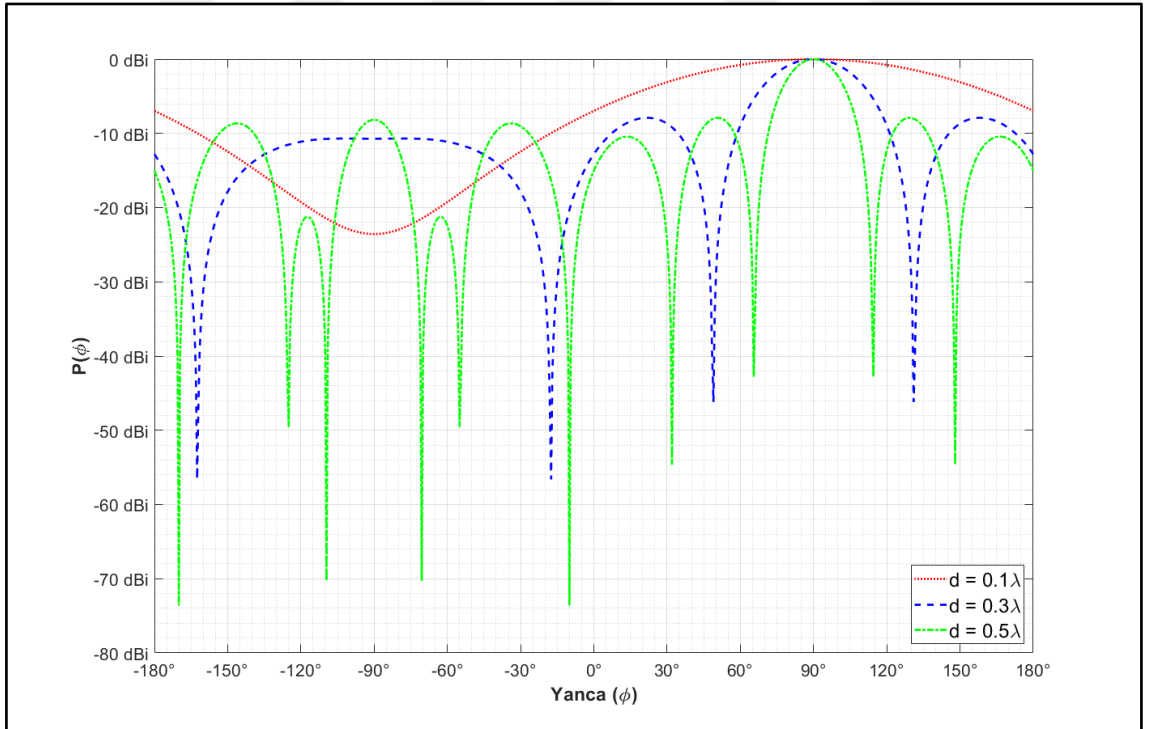


Şekil 2.18 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüsü – Frekans Değişim Durumu 2

Şekil 2.11 ve Şekil 2.12’de düzgün doğrusal dizinlerde güç örüntülerinin farklı sensör sayıları ve farklı sensörler arası mesafelere göre değişimleri gösterilmişti. Bu örüntüler aynı parametreler eşliğinde düzgün dairesel dizin yapısı için de Şekil 2.19 ve Şekil 2.20’de verilmiştir. Şekil 2.19 ve Şekil 2.20’de verilmiş olan güç örüntüleri incelendiğinde, dizin üzerinde yer alan sensör sayısının veya dizin elemanları arasındaki mesafenin artırılması sonucunda, düzgün doğrusal dizindeki duruma benzer olarak hüzmeye genişliği küçülmekte ve daha yüksek açısal çözünürlük elde edilmektedir.

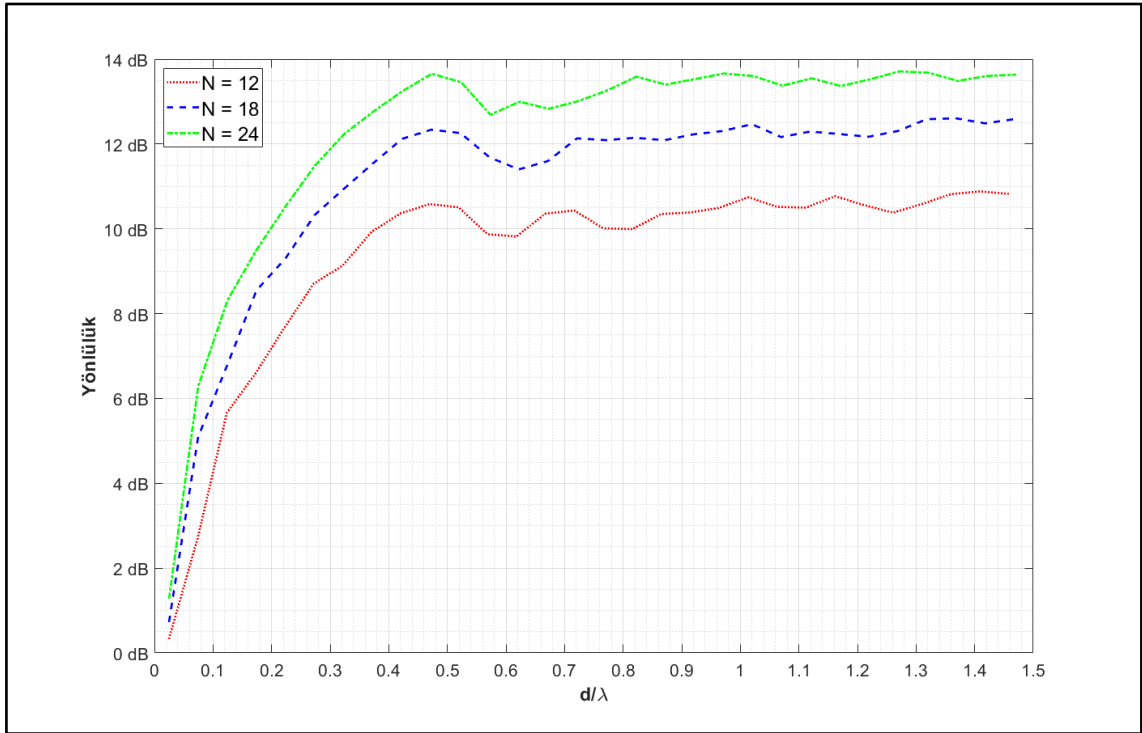


Şekil 2.19 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüleri – Değişken Elaman Sayısı Durumu



Şekil 2.20 Düzgün Dairesel Dizin Güç Örüntüleri – Değişken Sensör Mesafesi Durumu

Bu bölümde son olarak, farklı sensör sayılarına göre dizin yönlülük kazancındaki değişim, Şekil 2.13'te düzgün doğrusal dizin yapısı için gerçekleştirilmiş parametrelere göre düzgün dairesel dizin yapısı için de Şekil 2.21'deki gibi elde edilmiştir. Düzgün doğrusal dizin incelenirken, Şekil 2.13'te yönlülük değerlerinin azalmaya başladıkları durum ilk ızgara lobunun görüldüğü durum olarak ifade edilmişti. Bu durum Şekil 2.21'de düzgün dairesel dizin incelendiğinde, düzgün dairesel dizin için bu azalmanın daha küçük bir miktarda olduğu görülmüştür. Bu durumun, düzgün dairesel dizin için elde edilmiş olan güç örüntülerinde, ızgara loblarının ana lob seviyesinde olmamasından kaynaklandığı değerlendirilmiştir.



Şekil 2.21 Düzgün Dairesel Dizin Yönlülük Kazançları

Gerçekleştirilen çalışmalar sonucunda düzgün dairesel dizinlerin, düzgün doğrusal dizinlere göre birtakım avantajlara sahip olduğu görülmüştür. Düzgün dairesel dizinlerin düzlemsel dizinler olması ve dolayısı ile yalnızca bir eksen yerine tüm düzleme yayılan dizin elemanlarına sahip olmaları hem yanca hem de yükseliş açılarının çözülebilmesini sağlamaktadır. Ancak düzgün doğrusal dizinler yalnızca bir açısal bileşeni çözebilmektedirler. Ayrıca düzgün doğrusal dizinlerde görülen uzaysal belirsizlik durumu düzgün dairesel dizinlerde görülmemektedir. Bu da yanca açısı $\emptyset$ üzerinde herhangi bir kısıtlamaya sebep olmamaktadır. Son olarak aynı parametrelere göre frekans artışıyla birlikte düzgün dairesel dizin yapısının uzaysal örtüşme durumundan daha az etkilendiği görülmüştür. Bu avantajlarından dolayı bu çalışmada düzgün dairesel dizin yapısının kullanılmasının uygun olacağı değerlendirilmiştir.



2.6 Yön Kestirimi

Bu bölümde, yayılım yapan M adet kaynaktan yayılan sinyallerin, N adet sensör içeren bir sensör dizini tarafından bu sensör dizinine geliş yönü açılarının kestirimi incelenecektir. Geliş yönü açısı kestirim problemi temel olarak enerjinin uzaysal dağılımının belirlenmesinden oluşmaktadır ve kaynak pozisyonları uzayda yüksek enerji yoğunluklarına sahip noktaları temsil etmektedir [32, 33].

Beyaz gürültü eklenmiş düzlem dalga sinyalinin n . dizin elemanında oluşturduğu sinyal Eşitlik (47)'de belirtilmişti. Bu ifade düzlem dalga durumunda Eşitlik (21)'de verilmiş olan dizin yönelim vektörü de kullanılarak aşağıdaki gibi vektörel formda gösterilebilmektedir [32]. Bu ifadede, daha sonraki modelleme aşamalarında kolaylık olması açısından dizin yönelim vektörü, sinyal geliş yönü açısı çiftini belirten θ ile ifade edilmiştir.

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(t) &= s(t)\mathbf{a}(\theta) + \mathbf{n}(t) \\ \mathbf{x}(t) &= [x_0(t) \quad x_1(t) \quad \dots \quad x_{N-1}(t)]^T \\ \mathbf{n}(t) &= [n_0(t) \quad n_1(t) \quad \dots \quad n_{N-1}(t)]^T \\ \theta &= (\theta, \phi)\end{aligned}\tag{76}$$

Literatürde, Eşitlik (76)'da verilmiş olan ifade belirli varsayımlar eşliğinde kullanılarak yön kestirim problemi dizin modeli, çoklu kaynak ve tek bir dar bant sinyal durumu için aşağıdaki şekilde ifade edilerek kullanılmaktadır [33-35].

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(t) &= [\mathbf{a}(\theta_0) \quad \mathbf{a}(\theta_1) \quad \dots \quad \mathbf{a}(\theta_{M-1})] \begin{bmatrix} s_0(t) \\ s_1(t) \\ \vdots \\ s_{M-1}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \\ \boldsymbol{\theta} &= [\theta_0 \quad \dots \quad \theta_{M-1}]\end{aligned}\tag{77}$$

Geliş yönü açısı kestirim problemi incelenirken göz önüne alınan varsayımlardan ilki, yayılım yapan kaynağın sensör dizinine göre uzak alanda bulunduğudır. Böylece uzak alanda bulunan kaynak noktasal yayılım yapan kaynak olarak düşünülebilecektir. İkinci varsayım ise kaynaktan yayılan sinyallerin sensör dizinine homojen bir ortam boyunca ilerlediği ve bu ortam boyunca herhangi bir dağıtıma uğramadığıdır. İncelemelerde ve bu tez kapsamında kabul edilen son varsayım ise toplam kaynak (hedef) sayısı, M değerinin biliniyor olmasıdır. Hedef sayısı kestirim problemi bu tez kapsamında incelenmemiş olup literatürde çeşitli yöntemlerin geliştirildiği görülmüştür [36-38].

Eşitlik (77)'de verilmiş olan ifadede $\mathbf{A}(\Theta)$, $N \times M$ boyutunda bir matris olup, dizin cevap matrisi olarak ifade edilmektedir. Literatürde birçok dar bant sinyal dizin sinyal işleme tekniği, $\mathbf{a}(\theta_i)$ dizin yönelim vektörü terimi ile i . hedefe ait sinyal geliş yönü açılarını içermesinden dolayı bu modeli kullanmaktadır [34].

Gerçek hayatta sensör dizini tarafından elde edilen hedef sinyali çeşitli gürültü sinyalleri tarafından bozunuma uğramaktadır. Eşitlik (77)'de verilmiş olan modelde bu gürültü sinyali $\mathbf{n}(t)$ ile gösterilmiş olup genellikle ilintisiz sinyal olarak kabul edilmektedir. Farklı dizin elemanları tarafından alınan ve aynı hedeften yayılan saf hedef sinyalleri ise ilintili sinyal olarak kabul edilmektedir. Literatürde, bu özelliğin kullanılarak geliş yönü açısı bilgisinin elde edilebilmesinin mümkün olduğu belirtilmiştir [39]. Bu özellikten yararlanabilmek adına, geliş yönü açısı kestirim problemlerinin çözümünde, dizin elemanları boyunca elde edilen gürültülü sinyale ait çapraz kovaryans bilgisinden yararlanılmaktadır. Bunun için, dizin elemanları tarafından elde edilen gürültülü hedef sinyaline ait uzaysal kovaryans matrisi aşağıda verilmiş olup, bu matris yön kestirim problemlerinin çözümünde sıkça kullanılmaktadır. Ayrıca burada verilmiş olan $E\{\cdot\}$ operatörü beklenen değer operatörünü ifade etmektedir.

$$\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} \quad (78)$$

Eşitlik (77)'de verilmiş olan ifadeyi Eşitlik (78)'de kullandığımızda aşağıdaki ifade elde edilmektedir. Bu ifadede, $\mathbf{R}_{ss}$ sinyal kovaryans matrisini, σ_N^2 gürültü varyansını, $\mathbf{I}_N$ ise $N \times N$ boyutunda birim matrisi belirtmektedir.

$$\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} = \mathbf{A}(\Theta)\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H(\Theta) + \sigma_N^2\mathbf{I}_N, \quad \mathbf{R}_{ss} = E\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\} \quad (79)$$

Pratikte, sınırlı sayıda sinyal örneği kullanılabildiğinden $\mathbf{R}_{xx}$ kovaryans matrisinin kesin değerinin bulunabilmesi mümkün olmamaktadır. Bunun yerine, yaklaşık olarak bu değer olarak kabul edilebilen kestirim değeri kullanılmaktadır. Bunun sonucunda beklenen değer ifadesi yerine belirli zaman anlarında örneklenmiş sınırlı sayıda sinyal örneğinin ortalaması kullanılabilmektedir. Bu kapsamda $\mathbf{X}$ 'i, farklı zaman anlarında örneklenmiş K adet $\mathbf{x}(t_k)$ vektörü içeren bir matris olarak ifade edecek olursak, Eşitlik (77)'de verilmiş olan model aşağıdaki forma dönüşecektir.

$$\begin{aligned}\mathbf{X} &= [\mathbf{x}(t_1) \quad \mathbf{x}(t_2) \quad \dots \quad \mathbf{x}(t_K)]^T \\ &= \mathbf{A}(\boldsymbol{\Theta}) \cdot [\mathbf{s}(t_1) \quad \mathbf{s}(t_2) \quad \dots \quad \mathbf{s}(t_K)]^T + [\mathbf{n}(t_1) \quad \mathbf{n}(t_2) \quad \dots \quad \mathbf{n}(t_K)]^T \\ &= \mathbf{A}(\boldsymbol{\Theta}) \cdot \mathbf{S} + \mathbf{N}\end{aligned}\quad (80)$$

Böylece farklı zaman anlarında örneklenmiş K adet örnek için $\mathbf{R}_{xx}$ kovaryans matrisi kestirimi aşağıdaki gibi bulunabilecektir. Literatürdeki pek çok yöntem geliş yönü açısı kestiriminde bu temel matrisi kullanmaktadır.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{R}}_{xx} &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(t_k) \mathbf{x}^H(t_k) \\ &= \frac{1}{K} \mathbf{X} \mathbf{X}^H\end{aligned}\quad (81)$$

Literatürde, belirtilmiş olan modeli kullanan ve geliş yönü açısı kestirim probleminde kullanılan pek çok yöntem geliştirilmiştir. Bu tez kapsamında dar bant sinyal durumu için, hüzmeye oluşturma tabanlı yöntemlerinden geciktir ve topla hüzmeye oluşturma yöntemi ve Capon hüzmeye oluşturma yöntemi alt uzay tabanlı yöntemlerden ise çoklu sinyal sınıflandırması yöntemi kullanılmıştır. İlgilenilen sinyalin geniş bantlı sinyal olduğu durumlarda ise Eşitlik (32)'de verilmiş olan, zaman alanındaki gecikmenin frekans alanında faz kaymasına dönüşmesi koşulu sağlanamamaktadır. Bu yüzden geniş bantlı sinyaller için geliş yönü açısı kestirim problemi klasik dar bant sinyal geliş yönü açısı kestirim problemlerinden farklı olarak ele alınmaktadır. Bu tez kapsamında geniş bantlı sinyal durumu geliş yönü açısı kestirimi için ise uyumsuz yöntemler ve uyumlu sinyal alt uzayı yöntemi kullanılmıştır.

2.6.1 Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yöntemleri

Bu bölümde, ilk olarak tez kapsamında kullanılmış olan dar bant sinyal durumu geliş yönü açısı kestirim yöntemleri iki ana başlık altında açıklanmıştır. İlgili yöntemlerin açıklanmasının ardından, gerçekleştirilen örnek bir benzetim üzerinden bu yöntemler incelenmiştir.

2.6.1.1 Hüzme Oluşturma Tabanlı Yöntemler

Hüzme oluşturma tabanlı yöntemler, her bir zaman anı için dizinin, hüzme katsayıları kullanılarak belirli yönlerde yönlendirilmesi ve dizin çıkışında elde edilen sinyalin gücünün ölçülmesi temeline dayanmaktadır [40]. Böylece, sinyal geliş yönüne yönlendirilmiş olan hüzme çıkışında maksimum çıkış gücü gözlenebilmektedir. Önceki bölümlerde hüzme oluşturma konsepti incelenirken, belirli hüzme katsayıları kullanılarak tek bir dizin çıkış sinyalinin elde edildiğine değinilmişti. Eşitlik (25) ve Eşitlik (39)'da verilmiş olan ifadeler eşliğinde dizin çıkış sinyalini aşağıdaki gibi ifade edelim.

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (82)$$

Bu durumda, farklı zaman anlarında örneklenmiş K adet örnek için dizin çıkışında elde edilen sinyale ait ortalama güç aşağıdaki gibi bulunmaktadır. Dolayısıyla, hüzme oluşturma tabanlı geliş yönü kestirim yöntemlerinin temel farkları, bu ifadede yer alan hüzme katsayılarını farklı yaklaşımlar ile belirliyor olmalarıdır.

$$\begin{aligned} P(w) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |y(t_k)|^2 \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t_k) \mathbf{x}^H(t_k) \mathbf{w} \\ &= \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}}_{xx} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (83)$$

2.7.1.1.1. Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi ile Yön Kestirimi

Daha önce, geciktir ve topla hüzme oluşturma yöntemi incelenirken, hüzme katsayıların $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\theta)$ olarak kullanıldığı belirtilmişti. Bu ifadede θ açısı, θ (yükseliş) ve $\emptyset$ (yanca) açıları için, ilgilenilen açısal bölge boyunca tarama açı bölgesini ifade etmektedir. Bu yöntem ile, her bir θ tarama açı çifti için seçilmiş olan hüzme katsayıları kullanılarak, dizin θ yönünde yönlendirilmekte ve ortalama dizin çıkış gücü $P(\theta)$, Eşitlik (83)'teki ifadeden yararlanılarak bulunmaktadır.

Her bir θ açısı için $P(\theta)$ değeri bulunduğundan sonra dizin çıkış gücünün tarama açısına göre değişimi incelendiğinde, i . hedefe ait sinyal geliş yönü ile örtüşen $\theta = \theta_i$ açılarında ($\theta = \theta_i, \emptyset = \emptyset_i$) ortalama dizin çıkış gücü, $P(\theta)$ 'nin, bu açılarda tepe noktası oluşturduğu görülmektedir.

Pratikte bu yöntem klasik hüzme oluşturma yöntemi olarak da bilinmektedir. Bu yöntemde $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\theta)$ hüzme katsayıları aşağıdaki gibi normalize edilerek kullanılmaktadır [33, 39-41].

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_{conv} = \frac{\mathbf{a}(\theta)}{\sqrt{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}} \quad (84)$$

Eşitlik (84)'te verilmiş olan hüzme katsayıları Eşitlik (83)'te kullanıldığında, ortalama dizin çıkış gücü, tarama açılarını da içerecek şekilde aşağıdaki gibi ifade edilmektedir ve uzaysal spektrum olarak da adlandırılmaktadır.

$$P(\theta) = P_{conv}(\theta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\hat{\mathbf{R}}_{xx}\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)} \quad (85)$$

2.7.1.1.2. Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi ile Yön Kestirimi

Bir önceki bölümde geciktir ve topla hüzme oluşturma yönteminin, tarama açıları yönlerinde yönlendirilmiş hüzme çıkış sinyalleri için ortalama gücü bularak, en yüksek çıkış gücü değerine sahip hüzme yönünü geliş yönü açısı olarak kabul ettiği belirtilmişti. Ancak bu yöntem, birden fazla hedef sinyali içeren durumlarda, ortalama dizin çıkış gücünün tüm hedef sinyallerini içermesinden dolayı yeterince verimli olmamaktadır [33, 39-41]. Capon hüzme oluşturma yöntemi [42], hüzme katsayılarını aşağıda verilmiş olan optimizasyon probleminin çözümü ile bularak, klasik hüzme oluşturma yönteminde görülen bu problemin üstesinden gelmektedir.

$$\min_w P(w) \text{ s.t. } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) = 1 \quad (86)$$

Eşitlik (86)'da verilmiş olan optimizasyon problemini çözüldüğünde, Capon hüzme oluşturma yöntemi için hüzme katsayıları aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_{cpn} = \frac{\hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (87)$$

Bu durumda, Eşitlik (86)'da verilmiş olan hüzme katsayıları Eşitlik (83)'te kullanıldığında, Capon hüzme oluşturma yöntemi için ortalama dizin çıkış gücü, tarama açılarını da içerecek şekilde aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$P(\theta) = P_{cpn}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (88)$$

2.6.1.2 Alt Uzak Tabanlı Yöntemler

Alt uzak tabanlı yöntemler temelde, $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}$ tarafından tanımlanmış olan matris uzayının, kanıtlanmış olan birtakım özelliklerini kullanmaktadır [39]. Bu özelliklerden ilki, öz vektörleri tarafından kapsanan matris uzayının, sinyal ve gürültü alt uzayları olmak üzere birbirine dik iki alt uzaya bölünebilir olmasıdır. Buna göre yönelim vektörleri sinyal alt uzayına karşılık gelmektedir. İkinci özellik ise gürültü alt uzayını kapsayan öz vektörlerin, korelasyon matrisinin küçük değerli öz değerlerine karşılık gelen öz vektörleri olmasıdır. Son özellik ise sinyal alt uzayını kapsayan öz vektörlerin, korelasyon matrisinin büyük değerli öz değerlerine karşılık gelen öz vektörleri olmasıdır.

Ayrıca, alt uzak tabanlı yöntemler için aşağıda verilmiş olan birtakım varsayımların sağlanmış olması gerekmektedir [35].

- Dizin üzerinde yer alan toplam sensör sayısının, toplam hedef sayısından fazla olması ($N > M$) ve ayrıca dizin cevap matrisi, $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})$, içerisinde yer alan farklı hedeflere ait yönelim vektörlerinin bağımsız olması gerekmektedir.
- Gürültü sinyalinin hem uzaysal hem de zamansal olarak beyaz gürültü olması ve ayrıca ortalamasının sıfır olması gerekmektedir. ($E\{\mathbf{n}(t)\} = 0, E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} = \sigma_N^2 \mathbf{I}_N$)
- Farklı zaman anlarında örneklenmiş toplam örnek sayısının, dizin üzerinde yer alan toplam sensör sayısından fazla olması ($K > N$), hedef sinyalinin ortalamasının sıfır olması ve ayrıca kovaryans matrisinin $\mathbf{R}_{ss} \geq 0$ koşulunu sağlaması gerekmektedir.

2.7.1.2.1. Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi ile Yön Kestirimi

Çoklu sinyal sınıflandırması yöntemi (MUSIC) [43], literatürde en eski ve yaygın olarak kullanılan süper çözünürlüklü geliş yönü açısı kestirim yöntemlerinden birisidir. Bu yöntem, sinyal alt uzayının gürültü alt uzayına dik olması özelliğinden yararlanabilmek için, gürültü alt uzayına dik dizin yönelim vektörleri bulmayı hedeflemektedir. Bu yöntemi açıklamak üzere, $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}$ korelasyon matrisinin öz değerlerinin $\{u_1, u_2, \dots, u_N\}$ olduğu varsayıldığında, aşağıda verilmiş olan koşul sağlanmaktadır.

$$\det(\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}} - u_i \mathbf{I}_N) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (89)$$

Eşitlik (79)'da verilmiş olan ifade Eşitlik (89)'da kullanıldığında, aşağıda verilmiş olan ifade elde edilmektedir.

$$\det(\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H(\boldsymbol{\theta}) + \sigma_N^2 \mathbf{I}_N - u_i \mathbf{I}_N) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (90)$$

Eşitlik (90)'da verilmiş olan ifadede $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H(\boldsymbol{\theta})$ teriminin öz değerlerinin $\{e_1, e_2, \dots, e_N\}$ olduğu kabul edildiğinde, aşağıdaki sonuca ulaşılmaktadır.

$$e_i = u_i - \sigma_N^2, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (91)$$

Alt uzay tabanlı yöntemler için kabul edilmiş olan varsayımlar sonucu $\mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H \geq 0$ ve $\text{rank}(\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H(\boldsymbol{\theta})) = M$ olmaktadır. Bu durum $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H(\boldsymbol{\theta})$ matrisinin $N - M$ adet öz değerinin sıfıra eşit olması anlamına gelmektedir. Ayrıca Eşitlik (91) dikkate alındığında, $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}$ matrisinin en küçük $N - M$ adet öz değerinin, gürültü varyansına eşit olması gerektiği görülmektedir. Bu durum aşağıda ifade edilmiştir.

$$u_{M+1} = u_{M+2} = \dots = u_N = u_{\min} = \sigma_N^2 \quad (92)$$

Bu durumda herhangi bir, u_i , öz değerine karşılık gelen, $\mathbf{q}_i$ öz vektörü, aşağıda verilmiş olan koşulu sağlamaktadır.

$$(\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}} - u_i \mathbf{I}_N) \mathbf{q}_i = 0, \quad i = M + 1, M + 2, \dots, N \quad (93)$$

Böylece, en küçük $N - M$ adet öz değere karşılık gelen öz vektörler eşliğinde aşağıda verilmiş olan ifade elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} (\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}} - u_i \mathbf{I}_N) \mathbf{q}_i &= \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{R}_{\mathbf{ss}} \mathbf{A}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{q}_i + \sigma_N^2 \mathbf{I}_N \mathbf{q}_i - \sigma_N^2 \mathbf{q}_i \\ &= \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{R}_{\mathbf{ss}} \mathbf{A}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{q}_i = 0 \end{aligned} \quad (94)$$

Bölüm 2.7.1.2’de alt uzay tabanlı yöntemler için kabul edilmiş olan varsayımlar sonucunda Eşitlik (94)’te verilmiş olan ifade, aşağıdaki duruma sadeleşmektedir.

$$\mathbf{A}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{q}_i = 0 \quad (95)$$

Eşitlik (95)’ten, $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}$ matrisinin en küçük $N - M$ adet öz değerine karşılık gelen öz vektörlerinin, dizin cevap matrisi $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})$ içerisinde yer alan M adet hedefe ait yönelim vektörlerine dik olduğu sonucu çıkarılmaktadır. Bu durum aşağıda belirtilmiştir.

$$\{\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_0), \dots, \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_{M-1})\} \perp \{\mathbf{q}_{M+1}, \dots, \mathbf{q}_N\} \quad (96)$$

Eşitlik (96)’dan, $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}$ kovaryans matrisinin, sinyal ve gürültü alt uzayı olarak birbirine dik iki ayrı alt uzaya bölünebileceği sonucuna ulaşılmaktadır. Bu durumda gürültü alt uzayı, gürültü öz vektörleri kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\mathbf{V}_n = [\mathbf{q}_{M+1}, \dots, \mathbf{q}_N] \quad (97)$$

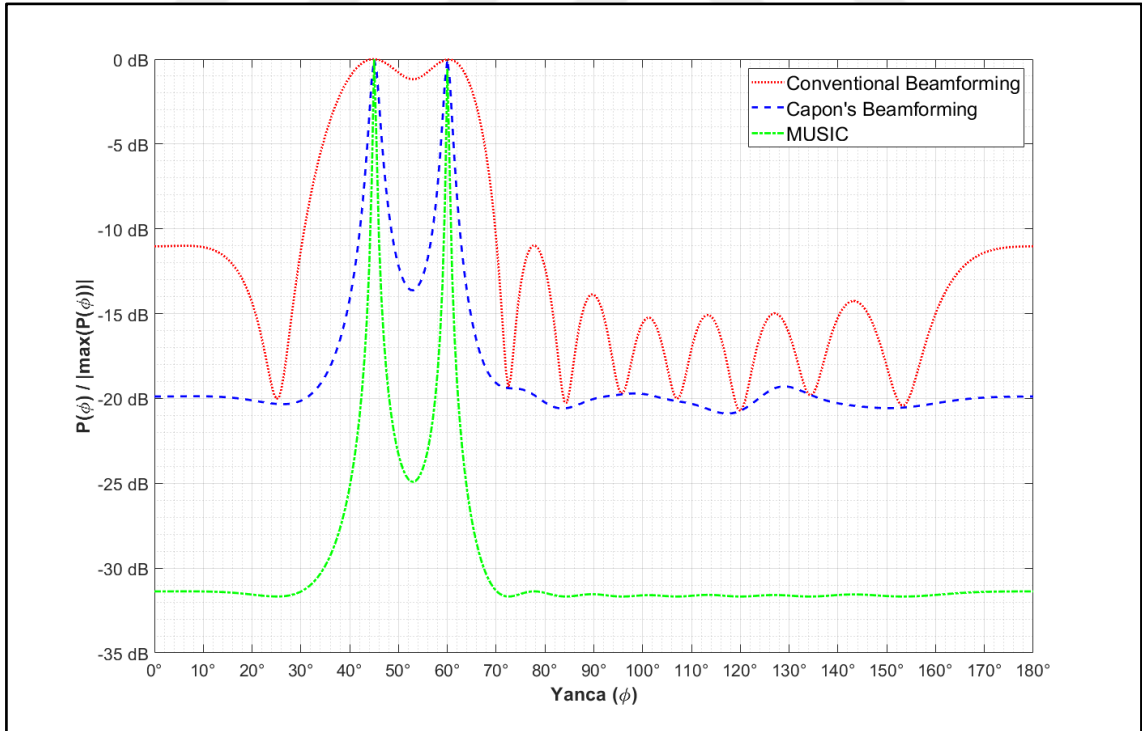
Hedef sinyallerine ait yönelim vektörlerinin, gürültü alt uzayı öz vektörlerine dik olmasından dolayı, i . hedefe ait sinyal geliş yönü açıları ile örtüşen açılarda, $\mathbf{a}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}) = 0$ koşulu $\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\theta}_i$ için sağlanmaktadır. Bu durum kullanıldığında, bu yönteme ait uzaysal spektrum aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$P(\boldsymbol{\theta}) = P_{music}(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})} \quad (98)$$

2.6.1.3 İlgili Yöntemlerin Uzaysal Spektrumlarının İncelenmesi

Bu bölümde, önceki bölümlerde açıklanmış olan dar bant sinyal geliş yönü açısı kestirim yöntemlerini incelemek üzere, bu yöntemlere ait uzaysal spektrumlar benzetim ortamında karşılaştırılmıştır.

Benzetim ortamında, sensörleri arası mesafesi $d = 0.5\lambda = 17.15 \text{ cm}$ olan, 10 adet sensör içeren bir düzgün doğrusal dizin oluşturulmuş ve dizin elemanları tarafından elde edilen sinyali temsil etmek üzere, $f = 1 \text{ kHz}$ frekansında, $\phi_1 = 45^\circ$ ve $\phi_2 = 60^\circ$ açılarında eşit güçte ilintisiz iki sinyal, sinyal gürültü oranı 10 dB olacak şekilde üretilmiştir. Hedef sinyallerinin benzetim ortamında üretilmesinin ardından, önceki bölümlerde belirtilmiş olan dar bant geliş yönü açısı kestirim yöntemlerine ait uzaysal spektrumlar, kolayca karşılaştırma yapılabilmesi adına normalize edilerek Şekil 2.22'deki gibi elde edilmiştir. Düzgün doğrusal dizin ile yükseliş açısı çözülemeyeceği için, Eşitlik (85)'te verilmiş olan ifadede, $\theta = 0^\circ$ olacak şekilde kullanılmış olacaktır. Böylece hedef ve sensör dizininin aynı düzlemde olduğu kabul edilmiş olacaktır.



Şekil 2.22 Kullanılan Yöntemlere Ait Örnek Bir Uzaysal Spektrum

Birbirlerine hüzmeye genişliklerinden daha yakın açısal pozisyonlarda bulunan hedeflerin, aynı hüzmeye içerisinde bulunarak tek bir tepe noktası oluşturduğu durumlarda hatalı sonuçlar elde edilebilmektedir ve bu durum çözünürlük problemi olarak bilinmektedir. Şekil 2.22’de verilmiş olan uzaysal spektrumlar incelendiğinde, her üç yöntem için de $\theta_1 = 45^\circ$ ve $\theta_2 = 60^\circ$ açılarında iki tepe noktasının bulunduğu, ancak bu tepe noktalarının, kullanılan yöntemlere göre farklı hüzmeye genişliklerine sahip olduğu görülmektedir.

Şekil 2.22’den, klasik yöntemin çözünürlük yönünden çoklu hedef durumları için yetersiz olduğu görülmektedir. Ancak Capon ve MUSIC yöntemleri kullanıldığında, klasik yöntemlere göre daha keskin ve ayırt edilebilir tepe noktalarının elde edildiği, herhangi bir hedefe ait olmayan yan tepe noktalarının sayısında da azalma olduğu görülmektedir. Böylece Capon ve MUSIC yöntemleri ile klasik yöntemlere göre çözünürlüğün artırılabilirdiği görülmüştür. Ancak bu iyileştirme, matris tersi alma, matris öz değeri ve öz vektörlerinin bulunması gibi işlemleri gerektirdiğinden, beraberinde fazladan işlem yükü getirmektedir. Bununla birlikte çözünürlük, sensör dizini eleman sayısı artırılarak iyileştirilebilmektedir ancak bu durumda da işlem yükü ve maliyet artmaktadır.

2.6.2 Geniş Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yöntemleri

Eşitlik (32)'de, dar bant sinyal durumunda zaman alanındaki gecikmenin frekans alanında faz kaymasına dönüştüğü belirtilmişti. Ancak bu koşul, geniş bant sinyal durumunda sağlanamamaktadır. Bu sebeple, geniş bantlı sinyaller için geliş yönü kestirim problemi, klasik dar bant sinyal geliş yönü kestirim yöntemleri ile çözülememektedir. Bu problemin çözümünde genel olarak, geniş bant sinyal Fourier dönüşümü ile frekans alanında elde edilmekte ve böylece dar bant kabul edilebilecek alt frekans bantlarına bölünerek ilgili yöntemler uygulanabilmektedir.

Literatürde geniş bant sinyal durumu için geliştirilmiş pek çok geliş yönü açısı kestirim yöntemi bulunmaktadır. Bu yöntemlere örnek vermek gerekirse, en basit olanı uyumsuz yöntemler [44, 45] olarak karşımıza çıkmaktadır. Uyumsuz yöntemlerde her bir alt bant için dar bant sinyal geliş yönü açısı kestirim yöntemi uygulanmaktadır. Daha sonra her bir alt bant için elde edilen uzaysal spektrumların ortalaması alınarak genel bir uzaysal spektrum elde edilmektedir. Literatürde, bu yöntemin yalnızca yüksek sinyal-gürültü oranına sahip durumlar için başarılı sonuçlar verebildiği, sinyal-gürültü oranı düştükçe ya da hedef sinyallerinin uyumlu olması durumunda performansın azaldığı belirtilmiştir [44].

Literatürde ayrıca, uyumsuz yöntemlerin olumsuz özelliklerinin üstesinden gelebilmek adına, hem düşük sinyal-gürültü oranına sahip durumlarda hem de hedef sinyallerinin uyumlu olması durumunda yüksek performans gösteren çeşitli uyumlu yöntemler geliştirilmiştir [47-49]. Uyumlu yöntemlerin çalışma prensibi ise, her bir alt frekans bandına ait sinyal alt uzaylarının, seçilen referans bir frekansa odaklanması ve tek bir korelasyon matrisinin elde edilmesi temeline dayanmaktadır. Tek bir korelasyon matrisinin elde edilmesinin ardından bu matris, herhangi bir dar bant sinyal geliş yönü açısı kestirim yönteminde kullanılarak geliş yönü açısı bulunabilmektedir. Literatürde yer alan bu uyumlu yöntemlerden bazıları, tek bir korelasyon matrisinin elde edilmesi aşamasında, başlangıçta kabaca bir olası yön bilgisine ihtiyaç duymaktadır ve bu yöntemlerin performansları, bu yön bilgisinin doğruluğuna göre değişmektedir. Başlangıçta ihtiyaç duyulan bu yön bilgisi genel olarak, işlem yükü az olan dar bant sinyal geliş yönü açısı kestirim yöntemlerinden birisi seçilerek uyumsuz yöntem ile bulunmaktadır.

Yakın zamanda önerilmiş olan bir diğer yöntem olan TOPS [49] algoritması ise, uyumlu ve uyumsuz yöntemler arasındaki performans boşluğunu doldurmuştur. Bu yöntem, başlangıçta herhangi bir yön bilgisine ihtiyaç duymamaktadır ve orta dereceli sinyal-gürültü oranına sahip durumlarda yüksek performans göstermektedir.

Bu tez kapsamında geniş bant sinyal geliş yönü açısı kestirim yöntemlerinden, uyumsuz yöntemler ve uyumlu sinyal alt uzayı yöntemi [46] kullanıldığından, ilerleyen bölümlerde bu yöntemler açıklanmıştır. Genel olarak, geniş bant sinyal geliş yönü açısı kestirim yöntemleri, elde edilen dizin sinyalini frekans alanında incelemektedir. Böylece her bir alt frekans bandı için işlemler ayrı ayrı gerçekleştirilebilmektedir. Bu kapsamda, Eşitlik (77)'de zaman alanında verilmiş olan model, frekans alanında aşağıdaki gibi ifade edilmektedir. Bu eşitlikte, farklı alt bantlar için verilecek olan ifadelerin daha kolay anlaşılabilmesi adına, dizin yönelim vektörünün frekans bağımlılığı da belirtilmiştir.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(\omega) &= [\mathbf{a}(\omega, \theta_0) \quad \mathbf{a}(\omega, \theta_1) \quad \dots \quad \mathbf{a}(\omega, \theta_{M-1})] \begin{bmatrix} s_0(\omega) \\ s_1(\omega) \\ \vdots \\ s_{M-1}(\omega) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(\omega) \\ &= \mathbf{A}(\omega, \boldsymbol{\Theta})\mathbf{s}(\omega) + \mathbf{n}(\omega) \end{aligned} \quad (99)$$

Eşitlik (99)'daki biçimde verilmiş olan hedef sinyalinin, her biri dar bant kabul edilebilecek L adet alt banda bölünmüş olduğunu düşünelim. Bu durumda L adet alt bant için ilgili sinyal modeli aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\mathbf{x}(\omega_l) = \mathbf{A}(\omega_l, \boldsymbol{\Theta})\mathbf{s}(\omega_l) + \mathbf{n}(\omega_l), \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (100)$$

Bu durumda, Eşitlik (79)'da zaman alanı sinyal modeli için verilmiş olan kovaryans matrisi ifadeleri frekans alanında aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{xx}}(\omega_l) &= E\{\mathbf{x}(\omega_l)\mathbf{x}^H(\omega_l)\} = \mathbf{A}(\omega_l, \boldsymbol{\Theta})\mathbf{R}_{\mathbf{ss}}(\omega_l)\mathbf{A}^H(\omega_l, \boldsymbol{\Theta}) + \sigma_N^2(\omega_l)\mathbf{I}_N \\ \mathbf{R}_{\mathbf{ss}}(\omega_l) &= E\{\mathbf{s}(\omega_l)\mathbf{s}^H(\omega_l)\} \end{aligned} \quad (101)$$

Fourier dönüşümü ile L adet alt banda bölünmüş olan sinyal modelinde kovaryans matrisi kestirimi, $\mathbf{x}_{j,l}$, dizin çıkışında j . örnek ve l . frekans bileşenine ait Fourier dönüşümü sonucunu ifade etmek üzere, toplam J adet örnek için aşağıdaki gibi bulunmaktadır [44].

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}}(\omega_l) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{x}_{j,l} \mathbf{x}_{j,l}^H, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (102)$$

2.6.2.1 Uyumsuz Yöntemler

Uyumsuz yöntemlerde, her bir alt bant için ayrı ayrı uygulanmış olan dar bant sinyal geliş yönü açısı kestirim yöntemleri sonucunda elde edilen uzaysal spektrumların ortalaması alınarak genel bir uzaysal spektrum ifadesi elde edilmektedir. Ancak tüm frekans bileşenlerinin kullanılması her zaman iyi performans anlamına gelmemektedir. Aksine, ilgilenilen hedef sinyaline ait olmayan bir frekans bileşeni için elde edilmiş olan uzaysal spektrum, genel sonucu baskılayabilmekte ve performansın düşmesine sebep olabilmektedir. Bu sebeple, bu yöntemler yüksek sinyal-gürültü oranına sahip ortamlarda geliş yönü açısı kestiriminde daha kullanışlı olmaktadır. Uyumsuz yöntemler ile elde edilen genel uzaysal spektrum, seçilmiş olan dar bant geliş yönü açısı kestirim yöntemi sonucunda elde edilen uzaysal spektrum $P_{DB}(\theta, \emptyset)$ olmak üzere, aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$P_{inc}(\theta) = \sum_{l=1}^L P_{DB}(\theta)_l \quad (103)$$

Örneğin, uyumsuz yöntemde çoklu sinyal sınıflandırması kullanılarak elde edilen genel uzaysal spektrum Eşitlik (104)'teki gibi olmaktadır.

$$\begin{aligned} P_{imusic}(\theta) &= \sum_{l=1}^L P_{music}(\theta)_l \\ &= \sum_{l=1}^L \frac{1}{\mathbf{a}^H(\omega_l, \theta) \mathbf{V}_{nl} \mathbf{V}_{nl}^H \mathbf{a}(\omega_l, \theta)} \end{aligned} \quad (104)$$

2.6.2.2 Uyumlu Sinyal Alt Uzayı Yöntemi

Wang ve Kaveh [46] tarafından ortaya konulmuş olan bu yöntemde, her bir alt frekans bandı için elde edilmiş olan kovaryans matrisleri, odaklama (focusing) olarak bilinen bir yöntem kullanılarak, aşağıdaki gibi genel bir kovaryans matrisi elde edilmektedir.

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{gen}} = \sum_{l=1}^L a_l \mathbf{T}_l \hat{\mathbf{R}}_{\text{xx}}(\omega_l) \mathbf{T}_l^H \quad (105)$$

Bu ifadede a_l , farklı frekans bantlarının ağırlıklandırılmasında kullanılan bir sabiti, $\mathbf{T}_l$ ise, her bir alt frekans bandı için aşağıda verilmiş olan optimizasyon probleminin çözümü ile elde edilen odaklama matrisini ifade etmektedir.

$$\min_{\mathbf{T}_l} \|\mathbf{A}(\omega_0, \boldsymbol{\Theta}_0) - \mathbf{T}_l \mathbf{A}(\omega_l, \boldsymbol{\Theta}_0)\|_F \quad (106)$$

Eşitlik (106)'da, ω_0 , seçilmiş olan odak frekansını, $\boldsymbol{\Theta}_0$, odak açılarını, $\|\cdot\|_F$ operatörü ise Frobenius normu ifade etmektedir. Bu eşitliğin çözümü ile elde edilen $\mathbf{T}_l$ odaklama matrisleri kullanılarak $\hat{\mathbf{R}}_{\text{gen}}$ elde edildikten sonra, bu matris, seçilmiş olan odak frekansında herhangi bir dar bant sinyal geliş yönü açısı kestirim yöntemi ile kullanılabilir. Bu durumu açıklamak üzere, $\boldsymbol{\Theta}_0 = \boldsymbol{\Theta}$ ise $\|\mathbf{A}(\omega_0, \boldsymbol{\Theta}_0) - \mathbf{T}_l \mathbf{A}(\omega_l, \boldsymbol{\Theta}_0)\|_F \approx 0$ olmaktadır ve $a_l = 1$ kabul edildiğinde $\hat{\mathbf{R}}_{\text{gen}}$ aşağıdaki formda gösterilebilmektedir [32, 46].

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{\text{gen}} &= \sum_{l=1}^L a_l \mathbf{T}_l \hat{\mathbf{R}}_{\text{xx}}(\omega_l) \mathbf{T}_l^H \\ &= \sum_{l=1}^L \mathbf{T}_l \{ \mathbf{A}(\omega_l, \boldsymbol{\Theta}) \mathbf{R}_{\text{ss}}(\omega_l) \mathbf{A}^H(\omega_l, \boldsymbol{\Theta}) + \sigma_N^2(\omega_l) \mathbf{I}_N \} \mathbf{T}_l^H \\ &\approx \mathbf{A}(\omega_0, \boldsymbol{\Theta}_0) \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_{\text{ss}}(\omega_l) \mathbf{A}^H(\omega_0, \boldsymbol{\Theta}_0) + \sum_{l=1}^L \sigma_N^2(\omega_l) \mathbf{T}_l \mathbf{T}_l^H \end{aligned} \quad (107)$$

Bu ifade incelendiğinde, elde edilmiş olan genel kovaryans matrisinin Eşitlik (79)'da verilmiş dar bant sinyal durumu için geçerli olan kovaryans matrisi ile aynı yapıda olduğu, yalnızca gürültü varyansının artık birim matris ile ifade edilmediği görülmektedir.

Uyumlu sinyal alt uzayı yönteminin performansı, her bir alt frekans bandı için belirlenmiş olan $\mathbf{T}_l$ odaklama matrislerine ve $\boldsymbol{\Theta}_0$ odaklama açılarına bağlı olmaktadır. Odaklama açıları genel olarak, dar bant sinyal işleme yöntemlerinden birisi düşük tarama açısı çözünürlüğünde kullanılarak uyumsuz yöntem ile belirlenmektedir. Odaklama matrislerinin belirlenmesi için ise literatürde çeşitli yöntemler bulunmaktadır [50-52]. Bu tez kapsamında her bir alt frekans bandı için odaklama matrisleri, dönel sinyal alt uzayı [52] yöntemi ile belirlenmiştir. Bu yöntemle göre odaklama matrisleri, aşağıda verilmiş olan optimizasyon probleminin çözümü ile bulunmaktadır.

$$\min_{\mathbf{T}_l} \|\mathbf{A}(\omega_0, \boldsymbol{\Theta}_0) - \mathbf{T}_l \mathbf{A}(\omega_l, \boldsymbol{\Theta}_0)\|_F \text{ s.t. } \mathbf{T}_l \mathbf{T}_l^H = \mathbf{I}_N, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (108)$$

Eşitlik (108)'de verilmiş olan optimizasyon probleminin çözümü ile odaklama matrisleri aşağıdaki gibi bulunmaktadır. Bu ifadede, $\mathbf{U}_l$ ve $\mathbf{D}_l$, $\mathbf{A}(\omega_0, \boldsymbol{\Theta}_0) \mathbf{A}^H(\omega_l, \boldsymbol{\Theta}_0)$ ifadesinin sol ve sağ tekil vektörlerini belirtmektedir [52].

$$\mathbf{T}_l = \mathbf{D}_l \mathbf{U}_l^H \quad (109)$$

2.6.3 Performans Karşılaştırmasında Hata Hesabı

Bu tez kapsamında, gerçek saha verileri kullanılarak elde edilmiş olan algoritma çıktıları incelenirken aşağıda verilmiş olan RMS hata değerinden yararlanılmıştır. Burada θ_m ve ϕ_m , m . hedefe ait gerçek yükseliş ve yanca açılarını ifade ederken, $\hat{\theta}_k$ ve $\hat{\phi}_k$ ise bu açılara ait yön kestirimi sonucunu ifade etmektedir. Ayrıca bu ifadede, toplam hedef sayısı M ve elde edilmiş toplam kestirim örneği sayısı ise K olarak belirtilmiştir.

$$RMS \text{ Hata} = \sqrt{\frac{1}{KM} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M ((\hat{\theta}_k - \theta_m)^2 + (\hat{\phi}_k - \phi_m)^2)} \quad (110)$$

3 SAHA ÇALIŞMALARI

3.1 Veri Kayıt Altyapısı

Bu çalışma kapsamında kullanılan veri kayıt altyapısı Şekil 3.1’de verilmiş olup temelde üç bileşenden oluşmaktadır. Bu bileşenlerden ilki, 24 adet GRAS 46AE [53]mikrofondan oluşan, 1 metre yarıçapında düzgün dairesel dizin yapısındaki mikrofon dizinidir. İkinci bileşen ise, mikrofon dizininde yer alan her bir mikrofondaki analog sinyali örnekleyip sayısal olarak kaydedilmesini sağlayan elektronik donanım bileşenidir. Bu tez kapsamında saha çalışmalarında elde edilen tüm veriler 256 kHz örnekleme frekansı ile kaydedilmiştir. Veri kayıt altyapısını oluşturan son bileşen ise GPS alıcısıdır. GPS alıcısı, yön kestirimi sonuçlarının karşılaştırılabilmesi için gerekli olan gerçek yön bilgilerinin hesaplanabilmesinde dizin konumu bilgisini sağlamaktadır.



Şekil 3.1 Veri Kayıt Altyapısı

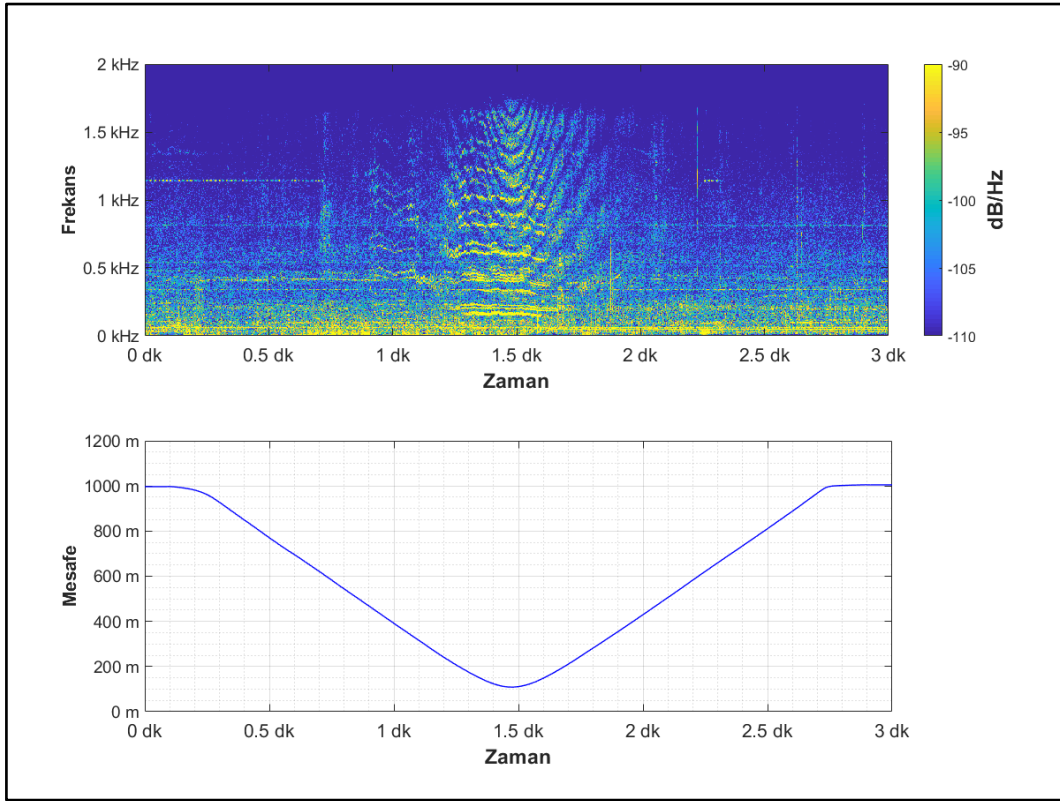
3.2 İHA Akustik Karakterizasyonu

Bu bölümde, bu çalışma kapsamında kullanılan İHA'nın uçuşu sırasında elde edilen akustik sinyaller, yön kestirimi çalışmalarında kullanılacak karakteristik bilgilerin elde edilebilmesi adına incelenmiştir. Elde edilen akustik sinyaller için gerçekleştirilen bu incelemeler iki farklı yöntem ile gerçekleştirilmiştir. Bu yöntemlerden ilki, literatürdeki bilgiler eşliğinde gerçekleştirilen spektrogram incelemesi, ikincisi ise dar bant sinyal geliş yönü açısı kestirimi yaklaşımı ile elde edilen sonuçların incelenmesidir.

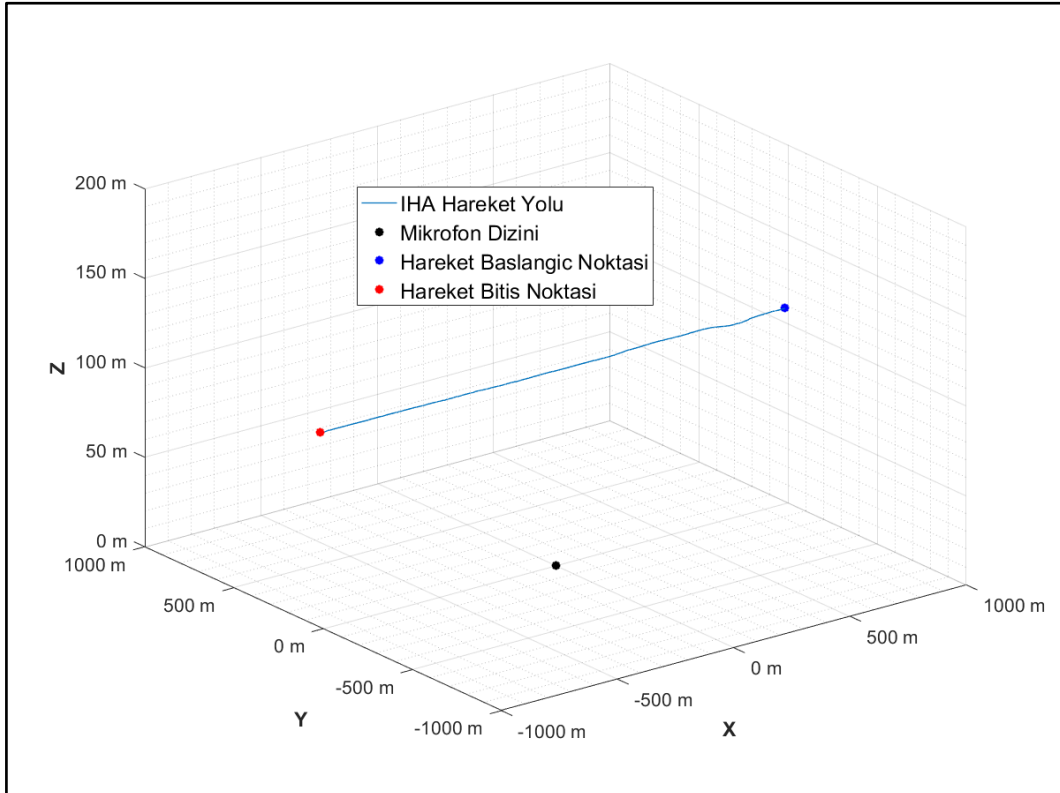
3.2.1 Spektrogram İncelemesi

İHA akustik karakteristiğinin anlaşılabilmesi adına ilk olarak literatürde yer alan İHA geliş yönü açısı kestirim çalışmaları incelenmiştir [54-56]. Bu incelemeler sonucunda, İHA sinyallerinin geniş bir bant aralığına yayılmış harmonik bileşenler içerdiğinin belirtildiği görülmüştür. Hem yüksek frekanslarda atmosferik sönümlenmenin daha fazla olmasından [57], hem de literatür araştırmaları sonucunda elde edilen bilgilerden dolayı, 256 kHz örnekleme frekansı ile kaydedilmiş olan akustik sinyalin örnekleme frekansı 4 kHz'e düşürülmüştür. Daha sonra akustik sinyal Chebyshev tipinde düşük geçiren sonsuz dürtü cevaplı filtreden de geçirilmiştir. Elde edilen sinyallere ait spektrogram çıktıları ve bu sinyallerin spektral güç yoğunlukları incelenmiştir. Elde edilen ortam gürültüsü ve İHA sinyallerine ait örnek spektral güç yoğunlukları "*Ek 1-Spektral Güç Yoğunluğu Örnekleri*" bölümünde Şekil 5.1-Şekil 5.4 aralığında yer alan şekillerde verilmiştir.

Şekil 3.2'de bir İHA uçuşuna ait kayıt için elde edilen spektrogram grafiği verilmiştir. Spektrogram grafiği, elde edilen sinyalin 32 ms uzunluğunda çakışma (overlap) ile 256 ms uzunluğunda bloklar halinde ele alınması sonucu elde edilmiştir. Bu uçuş senaryosunda mikrofon dizini sabit tutulmuş, Phantom-4 modeli İHA, 100 metre yükseklik ve 1000 metre uzaklıktan bu dizine doğru harekete başlamıştır. İHA, mikrofon dizininin tam üzerine geldikten sonra aynı doğrultuda 1000 metre daha ilerleyerek hareketini tamamlamıştır. Böylece bu uçuş senaryosu ile, İHA'nın hem yaklaşma hem de uzaklaşma durumu incelenmiş olmaktadır. Ayrıca uçuş boyunca İHA doğrultusu ve yüksekliği kabaca sabit tutulmuştur. İHA ve sensör dizinine ait GPS alıcılarından elde edilen konum bilgileri eşliğinde, Şekil 3.3'te bu uçuş senaryosuna ait hareket izi, mikrofon dizini koordinat sisteminin merkezini ifade edecek şekilde kartezyen koordinat düzleminde verilmiştir.



Şekil 3.2 İHA Uçuşu Sonucu Elde Edilen Spektrogram Grafiği



Şekil 3.3 İHA Uçuş Hareket Yolu

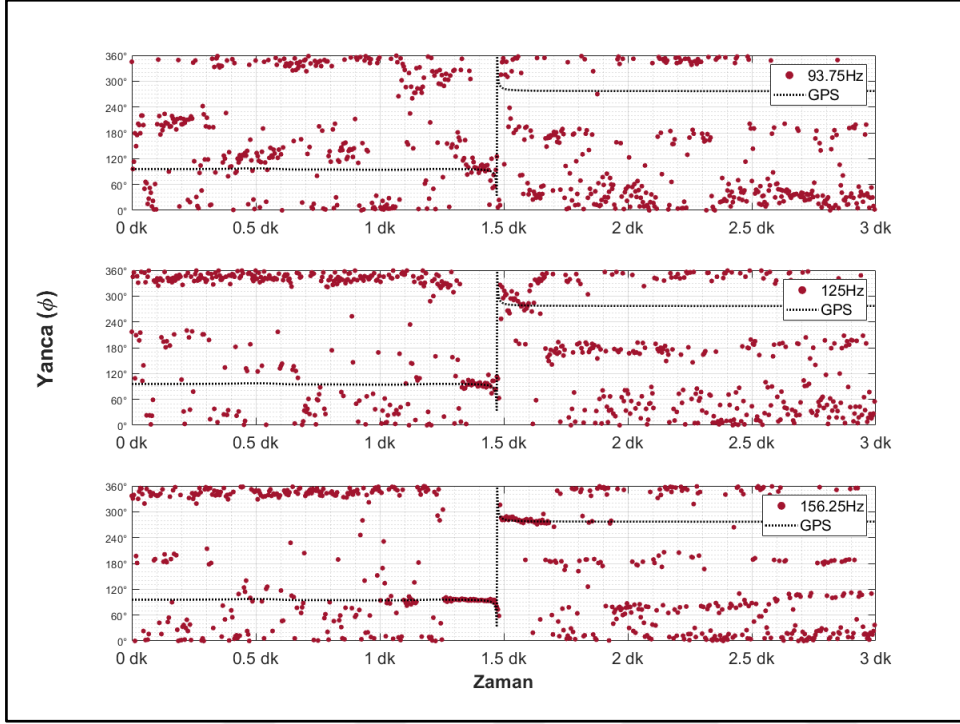
Şekil 3.2’de verilmiş olan spektrogram ve benzeri uçuş senaryoları sonucunda elde edilmiş olan diğer spektrogramlar incelendiğinde, düşük frekanslarda ortam gürültüsünün İHA akustik sinyalini bastırdığı, yüksek frekanslarda ise atmosferik sönümlenme kaybının fazla olmasından dolayı uzak mesafelerde bu bileşenlerin görülemediği anlaşılmıştır. Ayrıca İHA uçuşu boyunca oluşan harmoniklerin, çeşitli sebeplerden dolayı (İHA manevrası ve Doppler etkisi gibi) sabit bir frekans yerine değişken frekanslarda oluştuğu gözlenmiştir.

3.2.2 Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirimi Yaklaşımı

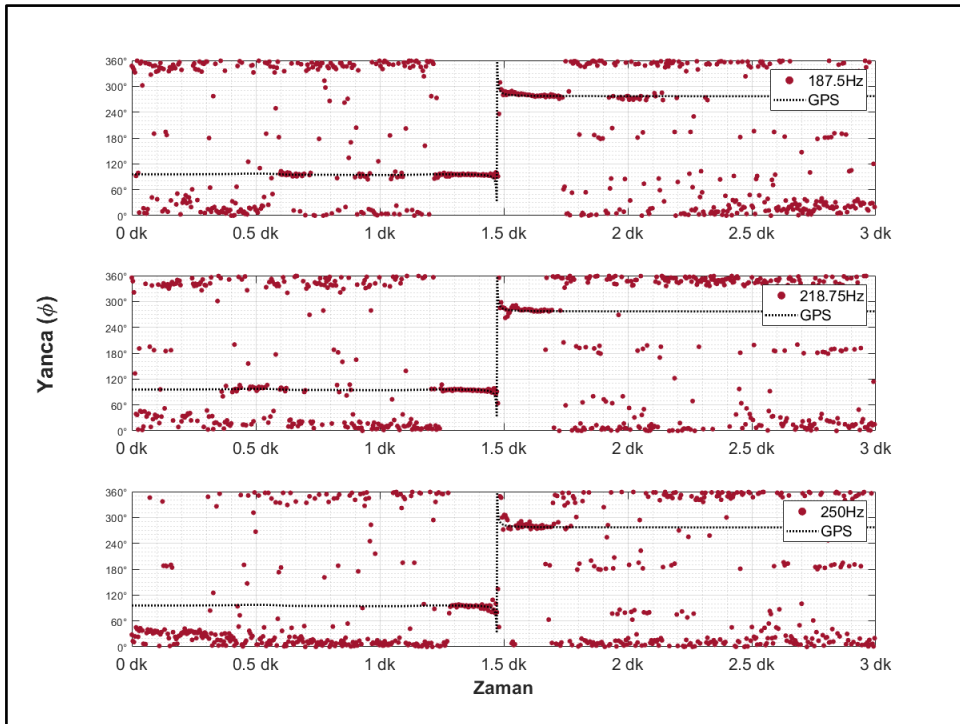
Bu yaklaşım ile, İHA akustik sinyalinin içerdiği frekans bileşenlerinin tespit edilebilmesi adına, Şekil 3.2 ve Şekil 3.3’te belirtilmiş olan uçuş senaryosu sonucunda elde edilmiş olan akustik sinyale, 80-1780 Hz aralığındaki her bir dar bant frekans bileşeni için çoklu sinyal sınıflandırması yöntemine göre geliş yönü açısı kestirimi uygulanmıştır. Bunun için akustik sinyal 256 ms uzunluğunda bloklar şeklinde işlenmiştir. Her blok 32 ms uzunluğunda çerçevelere ayrılmış, her bir çerçevenin Fourier dönüşümü alınarak Eşitlik (102)’de belirtildiği şekilde alt frekans bileşenleri için blok uzaysal kovaryans matrisi elde edilmiştir. Her bir alt frekans bileşeni için elde edilmiş olan uzaysal kovaryans matrisi kullanılarak çoklu sinyal sınıflandırması yöntemi ile yön kestirimi gerçekleştirilmiş ve elde edilmiş olan sonuçlar GPS verileri ile hesaplanmış olan gerçek yön bilgileri ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen yön kestirimi çıktılarının yalnızca bir geliş yönü açısı ile karşılaştırılmasının uygun olacağı değerlendirilmiş ve gösteriminin kolay olması nedeni ile, bu açı yanca açısı olarak seçilmiştir.

Belirtilen frekans aralığındaki tüm frekans bileşenleri için elde edilmiş olan çoklu sinyal sınıflandırması yön kestirimine ait kestirim sonuçları Şekil 3.4-Şekil 3.21 aralığında yer alan şekillerde verilmiştir. Ayrıca bu uçuşa ait geciktir ve topla hüzme oluşturma yöntemi ve Capon hüzme oluşturma yöntemi ile elde edilmiş olan sonuçlar ise “*Ek 2-Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları*” bölümünde Şekil 5.5-Şekil 5.40 aralığında yer alan şekillerde verilmiştir. Elde edilmiş olan çıktılar incelendiğinde, düşük frekanslarda ortam gürültüsünün etkisi burada da görülmüştür ve gerçek yön bilgisi ile örtüşmeyen sonuçlar elde edilebilmiştir. Ayrıca bazı baskın harmonik frekanslarda

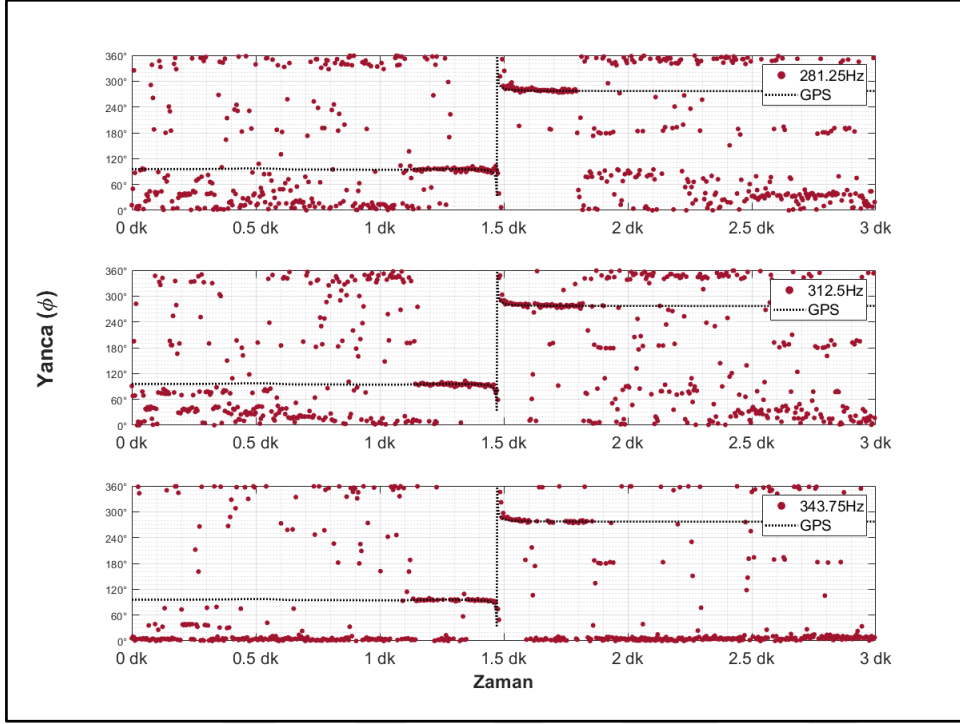
(656.25 Hz, 1125 Hz gibi) yön kestirimi sonuçlarının daha uzak mesafelerde de gerçek veriler ile örtüştüğü gözlenmiştir.



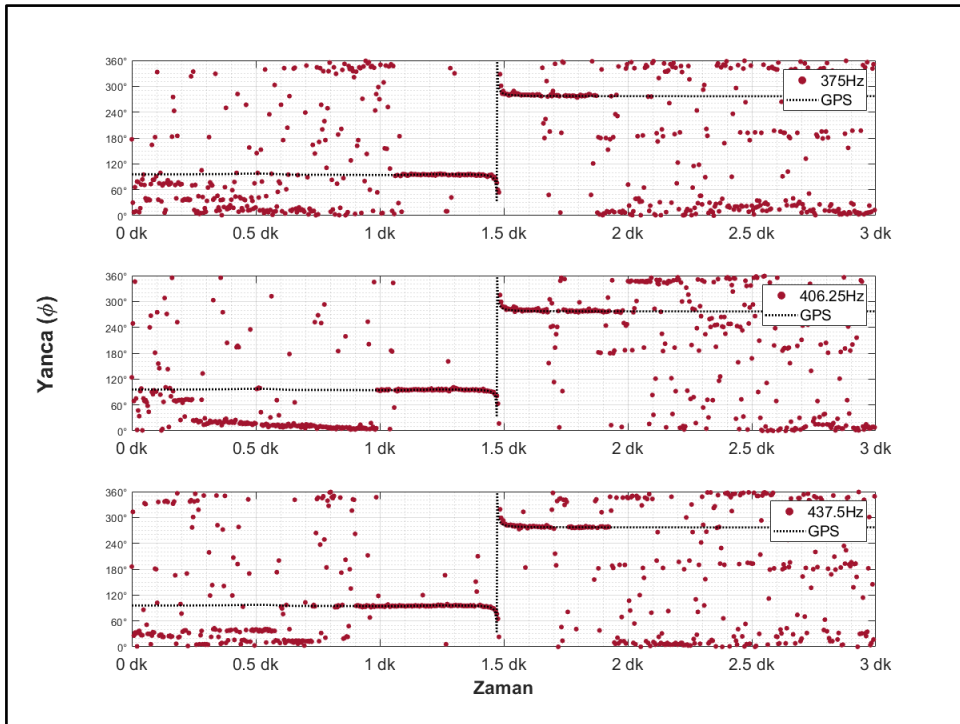
Şekil 3.4 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 1



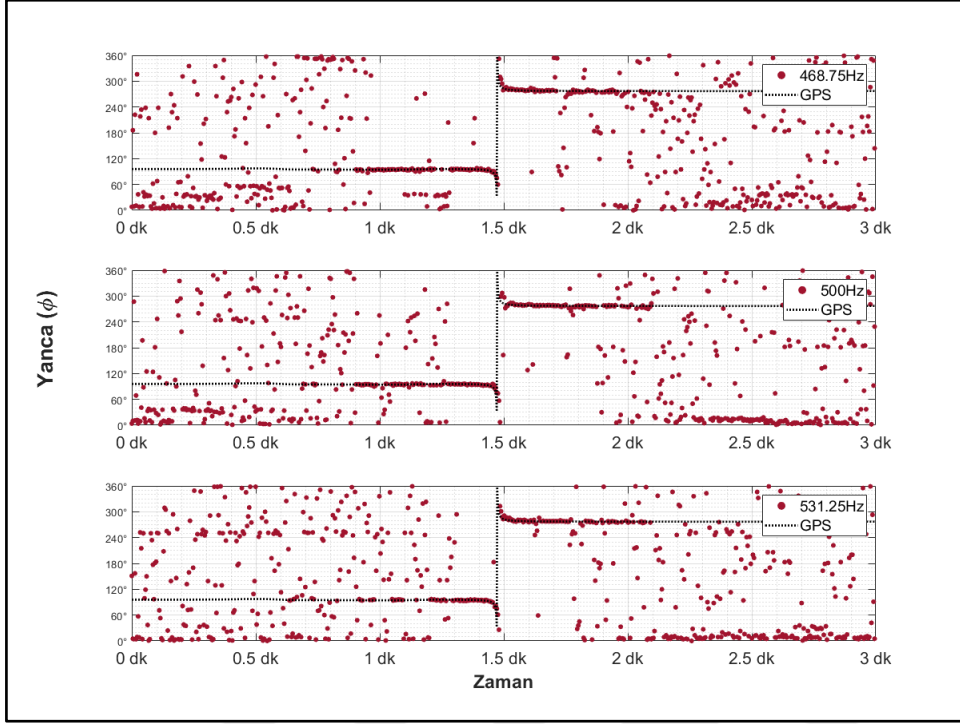
Şekil 3.5 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 2



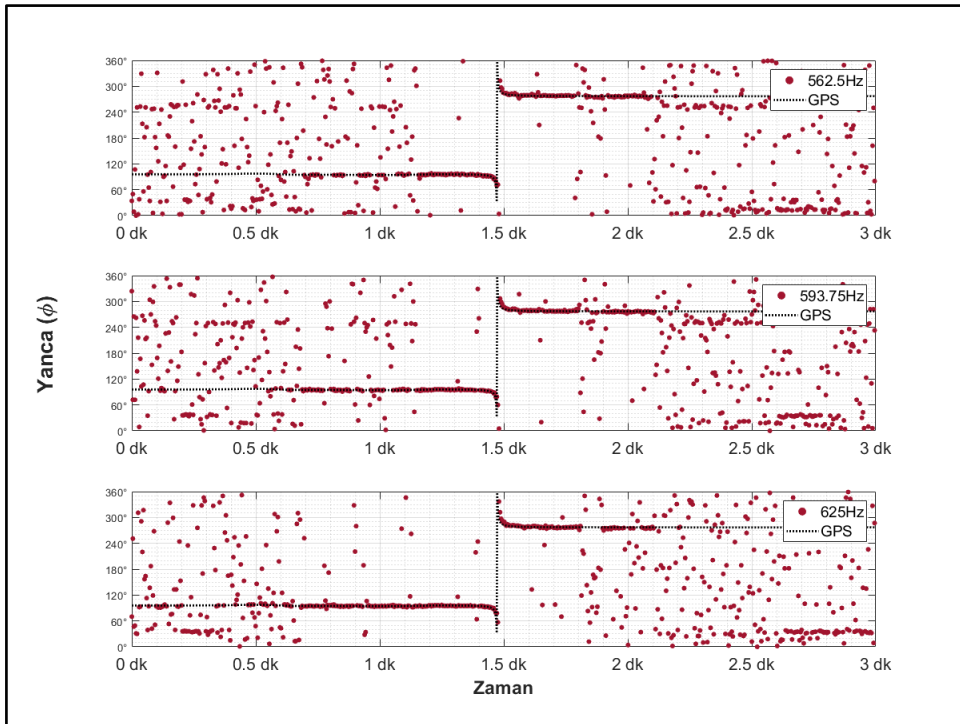
Şekil 3.6 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 3



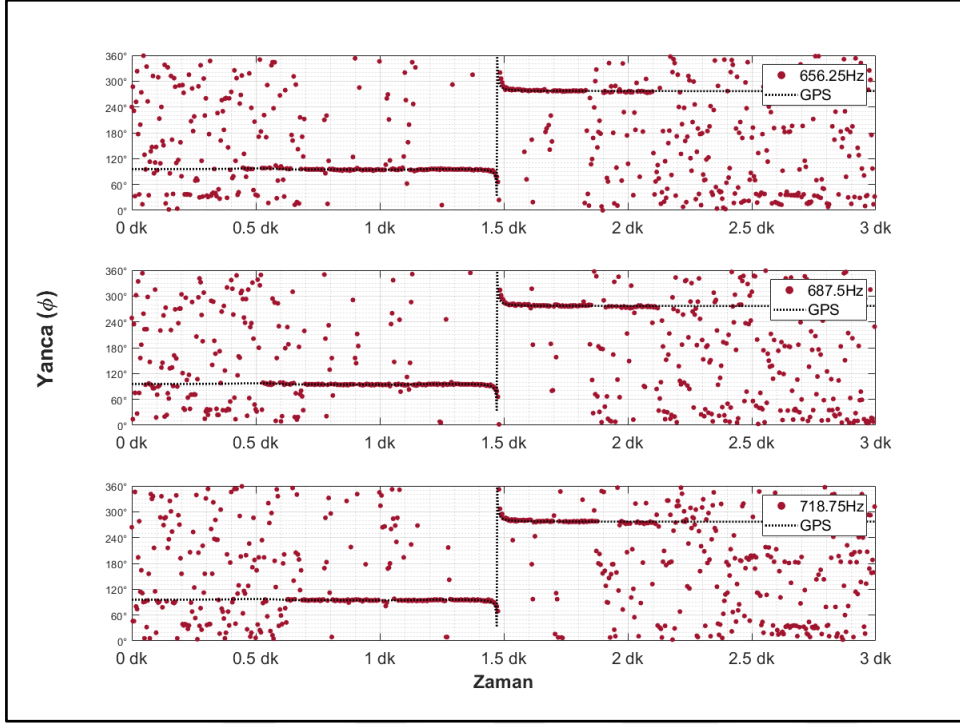
Şekil 3.7 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 4



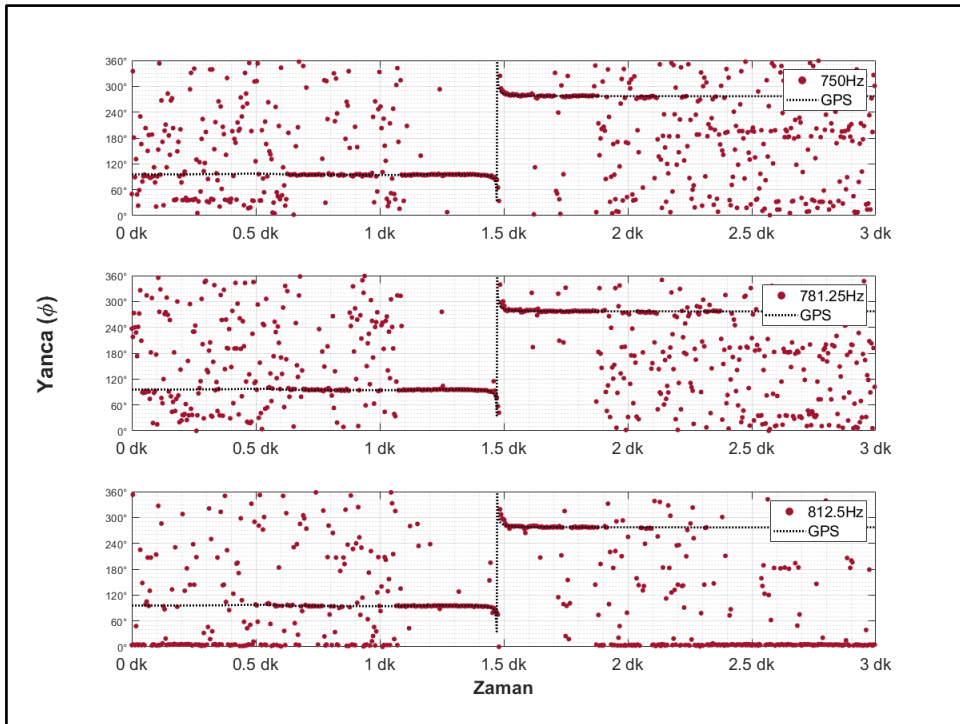
Şekil 3.8 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 5



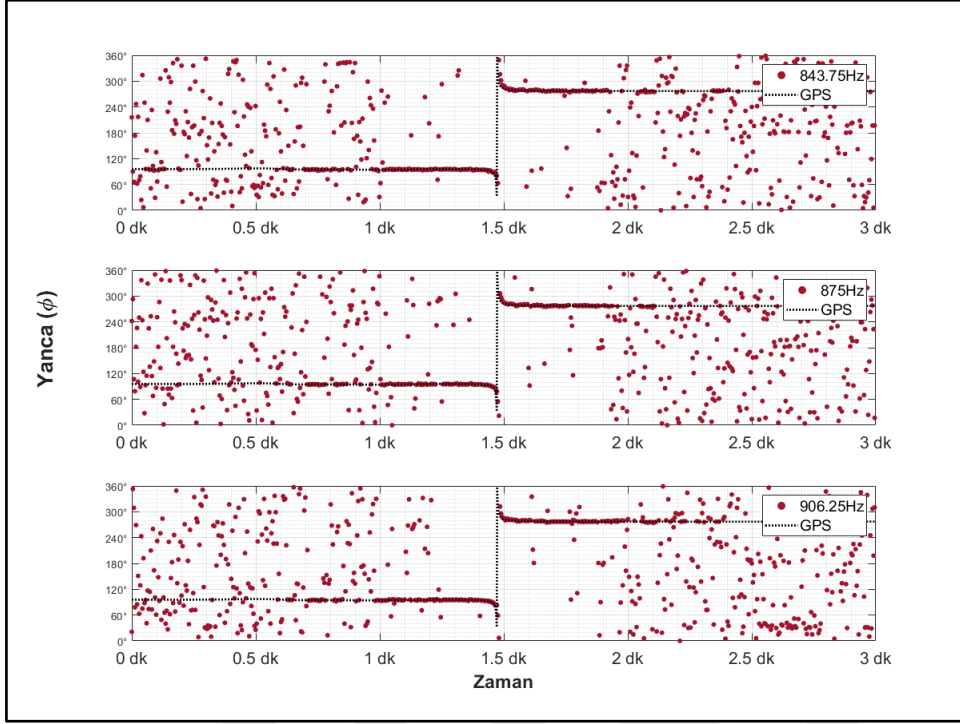
Şekil 3.9 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 6



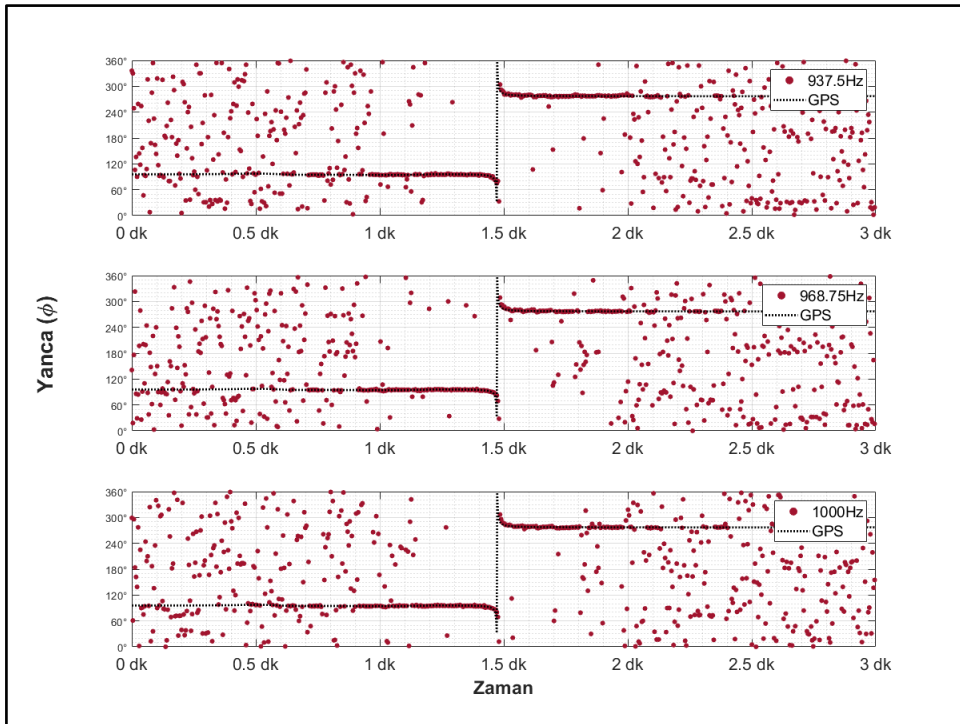
Şekil 3.10 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 7



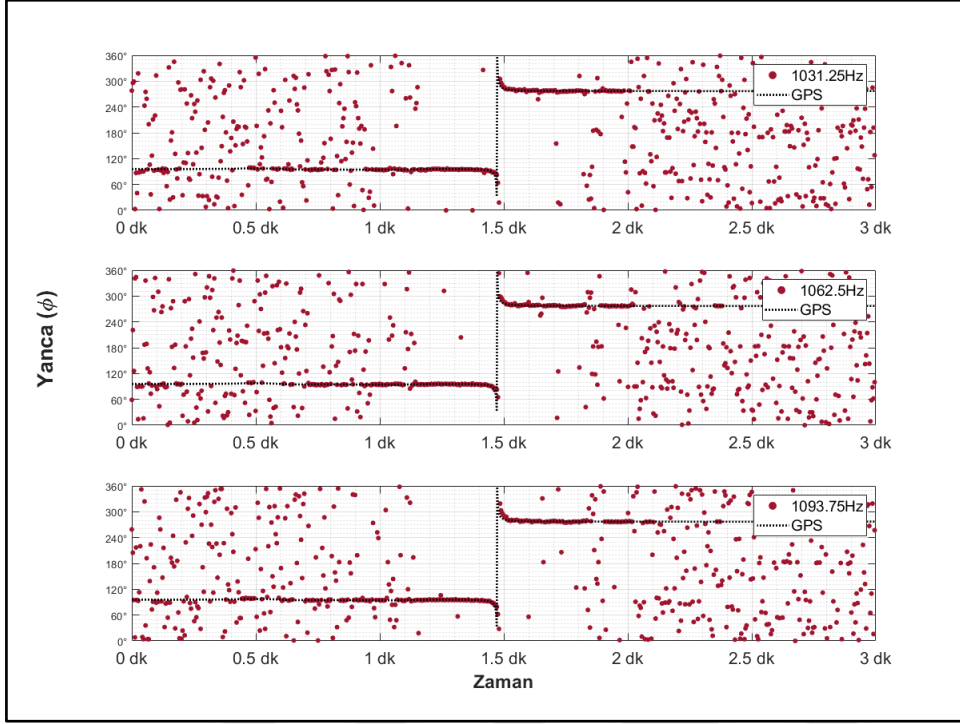
Şekil 3.11 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 8



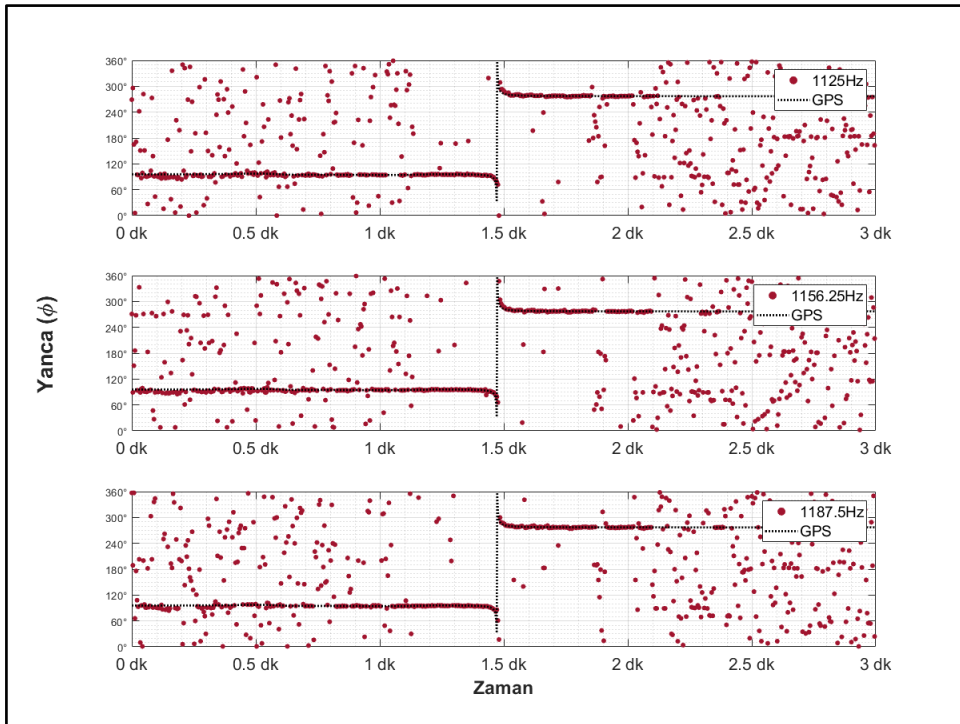
Şekil 3.12 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 9



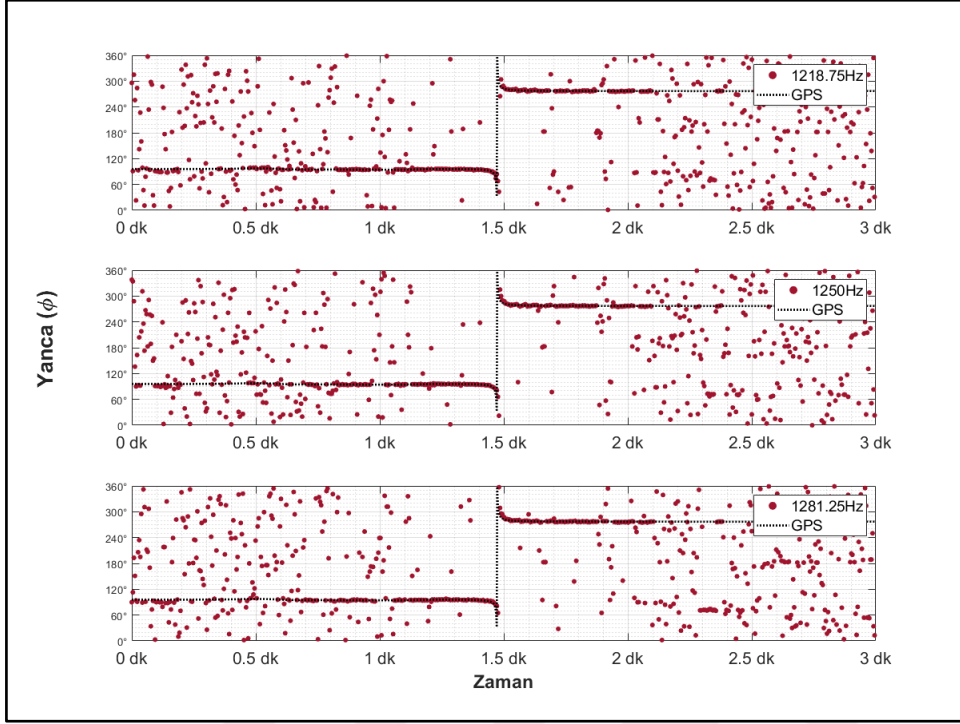
Şekil 3.13 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 10



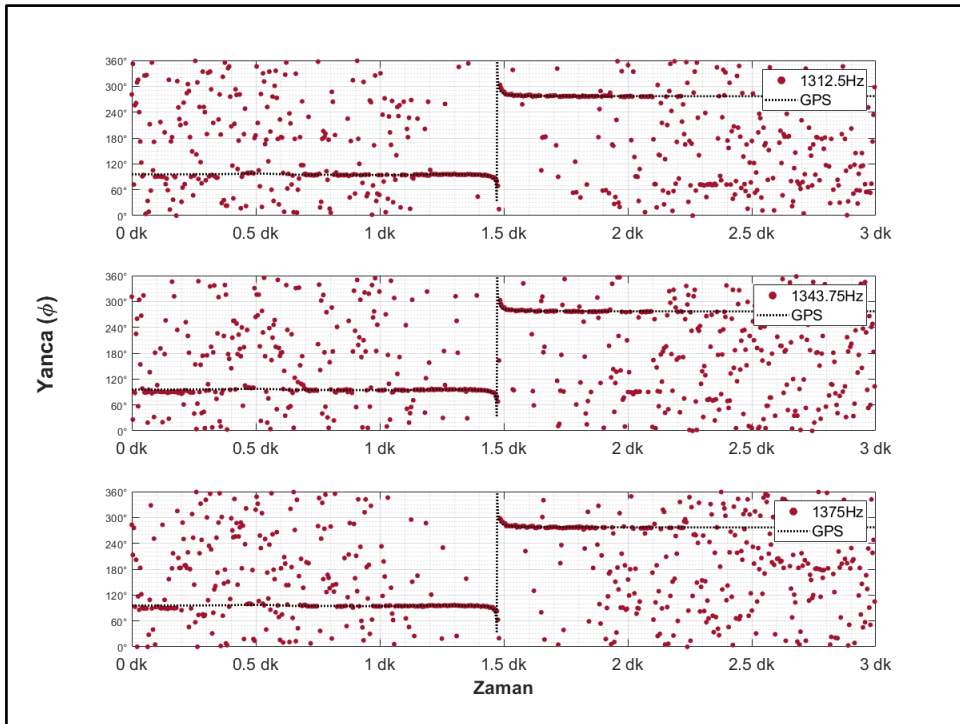
Şekil 3.14 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 11



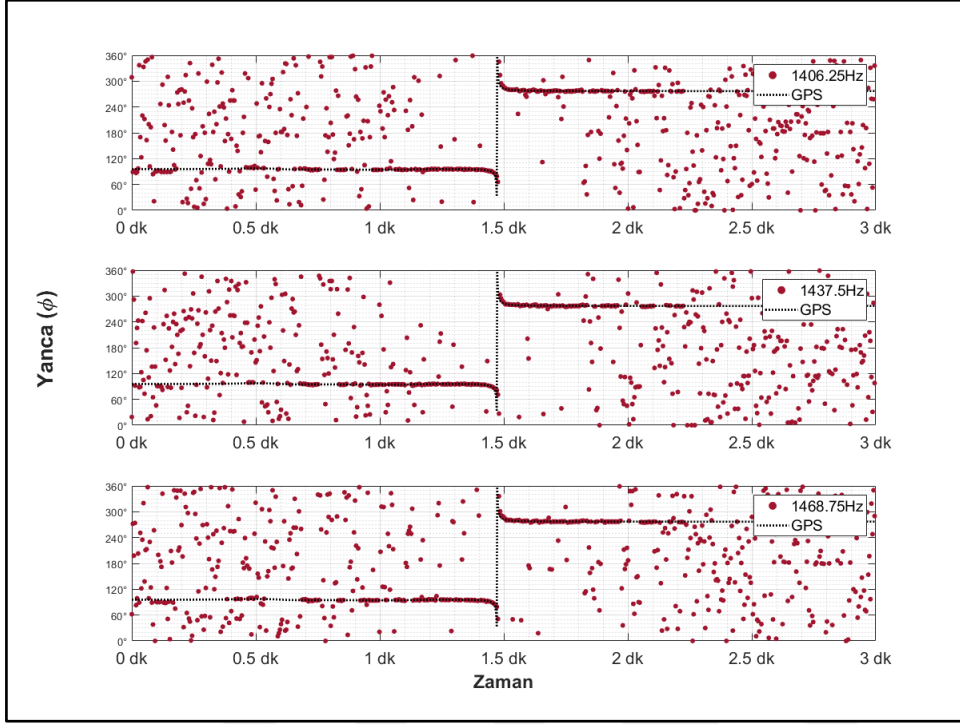
Şekil 3.15 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 12



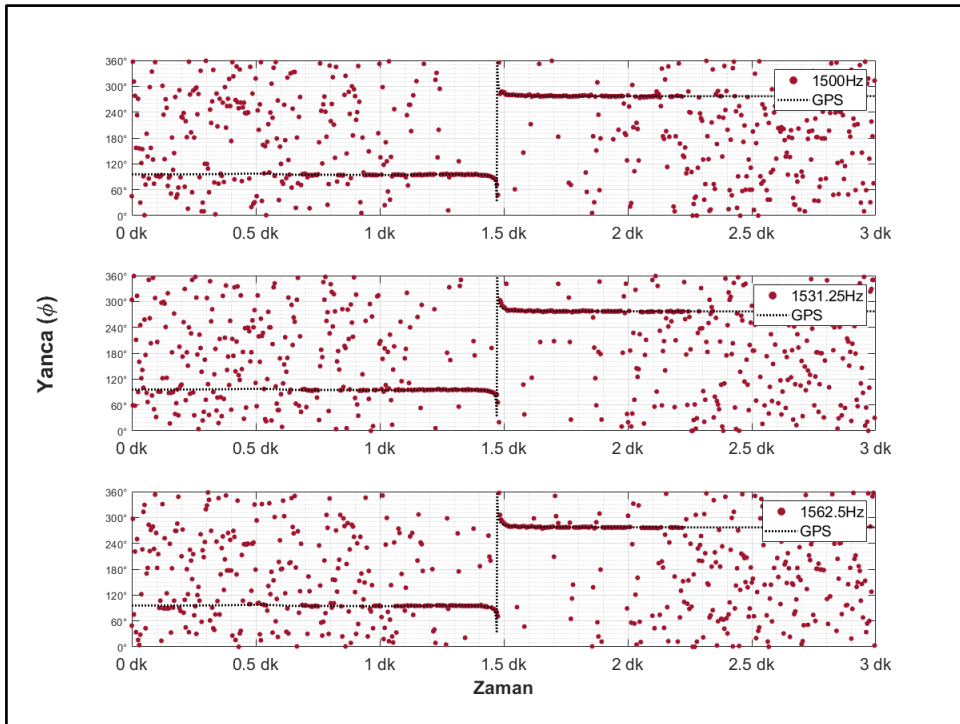
Şekil 3.16 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 13



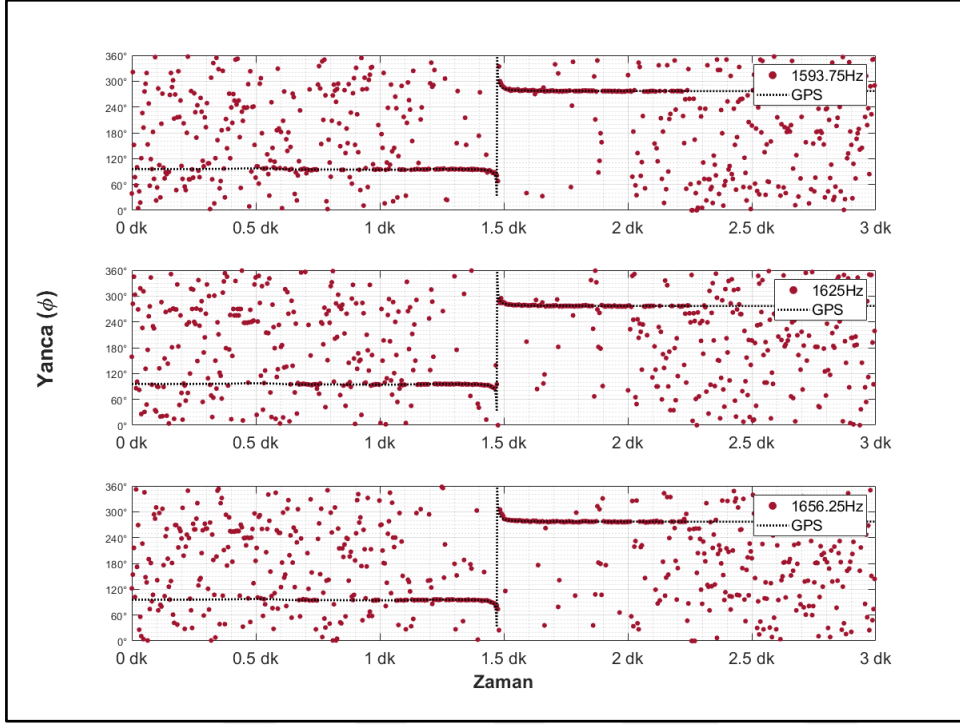
Şekil 3.17 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 14



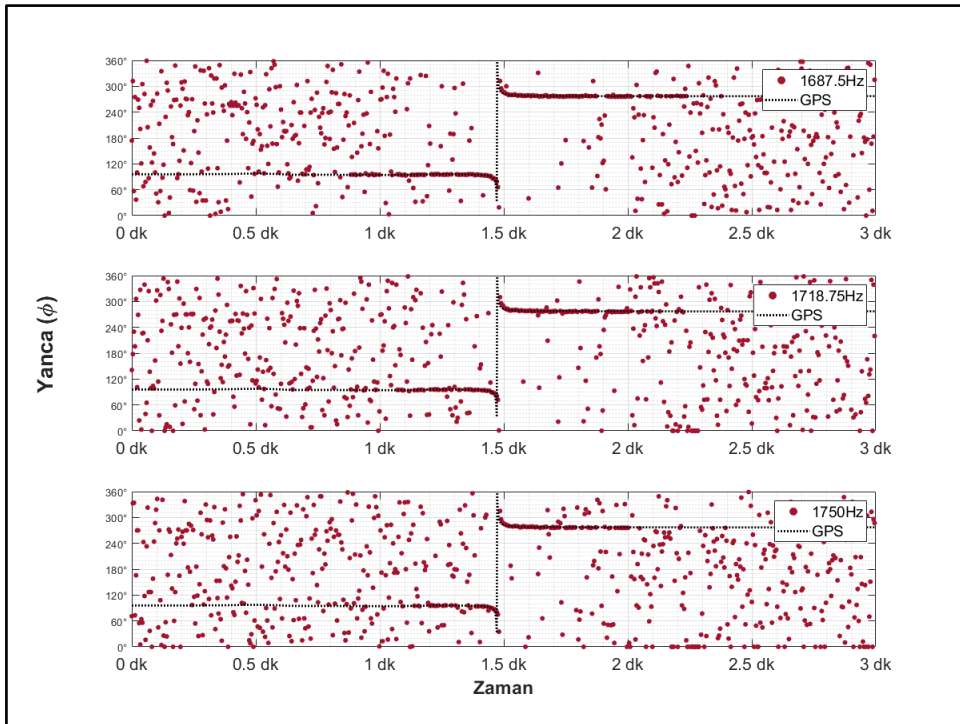
Şekil 3.18 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 15



Şekil 3.19 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 16



Şekil 3.20 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı
Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 17



Şekil 3.21 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 18

3.3 Önerilen Algoritmalar

Bu çalışma kapsamında farklı uçuş senaryolarında kullanılmak ve test edilmek üzere uyumlu ve uyumsuz yöntemler ile algoritmalar geliştirilmiştir. Bu algoritmalarından uyumsuz geniş bant yön kestirimi algoritması blok diyagramı Şekil 3.22’de, uyumlu geniş bant yön kestirimi algoritması blok diyagramı ise Şekil 3.23’te verilmiştir. Aşağıda, bu algoritma diyagramlarında kullanılan bloklar detaylı şekilde açıklanmıştır.

Filtreleme ve Örnekleme Hızı Düşürme Bloğu: Bu blokta, 256 kHz örnekleme frekansı ile alınan akustik sinyalin örnekleme frekansı 4 kHz’e düşürülmektedir. Örnekleme frekansının düşürülmesi aşamasında ayrıca, akustik sinyal Chebyshev tipinde düşük geçiren sonsuz dürtü cevaplı filtreden de geçirilmektedir.

Blok Sinyalini Elde Etme Bloğu: Geliştirilmiş olan algoritma elde edilen sinyali 256 ms uzunluğunda bloklar şeklinde işlemektedir. Bu blokta, filtrelenmiş ve örnekleme frekansı düşürülmüş olan sinyalin 256 ms uzunluktaki bloklara bölünme işlemi gerçekleştirilmektedir.

Çerçeve Sinyallerini Elde Etme Bloğu: Akustik sinyal işlemede sinyallerin istatistiksel özelliklerinin değişmeme koşulunun sağlanabilmesi için, ilgilenilen sinyaller küçük zaman adımlarına bölünerek işlenmektedir. Literatürde İHA sinyalleri için bu sürenin genellikle 10-30 ms aralığında seçilebileceği belirtilmiştir [58]. Bu çalışma kapsamında gerçekleştirilen incelemelerde, bu sürenin 32 ms olarak seçilmesine karar verilmiştir. Bu algoritma bloğu ile bir önceki blokta elde edilen 256 ms uzunluğundaki akustik sinyal, 32 ms uzunluğunda ve 16 ms uzunluğundaki kısımları çakışacak şekilde alt bloklara ayrılmıştır. Elde edilmiş olan bu alt bloklardan çerçeve olarak söz edilmiştir.

Fourier Dönüşümü Uygulama Bloğu: Bu blokta her bir çerçeve sinyaline hızlı Fourier dönüşümü uygulanarak zaman alanından frekans alanına geçiş yapılmaktadır. Frekans

alanına geçiş yapılması ile ilgilenilen geniş bant sinyal alt bantlar şeklinde kullanılabilmektedir.

Uzaysal Kovaryans Matrislerini Hesaplama Bloğu: Bu blokta, Eşitlik (102)'de verilen ifade kullanılarak 437.5 Hz – 1437.5 Hz aralığındaki frekans bileşenleri için uzaysal kovaryans matrisleri elde edilmiştir. Belirtilmiş olan bu frekans aralığına, Bölüm 3.2'de İHA akustik karakteristiğinin incelenmesi aşamasında karar verilmiştir.

Frekans Bileşenlerini Seçme Bloğu: nceki bölümlerde İHA akustik sinyallerinin harmoniklere sebep olduğu belirtilmişti. Bu sebeple tüm frekans bileşenleri ile çalışmak yerine, spektral güç yoğunluğu kestiriminde tepe noktası oluşturan frekanslar seçilerek bu frekans bileşenlerinin kullanılmasının uygun olacağı değerlendirilmiştir. Bu sebeple bu blokta ilk olarak, önceki algoritma bloğundan elde edilen Fourier dönüşümü sonuçları kullanılarak spektral güç yoğunluğu bulunmakta, ardından spektrumda tepe noktası oluşturan frekans bileşenlerinden en güçlü on frekans bileşenini belirlenmektedir.

Uyumsuz Yöntem ile Uzaysal Spektrum Kestirimi Bloğu: Bu blokta, frekans bileşenlerini seçme bloğunda belirlenmiş olan her bir frekans bileşenini için, ilgili uzaysal kovaryans matrisleri ile birlikte, seçilen dar bant geliş yönü açısı kestirim yöntemleri kullanılarak uzaysal spektrum bulunmaktadır. Daha sonra elde edilmiş olan uzaysal spektrumların ortalaması alınarak tek bir uzaysal spektrum, $P_{inc}(\theta)$, bulunmaktadır.

Odak Açılarını Belirleme Bloğu: Bu blok temelde uyumsuz geniş bant yn kestirimi algoritmasındaki uzaysal spektrum kestirimi bloğu ile aynı işlevi gerçekleştirmektedir. İki blok arasındaki tek fark, bu bloğun tarama aı çözünürlüğünün (5°) daha düşük olmasıdır. Böylece taranan yanca ve yükseliş aı sayısı azalmakta ve bunun sonucunda da işlem yükü azalmaktadır.

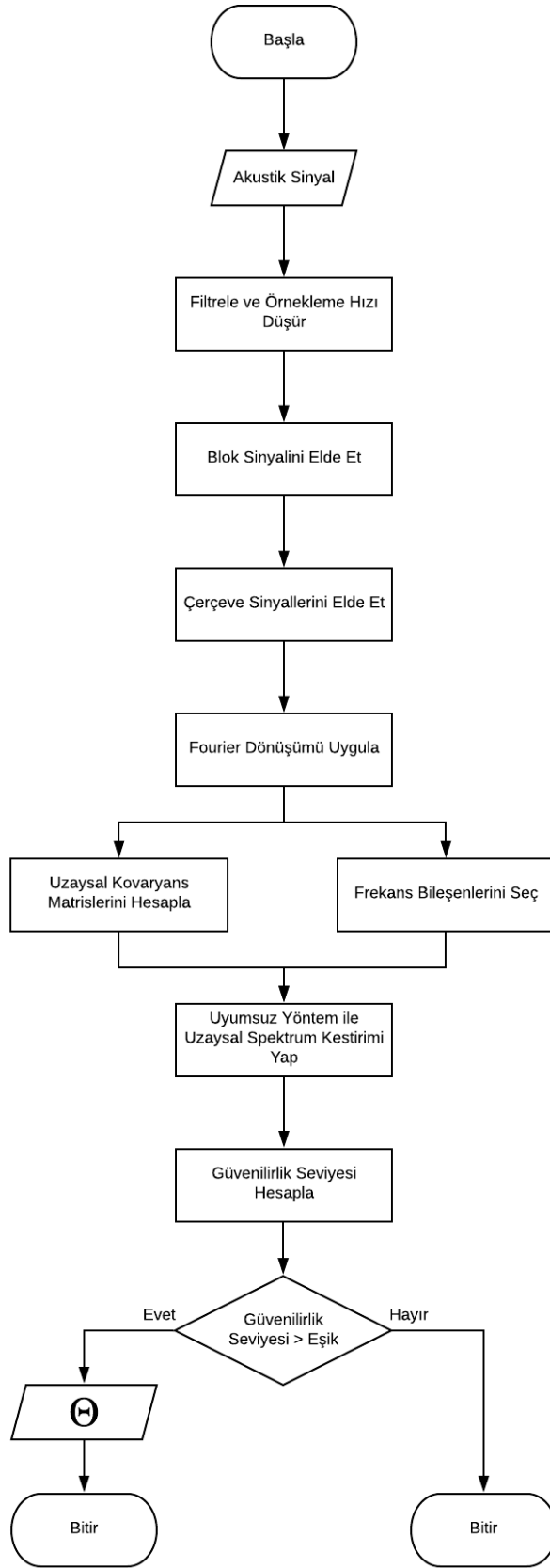
Uyumlu Yöntem ile Uzaysal Spektrum Kestirimi Bloğu: Bu blokta, önceki algoritma bloğunda elde edilmiş olan odak açıları kullanılarak dönel sinyal alt uzayı [52] yöntemine göre uzaysal spektrum elde edilmektedir. Literatürde genel olarak odak frekansı için

ilgilenilen frekans bandının merkezi seçildiğinden, ilgili yöntem kullanılırken odak frekansı 937.5 Hz olarak seçilmiştir.

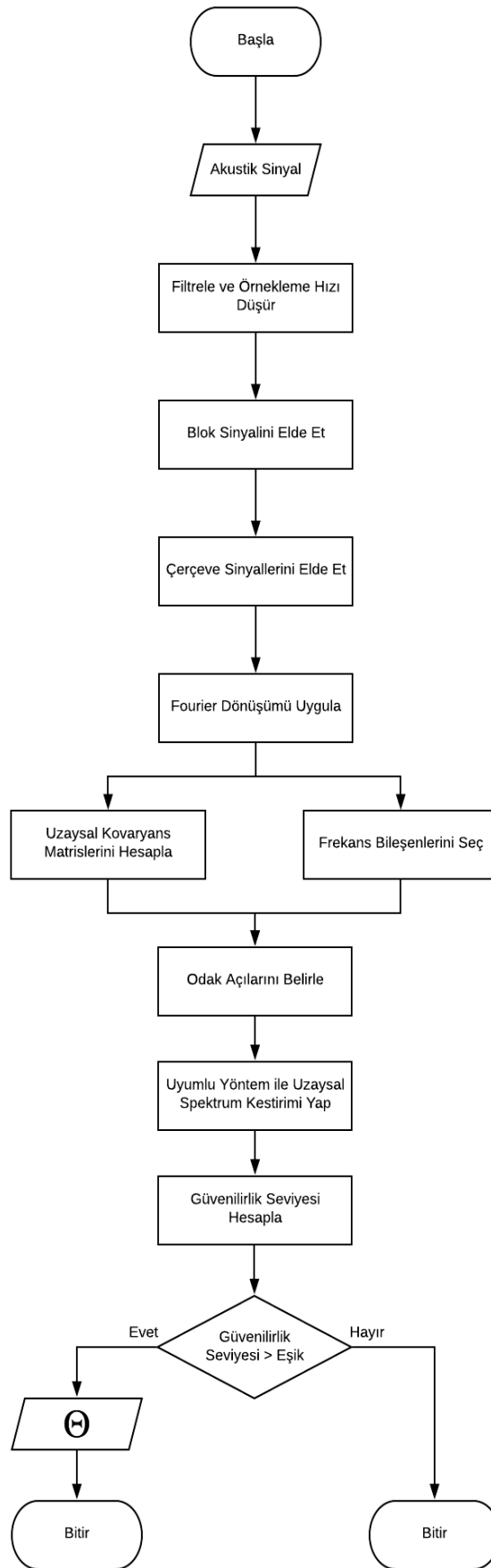
Güvenilirlik Seviyesi Hesaplama Bloğu: Şekil 3.4-Şekil 3.9 aralığında yer alan şekiller incelendiğinde, kestirim sonucunun gerçek yön bilgisinden farklı çıkabildiği birçok hatalı sonuç görülebilmektedir. Literatür araştırmaları sırasında bu ayırık (outlier) kestirim sonuçlarının, kestirim sonrası işlemler ile elenebildiği görülmüştür [24]. Benzer bir eşikleme yöntemi bu çalışmada da uygulanarak bazı ayırık kestirim sonuçları elenebilmiştir. $P(\theta)$, uzaysal spektrumu, $P_{kest}(\theta)$, spektrumda kestirim sonucuna karşılık gelen değeri ve $P_{ort}(\theta)$, spektrumdaki tüm değerlerin ortalamasını ifade etmek üzere, kullanılan güvenilirlik seviyesi aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$güvenilirlik\ seviyesi = \frac{P_{kest}(\theta) - P_{ort}(\theta)}{P_{kest}(\theta)} \quad (111)$$

Her bir blok sinyali için uzaysal spektrumun elde edilmesinden sonra güvenilirlik seviyesi Eşitlik (111)'de belirtildiği şekilde hesaplanmıştır. Güvenilirlik seviyesi eşik değeri ise 0.5 olarak belirlenmiş ve bu seviyenin altında güvenilirlik seviyesi elde edilen blok sinyallerine ait yön kestirimi çıktıları elenmiştir.



Şekil 3.22 Uyumsuz Geniş Bant Yön Kestirimi Algoritması Blok Diyagramı



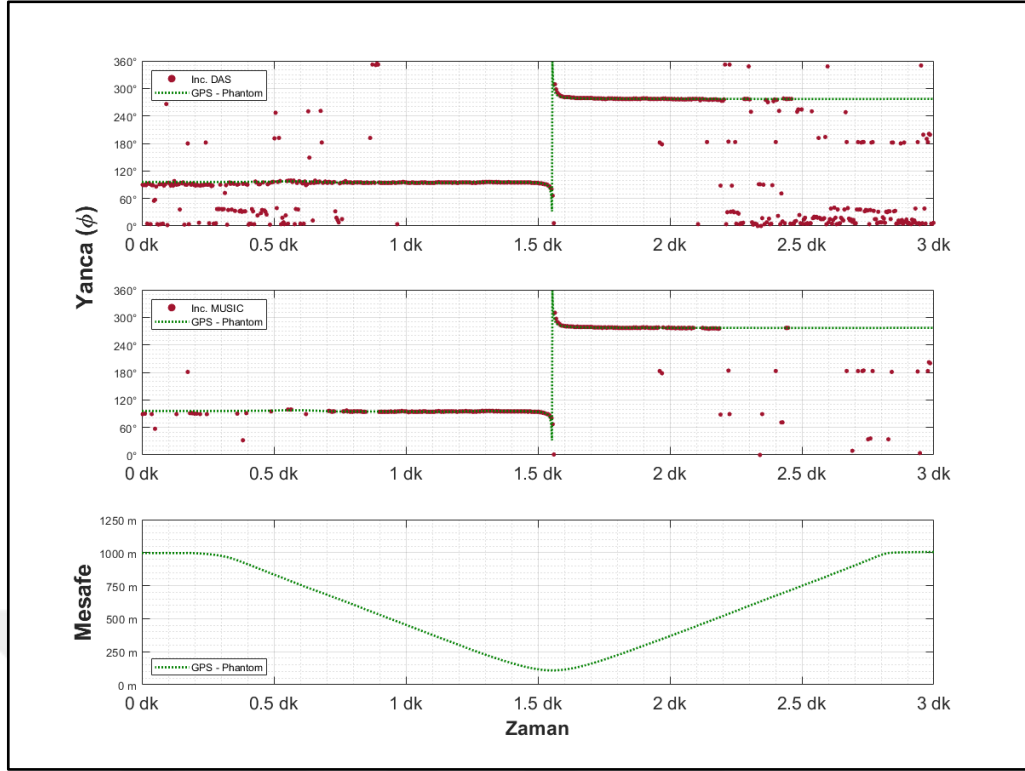
Şekil 3.23 Uyumlu Geniş Bant Yön Kestirimi Algoritması Blok Diyagramı

3.4 Saha Çalışmalarıyla Elde Edilen Veriler ile Algoritma Performans Sonuçları

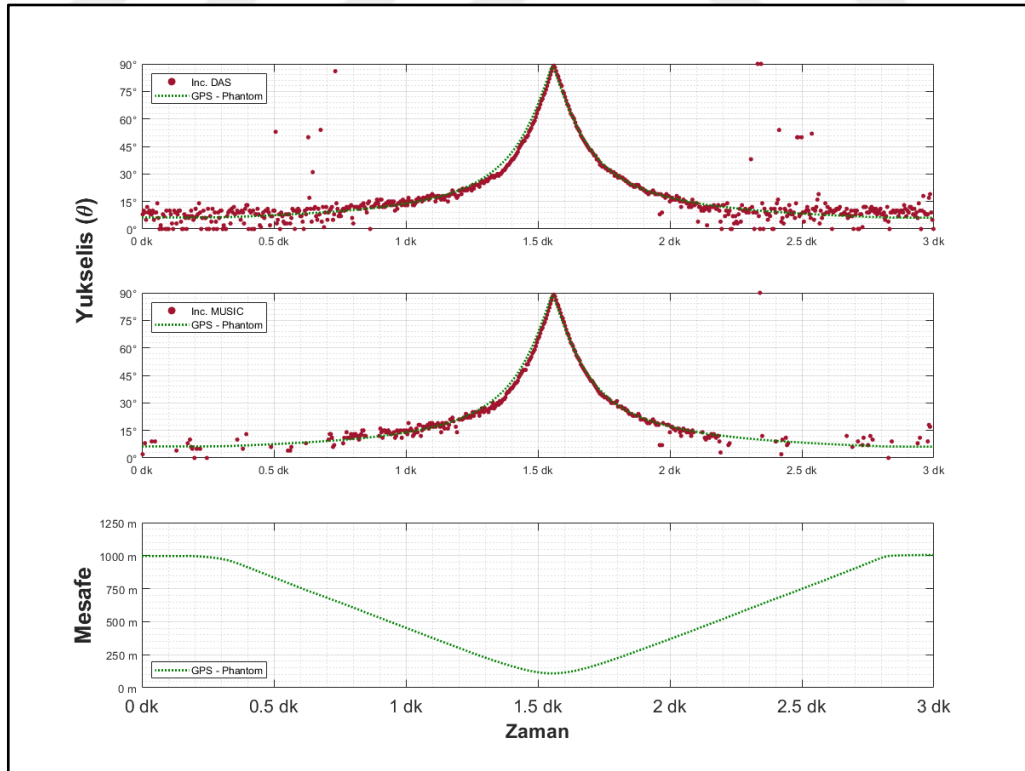
Bu bölümde, farklı uçuş senaryoları sonucunda elde edilmiş olan kayıtlar, Şekil 3.22 ve Şekil 3.23'te belirtilmiş olan algoritmalara girdi oluşturacak şekilde kullanılmıştır. Bu kapsamda, iki farklı uyumsuz yöntem ve iki farklı uyumlu yöntem tabanlı algoritma kullanılmıştır. Şekil 3.22'de verilmiş olan uyumsuz geniş bant yön kestirimi algoritması için kullanılan dar bant geliş yönü açısı kestirim yöntemi olarak, geciktir ve topla hüzme oluşturma yöntemi (Inc. DAS) ve çoklu sinyal sınıflandırması (Inc. MUSIC) yöntemi seçilerek iki farklı algoritma oluşturulmuştur. Şekil 3.23'te verilmiş olan uyumlu geniş bant yön kestirimi algoritması için ise, odak açılarının seçildiği başlangıç yön kestirimi yöntemi, geciktir ve topla hüzme oluşturma yöntemi (CSS_{DAS}) ve Capon hüzme oluşturma yöntemi (CSS_{CAPON}) seçilerek iki farklı algoritma oluşturulmuştur. Gerçekleştirilen uçuş senaryoları ve bu senaryolar sonucunda elde edilen kayıtlara ait algoritma çıktıları aşağıda verilmiştir.

3.4.1 Uçuş Senaryosu 1

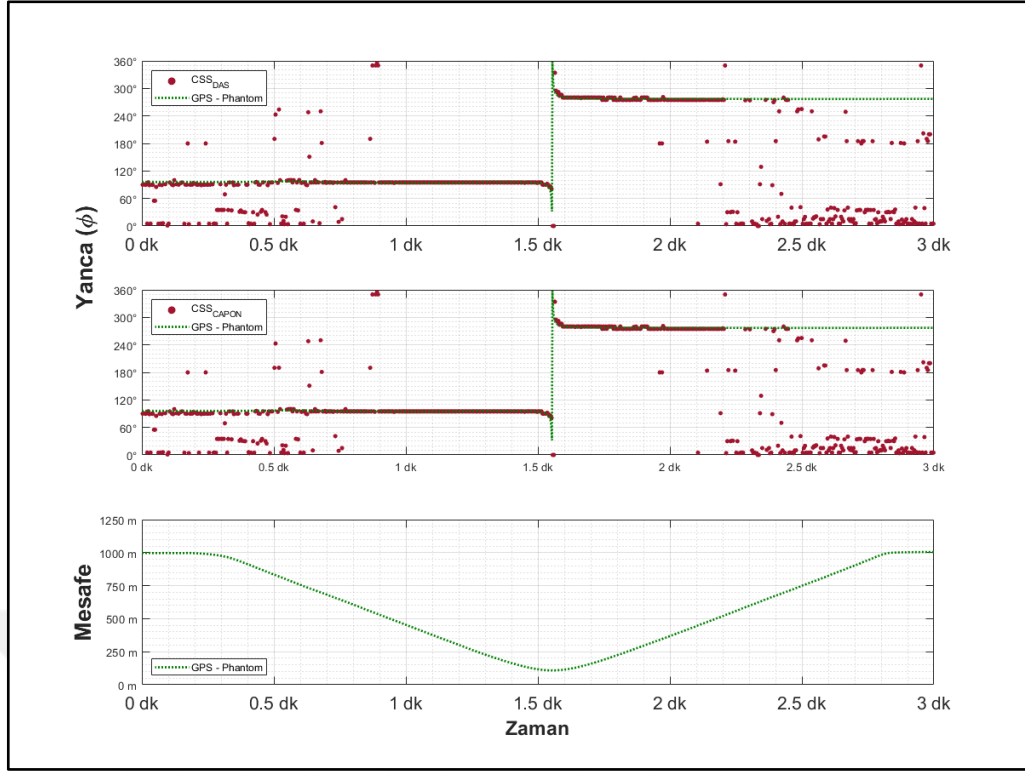
Bu uçuş senaryosu kapsamında Phantom-4 modeli İHA, Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'te belirtilmiş olan senaryodaki gibi 100 metre yükseklik ve 1000 metre uzaklıktan dizine doğru harekete başlamıştır. Ayrıca uçuş boyunca İHA doğrultusu ve yüksekliği manuel olarak kabaca sabit tutulmuştur. İHA, mikrofon dizininin tam üzerine geldikten sonra aynı doğrultuda 1000 metre daha ilerleyerek hareketini tamamlamıştır. İHA ve sensör dizinine ait GPS alıcılarından elde edilen konum bilgileri kullanılarak gerçek değerler ile algoritma çıktıları grafik üzerinde karşılaştırılmıştır. Bu uçuş senaryosuna göre yanca ve yükseliş açıları için elde edilmiş olan algoritma çıktıları uyumsuz yöntem yapıları için Şekil 3.24 ve Şekil 3.25'te, uyumlu yöntem yapıları için ise Şekil 3.26 ve Şekil 3.27'de verilmiştir.



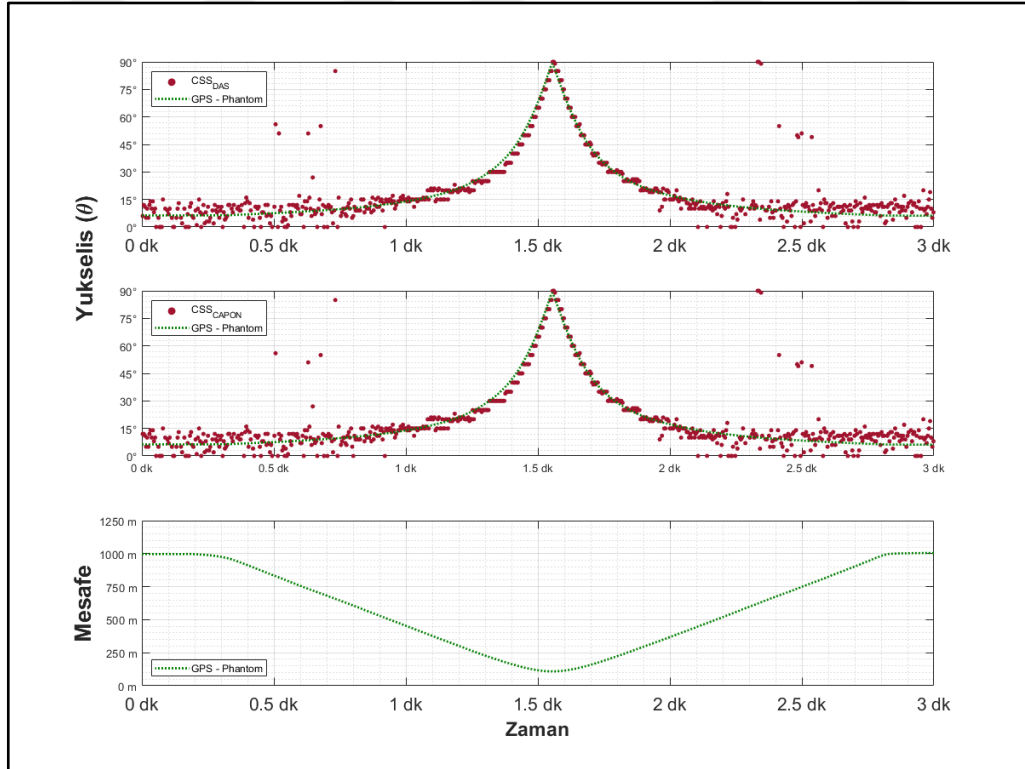
Şekil 3.24 Uçuş Senaryosu 1 – Uyumsuz Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları



Şekil 3.25 Uçuş Senaryosu 1 – Uyumsuz Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları



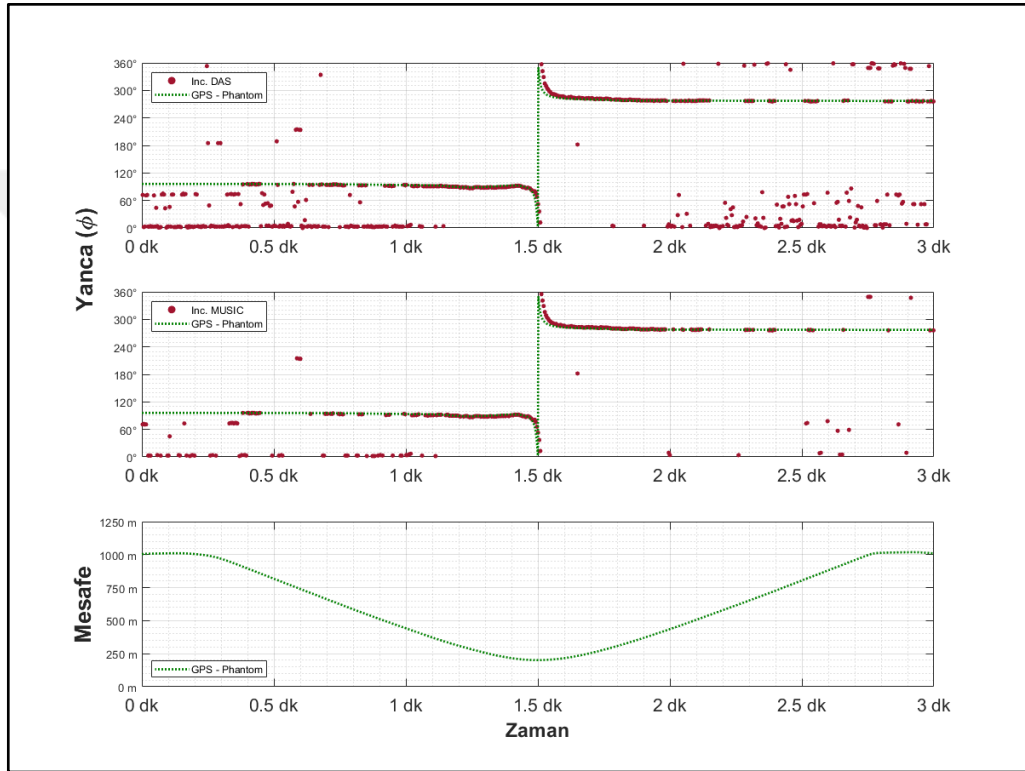
Şekil 3.26 Uçuş Senaryosu 1 – Uyumlu Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları



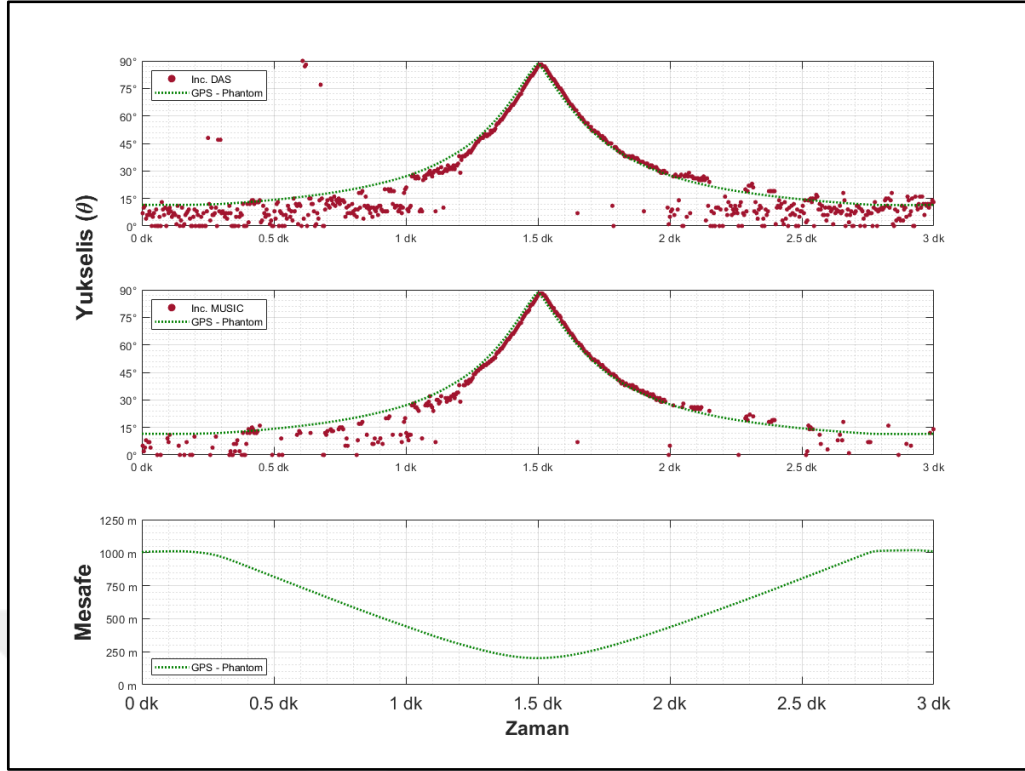
Şekil 3.27 Uçuş Senaryosu 1 – Uyumlu Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları

3.4.2 Uçuş Senaryosu 2

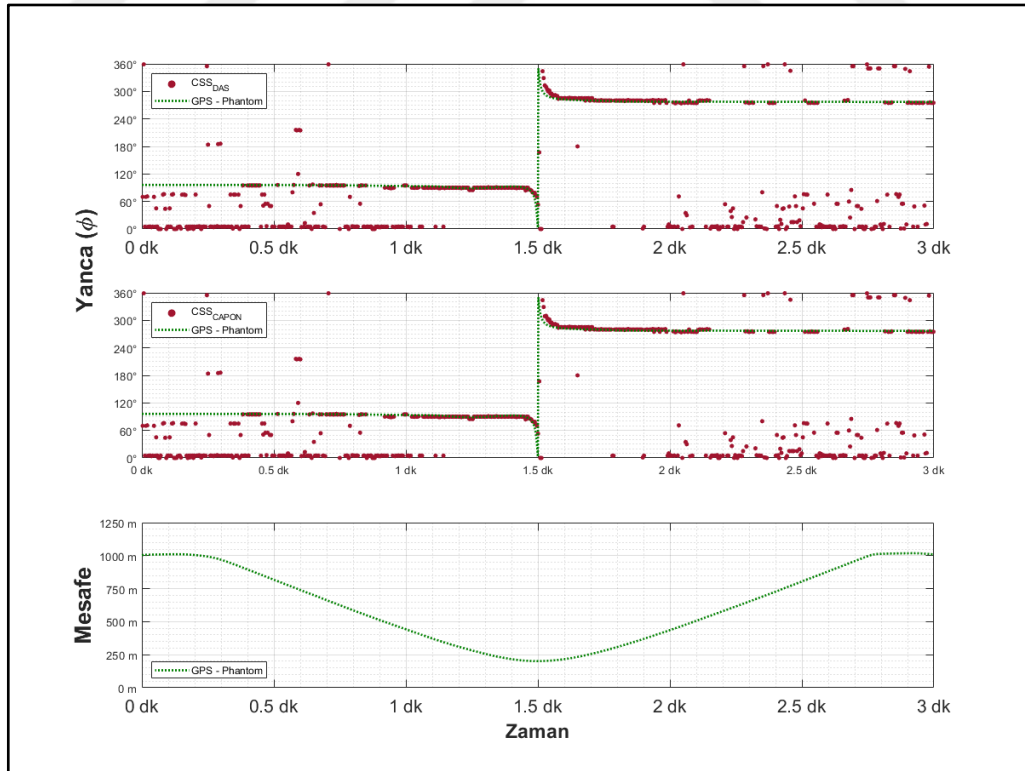
Bu uçuş senaryosu kapsamında Phantom-4 modeli İHA, uçuş yüksekliği 200 metre olacak şekilde 1 numaralı uçuş senaryosunda belirtilmiş olan uçuşu gerçekleştirmiştir. Bu uçuş senaryosuna göre yanca ve yükseliş açıları için elde edilmiş olan algoritma çıktıları uyumsuz yöntem yapıları için Şekil 3.28 ve Şekil 3.29’da, uyumlu yöntem yapıları için ise Şekil 3.30 ve Şekil 3.31’de verilmiştir.



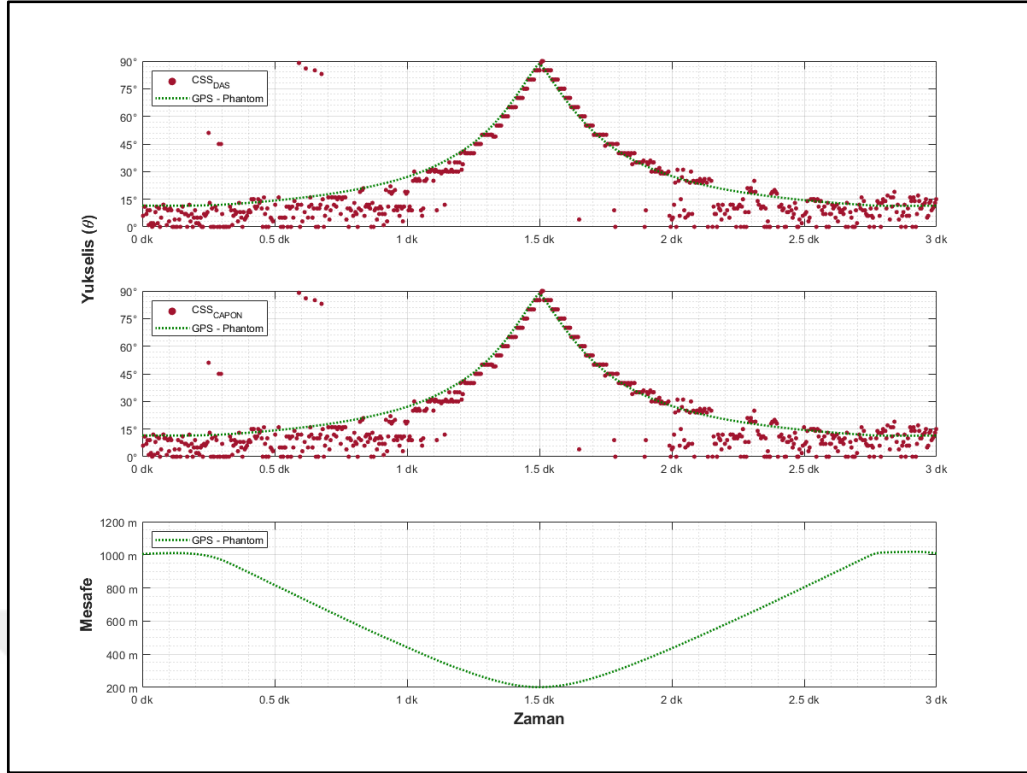
Şekil 3.28 Uçuş Senaryosu 2 – Uyumsuz Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları



Şekil 3.29 Uçuş Senaryosu 2 – Uyumsuz Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları



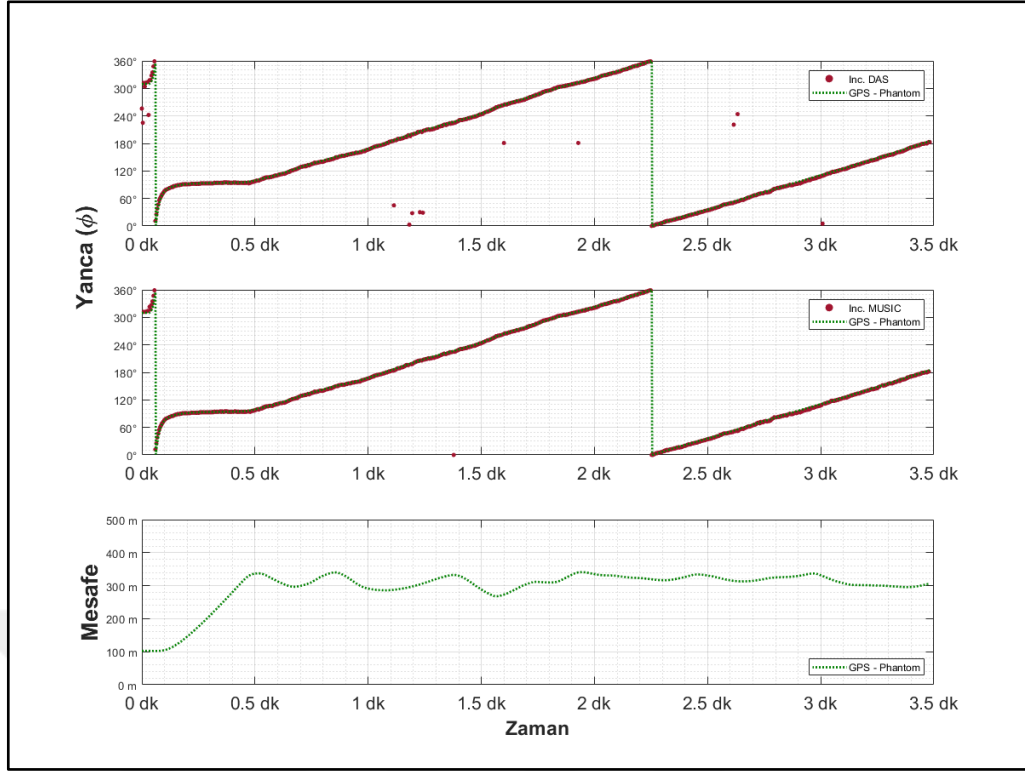
Şekil 3.30 Uçuş Senaryosu 2 – Uyumlu Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları



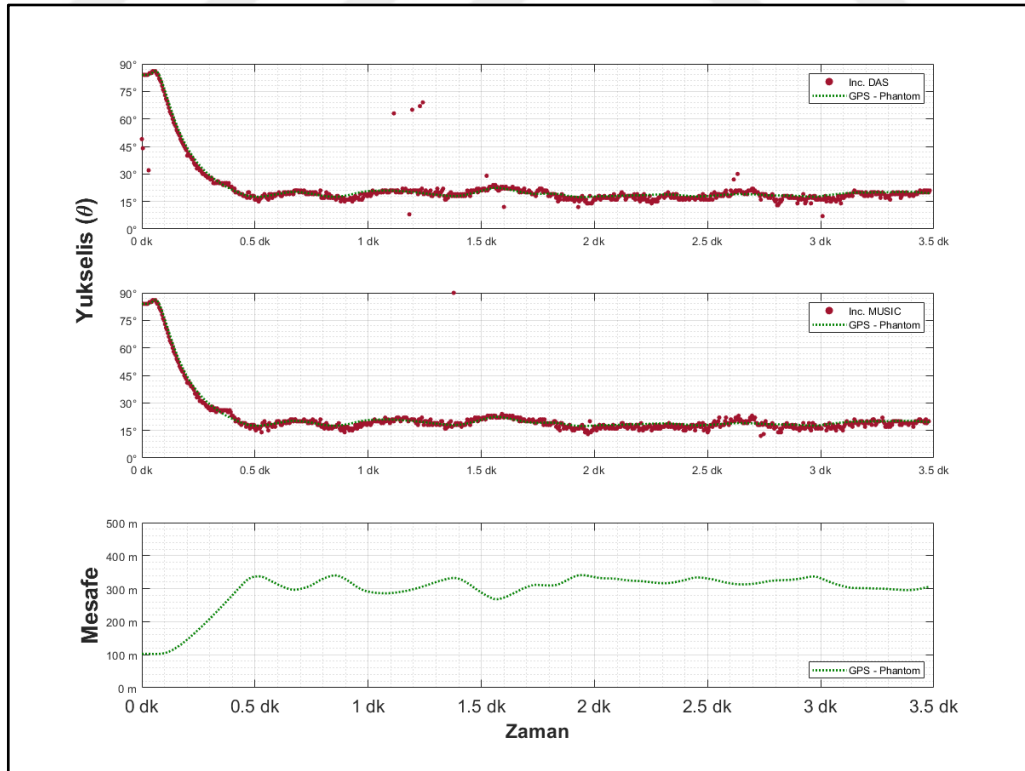
Şekil 3.31 Uçuş Senaryosu 2 – Uyumlu Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları

3.4.3 Uçuş Senaryosu 3

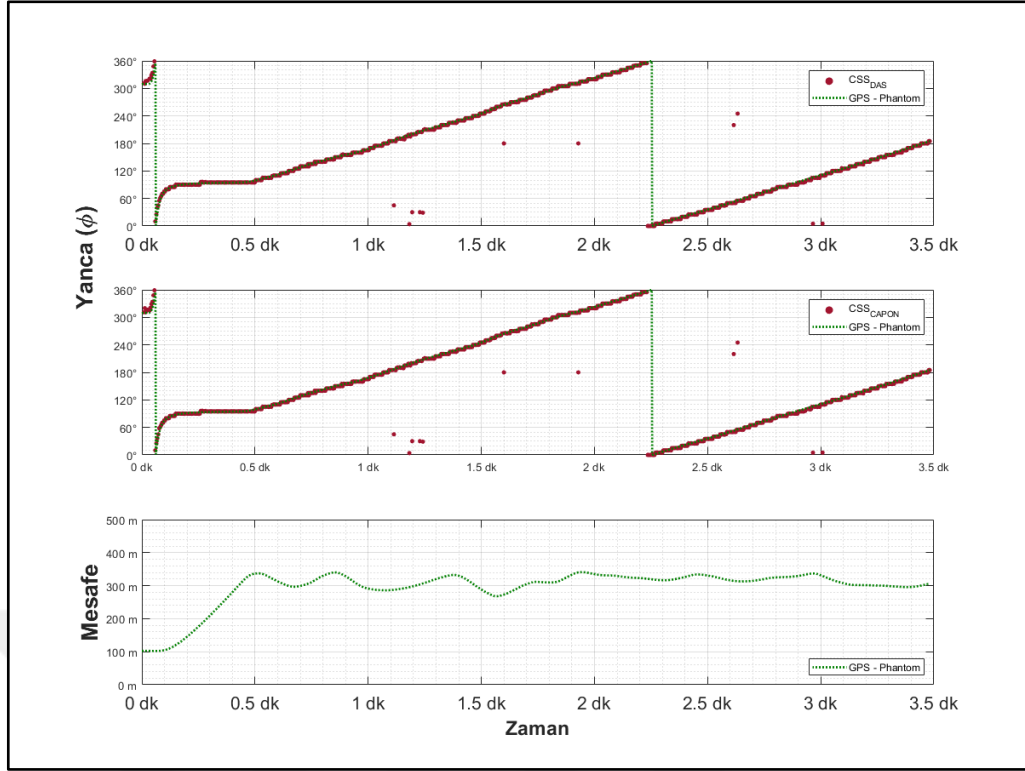
Bu uçuş senaryosu kapsamında Phantom-4 modeli İHA, başlangıçta dizine çok yakın bir mesafeden havalanmış ve 100 metre yükseklikten dizine 300 metre uzaklıkta bulunacak şekilde dizin etrafında dairesel hareket gerçekleştirmiştir. Bu uçuş senaryosuna göre yanca ve yükseliş açıları için elde edilmiş olan algoritma çıktıları uyumsuz yöntem yapıları için Şekil 3.32 ve Şekil 3.33'te, uyumlu yöntem yapıları için ise Şekil 3.34 ve Şekil 3.35'te verilmiştir.



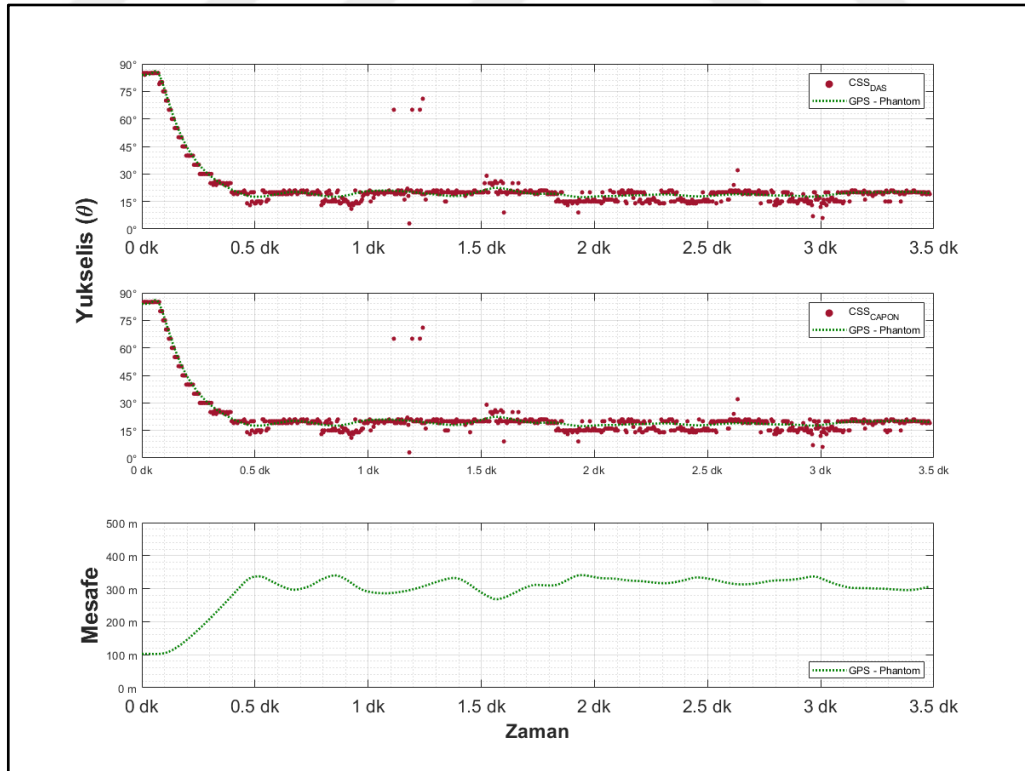
Şekil 3.32 Uçuş Senaryosu 3 – Uyumsuz Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları



Şekil 3.33 Uçuş Senaryosu 3 – Uyumsuz Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları



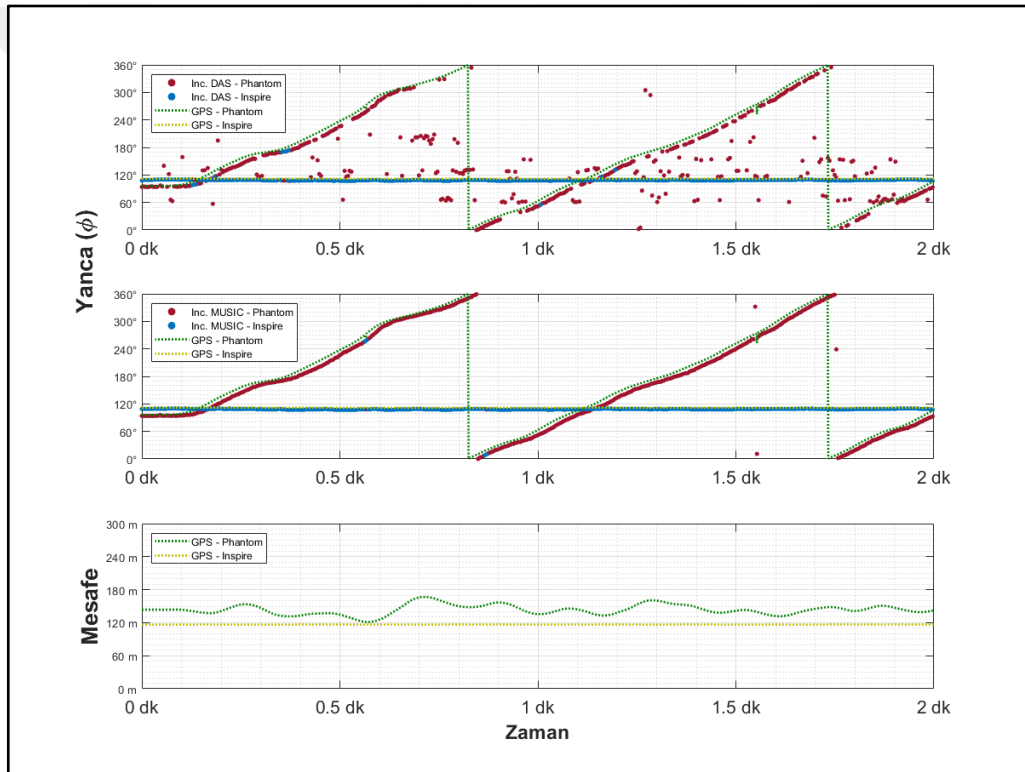
Şekil 3.34 Uçuş Senaryosu 3 – Uyumlu Yöntemler Yabancı Açısı Sonuçları



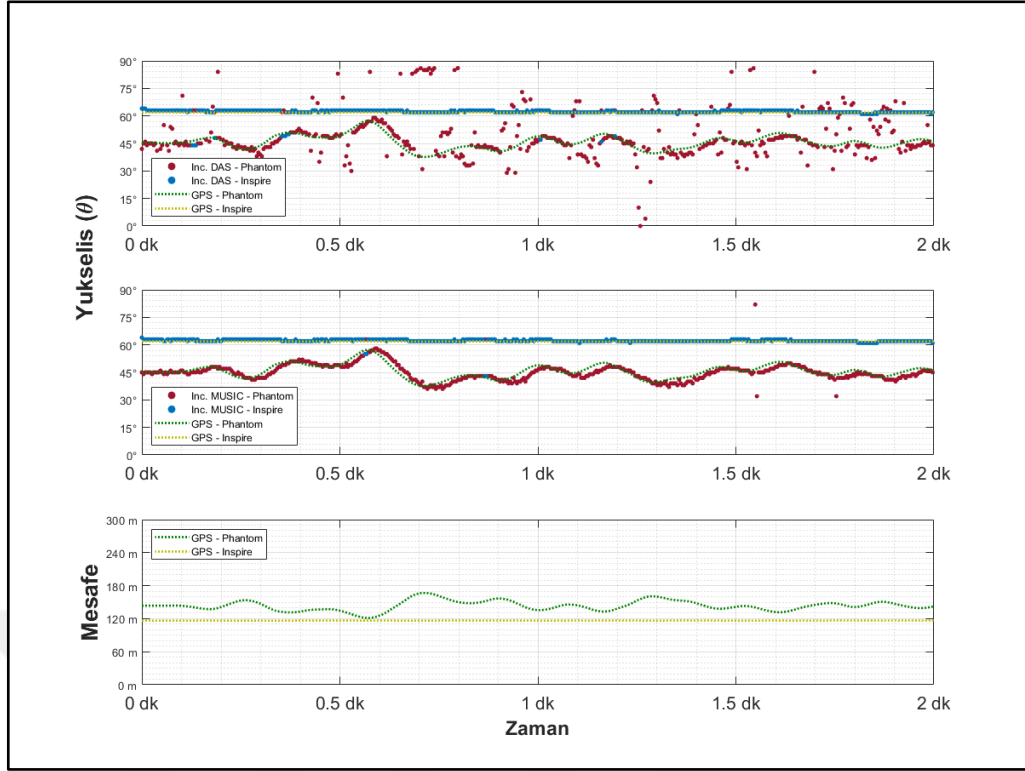
Şekil 3.35 Uçuş Senaryosu 3 – Uyumlu Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları

3.4.4 Uçuş Senaryosu 4

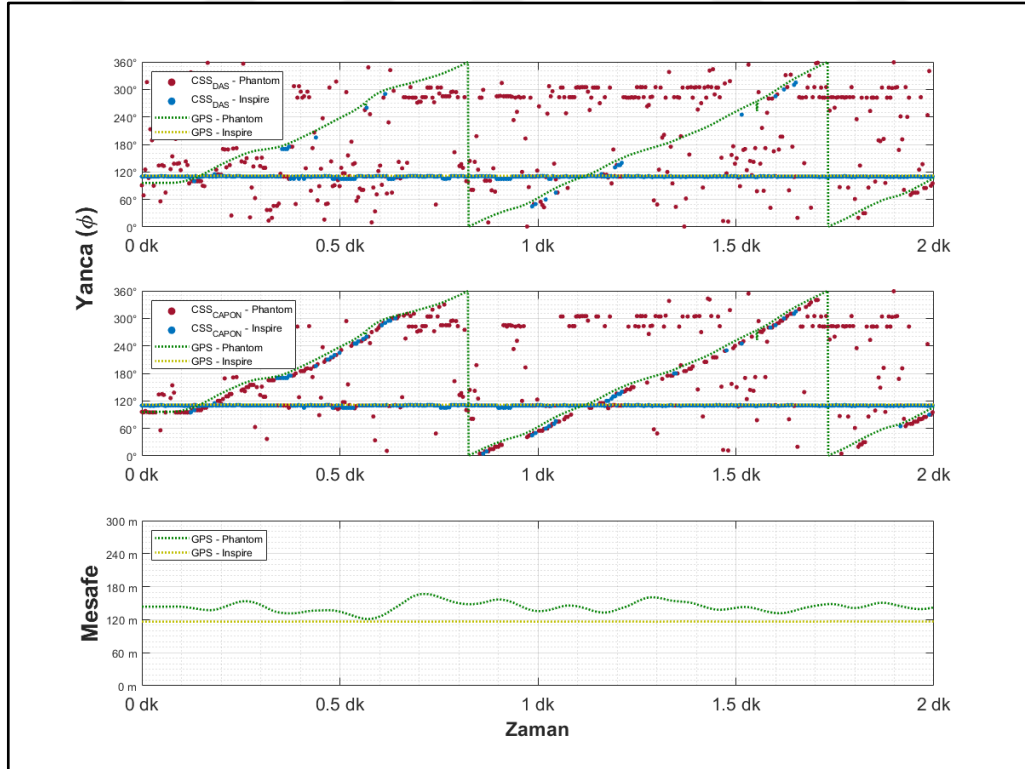
Bu uçuş senaryosu ile ortamda birden fazla hedef olması durumunda algoritma yapılarının performanslarının incelenmesi hedeflenmiştir. Bu kapsamda Inspire-2 modeli İHA, dizine 50 metre yatay uzaklıkta ve 100 metre yükseklikte sabit bir şekilde askıda tutulmuştur. Phantom-4 modeli İHA ise, dizine 100 metre yatay uzaklıkta ve 100 metre yükseklikten dizin etrafında dairesel hareket gerçekleştirmiştir. Bu uçuş senaryosuna göre yanca ve yükseliş açıları için elde edilmiş olan algoritma çıktıları uyumsuz yöntem yapıları için Şekil 3.36 ve Şekil 3.37’de, uyumlu yöntem yapıları için ise Şekil 3.38 ve Şekil 3.39’da verilmiştir.



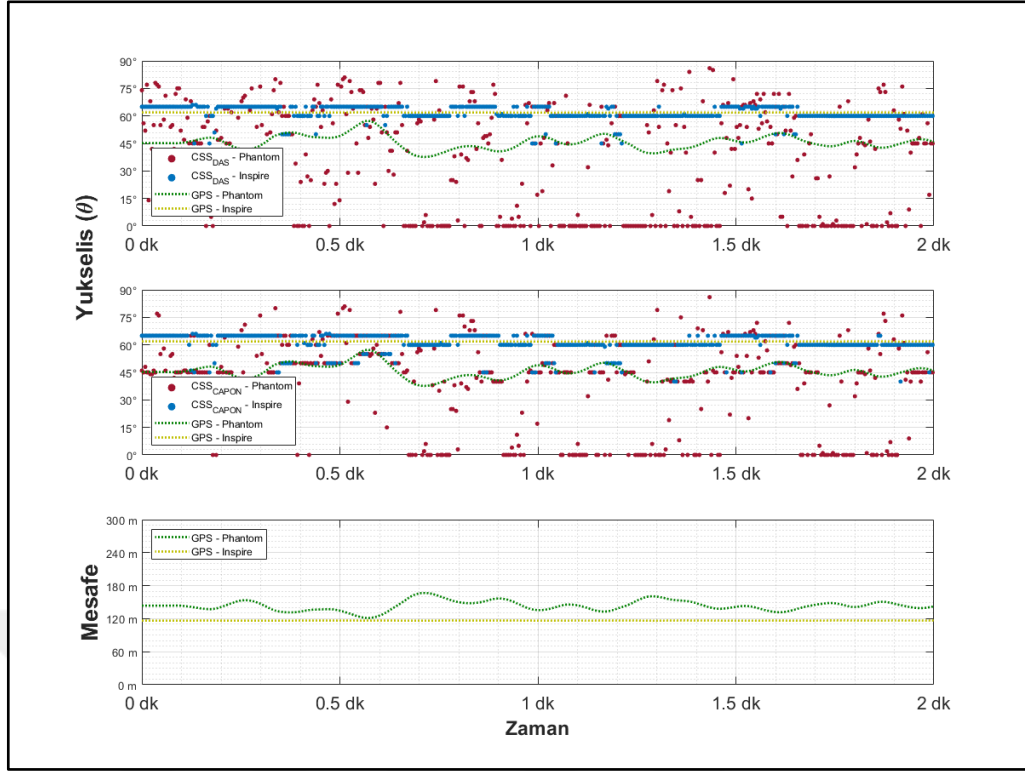
Şekil 3.36 Uçuş Senaryosu 4 – Uyumsuz Yöntemler Yanca Açısı Sonuçları



Şekil 3.37 Uçuş Senaryosu 4 – Uyumsuz Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları



Şekil 3.38 Uçuş Senaryosu 4 – Uyumlu Yöntemler Yanica Açısı Sonuçları



Şekil 3.39 Uçuş Senaryosu 4 – Uyumlu Yöntemler Yükseliş Açısı Sonuçları

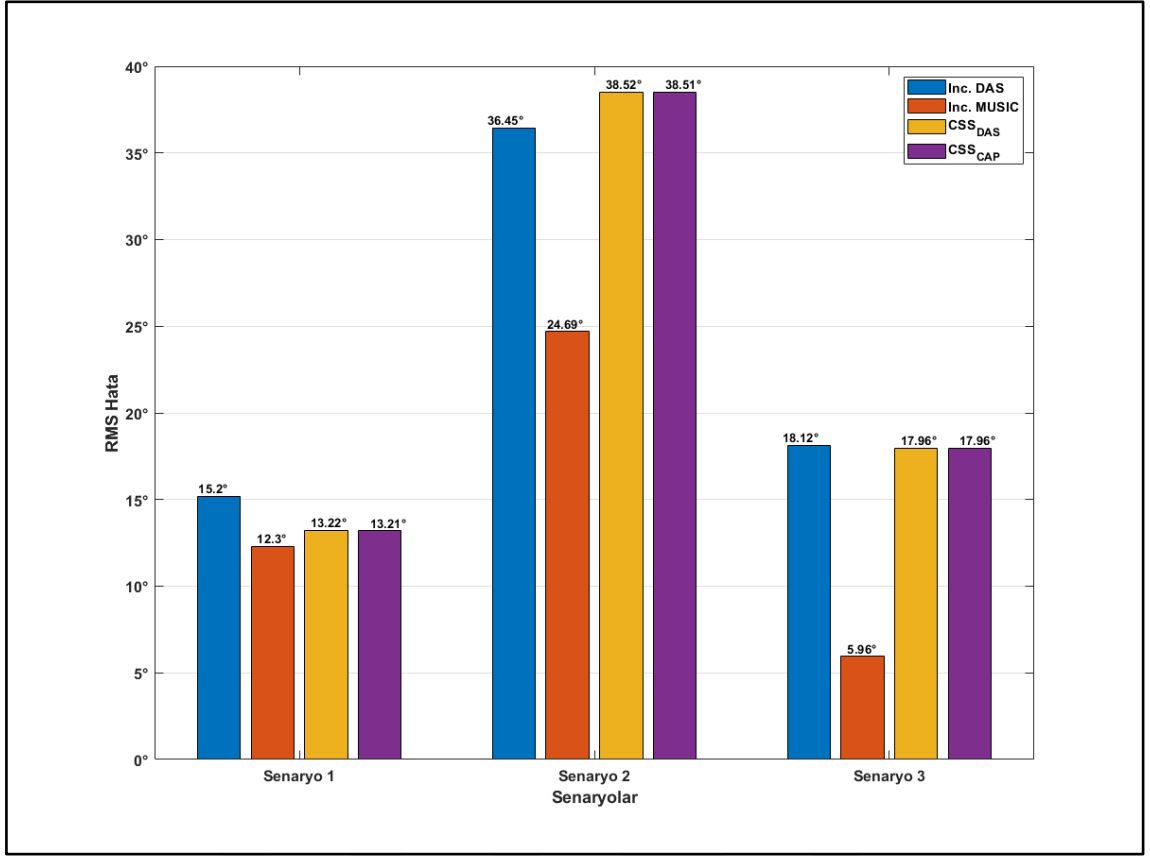
4 SONUÇLAR

Bu tez çalışması kapsamında, İHA akustik yön kestirimi amacıyla kullanılabilecek algoritmalar önerilmiş ve bu algoritmaların performansları gerçek saha verileri kullanılarak incelenmiştir.

Kavramsal ön çalışma kapsamında hüzme oluşturma ve yön bulma yöntemlerinin temelleri araştırılmış ve dairesel dizin geometrisinin doğrusal dizin geometrisine göre avantajları değerlendirilmiştir.

Bu çalışma kapsamında kullanılmış olan İHA akustik karakteristiği incelendiğinde, İHA akustik sinyallerinin geniş bir bant boyunca yayılan harmonikler içerdiği ve baskın harmonik frekans bileşenlerinin değişken olduğu görülmüştür. Bu sebeple genel dar bant geliş yönü açısı kestirim yöntemlerinin kullanılmasının mümkün olmadığı değerlendirilmiştir.

Önerilen algoritmalar, literatürde de yer alan geniş bant sinyal geliş yönü kestirim yöntemlerinden uyumlu ve uyumsuz yöntemleri temel almakta ve kullandıkları dar bant geliş yönü açısı kestirim yöntemlerinin farklı olması yönüyle farklılık göstermektedirler. Uyumsuz geniş bant yön kestirimi algoritmasında, çoklu sinyal sınıflandırması yöntemi kullanılması durumunda elde edilen sonuçların, geciktir ve topla hüzme oluşturma yönteminin kullanılması durumunda elde edilen sonuçlara göre çok daha iyi olduğu görülmüştür. Ayrıca geciktir ve topla hüzme oluşturma yönteminin çoklu hedef durumunda yetersiz olduğu da gözlenmiştir. Uyumlu geniş bant yön kestirimi algoritması ile elde edilmiş olan sonuçlar incelendiğinde ise bu algoritmanın başlangıçta ihtiyaç duyduğu odak açılarına yüksek derecede bağımlı olduğu görülmüştür. Çoklu hedef durumunda geciktir ve topla hüzme oluşturma yönteminin yetersiz kalması ile odak açıları yeterli doğrulukta bulunamadığından, iki İHA içeren dört numaralı uçuş senaryosunda ikinci İHA için yeterli çözümün oluşturulamadığı gözlenmiştir. Bu durum odak açılarının belirlenmesinde Capon hüzme oluşturma yönteminin kullanılması ile iyileştirilebilmiştir.



Şekil 4.1 Uçuş Senaryoları RMS Hata Sonuçları

Şekil 4.1’de ilk üç uçuş senaryosu ile elde edilmiş olan veriler için algoritma çıktılarına ait RMS hata sonuçları verilmiştir. Ayrıca bu grafikte yer alan RMS hata değerleri 500 m mesafe uzaklığı kadar elde edilmiş olan sonuçlar için hesaplanmıştır. Bu mesafeden daha uzak durumlar için sağlıklı bir karşılaştırma yapılamayacağı değerlendirilmiştir. İki İHA içeren dört numaralı uçuş senaryosu ile elde edilmiş olan veriler için, algoritma çıktılarına ait RMS hata sonuçlarının bu grafikte yer almamasının sebebi, bu tez kapsamında herhangi bir hedef sınıflandırma algoritması çalışılmamış olması ve dolayısıyla RMS hata hesabında bu durumun yanlış sonuçlara sebebiyet verebileceğidir. RMS hata sonuçları incelendiğinde, çoklu sinyal sınıflandırması yönteminin diğer yöntemlere göre daha iyi bir performans gösterdiği görülmüştür. Ancak kullanılacak algoritma yapılarının seçiminde, bu algoritma yapılarının getireceği hesap yükünün de göz ardı edilmemesi gerektiği değerlendirilmektedir.

Ayrıca, bu çalışma kapsamında önerilen algoritmaların gerçek saha verileri ile test edilmesi, yapay veriler ile gerçekleştirilen çalışmalar ile elde edilemeyecek tecrübelerin de kazanılmasını sağlamıştır. Örneğin, saha çalışmaları sırasında kullanılan elektronik donanım bileşeninin, kaydedilen sinyale elektronik gürültü eklenmesine sebep olduğu durumlar görülebilmiştir. Ya da saha çalışması sırasında insan kulağının duyamayacağı kadar uzaklıkta çalışan bir çim biçme makinesi veya çalışır durumda bulunan bir araç gürültüsünün, İHA akustik karakterizasyonunun incelenmesi çalışmalarında yanıltıcı bir etmen olabildiği gözlemlenmiştir.

İleri çalışmalarda, İHA akustik karakteristiğinin daha iyi anlaşılabilmesi ve frekans bileşenlerinin daha doğru bir şekilde bulunabilmesi durumunda, belirtilmiş olan algoritma yapılarının performanslarının da iyileşeceği değerlendirilmektedir. Ayrıca uyumlu yöntemlere dayanan çözümlerde, odak açılarının daha iyi bulunabilmesi için de ayrı bir çalışma gerçekleştirilebilirse, bu algoritma yapılarının performanslarında da iyileşme olacağı değerlendirilmektedir.

5 KAYNAKLAR

- [1] A. Cavoukian, Privacy and Drones: Unmanned Aerial Vehicles, Information and Privacy Commissioner, Ontario, (2012).
- [2] E. Vattapparamban, İ. Güvenç, A. İ. Yurekli, K. Akkaya, S. Uluğaç, Drones for Smart Cities: Issues in Cybersecurity, Privacy, and Public Safety, Proc. International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 5-9 September, Paphos, (2016) 216-221.
- [3] D. Sathyamoorthy, A Review of Security Threats of Unmanned Aerial Vehicles and Mitigation Steps, The Journal of Defence and Security, 6(1) (2015) 81-97.
- [4] O. Demir, İnsansız Hava Araçlarının Derin Öğrenme Tabanlı Tespiti ve Sınıflandırılması, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, (2019).
- [5] M. Hassanalian, A. Abdelkefi, Classifications, applications, and design challenges of drones: A Review, Progress in Aerospace Sciences, 91 (2017) 99-131.
- [6] H. Shakhathreh, A. H. Sawalmeh, A. Al-Fuqaha, Z. Dou, E. Almaita, I. Khalil, N. S. Othman, A. Khreishah, M. Guizani, Unmanned Aerial Vehicles (UAVs): A Survey on Civil Applications and Key Research Challenges, IEEE Access, 7 (2019) 48572-48634.
- [7] P. Egan, 20 Great UAV Applications Areas for Drones, <https://air-vid.com/20-great-uav-applications-areas-drones/> (Erişim Tarihi: 8 Mart 2020).
- [8] Microdrones, Drone Applications, <https://www.microdrones.com/en/industry-experts/> (Erişim Tarihi: 8 Mart 2020).
- [9] A. C. Watts, V. G. Ambrosia, E. A. Hinkley, Unmanned Aircraft Systems in Remote Sensing and Scientific Research: Classification and Considerations of Use, Remote Sensing, 4 (2012) 1671-1692.
- [10] M. Arjomandi, Classification of Unmanned Aerial Vehicles, The University of Adelaide, Australia, (2007).
- [11] S. Gallagher, German chancellor's drone "attack" shows the threat of weaponized UAVs, <https://arstechnica.com/information-technology/2013/09/german-chancellors-drone-attack-shows-the-threat-of-weaponized-uavs/> (Erişim Tarihi: 15 Mart 2020).

- [12] M. D. Shear, Michael S. Schmidt, White House Drone Crash Described as a U.S. Worker's Drunken Lark, https://www.nytimes.com/2015/01/28/us/white-house-drone.html?_r=0 (Erişim Tarihi: **15 Mart 2020**).
- [13] CNN Trk, PKK'nın Gizli Drone ss, <https://www.cnnturk.com/turkiye/pkknin-gizli-drone-ussu> (Erişim Tarihi: **15 Mart 2020**).
- [14] P. Nguyen, M. Ravindranatha, A. Nguyen, R. Han, T. Vu, Investigating Cost-effective RF-based Detection of Drones, Proc. 2nd Workshop Micro Aerial Vehicle Networks, Systems and Applications Civilian Use (DroNet), 26 June, Singapore, **(2016)** 17-22.
- [15] J. Klare, O. Biallawons, D. Cerutti-Maori, Detection of UAVs using the MIMO radar MIRA-CLE Ka, Proc. Of the EUSAR 2016: 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar, 6-9 June, Hamburg, Germany, **(2016)** 1-4.
- [16] M. Benyamin, G. H. Goldman, Acoustic Detection and Tracking of a Class I UAS with a Small Tetrahedral Microphone Array, Army Research Laboratory, **(2014)**.
- [17] T. Mller, Robust drone detection for day/night counter-UAV with static VIS and SWIR cameras, Proc. SPIE, 10190 **(2017)** 302-313.
- [18] H. Liu, Z. Wei, Y. Chen, J. Pan, L. Lin, Y. Ren, Drone Detection Based on an Audio-Assisted Camera Array, Proc. 2017 IEEE Third International Conference on Multimedia Big Data (BigMM), 19-21 April, California, **(2017)**.
- [19] I. Guvenc, F. Koohifar, S. Singh, M. L. Sichitiu, D. Matolak, Detection, Tracking, and Interdiction for Amateur Drones, IEEE Communications Magazine, 56(4) **(2018)** 75-81.
- [20] H. L. Van Trees, Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory, John Wiley & Sons, New York, **(2002)**.
- [21] W. Liu, S. Weiss, Wideband Beamforming Concepts and Techniques, John Wiley & Sons, Chichester, **(2010)**.
- [22] DJI, Phantom-4 PRO V2.0, <https://www.dji.com/phantom-4-pro-v2?site=brandsite&from=nav> (Erişim Tarihi: **1 Haziran 2020**).
- [23] DJI, Inspire-2, <https://www.dji.com/inspire-2?site=brandsite&from=nav> (Erişim Tarihi: **1 Haziran 2020**).

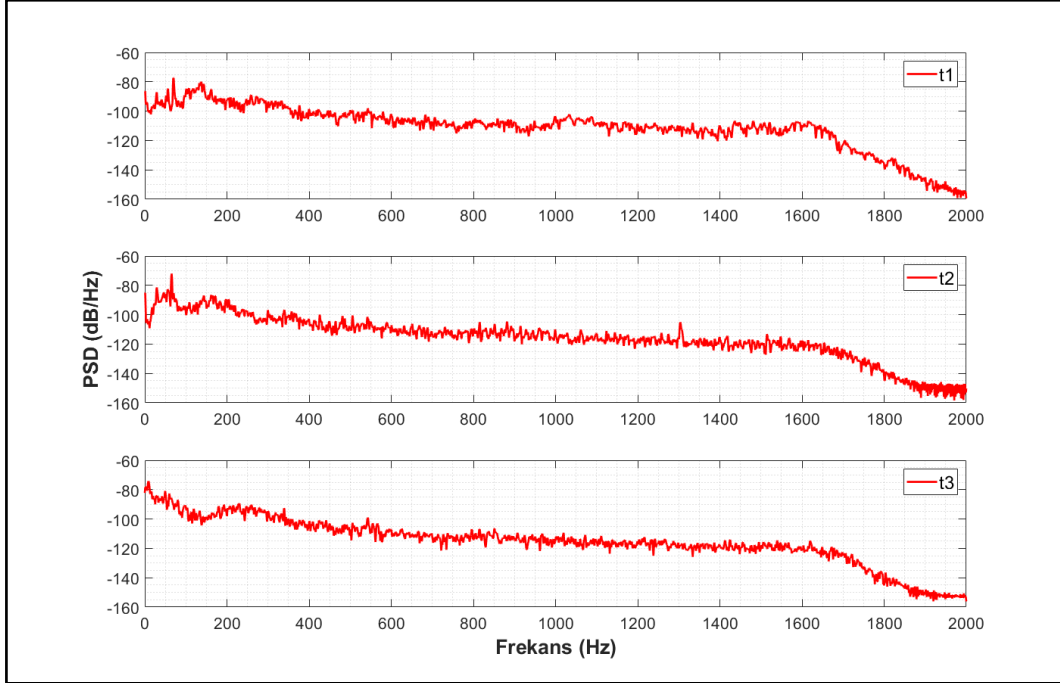
- [24] I. J. Tashev, Sound Capture and Processing: Practical Approaches, John Wiley & Sons, Chichester, **(2009)**.
- [25] J. Benesty, J. Chen, Y. Huang, Springer Topics in Signal Processing, J. Benesty and W. Kellermann (Eds) Vol. 1, Springer, Berlin, **(2008)**.
- [26] I. McCowan, Microphone Arrays: A Tutorial, Queensland University, Australia, **(2001)**.
- [27] S. C. Chan, H. H. Chen, Uniform Concentric Circular Arrays With Frequency-Invariant Characteristics—Theory, Design, Adaptive Beamforming and DOA Estimation, IEEE Transactions on Signal Processing, 55(1) **(2007)** 165-177.
- [28] X. Zhang, W. Ser, Z. Zhang, A. K. Krishna, Selective Frequency Invariant Uniform Circular Broadband Beamformer, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, **(2010)**.
- [29] O. L. Frost, An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing, Proc. of the IEEE, 60(8) **(1972)** 926-935.
- [30] W. Liu, D. McLernon, M. Ghogho, Frequency Invariant Beamforming Without Tapped Delay-Lines, 2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing- ICASSP '07, 15-20 April, Honolulu, **(2007)**.
- [31] B. Van Veen, K. M. Buckley, Beamforming Techniques for Spatial Filtering, in The Digital Signal Processing Handbook, CRC Press, Boca Raton, **(1997)**.
- [32] V. Rabinovich, N. Alexandrov, Antenna Arrays and Automotive Applications, Springer, New York, Chapter 2, **(2012)**.
- [33] P. Stoica, R. Moses, Spectral Analysis of Signals, Pearson Prentice Hall, New Jersey, Chapter 6, **(2005)**.
- [34] Y. S. Yoon, Direction-of-arrival Estimation of Wideband Sources Using Sensor Arrays, Doktora Tezi, Georgia Institute of Technology, Atlanta-Georgia, **(2004)**.
- [35] T. E. Tuncer, T. K. Yasar and B. Friedlander (Eds), Classical and Moderne Direction-of-Arrival Estimation, Elsevier, Burlington, Chapter 4, **(2009)**.
- [36] M. Wax, T. Kailath, Detection of Signals by Information Theoretic Criteria, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 33(2) **(1985)** 387-392.

- [37] L. Huang, S. Wu, X. Li, Reduced-Rank MDL Method for Source Enumeration in High-Resolution Array Processing, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55(12) (2007) 5658-5667.
- [38] J. Zhen, Detection of Wideband Signal Number Based on Bootstrap Resampling, *International Journal of Antennas and Propagation*, 6 (2016).
- [39] Z. Chen, G. Gokeda, Y. Yu, Introduction to Direction-of-Arrival Estimation, Artech House, Boston, (2010).
- [40] H. Krim, M. Viberg, Two Decades of Array Signal Processing Research: The Parametric Approach, *IEEE Signal Processing Magazine*, 13(4) (1996) 67-94.
- [41] Y. Khmou, S. Safi, M. Frikel, Comparative Study between Several Direction of Arrival Estimation Methods, *Journal of Telecommunications and Information Technology*, 1 (2014) 41-48.
- [42] J. Capon, High-Resolution Frequency-Wavenumber Spectrum Analysis, *Proc. of the IEEE*, 57(8) (1969) 1408-1418.
- [43] R. Schmidt, Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34(3) (1986) 276-280.
- [44] S. Chandran (Ed.), *Advances in Direction-of-Arrival Estimation*, Artech House, Boston, Chapter 3, (2005).
- [45] M. Wax, T. J. Shan, T. Kailath, Spatio-Temporal Spectral Analysis By Eigenstructure Methods, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 32(4) (1984) 817-827.
- [46] H. Wang, M. Kaveh, Coherent Signal-Subspace Processing for the Detection and Estimation of Angles of Arrival of Multiple Wide-Band Sources, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 33(4) (1985) 823-831.
- [47] T. S. Lee, Efficient Wideband Source Localization Using Beamforming Invariance Technique, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42(6) (1994) 1376-1387.
- [48] E. D. Di Claudio, R. Parisi, WAVES: Weighted Average of Signal Subspaces for Robust Wideband Direction Finding, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(10) (2001) 2179-2191.

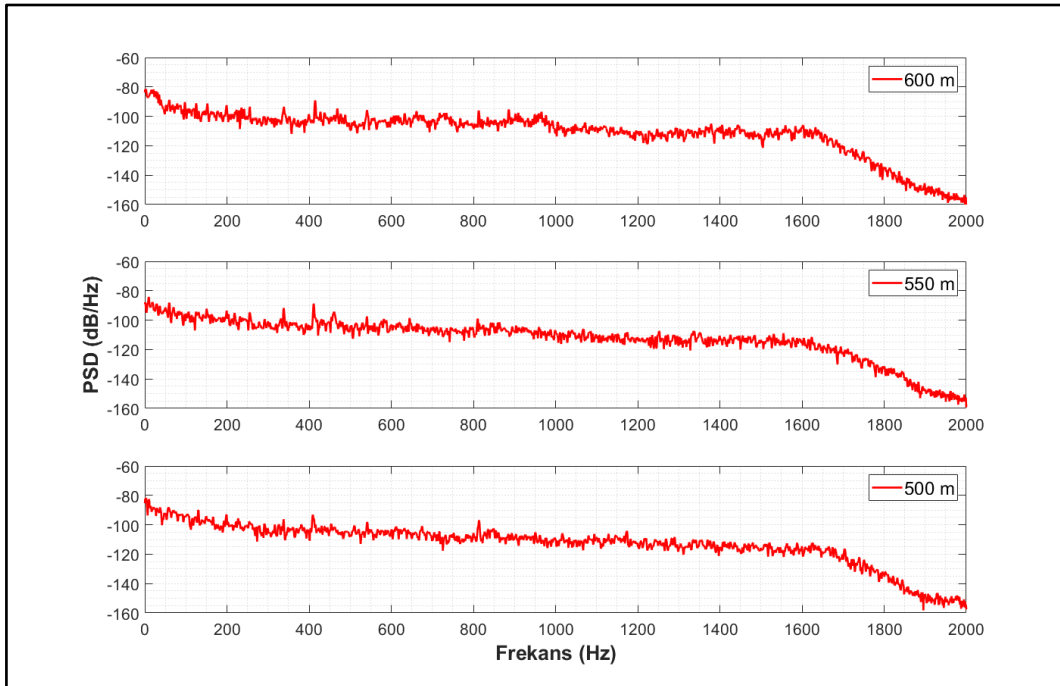
- [49] Y. S. Yoon, L. M. Kaplan, J. H. McClellan, TOPS: New DOA Estimator for Wideband Signals, IEEE Transactions on Signal Processing, 54(6) (**2006**) 1977-1989.
- [50] P. Pal, P. P. Vaidyanathan, A Novel Autofocusing Approach for Estimating Directions-of-Arrival of Wideband Signals, 2009 Conference Record of the Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, California, (**2009**) 1663-1667.
- [51] M. A. Doron, A. J. Weiss, On Focusing Matrices for Wide-Band Array Processing, IEEE Transactions on Signal Processing, 40(6) (**1992**) 1295-1302.
- [52] H. Hung, M. Kaveh, Focussing Matrices for Coherent Signal-Subspace Processing, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 36(8) (**1988**) 1272-1281.
- [53] GRAS Sound & Vibration, GRAS 46AE ½" CCP Free-field Standard Microphone Set, <https://www.gras.dk/products/measurement-microphone-sets/product/140-46ae> (Erişim Tarihi: **17 Mayıs 2020**).
- [54] C. Yang, Z. Wu, X. Chang, X. Shi, J. Wo, Z. Shi, DOA Estimation Using Amateur Drones Harmonic Acoustic Signals, 2018 IEEE 10th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), 8-11 July, Sheffield, (**2018**).
- [55] X. Chang, C. Yang, X. Shi, P. Li, Z. Shi, J. Chen, Feature Extracted DOA Estimation Algorithm Using Acoustic Array for Drone Surveillance, 2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 3-6 June, Porto, (**2018**).
- [56] A. Bernardini, F. Mangiatordi, E. Pallotti, L. Capodiferro, Drone detection by acoustic signature identification, Electronic Imaging, (2017) 60-64.
- [57] T. D. Rossing (Ed.), Springer Handbook of Acoustics, Springer, New York, (**2007**) 113-149.

EKLER

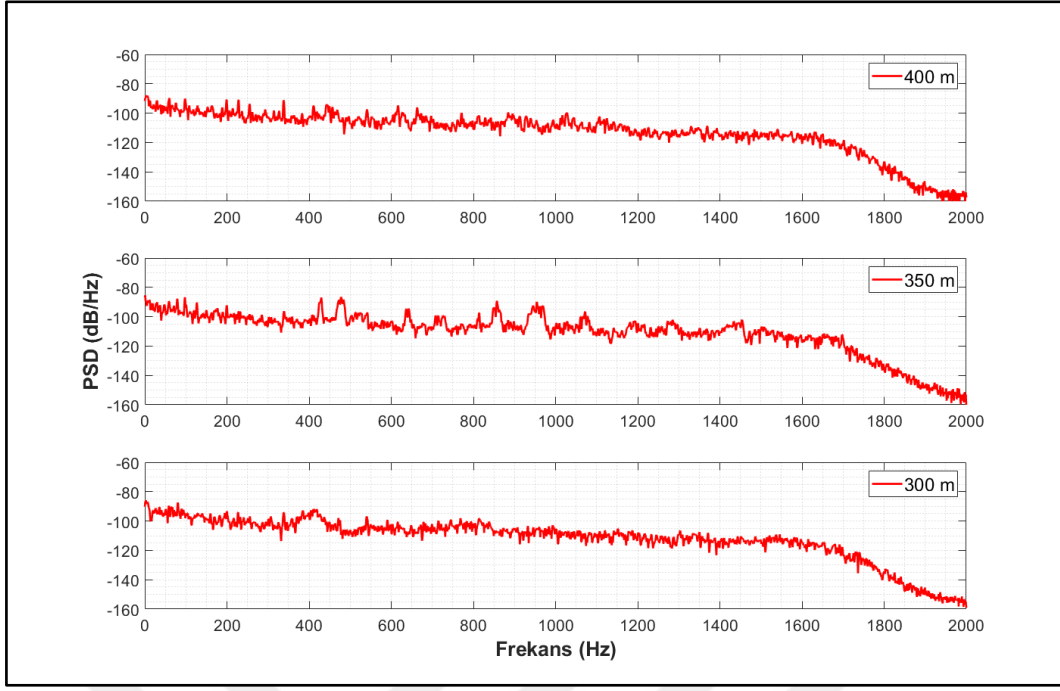
EK 1 – Spektral Güç Yoğunluğu Örnekleri



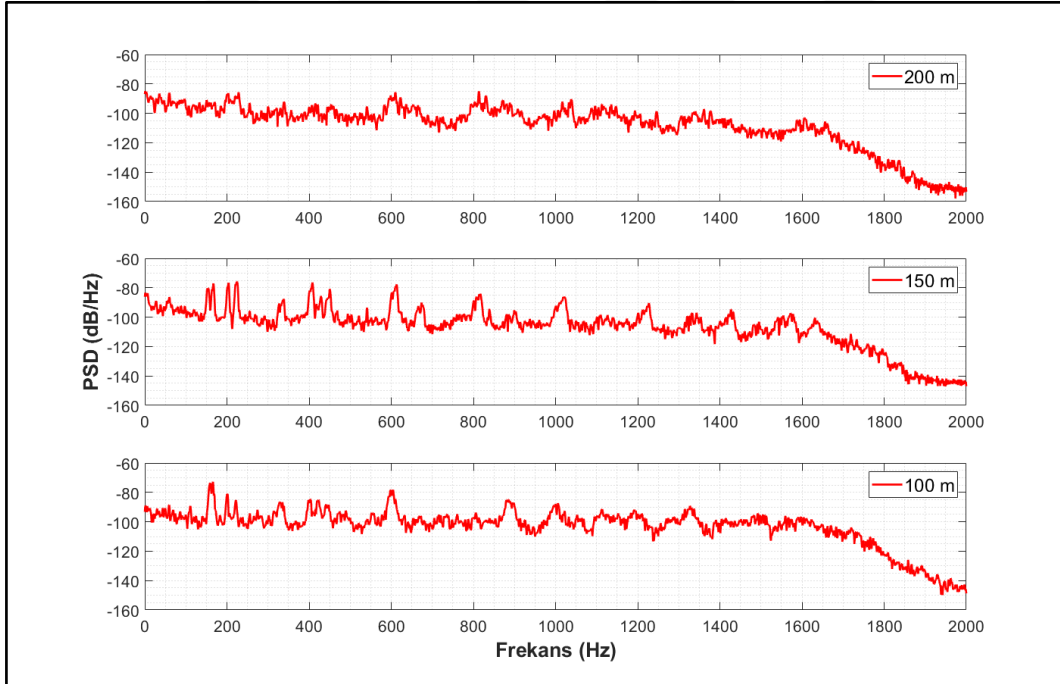
Şekil 5.1 Farklı Zamanlar İçin Ortam Gürültüsüne Ait Spektral Güç Yoğunluğu



Şekil 5.2 Farklı İHA Konumlarında Alınmış Sinyale Ait Spektral Güç Yoğunluğu 1

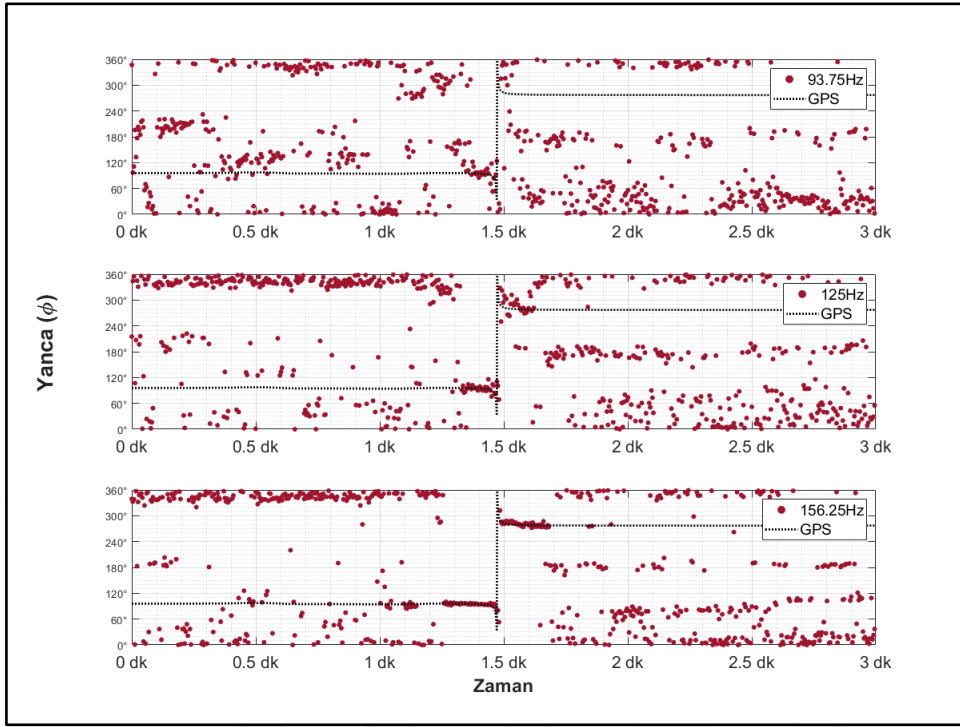


Şekil 5.3 Farklı İHA Konumlarında Alınmış Sinyale Ait Spektral Güç Yoğunluğu 2

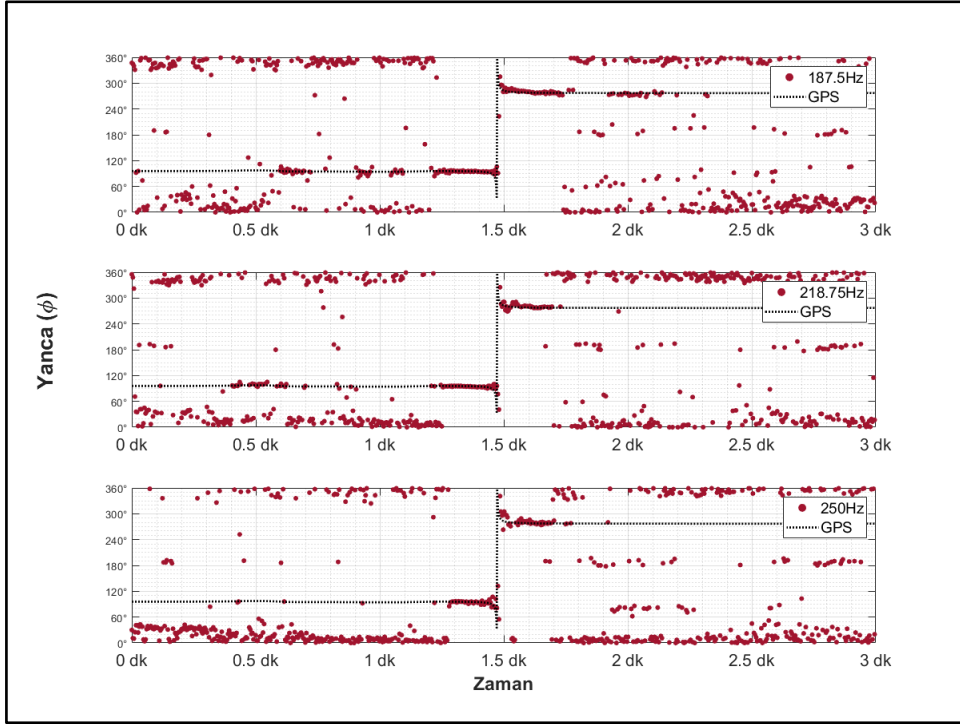


Şekil 5.4 Farklı İHA Konumlarında Alınmış Sinyale Ait Spektral Güç Yoğunluğu 3

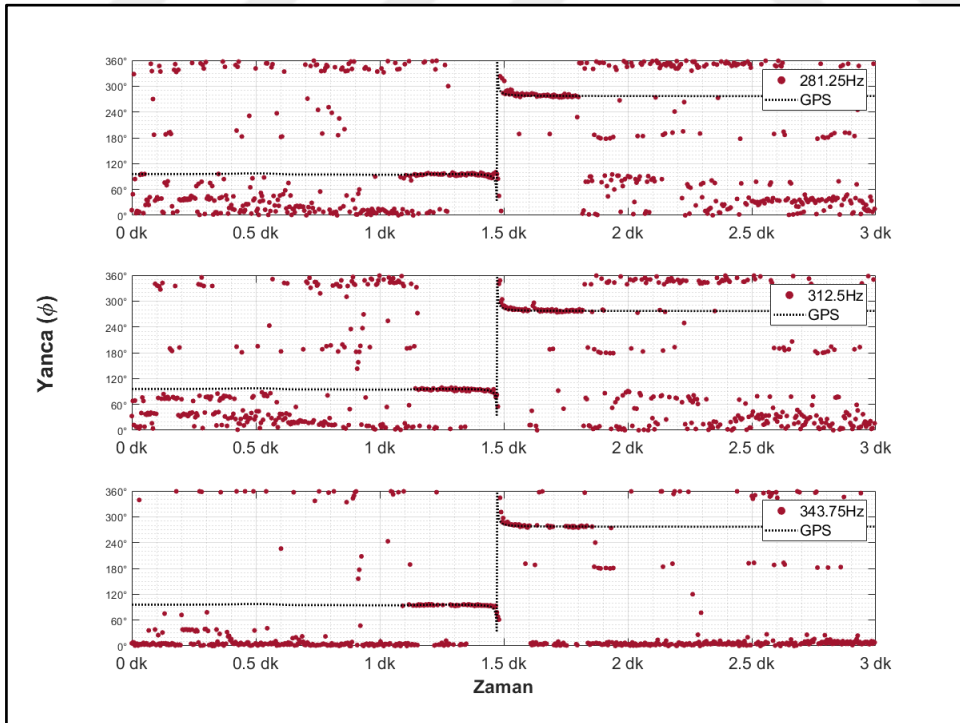
EK 2 – Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları



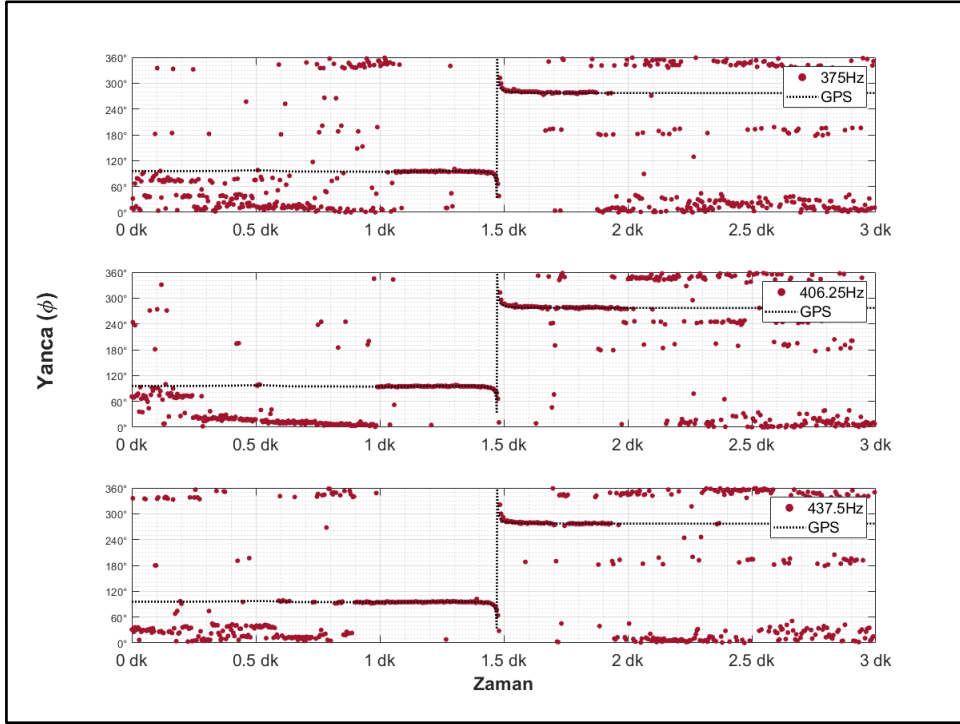
Şekil 5.5 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 1



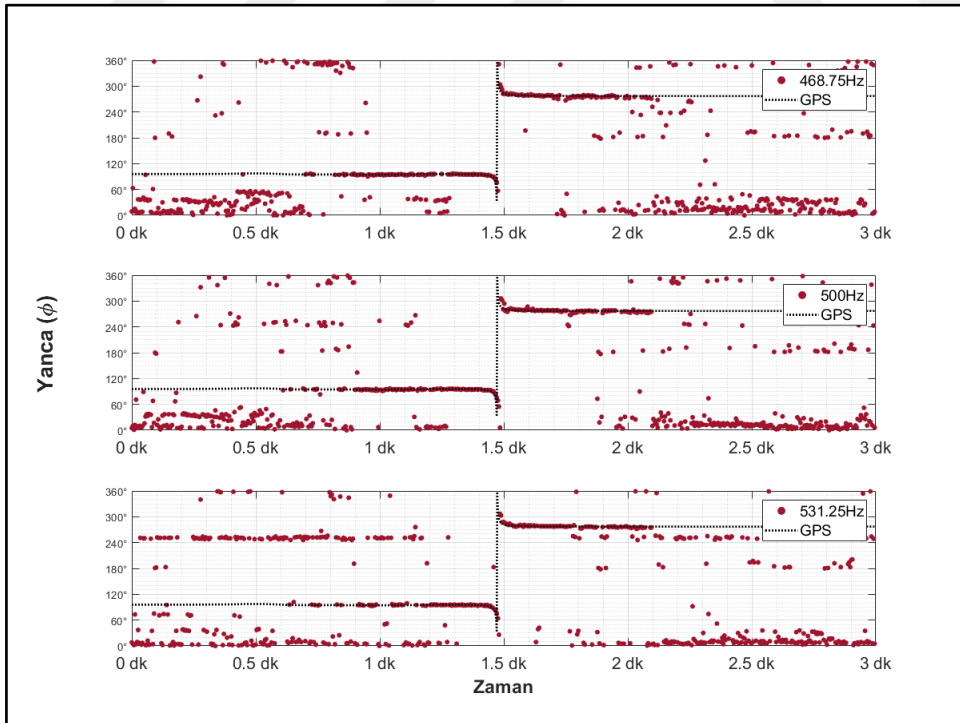
Şekil 5.6 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 2



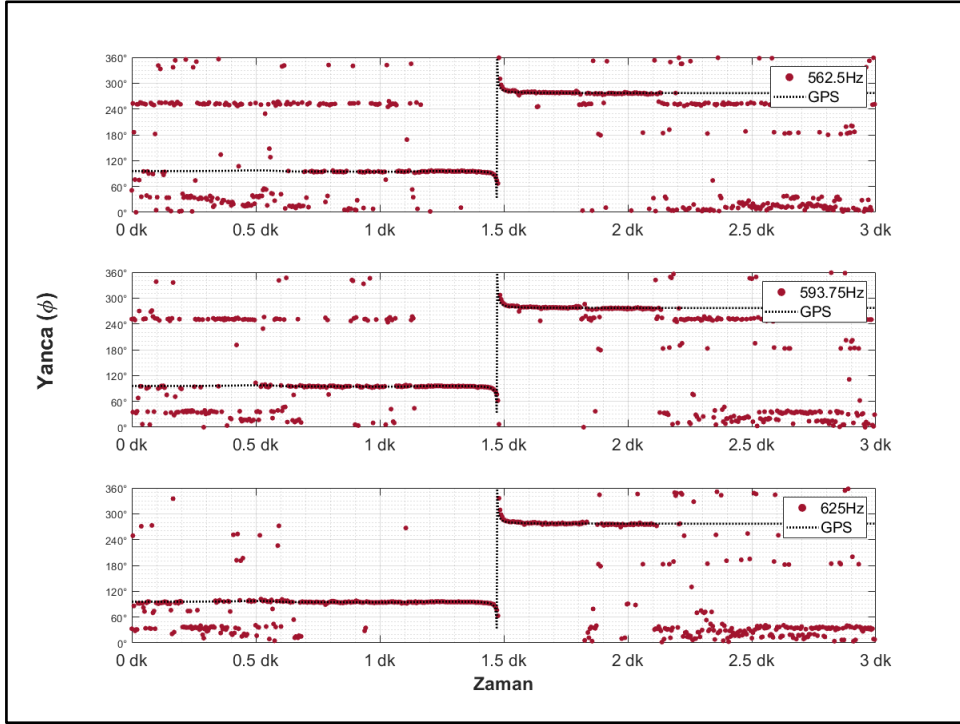
Şekil 5.7 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 3



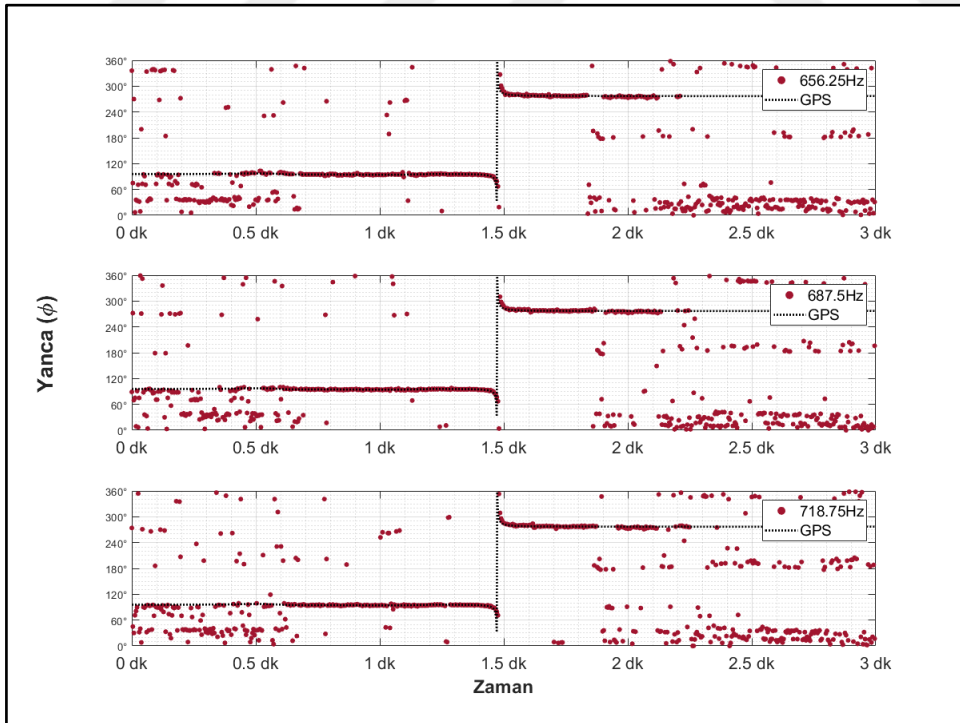
Şekil 5.8 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 4



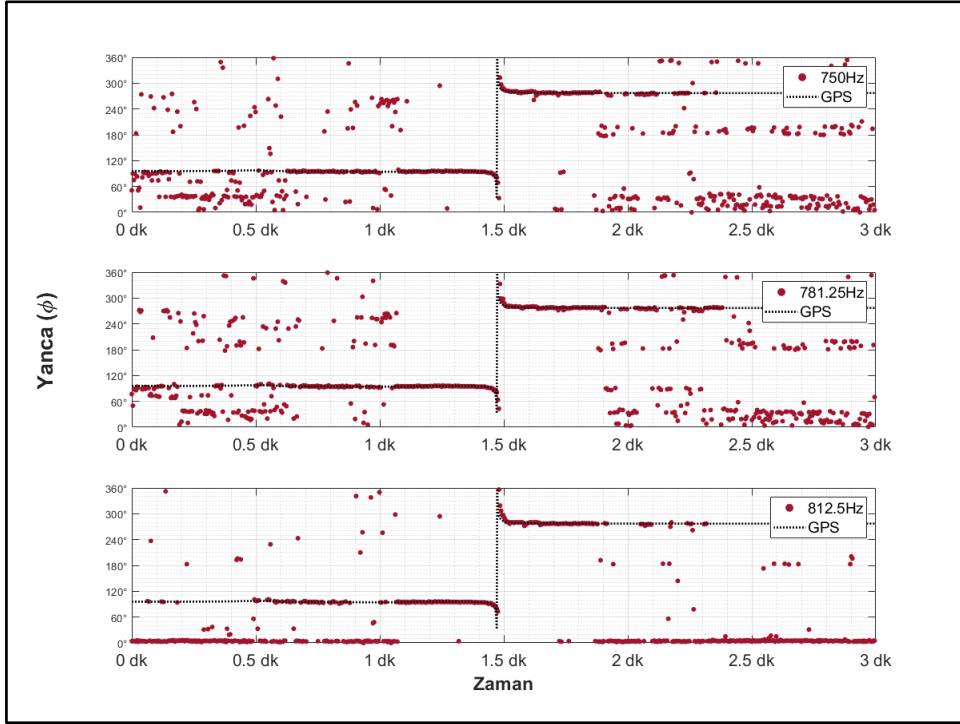
Şekil 5.9 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 5



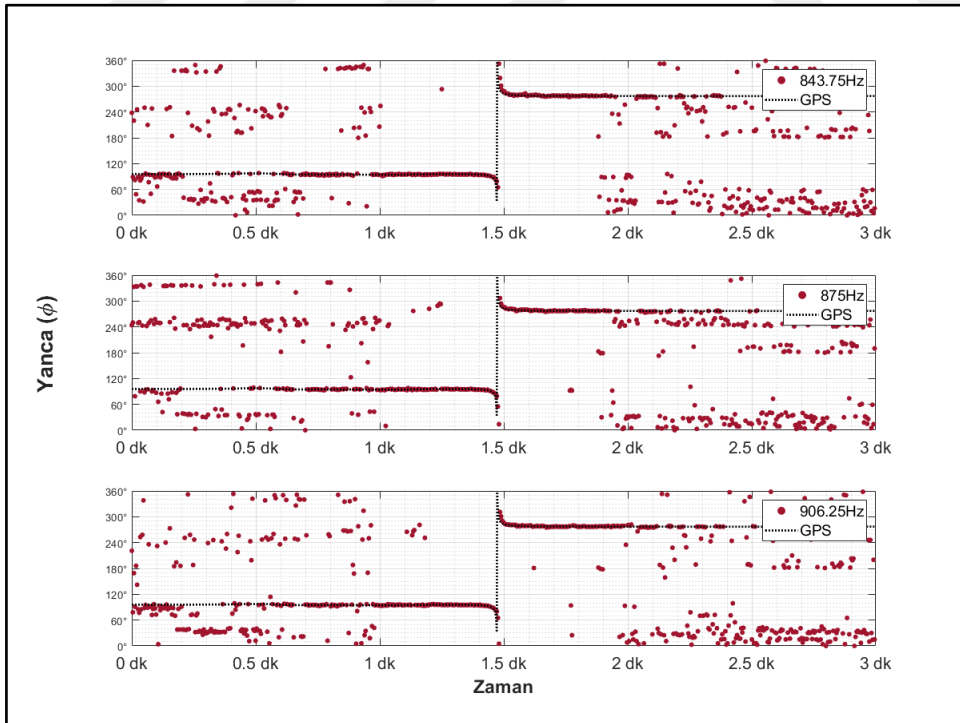
Şekil 5.10 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 6



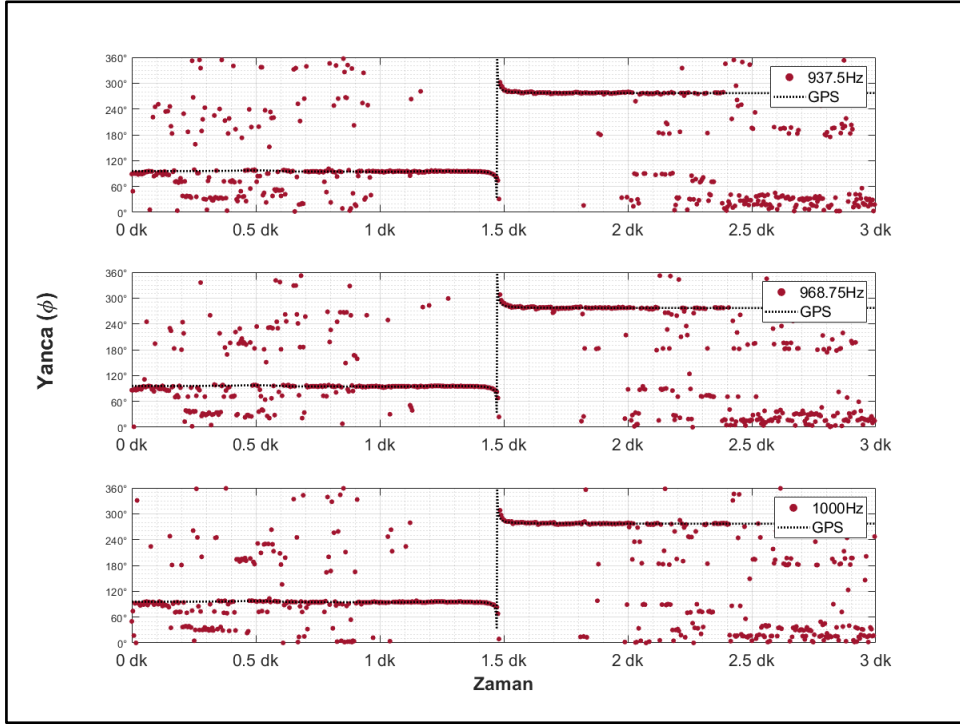
Şekil 5.11 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 7



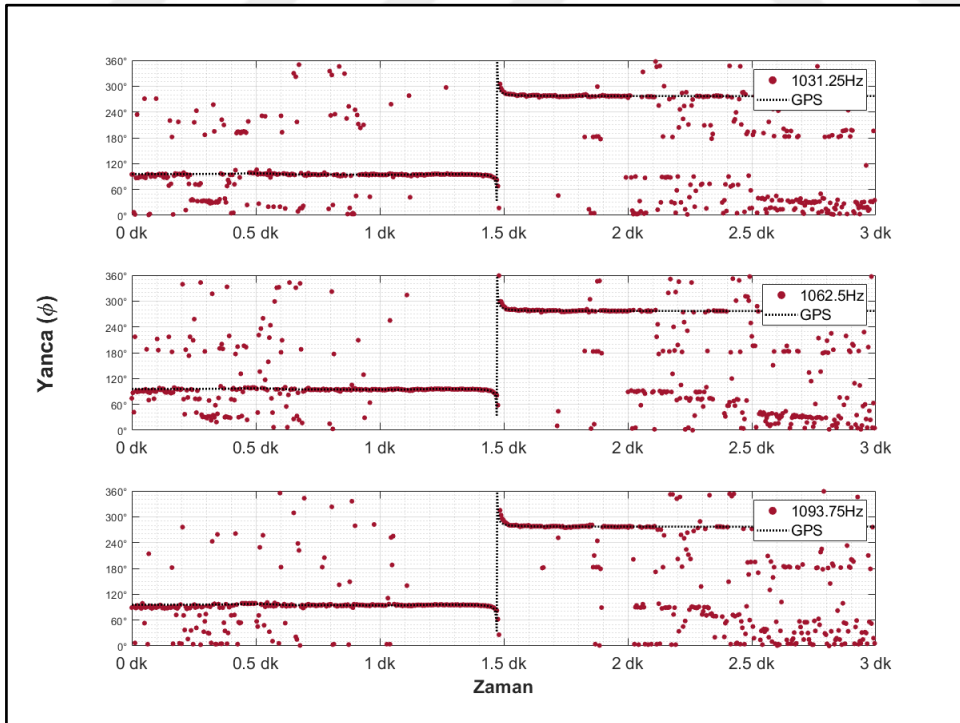
Şekil 5.12 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 8



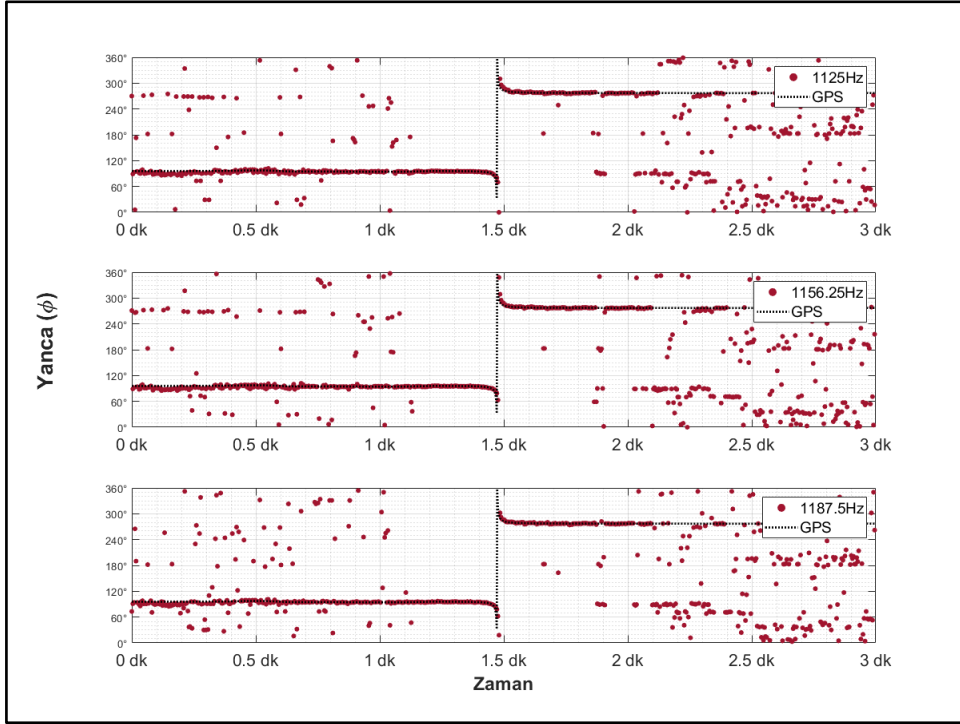
Şekil 5.13 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 9



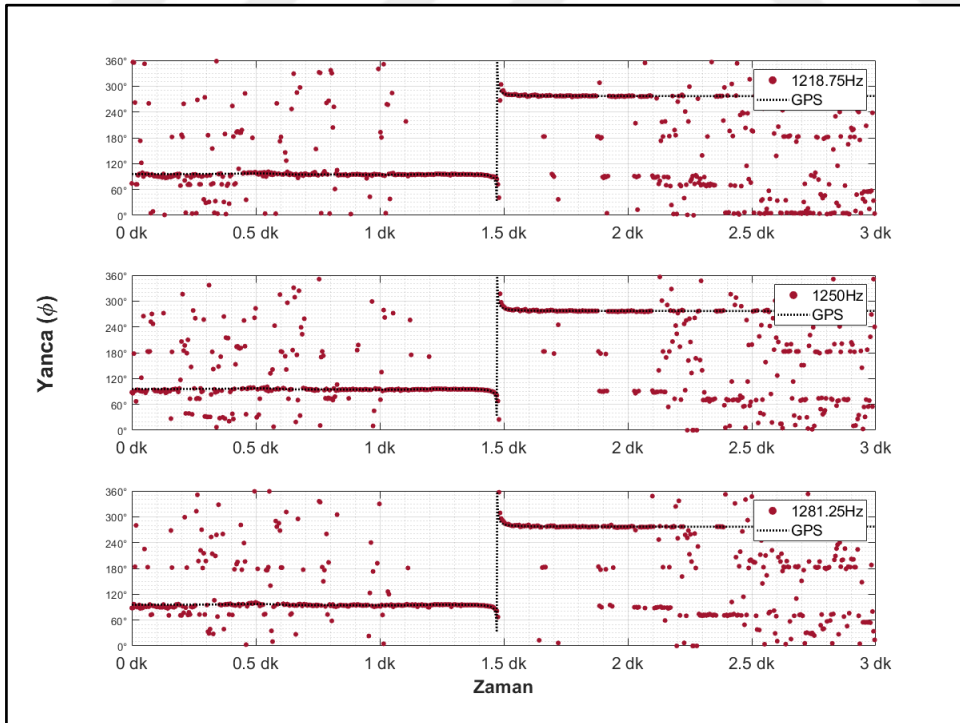
Şekil 5.14 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 10



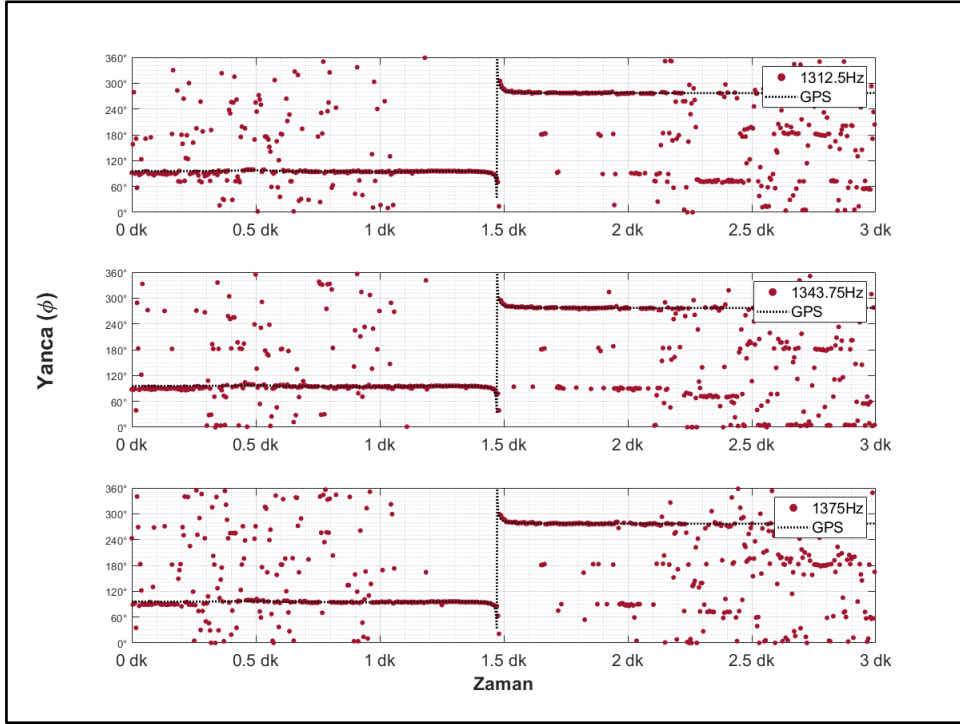
Şekil 5.15 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 11



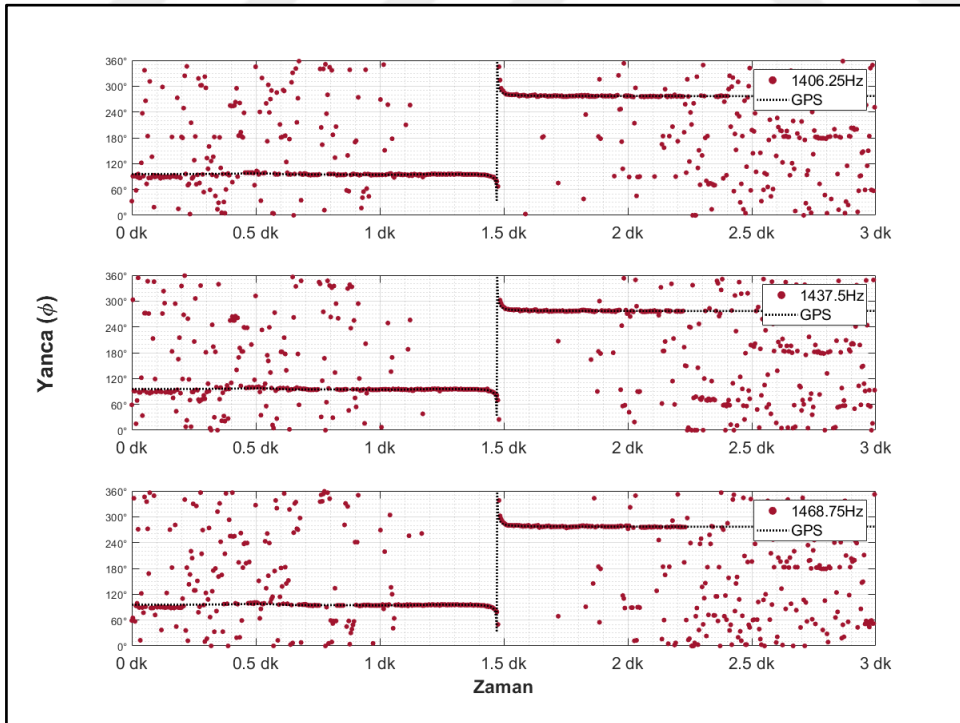
Şekil 5.16 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 12



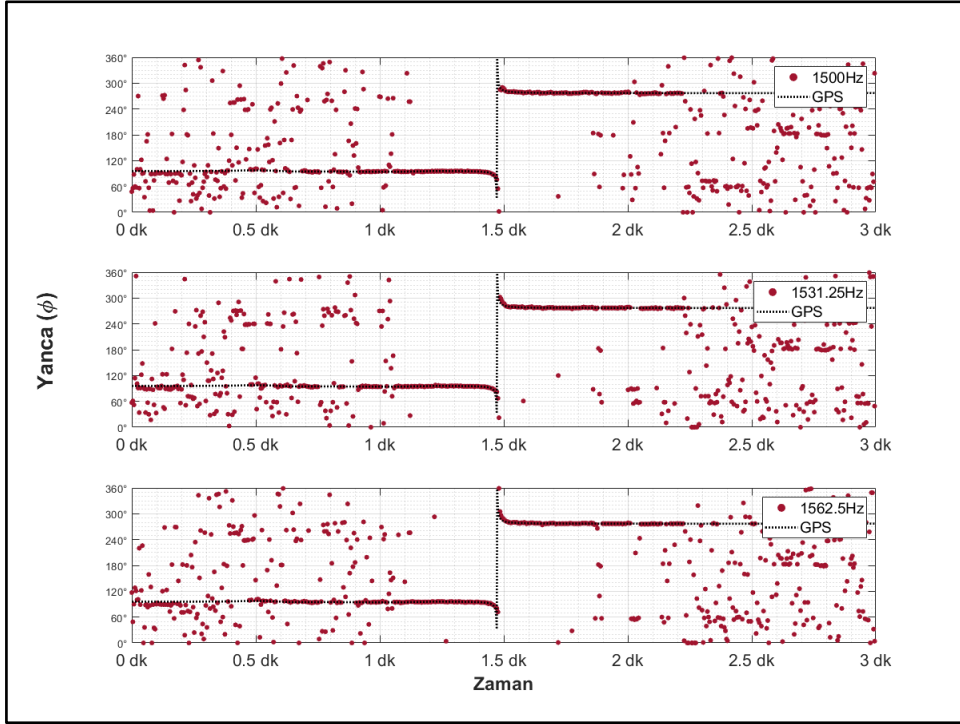
Şekil 5.17 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 13



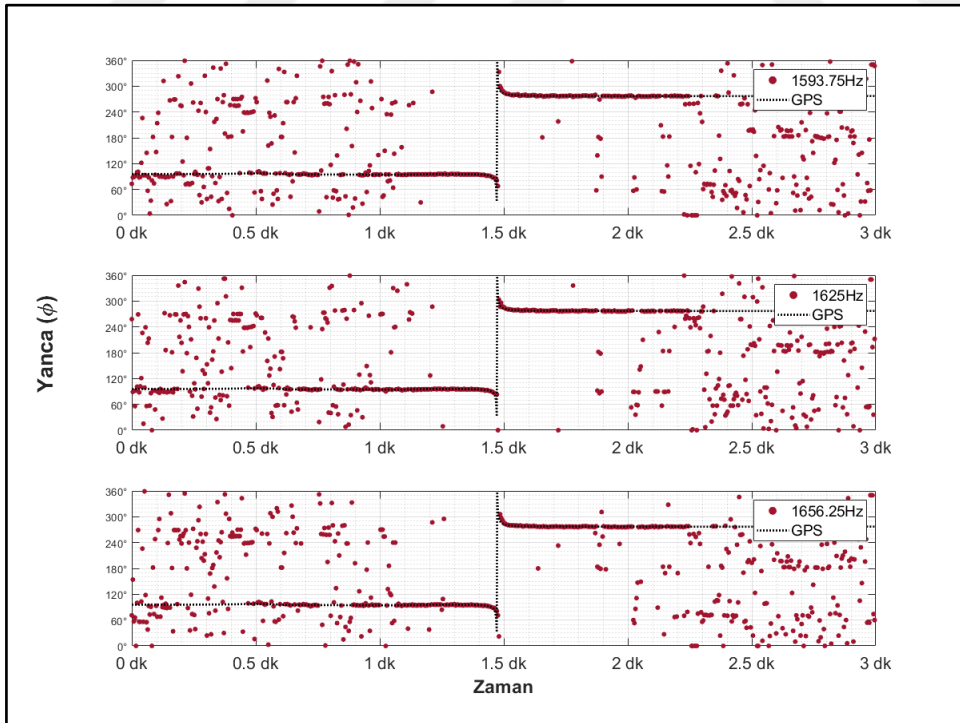
Şekil 5.18 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 14



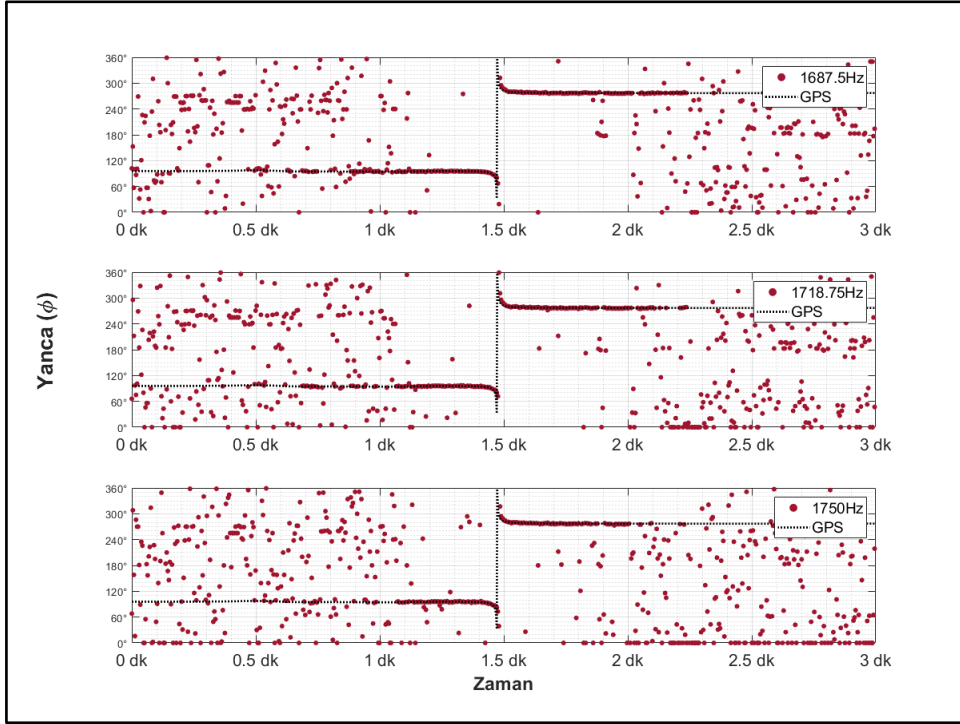
Şekil 5.19 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 15



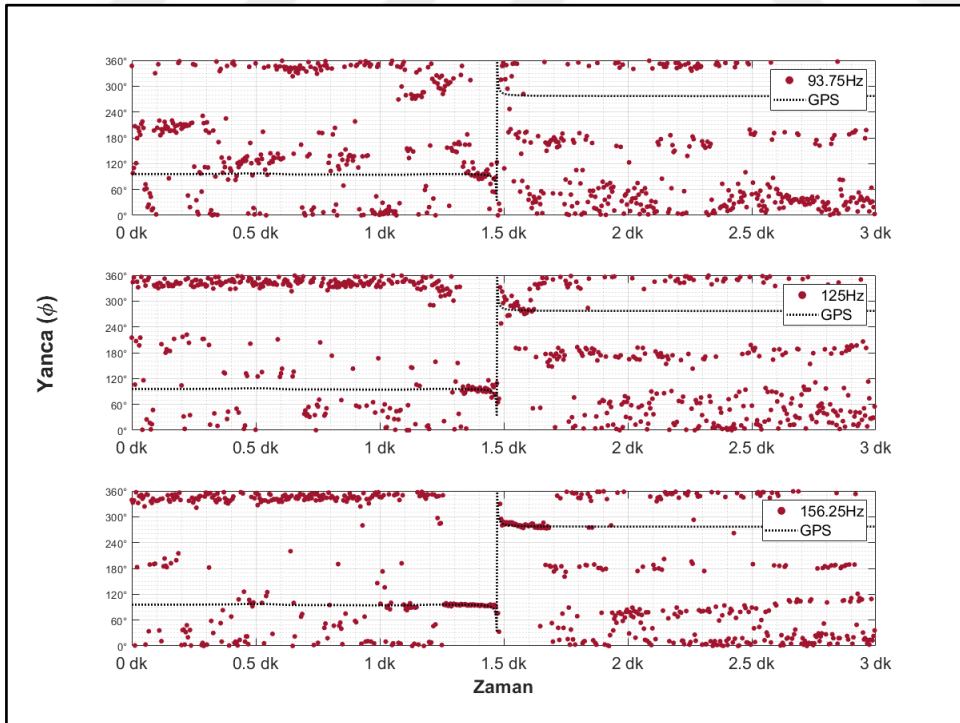
Şekil 5.20 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 16



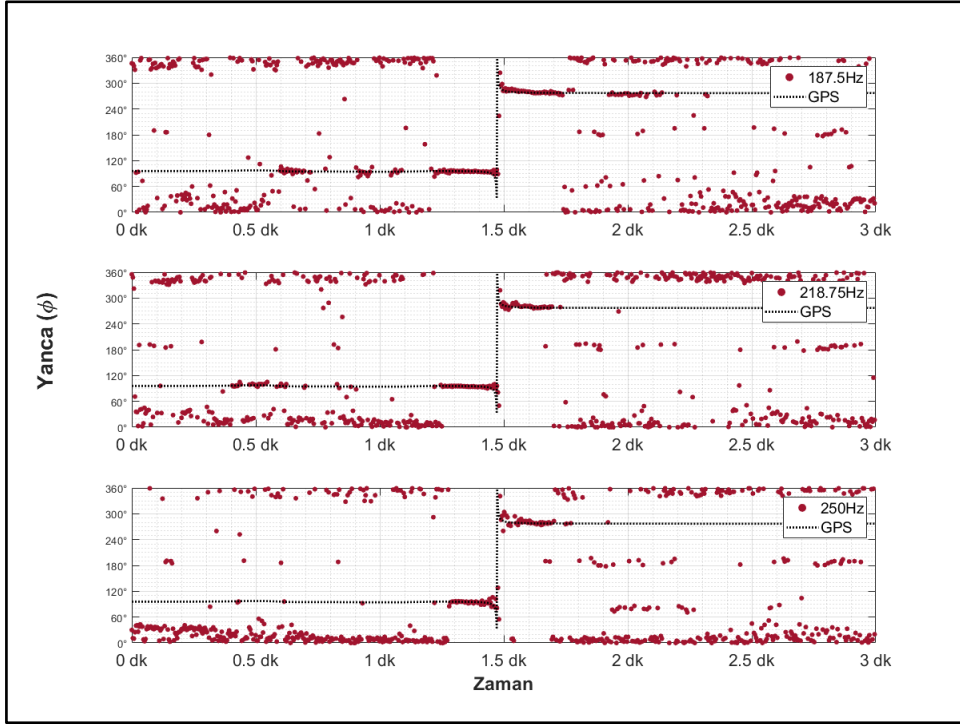
Şekil 5.21 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 17



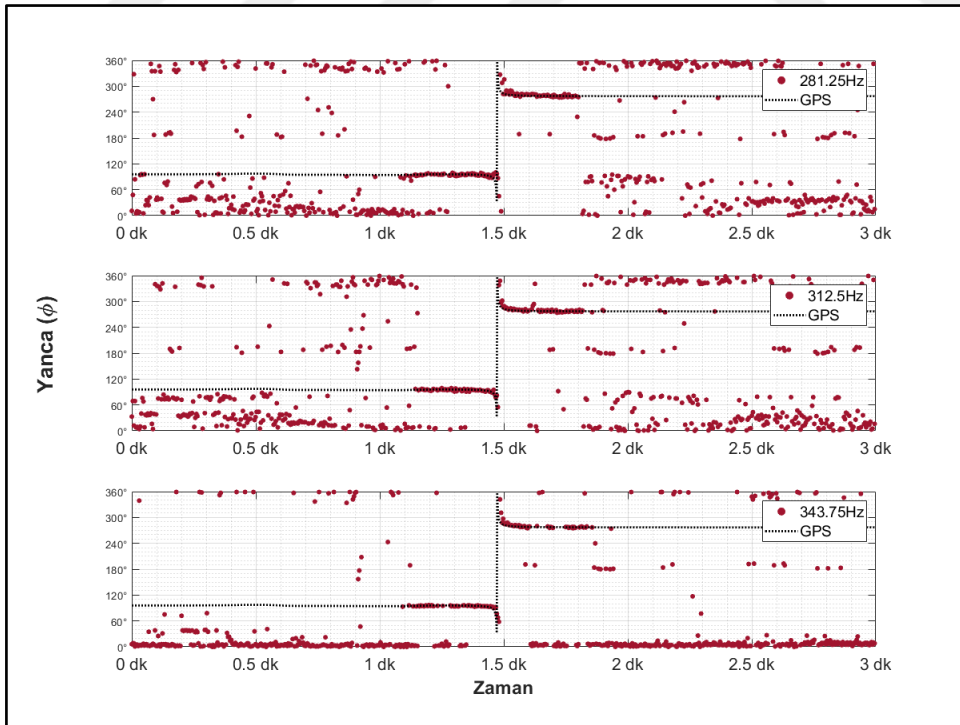
Şekil 5.22 Geciktir ve Topla Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 18



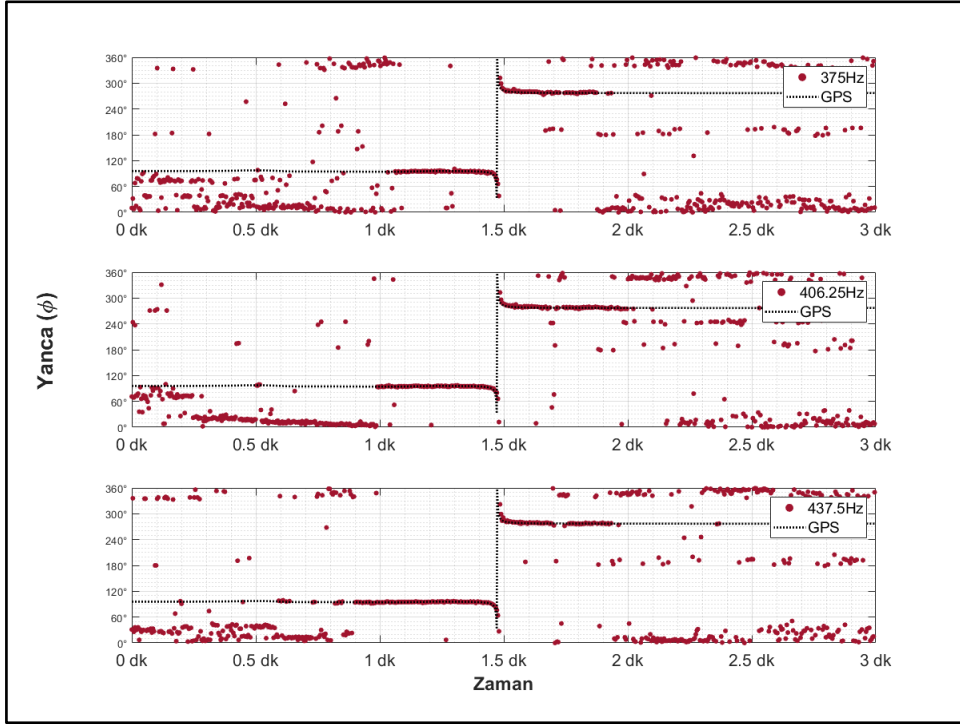
Şekil 5.23 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönu Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 1



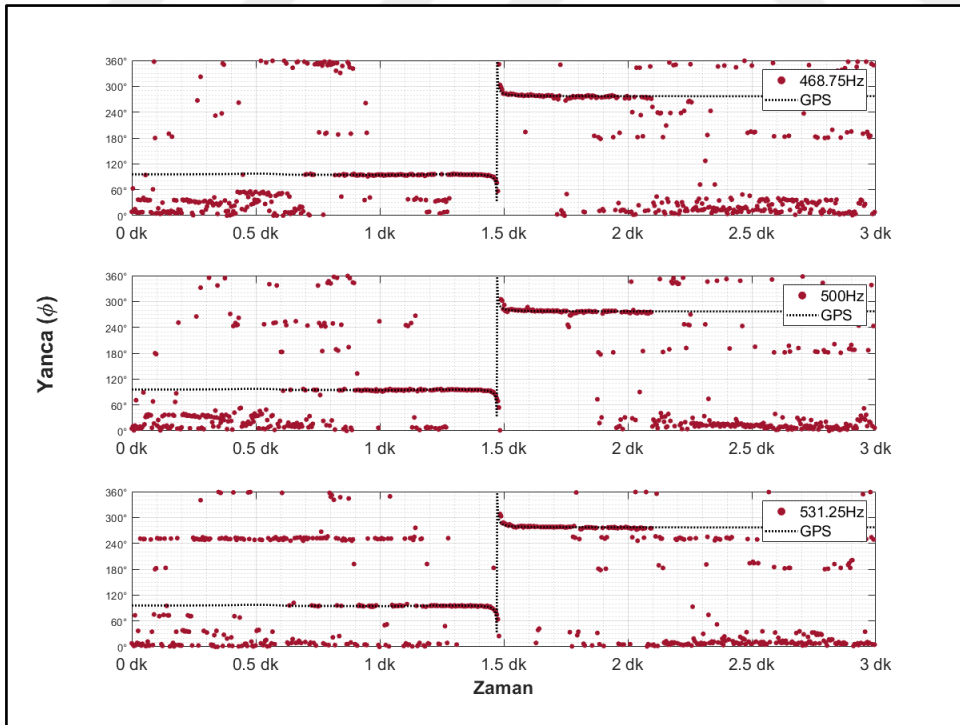
Şekil 5.24 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 2



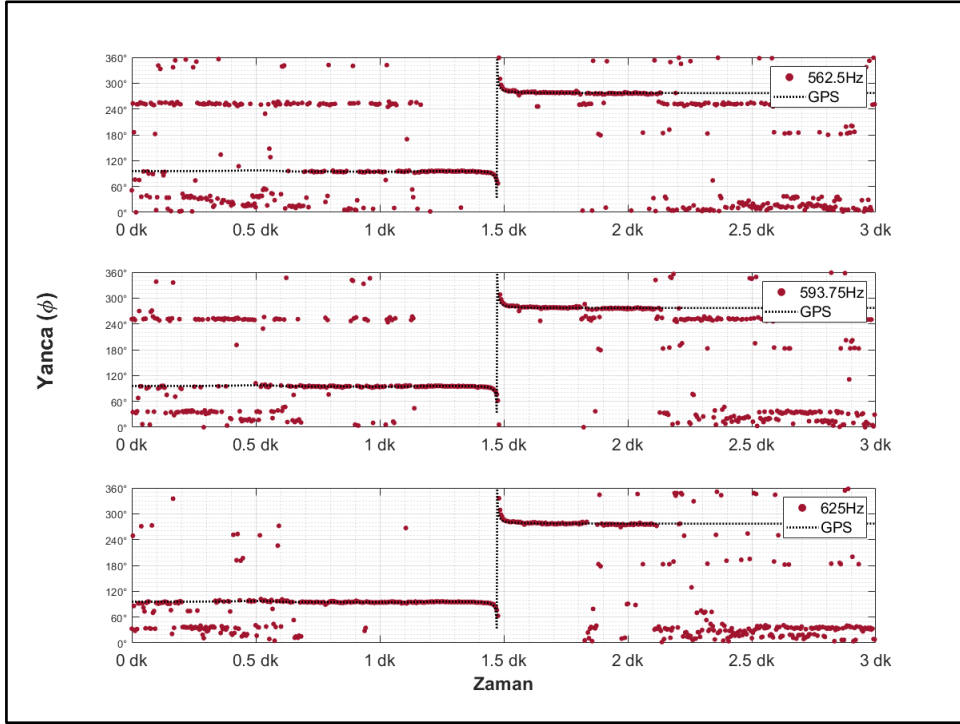
Şekil 5.25 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 3



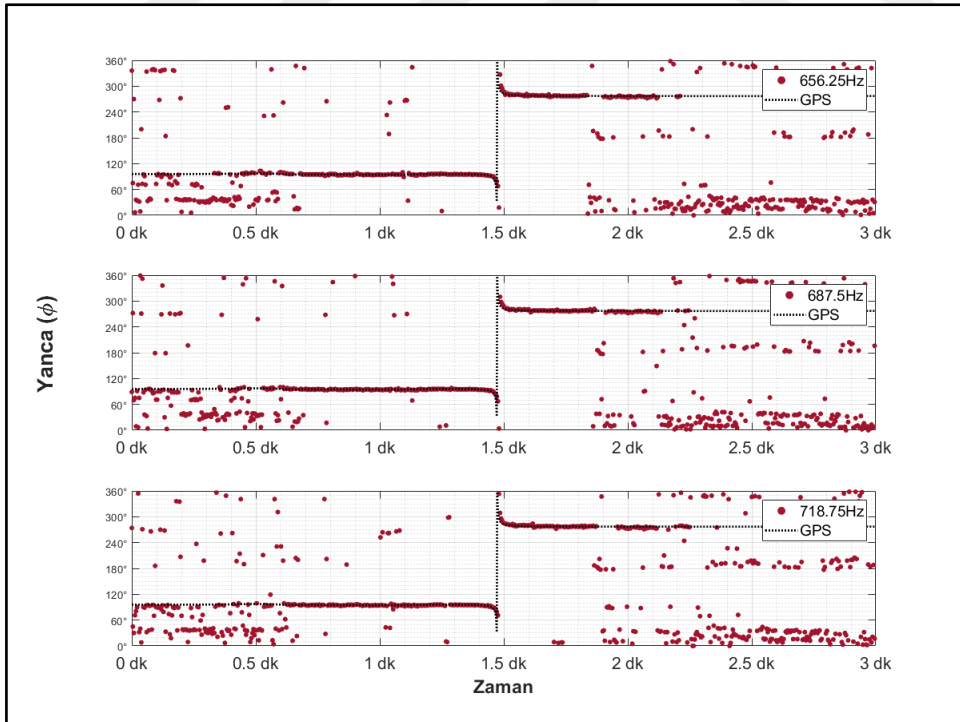
Şekil 5.26 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 4



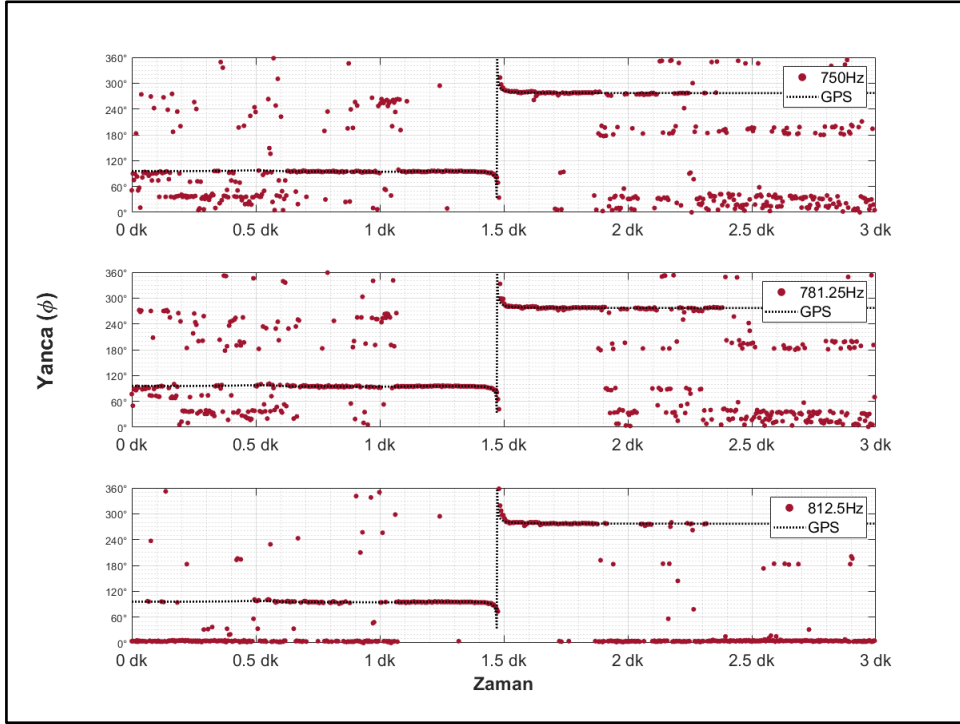
Şekil 5.27 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 5



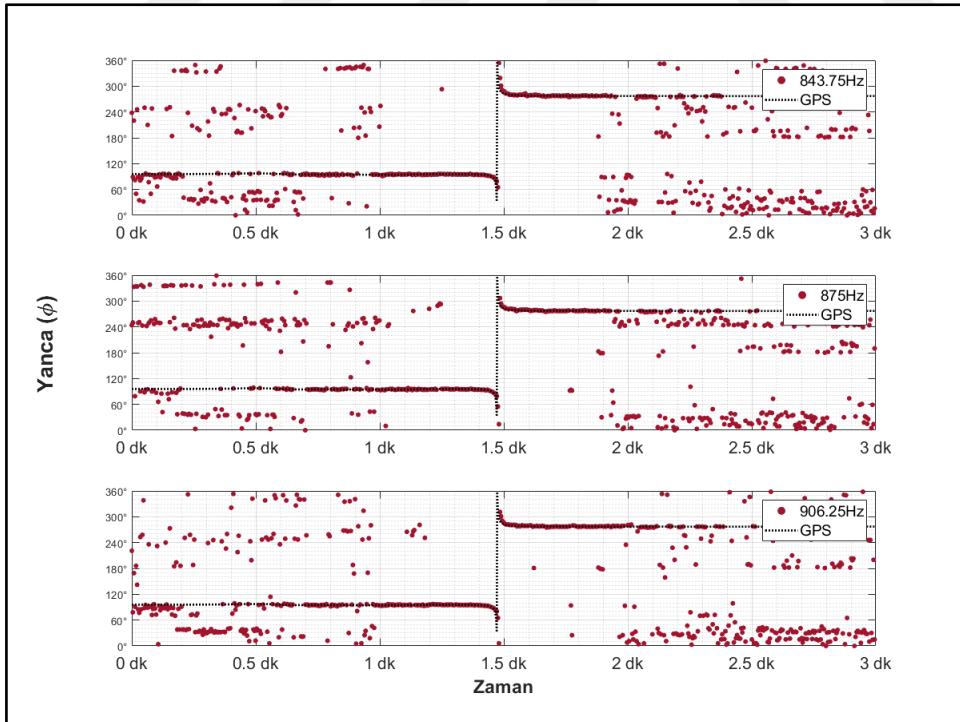
Şekil 5.28 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 6



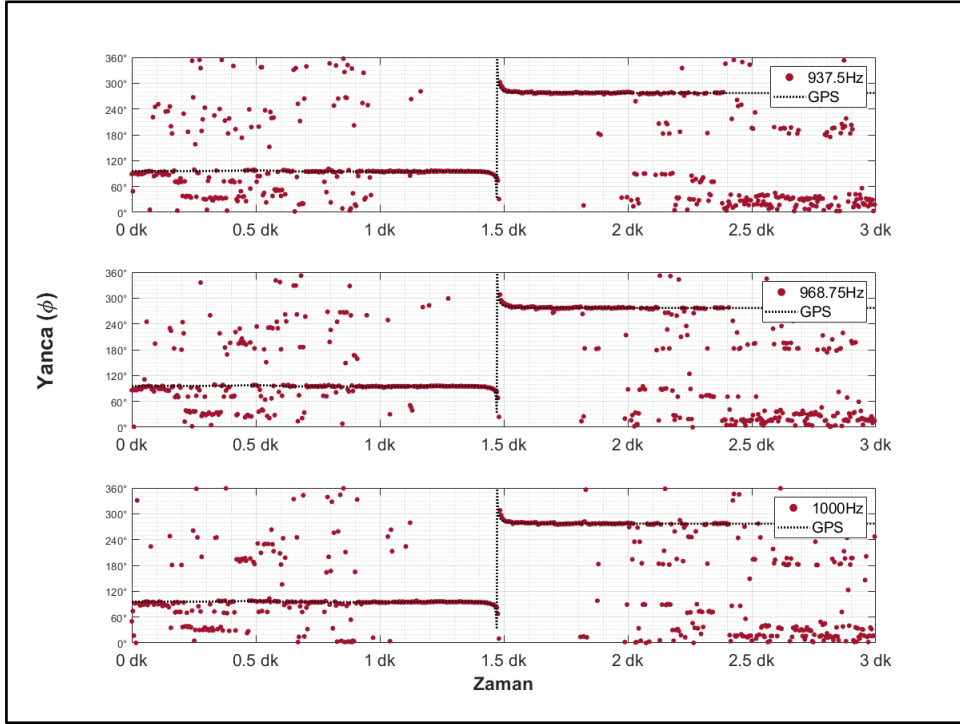
Şekil 5.29 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 7



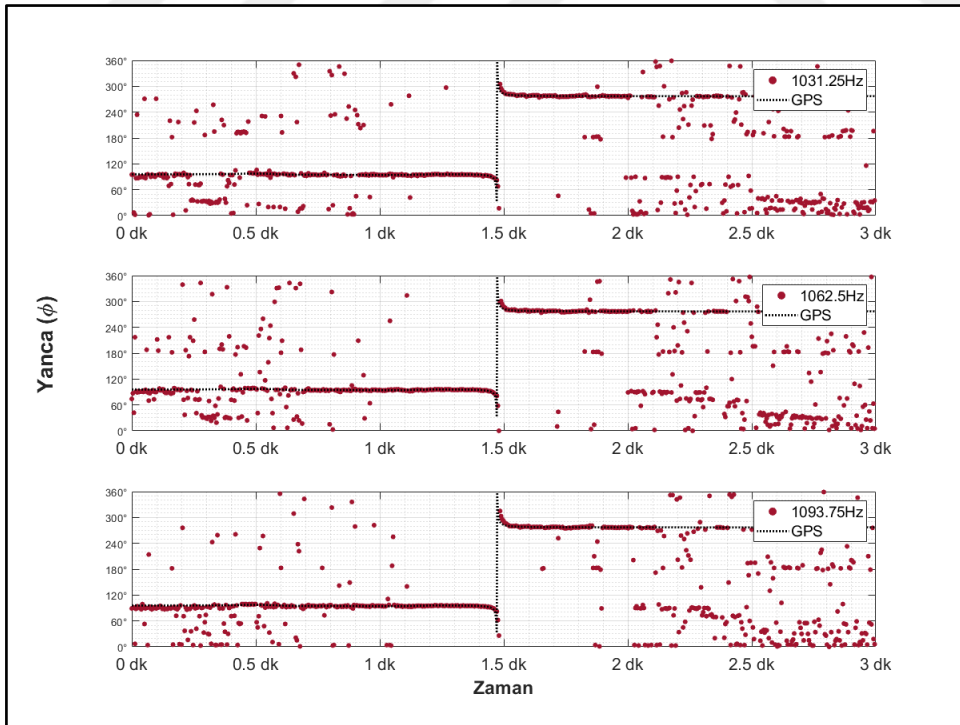
Şekil 5.30 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 8



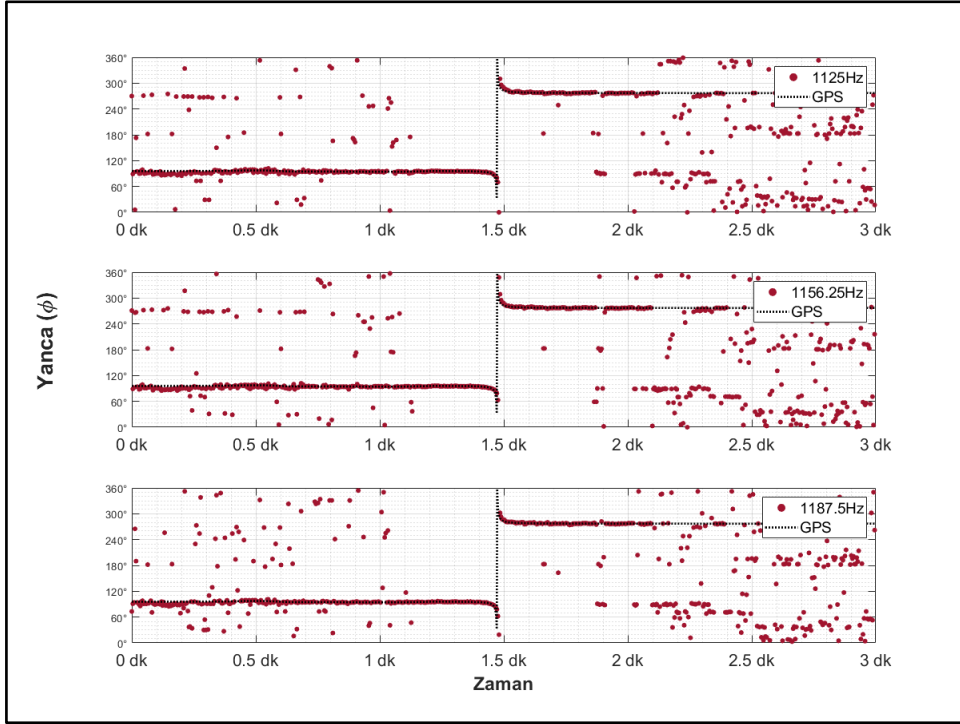
Şekil 5.31 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 9



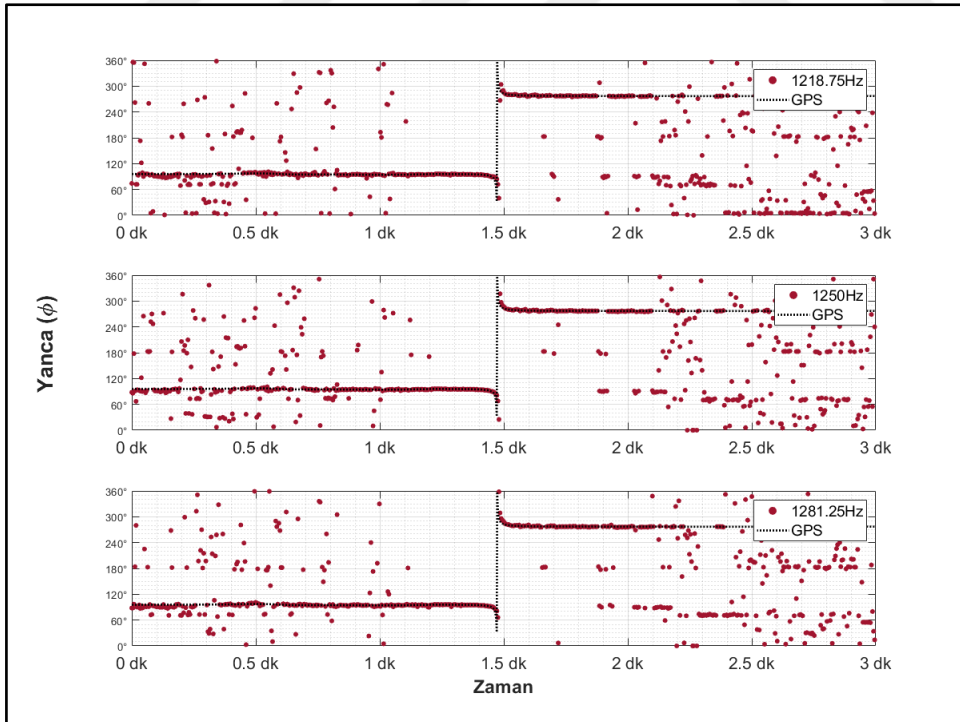
Şekil 5.32 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 10



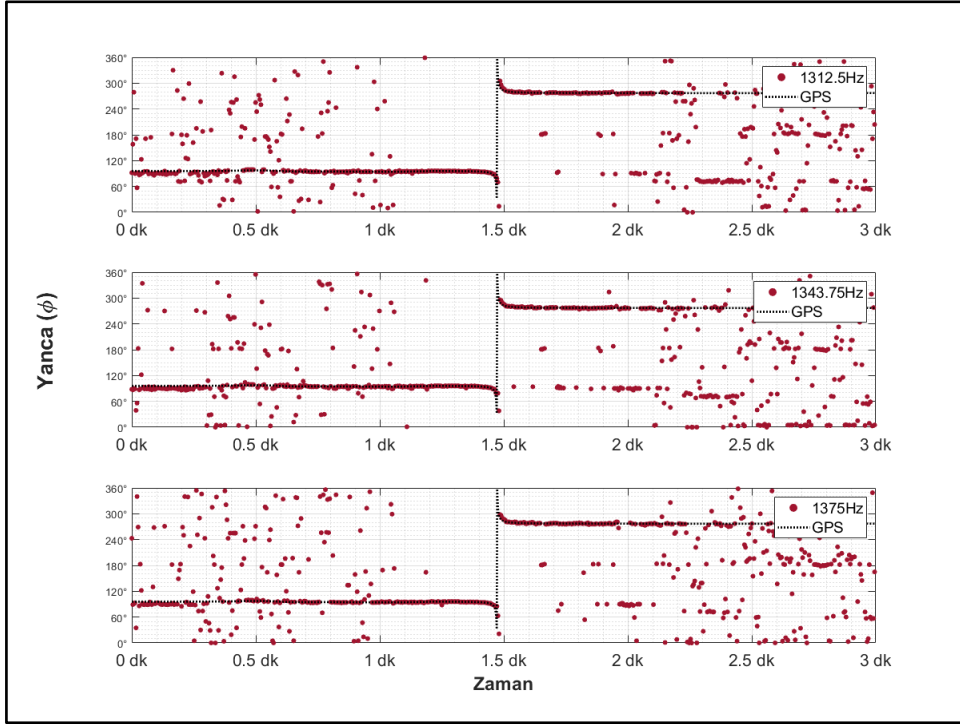
Şekil 5.33 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 11



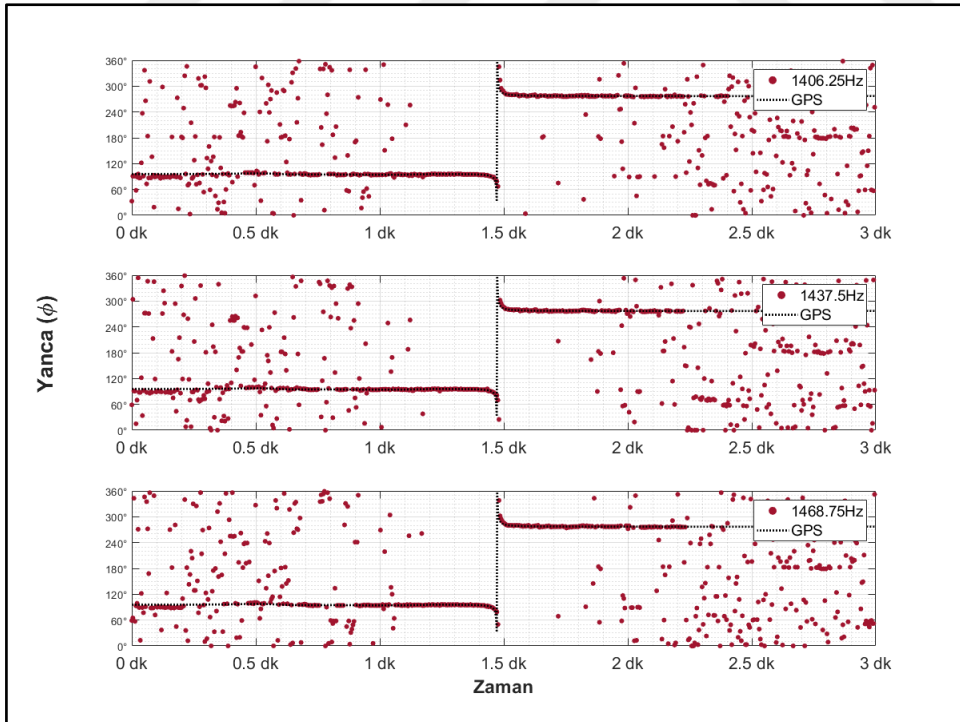
Şekil 5.34 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 12



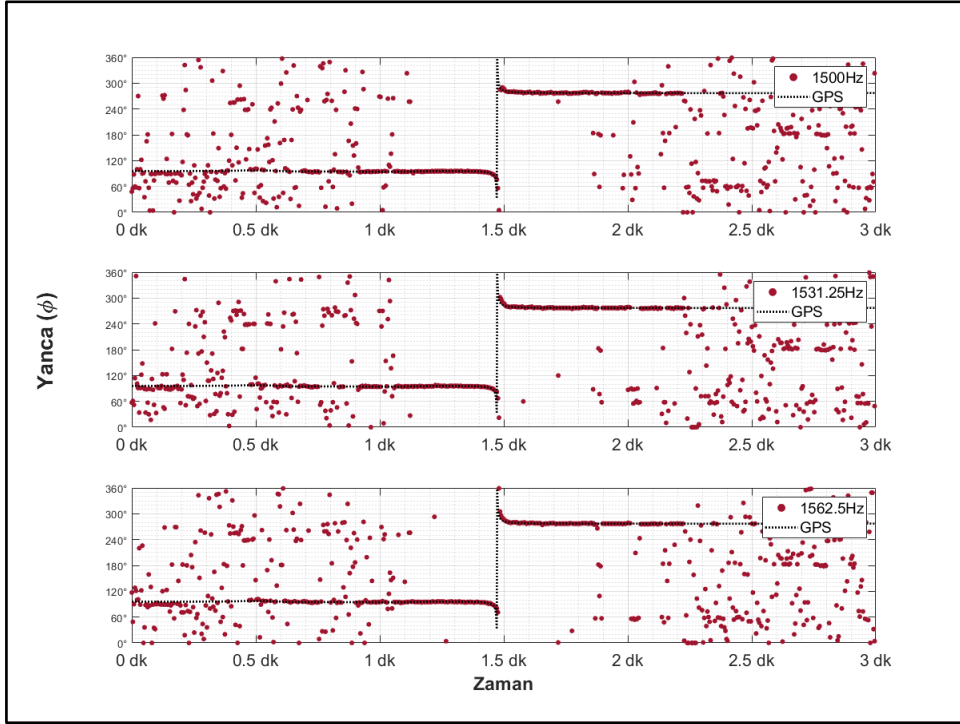
Şekil 5.35 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 13



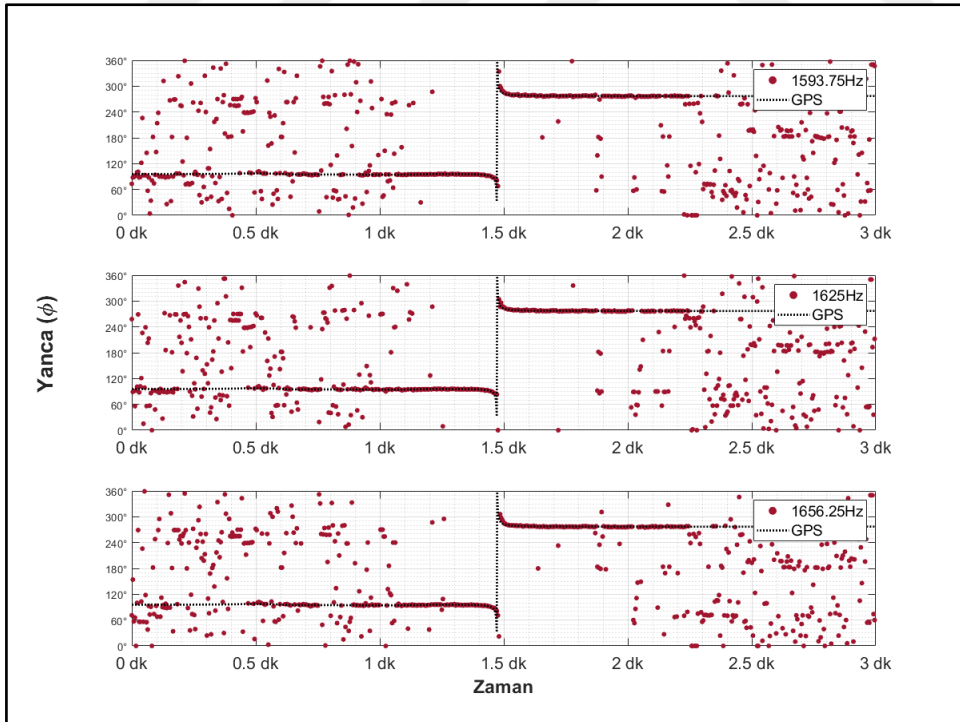
Şekil 5.36 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 14



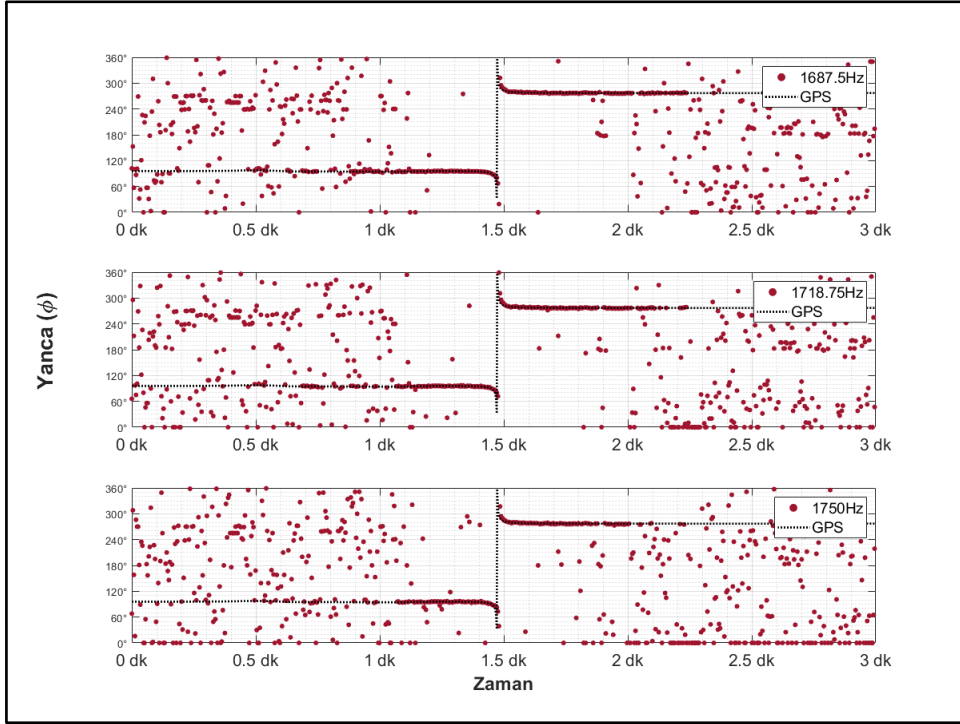
Şekil 5.37 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 15



Şekil 5.38 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 16



Şekil 5.39 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 17



Şekil 5.40 Capon Hüzme Oluşturma Yöntemi Dar Bant Sinyal Geliş Yönü Açısı Kestirim Yaklaşımı Sonuçları 18