İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

VEKTÖR SENSÖRLERLE GELİŞ AÇISI KESTİRİMİ PROBLEMİNİN SAYISAL ELEKTROMANYETİK YÖNTEMLERLE İNCELENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tuba DÜZEL

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2012

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

VEKTÖR SENSÖRLERLE GELİŞ AÇISI KESTİRİMİ PROBLEMİNİN SAYISAL ELEKTROMANYETİK YÖNTEMLERLE İNCELENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tuba DÜZEL
(504101328)

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Funda AKLEMAN

HAZİRAN 2012

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504101328 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Tuba DÜZEL**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **"VEKTÖR SENSÖRLERLE GELİŞ AÇISI KESTİRİMİ PROBLEMİNİN SAYISAL ELEKTROMANYETİK YÖNTEMLERLE İNCELENMESİ"** başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı :	**Doç. Dr. Funda AKLEMAN** **İstanbul Teknik Üniversitesi**	**.....**
Jüri Üyeleri :	**Prof. Dr. Levent SEVGİ** **Doğuş Üniversitesi**	**.....**
	Doç. Dr. Işın ERER **İstanbul Teknik Üniversitesi**	**.....**

Teslim Tarihi : **4 Mayıs 2012**
Savunma Tarihi : **7 Haziran 2012**

Aileme,

ÖNSÖZ

İlk olarak bu tez çalışmasının her adımında bana yol gösteren değerli hocam Doç. Dr. Funda AKLEMAN'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Bu zamana kadar ders aldığım ve üzerimde emeği olan tüm hocalarıma teşekkür ederim.
Bu çalışma sırasında, sabırla bana destek olan aileme tüm destek ve sevgilerinden ötürü çok teşekkür ederim.
Tezin kontrolünde, basımında, Fen Bilimleri Enstitüsü ile ilgili tüm temaslarda yardımını eksik etmeyen Mahmut Taha İzmirli'ye destek, sabır ve emeğinden dolayı çok teşekkür ederim.
Ayrıca Yüksek Lisans eğitimim sırasındaki desteklerinden ötürü TÜBİTAK'a teşekkür ederim.

Haziran 2012 Tuba DÜZEL

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ... **iii**
İÇİNDEKİLER ... **v**
KISALTMALAR ... **vii**
ÇİZELGE LİSTESİ ... **ix**
ŞEKİL LİSTESİ ... **xi**
ÖZET ... **xiii**
SUMMARY ... **xv**
1. GİRİŞ ... **1**
1.1 Tezin Amacı ... 2
1.2 Literatür Araştırması ... 3
1.2.1 Probleme ilişkin genel kabuller ... 3
1.2.2 Probleme ilişkin kullanılan sensör dizileri ... 5
1.2.3 Probleme ilişkin genel özilişki fonksiyonu ... 9
1.2.4 Probleme ilişkin kestirim yöntemleri ... 10
1.2.4.1 Hüzme şekillendirme teknikleri ... 10
1.2.4.2 Maksimum olabilirlik teknikleri ... 12
1.2.4.3 Alt uzay tabanlı teknikler ... 13
1.3 Çalışmanın Konusu ... 17
2. VEKTÖR SENSÖRLER İLE GELİŞ AÇISI KESTİRİMİ VE POLARİZASYON TAHMİNİ ... **19**
2.1 Uzak Alan Geliş Açısı ve Polarizasyon Kestirim Modeli ... 21
2.2 Yakın Alan Geliş Açısı Kestirim Modeli ... 24
3. VEKTÖR SENSÖRLERİN SAYISAL YÖNTEMLERLE BENZETİMİ ... **27**
3.1 FDTD Yöntemi ... 27
3.1.1 Maxwell denklemleri ... 27
3.1.2 Yee'nin zamanda sonlu farklar algoritması ... 29
3.1.2.1 Kararlılık kriteri ... 32
3.1.2.2 Sınır koşulları ... 32
3.2 Uzak Alan Sayısal Yöntemlerle Benzetim Modeli ... 33
3.3 Yakın Alan Sayısal Yöntemlerle Benzetim Modeli ... 35
4. UYGULAMALAR ... **39**
4.1 Vektör Sensörlerin Uzak Alandaki Uygulamaları ... 39
4.1.1 Analitik çözüm ... 40
4.1.1.1 Senaryo : konum farkı ... 40
4.1.1.2 Senaryo : zaman farkı ... 48
4.1.2 Sayısal yöntem çözümü ... 54
4.1.2.1 Senaryo: konum farkı ... 55
4.1.2.2 Senaryo: konum ve zaman farkı ... 58
4.1.2.3 Senaryo: ortama bozucu ekleme ... 60
4.2 Vektör Sensörlerin Yakın Alandaki Uygulamaları ... 63
4.2.1 Senaryo: eş doğrultuda iki vektör sensör/2D ... 63

4.2.2 Senaryo: z ekseninde iki vektör sensör/tek işaret/2D 65
4.2.3 Senaryo: z ekseninde iki vektör sensör/ iki işaret/2D 67
4.2.4 Senaryo: z/x ekseninde iki vektör sensör/iki işaret/3D 69
4.2.5 Senaryo: λ/3 antenle yapılan uygulama 73
4.2.6 Senaryo: λ/3 antenle yapılan 2 işaretli uygulama 74
5. SONUÇ VE ÖNERİLER 75
KAYNAKLAR 77
ÖZGEÇMİŞ 81

KISALTMALAR

RMS	**:**	Root Mean Square (Ortalama Karesel Hata)
ULA	**:**	Uniform Linear Array (Düzgün Doğrusal Dizi)
UCA	**:**	Uniform Circular Array (Düzgün Dairesel Dizi)
URA	**:**	Uniform Rectangular Array (Düzgün Dikdörtgensel Dizi)
SNR	**:**	Signal to Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı)
MUSIC	**:**	Multiple Signal Classification (Çoklu İşaret Sınıflandırması)
ESPRIT	**:**	Estimation of Signal Parametres Via Rotational Invariance
ABS	**:**	Absorbing Boundary Condition (Yutucu Sınır Koşulları)
PML	**:**	Perfectly Matched Layer (Mükemmel Uyumlu Plaka)
DBC	**:**	Dispersive Boundary Condition (Dağıtıcı Sınır Koşulları)
PEC	**:**	Perfect Electric Conductor (Mükemmel İletken)
DOA	**:**	Direction of Arrival (Geliş Açısı)

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1: Konum farkı senaryosu. 41
Çizelge 4.2: Benzetimde kullanılan açı değerleri. 45
Çizelge 4.3: Zaman farkı senaryosu. 48
Çizelge 4.4: Beş işaret durumunda kullanılan açı değerleri. 53
Çizelge 4.5: Konum farkı senaryosu 55
Çizelge 4.6: İki işaret varken konum farkı senaryosu 56
Çizelge 4.7: Zaman ve konum farkı senaryosu 58
Çizelge 4.8: Bozucu ortam senaryosu 60
Çizelge 4.9: Simetrik yerleşim senaryosu. 64
Çizelge 4.10: Z ekseninde yerleşim senaryosu..... 66
Çizelge 4.11: Z ekseninde iki işaretle yerleşim senaryosu. 68
Çizelge 4.12: İki işaret için 3D kestirim senaryosu..... 71

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: Antenin bölgeleri [10]. 4
Şekil 1.2:ULA için geliş açısı gösterimi[9] 6
Şekil 1.3: Düzgün dairesel diziler (UCA) için dizi geometrisi [13]. 6
Şekil 1.4:URA için dizi geometri örnekleri [9]. 7
Şekil 1.5: Akıllı anten tasarımında kullanılan geometriler [14]. 7
Şekil 1.6: Dairesel ve dikdörtgensel dizilimin karşılaştırılması [15]. 8
Şekil 1.7: Altıgen dizilimin karşılaştırılması[16]. 9
Şekil 2.1:İdeal vektör sensör ve bir diğer karesel örnek [28]. 20
Şekil 2.2: Yakın alanda dipol antenle alanların davranışı [33]. 25
Şekil 2.3: Yakın alanda loop antenle alanların davranışı [33]. 25
Şekil 3.1: Birim Yee hücresi [36]. 30
Şekil 4.1: Aralarında konum farkı bulunan iki vektör sensör ile ölçüm alınması. 40
Şekil 4.2: Elevasyon açısı kestirim sonuçları. 41
Şekil 4.3: Elevasyon açısı kestirim sonuçları. 42
Şekil 4.4: Azimut açısı kestirim sonuçları. 42
Şekil 4.5: Azimut açısı kestirim sonuçları. 43
Şekil 4.6: Polarizasyon açısı kestirim sonuçları. 43
Şekil 4.7: Polarizasyon açısı kestirim sonuçları. 44
Şekil 4.8: Polarizasyon faz farkı kestirim sonuçları. 44
Şekil 4.9: Polarizasyon faz farkı kestirim sonuçları. 45
Şekil 4.10: Değişen SNR'a göre elevasyon açısı RMS sonuçları. 46
Şekil 4.11: Değişen SNR'a göre azimut açısı RMS sonuçları. 46
Şekil 4.12: Değişen SNR'a göre polarizasyon açısı RMS sonuçları. 47
Şekil 4.13: Değişen SNR'a göre polarizasyon faz farkı RMS sonuçları. 47
Şekil 4.14: Tek vektör sensör ile zaman farkı senaryosu. 48
Şekil 4.15: Elevasyon açısı kestirim sonuçları. 49
Şekil 4.16: Elevasyon açısı kestirim sonuçları. 49
Şekil 4.17: Azimut açısı kestirim sonuçları. 50
Şekil 4.18: Azimut açısı kestirim sonuçları. 50
Şekil 4.19: Polarizasyon açısı kestirim sonuçları. 50
Şekil 4.20: Polarizasyon açısı kestirim sonuçları. 51
Şekil 4.21: Polarizasyon faz farkı kestirim sonuçları. 51
Şekil 4.22: Polarizasyon faz farkı kestirim sonuçları. 52
Şekil 4.23: İki yöntem arasında beş işaret için RMS karşılaştırması. 52
Şekil 4.24: Değişen SNR'a göre elevasyon açısı RMS sonuçları. 53
Şekil 4.25: Değişen SNR'a göre azimut açısı RMS sonuçları. 53
Şekil 4.26: Değişen SNR'a göre polarizasyon a. RMS sonuçları. 54
Şekil 4.27: Değişen SNR'a göre polarizasyon f. RMS sonuçları. 54
Şekil 4.28: Tek işaret için uzak alan kestirim sonuçları. 55
Şekil 4.29: Tek işaret için uzak alan kestirim sonuçları. 56
Şekil 4.30:İki işaret için uzak alan kestirim sonuçları. 57

Şekil 4.31:İki işaret için uzak alan kestirim sonuçları. 57
Şekil 4.32: İki işaret için uzak alan kestirim sonuçları. 57
Şekil 4.33: Hareket eden tek vektör sensör ile zaman farkı senaryosu..... 58
Şekil 4.34: Değişen zaman adımlarına göre elevasyon açısı RMS sonuçları. 59
Şekil 4.35: Değişen zaman adımlarına göre azimut açısı RMS sonuçları 59
Şekil 4.36: Değişen zaman adımlarına göre pol.f. RMS sonuçları. 60
Şekil 4.37: Değişen PEC sayısına göre elevasyon açısı RMS sonuçları. 61
Şekil 4.38: Değişen PEC sayısına göre elevasyon açısı RMS sonuçları. 61
Şekil 4.39: Değişen PEC sayısına göre azimut açısı RMS sonuçları. 61
Şekil 4.40: Değişen PEC sayısına göre azimut açısı RMS sonuçları. 62
Şekil 4.41: Değişen PEC sayısına göre polarizasyon f. RMS sonuçları. 62
Şekil 4.42: Değişen PEC sayısına göre polarizasyon f. RMS sonuçları. 62
Şekil 4.43: Simetrik yerleşim senaryosu. 64
Şekil 4.44: Tek işaret için açı kestirim sonuçları. 65
Şekil 4.45: Tek işaret için açı kestirim sonuçları. 65
Şekil 4.46: Z ekseninde yerleşim senaryosu. 66
Şekil 4.47: Ortamda tek işaret varken azimut açıları 66
Şekil 4.48: Ortamda tek işaret varken azimut açıları hata değerleri. 67
Şekil 4.49: Dalga boyuna göre azimut açı kestirim sonuçları. 67
Şekil 4.50: Z ekseninde iki işaretle yerleşim senaryosu. 67
Şekil 4.51:İki işaret için azimut açıları kestirim sonuçları. 68
Şekil 4.52:İki işaret için azimut açıları kestirim sonuçları. 69
Şekil 4.53: Koordinat dönüşümü senaryosu 69
Şekil 4.54: Elevasyon açısının hesaplanması. 70
Şekil 4.55:İki işaret için 3D kestirim sonuçları. 71
Şekil 4.56: İki işaret için 3D kestirim senaryosu sonuçları 71
Şekil 4.57: İki işaret için 3D kestirim senaryosu sonuçları 72
Şekil 4.58: Tek işaret için elevasyon açısı kestirim senaryosu sonuçları 72
Şekil 4.59: Tek işaret için azimut açısı kestirim senaryosu sonuçları. 72
Şekil 4.60: Elevasyon açısı kestirim sonuçları. 73
Şekil 4.61: Azimut açısı kestirim sonuçları. 73
Şekil 4.62: Elevasyon açısı kestirim sonuçları. 74
Şekil 4.63: Azimut açısı kestirim sonuçları. 74

VEKTÖR SENSÖRLERLE GELİŞ AÇISI KESTİRİMİ PROBLEMİNİN SAYISAL ELEKTROMANYETİK YÖNTEMLERLE İNCELENMESİ

ÖZET

Dizi ve sensör işaret işleme uygulamaları uzun yıllardır literatürde konu edilen çalışmalardır. Bunlardan biri de geliş açısı tahmin yöntemleridir, geliş açısı tahmin yöntemlerinin radar, sonar, askeri alanlarda pek çok uygulama alanı bulunmaktadır.

Geliş açısı tahmini için literatürde bulunan yöntemler genellikle işaretten tek boyutta veriler toplayarak işlem yaparlar, son yıllarda popülerleşen vektör sensörler ise elektromanyetik dalgaların tüm bilgilerini alabilen vektörel ölçümler yaparlar.

Bu çalışmada vektör sensörlerle geliş açısı kestirimi konusu incelenmiştir. Öncelikle giriş bölümünde literatürde kabul görmüş geliş açısı kestirim problemleri ve bunların çözümü ile ilgili genel bilgi verilmiştir.

İkinci bölümde vektör sensörler uzak alanda bulunan düzlem dalgalar için tanımlandığından, öncelikle uzak alandaki vektör sensör yapısıyla tahmin modeli incelenmiştir, ardından yakın alanda olma durumunda hangi koşulların değişeceğinden bahsedilip bu durumdaki uygulamanın yapılışı anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde uygulama kısmında kolay anlaşılması açısından öncelikle kullanılacak sayısal yöntem metodu FDTD (zamanda sonlu farklar) açıklanmıştır. Açıklama kısımlarında literatürde ayrıntılı olarak bulunan bilgiler özetler halinde sunulmuştur.

Dördüncü bölüm olan uygulama kısmında vektör sensörlerle yakın ve uzak alandaki kestirim çalışmaları yapılmıştır. Vektör sensörlerin z eksenine yerleştirilmesi ile gerçekleştirilen senaryoda, azimut açısı için yakın ve uzak alan tahminleri gerçek değere oldukça yakın çıkmıştır. Uzak alanda elevasyon açısı ve polarizasyon faz farkı parametrelerinin de kestirimleri yapılmıştır ve gerçek değerlere yakın oldukları gözlenmiştir.

Bunlara ek olarak, yakın alanda elevasyon açısının bulunması için vektör sensöre koordinat dönüşümü uygulanmış ve bu şekilde tahminler yapılmıştır, bu dönüşüm daha önce kullanılmadığı için önceleri karmaşık vektör sensör yapıları kullanarak bulunan elevasyon açısının, kolaylıkla bulunmasını sağlamıştır, bulunan sonuçların gerçek değerlerin tahmini için oldukça yararlı olacağı düşünülmektedir.

Sonuç bölümünde ise konunun eksik kalan yerleri ve bulunan sonuçlar üzerinden yorum yapılmıştır.

DIRECTION OF ARRIVAL ESTIMATION USING VECTOR SENSORS ANALYSIS WITH COMPUTATIONAL ELECTROMAGNETIC METHODS

SUMMARY

Array and sensor signal processing, which are used for radar, sonar, mobile communication, military intelligence and many other areas, are comprehensive research interest for years. As technologies have expanded, requirement of more powerful methods have grown, therefore importance of signal processing have increased.

Recently passive sensors and their implementation have been very popular in literature. Great varieties of applications include parameter estimation techniques, which can be used for frequency, angle, polarization estimation or distribution of energy of signals.

Direction of arrival estimation is one of the most common research interests which are available for solving engineering problem related with real life. In literature, the vast majority of methods use a single component of electric field in electromagnetic case using sensor arrays, or the pressure in acoustic case using microphone array or sonar for finding direction of arrivals. Vector sensors are different from other type of arrays because of using complete electromagnetic information which is carried by electric and magnetic field of signal.

Vector sensors include antenna elements which can be loop pair, loop triad, dipole triad or both of two triads. A dipole triad consists of three orthogonally collocated dipoles which are used to measure electric fields of signals. A loop triad consists of three orthogonally collocated dipoles which are used to measure magnetic fields of signals.

Advantages of using vector sensors can be classified as given below;

- Vector sensors can find azimuth, elevation and polarization parameters of signal with only one sensor and only one snapshot.
- They are produced and used in industries so using sensors is a convenient way for experimental research and implementation in real engineering project.
- They find all information about electromagnetic field of signal nevertheless other structure require time delays between sensor elements and employ only some part of signals.
- They are used with smaller aperture; on the other side other array types need many elements for providing wide array aperture that cause high budget and difficult calibration process.
- They provide to make estimation by using radial direction of source.
- They can be applicable to a huge variety of source types such as narrowband, wideband, non Gaussian and so on. They do not need minimization of cost function process.

Vector sensor principle is based on measurement of electromagnetic fields and using Maxwell's Equations, where they are given as (1)

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$
$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \textbf{(1)}$$

for isotropic, source free and nonconductive medium.

The first direction finding algorithms with six electromagnetic components emerge from Nehorai and Paldi's research. They use following equations (2) to express total signals.

$$y_{E(t)} = \vec{E}(t) + n_E(t)$$
$$y_{H(t)} = \nabla \times \vec{E}(t) + n_H(t) \quad \textbf{(2)}$$
$$\begin{bmatrix} y_{E(t)} \\ y_{H(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ \nabla \times \end{bmatrix} \vec{E}(t) + \begin{bmatrix} n_{E(t)} \\ n_{H(t)} \end{bmatrix}$$

Wong and Zoltowski represent following equation for describing signal components.Nehorai's equation (2) shows a model of signal, polarization and angle conversion is defined by Zoltowski's work (3,4).

$$y(t) = a(\theta)x(t) + n(t) \quad \textbf{(3)}$$

$$a_k \overset{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} e_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ e_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ e_z(\theta_k, \gamma_k \eta_k) \\ h_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ h_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ h_z(\theta_k, \gamma_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\gamma_k \cos\theta_k \cos\emptyset_k e^{j\eta_k} - \cos\gamma_k \sin\emptyset_k \\ \sin\gamma_k \cos\theta_k \sin\emptyset_k e^{j\eta_k} + \cos\gamma_k \cos\emptyset_k \\ -\sin\gamma_k \sin\theta_k e^{j\eta_k} \\ -\cos\gamma_k \cos\theta_k \cos\emptyset_k - \sin\gamma_k \sin\emptyset_k e^{j\eta_k} \\ -\cos\gamma_k \cos\theta_k \sin\emptyset_k + \sin\gamma_k \cos\emptyset_k e^{j\eta_k} \\ +\cos\gamma_k \sin\theta_k \end{bmatrix} \quad \textbf{(4)}$$

$$a_k \overset{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} e_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ e_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ e_z(\theta_k, \gamma_k \eta_k) \\ h_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ h_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ h_z(\theta_k, \gamma_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_k \cos\emptyset_k & -\sin\emptyset_k \\ \cos\theta_k \sin\emptyset_k & \cos\emptyset_k \\ -\sin\theta_k & 0 \\ -\sin\emptyset_k & -\cos\theta_k \cos\emptyset_k \\ \cos\emptyset_k & -\cos\theta_k \sin\emptyset_k \\ 0 & \sin\theta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin\gamma_k e^{j\eta_k} \\ \cos\gamma_k \end{bmatrix}$$

After measuring electromagnetic fields, Poynting vector is calculated by cross product of electric and magnetic fields (5).

$$p_k \stackrel{def}{=} \begin{bmatrix} p_x(\theta,\emptyset) \\ p_y(\theta,\emptyset) \\ p_z(\theta) \end{bmatrix} = e_x(\theta_k,\emptyset_k,\gamma_k\eta_k)\ X\ h^*(\theta_k,\emptyset_k,\gamma_k\eta_k) = \begin{bmatrix} u(\theta_k,\emptyset_k) \\ v(\theta_k,\emptyset_k) \\ w(\theta_k) \end{bmatrix} \stackrel{def}{=} \begin{bmatrix} \sin\theta_k\cos\emptyset_k \\ \sin\theta_k\sin\emptyset_k \\ \cos\theta_k \end{bmatrix}, \qquad ||p_k|| = 1 \quad \textbf{(5)}$$

$$\widehat{\emptyset}_k = \arctan\left(\frac{\hat{v}_k}{\hat{u}_k}\right) = \arccos\left(\hat{w}_k\right) \quad \textbf{(6)}$$

$$\hat{\theta}_k = \arcsin\left(\sqrt{\hat{u}_k{}^2 + \hat{v}_k{}^2}\right) = \arccos(\hat{w}_k),$$

$$\hat{\gamma}_k = \sum_{n=1}^{N} \arctan\left(\frac{\hat{g}_{k1}}{\hat{g}_{k2}}\right), \qquad \hat{\eta}_k = \sum_{n=1}^{N} \angle\hat{g}_{k1}(t_n)$$

$$\hat{g}_k = \begin{bmatrix} \hat{g}_1 \\ \hat{g}_2 \end{bmatrix} = [\Theta_k{}^H(\hat{\theta}_k,\widehat{\emptyset}_k)\Theta_k(\hat{\theta}_k,\widehat{\emptyset}_k)]^{-1}\Theta_k{}^H(\hat{\theta}_k,\widehat{\emptyset}_k)\hat{a}_k$$

Poynting vector provides to find not only direction arrival but also polarization parameters of signal in far field measurements. They are given in (6).

In this study, Finite Difference Time Domain (FDTD), which is a common method for computational electromagnetic problems, is employed to obtain electromagnetic fields data. The method was first introduced by Yee, which solve Maxwell equations iteratively in the time domain using central difference approximation for the first order derivatives. In the calculating process, electric fields and magnetic fields' time step and location are different than each others, time difference between them is half of a unit time step. MUR absorbing boundary condition is applied at the boundary of computational space.

Briefly, in this study, direction of arrival estimation is considered. Introduction chapter consists of such problems and their solution methods which have been mentioned about in literature.

In second chapter direction of arrival and polarization estimation using vector sensors are explained in detail. The validity of vector sensor application for near field measurements is discussed in this chapter.In third chapter, Finite Difference Time Domain Method (FDTD) and its implementation are defined briefly. The fourth chapter is devoted to the numerical application of the study, where different scenarios are considered.

According to results of simulation when vectors are located in z axis, far and near field result for azimuth angle are very near to real values. In far field elevation and polarization phase difference estimation are done and results are compared with analytic result.

In addition to these, in near field, the coordinate transformation method was improved and this method provides to estimate both azimuth and elevation angles easily. The method is encouraging for finding estimation truly and it may be developed in the future for being more efficient than now.

Finally advices and comments for results and general aspect of study are given in conclusion part of the study.

1. GİRİŞ

Sensörlerle işaret işleme yarım asırdır üzerinde çalışılan geniş bir konudur. Genel olarak radar, sonar, mobil haberleşme, askeri istihbarat, astronomi, jeofizik ve biyomedikal gibi alanlarda kullanılmaktadır. Son yıllarda da pasif sensörler kullanılarak birçok uygulama geliştirilmiştir [1]. Çalışmalarda sensörler, araştırmanın amacı ve ortamdaki dalga tipine göre farklılık göstermektedir, örneğin akustik dalgalar mikrofon dizileri ya da sonarlar ile kullanılırken, mekanik dalgalar sismik uygulamalarda, elektromanyetik dalgalar kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılırlar [2].

Sensörlerle yapılan işaret işleme çalışmalarının kullanıldığı en geniş araştırma konularından biri de parametre kestirimidir. Tahmin edilen parametre frekans, genlik, açı olabileceği gibi sadece enerji dağılımı da olabilir. Geliş açısı kestirim ve tahmin problemleri uzun yıllardır popülerliğini koruyan konulardan biridir. Geliş açısı ve polarizasyon kestirimi hakkında geniş literatür taramasına yer veren çalışmalar çözüm yöntemlerinin gelişiminin izlenebilmesi için yararlı kaynaklar olarak düşünülmektedir [3-5].

Problem açısından sosyal hayatı en çok etkileyen alanlardan biri ise kablosuz haberleşmedir. Kablosuz haberleşmeye olan talebin günden güne artması ile gelecekte mobil servisler her yerden ve sürekli ulaşılabilir hale gelecektir. Taşıtların, hava araçlarının, uyduların, baz istasyonlarının, doğacak ihtiyacı karşılamak adına gelecekte çok daha büyük bir öneme sahip olacağı düşünülmektedir. Böyle bir durumda mühendislik problemlerinin çözümünde kaynağa ait parametre tahminlerini doğru yapmak sistemlerin verimliliklerini artırmada yardımcı olacaktır. Örneğin link performansını artırmak için uzamsal çeşitleme ve polarizasyon çeşitlemesi kullanılmaktadır, bu çeşitlemeler ile aynı yönde gelen farklı polarizasyonlu işaretler birbirlerine bozucu etki etmeden taşınabilmektedir. Çeşitlemenin uygulanabilmesi için gelen işaretlerin açı ve polarizasyonlarının ayırt edilmesi gerekmekte ve parametre tahmini yapmak burada önem kazanmaktadır[6].

Yapılan ilk çalışmalar kapsamında ele alınan konularda, ortamda uzak alan koşulu

varsayılmaktadır, bu nedenle eğer kaynak ile algılayıcılar arasında yeterince uzak mesafe yoksa kestirimler başarılı olamamaktadır. Çünkü dalgalar çalışılan dalga boyu ile orantılı olarak algılayıcı antene yakın mesafelerde algılayıcılara küresel dalga cepheli olarak etki ederler. Yapılan çalışmalar uzak alanda etkili yöntemleri incelediğinden, yakın alandaki uygulamalar için farklı çözüm yöntemi ihtiyacı söz konusu olabilmektedir. Bu ihtiyaca yönelik olarak son yıllarda yakın alan için iki boyutlu uzayda geliş açısı ve uzaklık tahminleri yapılmaya başlanmıştır. Bu çözümlerde uzaklık ve azimut açısı bulunmasına rağmen elevasyon açısı belirlenememektedir. Gerçek dünyanın üç boyutlu olduğu ve gerçek problemlerin iki boyutlu uzaya indirgenemediği problemlerde kullanılan iki boyutlu yöntemler işlevsiz kalmaktadır. Bu gibi nedenlerle literatürde üç boyutlu uzay için çözüm önerileri içeren çalışmalar da yapılmaya başlanmıştır. Fakat bu çalışmaların yetersiz ve sınırlı olduğu düşünülmektedir [1].

Üç boyutlu uzayda çözüm yöntemlerden biri de vektör sensör yapılarını kullanmaktır fakat literatürde vektör sensörlere ilişkin ölçüm ve deneyler sınırlı sayıda yapılmıştır. Teorik analizler genellikle idealize edilmiştir ya da belirli ihmallerle yapılmaktadır, vektör sensörlerle yapılan çalışmalar genellikle teorik benzetimlere dayalı olduğu için gerçekte uygulandığında, teorik hesaplamalarda göz önüne alınmayan pek çok fiziksel koşul sonuçları etkileyebilecektir. Bu ihtiyaç göz önüne alındığında sayısal yöntemler ile benzetimler yaparak gerçek ortam özelliklerinin uygulanabildiği ve deney yapmanın maliyetine katlanmadan teorik sonuçların doğrulanabildiği bir ortam sağlanabileceği düşünülmüştür.

1.1 Tezin Amacı

Bu çalışmanın amacı sayısal yöntemler kullanarak uzak ve yakın alanda vektör sensörlerle geliş açısı kestirimleri yapmaktır. Çalışmanın içeriği açıklandıktan sonra giriş bölümünde literatürde incelenen, temel teşkil eden konulardan bahsedilmiştir ve bu konulara ilişkin referanslar verilerek konunun genel yapısı aktarılmaya çalışılmıştır. Ardından ikinci bölümde vektör sensörlerin kullanım sebepleri ve uygulama yöntemleri ele alınmıştır, vektör sensörlerin uzak ve yakın alanda kullanılabileceğini belirten [6-8] makaleler göz önüne alınarak yakın alan çözümü için önerilen çözüm yöntemi sunulmuştur. Üçüncü bölümde çalışmada kullanılan sayısal yöntem hakkında genel bilgiler verilerek yöntemin teorisi ve parametre

belirleme kriterleri vurgulanmış, ardından uzak ve yakın alan için yapılacak benzetim modelleri tarif edilmiştir. Dördüncü bölümde önceki bölümlerde bahsedilen teorik çalışmaların uygulamaları analitik ve sayısal olarak yapılmıştır ve değerlendirilmiştir. Son bölümde ise sonuç ve öneriler sunularak çalışma özetlenmiş ve yorumlanmıştır.

1.2 Literatür Araştırması

Geliş açısı kestirim problemlerinin çözümleri pek çok açıdan ele alınmaktadır. Bazı çalışmalarda farklı işaretlerin yöntemler üzerindeki etkileri incelenirken, bazı çalışmalarda ortam etkileri araştırılmaktadır. Genel olarak problemi tanımlamak ve tanımak açısından literatürdeki çalışmaları incelemenin yararlı olacağı düşünülmektedir [3-5].

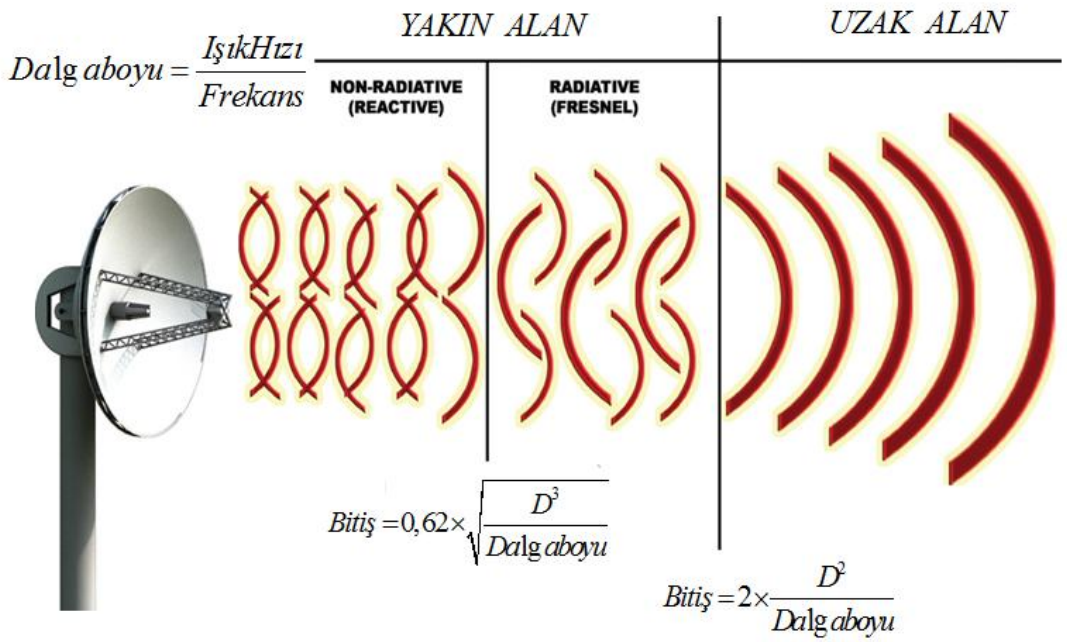
Bu kısımda geliş açısı problemlerine ilişkin kabuller, kullanılan sensör dizileri ve kestirim yöntemlerinden bahsedilmiştir. Konu bütünlüğü açısından bilgiler özet olarak verilmiştir, referans çalışmalarda çok daha detaylı tanımlar yer aldığı için burada tüm yaklaşımlar incelenmemiştir.

1.2.1 Probleme ilişkin genel kabuller

Literatürdeki uygulamalarda geliş açısı problemini çözmeden önce, probleme ilişkin genel kabuller yapılmaktadır. Bu kabuller aşağıdaki gibidir [9] :

- İzotropik ve Doğrusal İletim Ortam Kabulü: ortamda n kaynak ve kaynaklardan yayılan n dalga vardır, bu dalgalar $m$elemanlı bir sensör dizisi tarafından algılanmaktadır. Kaynak ve dizinin bulundukları ortamın fiziksel özellikleri benzetim uzayının her noktasında aynıdır. İzotropik ve lineer ortamlarda dalgaların polarizasyon özellikleri geliş açılarına göre değişmemektedir. Ortamdaki dalga, n kaynaktan yayılan dalgaların süper pozisyonu ile elde edilebilmektedir, yani sensör dizisinin her elemanı aynı özellikte ve kazançları eş değerdir.
- Uzak Alan Kabulü:n adet kaynak, sensör dizisinden yeterince uzakta bulunmalıdır, bu durumda gelen dalgalar düzlem dalga özelliği göstermektedir. Bu durumda kaynaklardan çıkan dalgalar birbirine paralel hareket etmektedir. Uzak alan kabulünün sağlanması için genel olarak anten ve kaynak arasındaki mesafenin antenin boyutundan çok daha büyük olması gerekmektedir. İfadenin formülize

edilmiş hali, kaynaktan itibaren olan uzaklığın $\frac{2D^2}{\lambda}$ değerinden çok büyük olması ile gösterilebilir. Burada D dizinin büyüklüğünü veλ çalışılan dalga boyunu göstermektedir. Şekil 1.1'de dalga boyu ile olan uzaklık oranının yaklaşık değerleri verilmiştir. Bu tanımlar çanak antenler ya da dipol antenler gibi büyük boyutlu antenler için geçerliyken eğer antenin boyutu çok küçük ise kriterler bu şekilde oluşturulamamaktadır. Örneğin sonsuz küçük bir dipol anten varlığı altında yakın alan uzaklığı $\frac{\lambda}{2\pi}$ ile değişmektedir.



Şekil 1.1: Antenin bölgeleri [10].

• Darbant İşaret Kabulü: $n$kaynaktan gelen nişaret aynı taşıyıcı frekansa sahip olmalıdır, böylecef_c taşıyıcı frekansı civarında bileşenler içermektedir. Anlık gelen işaret:

$$s_i(t) = \alpha_i(t)\cos\left[2\pi f_c t + \beta_i(t)\right] \qquad 1 \le i \le d \qquad \textbf{(1.1)}$$

(1.1) deki gibi ifade edilir. (1.1)'de $\alpha_i(t)$genlik değerini, $\beta_i(t)$ ise bilgi taşıyan faz değerini göstermektedir, faz değeri τ zaman değerine göre çok yavaş değişen bir değer almaktadır. Bahsi geçen τ zaman değeri ise bir alıcı anten elemanından diğerine gidene kadar geçen süredir. Süre çok kısa olduğu için (1.2) yaklaşık eşit olma durumu geçerlidir.

$$\alpha_i(t-\tau) \approx \alpha_i(t) \text{ ve } \beta_i(t-\tau) \approx \beta_i(t) \qquad \textbf{(1.2)}$$

(1.2)'in Fourier dönüşümüf_c taşıyıcı frekansına komşu noktalar içermektedir. Matematiksel olarak işaretin karmaşık zarf ve faz bilgisi

$$s_i^{env}(t) = \alpha_i(t)e^{j\beta_i(t)} \quad \textbf{(1.3a)}$$

$$s_i(t) = Re\{s_i^{env}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad \textbf{(1.3b)}$$

(1.3)'te görüldüğü gibidir.

• Toplamsal Beyaz Gürültü Kabulü: toplamsal gürültü sıfır ortalamalı, uzamsal ilişkisiz rastgele bir gürültü ve aynı zamanda da yayılan işaretten de bağımsızdır. Gürültünün varyansı her elemanda σ_N^2 ve tüm örnekleri de birbirleri ile ilişkisizdir.

• Dizideki eleman sayısı ve işaret ile ilgili temel kabuller ayrıca şunlardır:

m > n yani sensör sayısı m ve işaret sayısı n için, m sayısı n'den büyük olmalıdır. İşaret sayısının bilindiği kabul edilmektedir. Bu kabul matrislerin tekliği için gereklidir. Tanımlara göre istatistiksel özellikler (1.4)'teki

$$E[e(t)] = 0 \; E[e(t)e^H(t)] = \sigma I \quad \textbf{(1.4a)}$$

$$\text{ve } E[e(t)e^T(t)] = 0 \quad \textbf{(1.4b)}$$

gibi ifade edilebilir. Denklemlerde $e(t)$ gürültü işaretini, $E[\ ]$ operatörü ise beklenen değer hesaplama işlemini göstermektedir.

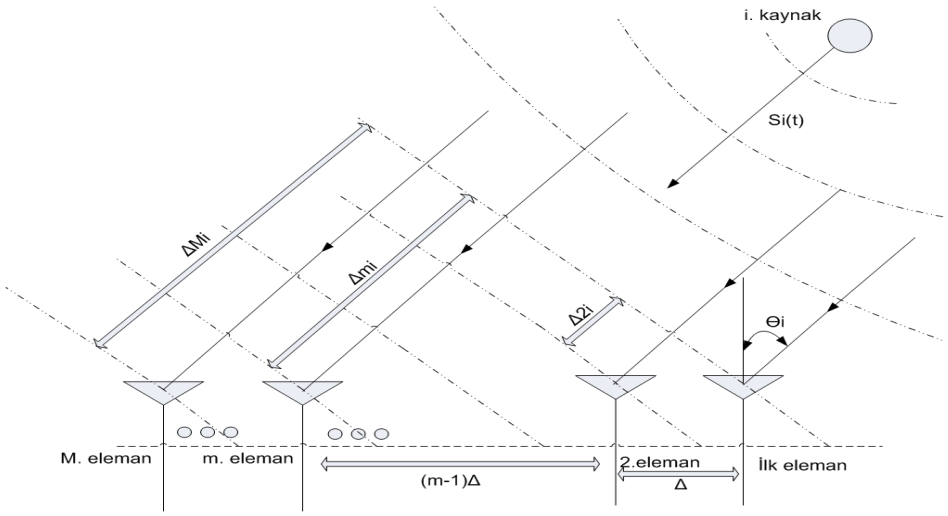
Bu özellikler düzlem dalgalar için tamamen ilişkili olmama durumuna karşı gelmektedir[11]. Ayrıca e(t) gürültü işaretinin beyaz gürültü özelliği taşıdığını göstermektedir[12].

1.2.2 Probleme ilişkin kullanılan sensör dizileri

Bu kısımda geliş açısı kestirimi yapan makalelerde ve kitaplarda kullanılan farklı sensör dizi tiplerine yer verilmiştir, detaylı bilgilere ilgili makalelerden ulaşılabilir.

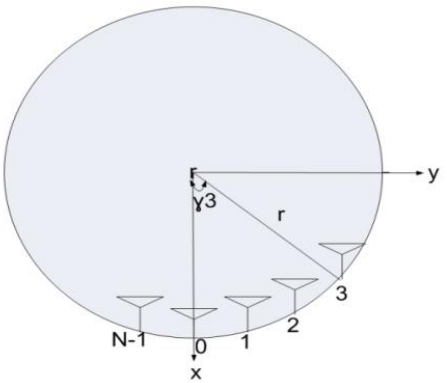
Eğer elemanların arasındaki mesafeler eşitse bu durumda diziler düzgün dizi, eşit değilse ya da kayıp sensör durumları varsa düzensiz dizi olarak isimlendirilirler. Geliş açısı düzgün doğrusal dizi (ULA) kullanıldığında dizi yapısı ve geliş açısına etki eden parametreler Şekil 1.2'te gösterilmektedir. ULA yapıları tek boyutta tahmin yapan, fakat açı bilgilerini saklayan matrisi Vandermonde özelliği taşıdığı için uzamsal yumuşatma uygulanabilir dizi tipleridir. Düzgün doğrusal diziler için geliş

açısı ifadesinin çıkarılmasına[3,9] gibi kaynaklardan ulaşılmaktadır. Bu nedenle burada ispat yapılmayacaktır.



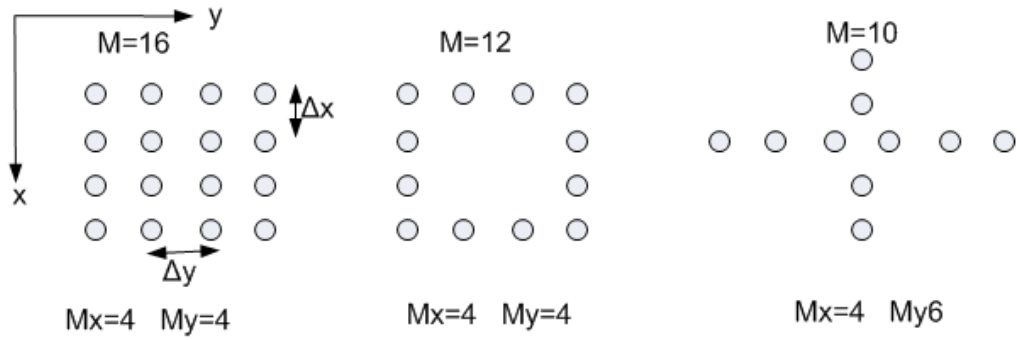
Şekil 1.2:ULA için geliş açısı gösterimi[9] .

Uzamsal yumuşatma önemli bir avantaj olmakla beraber ULA'da iki boyutlu düzlemde azimut açısında 360^o kapsama yakalanamaz ve açı aralığının uyumsuzluğu nedeniyle radar, sonar ve kablosuz iletişimde kullanılan önemli bir parametre sağlanamamış olur. Doğrusal diziler yanında geliş açısı problemlerinde kullanılan birçok dizi yapısı bulunmaktadır. Şekil 1.3'te görülen düzgün dairesel diziler (UCA) hem azimut açısı için 360^o kapsama sağlayıp hem de elevasyon açısı hakkında bilgi vermektedir. Bu nedenle iki boyutlu uzay ve üç boyutlu uzayda yaygın olarak kullanılan yapılardan biridir.



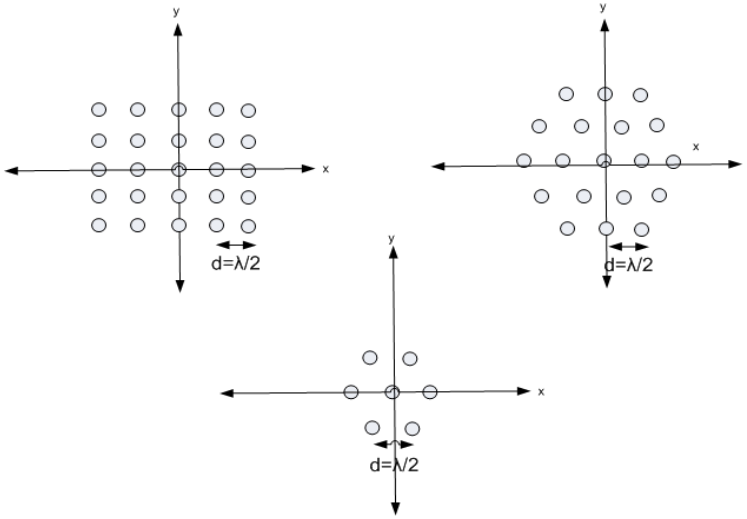
Şekil 1.3: Düzgün dairesel diziler (UCA) için dizi geometrisi [13].

Bazı çalışmalara göre düzgün doğrusal dizilerin anten paternine göre dairesel dizilerin paterni daha dar olabilmektedir bu nedenle açı kestirimlerini daha hassas yapabilmektedirler [13].



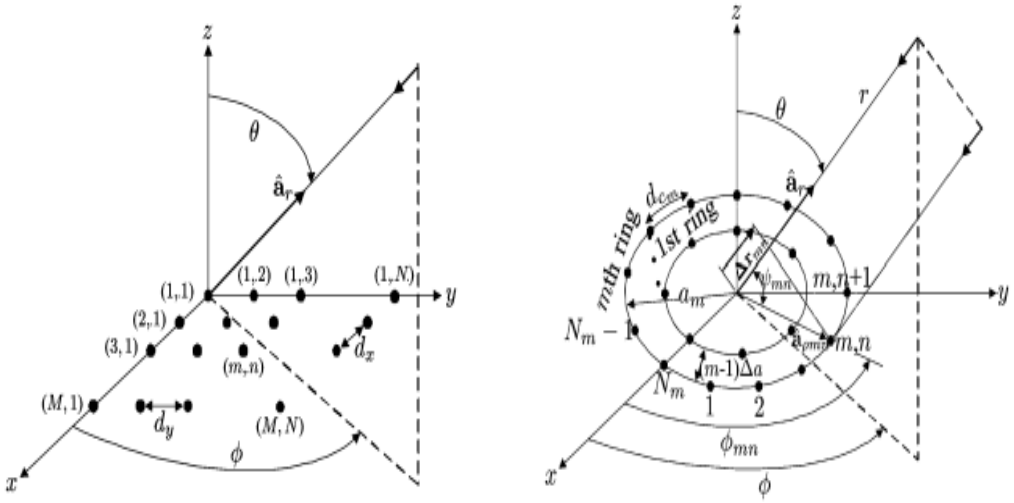
Şekil 1.4:URA için dizi geometri örnekleri [9].

Dairesel dizilerin yanında dikdörtgensel yapılar da üç boyutlu uzayda elevasyon ve azimut açıları tahmini için kullanılmaktadır, Şekil 1.4'teki çizimler uygulanan farklı dikdörtgensel yapıları göstermektedir. Şekil 1.5'te ise birden çok işarete ait geliş açıları tahmini için 9, 17 ve 25 elemana sahip farklı geometriler denenerek karşılaştırma yapılmıştır, söz konusu makalede sensörlerin sayısının sabit ve yerlerinin belirli olmasının tahminler için sınırlayıcı bir faktör olduğunun üzerinde durulmuştur, benzetimlerde geniş bant işaretler üzerinde de analizler gerçekleştirilmiştir [14].



Şekil 1.5: Akıllı anten tasarımında kullanılan geometriler [14].

Balanis ise makalesinde adaptif hüzme şekilendiriciler için dairesel ve dikdörtgensel dizilerin karşılaştırmasını yapmıştır. Makaleye göre çizilen grafiklerde düzlem dairesel dizinin (planar UCA), URA'ya göre daha yüksek doğruluklu tahminleri bulunmaktadır.Demet gelişliği açısında da UCA'nın demet genişliği çok daha dar yani daha iyi çözünürlüktedir. Pratikte kullanım açısından UCA geometrisinin büyüklüğü sebebiyle diğer geometriye göre sınırlayıcı yapıda olduğu belirtilmiştir. Son testte ise yönlendiricilikleri kontrol edilmiştir ve dar demetgenişliği sonucundan beklendiği üzere yönlendiricilikte de UCA Geometrisinin daha yüksek performanslı olduğu vurgulanmıştır [15]. Bahsi geçen dizilerin geometrileri Şekil 1.6'da görülmektedir.



Şekil 1.6: Dairesel ve dikdörtgensel dizilimin karşılaştırılması [15].

Farklı geometrilerdeki sevk matrislerinin(array manifold) elde ediliş yöntemlerinin detaylarına yukarıda geçen ilgili referanslardan ulaşmak mümkündür. İnceleme için N=8 sensör elemanını göstermek üzere ULA-UCA ve URA tipi dizilerde faz vektörleri (1.5), (1.6) ve (1.7)'deki gibi tanımlanırlar.

Denklemlerde θ_i azimut açısını, φ_j elevasyon açısını göstermektedir, $A(\theta_i)$ sevk matrisine $[\ ]^T$ ise devrik (transpoze) almaya karşı düşmektedir.

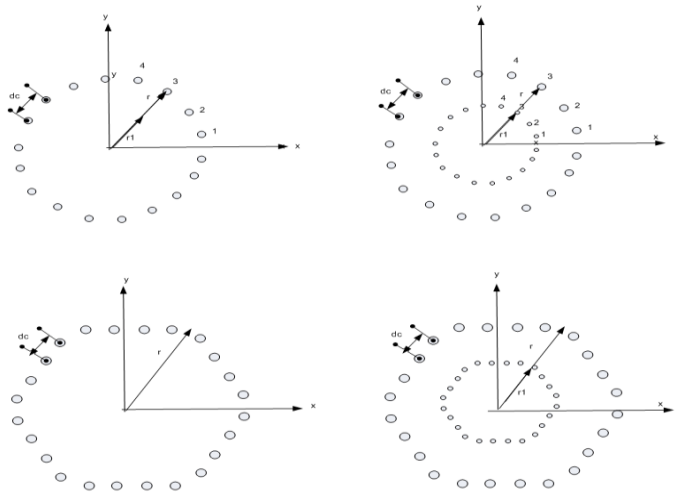
ULA: $$A(\theta_i) = [1\ e^{-j\pi\cos\theta_i} \dots e^{-j7\pi\cos\theta_i}]^T \quad \textbf{(1.5)}$$

UCA: $$A(\theta_i) = [\ e^{-j4\pi\cos(\theta_i-\varphi_1)} e^{-j4\pi\cos(\theta_i-\varphi_2)} \dots e^{-j4\pi\cos(\theta_i-\varphi_8)}\ ]^T \quad \textbf{(1.6)}$$

URA:

$$A(\theta_i) = [1\ e^{j\pi\cos(\theta_i)} e^{j2\pi\cos(\theta_i)} e^{j\pi\sin(\theta_i)} e^{j2\pi\sin(\theta_i)} \dots \dots e^{j\pi(\cos(\theta_i)+2\sin(\theta_i))} e^{j\pi(2\cos(\theta_i)+\sin(\theta_i))} e^{j\pi(2\cos(\theta_i)+2\sin(\theta_i))}] \quad \textbf{(1.7)}$$

Bir diğer makalede de dairesel ve altıgen yerleşimli dizilerin performansları karşılaştırılmıştır, ilgili geometriler Şekil 1.7'de verilmiştir. Hüzmeşekilledirici kullanılarak uygulanan yöntemde amaç akıllı uyarlanabilir anten dizileri oluşturmaktır. Benzetim sonuçlarına göre altıgen dizilimdeki antenlerin tahminleri daha yüksek doğrulukla elde edilmiştir,bunun yanında iki geometri yerleşim açısından aynı alanı kaplamaktadırlar. Düzlem ya da doğrusal oluşlarına göre ise düzlemolan dizilimin sonuçları daha yüksek doğruluklu olarak yorumlanmıştır[16].



Şekil 1.7: Altıgen dizilimin karşılaştırılması[16].

1.2.3 Probleme ilişkin genel özilişki fonksiyonu

Ortam ve dizi hakkında bazı kabuller belirlendikte sonra özilişki matrisi hesaplanarak parametre tahmini için işaret işleme uygulamalarına başlanır ve (1.8) ve (1.9) uygulanır. Denklemlerde $x(t)$ dizi çıkışından elde edilen toplam işareti, $s(t)$ ise gürültüden arındırılmış kaynak işaretini temsil etmektedir. R_{xx} terimi $x(t)$ işaretinin özilişki matrisini R_{ss} ise $s(t)$ işaretinin özilişki matrisini göstermektedir.

$$Rxx \triangleq E[x(t)x^H(t)] = \overline{A}(\theta)RssA^H(\theta) + \sigma^2{}_N I \quad \textbf{(1.8)}$$

$$Rss \triangleq E[s(t)s^H(t)] \quad \textbf{(1.9)}$$

Gerçek hayatta R_{xx}'i bulmak kısıtlı data seti ve gözlemle oldukça zordur. Bu nedenle R_{xx} değeri için tahmin yapma zorunluluğu vardır. Yukarıda tanımlanan ilişkisiz, ergodik gürültü işareti varlığında istatistiksel ortalama yerine zaman ortalaması alınır. Böylece

$$\mathrm{Rxx} \approx \widehat{\mathrm{Rxx}} = \frac{1}{\mathrm{N}}\sum_{\mathrm{t}=1}^{\mathrm{N}} |\mathrm{x}(\mathrm{t})|^2 = \frac{1}{\mathrm{N}}\sum_{\mathrm{t}=1}^{\mathrm{N}} \mathrm{x}(\mathrm{t})\mathrm{x}^{\mathrm{T}}(\mathrm{t})\mathrm{w} = \frac{1}{\mathrm{N}}\mathrm{X}^{\mathrm{H}}\mathrm{X} \qquad \textbf{(1.10)}$$

(1.10)'daki ifade elde edilir. Denklemde $\widehat{\mathrm{Rxx}}$ sembolü tahmini özilişki matrisini tanımlamaktadır. Özilişki matrisi, geliş açısı tahmin yöntemlerinin tamamına yakınında kullanılır, uygulamalar arası farklar özilişki matrisinin elemanlarının sırasının değişmesi ya da yinelemeli kullanımlardan kaynaklanmaktadır [9].

1.2.4 Probleme ilişkin kestirim yöntemleri

Geliş Açısı Kestirim yöntemleri en genel haliyle

- Klasik Hüzme Şekillendirme Teknikleri (Conventional Beamforming),
- Alt Uzay Tabanlı Teknikler (Subspace-Based),
- En Büyük Olabilirlik (Maximum Likelihood) Teknikleri

olarak sınıflandırılmaktadırlar [9].

1.2.4.1 Hüzme şekillendirme teknikleri

Bu yöntemlerin literatürde kabul gören adı"Beamforming" uygulamalarıdır. Bir yöne doğru çevrilen diziden, çıkış gücü ölçülür ve dizi cevabını bulmak için tüm sensör çıktılarının lineer birleşimi oluşturulur. Denklemlerde y(t) diziden alınan işaret toplamını, w dizinin ağırlık katsayılarını, x(t) ise ortamda bulunan işaretleri ve son olarak $\mathrm{P(w)}$ hesaplanan güç değerini göstermektedir, ilgili eşitlik (1.11)'de görülmektedir.

$$\mathrm{y}(\mathrm{t}) = \sum_{\mathrm{l}=1}^{\mathrm{L}} \mathrm{w_l}^{*}\mathrm{x_l}\,(\mathrm{t}) = \mathrm{w}^{\mathrm{H}}\mathrm{x}(\mathrm{t}) \qquad \textbf{(1.11)}$$

$$\mathrm{P}(\mathrm{w}) = \frac{1}{\mathrm{N}}\sum_{\mathrm{t}=1}^{\mathrm{N}} |\mathrm{y}(\mathrm{t})|^2 = \frac{1}{\mathrm{N}}\sum_{\mathrm{t}=1}^{\mathrm{N}} \mathrm{w}^{\mathrm{H}}\mathrm{x}(\mathrm{t})\mathrm{x}^{\mathrm{T}}(\mathrm{t})\mathrm{w} = \mathrm{w}^{\mathrm{H}}\widehat{\mathrm{R}}\mathrm{w} \qquad \textbf{(1.12)}$$

(1.12)'deki gibi farklı tip ağırlık fonksiyonları kullanarak farklı hüzme şekilendirme

yöntemleri geliştirilmiştir[2,3].

Geleneksel hüzme şekillendirici

Bilinen belirli bir yönden gelen gücü maksimum yapmak için kullanılan yöntemdir. Bu yön θ ise (1.13)'te işaret modeli aşağıdaki gibi oluşturulmaktadır.

$$x(t) = a(\theta)s(t) + n(t) \quad \textbf{(1.13)}$$

$$\max_w E\{w^H x(t) x^H(t) w\} = \max_w w^H E\{x(t) x^H(t)\} w \quad \textbf{(1.14a)}$$

$$= \max_w \{E|s(t)|^2 |w^H a(\theta)|^2 + \sigma^2 |w|^2\} \quad \textbf{(1.14b)}$$

(1.14) ifadelerinin maksimum noktasını bulmaya çalışır. |w|=1 olarak kabul edilerek, ağırlık katsayı fonksiyonunu (1.15)'teki gibi tanımlar.

$$w_{BF} = \frac{a(\theta)}{\sqrt{a^H(\theta)a(\theta)}} \quad \textbf{(1.15)}$$

Böylece daha önceden ifade edilen güç değeri

$$P(w) = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N} |y(t)|^2 = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N} w^H x(t) x^T(t) w = w^H \hat{R} w \quad \textbf{(1.16)}$$

(1.16) için (1.17)'deki hali almaktadır.

$$P_{BF}(\theta) = \frac{a^H(\theta)\hat{R}a(\theta)}{a^H(\theta)a(\theta)} \quad \textbf{(1.17)}$$

Geleneksel Hüzme Şekillendiricilerdeki kısıt noktası ise anten dizinin demet genişliğinin çözünürlük ile olan ilişkisine dayanmaktadır. ULA yapıları için elektriksel açı değeri (1.18) ve (1.19)'da verilen

$$a_{ULA}(\theta) = [1\ e^{-j\emptyset}\ \ldots\ e^{-j(L-1)\emptyset}]^T \quad \textbf{(1.18)}$$

dizisi üzerinde,

$$\emptyset = -kd\cos\theta = -\frac{w}{c} d\cos\theta \quad \textbf{(1.19)}$$

ile tanımlanır.

Anten dizisindeki eleman sayısı L olmak üzere, standart demet genişliği $\emptyset_B = \frac{2\pi}{L}$ olarak bilinmektedir. Geleneksel hüzme şekillendirici kullanarak açı tahmini yapıldığında yukarıda tanımlanan $\emptyset$ açısı $\emptyset_B$'ye yakınsa, demet genişliği işaretin geliş açısını ölçmede yeterli olamayabilir ve bu durum yanlış tahminlere sebep olur [2,3].

Capon hüzme şekillendirici

Literatüdeki adı "Minimum Variance Distorsionless" olan yöntem bir önceki yöntemde bahsedilen $\emptyset$ açısı $\emptyset_B$'ye yakın olma durumunun etkisini azaltmak için öne sürülebilir, yönteme ilişkin denklemler (1.20), (1.21) ve (1.22)'de görülmektedir.

$$\min_w P(w), w^H a(\theta) = 1 \quad \textbf{(1.20)}$$

$$w_{CAP} = \frac{\hat{R}^{-1}a(\theta)}{a^H(\theta)\hat{R}^{-1}a(\theta)} \quad \textbf{(1.21)}$$

$$P_{CAP} = \frac{1}{a^H(\theta)\hat{R}^{-1}a(\theta)} \quad \textbf{(1.22)}$$

Bu yöntemde de dizi açıklığı ve düşük SNR durumları çözünürlüğe etki eden parametrelerdir. Uygulamalarda bu parametreleri doğru belirlemek gerekir. Kullanılan klasik uygulamalara örnek olarak Kısmi işaret iptali (Partial signal canceling), Demet Kesimi (beam shaping) gibi başka yöntemlerde uygulanabilir [2,3].

1.2.4.2 Maksimum olabilirlik teknikleri

Maksimum Olabilirlik yöntemi literatürde kullanılan en eski yöntemlerden biridir.Alt uzay tabanlı tekniklere göre düşük işaret gürültü oranlarında daha iyi performans gösterse de işlem karmaşıklığı açısından alt uzay tabanlı tekniklerden daha çok yük getirir.

$$y(t) = a(\theta)x(t) + n(t) \quad \textbf{(1.23)}$$

(1.23)'teki işaret modeli olmak üzere,

Örneklenmiş verinin olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$f(y)=\prod_{k=0}^{N-1}\frac{1}{\pi\det[\sigma^2]}\exp(-\frac{1}{\sigma^2}|\,y(k)-a(\theta)x(k)\,|^2) \qquad \textbf{(1.24)}$$

(1.24)' deki gibi olmaktadır. Sabit terimler ihmal edildiğinde, logaritma cinsinden olabilirlik ifadesi (1.25)'te

$$J=-ND\log\sigma^2-\frac{1}{\sigma^2}\sum_{k=0}^{N-1}|\,y(k)-a(\theta)x(k)\,|^2 \qquad \textbf{(1.25)}$$

şeklindedir.

J fonksiyonunun maksimum değerlerini bulmak için (1.26)'nın değeri minimum yapılmalıdır.

$$\min_{(\theta,x)}\{\sum_{k=0}^{N-1}|\,y(k)-a(\theta)x(k)\,|^2\} \qquad \textbf{(1.26)}$$

Geliş açılarının tahmini değerlerini bulmak için J logaritmik olabilirlik fonksiyonunu maksimum yapan değerler aranmaktadır [17].

1.2.4.3 Alt uzay tabanlı teknikler

MUSIC

MUSIC (Multiple Signal Classification) Algoritması Schmidt tarafından önerilmiş bir tahmin metodu olup, alt uzay ayrışımını esas alır. Bu yöntem gürültü alt uzayında, öz vektörlerin spektrumunu kullanarak tahmin yapmaktadır.

MUSIC algoritmasında öz vektör ve öz değerleri bulmak için öz ilişki vektörü hesaplanmaktadır öz ilişki vektörü:

$$\mathrm{y(t)} = \mathrm{a(\theta)x(t)} + \mathrm{n(t)} \qquad \textbf{(1.27)}$$

(1.27) işaret modeli olmak üzere,

$$\mathrm{R} \triangleq \mathrm{E[y(t)y^H(t)]} = \mathrm{A(\theta)PA^H(\theta)} + \sigma^2\mathrm{I} \qquad \textbf{(1.28)}$$

(1.28)'deki gibi gösterilmektedir. Burada öz vektör ve öz değerler toplamsal olarak hem işaret hem de gürültüye ait bileşenleri taşımaktadırlar.

Yukarıdaki denklem hesaplandıktan sonra, R vektörünün öz değerleri büyüklük sırasına göre sıralanır, $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \ldots \geq \lambda_m(\mathrm{APA^H})$çarpımının rankı n, olduğu için

$$\lambda_i > \sigma \quad \text{olan öz değerler} \quad i=1, ..., n$$
$$\lambda_i = \sigma \text{ olan öz değerler} \quad i=n+1, \ldots, m \qquad \textbf{(1.29)}$$

(1.29)'ye uygun olarak tanımlanırlar.

Büyükten küçüğe sıralanan bu öz değerlerden, büyük olanlar işarete, küçük olanlar ise gürültüye ait öz değerlerdir.σ'dan büyük olan öz değerlere karşı düşen tüm öz vektörler S, diğerleri de G vektörü olarak tanımlanır ve

$$S = [s_1 s_2 \ldots s_n] \text{ (m x n)}$$
$$G = [g_1 g_2 \ldots g_{m-n}] \text{ (m x (m-n))} \qquad \textbf{(1.30)}$$

(1.30)'da verildiği gibi gösterilirler, burada S vektörü işarete ait öz vektörleri, G ise gürültüye ait olan öz vektörleri taşımaktadır.

Gürültü özvektörlerinin sevk matrisine dik olacağı bilindiği ve gürültü özvektörleri ortonormal oldukları için spektrum fonksiyonu (1.31) ve (1.32)'deki gibi oluşturulur [18].

$$\hat{\Pi}^{\perp} = \hat{U}_n \hat{U}_n{}^H \qquad \textbf{(1.31)}$$

$$P_M(\theta) = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)\hat{\Pi}^{\perp}a(\theta)} \qquad \textbf{(1.32)}$$

Ağırlıklandırılmış MUSIC

Ağırlık vektörü, varyansı küçültecek şekilde seçilir ve spektrum (1.33)'deki gibi olur. Bir seçim örneği olarak W= $e_1 e_1^T$ alınabilir.Burada e kare özdeşlik matrisidir.

$$P_{WM}(\theta) = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)\hat{\Pi}^{\perp}W\hat{\Pi}^{\perp}a(\theta)} \qquad \textbf{(1.33)}$$

Denklemde ağırlık katsayıları tanımlanırken küçük örnek, düşük SNR, yüksek ilişkili işaretler için olan olumsuz sonuçlar göz önüne alınarak doğrusal olmayan ağırlık katsayıları dikkatli şekilde seçilmelidir[2,3].

ESPRIT

ESPRIT (Estimation of Signal Parametres Via Rotational Invariance) Algoritması MUSIC gibi alt uzay tabanlı bir tekniktir.

Yöntemin dizi geometrisinde anten çiftleri kullanan bu yöntemde bazı çalışmalarda anten çiftleri arasındaki uzaklık dalga boyunun yarısı kabul edilmiştir. Dizinin yerleşimi düzgün dağılımlı doğrusal bir dizi olacak şekilde tasarlanıp, sonrasında programın geliştirilmesiyle daha yakın mesafe aralıkları için düzenlenmiştir [19].

Birden fazla işaret kaynağının varlığı ve bu kaynaklardan yayılan dalgaların düzlem dalga olabilecek kadar uzaklığa sahip oldukları durum altında, anten çiftleri halinde bulunan alıcı yapıcı ESPRIT algoritmasının temel geometrisidir. Burada her anten çifti arasında bilinen sabit bir konum uzaklığı vektörü tanımlanmıştır, bu vektör hem bir ölçektir hem de ölçümlerde referans yön bilgisi için kullanılacaktır.

Anten çiftleri arasındaki uzaklığın bilinir ve sabit olması, bu uzaklığın, eşit aralıklı bir anten dizisindeki aralık uzaklığına eşit olması algoritmanın uygulamasının kolaylaşmasına neden olacaktır. Düzgün dağılımlı lineer dizilerde, dizinin ilk elemanından sondan bir öncekine ve ikinci elemanından son elemanına kadar iki alt diziye ayırabilme imkanı sağlayan bu yerleşim, vektör yapılarını da basitleştirecektir [20,21].

Anten çiftlerinden birine gelen işaretler toplamına $y1_i(t)$ diğerine de $y2_i(t)$ denilirse veri modeli (1.34)'deki gibi olacaktır

$$y1_i(t) = A(\theta)x_i(t)+n_{y1i}(t)$$
$$y2_i(t) = A(\theta)e^{jw_0 d\sin\theta/c}x_i(t)+ n_{y2i}(t)\ . \qquad \textbf{(1.34)}$$

İfadenin daha açık anlaşılması için antene gelen tüm işaretlerin toplamı olan x işareti tek tek s işaretleri olarak ayrıştırılırsa (s sayısı önceden tanımlanan işaret sayısı, n'e eşittir) denklemler

$$y1_i(t) = [\sum_{k=1}^{d} x_k(t)\, a_i(\theta_k)]+ n_{y1i}(t)$$
$$y2_i(t) = [\sum_{k=1}^{d} x_k(t)\, e^{jw_0 d\sin\theta_k/c} a_i(\theta_k)]+ n_{y1i}(t) \qquad \textbf{(1.35)}$$

(1.35) şekline dönüşecektir.

Kaynak sayısı 1den d 'ye kadar olacak şekilde y1 işareti ikililerden yakın olanıdır ve işaret toplamını doğrudan alır. Bu ikililerden, ilki MUSIC algoritmasındaki dizi yapısı ile aynıdır denilebilir, farklı olarak 2. anten, 1. Antene olan uzaklığı göz önüne alarak işaret toplamlarını faz kayması ile alır.

Vektör yapısı toplam olarak z(t) vektörü ile gösterilirse:

$$z(t)=\begin{bmatrix} y1(t) \\ y2(t) \end{bmatrix} = \bar{A}\, x(t) + n_Z(t) \qquad \textbf{(1.36)}$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A \\ A\emptyset \end{bmatrix}, \quad n_Z(t) = \begin{bmatrix} n_{y1}(t) \\ n_{y2}(t) \end{bmatrix} \qquad \textbf{(1.37)}$$

(1.36) ve (1.37)'deki gibi olacaktır.

ESPRIT Algoritması da MUSIC gibi alt uzay tabanlı bir tekniktir. ESPRIT algoritmasında öz vektör ve öz değerleri bulmak için:

$$R \triangleq E[z(t)z^H(t)] = \bar{A}(\theta)PA^H(\theta)+\sigma^2 I \qquad \textbf{(1.38)}$$

(1.38)ile tanımlanan öz ilişki vektörü hesaplanmaktadır [19].

(1.38)hesaplandıktan sonra, R vektörünün öz değerleri büyüklük sırasına göre sıralanır, $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \ldots \geq \lambda_{2m}$.

λ_i $i = 1, \ldots, m$ 'ye karşı düşen öz vektörler Ex olarak ve λ_ii=m+1…, 2m'ye karşı düşen öz vektörler Ey olarak tanımlanır.

İkinci öz nitelik ayrıştırması için öz vektörler karmaşık eşlenik çiftleri alınarak tekrar öz ilişkileri hesaplanır ve

$$Es = \begin{bmatrix} Ex \\ Ey \end{bmatrix}$$

$$R2 \triangleq E[EsEs^H(t)] = \begin{bmatrix} Ex^H \\ Ey^H \end{bmatrix} [Ex \quad Ey] = EPE^H(\theta)+\sigma^2 I \qquad \textbf{(1.39)}$$

$$E = \begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix}$$

(1.39)şeklinde vektörler elde edilir [19].

Çözüm yapıldığında E matrisinin içinde $d \times d$ lik alt matrisler bulunur. Elde edilen matristen tekrar öz değerlere dönüp tahmini açı değeri için,

$$¥ = -E_{12}{E_{22}}^{-1}$$

$$\widehat{\emptyset_k} = \lambda_k(-E_{12}{E_{22}}^{-1}) \qquad \forall\, k = 1, \ldots, d \qquad \textbf{(1.40)}$$

$$\widehat{\theta_k} = f^{-1}(\widehat{\emptyset_k})$$

$$\widehat{\theta_k} = \sin^{-1}\{c \arg(\widehat{\emptyset_k})/(w_0 d)\}$$

(1.40)'daki işlemler yapılır.

Görüldüğü gibi ESPRIT algoritmasında maliyet fonksiyonu yerine doğrudan sonucu veren adımlar uygulanmaktadır.

Ottersten ve Kailath'a göre ESPRIT Algoritması anten kazancı ya da faz paterni bilinmeden sadece aralarında belirli uzaklık olan iki sensör yapısı ile uygulanabilmektedir. Bu sensörler dizi şeklinde sıralı ya da birbirlerine göre dik ve yahut farklı dizilişte olabilmektedirler. MUSIC Algoritması ise kullanılan dizi yapısı (array manifold) hakkında tüm bilgiye sahip olunması sonrasında kullanılabilen bir algoritmadır, bu yapıya dahil olan antenlerin kazançları ya da sensörlerin faz paterni gibi diziliş yanında bilinmesi gereken parametreler de vardır. Deneysel çalışılıyorsa sensörlerin tamamen kalibreli olması gerekmektedir, bu nedenle MUSIC algoritmasının maliyetinin yüksek olduğunu ve büyük veri saklama alanı gerektirdiği belirtilmektedir [22].

1.3 Çalışmanın Konusu

Literatürde vektör sensörler ile ilgili çalışmalarda deney ve ölçüm sonuçlarına göre analiz yapan çok az çalışma vardır. Bu çalışmadaki beklenti sıralanan kabuller doğrultusunda sayısal elektromanyetik yöntemleri yardımı ile geliş açısı kestirimi ve polarizasyon tahmini yaparak bu eksiğin giderilebileceği yönündedir. Benzer şekilde literatürde yakın alanda geliş açısı kestirimi yapan çalışmalar akustik vektör sensörler ve diziler kullanılarak yapılmaktadır, elektromanyetik vektör sensörlerle yakın alanda geliş açısı kestirimi yapmanın literatürdeki yöntemleri destekleyen ek bir çalışma olacağı düşünülmektedir.

Ele alınan problemde 1.2.1'de bahsedilen kabullerden bazıları yapılmamıştır.

- Uzak alan kısıtı yoktur. Uzak alan ve yakın alan için uygulanan çözüm yöntemi sadece vektörlerin yerleşimi açısından farklılık taşır.
- Dar bant işaret koşulu yoktur, vektör sensörler hem dar hem de geniş bantlı işaretlerle çalışabilmektedir. Fakat dikkat edilmesi gereken nokta işaretlerin

sınırlı bantlı işaretler olup, sistemlerdeki sınırlı giriş sınırlı çıkış kabulüne uymalarıdır.

- Ortam özellikleri izotropik ve lineer olmasına karşın, homojen olması koşulu yoktur, uygulamalar sırasında ortama rastgele saçıcılar konulabilir.
- Çalışılan işaretler eş enerjili olup, genlik değerleri sabit alınmıştır.
- Geliş açısı kestiriminde azimut ve elevasyon açılarında kestirimler yapılması ve uzak alanda da polarizasyon tahminleri yapılması hedeflenmiştir.
- Ortamda olabilecek işaret sayısı bir ve birden fazla olabilmekle beraber, m>n koşulu devam etmektedir.
- Problemde kestirim için ESPRIT yöntemi kullanılmıştır, fakat literatürde MUSIC benzeri alt uzay teknikleri ve maksimum olabilirlik tekniklerinin de çözümlerde tercih edilebileceği düşünülmektedir.

2. VEKTÖR SENSÖRLER İLE GELİŞ AÇISI KESTİRİMİ VE POLARİZASYON TAHMİNİ

Literatürde geliş açısı problemleri daha çok dizi antenlerle yapılmaktadır. Bu çalışmalarda daha geniş aralıklı dizi antenler, gelişmiş çözünürlük ve yön bulma hassasiyeti sağlamaktadır. Fakat düzgün dizilerde, çalışılan dalga boyunun yarısından daha büyük aralıklarla yerleştirilen antenler döngüsel belirsizliğe sahip geliş açısı tahmini yapmaktadırlar. Belirsizlik kullanılan algoritmanın söz gelimi ESPRIT'in özdeğerlerinin faz değerlerinin hatasından kaynaklanmaktadır. Herhangi bir ön bilgi olmaksızın bu belirsizliğin giderilmesi skaler ölçüm yapan sensörlerle sağlanamamaktadır. Vektör sensörler ortamdaki dalganın elektromanyetik alan değerlerini kullanarak, alan bilgisinin içinde gömülü olan belirsizlikten arınmış faz bilgisine ulaşırlar [23].

Sensörler arası açıklığı (array aperture) artırmak çözünürlüğü artırmak için yararlı olacaktır bunu sağlayan başka bir yol olarak dizilerin arasındaki mesafeler aynı tutularak eleman sayısını artırmaktır, fakat böyle bir durumda hem daha maliyetli bir durum ortaya çıkacak hem de işlemsel yük ve karmaşıklık (computational complexity) oluşacaktır [4]. Eleman sayısının artırılması demet genişliğini daraltabilmektedir fakat buna gerek kalmadan böylesi yüksek çözünürlüklü bir uygulama vektör sensörlerle sağlanabilmektedir [24].

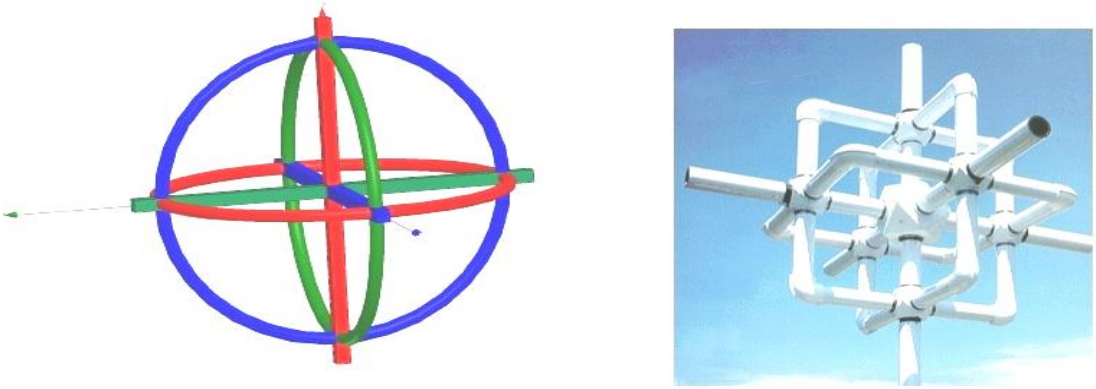
Vektör sensörler günümüzde ticari olarak da üretilip satılmaktadır, bu firmalardan bazıları Flam ve Russell Şirketi Horsham, PA ya da EMC Baden Şirketi, İsviçre olarak bilinmektedir [25].

Arye Nehorai'ye göre Vektör Sensörler Poynting vektöründen yola çıkarak kaynağa ait geliş açısı ve polarizasyon bilgilerini tek bir örnek alarak hesaplayabilir. Diğer yöntemlerde olduğu gibi herhangi bir maliyet fonksiyonu minimizasyonu yapmadan, gerçek zamanlı veri üzerinde uygulanabilir. Literatürdeki birçok yöntem zaman gecikmesinden yola çıkarak tahmin yaparken Vektör Sensörler bütün elektromanyetik alan bileşenlerini kullanarak tahmin yapıp zaman gecikmesini kullanmamaktadır [24].

Vektör sensörlerin kullanımı öncesinde dipol anten üçlüleri ve halka anten üçlüleri ile çalışmalar yapılmıştır. Dipol anten üçlüleri birbirlerine dik üç tane dipol antenden oluşturulmuştur, işaretin elektrik alanına ait üç bileşenini ölçmek için kullanılmışlardır. Halka anten üçlüleri de benzer şekilde birbirine dik üç tane halka antenden oluşturulmuş ve işarete ait manyetik alan değerinin üç bileşenini ölçmek için kullanılmışlardır [26].

Vektör Sensörler hakkında literatürde birçok çalışma yapılmıştır. Genel olarak dar bant kaynaklarla çalışmalarına karşın, geniş bant kaynaklar için, frekans atlamalı kaynaklar için, geniş spektrumlu kaynaklar için ve polinom fazlı kaynaklar için de çalışmalar bulunmaktadır. Kullanılan algoritmalar genelde MUSIC ve ESPRIT temelli yöntemler olmuş fakat bazı çalışmalar da Hiperkompleks matematikle de çözümler sunulmuştur [26].

Vektör sensörler sadece üçlüler halinde değil farklı kombinasyonlarla da kullanılmıştır. Uygulanacağı probleme göre kullanılan anten sayısı değiştirilebilmektedir, bazı çalışmalarda sadece iki boyutlu uzayda (azimut) tanımlı haberleşme problemleri için minimum sensör prensibi ile hareket edilmiştir. Bu çalışmalardaki dezavantaj ise sensör yapısının her polarizasyona uyarlanabilir olmaması olmuştur. Her polarizasyonda uygulanabilen iki loop iki dipol antenden oluşan karesel (quadrature) vektör yapılarını kullanan çalışmalar da bulunmaktadır [27].



Şekil 2.1:İdeal vektör sensör ve bir diğer karesel örnek [28].

Vektör sensör birbirine dik üç dipol ve üç çember antenden oluşan çoklu anten yapılı bir sensördür, sensörün yapısı ile ilgili görüntü Şekil 2.1'de verilmiştir [28].

Vektör sensörler yön bulma işlemini diğer yön bulma algoritmalarından farklı olarak,

ölçtüğü 6 elektromanyetik alan değişkeninden yola çıkarak Poynting vektörü hesaplamasına dayandırır.

Pratik açıdan hazır üretilen bir mamul olması nedeniyle teorik hesaplamaların gerçeklenmesinde kolayca kullanılabilir. Uygulamalar sırasında maliyet açısından tasarruf yapılması gerektiği için literatürde bazı uygulamalarda sanal vektör sensör çiftleri kullanılarak düşük maliyetle yüksek performans elde edilmeye çalışılmıştır [28].

Vektör sensörlerle yön bulma metotlarını uygulamanın birçok avantajı olduğundan bahsedilmektedir. Bunlardan bazıları şu şekildedir.

- Bir tane vektör sensör 6 tane ölçüm alabildiği için 6 elemanlı bir dizi anten gibi en fazla 5 tane işaretin yön bilgisini elde etmek için kullanılabilir.
- Dizi antenlerdeki gibi sensörleri arasında faz farkı ve zaman gecikmesi söz konusu değildir, bu nedenle anten yerleşiminde frekanstan bağımsız bir yerleşim söz konusudur.
- Diğer bir özelliği polarizasyon hassasiyeti olup, sadece azimut açısı değil, elevasyon ve polarizasyona bağlı açı değerlerini de bulabilen bir algoritmadır. Tüm özellikleri aynı olup farklı polarizasyonda yönlendirilen işaretleri de bu nedenle bulabilmektedir.
- Ek olarak diğer yöntemlerde olduğu gibi uzak alanda geniş bant veya dar bant ayrımı yapmaz, çünkü manyetik ve elektrik alanlar işaretin ban dönemli olmaksızın birbirlerine diktir ve uygulanması bu açıdan kolaylık sağlar [8].

Vektör sensörlerin ilk uygulamaları için bazı temel kabuller kullanılmıştır. Bunlar şu şekilde sıralanmışlardır.

Dalganın yayıldığı ortam iletken olmayan, homojen ve izotropik olmalıdır. Ayrıca işaret kaynağı nokta kaynak varsayılmalıdır, bu nokta kaynağın ebatları vektör sensörünkinden oldukça küçük olmalıdır.İşaret kaynağının bandı sonsuz değil sınırlı olmalıdır, kısaca bir üst ve alt limiti olmalıdır[24].

2.1 Uzak Alan Geliş Açısı ve Polarizasyon Kestirim Modeli

Gelen işaretin küresel koordinatlarda ve eliptik polarizasyonlu olduğu ayrıca ilişkisiz monokromatik dalga olduğu kabulü altında, işaretin manyetik ve elektrik alanı

aşağıdaki gibi gösterilmektedir[8]. Burada yöntemin eliptik polarizasyona göre tanımlanmasının sebebi, polarizasyon açılarının seçimine göre dairesel ve düzlem polarizasyonları da kapsayabilmesini sağlamaktır.

İletken olmayan basit uzayda kaynakların olmadığı ortamda:

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$
$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \qquad \textbf{(2.1)}$$

Maxwell denklemleri (2.1)'deki gibi olur.

$$y_{E(t)} = \vec{E}(t) + n_E(t)$$
$$y_{H(t)} = \nabla \times \vec{E}(t) + n_H(t) \qquad \textbf{(2.2)}$$
$$\begin{bmatrix} y_{E(t)} \\ y_{H(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ \nabla \times \end{bmatrix} \vec{E}(t) + \begin{bmatrix} n_{E(t)} \\ n_{H(t)} \end{bmatrix}$$

ifadelerinden yola çıkan Nehorai sevk matrisinin elektromanyetik açıdan nasıl hesaplanacağını (2.2)'deki gibi ifade etmiştir. Burada $n_E(t)$ ve $n_H(t)$sırasıyla elektrik ve manyetik alan vektörlerine eklenen gürültü vektörlerini göstermektedir. İşaret modeli

$$y(t) = a(\theta)x(t) + n(t) \qquad \textbf{(2.3)}$$

$$a_k \overset{def}{\equiv} \begin{bmatrix} e_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ e_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ e_z(\theta_k, \gamma_k\eta_k) \\ h_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ h_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ h_z(\theta_k, \gamma_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\gamma_k\cos\theta_k\cos\emptyset_k e^{j\eta_k} - \cos\gamma_k\sin\emptyset_k \\ \sin\gamma_k\cos\theta_k\sin\emptyset_k e^{j\eta_k} + \cos\gamma_k\cos\emptyset_k \\ -\sin\gamma_k\sin\theta_k e^{j\eta_k} \\ -\cos\gamma_k\cos\theta_k\cos\emptyset_k - \sin\gamma_k\sin\emptyset_k e^{j\eta_k} \\ -\cos\gamma_k\cos\theta_k\sin\emptyset_k + \sin\gamma_k\cos\emptyset_k e^{j\eta_k} \\ +\cos\gamma_k\sin\theta_k \end{bmatrix}$$

$$a_k \overset{def}{\equiv} \begin{bmatrix} e_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ e_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ e_z(\theta_k, \gamma_k\eta_k) \\ h_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ h_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ h_z(\theta_k, \gamma_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_k\cos\emptyset_k & -\sin\emptyset_k \\ \cos\theta_k\sin\emptyset_k & \cos\emptyset_k \\ -\sin\theta_k & 0 \\ -\sin\emptyset_k & -\cos\theta_k\cos\emptyset_k \\ \cos\emptyset_k & -\cos\theta_k\sin\emptyset_k \\ 0 & \sin\theta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin\gamma_k e^{j\eta_k} \\ \cos\gamma_k \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.4)}$$

$$\Theta_k(\emptyset_k, \theta_k) \qquad\qquad g_k(\gamma_k\eta_k)$$

şeklinde alınır ve polarizasyon ve açı dönüşüm kısımları 2 ayrı vektör ile gruplandırılırsa (2.3) ve (2.4) denklemlerindeki gibi sevk matrisi elde edilmektedir. Elektrik ve manyetik alan değerleri ölçüldükten sonra açı bilgisine p_k Poynting vektöründen ulaşılabilinmektedir ve ilgili eşitlik de (2.5)'te verilmektedir (* işareti kompleks eşleniği göstermektedir)[24].

$$p_k \stackrel{def}{\equiv} \begin{bmatrix} p_x(\theta,\emptyset) \\ p_y(\theta,\emptyset) \\ p_z(\theta) \end{bmatrix} = e_x(\theta_k,\emptyset_k,\gamma_k\eta_k)Xh^*(\theta_k,\emptyset_k,\gamma_k\eta_k) = \begin{bmatrix} u(\theta_k,\emptyset_k) \\ v(\theta_k,\emptyset_k) \\ w(\theta_k) \end{bmatrix} \stackrel{def}{\equiv} \begin{bmatrix} \sin\theta_k\cos\emptyset_k \\ \sin\theta_k\sin\emptyset_k \\ \cos\theta_k \end{bmatrix}, \qquad ||p_k|| = 1 \tag{2.5}$$

ESPRIT algoritmasında, hesaplanan özilişki ifadesinden işarete ilişkin alt uzaylar elde edilmektedir[21]. Bu alt uzaylardan E1, A1 vektörü ile ilişkili olan, E2 ise bunlardan belli bir uzaklık kadar ötelenmiş haldeki A2 ile ilişkili olan işaret alt uzayıdır.

$$E_1 = A_1T$$
$$E_2 = A_2T = A_1\phi T \tag{2.6}$$

- E1 ve E2 (2.6)'da bulunduktan sonra, tahmini A vektörlerini elde etmek için matris çözümü yapılırsa(2.7)'deki eşitlikler elde edilir.

$$E_1\Psi = E_2 \xrightarrow{\text{A ve T cinsinden}} A_1T\Psi = A_1\phi T$$
$$\xrightarrow{\Psi \text{ ifadesi}} \Psi = (E_1^HE_1)^{-1}E_1^HE_2 = T^{-1}\phi T$$
$$\xrightarrow{\phi \text{ ifadesi}} \phi = T\Psi T^{-1} \tag{2.7}$$
$$\widehat{A}_1 = [\hat{a}_1, \dots\dots\dots \hat{a}_k] = E_1T^{-1} = E_2T^{-1}\phi^{-1}$$
$$= \frac{1}{2}\{E_1T^{-1} + E_2T^{-1}\phi^{-1}\}$$

- Elde edilen A1 vektörü önceden ifade edildiği gibi elektrik ve manyetik Alana ilişkin bilgileri taşır ve buradan (2.8)'deki Poynting vektörü hesaplanabilir.

$$\hat{a}_k = \begin{bmatrix} \hat{e}_1 \\ \hat{h}_1 \end{bmatrix} \hat{p}_k = \begin{bmatrix} \hat{u}_k \\ \hat{v}_k \\ w_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{p}_{xk} \\ \hat{p}_{yk} \\ \hat{p}_{zk} \end{bmatrix} = \frac{\hat{e}_k}{||\hat{e}_k||} \; x \frac{\hat{h}_k^{\,*}}{||\hat{h}_k||} \qquad \textbf{(2.8)}$$

- $\hat{p}_k$ elde edildikten sonra, elde edilen değerler kartezyen koordinatlarda olduğu için tekrar küresele çevirip yanca, yükseliş ve polarizasyon açıları bulunmalıdır.
- Böylece yön bilgisi ve polarizasyon (2.9), (2.10) ve (2.11)'deki ifadelerden bulunur.

$$\hat{\emptyset}_k = \arctan\left(\frac{\hat{v}_k}{\hat{u}_k}\right) = \arccos(\hat{w}_k)$$
$$\hat{\theta}_k = \arcsin\left(\sqrt{\hat{u}_k^{\,2} + \hat{v}_k^{\,2}}\right) = \arccos(\hat{w}_k), \qquad \textbf{(2.9)}$$

$$\hat{\gamma}_k = \sum_{n=1}^{N} \arctan\left(\frac{\hat{g}_{k1}}{\hat{g}_{k2}}\right), \qquad \hat{\eta}_k = \sum_{n=1}^{N} \angle \hat{g}_{k1}(t_n) \qquad \textbf{(2.10)}$$

$$\hat{g}_k = \begin{bmatrix} \hat{g}_1 \\ \hat{g}_2 \end{bmatrix} = [\Theta_k^{\,H}(\hat{\theta}_k, \hat{\emptyset}_k)\Theta_k(\hat{\theta}_k, \hat{\emptyset}_k)]^{-1}\Theta_k^{\,H}(\hat{\theta}_k, \hat{\emptyset}_k)\hat{a}_k \qquad \textbf{(2.11)}$$

2.2 Yakın Alan Geliş Açısı Kestirim Modeli

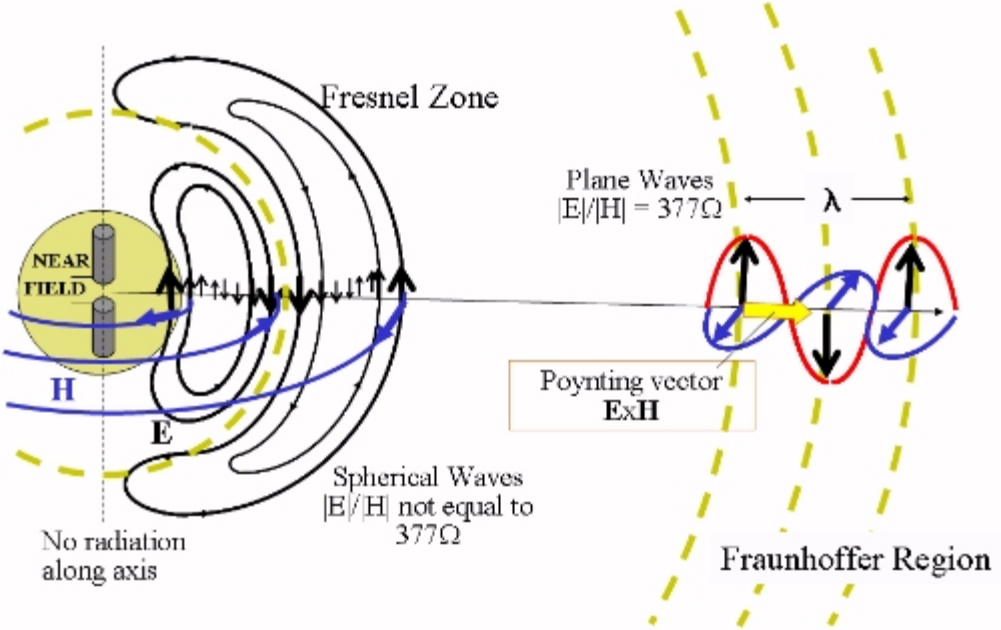
Yakın alanda geliş açısı bulmak için genelde iki boyutlu uzaydaki çalışmalar tercih edilmiştir. Yakın alandaki güncel çalışmalar Thomas Wong ve arkadaşlarının 2001, 2006, 2009, 2010 yıllarındaki çalışmalarından takip edilebilir[6,29-31]. 2011 yılında Liang'ın çalışmasından da geniş literatür özetine ulaşılabilir [32].

İletken olmayan basit uzayda kaynakların olmadığı ortamda Maxwell denklemleri

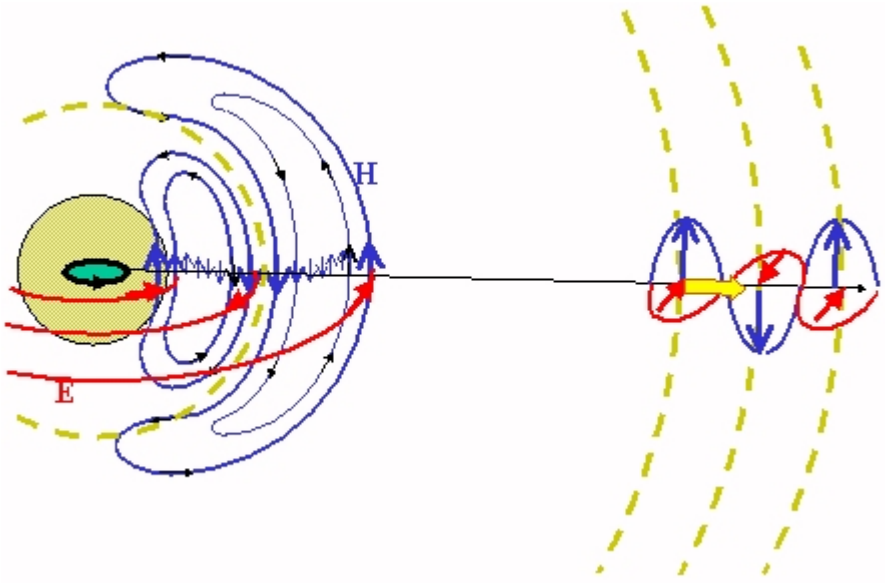
$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$
$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \qquad \textbf{(2.12)}$$

şeklinde verilir. Fakat yakın alanda dalgaların davranışı uzak alandaki gibi sağ el

kuralına uymaz. Yakın alanda dalgalar düzlem dalga özelliği göstermez. Şekil 2.3 ve Şekil 2.2 manyetik loop ve dipol antenle ölçülen, yakın ve uzak alanları göstermektedir.



Şekil 2.2: Yakın alanda dipol antenle alanların davranışı [33].



Şekil 2.3: Yakın alanda loop antenle alanların davranışı [33].

Uzak alanda $E = E_\theta \vec{\theta} + E_\phi \vec{\phi}$ olarak tanımlanmıştı, yakın alanda $E = E_r \vec{r} + E_\theta \vec{\theta} + E_\phi \vec{\phi}$ olarak radyal bileşen de alan ifadesine eklenmiştir. Yakın alan analizinde işaret

analitik olarak üretilmemiş işaret modeli sayısal yöntemler kullanılarak elde edilmiştir. Poynting vektörünün hesaplanmasında sayısal yöntemlerle elde edilen elektrik ve manyetik alan ifadeleri kullanılmıştır.

Yakın alanda sayısal yöntemler kullanarak elektrik ve manyetik alanın değerlerine ulaşmak mümkün olmasına rağmen, antenden yeterince uzakta iken radyal yöndeki elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin 0'a yaklaşması durumu, yakın alanda gözlenmez. Bu nedenle yakın alanda hesaplanan Poynting vektörü uzak alandaki gibi değerler taşımaz [34].

Bu çalışmada radyal bileşen etkisi yokmuş ya da az etki ediyormuş gibi kabul edip, antenle kaynak arasındaki uzaklığın etkisi görülmeye çalışılmıştır. Kullanılan kestirim modelinde, ESPRIT yöntemi ile sevk matrisinin elde edilmesinden sonra, ölçüm sonuçlarıyla elde edilen Poynting vektörünün, kartezyen küresel dönüşüm için uzak alandaki Poynting ifadesi gibi olacağının kabulüne dayanmaktadır.

3. VEKTÖR SENSÖRLERİN SAYISAL YÖNTEMLERLE BENZETİMİ

Bu bölümde uygulamalara geçmeden önce kullanılacak sayısal yöntemin özellikleri açıklanmıştır, ardından bu yöntemin kullanımında hangi adımlara dikkat edildiğinden bahsedilmiştir.

3.1 FDTD Yöntemi

FDTD yöntemi "Zamanda Sonlu Farklar Yöntemi" olarak Türkçeleştirilmiş bir yöntemdir, bu kısımda Maxwell Denklemlerine dayanarak çözüm yaptığı için öncelikle Maxwell Denklemlerinden bahsedilecek ardından, yöntemin işleyiş şekli anlatılacaktır.

3.1.1 Maxwell denklemleri

Maxwell denklemleri, James Clerk Maxwell'in Gauss Yasası, Ampere Yasası ve Faraday Yasasını kullanarak ürettiği denklemlerdir. Dört denklemden oluşan Maxwell denklemlerinde elektrik yüklerin elektrik alan oluşturduğunu söyleyen Gauss Yasası, herhangi bir kapalı yüzeydeki elektrik akısının o yüzeyin içindeki toplam yükle orantılı olduğunu gösterir.

Gauss Yasası

$$\nabla . \vec{D} = \rho \qquad\qquad \nabla . \vec{B} = 0$$

$$\oiint \vec{D} . d\vec{S} = \iiint \rho . dV \oiint \vec{B} . d\vec{S} = 0 \qquad \textbf{(3.1)}$$

(3.1) gibi ifade edilmektedir.

Manyetik alanın kaynağının ise doğrudan manyetik yük olmayıp, hareketli yük ve zamanla değişen elektrik alanların manyetik alan oluşturduğunu söyleyen Ampere Yasası, manyetik alanın kapalı halka boyunca çizgisel entegralinin, o halka içinde kalan akımla orantılı olduğunu gösterir.

Ampere Yasası,

$$\frac{\partial D}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \sigma \vec{E} - \vec{J}_{imp}$$

$$\frac{\partial}{\partial t}\iint \vec{D} \,.\, d\vec{S} = \oint \vec{H} \,.\, d\vec{l} \qquad \textbf{(3.2)}$$

(3.2) gibi ifade edilmektedir.

Zamanla değişen manyetik alanın elektrik alan ürettiğini söyleyen Faraday'ın İndüksiyon Yasası ise herhangi bir kapalı eğri üzerinde elektik alanın rotasyoneli, eğrinin çerçevelediği yüzey üzerindeki manyetik akının zamanla değişiminin negatifine eşit olduğunu gösterir.

Faraday Yasası

$$\frac{\partial B}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{M}_{imp}$$

$$\frac{\partial}{\partial t}\iint \vec{B} \,.\, d\vec{S} = -\oint \vec{E} \,.\, d\vec{l} \qquad \textbf{(3.3)}$$

(3.3) gibi edilmektedir.

(3.1), (3.2) ve(3.3) formüllerinde genel anlamda yazılan eşitliklerde geçen manyetik akım yoğunluğu (M_{imp}) ve elektrik akım yoğunluğu ($\vec{J}_{imp}$) değerleri göz önüne alınmayacaktır. Bu sayede Maxwell denklem setini (3.4)'deki gibi yazmak mümkündür:

$$\nabla \,.\, \vec{D} = \rho$$

$$\nabla \,.\, \vec{B} = 0$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \qquad \textbf{(3.4)}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

$\vec{D} = \varepsilon\vec{E}$, $\vec{B} = \mu\vec{H}$ ve $\vec{J} = \sigma\vec{E}$ İfadeleri (3.5)'te verilen eşitlik setlerine uygulandıklarında denklemler şu ifadelerle gösterilir.

$$\nabla \,.\, \vec{E} = \rho \,/\varepsilon \qquad \textbf{(3.5)}$$

$$\nabla . \vec{H} = 0$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

3.1.2 Yee'nin zamanda sonlu farklar algoritması

FDTD yöntemiyle elektromanyetik alanların analizi 1966'da K. S. Yee tarafından geliştirilen ve onun ismiyle anılan Yee Algoritması ile mümkün olmuştur. FDTD kısaltması "Finite Difference Time Domain" kelimelerinin baş harflerinin beraber kullanımı ile oluşmuştur ve Türkçe literatüre zamanda sonlu farklar algoritması olarak girmiştir.

Yöntemde zamana ve konuma bağlı kısmi türevli Maxwell denklemlerinin merkezi farklar teoremine dayanarak ayrıklaştırmasıyla problem çözülür. FDTD zaman domeni tekniğidir, Maxwell Denklemlerinin iteratif çözümüyle gerçekleştirilir ayrıca geniş bantlı yanıtlar tek bir FDTD benzetimi ile elde edilebilir[35].

İzotropik ortamda (3.6)'da verilen Maxwell Denklemleri 6 skaler denkleme dönüşmektedir. Bu skaler denklemler merkezi farklara göre ayrıklaştırılıp düzenlendiğinde uzayın tüm noktaları için alan değişkenleri bulunabilir, alan değişkenleri birbirlerinden türetilerek iteratif olarak (3.7)-(3.12)'deki gibi oluşturulurlar.

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y}\right),$$

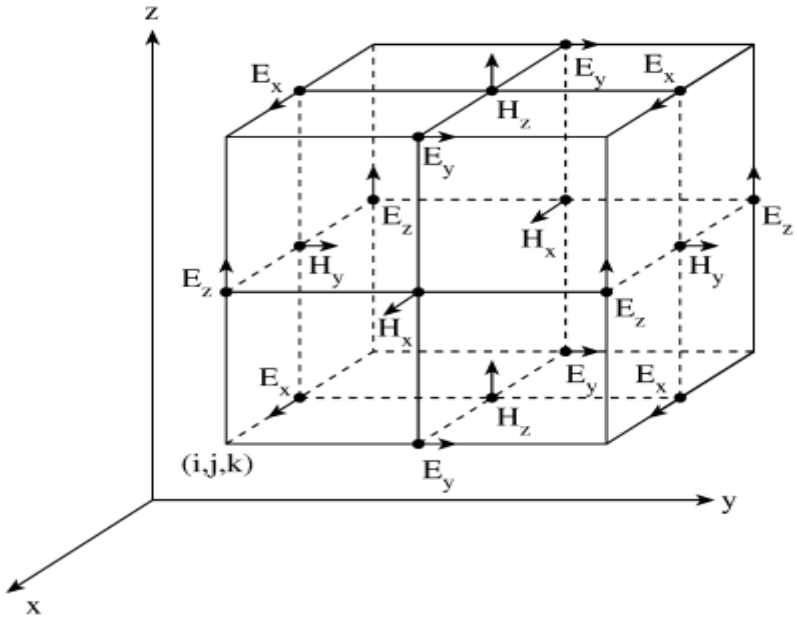
$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z}\right),$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x}\right), \qquad \textbf{(3.6)}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon}\left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x\right),$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon}\left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y\right),$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon}\left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z\right).$$



Şekil 3.1: Birim Yee hücresi [36].

İteratif işlemlerde uzayın bir noktasındaki manyetik alan bileşeni, bir önceki zamanda aynı noktada bulunan manyetik alan ile, komşu elektrik alan değerlerinden elde edilir. Komşuluk ifadesi diğer eksenleri göstermekte olup, örneğin y eksenindeki Hy için diğer eksenlerdeki Ex ve Ez alanlarının kullanılması gerektiğini gösterir [36]. Hücre yapısı nedeniyle zamanın tam katlarında elektrik alan, kesirli katlarında ise manyetik alanlar hesaplanmaktadır.(3.7)-(3.12)'deki n sayısı zaman adımı, i x yönünde, j y yönünde ve k da z yönündeki konum adımlarını göstermektedir.

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right) \\ &+\frac{\delta t}{\mu\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right)\delta}\left[E_y^n\left(i, j+\frac{1}{2}, k+1\right)\right. \\ &- E_y^n\left(i, j+\frac{1}{2}, k\right) + E_z^n\left(i, j, k+\frac{1}{2}\right) \\ &\left. -E_z^n(i, j+1, k+1/2)\right] \end{aligned} \qquad \textbf{(3.7)}$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i+1/2,j,k+\frac{1}{2}\right)=H_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i+1,j,k+\frac{1}{2}\right)$$
$$+\frac{\delta t}{\mu\left(i+1/2,j,k+\frac{1}{2}\right)\delta}[E_z^n(i+1,j,k+1/2)$$
$$-E_z^n(i,j,k+1/2)+E_x^n(i+1/2,j,k)$$
$$-E_x^n(i+1/2,j,k+1)\,] \qquad \textbf{(3.8)}$$

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i+1/2,j+\frac{1}{2},k\right)=H_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i+1/2,j+\frac{1}{2},k\right)$$
$$+\frac{\delta t}{\mu\left(i+1/2,j+\frac{1}{2},k\right)\delta}[E_x^n\left(i+1/2,j+\tfrac{1}{2},k\right)$$
$$-E_x^n(i+1/2,j,k)+E_y^n\left(i,j+\frac{1}{2},k\right)$$
$$-E_y^n\left(i+1,j+\frac{1}{2},k\right)\,] \qquad \textbf{(3.9)}$$

$$E_x^{n+1}(i+1/2,j,k)=(1-\frac{\sigma(i+1/2,j,k)\delta t}{\varepsilon(i+1/2,j,k)})E_x^n(i+1/2,j,k)$$
$$+\frac{\delta t}{\varepsilon(i+1/2,j,k)\delta}[H_z^{n+1/2}\left(i+1/2,j+\tfrac{1}{2},k\right)$$
$$-H_z^{n+1/2}\left(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k\right)+H_y^{n+1/2}\left(i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}\right)$$
$$-H_y^{n+1/2}\left(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}\right)\,] \qquad \textbf{(3.10)}$$

$$E_y^{n+1}(i,j+1/2,k)=(1-\frac{\sigma(i,j+1/2,k)\delta t}{\varepsilon(i,j+1/2,k)})E_y^n(i,j+1/2,k) \qquad \textbf{(3.11)}$$
$$+\frac{\delta t}{\varepsilon(i,j+1/2,k)\delta}[H_x^{n+1/2}\left(i,j+\tfrac{1}{2},k+1/2\right)$$
$$-H_x^{n+1/2}\left(i,j+\frac{1}{2},k-1/2\right)+H_z^{n+1/2}\left(i-\frac{1}{2},j+1/2,k\right)$$
$$-H_z^{n+1/2}\left(i+\frac{1}{2},j+1/2,k\right)\,]$$

$$E_z^{n+1}(i,j,k+1/2)=(1-\frac{\sigma(i,j,k+1/2)\delta t}{\varepsilon(i,j,k+1/2)})E_z^n(i,j,k+1/2) \qquad \textbf{(3.12)}$$

$$+\frac{\delta t}{\varepsilon(i,j+1/2,k)\delta}[H_y^{n+1/2}(i+1/2,j,k+1/2)$$

$$-H_y^{n+1/2}(i-1/2,j,k+1/2)+H_x^{n+1/2}(i,j-1/2,k+1/2)$$

$$-H_x^{n+1/2}\left(i,j+\frac{1}{2},k+1/2\right)]$$

Herhangi bir ortam üç ortam parametresi (σ, μ ve ε) kullanılarak ifade edilmektedir. Yukarıdaki denklemlerde manyetik alan ifadelerinde magnetik geçirgenlik μ kullanılmaktadır, elektrik alan ifadelerinde ise iletkenlik σ ve dielektrik sabiti ε kullanılmaktadır.[36]

3.1.2.1 Kararlılık kriteri

İteratif çözümler elde edildiğinden zaman ve konum aralıkları arasında kararlılık koşuluna dikkat edilmelidir [36]. FDTD tekniğinde Δtzaman adımı$\Delta x, \Delta y\ ve\ \Delta z$ konum adımları dikkate alınarak

$$\Delta t \leq \frac{1}{c\sqrt{(\frac{1}{\Delta x})^2+(\frac{1}{\Delta y})^2+(\frac{1}{\Delta z})^2}} \qquad \textbf{(3.13)}$$

şeklinde tanımlanan kararlılık koşuluna [36,37] uygun olarak hesaplanmalıdır. (3.13) denklemi fiziksel olarak seçilen zaman adımında dalganın aynı hücrede olması anlamına gelir ve zaman adımı yeterli miktarda küçük seçilirse bu koşul sağlanmış olur [36].

3.1.2.2 Sınır koşulları

FDTD yönteminde sınır koşulları problemin açık ya da kapalı bölge problemi olmasına göre değişmektedir, özellikle açık bölgede sınır koşullarının modellenmesi oldukça karmaşıktır.

Literatürde değişik problem türlerinde etkili yutucu sınır koşulları (Absorbing Boundary Condition, ABC) bulunmaktadır, en çok kullanılan çeşitleri ise MUR benzetimi, DBC (Dispersive Boundary Condition) ve PML (Perfectly Matched Layer)'dir [37]. Bu çalışmada kullanılan algoritma MUR sınır koşulları göz önüne alınarak hazırlanmıştır.

3.2 Uzak Alan Sayısal Yöntemlerle Benzetim Modeli

Ele alınan çözüm uzayı üç boyutludur ve x ekseni Nx, y ekseni Ny ve z ekseni de Nz adıma bölünmüştür. Oluşturulan prizmada uzay Δx, Δy ve Δz büyüklüğünde adımlarla konumda ilerleyerek alan değerleri zamanda iteratif olarak üretilmiştir.

Benzetim koduna doğrudan işaret eklenmiştir, işaret için hesaplanan alan değerlerine gelen alan ifadesinden ulaşılmıştır.

Kaynak olarak sinüzoidal bir işaret eklenmiştir. Çalışma frekansı olarak 36 MHz seçilmiştir. Frekans seçiminden sonra Δx ve Δt değerlerine karar vermek için λ dalga boyu hesaplanmıştır. $\lambda/20$ olacak şekilde $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ olarak alınmıştır. Benzetim uzayının büyüklüğü 42x42x42 birim olacak şekilde seçilmiştir. Zaman adımı ise kararlılık koşuluna dikkat edilerek seçilmiştir. Zaman adımı sayısı ise Nt=5000 alınmıştır. Benzetim modelindeki parametreler ve seçim koşulu hakkında [36,37] kaynağında gerekli bilgiler olduğu için parametre seçimi konusu burada anlatılmamıştır.

Elektrik alan ifadesi, benzetimden üretildikten sonra düzlem dalgalar için Maxwell denklemi kullanılarak manyetik alan elde edilmiştir.Elde edilen manyetik ve elektrik alanlar zamanda olduğu için, hesaplanan alan ifadesinin Fourier dönüşümü alınmıştır. Böylece faz bilgisini taşıyan üstel terimler elde edilmiştir. Frekans domenindeki elektromanyetik alan değerlerine sırasıyla Exf, Eyf, Ezf, Hxf, Hyf ve Hzf denilirse:

$$a_k \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} e_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ e_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ e_z(\theta_k, \gamma_k \eta_k) \\ h_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ h_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k \eta_k) \\ h_z(\theta_k, \gamma_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Exf(f_k) \\ Eyf(f_k) \\ Ezf(f_k) \\ Hxf(f_k) \\ Hyf(f_k) \\ Hzf(f_k) \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.14)}$$

sevk matrisi(3.14)'teki gibi edilmektedir.

ESPRIT Algoritmasında aralarında $\lambda/4$ kadar uzaklık bulunan 2 vektör sensör kullanılarak kestirim yapıldığı için [8,28] oluşturulan a_k matrisi de (3.15)'teki gibi yerleştirilmektedir. (3.15)'teki ifade aralarında konum farkı ya da zaman farkı

bulunan iki sensörün birleşimi ile oluşan toplam sevk matrisi ifadesi olup A_k ile gösterilmektedir.

$$A_k \stackrel{def}{=} \begin{bmatrix} Exf(f_k) \\ Eyf(f_k) \\ Ezf(f_k) \\ Hxf(f_k) \\ Hyf(f_k) \\ Hzf(f_k) \\ Exf2(f_k) \\ Eyf2(f_k) \\ Ezf2(f_k) \\ Hxf2(f_k) \\ Hyf2(f_k) \\ Hzf2(f_k) \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.15)}$$

(3.15)'de Exf yerine Exf2 gibi isimlendirilmiş elektromanyetik alan değerleri ise ikinci gözlem noktasından elde edilmektedir.

Sevk matrisinin oluşturulması ardından Bölüm 2'de anlatılan özilişki matrisinin bulunmasıyla başlayıp, açı tahminlerine kadar olan adımlar gerçekleştirilmiştir.

Analizler sırasında ortama PEC (mükemmel iletken cisimler) konulup gürültü ve diğer bozucu etkileri de görmek için şu şekilde veriler oluşturulmuştur. Böyle bir durumda ortamda saçılan alan da bulunacağından Exs, Eys, Ezs, Hxs, Hys ve Hzs bileşenleri FDTD'de üretilip Matlab ortamına çağırılmıştır. Gelen elektrik alanla birlikte saçılan alan içinde ayrıca Fourier dönüşümü alınmıştır, ardından toplama işlemi ile ortamdaki tüm etkiler bir araya getirilmiştir. Yine 2 gözlem noktasına göre a_k ifadesi (3.16)'daki gibi olmuştur.

$$\begin{matrix} Etx \\ Ety \\ Etz \\ Htx \\ Hty \\ Htz \end{matrix} = \begin{matrix} Exf + Exfs \\ Eyf + Eyfs \\ Ezf + Ezfs \\ Hxf + Hxfs \\ Hyf + Hyfs \\ Hzf + Hzfs \end{matrix} \qquad A_k \stackrel{def}{=} \begin{bmatrix} Etx(f_k) \\ Ety(f_k) \\ Etz(f_k) \\ Htx(f_k) \\ Hty(f_k) \\ Htz(f_k) \\ Etx2(f_k) \\ Ety2(f_k) \\ Etz2(f_k) \\ Htx2(f_k) \\ Hty2(f_k) \\ Htz2(f_k) \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.16)}$$

Denklemlerde Etx x yönündeki toplam elektrik alanı, Exf gelen işaretin x yönündeki elektrik alanını, Exfs ise saçılan işaretin x yönündeki elektrik alanını temsil etmektedir. Bu durumda A_k sevk matrisi toplam elektik ve manyetik alanlardan oluşmaktadır.

Ortamda iki kaynak varsa matris (3.17)'deki gibi olacaktır. Ortamda çok işaret bulunduğu durum için çözümde her işaret için yeni kolon eklenerek matris doldurulmuştur. Genel ifadesinde kullanılan sevk matrisi a_k tek bir vektör sensörden elde edilen sevk matrisi ve $a_k\emptyset$ faz farkı bulunan ölçüm noktasındaki sevk matrisi olarak gösterilirse, *n* işaret için toplam sevk matrisi (3.18)'deki gibi olmaktadır.

$$A_k \stackrel{\text{def}}{\equiv} \begin{bmatrix} Etx(f_k) & Etx'(f_{k2}) \\ Ety(f_k) & Ety'(f_{k2}) \\ Etz(f_k) & Etz'(f_{k2}) \\ Htx(f_k) & Htx'(f_{k2}) \\ Hty(f_k) & Hty'(f_{k2}) \\ Htz(f_k) & Htz'(f_{k2}) \\ Etx2(f_k) & Etx2'(f_{k2}) \\ Ety2(f_k) & Ety2'(f_{k2}) \\ Etz2(f_k) & Etz2'(f_{k2}) \\ Htx2(f_k) & Htx2'(f_{k2}) \\ Hty2(f_k) & Hty2'(f_{k2}) \\ Htz2(f_k) & Htz2'(f_{k2}) \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.17)}$$

$$A \stackrel{\text{def}}{\equiv} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & \dots & a_n \\ a_{1\emptyset} & a_{2\emptyset} & a_{3\emptyset} & \dots & a_{n\emptyset} \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.18)}$$

3.3 Yakın Alan Sayısal Yöntemlerle Benzetim Modeli

Ele alınan çözüm uzayı üç boyutludur ve x ekseni Nx, y ekseni Ny ve z ekseni de Nz adıma bölünmüştür. Oluşturulan prizmada uzay Δx, Δy ve Δz büyüklüğünde adımlarla konumda ilerleyerek alan değerleri zamanda iteratif olarak üretilmiştir.

Analizlerde kaynak olarak z doğrultusunda sonsuz küçük bir dipol anten kullanılmıştır. İlgili bileşen Ez bileşeni uyarılarak eklenmiştir. İlk olarak zamanda sinuzoidal bir kaynak alınmıştır. Çalışma frekansı olarak 1 GHz seçilmiştir. Frekans seçiminden sonra Δx ve Δt değerlerine karar vermek için dalga boyu, λ hesaplanmıştır. $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \lambda/20$ olacak şekilde ayrıklaştırma gerçekleştirilmiştir. Benzetim uzayı bazı uygulamalarda 100x100x100 bazılarında 120x120x120

alınmıştır. Zaman adımı ise kararlılık koşuluna dikkat edilerek seçilmiştir. Zaman adımı sayısı ise Nt=10000 alınmıştır. Benzetim modelindeki parametreler ve seçim koşulu hakkında [35,36] kaynağında gerekli bilgiler olduğu için burada anlatılmamıştır. Fakat bu tip bir kaynak için Fourier dönüşümü uygulaması sırasında alınan örnek sayısının yeterli olması yetersiz kalması sonucu işaret tipi olarak Gauss işareti seçilmesi yönünde değiştirilmiştir. Ardından kaynak olarak Gauss işaret verilmiştir. Böylece daha dar bir işaret yollandığı için zamandaki adım süresi azalmıştır. T=1000 alındığında işaretin oluşması için yeterli zamanın geçtiği görülmüştür.

Yakın alanda elektrik ve manyetik alanlar birbirlerinden türetilmeyip FDTD içinde iteratif olarak üretilmiştir.

Elde edilen manyetik ve elektrik alanlar skaler büyüklükler olduğu için zamanda hesaplanan alan ifadesinin Fourier'i alınmıştır. Böylece faz bilgisini taşıyan eksponansiyel terimler elde edilmiştir. Frekans domenindeki alan değerlerine sırasıyla Exf, Eyf, Ezf, Hxf, Hyf ve Hzf denilirse:

$$a_k \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} e_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ e_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ e_z(\theta_k, \gamma_k\eta_k) \\ h_x(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ h_y(\theta_k, \emptyset_k, \gamma_k\eta_k) \\ h_z(\theta_k, \gamma_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Exf(f_k) \\ Eyf(f_k) \\ Ezf(f_k) \\ Hxf(f_k) \\ Hyf(f_k) \\ Hzf(f_k) \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.19)}$$

(3.19)'daki gibi elde edilmektedir.

$$A_k \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} Exf(f_k) \\ Eyf(f_k) \\ Ezf(f_k) \\ Hxf(f_k) \\ Hyf(f_k) \\ Hzf(f_k) \\ Exf2(f_k) \\ Eyf2(f_k) \\ Ezf2(f_k) \\ Hxf2(f_k) \\ Hyf2(f_k) \\ Hzf2(f_k) \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.20)}$$

ESPRIT Algoritmasında aralarında $\lambda/4$ kadar uzaklık bulunan 2 vektör sensör kullanılarak kestirim yapıldığı için [8,28] oluşturulan A_k matrisi de (3.20)'deki gibi yerleştirilmektedir.

(3.21)'de Exf yerine Exf2 gibi isimlendirilmiş elektromanyetik alan değerleri ikinci gözlem noktasından elde edilmektedir.

Sevk matrisinin elde edilmesinin ardından bölüm 3.1'de anlatılan özilişki matrisinin bulunmasıyla başlayıp, açı tahminlerine kadar olan adımlar gerçekleştirilmiştir Ortamda iki işaret varsa uzak alandakine benzer şekilde (3.21)'deki gibi oluşturulur.

$$a_k \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} Exf(f_k) & Exf'(f_{k2}) \\ Eyf(f_k) & Eyf'(f_{k2}) \\ Ezf(f_k) & Ezf'(f_{k2}) \\ Hxf(f_k) & Hxf'(f_{k2}) \\ Hyf(f_k) & Hyf'(f_{k2}) \\ Hzf(f_k) & Hzf'(f_{k2}) \\ Exf2(f_k) & Exf2'(f_{k2}) \\ Eyf2(f_k) & Eyf2'(f_{k2}) \\ Ezf2(f_k) & Ezf2'(f_{k2}) \\ Hxf2(f_k) & Hxf2'(f_{k2}) \\ Hyf2(f_k) & Hyf2'(f_{k2}) \\ Hzf2(f_k) & Hzf2'(f_{k2}) \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.21)}$$

Böylece her işaret için yeni kolon eklenerek matris doldurulmuştur.

4. UYGULAMALAR

Bu bölümde, önceki bölümlerde bahsedilen konular ışığında vektör sensörlerle yapılan uygulamalara yer verilmiştir. Uygulamalar için vektör sensörler yan yana, aralarında belli bir uzaklık bulunurken testler yapılmıştır. Bu konu için Nehorai ve Stoica'nın çalışması [18] çerçevesinde uygulamalarla başlanmış, ardından Wong, K.T. ve Zoltowski'nin tek vektör sensörlerle kestirim yaptıkları uygulamalarla devam edilmiştir. Böylece hem konumda hem de zamanda aralarında belli bir gecikme oluşan vektör sensörler için ESPRIT yöntemi ile kestirim algoritmaları üretilmiştir.

Sonraki senaryoda, belli anlarda durarak ölçüm alan ve sonrasında hareket haline geçen bir vektör sensör düşünülmüştür. Bu sensörle A konumunda s(t) işareti için örnekler alınmış, belli bir zaman sonra sözgelimi x anı kadar sonra s(t+x) işaretine dönüşen işaretten, x anı sonra geldiği B konumunda örnekler alınmıştır. Böylece tek vektör sensör ile hem zamanda hem de konumda faz kayması bulunan ölçümler elde edilmiştir.

Elde edilen algoritmaların uzak ve yakın alandaki uygulama sonuçları ilerleyen bölümlerde anlatılacaktır.

4.1 Vektör Sensörlerin Uzak Alandaki Uygulamaları

Uzak alanda yapılan analizlerde, ortama doğrudan düzlem dalga ifadesi verilerek, yakın-uzak alan dönüşümü yapmadan alan değerleri üretilmiştir. Üretilen elektrik alandan manyetik alan bulunmuştur, çünkü bu uygulamada çalışılan dalga düzlem dalgadır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta elde edilen alan değerlerinin zamanda elde edilmiş olduğudur. Çoğu teorik makalede görülen dar bant işaret ifadesinde ise işaretin genlik ve faz değerlerini taşıyan bileşenleri ayrı ayrı tanımlanmaktadır. Bu aşamada zamandaki işaretlerin bulundukları frekans ve bant genişliklerigöz önüne alınarak Fourier dönüşümü ile frekans domeni değerleri elde edilmelidir. Böylece elde edilen değerler sevk matrisini (A) oluşturmaya hazır hale

gelmektedir.

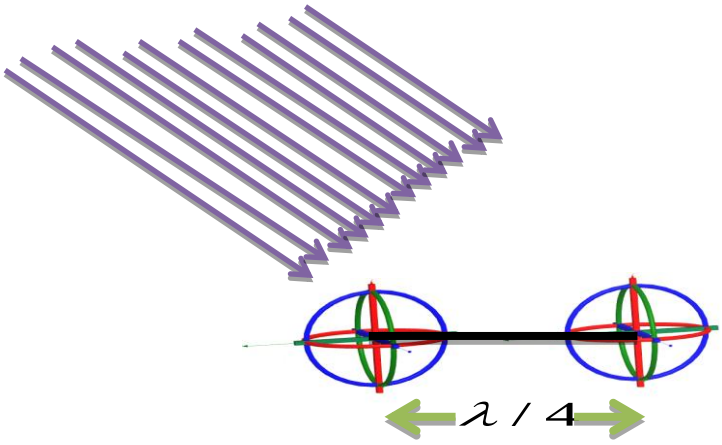
Teorik hesaplamayla oluşturulan işaretlerde kartezyen koordinatlardan küresel koordinat sistemine dönüş için ayrı bir matris, polarizasyon için ayrı bir vektör oluşturup bunların çarpımından elde edilen A matrisi, yukarıda tarif edilen adımlardan sonra doğrudan elde edilmiştir.

n işaret ve m vektör sensör kullanıldığı durum için, bir vektör sensörde 6 tane anten elemanı bulunduğundan, $6m \times n$'lik bir sevk matrisi elde edilmiştir. Bu 6m satırın ilk 3m'si işaretin elektrik alanından gelirken, diğer 3m'si manyetik alandan elde edilmiştir. Sevk matrisinden Elektrik ve Manyetik alana ait değerler ayrı vektörlerde toplanıp, çarpıldığında Poynting vektörüne, oradan da geliş açıları ve polarizasyon bilgilerine ulaşılmıştır.

4.1.1 Analitik çözüm

Analitik çözümde işaretler MATLAB'da üretilerek, konumda aralarında $\lambda/4$ boşluk bırakarak yerleştirilmesi ve tek vektör sensör kullanılarak olmak üzere zaman ve konum kaydırmalı iki çözüm [8,18,28] yöntemi için analizler yapılmıştır.28. Makaledeki yöntemde VESPA kısmı olmadan sadece konumda yan yana konulmuş 2 vektör sensör için açı tahmini yapılan kısım uyarlanmıştır. Benzetim sırasında SNR değeri 20 dB alınmıştır.

4.1.1.1 Senaryo : konum farkı



Şekil 4.1: Aralarında konum farkı bulunan iki vektör sensör ile ölçüm alınması.

Elevasyon açısı 0^o ile 90^oarasında, azimut açısı -180^o ile $+180^o$ arasında, polarizasyon açısı 0^o ile 90^o arasında, polarizasyon faz farkı ise -90^o ile $+90^o$ arasında

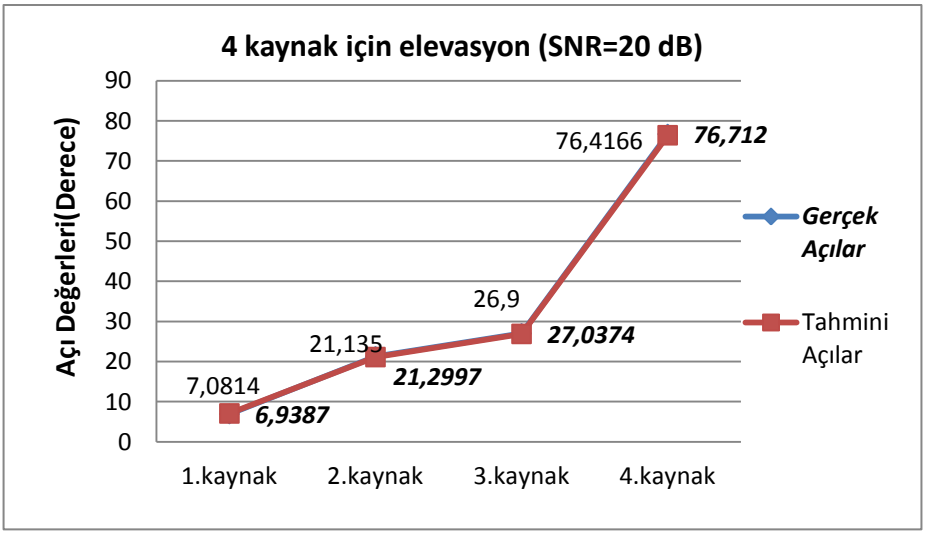
rastgele üretilmiştir. 4 işaretin frekansları birbirinden farklı olup, 34 ve 36 MHz aralığında seçilmişlerdir.

İlk olarak algoritma bir kere çalıştırılıp her açı için örnek kestirim sonuçları gösterilmiştir. Bir vektör sensörde 6 anten bulunduğu için maksimum 5 işarete kadar kestirim yapılabilmektedir.

Fakat elde edilen sonuçlarda 4 işarete kadar düşük hata görüldüğü için burada 4 işaret sonuçları verilmiştir. Senaryoda uygulanan genel tanımlar Çizelge 4.1'te verilmektedir.

Çizelge 4.1: Konum farkı senaryosu.

Senaryo: Konum Farkı	
İşaret Sayısı	4 işaret
Açı Seçimi	Rastgele
SNR	20 dB
Sevk Matrisi	Analitik oluşturuldu.
İşaret	$exp(j2\pi f_c t)$
Frekans Aralığı	34-36 MHz
Hata Tanımı	$Hata = x - \hat{x}$
Konum Farkı	$\lambda / 2$

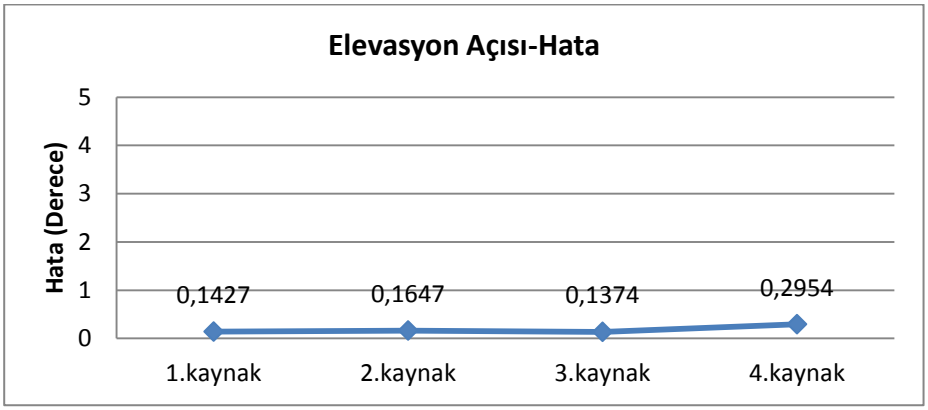


Şekil 4.2: Elevasyon açısı kestirim sonuçları.

Şekil 4.2'de senaryo için kullanılan gerçek ve tahmini açı değerleri görülmektedir.

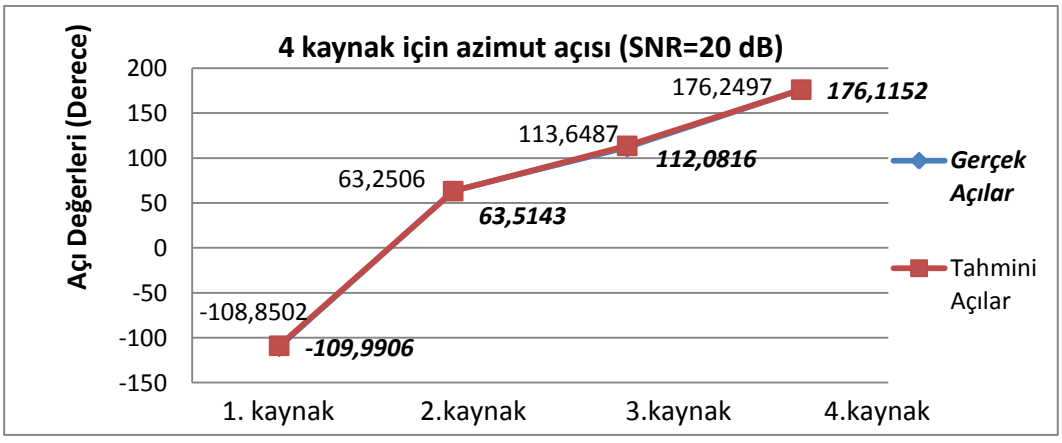
Açılar birbirlerine çok yakın oldukları için üst üste çizilen doğruları ayırt etmek amacıyla açı değerleri etiketler ile gösterilmiştir.

Şekil 4.3'te dört kaynağın elevasyon açıları için elde edilen tahmin değerlerinin hata grafiği görülmektedir. Burada kod bir kere çalıştırıldığı için RMS hata hesaplanmamıştır. Hata değerlerinin bu örnek için $0{,}3^{o}$'den yüksek çıkmadığı görülmektedir.



Şekil 4.3: Elevasyon açısı kestirim sonuçları.

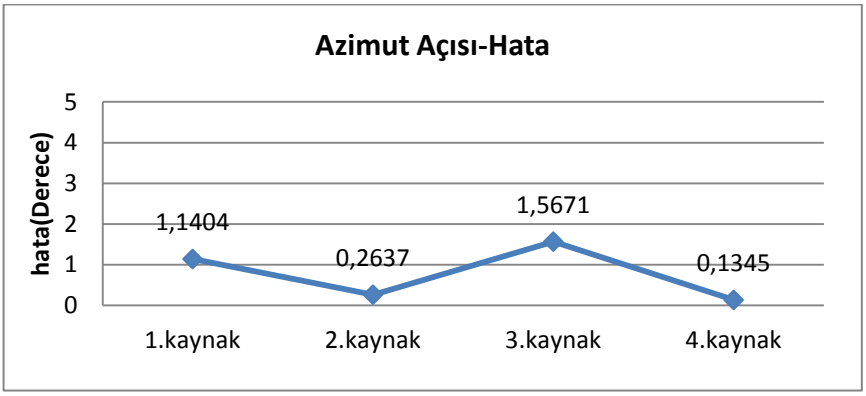
Şekil 4.4'te ilgili senaryo için azimut açısı tahminleri için kullanılan gerçek ve tahmini açı değerleri görülmektedir. Kullanılan işaretler birbiriyle ilişkisiz, farklı frekans değerlerine sahip ve düzlem dalgadır, bu nedenle işaret sayısı açı tahminleri üzerinde bozucu etki etmemektedir. Seçilecek işaret sayısındaki kısıt kestirim için kullanılan sensör sayısıdır.



Şekil 4.4: Azimut açısı kestirim sonuçları.

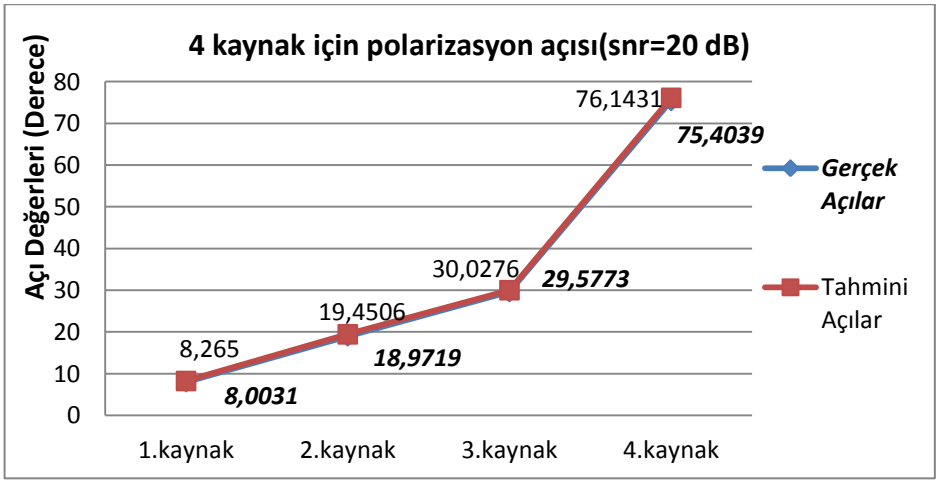
Şekil 4.5'te azimut açısı tahmininde ortaya çıkan hata değerleri görülmektedir. Hata değerlerinin azaltılması için ortamdaki frekanslar filtrelenip, her bir frekans ayrı ayrı

kestirim algoritmasına yollanabilir. Fakat birbirlerine çok yakın bulunan ve merkez frekansları farklı olmasına rağmen, birbirleri üzerinde yayılan işaretlerde bu yolu uygulamak yeterli olmayacaktır. Yine de filtreleme işlemi frekans spekturumunun incelemede gereksiz bulunan öğelerinin atımı açısından yararlı bir yöntem sayılabilir. Şekil 4.5'te azimut açısı hata değerlerinin elevasyon açısının hata değerleri kadar düşük değerli seyretmediği görülmektedir.



Şekil 4.5: Azimut açısı kestirim sonuçları.

Şekil 4.6'da polarizasyon açısı için tahmini ve gerçek açı değerleri görülmektedir. Polarizasyon açı ve faz farkı parametreleri analitik yöntemlerde incelenmesi sayısal yöntemlere göre nispeten daha rahat olan parametrelerdir. Çünkü analitik ifadelerde genel polarizasyon teorilerinden yola çıkılarak eliptik, dairesel ve doğrusal polarizasyonlu işaretler üretmek için bilinen formülleri yerine koymak yeterlidir.

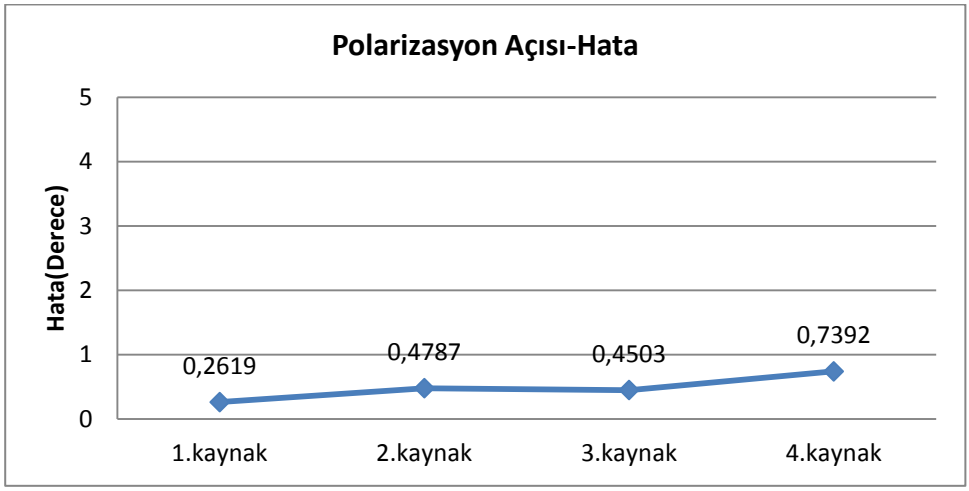


Şekil 4.6: Polarizasyon açısı kestirim sonuçları.

Polarizasyon açı değeri 45^o olduğunda ve polarizasyon faz farkı değeri $\pm 90^o$

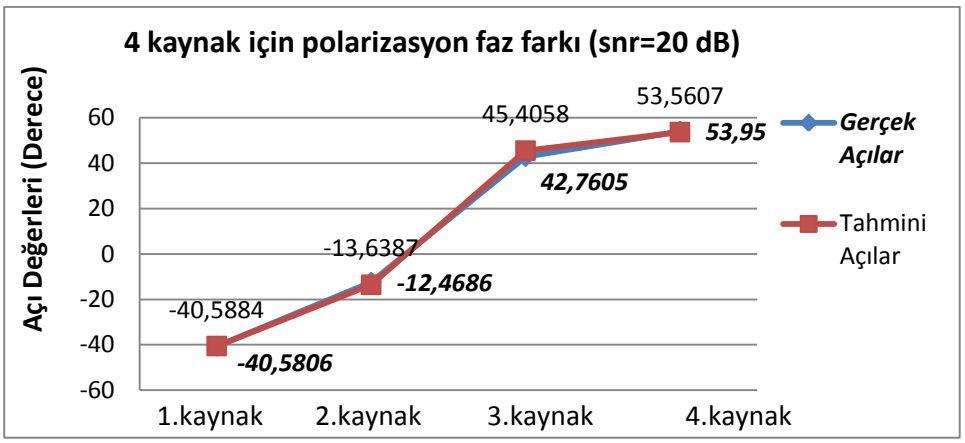
olduğunda dairesel polarizasyon, polarizasyon faz farkı değeri 0^oolduğunda doğrusal polarizasyonlu işaretler elde etmek mümkündür. Şekil 4.6'da rastgele açı değerleri verildiğinde denemelerin eliptik polarizasyon için yapıldığı söylenebilir.

Şekil 4.7'de polarizasyon açısı tahminleri için hata değerleri görülmektedir. Hata dağılımı olarak azimut açısından daha yüksek doğruluklu sonuçlar elde edildiği görülmektedir.



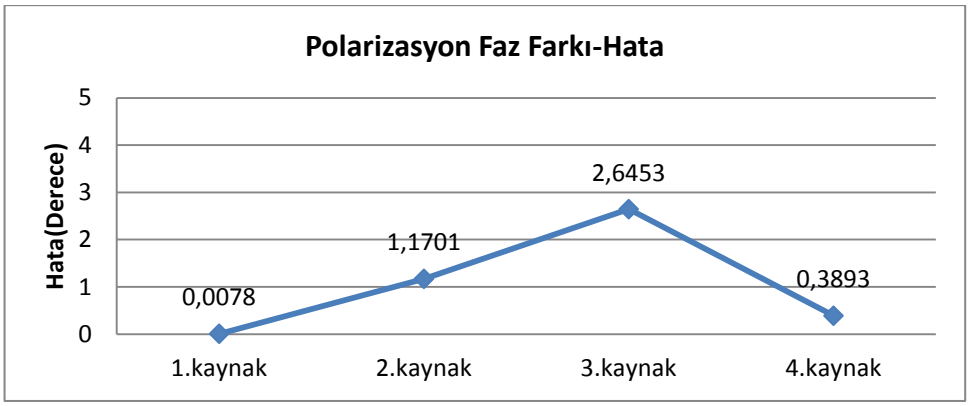
Şekil 4.7: Polarizasyon açısı kestirim sonuçları.

Şekil 4.8'de ise Polarizasyon faz farkı değerlerinin gerçek ve tahmini değerleri görülmektedir.



Şekil 4.8: Polarizasyon faz farkı kestirim sonuçları.

Şekil 4.9'de polarizasyon faz farkı için kestirim sonuçlarındaki hata değerleri görülmektedir. Gözlenen en yüksek hata değeri bir kez çalıştırılmış kodda 3^o'nin altında olmakla beraber azimut ve elevasyon açılarına göre hata payı daha fazladır.



Şekil 4.9: Polarizasyon faz farkı kestirim sonuçları.

Kestirimlerin ne derece hassas olduğunu görmek için karesel hata analizi yapılmıştır. Değişen SNR durumlarında diğer parametreler aynı kalmak koşulu ile hata fonksiyonunun değişimine ve sistemin sağlıklı çalıştığı SNR aralığına bakılmıştır. Karesel hata (RMS) analizi için işaret gürültü oranı (SNR) değiştirilerek sonuçların hata dağılımlarına, her açı değeri için algoritma 1000 kere çalıştırılarak bakılmıştır. Kullanılan gerçek açı değerleri Çizelge 4.2'de verilmektedir.

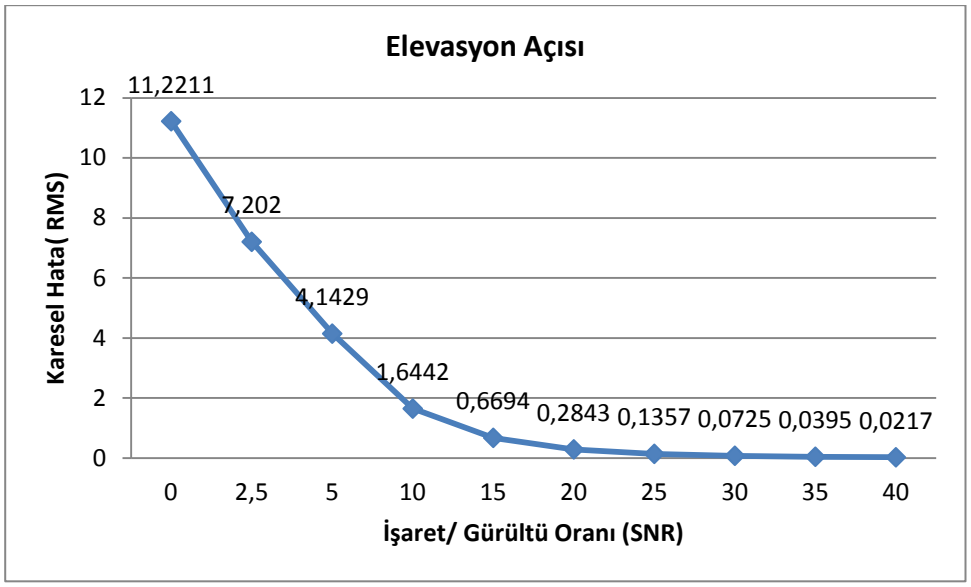
Ayrıca Ortalama Karesel Hata hesabında kullanılan eşitlik de (4.1)'de verilmiştir.

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{n}(x-\hat{x})^2} \qquad \textbf{(4.1)}$$

Çizelge 4.2: Benzetimde kullanılan açı değerleri.

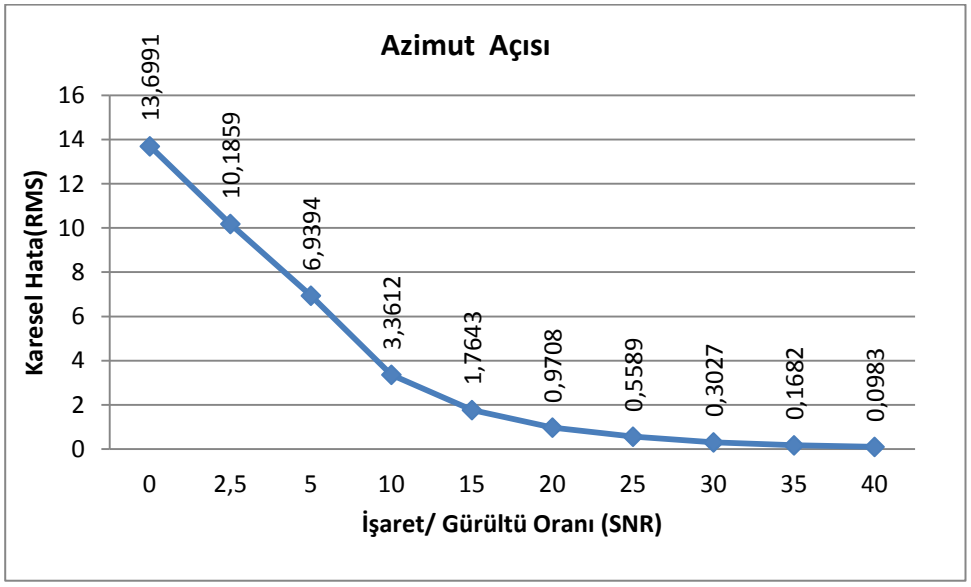
	Elevasyon Açısı	**Azimut Açısı**	**Polarizasyon Açısı**	**Polarizasyon Faz Farkı**
1. İşaret	82,4601	-14,1177	4,8014	29,96
2. İşaret	44,2724	127,7982	72,0724	-81,022
3. İşaret	73,6365	-106,788	70,7202	-81,7897
4. İşaret	80,4948	-70,3993	9,7747	-47,4065

Değişen SNR durumlarında 4 kaynağa ait açı değerlerindeki değişim gözlenmektedir. Şekil 4.10 Elevasyon grafiğinde 1^o den az hatanın görülmeye başlandığı bölge SNR seviyesinin 15dB ve daha büyük olduğu bölgedir denilebilir.



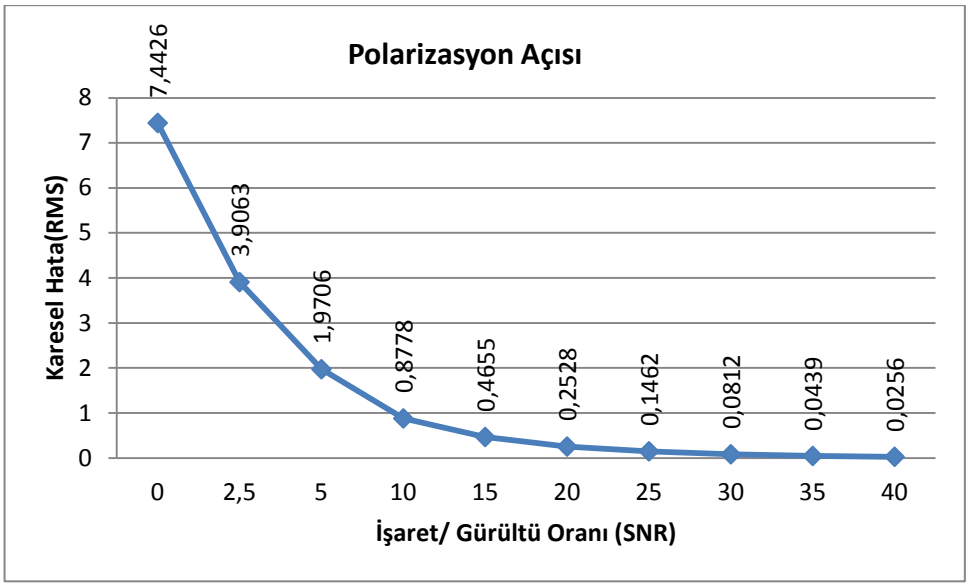
Şekil 4.10: Değişen SNR'a göre elevasyon açısı RMS sonuçları.

Azimut açısına göre aynı analiz yapıldığında Şekil 4.11'de elevasyon açılarının hata ortalamalarından daha yüksek olmakla beraber yaklaşık 20 dB ve daha üstünde hata değerleri 1^{o} nin altında seyretmiştir.



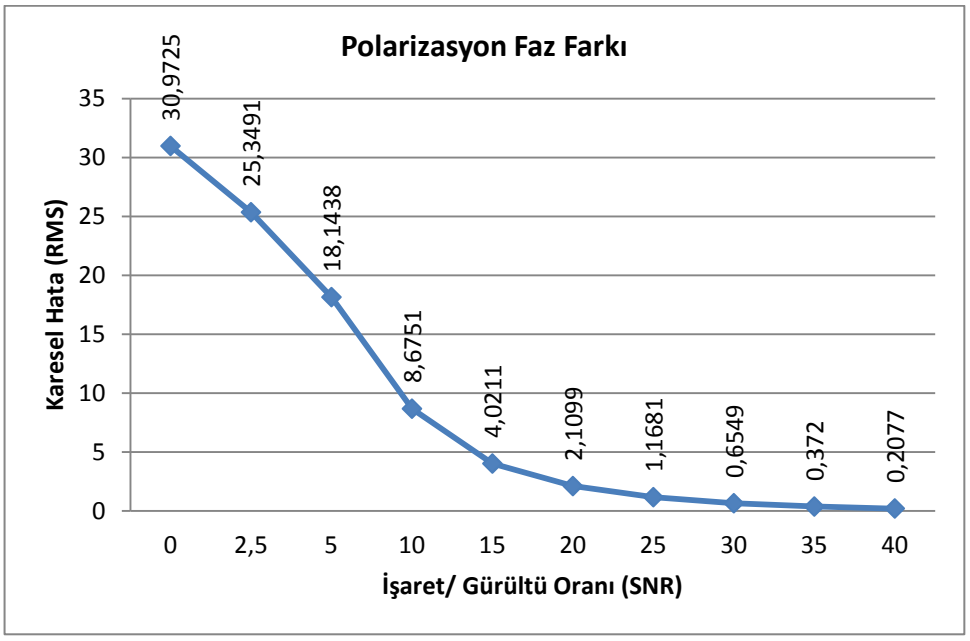
Şekil 4.11: Değişen SNR'a göre azimut açısı RMS sonuçları.

Şekil 4.12'de ise polarizasyon açısı için denemeler yapılmış ve elevasyon/azimuta göre daha hassas ölçümler almışa benzeyen sonuçlar elde edilmiştir. Çünkü yaklaşık 10 dB SNR ve üstündeki değerler için hata değeri 1^{o}ve daha altında çıkmıştır.



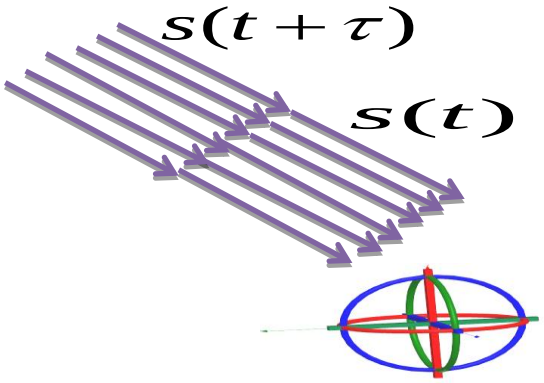
Şekil 4.12: Değişen SNR'a göre polarizasyon açısı RMS sonuçları.

Şekil 4.13'de ise Polarizasyon faz farkının analiz sonuçları yer almaktadır.4 kestirim arasından en düşük hassasiyetli sonuç bu açı için alınmıştır denilebilir. Çünkü yaklaşık 30 dB SNR seviyesi ve üzerinde ancak 1^{o}lik hata eşiğine gelebilen bir performans sergilemiştir.



Şekil 4.13: Değişen SNR'a göre polarizasyon faz farkı RMS sonuçları.

4.1.1.2 Senaryo : zaman farkı



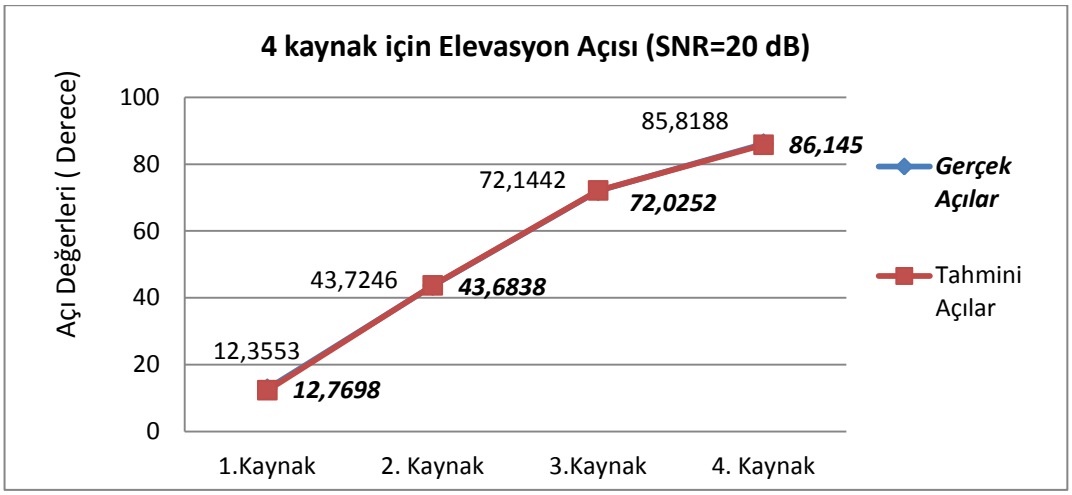
Şekil 4.14: Tek vektör sensör ile zaman farkı senaryosu.

Şekil 4.14'da Wong ve Zoltowski'nin önerdiği tek vektör sensörle kestirim yapma yöntemi uygulanmıştır. Problem fiziksel olarak farklı bir olaya karşı düşmekle beraber teorik olarak sonuçları benzerdir. Konumda alınan örneklerde olduğu gibi belli bir zaman aralığı sonrasında faz farkı içeren işaretler alınmış olacağından hesaplamalarda çok büyük farklılıklar olmayacaktır, fakat daha önceki yöntem ile bu yöntem arasında matrissel işlemlerin sırası farklı olduğu için performans farklılıkları görülebilir diye düşünülüp, bu yöntem için de analizler yapılmıştır. Senaryoda uygulanan genel tanımlar Çizelge 4.3'te verilmektedir.

Çizelge 4.3: Zaman farkı senaryosu.

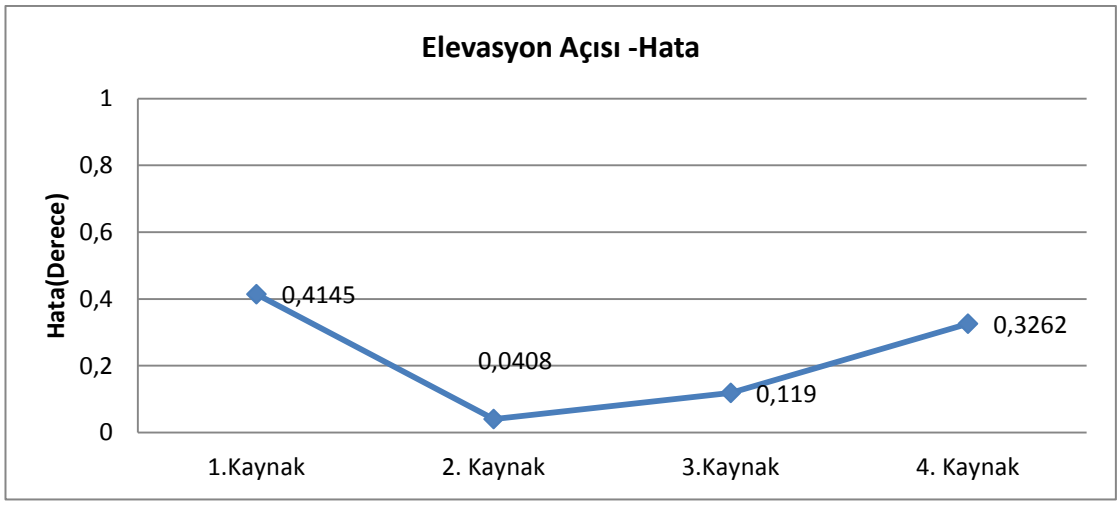
Senaryo: Zaman Farkı	
İşaret Sayısı	4 işaret
Açı Seçimi	Rastgele
SNR	20 dB
Sevk Matrisi	Analitik oluşturuldu.
İşaret	$exp(j2\pi f_c t)$
Frekans Aralığı	34-36 MHz
Hata Tanımı	$Hata = x - \hat{x}$
Zaman Farkı	$100 * \Delta t$

Buna göre Şekil 4.15'te zaman farkı senaryosuna göre elevasyon açısı analizi için kullanılan, gerçek ve tahmini açı değerleri görülmektedir.



Şekil 4.15: Elevasyon açısı kestirim sonuçları.

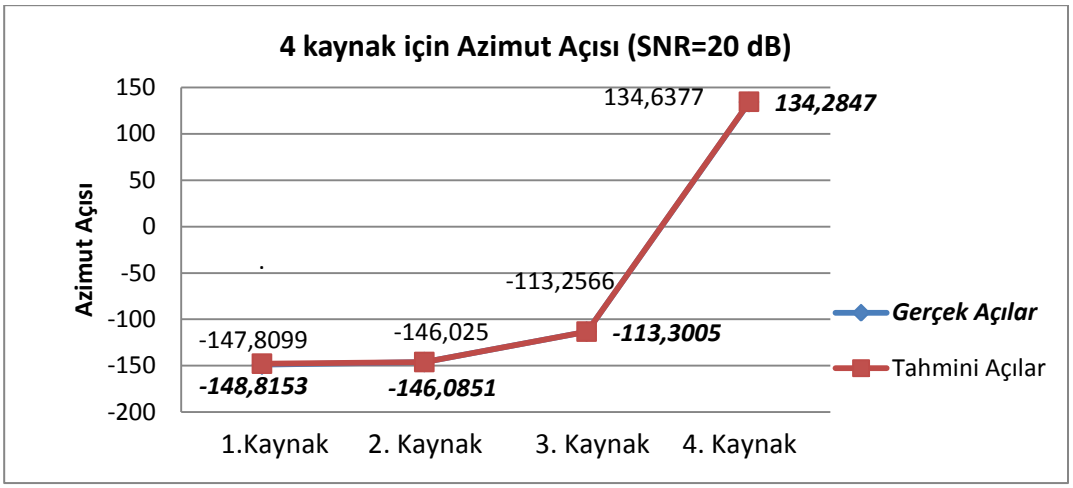
Şekil 4.16'da ise elevasyon açısı kestirim sonuçlarında görülen hata değeri gösterilmiştir. Buna göre görülen en yüksek hata sapması 0,4^{o} civarındadır.



Şekil 4.16: Elevasyon açısı kestirim sonuçları.

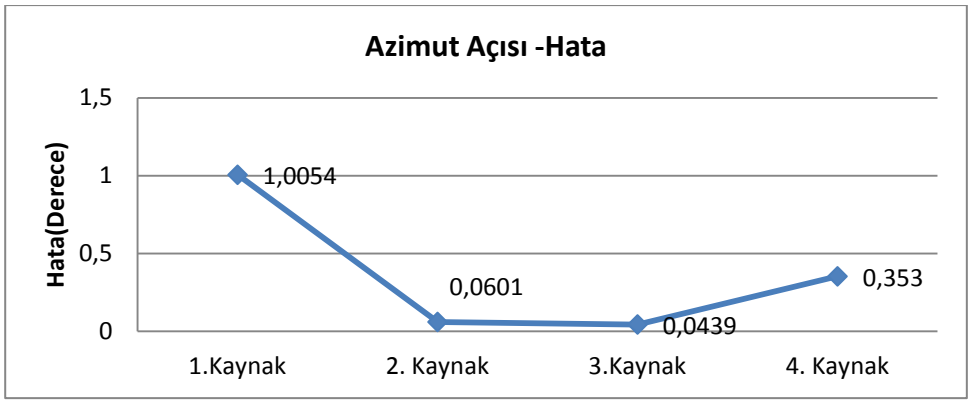
Şekil 4.17'de ise dört kaynağa ait azimut açı tahmini ve gerçek açı değerleri görülmektedir. Fakat elevasyon, azimut, polarizasyon açıları ve polarizasyon faz farkı değerleri ilgili kod bir kere çalıştırıldığından ve açı değerleri rasgele üretildiğinden hata değerlerini veren grafikler konum ve zaman senaryosunda birbirleri ile karşılaştırılamaz, bu karşılaştırma için iki senaryonun RMS hata grafiklerine bakılmalıdır.

Yöntemler arasında uygulanan farklar için [8,28] numaralı referanslarda verilen matris işlemlerine dikkat edilmelidir.

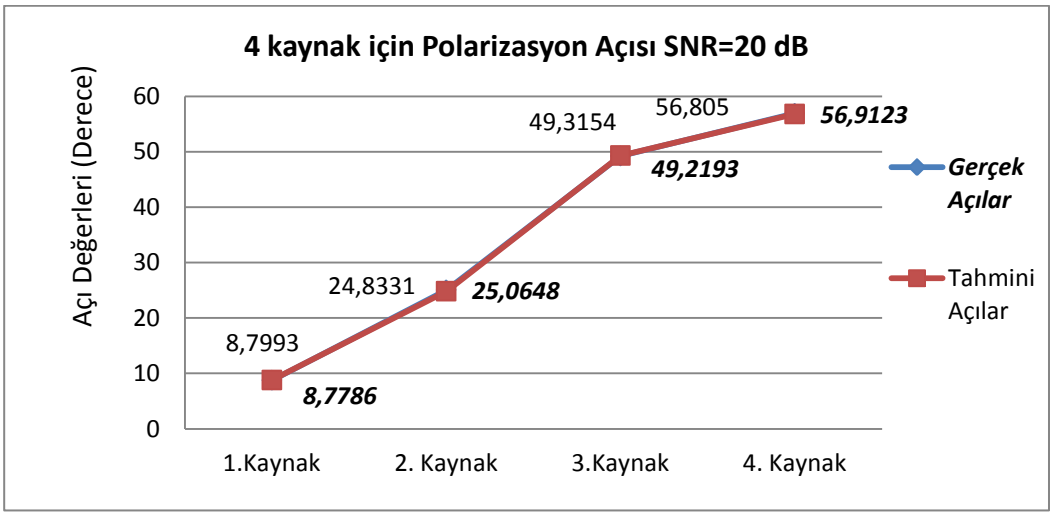


Şekil 4.17: Azimut açısı kestirim sonuçları.

Şekil 4.18'de azimut açısı kestirim değerleri için elde edilen hata değerleri görülmektedir. Buna göre en yüksek hata sapması 1^{o} civarındadır.

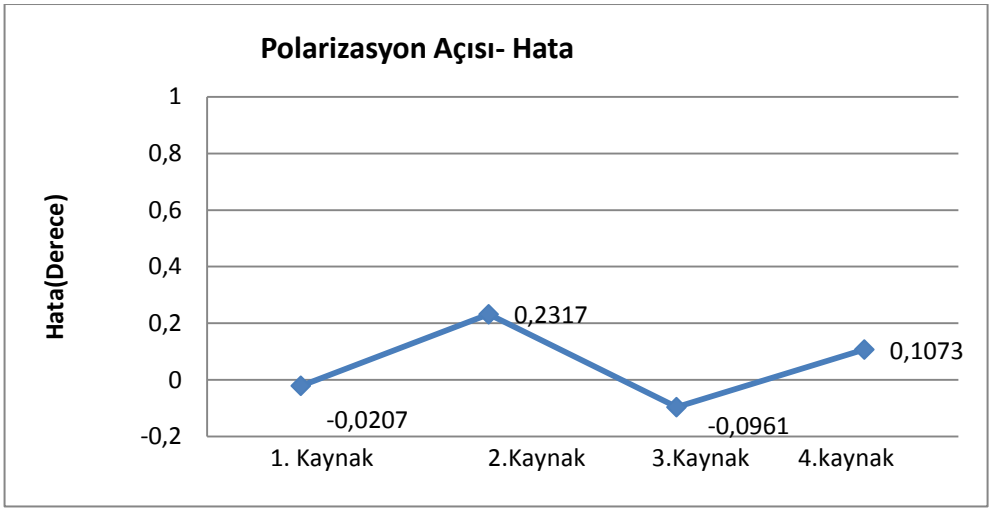


Şekil 4.18: Azimut açısı kestirim sonuçları.



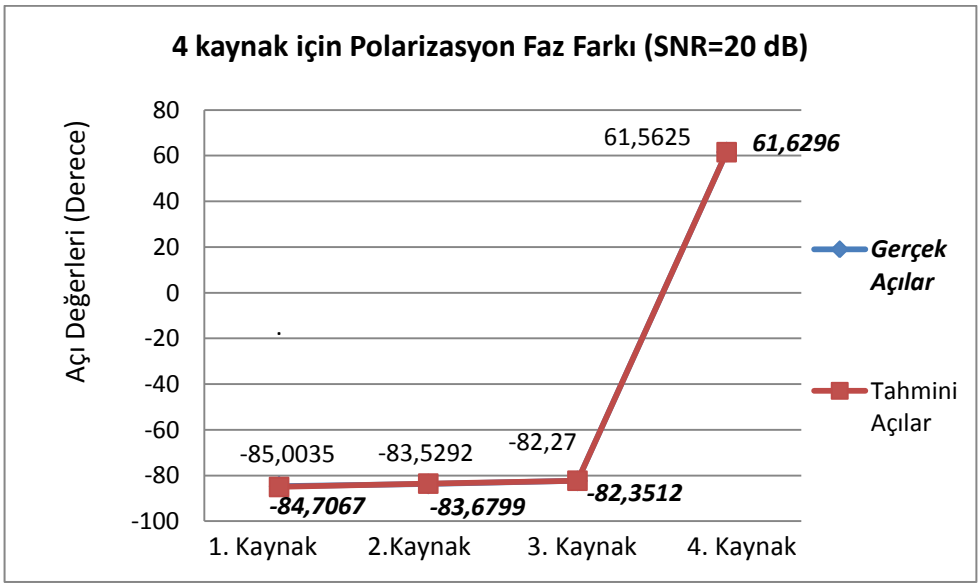
Şekil 4.19: Polarizasyon açısı kestirim sonuçları.

Şekil 4.19'da ise Polarizasyon Açısı tahmininde kullanılan gerçek ve tahmini kestirim değerleri görülmektedir. Şekil 4.20'de ise bu açı kestirimine ilişkin dört işaret için yapılan kestirimdeki hata değerleri gösterilmiştir. Şekil 4.20'deki hata değerlerinin en büyük değeri $0,2^{o}$ civarında olduğu görülmüştür.

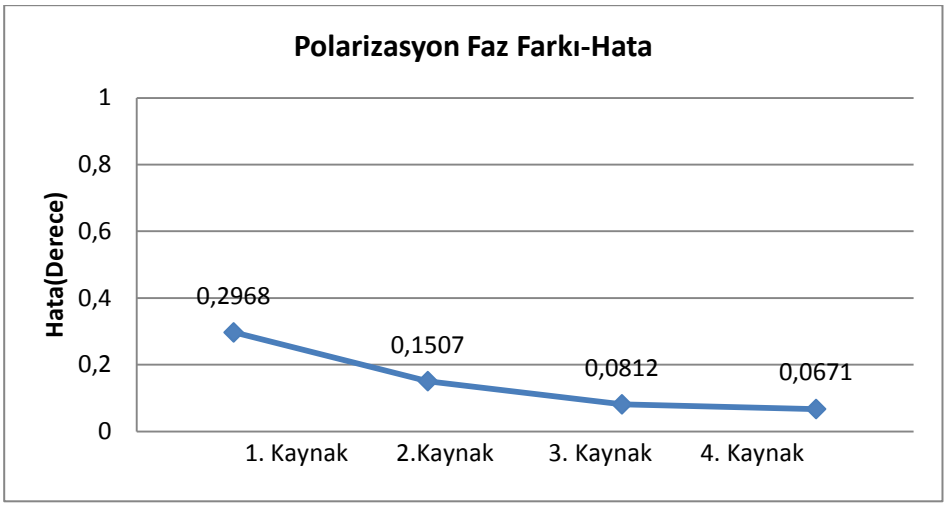


Şekil 4.20: Polarizasyon açısı kestirim sonuçları.

Benzer şekilde Şekil 4.21 ve Şekil 4.22'de Polarizasyon Faz Farkı için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Buna göre hata değerlerinin en yüksek olduğu açı miktarı $0,2^{0}$ civarında olmuştur. Yapılan analizlerde teorik olarak desteklenen bir vektör sensörle beş işarete kadar açı bilgilerini bulma durumu zaman farkından yola çıkan senaryoda gerçeklenmiştir.



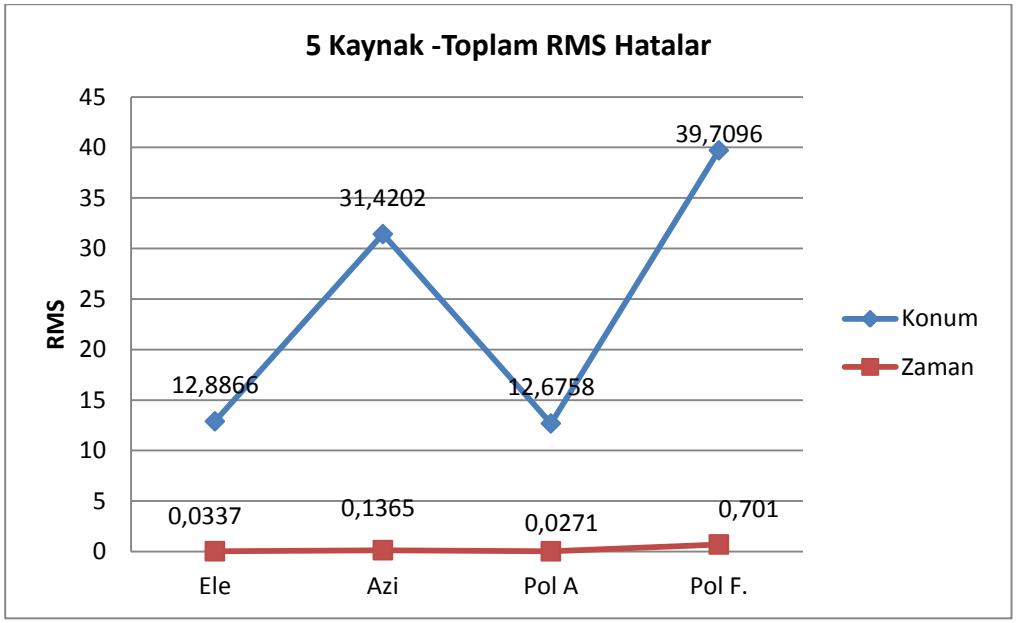
Şekil 4.21: Polarizasyon faz farkı kestirim sonuçları.



Şekil 4.22: Polarizasyon faz farkı kestirim sonuçları.

Zaman farkı yönteminden gidildiğinde 5 işaret için RMS Hata değerleri diğer yönteme göre çok daha uygun seviyelerde sonuçlar vermiştir. Çizelge 4.4'de analiz sırasında kullanılan 5 kaynağa ait açı değerleri görülmektedir.

Şekil 4.23'göre Zaman Farkını öneren yöntemle 5 işaret için analizler uygun değerleri vermektedir. Fakat sonuçların karşılaştırılabilmesi için bu yöntemde de 4 işaret için yapılan SNR'a göre RMS hata sonuçları verilmiştir.



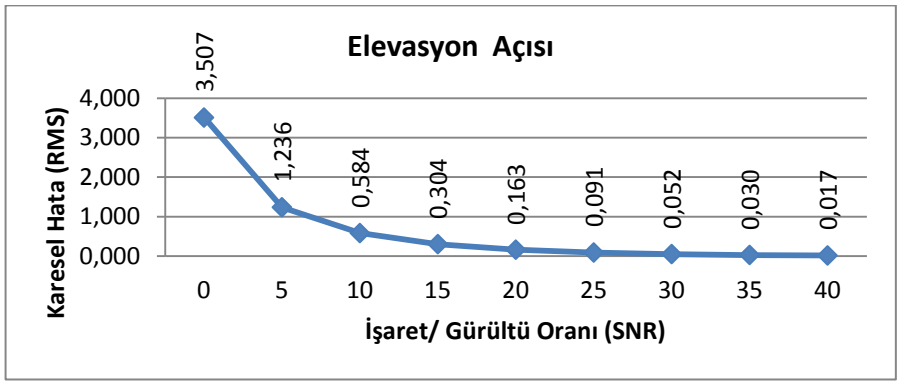
Şekil 4.23: İki yöntem arasında beş işaret için RMS karşılaştırması.

Yapılan analizde kullanılan açı değerleri her iyi kod için aynı tutulmuştur, kullanılan açı değerleri Çizelge 4.4'te görülmektedir.

Çizelge 4.4: Beş işaret durumunda kullanılan açı değerleri.

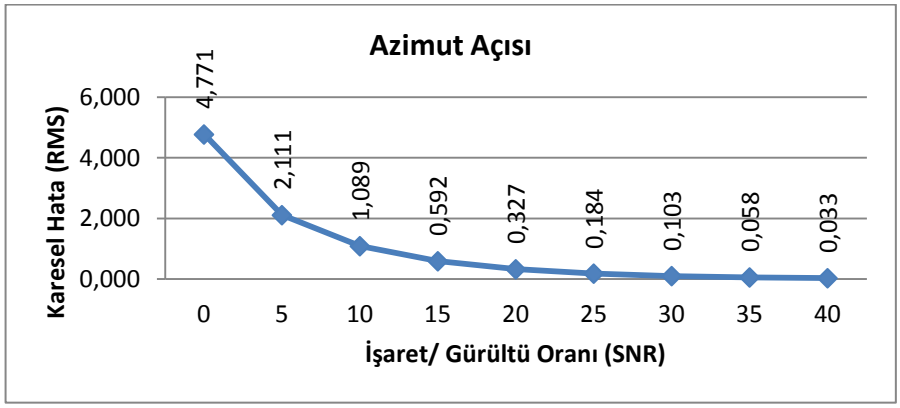
İşaret	Elevasyon	Azimut	Polariza. A.	Polariza. Faz
1.İşaret	82,5	-14,1	4,8	30,0
2. İşaret	44,3	127,8	72,1	-81,0
3. İşaret	73,6	-106,8	70,7	-81,8
4. İşaret	80,5	-70,4	9,8	-47,4
5. İşaret	4,8	80,5	80,5	80,5

Kestirimlerin ne derece hassas olduğunu görmek için karesel hata analizi yapılmıştır. Değişen SNR durumlarında diğer parametreler aynı kalmak koşulu ile hata fonksiyonunun değişimine ve sistemin sağlıklı çalıştığı SNR aralığına bakılmıştır. Karesel hata (RMS) analizi için işaret gürültü oranı (SNR) değiştirilerek sonuçların hata dağılımlarına, her açı değeri için algoritma 1000 kere çalıştırılarak bakılmıştır.



Şekil 4.24: Değişen SNR'a göre elevasyon açısı RMS sonuçları.

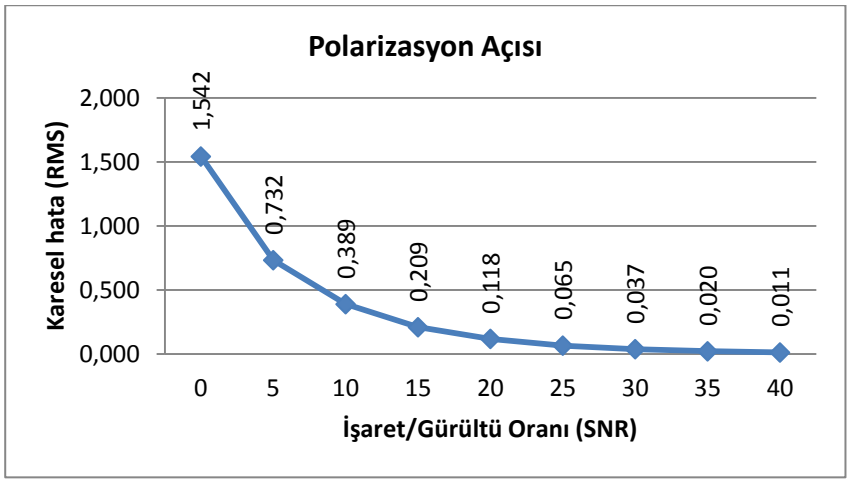
Şekil 4.24'ya göre elevasyon açısı için SNR seviyesi 10 dB ve üstünde hata ortalaması 1^{o}nin altında olmaktadır.



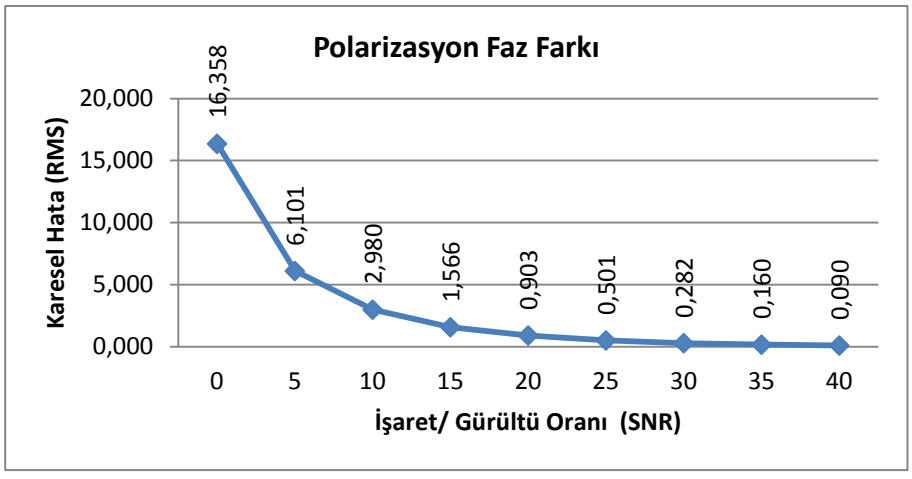
Şekil 4.25: Değişen SNR'a göre azimut açısı RMS sonuçları.

Diğer yöntemi doğrular nitelikte azimut için, şekil 4.25'de görülen SNR değerleri yaklaşık15 dB SNR ve daha yüksek değerlerinde hata ortalaması olarak 1^o nin altında bir performans sergilemektedir.

Yine diğer yöntemle benzer şekilde polarizasyon açısı için Şekil 4.26'de gösterildiği gibi SNR seviyesi 5 dB SNR ve üstünde hata oranı oldukça düşüktür.



Şekil 4.26: Değişen SNR'a göre polarizasyon a. RMS sonuçları.



Şekil 4.27: Değişen SNR'a göre polarizasyon f. RMS sonuçları.

Şekil 4.27'da da yaklaşık 20 dB ve daha yüksek değerlerde polarizasyon faz farkı için hata oranı 1^o nin altında seyretmiştir.

4.1.2 Sayısal yöntem çözümü

Bu bölümde 4.1.1. bölümde zaman farkından yola çıkan yöntemin sonuçları daha iyi olarak görünmesine rağmen, literatürde daha çok kullanılagelmiş olan konum farkından yola çıkan yöntem için sayısal yöntem çözümlerine yer verilmiştir.

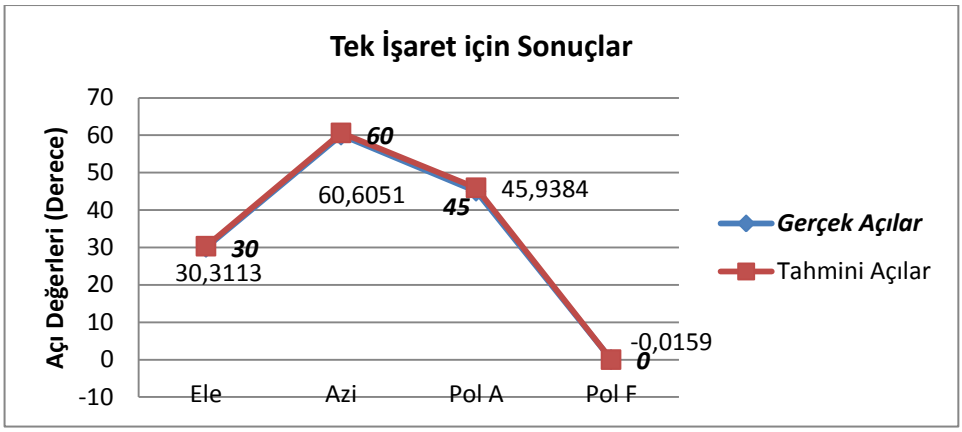
Fakat ilerleyen zamanlarda tüm benzetimler diğer yöntem için de uygulanabilir.

4.1.2.1 Senaryo: konum farkı

Çizelge 4.5: Konum farkı senaryosu

Senaryo: Konum Farkı	
İşaret Sayısı	1 işaret
Açı Seçimi	30/60 (θ / ϕ)
Uzayın Boyutu	42x42x42
Sevk Matrisi	FDTD ile oluşturuldu.
İşaret	$exp(j2\pi f_c t)$
Frekans Aralığı	36 MHz
Hata Tanımı	$Hata = x - \hat{x}$

Uzak alanda sayısal yöntem benzetimi için uzay 42x42x42 boyutunda alınmıştır. Zaman adımı 10000 adım seçilmiştir. Çalışma frekansı: 36 MHz ve 2. İşaret için 35.5 MHz alınmıştır. Her hücre çalışılan dalga boyunun 20'de biri kadar boyutta seçilmiştir.İşaret olarak bölüm 3.2'de anlatılan işaret kullanılmıştır. Uygulamalarda ek bir gürültü işareti kullanılmamıştır, benzetim uzayının kendisinden kaynaklanan süreksizlikler nedeniyle ortamda ölçümlendirilmemiş gürültü bulunmaktadır. Analizlerde kullanılan genel parametre bilgisi Çizelge 4.5'te verilmiştir.

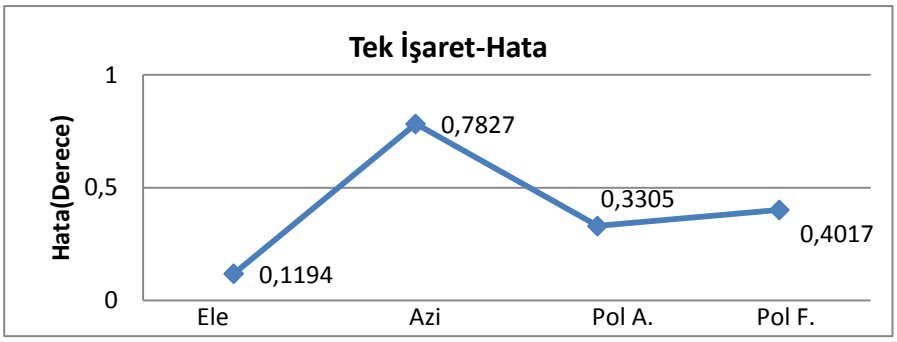


Şekil 4.28: Tek işaret için uzak alan kestirim sonuçları.

İşaret lineer polarize olup, geliş açıları azimut 30°, elevasyon açısı 60°verilmiştir. Öncelikle tek işaret için analiz yapılmıştır. Ardından işaret tipi gauss olarak seçilmiş ve periyodik özellik sergilemediği için, kısa kayıt zamanları ile işarete ait tüm bilgi

elde edilebilmiştir. Uygulamalar kısmının girişinde anlatıldığı gibi uzak alan için önce sadece gelen dalga kayıt altına alınmıştır ve önceden bahsi geçen adımlardan geçirilmiştir. Tek işaret için yapılan analiz sonuçları şekil 4.28'de görülmektedir.

Şekil 4.29'da ise bu kestirime yönelik hata değerleri görülmektedir. FDTD'de zaman domeninde alınan işaret frekans domenine geçirilirken Fourier dönüşümü eğer gerekli hassasiyette alınmazsa, frekans adımları geniş tutulursa ya da zamanda alınan örnek sayısı yetersiz olursa sonuçlar üzerinde bu olumsuz etkiler görülebilir. Bu nedenle uzak alandaki çalışmada oluşacak hataların çoğunluğu Fourier dönüşümündeki hatalardan gelecektir denilebilir.



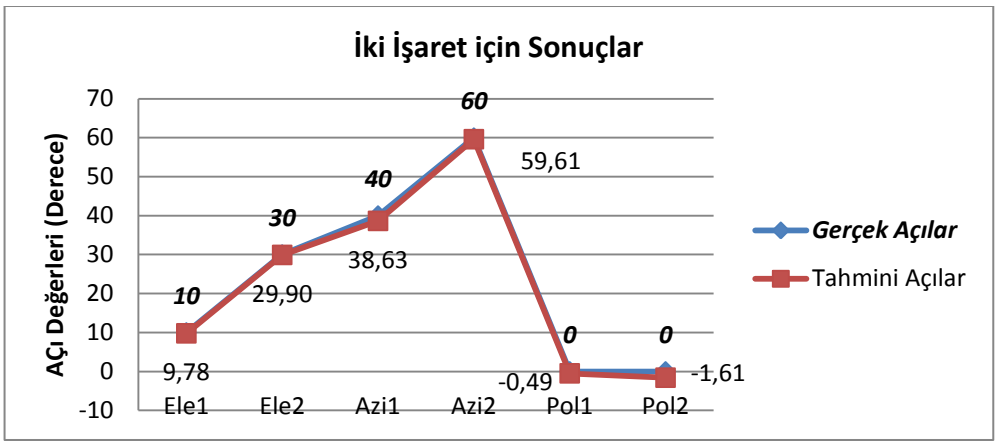
Şekil 4.29: Tek işaret için uzak alan kestirim sonuçları.

Polarizasyon olarak lineer polarizasyonlu işaretler kullanılmıştır. Fakat uygulamaya polarizasyon açısı bilgisini bilerek başlanmadığımız için bundan sonraki tahminlerde polarizasyon açısının hata değerine yer verilmeyecektir.

Çizelge 4.6: İki işaret varken konum farkı senaryosu

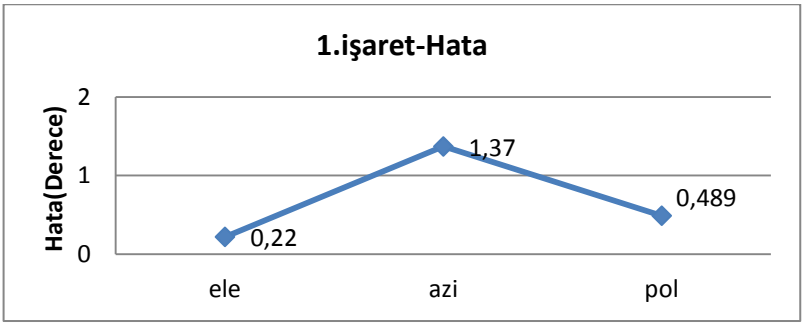
Senaryo: Konum Farkı	
İşaret Sayısı	2 işaret
Açı Seçimi	30/60 (θ / ϕ) 10/40
Uzayın Boyutu	42x42x42
Sevk Matrisi	FDTD ile oluşturuldu.
İşaret	$exp(j2\pi f_c t)$
Frekans Aralığı	36 MHz 35.5 MHz
Hata Tanımı	$Hata = x - \hat{x}$

Sonrasında işaret ayrı olarak üretilip toplanmıştır bu durumun sonuçları şekil 4.30'de görülmektedir. Bu uygulamada işaretler uzaya aynı anda verilmemiştir, böylece birbirlerine girişim etkileri olduğunda daha düşük performans göstereceği söylenebilir.

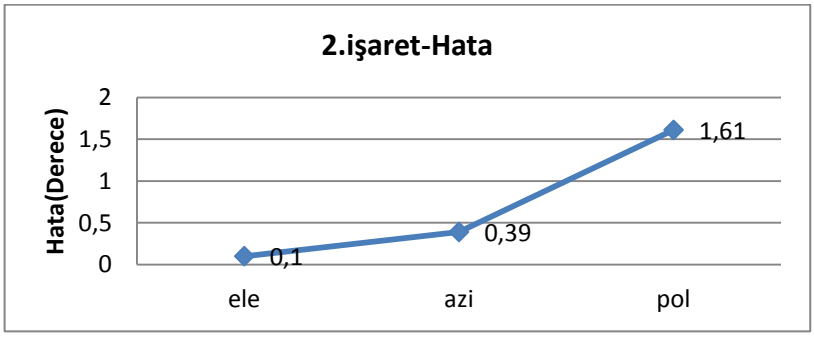


Şekil 4.30:İki işaret için uzak alan kestirim sonuçları.

İki işaret için yapılan kestirim sonuçlarındaki hata değerleri 1. İşaret ve 2. İşaret için Şekil 4.31 ve 4.32'de verilmektedir. Hata değerlerinin 2^{o}'yi geçmediği görülmektedir.

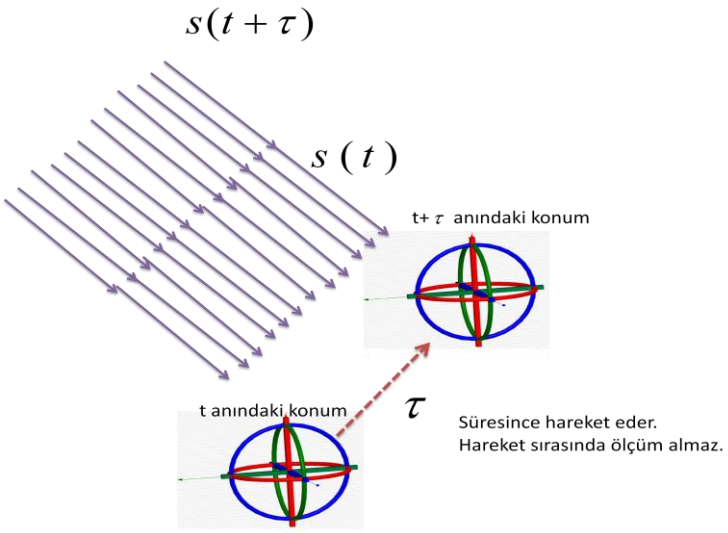


Şekil 4.31:İki işaret için uzak alan kestirim sonuçları.



Şekil 4.32: İki işaret için uzak alan kestirim sonuçları.

4.1.2.2 Senaryo: konum ve zaman farkı

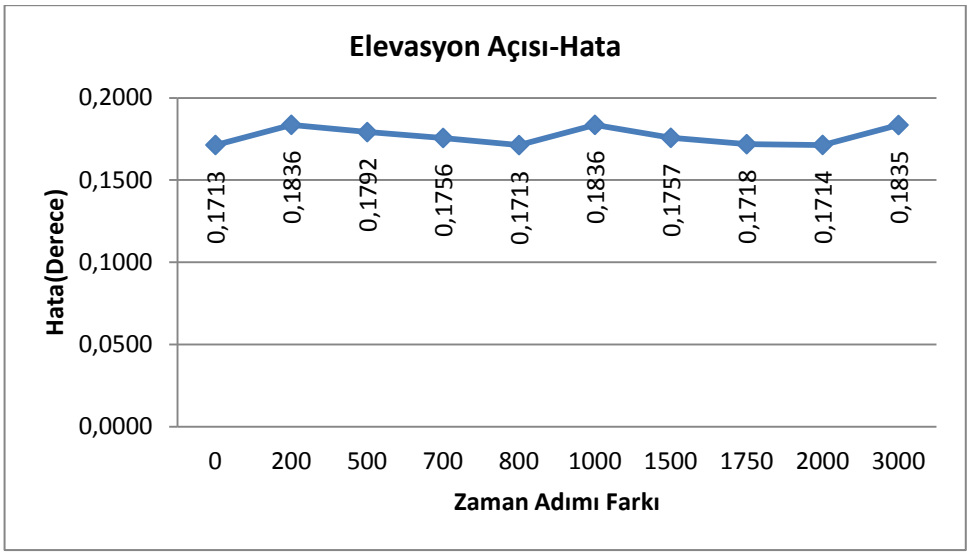


Şekil 4.33: Hareket eden tek vektör sensör ile zaman farkı senaryosu

Daha önce bahsedilen hareketli sensör ile hem zaman hem de konum farkını bir arada kullanan bir senaryo oluşturulmuştur. Sensörün bir noktadan başka bir noktaya geçiş süresi ayarlanabildiği için, sensörün hangi zaman aralıklarında hareket ederse nasıl performanslar elde edeceği analiz edilmeye çalışılmıştır. Konu ile ilgili şekil 4.33'de görülmektedir. Zaman aralıkları adım cinsinden, 200,500,700,800 ve diğer grafikte görülen sayılar olarak denenmiştir. Burada zaman adımı, hücre birimi dalga boyunun yirmide biri olarak seçildikten sonra, kararlılık kriterine göre seçilmiştir. Kullanılan parametreler toplu halde çizelge 4.7'de bulunmaktadır.

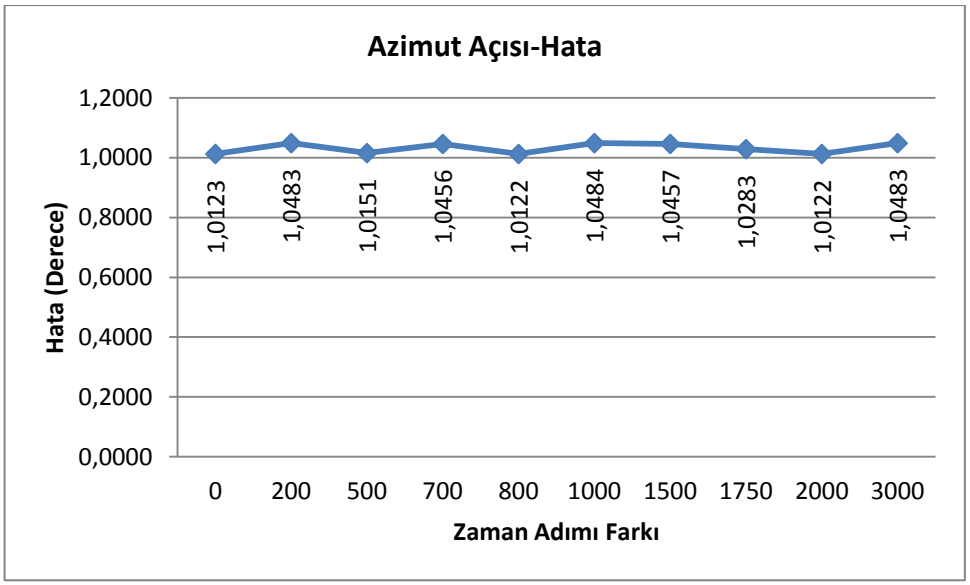
Çizelge 4.7: Zaman ve konum farkı senaryosu

Senaryo: Konum Farkı	
İşaret Sayısı	1işaret
Açı Seçimi	30/60 (θ / ϕ)
Uzayın Boyutu	42x42x42
Sevk Matrisi	FDTD ile oluşturuldu.
İşaret	$exp(j2\pi f_c t)$
Frekans Aralığı	36 MHz
Hata Tanımı	$Hata = x - \hat{x}$



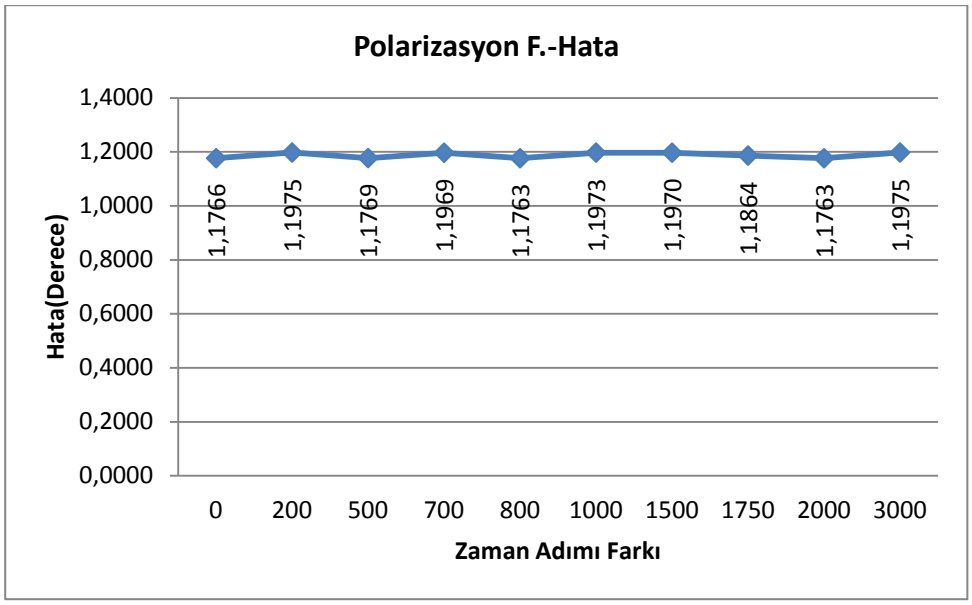
Şekil 4.34: Değişen zaman adımlarına göre elevasyon açısı RMS sonuçları.

Şekil 4.34'te değişen zaman adımlarına göre elevasyon sonuçları görülmektedir. Dalgalanma $0{,}5^{o}$ civarında olmaktadır.



Şekil 4.35: Değişen zaman adımlarına göre azimut açısı RMS sonuçları

Şekil 4.35 ve 4.36'daki sonuçlar azimut açısı ve polarizasyon faz farkı için verilmiştir. Azimut açısında ve polarizasyon faz farkında $0{,}2^{o}$'lik salınımlar görülmektedir. Bu sonuç vektör sensörün hareketinin kaç adım sonra örnek alacağının sonuçlardaki yaklaşıklığı çok etkilemediği yönündedir.



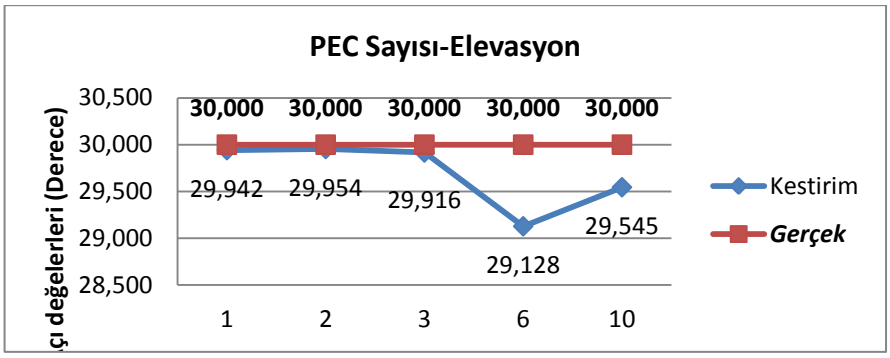
Şekil 4.36: Değişen zaman adımlarına göre pol.f. RMS sonuçları.

4.1.2.3 Senaryo: ortama bozucu ekleme

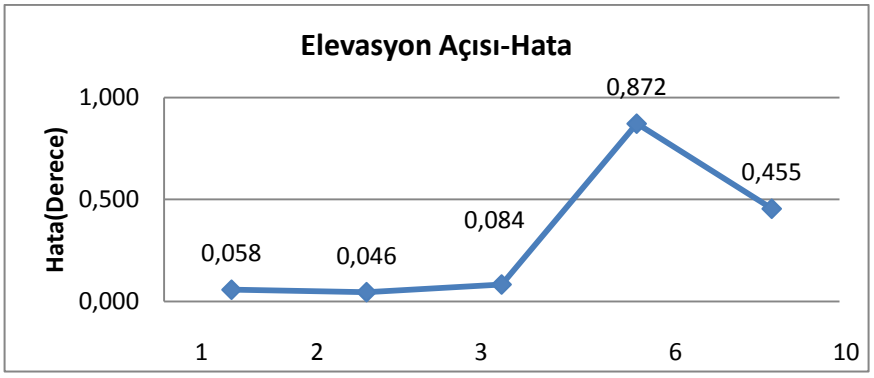
Çizelge 4.8: Bozucu ortam senaryosu

Senaryo: Zaman Farkı	
İşaret Sayısı	1 işaret
Açı Seçimi	30/60 (θ / ϕ)
Uzayın Boyutu	42x42x42
Sevk Matrisi	FDTD ile oluşturuldu.
İşaret	$exp(j2\pi f_c t)$
Frekans Aralığı	36 MHz
Hata Tanımı	$Hata = x - \hat{x}$

Bu senaryoda ortamın homojenliği bozularak fiziksel olarak gürültü terimleri eklenmektedir. Senaryoya ilişkin parametreler çizelge 4.8'de görülmektedir. Benzetim ortamının oluştuğu hücreler farklı malzemelerle doldurularak bu işlem yapılabilmektedir. Gerçek hayatta ortamda yansıtıcılar olduğunda işaretlerin saçılıp kırılması olayı, benzetim yapılan uzayda farklı elektromanyetik özellik gösteren hücrelerle sağlanmaktadır. Bu doğrultuda benzetim sırasında bazı hücrelerin iletkenliklerini değiştirerek etkilerine bakılmıştır, değişiklik uygulanan hücre sayısı ile kestirim sonuçlarının karesel hataları arasındaki ilişki şekil 4.37'da görülmektedir.

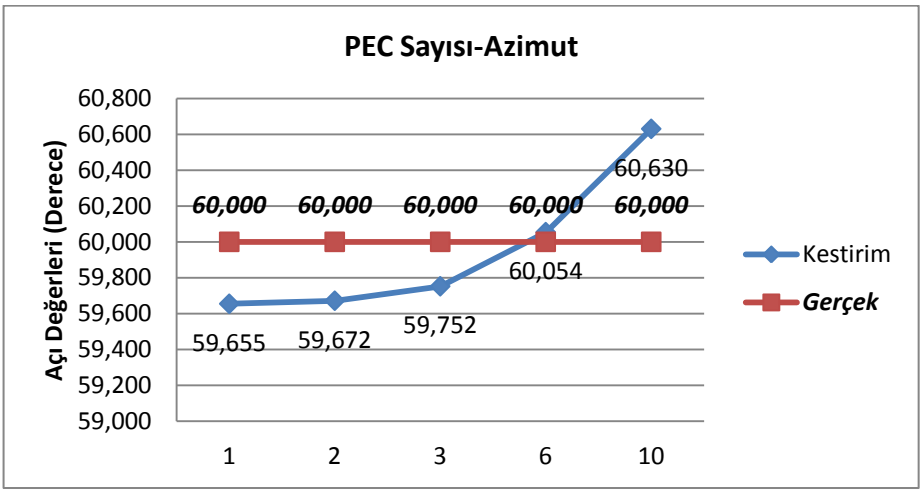


Şekil 4.37: Değişen PEC sayısına göre elevasyon açısı RMS sonuçları.



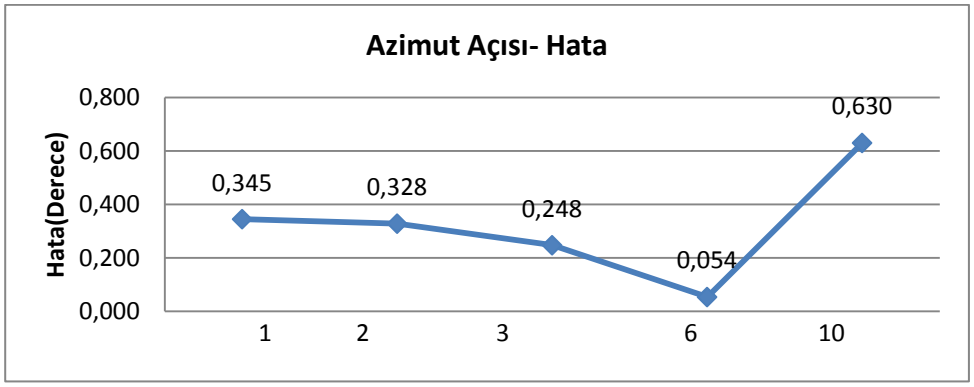
Şekil 4.38: Değişen PEC sayısına göre elevasyon açısı RMS sonuçları.

Şekil 4.38'ya göre PEC ile doldurulan hücre sayısı 1'den 10'a kadar çıkarılmış, uzayda rastgele konulan süper iletkenler elevasyon ve azimutta yaklaşık 1^{o}hatalı sonuçlara neden olurken, polarizasyon açısında 11^{o}ye kadar bozucu sonuçları olmuştur. Şekil 4.38 ve 4.39'de sonuçlar görülmektedir. Şekil 4.38'deki maksimum etki $0{,}8^{o}$ civarında olmuştur.



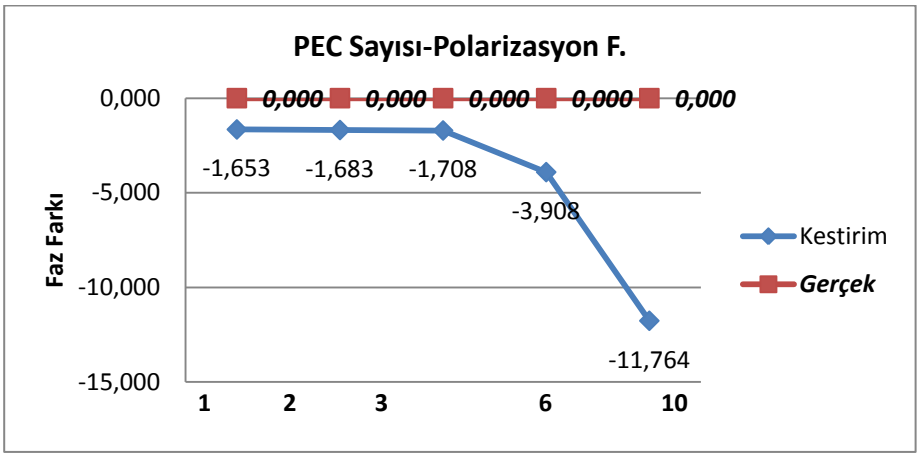
Şekil 4.39: Değişen PEC sayısına göre azimut açısı RMS sonuçları.

Şekil 4.40'a göre azimut açısı maksimum 0,6° derece civarında da olsa PEC sayısının artışından etkilenmiştir. Fakat bu etki ölçümlerin doğruluğu açısından çok kritik bir rol oynayacak seviyede değildir.

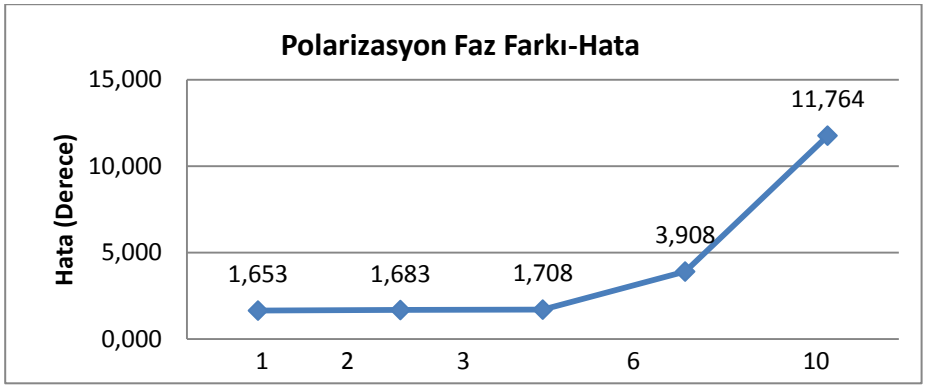


Şekil 4.40: Değişen PEC sayısına göre azimut açısı RMS sonuçları.

Şekil 4.41'de ise Polarizasyon faz farkının kestirim sonucu ve Şekil 4.42'de de hata değerleri görülmüştür.



Şekil 4.41: Değişen PEC sayısına göre polarizasyon f. RMS sonuçları.



Şekil 4.42: Değişen PEC sayısına göre polarizasyon f. RMS sonuçları.

Şekil 4.42'deki hata değerleri 11^o kadar sapma göstermiştir, buna göre ortamdaki iletken sayısının artışı en çok polarizasyon faz farkını etkileyen bir özellik göstermiştir.

4.2 Vektör Sensörlerin Yakın Alandaki Uygulamaları

Vektör Sensörlerin yakın alandaki uygulamalarında işaretler doğrudan ortama eklenebileceği gibi, (nokta ya da çok küçük dipoller olarak), dalga boyunun yarısı kadar büyüklüğe kadar ulaşacak antenlerle de beslenebilirler. Dikkat edilmesi gereken nokta, ortamda tek işaret varken, kaynağın antene uzaklığının çok düşük olması durumunda, elektrik ve manyetik alanın radyal bileşenin aşırı bozucu etkisine maruz kalınabilir, bu durumda Bölüm 2.2'deki yaklaşım geçersiz kalacaktır.

Benzer şekilde ortamda iki işaret olduğunda hem işaretlerin birbirine olan etkisi hem de antene olan yakınlık etkili olmaktadır. Yapılan analizlerde dalga boyunun 1.5 / 2 katında geliş açısı tahmini yapılabildiğini göstermektedir. Bu uzaklıklar da yakın alan sayılabilecek uzaklıklardır.

Senaryoların başlıklarında geçen 2D ve 3D harfleri açı kestiriminin kaç boyutlu olduğunu göstermektedir, 2D uygulamalarında sadece azimut açısı kestirilirken, 3D uygulamalarında elevasyon ve azimut açıları kestirilmektedir.

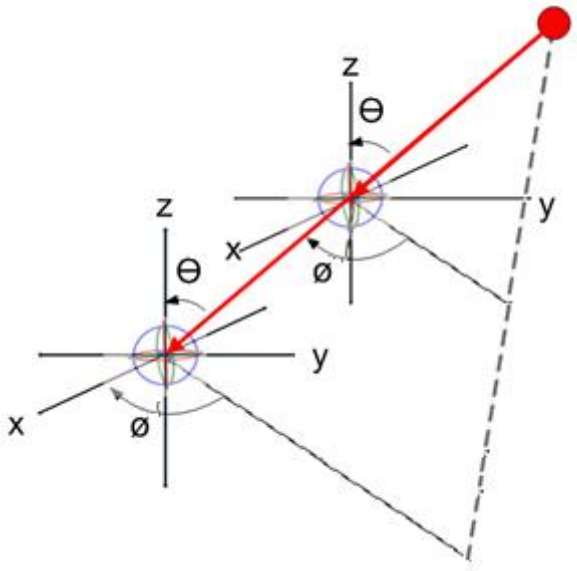
4.2.1 Senaryo: eş doğrultuda iki vektör sensör/2D

Vektör sensör ile işaret arasındaki açıların hesabında, x,y ve z domenindeki uzaklıklar kullanılır. Benzetim uzayında kaynağın konulduğu nokta ve gözlem noktası bilindiği için geliş açısı, kartezyen koordinatlarda kısaca hesaplanır. Buna göre (4.2)'den geliş açıları öğrenilerek benzetimlere başlanır.

$$\begin{aligned} \phi &= \arctan(\Delta y / \Delta x) \\ \theta &= \arctan(\sqrt{(\Delta y^2 + \Delta x^2)} / \Delta z) \end{aligned} \qquad \textbf{(4.2)}$$

Ardından gözlem noktalarının biri rastgele alınıp, diğer gözlem noktası, bir önceki gözlem noktasının x, y ve z'deki uzaklık değişimiyle orantılı olarak seçilir. Bu durumda her iki gözlem noktası sanki bir doğru üzerinde gibi olur ve kaynağa göre azimut ve elevasyon açıları eşit olur. Bu yaklaşım fiziksel olarak çok uygulanabilir

olmamasına rağmen sonuçların karşılaştırması açısından yararlı olabileceği düşünülerek yapılmıştır.



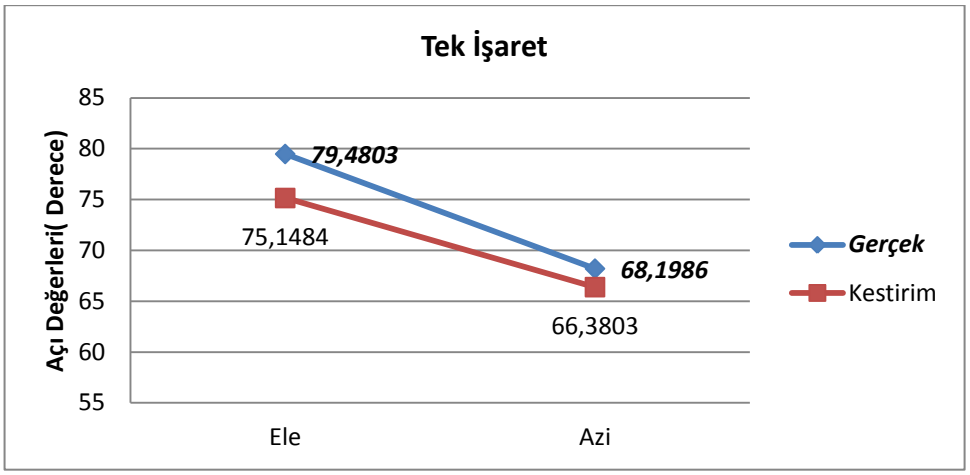
Şekil 4.43: Simetrik yerleşim senaryosu.

Şekil 4.43'te görüldüğü gibi 2 sensörü geliş açısıyla aynı doğrultuda koymak, her iki sensörde de aynı azimut ve elevasyon açılarını bulmak için kullanılmıştır. Senaryoya ilişkin Çizelge 4.9'da verilmiştir.

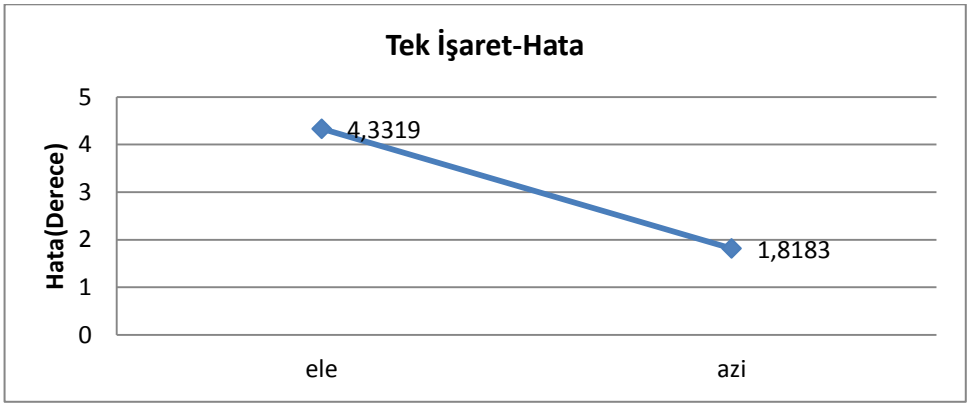
Çizelge 4.9: Simetrik yerleşim senaryosu.

Senaryo: Konum Farkı	
İşaret Sayısı	1 işaret
Açı Seçimi	79/68 (θ / ϕ)
Uzayın Boyutu	80x80x80
Sevk Matrisi	FDTD ile oluşturuldu.
İşaret	Gauss
Frekans Aralığı	1 GHz
Hata Tanımı	$Hata = x - \hat{x}$

Buna göre tek işaret için azimut ve elevasyon açılarının değerleri şekil 4.44'daki gibi olmaktadır.



Şekil 4.44: Tek işaret için açı kestirim sonuçları.

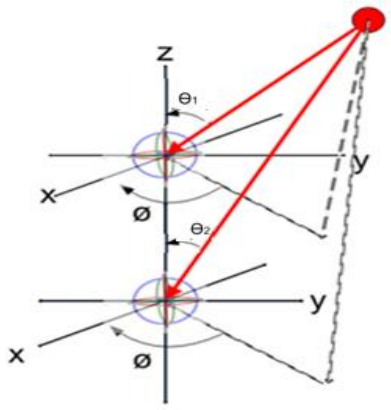


Şekil 4.45: Tek işaret için açı kestirim sonuçları.

Şekil 4.45'te kestirime ilişkin hata değerleri görülmektedir. Çıkan sonuçlarda hata değerlerinin özellikle elevasyon açısı için oldukça kötü olduğu gözlenmektedir.

4.2.2 Senaryo: z ekseninde iki vektör sensör/tek işaret/2D

Bu senaryo ilk senaryoya göre ölçüm alma açısından fiziksel olarak daha anlamlıdır, burada aralarında çeyrek dalga boyu bulunan iki vektör sensör kullanılır. Bu sensörler uzayda aynı x ve y noktalarına konumlandırılmışlardır, böylece Δy ve Δx değerleri aynı olacak ve aynı azimut açısında ölçümler alınmaktadır. Sensörlerin konumlandırıldıkları z noktaları farklı olacaktır. Şekil 4.46'de görüldüğü gibi gelen işaretlerin elevasyon açıları farklı azimut açıları aynıdır



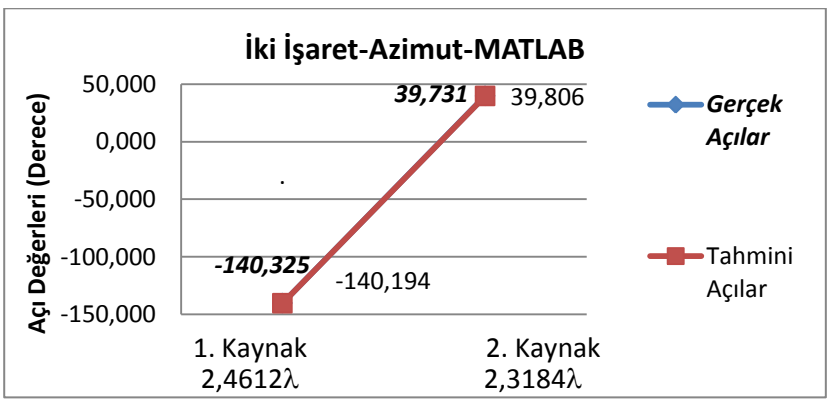
Şekil 4.46: Z ekseninde yerleşim senaryosu.

Senaryoda uygulanan genel parametreler Çizelge 4.10'da verilmiştir.

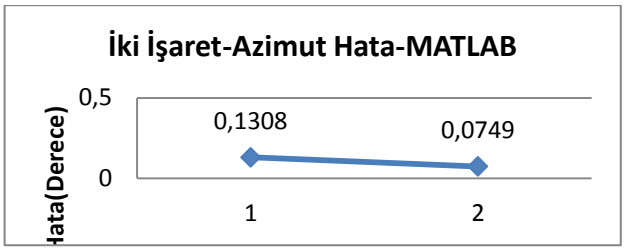
Çizelge 4.10: Z ekseninde yerleşim senaryosu

Senaryo: Konum Farkı	
İşaret Sayısı	1 işaret
Açı Seçimi	(ϕ)
Uzayın Boyutu	80x80x80
Sevk Matrisi	FDTD ile oluşturuldu.
İşaret	Gauss
Frekans Aralığı	1 GHz
Hata Tanımı	$Hata = x - \hat{x}$

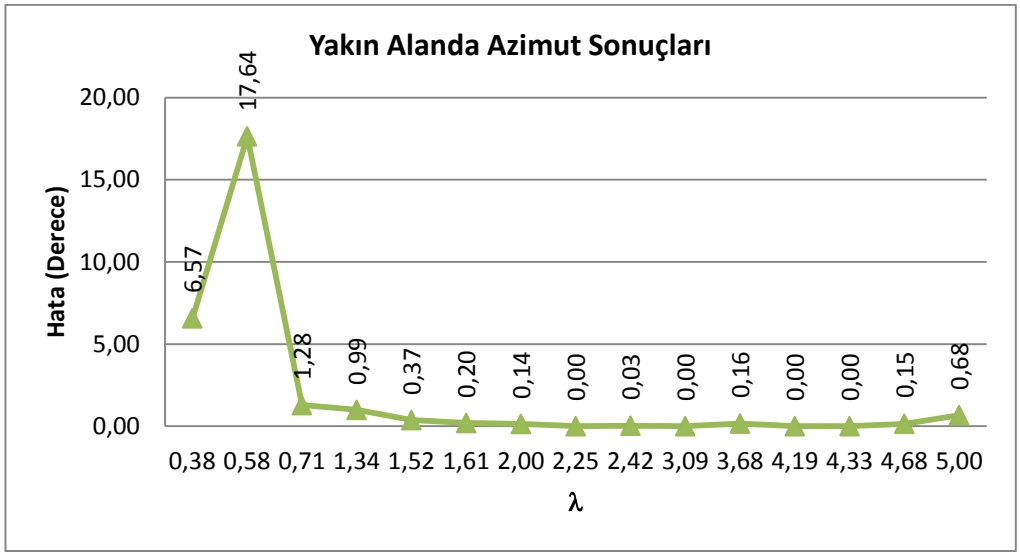
Tek işaretdurumunda 2 açı için ölçümler alınmıştır fakat bu uygulamada algoritma 2 kere çalıştırılmıştır, işaretler aynı anda verilmemiştir ve hata değerleri olumlu sınırlar içerisinde olduğu gözlenmiştir, şekil 4.47'de sonuçlar görülmektedir.



Şekil 4.47: Ortamda tek işaret varken azimut açıları



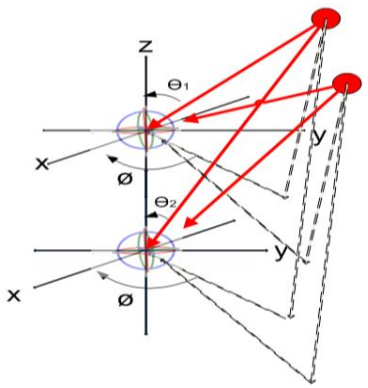
Şekil 4.48: Ortamda tek işaret varken azimut açıları hata değerleri.



Şekil 4.49: Dalga boyuna göre azimut açı kestirim sonuçları.

İki dalga boyu için yapılan bu analiz daha geniş dalga boyu aralığında tekrar çalıştırılmış ve hata değerlerine ilişkin grafik Şekil 4.49'da verilmiştir. Buna göre oldukça yakın konumlarda yakın alan etkisi ile işaretin azimut açısı doğru tahmin edilememiştir.

4.2.3 Senaryo: z ekseninde iki vektör sensör/ iki işaret/2D

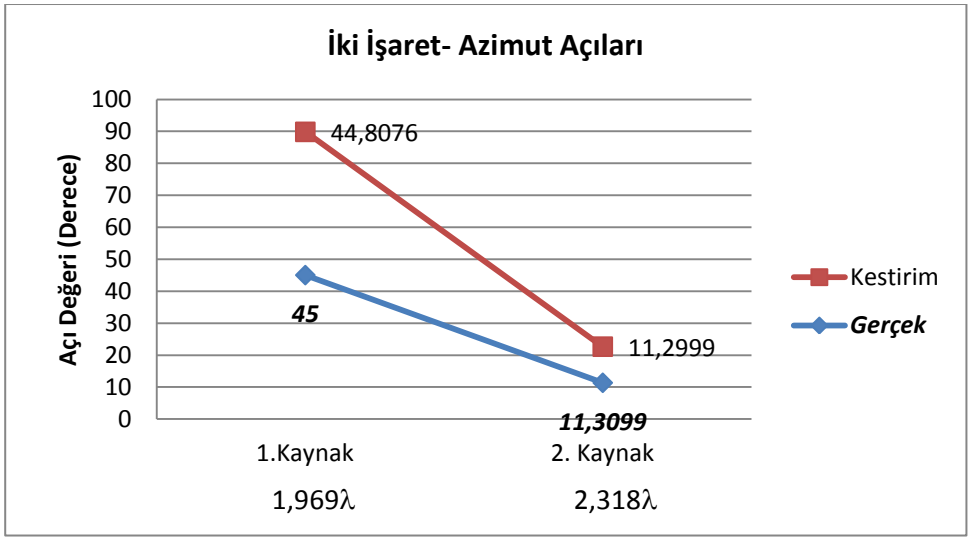


Şekil 4.50: Z ekseninde iki işaretle yerleşim senaryosu.

Çizelge 4.11: Z ekseninde iki işaretle yerleşim senaryosu.

Senaryo: Konum Farkı	
İşaret Sayısı	2 işaret
Açı Seçimi	(ϕ)
Uzayın Boyutu	80x80x80
Sevk Matrisi	FDTD ile oluşturuldu.
İşaret	Gauss
Frekans Aralığı	1 GHz
Hata Tanımı	$Hata = x - \hat{x}$

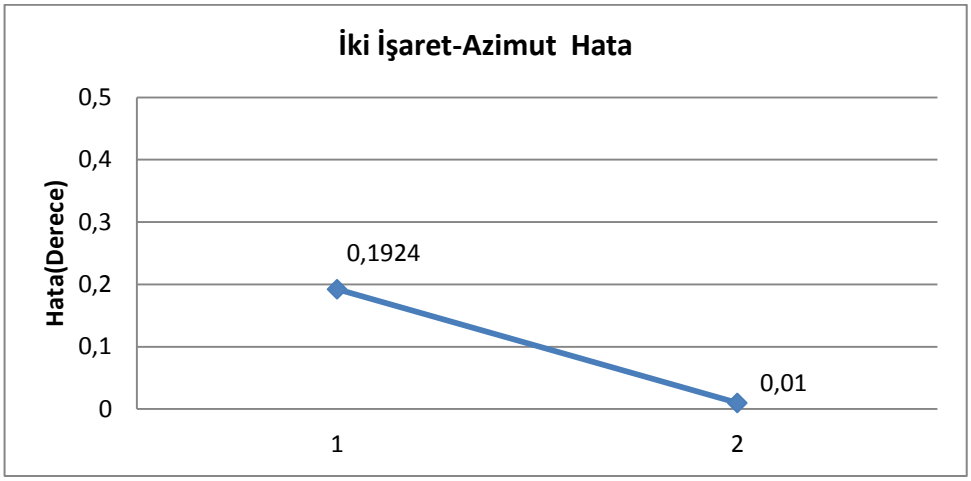
Benzer şekilde iki işaret FDTD'de üretilip MATLAB'da bir araya getirildiklerinde elde edilen sonuçlar incelenmiştir. Kullanılan senaryo Şekil 4.50'de verilmiştir.Buna göre iki işaret birbirlerine yakınlıkları göz önüne alınmadan rahatça yerleştirilebilmiş ve sonuçlardaki hataların işaretlerdeki girişimden meydana gelmeyeceği göz önüne alınmıştır. İşaretler herhangi bir gürültü işareti ile toplanmadan analiz edilmiştir. Çünkü sayısal yöntemin benzetiminde kullanılan MUR sınır koşullarından kaynaklanan süreksizlikler ve iteratif döngülerdeki hataların büyütülmesi gibi konular zaten belli bir miktar gürültü etkisi yaratacaktır. Kullanılan senaryo çizelge 4.11'deki gibidir.



Şekil 4.51:İki işaret için azimut açıları kestirim sonuçları.

Ortamda 2 işaret varken işaretlerin azimut açıları için hata sonuçları şekil 4.52'de verilmiştir. Şekil 4.51'de ise gerçek ve tahmini açı değerleri görülmektedir. Alt

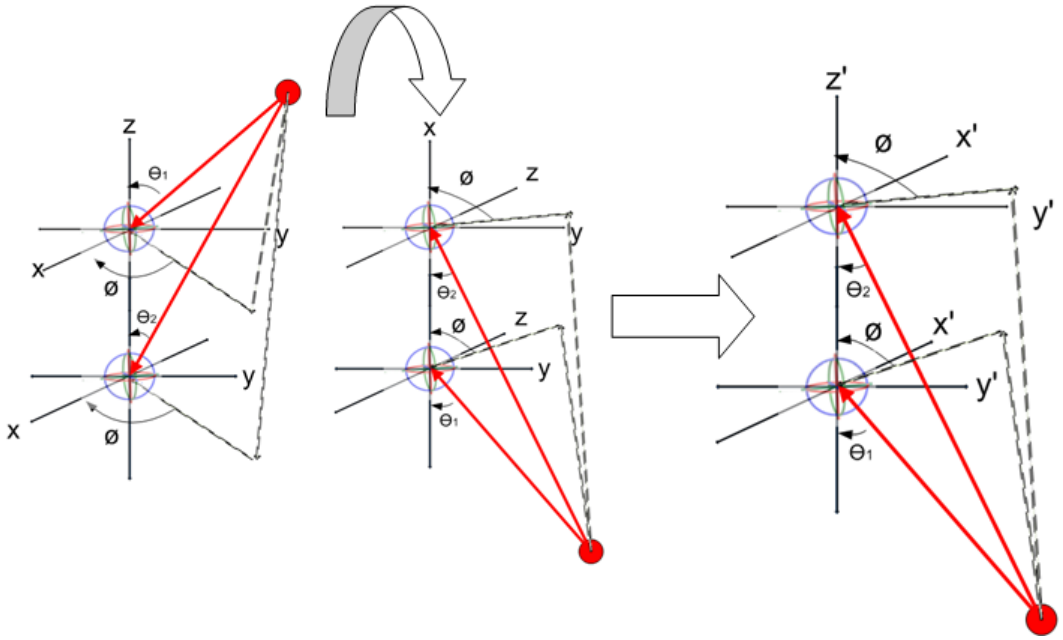
etikette bulunan uzaklık satırı, gözlem noktasına göre dalga boyu cinsinden işaretlerin uzaklığını vermektedir. Buna göre elde edilen azimut açısı hata sonuçları $0{,}2^{o}$ civarındadır.



Şekil 4.52:İki işaret için azimut açıları kestirim sonuçları.

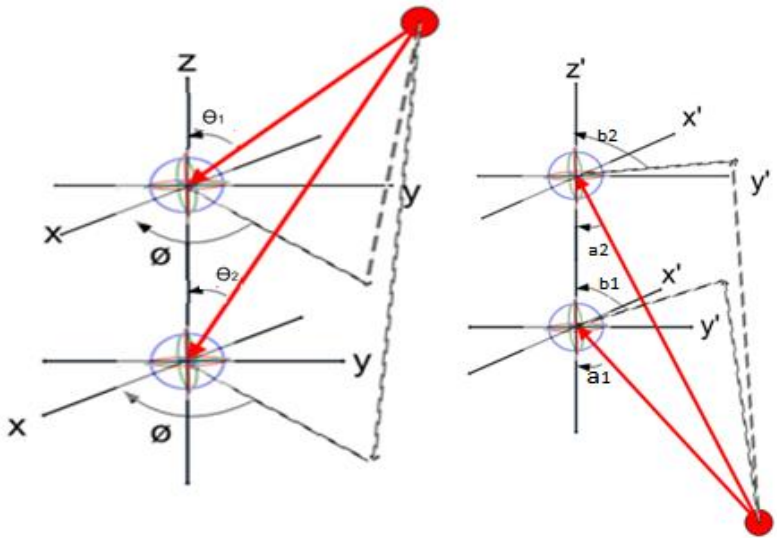
4.2.4 Senaryo: z/x ekseninde iki vektör sensör/iki işaret/3D

Azimut açısı bulunabilmesine rağmen elevasyon açısının bulunamamış olması sebebiyle farklı bir çözüm yöntemi uygulanmıştır. Uygulanan dönüşüm şekil 4.53'te verilmiştir.



Şekil 4.53: Koordinat dönüşümü senaryosu

Bu senaryoda z ekseninde azimut tahmini yapıldıktan sonra, vektör sensör döndürülerek eksenleri değiştirilmektedir. Buna göre x ekseni eski z ekseni yerine, y ekseni aynı yerinde ve z ekseni de eski x ekseninin negatifi yönünde yerleştirilmektedir. Bu yerleşimde kaynağın yeri de eksenlerle aynı şekilde değişmektedir. Bu şekilde önceki yerleşimdeki θ ve ϕ açıları yer değiştirmektedir. Yeni yerleşimden de bir önceki konumda bulunan azimut kullanılarak elevasyon açısı tahmin edilebilmektedir.



Şekil 4.54: Elevasyon açısının hesaplanması.

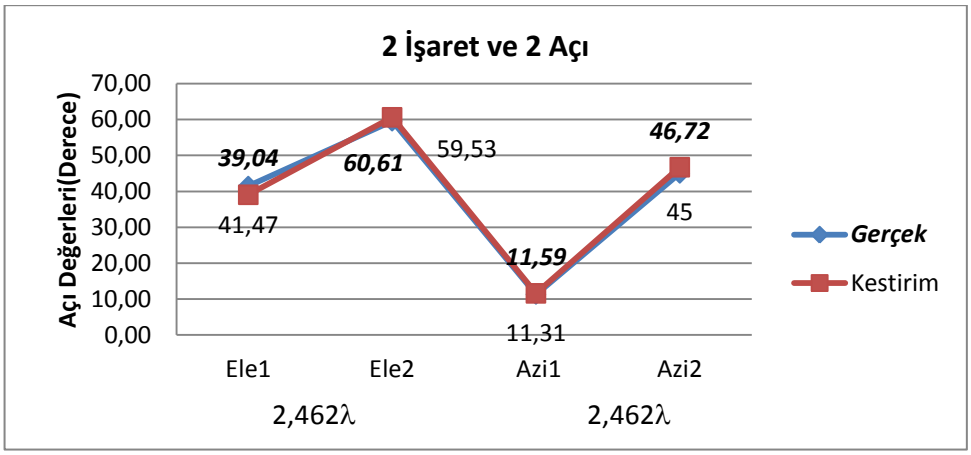
Elevasyon açısının hesaplanması sırasında: z'=x, y'=y ve x'=-z olarak tanımlanıp azimut1 hesaplanır, bundan önce hesaplanan azimut0 hiçbir dönüşüm yapılmadan bulunan gerçek azimut olsun. Elevasyon hesabı bu iki veri hazırlandıktan sonra şöyle hesaplanır:

$$rsin(\theta)sin(\emptyset) = rsin(a)sin(b)$$

$$rsin(\theta)cos(\emptyset) = -rcos(a)$$

$$rcos(\theta) = rsin(a)cos(b) \qquad \textbf{(4.3)}$$

$$tan(\theta) = \frac{tan(b)}{sin(\emptyset)}$$



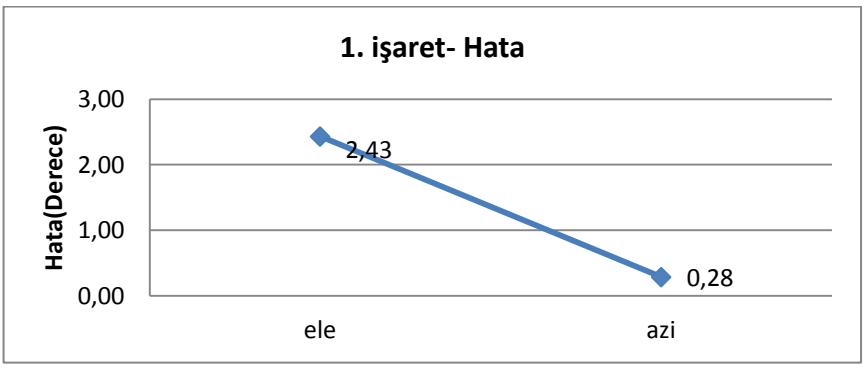
Şekil 4.55:İki işaret için 3D kestirim sonuçları.

Her ϕ ve θ açısı için a ve b açıları kullanılarak nasıl θ açısının bulunduğu (4.3)'te verilmiştir. Buna göre kestirim sonuçları şekil 4.55'de görülmektedir.

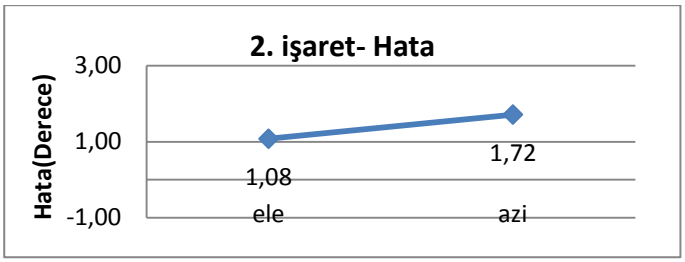
Çizelge 4.12: İki işaret için 3D kestirim senaryosu

Senaryo: Konum Farkı	
İşaret Sayısı	2 işaret
Açı Seçimi	(θ / ϕ)
Uzayın Boyutu	120x120x120
Sevk Matrisi	FDTD ile oluşturuldu.
İşaret	Gauss
Frekans Aralığı	1 GHz
Hata Tanımı	$Hata = x - \hat{x}$

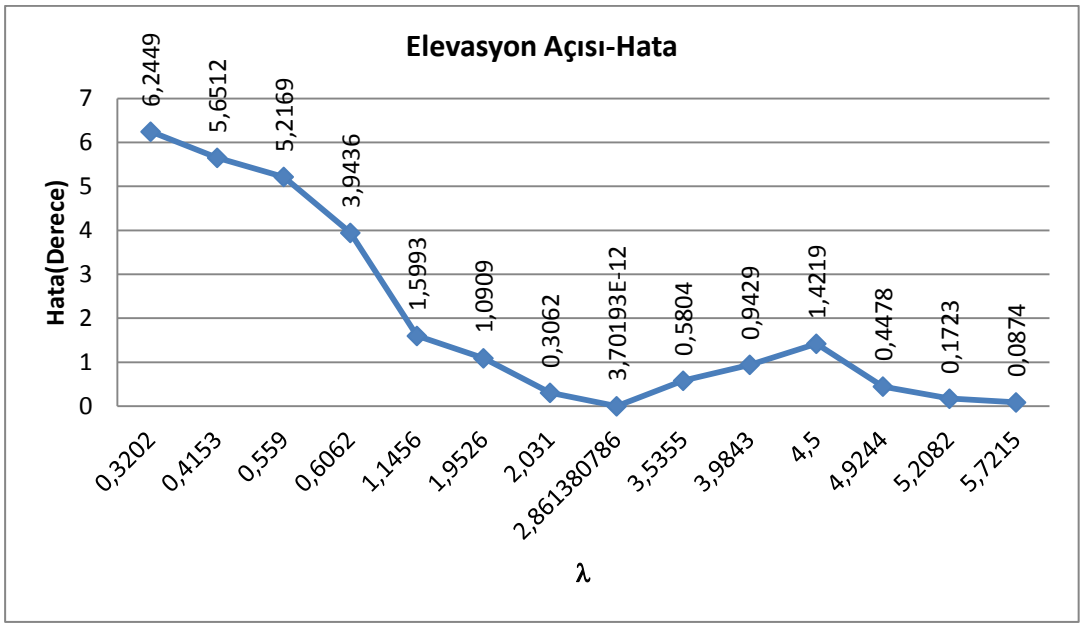
Elde edilen tahmini ve gerçek açı değerleri çizelge 4.12'deki parametrelerle üretilmiştir. Ortaya çıkan hata değerleri Şekil 4.56 ve 57'de görülmektedir.



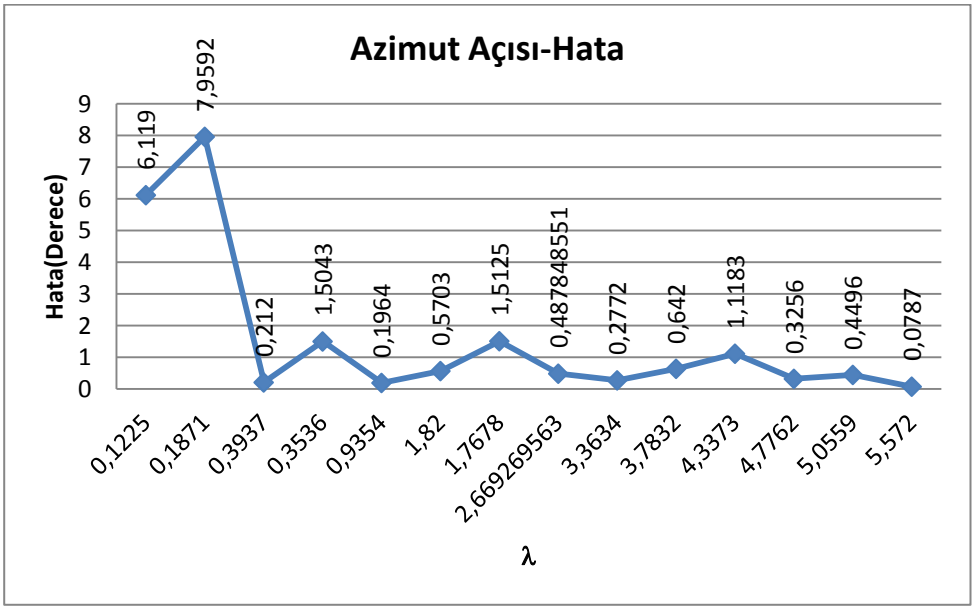
Şekil 4.56: İki işaret için 3D kestirim senaryosu sonuçları



Şekil 4.57: İki işaret için 3D kestirim senaryosu sonuçları



Şekil 4.58: Tek işaret için elevasyon açısı kestirim senaryosu sonuçları



Şekil 4.59: Tek işaret için azimut açısı kestirim senaryosu sonuçları.

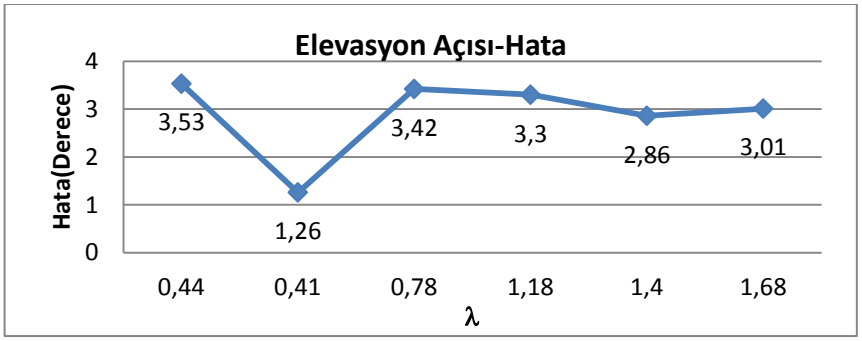
Tek bir kez yapılan analizden sonra dalga boyuyla hata değerleri arasındaki ilişki kurulmak için birden çok kere çalıştırılan kodların sonuçları da Şekil 4.58 ve 4.59'de görülmektedir. Buna göre tek işaret varken dalga boyuna göre oluşan hata değerleri analiz edilmiştir.

4.2.5 Senaryo: λ/3 antenle yapılan uygulama

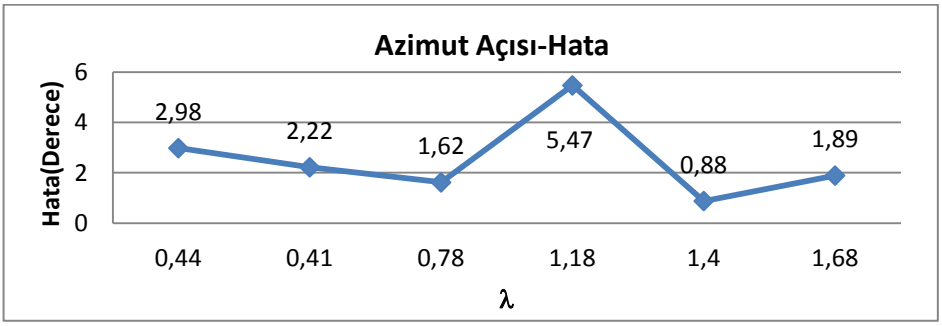
Bu zamana kadar yapılan sayısal uygulamalarda ortamda nokta kaynak var diye işlem yapılmıştır. Sonsuz küçük bir dipol şeklinde düşünülecek olan kaynakta hangi noktadan sonra yakın alan ve nereden sonra uzak alan sayılabilecek bir bölgede olunduğu [34] λ/2π oranına göre belirlenmiştir. Ortamda λ'ya oranla çok küçük olmayan bir anten konulduğundaysa $2D^2/\lambda$ oranı bu uzaklığa yaklaşık bir değer verecektir.

Bu nedenle antenin boyu λ/3 alınarak 3.5λ'ya kadar uzaklıkta yakın alan bölgesinde kalınabileceği göz önünde bulundurularak denemeler yapılmıştır.

Buna göre ortamda tek anten varken ve gözlem noktasında aynı özellikte bir anten bulunurken elde edilen azimut ve elevasyon açı kestirim sonuçları Şekil 4.60 ve 4.61'de verilmiştir.



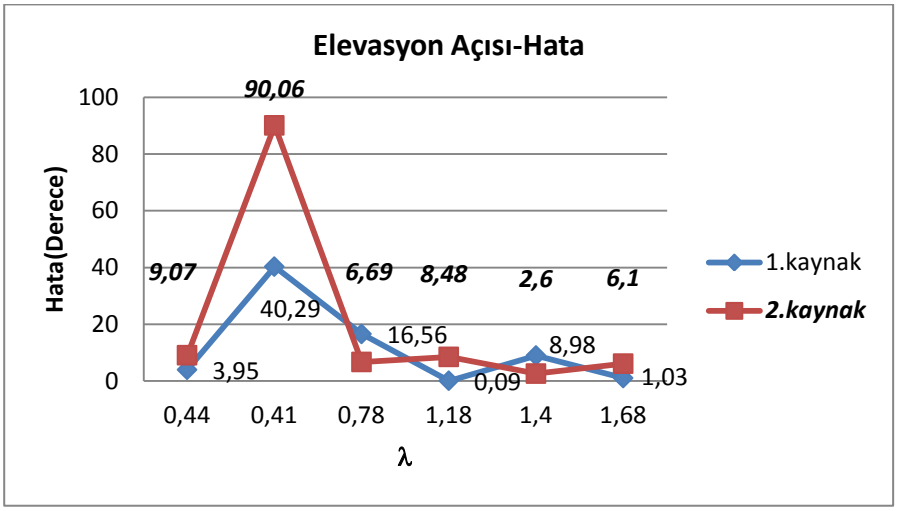
Şekil 4.60: Elevasyon açısı kestirim sonuçları.



Şekil 4.61: Azimut açısı kestirim sonuçları.

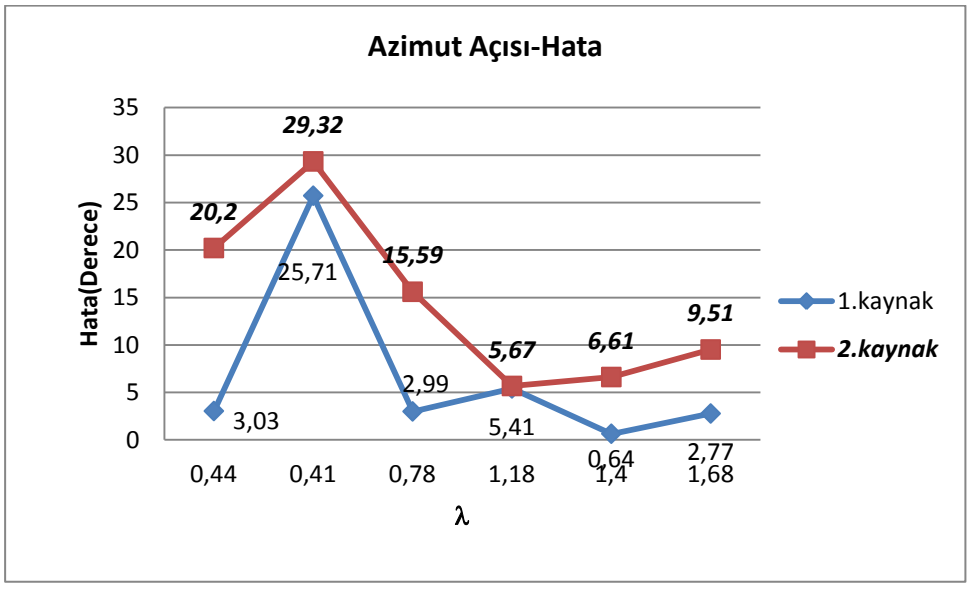
4.2.6 Senaryo: λ/3 antenle yapılan 2 işaretli uygulama

Bir önceki senaryoda kullanılan antenleri kullanarak yapılan ortamda 2 işaret varken yapılan uygulama sonuçları incelenmiştir.



Şekil 4.62: Elevasyon açısı kestirim sonuçları.

İşaretlerden biri 0,41λ'da sabit olmak ve gözlem noktaları sabit olmak üzere farklı açılara sahip 2. İşaretler için yapılan analizlerin sonuçları Şekil 4.62 ve Şekil 4.63'de verilmiştir.



Şekil 4.63: Azimut açısı kestirim sonuçları.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Geliş açısı tahmini ve uygulamaları uzun yıllardır, literatürde sıkça çalışılan konulardandır. Bu konudaki çalışmalar elektromanyetik dalgalar için sensör dizileri ile yapılmaktadır. Sensör dizileri kullanmak ve dizinin eleman sayısını yüksek tutarak sistemlerde dar demet genişlikleri sağlamak geliş açısı ve yön bulma hassasiyetlerini artırmak mümkündür. Fakat bu durum yüksek maliyet ve uygulama zorluklarını beraberinde getirmektedir. Son yıllarda hali hazırda üretimi yapılan ve ölçümlerini vektörel olarak yaptığı için diğer dizilere üstünlükleri bulunan vektör sensörler hakkındaki çalışmalar artmaktadır.

Bu alanda yapılan çalışmalar genelde teorik ve analitik benzetimlere dayalı olduğu için, gerçek dünyanın fiziksel şartları tam olarak göz önüne alınamamaktadır. Bu nedenle sayısal yöntemler kullanarak analizler yapmanın hem ölçüm masraflarını azaltacağı hem de kalibrasyon hataları gibi zorluklarla karşılaşılmayacak daha etkili bir yol olacağı düşünülmüştür.

Bu çalışmada sayısal yöntemlerden FDTD (zamanda sonlu farklar yöntemi), MUR sınır koşullarına bağlı kalınarak işaretlerin elektromanyetik alanlarının ölçülmesinde kullanılmıştır. Öncelikle uzak alanda analitik ifadeler elde edilip, teori anlaşılmaya çalışılmıştır. Teorik olarak tanımlı zaman ve konum farkına dayalı iki yöntem için uygulamalar karşılaştırılmıştır. Ardından uzak alan ifadeleri için, FDTD ortamına doğrudan düzlem dalga ifadesi tanımlanarak gelen dalga ifadesi elde edilmiştir.

Sonrasında ortama yansıtıcılar eklenerek tahminlerdeki bozulma miktarına bakılmıştır, genel olarak en çok etkilenen parametre polarizasyon parametreleri olmuştur.

Diğer bir uygulama olarak yakın alanda da çalışacak bir yön bulma algoritması denenmek istenmiştir, bazı referans makalelerdeki ifadelerden yola çıkarak, vektör sensörler için yapılan uygulamanın yakın alandaki çalışırlığı test edilmiştir. Yakın alanda elektrik ve manyetik dalgaların radyal bileşenleri ihmal edilemeyecek kadar büyük değerli olduklarından tahminlerin bozulacağı düşünülmüştür. Fakat özellikle

tek işaret için yapılan azimut tahminlerinde dalga boyuna göre çizdirilen hata grafiği tahminlerin kötü etkilenmediği yorumunun çıkarılmasına neden olmuştur. Uygulamalarda noktasal işaret kullanıldığı için non-reaktif yakın alan değil Fresnel yakın alanına karşı düşen bir bölgede çalışma yapıldığı bu nedenle radyal bileşenin henüz çok etkileyici olmadığı düşünülmüştür.

Çalışılan dalga boyunun üçte biri kadar bir anten konulduğunda sonuçlar bir miktar yüksek hatalı çıkmıştır. Azimut açısı bulunduktan sonra antenin döndürülmesi ile elevasyon elde edilmesi nedeniyle hataların bir kısmı, azimutun hatasının elevasyona iteratif olarak yansıması olarak düşünüleceği gibi antenin konulması ile görülen alan değişiminin etkisi olarak da nitelendirilebilir. Burada uygulanan azimut açısından elevasyon açısı elde etme şekli literatürde uygulanmayan bir çözüm yöntemi olup, literatürde kullanılan kompleks dizi yapılarından çok daha kolay ve uygulamaya elverişlidir. Antenler nokta kaynak dışında bir yapı ile simule edildiğinde bulunan sonuçlar uzak alandaki kadar düşük hataya sahip olmasa da farklı bir yöntemin uygulanması ve yakın alandaki performansın incelenmesini sağladığı için gelecek çalışmalar için motive edici bir unsur olacağı düşünülmektedir.

Sayısal yöntemlerle çalışılmaya devam edilmesi ile ortam parametrelerinin değişimi, çok yollu sönümleme, girişim gibi etkiler göz önüne alınarak yapıldığı ve daha büyük işlem uzaylarında büyük antenlerin yarattığı yakın alan etkileri hesaba katılarak çok farklı yönde denenmeye müsait çözümlerin oluşacağı düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

[1] Kabaoglu, N., Çırpan H.A., Cekli, E. ve Paker S. (2003). Deterministic Maximum likelihood Approach for 3-D near-field source localization, *International Journal of Electronics and Communications.* ***57,*** 5, 345–350.

[2] Godara, L.C. (1997). Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations, *Proceedings of the IEEE*, ***85***, 8, 1195-1245.

[3] Krim, H. Ve Viberg, M. (1996). Two decades of array signal processing research: the parametric approach, *Signal Processing Magazine*, ***13***, 67-94.

[4] Tuncer, E., Yasar K. ve Friedlander B. (2009). Narrowband and Wideband DOA Estimation for Uniform and Nonuniform Linear Arrays, *Classical and Modern Direction of Arrival Estimation*, Academic Press.

[5] Zoltowski, M.D. ve Wong, K.T. (1997). Extended-aperture spatial diversity and polarizational diversity using a sparse array of electric dipoles or magnetic loops, *Vehicular Technology Conference*, ***2***,1163-1167.

[6] Tichavsky, P., Wong, K.T. ve Zoltowski, M.D. (2001). Near-field/far-field azimuth and elevation angle estimation using a single vektör hydrophone, *Signal Processing, IEEE Transactions on* , ***49***, 11, 2498-2510.

[7] Wong, K.T. (2001). Direction finding/polarization estimation-dipole and/or loop triad(s), *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* , ***37***, 2, 679-684.

[8] Wong, K.T. ve Zoltowski, M.D. (1997). Uni-vector-sensorESPRIT for multisource azimuth, elevation, and polarization estimation, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, ***45***, 10, 1467-1474.

[9] Chen, Z., Gokeda, G. ve Yu. Y.(2010). Introduction to Direction of Arrival Estimation, Artech House, 32-65.

[10] Uzak/Yakın Alan Şekilleri, Alındığı Tarih: 27.04.2012, adres: http://www.drillingcon tractor.org/the-abcs-of-rfid-physics-oilfield-usage-14030

[11] Stoica, P. ve Nehorai, A, (1989). MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramer-Rao Bound. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Proccesing,* ***37*** (15), 720.

[12] Kayran, A.H. ve Yücel, M. N. (2010). Olasılık Teorisi ve Stokastik Süreçler, 8.deneme ders notları.

[13] Mathews, C.P. ve Zoltowski, M.D. (1994). Eigenstructure Techniques for 2-D Angle Estimation with Uniform Circular Arrays, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, ***42,*** 9.

[14] Grice, M., Rodenkirch, J., Yakovlev, A., Hwang, H.K., Aliyazicioglu Z. ve Lee, A. (2007). Direction of Arrival Estimation using Advanced Signal Processing, *Recent Advances in Space Technologies, RAST '07. 3rd International Conference on* , 515-522.

[15] Ioannides, P. ve Balanis, C.A. (2005).Uniform circular and rectangular arrays for adaptive beamforming applications, *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , ***4***, 351- 354.

[16] Mahmoud, K. R., El- Adawy, M., (2007). A comparison between circular and hexagonal array geometries for smart antenna systems using particle swarm optimization algorithm, *Progress In Electromagnetics Research*, ***72***, 75-90.

[17] Karabıyık, G.N. (2007). Kablosuz Algılayıcılarda MUSIC Algoritması ile DOA Kestirimi, *Yüksek Lisans Tezi***,** İTÜ, İstanbul.

[18] Stoica, P. ve Nehorai, A. (1989), MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramer-Rao Bound. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Proccesing*, ***37,*** 15, 720.

[19] Roy, R. ve Kailath, T. (1989). ESPRIT- Estimation of Signal Parameters Via Rotational İnvariance Techniques, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Proccesing*, ***37 (7),*** 984.

[20] Ottersten, B., Viberg, M., ve Kailath, T. (1990), Analysis of Algorithms for Sensor Arrays with Invariance Structure, IEEE Transactions on Acoustics, *Speech and Signal Proccesing.*

[21] Otterstein, B., Roy, R.,ve Kailath, T. (1992), Multiple Invariance ESPRIT, IEEE Transactions on Acoustics, *Speech and Signal Proccesing*, ***40****(4)*,867.

[22] Ottersten, B., Kailath, T .(1988). Wideband direction-of-arrival estimation using the ESPRIT algorithm.Acoustics, *Speech, and Signal Processing ICASSP-88.*, ***5***, 2666 – 2669.

[23] Zoltowski, M.D. ve Wong, K.T. (2000). ESPRIT-based 2-D direction finding with a sparse uniform array of electromagnetic vector sensors, *Signal Processing, IEEE Transactions on*, ***48***, 8, 2195-2204.

[24] Nehorai, A. ve Paldi E. (1994). "Vector Sensor Array Processing for Electromagnetic Source Localization, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, ***42***, 2.

[25] Wong K.T. ve Zoltowski, M.D. (2000). Self-initiating MUSIC-based direction finding and polarization estimation in spatio-polarizational beamspace, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , ***48***, .8, 1235- 1245.

[26] Xin Yuan. (2012). Estimating the DOA and the Polarization of a Polynomial-Phase Signal Using a Single Polarized Vector-Sensor, *Signal Processing, IEEE Transactions on*, ***60***, 3, 1270-1282.

[27] Tabrikian, J., Shavit, R. ve Rahamim, D. (2004) An efficient vector sensor configuration for source localization," *Signal Processing Letters, IEEE* , ***11,*** 8, 690- 693.

[28] Bodur, H. Ve Tuncer E. T. (2011). Tek Vektör Sensör İçin Hızlı Geliş Açıları ve Polarizasyon Kestirimi, *2011 IEEE 19th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU 2011).*

[29] Wong, K.T. ve Awad, M.K..(2007). Source Tracking with Multiple-Forgetting-Factor RLS Using a Vector-Hydrophone Away From or Near a Reflecting Boundary, *OCEANS 2006 - Asia Pacific*,1-4.

[30] Wu, Y.I. ve Wong, K.T.,(2009) Near-field source-Localization (over azimuth /elevation / distance) using a single spatially extended acoustic vector-sensor, *Microwave Conference,APMC 2009. Asia Pacific* ,1788-1791.

[31] Wu, Y.I., Wong, K.T. ve Siu-Kit Lau(2010). The Acoustic Vector-Sensor's Near-Field Array-Manifold, *Signal Processing, IEEE Transactions on*, ***58,*** 7, 3946-3951.

[32] Liang, J, Liu D., Zeng, X. (2011). Joint azimuth-Elevation/Range Estimation of mixed near-field and far field sources using two-stage seperated steering vector-based algorithm, *Progress in Electromagnetics Research, **113,*** 17-46.

[33] Uzak/Yakın Alan Şekilleri, Alındığı Tarih: 27.04.2012, adres: http://www.microwaves101.com/encyclopedia/absorbingradar1.cfm

[34] Balanis., C. (2005). *Antenna Theory* – Analysis and Design, Third. Edition.

[35] Yee, K.S.(1966), Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations., *IEEE Trans. Antennas and Propagat., **14,*** 3, 302-307.

[36] Akleman, F. (1998). Zamanda Sonlu Farklar Yöntemi ve Yutucu Sınır Koşulları, *Yüksek Lisans Tezi,* İTÜ, İstanbul.

[37] Sevgi, L. (1999). Elektromanyetik Problemler ve Sayısal Yöntemler, Birsen Yayınevi, 16-18.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Tuba DÜZEL

Doğum Yeri ve Tarihi: İzmir- 06.12.1987

Adres: Cemal Gürsel Caddesi 90/11 Çankaya/ANKARA

E-Posta: duzel@itu.edu.tr

Lisans: İ.T.Ü. Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

İ.T.Ü. İşletme Fakültesi, İşletme Mühendisliği Bölümü

Mesleki Deneyim ve Ödüller:

İ.T.Ü. İşletme Mühendisliği- En iyi bitirme projesi- İkincilik Ödülü

Sistem Mühendisi-ASELSAN (16.08.2011-)

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

[1] Düzel, T. ve Akleman, F.(2011).A Review on SAR Reduction Techniques and Numerical Applications, *1. Ulusal Elektromanyetik Uyumluluk Konferansı,* İstanbul, Türkiye

[2] Düzel, T. ve Akleman, F.(2012).Vektör Sensör ile Geliş Açısı ve Polarizasyon Kestirimi için FDTD Uygulamaları, *6. Savunma Teknolojileri Kongresi (SAVTEK),* Ankara, Türkiye.