



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

DOKTORA TEZİ

**TELSİZ ALGILAYICI AĞLAR İLE GENİŞBANT KAYNAK
KONUM KESTİRİMİ**

Serap ÇEKLİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Programı

Danışman

Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN

Temmuz, 2009

İSTANBUL



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

DOKTORA TEZİ

**TELSİZ ALGILAYICI AĞLAR İLE GENİŞBANT KAYNAK
KONUM KESTİRİMİ**

Serap ÇEKLİ

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik-Elektronik Programı**

Danışman

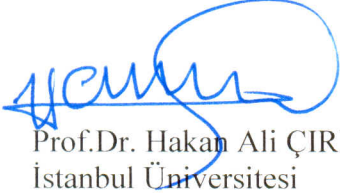
Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN

Temmuz, 2009

İSTANBUL

Bu çalışma 03/07/2009 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Mühendisliği programında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi



Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



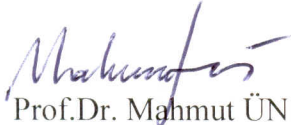
Prof.Dr. Osman Nuri UÇAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof.Dr. Serhat ŞEKER
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik Elektronik Fakültesi



Prof.Dr. Siddık YARMAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof.Dr. Mahmut ÜN
Beykent Üniversitesi
Mühendislik Mimarlık Fakültesi

Bu alışma İstanbul Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yürütücü Sekreterliğinin
513 / 05052006 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

Bu alışma TÜBİTAK' ın (Türkiye Bilimsel Ve Teknolojik Araştırma Kurumu)
104E130 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Doktora çalışmalarım boyunca gösterdiği her türlü destek ve yardımdan dolayı çok değerli hocam Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN' a en içten dileklerle teşekkür ederim. Kendisinin değerli yorumları ve önerileri bu çalışmanın içeriğini oldukça zenginleştirmiştir. Ayrıca tez izleme komitesindeki değerli hocalarım Prof. Dr. Osman Nuri UÇAN'a ve Prof. Dr. Serhat ŞEKER'e (İstanbul Teknik Üniversitesi) katkılarından dolayı teşekkür ederim.

Bu çalışma boyunca her türlü manevi destek ve yardımlarını esirgemeyen aileme teşekkürü borç bilirim.

Temmuz, 2009

Serap ÇEKLİ

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ	iv
SEMBOL LİSTESİ	vi
ÖZET	vii
SUMMARY	ix
1. GİRİŞ	1
2. GENEL KISIMLAR	5
2.1. KESTİRİM TEORİSİNDE ÖNEMLİ KAVRAMLAR	6
2.1.1. Yansız Kestirimciler	7
2.1.2. En Küçük Değişinti Ölçütü	8
2.1.3. En Küçük Değişintili Yansız Kestirimcinin Bulunması	9
2.1.4. Vektör Parametreler	10
2.2. CRAMER RAO SINIRI	10
2.3. EN BÜYÜK OLABİLİRLİK KESTİRİMCİLERİ	13
2.4. BEKLENTİ ENBÜYÜKLEME ALGORİTMASI	15
2.4.1. Beklenti En Büyükleme Algoritmasının Genel İfadesi	16
2.5. KAYNAK İŞARETLERİNE GENEL BAKIŞ	20
2.5.1. Dizilimin Uzak Alanında Dar Banth İşaret	21
2.5.2. Dizilimin Yakın Alanında Dar Banth İşaret	22
2.5.3. Genişbantlı İşaretler	23
2.6. GENİŞBANTLI İŞARETLER İÇİN GELİŞTİRİLMİŞ YAKLAŞIMLAR ...	24
3. MALZEME VE YÖNTEM	27

3.1. FREKANS DOMENİNDE EBO KESTİRİMCİSİ TABANLI YÖNTEM İLE KAYNAK KONUMU KESTİRİMİ	29
3.1.1. Frekans Domeninde Genişbant İşaret Modelinin İfadesi	30
3.1.2. EBO Kestirimcisinin BEB Algoritması İle Frekans Domeninde Çözümü	33
3.2. ZAMAN GECİKMESİ TELAFİLİ EBO KESTİRİMCİSİ İLE KAYNAK KONUMU KESTİRİMİ YÖNTEMİ	38
3.2.1. İşaret Modeli	39
3.2.2. Çoklu Kaynak Konumu Kestirimi Probleminin Zaman Gecikmesi Telafili EBO Kestirimcisi İle Çözümü	42
3.3. CRAMER RAO SINIRI (CRS) İFADELERİNİN ELDE EDİLMESİ VE ALGORİTMANIN BAŞARIM ANALİZİ.....	47
4. BULGULAR	51
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	79
KAYNAKLAR	83
ÖZGEÇMİŞ	88

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	: Bir alanda dağınık olarak yerleştirilmiş algılayıcı ağları	6
Şekil 2.2	: Yansız kestirimci varyans (değişinti) grafiği ve Cramer Rao Sınırı ile karşılaştırılması sayısının derinlikle değişimi	12
Şekil 3.1	: Bir algılayıcı alanında dağınık şekilde yerleştirilmiş P algılayıcı ile M kaynak	31
Şekil 3.2	: t anında kaynak ve algılayıcıların konumları ile alınan işaretlerin varyasyonları	41
Şekil 3.3	: Kaynak işaretinin dağınık yayılmış algılayıcılara ulaşması ve birbirlerine göre oluşan farklı zaman gecikmeleri	42
Şekil 4.1	: Kaynağın yolu ve yol üzerindeki kestirim noktaları	52
Şekil 4.2	: Algılayıcı alanında kaynak ve algılayıcılar	53
Şekil 4.3	: Konum parametre kestirimlerinin DFT alt frekans (k) değerine göre RMS hatası	53
Şekil 4.4	: Algılayıcı alanında kaynak ve algılayıcıların yerleşimi	55
Şekil 4.5	: Konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri	56
Şekil 4.6	: Konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları	57
Şekil 4.7	: Algılayıcı alanında kaynak ve algılayıcı yerleşimi	58
Şekil 4.8	: Konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri	58
Şekil 4.9	: Konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları	59
Şekil 4.10	: Gürültü seviyesi $\sigma^2 = 1000$ iken kaynağın yolu üzerindeki kestirim noktaları	60
Şekil 4.11	: Gürültü seviyesi $\sigma^2 = 100$ iken kaynağın yolu üzerindeki kestirim noktaları	60
Şekil 4.12	: Gürültü seviyesi $\sigma^2 = 10$ iken kaynağın yolu üzerindeki kestirim noktaları	61
Şekil 4.13	: Gürültü seviyesi $\sigma^2 = 1$ iken kaynağın yolu üzerindeki kestirim noktaları	61
Şekil 4.14	: Algılayıcı alanında kaynakların ve algılayıcıların yerleşimi	62
Şekil 4.15	: 1. kaynağın konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri	63
Şekil 4.16	: 2. kaynağın konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri	63
Şekil 4.17	: 1. kaynağın konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları	64
Şekil 4.18	: 2. kaynağın konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları	64
Şekil 4.19	: Farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) için kestirilen 1. kaynak işareti	65
Şekil 4.20	: Farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) için kestirilen 2. kaynak işareti	66
Şekil 4.21	: Algılayıcı alanında kaynakların ve algılayıcıların yerleşimi	67
Şekil 4.22	: 1. kaynağın konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri	68

Şekil 4.23	: 2. kaynağın konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri 68
Şekil 4.24	: 3. kaynağın konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri 69
Şekil 4.25	: 1. kaynağın konum parametre kestirimlerinin yanlışlıkları 69
Şekil 4.26	: 2. kaynağın konum parametre kestirimlerinin yanlışlıkları 70
Şekil 4.27	: 3. kaynağın konum parametre kestirimlerinin yanlışlıkları 70
Şekil 4.28	: Farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) için kestirilen 1. kaynak işareti..... 71
Şekil 4.29	: Farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) için kestirilen 2. kaynak işareti..... 72
Şekil 4.30	: Farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) için kestirilen 3. kaynak işareti..... 73
Şekil 4.31	: Kaynak ve algılayıcıların yerleşimi ile RMSE ve CRS grafikleri..... 74
Şekil 4.32	: (a) Kaynaklar ve algılayıcıların yerleşimi (b) RMSE ve CRS grafikleri 75
Şekil 4.33	: (a) Kaynaklar ve algılayıcıların yerleşimi (b) RMSE ve CRS grafikleri 76
Şekil 4.34	: Gürültü seviyesi $\sigma^2 = 1000, 100, 10, 1$ iken kaynağın yolu üzerindeki kestirim noktaları 77

SEMBOL LİSTESİ

θ	: Bilinmeyen parametre
M	: Kaynak sayısı
P	: Algılayıcı sayısı
s	: Kaynak işareti
t_{pm}	: p . algılayıcı ile m . kaynak arasındaki zaman farkı
w_p	: Gauss gürültüsü
r_m	: m . kaynak konumu
r_p	: p . algılayıcı konumu
$x(t)$	: Algılayıcının aldığı işaret
x	: x koordinatı
y	: y koordinatı
V_s	: Yayılan işaretlerin hızı
d_{pm}	: Konum manifold (yönlendirme) matrisi
L	: Zaman çerçevesi uzunluğu
θ	: Parametre vektörü
$\mathcal{X}$	: Gözlem seti
$\mathcal{Y}$	: Eksiksiz veri kümesi
$\mathcal{S}$	: Kaynak işareti kümesi
$(\cdot)^T$	: Matrisin evriği
$f(\cdot)$	: Olasılık yoğunluk işlevi
$L(\cdot)$	: Logaritmik olabilirlik işlevi
C	: Ortak değişinti matrisi
J	: Fisher bilgi matrisi
$E\{\cdot\}$	: Beklenen değer
$\mathcal{X}$	: Gözlem seti
$\mathcal{Y}$	: Eksiksiz veri kümesi
$\mathcal{S}$	: Kaynak işareti kümesi
$(\cdot)^T$	: Matrisin evriği
$f(\cdot)$	: Olasılık yoğunluk işlevi
$L(\cdot)$	: Logaritmik olabilirlik işlevi
C	: Ortak değişinti matrisi

ÖZET

TELSİZ ALGILAYICI AĞLAR İLE GENİŞBANT KAYNAK KONUM KESTİRİMİ

Bu çalışmada, dağınık bir algılayıcı ağında genişbantlı temel bant işaret yayan kaynakların konum kestirimi için zaman bölgesinde (domeninde) çözümü yapılan ve EBO (En Büyük Olabilirlik) algoritması tabanlı bir yöntem önerilmiştir. Bazı uygulamalarda ilgilenilen kaynak işareti genişbantlı temel bant (broadband) işaretidir, örneğin; çoğunlukla akustik kaynaklar gerçel değerli (reel) module edilmemiş temel bant işareti yaymaktadır. İşaret genişbantlı temel bant işareti olduğu durumda darbantlı işaret durumunda olduğu gibi işarete ilişkin zaman gecikmeleri basit faz kaymaları şeklinde ifade edilememektedir ve kaynak konumlandırma probleminde göz önüne alınmalıdır.

Bu çalışmada özellikle akustik kaynak konumlandırma için zaman domeninde (time domain), zaman gecikmesi telafili EBO kestirimcisi önerilmiştir ve EBO yönteminin hesap karmaşıklığını azaltmak için çözüm Beklenti En Büyükleme (BEB) tekniği ile yapılmıştır. Algılayıcılar alanda dağınık halde bulunduğu için kaynaktan yayılan işaret algılayıcılara farklı genlik ve zaman gecikmeleri ile varmaktadır. Bundan dolayı algılayıcılar tarafından alınan işaretler birbirinin gürültülü benzerleri olmaktadır. EBO kestirimcisi ile çözüm yapabilmek için kaynak işaretinin zaman gecikmesinden bağımsız biçiminin kullanılması gerekmektedir. Algılayıcıların konumları bilindiğinde algılayıcıların aldığı işaretlerdeki bağıl zaman gecikmelerinden yola çıkılarak işareti yayan kaynağın yeri bulunabilir. Bu zaman gecikmeleri kaynak ile her algılayıcının yeri arasındaki mesafeye bağlıdır. Dolayısıyla bu zaman gecikmeleri genişbantlı temel bant işaret yayan kaynağın zaman domeninde konum kestirimini yapmak için kullanılan algoritmada telafi edilmelidir.

Önerilen zaman gecikmeleri EBO çözümünde kovaryans matrisinin hesaplanması esnasında kullanılmaktadır. Çoklu kaynak durumunda parametre vektör uzayı genişletilerek kaynak konumlandırması yapılmakta ve tatmin edici sonuçlar alınmaktadır. Bu yaklaşım bilinmeyen genişbantlı temel bantlı kaynak işareti için EBO algoritmasının bir uyarlaması olarak düşünülebilir. Literatürde bilinen ve zaman gecikmelerinin işin içine katılmadığı EBO yöntemine nazaran daha iyi sonuç alınmaktadır. İşaretin istatistiksel özelliklerine ihtiyaç yoktur. Yöntem kaynakların konumunu bulabilmekte, uygulanması kolay ve aynı zamanda dar bantlı işaretlerde için uygundur.

Kaynak konumu kestirimi yaparken kullanılan kestirim yönteminin teorik olarak limitlerinin bilinmesi faydalı olacaktır. Bu yüzden bir kestirimcinin varyansının (değişintisinin) alt sınırının belirlenmesini sağlayan bir yöntem olan Cramer Rao Sınırı (CRS) kullanılmaktadır. Yöntemin verimliliğini göstermek için çıkarılan CRS ifadeleri

ile kullanılan kestirimcinin varyansı karşılaştırılmıştır. Ayrıca algoritmanın başarımını gösteren benzetim örnekleri sunulmuştur.

SUMMARY

WIDEBAND SOURCE LOCALIZATION USING SENSOR NETWORKS

In this study, an algorithm based on the ML (Maximum Likelihood) algorithm is proposed for the localization of the broadband sources in the time domain. The sources are in the close range of the randomly distributed sensors. In some applications the source signal of interest is broadband, for example; most of the acoustic emitter signals are unmodulated and broadband signals. The time delay depends on the signal frequency and thus, time delays cannot be defined as simple phase shifts for broadband signals. When a broadband source is located in the sensor network field, the time delays which depends on the relative distance between the sensors can not be ignored.

In this study, an observation time compensated based broadband source location estimation procedure is developed in the time domain. The ML estimation causes messy calculations and high computational cost. Therefore, this problem eliminated by employing the EM (Expectation Maximization) technique which is an effective tool for the heavy calculation steps. The signals at the outputs of the sensors are the signal delayed versions of each other since the sensors are deployed in the field randomly. The time delays cannot be expressed as simple phase shifts. The relative time delays can be used to estimate the source location when the locations of the sensors are known. The relative time delays involved with each sensor reading are taken into consideration in the proposed time compensated ML (TCML) solution in order to provide a high estimation performance. Hence, the time delays in particular should be compensated in the corresponding algorithm when processing the broadband source signal in the time domain.

The time shifts are included in the solution of the proposed time delay compensated ML solution. In the case of multiple sources, the TCML method can provide satisfactory estimation accuracy for multiple source locations by expanding the parameter vector space. The approach can be considered as an adapted version the ML algorithm for unknown deterministic broadband source signals in time domain. The adaptation enables the approach better and prevailing estimation performance than the ML estimation procedure which is used for the parameter estimation in the literature. There is no need for the statistical properties of the source signals. The proposed method is capable of resolving the individual positions of each source, easy to implement, and applicable for both narrow and broadband signals.

It is useful to take the theoretical performance limit into consideration of an algorithm which is used to estimate the source location parameters. Therefore, Cramer Rao Bound (CRB) is an convenient statistical tool to determine the achievable lower bound of the

estimation variance of an estimator. The effectiveness and the estimation performance of the proposed approach are illustrated by comparing the estimator variance and the derived CRB expressions. In addition, the simulation results that support the performance of the algorithm are given.

1. GİRİŞ

Günümüzde algılayıcı ağları pekçok alanda oldukça geniş bir kullanım sahasına sahiptir. Algılayıcı ağlar vasıtasıyla belirlenmesi ve izlenmesi zor olayların algılanması gerçekleştirilebilir. Algılayıcı ağlar; üretim, araştırma faaliyetleri, çevresel ve doğal olayların izlenmesi, sağlık hizmetleri, güvenlik, teftiş, ve askeri önemi bulunan bölgelerin denetimi ile gözlenmesi gibi pekçok sivil veya askeri alanda kullanılabilir.

Algılayıcı ağların temel ilkesi, düşük maliyetli birkaç algılayıcı düğümünün bir alana yayılması, veri toplanması ve elde edilen verinin çeşitli algoritmalar kullanılarak işlenmesidir. Algılayıcı ağlar; sismik, magnetik ve görüntüleme dizisinin yanısıra bir yada daha fazla akustik mikrofon veya anten dizisinden ibaret olabilir. Genellikle, bir algılayıcı ağın amacı herhangi bir cismin varlığını belirleme, belirlenen cisimleri sınıflandırma, konum bulma, takip etme ve cisimler ile ağın sınırları çerçevesinde gerçekleşen olayların izlenmesi olarak sayılabilir.

Bir cismin konumunun belirlenmesi veya izlenmesi algılayıcı ağların en temel kullanım amaçlarından biridir. Özellikle, araç trafiğinin izlenmesi, güvenlik ve askeri teftiş ile gözetim gibi pekçok ticari veya askeri uygulamada algılayıcı ağların kullanımına sıklıkla raslanılmaktadır. İki boyutlu bir algılayıcı alanı ve bu alan içerisinde hareket eden bir cisim düşünüldüğünde, hedef takip sisteminin amacı; algılayıcıların topladığı veriye dayanarak hedef konumunun kestirilmesidir. Aynı zamanda pekçok uygulamada kaynağın konumu kestirilirken algılayıcı ağının kendi varlığını açığa çıkarmadan pasif olarak dinleme yapması gerekmektedir.

Kaynak konumu bulunması algılayıcı ağların önemli uygulama alanlarından bir tanesidir. Örneğin; akustik hedef konumunun bulunması ve takibi, bir dizi hidrofon kullanarak su altı kaynak yeri belirleme, video konferans ve çoklu ortam uygulamalarında mikrofon dizileri ile oda ortamında konuşmacıların başlarının konumlarını belirleme ve izleme, bir alandaki araç konumunu kestirmek gibi konular

algılayıcı ağların kullanım alanlarından bazılarıdır ve bu alanlarda günümüze kadar birtakım çalışmalar gerçekleştirilmiştir [1-8].

Konumunu belirlemek veya takip etmek istediğimiz kaynağın yaydığı işaret algılayıcı ağı tarafından alındıktan sonra eldeki veri uygun bir algoritma kullanılarak işlenmelidir. Günümüze kadar yapılan çeşitli çalışmalarda bir nesnenin konumunun bulunması veya konumunun takip edilmesi problemleri için bazıları işaret enerji ölçümlerine dayanan çeşitli yaklaşımlar ortaya atılmış ve bu problemler üzerinde durulmuştur [9]-[12]. Kaynak konumu bulmak için kullanılan en önemli ve verimli kestirim yöntemlerinden biri En Büyük Olabilirlik (EBO) kestirimcisidir [13-21].

Bazı uygulamalarda ilgilenilen kaynak işareti genişbantlı temel bant (broadband) işarettir, örneğin; çoğunlukla akustik kaynaklar gerçel (reel) değerli module edilmemiş temel bant işareti yaymaktadır. Kaynak işareti genişbantlı temel bant işareti ise, darbantlı işaret durumunda olduğu gibi işarete ilişkin zaman gecikmeleri basit faz kaymaları şeklinde ifade edilememektedir. Söz konusu zaman gecikmesi ifadeleri kaynak konumu bulunması probleminde göz önüne alınmalıdır. Bu tip problemlerde (örn; akustik, sismik) işaretin kendi özelliklerinden dolayı genişbant işaret modeli kullanılmalıdır. Günümüze dek genişbant işaretlerin sağlıklı bir şekilde işlenmesi probleminin çözümüne yönelik bir takım çalışmalar yapılmıştır ve bu çalışmaların birçoğu alt en iyi (suboptimal) yöntemlerdir ve bazı özel durumlarla sınırlıdır [1-16], [19-23]. Bu yöntemlerden en çok bilinen ve konum bulma problemlerinde kullanılan bir tanesi çoklu işaret sınıflandırma yöntemi olan MUSIC (Multiple Signal Classification) algoritmasıdır. MUSIC algoritmasının genişbant işaretli kaynaklar için geliştirilen uyarlamaları mevcuttur [19], [48]. Genişbantlı temel bant işaret yayan kaynakların konum bulma problemi için kullanılan diğer bir yaklaşım gözlem sonucu elde edilen verinin ayrık Fourier dönüşümü kullanılarak frekans domenine dönüştürülmesidir. Bu yaklaşım ile veri frekans domeninde işlenmektedir [14-16], [22], [43]. Ancak bu yöntemler genellikle darbant işaretler için geliştirilen algoritmaların genişbant işaret yayan kaynaklar için uyarlanması sonucu elde edildiğinden yeterince verimli olamamaktadır. Bu yüzden genişbantlı temel bant işaretleri, bu özellikleri nedeniyle bilinen yaklaşımlarla sağlıklı bir şekilde işlemek mümkün olmamaktadır. Dolayısıyla,

genişbant işaret yayan kaynaklar için verimli konum kestirim yöntemlerinin geliştirilmesi önemli bir problem olarak karşımıza çıkmaktadır.

Bu nedenle bu çalışmada, genişbantlı temel bant akustik işaret yayan kaynakların konum kestirimi için farklı bir yaklaşım sunulmuştur. Söz konusu yaklaşımda, genişbant işaret yayan kaynakların konumlarının belirlenmesi amacı ile gözlem gecikmesi Zaman Telafili En Büyük Olabilirlik (EBO) kestirim yöntemi kullanılmıştır. EBO kestirimcileri, kestirilen parametre için yeterince doğru kestirim değerleri sağlamasına rağmen fazlaca hesaplama yükü getirmektedir. Ayrıca EBO kestirimcisinin kapalı formda analitik çözümü kolayca yapılamamaktadır. Fakat en basit açıklaması ile toplamsallık ilkesini kullanan ve böyle karmaşık problemlerinde çözümünde oldukça verimli bir teknik olan Beklenti En Büyükleme (BEB) algoritmasının kullanılması ile EBO kestiriminin karmaşıklığı oldukça azalmaktadır [16], [24].

BEB algoritmasında gözlenen eksik veri, her bir kaynağın etkisinin ayrı ayrı gözlemlenebildiği durumda elde edilebilecek algılayıcı çıkışlarına ilişkin işaretleri içeren eksiksiz veri uzayından çoktan bire eşleme ile elde edilmektedir. Algoritma eksiksiz verinin logaritmik olabilirliğinin kestirilmesi (beklenti adımı [Expectation-step]) ve kestirilen logaritmik olabilirlik işlevinin en büyüklenmesi (en büyükleme adımı [Maximization-step]) arasında tekrarlanır. BEB algoritmasının tekraralama adımları, herbir tekraralama adımımda kestirilen parametrelerin olabilirliğinin artış gösterdiği, gözlemlenen logaritmik olabilirlik işlevinin kararlı bir noktasına yakınsamaktadır. Bugüne kadar kaynak konum kestirimi alanında yapılan bazı çalışmalarda ise yinelemeli BEB (YBEB) algoritması kullanılmıştır. Bu algoritma genel BEB algoritmasının daha hızlı hesaplama yapabilen bir uyarlamasıdır. Bunun nedeni bütün veriyi toplamadan her adımda veriyi daha hızlı güncelleyerek işlem yapma olanağı sağlamasıdır. YBEB algoritması olasılıksal (stochastic) bir yaklaşıklık yordamıdır [25-27], [47].

Bir algılayıcı ağı, hedef tespit etme, hedef takibi veya sınıflandırması gibi bir grup yüksek seviyeli bilgi işleme görevini icra etmek üzere tasarlanır. Bu görevlerin performans ölçümleri kaynağın konumunu yeterince doğru belirleme ve hedef takibi kalitesi gibi parametreleri içermektedir.

Kestirim algoritmaları geliştirmenin yanısıra bu algoritmaların teorik performans limitlerinin bilinmeside oldukça kullanışlıdır. Cramer Rao Sınırı (CRS) oldukça iyi bilinen yansız bir kestirimcinin performansı için kestirim varyansının teorik alt sınırının bulunmasında kullanılan bir yöntemdir [10-11]. Varış yönü (DOA) veya kaynak konumu belirleme için eldeki gözlem verisine dayanılarak CRS çıkarılır. Verilen herhangi bir işaret modeli için CRS algılayıcı ağıın eldeki yerleşim geometrisinin teorik performansının sınanmasını sağlayabilir veya bir algılayıcı ağıının dağıtıldığı alanda yerleşimi ile çalışma senaryosunun tasarımında önemli olabilir [31-32], [40].

Bu çalışmanın birinci bölümünde konunun önemi ile bu konuda günümüze kadar yapılan çeşitli çalışmalardan söz edilmiştir. İkinci bölümde konuya ve kestirim teorisine ilişkin genel bilgiler verilmiştir. Üçüncü bölümde genişbantlı temel bant işaret yayan kaynakların konum kestiriminin yapılması için ortaya koyulan algoritma ve bu algoritmaya taban teşkil eden yöntemler açıklanmıştır. Ayrıca yine bu bölümde başarıım analizlerini yapılabilmesi amacıyla genişbant kaynak konumu kestirimi problemi için oluşturulan algoritmanın CRS ifadelerinin çıkarılması yapılmıştır. Oluşturulan algoritmanın benzetim sonuçları ve başarıım grafikleri dördüncü bölümde verilmiştir. Beşinci bölümde ise meydana getirilen algoritmaya dair varılan sonuçlar açıklanmış ve algoritmanın katkıları özetlenmiştir.

Bu tezin genişbantlı temel bant işaret yayan kaynakların konum kestirimi problemine sağladığı katkılar aşağıda verildiği gibi sıralanabilir;

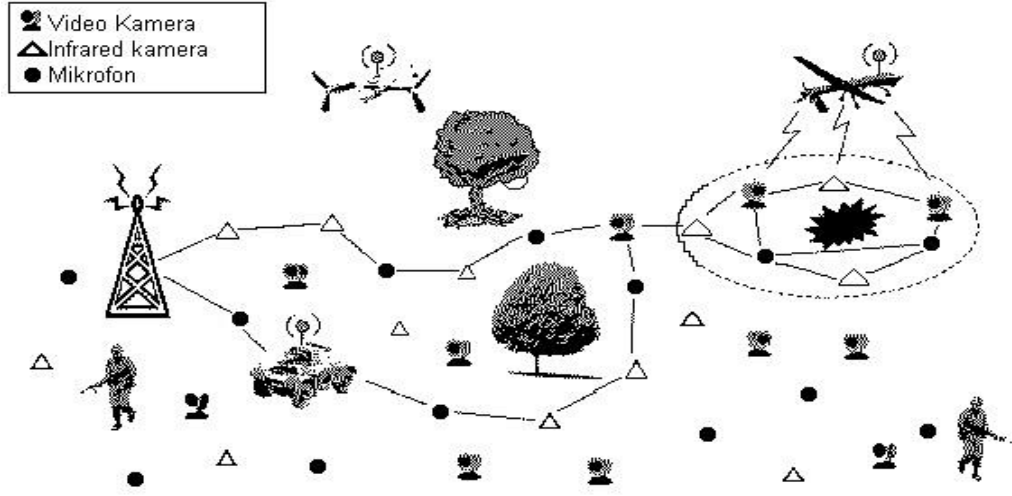
- Genişbantlı temel bant işaret yayan kaynaklar için işaret modelinin oluşturulması,
- Oluşturulan modele dayanılarak zaman bölgesinde (domeninde) BEB algoritması ile çözülen gözlem gecikmesi zaman telafili EBO kestirimcisi tabanlı yöntem ile kaynak konumu kestirilmesi ve takibinin gerçekleştirilmesi,
- Genişbant işaret yayan kaynağın koordinatlarının kestirilmesi ve takibinin gerçekleştirilmesi için frekans bölgesinde (domeninde) EBO kestirimcisinin çözümüne dair formülasyonun verilmesi,
- Algoritmanın başarıım analizinin yapılabilmesi için CRS (Cramer Rao Sınırı) ifadelerinin çıkarılması ve algoritmanın başarıımını destekleyen bilgisayar benzetimlerinin gerçekleştirilmesidir.

2. GENEL KISIMLAR

İletişim alanında yer alan birtakım uygulamalarda algılayıcılara gelen işaretler genişbantlı temelbant işaretidir ve bugüne kadar geliştirilen bazı dizi işleme teknikleri genişbant işaretlere göre uyarlanılarak kullanılabilir. Herhangi bir kaynaktan yayılan bir işaretin bant genişliği merkez frekansına göre göreceli olarak daha geniş ise bu işaret için darbant yaklaşımı söz konusu olamaz ve dolayısıyla bu tür işaretleri işlemek ve kaynak konum kestirimi yapabilmek için genişbant işaret modeline uygun algoritmaların kullanılması gerekmektedir.

Genişbant işaretlere ilişkin dizilim işleme teknikleri genellikle pasif sonar, radar, telekonferans mikrofon dizilimi, kaynak konumu belirleme gibi amaçlar için kullanılmaktadır. Örneğin; bir mikrofon dizilimi herhangi bir odadaki hareketli veya sabit bir konuşmacının konumunu belirlemek için kullanılabilir, bu durumda mikrofon dizilimine ulaşan işaret genişbantlı temelbant ses işaretidir. Dizilim işleme algoritmaları kullanılarak konuşmacının konumu belirlenir ve mikrofon konuşmacının yönünde yönlendirilebilir. Ayrıca gelişmiş bazı uygulamalarda, bir mikrofon dizilimi araçlar için telsiz iletişim amacı ile kullanılabilir ve bu şekildeki bir uygulamada sürücünün sesi bir dizi mikrofon aracılığı ile alınabilmektedir. Diğer bir örnek olarak deniz yüzeyi altındaki seslerin dinlenmesi amacıyla bir küme hidrofonun sualtında yerleştirilmesi ile meydana gelen pasif bir sonar sistemi verilebilir. Herhangi bir cisim örneğin; bir gemi pasif sonar sisteminin belirleme alanı içerisine girerse pervanenin sesi sonar tarafından algılanır ve böylece bu geminin konumu belirlenmiş olur. Bu durumda geminin belirlenmesini sağlayan pervanenin sesi yine genişbantlı temelbant bir işaret olmaktadır. Şekil 2.1’de bir alanda dağınık olarak yerleştirilmiş algılayıcı ağları için örnekler görülmektedir.

Bu bölümde kestirim teorisine ilişkin belli başlı önemli bilgiler, kaynak konum kestirimi probleminin çözümünde kullanılan kestirim yöntemlerinin temel matematiksel modelleri ve işaret modelleri ile ilgili bilgiler verilmektedir.



Şekil 2.1. Bir alanda dağınık olarak yerleştirilmiş algılayıcı ağı

2.1. KESTİRİM TEORİSİNDE ÖNEMLİ KAVRAMLAR

Elimizde bilinmeyen bir θ parametresine bağlı ve N noktalı bir veri kümesi $\{x(1), x(2), \dots, x(N)\}$ bulunuyor olsun. Bu durumda eldeki veriye dayanılarak bilinmeyen θ parametresi bulunmak istendiğinde belli bir g fonksiyonu olan bir kestirimci tanımlanmaktadır. Tanımlanan bu kestirimci $\hat{\theta} = g(x(1), x(2), \dots, x(N))$ şeklinde ifade edilmektedir ve bu problem de parametre kestirim problemi olarak adlandırılmaktadır. İyi bir kestirimciyi belirleyebilmek için atılacak ilk adım eldeki veriyi matematiksel olarak modellemektir. Çünkü veri doğal olarak rasgeledir ve bilinmeyen θ parametresi ile parametrelendirilen bir olasılık yoğunluk işlevi $p(x(1), x(2), \dots, x(N); \theta)$ ile ifade edilmektedir. Olasılık yoğunluk işlevi için bir örnek verilmesi gerekirse aşağıda verilen şekilde olabilir,

$$p(x; \theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}(x - \theta)^2\right] \quad (2.1)$$

Gerçek kestirim problemlerinde seçilecek olasılık yoğunluk işlevi problemin koşulları ile tutarlı ve aynı zamanda matematiksel olarak izlenebilir olmalıdır.

Eldeki kestirim problemi modellenirken verinin rasgele gürültü içerisinde olduğu varsayılmaktadır. Gürültü için uygun bir modelleme beyaz Gauss gürültüsüdür (WGN – White Gaussian Noise), olasılık yoğunluk işlevi $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ (0 ortalamalı, σ^2 varyanslı Gauss dağılımıdır) şeklinde gösterilmektedir ve diğer örnekler ile ilintisizdir. Bilinmeyen parametre θ ve rasgele değişken $\mathbf{x} = [x(1), x(2), \dots, x(N)]^T$ olarak verilmiş ise olasılık yoğunluk işlevi aşağıdaki şekilde yazılabilmektedir,

$$p(\mathbf{x}; \theta) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{-\frac{N}{2}}} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=1}^N (\mathbf{x}(n) - \theta(n))^2 \right] \quad (2.2)$$

Olasılık yoğunluk işlevi belirlendikten sonra problem, optimal bir kestirimcinin veya verinin bir fonksiyonunun belirlenmesi biçimine dönüşmektedir. Bir kestirimci, $\mathbf{x}$ değişkeninin her gerçekleşmesi için θ parametresine değer atayan bir kural olarak düşünülebilir. θ parametresinin kestirimi $\mathbf{x}$ 'in verilen bir gerçekleşmesi için sağlanan θ değeridir.

2.1.1. Yansız Kestirimciler

Bir kestirimcinin beklenen değeri ile kestirilecek parametrenin gerçek değeri arasındaki fark kestirimcinin yanlılığını ifade etmektedir. Bir kestirimcinin yansız olması, kestirimcinin bulunduğu parametre değerlerinin ortalaması alındığında yani beklenen değeri bulunduğu bilinmeyen ve kestirimi yapılan parametrenin gerçek değerini alması olarak tanımlanabilir. Genellikle, parametre değeri $a < \theta < b$ gibi bir aralığının herhangi bir yerinde olabildiğinden yansızlık kavramı, θ parametresinin gerçek değeri ne olursa olsun kestirimcinin ortalamada gerçek parametre değerini vermesidir. Matematiksel olarak bir kestirimci yansız ise,

$$E(\hat{\theta}) = \theta, \quad a < \theta < b \quad (2.3)$$

şeklinde yazılmaktadır ve (a, b) ifadesi, θ 'nın alabileceği olası değer aralığını göstermektedir.

Bir kestirimcinin yanlı olması ise veri kümesindeki örneklerden bazılarının küme içerisinde yer alma olasılığının daha yüksek olması anlamına gelmektedir.

2.1.2. En Küçük Değişinti Ölçütü

Optimal (en iyi) kestirimciler aranırken bazı en iyileştirme ölçütlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu ölçütlerden bir tanesi ortalama karesel hatadır (MSE – Mean Square Error) ve kestirilen parametre değerinin gerçek değerinden ne kadar farklı olduğunun bir ölçütüdür. Bu fark rasgelelikten veya kestirimcinin yeterince doğru kestirim değerleri sağlayamamasından dolayı kaynaklanabilir ve daha doğru kestirim değerleri verebilecek bir kestirimci bulunabilir. Ortalama karesel hata aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır,

$$mse(\hat{\theta}) = E \left[(\hat{\theta} - \theta)^2 \right] \quad (2.4)$$

Bu ifade, ortalama alındığında yani beklenen değer bulunduğunda gerçek parametre değerinden kestirimcinin ortalama karesel sapmasını ölçmektedir. Bu denklem daha derli toplu bir biçimde yeniden yazılırsa MSE aşağıdaki şekilde yazılmaktadır,

$$\begin{aligned} mse(\hat{\theta}) &= E \left\{ \left[(\hat{\theta} - E(\hat{\theta})) + (E(\hat{\theta}) - \theta) \right]^2 \right\} \\ &= \text{var}(\hat{\theta}) + [E(\hat{\theta}) - \theta]^2 \\ &= \text{var}(\hat{\theta}) + b^2(\theta). \end{aligned} \quad (2.5)$$

Bu denklem ortalama karesel hatanın, hata ifadesinin ikinci momenti olmasından dolayı yanlılığın $b(\theta)$, yanısıra kestirimcinin değişintisinden kaynaklanan hataların bir bileşimi olduğunu belirtmektedir. Yansız bir kestirimcide ortalama karesel hata değişintiye (varyansa) eşittir. Ancak en küçük ortalama karesel hatayı (MSE) sağlayacak kestirimciyi bulmak için bilinmeyen parametrenin değerinin biliniyor olması gerektiğinden bu kestirimciyi gerçeklemek mümkün değildir. Yanlılığa bağlı herhangi bir ölçüt söz konusu olduğunda gerçekleştirilebilir bir kestirimci bulunamamaktadır. Bu yüzden diğer bir yaklaşım da, yanlılığı sıfır olmaya zorlayarak değişintiyi en

küçükleyecek kestirimciyi bulmaktır. Bu kestirimci En Küçük Değişintili Yansız (MVU – Minimum Variance Unbiased) kestirimci olarak adlandırılmaktadır.

2.1.3. En Küçük Değişintili Yansız Kestirimcinin Bulunması

Bir parametrenin kestirimi için olası bir en küçük değişintili yansız kestirimci bulunuyor olsa bile bu kestirimci kolayca bulunamayabilir. Bu özellikteki bir kestirimcinin kesin olarak bulunabilmesini sağlayacak olan bilinen bir prosedür (yordam) bulunmamaktadır. Ancak bu kestirimcinin bulunabilmesini sağlayabilecek bilinen bir takım yaklaşımlar aşağıdaki şekilde sıralanabilir;

- a) CRS' nin (Cramer Rao Sınırı) belirlenmesi ve bu sınırı sağlayan bir kestirimcinin bulunup bulunmadığının kontrol edilmesi,
- b) Rao-Blackwell-Lehmann-Scheffe teoreminin uygulanması,
- c) Kestirimcilerin sınıfının yalnızca yansız olarak değil aynı zamanda doğrusal olarak sınırlandırılması ve ardından bu sınırlandırılmış kestirimci sınıfında en küçük değişintili yansız (EDY) kestirimcinin bulunması.

c yaklaşımı ile yalnızca EDY kestirimci veri içerisinde doğrusal olarak var ise bulunabiliyorken, a ve b yaklaşımları ile EDY kestirimci ortaya çıkarılabilir.

CRS herhangi bir yansız kestirimci için değişintinin verilen bir değerden daha büyük veya eşit olup olmadığını belirleyebilmeyi sağlamaktadır. Eğer değişintisi kestirilecek parametrenin her değeri için CRS' ye eşit bir kestirimcisi bulunabilirse bu kestirimci EDY kestirimcidir. Bu durumda, CRS teorisi kestirimcinin bulunmasına yardımcı olabilmektedir. Ayrıca diğer bir sorun ise CRS' yi sağlayan herhangi bir kestirimci bulunamayabileceğidir. Durum böyle iken EDY' nin bulunması için Rao-Blackwell-Lehmann-Scheffe teoremi kullanılmalıdır. Bu yordam ile öncelikle bütün verinin verimli şekilde kullanılacağı yeterli istatistik bulunur, ardından kestirilecek parametrenin yansız bir kestirimcisi olan yeterli istatistiğin bir işlevi bulunur. Bu yordam verinin olasılık yoğunluk işlevinin (oyi) biraz sınırlandırılması ile EDY kestirimcinin ortaya çıkmasını sağlamaktadır. Bahsi geçen üçüncü yaklaşım (c) kestirimcinin doğrusal (lineer) olmasını gerektirmektedir ve en iyi doğrusal kestirimciyi

seçmektedir. Bu yaklaşım kullanılarak sadece belli bir veri kümesi için EDY kestirimci bulunabilmektedir.

2.1.4. Vektör Parametreler

$\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p]^T$ bilinmeyen bir parametre vektörü olsun, bu durumda bir kestirimci $\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_p]^T$, eğer aşağıda verilen ifadeyi sağlıyor ise bu kestirimci yansız kestirimcidir ve ifadesi aşağıda verilen şekildedir,

$$E(\hat{\theta}_i) = \theta_i, \quad a_i < \theta_i < b_i, \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (2.6)$$

Aşağıda verilen tanımlama yapılarak

$$E(\hat{\theta}) = \begin{bmatrix} E(\hat{\theta}_1) \\ E(\hat{\theta}_2) \\ \vdots \\ E(\hat{\theta}_p) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

yansız bir kestirimci (2.6)' da tanımlanan uzayda yer alan her θ için aşağıda verilen özelliği sağlamaktadır

$$E(\hat{\theta}) = \theta. \quad (2.8)$$

EDY bir kestirimci ayrıca bütün yansız kestirimciler arasında $i = 1, 2, \dots, p$ için $\text{var}(\hat{\theta}_i)$ olması özelliğini de sağlamaktadır.

2.2. CRAMER RAO SINIRI

Kestirim teorisi uygulamalarında yansız bir kestirimcinin değışintisi için bir alt sınır koymak oldukça faydalı olmaktadır. Bu alt sınır, bir kestirimcinin en küçük değışintili yansız kestirimci olup olmadığını belirleyebilmeyi sağlamaktadır. Literatürde

günümüze kadar yapılmış bir takım değişinti sınırı çalışmaları olmasına rağmen bunlar arasında en kolay belirlenebileni Cramer Rao Alt Sınırıdır ve kısaca Cramer Rao Sınırı (CRS) olarak adlandırılarak kullanılmaktadır. Bu teori kullanılarak bu alt sınırı sağlayan bir kestirimcinin bulunup bulunmadığını belirleyebilmeyi olanaklı kılmaktadır.

Olasılık yoğunluk işlevi bilinmeyen parametrenin (gözlem takımı sabit, $\mathbf{x}(n)$) bir işlevi olarak ele alınıyorsa olabilirlik işlevi olarak adlandırılmaktadır.

Olasılık yoğunluk işlevinin $p(\mathbf{x};\boldsymbol{\theta})$ aşağıda verilen düzenlilik koşulunu sağladığı varsayılmaktadır,

$$E\left[\frac{\partial \ln p(\mathbf{x};\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}}\right] = 0, \quad \text{her } \boldsymbol{\theta} \text{ için} \quad (2.9)$$

Burada beklenen değer, $p(\mathbf{x};\boldsymbol{\theta})$ işlevine göre hesaplanmaktadır. Buradan devam edilerek, yansız bir kestirimcinin $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ değişintisi aşağıda verilen koşulu sağlamalıdır,

$$\text{var}(\hat{\boldsymbol{\theta}}) \geq \frac{1}{-E\left[\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{x};\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}^2}\right]} \quad (2.10)$$

Burada türev ifadesi $\boldsymbol{\theta}$ 'nın gerçek değerine göre ve aynı zamanda beklenen değer $p(\mathbf{x};\boldsymbol{\theta})$ işlevine göre hesaplanmaktadır. Buna ek olarak, bütün $\boldsymbol{\theta}$ 'lar için sınırı sağlayan yansız bir kestirimci ancak ve ancak,

$$\frac{\partial \ln p(\mathbf{x};\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}} = \mathbf{I}(\boldsymbol{\theta})(\mathbf{g}(\mathbf{x}) - \boldsymbol{\theta}) \quad (2.11)$$

bazı $\mathbf{g}$ ve $\mathbf{I}$ işlevleri için bulunabilir. Bu kestirimci, en küçük değişintili yansız kestirimcidir $\hat{\boldsymbol{\theta}} = \mathbf{g}(\mathbf{x})$ ve en küçük değişinti $1/\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta})$ şeklinde ifade edilmektedir.

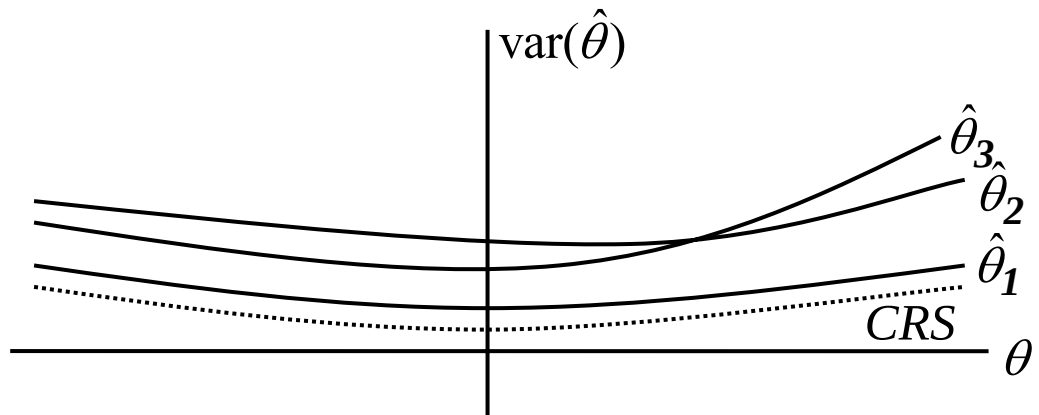
Kestirimci $\hat{\theta}$ yansız ve kestirilecek parametre vektörü $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m]^T$ olduğu durumda vektör parametrelili CRS her elemanın değışintisi için bir sınır koymayı sağlamaktadır ve bir matrisin tersinin $[ii]$. elemanı olarak bulunan CRS aşağıdaki gibi verilmektedir,

$$\text{var}(\hat{\theta}_i) \geq [I^{-1}(\theta)]_{ii} \quad (2.12)$$

buradaki $I(\theta)$ $m \times m$ matrisi Fisher bilgi matrisi olarak adlandırılmaktadır ve aşağıda verilen biçimde yazılmaktadır,

$$[I(\theta)]_{ij} = -E \left[\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{x}; \theta)}{\partial \theta_i \partial \theta_j} \right], \quad i = 1, 2, \dots, m; \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (2.13)$$

Bir kestirimci yansız ve aynı zamanda CRS' yi sağlıyor ise bu kestirimciye verimli kestirimci denilmektedir ve eldeki veriyi verimli bir şekilde kullanmaktadır. Skaler büyüklükler için $m=1$, $I(\theta) = I(\theta)$ şeklinde ifade edilmektedir ve bu durumda CRS skaler olmaktadır [29]. Şekil 2.2' de CRS eğrisi ile karşılaştırılan çeşitli kestirimci değışintileri görölmektedir.



Şekil 2.2. Yansız kestirimci varyans (değişinti) grafiği ve Cramer Rao Sınırı ile karşılaştırılması

2.3. EN BÜYÜK OLABİLİRLİK KESTİRİMCİLERİ

En Büyük Olabilirlik (EBO) kestirimi eldeki veriye matematiksel bir model uydurmak için yaygın olarak kullanılan istatistiksel bir yöntemdir. EBO ile yapılan kestirimin kullanılarak gerçek dünya verisinin modellenmesi, eldeki veriye iyi bir model uydurmak için serbest model parametrelerinin ayarlanmasını sağlayan bir yöntem sunmaktadır. EBO kestirimcileri pekçok çalışma alanında çeşitli uygulamalarda kullanılmaktadır ve farklı veri tiplerine ve birçok modele uygulanabilmektedir.

Sabit bir veri kümesi ve buna ilişkin bir olasılık modeli için EBO kestirimi model parametrelerinin, eldeki veriyi diğer parametre değerlerinden daha olası yapan değerlerini seçmektedir. EBO kestirim yöntemi, özellikle normal dağılım söz konusu olduğu durumda karmaşık pekçok problem için çözümü belirlemek için tek ve kolay bir yol sağlamaktadır.

Eldeki bir kestirim probleminde, gözlem kümesine ilişkin olasılık yoğunluk işlevinin bilinen bir formda olduğu ve bazı basit fakat bilinmeyen θ parametrelerine bağlı olduğu varsayılın. θ parametre kümesinin olasılık yoğunluk işlevi $p(\mathbf{x}|\theta)$ olarak verilmektedir. $p(\mathbf{x}|\theta)$ olasılık yoğunluk işlevine sahip, N boyutlu bir parametre kümesi bağımsız, özdeş dağılımlı olarak $\mathbf{X} = [x_1, \dots, x_N]$ şeklinde veriliyor olsun. Dolayısıyla, bu veri örnekleri için ortaya çıkan olasılık yoğunluk işlevi,

$$p(\mathbf{X}|\theta) = \prod_{i=1}^N p(x_i|\theta) = \mathcal{L}(\theta|\mathbf{X}) \quad (2.14)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\mathcal{L}(\theta|\mathbf{X})$ işlevi veriyi sağlayan parametrelerin olabilirliği veya olabilirlik işlevi olarak adlandırılmaktadır. Olabilirlik, $\mathbf{X}$ gözlemlerinin değeri sabitken θ parametresinin bir işlevi olarak düşünülebilir. EBO problemlerinde amaç logaritmik olabilirlik işlevini yani $\mathcal{L}$ 'yi en büyükleyen θ parametre değerinin bulunmasıdır. Diğer bir deyişle, bir θ parametresi için EBO kestirimi verilen gözlem vektörünün değerini en muhtemel değer yapan kestirim değeridir. θ^* parametresi

kestirilmek istendiğinde bu parametrenin EBO kestirimi aşağıda verilen ifade ile tanımlanmaktadır,

$$\theta^* = \arg \max_{\theta} \mathcal{L}(\theta|X) \quad (2.15)$$

EBO ilkesine göre gözlemlenen veriye ilişkin olabilirlik işlevini en büyükleyen bir parametre θ değeri bulunabilmektedir.

Analitik olarak hesaplama kolaylığı sağlamasından dolayı EBO kestiriminde logaritmik olabilirlik işlevi $\ln(\mathcal{L}(\theta|X))$ kullanılmaktadır ve logaritma işlevi monoton bir işlev olduğundan aynı kestirim değerini sağlamaktadır. Olasılık yoğunluk işlevinin biçimine bağlı olarak en büyükleme probleminin çözümü kolay veya zor olabilmektedir. Örneğin; olasılık yoğunluk işlevi $p(x|\theta)$, Gauss dağılımında ise logaritmik olabilirlik işlevi kullanılarak problemin çözümü gerçekleştirilebilir. Bununla beraber, pekçok kestirim probleminde en büyükleme yapabilmeyi sağlayacak analitik ifadeler ile karşılaşmamaktadır, bundan dolayı EBO çözümünün gerçekleştirilebilmesi için bir takım teknikler geliştirilmiştir [29].

Yeterince büyük veri kayıtları için EBO kestirimcisi yansızdır, CRS' yi sağlamaktadır ve Gauss dağılımındadır. EBO kestirimcisi, $\mathcal{N}(\theta, I^{-1}(\theta))$ dağılıma göre asimptotik (sonuşur) olarak dağılmıştır ve bu dağılım $\hat{\theta}^a \sim \mathcal{N}(\theta, I^{-1}(\theta))$ şeklinde ifade edilmektedir.

Özellikle, işaret geliş açısı (DOA) ve kaynak konum kestirimi gibi problemler için EBO kestirim yöntemleri yüksek çözünürlüklü yöntemlerdir. Algılayıcı sayısının az olduğu durumda dahi zaman adımlarının sayısı yeterince büyük olduğunda yapılan kestirimlerin asimtotik olarak yansız olmasını ve yansız istatistiksel bir kestirimcinin varyansının alt sınırını ifade etmekte olan Cramer Rao Sınırına (CRS) yaklaşan varyans değerleri vermesini sağlamaktadır [40-41]. Yöntem olarak zor olmamasına rağmen matematiksel olarak çözümü karmaşıktır ve hesaplama yükü getirmektedir. Ancak bu hesaplama yükü, iyi bilinen ve verimli bir sayısal hesaplama tekniği olan Beklenti En

Büyükleme (BEB) algoritması ile ortadan kaldırılmaktadır. BEB algoritması gözlenemeyen gizli değişkenlere dayanan model parametrelerinin EBO kestirimlerinin bulunması için kullanılmaktadır.

EBO kestirimcisinin önemli özellikleri kısaca aşağıdaki şekilde özetlenebilir,

- a) EBO kestirimci tutarlıdır. Parametre uzayı, gerçek parametrenin içinde yer aldığı açık bir kümeyi kapsamaktadır (gerçek parametre, parametre uzayının sınırında değil içerisindedir). Olasılık yoğunluk işlevinin kestirilen parametreye göre diferansiyeli hesaplanabilmektedir.
- b) Asimptotik olarak (sonuşurda) normal dağılımdadır.
- c) Asimptotik olarak (sonuşurda) en iyidir (optimal). Büyük veri uzayı için en küçük değişintili kestirimcidir.

2.4. BEKLENTİ EN BÜYÜKLEME ALGORİTMASI

İşaret işleme alanında olasılık dağılım işlevinden parametre kestirimi yaygın bir işlemidir. Pekçok kestirim probleminde gerekli veriye doğrudan erişme imkanı olmadığından veya verinin bir kısmı eksik olduğundan dolayı parametre kestirimi fazlasıyla karmaşık bir yapıdadır. Bazı durumlarda gözlem verisi farklı çıkışların bir toplamından ibarettir veya gözlem verisinin bir kısmı eksik olabilir. Beklenti En Büyükeme (BEB) bu çeşit problemleri çözmek için oldukça uygun ve kullanışlı bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır ve parametrelerin EBO kestirimlerinin yapılabilmesini sağlamamaktadır.

BEB algoritması, veri eksik ise veya doğrudan gözlemlenemeyen bazı değerler içeriyorsa belli bir olasılık yoğunluk işlevine sahip gözlemlenen bir veri kümesine ilişkin parametrelerin EBO kestiriminin bulunabilmesi için genel bir yöntemdir. BEB algoritmasının iki temel uygulama alanı bulunmaktadır. İlk olarak, gözlem esnasındaki bazı sınırlamalar veya sorunlardan dolayı verinin eksik bir takım değerler içeriyor olması durumudur. BEB algoritmasının ikinci ve daha çok kullanılan uygulama alanı ise en büyükeme işleminde olabilirlik işlevinin analitik olarak takip edilememesi durumu

söz konusu olduğunda, eksik (saklı) verinin elde olduğu varsayılarak olabilirlik işlevinin basitleştirilebilmesidir [28].

BEB algoritması iki temel adımdan meydana gelmektedir. Bu adımlar; gizli değişkenler sanki kendileri gözlemlenmiş gibi bu değişkenlerin olabilirliğinin hesaplandığı bir beklenti adımı ve bu adımı takiben, beklenti adımında bulunan beklenen olabilirliğin en büyüklenerek parametrelerin EBO kestirimlerinin hesaplandığı bir en büyükleme adımı arasında sırayla değişmektedir. En büyükleme adımında bulunan parametreler diğer bir beklenti adımını başlatmak için kullanılmaktadır ve işlem bu şekilde tekrarlanarak yakınsama sağlanıncaya kadar devam etmektedir.

BEB tekniği, başlangıç parametre değerlerine oldukça bağlıdır, yanlış başlangıç parametre seçimi yöntemin yerel bir en iyi (optimum) noktaya yakınsamasına neden olabilir ve yakınsamanın gerçekleşmesi zaman alabilir. Algoritma yürütülürken iki yineleme (iterasyon) arasında kayda değer bir fark oluşmuyorsa algoritma sonlandırılabilir.

2.4.1. Beklenti En Büyükleme Algoritmasının Genel İfadesi

Y gözlemlerin örnek uzayını göstermek üzere $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^m$ ifadesi Y uzayından bir gözlemi ve X ise doğrudan gözlenemeyen bir veri uzayı ve $m < n$ olmak üzere $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ ifadesi bu X uzayında tanımlı bir veri olsun. $\mathbf{x}$ verisi eksiksiz veri olarak adlandırılmaktadır ve doğrudan gözlenememektedir ancak $\mathbf{y}$ verisi yardımıyla elde edilebilmektedir. Burada $\mathbf{y} = \mathbf{y}(\mathbf{x})$ olmaktadır ve $\mathbf{y}(\mathbf{x})$ ifadesi çoktan bire eşlemeyi ifade etmektedir. Bir $\mathbf{y}$ gözlemi X uzayının $X(\mathbf{y})$ ile gösterilen bir alt kümesini belirtmektedir.

Eksiksiz verinin olasılık yoğunluk işlevi aşağıdaki gibi verilmektedir,

$$p_x(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta}) = p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta}) \quad (2.16)$$

burada $\boldsymbol{\theta} \in \Theta \subset \mathbb{R}^r$ yoğunluk işlevi parametrelerinin kümesidir. Ayırık raslantı değişkenleri söz konusu olduğunda olasılık kütle işlevi (pmf) kullanılmaktadır. Olasılık yoğunluk işlevi p , $\boldsymbol{\theta}$ parametresinin diferansiyeli alınabilir ve aynı zamanda sürekli

bir fonksiyonudur. θ parametresinin en büyük olabilirlik kestiriminin Θ bölgesinde olduğu varsayılmaktadır. Eksik verinin olasılık yoğunluk işlevi ise

$$g(y|\theta) = \int_{x(y)} p(x|\theta) dx \quad (2.17)$$

biçiminde yazılmaktadır.

$$L_y(\theta) = g(y|\theta) \quad (2.18)$$

(2.18) denklemi olabilirlik işlevini göstermektedir ve

$$\mathcal{L}_y(\theta) = \ln g(y|\theta) \quad (2.19)$$

logaritmik olabilirlik işlevini belirtmektedir.

$\ln p(x|\theta)$ ifadesi en büyüklenerek θ parametresi bulunmak istendiğinde logaritmik olabilirlik işlevinin hesaplanabilmesi için gerekli olan x verisinin değeri doğrudan gözlenemediği için bilinmemektedir. Dolayısıyla, eksik veri olarak adlandırılan y gözlem verisi ve o anki parametre kestirim değeri θ' yı veren logaritmik olabilirlik işlevinin $\ln p(x|\theta)$ beklentisi en büyüklenmektedir. $\theta^{(k)}$ ifadesi k . adımdaki parametre kestirimlerini göstermektedir. Buradan devam edilirse algoritmanın adımları aşağıdaki şekilde yazılmaktadır;

Beklenti adımı; Yapılan gözlemlere dayanılarak oluşturulan eksiksiz veriye ilişkin logaritmik olabilirlik işlevinin bir önceki yineleme yardımıyla hesaplanması adımıdır.

Bu adım aşağıdaki denklem ile ifade edilmektedir,

$$Q(\theta|\theta^{(k)}) = E \left[\ln p(x|\theta) | y|\theta^{(k)} \right]. \quad (2.20)$$

(2.20) eşitliğinin sağ tarafındaki ifade koşullu beklenti ifadesidir ve her beklenti adımında sabit ve biliniyor olduğu kabul edilmektedir. Sol taraftaki ifade ise eksiksiz verinin koşullu olabilirliğini belirtmektedir.

En büyükleme adımı; Bu adımda kestirilecek parametrelerin bulunması amacıyla bu parametrelere göre kestirilen olabilirlik işlevi en büyüklenmektedir, yani kestirilen olabilirliği en büyükleyen parametre değerleri bulunmaktadır.

$\theta^{(k-1)}$ değeri $Q(\theta|\theta^{(k)})$ ifadesini en büyükleyen θ değeridir,

$$\theta^{(k+1)} = \arg \max_{\theta} Q(\theta|\theta^{(k)}) \quad (2.21)$$

En büyükleme $\theta^{(k)}$ parametresinin değerine göre yapılmaktadır. BEB algoritması, kestirilecek parametre için uygun bir başlangıç değeri $\theta^{(0)}$ seçildikten sonra, yakınsama gerçekleşinceye kadar sırayla beklenti adımı ve en büyükleme adımı arasında tekrarlanmaktadır. Kestirilen parametrelerin değerlerinde bir değişiklik meydana gelmediğinde yakınsama gerçekleşmiş olur. Yakınsama için uygun bir kriter (ölçüt) $\|\theta^{(k)} - \theta^{(k-1)}\| < \varepsilon$ şeklinde gösterilebilir. $\|\cdot\|$ ifadesi uygun bir mesafe ölçütü olmak üzere ε ' un uygun bir değeri için yineleme sonlandırılmaktadır.

BEB algoritmasında kestirilen parametre değeri bir tepe noktasına ulaşınca kadar olabilirlik işlevinin değerini her yinelemede arttırmaktadır. Algoritmada diğer optimizasyon tekniklerinden farklı olarak gradyan (çok değişkenli bir işlevin her değişkene göre türevleri ile hesaplanan vektör. Yükselme veya düşme değişiminin bir ölçütüdür), Hessian matrisi (çok değişkenli bir işlevin ikinci dereceden kısmi türevlerinin oluşturduğu simetrik matris) hesabına veya herhangi bir adım uzunluğu parametresine gerek duymamaktadır.

Olasılık yoğunluk işlevi, üstel işlev ailesinin bir üyesi ise BEB algoritmasının denklem (2.20) ve (2.21)' de belirtilen genel biçimi özelleştirilip basitleştirilebilmektedir. Bu olasılık yoğunluk işlevleri aşağıdaki biçimde olmaktadır,

$$p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta}) = b(\mathbf{x}) \exp\left[c(\boldsymbol{\theta})^T \mathbf{t}(\mathbf{x})\right] / \alpha(\boldsymbol{\theta}) \quad (2.22)$$

burada $\boldsymbol{\theta}$ parametre vektörüdür. $\mathbf{t}(\mathbf{x})$ işlevi yeterli istatistik olarak adlandırılır ve eldeki veriden dağılım işlevinin parametrelerini kestirmek için gerekli bütün bilgiyi sağlayan yeterli istatistik bilgidir. $b(\mathbf{x})$, $c(\boldsymbol{\theta})$, $\alpha(\boldsymbol{\theta})$ bilinen işlevlerdir. $c(\boldsymbol{\theta})$ doğal parametre olarak adlandırılır ve doğal parametre uzayı konvektir (dışbükey). $\alpha(\boldsymbol{\theta})$ normalizasyon faktörüdür.

BEB algoritması için yakınsama en basit şekliyle; olabilirlik işlevinin azalmayacağı şekilde algoritmanın her yinelemesinde parametrenin bir değerinin hesaplanmasıdır. Bunun anlamı, olabilirlik işlevinin artık artış göstermediği yerel bir en büyük değere ulaşana kadar her yinelemede kestirilen parametrenin olabilirlik işlevinde bir artış sağlamasıdır. Algoritmanın genel (global) bir en büyük noktaya (tepe noktası) ulaşması için kesinlik bulunmamaktadır. Çoklu tepe noktası bulunan olabilirlik işlevleri için yakınsama, kestirilecek parametrenin başlangıç değerine $\boldsymbol{\theta}^{(0)}$ bağlı olarak yerel (lokal) bir tepe noktasına doğru gerçekleşebilir. Ancak BEB algoritmasının kararlı olarak bir EBO kestirimine yakınsayacağı kesindir.

BEB algoritmasının yakınsama teorisi ise aşağıda verilen şekilde ifade edilebilir;

$$k(\mathbf{x}|\mathbf{y}, \boldsymbol{\theta}) = \frac{p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta})}{g(\mathbf{y}|\boldsymbol{\theta})} \text{ olarak verilmiş olsun,}$$

burada ifadesi $k(\mathbf{x}|\mathbf{y}, \boldsymbol{\theta})$ koşullu yoğunluk olarak adlandırılmaktadır. Logaritmik olabilirlik işlevi $\mathcal{L}_y(\boldsymbol{\theta}) = \ln g(\mathbf{y}|\boldsymbol{\theta})$ aşağıdaki şekilde yazılmaktadır,

$$\mathcal{L}_y(\boldsymbol{\theta}) = \ln p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta}) - \ln k(\mathbf{x}|\mathbf{y}, \boldsymbol{\theta}) \quad (2.23)$$

Tanım; $H(\boldsymbol{\theta}'|\boldsymbol{\theta}) = E[\ln k(\mathbf{x}|\mathbf{y}, \boldsymbol{\theta}')|\mathbf{y}, \boldsymbol{\theta}]$ şeklinde bir tanımlama yapılsın.

$M : \boldsymbol{\theta}^{(k)} \rightarrow \boldsymbol{\theta}^{(k+1)}$ denklemi BEB algoritması ile (2.20) ve (2.21)' de tanımlanan eşlemeyi belirtmektedir, buradan $\boldsymbol{\theta}^{(k+1)} = M(\boldsymbol{\theta}^{(k)})$ olmaktadır.

Teorem: $\mathcal{L}_y(M(\boldsymbol{\theta}^{(k+1)})) \geq \mathcal{L}_y(\boldsymbol{\theta})$ ancak ve ancak

$$Q(M(\boldsymbol{\theta})|\boldsymbol{\theta}) = Q(\boldsymbol{\theta}|\boldsymbol{\theta})$$

ve

$$k(\mathbf{x}|\mathbf{y}, M(\boldsymbol{\theta})) = k(\mathbf{x}|\mathbf{y}, \boldsymbol{\theta}) \text{ durumunda eşitlik sağlanmaktadır.}$$

Bunun açıklaması şu şekilde yapılabilir; olabilirlik işlevi eşitlik koşulları sağlanıp tekrarlama adımları sabit bir noktaya erişinceye kadar BEB algoritmasının her yineleme adımında artmaktadır. Eğer $\boldsymbol{\theta}^*$ parametresi bir EBO parametre kestirimini gösteriyorsa,

$$\mathcal{L}_y(\boldsymbol{\theta}^*) \geq \mathcal{L}_y(\boldsymbol{\theta}), \quad \boldsymbol{\theta} \in \Theta \quad (2.24)$$

$$\mathcal{L}_y(M(\boldsymbol{\theta}^*)) = \mathcal{L}_y(\boldsymbol{\theta}^*) \quad (2.25)$$

biçimindedir. Diğer bir deyişle, yukarıda bahsi geçen teoremden belirtildiği üzere BEB algoritmasının sabit noktaları EBO kestirimlerini vermektedir. Bunun nedeni olabilirlik fonksiyonunun, sınırlı ve azalmayan

$$\mathcal{L}_y(\boldsymbol{\theta}^{(0)}) \leq \mathcal{L}_y(\boldsymbol{\theta}^{(1)}) \leq \mathcal{L}_y(\boldsymbol{\theta}^{(k)}), \quad k \rightarrow \infty \quad (2.26)$$

ve (2.26) denkleminde verilen şekilde bir dizi ortaya çıkmasını sağlayan kestirilen parametre dizisini $\boldsymbol{\theta}^{(0)}, \boldsymbol{\theta}^{(1)}, \dots, \boldsymbol{\theta}^{(k)}$ sınırlamasıdır. Kısaca şu biçimde özetlenebilir; BEB algoritmasının yakınsadığı sabit nokta yani parametre değeri gerçekte EBO kestiriminin kendisi olmaktadır [28].

2.5. KAYNAK İŞARETLERİNE GENEL BAKIŞ

Bu bölümde kestirim problemlerinde modellenen kaynak işaretleri hakkında genel birtakım bilgiler verilmiştir.

2.5.1. Dizilimin Uzak Alanında Darbantlı İşaret

x-ekseni üzerine d aralıklı P adet her yönlü algılayıcı yerleştirilmiş olsun ve bu dizilimin merkezi orjin noktasında bulunsun. Kaynaklar algılayıcılardan oldukça uzak bir mesafede bulunuyor ise bu durumda, kaynaklardan algılayıcılara gelen dalga cepheleri aradaki mesafe fazla olduğundan düzlem dalga olarak düşünülmektedir. Darbant işaret durumunda temelbant işareti $s(t)$ ile gösterilsin, bu durumda işaret

$$s(t) = e^{j\omega_0 t} \quad (2.27)$$

biçiminde yazılmaktadır. Darbantlı temelbant işareti $s(t)$, ω_0 frekansı ile module edilmektedir. Uzamsal girişimin önlenmesi amacı ile algılayıcılar arası uzaklık dalga boyunun yarısından küçük veya eşit olarak seçilmektedir

$$d \leq \lambda/2 = 2\pi c/2\omega_0, \quad (2.28)$$

burada c , işaretin ortamda yayılma hızını göstermektedir. p . algılayıcı çıkışı ifadesi

$$\mathbf{x}_p(t) = s(t - \tau) e^{j(\omega_0(t - \tau) - \mathbf{k}^T \mathbf{r})} \quad (2.29)$$

şeklinde yazılmaktadır. Bu denklemde, τ kaynak ile dizilimin merkezi arasında bulunan faz kaymasını, $\mathbf{k} = \omega_0 \alpha$ dalga sayısını, $\mathbf{r}$ konumu ve α yayılım yönündeki yavaşlama vektörünü göstermektedir. Darbant yaklaşıklığı ile temelbant işaretinde $\mathbf{x}(t)$, algılayıcılar arası gecikme ihmal edilebilmektedir. p . algılayıcı çıkışının kompleks zarfı aşağıda verilen biçimde yazılabilir;

$$\mathbf{x}_p(t) = s(t - \tau) e^{-j(\omega_0 \tau + \mathbf{k}^T \mathbf{r})}. \quad (2.30)$$

Zaman ifadesi faz merkezine göre ölçülerek tek kaynak için algılayıcı çıkışının kompleks (karmaşık) zarfı

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{d}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(t) \quad (2.31)$$

biçiminde yazılmaktadır. Dizilim yönlendirme vektörü $\mathbf{d}(\boldsymbol{\theta}) = e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}}$, dizi eksenine göre $\boldsymbol{\theta}$ olan faz gecikmesi bilgisini içermektedir. Sistemin doğrusallığından dolayı toplamsallık ilkesi uygulanabilir ve aynı merkez frekanslı M adet darbant işareti için model $\mathbf{x}(t) = \mathbf{D}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(t)$ biçiminde yazılmaktadır. $P \times M$ boyutlu $\mathbf{D}(\boldsymbol{\theta})$ matrisi, her sütunu farklı bir kaynağa ait dizilim yönlendirme vektörlerini $\mathbf{D}(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{d}(\boldsymbol{\theta}_1), \mathbf{d}(\boldsymbol{\theta}_2), \dots, \mathbf{d}(\boldsymbol{\theta}_M)]$ içeren dizilim yönlendirme matrisidir. Algılayıcıların aldığı işaretleri gösteren vektör $\mathbf{y}(t)$, ve bu vektörün p . bileşeni $y_p(t)$ olan sütun vektörü, $\mathbf{x}(t)$ ise M adet kaynaktan gelen $\mathbf{s}_m(t)$ işaretlerinden meydana gelen sütun vektörüdür. $\boldsymbol{\theta}$ vektörü M adet kaynak için kaynak konumlarının bilgisini içermektedir, $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \dots, \theta_M]^T$. Ortam gürültüsünde gözönüne alınarak model aşağıdaki şekilde yazılabilir,

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{D}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(t) + \mathbf{w}(t), \quad t \in \{1, \dots, N\} \quad (2.32)$$

Gürültünün uzamsal ve zamansal olarak durağan, beyaz, kaynaklarla ilintisiz ve dairesel simetrik olduğu varsayılmaktadır. İlinti matrisi $E[\mathbf{w}(t_1)\mathbf{w}^H(t_2)] = \sigma^2 \mathbf{I} \delta(t_1 - t_2)$, $\delta(\cdot)$ Kronecker deltası, $\mathbf{I}$ birim matristir. Gürültünün dairesel simetri özelliğinden dolayı $E\mathbf{w}[\mathbf{w}(t_1)\mathbf{w}^T(t_2)] = 0$ ifadesi yazılabilmektedir.

2.5.2. Dizilimin Yakın Alanında Darbantlı İşaret

Bazı uygulamalarda kaynaklar algılayıcı alanından çok uzakta değildir veya algılayıcı ağının yerleştirildiği alan içerisinde yer almaktadır. Bu durumda, düzlem dalga yaklaşıklığı geçerliliğini yitirmektedir ve kaynaklar ile algılayıcılar arasındaki uzaklıklar gözönüne alınmaktadır. Tek bir kaynaktan r uzaklığında bulunan yuvarsal dalga denkleminin çözümü $\mathbf{x}(r, t) = (1/r)(t - r/c)$ şeklindedir. Darbant işareti $\mathbf{x}(t) = \mathbf{s}(t)e^{j(\omega_0 t)}$ gözönüne alınırsa, dizilim çıkışının kompleks (karmaşık) zarfı

$$\mathbf{x}_p(t) = (1/r_p) \mathbf{u}(t - r_p/c) e^{-j(\omega_0 r_p/c)} \quad (2.33)$$

şeklinde yazılmaktadır, burada r_p kaynaktan p . algılayıcıya olan uzaklıktır.

r_c kaynaktan dizilimin faz merkezine olan uzaklık ve $\mathbf{p}_p$ ise p . algılayıcının konumu göstermek üzere, darbant yaklaşımı gözönüne alınarak faz merkezine ulaşan işarete göre zaman orijini kaydırılarak çıkış şu şekilde yazılabilir,

$$\mathbf{x}_p(t) = (1/r_p) \mathbf{s}(t) e^{-j(\omega_0(r_p - r_c)/c)} = \mathbf{d}(\mathbf{p}_p) \mathbf{s}(t). \quad (2.34)$$

Toplamsallık ilkesi kullanılarak M adet kaynak için model

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{D}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{s}(t) + \mathbf{w}(t), \quad t \in \{1, \dots, N\} \quad (2.35)$$

şeklinde yazılmaktadır. $\mathbf{D}(\boldsymbol{\theta})$ matrisi uzak alan yerine yakın alan yönlendirme vektörlerini içermektedir. Uzak alan durumundan farklı olarak yakın alan durumunda dizilimin cevabı geliş açısı ile birlikte aynı zamanda uzaklığa bağlı olmaktadır.

2.5.3. Genişbantlı İşaretler

Genişbantlı temel bant işaret durumunda işaret artık darbant işaret yaklaşıklığı ile ifade edilemez. Bunun nedeni, belli zaman gecikmeleri için faz kaymasının işaretin frekans bileşenlerine bağlı olmasıdır. Genişbant işaretler söz konusu olduğunda zaman domeninde çalışabilmek için frekans bileşenlerinde oluşan faz kaymaları işaret modelinde ve kullanılan algoritmada gerçek zaman gecikmeleri olarak ifade edilmelidir. Ancak, genişbant işaret modelinde bu zaman gecikmeleri basit faz kaymaları olarak gösterilememektedir.

Bazı genişbant işaretli uygulamalarda işaret görüngesi, darbant modelinin uygulanabileceği birçok darbant frekans aralıklarına ayrılmaktadır. Bu durumda sadece kaynakların konumları ile değil aynı zamanda her kaynağın frekans bileşimi ile de ilgilenilmektedir. Bununla beraber Fourier dönüşümü kullanılarak darbant bir işaret modeli her frekans için aşağıdaki şekilde yazılabilir,

$$\mathbf{X}(\omega) = \mathbf{D}(\omega) \mathbf{S}(\omega) + \mathbf{W}(\omega), \quad \omega \in \{\omega_1, \dots, \omega_w\} \quad (2.36)$$

burada $\mathbf{X}(\omega)$ ve $\mathbf{S}(\omega)$ sırası ile algılayıcı çıkışı $\mathbf{x}(t)$ ve kaynak işareti $\mathbf{s}(t)$ 'nin Fourier dönüşümüdür. Darbant durumunda sadece bir tane dizilim yönlendirme matrisi bulunmaktadır oysa genişbant durumunda her frekans bileşeni ω , yeni bir dizilim yönlendirme matrisi $\mathbf{D}(\theta, \omega)$ oluşturmaktadır.

Geliştirilen yöntemlerde genişbant işaretin ayrıldığı her alt frekans bandı ayrı ayrı veya bileşik olarak işlenebilmektedir. Her frekans bandının ayrı ayrı işlendiği durumda işlem yükünün fazla olmamasına karşın bileşik frekans işleme durumunda kaynak konum kestirimi için daha iyi bir sonuç elde edilebilmektedir.

2.6. GENİŞBANTLI İŞARETLER İÇİN GELİŞTİRİLMİŞ YAKLAŞIMLAR

Genişbant işaret kullanılan bir uygulamada işaretlerin frekans içerikleri çakışmıyorsa bant geçiren filtreler kullanılarak birbirinden ayrılabilir ancak asıl zorluk işaretlerin aynı frekans bandında bulunduğu durumda ortaya çıkmaktadır. Bu durumda, işaretler için kaynak konumu belirleme probleminde genişbant dizilim işleme yöntemleri kullanılmaktadır.

Günümüze kadar çeşitli çalışmalar yapılarak genişbant dizilim işleme için birtakım farklı yaklaşımlar ortaya konmuştur [33]. Bazı yöntemlerde genişbant işaretlerin frekans spektrumu darbant işaretler oluşturacak şekilde örneklenebilmektedir. Örnekleme işlemi zaman örneklerinin ayrık Fourier dönüşümü (DFT – Discrete Fourier Transform) veya süzgeç bankaları kullanılarak yapılmaktadır. Bu darbant işaretleri aynı geliş açısına (DOA – Direction Of Arrival) sahiptir ve her işaretin frekansı örnekleme aralığına bağlıdır. Dolayısıyla, bu darbant işaretler için işleme frekansı farklıdır ve aynı zamanda her darbant işareti diğer işaretlerin koordinatlarından farklı bir koordinat sistemine sahiptir.

Evre uyumlu bir yaklaşımda, farklı frekans aralıklarındaki veri bazı dönüşüm matrisleri yardımıyla tek bir koordinat sistemine dönüştürülmektedir. İyi bilinen diğer bir yaklaşım olan evre uyumlu işaret alt uzay işleme yönteminin (CSM – Coherent Signal

Subspace Processing Method) eksikliği kestirimin asimtotik (sonuşur) olarak yanlı oluşudur. Bu yüzden CSM algoritması ile yansız DOA kestirimi yapılamamaktadır fakat DOA kestiriminin yanlılığı en aza indirilebilmektedir. Literatürde CSM algoritmasından yararlanılarak geliştirilen asimtotik olarak yansız DOA kestirimi sağlayan bazı alternatif evreuyumlu yöntemler bulunmaktadır. Bununla beraber geliştirilen bu yöntemler hesaplama yükünü oldukça arttırmaktadır.

Yüksek c z n rl kl  çoklu işaret sınıflandırma algoritması (MUSIC – Multiple Signal Classification) ve rotasyonel değişimsiz teknikler ile parametre kestirimi (ESPRIT – Estimation of Parameters by Rotationally Invariant Techniques) algoritmaları temel olarak darbant işaretili problemlerin c z m  için geliştirilmiştir. Bu yüzden doğrudan genişbant işaretler için kullanılamamaktadır. Genişbant işaretlerde spektrum (g r nge) frekans bölgesinde uzandığından işaretleri ayırmak için zamansal süzgeçleme işlemi gerekmektedir. Zamansal süzgeçleme, işaretlerin frekans g r ngesini içerdiğinden işaretlerden yararlı bilgiyi elde etmek için kullanılmaktadır. Genişbant dizilim işleme için kullanılan bazı yaklaşımlarda, bir ilinti matrisi oluşturulmaktadır ve bunun için gözlem vektörleri kullanılmaktadır. Işaret ve gürültü alt uzay kavramları temelde darbant işaret modelleri için çıkarılmıştır ve genişbant işaretler için uyarlanarak genişletilmiştir. Bu kavramlar yardımıyla genişbant işaret yayan kaynağın konumunun bulunabilmesi için MUSIC algoritmasına benzer bir algoritma geliştirilmiştir.

Alternatif yöntemler algılayıcı çıkışlarının darbant işaret oluşturmak için frekans bölgesinde örneklenmesi metodunu kullanmaktadır. Evre uyumsuz işaret alt uzay yönteminde (ISM – Incoherent Signal Method) DOA kestirimi için darbant işaretler işlenmektedir [34] ve c z m  elde etmek amacı ile bu sonuçlar birleştirilmektedir. Evre uyumlu kaynaklar bu yaklaşımla c z lememektedir. Dahası, bu c z m n verimliliği düşük İGO (Işaret Gürültü Oranı) ve birbirine yakın konumlanmış kaynaklar için düşük olmaktadır.

ISM yöntemine alternatif olarak belirli bir alt uzayda darbant işaretlerin enerjisini yoğunlaştıran ve yapılan kestirimin doğruluğunu kuvvetlendiren CSM algoritması kullanılmaktadır. Bu işlem odaklanma olarak bilinmektedir. Yöntemde darbant bileşenlerine odaklanarak dar bant ilinti matrisinin özelliklerini gösteren genelgeçer

ilinti matrisi oluşturulmaktadır. CSM evre uyumlu kaynaklar için çözüm sağlamaktadır. Ancak genişbant işaret belirleme ve kestirimi için etkin bir yöntem olmasına rağmen asimtotik yanlı olduğundan DOA kestirimi için hatalı sonuçlar ortaya çıkarabilmektedir. Yanlılık, kaynakların bant genişliği ve odaklanan DOA gerçek geliş değerinden farklılaştıkça artmaktadır. Odaklanma frekansı uygun seçildiğinde yanlılığın azalmasına rağmen CSM ile yansız kestirim yapılamamaktadır.

CSM algoritmasının geliştirilmiş bir uyarlaması birim odaklanma matrislerini kullanmaktadır. Bu teknik rotasyonel işaret alt uzay yöntemidir (RSS – Rotational Signal Subspace). Birim dönüşüm bir odaklanma kaybına yol açmamaktadır [22]. Odaklanma kaybı birim matrislerin kullanımı için bir performans ölçüsüdür. Birim odaklanma matrisleri, her frekans aralığında, dönüştürülen konum matrisleri ve odaklanma konum matrisleri arasındaki farkın normunun en az kareler (LS – Least Squares) en küçüklemesine dayanılarak belirlenir.

3. MALZEME VE YÖNTEM

Bir algılayıcı ağı vasıtasıyla genişbantlı temel bant (broadband) işaret yayan kaynak konumu bulma problemi radar, sonar, sismoloji ve kaynak konumlandırması gibi uygulamalarında içeren izleme ve veri toplama gibi pek çok araştırma sahasında ortaya çıkmıştır [15],[46]. Bazı uygulamalarda ilgilenilen kaynak işareti genişbantlı temel bant (broadband) işaretidir, örneğin; çoğunlukla akustik kaynaklar gerçel değerli (reel) module edilmemiş temel bant işareti yaymaktadır. İşaret genişbantlı temel bant işareti olduğu durumda darbantlı işaret durumunda olduğu gibi işarete ilişkin zaman gecikmeleri basit faz kaymaları şeklinde ifade edilememektedir ve kaynak konumlandırma probleminde göz önüne alınmalıdır. Kaynak işaretlerinin geliş açısını kestirmek için bir takım yaklaşımlar bulunmakla beraber bu yöntemlerin pekçoğu özellikle darbant işaretler için geliştirilmiş olup genişbant kaynak işaretleri için daha sonra uyarlanmaya çalışılmıştır. Genişbant işaretler söz konusu olduğunda konum kestirimi probleminin bilinen algoritmalar yerine farklı yaklaşımlar ile çözülmesi gerekmektedir.

Algılayıcı uygulamalarında sıklıkla karşılaşılan kaynaklar akustik ve sismik (titreşimli) kaynaklardır. Bu kaynakların birbirinden farklı ve benzer özellikleri bulunmaktadır. Ayrıca radyo frekansı (RF) işaret yayan, kızılötesi (IR) işaret yayan ve manyetik kaynaklarda bulunmaktadır. Örneğin; araç ve kamyon gibi tekerlikli araçların yanı sıra titreşimli makinelerin hepsi akustik veya sismik dalga formları üretmektedir.

Radar ve sonar gibi aktif algılama sistemlerinde algılayıcı (radar veya sonar) biçimi ve özellikleri algılayıcı tarafından bilinen bir işaret yaymaktadır. Yayılan işaret ortamda bulunan ve konumu kestirilmek istenen kaynağa çarparak geri döner. Bu işaretin geri dönüş süresi ve diğer bilinen özellikleri kullanılarak kaynağın o anki konumu kestirilebilir. Ancak pasif algılama sistemlerinde algılayıcılar herhangi bir işaret yaymayıp sadece dinleme durumunda bulunmaktadır. Bu tür algılama ağlarında hareketli veya hareketsiz işaret yayan kaynağın konumunun belirlenebilmesi, kaynağın

yaydığı işaretin algılayıcılar tarafından alınıp uygun algoritmalar ile işlenmesi vasıtasıyla gerçekleşmektedir. Dolayısıyla pasif algılayıcı ağlar ile konum kestirimi aktif sistemlere nazaran daha zor olmaktadır ve verimli yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır.

Bir alana yerleştirilen algılayıcı ağının yakın alanındaki bir cismin yaydığı işaretin cephesi yuvarsal olacaktır. Bu durumda düzlemsel dalga yaklaşıklığı geçerliliğini yitirmektedir. Bu sebepten algılayıcılar arası mesafeden kaynaklanan ve her algılayıcı için farklı olan kaynak işaretinin algılayıcılara ulaşma zamanını belirten zaman gecikmeleri özellikle genişbantlı kaynak durumunda önem kazanmaktadır.

Bu çalışmada genişbant kaynak konumu kestirimi için öncelikle en yalın durumdan başlanarak yöntemler geliştirilmiştir. Önerilen algoritmaya taban teşkil eden ve anten diziliminin yakınında bulunan hareketli kaynağın yaydığı darbant işaretin geliş doğrultusu ve uzaklık parametresinin ortak kestirimi için en büyük olabilirlik kestirimcisinin çözümü yinelemeli beklenti en büyükleme (YBEB) algoritması ile gerçekleştirilmiştir [36-39,47]. Bu çalışmalara dayanılarak genişbant işaret yayan kaynak için frekans domeninde BEB algoritması tabanlı EBO kestirim yöntemi kullanılarak kaynağın koordinatlarının kestirilmesi problemi için çözüm sağlanmıştır. Son olarak, bu çözümlerden yola çıkılarak genişbantlı temel bant işaret yayan kaynakların konum kestirimi problemi için zaman domeninde BEB tekniği ile çözümü yapılan gözlem gecikmesi zamanı telafili EBO kestirim algoritması tabanlı yöntem önerilmiştir [49]. Ayrıca kaynak hareketli ise her bir zaman çerçevesinde kaynağın konumu kestirilerek hareketli kaynak takip edilmiştir.

Önerilen bu algorithmada kestirim problemi algılayıcı ağı vasıtasıyla elde edilen gözlem verisinin içerdiği gözlem gecikmesi zamanı bilgisi faydalı şekilde kullanılarak çözülmüştür. Algılayıcılar için daha önceden belirlenmiş olan en uzak kestirim mesafesinde bulunan algılayıcıya kaynak işareti ulaştıktan sonra boyutu belli bir zaman çerçevesi boyunca veri toplanmaktadır. Bu çözümde, zaman bölgesinde işaret yayan kaynakların konumu kestirilmektedir. Algılayıcıların ortam içerisinde dağınık bir halde bulunmasından dolayı her algılayıcı için alınan işaret, birbirinden genlik ve faz açısından farklı olmaktadır. Algorithmada algılayıcılardan toplanan veri çerçeve çerçeve

işlenmektedir böylelikle işaretin hızlı işlenmesi ve zaman kaybının önlenmesi sağlanmaktadır.

Bu bölümde öncelikle genişbant işaret modeli verilmiştir. Ardından önerilen algoritmaya taban teşkil eden frekans domeni çözüm verilmiştir. Daha sonra kaynakların konum kestirimi için gözlem gecikmesi zaman telafili EBO algoritması sunulmuştur. Son olarak CRS ifadelerinin çıkarımı yapılarak algoritmanın başarımı incelenmiştir.

3.1. FREKANS DOMENİNDE EBO KESTİRİMCİSİ TABANLI YÖNTEM İLE KAYNAK KONUMU KESTİRİMİ

Önerilen bu algoritmada, DFT kullanılarak genişbant işaret modeli zaman bölgesindeki bilinen yapısı muhafaza edilerek frekans bölgesinde ele alınmıştır. Bu sayede, her alt frekans değeri için işaret görüngesi darbant işaret modelinde olduğu gibi gösterilebilmektedir. Ardından frekans domeninde ele alınan bu model kullanılarak yapılacak olan kaynak konum parametrelerinin kestirimi için EBO kestirimcisi en genel halde elde edilmiştir. Bu yaklaşım ile bağımsız, özdeş, beyaz Gauss gürültüsü varsayımı altında kaynak konumunun bulunması sağlanmaktadır.

EBO kestirim yöntemi, kestirilen parametre için verimli bir kestirim yöntemi olmakla beraber analitik çözümü kolayca yapılamamaktadır ve fazlasıyla hesaplama yükü gerektirmektedir. Fakat EBO kestiriminin karmaşıklığı BEB algoritması yani en yalın anlatımıyla toplamsallık ilkesinin kullanılması ile oldukça azalmaktadır. BEB algoritmasında gözlemlenen eksik veri, eğer her kaynağın etkisi ayrı ayrı gözlemlenseydi bu durumda elde edilebilecek algılayıcı çıkışlarına ilişkin işaretleri içeren eksiksiz veri uzayından çoktan bire eşleme ile elde edilmektedir.

Genişbant işaretler söz konusu olduğunda Fourier dönüşümü yapılarak oluşturulan her alt frekanstaki işaret darbant işaretlere benzer şekilde yazılabilmektedir. Genişbant işaretlerde, her algılayıcının konumunun farklı olması nedeniyle algılayıcı çıkışlarındaki işaretlerde meydana gelen faz gecikmeleri, işarettaki frekans bileşenlerine göre değişmektedir. Bu durumda, zamandaki gecikmeler, darbant işaretlerde olduğu gibi

basit faz gecikmeleri biçiminde yazılamamaktadır. Dolayısıyla, genişbant işaretler için frekans bölgesinde çözüm yapmak bir takım kolaylıklar sağlamaktadır [42-43].

3.1.1. Frekans Domeninde Genişbant İşaret Modelinin İfadesi

Eldeki konum kestirimim probleminde genişbantlı temel bant işaret yayan M adet kaynak ve ortamı pasif olarak dinleyerek herhangi bir işaret yaymayan P adet algılayıcı bulunuyor olsun. Burada $P > M$ olduğu kabul edilmektedir. Algılayıcılar yerleştirildikleri alanda dağınık durumda bulunmaktadır. Aynı zamanda algılayıcıların tüm yönlerden eşit algılama yaptıkları ve özdeş oldukları varsayılmaktadır. t zaman anında p . algılayıcının m . kaynaktan aldığı gerçel (reel) değerli işaret için genel halde işaret modeli aşağıda verilmektedir,

$$x_p(t) = \sum_{m=1}^M \frac{s_m(t - t_{pm})}{|\vec{r}_m(t - t_{pm}) - \vec{r}_p(t - t_{pm})|} + w_p(t) \quad (3.1)$$

$$t = 0, \dots, L-1, \quad p = 0, \dots, P-1, \quad m = 0, \dots, M-1$$

ve bu ifade de,

M ; kaynak sayısını,

P ; algılayıcı sayısını,

s_m ; m . kaynak işaretini,

t_{pm} ; p . algılayıcı ile m . kaynak arasındaki zaman farkını,

w_p ; sıfır ortalamalı, bağımsız, özdeş dağılımlı, σ^2 varyanslı, beyaz Gauss gürültüsünü,

r_m ; m . kaynak konumunu,

r_p ; p . algılayıcı konumunu

göstermektedir.

p . algılayıcı konumu ile m . kaynak konumu arasındaki uzaklık aşağıdaki şekilde yazılmaktadır,

$$\begin{aligned} \vec{r}_{pm} &= \vec{r}_p - \vec{r}_m \\ |\vec{r}_{pm}| &= \sqrt{(x_m - x_p)^2 + (y_m - y_p)^2} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Buradan p . algılayıcı ile m . kaynak arasındaki zaman gecikmesinin ifadesi,

$$t_{pm} = \frac{|\vec{r}_{pm}|}{V_s} = \frac{|\vec{r}_p - \vec{r}_m|}{V_s} = \frac{\sqrt{(x_m - x_p)^2 + (y_m - y_p)^2}}{V_s} \quad (3.3)$$

biçiminde gösterilmektedir ve,

x_m ; m . kaynağın x koordinatını

x_p ; p . algılayıcının x koordinatını

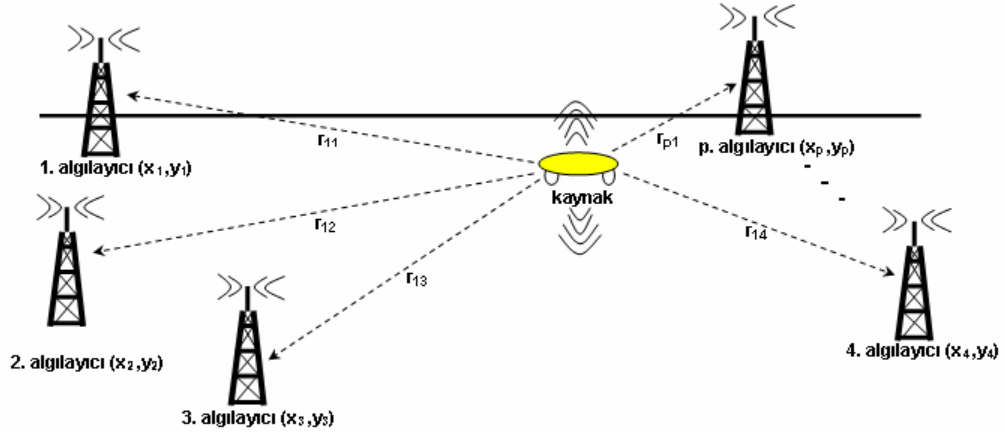
y_m ; m . kaynağın y koordinatını

y_p ; p . algılayıcının y koordinatını

V_s ; örnek başına yayılım hızını göstermektedir.

Burada işaret kazançları (zayıflama katsayısı) $\alpha_{pm} = 1/|\vec{r}_{pm}(t - t_{pm})|$ olarak tanımlanmaktadır.

α_{pm} 'nin her veri bloku için sabit olduğu varsayılmaktadır. Bir algılayıcı ağı alanında dağınık olarak yerleştirilmiş bir küme algılayıcı ve kaynağın gösterimi şekil 3.1.' de verilmiştir.



Şekil 3.1. Bir algılayıcı alanında dağınık şekilde yerleştirilmiş P algılayıcı ile M kaynak

Denklem (3.1) daha derli toplu şekilde yeniden yazılırsa,

$$x_p(t) = \sum_{m=1}^M \frac{s_m(t - t_{pm})}{|\vec{r}_p(t - t_{pm}) - \vec{r}_m(t - t_{pm})|} + w_p(t)$$

$$x_p(t) = \sum_{m=1}^M \frac{s_m(t-t_{pm})}{|\vec{r}_{pm}(t-t_{pm})|} + w_p(t)$$

$$x_p(t) = \sum_{m=1}^M \alpha_{pm} \cdot s_{pm}(t-t_{pm}) + w_p(t) \quad (3.4)$$

sonuçta (3.3) denklemi elde edilmektedir.

L örnekli bir veri bloku için her algılayıcının aldığı işaret N noktalı DFT hesaplanarak frekans domenine dönüştürülmektedir.

$$X(k) = DFT\{x\}_N = \alpha_{pm} \cdot S_{pm}(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi k t_{pm}}{N}} + W_p(k), \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (3.5)$$

Algılayıcılar tarafından alınan işaretin frekans domeni işaret modeli aşağıdaki şekilde yazılmaktadır,

$$X(k) = D(k) \cdot S(k) + W_p(k), \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (3.6)$$

Her algılayıcı için frekans domenindeki veri aşağıdaki biçimde verilebilir,

$$X(k) = [X_1(k) \quad X_2(k) \quad \dots \quad X_p(k)]^T \quad (3.7)$$

Her kaynak için dizilim yönlendirme matrisi aşağıda yer alan denklemde gösterilmektedir,

$$D(k) = \begin{bmatrix} d^{(1)}(k) & d^{(2)}(k) & \dots & d^{(M)}(k) \end{bmatrix}^T \quad (3.8)$$

Bu matrisin bileşenleri olan dizilim yönlendirme vektörleri her algılayıcıyla ilişkili olarak şu şekilde ifade edilmektedir,

$$d_p^{(m)}(k) = \alpha_{pm} \cdot e^{-j \frac{2\pi k t_{pm}}{N}}$$

$$d^{(m)}(k) = \begin{bmatrix} d_1^{(m)}(k) & d_2^{(m)}(k) & \dots & d_p^{(m)}(k) \end{bmatrix}^T \quad (3.9)$$

Her kaynak için frekans domeninde işaret vektörü aşağıdaki şekilde belirtilmektedir,

$$S(k) = \begin{bmatrix} S_1(k) & S_2(k) & \dots & S_M(k) \end{bmatrix}^T. \quad (3.10)$$

Frekans domeninde oluşturulan model derli toplu bir şekilde matris-vektör notasyonunda aşağıda verilen biçimde yazılmaktadır.

$$\begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ \dots \\ X_p(k) \end{bmatrix}_{P \times 1} = \begin{bmatrix} \alpha_{11} \cdot e^{-j \frac{2\pi k}{N} t_{11}} & \alpha_{12} \cdot e^{-j \frac{2\pi k}{N} t_{12}} & \dots & \alpha_{1m} \cdot e^{-j \frac{2\pi k}{N} t_{1m}} \\ \alpha_{21} \cdot e^{-j \frac{2\pi k}{N} t_{21}} & \alpha_{22} \cdot e^{-j \frac{2\pi k}{N} t_{22}} & \dots & \alpha_{2m} \cdot e^{-j \frac{2\pi k}{N} t_{2m}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{p1} \cdot e^{-j \frac{2\pi k}{N} t_{p1}} & \alpha_{p2} \cdot e^{-j \frac{2\pi k}{N} t_{p2}} & \dots & \alpha_{pm} \cdot e^{-j \frac{2\pi k}{N} t_{pm}} \end{bmatrix}_{P \times M} \begin{bmatrix} S_1(k) \\ S_2(k) \\ \vdots \\ S_M(k) \end{bmatrix}_{M \times 1} + \begin{bmatrix} W_1(k) \\ W_2(k) \\ \vdots \\ W_p(k) \end{bmatrix}_{P \times 1} \quad (3.11)$$

Gürültü görüngen vektörünün her bileşeni sıfır ortalamalı, Gauss dağılımlı, $L\sigma^2$ varyanslıdır. Frekans domenine dönüşüm yapıldığında merkezi limit teoremine göre gürültü Gauss dağılımına yakınsamaktadır. Frekans domeninde işaretin görüngesi simetrik olduğundan $N/2$ noktanın gözönüne alınması yeterli olmaktadır. Frekans bölgesinde oluşturulan işaret modeli ifadesi için EBO çözümü BEB algoritması kullanılarak yapılmıştır.

3.1.2. EBO Kestirimcisinin BEB Algoritması İle Frekans Domeninde Çözümü

EBO kestirim algoritması gözlem takımının olabilirlik işlevinin kestirilecek parametreye göre en büyüklenmesi esasına dayanmaktadır. Kestirim yönteminde işlem yükü açısından bir takım kolaylıklar sağlanmasından dolayı logaritmik olabilirlik işlevi en büyüklenmektedir.

Gerçel değerli genişbant işaret yayan kaynak için önerilen EBO kestirimcisinin BEB çözümü, işaretin genişbant özelliğinden dolayı her alt banttaki bilginin bir bileşimidir. Algılayıcılar vasıtasıyla alınan gözlem verisine dayanılarak genişbant kaynağın konumunun (koordinatlarının) belirlenmesi istenmektedir. Algoritmayla ilgili olarak eldeki kestirim problemine ilişkin parametre vektörü $\boldsymbol{\vartheta} \in \mathfrak{R}^{(N+2)M \times 1}$ aşağıda verilen şekilde tanımlanmaktadır,

$$\boldsymbol{\vartheta} = [\mathbf{S}^T, \mathbf{x}^T, \mathbf{y}^T]^T \quad (3.12)$$

Kaynak işareti $\mathbf{s} \in \mathfrak{R}^{NM \times 1}$, kaynak koordinat parametreleri $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^{M \times 1}$ ve $\mathbf{y} \in \mathfrak{R}^{M \times 1}$ olarak verilmektedir. Gözlem verisi (algılayıcı çıkışları) normal dağılımlıdır, gürültü vektörünün ortak değişinti matrisi $\sigma^2 \mathbf{I}$ ’ dir ve beyaz Gauss gürültüsü olduğu varsayılmaktadır.

Algılayıcı çıkışlarındaki gözlem verisinin bileşik olasılık yoğunluk işlevi aşağıdaki gibi verilmektedir,

$$f(\mathbf{X}; \boldsymbol{\vartheta}) = \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2} \right)^{-NP} \times e^{\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^N [\mathbf{X}(k) - \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{y})\mathbf{S}(k)]^T \mathbf{I}^{-1} [\mathbf{X}(k) - \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{y})\mathbf{S}(k)] \right)} \quad (3.13)$$

Algılayıcı çıkışlarının (eksik verinin) logaritmik olabilirlik işlevi, gereksiz terimler atıldıktan sonra düzenlenip yeniden yazıldığında aşağıda verilen şekilde yazılmaktadır.

$$\mathcal{L}(\mathbf{X}; \boldsymbol{\vartheta}) = -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^N [\mathbf{X}(k) - \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{y})\mathbf{S}(k)]^T \mathbf{I}^{-1} [\mathbf{X}(k) - \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{y})\mathbf{S}(k)] \quad (3.14)$$

Logaritmik olabilirlik işlevi kaynak konum parametreleri $(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ ile kaynak işareti $\mathbf{S}(k)$ göre sırayla en büyüklenmektedir. Olabilirlik işlevi önce $(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ sabit tutularak kaynak işareti $\mathbf{S}(k)$ ’ ye göre en büyüklenmektedir, bunun ardından $\mathbf{S}(k)$ sabit tutularak $(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ ’ ye göre en büyüklenmektedir. Ancak ikinci adımda yer alan bu en büyükleme probleminin kapalı formda bir çözümü yapılamamaktadır. Frekans

domeninde, BEB tekniği kullanılarak hesaplama karmaşıklığı azaltılmış EBO kestirimcisinin çözümü ilerleyen kısımda sırası ile verilmektedir.

Kestirilecek konum parametre $\{\mathbf{x}, \mathbf{y}\}$ değerleri için denklem (3.14) ile verilen ve gözlemlere ait logaritmik olabilirlik işlevini en büyükleyen $\hat{\mathbf{S}}(k)$ değeri elde edilir. Kestirilen kaynak işareti ifadesi aşağıdaki biçimde yazılmaktadır,

$$\hat{\mathbf{S}}(k) = \mathbf{D}^\dagger(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \mathbf{X}(k) \quad (3.15)$$

bu denklemde yer alan $\mathbf{D}^\dagger(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = [\mathbf{D}^T(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{y})]^{-1} \mathbf{D}^T(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ ifadesi dizilim yönlendirme matrisinin $\mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ yalancı tersidir (pseudo inverse). Denklem (3.15) yardımıyla elde edilen $\hat{\mathbf{S}}(k)$ değerleri logaritmik olabilirlik işlevinde yerine yerleştirilerek bu denklemi en büyükleyen parametre değerleri $\{\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{y}}\}$ aşağıda verilen denklem yardımıyla bulunmaktadır,

$$\{\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{y}}\} = \arg \max_{\{\mathbf{x}, \mathbf{y}\}} \text{tr} [\mathbf{D}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \mathbf{D}^\dagger(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \hat{\mathbf{C}}_x] \quad (3.16)$$

Denklemde yer alan $\hat{\mathbf{C}}_x = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \mathbf{X}(k) \mathbf{X}(k)^T$ ifadesi gözlem takımı kullanılarak elde edilen ortak değişinti matrisidir. Denklem (3.16) ile belirtilen ifadenin kapalı biçimde bir çözümü bulunamadığından BEB algoritması ile gerekli çözüm yapılmaktadır.

Gözlem verileri (eksik veri) ile bu veriler vasıtasıyla elde edilen varsayıma dayalı veriler diğer bir deyişle; eksiksiz veri kavramları yardımıyla BEB algoritması hesaplama verimliliği sağlayan bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. Eksiksiz veri ile ifade edilen kavram, eğer sadece m . kaynağın etkisi görülebilseydi algılayıcı çıkışlarında gözlemlenebilecek işareti belirtmektedir ve eksiksiz veri uzayından eksik veri uzayına çoktan bire eşleme yapılmaktadır. Bu çözümde eksiksiz veri $\mathbf{Y}(k)$, algılayıcı çıkışını frekans domeninde işaret ve gürültü bileşenlerine ayırmak suretiyle

elde edilmektedir. Gözlemler ile elde edilen veri frekans domeninde çerçeve çerçeve işlenmektedir. Eksiksiz veriye ilişkin ifade aşağıdaki biçimde yazılmaktadır,

$$\mathbf{Y}_m(k) = \mathbf{D}_m(\mathbf{x}_m, y_m) S_m(k) + \mathbf{W}_m(k), \quad 1 \leq m \leq M. \quad (3.17)$$

$\mathbf{W}_m(k)$ ile m . kaynağın Gauss gürültüsünün DFT alınarak elde edilen frekans domenindeki ifadesidir. m . $\mathbf{Y}_m(k)$ vektörünün ortalaması $\mathbf{D}_m(\mathbf{x}_m, y_m) S_m(k)$ ve değişinti matrisi (varyansı) $\sigma^2 \mathbf{I}/M$ olmaktadır. Eksiksiz veri ile eksik veri arasında doğrusal bir dönüşüm ilişkisi bulunmaktadır, bu aşağıdaki denklem ile ifade edilmektedir,

$$\mathbf{X}(q) = \sum_{m=1}^M \mathbf{Y}_m(q), \quad 1 \leq q \leq Q \quad (3.18)$$

buradaki denklemde,

q ; DFT çerçevesinin numarasını (kaçıncı çerçeve olduğunu),

Q ; DFT çerçevelerinin adedini belirtmektedir.

Genel durumda eksiksiz veriye ait logaritmik olabilirlik işlevi,

$$\mathcal{L}(\mathbf{Y}; \boldsymbol{\theta}) = - \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^M \left| \mathbf{Y}_m(k) - \mathbf{D}_m(\mathbf{x}_m, y_m) S_m(k) \right|^2 \quad (3.19)$$

olarak yazılmaktadır ve eksiksiz veri $\mathbf{Y}$ aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır.

$$\mathbf{Y} = \left[\mathbf{Y}^T(1) \mathbf{Y}^T(2) \dots \mathbf{Y}^T(N) \right]^T \quad (3.20)$$

Böylece gözlemlenen işaret (eksik veri) M adet bileşene ayrılmaktadır. Kaynak konumu parametre değerlerini kestirmek için gözlemlenen verinin yanısıra $\mathbf{Y}_m(k)$ ' nında bilinmesi gerekmektedir. Problemden EBO kestirimcisinin çözümünde kullanılan

BEB algoritmasının $i+1$. yineleme adımında beklenti ve en büyükleme olarak iki aşaması kısaca aşağıdaki şekilde verilebilir,

Beklenti adımı: Yapılan gözlemlere dayanılarak oluşturulan eksiksiz veriye ilişkin logaritmik olabilirlik işlevinin bir önceki yineleme adımında elde edilen parametre değerleri $\{\mathbf{x}^i, \mathbf{y}^i\}$, $\mathbf{S}^i$ yardımıyla hesaplanması adımıdır ve aşağıda verilen denklem ile ifade edilmektedir,

$$\mathcal{L}^{i+1}(\mathbf{Y}_m; \mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m, \mathbf{S}_m) = E\left[\mathcal{L}(\mathbf{Y}_m; \mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m, \mathbf{S}_m) \middle| \mathbf{x}^i, \mathbf{y}^i, \mathbf{S}^i, \mathbf{X}\right]. \quad (3.21)$$

En Büyükleme Adımı: Bir sonraki yineleme adımında kestirilmek istenen $\{\mathbf{x}_m^{i+1}, \mathbf{y}_m^{i+1}\}$ konum parametrelerinin bulunması amacıyla bu parametrelere göre kestirilen eksiksiz verinin logaritmik olabilirlik işlevini belirten $E\left[\mathcal{L}(\mathbf{Y}_m; \mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m, \mathbf{S}_m) \middle| \mathbf{x}^i, \mathbf{y}^i, \mathbf{S}^i, \mathbf{X}\right]$ ifadesi en büyüklenmelidir, yani kestirilen logaritmik olabilirlik işlevini en büyükleyen $\{\mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m\}$ parametre değerleri bulunmalıdır. Bu şekilde $\mathbf{x}^i$ ve $\mathbf{y}^i$ parametre değerleri yinelemeli olarak hesaplanmaktadır.

Genel durumda eksiksiz veriye ait koşullu beklenti yazılacak olursa,

$$\mathbf{Y}_m^{i+1}(k) = \mathbf{D}(\mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m) \mathbf{S}_m^i(k) + \frac{1}{M} \left[\mathbf{X}(k) - \mathbf{D}(\mathbf{x}^i, \mathbf{y}^i) \mathbf{S}^i(k) \right] \quad (3.22)$$

şeklinde olmaktadır. Hesaplanan $\mathbf{Y}_m^{i+1}(k)$ ifadesi yerine yazılıp eksiksiz verinin logaritmik olabilirlik işlevi $\{\mathbf{x}^i, \mathbf{y}^i\}$ parametrelerine göre en büyüklenmektedir [42], [43]. Burada yer alan koşullu beklenti denkleminin ilk terimi i . adımdaki işaret bileşenidir ve ikinci terim gürültü bileşenlerinin eşit dağılmış olduğunu belirtmektedir. Algoritmanın i . adımında hesaplanan ortak değişinti matrisi aşağıda verilmektedir,

$$\hat{K}_{\mathbf{Y}_m}^i = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{Y}_m^i(q) \mathbf{Y}_m^i(q)^T \quad (3.23)$$

Eksiksiz verinin logaritmik olabilirlik denkleminde $\mathbf{Y}_m^{i+1}(k)$ ifadesi yerine yerleştirilip kestirilecek parametrelere göre sırayla en büyüklenmektedir. Bu denklemlerden yola çıkılarak sonuçta elde edilen ve aşağıda verilen genel durum ifadesini en büyükleyen $\{x_m, y_m\}$ konum parametre değerleri, kestirilen parametre değerleridir.

$$\left(x_m^{i+1}, y_m^{i+1}\right) = \arg \max_{\{x_m, y_m\}} \sum_{k=1}^K \frac{\mathbf{D}^T(x_m, y_m) \hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{Y}_m}^{i+1} \mathbf{D}(x_m, y_m)}{\left|\mathbf{D}(x_m, y_m)\right|^2} \quad (3.24)$$

$$S_m^{i+1}(k) = \frac{\mathbf{D}^T(x_m^{i+1}, y_m^{i+1}) \mathbf{Y}_m^{i+1}(k)}{\left|\mathbf{D}(x_m^{i+1}, y_m^{i+1})\right|^2} \quad (3.25)$$

Uygun başlangıç değerleri verildiğinde algoritma EBO kestirimcisine yakınsamaktadır.

Ayrıca frekans domeninde çözüm yaparken $e^{-j \frac{2\pi k}{N} t_{\max}}$ teriminde yer alan k parametresi için hesaplama varsayılan en uzak algılayıcı ile kaynak arasındaki mesafeye göre yapıldığında $|k| \leq \frac{N \cdot V_s}{2r_{\max} f_s}$ (f_s ; örnekleme frekansı) denklemi elde edilir. Hesaplanan k değerinden daha büyük ayrık alt frekans değerlerinde yapılan kestirim değerlerinde hata daha büyük olabilir veya yakınsama gerçekleşmeyebilir. Yapılan hesaplamalarda bu k değeri uygun biçimde seçilmelidir.

3.2. ZAMAN GECİKMESİ TELAFİLİ EBO KESTİRİMCİSİ İLE KAYNAK KONUMU KESTİRİMİ YÖNTEMİ

Bu bölümde özellikle akustik kaynak konumu kestirimi için zaman domeninde (time domain), zaman gecikmesi telafili EBO kestirimcisi önerilmiştir ve EBO yönteminin hesap karmaşıklığını azaltmak için çözüm yine BEB tekniği ile yapılmıştır [45], [49].

Kaynaklar algılayıcı ağına yakınındadır, her algılayıcının aldığı işaret bir diğerinin farklı gecikmeye ve yol zayıflamasına uğramış bir versiyonudur. EBO kestirimcisi ile çözüm yapabilmek için kaynak işaretinin zaman gecikmesinden bağımsız biçiminin kullanılması gerekmektedir. Algılayıcıların konumları bilindiğinde algılayıcıların aldığı

işaretlerdeki bağıl zaman gecikmelerinden yola çıkılarak işareti yayan kaynağın yeri bulunabilir. Bu zaman gecikmeleri kaynak ile her algılayıcının yeri arasındaki mesafeye bağlıdır. Dolayısıyla bu zaman gecikmeleri genişbantlı temel bant işaret yayan kaynağın zaman domeninde konum kestirimini yapmak için kullanılan algorithmada telafi edilmelidir. Algoritma başlangıcında algılayıcılar en uzak mesafe ile belirlenen en büyük zaman gecikmesinden biraz daha uzun bir süre kadar veri (kaynak işareti) toplamaktadır daha sonra algoritma çalışmaya başlamaktadır. Diğer deyişle, algoritma en uzak algılayıcı kaynak işaretini belli bir zaman çerçevesi boyunca aldıktan sonra yürütülmeye başlanmaktadır. Zaman gecikmeleri önerilen EBO çözümünde kovaryans matrisinin hesaplanması esnasında kullanılmaktadır.

Çoklu kaynak durumunda parametre vektör uzayı genişletilerek kaynak konumu kestirimi yapılmakta ve tatmin edici sonuçlar alınmaktadır. Bu yaklaşım genişbantlı temel bant işaret yayan kaynaklar için EBO algoritmasının bir uyarlaması olarak düşünülebilir. Literatürde bilinen ve zaman gecikmelerinin çözümün içine katılmadığı EBO yöntemine nazaran daha iyi sonuç alınmaktadır. İşaretin istatistiksel özelliklerine ihtiyaç yoktur. Hedefin konumunun bulunması işi çeşitli zaman noktalarında toplanan verinin her zaman çerçevesi için işlenmesi ile yerine getirilmektedir. Böylece her zaman çerçevesi için kaynağın konumu bulunarak hareket eden kaynak takip edilmiş olmaktadır. Yöntem kaynakların konumunu bulabilmekte, uygulanması kolay ve aynı zamanda dar bantlı işaretler içinde uygundur.

3.2.1. İşaret Modeli

Eldeki problemde M adet genişbantlı temel bantlı kaynak işareti yayıldığını, P adet rasgele dağıtılmış algılayıcıdan oluşan bir algılayıcı ağı tarafından bu işaretlerin alındığını ve aynı zamanda bu ağın yakın alanında olduğunu düşünelim. Alınan kaynak işaretleri bir taşıyıcı ile module edilmemiştir, gerçel (reel) değerlidir, deterministik ve bilinmeyen işarettir. Pekçok uygulamada da olduğu gibi burada $P > M$ olduğu varsayılmaktadır, algılayıcılar özdeşdir ve işareti tüm yönlerden eşit olarak almaktadır (izotropik). Modelde yayılma bozulmaları ve çoklu yol (multi path) etkileri göz önüne alınmamıştır. İşaretin tüm yönlerde eşit olarak yayıldığı farz edilmiştir. Algılayıcı çıkışları, süresi belli bir zaman çerçevesi ($t = 0, \dots, L - 1$) boyunca toplanmaktadır ve bu zaman boyunca her algılayıcı tarafından toplanan gözlem verisini oluşturmaktadır

$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), \dots, x_p(t)]^T$. t zaman anında p . algılayıcının m . kaynaktan aldığı gerçel değerli işaret $x_p(t) \in \mathfrak{R}$ aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir;

$$x_p(t) = \sum_{m=1}^M \frac{s_m(t - t_{pm})}{|\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_p|} + w_p(t) \quad (3.26)$$

$t = 0, \dots, L-1$, $p = 1, \dots, P$ ve $m = 1, \dots, M$

burada,

s_m ; yayılan m . kaynak işareti,

t_{pm} ; p . algılayıcı ile m . kaynak arasındaki zaman gecikmesi,

w_p ; bağımsız özdeş dağılımlı (i.i.d.) sıfır ortalamalı σ^2 varyanslı beyaz Gauss gürültüsü,

$\mathbf{r}_m$; m . kaynak konumu,

$\mathbf{r}_p$; p . algılayıcı konumudur.

Algılayıcıların konumlarının bilindiği ve hareketsiz olduğu varsayılmıştır. Buradan yola çıkılarak p . algılayıcı ile m . kaynak arasındaki mesafe aşağıda verilen şekilde tanımlanmaktadır,

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{pm} &= \mathbf{r}_p - \mathbf{r}_m \\ \mathbf{r}_{pm} &= \sqrt{(x_m - x_p)^2 + (y_m - y_p)^2} \end{aligned} \quad (3.27)$$

$\mathbf{r}_p$ ifadesi algılayıcılar hareket etmediğinden zamana bağlı bir ifade değildir ve denklemlerde bu şekilde gösterilmiştir. p . algılayıcı ile m . kaynak arasındaki zaman gecikmesi ise aşağıdaki gibidir,

$$t_{pm} = \frac{|\mathbf{r}_{pm}|}{V_s} = \frac{|\mathbf{r}_p - \mathbf{r}_m|}{V_s} = \frac{\sqrt{(x_m - x_p)^2 + (y_m - y_p)^2}}{V_s} \quad (3.28)$$

(x_p, y_p) ifadesi kartezyen koordinat düzleminde p . akustik algılayıcının gerçek konumunu göstermektedir $p=1, \dots, P$, ve (x_m, y_m) m . kaynağın gerçek konumudur $m=1, \dots, M$. V_s yayılan işaretlerin hızını göstermektedir aynı zamanda sabit ve biliniyor olduğu varsayılmıştır (havadaki ses hızı 345 m/sn ' dir) . Kaynak işareti, hepsi farklı konumlarda yerleştirilen algılayıcılara farklı gözlem zaman gecikmeleri ile varmaktadır. (3.26) denklemi aşağıdaki biçimde daha açık yazılabilir:

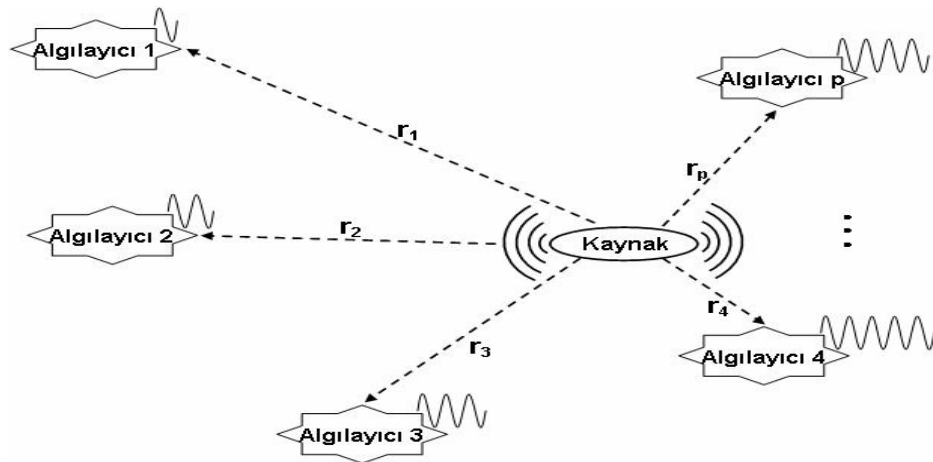
$$x_p(t) = \sum_{m=1}^M \frac{s_m(t - t_{pm})}{|r_{pm}|} + w_p(t) \quad (3.29)$$

burada d_{pm} konum yönlendirme (manifold) matrisinin bir elemanıdır ve uzamsal konumun bir fonksiyonudur. Konum manifold matrisinin elemanları ise aşağıdaki şekilde yazılmaktadır

$$d_{pm} = \frac{1}{|r_{pm}|} \quad (3.30)$$

konum manifold vektörleri ise aşağıdaki gibi verilmektedir

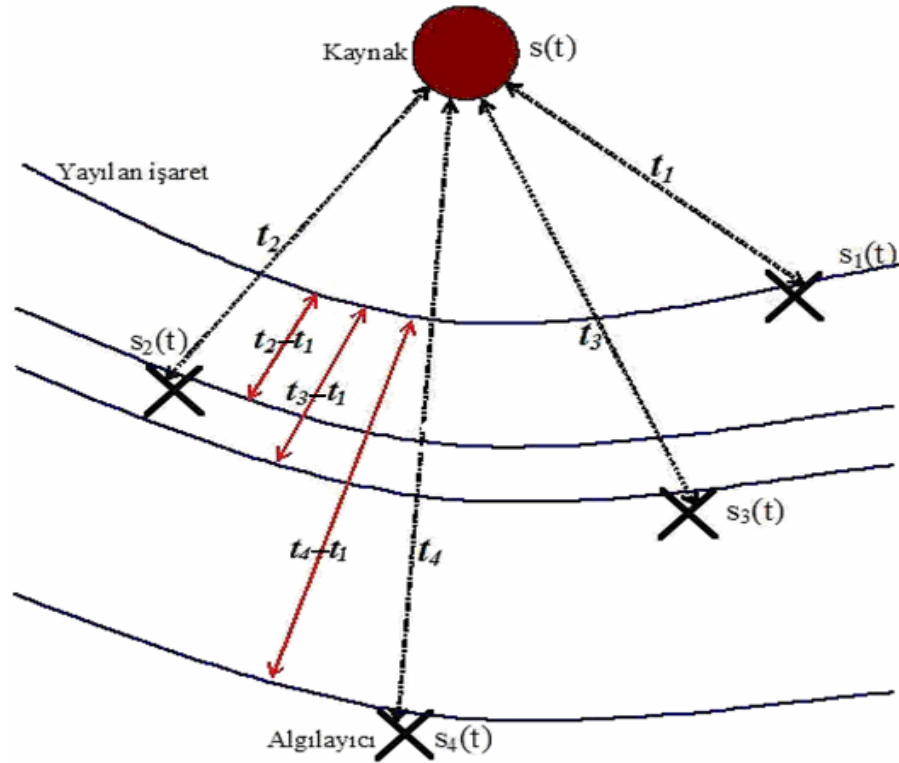
$$\mathbf{d}_m(x_m, y_m) = [d_{1m}, d_{2m}, \dots, d_{pm}]^T \quad (3.31)$$



Şekil 3.2. t anında kaynak ve algılayıcıların konumları ile alınan işaretlerin varyasyonları

3.2.2. Çoklu Kaynak Konumu Kestirimi Probleminin Zaman Gecikmesi Telafili EBO Kestirimcisi İle Çözümü

Algılayıcıların konumları bilindiğinde belli zaman noktalarında kaynak konumu kestirimi yapmak için EBO yöntemi kullanılabilir. İfadelerdeki zaman gecikmeleri kaynak işareti her algılayıcıya aynı anda varmadığından dolayı problem yaratmaktadır. Genelde bu gecikmeler çözüm yapılırken ihmal edilmektedir. Bununla beraber her algılayıcı tarafından ayrı ayrı alınan işaretlerdeki söz konusu gecikmeler kestirim yönteminde hesaba katılmadığında literatürde bilinen şekilde kullanılan EBO algoritması ile çözüm yapıldığında verimli çalışmamaktadır. Bu yüzden bahsi geçen gözlem zaman gecikmeleri kestirim yönteminin hesaplama sürecinde telafi edilmelidir. EBO kestirimcisinin kendi özelliklerinden dolayı çözümde kaynak işaretinin gecikmesiz biçimde kullanılması gerekmektedir. Bu yüzden, EBO kestiriminin çözümünü yapmak zordur. Dolayısıyla, bu gecikmeler önerilen zaman telafili EBO çözümünde göz önüne alınmıştır. Kaynak işareti aynı zamanda mesafe ile birlikte genlik olarak da azalmaktadır.



Şekil 3.3. Kaynak işaretinin dağınık yayılmış algılayıcılara ulaşması ve birbirlerine göre oluşan farklı zaman gecikmeleri

Çoklu kaynak durumunda EBO kestirimini elde edebilmek karışık bir çok parametrelili optimizasyon (en iyileme) problemidir ve kapalı formda bir çözümü bulunmamaktadır. Böyle problemlerin çözümleri genellikle skor (scoring) yöntemi, Newton-Raphson veya bazı diğer gradiyent araştırma algoritmaları gibi nümerik (sayısal) yöntemler gerektirmektedir. Bununla beraber, kestirim problemi için bu nümerik yöntemler hesaplama yükü getirmektedir. Ancak kestirim problemi gözlem verisi (eksik bilgi) ve teorik bilgi (eksiksiz veri) kavramları kullanılarak ifade edilebilir. Böylece BEB algoritması kullanılarak problemin hesaplama yükü azaltılmaktadır. BEB algoritması EBO kestirimini bulmak için basit ve dolaylı bir çözüm sunmaktadır. BEB algoritmasını kullanabilmek için eksiksiz veri şu şekilde seçilmelidir; eksiksiz verinin logaritmik olabilirlik işlevi kolayca en büyüklenmeli ve eksiksiz veriden kolaylıkla kestirilebilmelidir. Bu koşullara dayanılarak eksiksiz veri için doğal bir seçim aşağıdaki gibi olabilir

$$y_{pm}(t) = d_{pm} \cdot s_m(t - t_{pm}) + w'_p(t), \quad 1 \leq m \leq M \quad (3.32)$$

burada $w'_p(t)$ m . kaynağın Gauss gürültü vektörüdür ve gürültü kovaryans (çapraz değişinti) matrisi ise $\sigma^2 \mathbf{I}/M$ olarak tanımlanmaktadır. Bu seçimin ardındaki ana fikir şudur; eğer gelen her bir dalga ayrı ayrı gözlenebilseydi M adet paralel en büyükleme yapılarak parametreler kestirilebilirdi. Eksik veri gözlem kümesinin kendisidir. Dolayısıyla, eksiksiz veri ile eksik veri arasındaki ilişki aşağıdaki şekilde verilir,

$$x_p(t) = \sum_{m=1}^M y_{pm}(t), \quad 0 \leq t \leq L-1. \quad (3.33)$$

Kaynak işareti ve konum manifold matrisinin zaman gecikmesiz biçimi denklem (3.34)' de tekrar yazılırsa:

$$y_{pm}(t + t_{pm}) = d_{pm} \cdot s_m(t) + w'_p(t + t_{pm}), \quad 1 \leq m \leq M. \quad (3.34)$$

Bahsi geçen zaman gecikmeleri EBO çözümünde gözlem verisi $x_p(t)$ yerine eksiksiz veri $y_{pm}(t)$ kullanılarak telafi edilebilir. Kaynaklardan yayılan işaretler her algılayıcıya mesafeye bağlı olarak değişen ilgili t_{pm} zaman gecikmeleri ile varmaktadır. Bu yüzden, algılayıcı verisi belli bir zaman süresi boyunca sistemin hafızasında tutulmaktadır ve sistem bu süre boyunca gecikerek işleme başlamaktadır. Bu süre bir kaynak ve bir algılayıcının konumu arasındaki en büyük mesafeye (bir kaynak ile algılayıcı arasındaki en uzun mesafe) ve aynı zamanda yayılma hızına V_s bağlıdır. Bunun anlamı sistemin önceden belirli bir süre geçtikten sonra çalışmaya başlayarak nedensel olma özelliğini korumasıdır. EBO kestirim yöntemi, gözlem kümesinin bileşik olabilirlik işlevinin kestirilecek parametre değerlerine göre en büyüklenmesine dayanmaktadır. Burada problem algılayıcı verilerinin $(t=0, \dots, L-1)$ kullanılarak kaynakların konumlarının kestirilmesidir. Kaynak işareti vektörü aşağıdaki gibidir,

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T \quad (3.35)$$

ve eksiksiz veri vektörü verilen şekilde tanımlanmaktadır

$$\mathbf{y}_m(t) = [y_{1m}(t+t_{1m}), y_{2m}(t+t_{2m}), \dots, y_{pm}(t+t_{pm})]^T \quad (3.36)$$

Eksiksiz veri vektörü $\mathbf{y}_m$, L örnekten oluşan M adet bağımsız vektör kümesidir.

$\mathbf{s} \in \mathfrak{R}^{LM \times 1}$, $t=0, \dots, L-1$ için toplanan $\mathbf{s}(t)$ vektörleridir. $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^{M \times 1}$ ve $\mathbf{y} \in \mathfrak{R}^{M \times 1}$ sırasıyla kaynak konum parametreleridir. Kestirim problemi ile ilgili bilinmeyen parametre vektörü $\boldsymbol{\vartheta} = [\mathbf{s}^T, \mathbf{x}^T, \mathbf{y}^T]$ şeklinde ifade edilebilir, burada $\boldsymbol{\vartheta} \in \mathfrak{R}^{(L+2) \times M}$, dir. Gürültü ortak değişinti matrisi $\sigma^2 \mathbf{I}$ ’ dir ve Gauss dağılımlıdır. Gözlem seti $\boldsymbol{\chi}$ (algılayıcıların çıkışları), kaynak işareti kümesi $\mathbf{s}$ ve eksiksiz veri kümesi $\mathbf{y}$ şu şekildedir,

$$\boldsymbol{\chi} = [\mathbf{x}^T(0), \mathbf{x}^T(1), \dots, \mathbf{x}^T(L-1)]^T$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{s} &= [\mathbf{s}(0), \mathbf{s}(1), \dots, \mathbf{s}(L-1)]^T \\
\mathbf{y}_m &= [\mathbf{y}_m^T(0), \mathbf{y}_m^T(1), \dots, \mathbf{y}_m^T(L-1)]^T \\
\mathbf{y} &= [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_M^T]^T
\end{aligned} \tag{3.37}$$

burada $(.)^T$ işleminin matrisin evriğini göstermektedir.

Algılayıcı verisinin bileşik olasılık yoğunluk işlevi aşağıdaki gibi verilmektedir

$$f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}) = \pi^{-LP} (\sigma^2)^{-LP} \times \exp \left(-\frac{1}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{p=1}^P \left| x_p(t) - \sum_{m=1}^M d_{pm} \cdot s_m(t-t_{pm}) \right|^2 \right) \tag{3.38}$$

analitik kolaylık açısından denklemden gereksiz terimler atıldıktan sonra algılayıcı çıkışlarının $\mathbf{x}$ logaritmik olabilirlik işlevinin negatif biçimi aşağıdaki şekilde yazılır,

$$L(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}) = -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{p=1}^P \left| x_p(t) - \sum_{m=1}^M d_{pm} \cdot s_m(t-t_{pm}) \right|^2. \tag{3.39}$$

Analitik olarak daha kolay olduğundan logaritmik olabilirlik işlevinin negatif biçimi en büyüklenmektedir. EBO kestirimini yapmak için logaritmik olabilirlik işlevi sırayla kaynak konum parametrelerine $\{\mathbf{x}, \mathbf{y}\}$ ve kaynak işaretine $\mathbf{s}$ göre en büyüklenmelidir. Denklem (3.39) ile verilen en büyükleme probleminin kapalı formda bir çözümü bulunmamaktadır. Dolayısıyla, EBO çözümü BEB tekniği vasıtasıyla yapılmaktadır. BEB algoritması eksik veri durumunda belli bir olasılık dağılımındaki parametrelerin EBO kestirimini hesaplamak için verimli yinelemeli bir tekniktir. BEB algoritması beklenti adımı ve en büyükleme adımı arasında yakınsayınca sıra ile kadar tekrarlanmaktadır. Gözlem verisinin beklenen olabilirlik işlevi o anki parametre değerleri ve beklenti adımıdaki gözlem verisi kullanılarak hesaplanmaktadır. Sonra, en büyükleme adımı parametrelerin EBO kestirimini belirlemek için beklenen olabilirlik işlevi sanki gerçekten ölçülen veri kendisiymiş gibi en büyüklenmektedir. Eksiksiz verinin logaritmik olabilirliği aşağıdaki şekilde verilmektedir,

$$L(\mathbf{y}; \boldsymbol{\theta}) = - \sum_{m=1}^M \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{p=1}^P \left| y_{pm}(t) - d_{pm} \cdot s_m(t - t_{pm}) \right|^2 \quad (3.40)$$

BEB algoritmasının adımları aşağıdaki şekilde özetlenmektedir;

Beklenti Adımı: Eksiksiz verinin logaritmik olabilirlik işlevinin beklenen değeri gözlem kümesini veren bilinmeyen veriye ve o anki parametre kestirimlerine göre kestirilmektedir ve i . yineleme adımı şü şekilde tanımlanmaktadır,

$$L^{i+1}(\mathbf{y}; \mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m, \mathbf{s}_m) = E \left[L(\mathbf{y}, \mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m, \mathbf{s}_m | \mathbf{x}^i, \mathbf{y}^i, \mathbf{s}^i, \boldsymbol{\chi}) \right] \quad (3.41)$$

Algoritmanın beklenti adımında eksiksiz veriye ilişkin koşullu beklenti ise,

$$y_{pm}^{i+1}(t) = d_{pm}^i \cdot s_m^i(t - t_{pm}^i) + \frac{1}{M} \left[x_p(t) - \sum_{m'=1}^M d_{pm'}^i \cdot s_{m'}^i(t - t_{pm'}^i) \right] \quad (3.42)$$

Denklem (3.42)' nin ilk terimi i . işaret bileşenidir ve ikinci terim $w_p(t)$ her kaynağa eşit dağılmış gürültü bileşenidir.

En Büyükleme Adımı: $\{\mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m\}$ parametrelerinin EBO kestirimleri beklenti adımında kestirilen beklenen logaritmik olabilirliğin en büyüklenmesi ile hesaplanmaktadır. En büyükleme adımında eksiksiz veriye ilişkin koşullu beklenti $y_{pm}^{i+1}(t)$ eksiksiz verinin logaritmik olabilirlik işlevinde yerine yerleştirilir. Ortaya çıkan olabilirlik $\{\mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m\}$ ve $s_m(t)$ ile sırayla en büyüklenir. En büyükleme adımında kullanılan denklemler sıra ile aşağıdaki şekilde verilebilir,

$$\{\mathbf{x}_m^{i+1}, \mathbf{y}_m^{i+1}\} = \arg \max_{\{\mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m\}} \frac{\mathbf{d}_m^T(\mathbf{x}_m^i, \mathbf{y}_m^i) \hat{\mathbf{C}}_{\mathbf{y}_m}(\mathbf{x}_m^i, \mathbf{y}_m^i) \mathbf{d}_m(\mathbf{x}_m^i, \mathbf{y}_m^i)}{\left| \mathbf{d}_m(\mathbf{x}_m^i, \mathbf{y}_m^i) \right|^2} \quad (3.43)$$

$$s_m^{i+1}(t) = \frac{\mathbf{d}_m^T(\mathbf{x}_m^i, \mathbf{y}_m^i) \mathbf{y}_m^{i+1}(t)}{\left| \mathbf{d}_m(\mathbf{x}_m^i, \mathbf{y}_m^i) \right|^2} \quad (3.44)$$

Denklem (3.43)' de kullanılan ortak değişinti matrisi

$$\hat{\mathbf{C}}_{\mathbf{y}_m}(\mathbf{x}_m^i, \mathbf{y}_m^i) = \frac{1}{L} \sum_{t=0}^{L-1} \mathbf{y}_m^i(t) \mathbf{y}_m^{i^T}(t). \quad (3.45)$$

Denklem (3.45)' deki ortak değişinti matrisi, denklem (3.36)' ya göre zaman gecikmeleri (zaman kaymaları) gözönüne alınarak hesaplanmaktadır. Böylece, denklem (3.43) her kaynak için eksiksiz veri zaman gecikmeleri telafi edilerek en büyüklenmektedir. Bu zaman gecikmeleri aynı zamanda konum parametrelerine $\{\mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m\}$ bağlıdır.

Önerilen algoritmanın adımları $m = 1, \dots, M$ için şu şekilde özetlenebilir:

1. $i = 0$ için başlangıç kestirim değerleri $\{\mathbf{x}_m^0, \mathbf{y}_m^0\}$ ve $\mathbf{s}^0$ verilir,
2. $i = i + 1$, için
 - Denklem (3.42)' den $\mathbf{y}_{pm}^{i+1}(t)$ elde edilir,
 - $\hat{\mathbf{C}}_{\mathbf{y}_m}$ ' yi hesaplamak için $\mathbf{y}_{pm}^{i+1}(t)$ kullanılır ve sonra $\{\mathbf{x}_m^{i+1}, \mathbf{y}_m^{i+1}\}$ için denklem (3.43) çözülür,
 - $\{\mathbf{x}_m^{i+1}, \mathbf{y}_m^{i+1}\}$ kestirimleri denklem (3.44)' de yerine yerleştirilip sonra $\mathbf{s}_m^{i+1}(t)$ hesaplanır,
 - Bu işleme $\{\mathbf{x}_m, \mathbf{y}_m\}$ ve $\mathbf{s}$ yakınsayana kadar devam edilir.

3.3. CRAMER RAO SINIRI (CRS) İFADELERİNİN ELDE EDİLMESİ VE ALGORİTMANIN BAŞARIM ANALİZİ

Kestirim algoritmasının geliştirilmesinin yanısıra algoritmanın teorik sınırlarının bilinmesi yararlı bir bilgidir. CRS (CRB) önerilen bir kestirim algoritmasının başarımı için kestirim değişintisinin teorik alt sınırını sağlayan iyi bilinen istatistiksel bir yöntemdir. Bu yüzden, bu bölümde kaynak konumu parametre kestiriminin CRS formulasyonunun çıkarılması yapılmıştır. İlgili CRS ifadeleri zaman gecikmesi telafili EBO kestirim algoritmasının teorik başarımını analiz etmek için kullanılabilir. Önerilen

yöntemin verimliliğini göstermek için çıkarılan CRS ifadeleri ile kullanılan kestirimcinin değışintisi karşılaştırılmıştır.

Elimizdeki problemi düşünelim, $\hat{\phi} = [\hat{\mathbf{x}}^T, \hat{\mathbf{y}}^T]^T$ bilinmeyen ve deterministik (rasgele olmayan) parametre vektörünün $\mathcal{J}$ yansız $(E\{\hat{\phi}\} = \phi)$ bir kestirim vektörüdür. Kestirimcinin ortak değışinti matrisi aşağıdaki şekilde verilmektedir,

$$\mathbf{C} = E\left[(\hat{\phi} - \phi)(\hat{\phi} - \phi)^T\right] \geq \mathbf{J}^{-1}(\hat{\phi}) \quad (3.46)$$

burada $\mathbf{J}$ Fisher bilgi matrisini göstermektedir. Fisher bilgi matrisi gözlemlenen işaretin konum parametreleri ve skor işlevinin değışintisiyle ilgili bilgisinin içeriğinin bir ölçüsüdür. Skor veya skor işlevi ilgili olabilirlik işlevinin türevidir. CRS ifadesi Fisher bilgi matrisinin tersi alınarak hesaplanmaktadır. Fisher bilgi matrisi aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır,

$$\mathbf{J}(\mathcal{J}) = E\left[\left(\frac{\partial L(\mathbf{x}; \hat{\phi})}{\partial \hat{\phi}}\right)\left(\frac{\partial L(\mathbf{x}; \hat{\phi})}{\partial \hat{\phi}}\right)^T\right]. \quad (3.47)$$

Fisher bilgi matrisini elde etmek için logaritmik olabilirlik işlevinin kısmi türev ifadeleri kestirilecek her parametreye göre çıkarılmalıdır. Kaynak konum vektörleri $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_M]^T$ ve $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_M]^T$, dir. Kaynak parametre vektörü $\phi = [\mathbf{x}^T, \mathbf{y}^T]^T$, dir. Gürültü $w_p(t) = x_p(t) - \sum_{p=1}^P d_{pm} \cdot s_m(t - t_{pm})$ şeklinde ifade edilebilir. Fisher bilgi matrisinin elemanlarının elde edilebilmesi için logaritmik olabilirlik işlevinin $L(\mathbf{x}; \phi)$ kısmi türevleri hesaplanmaktadır ve ilgili ifadeler şu şekildedir,

$$\frac{\partial L}{\partial x_m} = \frac{\partial}{\partial x_m} \left(-\frac{1}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{p=1}^P w_p^*(t) w_p(t) \right) = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{p=1}^P s_m(t - t_{pm}) \frac{\partial d_{pm}}{\partial x_m}, \quad m = 1, \dots, M \quad (3.48)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \mathbf{y}_m} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{y}_m} \left(-\frac{1}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{p=1}^P w_p^*(t) w_p(t) \right) = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{p=1}^P s_m(t-t_{pm}) \frac{\partial d_{pm}}{\partial \mathbf{y}_m}, \quad m=1, \dots, M \quad (3.49)$$

Hesaplanan kısmi türev ifadeleri kaynak konum parametre vektörüne göre tekrar düzenlenip aşağıda verilen formda yazılabilir,

$$\frac{\partial L}{\partial \boldsymbol{\phi}} = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{p=1}^P \mathbf{S}_p(t) \boldsymbol{\psi}_p w_p(t) \quad (3.50)$$

burada

$$\mathbf{S}_p(t) = \text{diag} \left[s_1(t-t_{p1}), \dots, s_M(t-t_{pM}) \right] \quad (3.51)$$

$$\mathbf{S}_p(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_p(t) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_p(t) \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

ve

$$\boldsymbol{\psi}_p = \left[\frac{\partial d_{p1}(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1)}{\partial \mathbf{x}_1} \dots \frac{\partial d_{pM}(\mathbf{x}_M, \mathbf{y}_M)}{\partial \mathbf{x}_M}, \frac{\partial d_{p1}(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1)}{\partial \mathbf{y}_1} \dots \frac{\partial d_{pM}(\mathbf{x}_M, \mathbf{y}_M)}{\partial \mathbf{y}_M} \right]^T \quad (3.53)$$

CRS ifadeleri elde edilirken aşağıdaki varsayımlar gözönüne alınmaktadır [19]-[20],

$$E \left[w_p(t_n) w_p(t_m) \right] = \begin{cases} 0, & n \neq m \\ 1, & n = m \end{cases} \quad (3.54)$$

Kısmi türev denklemleri kullanılarak ikinci kısmi türev ifadeleri çıkarılmaktadır ve aşağıdaki şekilde verilmektedir,

$$E \left[\left(\frac{\partial L}{\partial \boldsymbol{\phi}} \right) \left(\frac{\partial L}{\partial \boldsymbol{\phi}} \right)^T \right] = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{p=1}^P \mathbf{S}_p(t) \boldsymbol{\psi}_p \boldsymbol{\psi}_p^T \mathbf{S}_p^T(t) \quad (3.55)$$

Sonuç olarak konum parametrelerine $\boldsymbol{\phi} = [\mathbf{x}^T, \mathbf{y}^T]^T$ ilişkin CRS ifadeleri aşağıda verilmiştir,

$$CRB^{-1}(\boldsymbol{\phi}) = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{p=1}^P \mathbf{S}_p(t) \boldsymbol{\psi}_p \boldsymbol{\psi}_p^T \mathbf{S}_p^T(t) \quad (3.56)$$

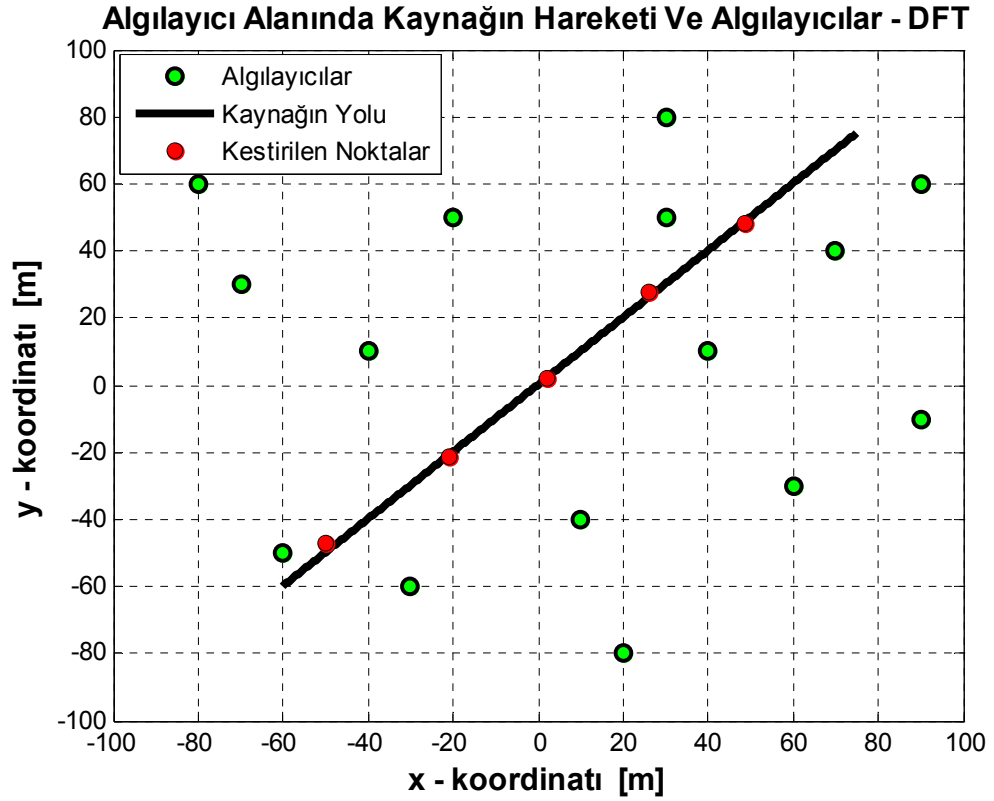
4. BULGULAR

Sunulan bir algoritmanın başarımlı analizinin daha net şekilde yapılabilmesi ve verimliliğinin gösterilmesi için eldeki problemin bilgisayar benzetimleri yapılmaktadır. Sunulan algoritmanın hata grafikleri elde edilerek bu grafikler söz konusu algoritma için çıkarılan CRS eğrileri ile karşılaştırılmaktadır. Bu sayede yöntemin başarımlı sınanmaktadır.

Frekans Domeninde EBO için bilgisayar benzetimi çalışmaları;

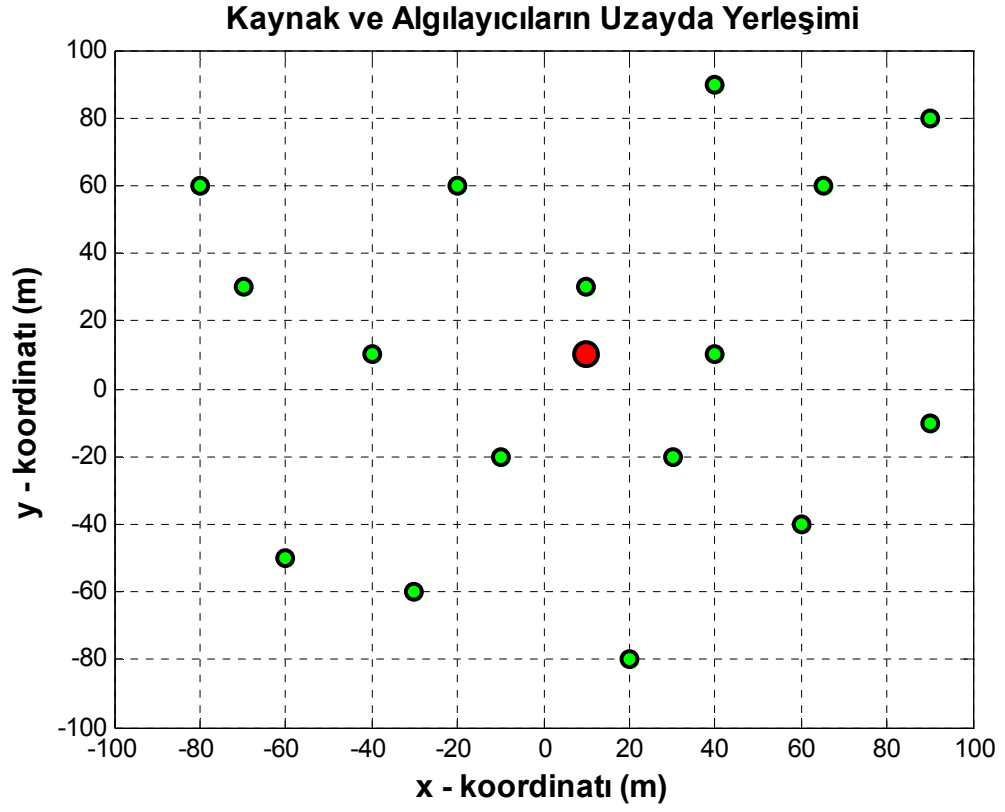
Bu kısımda frekans domeninde çözümü yapılan EBO kestirimcisi ile kaynak konumu bulma algoritmasının verimliliğini ve uygulanabilirliğini sınamak amacıyla birtakım benzetim çalışmaları yapılmıştır, sonuçlar incelenmiştir. Değişik senaryolar (durumlar) için yapılan benzetimler ile sonuçlara ilişkin şekiller aşağıda sırasıyla verilmiştir.

Durum 1: Yürütülen benzetim çalışmasında $N = 4096$ noktalı ayırık Fourier dönüşümü alınmıştır. Alanda hareketli bir kaynak bulunmaktadır ve hızı $V_{xy} = 2.12 \text{ m/s}$ ' dir (hız bileşenleri $V_x = 1.5 \text{ m/s}$, $V_y = 1.5 \text{ m/s}$). Alanda on beş adet algılayıcı bulunmaktadır ve konumları $(-80, 60); (-20, 50); (-40, 10); (-30, -60); (60, -50); (90, -10); (90, 60); (-70, 30); (30, 80); (20, -80); (40, 10); (10, -40); (60, -30); (30, 50); (70, 40) \text{ m}$ noktalarındadır. Kaynağın başlangıç konumu $(-60, -60)$ noktasında bulunmaktadır. İşaretin havada yayılma hızı $V_s = 345 \text{ m/s}$ ' dir ve $Q = 4$ (kaç adet DFT çerçevesi bulunduğu) olarak seçilmiştir. Kaynağın hareket yolu ve takip noktaları şekil 4.1' de görülmektedir. Çerçeveler boyunca kaynağın bulunduğu noktalar belirlenerek cisim izlenmektedir. İşaretin genişbant olmasından dolayı zaman domeninde çözüm yapmak bir hayli zorlaşmaktadır. Bundan dolayı zaman domeninden frekans domenine dönüşüm yapılarak problem basitleştirilerek çözülmeye çalışılmaktadır. İşaret modelinde yer alan zaman gecikmeleri frekans domeninde ortaya çıkmadığından sorun teşkil etmemektedir.

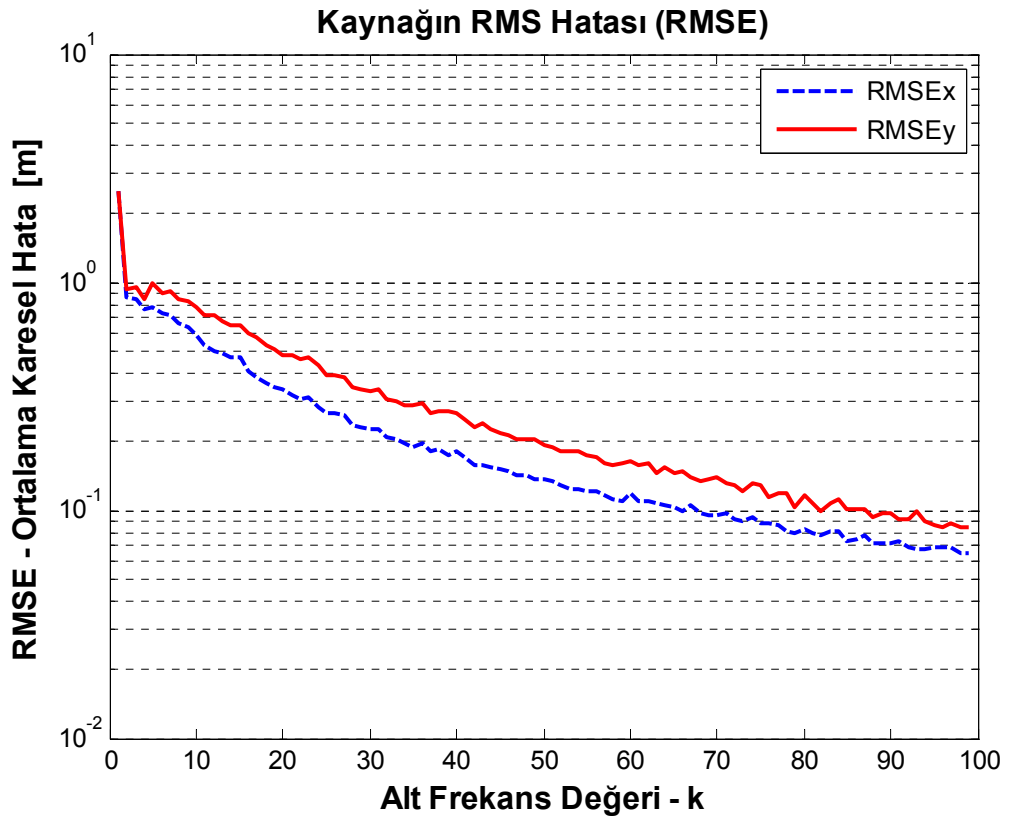


Şekil 4.1. Kaynağın yolu ve yol üzerindeki kestirim noktaları

Durum 2: Bu benzetim çalışmasında $N = 4096$ noktalı ayrık Fourier dönüşümü alınmıştır. Alanda bir kaynak ve on altı adet algılayıcı bulunmaktadır ve konumları $(-80, 60); (-20, 60); (-40, 10); (40, 10); (30, -20); (40, 90); (60, -40); (90, -10); (-30, -60); (90, 80); (10, 30); (-70, 30); (65, 60); (20, -80); (-10, -20); (-60, -50)$ m noktalarındadır. Kaynağın başlangıç konumu $(10, 10)$ noktasında bulunmaktadır. İşaretin havada yayılma hızı $V_s = 345 \text{ m/s}$ ' dir ve $Q = 4$ (kaç adet DFT çerçevesi bulunduğu) olarak seçilmiştir. $K = 500$ deneme yapılmıştır. Kaynak ile algılayıcıların yerleşim planı şekil 4.2' de görülmektedir. DFT ile frekans domenine dönüşüm yapıldıktan sonra her alt frekans (k) değerinde koordinat kestirimleri yapılmıştır. Yapılan kestirimler için bulunan RMS hataları ise şekil 4.3' de verilmiştir.



Şekil 4.2. Algılayıcı alanında kaynak ve algılayıcılar



Şekil 4.3. Konum parametre kestirimlerinin DFT alt frekans (k) değerine göre RMS hatası

Bu çözüm ile istenilen kesinlikte kestirim yapılamadığından bu çalışmada farklı bir yaklaşım önerilmiştir. Bu yöntem özellikle çoklu kaynak kestirimi için daha verimli olan gözlem gecikmesi zaman telafili EBO kestirim yöntemidir ve önerilen yöntemin başarımını incelemek amacıyla aşağıda verilen çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

Gözlem Gecikmesi Zaman Telafili EBO için bilgisayar benzetimi çalışmaları ve başarım;

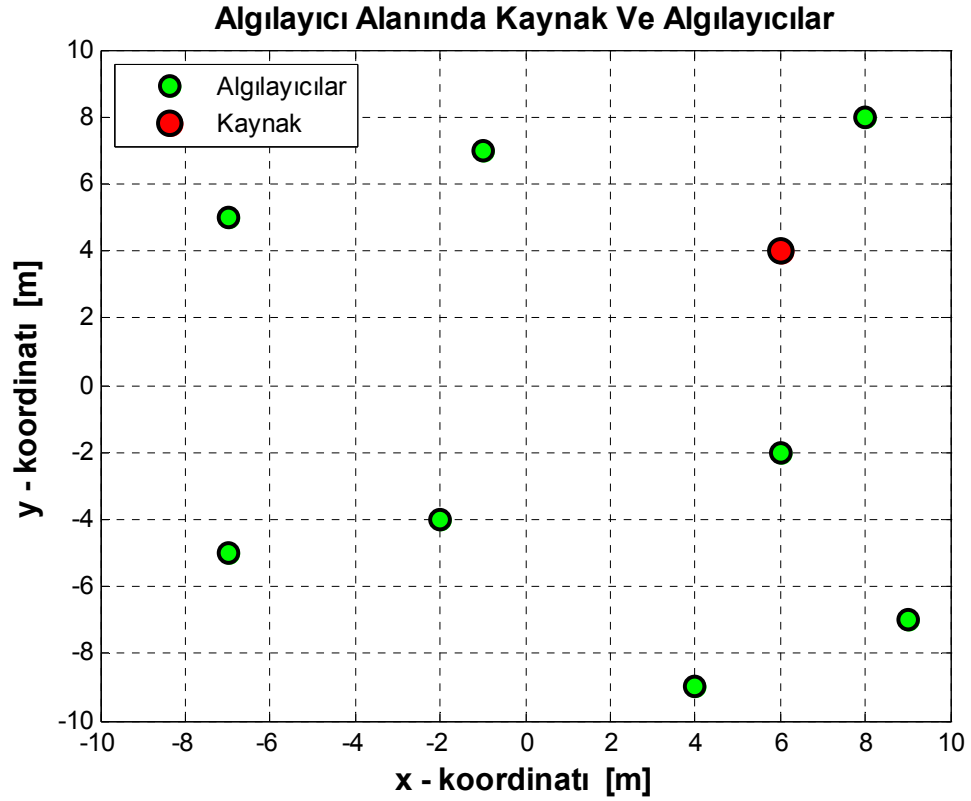
Bu kısımda zaman gecikmesi telafili EBO kaynak konumu bulma algoritmasının verimliliğini ve uygulanabilirliğini sınamak amacıyla birtakım benzetim çalışmaları yapılmıştır. Benzetimlerde kullanılan RMSE (ortalama karesel hatanın karekökü) aşağıda verilen şekildedir,

$$RMSE_x = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}_k)^2} \quad (4.1)$$

$$RMSE_y = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}_k)^2} \quad (4.2)$$

Çeşitli senaryolar (durumlar) için yapılan benzetimler ile sonuçlara ilişkin şekiller aşağıda sırasıyla verilmiştir.

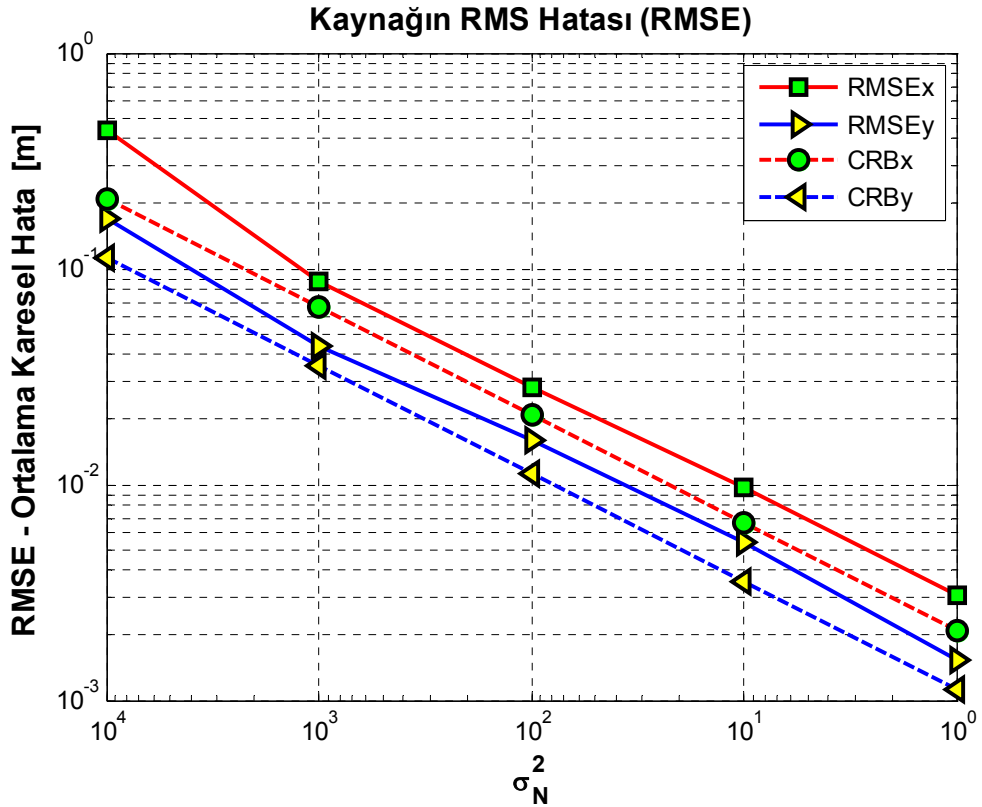
Durum 1: Kaynak konumu bulma algoritmalarında genellikle tek kaynak durumu ele alındığından bu senaryoda $M = 1$ alınmıştır. Burada örnekleme frekansı $f_s = 1 \text{ kHz}$ ' dir ve yayılma hızının 345 m/s olarak biliniyor olduğu varsayılmıştır. $20 \times 20 \text{ m}$ ' lik 2-boyutlu bir alanda algılayıcı okumaları (verisi) oluşturulurken denklem (3.26) kullanılmıştır. Dağınık algılayıcı alanında belli bir sayıdaki tümyönlü akustik algılayıcılar genişbantlı temelbant akustik işaret yayan kaynağın işaretini toplamaktadır. Algılayıcılar ortamı pasif olarak dinlemektedir herhangi bir işaret yaymamaktadır. Kaynak $(6, 4) \text{ m}$ noktasında bulunmaktadır ve $(6, -2); (-1, 7); (-2, -4); (-7, 5); (9, -7); (8, 8); (-7, -5); (4, -9) \text{ m}$ noktalarına yerleştirilen $P = 8$ akustik algılayıcı tarafından gözlenmektedir. Algılayıcı ve kaynak yerleşimi şekil 4.4' de görülmektedir.



Şekil 4.4. Algılayıcı alanında kaynak ve algılayıcıların yerleşimi

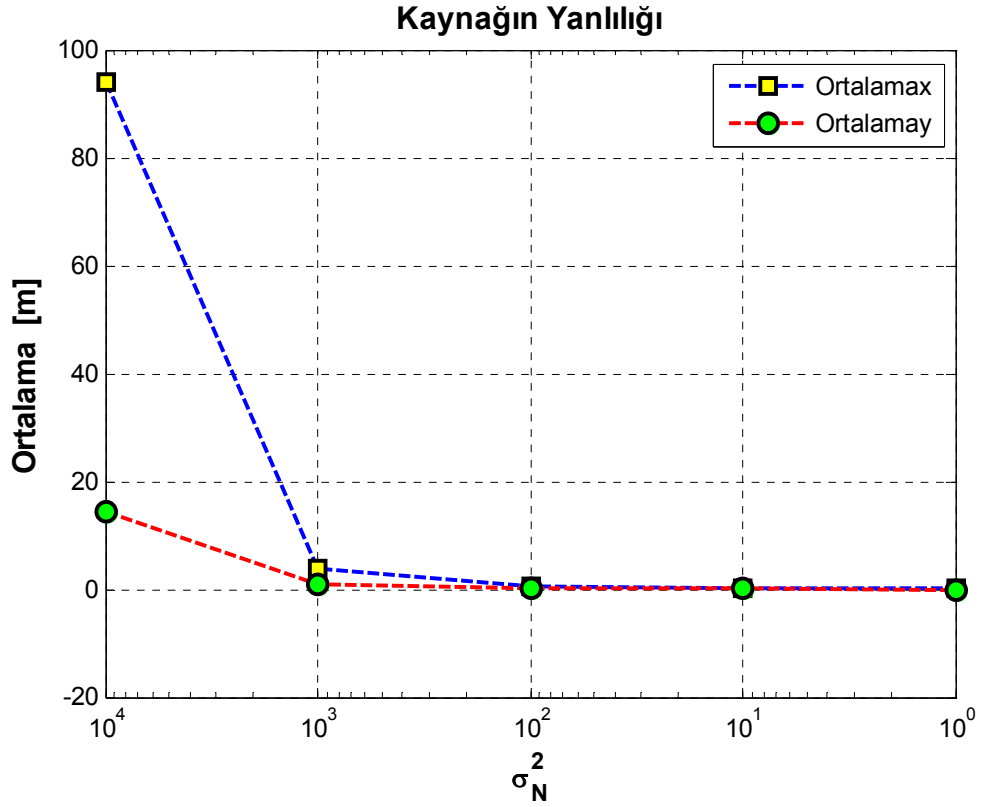
Algılayıcı alanında gözlem gecikmesi telafili EBO algoritmasının başarımını ve davranışını göstermek ve incelemek amacıyla Monte-Carlo benzetimleri yapılmıştır. Kaynak konum parametrelerinin kestirimi için $K = 500$ kere bağımsız deneme yapılmıştır. Her denemede kaynak konumunu bulmak için algoritma kullanılmıştır ve RMSE (ortalama karesel hatanın karekökü) kaydedilmiştir. Zaman adımları (çerçeve uzunluğu) $L = 2000$ olarak ayarlanmıştır. Yöntem farklı işaret gürültü oranlarına ($SNR = 10\log_{10}(S/N) = 10, 20, 30, 40, 50$) göre test edilmiştir. Kaynak enerjisi $S = 100000$ olarak ve algılayıcı alanındaki her algılayıcı için geri plan gürültüsü farklı seviyelere ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) ayarlanmıştır. Gürültü değişimi Gauss rasgele değişkeni $N(0, \sigma^2)$ olarak modellenmiştir. Kaynaktan çıktığı anda işaret seviyesi 50 dB olsa dahi, gerçekte farklı algılayıcılara ulaştığı andaki işaret seviyesi kaynağın algılayıcılara olan uzaklığına bağlıdır, işaret mesafe ile oldukça zayıflamaktadır. Özellikle akustik işaret havada ilerlerken suda olduğundan daha yavaştır ve daha fazla zayıflamaya uğramaktadır. Örneğin; açık bir alandaki kaynaktan 10 m uzaklıktaki bir algılayıcı için işaret seviyesi yaklaşık olarak $10\log_{10}(100000/10^2) = 30 \text{ dB}$ olur.

Aynı zamanda kestirilen kaynak konum parametrelerinin CRS ifadeleri hesaplanmıştır ve RMSE sonuçları bu CRS eğrileri ile karşılaştırılmıştır. Benzetimler sonucu elde edilen CRS eğrileri ile birlikte çizilen RMS hataları ve kestirilen parametrelerin yanlışlıkları şekil 4.5 ve şekil 4.6’ de görülmektedir.



Şekil 4.5. Konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri

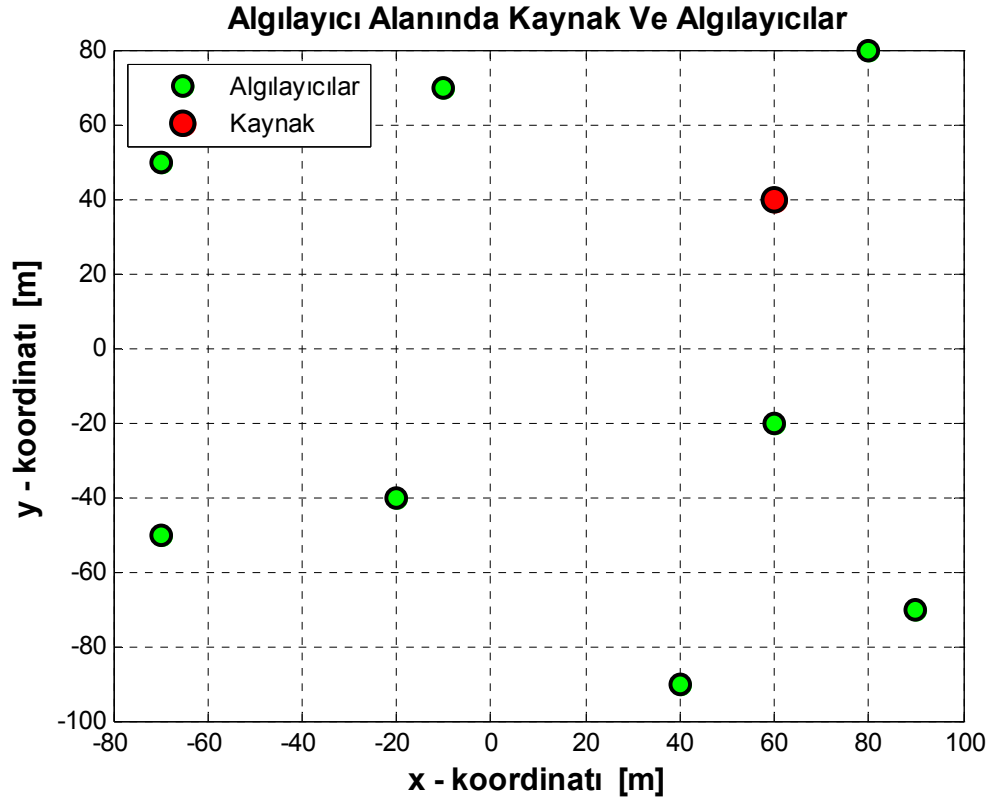
Durum 2: Bu senaryoda, akustik algılayıcılar $200 \times 200 \text{ m}$ ’ lik çok daha büyük bir alana yerleştirilmiştir. $(60, 40) \text{ m}$ noktasında bir kaynak bulunmaktadır. Sekiz adet akustik algılayıcı ise sırasıyla $(60, -20); (-10, 70); (-20, -40); (-70, 50); (90, -70); (80, 80); (-70, -50); (40, -90) \text{ m}$ noktalarında bulunmaktadır.



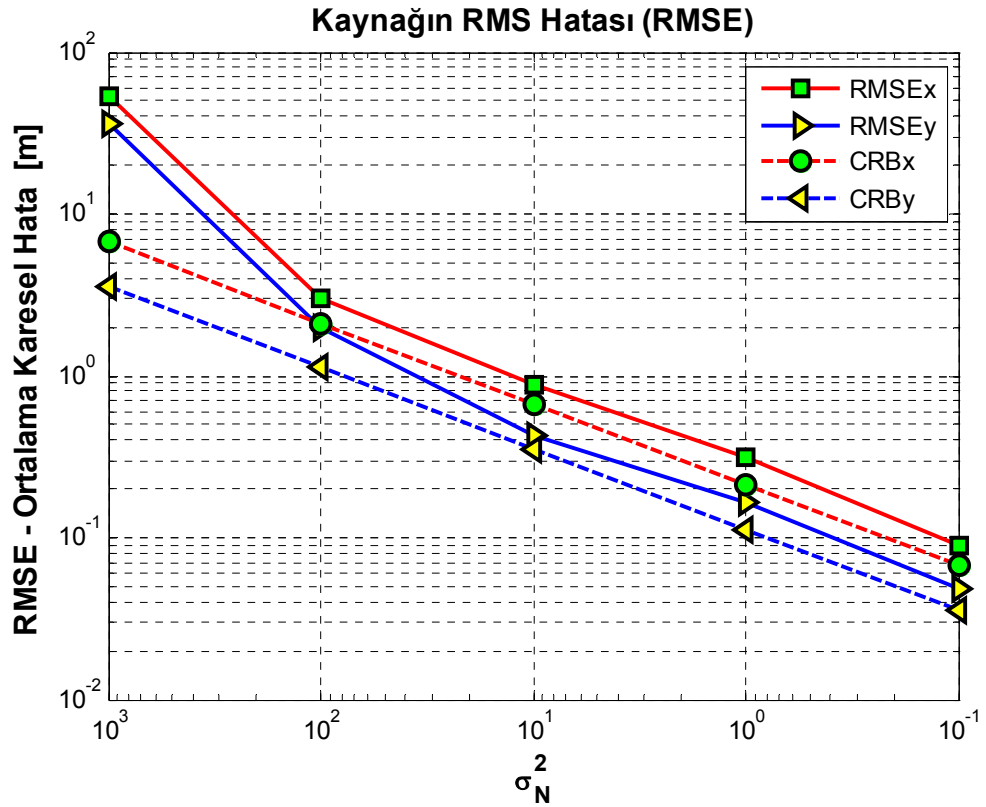
Şekil 4.6. Konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları

Algoritmanın başlangıcında kestirim algoritması için başlangıç noktası $(0,0)$ (orjin) olarak verilmiştir. Algılayıcı alanı çok büyük olduğundan dolayı algılayıcılardan uzakta bulunan kaynağın işaret seviyesi için göreceli SNR oldukça düşmektedir. Bir araçtan yayılan ses (gürültü) bir mikrofon (algılayıcı) ile toplanmaktadır. Kayıt edilen ses benzetimler için normalize edilmiştir. Kaynak işaretinin enerji seviyesi $S = 100000$ ve farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 1000, 100, 10, 1, 0.1$) olarak ayarlanmıştır. Kaynak ve algılayıcı yerleşimi şekil 4.7’ de görülmektedir.

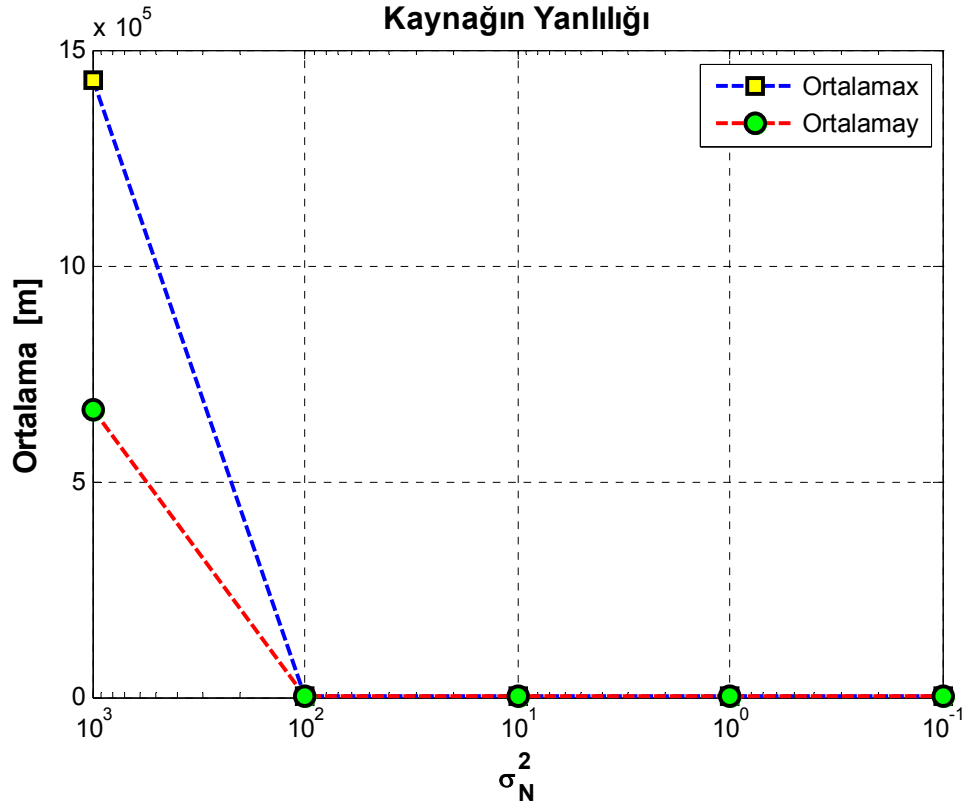
$K = 500$ bağımsız deneme yapılmıştır. Her denemede RMSE kaydedilmiştir. Bu kez zaman adımları $L = 2000$ olarak ayarlanmıştır. Benzetimler sonucu elde edilen CRS ile birlikte çizilen RMS hataları ve kestirilen parametrelerin yanlılıkları şekil 4.8 ve şekil 4.9’ da verilmiştir.



Şekil 4.7. Algılayıcı alanında kaynak ve algılayıcı yerleşimi

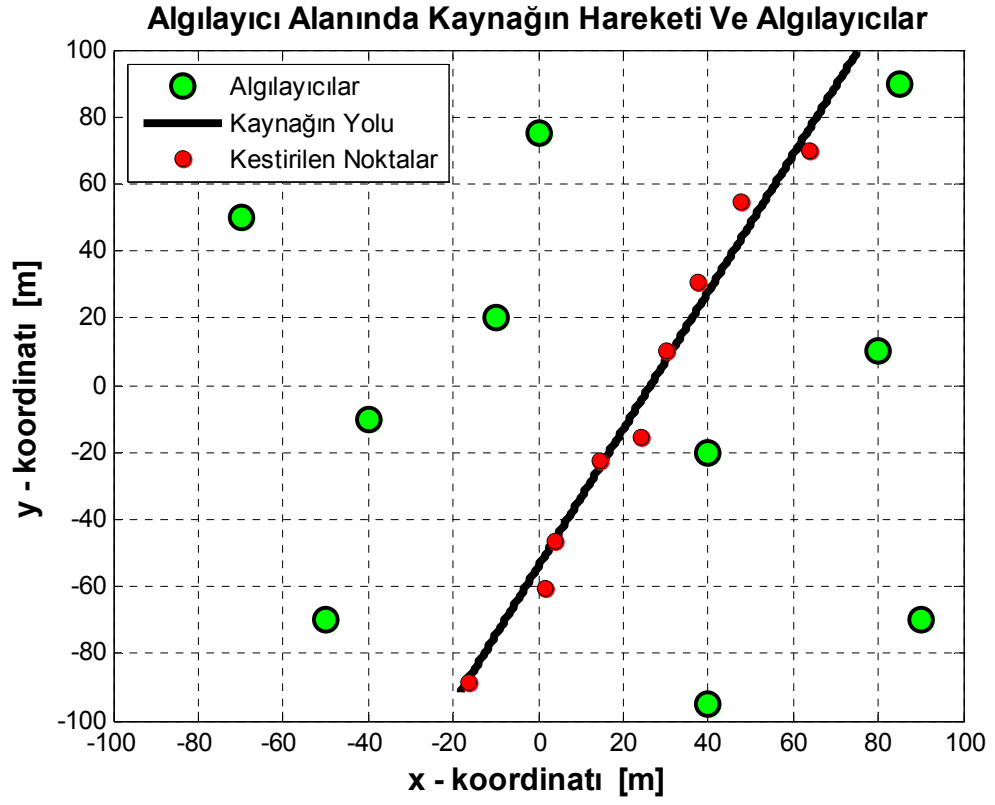


Şekil 4.8. Konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri

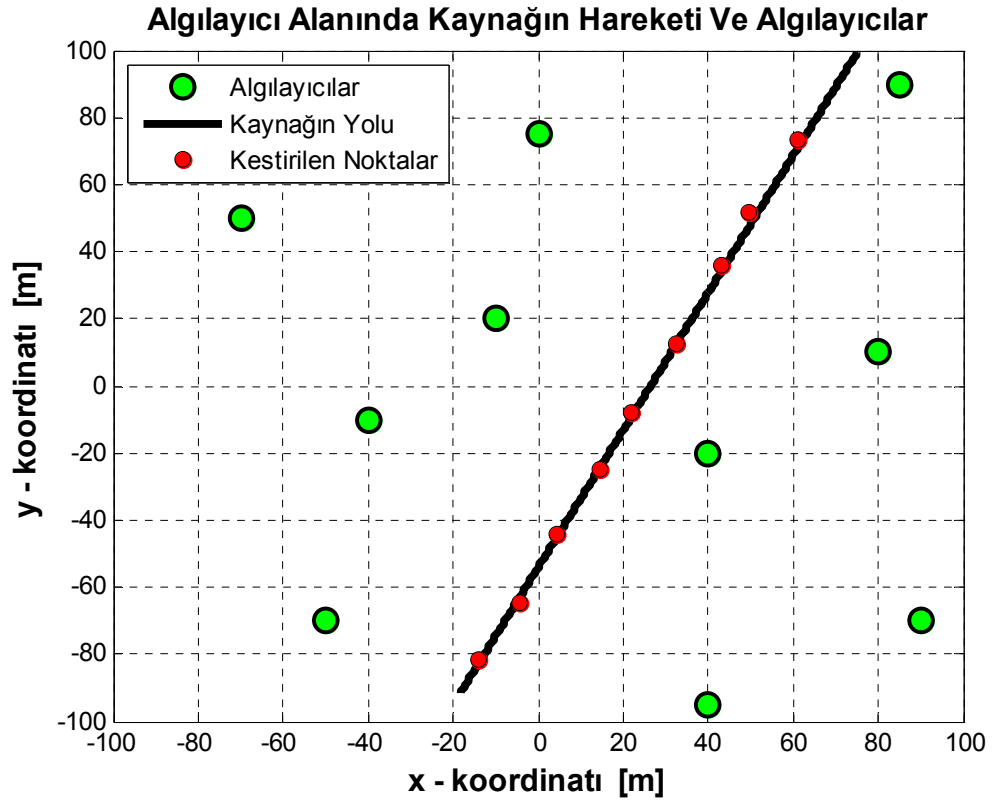


Şekil 4.9. Konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları

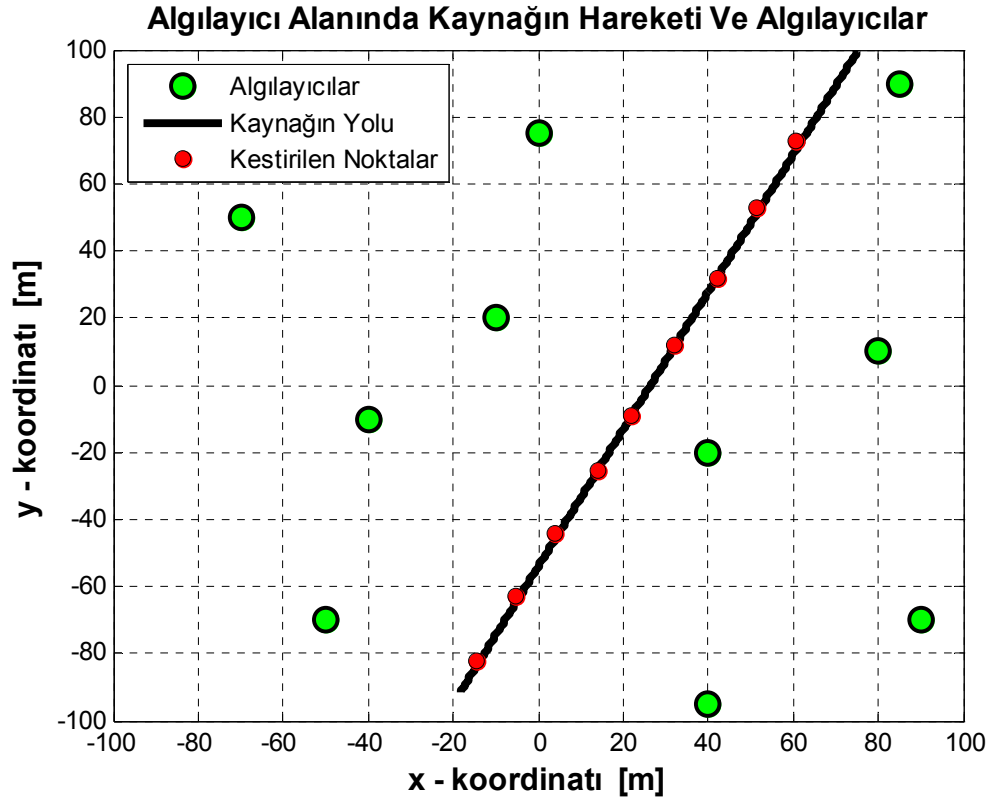
Durum 3: Bu kez algılayıcılar $200 \times 200 \text{ m}$ ’ lik büyük alana yerleştirilmiştir. Hızı $V_{xy} = 5.009 \text{ m/s}$ (hız bileşenleri $V_x = 2.2 \text{ m/s}$, $V_y = 4.5 \text{ m/s}$) olan bir cisim alanda hareket etmektedir. On adet akustik algılayıcı $(-10, 20); (0, 75); (-40, -10); (-70, 50); (90, -70); (85, 90); (-50, -70); (40, -95); (80, 10); (40, -20) \text{ m}$ noktalarına yerleştirilmiştir. Hedef $(-20, 95) \text{ m}$ noktasında bulunmaktadır. Kaynak işareti enerjisi $S = 1000000$ olarak ayarlanmıştır. Zaman telafili EBO algoritması hareketli kaynak için yürütülmüştür. Bu senaryo için algoritma farklı gürültü ($\sigma^2 = 1000, 100, 10, 1$) seviyeleri için çalıştırılmış ve sonuçlar kaydedilmiştir. Algoritmanın başlangıç noktası orjin noktasıdır. Bu sonuçlardan kaynağın hareket yolu, algılayıcıların alanda yerleşimi ve herbir zaman çerçevesi için bulunan konum noktaları şekil 4.10, şekil 4.11, şekil 4.12 ve şekil 4.13’ de görülmektedir. Bulunan noktalar kaynağın yolu üzerindedir, böylelikle kaynak takip edilmektedir. Şekildeki düz çizgi kaynağın hareket yoludur ve yuvarlak farklı renkteki işaretler bir zaman çerçevesi süresinde yapılan kestirimi göstermektedir. Bu şekilde cisim algılayıcı alanında çerçeve çerçeve takip edilmektedir. Kaynağın hareketinden dolayı bu benzetimde zaman çerçevesi daha kısa olarak ayarlanmıştır.



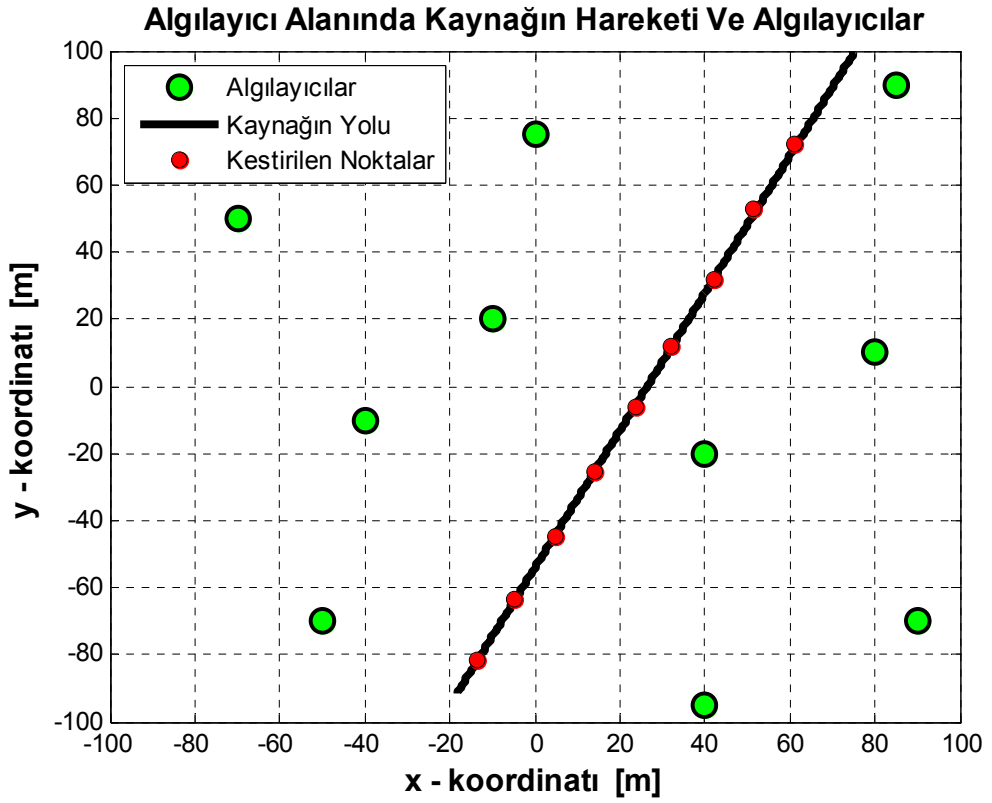
Şekil 4.10. Gürültü seviyesi $\sigma^2 = 1000$ iken kaynağın yolu üzerindeki kestirim noktaları



Şekil 4.11. Gürültü seviyesi $\sigma^2 = 100$ iken kaynağın yolu üzerindeki kestirim noktaları

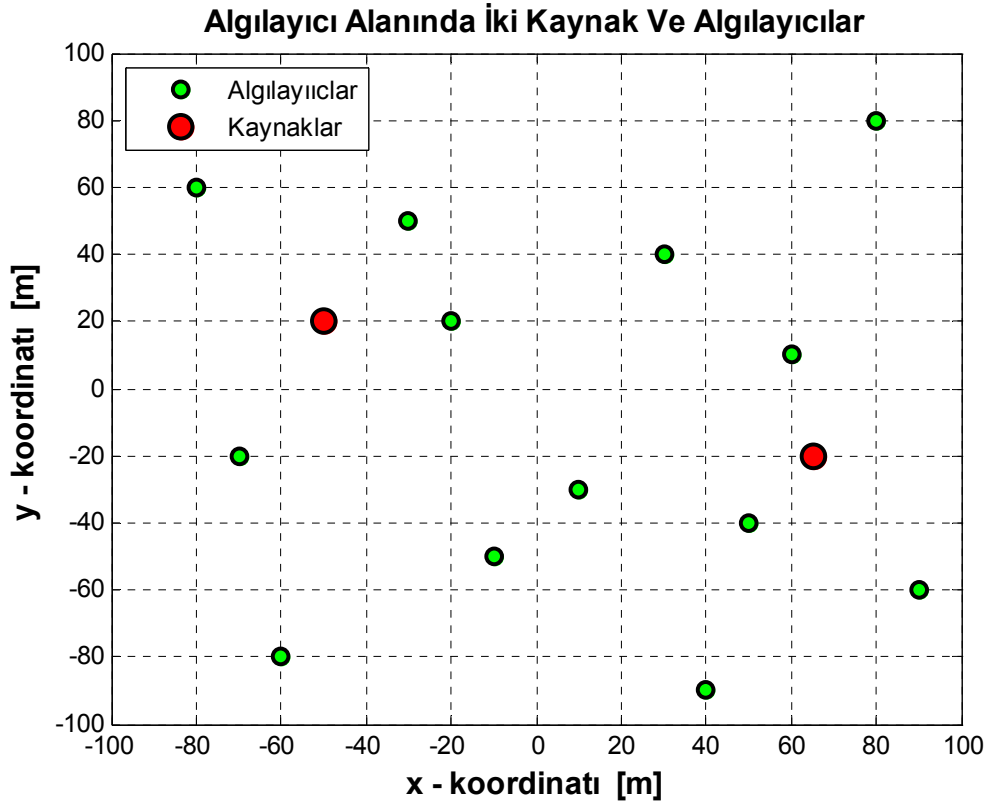


Şekil 4.12. Gürültü seviyesi $\sigma^2 = 10$ iken kaynağın yolu üzerindeki kestirim noktaları

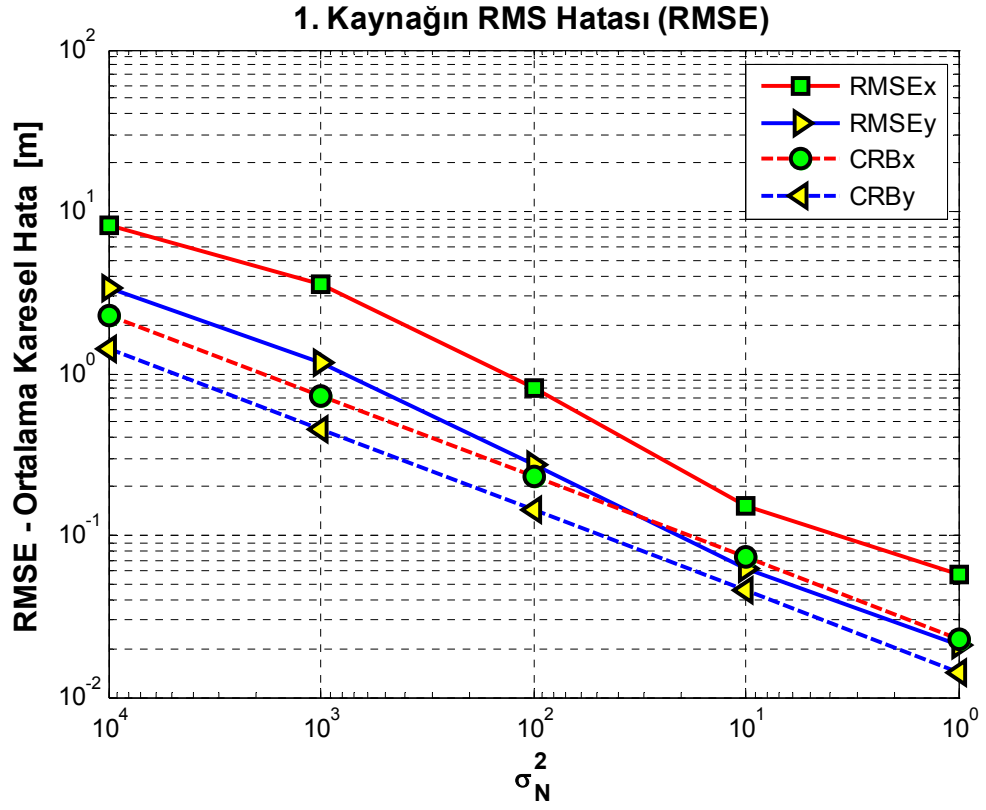


Şekil 4.13. Gürültü seviyesi $\sigma^2 = 1$ iken kaynağın yolu üzerindeki kestirim noktaları

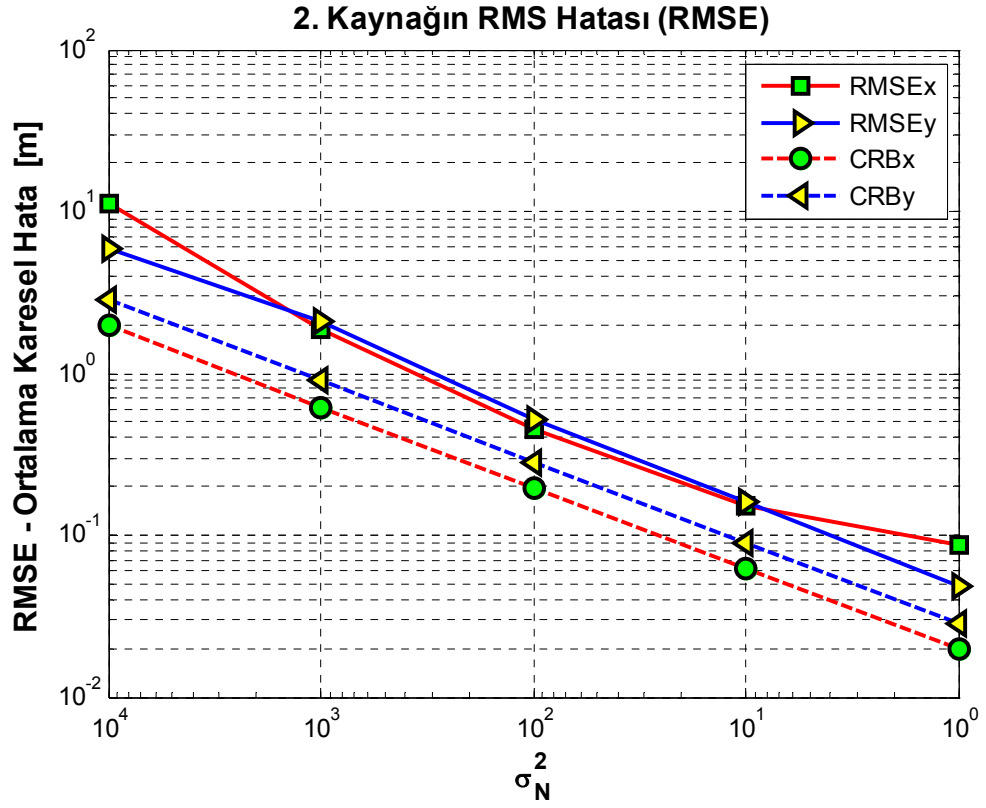
Durum 4: $200 \times 200 \text{ m}$ ' lik alanda iki kaynak bulunduğu durumda önerilen algoritmanın başarımını sınamak için benzetimler yapılmıştır. İki cisim $(65, -20) \text{ m}$ ve $(-50, 20) \text{ m}$ noktalarında bulunmaktadır. On üç algılayıcının konumu $(90, -60)$; $(80, 80)$; $(50, -40)$; $(60, 10)$; $(40, 90)$; $(30, 40)$; $(10, -30)$; $(-20, 20)$; $(-30, 50)$; $(-10, -50)$; $(-60, -80)$; $(-70, -20)$; $(-80, 60) \text{ m}$ noktalarında bulunmaktadır. Kaynak ve algılayıcı yerleşimi şekil 4.14' de verilmiştir. Kaynak işaretlerinin enerji seviyesi $S = 1000000$ ve farklı gürültü seviyeleri ise $(\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1)$ olarak ayarlanmıştır. Yine $K = 500$ bağımsız deneme yapılmıştır. Bu kez zaman adımları $L = 1000$ olarak ayarlanmıştır. Benzetimler sonucu elde edilen CRS ile birlikte çizilen RMS hataları ve kestirilen parametrelerin yanlışlıkları kaynaklar için şekil 4.15, şekil 4.16, şekil 4.17 ve şekil 4.18' de verilmiştir. Farklı gürültü seviyeleri için kestirilen kaynak işaretleri şekil 4.19 ve şekil 4.20 ' de verilmiştir.



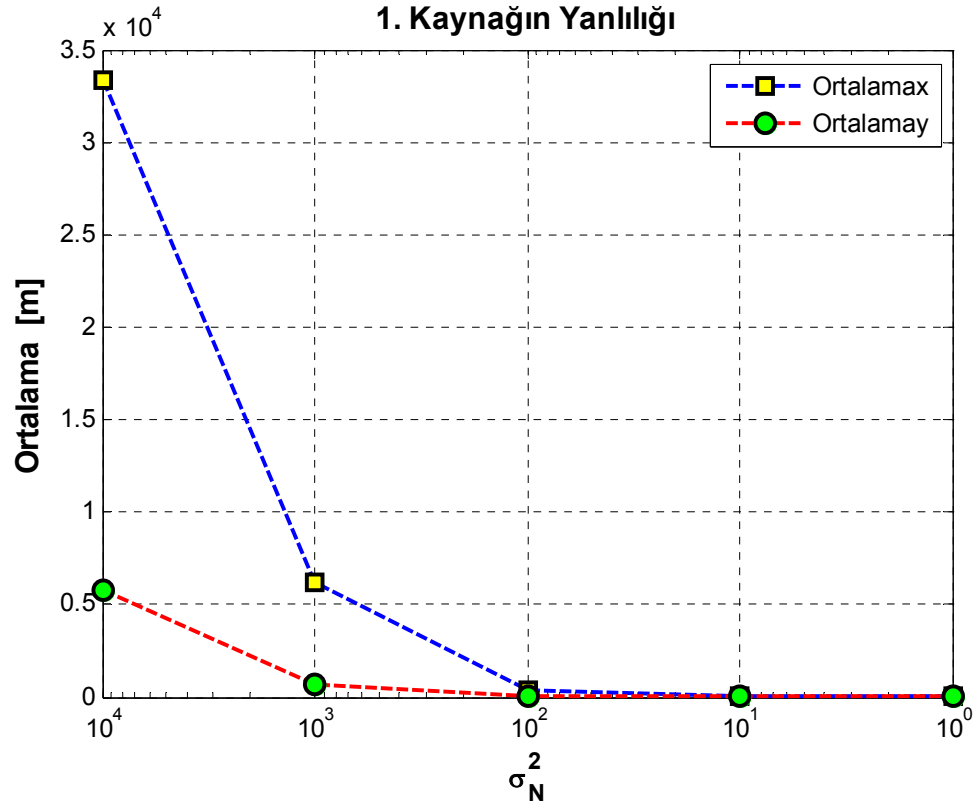
Şekil 4.14. Algılayıcı alanında kaynakların ve algılayıcıların yerleşimi



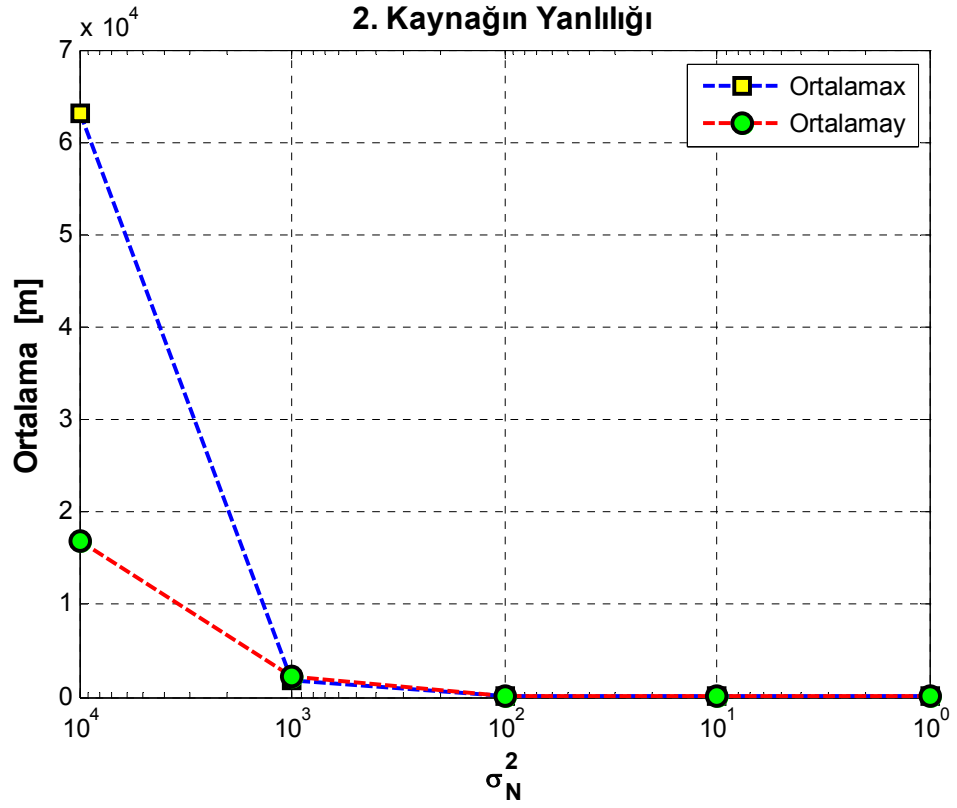
Şekil 4.15. 1. kaynağın konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri



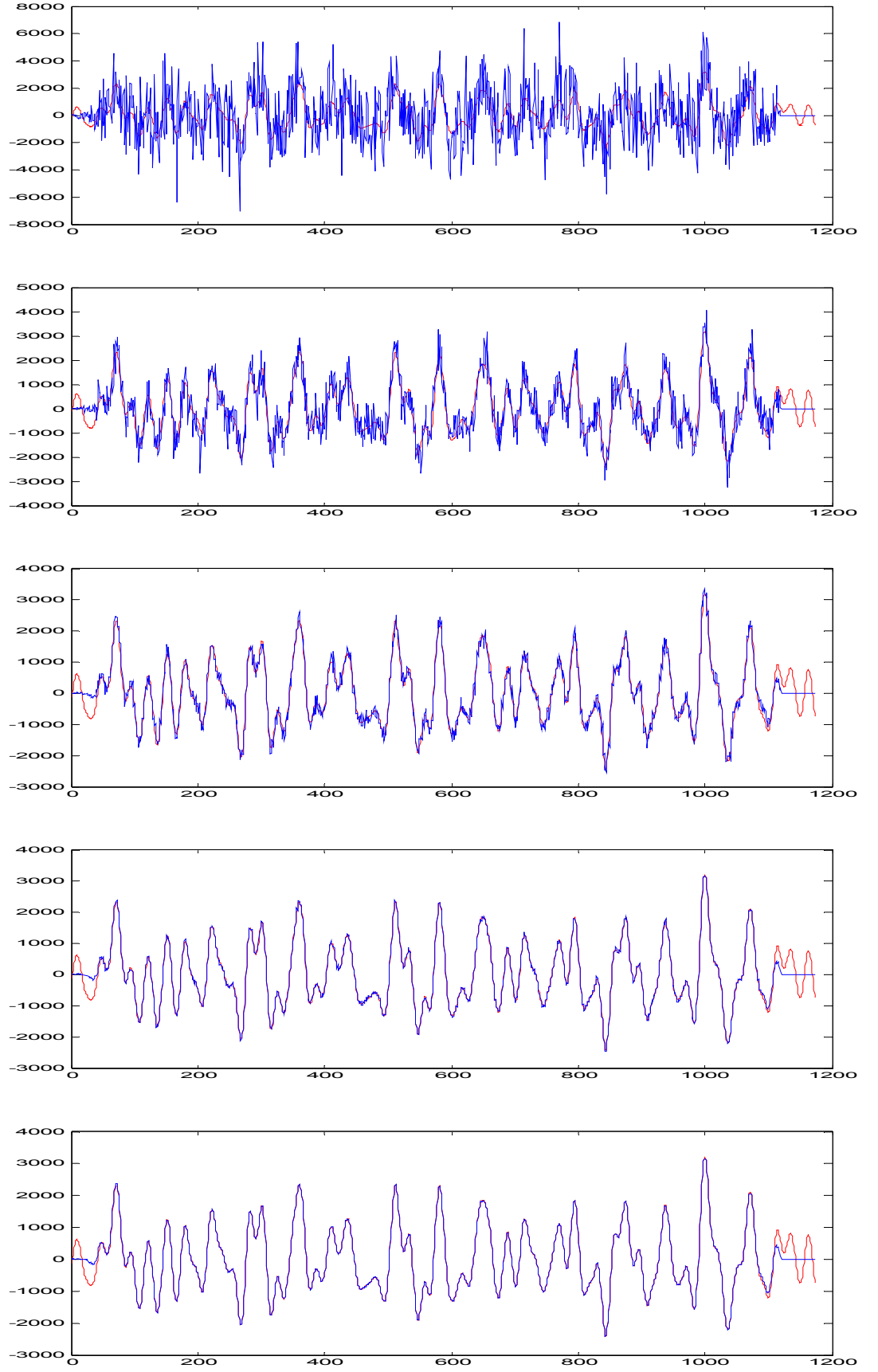
Şekil 4.16. 2. kaynağın konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri



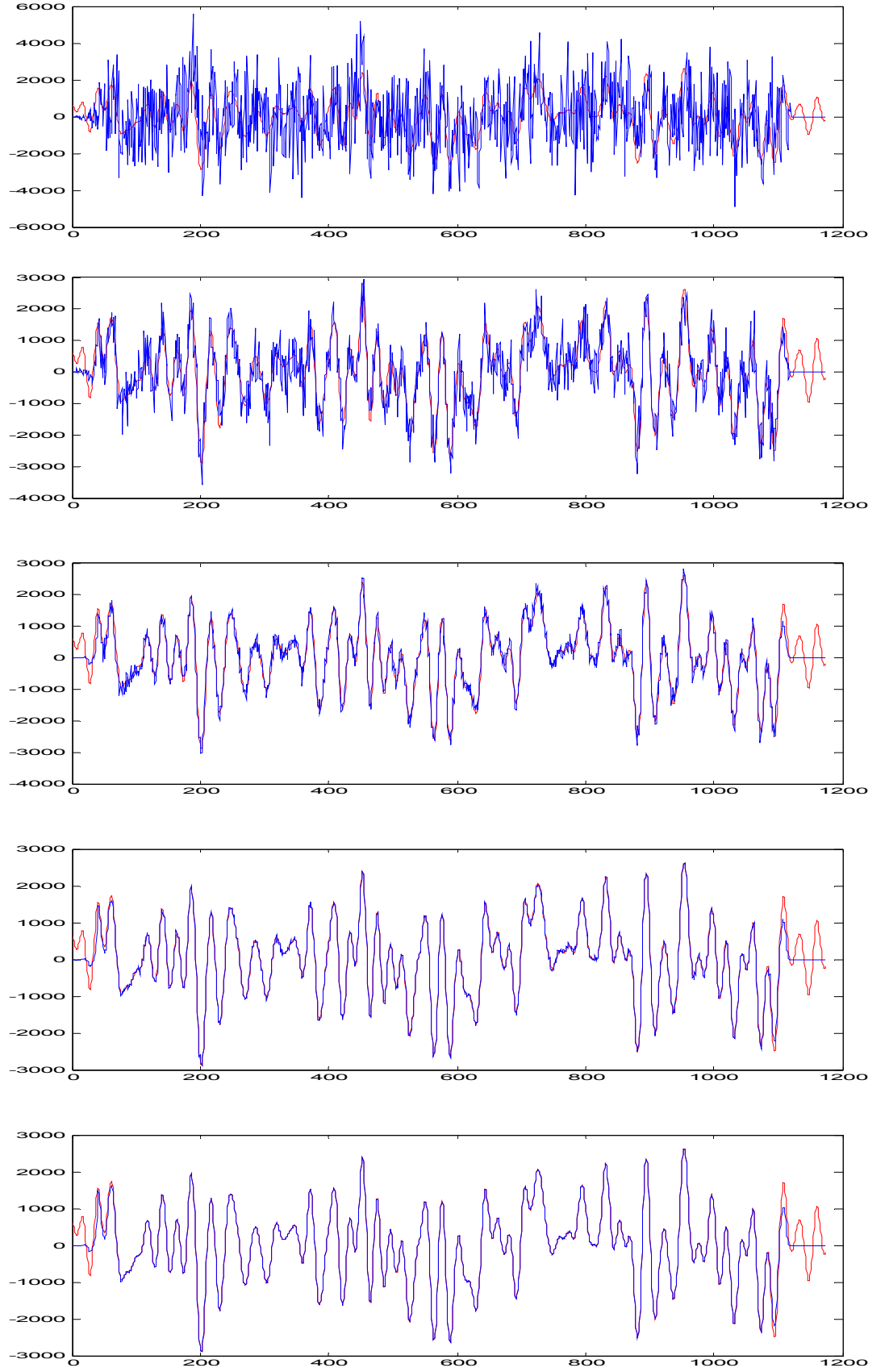
Şekil 4.17. 1. kaynağın konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları



Şekil 4.18. 2. kaynağın konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları

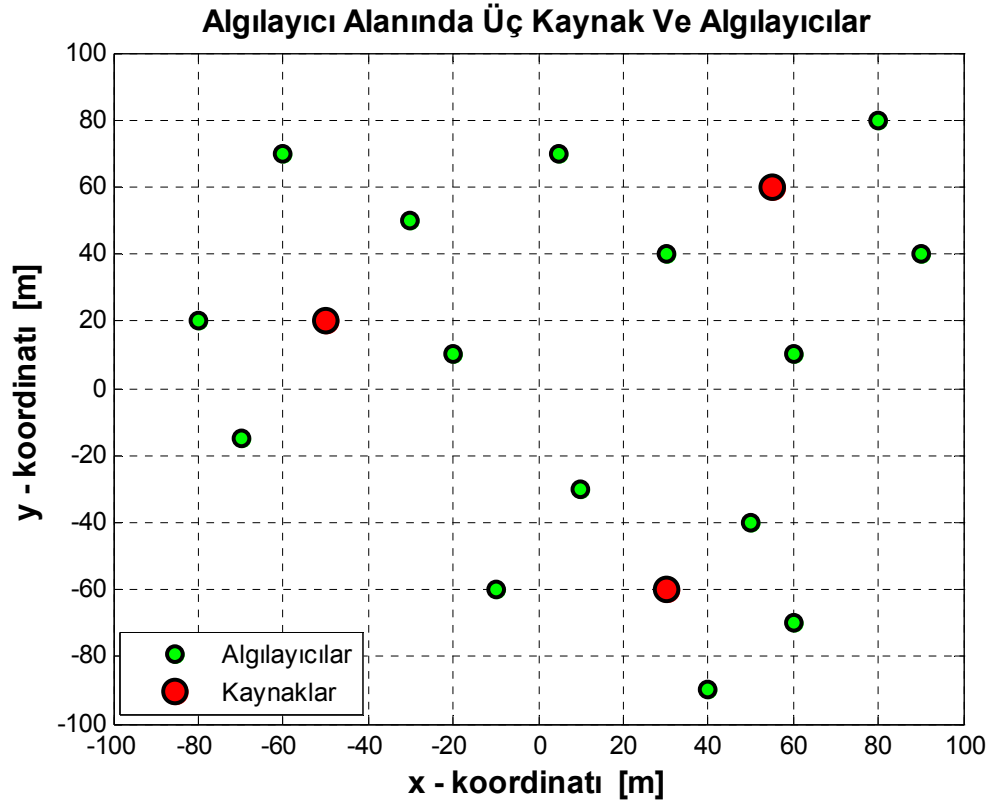


Şekil 4.19. Farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) için kestirilen 1. kaynak işareti

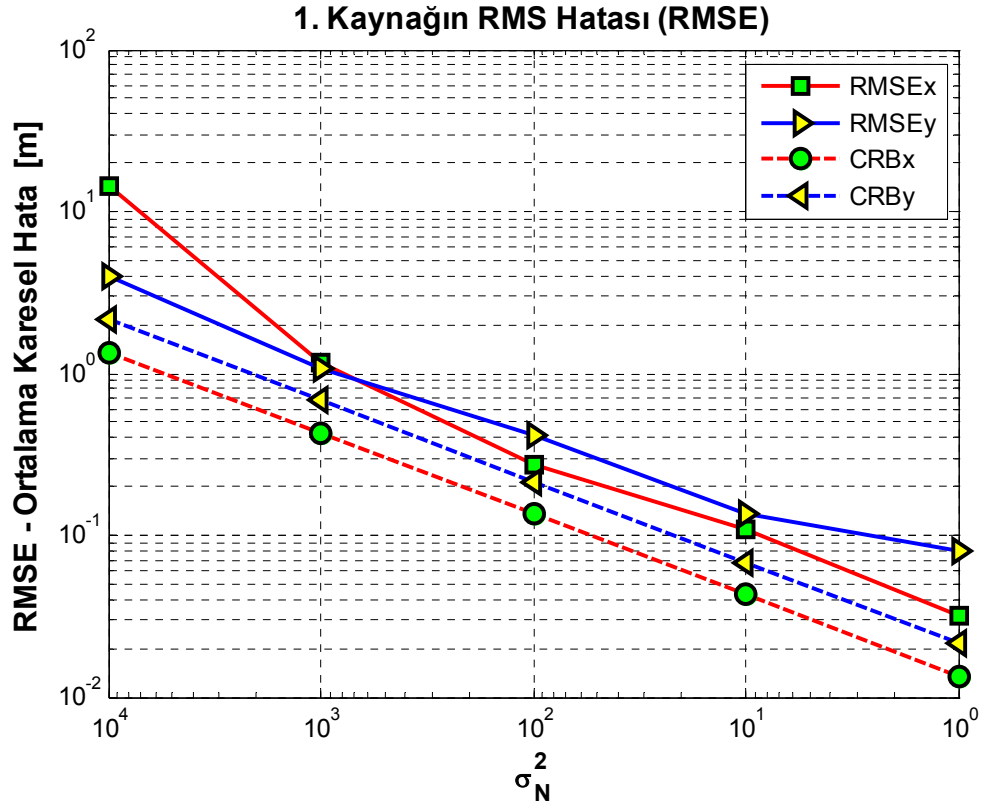


Şekil 4.20 Farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) için kestirilen 2. kaynak işareti

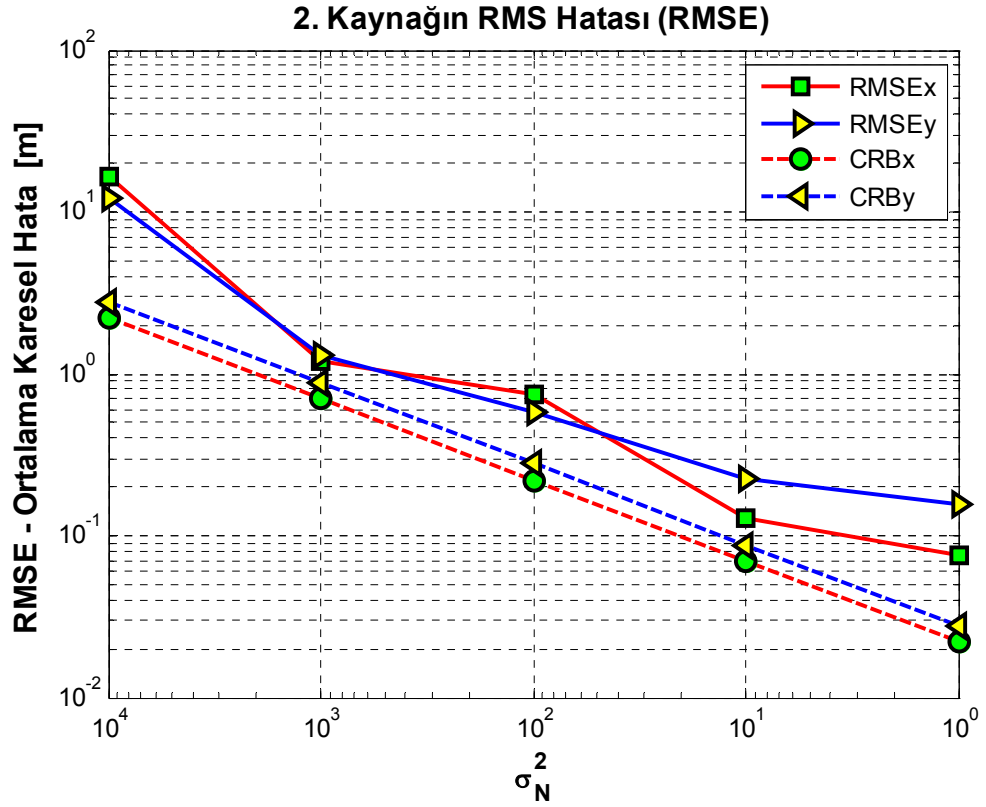
Durum 5: $200 \times 200 \text{ m}$ ' lik alanda üç kaynak bulunduğu durum için algoritmanın başarımını sınamak için benzetimler yapılmıştır. Üç kaynak sırasıyla $(-50, 20) \text{ m}$ ve $(55, 60) \text{ m}$ ve $(30, -60) \text{ m}$ noktalarında bulunmaktadır. On beş adet akustik algılayıcının konumu $(80, 80); (50, -40); (60, 10); (40, -90); (30, 40); (10, -30); (-20, 10); (-30, 50); (-10, -60); (-70, -15); (-60, 70); (5, 70); (90, 40); (60, -70); (-80, 20) \text{ m}$ noktalarında bulunmaktadır. Kaynak ve algılayıcıların alandaki yerleşimi şekil 4.21' de verilmiştir. Kaynak işaretinin enerji seviyesi $S = 1000000$ ve farklı gürültü seviyeleri ise $(\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1)$ olarak ayarlanmıştır. Yine $K = 500$ bağımsız deneme yapılmıştır. Zaman adımları $L = 1000$ olarak ayarlanmıştır. Benzetimler sonucu elde edilen CRS ile birlikte çizilen RMS hataları ve kestirilen parametrelerin yanlışlıkları kaynaklar için şekil 4.22, şekil 4.23, şekil 4.24, şekil 4.25, şekil 4.26 ve şekil 4.27' de verilmiştir. Farklı gürültü seviyeleri için kestirilen kaynak işaretleri şekil 4.28, şekil 2.29 ve şekil 4.30 ' da verilmiştir.



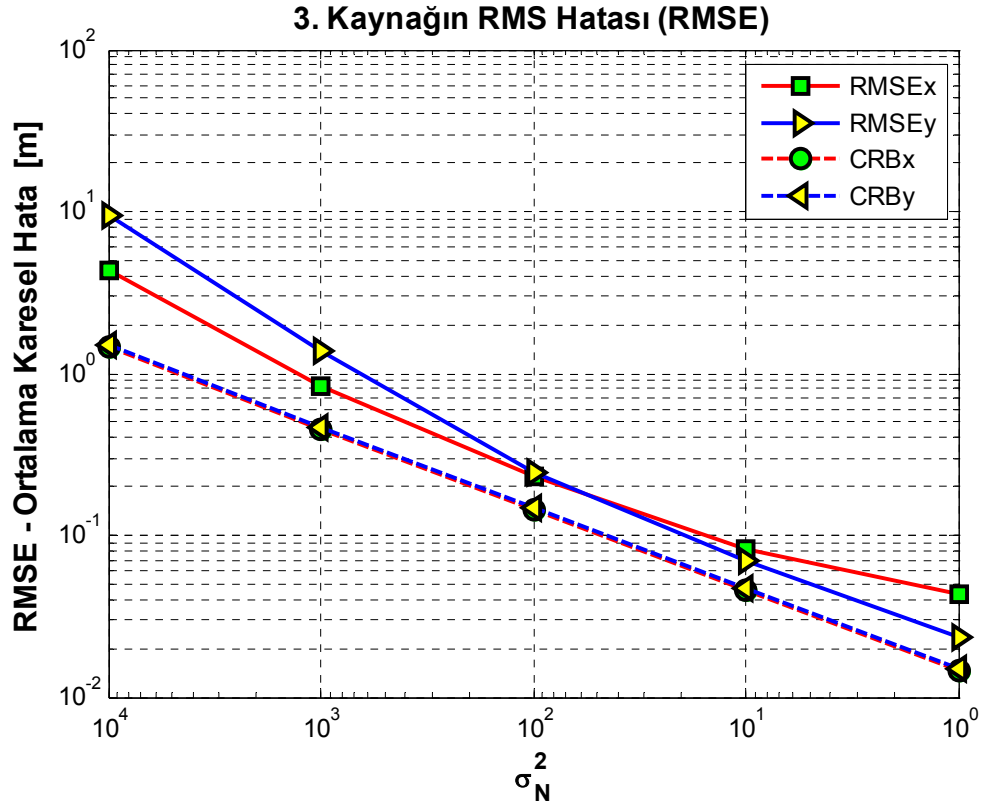
Şekil 4.21. Algılayıcı alanında kaynakların ve algılayıcıların yerleşimi



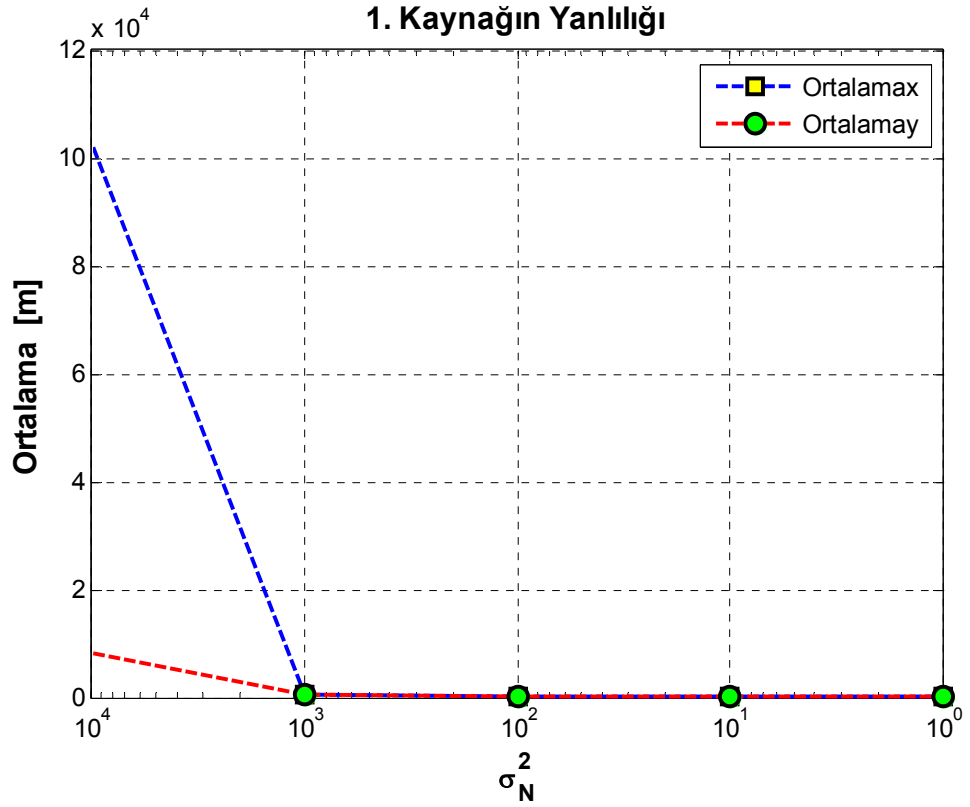
Şekil 4.22. 1. kaynağın konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri



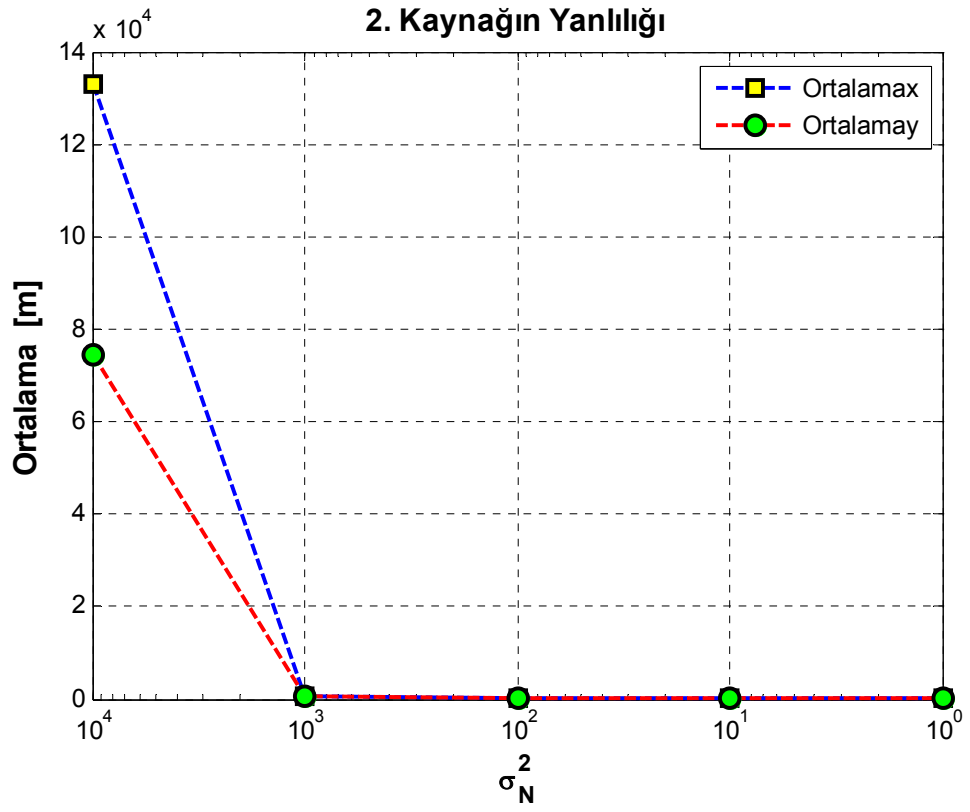
Şekil 4.23. 2. kaynağın konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri



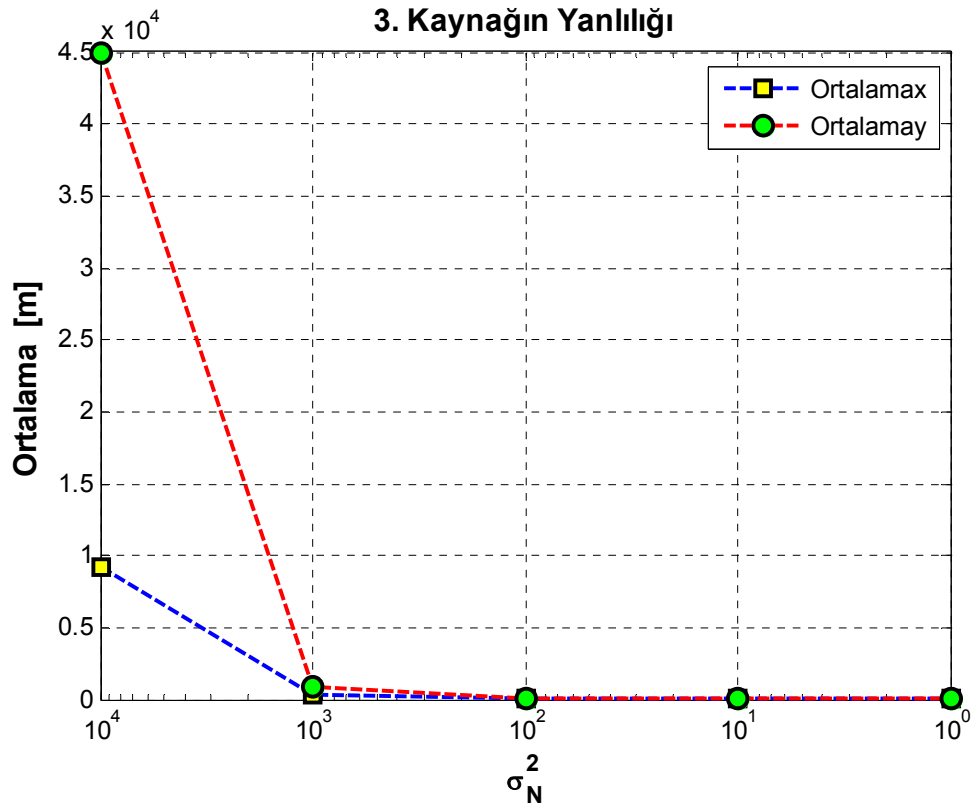
Şekil 4.24. 3. kaynağın konum parametre kestirimlerinin RMSE ve CRS grafikleri



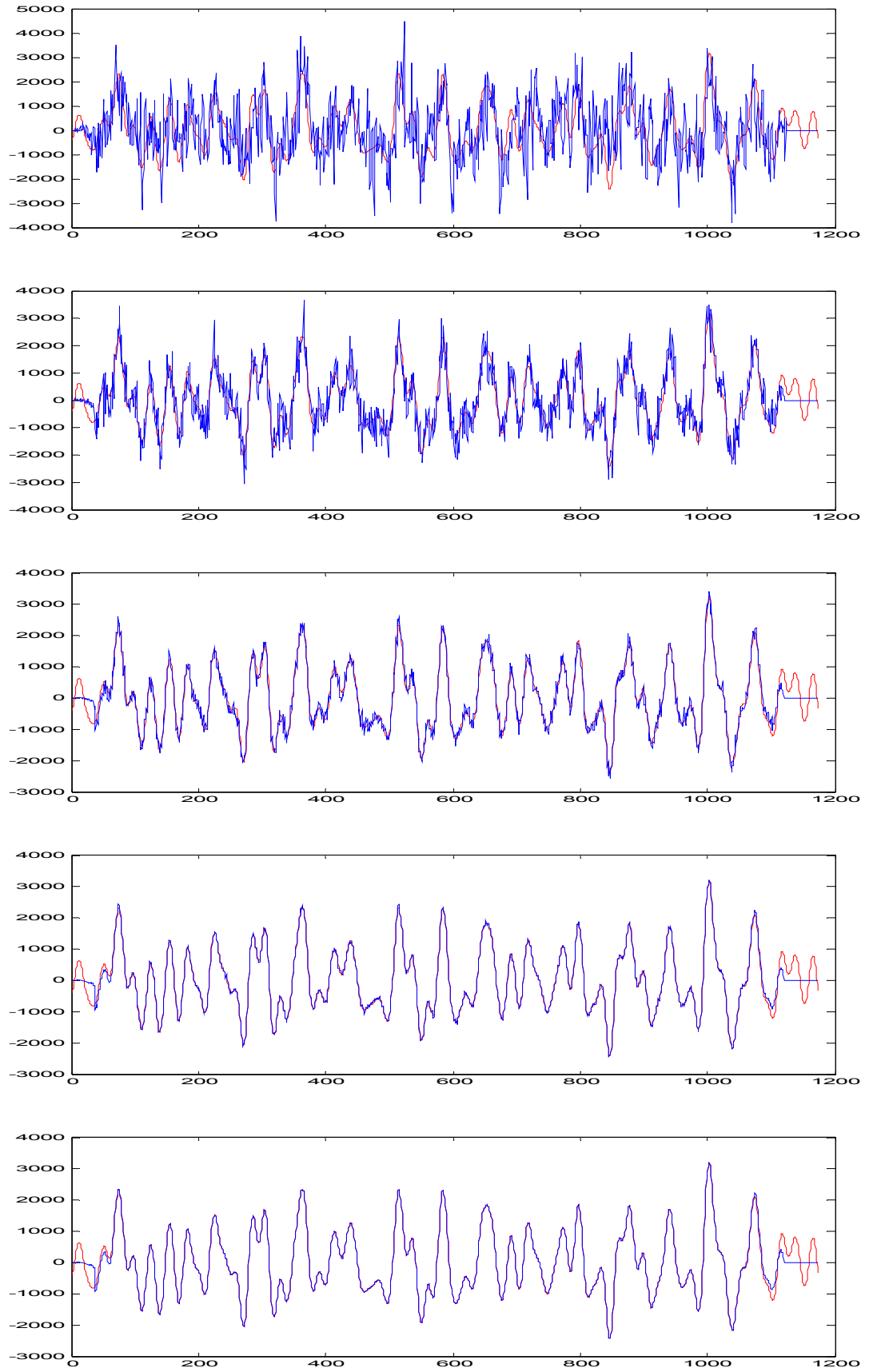
Şekil 4.25. 1. kaynağın konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları



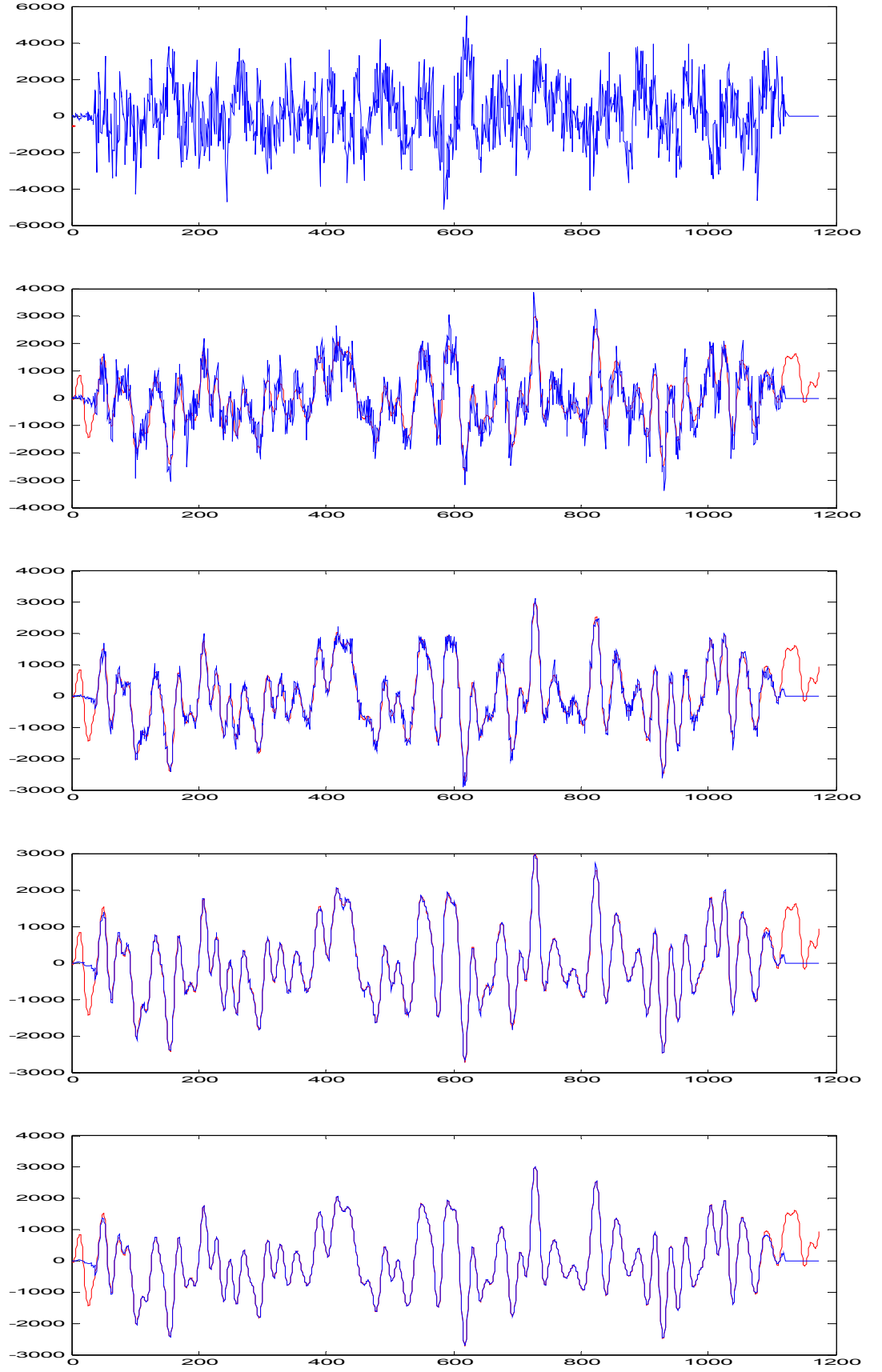
Şekil 4.26. 2. kaynağın konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları



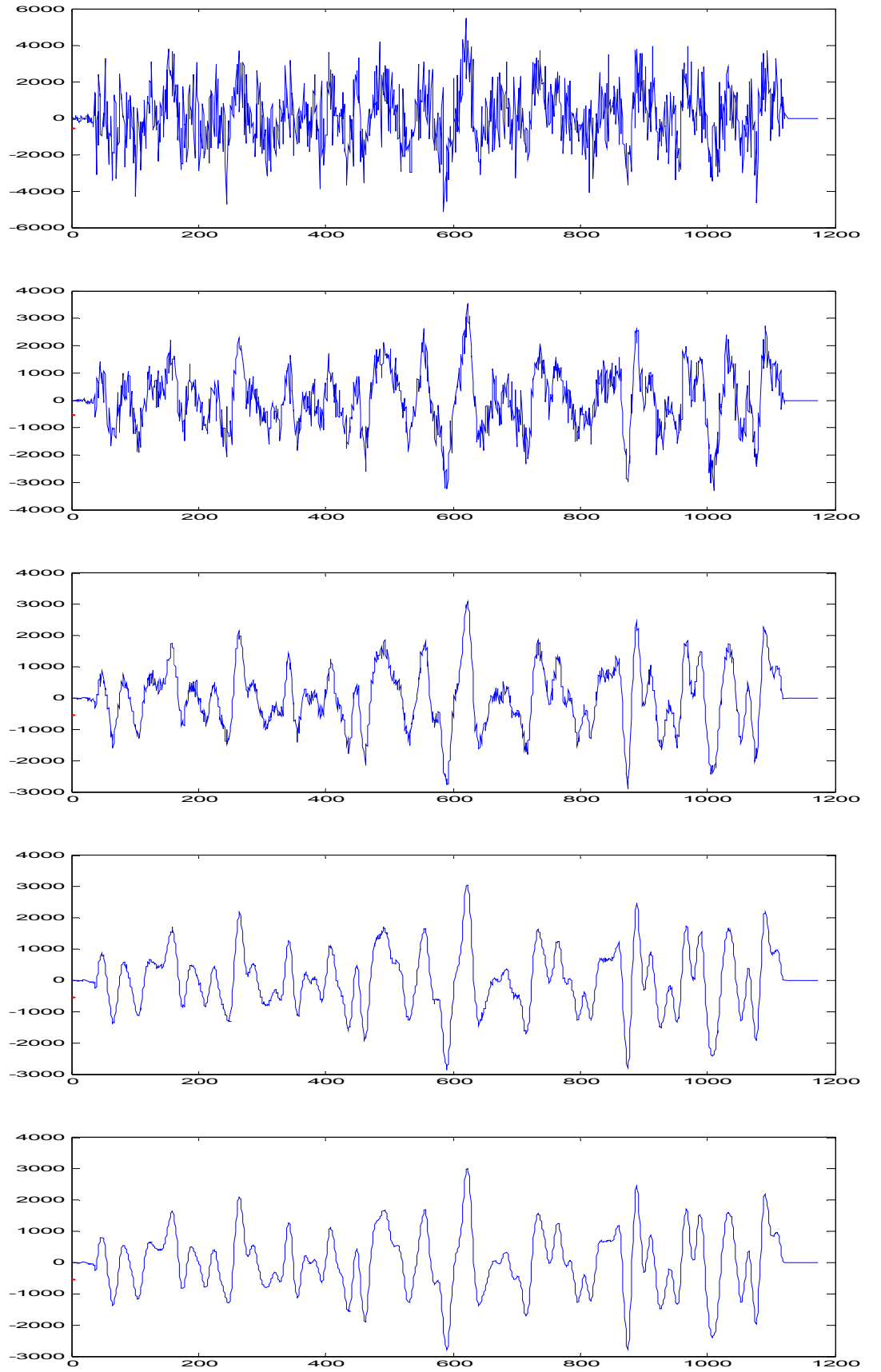
Şekil 4.27. 3. kaynağın konum parametre kestirimlerinin yanlılıkları



Şekil 4.28. Farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) için kestirilen 1. kaynak işareti

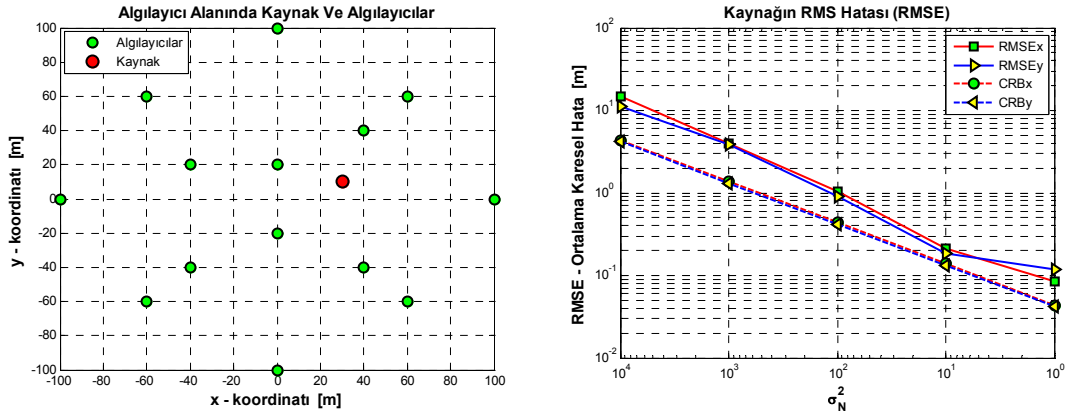


Şekil 4.29 Farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) için kestirilen 2. kaynak işareti

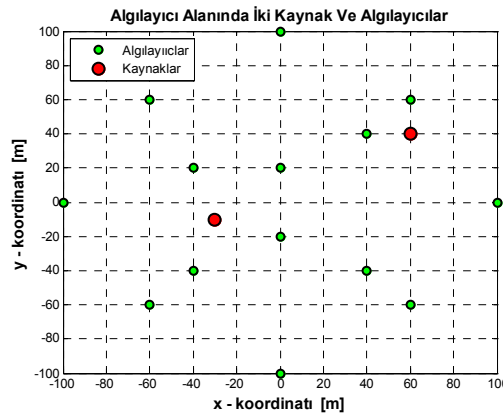


Şekil 4.30. Farklı gürültü seviyeleri ($\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1$) için kestirilen 3. kaynak işareti

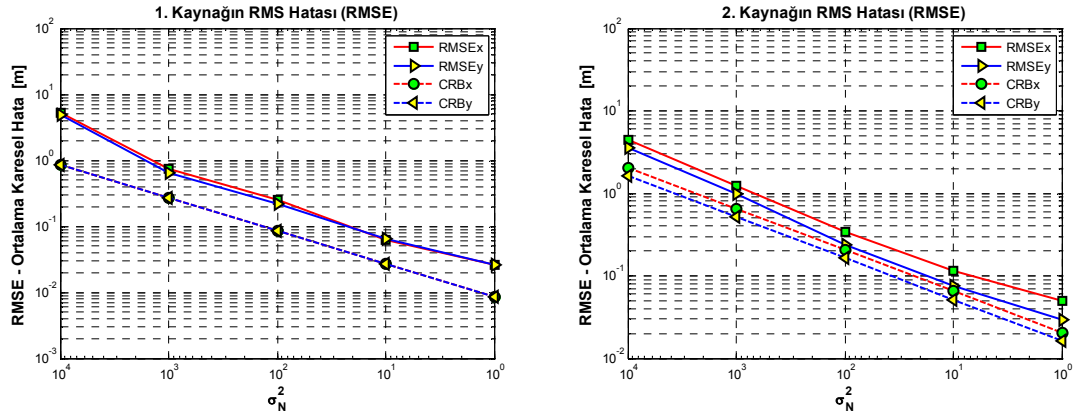
Durum 6: Algılayıcı tarlasında algılayıcıların simetrik dizildiği bir senaryo ele alınmıştır. Bu senaryoda sırasıyla bir, iki ve üç kaynaklı benzetimler yapılarak başarium incelenmiştir. Akustik algılayıcıların sayısı on dördür ve konumları sırasıyla şu şekilde verilmiştir $(0,100);(-100,0);(100,0);(0,-100);(60,60);(-60,-60);(60,-60);(-60,60);(0,20);(0,-20);(-40,20);(-40,-40);(40,-40);(40,40)$ m. Kaynak işaret enerji seviyesi $S = 1000000$ ve farklı gürültü seviyeleri ise $(\sigma^2 = 10000, 1000, 100, 10, 1)$ olarak ayarlanmıştır. Zaman adımları $L = 1000$ olarak ayarlanarak $K = 500$ bağımsız deneme yapılmıştır. İlk deneme için bir kaynak $(30,10)$ m noktasına yerleştirilmiştir. Kaynak ve algılayıcıların alandaki yerleşimi ile CRS ile birlikte çizilen RMS hataları şekil 4.31’ de verilmiştir. İkinci deneme için kaynaklar $(60,40)$ m ve $(-30,-10)$ m noktalarına yerleştirilmiştir. Ağın yerleşim planı ile çizilen RMS hata grafiği şekil 4.32 (a) ve (b)’ de verilmiştir.



Şekil 4.31. Kaynak ve algılayıcıların yerleşimi ile RMSE ve CRS grafikleri



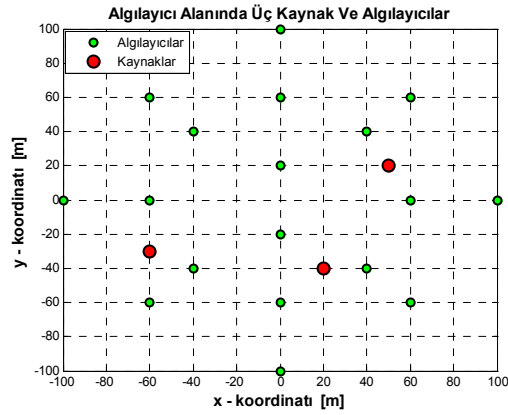
(a)



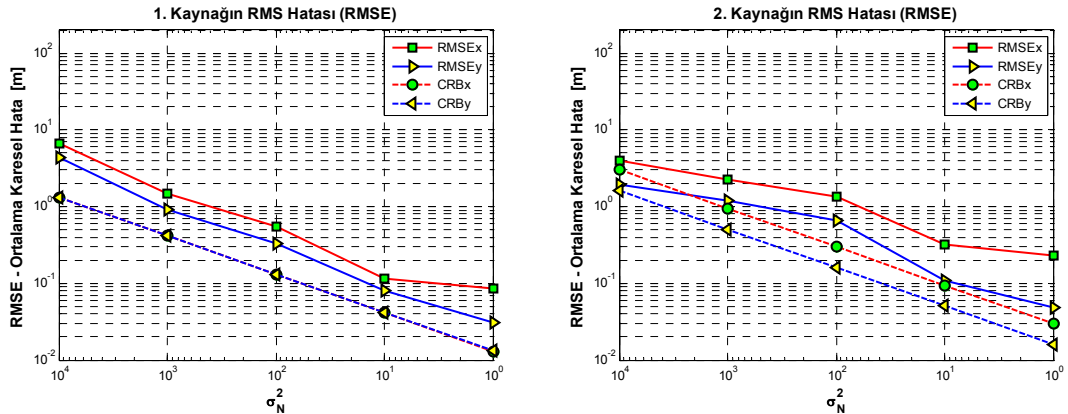
(b)

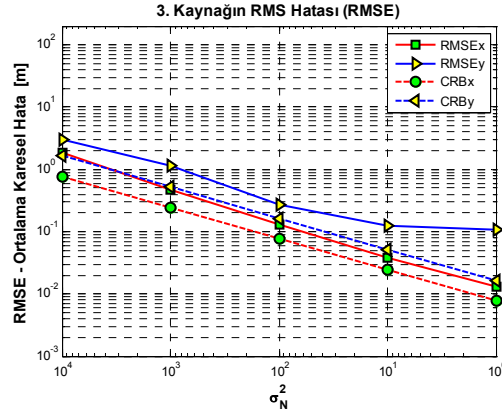
Şekil 4.32. (a) Kaynaklar ve algılayıcıların yerleşimi (b) RMSE ve CRS grafikleri

Üçüncü denemede ise kaynaklar $(-60, -30) m$, $(50, 20) m$ ve $(20, -40) m$ noktalarındadır. Kaynak sayısı arttığından dolayı diğer algılayıcılara ek olarak $(0, 60); (0, -60); (60, 0); (-60, 0) m$ noktalarına da algılayıcı yerleştirilmiştir. Bu durum için yerleşim planı ve RMSE grafiği şekil 4.33’ de görülmektedir.



(a)

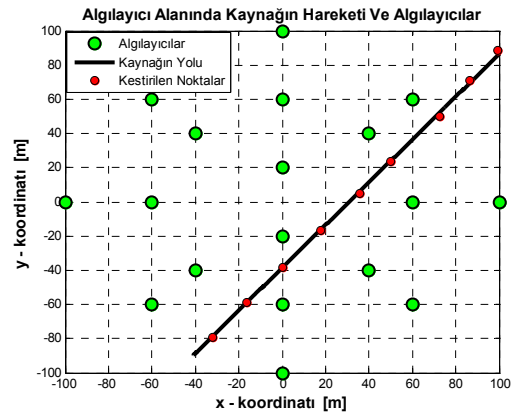
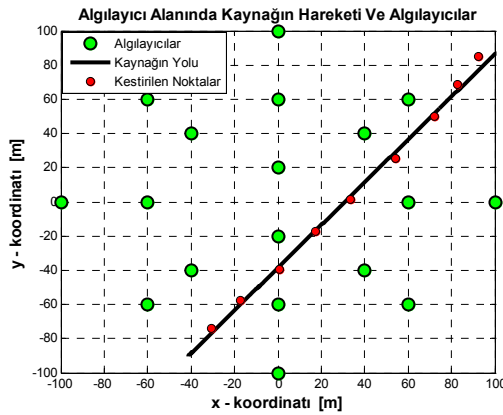


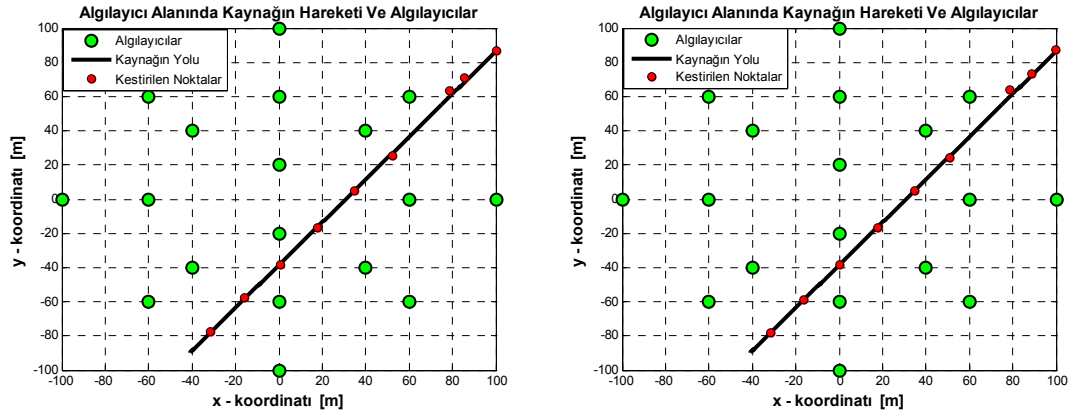


(b)

Şekil 4.33. (a) Kaynaklar ve algılayıcıların yerleşimi (b) RMSE ve CRS grafikleri

Dördüncü deneme kaynağın alanda hareket ettiği durumdur. Kaynak $(-45, -95) m$ noktasından harekete başlamaktadır. Algoritma için ilk başlama noktası orjindir. Hızı $V_{xy} = 6.4 m/s$ dir (bileşenleri $V_x = 4 m/s$, $V_y = 5 m/s$). Algılayıcılar on sekiz adet olup $(0, 100); (-100, 0); (100, 0); (0, -100); (60, 60); (-60, -60); (60, -60); (-60, 60); (0, 20); (0, -40); (-40, 40); (-40, -40); (40, -40); (40, 40); (0, 60); (0, -60); (60, 0); (-60, 0) m$ noktalarındadır. Kaynağın hareket yolu, alandaki yerleşim planı ve herbir zaman çerçevesi için bulunan konum noktaları şekil 4.34' de görülmektedir.





Şekil 4.34. Gürültü seviyesi $\sigma^2 = 1000, 100, 10, 1$ iken kaynağın yolu üzerindeki kestirim noktaları

Frekans Bölgesinde Çözüm İçin Bulgular: Önerilen gözlem zamanı gecikmesi telafili EBO yöntemine taban teşkil eden bu algorithmada EBO kestirimcisinin çözümü genişbant işaretin işlenmesinde kolaylık sağlamasından dolayı frekans bölgesinde yapılmıştır. Hesaplamalar esnasında karşılaşılan ve dizilim yönlendirme matrisinde yer alan ayrık alt frekans değerinin k uygun seçimi önemlidir. Hesaplama yükünün artmaması veya yakınsamanın gerçekleşmesi açısından bu değer fazla büyük veya küçük olmamalıdır. Algoritma ile hareketli genişbant kaynağın belli zaman çerçevesi içinde konumu kestirilerek hareket yörüngesi izlenmiştir. Algoritmanın başlangıç adımında EBO kestirimcilerinin doğal bir özelliği olarak gerçek değerlere yakın konum değerleri verilmesi önemlidir. Ancak bu algorithmadan yola çıkılarak daha verimli olan gözlem gecikme zamanı telafili EBO kestirimcisi tabanlı yöntem önerilmiştir.

Gözlem Zamanı Gecikmesi Telafili EBO Çözümü İçin Bulgular: Önerilen bu yöntemde algılayıcılar arası mesafeden kaynaklanan zaman gecikmeleri ortak değişinti matrisi hesaplanırken gözönüne alınmıştır. Zaman gecikmeleri telafi edilerek hesaplama yapıldığında kaynağın konumu daha doğru şekilde belirnebilmiş ve cismin konumu belli zaman çerçevesi boyunca bir noktada kestirilerek takip edilebilmiştir. Algorithmada kullanılan veri bloklar halinde işlenmiştir. Bu çözüm esnasında diğer önemli bir unsur da fiziksel kısıtlamalardır. Hesap yapılabilecek bant genişliği, işaretin havada yayılma hızı, mesafe gibi parametrelerle kısıtlanmaktadır. Eğer kaynak konumu kestirimi su içindeki bir cisim için yapılacak ise çok daha iyi sonuçlar alınmaktadır. Çünkü akustik işaretin su içinde yayılma hızı havadakine nazaran daha büyüktür ve işaret zayıflaması

daha az olmaktadır. Algoritmanın başlangıç değerinin, hesaplama yapılan bant genişliği arttırıldığında ve EBO kestirimcilerinin doğal bir özelliğinden dolayı gerçek başlangıç konumundan çok uzak olmaması gerekmektedir. Fakat hesaplamalar yapılırken büyük bir bant aralığı gerekmeden problem çözülebilmektedir. Ayrıca RMSE gürültü seviyesiyle (gücüyü) doğru orantılıdır.

Hatanın gösterildiği şekillerde gürültü değişimi (varyans) değerleri büyük iken, mesafeden dolayı kaynak işareti oldukça zayıflayarak algılayıcıya gelmiştir ve işaret gücü gürültüden daha azdır. Dolayısıyla bu aralıkta algoritmanın hatasının ve yanlışlığının artması doğaldır.

Önerilen gözlem gecikme telafili EBO yönteminde, konum bulma algoritması uygulanmadan önce akustik kaynakların sayısının bilindiği varsayılmaktadır. Genel olabilirlik oranı testi, ağırlıklı alt uzay uydurma yöntemi veya diğer yöntemler kullanılarak ağdaki kaynakların sayısı bulunabilir. Konum parametrelerinin RMSE değerleri CRS' ye oldukça yakındır. Bu açıdan benzetim sonuçları tatmin edicidir. İlgili şekillerdende görülebileceği gibi yöntemin başarımı ortam gürültüsü azaldıkça artmaktadır. Algılayıcı tarlasında az sayıda algılama elemanı kullanılmıştır. En büyük algılama mesafesi kaynak işareti ile arka plan gürültüsüne bağlıdır. Çoklu kaynak bulunan benzetimlerde çözüm uzayının boyutu büyüdüğünden hatada ve yanlışlıkta artış olması oldukça doğaldır. Sonuç olarak verimlilik açısından algoritmanın tatmin edici bir başarımla sergilediği görülmüştür.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Günümüze kadar kaynak konumu kestirimi alanında birçok çalışma yapılarak farklı algoritmalar önerilmiştir. Ancak bu algoritmaların büyük çoğunluğu darbantlı işaret yayan kaynakların konum kestirimi için önerilmiştir. Kaynağın yaydığı işaret genişbantlı temel bant işareti olduğu durumda, bu yaklaşımlar istenilen doğrulukta çözümler sunamadığından genişbant durumu için uyarlanarak kullanılmaktadır. Genişbant işaretlerin sağlıklı bir şekilde işlenmesi probleminin çözümüne yönelik bir takım çalışmalar yapılmıştır [1-16], [19-23]. Ayrıca algılayıcılar çok uzakta (uzak alan) iken her algılayıcıya gelen işaretin gecikmesi birbirine göre ihmal edilebilecek boyutta olmasına rağmen eğer cisim algılayıcıların bulunduğu alan içinde veya yakınında (yakın alan) yer alıyorsa bu durumda bunlar ihmal edilememektedir. Bütün bu faktörler genişbantlı temel bant işaret yayan kaynak konumu kestirimi probleminin çözümünü etkilemektedir.

Genişbant kaynak işaretinin özelliklerinden dolayı zaman domeninde kaynak konumu kestirimi problemini çözmek bir takım zorluklara sebep olmaktadır. Bu yüzden bu çalışmada öncelikle, BEB tabanlı bir EBO kestirim yöntemi kullanılarak frekans domeninde konum kestirimi problemi için bir çözüm yapılmıştır. Bu yöntem ile algılayıcılar tarafından alınan işaret vasıtasıyla cismin iki boyutlu olarak konumu belirlenmiştir ve hareketli kaynağın hareket yörüngesi izlenmiştir.

Gözlem gecikmesi zaman telafili EBO algoritmasına taban teşkil eden bu algorithmada EBO kestirimcisinin çözümü genişbant işaretin işlenmesinde kolaylık sağlamasından dolayı frekans domeninde yapılmıştır. Hesaplamalar esnasında karşılaşılan ve dizilim yönlendirme matrisinde yer alan ayrık alt frekans değerinin k uygun seçimi önemlidir. Hesaplama yükünün artmaması veya yakınsamanın gerçekleşmesi açısından bu değer fazla büyük veya küçük olmamalıdır. Algoritmanın başlangıç adımı EBO kestirimcilerinin doğal bir özelliği olarak gerçek değerlere yakın konum değerleri

verilmesi önemlidir. Ancak bu algoritmadan yola çıkılarak daha verimli bir EBO tabanlı kestirimci önerilmiştir.

Bu çalışmada pasif ve dağınık yerleştirilmiş algılayıcı ağı alanında bulunan, genişbantlı temel bant işaret yayan kaynakların konumunun EBO kestirimlerini elde etmek için özgün bir algoritma sunulmuştur ve bu yöntem, problemin zaman domeninde çözümüne olanak sağlamaktadır [49]. Algılayıcılara gelen genişbantlı temel bant akustik işaretin, algılayıcılar arası mesafelerden kaynaklanan ve birbirlerine göre oluşan gecikmeleri kestirim yönteminde gözönüne alınıp hesaba katılarak bunların kullanılmadığı ve bilinen EBO çözümünden daha iyi bir kestirim yapılmıştır.

Bu çalışmada, özellikle genişbantlı temel bant akustik işaret yayan kaynakların konumunun kestiriminin yapılması ve belli zaman çerçevesi dahilinde konumu belirlenerek takip edilmesi için EBO tabanlı farklı bir yaklaşım sunulmuştur. Söz konusu yaklaşım, genişbant işaret yayan kaynakların konumlarının kestirilmesi için gözlem gecikmesi Zaman Telafili En Büyük Olabilirlik (ZTEBO) kestirim yöntemidir. Problemin çözümünde kullanılan EBO kestirimcisinin hesaplama karmaşıklığı BEB tekniği ile ortadan kaldırılmıştır.

Literatürde yapılmış olan birçok çalışmada çoklu kaynak konumu kestirimi yapılmamıştır. Önerilen algoritma ile akustik algılayıcı ağında çoklu kaynak kestirim probleminin çözümü yapılmıştır. Çalışmanın en önemli özelliği, gözlem zamanı gecikmelerinin, t_{pm} , gözönüne alınarak eksiksiz verinin zamana göre telafi edilmesidir. Böylece, olabilirlik işlevi en büyüklenirken eksiksiz verinin çapraz ilinti (kovaryans) matrisindeki hesaplama rutininde söz konusu zaman gecikmeleride işin içine katılmaktadır. Algoritmada kullanılan veri bloklar halinde işlenmiştir. Bu çözüm esnasında diğer önemli bir unsur da fiziksel kısıtlamalardır. Hesap yapılabilecek bant genişliği, doğal olarak işaretin havada yayılma hızı, mesafe gibi parametrelerle kısıtlanmaktadır. Eğer kaynak konumu kestirimi su içindeki bir cisim için yapılacak ise çok daha iyi sonuçlar alınmaktadır. Çünkü akustik işaretin su içinde yayılma hızı havadakine nazaran daha büyüktür ve işaret zayıflaması daha az olmaktadır. Algoritmanın başlangıç değerinin, hesaplama yapılan bant genişliği arttırıldığında ve EBO kestirimcilerinin doğal bir özelliğinden dolayı gerçek başlangıç konumundan çok

uzak olmaması gerekmektedir. Fakat hesaplamalar yapılırken çok geniş bir bant aralığı gerekmeden problem çözülebilmektedir. Kaynak işaretlerindeki istenmeyen gözlem gecikmeleri (faz kaymaları) kestirim yordamında faydalı şekilde kullanılmaktadır. Bütün eksiksiz veri işaretleri telafi adımıyla aynı başlangıç noktasına taşınıp getirildikten sonra hesaplamalar yapılmaktadır. Frekans domenine herhangi bir dönüşüm yapılmasına gerek olmamaktadır. Algoritmanın uygulaması için küçük sayıda algılayıcı yeterli olmaktadır. Algılayıcılar herhangi bir dizilim geometrisine ihtiyaç duyulmadan alanda istenildiği şekilde dağınıkça yerleştirilebilmektedir. Önerilen yöntemde, konum bulma algoritması uygulanmadan önce akustik kaynakların sayısının bilindiği varsayılmaktadır literatürde bulunan yöntemler kullanılarak ağdaki kaynakların sayısı bulunabilir. Algılayıcı tarlasında az sayıda algılama elemanı kullanılmıştır. En büyük algılama mesafesi kaynak işareti ve arka plan gürültüsüne bağlıdır. Eldeki veri çerçeve çerçeve işlendiğinden işlem zamanı açısından gecikme süresi düşük olmaktadır.

Hatanın gösterildiği şekillerde varyans değerleri büyük iken, mesafeden dolayı kaynak işareti oldukça zayıflayarak algılayıcıya gelmiştir ve işaret gücü gürültüden daha azdır. Dolayısıyla bu aralıkta algoritmanın hatasının ve yanlılığın artması doğaldır. Yöntemde amaç zaman gecikmelerini kestirmek değildir, bağıntılarda ortaya çıkan zaman gecikmelerinin telafi edilerek sanki algılayıcılar aynı anda aynı işareti alıyor gibi algoritmanın yürütülmesidir.

Ayrıca önerilen yöntemin verimliliği CRS ifadeleri çıkarılıp karşılaştırma yapılarak gösterilmiştir. Yaklaşım çeşitli bilgisayar benzetimleri ile de desteklenerek sonuçlar elde edilmiştir. Verimlilik açısından algoritmanın tatmin edici bir başarıyı sergilediği görülmüştür ve RMSE gürültü seviyesiyle (gücüyü) doğru orantılıdır. Sonuç olarak önerilen algoritma, çıkarılan CRS ifadeleri ve benzetim sonuçlarına dayanılarak aşağıdaki sonuçlara varılmaktadır;

- o Konum parametrelerinin RMSE değerleri CRS' ye oldukça yakındır. Yapılan benzetimlerin sonuçları yöntemin kaynak konumu kestirimi probleminde başarılı olduğunu ve iyi sonuçlar sağladığını göstermektedir.

- o Arka plan gürültü seviyesinin algoritmanın kestirim başarımı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Yaklaşım CRS eğrisini yakından izleyerek küçük kestirim hataları vermiştir. Benzetimlerden ve ilgili şekillerdende görülebileceği gibi yöntemin başarımı ortam gürültüsü azaldıkça artmaktadır. RMSE gürültü seviyesiyle (gücüyü) doğru orantılıdır.
- o Çok kaynaklı benzetimlerde çözüm uzayının boyutu büyüdüğünden hatada ve yanlışlıkta artış olması doğaldır.
- o En büyük algılama mesafesi kaynak işareti ve arka plan gürültüsüne bağlıdır.
- o Frekans domenine bir dönüşüm yapılmasına ihtiyaç duyulmamıştır.
- o Veri çerçeve çerçeve işlenmektedir ve böylece bütün verinin alınmasının beklenmesi ve ondan sonra işlenmesi durumundan dolayı oluşan zaman kaybı önlenmektedir.
- o Yapılan benzetim çalışmalarından anlaşıldığı üzere kaynak sayısı arttığında algılayıcı sayısının artması başarımda iyileşme sağlanmasına yardımcı olmaktadır.

Daha sonraki çalışmalarda, bu algoritmaların birden çok kaynak bulununduğu senaryolarda işaret sınıflandırılması yöntemleri geliştirilmesi için uyarlanması çalışmaları gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

1. LI D., HU Y.H., 2003, Energy-Based Collaborative Source Localization Using Acoustic Microsensor Array, *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Vol. 2003, Issue 4, 321-337.
2. AJDLER T., KOZINTSEV I., LIENHART R., VETTERLI M., 2004, Acoustic Source Localization In Distributed Sensor Networks, *Signals, Systems and Computers, Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference* Vol. 2, 7-10 Nov., 1328-1332.
3. YAO K., HUDSON R.E., REED C.W., CHEN D., LORENZELLI F., 1998, Oct., Blind Beamforming On A Randomly Distributed Sensor Array System, *Selected Areas in Communications, IEEE Journal*, Vol. 16, Issue 8, 1555-1567.
4. HUANG Y., BENESTY J., ELKO G.W., 2000, Passive Acoustic Source Localization For Video Camera Steering, *Proceeding Of The IEEE ICASSP 2000*, Istanbul, Turkey, Vol. 2, 15-19 Mar., 909-912.
5. HUANG Y., BENESTY J., ELKO G.W., 1999, Adaptive Eigenvalue Decomposition Algorithm For Real Time Acoustic Source Localization System, *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1999. ICASSP '99. Proceedings., 1999 IEEE International Conference*, Vol. 2, Phoenix, Arizona, USA, 937-940.
6. WARD D.B., LEHMANN E.A., WILLIAMSON R.C., 2003, Experimental Comparison Of Particle Filtering Algorithms For Acoustic Source Localization In A Reverberant Room, *Acoustics, Speech, and Signal Processing Proceedings, (ICASSP '03), IEEE International Conference*, Vol. 5, 2003, 177-180.
7. POTAMITIS I., CHEN H. TREMOULIS G., 2004, Sept., Tracking Of Multiple Moving Speakers With Multiple Microphon Arrays, *IEEE Transactions On Speech And Audio Processing*, Vol. 12, No. 5, 520-529.
8. LI D., HU Y.H., 2004, August 15-18, 'Least Square Solutions Of Energy Based Acoustic Source Localization Problems', *33rd International Conference on Parallel Processing Workshops (ICPP 2004 Workshops)*, Montreal, Quebec, Canada, IEEE Computer Society 2004, 443-446.
9. CHEN J.C., YAO K., HUDSON R.E., 2002, March, Source Localization And Beamforming, *Signal Processing Magazine IEEE*, Vol. 19, Issue 2, 30-39.

10. STOICA P., NEHORAI A., 1989, May, MUSIC, Maximum Likelihood, And Cramer-Rao Bound, *IEEE Transactions On Acoustic, Speech, And Signal Processing*, Vol. 37, No. 5, 720-741.
11. STOICA P., NEHORAI A., 1990, Dec., MUSIC, Maximum Likelihood, And Cramer-Rao Bound: Further Results And Comparisons, *IEEE Transactions On Acoustic, Speech, And Signal Processing*, Vol. 37, No. 5, 2140-2150.
12. SHENG X., HU Y.H., 2005, Jan., Maximum Likelihood Wireless Sensor Network Source Localization Using Acoustic Signal Energy Measurements, *IEEE Trans. Signal*, Vol. 53, No. 1, 44-53.
13. WEISS A.J., WILLSKY A.S., LEVY B.C., 1988, Feb., Maximum Likelihood Array Processing For The Estimation Of Superimposed Signals, *Proceedings Of The IEEE*, Vol. 76, No. 2, 203-205.
14. KRAUS D., DHAOUADI A., BÖHME J.F., 1993, Apr., EM Dual Maximum Likelihood Estimation For Wideband Source Location, *Acoustics, Speech, and Signal Processing*, ICASSP-93., IEEE International Conference on Vol. 1, Issue 27-30, 257-260.
15. CHEN J.C., HUDSON R.E., YAO K., 2002, Aug., Maximum-Likelihood Source Localization And Unknown Sensor Location Estimation For Wideband Signals In The Near-Field, *IEEE Transactions On Signal Processing*, Vol. 50, No. 8, 1843-1854.
16. ÇADALLI N., ARIKAN O., 1999, Jan., Wide-band Maximum Likelihood Direction Finding And Signal Parameter Estimation By Using The Tree-Structured EM Algorithm," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, No. 1, 201-206.
17. SATISH A., KASHYAP R.L., 1995, July, Multiple Target Tracking Using Maximum Likelihood Principle, *IEEE Transactions On Signal Processing*, Vol. 43, No. 7, 1677-1695.
18. BLATT D., HERO A., 2004, May, Distributed Maximum Likelihood Estimation For Sensor Networks, *Acoustics, Speech, and Signal Processing, Proceedings*, (ICASSP apos;04). IEEE International Conference, Vol. 3, Issue , iii - 929-932.
19. TUNG T.L., YAO K., CHEN D., HUDSON R.E., REED C.W., 1999, Oct., Source Localization And Spatial Filtering Using Wideband MUSIC And Maximum Power Beamforming For Multimedia Applications, *Signal Processing Systems, SiPS 99, 1999 IEEE Workshop on* 20-22, 625-634.
20. WANG G., XIA X.G., 2000, Oct., Iterative Algorithm For Direction Of Arrival Estimation With Wideband Chirp Signals, *IEE Proc.-Radar, Sonar Navig.*, Vol. 147, No. 5, 233-238.

21. FRIEDLANDER B., WEISS A.J., 1993, Apr., Direction Finding For Wideband Signals Using Interpolated Arrays, *IEEE Transactions On Signal-Processing*, Vol. 41, No. 4, 1618-1634.
22. VALAEE S., CHAMPAGNE B., KABAL P., 1999, May, Localization Of Wideband Signals Using Least-Squares And Total Least-Squares Approaches, *IEEE Transactions On Signal Processing*, Vol. 47, No. 5, 1213-1222.
23. YOON Y.S., KAPLAN L.M., MCCLELLAN J.H., 2003, New Signal Subspace Direction Of Arrival Estimator For Wideband Sources, *IEEE International Conference On Acoustics Speech And Processing*, Vol. 5, V - 225-228.
24. FEDER M., WEINSTEIN E., 1988, April, Parameter Estimation Of Superimposed Signals Using The EM Algorithm, *IEEE Transactions On Acoustic, Speech, And Signal Processing*, Vol. 36, No. 4, 477-489.
25. CAPPE O., CHARBIT M., MOULINES E., 2006, May, Recursive EM Algorithm With Applications To DOA Estimation, Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP 2006 Proceedings, IEEE International Conference on Vol. 3, III-III, Toulouse.
26. CHUNG P.J., BÖHME J.F., HERO A.O., 2005, Tracking Of Multiple Moving Sources Using Recursive EM Algorithm, *EURASIP Journal On Applied Signal Processing*, 2005:1, 50-60.
27. CHUNG P.J., BÖHME J.F., 2002, Aug., DOA Estimation Of Multiple Moving Sources Using Recursive EM Algorithms, Proc. IEEE Sensor Array And Multichannel Signal Processing Workshop, Washington DC, USA.
28. MOON, T.K., 1996, November, The Expectation-Maximization Algorithm, *IEEE Signal Processing Magazine*, 47-60.
29. BILMES J.A., 1998, April, A Gentle Tutorial Of The EM Algorithm And Its Application To Parameter Estimation For Gaussian Mixture And Hidden Markov Models, *International Computer Science Institute*, Berkeley, 1-13.
30. KAY S.M., 1993, *Fundamentals Of Stastical Signal Processing: Estimation Theory*, Prentice Hall, USA, 0-13-345711-7.
31. MCWHORTER T., SCHARF L.L., 1993, May, Cramer-Rao Bounds For Deterministic Modal Analysis, *IEEE Transactions On signal Processing*, Vol. 41, No. 5, 1847-1864.
32. BALANCE W.P. JAFFER A.G., 1988, The Explicit Analytic Cramer-rao Bound On Angle Estimation, *Signals, Systems and Computers, Twenty-Second Asilomar Conference*, Vol. 1, Oct. 31 - Nov. 2, 345-351.

33. VALAEE S., 1994, May, Array Processing for Detection and Localization of Narrowband, Wideband and Distributed Sources, *Ph.D. Dissertation, Department Of Electrical Engineering*, McGill University, Montreal.
34. HONG T.D., RUSSER P., 2003, July 6-9, Wideband Direction of Arrival Estimation in the Presence of Array Imperfection and Mutual Coupling, *In Proceedings of XII. International Symposium on Theory Electrical Engineering*, ISTET'03, Warsaw, Poland, 25-28.
35. CEKLİ S., CEKLİ E., KABAĞLU N., CİRPAN H.A., 2007, June 13-15, EM-Based Recursive Tracking Algorithm for Near-Field Moving Sources, *IEEE 2007 Intelligent Vehicles Symposium (IV'07)*, Istanbul, Turkey, 381-385.
36. CEKLİ S., CEKLİ E., KABAĞLU N., CİRPAN H.A., 2007, June 20-23, Recursive Tracking of Moving Near-Field Sources, *International Symposium on Innovations in Intelligent Systems & Applications*, Istanbul, Turkey, 205-209.
37. CEKLİ S., CEKLİ E., KABAĞLU N., CİRPAN H.A., 2006, Sept. 7-8, Tracking of Moving Near-Field Sources with Recursive Expectation Maximization Algorithm, *29th International Conf. on Telecommunications and Signal Processing (TSP-2006)*, Brno, Czech Republic, 16-20.
38. CEKLİ S., CEKLİ E., KABAĞLU N., CİRPAN H.A., 2006, Nisan 17-19, Yinelemeli Beklenti/En Büyükleme Algoritması ile Hareketli Kaynakların Yakın-Alan Parametrelerinin Kestirimi, *IEEE 14. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU-2006)*, Antalya, Turkey.
39. SATISH A., KASHYAP R.L., 1996, April, Maximum Likelihood Estimation And Cramer-Rao Bounds For Direction Of Arrival Parameters Of A Large Sensor Array, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 44, Issue: 4, 478-491.
40. WEISS A.J., WILLSKY A.S., LEVY B.C., 1988, February, Maximum Likelihood Array Processing For The Estimation Of Superimposed Signals, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, No. 2, 203-205.
41. ÇEKLİ S., ÇEKLİ E., ÇİRPAN H.A., 2007, Haziran 11-13, Beklenti/En Büyükleme Algoritması ile Genişbant Kaynağın Konumunun Kestirimi, *IEEE 15. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU)*, Anadolu Üniversitesi, Eskişehir.
42. ÇEKLİ S., ÇİRPAN H.A., 2007, Dec. 5-9, Wideband Sources Localization with Expectation Maximization Algorithm, *ELECO 2007, 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Bursa, Turkey, 182-186.
43. SCHARF L.L., 1991, Stastical Signal Processing: Detection, Estimation and Time Series Analysis, *Addison-Wesley Publishing Company*, ISBN 0-201-19038-9 USA.

44. KRIM H., VIBERG M., 1996, July, Two Decades Of Array Signal Processing Research: The Parametric Approach, *Signal Processing Magazine, IEEE*, Vol. 13, Issue: 4, 67-94.
45. ÇEKLİ S., ÇIRPAN H.A., 2008, Nisan 20-22, Gözlem Kaymalı En Büyük Olabilirlik Kestirim Yöntemi İle Hareketli Genişbant Kaynağın Konum Kestirimi Ve Takibi, *IEEE 16. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU)*, Didim/Aydın.
46. POSTOLACHE O., GIRAO P., PEREIRA M., 2007, May 1-3, Underwater Acoustic Source Localization Based on Passive Sonar and Intelligent Processing, *Instrumentation Measurement Technique Conference Proceedings IEEE*, 1-4.
47. ÇEKLİ S., ÇEKLİ E., KABAĞLU N., 2009, Near Field Localization Of Moving Sources With Rem Algorithms, *Istanbul University – Journal Of Electrical & Electronics Engineering*, Vol.9, No.1, Issue.17, 769-779.
48. ÇEKLİ S., ÇIRPAN H.A., 2009, Nisan 09-11, Genişbantlı Temel Bant Akustik Kaynağın Gözlem Gecikme Telafili MUSIC Algoritması ile Yakın Alan Konumlandırması, *IEEE 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU)*, Side/Antalya.
49. ÇEKLİ S., ÇIRPAN H.A., 2009, Localization of Acoustic Emitters with Time Delay Compensated ML, *Frequenz, Journal of RF-Engineering and Telecommunications*, 63, 3-4, 69-76.

ÖZGEÇMİŞ

Serap Çekli 9 Haziran 1978 tarihinde Bremen – Almanya’ da doğmuştur. 1995 yılında Bahçelievler Kemal Hasoğlu Lisesi’ nden mezun olmuştur. 1996 yılında İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü’ nde yüksek öğrenimine başlamıştır. 2000 yılında aynı bölümden mezun olduktan sonra 2001 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı, Biyomedikal Mühendisliği programında yüksek lisans öğrenimine başlamıştır. 2003 yılında yüksek lisans programını tamamlamış ve aynı yıl İstanbul Üniversitesi, Elektrik – Elektronik Anabilim Dalı, Elektrik – Elektronik Programında doktora öğrenimine başlamıştır. 2001 yılında İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümün’de araştırma görevlisi olarak görev yapmaya başlamıştır, halen buradaki görevine devam etmektedir.