İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TELSİZ VERİCİLERİNİN ÇOKLU YANSIMALI ORTAMLARDA SAYISININ VE YERLERİNİN TESPİT EDİLMESİ

DOKTORA TEZİ

Uğur SARAÇ

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Programı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

HAZİRAN 2009

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TELSİZ VERİCİLERİNİN ÇOKLU YANSIMALI ORTAMLARDA SAYISININ VE YERLERİNİN TESPİT EDİLMESİ

DOKTORA TEZİ

Uğur SARAÇ
(504012045)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 02 Haziran 2009
Tezin Savunulduğu Tarih : 30 Haziran 2009

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Tayfun AKGÜL (İTÜ)
Eş Danışman : Yrd.Doç.Dr. Kerem HARMANCI (BÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof.Dr. A. Hamdi KAYRAN (İTÜ)
Prof.Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ (İTÜ)
Prof.Dr. Levent SEVGİ (DÜ)
Prof.Dr. H. Ali ÇIRPAN (İÜ)
Doç.Dr. Işın ERER (İTÜ)

HAZİRAN 2009

Eşime ve çocuklarıma,

ÖNSÖZ

Bu tez kapsamında telsiz vericilerinin konumunu tespit eden bir DF (Direction Finding, Yön Tespit) sistemi tasarlanmış ve gerçeklenmiştir. Bu sistemin gerçeklenmesindeki desteklerinden dolayı çalıştığım kurum olan Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü (UEKAE) müdürü Sayın M.Önder YETİŞ ve bütün yöneticilerine teşekkürü borç bilirim.

Doktora danışmanlığımı yapan hocalarım Sayın Prof.Dr.Tayfun AKGÜL ve Yrd.Doç.Dr. F. Kerem HARMANCI'ya

Manevi destekleri ve sabırları için eşim Funda, oğlum Kemal ve kızım Vildan'a

Teşekkür ederim.

Haziran 2009

Uğur SARAÇ
(Y. Mühendis)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **v**
İÇİNDEKİLER ..... **vii**
KISALTMALAR ..... **ix**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xi**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xiii**
ÖZET ..... **xv**
SUMMARY ..... **xvii**
1. GİRİŞ **1**
2. KURAMSAL TEMELLER **7**
2.1 İşaret ve Gürültü Modeli 7
2.2 Dizilim Antenler 7
2.3 Kullanılan Dizilim Anten ve Ortam Modeli 8
2.4 Özilinti Matrisi 13
2.5 MUSIC 15
2.6 Uzamsal Yumuşatma 18
2.7 ITC (Information Theoretic Criteria) 19
2.8 Dizilim Anten Kalibrasyonu 20
2.9 Olabilirlik Oranı Sınaması (Likelihood Ratio Test) 22
2.9.1 Olabilirlik oranının elde edilmesi 22
2.9.2 LRT sınıflandırıcı performansının alt ve üst sınırlarının ifadesi 26
3. HUZME ŞEKİLLENDİRME YÖNTEMLERİ **31**
3.1 MVBF (Capon) Huzme Şekillendirme 31
3.2 Uyarlamalı Huzme Şekillendirme (CI) 34
3.3 Gürbüz Uyarlamalı Huzme Şekillendirme 35
3.3.1 Gürbüz huzme şekilllendirme metotlarının karşılaştırması 37
3.3.2 Köşegen yükleme (Diagonal Loading (DL)) seviyesinin otomatik tespit edilmesi 39
4. VERİCİLERİN KONUMLARININ BELİRLENMESİ **43**
4.1 Çoklu Yansımalı ve Kaynaklı Ortamda Yanlış-Konum Eleme Yöntemi 44
4.2 Konum Belirleme Adımları 46
5. UYGULAMA VE BENZETİM SONUÇLARI **49**
5.1 ITC (Information Theoretic Criteria) Benzetim Çalışması 49
5.2 Korelasyon Katsayısı Çalışması 53
5.2.1 MVBF için eşik değer bulunması 55
5.2.2 Korelasyon katsayısı kullanımı 56
5.2.3 Benzetim sonuçları 56
5.2.3.1 Sınama 1: SNR-Od (Doğru Sezim Oranı) grafiği 57
5.2.3.2 Sınama 2: ROC grafiği 58
5.3 Dizilim Anten Uygulamasında Kanallar Arası Faz Gecikmelerinin Açı Spektrumuna Etkisi ve Kalibrasyon 59

5.4 LRT ile MVBF Yöntemlerinin Karşılaştırması 62
5.5 Çoklu Yansımalı Ortamda Kaynak Sayısının ve Yerinin Tespit Edilmesi Uygulaması 69
5.5.1 Farklı geliş açılarında korelasyon katsayısının karakteristiğinin belirlenmesi 73
5.5.2 Farklı huzme şekillendirme yöntemlerinin karşılaştırılması 74
5.5.3 İşaret-Girişim oranına göre performans analizi 77
5.6 Dış Ortam Uygulaması ve DF Sistem Yazılımı 78
5.6.1 Tek DF sistemli uygulama 78
5.6.2 İki DF sistemli uygulama 79
6. SONUÇ VE ÖNERİLER 83
KAYNAKLAR 85
EKLER 91

KISALTMALAR

DF : Direction Finding (Yön Bulma)
AOA : Angle Of Arrival (Geliş Açısı)
MUSIC : Multiple Signal Classification (Çoklu İşaret Sınıflandırması)
SS : Spatial Smoothing (Uzamsal Yumuşatma)
FBSS : Forward-Backward Spatial Smoothing (İleri-Geri Uzamsal Yumuşatma)
ULA : Uniform Linear Array (Düzgün Doğrusal Dizilim)
UCA : Uniform Circular Array (Düzgün Dairesel Dizilim)
TS : Temporal Smoothing (Zamansal Yumuşatma)
MDL : Minimum Description Length (Minimum Tanımlama Uzunluğu)
ITC : Information Theoretic Criteria (Bilgi Kuramsal Ölçüt)
PDL : Predictive Description Length (Kestirimci Tanımlama Uzunluğu)
BF : Beamforming (Huzme Şekillendirme)
MVBF : Minimum Variance Beamforming (Minimum Varyans Huzmeleme)
SNR : Signal to Noise Ratio (İşaret-Gürültü Oranı)
RBF :Robust Adaptive Beamforming (Gürbüz Uyarlamalı Huzme Şekillendirme)
LRT : Likelihood Ratio Test (Olabilirlik Oranı Testi)

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 5.1 : Kanallar arasındaki faz kaymaları…….60
Çizelge 5.2 : Çoklu yansımalı ortamda korelasyon katsayısının farklı geliş açılarına göre durumu (girişimsiz durum)……..…….73
Çizelge 5.3 : Çoklu yansımasız ortamda korelasyon katsayısının farklı geliş açılarına göre durumu (girişimsiz durum)……..…….74
Çizelge 5.4 : İki farklı vericinin iki farklı DF sistemi tarafından elde edilen geliş açısı ve korelasyon katsayısı değerleri……..……79

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : DF parametreleri genel gösterimi……2
Şekil 1.2 : Verici konum tespit sistemi şeması…….5
Şekil 2.1 : Doğrusal anten dizilimleri ile düzlemsel dalga gösterimi……..9
Şekil 2.2 : *K=2, D=5* olduğu durum için ortamdaki işaretlerin olası durumları……10
Şekil 2.3 : İki vericiden çıkan işaretlerin açı spektrumunda gösterilmesi……..11
Şekil 2.4 : İşaret ve gürültü özdeğerlerinin gösterimi……14
Şekil 2.5 : 40^0 ve -20^0 açı ile gelen iki kaynağın MUSIC ve DFT yöntemi ile geliş açılarının belirlenmesi (*SNR=25 dB*)……...……17
Şekil 2.6 : Uzamsal yumuşatmada alt anten dizilimlerinin oluşturulması……18
Şekil 2.7 : Çoklu yansımalı ortamda uzamsal yumuşatma ile çözünürlüğün iyileştirilmesi…….....19
Şekil 2.8 : 20^o'deki kaynağın kalibrasyon öncesi ve sonrasındaki yön tespiti……...21
Şekil 3.1 : MVBF huzme şekillendirme genel çalışması……...32
Şekil 3.2 : 40^0 ve -20^0 açı ile gelen iki kaynağın Capon ve klasik huzme şekillendirme yöntemleri ile geliş açılarının belirlenmesi(*SNR=25dB*)..34
Şekil 3.3 : Farklı huzme şekillendirme metotlarının farklı anten uyumsuzluklarına karşı tepkilerinin değişik örnek sayılarında test edilmesi. **(a)** anten faz kayma açısı: 0.5^0, örnek sayısı: *1000* **(b)**anten faz kayma açısı: 0.5^0, örnek sayısı: *50*……...…38
Şekil 3.4: Farklı huzme şekillendirme metotlarının farklı anten uyumsuzlarına karşıtepkilerinin değişik örnek sayılarında test edilmesi. **(a)**anten faz kayma açısı: 2.0^0,örnek sayısı: *1000* **(b)**anten faz kayma açısı: 2.0^0, örnek sayısı: *50*……..39
Şekil 3.5: Otomatik olarak DL seviyesi tespit edilen RBF metotlarının Capon huzme şekillendirme metodu ile karşılaştırması (kaynak sayısı *3*, geliş açıları:10^0, 30^0, 60^0, anten sayısı:*10*, *SNR=15 dB*)……..……....41
Şekil 4.1 : Konumlandırma işleminin genel gösterimi……...43
Şekil 4.2 : Sistemin genel çalışması……...47
Şekil 5.1 : Çoklu yansımasız ortamda farklı sayıda yol sayısının MDL ile tespitinin SNR-P_d grafiği (her SNR değerinde *1000* tekrar)……49
Şekil 5.2 : Çoklu yansımalı ortamda farklı sayıda yol sayısının MDL ile tespitinin SNR-P_d grafiği (her SNR değerinde *1000* tekrar)……50
Şekil 5.3 : Çoklu yansımalı ortamda, rasgele açılardan gelen 6 sinyal yolu var iken yol sayısının MDL ile tespiti histogramı (*1000* tekrar)…….…..51
Şekil 5.4 : Çoklu yansımalı ortamda, rasgele açılardan gelen *6* sinyal yolu varken yol sayısının AIC ile tespiti histogramı (*1000* tekrar)……...51
Şekil 5.5 : Çoklu yansımalı ortamda, rasgele açılardan gelen *6* sinyal yolu var iken yol sayısının AIC ve MDL ile tespiti histogramı (*1000* tekrar)……...52
Şekil 5.6 : ITC başarımınındaki hata sonucu MUSIC açı spektrumunun bozulması.53
Şekil 5.7 : *SNR=0*, kaynak sayısı *5* iken korelasyon katsayılarının histogramları….54

Şekil 5.8 : *2* kaynak, *3* farklı yol durumlu SNR-O_d grafiği……57
Şekil 5.9 : *2* kaynak, *3* farklı yol durumlu SNR-eşik grafiği…….…….58
Şekil 5.10 : 5^0 ve 30^0 ile yayılan sinyallerin ROC grafiği……..59
Şekil 5.11 : *7* Antenli DF sisteminde 0^0 konumundaki kaynağın açı spektrumu…...60
Şekil 5.12 : Kanallar arası faz kaymasının açı spektrumuna etkisi……61
Şekil 5.13 : Dizilim anten ve referans kaynaktan oluşan kalibrasyon düzeneği……62
Şekil 5.14 : Kaynak *10* derecede iken sistemin kalibrasyon etkisi…….62
Şekil 5.15 : LRT uygulama aşamaları……63
Şekil 5.16 : MVBF ile elde edilen korelasyon katsayısı histogramı……..64
Şekil 5.17 : LRT ile elde edilen korelasyon katsayısı histogramı……..65
Şekil 5.18 : LRT sonucu ve MVBF ile elde edilen korelasyon katsayısı ile elde edilen ROC grafiği……...……...65
Şekil 5.19 : *SNR=5* iken, beş yol için LRT ile elde edilen histogramlar……...67
Şekil 5.20 : *SNR=5* iken, beş yol için MVBF ile elde edilen histogramlar……67
Şekil 5.21 : *SNR=10* iken, beş yol için LR ile elde edilen histogramlar……68
Şekil 5.22 : *SNR=0* iken, beş yol için LR ile elde edilen histogramlar……..69
Şekil 5.23 : İki kaynak ve girişim kaynağının TYO içerindeki görünümü……70
Şekil 5.24 : Tek kaynak ve reflektörün TYO içerindeki görünümü……...70
Şekil 5.25 : TYO içi ve dışı genel görünümü……71
Şekil 5.26 : *20* derecede duran kaynağın yerinin tespitinde kalibrasyonun etkisi…..72
Şekil 5.27 : $\Theta_1=-40^0$, $\Theta_2=10^0$ için eşik değere karşı ilintisiz işaretlerin tespiti olasılığı (girişimsiz ortam)…….…….75
Şekil 5.28 : $\Theta_1=-30^0$, $\Theta_2=20^0$ için eşik değere karşı ilintisiz işaretlerin tespiti olasılığı (girişimsiz ortam)……...……...75
Şekil 5.29 : $\Theta_1=-10^0$, $\Theta_2=40^0$ için eşik değere karşı ilintisiz işaretlerin tespiti olasılığı (girişimsiz ortam)……...……...76
Şekil 5.30 : $\Theta_1=-20^0$, $\Theta_2=30^0$ için eşik değere karşı ilintisiz işaretlerin tespiti olasılığı (girişimsiz ortam)……...……...76
Şekil 5.31 : Farklı SIR değerlerine karşılık P_f-P_d grafiği……...……77
Şekil 5.32 : İki verici ve alıcı dizilim antenle dış ortam uygulaması……78
Şekil 5.33 : DF sistemin kontrol bilgisayarı ve DF programının arayüzü……..79
Şekil 5.34 : İki DF sistemi ve iki verici ile dış ortam uygulaması……80
Şekil 5.35 : İki DF sistemi ve iki verici ile dış ortam uygulaması ile elde edilen konum kestirim noktaları……...……81
Şekil 5.36 : İki verici DF programının arayüzü……..81
Şekil A.1 : Dağıtıcı (Dispersive) ortam etkisi……...93
Şekil A.2 : Kırınım(Diffraction) ve süreksizlik boyutunun bükülmeye etkisi……...94
Şekil B.1 : *SNR=10* için korelasyon katsayı histogramları……97
Şekil B.2 : *SNR=-10* için korelasyon katsayı histogramları……...98
Şekil E.1 : Farklı *r* parametreleri için Chi-Square olasılık yoğunluk dağılımı……110
Şekil E.2 : Farklı *r* parametreleri için *P(q)-P(w)* dönüşümleri……111
Şekil E.3 : Chi-Square benzeri dağılımların logaritmik çizimleri……114
Şekil E.4 : ROC sonuçları……114

TELSİZ VERİCİLERİNİN ÇOKLU YANSIMALI ORTAMLARDA SAYISININ VE YERLERİNİN TESPİT EDİLMESİ

ÖZET

Bu tez çalışmasında yön bulma (DF, direction finding) sistemleri ile telsiz vericilerinin sayılarının ve yerlerinin tespiti için yeni bir yöntem önerilmiştir. Çoklu yansımalı ortamlarda yol sayısını bulmak için ilk basamakta uzamsal yumuşatma algoritması uygulanır. Telsiz vericilerinin sayısının ve yerinin tespitinde MDL (Minimum Description Length) tabanlı ITC (Information Theoretic Criteria) algoritması ile önce ortamdaki yol sayısının daha sonra MUSIC algoritması ile vericilerin yönlerinin belirlenmesi önemli bir aşamadır. MUSIC spektrumundaki her bir tepe her bir yolun geliş açısına karşılık düşer. Ancak çoklu yansımalı ortamlarda bir vericiden çıkan işaret birden fazla yoldan yayılacağından, bu yolların yönünün tespiti için ek çalışmalar gerekecektir. MVBF (Minimum Variance Beamforming) huzme şekillendirme algoritması kullanılarak her yoldan/yönden gelen işaretlerin zaman ekseni verileri elde edilir ve aralarındaki korelasyon katsayıları hesaplanır. Korelasyon katsayısı kullanılarak çoklu yansımalı ortamlarda vericilerden direkt olarak gelen yol tespit edilmektedir. Anten kalibrasyon hatalarının etkisini azaltmak için MVBF huzme şekillendirme algoritmasına alternatif gürbüz uyarlamalı huzme şekillendirme algoritmaları da uygulanmıştır. Sınıflandırma probleminin çözümünde MVBF metoduna alternatif olarak izdüşüm ile beraber LRT (Likelihood Ratio Test) metodu da kullanılmıştır. MVBF ve LRT tabanlı bu iki yöntem ilk defa bu probleme uygulanarak vericilerin konum tespiti yapılmıştır. Performans analizleri gerçek zamanlı deney sonuçlarıyla sunulmaktadır. Önerilen tekniklerin etkinliğinin testi, tam yansımasız oda içerisinde iki kaynaklı denemelerle yapılmış, benzer çalışmalar dış ortamda da gerçekleştirilmiştir.

DETECTION AND LOCALIZATION OF MULTIPLE EMITTERS IN THE PRESENCE OF MULTIPATH

SUMMARY

In this thesis, a new method has been proposed in order to determine both the number and the location of the sources by using direction finding (DF) systems. An effective way for the joint detection and localization of multiple RF transmitters in a multipath environment is to enumerate the number of paths using the minimum description length information-theoretic algorithm and then to measure the angle of arrival of each path using an antenna array with a high resolution direction finding algorithm such as MUSIC. But enumeration of paths through ITC (Information Theoretic Criteria) first requires the application of spatial smoothing in a multipath environment, Those possible propagation paths are the angles corresponding to the peaks of the MUSIC pseudospectrum. Since more than one path may correspond to a single emitter source, further processing is required. The time domain signals of these paths/directions are then extracted with minimum variance beamforming (MVBF) in order to estimate their correlation coefficients with each other. These correlation coefficients are used to decide whether or not these paths correspond to the same emitter. In addition to the MVBF beamforming algorithm, some different robust adaptive beamforming algorithms are used to tolerate the calibration errors of the antennas. LRT (Likelihood Ratio Test) after projection are also used to solve the classification problem besides MVBF. Hence, in this work, the number of emitters and their angle of arrivals are jointly estimated using MVBF and LRT for the first time. Performance analysis of the method is presented via real-time laboratory experimentation and is discussed in this thesis. To demonstrate the effectiveness of the proposed technique, experiments with two sources are conducted in an anechoic test chamber, plus, some outdoor experiments have been performed.

1. GİRİŞ

Telsiz vericilerinin yerinin tespiti 20. yüzyılın başından beri üzerinde çok çalışılan ve birçok yöntemin geliştirildiği bir çalışma alanı olmuştur [1].

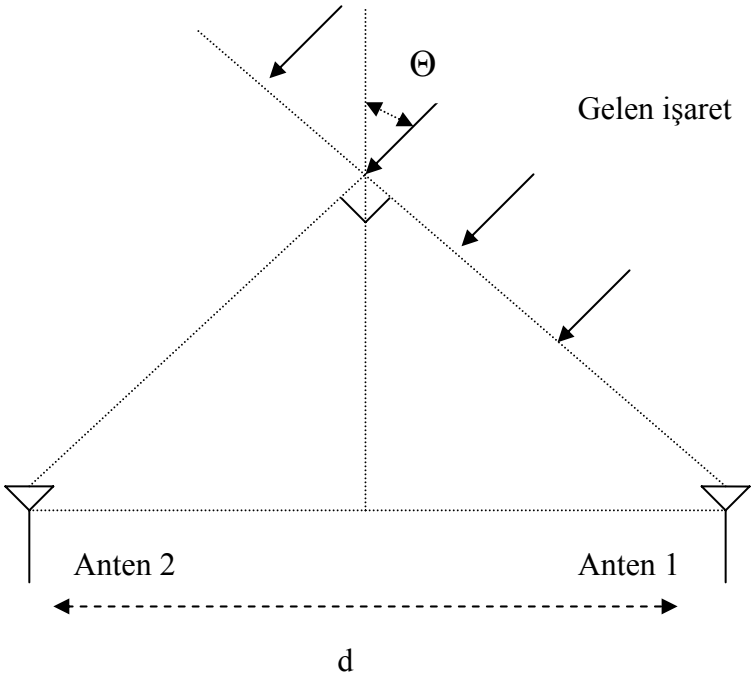
Genel kullanım amacı çok yaygın olmakla beraber başlıcaları; askeri uygulamalar, GSM gibi kanal trafiğinin frekansa göre ayrıldığı haberleşme ortamlarında abonenin yerinin tespiti ile yöne bağımlı olarak da bant tahsisi yapmak suretiyle kanal kullanım verimliliğinin artırılması, kaçak yayın yapan radyo ve televizyon istasyonlarının yerinin tespiti, dağcılar gibi kaybolma riski olan kişilerin yerinin tespiti, kaza mekanlarının belirlenmesi olarak sayılabilir.

İletim frekanslarını istemli ya da istem dışı kullananların belirlenmesi açısından telsiz vericilerinin kimlik ve yerlerinin tespiti, izge denetiminin (spectrum monitoring) önemli bir işlevidir. Bu konu üzerine yapılan önceki çalışmalarda bu problem belli bir başarıma ulaştırılmıştır [2-6].

Bu çalışmada telsiz vericisinin yer tespiti DF (Direction Finding, Yön Bulma) sistemleri kullanılarak yapılacaktır. Yön bulma sistemleri literatürde ayrıca AOA (Angle Of Arrival, Geliş Açısı) kısaltmasıyla da geçer. Bu çalışmanın amacı vericinin konumunun belirlenmesi olduğu için dikkat edilmesi gereken bir nokta da ortamda uygun yerlere konuşlandırılmış en az iki adet yön bulma sisteminin bulunması gerekliliğidir [7].

İlk DF çalışmaları, kaynaktan yayılan işaretin genlik ve faz bilgisi kullanılarak yapılmıştır. Genlik bilgisine dayalı çalışmalarda kullanılan yönlendirilmiş antenlerle geliş açısına ilişkin bilgiler çıkarılmaktadır. Watson-Watts [8-9] ve Wullenwebers [10] metotları genliğe dayalı metotlardır. Faz karşılaştırmalı DF sistemlerinde, aralığı önceden belirlenmiş en az iki veya daha fazla anten kullanılmakta ve her bir antenden alınan işaretlerin birbirlerine göre faz kaymaları kullanılarak gelen işaretin AOA değeri hesaplanmaktadır. Bir vericiden gelen işaret, DF sistemindeki konumları belirli antenler üzerinden elde edilir ve referans antene göre yapılan faz değişim

değerleri kullanılarak AOA değeri elde edilir. Antenler arasındaki faz kayması antenler arası uzaklığa, gelen işaretin dalga boyuna, dolayısıyla frekansına ve geliş açısına bağlıdır. İlk iki parametre sabit ve tespit edilebilir olduğundan AOA değeri kolayca tespit edilir. Doppler [10] ve interferometri [11] adlarıyla anılan metotlar faz bilgisini kullanan klasik yöntemlerdir.



Şekil 1.1 : DF parametreleri genel gösterimi.

En klasik DF metotlarından interferometrinin temel prensibi Şekil 1.1'de gösterilmektedir. θ açısıyla gelen bir düzlemsel dalga işareti 1 nolu antende, temel bandda kompleks olarak (in-phase/quadrature), V işaret genliği, ω frekans olmak üzere $Ve^{i\omega t}$ kompleks işaretini oluştururken, $dSin(\theta)$ kadar mesafe gittikten sonra vardığı 2 nolu antende $Ve^{i(\omega t-\psi)}$ işaretini oluşturmaktadır. Buradaki faz kayması

$$\psi = (2\pi d / \lambda)Sin(\theta) \qquad \textbf{(1.1)}$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Bu denklemde geliş açısı θ, faz kayması ψ cinsinden ifade edilir. Antenler arası mesafe d ve işaret dalga boyu λ bilindiğinde gelen işaretlerden elde edilen ψ değeri kullanılarak geliş açısı θ bulunabilmektedir.

DF sistemleri genel olarak alıcı modunda çalışır, bu sebeple pasif alıcı sistem olarak adlandırılır. Bu anlamda, vericilerden yayılan işaretleri almakta, işlemekte ve AOA

bilgisini çıkararak vericinin yerini tespit etmektedir. Bazı çalışmalarda aktif verici-alıcı DF sistemleri de kullanılmaktadır [12]. Aktif DF sisteminin amacı vericilerin aktif olmadığı zamanlarda da yer tespiti yapabilmektir. Bu tip aktif sistemlerde; örneğin bir uçağa radar uygulamalarında olduğu gibi bir RF işaret gönderilir, yansıyan işaret alınır, işlenir ve AOA tespit edilerek uçağın yönü tespit edilir. Bu tez kapsamında yapılan DF sistemi pasif DF prensibine göre çalışmaktadır.

Yukarıda adı geçen DF metotlarının önemli kullanım kısıtlamaları vardır. Bunların başında ilgilenilen vericinin çalışma frekansında aynı anda başka vericilerin de yayın yapma durumu gelmektedir. Böyle olası bir durumda, bu metotlar tarafından problemin çözümü zorlaşmaktadır. Ayrıca ortamda oluşabilecek çoklu yansıma (multipath) etkisi bu metotların çalışma performansını oldukça düşürmektedir. Her iki problemden dolayı ortamdaki gerçek verici sayısı tespit edilememektedir. Birden fazla işaretin bulunduğu ortamlarda yön tespiti için huzme şekillendirme (Beamforming) algoritmaları geliştirilmiştir [13]. Ancak bu yöntemlerin çözünürlüğü sınırlıdır. Bu nedenle 1980'lerde alt-uzay (sub-space) veya yüksek spektral çözünürlük (high spectral resolution) metotlarının DF'e uygulanmasıyla çözüm üretilmeye başlanmıştır. Literatürde bulunan alt-uzay metotlarının DF konusunda en etkili olanı MUSIC (Multiple Signal Classification, Çoklu İşaret Sınıflandırması) olmuştur. Açı spektrumunun çözünürlük kabiliyetini arttırarak tespit edilecek yön açısının daha kesin elde edilmesi için birçok çalışma yapılmıştır [14-18].

Schmidt 1986'da DF konusunda yeni bir çığır açmış ve alt-uzay uygulaması olarak MUSIC'i ilk olarak DF problemine uygulamıştır [1]. Çalışmada dizilim anten sistemi ile alınan işaretlere MUSIC algoritması uygulanmış ve açıya bağlı bir güç spektrumu elde edilmiştir. Fakat MUSIC algoritması farklı yönlerden gelen zaman işaretlerinin her zaman birbiriyle ilintisiz olduğunu varsayar. Halbuki çoklu yansımalı ortamda farklı bir yönden gelen işaretlerin kaynağı aynı olabilir, bu durumda bu iki yönden gelen işaretler arasında yüksek ilinti oluşur. Dolayısıyla MUSIC algoritmasının bu iki yönü kestirmedeki çözünürlük performansı önemli ölçüde azalır.

Wax ve Kailath tarafından 1985'te önerilen uzamsal yumuşatma (SS, Spatial Smoothing) metodu dizilim antenle alınan veriye önişlem olarak uygulanmaktadır. Böylece çoklu yansımadan doğan, gelen işaretler arasındaki yüksek ilinti etkisi ortadan kaldırılmaktadır [19]. Dolayısıyla çoklu yansımalı ortamlarda uzamsal

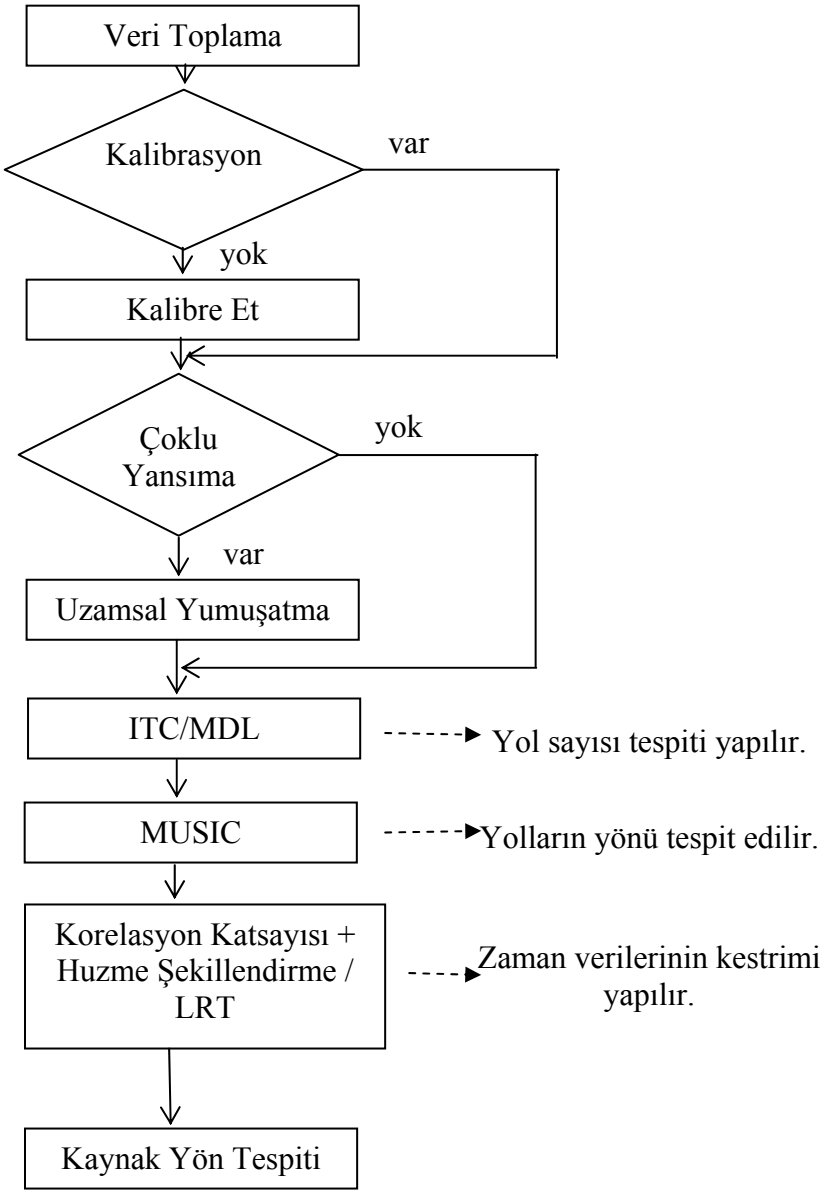
yumuşatma ile ön işlemden sonra MUSIC uygulaması yapılabilmektedir. Pillai ve Kwon 1989'da FBSS (Forward-Backward Spatial Smoothing, İleri-Geri Uzamsal Yumuşatma) önererek *K* adet vericinin yönünün tespiti için SS'de *2K* olan minimum anten sayısını *3K/2*'ye indirmiştir [20]. Wax 1994'de ULA (Uniform Linear Array, Düzgün Doğrusal Dizilim) için önerilen SS metodunu UCA'ya (Uniform Circular Array, Düzgün Dairesel dizilim) uygulamıştır. Düzlemsel anten yapılarında uzamsal yumuşatma çalışmaları farklı geometrik yapılar için devam etmektedir [21].

Rheeden ve Gupta, 1999'da çoklu yansıma problemini çözecek yeni bir metot ileri sürmüşlerdir. Anten geometrisine bağlı olmayan ve *K* verici için sadece *K+1* anten gereken TS (Temporal Smoothing, Zamansal Yumuşatma) metodunu önermişlerdir. Ancak bu yöntem sadece hareket halindeki vericiler için uygulanabilir olduğundan kullanımı kısıtlıdır [22]. Diğer uzamsal/zamansal yumuşatma çalışmalarında çözünürlük ve anten geometrisi üzerine oldukça fazla çözüm önerilmiştir [23-37].

MUSIC ve uzamsal yumuşatma ile açı bulma yönteminin başarısının temel koşulu ortamdan alıcıya ulaşan yol sayısının önceden bilinmesidir. Ortamdaki yol sayısı üzerine çalışmalar da DF'e paralel olarak 1980'li yıllardan beri geliştirilmektedir. Bu konuda yapılan öncü çalışmalarda anten dizilimiyle elde edilen verilerden kestirilen korelasyon matrisinin gürültü ve işaret özdeğerleri bir eşik değerle karşılaştırılmış, eşikten büyük olan özdeğer sayısı kaynak sayısı olarak belirlenmiştir. Fakat eşik değerin tespitindeki belirsizlikler bu yöntemin uygulanmasındaki önemli bir sorun olarak ortaya çıkmaktadır [38]. Ortamda bulunan yol sayısının tespiti hakkında [39-41]'da detaylı çözümler verilmiştir.

Wax 1985'te MDL(Minimum Description Length, Minimum Tanımlama Uzunluğu) tabanlı ITC (Information Theoretic Criteria, Bilgi Kuramsal Ölçüt) metodunu işaret kestirimine uygulayarak verici numaralama konusunda önemli bir çalışma yapmıştır [38]. Daha sonra bu çalışmasını eşfazlı işaretler için genişletmiş ve çoklu yansıma ortamındaki kaynak sayısının tespitini de gerçekleştirmiştir [42]. Valaee ve Kabal 2004'de MDL'e göre performansı daha da arttıran PDL (Predictive Description Length, Kestirimci Tanımlama Uzunluğu) tabanlı ITC önermiştir [43]. Bu konudaki bir diğer çalışmayı Zhou 2005'de yaparak ITC'nin performansını arttırmış, işlem yükünü azaltmıştır [44].

Bu tez çoklu yansımalı ortamlarda telsiz vericilerinin konumunun tespit edilmesi için yapılan ilk kapsamlı çalışmadır. Bu konuda Yong ve diğerleri bir uyarlamalı huzme şekillendirme yöntemi önermiş [7], ancak bu öneri bir ön çalışma düzeyinde kalmıştır. Bu çalışmada önerilen yöntem şekil 1.2 ile özetlenebilir.



Şekil 1.2 : Verici konum tespit sistemi şeması.

Şekil 1.2'de görüldüğü gibi uzamsal yumuşatma, MDL ve MUSIC ortamda varolan tüm işaret yollarının yönünü kestirmek için kullanılır. Bundan sonra huzme şekillendirme ve korelasyon katsayısı ile değişik yönlerden gelen işaretlerin aynı kaynağa ait olup olmadığı tespit edilebilir. Bu tespit için huzme şekillendirme ve korelasyon katsayısı yöntemleri yerine LRT yöntemi de kullanılabilir.

Dizilim anten uygulamalarında sistemin kalibrasyonun mutlaka yapılması gerekmektedir. Antenler arası faz kaymaları, farklı genlik tepkileri ve antenler arası karşılıklı bağlaşım (mutual coupling) etkileri sistemin kalibrasyonunu bozucu etkiler ortaya çıkarmaktadır [45-51]. Gerçek uygulamalar bu bozucu etkiler giderilmeden yapıldığında hatalı yön tespit işlemi yapılmış olur. Kaveh ve Pierre tarafından önerilen kalibrasyon yöntemi uygulanarak sistemin kalibrasyonu yapılmıştır [49].

Bu tezde MVBF huzme şekillendirme yöntemi ilk defa bu probleme uygulanmıştır [13,52]. Anten kalibrasyon hatalarının ortaya çıktığı durumlarda hataları yok etmek için ayrıca köşegen yükleme (diagonal loading) tabanlı gürbüz uyarlamalı huzme şekillendirme (RABF) yöntemleri de ilk defa uygulanmıştır. Böylece MVBF huzme şekillendirme yönteminin de yeterli olmadığı durumlarda daha iyi performans elde edilmiştir [53-57].

Telsiz vericilerinden yayılarak DF sistemine gelen işaretlerin izledikleri yolların tespit edilmesinde kullanılan huzme şekillendirme tabanlı korelasyon katsayısı yönteminde bazı kısıtlamalar bulunmaktadır. Korelasyon katsayısı kullanılarak yapılan işlemde, iki yoldan gelen işaretlerin sadece arasındaki korelasyon katsayısı bilgisi kullanılmaktadır. Ancak işaretlerin olasılık yoğunluk fonsiyonlarının da kullanıldığı olabilirlik oranı sınaması (LRT) yöntemi uygulanarak, korelasyon katsayısı yöntemine göre daha yüksek başarı elde edilmiştir.[58-59].

Bu tez çalışması 5 bölümden oluşmaktadır. İkinci bölümde tezde kullanılan kuramsal temeller, üçüncü bölümde belirlenen yönden gelen işaretlerin zaman verilerinin elde edilmesinde kullanılan huzme şekillendirme yöntemleri, dördüncü bölümde vericilerin konumlarını belirleme algoritması, beşinci bölümde tez kapsamında yapılan uygulama ve benzetim çalışmalarının sonuçları, altıncı bölümde de genel sonuç ve öneriler sunulmaktadır.

2. KURAMSAL TEMELLER

Bu bölümde tez kapsamında yapılan çalışmalarda kullanılan bütün yöntemlerin teorik altyapıları, işaret ve gürültü modelleri sunulmaktadır. Böylece Şekil 1.2'de uygulama sırası verilen yöntemler daha anlaşılır olacaktır.

2.1 İşaret ve Gürültü Modeli

Bu tez kapsamında vericilerden yayılan işaretlerin i.i.d ve özdeş dağılımlı olduğu varsayılacaktır. İşaretler sıfır ortalamalı, gürültüden bağımsız, ilintisizdir. İşaret ve gürültü kompleks Gauss olasılık dağılımı ile ifade edilecektir.

İşaret dar bantlı olacak, dolayısıyla sayısal ortama aktarılırken yeterli örnekleme hızı kullanıldığında herhangi bir bilgi kaybı olmayacaktır. Bu sebeple kaynaktan yayılan özgün işaret tekrar elde edilebilir olacaktır.

Ortamdan kaynaklanacak çoklu yansımalar ihmal edilmeyecek, bu etkilerden kaynaklanacak konumlandırma hataları dikkate alınacaktır. Bir vericiden çıkıp çoklu yansımalara uğrayarak alıcı sisteme farklı yollardan ulaşacak bütün işaretlerin birbirleriyle tam veya kısmi korelasyonlu olacağı varsayılacaktır.

Gürültü, alıcıdan ve dış ortamdan kaynaklanmak üzere iki sınıfa ayrılabilir. Alıcıların iç gürültüsü sıfır ortalamalı Gauss dağılımlı ve birbirleriyle ilintisiz kabul edilir. İdeal şartlarda her bir alıcıda oluşan gürültünün gücü eşit olur, fakat eşit olmama durumu da gerçekleşebilir. Alıcı gürültüsünün ayrıca hem zamansal hem de uzamsal durağan ve beyaz gürültü olduğu, dış ortam gürültüsünün de sıfır ortalamalı Gauss dağılımlı, zamansal ve uzamsal durağan ve beyaz gürültü olduğu varsayılacaktır.

2.2 Dizilim Antenler

Antenler uzamsal filtreler olarak değerlendirilebilirler, istenen yönden gelen işareti güçlendirerek alırken, diğer yönlerden gelen işaretleri bastırırlar. Pasif anten

dizilimlerinde işaret-gürültü oranı (SNR) genel olarak anten sayısıyla orantılıdır. Aynı anten elemanlarından oluşan anten dizilimlerinde performansı etkileyen başlıca iki faktör bulunmaktadır. Bunlar antenlerin dizilim geometrisi (doğrusal, dairesel,vb.) ve antenlerin birbirlerine göre uzaklıklarıdır.

DF sistemlerinde mümkün olduğunca az anten kullanılması amaçlanmaktadır. Anten sayısı arttıkça işlem yükü ve sistem maliyeti artmaktadır, fakat bunun yanında DF sisteminin çalışma performansı da artmaktadır. Bu sebeple anten sayısı ile performans gereksinimi arasındaki ilişki dengelenerek sistem kurulmalıdır.

Genel olarak, gemilerde yatay doğrusal dizilim antenler kullanılmaktadır ve kapsama alanı maksimum 180 derece olan bu sistem ön-arka yön karışıklığına karşın 120 derece aralığında çalıştırılmaktadır. Eğer yatay geliş açısına ek olarak düşey açı da istenir ise ikinci bir doğrusal anten düzeneği düşey eksene yerleştirilir ve her iki anten sistemi birbirinden bağımsız olarak çalıştırılır [12].

2.3 Kullanılan Dizilim Anten ve Ortam Modeli

Dizilim antenin herbir elemanı özdeş ve düşey polarizeli olacak, yatay polarizeli işaretlere karşı duyarsız olacaktır.

Kullanılacak metotların uygulanmasında anten dizilimlerinin yönlendirme matrislerinin doğru olarak tespit edilmesi çok önemlidir. Düzgün doğrusal anten diziliminin yönlendirme matrisi şöyledir:

$$A(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ e^{i2\pi dSin(\theta_1)} & \cdots & e^{i2\pi dSin(\theta_D)} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ e^{i2\pi(M-1)Sin(\theta_1)} & \cdots & e^{i2\pi(M-1)Sin(\theta_D)} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.1)}$$

θ_D ise D nolu Kaynağın AOA değeridir, $-\pi/2 < \theta_D < \pi/2$.

Yukarıda yapılan işaret ve gürültü modellemesinde gerek işaret gerek gürültü ve gerekse ortamın karakteristiği hakkında birçok ön kabul yapılmıştır. Bu tez kapsamında uygulanacak bütün yöntemler bu kabuller kapsamında tasarlanacak ve uygulanacaktır.

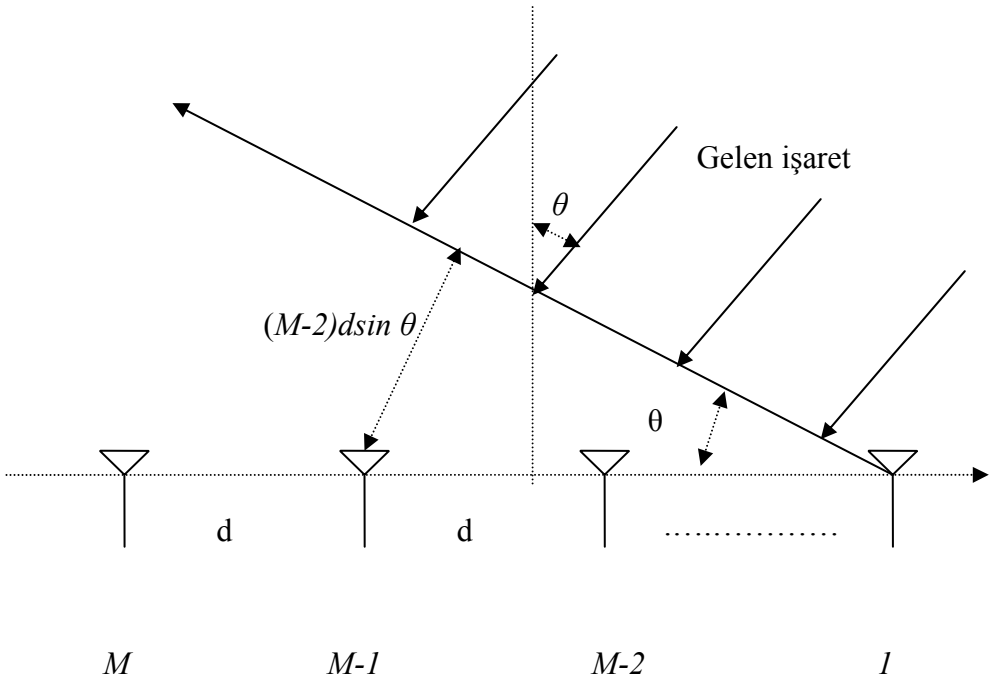
Örnek teşkil etmesi bakımından M antenden oluşan sistem Şekil 2.1'de görülmektedir, doğrusal anten sistemi *i=1,2,.....M* indeksleriyle *x* ekseni boyunca sıralanmaktadır. Tek *f* frekanslı sadece bir işaretin olduğunu varsayarsak, *i* nolu antendeki alınan işaret; *V*: genlik, τ_i: i nolu elemanın zaman gecikmesi, *f*: frekans olmak üzere

$$s(i,t) = V\,Cos[2\pi f(t-\tau_i)] \qquad \textbf{(2.2)}$$

şeklinde yazılabilir. Antenler arası uzaklık *d* , *c* de ışık hızı olarak alınırsa bu gecikme

$$\tau_i = i\,d\,Sin(\theta)/c \qquad \textbf{(2.3)}$$

şeklinde elde edilir.



Şekil 2.1 : Doğrusal anten dizilimleri ile düzlemsel dalga gösterimi.

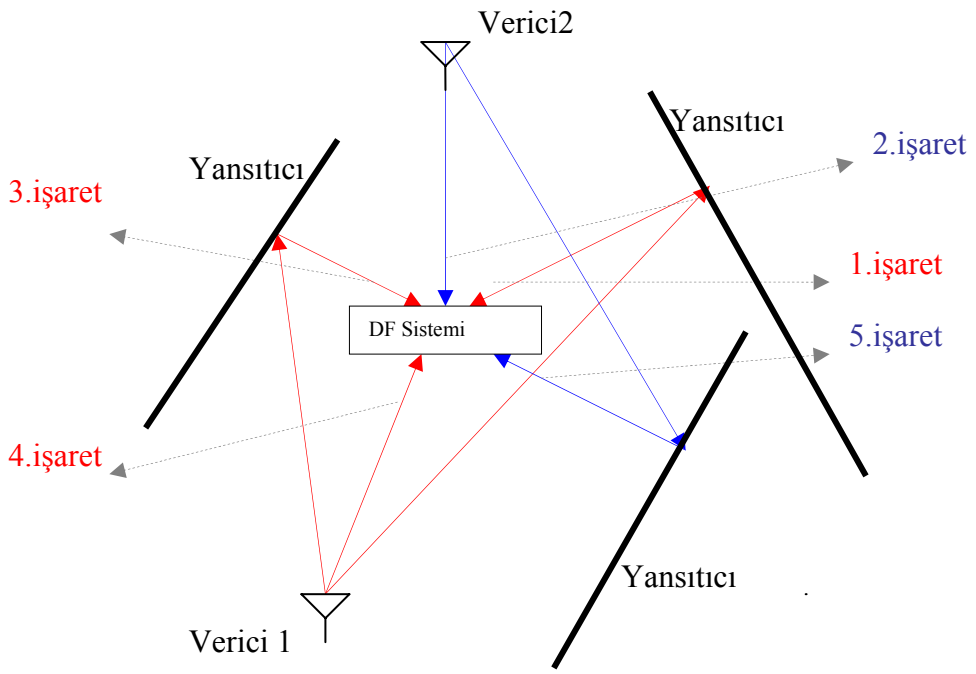
(2.2)'deki eksi işaret *i* nolu antene gelen işaretin referans antenden daha sonra gelmesinden kaynaklanmaktadır. (2.3)'deki denklem (2.2)'de yerine koyulduğunda

$$s(i,t) = V\,Cos[2\pi f(t-i\,d\,Sin(\theta)/c)] \qquad \textbf{(2.4)}$$

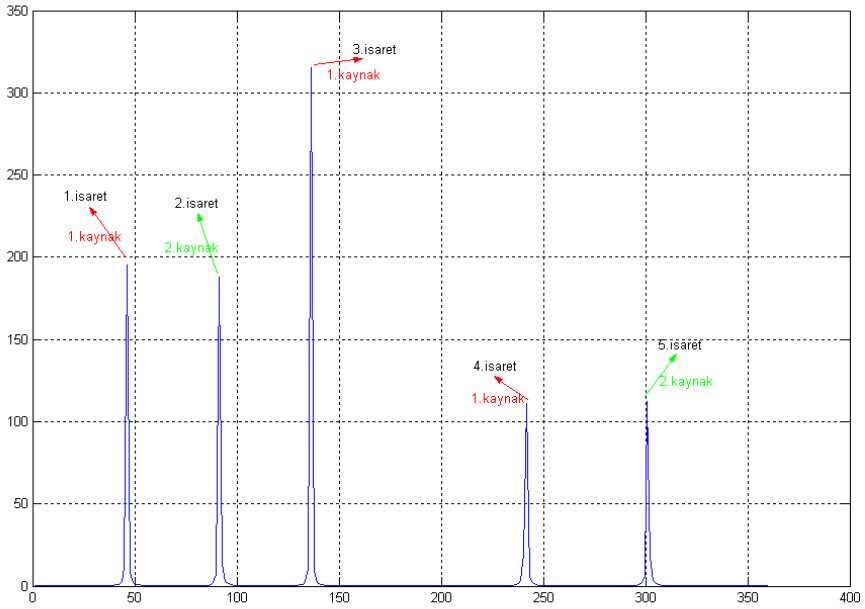
elde edilir. AOA ölçümünde antenler arası uzaklık çok önemli olduğundan yanlış seçilmeleri durumunda belirsizliğe neden olabilir. Antenler arası en büyük aralık, alınacak en yüksek frekanslı işarete göre belirlenmeli ve işaretin dalga boyu λ'nın yarısından küçük olacak şekilde seçilmelidir. Böylece Nyquist kriterine uyularak işaretten her bir periyot için en az iki örnek alınmalıdır.

İşaret modellemesinde işaretin elde edildiği antenlerin geometrisi işaretin ifade edilme şeklini değiştirmektedir. Burada oluşturulacak anten modeli düzgün doğrusal anten geometrisi için verilecektir.

M: anten sayısı, K: Kaynak sayısı, D: Gelen işaret sayısı olmak üzere; $K \leq D$ kabulu yapılır. K adet kaynaktan yayılan işaretlerin D farklı yoldan DF sistemine ulaştığı durum Şekil 2.2'de gösterilmektedir. Ek A1'de anlatıldığı gibi, şekildeki yansıtıcılara çarpan işaretin sadece fazı ve genliği değişebilir, işaretin frekans gibi temel karakteristiği değişmez.



Şekil 2.2 : *K=2, D=5* olduğu durum için ortamdaki işaretlerin olası durumları.



Şekil 2.3 : İki vericiden çıkan işaretlerin açı spektrumunda gösterilmesi.

Şekil 2.2'deki senaryoya göre, verici 1'den çıkan işaret farklı yollar izleyerek DF sistemine 3 yoldan, verici 2'den çıkan işaret ise farklı yollar izleyerek DF sistemine 2 yoldan ulaşmaktadır. Buradaki bir diğer varsayım, yansımanın çok kez tekrarlanmıyor olmasıdır (yani yansıyan işaretin yansımalarının da bulunması hali). 1, 3, 4 nolu işaretler verici 1'den 45, 135, 240 derece ile, 2, 5 nolu işaretler verici 2'den 90, 300 derece ile DF sistemine ulaşmaktadır. Bunun sonucunda oluşan işaretlerin durumu Şekil 2.3'teki açı spektrumununda gözlendiğinde beş tane tepe görülecektir. Önce spektrumdaki hangi tepenin hangi kaynaktan yayınlandığı tespit edilmeli ve sonrasında aynı kaynaktan yayınlanan bu yollardan hangisinin kaynaktan doğrudan geldiğinin tespit edilmesi gerekmektedir. Şekil 2.3'teki gibi 0-360 derece aralığında açı spektrumu elde edebilmek için ya iki adet düzgün doğrusal anten kullanılmalı yada düzlemsel anten (dairesel vb.) kullanılmalıdır.

K kaynaktan yayılan işaret çoklu yansımaya uğrayarak farklı yollar izleyecek ve *D* farklı yoldan alıcı sisteme ulaşacaktır. *M* adet dizilim anten elemanlarıyla elde edilen işaretler, *D* dar bantlı işaretin doğrusal bileşimleridir. Bu bilgiler kullanılarak işaret modellemesinin ilk adımı olarak anten çıkış işareti **y** elde edilebilir [13].

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{A}\,\boldsymbol{s} + \boldsymbol{g} \qquad \textbf{(2.5)}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ . \\ . \\ . \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1(\theta_1) & a_1(\theta_2) & . & . & . & a_1(\theta_D) \\ a_2(\theta_1) & a_2(\theta_2) & . & . & . & a_2(\theta_D) \\ . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & .. \\ a_M(\theta_1) & a_M(\theta_2) & . & . & . & a_M(\theta_D) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ . \\ . \\ . \\ s_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ . \\ . \\ . \\ g_M \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.6)}$$

Burada ***y*** *Mx1* boyutlu anten çıkış işareti, ***A*** *MxD* boyutlu mod vektörleri matrisi, ***s*** *Dx1* işaretler vektörü, ***g*** *Mx1* gürültü vektörü olmak üzere, gelen işaretler anten diziliminde belirlenen bir referans noktasına göre genlik ve faz bilgisini içerecek şekilde ***s*** kompleks vektörü ile ifade edilir. ***s*** vektörünün l nolu elemanı θ_l yönünden gözlemlenen işareti ifade eder.

A'nın sütun vektörleri ile çarpılan ***s*** vektörü herbir antende oluşan toplam işaret etkisini oluşturur ve ***g*** vektörü elemanlarıyla toplanarak her bir antenin çıkış işareti ifade edilmiş olur. ***y*** ve ***A***'nın elemanları kompleks değerlerden oluşur. $a_m(\theta_d)$ ifadesi işaretin geliş açısına ve antenin dizilimdeki yerine (2.4)'de gösterildiği gibi bağlıdır. Buna göre $a_m(\theta_d)$ ifadesinde *m*, dizilimdeki *m*'inci antenin referans noktasına göre konumunu, *d* ise d'inci kaynağı ifade etmektedir.

$$a_m(\theta_l) = e^{-i2\pi(m-1)dSin(\theta_l)/\lambda} \quad \textbf{(2.7)}$$

A matrisinin sütun vektörleri, "kip vektörü (wavefront vektörü)" olarak adlandırılır. Ortamdaki işaret ***A***'nın sütunlarının, yani kip vektörlerinin oluşturduğu alt-uzayda tanımlıdır. Yani toplam istenen işaret

$$\boldsymbol{x} = \boldsymbol{A}\,\boldsymbol{s} = \sum_{l=1}^{D} \boldsymbol{a}(\theta_l)\, s_l \quad \textbf{(2.8)}$$

olur ve dolayısıyla anten çıkışında gözlemlenen işaret $\boldsymbol{y} = \boldsymbol{x} + \boldsymbol{g}$ olur.

Örneğin; *M=8* antenli, *D=3* işaretin olduğu ortamda, işaretler 8 boyutlu bir uzayın 3 boyutlu altuzayında ifade edilir, bu altuzayın tamamlayıcı altuzayı (complementary subspace) ise beş boyutludur ve bunun içinde işaretle ilgili bilgi bulunmaz. Yukarıdaki temel işaret modeli tanımlarından sonra tezde kullanılacak yöntemler anlatılacaktır.

2.4 Özilinti Matrisi

Bu bölümde betimlenen özilinti matrisinin yapısı, tezde önerilen verici yer tespit sisteminde kullanılan ITC, MUSIC ve uzamsal yumuşatma yöntemlerinin kuramsal altyapısını oluşturmaktadır.

(2.5)'teki dizilim anten verisi $\boldsymbol{y}$ vektörünün *MxM* özilinti matrisi, "*E[.]*" beklenen değeri ve "^{H}" Hermit eşleniği ile ifade edilmek üzere; $\boldsymbol{R}_{yy} = E[\boldsymbol{y}\,\boldsymbol{y}^H]$ şeklinde tanımlanır. Pratikte bu matris N adet dizilim anten verisi $\boldsymbol{y}_n \{n = 1,.....,N\}$ kullanılarak

$$\boldsymbol{R}_{yy} = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \boldsymbol{y}_n\,\boldsymbol{y}_n^H \qquad \textbf{(2.9)}$$

şeklinde elde edilir. Bölüm 2.1'deki tanımlanan işaret-gürültü modeli $\boldsymbol{R}_{yy}$'e uygulanırsa

$$\boldsymbol{R}_{yy} = \boldsymbol{A}\,\boldsymbol{P}\,\boldsymbol{A}^H + \sigma_n^2\boldsymbol{I} \qquad \textbf{(2.10)}$$

yazılabilir. Burada (2.8)'e göre $\boldsymbol{P} = E[\boldsymbol{s}\,\boldsymbol{s}^H]$ olmak üzere ve $\boldsymbol{A}$ (2.6)'da tanımlandığı haliyle, $\boldsymbol{R}_{xx} = E[\boldsymbol{x}\,\boldsymbol{x}^H] = \boldsymbol{A}\,\boldsymbol{P}\,\boldsymbol{A}^H$ olarak gösterilmektedir. Ayrıca gürültü uzamsal beyaz varsayım ile $\boldsymbol{R}_{gg} = E[\boldsymbol{g}\boldsymbol{g}^H] = \sigma_n^2\boldsymbol{I}$ olarak ifade edilmektedir. $\boldsymbol{P}$ tekil değil ise $\boldsymbol{R}_{yy}$ pozitif tanımlı ve Hermit yapılı olur.

$$\boldsymbol{P} = E[\boldsymbol{s}\,\boldsymbol{s}^H] = Diag[P_1, P_2, ..., P_D] \qquad \textbf{(2.11)}$$

$P_k = s_k^2$, θ_k yönünden gelen işaretin gücüdür. $\boldsymbol{a}_k = [a_1(\theta_k), a_2(\theta_k), ...a_M(\theta_k)]^T$ ve P_k kullanılarak

$$\boldsymbol{R}_{xx} = \sum_{k=1}^{D} P_k\,\boldsymbol{a}_k\,\boldsymbol{a}_k^H \qquad \textbf{(2.12)}$$

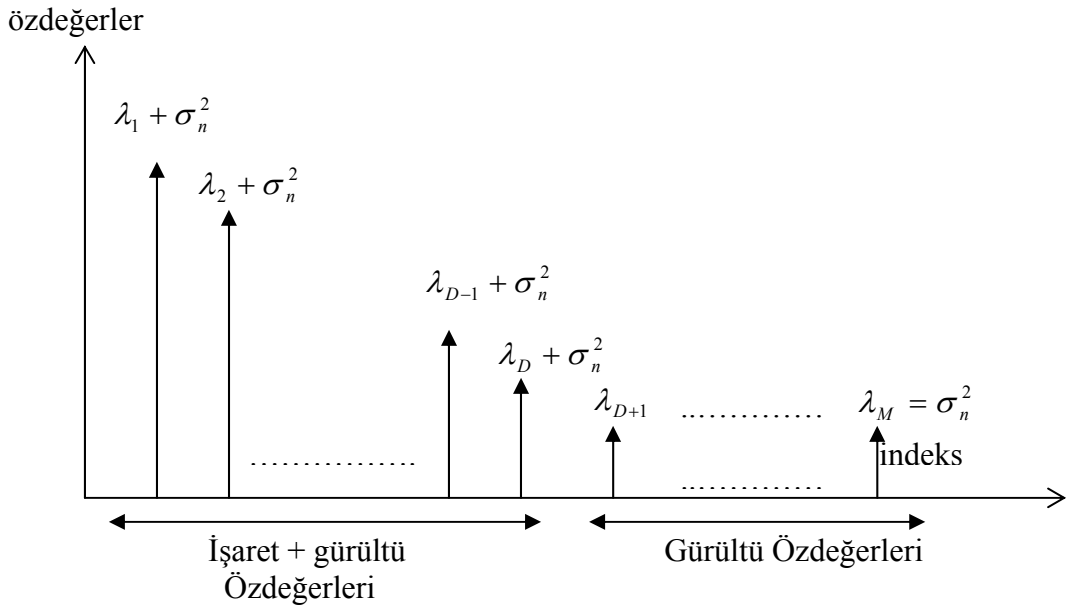
elde edilir. λ_k özdeğer, $\boldsymbol{v}_k$ özdeğer vektörü olmak üzere; (2.12)'de D tane kip vektörü ile ifade edilen $\boldsymbol{R}_{xx}$, aşağıda görüldüğü gibi D tane özvektörle ifade edilir:

$$\boldsymbol{R}_{xx} = \sum_{k=1}^{M} \lambda_k \boldsymbol{v}_k \boldsymbol{v}_k^H = \sum_{k=1}^{D} \lambda_k \boldsymbol{v}_k \boldsymbol{v}_k^H \qquad \textbf{(2.13)}$$

Dolayısıyla M boyutlu işaret uzayında işaret D boyutla ifade edilebilmektedir. Bu durumda $\lambda_{D+1,\ldots..,} \lambda_M$ özdeğerleri sıfır olacaktır. Gürültü özilinti matrisi de (2.14)'deki özvektörler ile tanımlanırsa, (2.15)'teki toplamsal ilişki ortaya çıkacaktır.

$$\boldsymbol{R}_{gg} = \sigma_n^2 \boldsymbol{I} = \sigma_n^2 \sum_{k=1}^{M} \boldsymbol{v}_k \boldsymbol{v}_k^H, \quad (\sum_{k=1}^{M} \boldsymbol{v}_k \boldsymbol{v}_k^H = \boldsymbol{I}) \qquad \textbf{(2.14)}$$

$$\boldsymbol{R}_{yy} = \sum_{k=1}^{D} \lambda_k \boldsymbol{v}_k \boldsymbol{v}_k^H + \sigma_n^2 \sum_{k=1}^{M} \boldsymbol{v}_k \boldsymbol{v}_k^H = \sum_{k=1}^{D} (\lambda_k + \sigma_n^2) \boldsymbol{v}_k \boldsymbol{v}_k^H + \sigma_n^2 \sum_{k=D+1}^{M} \boldsymbol{v}_k \boldsymbol{v}_k^H \qquad \textbf{(2.15)}$$



Şekil 2.4 : İşaret ve gürültü özdeğerlerinin gösterimi.

Şekil 2.4'te gösterildiği gibi $\boldsymbol{R}_{yy}$'nin özdeğer ve özvektörleri ayrışık (disjoint) iki kümeye ayrıştırılmıştır. En büyük öz değerlere $(\lambda_{1,\ldots..,} \lambda_D)$ karşılık gelen özvektörler ($\boldsymbol{v}_{1,\ldots..,} \boldsymbol{v}_D$) işaret+gürültü altuzayını oluşturur ve $\boldsymbol{a}(\theta_k)$ kip vektörleri bu özvektörlerin doğrusal bileşimi olarak yazılabilir. $\lambda_{D+1,\ldots..,} \lambda_M$ özdeğerlerine karşılık gelen $\boldsymbol{v}_{D+1,\ldots..,} \boldsymbol{v}_M$

öz vektörleri de gürültü alt uzayını oluşturur. Gürültü ve işaret özvektörleri birbirine dik (orthogonal) olduğundan işaret ve gürültü alt uzayı da birbirine diktir. Bu sebeple $\boldsymbol{a}(\theta_k)$ kip vektörü gürültü alt uzayındaki bütün özvektörlere diktir:

$$\boldsymbol{a}^H(\theta_k)\boldsymbol{v}_i = 0, \quad k = 1,2,.....,D \quad i = D+1,.....,M \tag{2.16}$$

(2.11)'de ifade edilen $\boldsymbol{P} = E[\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^H]$ eşitliğinde $\boldsymbol{P}$ matrisinin tekilliği altuzay algoritmalarının performasını çok etkiler. Gelen işaretler birbirleriyle ilintili değil veya az ilintili ise $\boldsymbol{P}$ tekil değildir. Eğer $\boldsymbol{A}$ da tamamen doğrusal bağımsız kolon vektörlerine sahipse yani o da tekil değilse, $\boldsymbol{A}\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}^H$ ifadesinin kertesinin (rank) D olmasını sağlar, bunun sonucunda da altuzay algoritmaları D adet işareti gürültü içerisinde sezer ve herbirinin geliş açısını kestirir. Aksi durumda, gelen işaretlerin birbiriyle ilintili olması durumunda ise $\boldsymbol{P}$ tekil olacak, $\boldsymbol{A}\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}^H$ ifadesinin kertesi de D'den farklı çıkacak bu da hatalı sonuca sebep olacaktır.

Çoklu yansımalı ortamdan dolayı işaretlerin yansımalar sonucunda kaynağa varması durumunda aynı kaynaktan yayılan ve farklı yönlerden gelen işaretler arasında yüksek ilinti veya evreuyumluluk (coherent) durumu olabilir. Bu durumda $\boldsymbol{P}$ tekil olur. Dolayısıyla yukarı anlatılan $\boldsymbol{P}$'nin tekillik probleminin kaynağı ortamdaki çoklu yansımalar olarak ortaya çıkmaktadır. Bu problemin çözümü bölüm 2.6'da sunulacaktır.

2.5 MUSIC

MUSIC, anten dizilimlerine gelen işaretlerin sözde-spektrumlarını (pseudo-spectrum) elde eden bir tekniktir. MUSIC literatürde yaygın kullanılan yüksek çözünürlüklü kestirim metodudur [1].

MUSIC sözde-spektrumunu elde etmek için (2.16)'daki ilişki kullanılarak θ geliş açısı tespit edilebilir.

$$\sum_{i=D+1}^{M} \boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{v}_i = 0 \tag{2.17}$$

(2.17)'yi sağlayan D tane θ değeri çözümü verir. Bu ifade açıya bağlı güç ilişkisini (2.18)'deki gibi vermektedir.

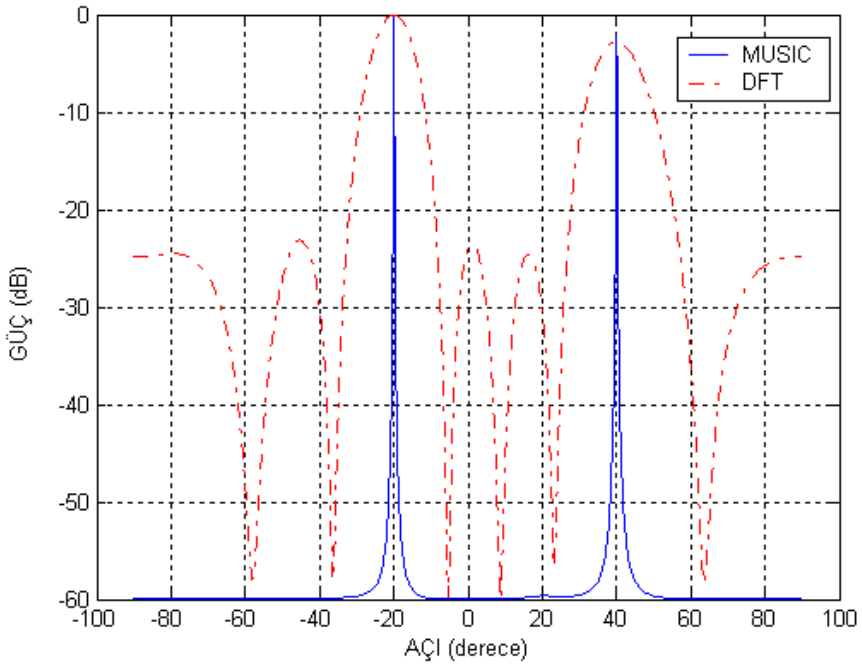
$$P_{xx}(\theta) = \sum_{k=D+1}^{M} \left| \boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{v}_k \right|^2 \qquad \textbf{(2.18)}$$

(2.18)'de aranan θ değerlerinde sıfır elde edilir. $1/P_{xx}(\theta)$ ifadesi kullanılarak θ değerlerinde keskin tepecikler elde edilir [1].

$$P_{xx}^{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{P_{xx}(\theta)} = \frac{1}{\sum_{k=D+1}^{M} \left| \boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{v}_k \right|^2} = \frac{1}{\boldsymbol{a}^H(\theta)\boldsymbol{v}\boldsymbol{v}^H\boldsymbol{a}(\theta)} \qquad \textbf{(2.19)}$$

ifadesi kullanılarak, θ'nın 0-180 derece arasındaki değerler tarandığında, θ'ya bağlı güç spektrumu elde edilir.

MUSIC oldukça gürbüz bir metot olmasına rağmen dizilim antenin modelenmesine ve bütün olası θ değerlerinin taranmasına ihtiyaç duyar. Bunun yanında yüksek açısal çözünürlüğü MUSIC kullanımını birçok uygulamada gerekli kılmaktadır. Şekil 2.5'te MUSIC'in klasik DFT (Discrete Fourier Transform, Ayrık Fourier Dönüşümü) yöntemiyle karşılaştırması verilmektedir. -20^0 ve 40^0 yönlerinden gelen işaretlerin yönleri MUSIC ile yüksek bir çözünürlükte elde edilirken, DFT yönteminde hem çözünürlük düşük olmakta hem de ekstra tepeler ortaya çıkmaktadır.



Şekil 2.5 : 40^0 ve -20^0 açı ile gelen iki kaynağın MUSIC ve DFT yöntemi ile geliş açılarının belirlenmesi (*SNR=25 dB*).

Çoklu yansımalı ortamdan dolayı işaretlerin yansımalar sonucunda kaynağa varması durumunda aynı kaynaktan yayılan ve farklı yönlerden gelen işaretler arasında yüksek ilinti veya evreuyumluluk (coherent) durumu söz konusudur. Bu durumda **P** tekil olur ve MUSIC algoritmasının ön şartı ihlal edildiğinden hatalı sonuçlara sebep olur. Buradaki hata, yüksek ilintili veya evreuyumlu işaretlerin geliş yönünün kestirilememesidir. Bu durum şöyle formüle edilebilir [19].

Yukarıda belirtildiği gibi $\boldsymbol{P}=E[\boldsymbol{s}\,\boldsymbol{s}^H]$ eşitliğinde $\boldsymbol{P}$'nin tekilliği MUSIC algoritmasının performasını çok etkiler. Gelen işaretler birbirleriyle ilintili değil veya az ilintili ise $\boldsymbol{P}$ tekil olmaz ve eğer $\boldsymbol{A}$ da tamamen doğrusal bağımsız kolon vektörlerine sahipse yani o da tekil değilse, $\boldsymbol{A}\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}^H$ ifadesinin kertesi (rank) D olur, bunun sonucunda da MUSIC D adet işareti gürültü içerisinde sezer ve herbirinin geliş açısını kestirir.

s_1 ve s_2 evreuyumlu işaretler olsun ve α, kazanç ve faz ilişkisini gösteren kompleks sayı olmak üzere $s_2 = \alpha\, s_1$ olsun.

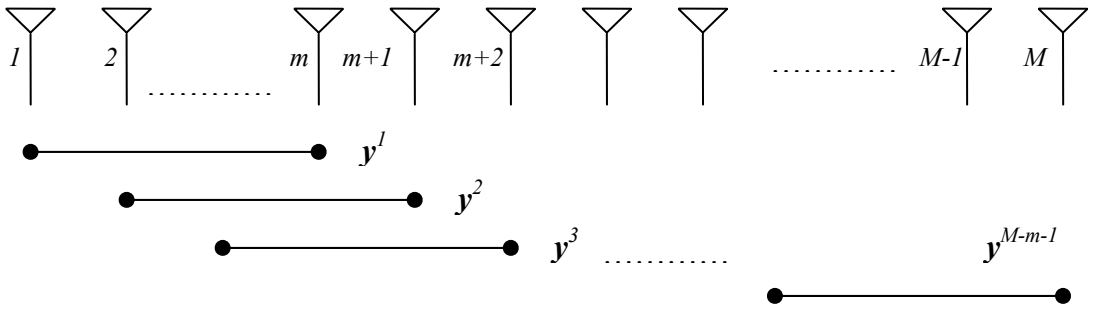
$\boldsymbol{s} = [(1+\alpha)s_1 , s_3, \ldots\ldots s_D]^T$ normalde D boyutlu olan $\boldsymbol{s}$ D-1 boyutlu olur. $\boldsymbol{A}$ tekrar düzenlenirse, $(D-1)x(D-1)$ boyutlu matris elde edilir.

$$\boldsymbol{A} = [\boldsymbol{a}(\theta_1) + \alpha\,\boldsymbol{a}(\theta_2), \boldsymbol{a}(\theta_3), ..., \boldsymbol{a}(\theta_D)] \qquad \textbf{(2.20)}$$

P= *E[**s** **s**^{H}]* ifadesinde ***P*** *(D-1)x(D-1)* boyutlu tekil olmayan matris olur, A ise tam kerteli olur. ***A*** ancak *D-1* adet işaret sezimi yapabilir, 1. kolon artık herhangi bir geliş açısını ifade etmediğinden dolayı da MUSIC sadece *(θ_3 θ_4 ..... θ_D)* yönlerinden gelen işaretlerin kestirimini yapabilir. Dolayısıyla ortamda bulunan yüksek ilintili veya evreuyumlu işaretlerin geliş yönleri tespit edilemeyecektir. Bu elverişsiz sonuçlar uzamsal yumuşatma kullanılarak giderilir [19].

2.6 Uzamsal Yumuşatma

Uzamsal yumuşatmadaki amaç tekil olan ***P*** matrisini tekil olmayan hale getirmektir. Böylece çoklu yansımalı ortamdan kaynaklanacak hatalar ortadan kalkar. İlk uzamsal yumuşatma çalışması Wax tarafından 1985'te yapılmıştır [19]. Wax yaptığı çalışmada doğrusal anten dizilimi kullanmıştır. Daha sonra 1994'de ise düzgün dairesel anten dizilimi kullanmıştır [21].

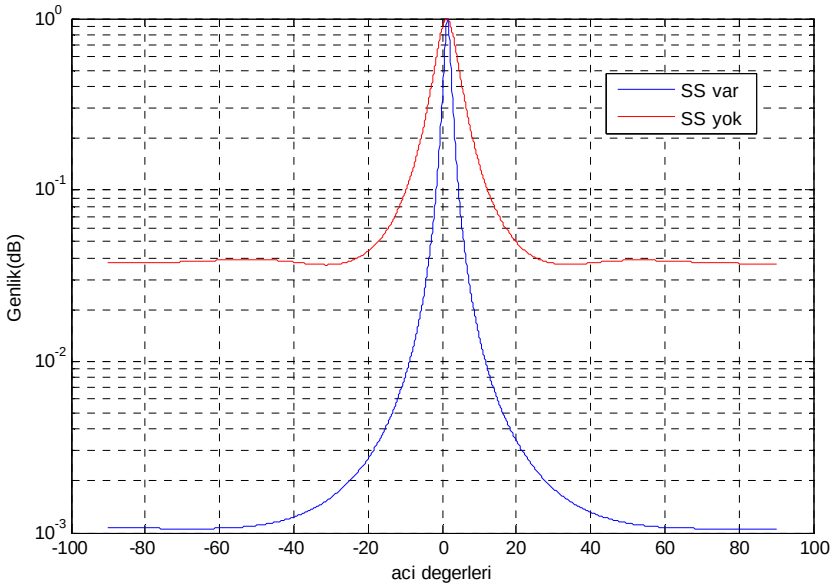


Şekil 2.6 : Uzamsal yumuşatmada alt anten dizilimlerinin oluşturulması.

Düzgün doğrusal anten dizilimi için uzamsal yumuşatma Şekil 2.6'da gösterildiği gibi, alt anten dizilimleri oluşturularak elde edilir. Herbir dizilim *m* antenden oluşur ve toplam *M-m-1* tane alt dizilim oluşturularak her dizilimden elde edilen $\boldsymbol{y}^i$ *(i=1,.....,M-m-1)* vektörü ile *M-m-1* adet $\hat{\boldsymbol{R}}^i_{yy}$ özilinti matrisi elde edilir. (2.19)'da olduğu gibi de MUSIC algoritmasında kullanılacak $\hat{\boldsymbol{R}}_{yy}$ özilinti matrisi elde edilir.

$$\hat{\boldsymbol{R}}_{yy} = \frac{1}{M-m-1} \sum_{i=1}^{M-m-1} \lim_{M\to\infty} \hat{\boldsymbol{R}}^i_{yy} \qquad \textbf{(2.21)}$$

Uzamsal yumuşatma sonucunda elde edilen ***P*** artık tekil değildir.



Şekil 2.7 : Çoklu yansımalı ortamda uzamsal yumuşatma ile çözünürlüğün iyileştirilmesi.

Uzamsal yumuşatma sonucunda elde edilen açı spektrumunda elde edilen yüksek çözünürlük Şekil 2.7'de görülmektedir.

2.7 ITC (Information Theoretic Criteria)

MUSIC algoritması ile açı spektrumu elde edilebilmesi için antenlere gelen yol sayısının bilinmesi gerekmektedir. Ortamdaki yol sayısının belirlenmesinde kullanılan en yaygın yöntem ITC (Information Theoretic Criteria) olarak tespit edilmiştir. Yol sayısı ITC ile kestirildikten sonra MUSIC ile açı spektrumu elde edilir. ITC'nin en genel uygulanması MDL (Minimum Description Length) ve AIC (Akaike Information Criteria)'dir. ITC başarımı, ortamda çoklu yansıma olup olmamasına göre oldukça değişmektedir. Çoklu yansıma olan ortamda uzamsal yumuşatma yapmadan yol sayısının tespiti yapılamamaktadır. Bu problemin çözümü için uzamsal yumuşatmanın haricinde farklı ITC çalışmaları da önerilmiştir [42].

N gözlem sayısı, λ_k ve $\boldsymbol{V_k}$, $\boldsymbol{Y}$ gözlem vektörünün özilişki matrisinin özdeğer ve özvektörleridir. MDL ve AIC kriterlerinin özilişki matrisinin özdeğerleriyle ifadesi (2.22-23)'teki gibi elde edilir.

$$MDL(k) = -\log\left\{\frac{\prod_{i=k+1}^{M}\lambda_i^{1/(M-k)}}{\frac{1}{M-k}\sum_{i=k41}^{M}\lambda_i}\right\} + \frac{1}{2}k(2M-k)\log N \quad \textbf{(2.22)}$$

$$AIC(k) = -2\log\left\{\frac{\prod_{i=k+1}^{p}\lambda_i^{1/(p-k)}}{\frac{1}{p-k}\sum_{i=k41}^{p}\lambda_i}\right\} + 2k(2p-k) \quad \textbf{(2.23)}$$

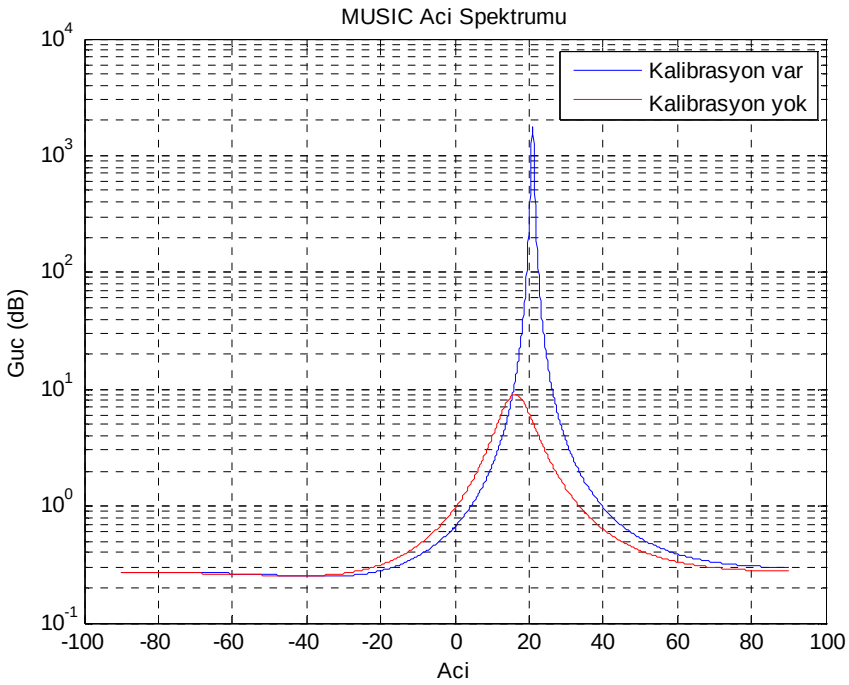
Bu ifadelerde *k, {0,1,.....,p-1}* değerlerine karşılık elde edilen kodlama uzaklığının minimum olduğu k değeri kaynak sayısını verir.

2.8 Dizilim Anten Kalibrasyonu

DF çalışmalarının dizilim anten ile gerçeklenmesinde özdeğer tabanlı algoritmaların kullanıldığı durumlarda hataya sebep olabilecek etkenler ortaya çıkmaktadır. Bunların başında antenler arası faz kaymaları, farklı genlik tepkileri ve antenler arası karşılıklı bağlaşım (mutual coupling) etkileri gelmektedir. Gerçek uygulamalar, bu etkiler giderilmeden yapıldığında hatalı yön tespit işlemi yapılmış olur.

Bu bozucu etkilerin ortadan kaldırılması anten kalibrasyonu algoritmaları uygulanması gerekmektedir. Kalibrasyon işleminde temel olarak yapılan, bilinen açılardan alınan işaretlerle sistemin eğitilmesi ve düzeltme matrisinin elde edilmesidir.

Örneğin; Şekil 2.8'de 20^0'de bulunan bir kaynağın yön tespit sonucu kalibrasyon öncesi ve sonrası için verilmektedir. Kalibrasyonsuz durumda, hem kalibrasyon öncesi geliş açısı hatalı belirlenmiş hem de geliş açısı spektrumun çözünürlüğü düşük olarak elde edilmiştir. Kalibrasyon sonrasında ise bütün bu etkiler ortadan kaldırılmıştır.



Şekil 2.8 : 20^0'deki kaynağın kalibrasyon öncesi ve sonrasındaki yön tespiti.

Faz, genlik ve karşılıklı bağlaşım etki hataları anten çıkış vektörü modeline doğrusal kalibrasyon matrisi $\boldsymbol{G}$ uygulanarak ortadan kaldırılmaktadır [45-51]. Kalibrasyon matrisinin elde edilebilmesi için, kalibrasyonsuz anten çıkış işaretine MxM hata matrisi $\boldsymbol{C}$ uygulanırsa

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}\,\boldsymbol{A}\,\boldsymbol{s} + \boldsymbol{n} \tag{2.24}$$

elde edilir.

$\boldsymbol{C}$ hata matrisinden kaynaklanan etkilerin ortadan kaldırılabilmesi için ilk olarak bilinen açılarda bulunan kaynaklardan veriler toplanır. Elde edilen anten çıkış vektörünün özdeğer ayrıştırması yapılarak en yüksek özdeğere karşılık gelen özvektör elde edilir ve $\boldsymbol{A}_e$ matrisi elde edilir. Eğer tek bir kaynak kullanılmış ise sadece en yüksek özdeğere karşılık gelen özdeğer matisi kullanılarak $\boldsymbol{A}_e$ elde edilecektir. Hatasız $\boldsymbol{A}$ ile hatalı $\boldsymbol{A}_e$ arasındaki farkı $\boldsymbol{A} - \boldsymbol{G}\boldsymbol{A}_e$ ile ifade edilecek olursa, bu farkın sıfıra gittiği durumda $\boldsymbol{G}$ matrisi kalibrasyon matrisi olarak kullanılmaktadır. En küçük kareler yöntemi uygulanırsa $\boldsymbol{G}$ kalibrasyon matrisi

$$\boldsymbol{G} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{A}_e^{\boldsymbol{H}}\,(\boldsymbol{A}_e\,\boldsymbol{A}_e^{\boldsymbol{H}}\,)^{-1} \tag{2.25}$$

şeklinde elde edilir [49]. Bu durumda kalibre edilmiş anten çıkışı

$$\bar{\boldsymbol{y}} = \boldsymbol{G}\,\boldsymbol{y} \tag{2.26}$$

şeklini alır.

Dizilim anten kullanımında yapılacak ilk iş antenlerin yukarıdaki denklem yardımıyla kalibre edilmesidir. Kullanım kolaylığı açısından tez boyunca kalibreli çıkış vektörü ifadesi $\bar{\boldsymbol{y}}$ yerine $\boldsymbol{y}$ şeklinde kullanılacaktır.

2.9 Olabilirlik Oranı Sınaması (Likelihood Ratio Test)

Telsiz vericilerinden yayılarak DF sistemine gelen işaretlerin izledikleri yolların tespit edilmesinde kullanılan korelasyon katsayısı metodunun bazı performans kısıtlamaları bulunmaktadır. Herhangi bir sınıflandırma probleminde elde bulunan bütün bilgilerin kullanılması durumunda sınıflandırma işlemi daha yüksek başarı ile gerçekleştirilir. Korelasyon katsayısı kullanılarak yapılan işlemde, iki yoldan gelen işaretlerin sadece arasındaki korelasyon katsayısı kullanılmaktadır. Bu kısıtlama Olabilirlik Oranı Sınaması ile giderilecek ve elde edilen veri ile ulaşılabilecek maksimum başarı belirlenecektir.

LRT uygulamasında korelasyon katsayısına ek olarak işaretlerin farklı istatistiksel bilgileri de kullanılmaktadır.

2.9.1 Olabilirlik oranının elde edilmesi

Normal dağılımlı, $N[0, \boldsymbol{R}_i]$ değerlerine sahip kompleks rasgele bir degişkenin olasılık yoğunluk fonksiyonu (2.27)'deki gibi olacaktır.

$$P_i(\boldsymbol{y}) = (\pi)^{-M} \left|\boldsymbol{R}_i\right|^{-1} \exp\left\{- \boldsymbol{y}\boldsymbol{R}_i^{-1}\boldsymbol{y}\right\} \tag{2.27}$$

H_0 hipotezi farklı iki yoldan gelen işaretlerin ayrı kaynaklardan yayıldıkları durum, H_1 hipotezi farklı iki yoldan gelen işaretlerin aynı kaynaktan yayıldıkları durum olarak ifade edildiğinde, öncül olasılık parametrelerinin eşit olduğu durumda, $P_1(\boldsymbol{y}) \geq P_0(\boldsymbol{y})$ olursa H_1 hipotezinin daha olası olduğu kararı verilerek sezim süreci

sonucunda farklı yollardan gelen iki işaretin aynı kaynak yayıldıkları sonucuna ulaşılır. Bu olabilirlik oranını logaritmik olarak (2.28)'deki gibi ifade edilir.

$$LR(\boldsymbol{y}) = \log(\frac{P_1(\boldsymbol{y})}{P_0(\boldsymbol{y})}) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \tau \qquad \textbf{(2.28)}$$

LR(y) değeri τ'dan büyük ise H_1, küçük ise H_0 hipotezine karar verilir. Ortalamaların sıfır olduğu durumda *LR(y)* aşağıdaki gibi elde edilir:

$$LR(\boldsymbol{y}) = \boldsymbol{y}^H(\boldsymbol{R}_0^{-1} - \boldsymbol{R}_1^{-1})\boldsymbol{y} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \ln(|\boldsymbol{R}_1|) - \ln(|\boldsymbol{R}_0|) + 2\ln(\tau) \qquad \textbf{(2.29)}$$

Eşitsizliğin sağ tarafındaki ifade tek bir değişken ile ifade edilirse

$$LR(\boldsymbol{y}) = \boldsymbol{y}^H(\boldsymbol{R}_0^{-1} - \boldsymbol{R}_1^{-1})\boldsymbol{y} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \eta \qquad \textbf{(2.30)}$$

sonucu elde edilir.

Bu ifade η eşik değerine göre düzenlenirse aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$\Phi(\boldsymbol{y}) = \begin{cases} 1, & LR(\boldsymbol{y}) \rangle \eta \\ 0, & LR(\boldsymbol{y}) \leq \eta \end{cases} \qquad \textbf{(2.31)}$$

Yukarıda verilen *LR(y)* ifadesi normal dağılımlı, $N[0, \boldsymbol{R}_i]$ değerlerine sahip rasgele bir değişken için türetilmiştir. Ortamda iki yol varken (2.31) hiçbir önişlem yapılmadan uygulanabilir. Ancak LRT ikili (binary) sınıflandırma yaptığından, ikiden fazla yol olması durumunda işaretler ikili olarak kullanılabilmesi için aşağıdaki izdüşüm uygulaması yapılmalıdır.

Telsiz vericilerinin aynı kaynaktan veya farklı kaynaktan yayıldıkları tespit etmek için işaret modeli aşağıdaki gibi tanımlanacaktır. MUSIC ile elde edilen $\theta_1, ..., \theta_D$ açıları, DF sistemine gelen işaretlerin geliş yönünü göstermek üzere *LR(y)* ifadesinde kullanılan $\boldsymbol{y}$, $\boldsymbol{R}_1$ *ve* $\boldsymbol{R}_0$ değişkenleri sadece tespiti yapılacak $[\theta_i, \theta_j]$ yönlerinden

gelen işaretler ve ortam gürültüsü ile modellenmelidir. Bunun sağlanabilmesi için $\boldsymbol{y}$ anten giriş işaretinin, $[\theta_i, \theta_j]$ yönleri dışındaki açıların oluşturduğu altuzaya dik olan bir altuzaya izdüşümü yapılacaktır.

$[\theta_i, \theta_j]$ dışındaki geliş açıları için mod vektörleri matrisini (2.32)'deki gibi oluşturursak,

$$\boldsymbol{D}_n = [\boldsymbol{a}(\theta_1)\ \ \boldsymbol{a}(\theta_2)\ .....\boldsymbol{a}(\theta_{D-2})] \qquad \textbf{(2.32)}$$

$\boldsymbol{D}_n$ ile oluşturulacak $\boldsymbol{P}_v = \boldsymbol{D}_n(\boldsymbol{D}_n^H \boldsymbol{D}_n)^{-1}\boldsymbol{D}_n^H$ izdüşüm matrisi kullanılarak (2.33)'deki, $[\boldsymbol{a}(\theta_i), \boldsymbol{a}(\theta_j)]$ mod vektörlerinin oluşturacağı altuzayına dik olacak, $\boldsymbol{P}_w$ izdüşüm matrisi elde edilir.

$$\boldsymbol{P}_w = I - \boldsymbol{P}_v \qquad \textbf{(2.33)}$$

$\boldsymbol{P}_w$ izdüşüm matrisi, özvektörlerine ayrıştırılırsa ve sadece birim genlikli özdeğerlere karşılık gelen özvektörler elde edilirse M anten sayısı, D yol sayısı olmak üzere, (2.35)'teki $\boldsymbol{U}_{ij}$ tarafından tanımlanan altuzaya izdüşüm matrisi elde edilir.

$$\boldsymbol{P}_w = \boldsymbol{U}\ \boldsymbol{\Gamma}\ \boldsymbol{U}^H \qquad \textbf{(2.34)}$$

$$\boldsymbol{U}_{ij} = \boldsymbol{U}(1 : M - (D-2)) \qquad \textbf{(2.35)}$$

Elde edilen $\boldsymbol{U}_{ij}$ izdüşüm matrisi kullanılarak $\boldsymbol{y}$ anten çıkış işareti, $\boldsymbol{R}_0$ ve $\boldsymbol{R}_1$ kovaryans matrislerinin $[\boldsymbol{a}(\theta_i), \boldsymbol{a}(\theta_j)]$ ve gürültü uzayına izdüşümleri $\widetilde{\boldsymbol{y}}$, $\widetilde{\boldsymbol{R}}_1$ *ve* $\widetilde{\boldsymbol{R}}_0$ olarak elde edilecektir.

$$\widetilde{\boldsymbol{y}} = \boldsymbol{U}_{ij}^H\ \boldsymbol{y} \qquad \textbf{(2.36)}$$

(2.36)'daki ifadenin anlamını irdeleyecek olursak, *i=1* ve *j=2* olarak ifade edilirse, $\boldsymbol{U}_{ij}\ [\boldsymbol{a}(\theta_i),\boldsymbol{a}(\theta_j)]$ dışındaki yönlere dik olacağından (2.38)'deki ifade elde edilir.

$$\tilde{\boldsymbol{y}} = \sum_{k=1}^{D} \boldsymbol{U}_{ij}^{H}\boldsymbol{a}(\theta_i)s_i + \boldsymbol{U}_{ij}^{H}\ \boldsymbol{n} = \sum_{k=1}^{2} \boldsymbol{U}_{ij}^{H}\boldsymbol{a}(\theta_i)s_i + \boldsymbol{U}_{ij}^{H}\ \boldsymbol{n} \tag{2.37}$$

$$\tilde{\boldsymbol{y}} = \boldsymbol{U}_{ij}^{H}[\boldsymbol{a}(\theta_1)\ \boldsymbol{a}(\theta_2)]\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \boldsymbol{U}_{ij}^{H}\ \boldsymbol{n} \tag{2.38}$$

(2.38) ile $[\boldsymbol{a}(\theta_i),\boldsymbol{a}(\theta_j)]$ mod vektörleri uzayındaki işaret elde edilmiş oldu. $\tilde{\boldsymbol{A}} = \boldsymbol{U}_{ij}^{H}[\boldsymbol{a}(\theta_1)\ \boldsymbol{a}(\theta_2)]$ olarak tanımlanırsa, ilgilenilen işaret ve gürültü uzayındaki kovaryans matrisi $\tilde{\boldsymbol{R}}_{yy} = E[\tilde{\boldsymbol{y}}\tilde{\boldsymbol{y}}^{H}] = E[\boldsymbol{A}\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^{H}\boldsymbol{A}^{H}] + \sigma^2\boldsymbol{I}$ ile ifade edilen işaret kovaryans matrisi, $\kappa = M-(D-2)$ olmak üzere $\kappa x\kappa$ boyutlu olarak elde edilir. Kaynakların kovaryans matrisi $E[\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^{H}]$, $\boldsymbol{R}_{ss}$ ile ifade edilebilir ve H_0 ve H_1 durumlarında (2.39)'daki değerleri alacaktır.

$$\begin{aligned} H_0 \quad iken \quad \boldsymbol{R}_{ss/0} &= \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \\ H_1 \quad iken \quad \boldsymbol{R}_{ss/1} &= \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \rho\sigma_1\sigma_2 \\ \rho\sigma_1\sigma_2 & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{2.39}$$

Görüleceği gibi $\boldsymbol{R}_{ss}$, kaynak işaretlerinin varyansı ve korelasyon katsayıları değerlerini içermektedir. İzdüşüm yapılmış işaretlerin kovaryans matrisleri aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır [60].

$$\begin{aligned} H_0 \quad iken \quad \tilde{\boldsymbol{R}}_{yy/0} = \tilde{\boldsymbol{R}}_0 &= E[\tilde{\boldsymbol{y}}\tilde{\boldsymbol{y}}^{H}] = \boldsymbol{U}_{ij}^{H}\boldsymbol{A}\boldsymbol{R}_{ss/0}\boldsymbol{A}^{H}\boldsymbol{U}_{ij} + \boldsymbol{U}_{ij}^{H}\hat{\sigma}^2\boldsymbol{I}\,\boldsymbol{U}_{ij} \\ H_1 \quad iken \quad \tilde{\boldsymbol{R}}_{yy/1} = \tilde{\boldsymbol{R}}_1 &= E[\tilde{\boldsymbol{y}}\tilde{\boldsymbol{y}}^{H}] = \boldsymbol{U}_{ij}^{H}\boldsymbol{A}\boldsymbol{R}_{ss/1}\boldsymbol{A}^{H}\boldsymbol{U}_{ij} + \boldsymbol{U}_{ij}^{H}\hat{\sigma}^2\boldsymbol{I}\,\boldsymbol{U}_{ij} \end{aligned} \tag{2.40}$$

$$LR(\tilde{\boldsymbol{y}}) = \tilde{\boldsymbol{y}}^H (\tilde{\boldsymbol{R}}_1^{-1} - \tilde{\boldsymbol{R}}_0^{-1})\tilde{\boldsymbol{y}} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \ln(\eta) \quad \textbf{(2.41)}$$

Burada kullanılan gürültü varyans değeri $\hat{\sigma}^2$ ölçülen değer olarak kullanılmıştır. Korelasyon katsayısı metodunda işaretlerin sadece korelasyon katsayıları kullanılırken, LRT metodunda bunlara ek olarak işaretlerin olasılık yoğunluk fonksiyonları da kullanılmaktadır. LRT yönteminin performansının daha iyi olmasının nedenlerinden birisi de korelasyon katsayısı yönteminde ara işlem olarak huzme şekillendirmeden kaynaklanan hataların sonucu etkilemesidir.

2.9.2 LRT sınıflandırıcı performansının alt ve üst sınırlarının ifadesi

LRT ile elde edilen sınıflandırmadaki hatalı karar verme olasılığının alt ve üst sınırlarının elde edilmesi gerekmektedir.

$LR(\tilde{\boldsymbol{y}})$ olabilirlik oranı ile gerçeklenecek karar sonucunda P_D(doğru karar verme olasılığı), P_M (elden kaçırma karar verme olasılığı) ve P_F (yanlış karar verme olasılığı) ile ifade edilecek *3* performans hesaplama değeri ortaya çıkacaktır. P_D: H_1 iken $P_1(\boldsymbol{y}) \geq \tau$ olma olasılığı, P_M: H_1 iken $P_1(\boldsymbol{y}) < \tau$ olma olasılığı, P_F: H_0 iken $P_0(\boldsymbol{y}) \geq \tau$ olma olasılığı olarak tanımlanır. Eğer H_0 oluşması öncül olasılığı π_0, H_1 oluşması öncül olasılığı π_1 olarak tanımlanırsa karar vericinin toplam hatalı karar verme olasılığı P_e (2.42)'deki gibi tanımlanır.

$$P_e = \pi_0 P_F + \pi_1 P_M \quad \textbf{(2.42)}$$

$LR(\tilde{\boldsymbol{y}})$ ifadesi kullanılarak yapılan sınıflandırma işleminin performansı P_e hesaplanarak gösterilebilir. Ancak P_e'nin analitik olarak türetilmesi oldukça zordur. Bu sebeple literatürde bu gibi durumlarda alt ve üst limit ifade değerleri verilmektedir. Bu ifadeler analitik olarak türetilerek, yapılan sınıflandırmanın sonucunda elde edilecek P_e değerinin alt ve üst limit değerleri tespit edilmektedir.

Bu tezde "Chernoff bound" tabanlı bir alt ve üst limit ifadesi kullanılacak [61] ve P_e'nin alt ve üst limitleri buna göre türetilecektir. H_0 ve H_1 durumundaki olasılık

yoğunluk fonksiyonları (2.43-44)'deki gibi ifade edilirse, $\kappa = M - (D-2)$ olmak üzere,

$$H_0 \quad iken \quad P_0(\tilde{\boldsymbol{y}}) = (\pi)^{-\kappa} \left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{-1} \exp\left\{-\tilde{\boldsymbol{y}}^H \tilde{\boldsymbol{R}}_0^{-1} \tilde{\boldsymbol{y}}\right\} \tag{2.43}$$

$$H_1 \quad iken \quad P_1(\tilde{\boldsymbol{y}}) = (\pi)^{-\kappa} \left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{-1} \exp\left\{-\tilde{\boldsymbol{y}}^H \tilde{\boldsymbol{R}}_1^{-1} \tilde{\boldsymbol{y}}\right\} \tag{2.44}$$

"Chernoff bound" tabanlı alt ve üst limit ifadesi (2.45)'deki gibi olacaktır [61].

$$\gamma = \int \sqrt{P_0(\tilde{\boldsymbol{y}}) P_1(\tilde{\boldsymbol{y}})}\, d\tilde{\boldsymbol{y}} \quad ise \quad \pi_0\, \pi_1\, \gamma^2 \le P_e \le \sqrt{\pi_0\, \pi_1}\, \gamma \tag{2.45}$$

şeklinde olacaktır. Burada π_0 ve π_1 öncül olasılık değerleridir. (2.46)'da verilen bu ifade "Bhattacharyya bound" olarak adlandırılır. Bu ifade işaret modelimize uygulandığında

$$\sqrt{P_0(\tilde{\boldsymbol{y}}) P_1(\tilde{\boldsymbol{y}})} = \frac{1}{(2\pi)^{\kappa/2}} \frac{1}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4} \left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}} \exp\left\{-\frac{1}{2} \tilde{\boldsymbol{y}}^H \left(\frac{\tilde{\boldsymbol{R}}_1^{-1} + \tilde{\boldsymbol{R}}_0^{-1}}{2}\right) \tilde{\boldsymbol{y}}\right\} \tag{2.46}$$

sonucu elde edilir. Buradaki $\tilde{\boldsymbol{R}}_0^{-1}$ ve $\tilde{\boldsymbol{R}}_1^{-1}$ kovaryans matrislerinin her ikisi de pozitif tanımlı ve tam kerte olduğundan tersi alınabilir. Dolayısıyla $\tilde{\boldsymbol{R}}^{-1} = \dfrac{\tilde{\boldsymbol{R}}_1^{-1} + \tilde{\boldsymbol{R}}_0^{-1}}{2}$ ile tanımlanan $\tilde{\boldsymbol{R}}^{-1}$ ifadesinin de tersi alınabilir, sonuçta

$$\sqrt{P_0(\tilde{\boldsymbol{y}}) P_1(\tilde{\boldsymbol{y}})} = \frac{1}{(2\pi)^{\kappa/2}} \frac{1}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4} \left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}} \exp\left\{-\frac{1}{2} \tilde{\boldsymbol{y}}^H \tilde{\boldsymbol{R}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{y}}\right\} \tag{2.47}$$

elde edilir. Eşitlik $\left(\dfrac{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|^{1/2}}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|^{1/2}}\right)$ ile çarpılırsa

$$\sqrt{P_0(\tilde{\boldsymbol{y}})P_1(\tilde{\boldsymbol{y}})} = \left(\frac{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|^{1/2}}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|^{1/2}}\right)\frac{1}{(2\pi)^{\kappa/2}}\frac{1}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}}\exp\left\{-\frac{1}{2}\tilde{\boldsymbol{y}}^H\tilde{\boldsymbol{R}}^{-1}\tilde{\boldsymbol{y}}\right\} \qquad \textbf{(2.48)}$$

bulunur. Eşitlik düzenlenirse

$$\sqrt{P_0(\tilde{\boldsymbol{y}})P_1(\tilde{\boldsymbol{y}})} = \frac{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|^{1/2}}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}}\frac{1}{(2\pi)^{\kappa/2}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|^{1/2}}\exp\left\{-\frac{1}{2}\tilde{\boldsymbol{y}}^H\tilde{\boldsymbol{R}}^{-1}\tilde{\boldsymbol{y}}\right\} \qquad \textbf{(2.49)}$$

elde edilir. Burada $\frac{1}{(2\pi)^{\kappa/2}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|^{1/2}}\exp\left\{-\frac{1}{2}\tilde{\boldsymbol{y}}^H\tilde{\boldsymbol{R}}^{-1}\tilde{\boldsymbol{y}}\right\}$ ifadesi sıfır ortalamalı, $\tilde{\boldsymbol{R}}$ kovaryans matrisli $P'(\tilde{\boldsymbol{y}})$ olasılık yoğunluk fonksiyonuna eşit olsun. $\int P'(\tilde{\boldsymbol{y}})\,d\tilde{\boldsymbol{y}} = 1$ olacağından, (2.46)'daki γ ve γ^2 değerleri sırasıyla

$$\gamma = \frac{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|^{1/2}}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}}\int P'(\tilde{\boldsymbol{y}})\,d\tilde{\boldsymbol{y}} = \frac{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|^{1/2}}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}} = \frac{2^{\kappa/2}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1^{-1}+\tilde{\boldsymbol{R}}_0^{-1}\right|^{-1/2}}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}} \qquad \textbf{(2.50)}$$

$$\gamma^2 = \left(\frac{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|^{1/2}}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}}\int P'(\tilde{\boldsymbol{y}})\,d\tilde{\boldsymbol{y}}\right)^2 = \frac{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}\right|}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/2}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/2}} = \frac{2^{\kappa}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1^{-1}+\tilde{\boldsymbol{R}}_0^{-1}\right|^{-1}}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}} \qquad \textbf{(2.51)}$$

biçiminde elde edilir. Örneğin alt ve üst limit ifadeleri $\pi_0 = 1/2$, $\pi_1 = 1/2$ için

$$\frac{2^{(\kappa-2)}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1^{-1}+\tilde{\boldsymbol{R}}_0^{-1}\right|^{-1}}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}} \le P_e \le \frac{2^{(\kappa-2)/2}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1^{-1}+\tilde{\boldsymbol{R}}_0^{-1}\right|^{-1/2}}{\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_1\right|^{1/4}\left|\tilde{\boldsymbol{R}}_0\right|^{1/4}} \qquad \textbf{(2.52)}$$

şeklinde sadeleşmektedir.

Telsiz vericilerinin sayısının ve yerlerinin tespiti için kullanılacak olabilirlik oranının hatalı karar verme olasılığının alt ve üst ifadeleri (2.52) ile edilmiştir. Bu ifade

kullanılarak uygulamadaki birçok parametrenin (anten sayısı, antenler arası mesafe, örnek sayısı, optimum kaynak ve yol sayısı, v.b.) değişiminin sınıflandırıcı performansına etkisi hesaplanacak ve en uygun parametreler uzun simulasyon veya uygulamalar yapılmadan tespit edilecektir. Böylece zaman ve kaynak tasarrufu yapılmış olacaktır.

3. HUZME ŞEKİLLENDİRME YÖNTEMLERİ

Huzme şekillendirme (beamforming), dizilim anten çalışmalarında çok önemli bir yer tutmakta ve bir çok uygulama alanı bulmaktadır. DF uygulamaları bakış açısından huzme şekillendirme yöntemi iki amaç için kullanılabilir. Birincisi uygun şekillendirme parametreleri kullanılarak antenin yönelimi değiştirilerek bütün yönler taranır ve maksimum enerjili işaretin geldiği yön vericinin yönü olarak tespit edilir. İkincisi ise vericinin yönü herhangi bir DF yöntemi ile tespit edildikten sonra, anten, vericinin bulunduğu yere yönlendirilir ve vericiden yayılan zaman işareti elde edilir. Huzme şekillendirme yönteminin bu tez açısından önemi değişik yönlerden elde edilen işaretlerin zaman verisini kestirmesidir. Bu konuda dikkate alınması gereken en önemli kriterler, yöntemin çözünürlük kabiliyeti ve çoklu yansıma ortamındaki performansı olacaktır.

MUSIC kullanılarak (2.19) ile ortamdaki işaretlerin açı sözde spektrumu elde edilmiştir. Fakat açı spektrumunda D tane tepeyi oluşturan, farklı yönlerden gelen işaretler arasındaki ilinti katsayıların bulunması için huzme şekillendirme metodu kullanılacaktır. Bu işlem için MVBF (Capon) [13] veya Uyarlamalı Huzme Şekillendirme (Adaptive Beamforming, ABF) [7] metodu kullanılmaktadır. Bazı durumlarda Gürbüz huzme şekillendirme metotlarının kullanılması gerekmektedir [53-55].

3.1 MVBF (Capon) Huzme Şekillendirme

$\boldsymbol{a(\zeta)}$: ideal, birim genlikli, ζ yönünde hareket eden işaretin yönlendirme vektörü,

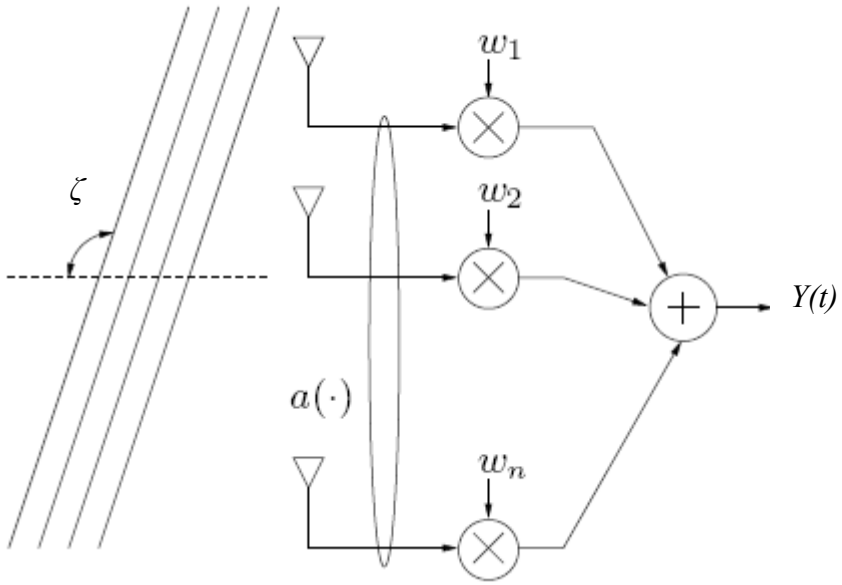
$\boldsymbol{w}$: anten çıkış işaretine uygulanan ağırlık olsun.

Huzme şekillendirmede amaç, Şekil 3.1'de gösterildiği gibi, gelen işarete $\boldsymbol{w}$ ağırlık vektörü uygulanarak ζ yönünden gelen işaret elde edilirken diğer yönlerden gelen gürültüleri bastırmaktır. MVBF yönteminin birbirine bağlı iki kriteri vardır.

İlki, $Re[\boldsymbol{a}^H(\zeta)\ \boldsymbol{w}] = 1$ denkliği sağlanarak ζ yönünden gelen işarete birim kazanç uygulanır. İkinci kriter olarak da $E[|\boldsymbol{w}\ \boldsymbol{y}|^2] = \boldsymbol{w}^H\boldsymbol{R}_{yy}\boldsymbol{w}$ değerinin en küçüklenmesi sağlanır. Her iki durumu da sağlayan $\boldsymbol{w}$ ağırlık vektörü bulunarak çözüme ulaşılır. Sonuçta MVBF $Re[\boldsymbol{a}^H(\zeta)\ \boldsymbol{w}] = 1$ olduğunda, *min* $\boldsymbol{w}^H\boldsymbol{R}_{yy}\boldsymbol{w}$ kısıtı altındaki enküçüklemenin yapılması esasına dayanır. Enküçükleme, örneğin Lagrange çarpanları yöntemi ile gerçeklenirse, $\boldsymbol{w}$ için

$$\boldsymbol{w} = \frac{\boldsymbol{R}_{yy}^{-1}\boldsymbol{a}}{\boldsymbol{a}^H\boldsymbol{R}_{yy}^{-1}\boldsymbol{a}} \tag{3.1}$$

çözümü bulunur [13].



Şekil 3.1 : MVBF huzme şekillendirme genel çalışması.

(3.1)'de görüldüğü gibi $\boldsymbol{w}$ ağırlık vektörü sadece ilinti matrisi $\boldsymbol{R}_{yy}$'ye değil , ζ tarama yönüne de bağlıdır. Tarama yönü değiştikçe ağırlık vektörü de değişecek ve ortamdaki işaret ve gürültüye uyarlamalı bir uzamsal filtre elde edilmektedir.

ζ yönündeki huzme şekillendirici çıkış gücü (3.2)'de verilmektedir. (3.1), (3.2)'de yerine koyulursa MVBF çıkış gücü $\boldsymbol{a}$ yönlendirme vektörüne bağlı olarak (3.3)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\boldsymbol{P}(\zeta) = \boldsymbol{w}^H\boldsymbol{R}_{yy}\boldsymbol{w} \tag{3.2}$$

için (3.1)'deki $\boldsymbol{w}$ değeri yerine koyulursa

$$\boldsymbol{P}^{MV}(\zeta) = \frac{1}{\boldsymbol{a}^{H}(\zeta)\boldsymbol{R}_{yy}^{-1}\boldsymbol{a}(\zeta)} \tag{3.3}$$

elde edilir. $\boldsymbol{w}$ kullanılarak

$$Y(t) = \sum_{i=1}^{M} w_i^H y_i(t) = \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{y}(t) \tag{3.4}$$

ile istenen yönden gelen işaretin zaman verisi elde edilmektedir. (2.19) ile elde edilen açı spektrumundaki D tane tepenin θ değerleri belirlenir ve bu yönler için MVBF uygulanarak D tane $Y(t)$ zaman verileri elde edilir. Bu işaretler arasındaki ilinti katsayıları belirlenerek ortamdaki kaynak sayısı ve hangi tepenin hangi kaynağa ait olduğu tespit edilir. Bu işlem çapraz ilinti matrisi kullanılarak da yapılabilir.

MVBF sonucu elde edilen işaretler $Y_1(t), Y_2(t), \ldots\ldots, Y_D(t)$ olsun. Bu işaretlerin oluşturduğu NxD boyutlu Y işaret matrisi

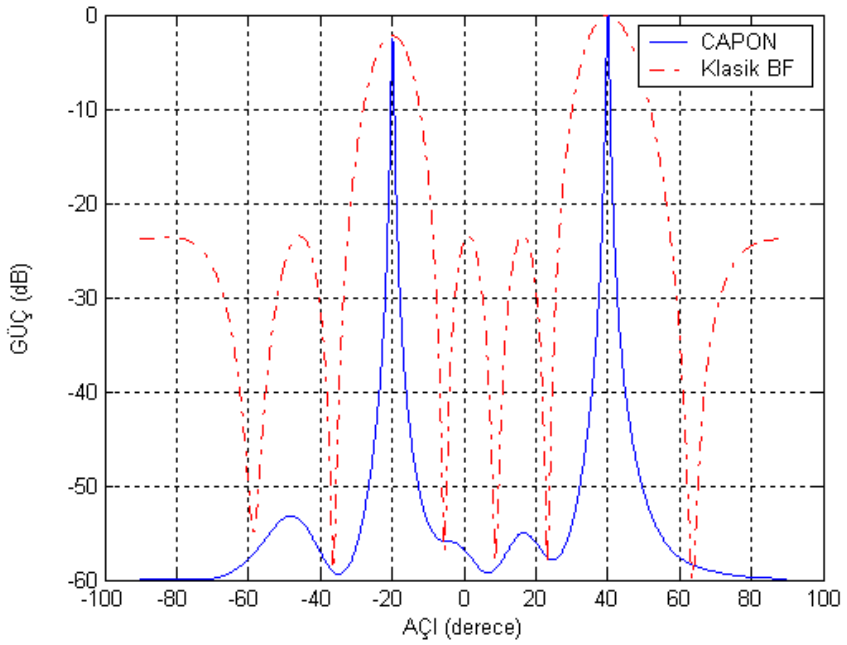
$$\boldsymbol{Y}=[\, Y_1(t), Y_2(t), \ldots\ldots, Y_D(t)]^T \tag{3.5}$$

Şeklinde olacaktır. DxD boyutlu (D tane işaretin birbirleriyle olan ilintisini ifade eden) özilinti matrisi $\boldsymbol{C} = E[\boldsymbol{Y}\,\boldsymbol{Y}^H]$ farklı yönlerden gelen işaretlerin aynı kaynaktan çıkmış olduğu durumda bu işaretler arasındaki ilinti daha yüksek, tersi durumda ise düşük çıkacaktır. İşaretlerin genliklerinin eşit olmadığı durumlarda ilinti katsayısı değerlerinin kullanılması $\boldsymbol{C}$ hesabına göre daha iyi sonuç verecektir.

Capon ile spektral çözünürlük anten geometrisine ve SNR (Signal to Noise Ratio, İşaret-Gürültü Oranı)'a bağlı olarak değişmektedir. Huzme şekillendirmede çözünürlük başarımı düşünülürken sadece tek işaret varlığı dikkate alınmamalıdır, çoklu yansıma işaretlerin varlığı da dikkate alınmalıdır. Capon yönteminin klasik yönteme üstünlüğü özellikle çoklu yansıma işaretlerin varlığında ortaya çıkmaktadır.

Capon ile yönlendirilen antenler, diğer yönlerden gelen işaretlere yüksek zayıflatma uygulayarak gürültüyü azaltmakta, ancak klasik yöntemde bu konudaki başarım

oldukça düşük olmaktadır. Şekil 3.2'de, ortamda 40^0 ve -20^0 yönlerinden gelen işaret varken Capon ile sadece bu yönlerden gelen işaretler elde edilmiş, diğer yönlerde yüksek zayıflatma uygulanmıştır. Klasik BF yönteminde ise farklı yönlerdeki zayıflatmanın daha az olduğu görülmektedir. Capon uygulanarak yönlendirilen sistemin çözünürlüğü klasik huzme şekillendirme metoduna göre yüksek olarak görülmektedir.



Şekil 3.2 : 40^0 ve -20^0 açı ile gelen iki kaynağın Capon ve klasik huzme şekillendirme yöntemleri ile geliş açılarının belirlenmesi (*SNR=25 dB*).

3.2 Uyarlamalı Huzme Şekillendirme (CI)

Tez kapsamında önerilen MVBF huzme yönlendirme yönteminin performans karşılaştırması yapılacak diğer bir yöntem de uyarlamalı huzme şekillendirme yöntemidir. θ_k yönünden gelen işareti temsil eden $\boldsymbol{a}(\theta_k)$ kip vektörü $\boldsymbol{A}$ yönlendirme matrisinden çıkarılarak *Mx(D-1)* boyutlu $\boldsymbol{A_k}$ matrisi elde edilir. $\boldsymbol{W_k}$, $\boldsymbol{A_k}$'nın dik izdüşümü, $\boldsymbol{I}$ *MxM* birim matris olmak üzere

$$\boldsymbol{W}_k = \boldsymbol{I} - \boldsymbol{A}_k (\boldsymbol{A}_k^H \boldsymbol{A}_k)^{-1} \boldsymbol{A}_k^H \qquad \textbf{(3.6)}$$

olarak elde edilir. θ_k yönünden gelen işaret

$$Y_k(t)=[\boldsymbol{W}_k\, \boldsymbol{a}(\theta_k)]^H\, \boldsymbol{W}_k \boldsymbol{X}(t) \quad \textbf{(3.7)}$$

şeklinde olacaktır.

3.3 Gürbüz Uyarlamalı Huzme Şekillendirme

Veri-bağımlı Capon huzme şekillendirme metodu ağırlık vektörlerini uyarlamalı olarak belirler. Bunu yaparken antenin yönlendirildiği işaretin olduğu açıya doğrusal koşul uygularken anten çıkış enerjisini minimum yaparak istenen işaretin en gürültüsüz şekilde elde edilmesini amaçlar.

İstenen işareti ifade eden yönlendirme vektörünün tam olarak bilindiği durumda Capon huzme şekillendirme çok iyi çözünürlüğe sahiptir. Fakat gerçek geliş açısı ve hesaplanan geliş açısının farklı olmasından veya dizi antenin kalibrasyon hatasından dolayı yönlendirme vektörü hatalı olabilir. Bu gibi durumda istenen işaret girişim işareti olarak algılanarak bastırılabilir. Bu hata, elde edilen işaretin düşük güçlü olmasına, işaretin girişim artı gürültü oranının (SINR) da düşmesine sebep olacaktır. Bunun sonucunda Capon huzme şekillendirme standard bir huzme şekillendirme metodundan daha kötü sonuçlar verebilir.

Toplanan verinin uzunluğu da performansı etkiler. Veri sayısı anten sayısına eşit veya daha az olması durumunda özilinti matrisi kestiriminin tersi büyük hatalara sebep olabilir. Bu durumda huzme şekillendirme sonuçlarında ciddi mertebede bozulmalar ortaya çıkabilecektir.

Capon huzme şekillendirme metodunun ideal dışı etkilere karşı gürbüzlüğünün sağlanması için birçok çalışma yapılmıştır. Bütün bu çalışmalar arasında en yaygın kabul görmüş olanı Köşegen Yükleme (Diagonal Loading (DL)) metodudur [62]. Ancak bu çalışmalarda dikkati çeken nokta DL seviyesinin nasıl seçileceğinin net tanımlanmamış olmasıdır.

Gürbüz uyarlamalı huzme şekillendirme (Robust Adaptive Beamforming) yönteminin kriter ifadesini tanımlamak için, $\boldsymbol{R}$ kovaryans matrisini farklı bir formda ifade edersek,

$$\boldsymbol{R} = \sigma_0^2 \boldsymbol{a}_0 \boldsymbol{a}_0^H + \sum_{k=1}^{K} \sigma_k^2 \boldsymbol{a}_k \boldsymbol{a}_k^H + \boldsymbol{Q} \quad \textbf{(3.8)}$$

σ_0^2 ve σ_k^2 varyansları *K+1* sıfır ortalamalı, ilişkisiz işaretlerin güçlerini, $\boldsymbol{a}_0$ ve $\boldsymbol{a}_k$ bu işaretlerin yönlendirme vektörlerini, $\boldsymbol{Q}$ ise gürültü özilinti matrisini ifade etmektedir. (3.8)'deki $\sigma_0^2 \boldsymbol{a}_0 \boldsymbol{a}_0^H$ ifadesi istenen işareti, $\sum_{k=1}^{K} \sigma_k^2 \boldsymbol{a}_k \boldsymbol{a}_k^H$ ifadesi girişim ve gürültü işaretlerini göstermektedir.

$\boldsymbol{U}$ özvektörler matrisi, $\boldsymbol{\Gamma}$ köşegen özdeğerler matrisi olmak üzere, kovaryans matrisi

$$\boldsymbol{R} = \boldsymbol{U}\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{U}^H \tag{3.9}$$

şeklinde gösterilir. Pratik uygulamalarda $\boldsymbol{R}$ yerine (3.10)'daki gibi örneklem (sample) kovaryans matris kullanılır.

$$\hat{\boldsymbol{R}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} \boldsymbol{y}_n \boldsymbol{y}_n^H \tag{3.10}$$

Çoğu zaman $\boldsymbol{a}_0$ yönlendirme vektörü kesin olarak bilinememektedir. Bu durumda gürbüz uyarlamalı huzme şekillendirme vektörleri istenen işaretin gücünün mümkün olduğu kadar yüksek olmasını hedefler. $\boldsymbol{a}_0$ hakkındaki tek bilgi,

$$\left[\boldsymbol{a}_0 - \bar{\boldsymbol{a}}\right]^H \boldsymbol{C}^{-1} \left[\boldsymbol{a}_0 - \bar{\boldsymbol{a}}\right] \leq 1 \tag{3.11}$$

olacak şekilde bir belirsizlik elipsinin içinde yer alacağı varsayımıdır. Burada $\bar{\boldsymbol{a}}$, $\boldsymbol{a}_0$'ın (3.11) ile ifade edilen belirsizlik kümesinde bulunan yönlendirme vektörüdür.

Özellikle $\boldsymbol{C} = \varepsilon \boldsymbol{I}$ ölçekli birim matris, ε kullanıcı tanımlı bir parametre olarak seçildiğinde, küresel belirsizlik kısıtı ortaya çıkar. Yani $\left\|\bar{\boldsymbol{a}}\right\| = M$ kısıtı altında küresel belirsizlik

$$\left\|\boldsymbol{a}_0 - \bar{\boldsymbol{a}}\right\|^2 \leq \varepsilon \tag{3.12}$$

şeklinde tanımlanır [62]. Bu tez kapsamında incelenen ve performans analizleri yapılan bozulmamış belirsizlik elips kümesi kıstası (Non-degenerate RCB), düz belirsizlik elips kümesi kıstası (Flat Ellipsoidal Uncertainty Set, FEUS) ve norm

kısıtlamalı gürbüz Capon huzme şekillendirme (NCCB RCB) yöntemlerinin detaylı anlatımları EK C'de verilmiştir.

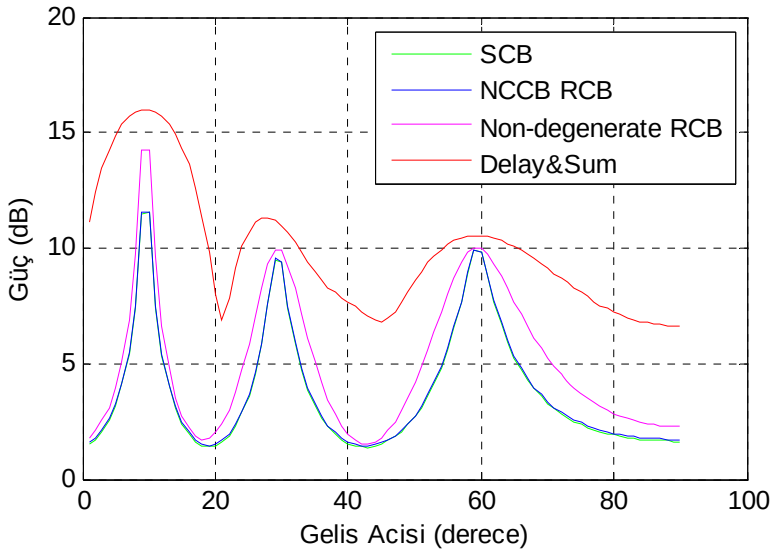
3.3.1 Gürbüz huzme şekilllendirme metotlarının karşılaştırması

Yukarıda anlatılan huzme şekillendirme metotlarının performans karşılaştırmaları Şekil 3.3'te verilmektedir. Huzme şekillendirme işleminde önemli kriterin ilgilenilen işaretlerin güçlerinin gerçek değerine yakın olarak elde edilmesidir. Bu işlemi gerçekleştirirken elde edilen açı spektrumunun da çözünürlüğünün yüksek olması gerekmektedir.

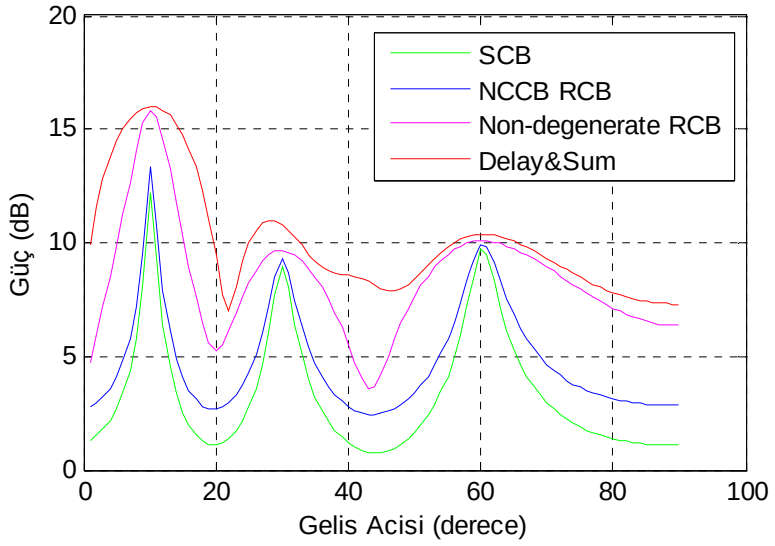
Yapılan benzetimde 10 antenli durumda, ortamda 10^0, 30^0, 60^0'de güçleri sırasıyla 16 dB, 10 dB, 10 dB olan üç kaynak bulunmaktadır. Bu benzetimde amaç önerilen yöntemlerin kalibrasyon hatalarına karşı gürbüzlüğünü karşılaştırmaktır. Bu amaçla her bir anten ölçümüne rasgele faz kayması eklenmiştir. Bu faz kaymaları sıfır ortalamalı ve belirli bir standart sapma değerine karşılık gelen bir normal dağılımından örneklenmiştir. Veri sayısının huzme şekillendirme performansına etkisini göstermek için 50 örnekli ve 1000 örnekli veri uzunluklarında denemeler yapılmıştır.

Şekiller incelendiğinde gürbüz metotların (RCB) diğer metotlara göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir. En basit huzme şekillendirme metodu olan Geciktir-topla (Delay&Sum) metodu işaretlerin güçlerini en yakın olarak belirlemesine rağmen açısal çözünürlüğü çok düşük olmaktadır. Standart Capon huzme şekillendirme (SCB) metodu yüksek örnek sayısında ve düşük anten kalibrasyon hatalarında gürbüz RCB metodlarına yakın sonuçlar vermektedir. Ancak düşük örnek sayısında ve düşük anten kalibrasyon hatalarında RCB metotları kullanılarak istenen işaretlerin güçleri daha yüksek seviyelerde elde edilmektedir.

Şekil 3.3 (a)'da düşük anten faz kayması durumunda veri uzunluğu yüksek iken net görülmeyen performans farkı, veri uzunluğu düşük iken Non-degenerate RCB için Şekil 3.3 (b)'de görülmektedir.



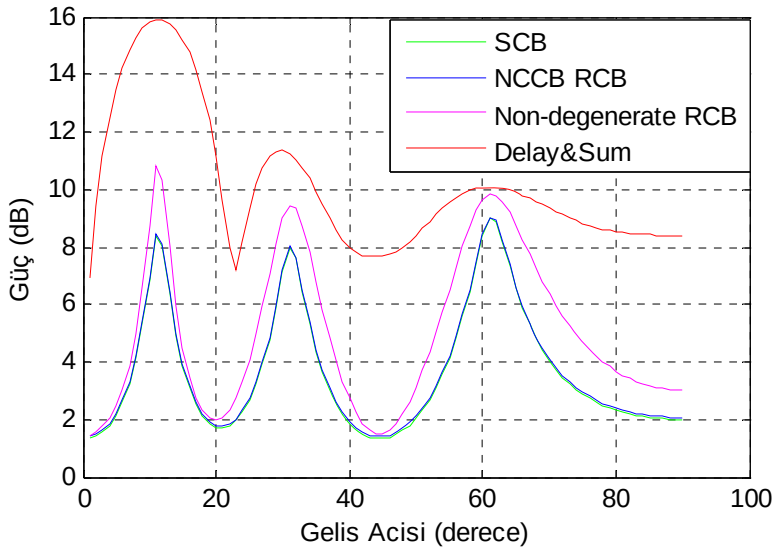
(a)



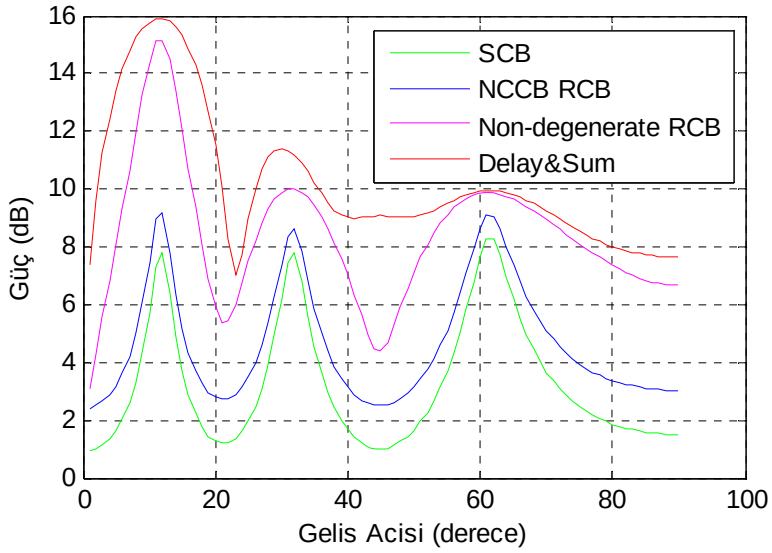
(b)

Şekil 3.3: Farklı huzme şekillendirme metotlarının farklı anten uyumsuzluklarına karşı tepkilerinin değişik örnek sayılarında test edilmesi. **(a)** anten faz kayma açısı: 0.5^0, örnek sayısı: *1000* **(b)**anten faz kayma açısı: 0.5^0, örnek sayısı: *50*.

Anten faz kayma açısı yüksek değerler aldığında standart RCB huzme şekillendirme yöntemi ile elde edilen işaretin enerjisi düşmekte, Non-degenerate RCB yönteminin enerjisi ise Şekil 3.4'te görüldüğü gibi daha yüksek elde edilmektedir. RCB metotlarının standart SCB metoduna üstünlüğü Şekil 3.4 (b)'deki gibi özellikle yüksek anten faz kayma açısı ve düşük örnek sayılarında ortaya çıkmaktadır.



(a)



(b)

Şekil 3.4: Farklı huzme şekillendirme metotlarının farklı anten uyumsuzlarına karşıtepkilerinin değişik örnek sayılarında test edilmesi. **(a)**anten faz kayma açısı: 2.0^0,örnek sayısı: *1000* **(b)**anten faz kayma açısı: 2.0^0, örnek sayısı: *50*.

3.3.2 Köşegen yükleme (Diagonal Loading (DL)) seviyesinin otomatik tespit edilmesi

Huzme şekillendirme uygulamaları sırasında ortaya çıkacak yönlendirme vektörü hatalarında ve az veri elde etme durumlarında ortaya çıkacak sorunları tolere etmek

için DL yöntemi kullanılır. (3.13)'te görüldüğü gibi kovaryans matrisi köşegenlerine ekleme yapılarak gerçeklenir [62].

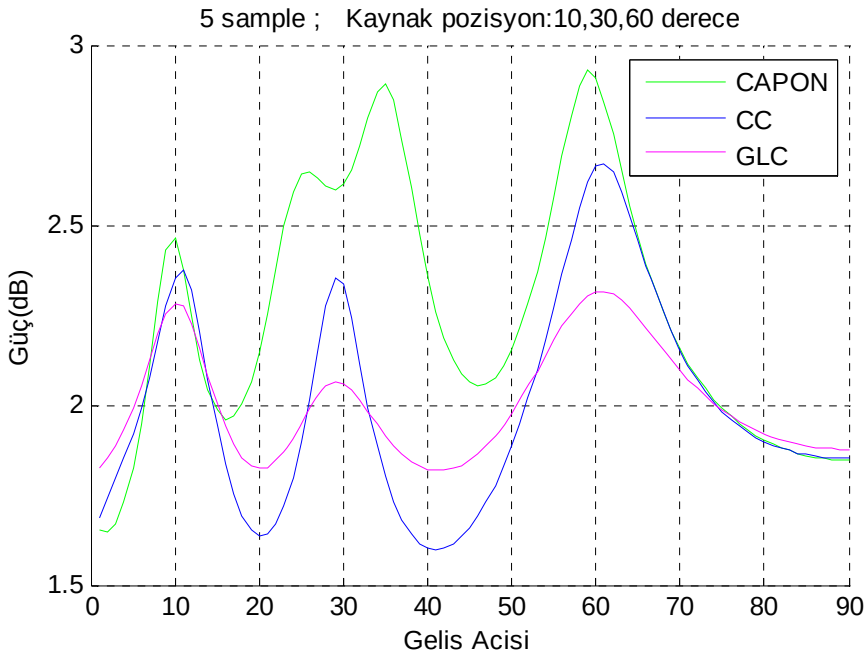
$$\boldsymbol{w} = \kappa(\hat{\boldsymbol{R}} + \delta\boldsymbol{I})^{-1}\bar{\boldsymbol{a}} \tag{3.13}$$

δ DL seviyesini gösterirken κ ölçekleme faktörüdür ve istenen işaretin gücünün tam olarak hesaplanması durumunda dikkate alınır. İstenen işaretin gücünün değil de kendisinin elde edilmesi hedeflendiğininde girişim ve gürültü oranına (SINR) bakılır. (3.14)'te görüldüğü gibi SINR κ'dan bağımsızdır.

$$SINR = \frac{\sigma_0^2 \left| \hat{\boldsymbol{w}}^H \boldsymbol{a}_0 \right|^2}{\hat{\boldsymbol{w}}^H \left(\sum_{k=1}^{K} \sigma_k^2 \boldsymbol{a}_k \boldsymbol{a}_k{}^H + \boldsymbol{Q} \right) \hat{\boldsymbol{w}}} \tag{3.14}$$

Gürbüz huzme şekillendirme metotları içerisinde en yaygın kullanılanı köşegen yükleme metodudur. Bu metot ile dizilim anten çıkış vektörünün kovaryans matrisinin özdeğerlerine sabit DL değerleri eklenerek sistemin değişik hatalara karşı gürbüzlüğü sağlanmaktadır. Fakat DL seviyesinin analitik olarak belirlenmesi mümkün değildir. Yukarıda verilen gürbüz huzme şekillendirme denemelerinin hepsinde kullanıcı tarafından belirlenen parametre değerleri kullanılarak sonuçlar elde edilmiştir. Bu bölümde ise kullanıcı tarafından herhangi bir parametre girişine ihtiyaç olmadan uygulanan gürbüz huzme şekillendirme çalışması sunulmaktadır [56,57]. Dışbükey birleşim çözümü (CC) ve doğrusal birleşim çözümü (GLC) olarak isimlendirilen yöntemler ile DL seviyesi otomatik olarak tespit edilmekte ve gürbüz huzme şekillendirme işlemi herhangi bir kullanıcı parametre girişine ihtiyaç duymadan yapılmaktadır. Bu iki yöntemin detaylı anlatımı EK D'de sunulmaktadır.

Şekil 3.5'te Bu iki otomatik RBF metodunun standart Capon'a karşı performans üstünlüğü gösterilmektedir.

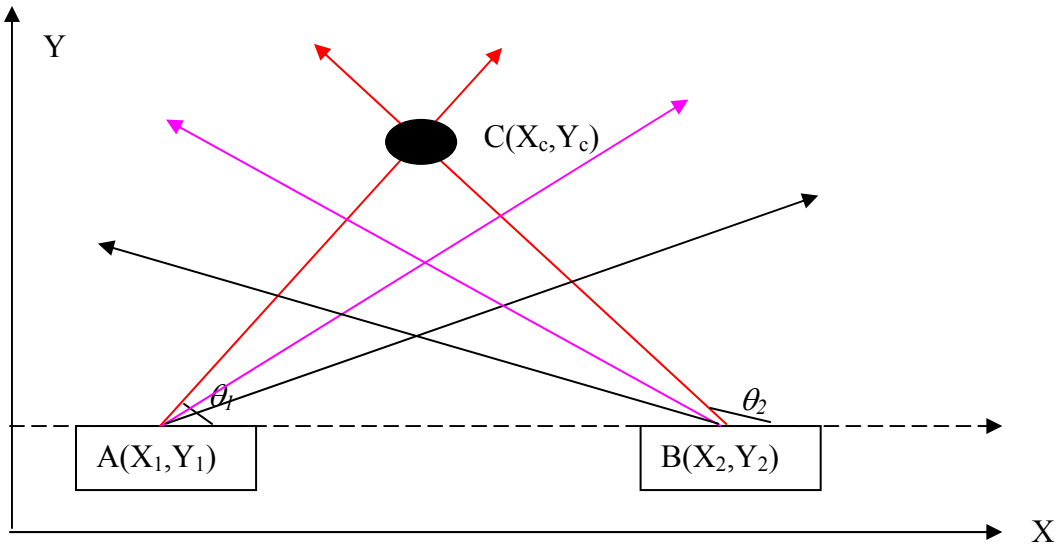


Şekil 3.5: Otomatik olarak DL seviyesi tespit edilen RBF metotlarının Capon huzme şekillendirme metodu ile karşılaştırması (kaynak sayısı 3, geliş açıları:10^0, 30^0, 60^0, anten sayısı:*10*, *SNR=15 dB*).

4. VERİCİLERİN KONUMLARININ BELİRLENMESİ

Telsiz vericilerinin konumlarının belirlenmesi için en az iki DF sistemi gerekmektedir. Bu sayı arttıkça konumlandırma başarısı da artmaktadır. Konumlandırma işlemi Şekil 4.1'de genel olarak gösterilmektedir. Burada amaç C noktasındaki vericinin koordinatlarının elde edilmesidir.

Çoklu yansıma olan ortamlarda bir vericiden çıkan işaretler farklı sistemlere farklı yönlerden geldiklerinden dolayı konum belirlemede hatalar çıkmaktadır. Bu hataları düzeltmek için işaretler arasındaki ilinti değerleri kullanılabilir. Bölüm 2'de işaret modeli anlatılırken belirtildiği gibi aynı kaynaktan çıkan işaretler birbirleriyle yüksek ilintili, farklı kaynaklardan çıkan işaretler ise birbiriyle ilintisizdir.



Şekil 4.1 : Konumlandırma işleminin genel gösterimi.

Şekil 4.1'de basit haliyle verilen ideal çalışma şartları her zaman sağlanamaz, ortamda çoklu yansıma ve fazla sayıda verici olması durumunda konumlandırma hataları ortaya çıkar. Bu problemin çözümü için önerilen "yanlış konum eleme" yöntemi aşama aşama anlatılacaktır [7].

4.1 Çoklu Yansımalı ve Kaynaklı Ortamda Yanlış-Konum Eleme Yöntemi

Ortamda D adet yol, L adet çoklu yansımadan gelen yol, $L<D$, $D<M$ şartıyla bulunsun. A ve B merkezlerinde düzgün doğrusal antenlerden oluşan DF sistemleri bulunsun. A ve B merkezlerinde elde edilen D ve L değerleri farklı olabilir ancak ifade kolaylığı açısından eşit olarak gösterilecektir.

Aşama 1: MUSIC ve uzamsal yumuşatma kullanılarak A ve B merkezlerine gelen D tane işaretin geliş açıları tespit edilir.

A merkezinde elde edilen açı değerleri: $\theta_{A_1}, \theta_{A_2}, ..., \theta_{A_D}$

B merkezinde elde edilen açı değerleri: $\theta_{B_1}, \theta_{B_2}, ..., \theta_{B_D}$

Aşama 2: Uyarlamalı huzme şekillendirme kullanılarak aşama1'de elde edilen açılardan gelen işaretler elde edilir.

A merkezinde elde edilen işaretler: $Y_{A_1}(t), Y_{A_2}(t), ..., Y_{A_D}(t)$

B merkezinde elde edilen işaretler: $Y_{B_1}(t), Y_{B_2}(t), ..., Y_{B_D}(t)$

Aşama 3: A merkezinde $Y_{A_1}(t), Y_{A_2}(t), ..., Y_{A_D}(t)$ işaretlerinin birbirleriyle olan ilinti katsayıları elde edilir. İlinti katsayıları üst üçgenel matris olarak ifade edilir.

$$\boldsymbol{C}_A = \begin{bmatrix} \rho_{A_1A_1} & \rho_{A_1A_2} & . & . & \rho_{A_1A_D} \\ 0 & \rho_{A_2A_2} & \rho_{A_2A_3} & . & \rho_{A_2A_D} \\ 0 & 0 & . & . & \rho_{A_3A_D} \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & \rho_{A_DA_D} \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.1)}$$

$\rho_{A_iA_j}$ ifadesinde A_i ve A_j , θ_i ve θ_j yönlerinden gelen işaretlerin ilinti katsayısını göstermektedir. μ deneysel olarak elde edilen eşik değer olmak üzere; $\rho_{A_iA_j} > \mu$ olması durumunda, θ_i ve θ_j yönlerinden gelen işaretlerden birisi çoklu yansıma işaretidir. Kaynaktan doğrudan gelecek işaretin genliği daha büyük olacağından $Y_{A_i}(t), Y_{A_j}(t)$ işaretlerin güç değerleri hesaplanır ve düşük güçlü işaret yansıma

işareti olarak belirlenir ve elenir. Bu işlem sonucunda *L* tane işaret elenir ve geriye *D-L* tane işaret kalır. Geriye kalan işaretler ve yönleri şöyle ifade edilir.

A merkezine kaynaktan direkt gelen işaretlerin açı değerleri: $\theta_{AA_1}, \theta_{AA_2}, ..., \theta_{AA_{D-L}}$

A merkezine kaynaktan direkt gelen işaretler: $Y_{AA_1}(t), Y_{AA_2}(t), ..., Y_{AA_{D-L}}(t)$

Aşama 4: *B* merkezinde $Y_{B_1}(t), Y_{B_2}(t), ..., Y_{B_D}(t)$ işaretlerinin birbirleriyle olan ilinti katsayıları elde edilir. İlinti katsayıları üst üçgenel matris olarak ifade edilir.

$$\boldsymbol{C}_B = \begin{bmatrix} \rho_{B_1B_1} & \rho_{B_1B_2} & . & . & \rho_{B_1B_D} \\ 0 & \rho_{B_2B_2} & \rho_{B_2B_3} & . & \rho_{B_2B_D} \\ 0 & 0 & . & . & \rho_{B_3B_D} \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & \rho_{B_DB_D} \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.2)}$$

$\rho_{B_iB_j}$ ifadesinde B_i ve B_j , θ_i ve θ_j yönlerinden gelen işaretlerin ilinti katsayısını göstermektedir. ε deneysel olarak elde edilen eşik değer olmak üzere; $\rho_{B_iB_j} > \varepsilon$ olması durumunda, θ_i ve θ_j yönlerinden gelen işaretlerden birisi çoklu yansıma işaretidir. Kaynaktan direkt gelecek işaretin genliği daha büyük olacağından $Y_{B_i}(t), Y_{B_j}(t)$ işaretlerin güç değerleri hesaplanır ve düşük güçlü işaret çoklu yansıma işareti olarak belirlenir ve elenir. Bu işlem sonucunda *L* tane işaret elenir ve geriye *D-L* tane işaret kalır. Geriye kalan işaretler ve yönleri şöyle ifade edilir.

B merkezine kaynaktan direkt gelen işaretlerin açı değerleri: $\theta_{BB_1}, \theta_{BB_2}, ..., \theta_{BB_{D-L}}$

B merkezine kaynaktan direkt gelen işaretler: $Y_{BB_1}(t), Y_{BB_2}(t), ..., Y_{BB_{D-L}}(t)$

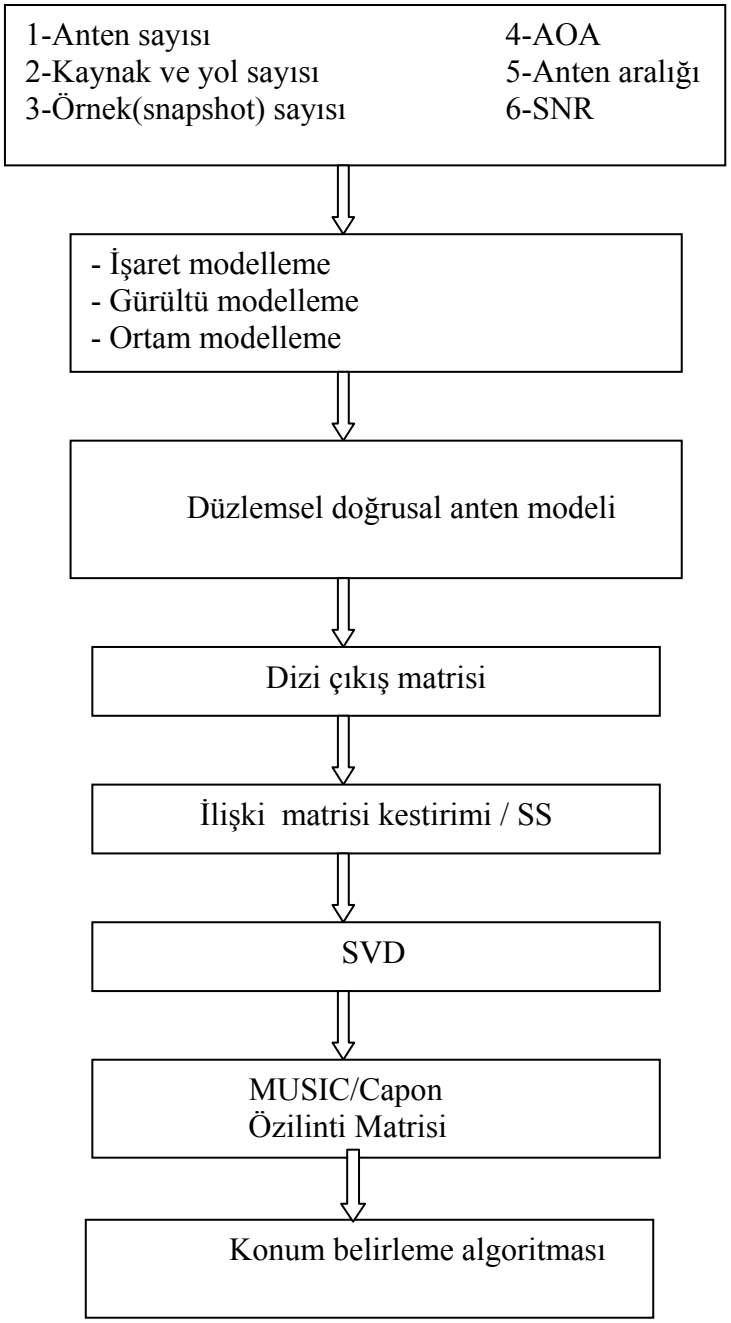
Aşama 5: *A* ve *B* merkezlerinde elde edilen $Y_{AA_1}(t), Y_{AA_2}(t), ..., Y_{AA_{D-L}}(t)$ ve $Y_{BB_1}(t), Y_{BB_2}(t), ..., Y_{BB_{D-L}}(t)$ işaretleri kullanılarak tekrar çapraz ilinti matrisi elde edilir.

$$\boldsymbol{C}_{AB} = \begin{bmatrix} \rho_{AA_1BB_1} & \rho_{AA_1BB_2} & \cdot & \cdot & \rho_{AA_1BB_{D-L}} \\ \rho_{AA_2BB_1} & \rho_{AA_2BB_2} & \cdot & \cdot & \rho_{AA_2BB_{D-L}} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \rho_{AA_{D-L}BB_1} & \rho_{AA_{D-L}BB_2} & \cdot & \cdot & \rho_{AA_{D-L}BB_{D-L}} \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.3)}$$

$\boldsymbol{C}_{AB}$ ilinti katsayısı matrisinde çoklu yansıma işareti bulunmaz, dolayısıyla yüksek olan ilinti katsayısı değeri o katsayıyı oluşturan işaretlerin aynı kaynaktan çıktığını ifade eder. Örneğin; eşik değerin üzerinde olan bir $\rho_{AA_iAB_j}$ katsayısına göre *A* merkezine θ_i yönünden gelen işaret *B* merkezine θ_j yönünden gitmektedir. Bunun sonucunda da, *A* merkezine θ_i yönünden gelen işarete, *B* merkezinden karşılık gelecek θ_j haricindeki *D-L-1* yön elenmiş olacaktır.

4.2 Konum Belirleme Adımları

Yukarıda anlatılan metotların gerçeklenmesi ilk olarak bilgisayar ortamında yapılmıştır. Bu çalışmanın aşamaları Şekil 4.2'de gösterilmektedir. İlk olarak *6* tane parametre belirlenir, işaret, gürültü ve ortam modeline göre simulasyon verisi üretilir. Diğer aşamalardan da geçirilen işaretin en son aşamada açı spektrumu elde edilir.



Şekil 4.2 : Sistemin genel çalışması.

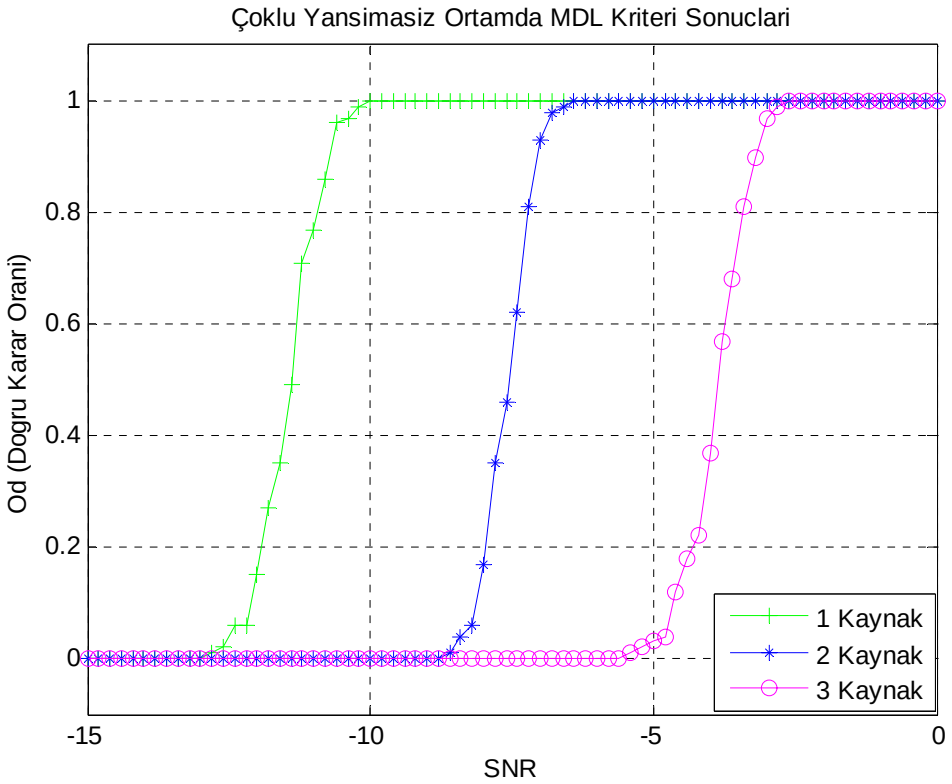
M elemanlı bir anten dizilimi için ilişki matrisi ***R***, *MxM* boyutlarında olacaktır. Bu sistemin kestirebileceği en fazla işaret kaynağı sayısı da *M-1* olarak tespit edilir [1]. Simülasyon çalışmaları sırasında uygulanan metotların başarımı farklı SNR değerleri için karşılaştırılarak en başarılı metot tespit edilmiştir. Buna ek olarak spektrum çözünürlüğü, örneklenmiş data uzunluğunun etkisi ve işlem süreleri de değerlendirmede dikkate alınmıştır. En önemli parametrelerden birisi de antenler arası uzaklık *d* değeridir ve genel olarak *λ/2*'den küçük değerleri kullanılmıştır.

5. UYGULAMA VE BENZETİM SONUÇLARI

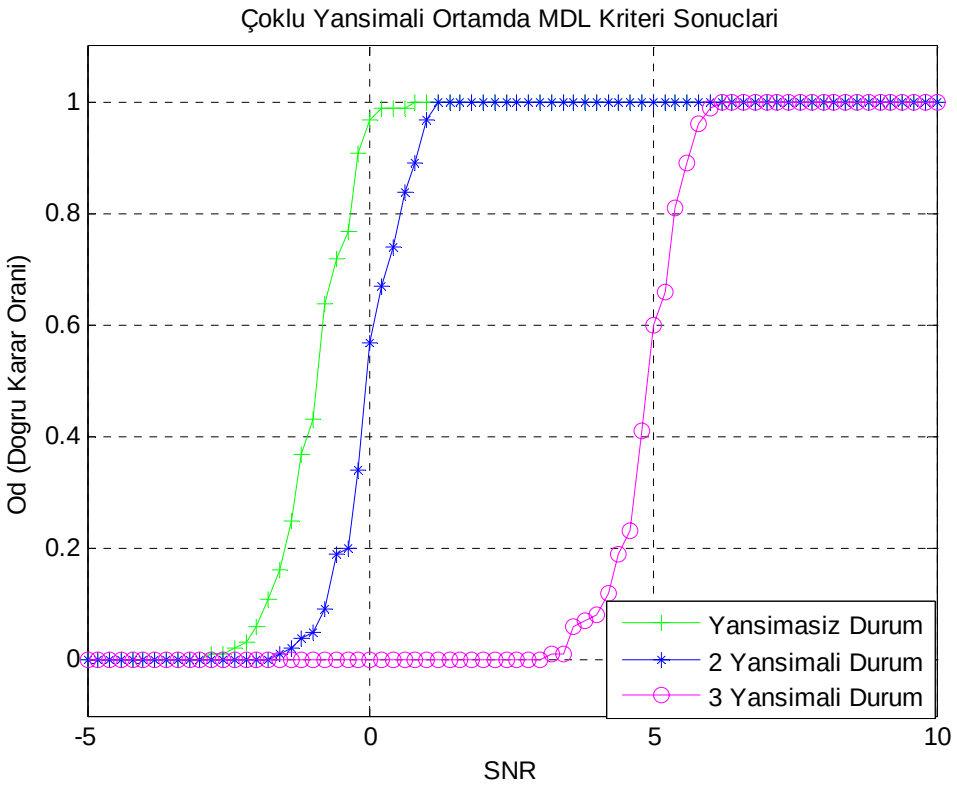
Bu bölümde önceki bölümlerde anlatılan bütün yöntemlerin uygulama ve benzetim sonuçları verilecektir. Kullanılan yöntemlerin detaylı anlatımları önceki bölüm ve eklerde verildiğinden burada sadece sonuçlar sunulacaktır.

5.1 ITC (Information Theoretic Criteria) Benzetim Çalışması

Ortamdaki yol sayısının belirlenmesinde kullanılan en yaygın yöntem ITC'nin farklı durumlar için elde edilen performans grafikleri Şekil 5.1 ve Şekil 5.2'de gösterilmektedir. Bu benzetimde ortamın SNR değeri değiştirilerek, Şekil 5.1 için kaynak sayısının doğru karar verme oranına etkisi, Şekil 5.2 için çoklu yansıma varlığının doğru karar verme oranına etkisi incelenmiştir. Bu sonuçlara göre kaynak sayısı arttıkça ve ortamda çoklu yansıma olduğunda performans düşmektedir.



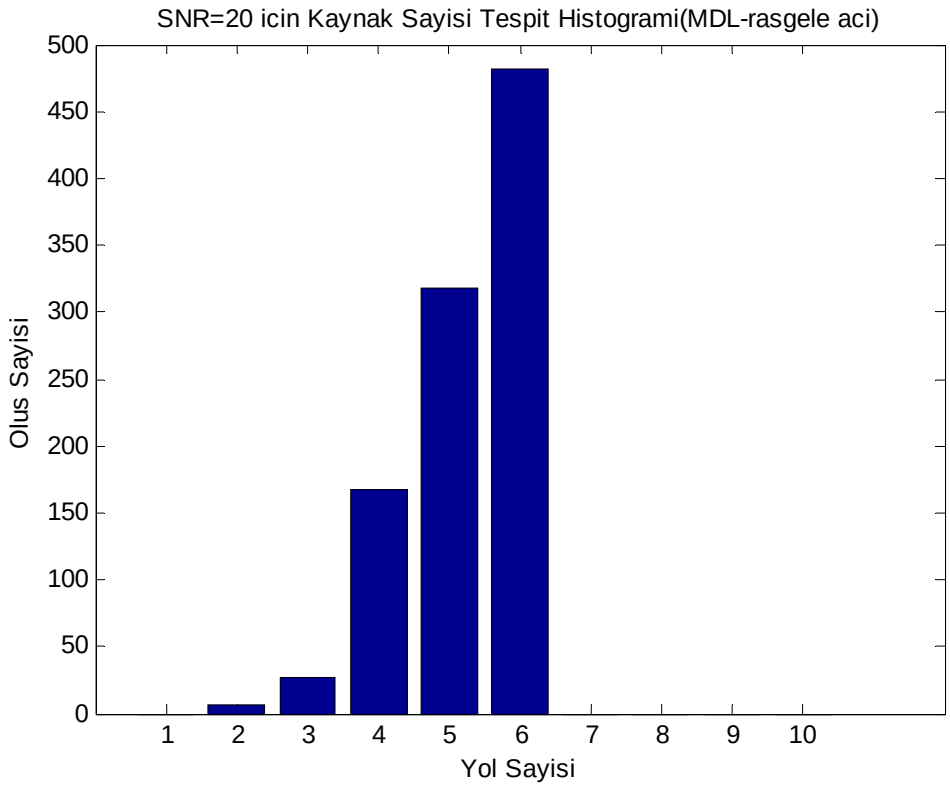
Şekil 5.1 : Çoklu yansımasız ortamda farklı sayıda yol sayısının MDL ile tespitinin SNR-P_d grafiği (her SNR değerinde *1000* tekrar).



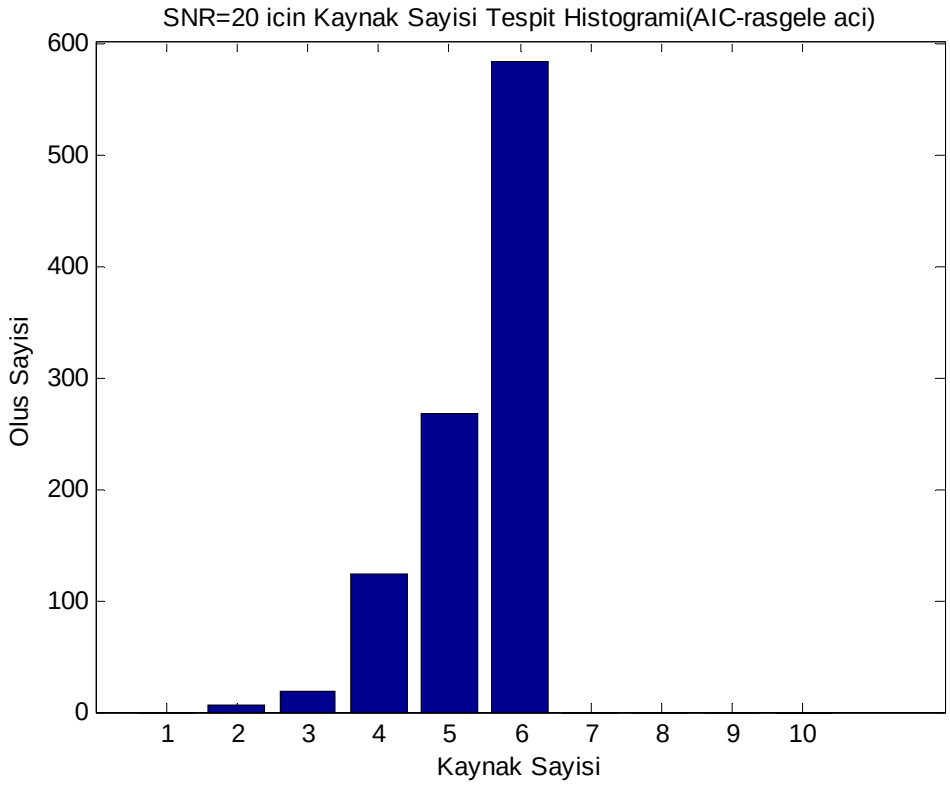
Şekil 5.2 : Çoklu yansımalı ortamda farklı sayıda yol sayısının MDL ile tespitinin SNR-P_d grafiği (her SNR değerinde *1000* tekrar).

Başarım oranlarının tespitinde kaynak sayısı ve yol sayısının başarımı etkileme sınırları vardır. Yapılan denemelerde yol sayısı sınırı maksimum *m-1* (anten alt dizilimi sayısı-1) olarak, tek kaynaktan oluşacak maksimum yol sayısı *m-3* olarak tespit edilmiştir.

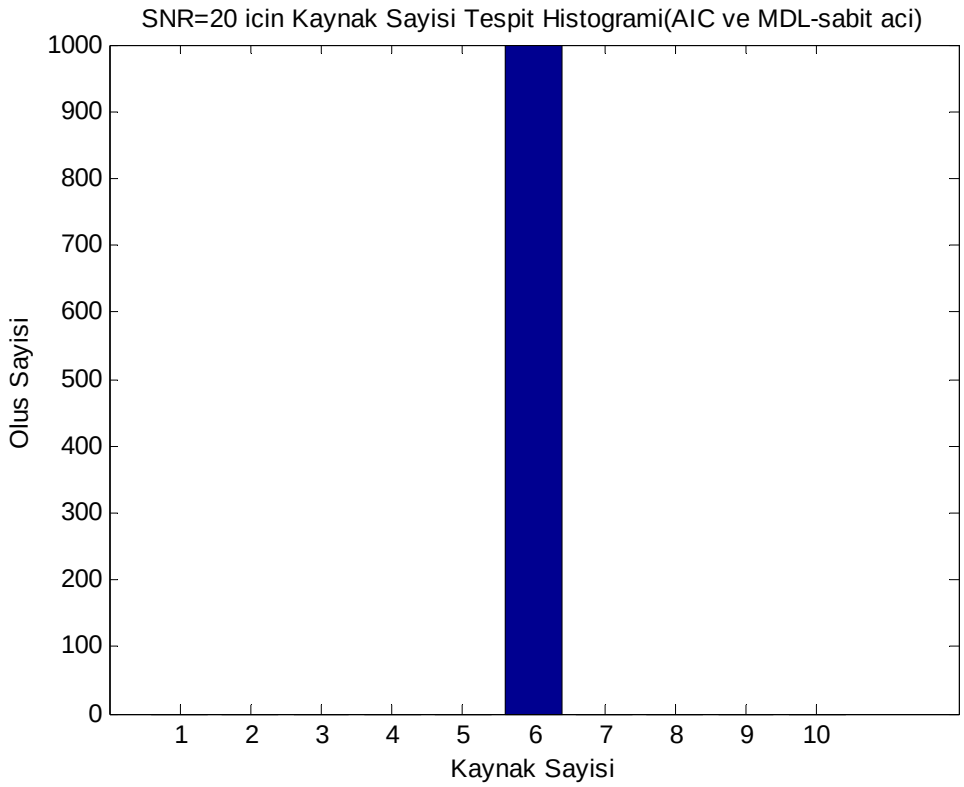
ITC başarımı geliş açılarına göre de değişmektedir. Sinyallerin geliş açıları birbirlerine yaklaştıkça başarım düşmektedir. Bazı geliş açıları için yol sayısının 6 olarak *%100* başarı ile belirlendiği durumlarda, geliş açıları -60^0 ile 60^0 arasında düzgün dağılımlı rasgele açılar seçilmesi durumunda başarım durumu Şekil 5.3 ve Şekil 5.4'te gösterildiği gibi bozulmaktadır. Belirli açılardaki başarısı ise Şekil 5.5'te gösterildiği gibi iyi olabilmektedir.



Şekil 5.3 : Çoklu yansımalı ortamda, rasgele açılardan gelen *6* sinyal yolu var iken yol sayısının MDL ile tespiti histogramı (*1000* tekrar).

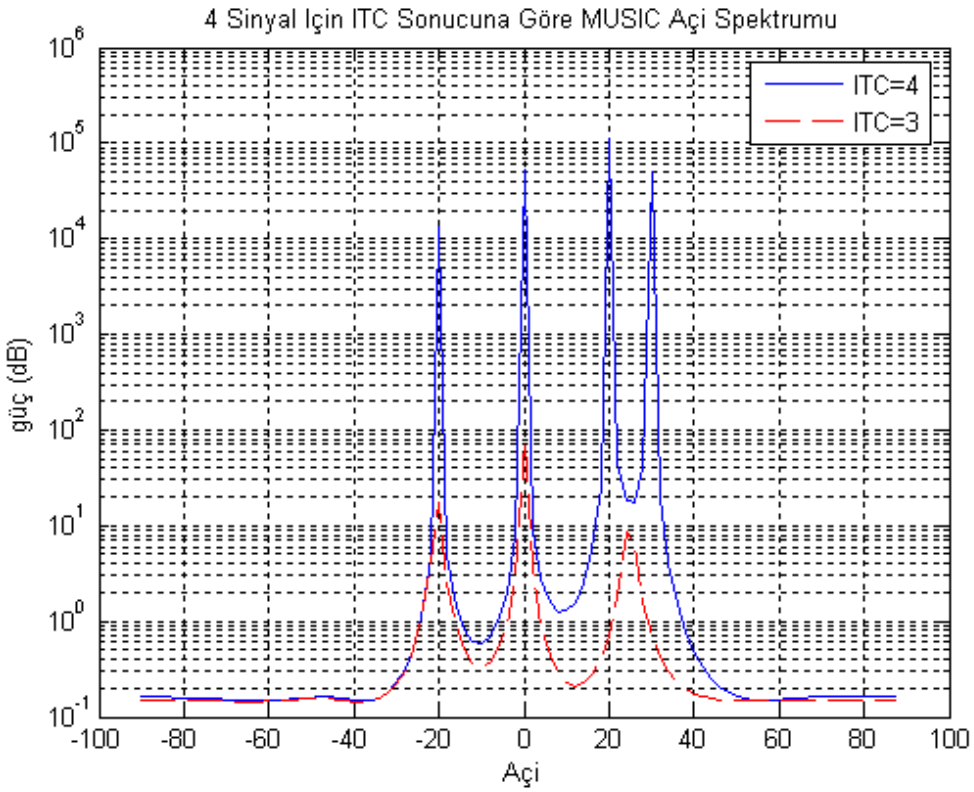


Şekil 5.4 : Çoklu yansımalı ortamda, rasgele açılardan gelen *6* sinyal yolu varken yol sayısının AIC ile tespiti histogramı (*1000* tekrar).



Şekil 5.5 : Çoklu yansımalı ortamda, rasgele açılardan gelen *6* sinyal yolu var iken yol sayısının AIC ve MDL ile tespiti histogramı (*1000* tekrar).

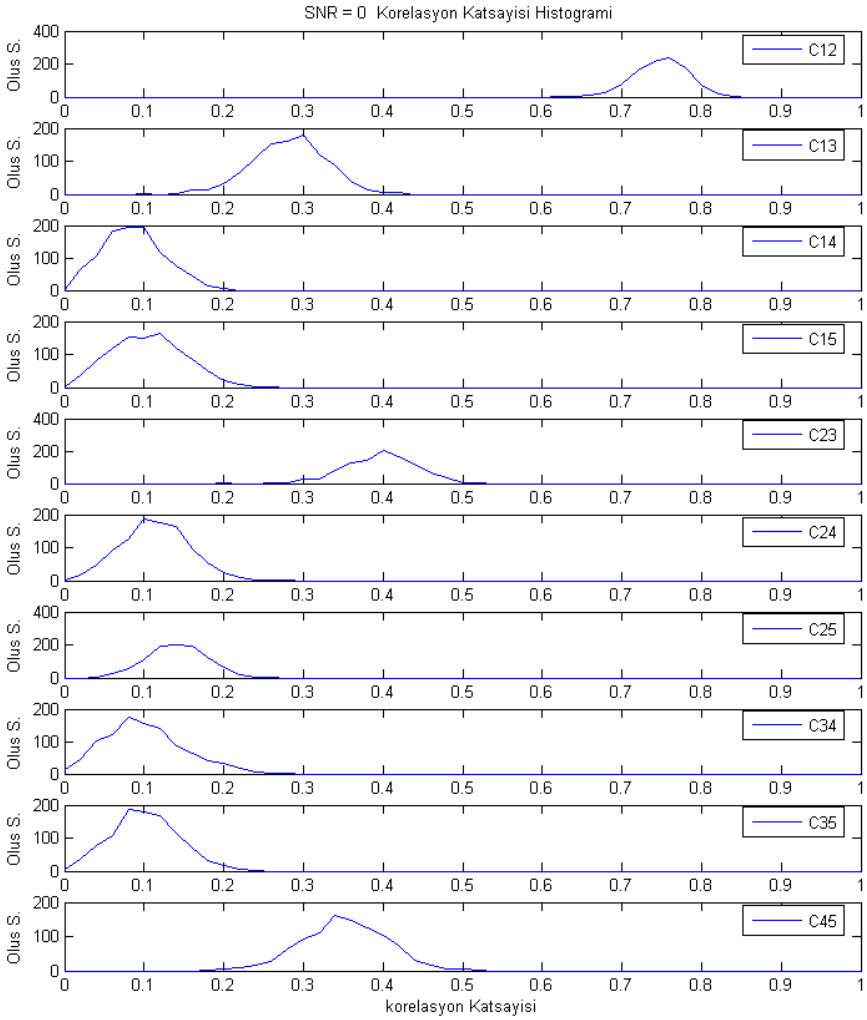
MUSIC ile açı spektrumun elde edilebilmesi için ortamdaki sinyal sayısının doğru olarak tespit edilebilmesi gerekmektedir. Bu sebeble çalışmanın bu aşaması oldukça önemlidir. Şekil 5.6'da ortamda -20^0, 0^0, 20^0, 30^0 açılarından gelen *4* sinyal olması durumunda ITC ile sinyal sayısının *4* veya *3* olarak belirlenmesi durumundaki MUSIC açı spektrumu gösterilmektedir. Şekil 5.6'da görüldüğü gibi sinyal sayısının hatalı olarak belirlenmesi durumunda 20^0 ve 30^0 açılarından gelen sinyaller tespit edilememektedir.



Şekil 5.6 : ITC başarımınındaki hata sonucu MUSIC açı spektrumunun bozulması.

5.2 Korelasyon Katsayısı Çalışması

Korelasyon katsayısının dağılımın incelenmesi için bu benzetimde ortamdaki 4 kaynaktan birincisinden yayılan sinyal çoklu yansımaya uğrayarak alıcı sisteme ulaşmaktadır. Anten sayısının *10* olduğu durumda, antenler *7*'li alt antenlere ayrılarak uzamsal yumuşatmaya tabi tutulmuştur. ITC ile sinyal sayısı *5* olarak tespit edilmiş, MUSIC ile sinyallerin geliş yönleri -25^0, -10^0, 0^0, 20^0, 30^0 olarak tespit edilmiştir.



Şekil 5.7 : *SNR=0*, kaynak sayısı *5* iken korelasyon katsayılarının histogramları.

MVBF kullanılarak bu açılardan gelen sinyaller ve bunlar arasındaki korelasyon katsayıları histogramları Şekil5.7'de gösterilmiştir. Bu çalışma farklı SNR değerleri için tekrarlanmış ve EK-B'de sonuçlar verilmiştir.

Aynı kaynaktan yayılan sinyaller arasındaki yüksek korelasyon bilgisi kullanılarak bu sinyallerin aynı kaynaktan olduğu tespit edilebilmektedir. Birinci ve ikinci sinyaller arasındaki yüksek korelasyon değerinden bu sinyallerin aynı kaynaktan yayıldığı anlaşılmaktadır. Bu sınıflandırmanın yapılabilmesi için bir eşik değer kullanılması gerekmektedir.

5.2.1 MVBF için eşik değer bulunması

MVBF huzme şekillendirme kullanılarak, Yong ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada, korelasyon katsayısı için eşik değer sabit (*0.6-0.7* aralığında) seçilmiştir [7]. Sabit eşik değeri farklı SNR değerlerinde hatalı sonuçlar elde edilmesine neden olabilmektedir. Eşik değerinin belirlenmesinde analitik bir modelin takip edilmesi gerekmektedir. Bu sebeple aşağıdaki modelleme çalışması yapılmıştır.

Bayes sınıflandırıcı kullanılarak eşik değerinin tespiti yapılacaktır. Bayes sınıflandırıcıların ifadesi (5.1)'de verilmektedir. y, MVBF sonucunda elde edilen korelasyon katsayısı rasgele değişkeni olmak üzere,

$$LR = \frac{P_{y/H_1}^{(y/H_1)}}{P_{y/H_0}^{(y/H_0)}} \underset{H_0}{\overset{H_1}{<>}} \frac{P_0(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})} = \tau \qquad \textbf{(5.1)}$$

P_0 ve P_1, H_0 ve H_1 hipotezlerinin önsel olasılıklarını, C_{ij} koşullu karar maliyetlerini, τ eşik değeri göstermektedir. $P_{y/H_i}^{(y/H_i)}$ koşullu olasılıklarının oranı τ eşik değeri ile karşılaştırılarak H_0 veya H_1 kararları verilmekte ve antenlere ulaşan işaretlerin aynı kaynaktan veya farklı kaynaktan geldikleri kararı verilmektedir.

y işaretinin H_0 için $N(\sigma^2,m_0)$, H_1 için $N(\sigma^2,m_1)$ dağılımlarına sahip olduğunu kabul edilirse; P_0 ve P_1 önsel olasılıkların eşit olduğu, C_{ij} değerlerinin düzgün olduğu ideal durum için (5.1)'deki ifade sadeleştirilirse,

$$LR = \frac{P_{y/H_1}^{(y/H_1)}}{P_{y/H_0}^{(y/H_0)}} = \frac{e^{-(y-m_1)^2/2\sigma^2}}{e^{-(y-m_0)^2/2\sigma^2}} \qquad \textbf{(5.2)}$$

$$LR = e^{\frac{m_1-m_0}{\sigma^2}(y-\frac{m_0+m_1}{2})} \underset{H_0}{\overset{H_1}{<>}} 1 \qquad \textbf{(5.3)}$$

elde edilir ve her iki tarafın doğal logaritması alınırsa,

$$y \underset{H_0}{\overset{H_1}{<>}} \frac{m_0 + m_1}{2} \qquad \textbf{(5.4)}$$

elde edilir. Çalışmamız kapsamında (5.4)'deki eşik değeri her SNR değeri için ayrı ayrı hesaplanmaktadır. Yaptığımız çalışmalarda eşik değerleri bu yöntem kullanılarak seçilmiş ve sonuçlar Şekil 5.7 ve EK-B'de verilmiştir. *SNR=20* iken (5.4)'e göre hesaplanan eşik seviye, *SNR=-5* değerine kadar olan diğer SNR değerlerinde de kullanıldığında elde edilen sınıflandırma başarısı *%99* olmaktadır.

5.2.2 Korelasyon katsayısı kullanımı

Yukarıdaki (2.19)'da ifade edilen açı izgesindeki toplam D tane tepenin θ değerleri ayrı ayrı belirlenir. Yönleri için MVBF uygulanarak, yine D adet $Y(t)$ zaman sinyali ($Y_1(t),\ Y_2(t),\ldots\ldots,Y_D(t)$) elde edilir. $Y_i(t)$ ve $Y_j(t)$ sinyallerinin arasındaki ilinti katsayıları ρ_{ij} belirlenerek ortamdaki kaynak sayısı ve hangi tepenin hangi kaynağa ait olduğu tespit edilir. Bu işlem çapraz ilinti matrisi kullanılarak da yapılabilir.

Yaptığımız irdelemelerde ρ_{ij} katsayı değerlerinin olasılık yoğunluk dağılımları değişintileri görece sabit, ortalama değerleri her SNR değerinde farklı bir değer alan normal dağılıma sahip olduğu gözlenmiştir. Elde edilen ilinti katsayısı eğer tespit edilen eşik değerden küçük ise sinyaller farklı kaynaktan yayılmış, büyük ise aynı kaynaklardan yayılmış kararı verilmektedir.

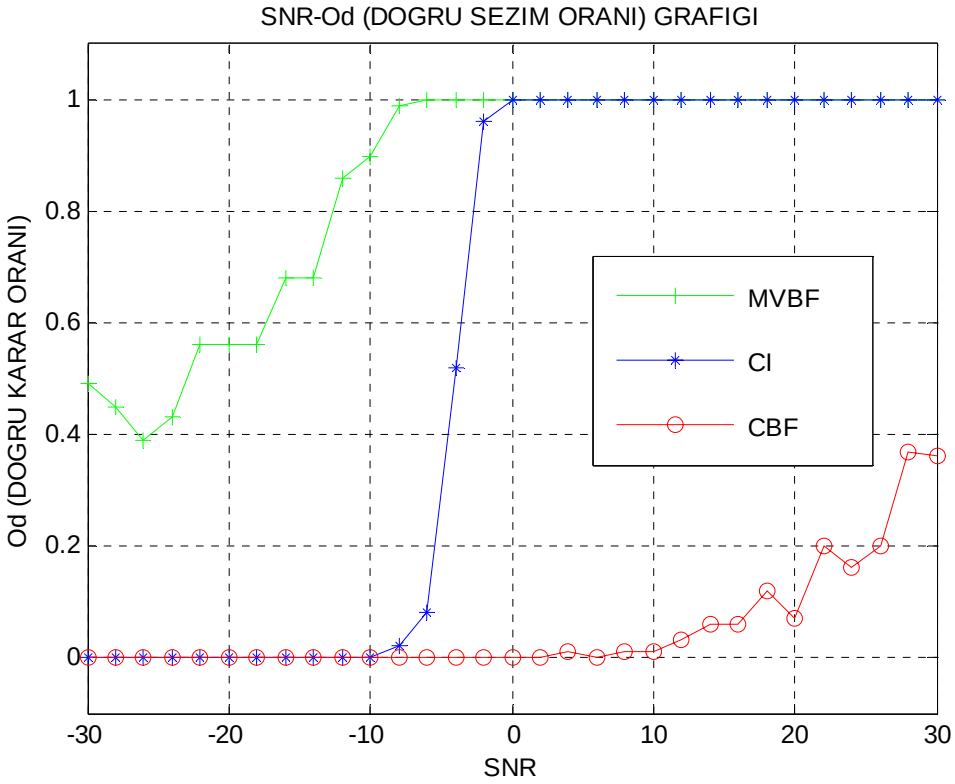
5.2.3 Benzetim sonuçları

Benzetimlerimizde *10* antenli düzgün doğrusal anten dizilimi öngörülmektedir. Antenler arası uzaklık dalga boyunun yarısı seçilerek örtüşmeye karşı (aliasing) önlem alınmıştır. Veri boyu *200* örnek seçilmiştir.

Benzetimde *3* yöntem karşılaştırılmıştır: Bunlar sırasıyla: MVBF, CI ve CBF (klasik huzme şekillendirme [13]) yöntemleridir. Performans karşılaştırmaları, iki farklı simülasyon gerçeklemesi sonucunda elde edilen iki farklı grafik üzerinde değerlendirilmiştir. Sınamalarımız aşağıda özetlenmektedir.

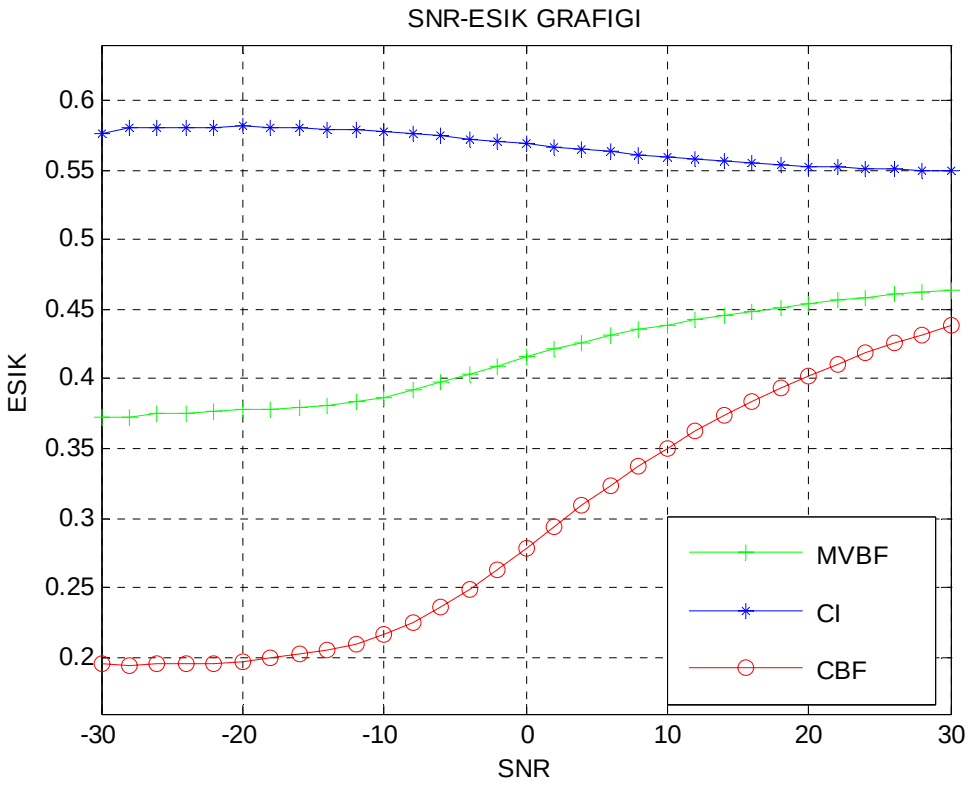
5.2.3.1 Sınama 1: SNR-Od (Doğru Sezim Oranı) grafiği

Ortamda iki sinyal kaynağı bulunmaktadır. Birinci kaynaktan yayılan sinyal çoklu yansıma sebebiyle iki farklı yoldan -5^0 ve 5^0 açıyla, diğer kaynaktan yayılan doğrudan 20^0 açıyla alıcı anten dizilimine ulaşmaktadır. Bu durum için farklı SNR değerlerinde elde edilen doğru sezim oranları Şekil 5.8'de sunulmuştur. Görüldüğü gibi MVBF kullanılarak yapılan huzmeleme ile elde edilen başarı diğer yöntemlere göre daha yüksektir. Örneğin SNR değerinin *-10* olduğu durumda MVBF yöntemi *0.9* doğru karar verme oranı ile yüksek performans gösterirken diğer yöntemler tamamen hatalı çalışmaktadır.



Şekil 5.8 : *2* kaynak, *3* farklı yol durumlu SNR-O_d grafiği.

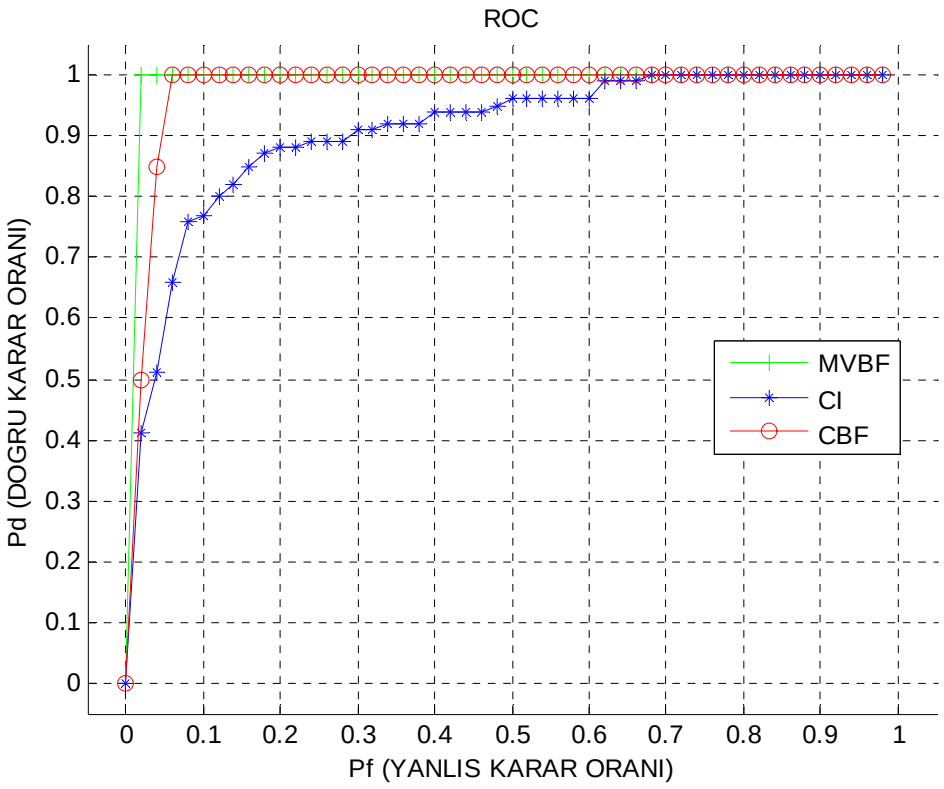
Çalışmamızda, her SNR değerinde eşik değeri uyarlamalı olarak hesaplanarak her üç yöntemin başarı oranının arttırılması sağlanmıştır. Eşik değerinin sabit alındığı durumlarda başarı oranının düştüğü gözlenmiştir. Ayrıca karar verme başarısını arttırmak için uygun bir eşik değerinin belirlenmesi amacıyla fazladan zaman harcanması gerekmektedir. Şekil 5.9'da farklı SNR değerleri için elde edilen eşik değerlerinin her üç yöntem için değişimi verilmektedir. Şekil 5.9'da görüldüğü gibi teorik olarak farklı SNR değerlerinde farklı eşik seviyeleri kullanılmalıdır.



Şekil 5.9 : 2 kaynak, 3 farklı yol durumlu SNR-eşik grafiği.

5.2.3.2 Sınama 2: ROC grafiği

ROC grafiğinin elde edilebilmesi için ortamda iki sinyalin bulunacağı iki farklı durum kullanılarak P_0 (her iki sinyalin birbiriyle ilintisiz olma oranı histogramı) ve P_1 (her iki sinyalin birbiriyle ilintili olma oranı histogramı) elde edilerek farklı P_f değerlerine karşılık gelen P_d değerleri hesaplanacaktır. Birinci sinyal 5^0, ikinci sinyal 30^0 açıyla alıcı anten dizilimine ulaşmaktadır. Bu durum için elde edilen ROC grafiği Şekil 5.10'da verilmektedir. Bu sonuca göre Capon ve CBF kullanılarak yapılan huzme şekillendirme ile elde edilen başarı CI yöntemine göre daha iyidir.

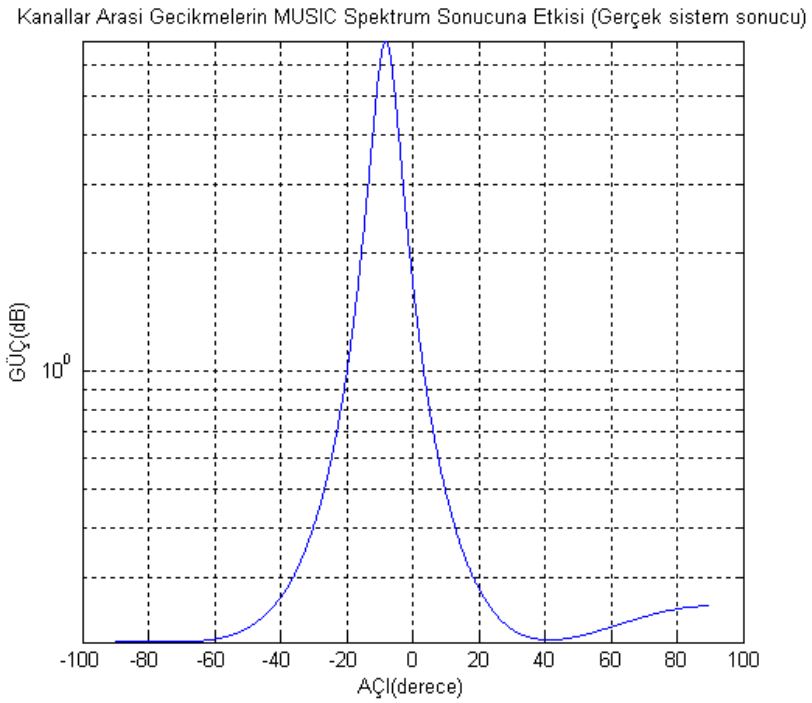


Şekil 5.10 : 5^0 ve 30^0 ile yayılan sinyallerin ROC grafiği.

Yukarda yapılan iki sınama işleminde, MUSIC ile elde edilen geliş açılarında *3* farklı huzme şekillendirme yöntemi kullanılmıştır. Sonuç olarak MVBF yöntemi diğer yöntemlere göre iyi sonuçlar vermiştir. Huzmeleme sonucunda elde edilen sinyallerin aynı kaynaktan yayılıp yayılmadıklarının kararı aşamasında gerekli olan eşik değeri uyarlamalı seçilerek karar verme başarısı arttırılmıştır.

5.3 Dizilim Anten Uygulamasında Kanallar Arası Faz Gecikmelerinin Açı Spektrumuna Etkisi ve Kalibrasyon

Telsiz vericilerinin yerinin tespiti için kurulan, *7* antenden oluşan anten dizilimi kullanılarak Şekil 5.11'deki MUSIC açı-güç sözde spektrum sonucu elde edilmiştir. Burada kaynak 0^0 konumundadır. Fakat şekilde görüldüğü gibi sonuç hatalı olarak -10^0 olarak tespit edilmektedir. Bu hataya ek olarak açı spektrumunun çözünürlüğü de oldukça düşük olmaktadır.



Şekil 5.11 : *7* Antenli DF sisteminde 0^0 konumundaki kaynağın açı spektrumu.

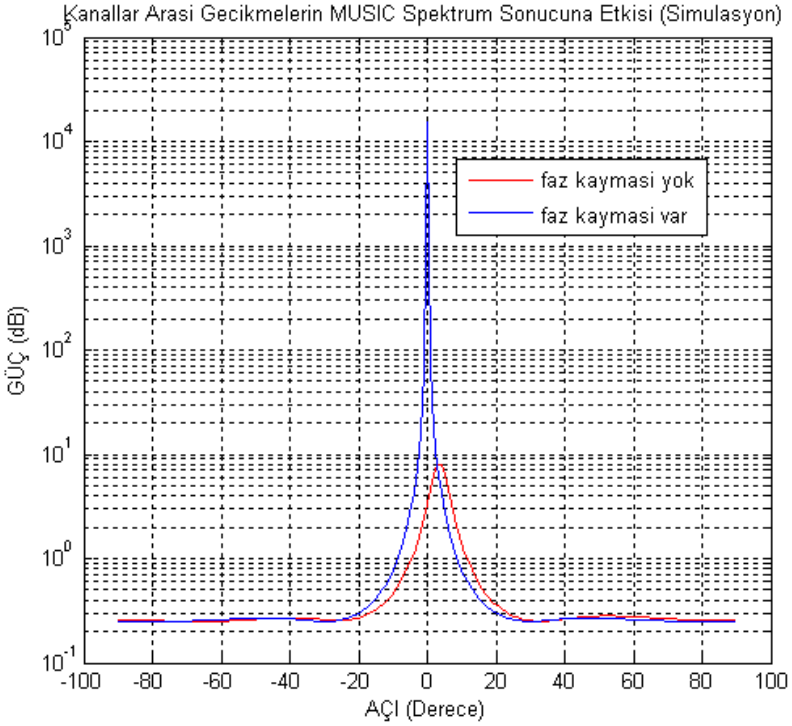
Uygulamada karşılaşılan bu durumun kanallar arasındaki farklı faz gecikmelerinden kaynaklandığı tespit edilmiştir. Gerçek uygulamada kanallar arasındaki faz gecikmeleri minimum olacak şekilde ayarlanmaya çalışıldığı halde tamamen sıfırlanamamıştır. Kanallar arasında gecikmeler 1'inci. kanala göre aşağıdaki gibidir.

Çizelge 5.1 : Kanallar arasındaki faz kaymaları.

1.kanal-2.kanal:	-4^0
1.kanal-3.kanal:	-3^0
1.kanal-4.kanal:	5^0
1.kanal-5.kanal:	0^0
1.kanal-6.kanal:	0^0
1.kanal-7.kanal:	6^0

Çizelge 5.1'deki gecikmeler aynı şartlarda, farklı zamanlarda değişmekte olduğundan kanallar arasındaki gecikme değerleri rastlantısal değişkenlik karakteristiği göstermektedir. Bu durumda tam anlamıyla bir kalibrasyon yapmak zorlaşmaktadır.

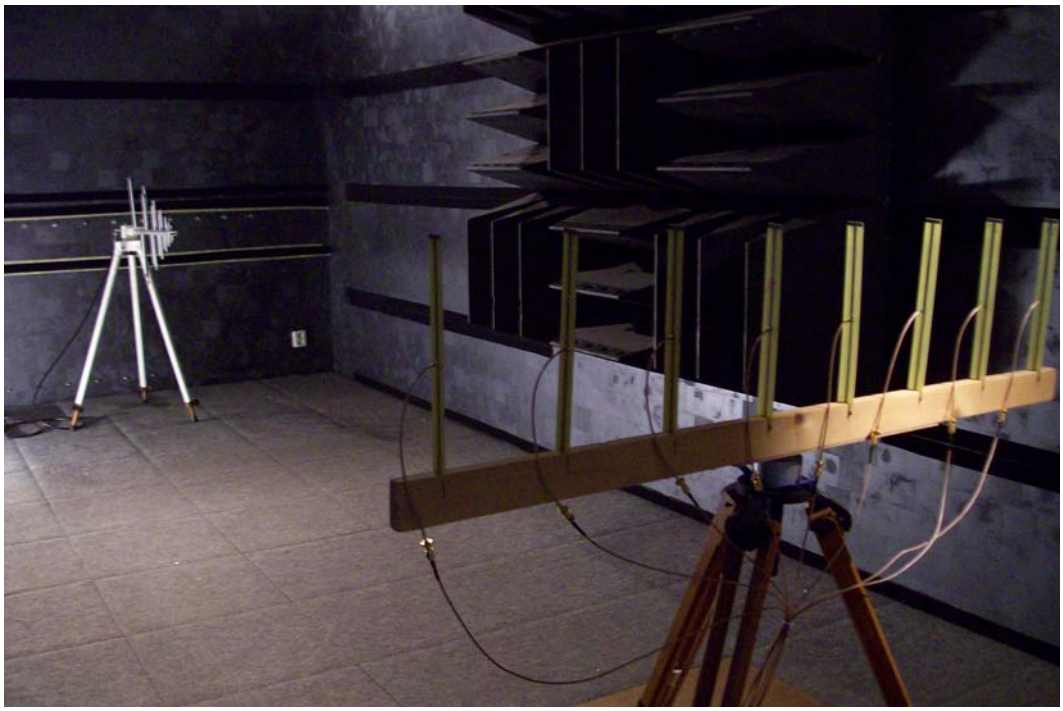
Çizelge 5.1'deki değerler kullanılarak yapılan benzetimde ideal kanallar arasındaki faz gecikmeleri bu değerlere eşitlenmiş ve faz spectrumu Şekil 5.12'de gösterildiği gibi elde edilmiştir. Görüldüğü gibi çözünürlük düşmüş, açı değeri de gerçek değerinden sapmıştır. Kanallar arasındaki faz farklarının düzeltildiği durumda, 0^0 konumundaki kaynağın yönü Şekil 5.12'de gösterildiği gibi yüksek çözünürlükte ve doğru açı değerinde tespit edilmiştir.



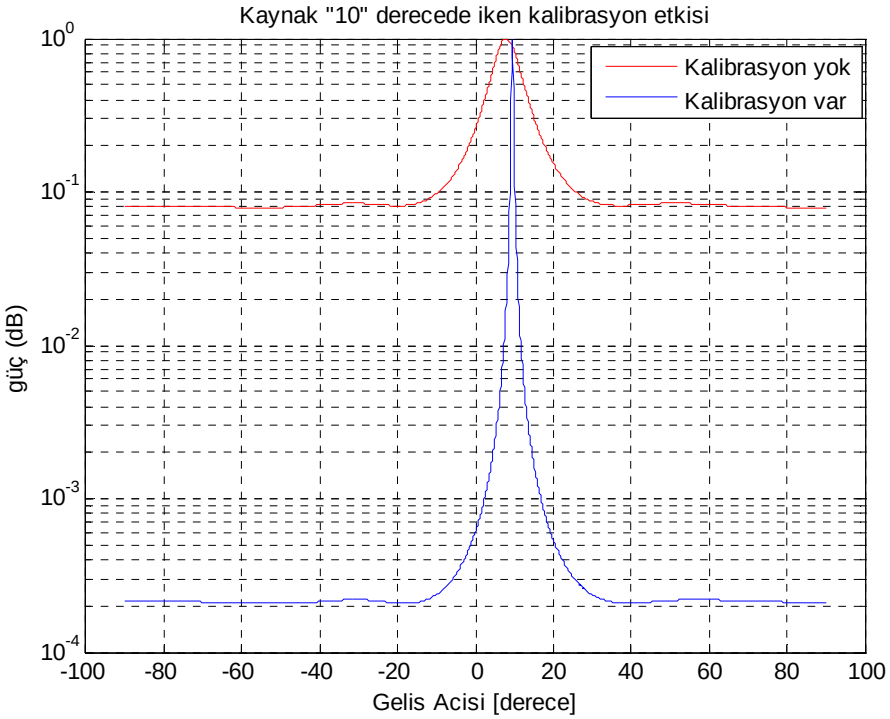
Şekil 5.12 : Kanallar arası faz kaymasının açı spektrumuna etkisi.

Bu sonuç gerçek uygulamada karşılaşılan düşük çözünürlük ve hatalı açı kestiriminin kaynağının kanallar arası gecikme olduğunu göstermektedir.

Yukarıdaki benzetimde görüleceği gibi dizilim antenlerin kalibrasyonun yapılmadığı durumlarda geliş açıları hatalı bulunmakta, açı spektrumu da düşük çözünürlüklü elde edilmektedir. Bu problemler kalibrasyon uygulamaları ile giderilmiştir. Dizilim antenini kalibre etmek için bir tane referans kalibrasyon anteni kullanılır. Referans anten ile farklı geliş açılarından işaret yayınlanır ve dizilim antenle alınan bu işaretler işlenir ve bir kalibrasyon tablosu çıkarılır. Şekil 5.13'te uygulamada kullanılan kalibrasyon düzeneği verilmektedir. Şekil 5.14'te ise kalibrasyon sonucunda performans artışı görülmektedir.



Şekil 5.13 : Dizilim anten ve referans kaynaktan oluşan kalibrasyon düzeneği.



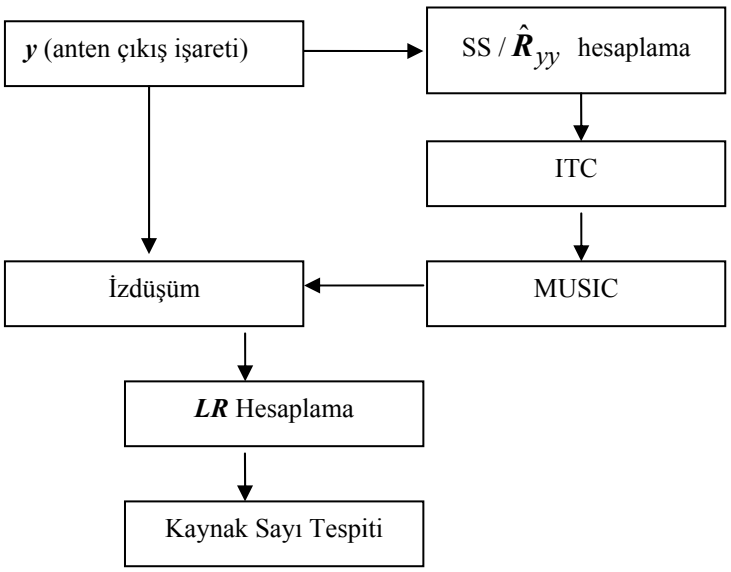
Şekil 5.14 : Kaynak *10* derecede iken sistemin kalibrasyon etkisi.

5.4 LRT ile MVBF Yöntemlerinin Karşılaştırması

LRT algoritması kullanılarak telsiz vericilerinin sayısının ve yerlerinin tespiti başarımı arttırılmaktadır. LRT uygulamasında dikkat edilmesi gereken en önemli

nokta ikiden fazla yol olan durumda, ilgilenilen işaret uzayına izdüşüm yaparak ilgilenilmeyen yönlerden gelen işaretlerin elimine edilmesi ve gürültünün azaltılmasıdır. LRT uygulamasında izdüşüm ile, H_0 ve H_1 durumlarına karşılık gelen θ_i ve θ_j yönleri dışındaki işaretlerin altuzayına dik altuzayda işlem yapılarak istenmeyen diğer yollardan gelen işaretlerin ve gürültünün etkisi azaltılır.

Aşağıdaki şekilde LRT algoritmasının uygulama aşamaları gösterilmektedir.



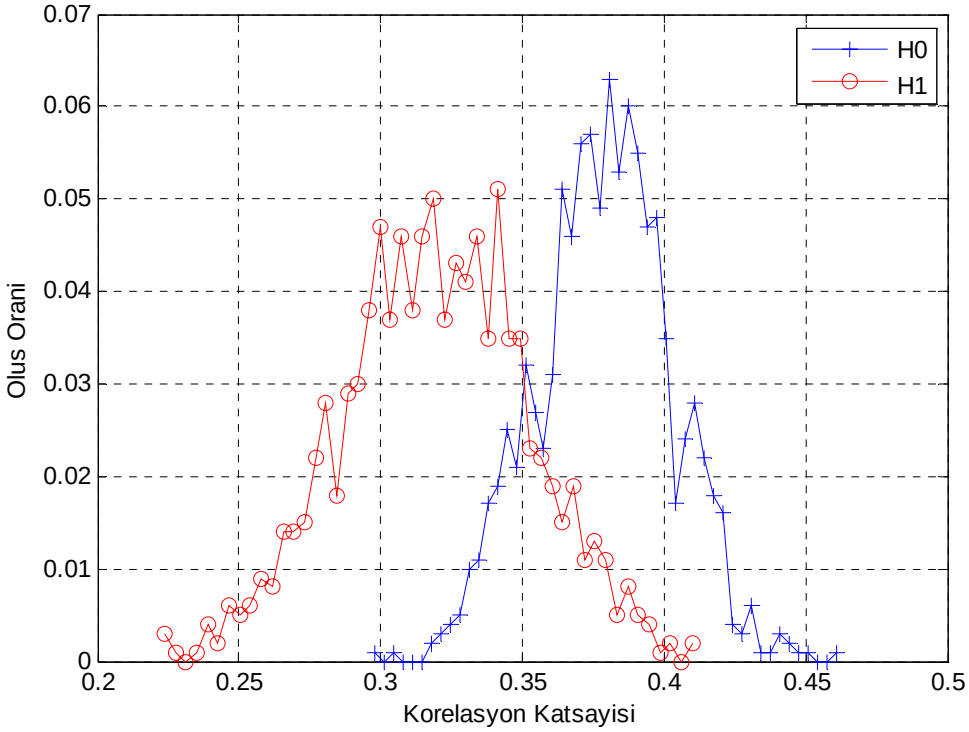
Şekil 5.15 : LRT uygulama aşamaları.

Yukarıdaki şekilde görüldüğü gibi ilk olarak anten çıkış işareti $\boldsymbol{y}$ elde edilir, uzamsal yumuşatma sonrasında $\hat{\boldsymbol{R}}_{yy}$ elde edilir. ITC ile yol sayısı tespiti yapılır. Bu bilgi kullanılarak MUSIC uygulanır ve elde edilen mod vektörleri ve uzamsal yumaşatma uygulanmamış anten çıkış işareti $\boldsymbol{y}$ kullanılarak izdüşüm yapılarak sonrasında olabilirlik oranı hesaplanır. Olabilirlik oranı önceden belirlenen bir eşikle karşılaştırılarak kaynak sayısı kararı verilir.

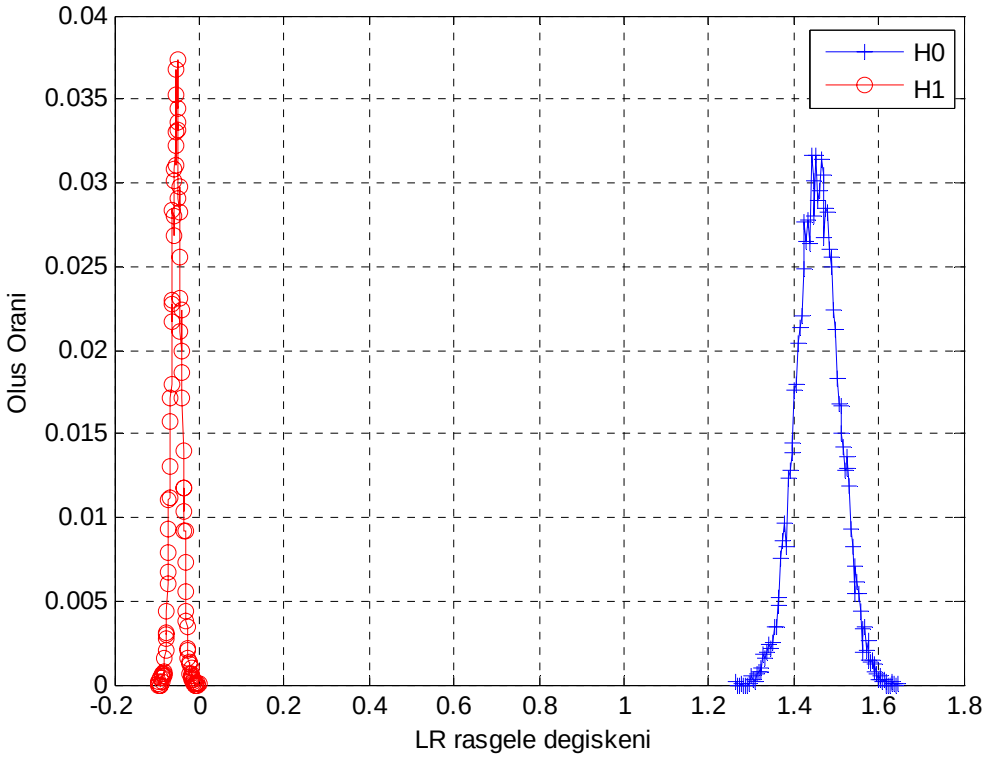
MVBF tabanlı korelasyon katsayısı ile kaynak sayısının tespiti metodunun başarım oranı birbirine yakın kaynaklar için düşmektedir. Dolayısıyla bu yöntem düşük çözünürlük performansı sunmaktadır [63]. Daha yüksek çözünürlüklü durumlarda başarımı arttırmak için LRT kullanımının daha uygun olduğu aşağıdaki sonuçlarda görülmektedir.

Ortamda 10^0 ve 12^0 derecelerde iki farklı kaynak bulunduğu durumda ve $SNR=5\ dB$ iken, yani birbirine çok yakın iki kaynak gürültülü bir ortamda yayın yaparken

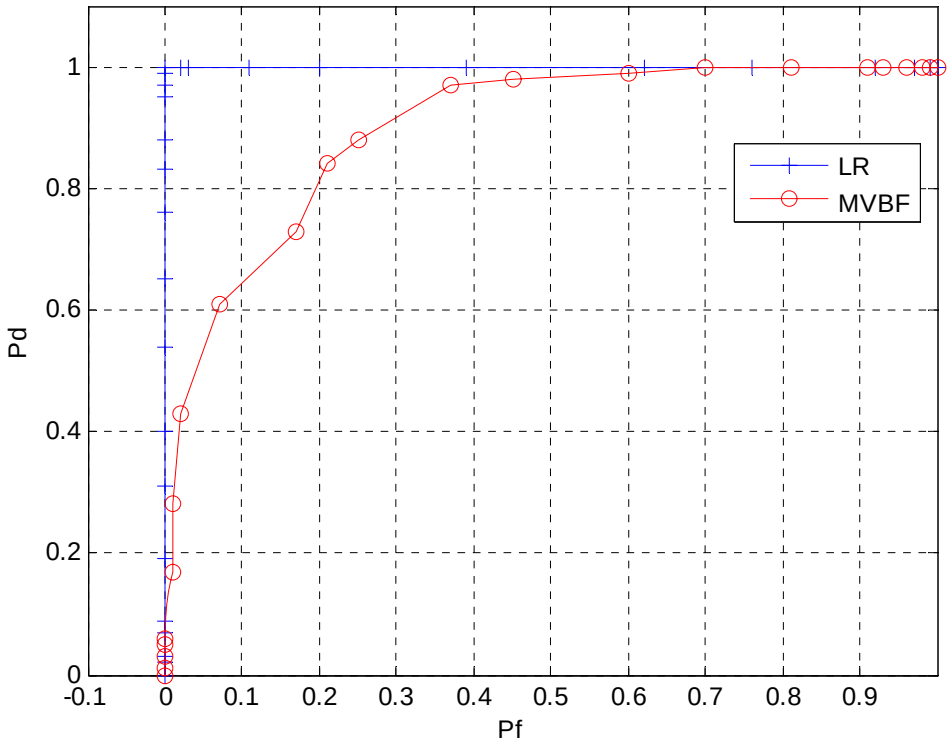
sınıflandırma karşılaştırması yapılacak olursa, MVBF ile Şekil 5.16'daki bir histogram, LRT ile Şekil 5.17'deki bir histogram elde edilmektedir. H_0 her iki işaretin aynı kaynaktan yayıldığı durumu, H_1 her iki işaretin farklı kaynaktan yayıldığı durumu göstermektedir. Şekil 5.16'daki korelasyon katsayısına karşı oluş oranı grafiği incelendiğinde kırmızı ve mavi ile çizilen histogramların birbiri içerisine girdiği, tam olarak ayrıştırmanın yapılamayacağı görülmektedir. Şekil 5.17'de ise her iki histogram net bir şekilde ayrılmaktadır. Bu iki durumun ROC grafiği Şekil 5.18'de gösterilmektedir.



Şekil 5.16 : MVBF ile elde edilen korelasyon katsayısı histogramı.



Şekil 5.17 : LRT ile elde edilen korelasyon katsayısı histogramı.

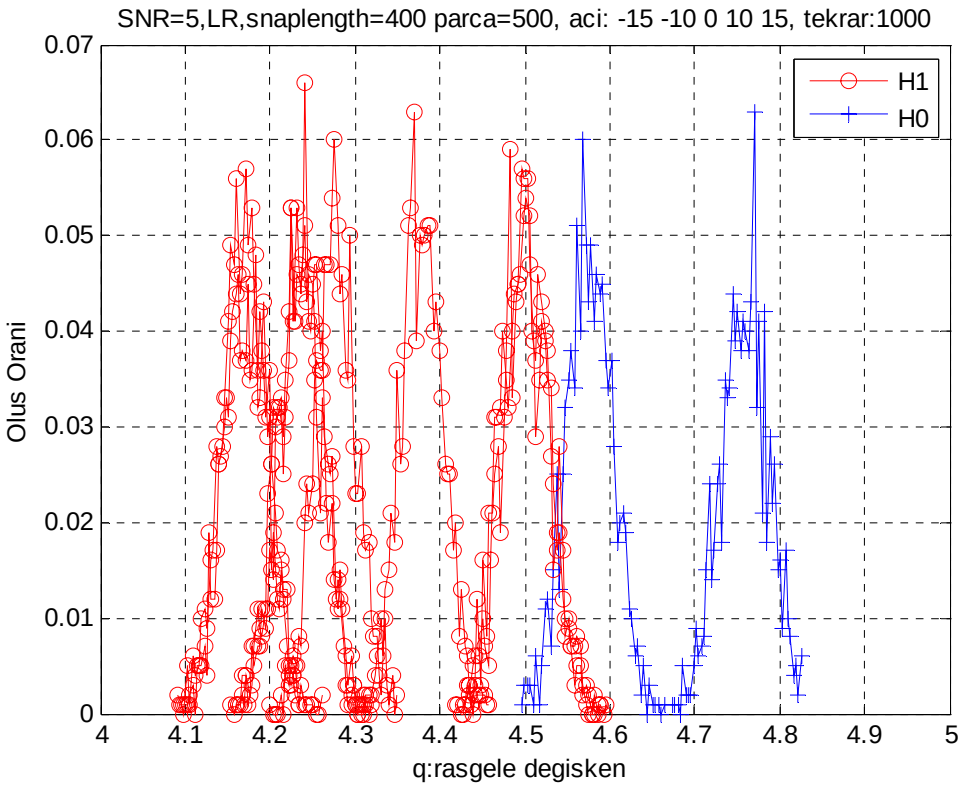


Şekil 5.18 : LRT sonucu ve MVBF ile elde edilen korelasyon katsayısı ile elde edilen ROC grafiği.

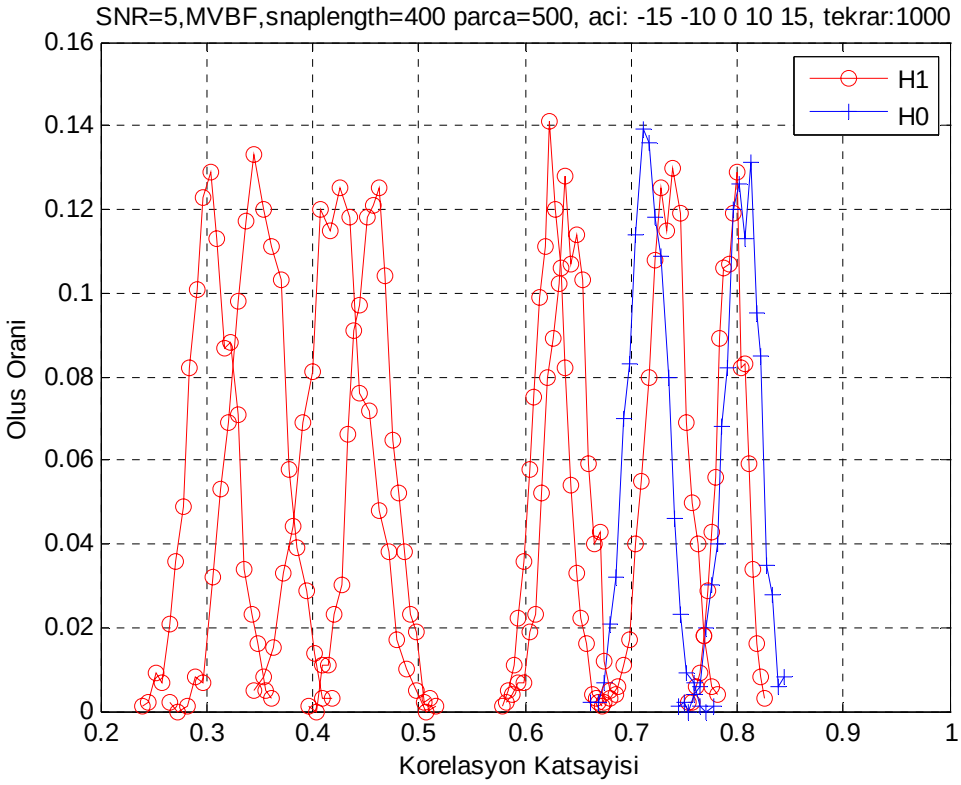
Yukarıda sunulan simulasyonda ortamda iki yol olduğu durum sunulmaktadır ve bu durumdaki LRT başarısı net olarak gösterilmiştir. Ortamdaki yol sayısı *3* veya daha fazla olduğunda LRT başarımının analizi için anten çıkış işaretine ayrıca izdüşüm algoritması uygulanması gerekmektedir. Burada amaç, sadece *2* farklı yönden gelen işaretlerin LRT işlemine sokulması, diğer yönlerden gelen işaretlerin elenmesi ve ortam gürültüsünün zayıflatılmasıdır. Sistemde *10* anten bulunduğu, ortamda *5* yoldan gelen işaretler olduğundaki durumun simulasyonu yapıldığında LRT metodunun MVBF metoduna üstünlüğü net olarak ortaya çıkarılmıştır.

Aşağıda verilen şekiller, *SNR=5* dB iken, ortamda -15^0,-10^0, 0^0, 10^0, 15^0 yönlerinden gelen 5 yol olması durumda elde edilen LRT ve MVBF sonuçlarını göstermektedir. Kırmızı ile gösterilen histogramlar farklı kaynaktan yayılan yollar arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Bu simulasyonda *1-3* ve *2-4* nolu yollardan gelen işaretler aynı kaynaktan yayılmaktadır. Aşağıdaki şekillerin herbirinde 1-3 ve *2-4* nolu yollar arasındaki ilişkiler mavi histogram ile gösterilirken, diger yol ilişkileri (*1-2,1-4,1-5*, v.b.) kırmızı histogramla gösterilmektedir.

Şekil 5.19'da, LRT için verilen sonuçlarda, mavi ve kırmızı histogramlarla gösterilen farklı durum kümeleri 4.55 civarında bir eşik uygulandığında *% 98* oranında başarı ile sınıflandırılabilmektedir. Ancak Şekil 5.20'de, MVBF için verilen sonuçlarda mavi ve kırmızı durum kümeleri birbiri içine girmekte ve başarılı bir sınıflandırma oranı düşmektedir.



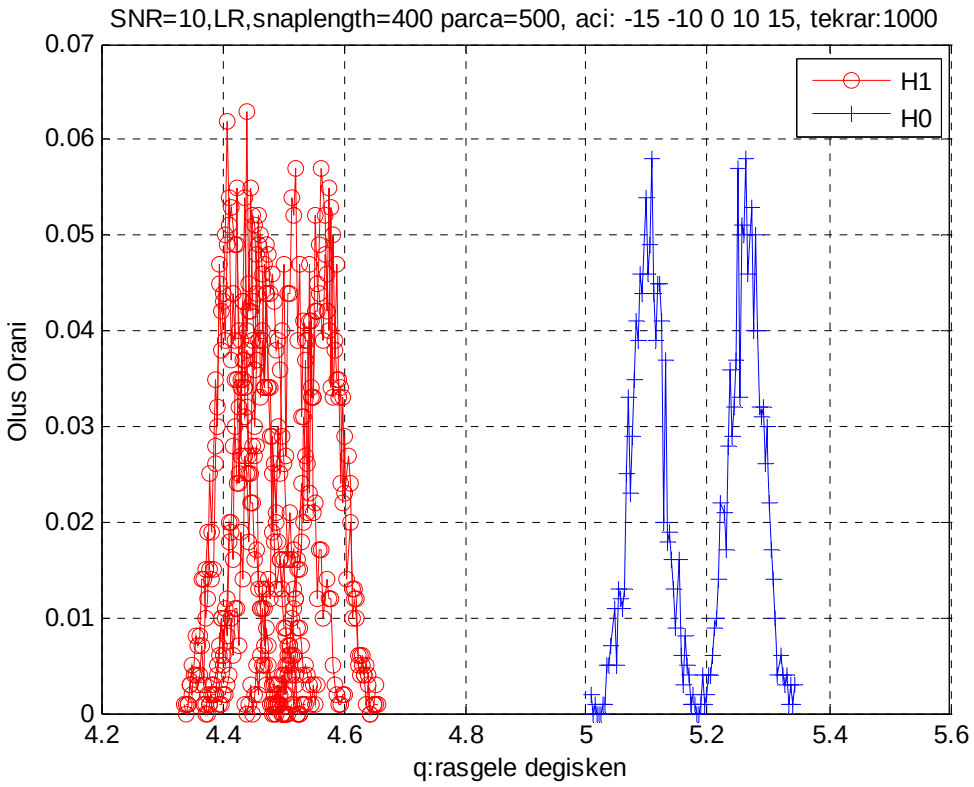
Şekil 5.19 : *SNR=5* iken, beş yol için LRT ile elde edilen histogramlar.



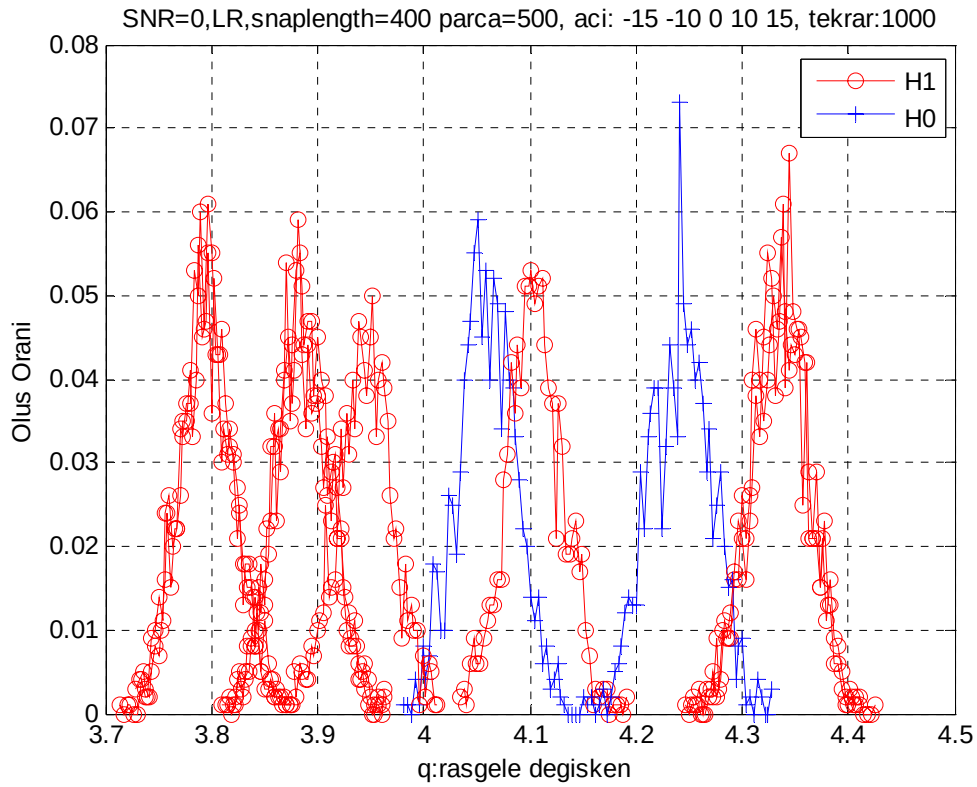
Şekil 5.20 : *SNR=5* iken, beş yol için MVBF ile elde edilen histogramlar.

SNR=5 için elde edilen yukarıdaki grafiklerden *5* yollu durum için LRT performansının daha iyi olduğu gösterilmiştir. LRT'nin farklı SNR'lardaki başarımı ise Şekil 5.21 ve Şekil 5.22'de gösterilmektedir. LRT metodunun *5* yollu durumda SNR değerinin 5'ten daha düşük olduğu durumda performansının azaldığı Şekil 5.22'de görülmektedir.

Sonuç olarak ortamda iki yol varken LRT daha başarılı sonuç vermekte [64] iken, bu başarımın ortamda fazla sayıda yol varken de devam ettiği gösterilmiş oldu.



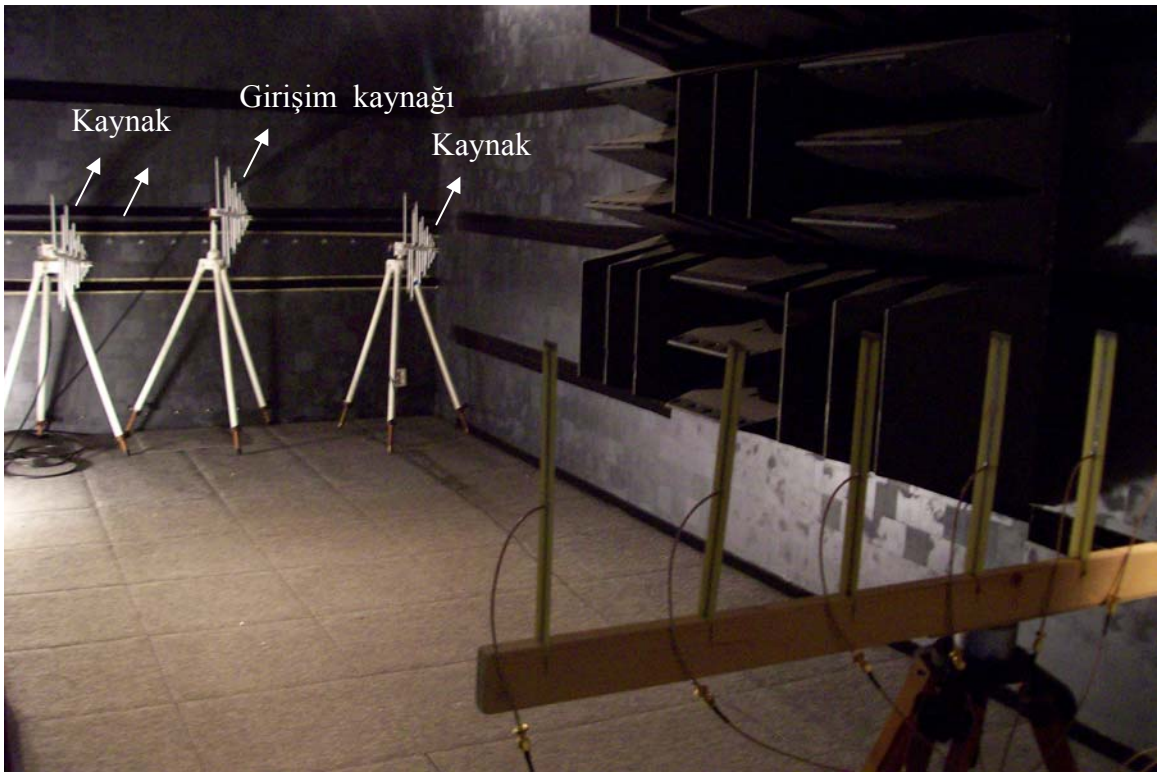
Şekil 5.21 : *SNR=10* iken, beş yol için LRT ile elde edilen histogramlar.



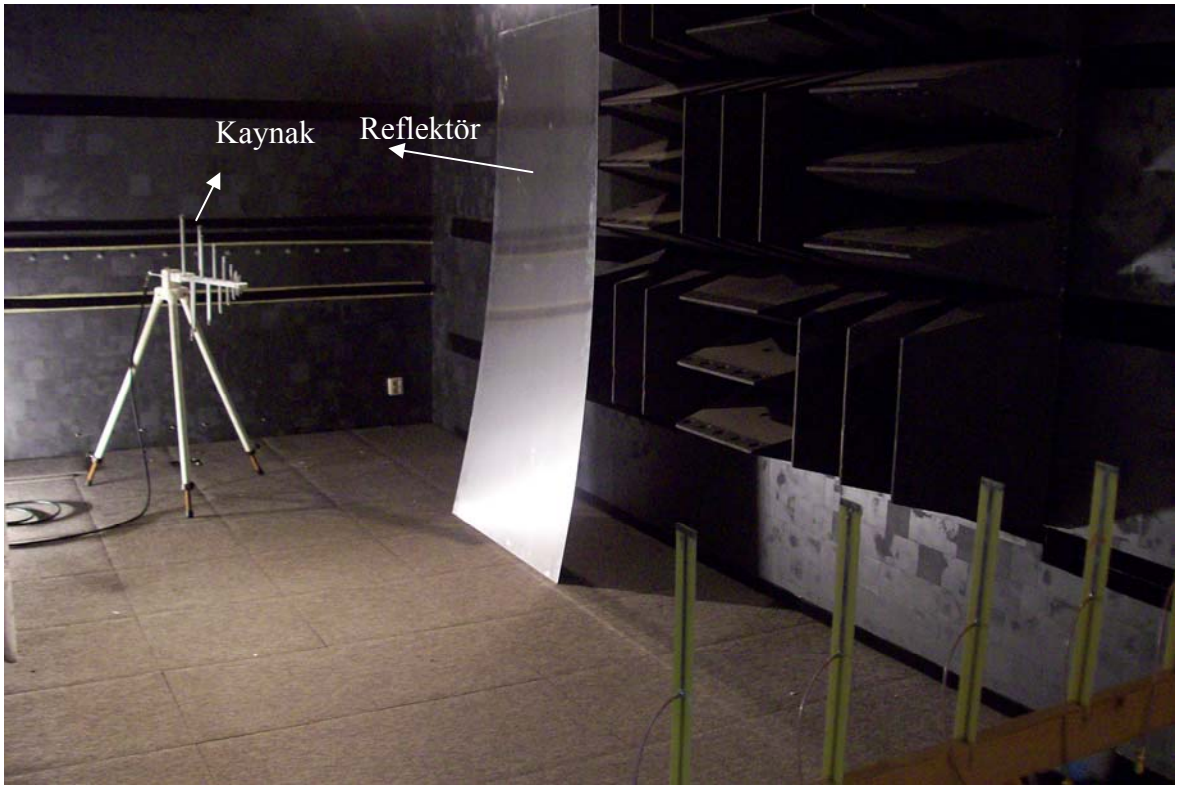
Şekil 5.22 : *SNR=0* iken, beş yol için LRT ile elde edilen histogramlar.

5.5 Çoklu Yansımalı Ortamda Kaynak Sayısının ve Yerinin Tespit Edilmesi Uygulaması

Yapılan uygulama TÜBİTAK Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü'ndeki (UEKAE) Tam Yansımasız Oda (TYO) içerisinde gerçekleştirilmiştir. TYO içerindeki bir işaret TYO duvarlarına çarpığında soğurulur ve yansımaya uğramaz. TYO kullanılarak ortamdaki çoklu yansıma etkileri kontrol altına alınarak kontrollü testler yapılmış olur. Ortamdaki verici ve alıcıların durumları Şekil 5.23 ve Şekil 5.24'te gösterilmektedir. Şekil 5.23'te iki verici kaynak ve bir girişim kaynağı gösterilmektedir. Şekil 5.24'te ise ortamda bir kaynak ve çoklu yansıma yolunu üretecek bir reflektör gösterilmektedir. Verici antenler sabit dururken alıcı dizilim antenin bulunduğu döner çizelge farklı açılarda çevrilerek kaynakların geliş açıları istenen değerlerde elde edilmiştir.

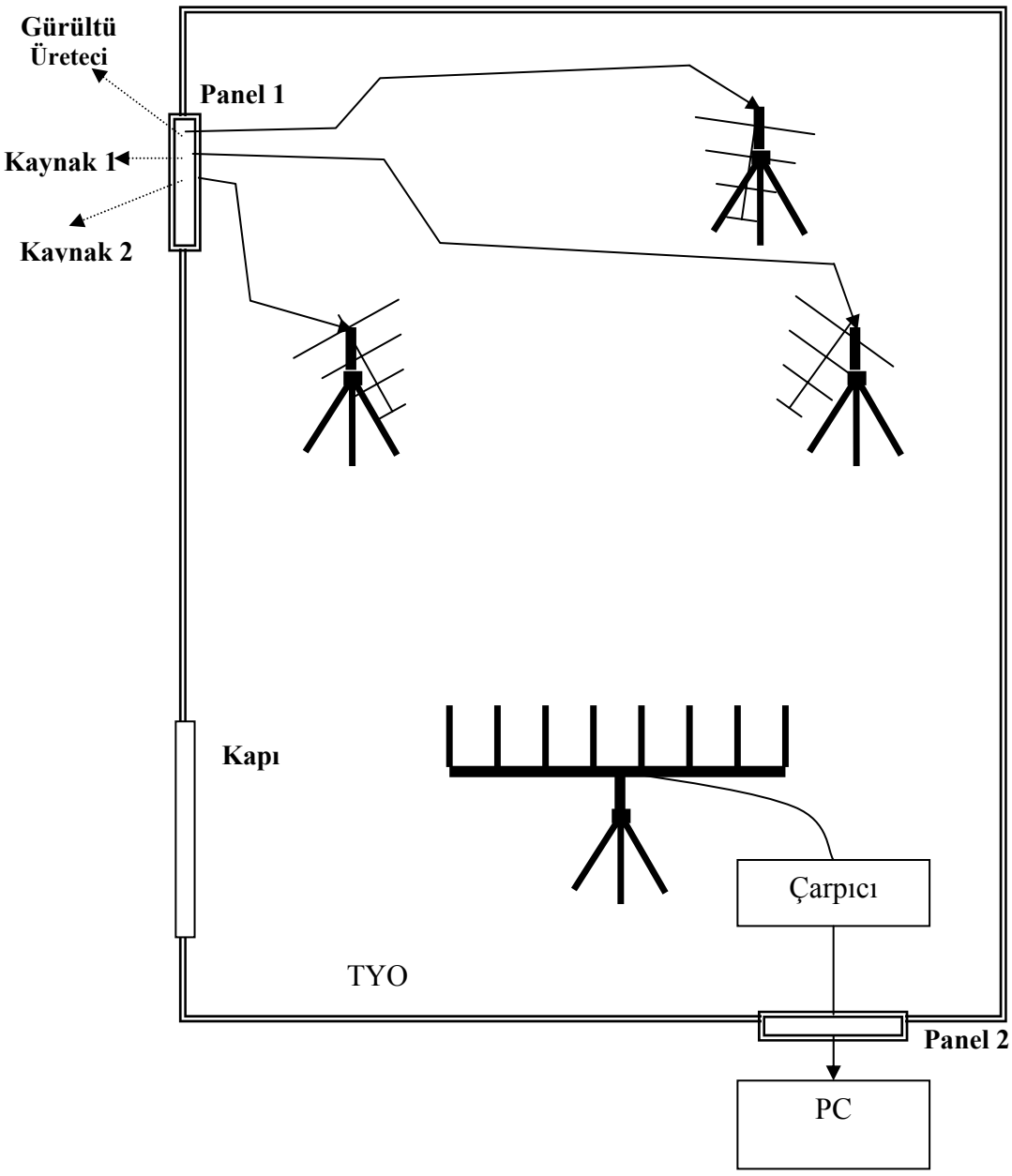


Şekil 5.23 : İki kaynak ve girişim kaynağının TYO içerindeki görünümü.



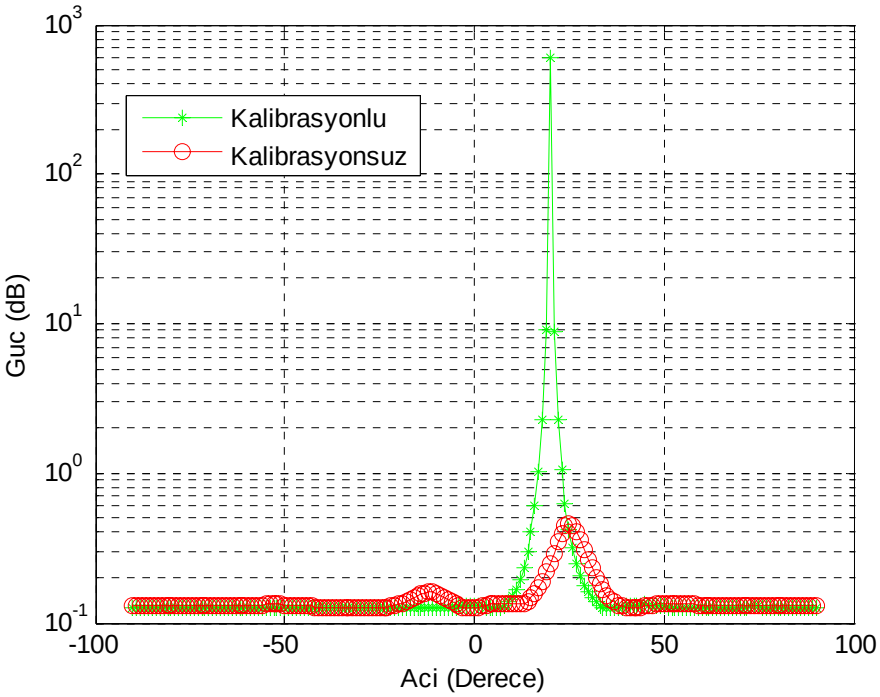
Şekil 5.24 : Tek kaynak ve reflektörün TYO içerindeki görünümü.

TYO içerisindeki elemanlar ile bunların dış bağlantıları şematik olarak Şekil 5.25'te sunulmaktadır. Bu uygulamada antenler arası *15 cm* olan *8* adet "patch" anten kullanılarak dizilim anten oluşturulmuştur. Kaynaklar ile dizilim anten arası yaklaşık *5.5 m* alınarak uzak alan şartları sağlanmıştır [13]. Uzamsal yumuşatma anten sayısı *5* olarak kullanılmıştır. Taşıyıcı frekansı *500 MHz*, işaret band genişliği *20 kHz* ve modülasyon FM olarak ayarlanmıştır. Girişim kaynağı olarak ticari bir beyaz gürültü kaynağı kullanılmıştır. Dizilim antenlerden alınan herbir işaret temel banda indirilerek *100 kHz* örnekleme oranı ile sayısal ortama aktarılmaktadır.



Şekil 5.25 : TYO içi ve dışı genel görünümü.

Dizilim anten uygulamalarında dikkat edilmesi gereken önemli problem kaynakları vardır. Bunlar antenlerin kazanç ve faz uyumsuzlukları, antenden antene olan kuplaj (mutual coupling) ve yakın alanda çalışma durumlarıdır. Verici antenler yeterince uzağa yerleştirilerek yakın alan etkisi kaldırılmıştır. Diğer etkiler ise ancak dizilim antenlerin kalibrasyonu yapılarak giderilmektedir. Şekil 5.26'da anten kalibrasyonun iyileştirici etkisi gösterilmektedir. *20* derece bulunan kaynağın yönü kalibrasyon öncesinde *28* derecelerde tespit edilmekte iken kalibrasyon sonrasında tam olarak *20* derecede tespit edilmiştir.



Şekil 5.26 : *20* derecede duran kaynağın yerinin tespitinde kalibrasyonun etkisi.

TYO içerisinde yapılan bu uygulamada kaynakların sadece yönleri tespit edilecektir , konumlarının tespiti için ortamda aynı DF sisteminden en az iki tane bulunmalıdır. TYO odanın boyutları böyle bir uygulamaya uygun olmadığından dolayı bu durum kapsam dışında tutulmaktadır. Ancak şu bir gerçektir ki, tek DF ile yapılacak bu çalışmanın iki veya daha fazla DF sistemiyle gerçeklenip kaynakların konumlarının tespit edilmesinde hiçbir zorluk yoktur.

TYO boyutlarından kaynaklanan bir zorluk da ortamda bulunacak kaynak sayısının iki ile sınırlanmasıdır. Yukarıda yapılan simülasyon çalışmalarında beş kaynaklı

sonuçlar verilmiştir. Ancak TYO içerisinde yapılan bu uygulamada iki kaynak-iki yol ve tek kaynak-iki yol durumları gerçeklenecektir.

Yapılan uygulama sonucunda kullanılacak parametre ve algoritmaların seçimi için farklı denemeler yapılmış ve optimum olanlarına karar verilmiştir. Aşağıdaki bölümlerde bu çalışmalar verilmektedir.

5.5.1 Farklı geliş açılarında korelasyon katsayısının karakteristiğinin belirlenmesi

İlk uygulama çalışmasında dönen tablonun dört farklı konumu için ölçümler alınmıştır. Tablonun her farklı konumunda iki farklı yolun geliş açısı ölçülerek belirlenmiştir. MUSIC algoritması kullanılarak tek kaynak-iki yol ve iki kaynak-iki yol durumları için geliş açıları hesaplanmıştır. Bu şekilde tespit edilen geliş açılarında MVBF huzme şekillendirme uygulanarak bu yönlerdeki zaman işareti elde edilmiş ve korelasyon katsayıları hesaplanmıştır ve sonuçlar evreuyumlu (coherent) durum için Çizelge 5.2 ve evreuyumlu olmayan durum için Çizelge 5.3'te verilmiştir.

Sonuçlar anlaşılacağı gibi evreuyumlu durumda korelasyon katsayısı bire yakın değerler almakta, diğer durumda ise daha küçük değerler almaktadır. Buna göre *0.8* civarında bir eşik seviye uygulandığında dizilim antende algılanan yolların farklı kaynaktan veya aynı kaynaktan yayıldığı anlaşılabilecektir. Bu sonuca göre korelasyon katsayısının gerçek ortamda iyi sonuçlar verdiği gösterilmiş oldu.

Çizelge 5.2 : Çoklu yansımalı ortamda korelasyon katsayısının farklı geliş açılarına göre durumu (girişimsiz durum).

	Gerçek Açı & ρ	**Hesap. Açı & ρ**	**Gerçek Açı & ρ**	**Hesap. Açı & ρ**	**Gerçek Açı & ρ**	**Hesap. Açı & ρ**	**Gerçek Açı & ρ**	**Hesap. Açı & ρ**
θ_1	-45^0	-42.5^0	-40^0	-39.1^0	-35^0	-34.3^0	-30^0	-28.5^0
θ_2	5^0	6.5^0	10^0	10.4^0	15^0	15.8^0	20^0	20.2^0
ρ	~1	0.86	~1	0.92	~1	0.88	~1	0.84

Çizelge 5.3 : Çoklu yansımasız ortamda korelasyon katsayısının farklı geliş açılarına göre durumu (girişimsiz durum).

	Gerçek Açı & ρ	**Hesap. Açı & ρ**	**Gerçek Açı & ρ**	**Hesap. Açı & ρ**	**Gerçek Açı & ρ**	**Hesap. Açı & ρ**	**Gerçek Açı & ρ**	**Hesap. Açı & ρ**
θ_1	-45^0	-43.2^0	-40^0	-39.7^0	-35^0	-34.5^0	-30^0	-29.2^0
θ_2	5^0	5.8^0	10^0	10.3^0	15^0	15.6^0	20^0	21.3^0
ρ	~ 0	0.52	~ 0	0.47	~ 0	0.65	~ 0	0.75

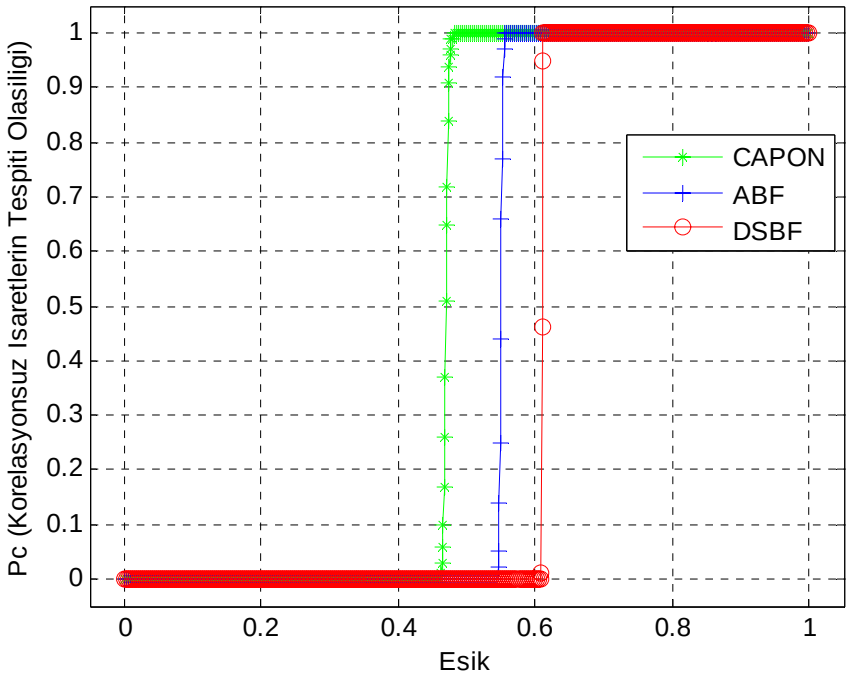
5.5.2 Farklı huzme şekillendirme yöntemlerinin karşılaştırılması

Farklı yönlerden gelen işaretler arasındaki korelasyon katsayılarının hesaplanmasında huzme şekillendirme algoritmaların seçilmesi oldukça önemlidir. Litaratürde çok farklı yöntemler vardır. Bu çalışmada bunlar üçü karşılaştırılacaktır: MVBF(Capon), uyarlamalı huzme şekillendirme ve geciktir-ve-topla huzme şekillendirme (DSBF).

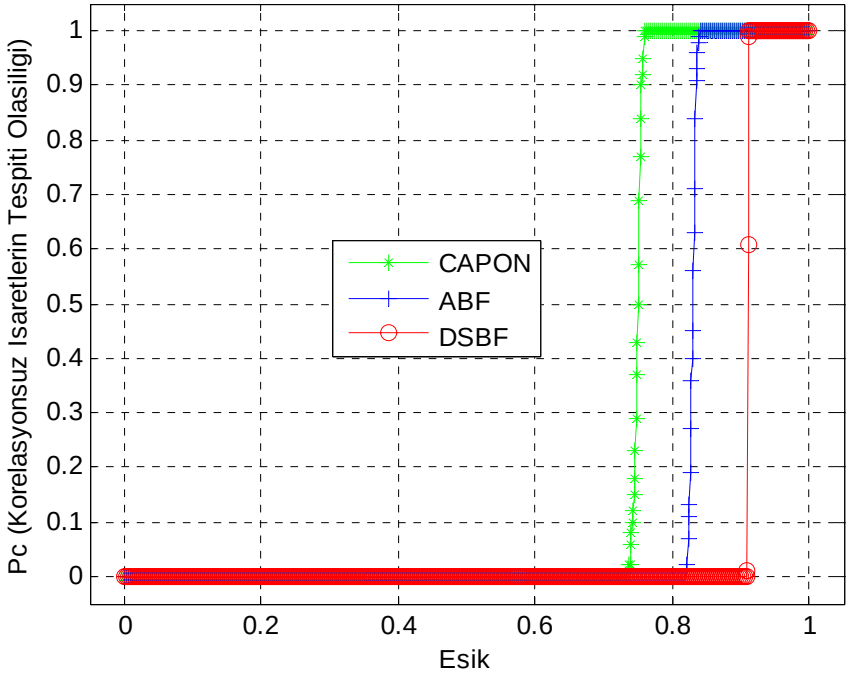
İdeal durumda iki işaret ilintili olduğunda korelasyon katsayısı 1 civarında, ilintisiz olduğunda korelasyon katsayısı *0* civarında olacaktır. Fakat uygulamada bu değerler farklılık göstermektedir. Özellikle ilintisiz olma durumunda korelasyon katsayısı değerleri *0.75* değerlerine kadar yükselebilmektedir.

Şekil 5.27-30'da evreuyumsuz iki farklı kaynak varlığında farklı geliş açılarında üç farklı metodun performansı incelenmektedir. Deneysel sonuçlara göre şekillerdeki düşük değerden yüksek değere geçiş anının oluştuğu geçiş değeri ne kadar düşük ise sınıflandırma o derece başarılı olacaktır. Buna göre bütün bu sonuçlara göre MVBF yöntemi diğer yöntemlere göre daha başarılı olmaktadır. MVBF maksimum *0.75* eşik değerine çıkarken diğer yöntemler *0.9* değerlerine yaklaşmaktadır. Bu yüksek eşik değerleri çoklu yansımalı durumlarda yanlış karar verilemsine sebep olacaktır

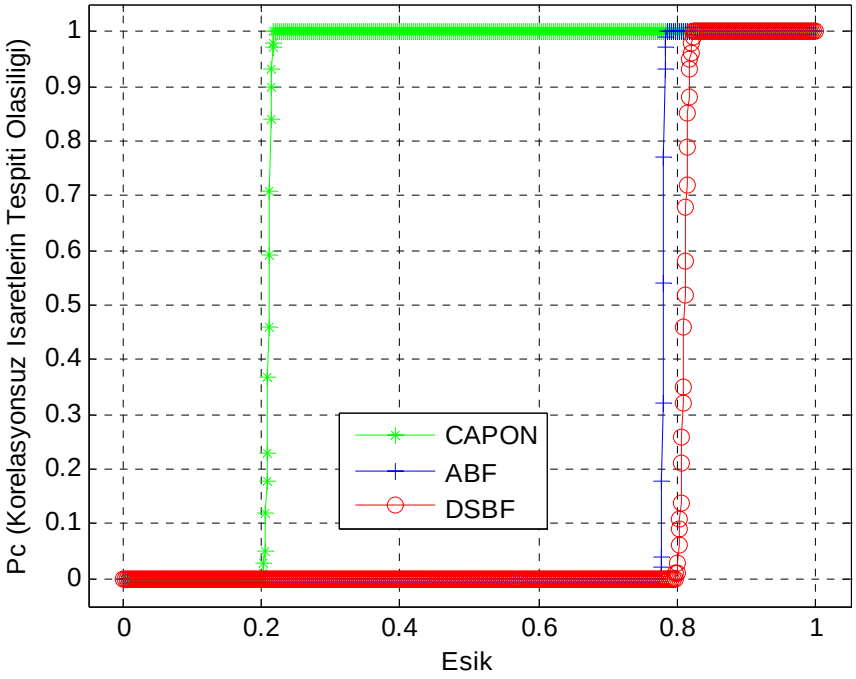
Yukarıdaki Çizelge 5.2-3 ve Şekil 5.27-28 sonucunda huzme şekillendirme yöntemi MVBF, eşik değeri de *0.8* olarak belirlenmiştir.



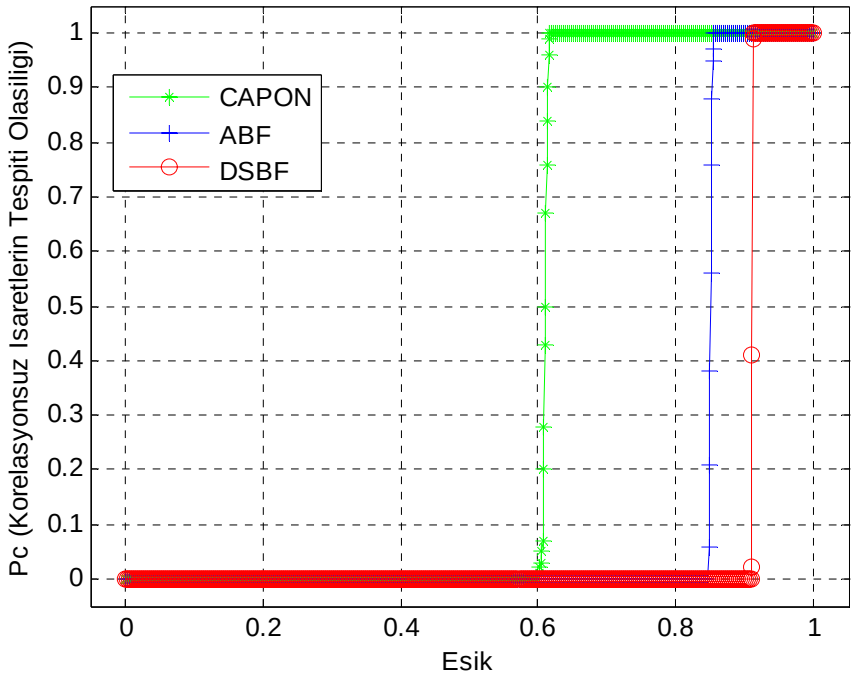
Şekil 5.27: Θ_1=-40^0, Θ_2=10^0 için eşik değere karşı ilintisiz işaretlerin tespiti olasılığı (girişimsiz ortam).



Şekil 5.28 : Θ_1=-30^0, Θ_2=20^0 için eşik değere karşı ilintisiz işaretlerin tespiti olasılığı (girişimsiz ortam).



Şekil 5.29 : Θ_1=-10^0, Θ_2=40^0 için eşik değere karşı ilintisiz işaretlerin tespiti olasılığı (girişimsiz ortam).

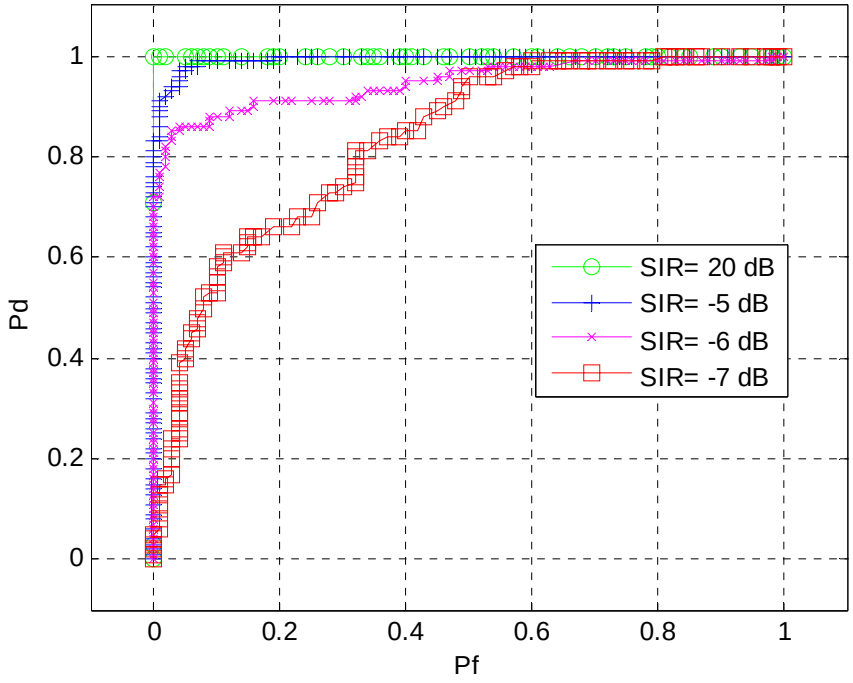


Şekil 5.30 : Θ_1=-20^0, Θ_2=30^0 için eşik değere karşı ilintisiz işaretlerin tespiti olasılığı (girişimsiz ortam).

5.5.3 İşaret-Girişim oranına göre performans analizi

Bu uygulamada, TYO içerisine yerleştirilen yönlendirilmiş bir antene bağlanan bir beyaz gürültü üreteci ile dizilim antene girişim uygulanmaktadır. Farklı güç seviyelerinde uygulanan bu gürültü ile farklı SIR(signal-to-interference) seviyelerinde başarı performansı ROC grafiği çizilerek incelenmiştir.

Şekil 5.31'de görüleceği gibi SIR değeri *-5 dB* değerinden düşük değerler almaya başladığında ROC grafiğindeki P_d değerleri düşmeye başlamaktadır. Bu sebeble girişim olan bir ortamda SIR değeri *-5*'ten düşük değerleri aldığında başarı oranının düştüğü sonucuna varılmaktadır.



Şekil 5.31: Farklı SIR değerlerine karşılık P_f-P_d grafiği.

Bu uygulamaların sonucunda birçok metodun uygulanarak performansının ölçülmesi sağlanmıştır. Gerçek uygulamada ilk olarak kalibrasyon problemin çözülmesi gerçekleştirilmiştir. Çalışma sonucunda simülasyonlarda denenen algoritmaların gerçek ortamda da başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür. Bunun yanında gerçek uygulamada çalışma sırasında oldukça farklı problemlerle karşılaşılaşılmış ve bunlar çözülmüştür.

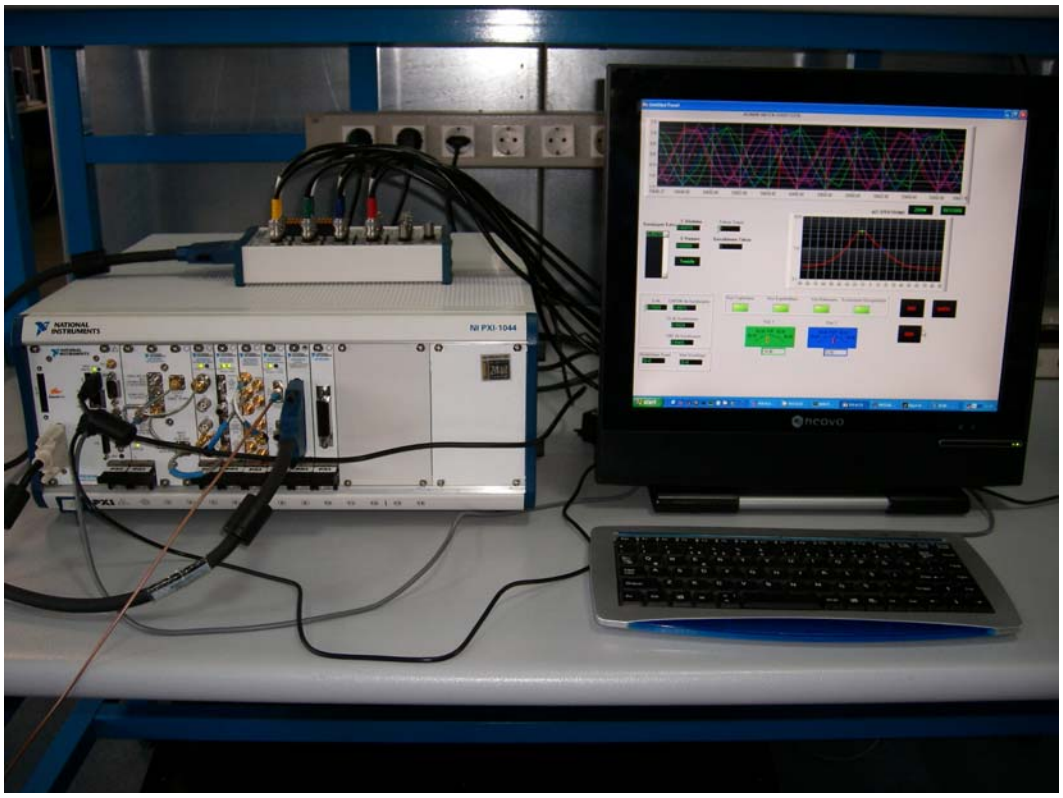
5.6 Dış Ortam Uygulaması ve DF Sistem Yazılımı

5.6.1 Tek DF sistemli uygulama

Yukarıda yapılan bütün çalışmalar gerçek bir uygulamada ortaya çıkacak problemlerin çözümüne yönelik adımları oluşturmaya yöneliktir. Belirlenen bir çok problem yapılan çalışmalar sonucunda çözülmüş ve dış ortamlarda gerçek zamanlı bir uygulama yapılabilecek kabiliyet geliştirilmiştir. Şekil 5.32'de gösterildiği gibi dış ortamda konumlandırılan iki verici ve alıcı dizilim antenle dış ortam uygulaması gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma ile vericilerin geliş yönleri tespit edilmiş ve yukarıda kullanılan algoritmalarla kaynak ve çoklu yansıma ayrıştırmaları başarı ile yapılmıştır. Sistemin kontrolü Şekil 5.33'teki bilgisayar tabanlı sistem ile gerçekleştirilmektedir. Bu sistemin kullanımı ve üretilen algoritmaların kolayca koşturulması için de Şekil 5.33'te kullanıcı arayüzü verilen C tabanlı yazılım hazırlanmıştır.



Şekil 5.32 : İki verici ve alıcı dizilim antenle dış ortam uygulaması.



Şekil 5.33 : DF sistemin kontrol bilgisayarı ve DF programının arayüzü.

5.6.2 İki DF sistemli uygulama

Tek DF sistemi ile sadece vericinin geliş yönü tespit edilebilir. Eğer amaç vericinin konumunu tespiti ise en az iki DF sistemi kullanılmalıdır. Bölüm 4'te bu gibi durumlarda hangi algoritmaların kullanılacağı verilmiştir. Şekil 5.34'de iki farklı DF sistemi ve iki vericinin kullanıldığı durum dış ortam uygulaması olarak gerçeklenmiştir. Yapılan uygulamada ortamda iki farklı verici olduğu durum için elde edilen geliş açısı ve korelasyon katsayısı değerleri Çizelge 5.4'te verilmektedir.

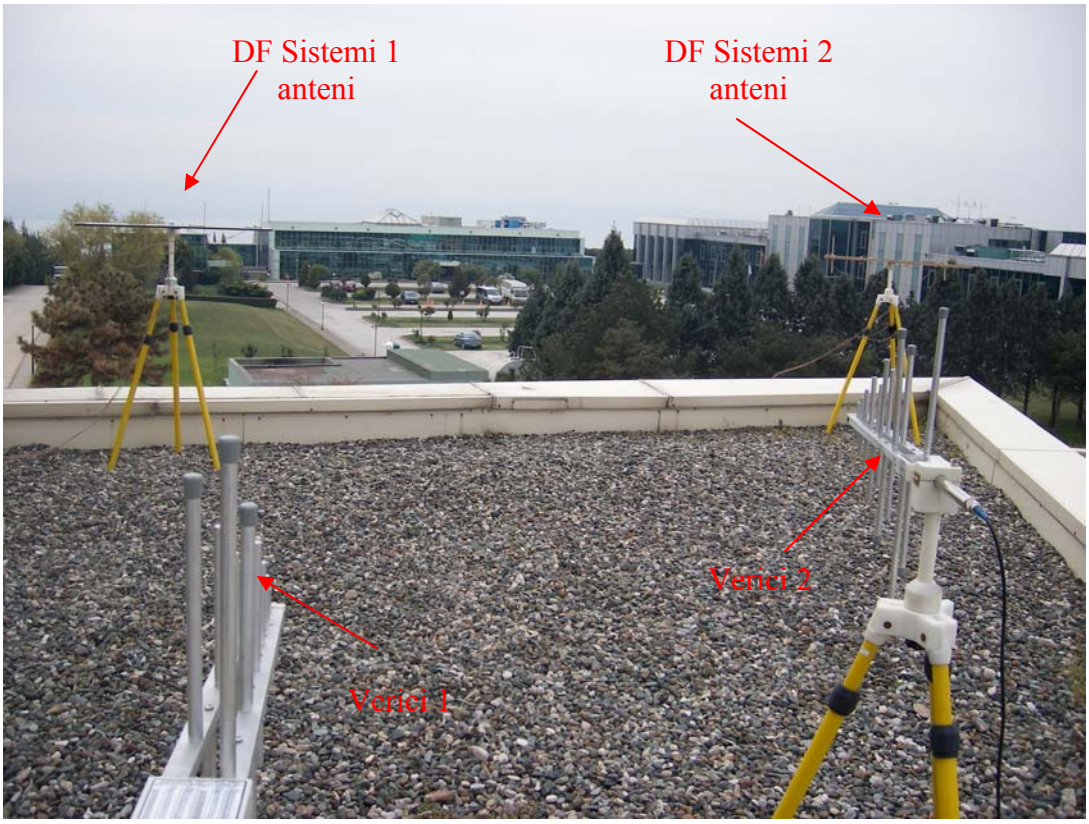
Çizelge 5.4 : İki farklı vericinin iki farklı DF sistemi tarafından elde edilen geliş açısı ve korelasyon katsayısı değerleri.

	DF Sistemi 1	**DF Sistemi 2**
$\boldsymbol{\theta_1}$	-9^0	-45^0
$\boldsymbol{\theta_2}$	23^0	30^0
$\boldsymbol{\rho}$	0.37	0.42
$\boldsymbol{\rho_{12}}$**(eşlenen yol)**	0.99	

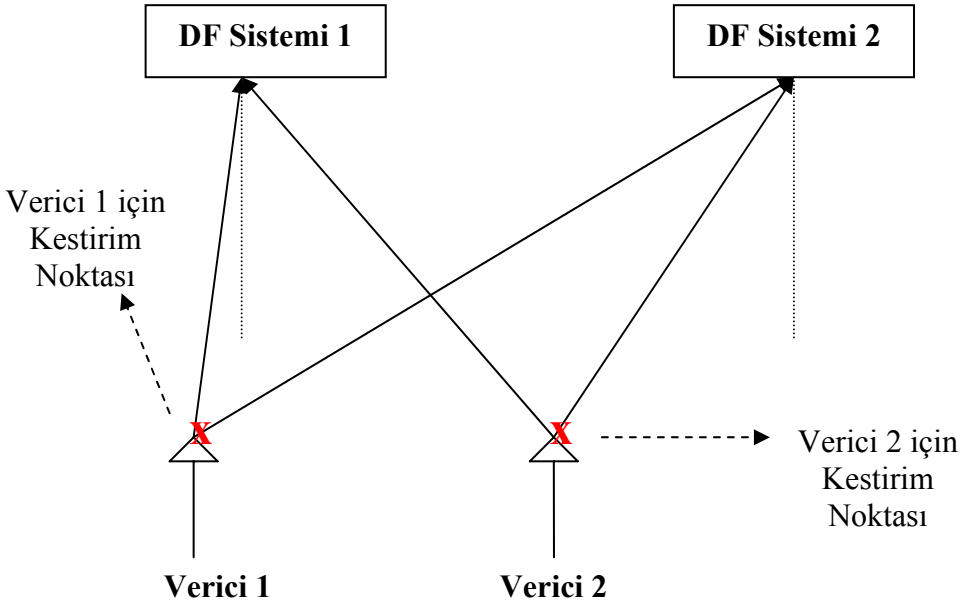
Çizelge 5.4'e göre iki vericinin geliş açıları, DF sistemi *1* ve *2*'de Θ_1 ve Θ_2 olarak, bu açılardan gelen işaretlerin korelasyon katsayıları *0.37* ve *0.42* olarak tespit edilerek her iki DF sistemine gelen işaretlerin farklı vericilerden geldiği kararı verilmiştir. Sonraki adımda ise her iki sistemde elde edilen işaretlerin korelasyon katsayıları hesaplanarak *0.99* değeri elde edilen yolların aynı kaynaklardan geldiği kararı verilmiş ve Şekil 5.35'deki üçgenleme işlemi gerçeklenmiştir.

Diğer bir uygulamada verici *2* çoklu yansıma kaynağı olarak kullanılmıştır. Bu durumdaki korelasyon katsayıları her iki DF sisteminde *0.99* olarak hesaplanmış ve ortamda tek kaynak olduğu kararı verilmiştir. Algoritmaya göre işaretlerin enerji seviyeleri karşılaştırılarak vericinin yönleri belirlenmiş ve üçgenleme buna göre yapılmıştır.

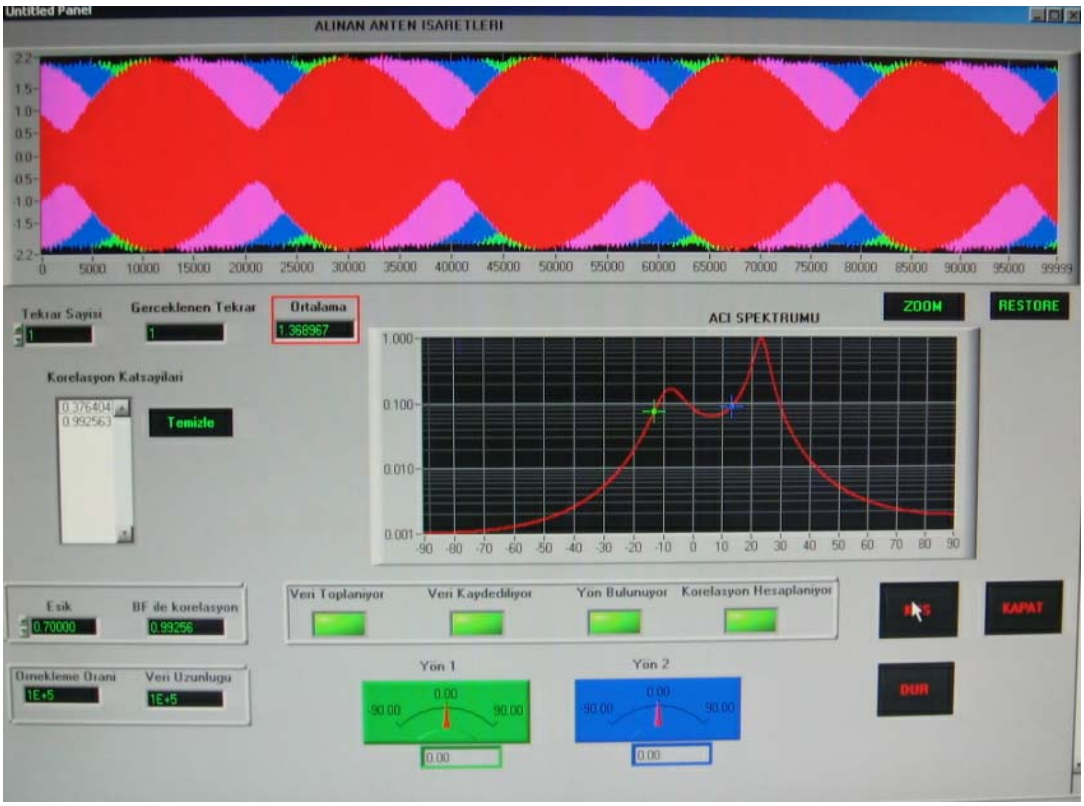
Sonuç olarak *2* farklı DF sistemi için vericilerin yönleri tespit edilmiş ve her ikisinden alınan bu yön ve korelasyon değerleri bölüm 4'te anlatılan "Çoklu Yansımalı ve Kaynaklı Ortamda Yanlış-Konum Eleme Yöntemi" kullanılarak vericilerin konumları tespit edilmiştir. Şekil 5.36'da, yukarıdaki uygulamadaki DF sistemi *1*'in program çıktısı gösterilmektedir.



Şekil 5.34 : İki DF sistemi ve iki verici ile dış ortam uygulaması.



Şekil 5.35 : İki DF sistemi ve iki verici ile dış ortam uygulaması ile elde edilen konum kestirim noktaları.



Şekil 5.36 : İki verici DF programının arayüzü.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çoklu yansımalı ortamlarda telsiz vericilerinin sayı ve yerlerinin tespiti için yapılmış bildiğimiz ilk uygulama çalışmasıdır. Yong ve diğerleri tarafından önerilen benzer çalışmada sadece bilgisayar benzetimi yapılmış ve ileri işaret işleme yöntemleri kısmi olarak uygulanmıştır [7]. Bu tez kapsamında yapılan çalışmalarda ise optimum ve gürbüz huzme şekillendirme yöntemleri kullanılarak uygulama sonuçları detaylı olarak sunulmuştur. Bir adım daha ileri gidilerek en iyi sezim kuramının (optimum binary detection) önerdiği olabilirlik oranı sınaması (LRT) yöntemi kullanılarak farklı yollardan gelen işaretlerin aynı kaynağa ait olup olmadığı tespit edilmiştir.

İki farklı DF sistemi kullanılarak ortamdaki iki vericinin yerlerinin tespit edildiği bir uygulama yapılarak tez kapsamında önerilen yöntemlerin doğruluğu gösterilmiştir. Bunun sonucunda bu tezin en önemli varsayımı olan aynı kaynaktan çıkan işaretlerin yüksek ilinti katsayısına, farklı kaynaktan çıkan işaretlerin düşük ilinti katsayısına sahip olduğu hipotezi uygulama ile gösterilmiş ve çeşitli başarım analizleri yapılmıştır [64,65].

Doktora çalışması sonucunda; gerçek zamanlı çalışabilecek, çoklu yansımalı ortamlarda yüksek çözünürlükle sahip, 8 antenli ULA kullanarak gelen işaretin yönünü tespit edebilecek bir DF sistemi kurulmuştur. Şekil 5.34'te gösterilen DF sistemleri kullanılarak bölüm 4'te anlatılan çoklu yansımalı ve kaynaklı ortamda yanlış-konum eleme yöntemi uygulanarak sistem herbir vericinin konumunu tespit etmektedir.

Tezde önerilen yöntemlerin uygulaması VHF (30-300 MHz) ve UHF (300-3000 MHz) frekans bandı içerisinde yapılmıştır. Sadece HF anten ve alıcı sistemleri takviyesi ile, tezde önerilen sistem HF DF sistemi olarak çalışma yeteneğine sahiptir.

Bu tez kapsamında yapılan çalışmalar sonucunda gerçek ortamlarda çalışacak DF sistemlerinin sorunsuz olarak çalışması için birçok problemin çözülmesi gerekliliği gösterilmiştir. Aşağıda bazılarının verileceği bu problemlerin çözülmesiyle Bu çalışmanın daha ileriye götürülebilmesi sağlanacaktır:

- Ortamdaki kaynakların tespit edilebilmesi için kullanılan korelasyon katsayısı yönteminde eşik seviyesinin tespit edilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada bir yöntem önerilmiş ancak gerçek uygulamada ve farklı ortam şartlarında yöntemin daha gürbüz hale getirilmesi gerekmektedir.

- Aynı kaynaktan yayılıp farklı yollardan gelen işaretler eşzamanlı olmayabilir. Korelasyon katsayısı hesaplanması aşamasında bu zaman kaymasını dikkate alınarak, olası zaman kayması değerlerine göre korelasyon katsayısı hesaplanmalıdır.

- MUSIC ile açı spektrumunun elde edilebilmesi için ortamdaki sinyal sayısının ITC ile doğru olarak tespit edilebilmesi gerekmektedir. Bu sebeple çalışmanın bu aşaması oldukça önemlidir. ITC'nin başarımını etkileyen başlıca etkenlerden; ortamdaki çoklu yansımalar, sinyallerin geliş yönlerinin birbirine yakınlığı, kaynak sayısı, çoklu yansıma ile gelen yol sayısı gibi faktörler üzerine ek çalışmalar yapılmalıdır.

KAYNAKLAR

[1] **Schmidt, R. O.,** 1986: Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* Vol. **AP-34**, no. 3, pp. 276-280.

[2] **Saraç, U., Üreten, O. ve Altun, Ö.,** 2001: Telsiz vericilerinin geçici rejim işaretlerinin gerçek zamanda yakalanması ve incelenmesi. *9. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı*, D.A.Ü., Gazimağusa, KKTC, s. 88-94, 25-27 Nisan.

[3] **Saraç, U. ve Üreten, O.,** 2001: Eşlemleme tekniklerinin telsiz vericisi kimlik tespit sistemlerine uygulanması. *9. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı*, D.A.Ü., Gazimağusa, KKTC, s. 144-150 , 25-27 Nisan.

[4] **Saraç, U., İlk, İ. G., Üreten, O., Özer, H. ve Ölçer, İ.,** 2001: Vektör nicemleme teknikleri kullanarak veri özetlemenin verici kimlik tespit sistemlerine uygulanması. *9. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı.* D.A.Ü., Gazimağusa, KKTC, s. 106-111, 25-27 Nisan.

[5] **Üreten, O.,** 2000: Telsiz vericilerinin açılma geçici rejim işaretlerinin algılanması, modellenmesi ve sınıflandırılması. *Doktora Tezi*, A.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.

[6] **Saraç, U.,** 2001: Telsiz vericileri kimlik tespit sistemi tasarımı. *Yüksek Lisans Tezi*, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

[7] **Yong, G., Ci, X. X. and Zhong, Z. Z.,** 2001: Erasing false-location of two stations direction-finding cross location in multi-path and multiple sources environments. *CIE International Conference on Proceedings*, pp. 864-868.

[8] **RF Product WEB Note**, 2000: Basics of the Watson-Watt radio direction finding technique. *www.access1.net/rfprodsdc*.

[9] **RF Product WEB Note**, 2000. A comparison of the Watson-Watt and pseudo-doppler DF techniques. *www.access1.net/rfprodsdc*.

[10] **RF Product WEB Note**, 2000: A user guide to radio direction finding basics. *www.access1.net/rfprodsdc*.

[11] **Wu, Y. W., Rhodes, S. and Satorius, E. H.,** 1995: Direction of arrival estimation via extended phase interferometry. *IEEE Transaction on Aerospace and Electronics Systems.* Vol. **31**, no. 1.

[12] **Ku-Ting, L.,** 1998: Comparison of superresolution algorithms with different array geometries for radio direction finding. MS. *Thesis*, Naval Postgraduate school.

[13] **Johnson, D. H., Dudgeon, D. E.,** 1993: *Array signal processing and techniques*, Prentice Hall, New Jersey.

[14] **Barabell, A. J.,** 1983: Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction-finding algorithm. *IEEE ICASSP*, Boston, pp. 345-353.

[15] **Pascal, C.,** 2000: A direction finding method under sensor gain and phase uncertainties. *IEEE Transaction on Signal Processing.* Vol. **44**, no. 5, pp.3045-3054.

[16] **Thomas, S. and Matties, W.,** 2001: High-resolution direction finding using a switched parasitic antenna. *IEEE Transaction on Signal Proccesing. V*ol. **45**, no.11, pp. 1223-1232.

[17] **Wu, Y. W.,** 1991: Estimation directions of arrival with genelized MUSIC using a linear –interpolited array manifold. *IEEE ICASSP. V*ol. **5**, pp. 3333-3336.

[18] **De Jong, Y. L. C. and Herben, M. H. A. J.,** 1999: High-resolution angle-of-arrival measurement of the mobile radio channel. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation. V*ol. **47**, no. 11, pp. 1677-1688.

[19] **Shan, T., Wax, M., and Kailath, T.,** 1985: On spatial smoothing of direction-of-arrival estimation of coherent signals. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing.* Vol. **ASSP-33**, no. 4, pp. 806-811.

[20] **Pillai, S. U. and Kwon, B. H.,** 1989: Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing.* Vol. **37**, no. 1, pp. 8-15.

[21] **Wax, M. and Sheinvald, J.,** 1994: Direction finding of coherent signals via spatial smoothing for uniform circular arrays. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation. V*ol. **42**, no. 5, pp. 613-620.

[22] **Van Rheeden, D. R. and Gupta, S. C.,** 1999: A temporal smoothing approach to direction of arrival estimation of coherent signals in fading channels. *IEEE WCNC.* Vol. **1**, pp. 286-290.

[23] **Jeng, S., Lin, H. and Okamoto, G.,** 1997: Multipath direction finding with subspace smoothing. *ICASSP*, pp. 3485-3488.

[24] **Gu, Z. and Gunawan, E.,** 1998: Temporal smoothing for delay estimation of CDMA signal in multipath fading channel. *Signal Process.,* pp. 345-352.

[25] **Gu, Z. and Gunawan, E.,** 2003: A performance analysis of multipath direction finding with temporal smoothing. *IEEE Signal Processing Letters.* Vol.**10**, pp. 200-203.

[26] **Gu, Z. and Gunawan, E.,** 2003: Temporal smoothing for subspace tracking of multipath signals in fading channel. *IEEE ICASSP*, pp.161-164.

[27] **Rao, B. D. and Hari, K. V. S.,** 1990: Effect of spatial smoothing on the performance of MUSIC and the minimum-norm method. *IEE Proceedings.* Vol.**137**, No. 6, pp. 449-458.

[28] **Rahamim, D. and Tabrikian, J.,** 2004: Source localization using vector sensor array in a multipath enviroment. *IEEE Transaction on Signal Proccesing. V*ol. **52**, no. 11, pp. 3096-313.

[29] **Farier, D. R. and Mcleod, F. N.,** 1986: Direct estimation of multipath signals. *ICASSP*, Tokya, pp. 2827-2830.

[30] **Astely, D. and Ottersten, B.,** 1999: The effect of local scattering on direction of arrival estimation with MUSIC. *IEEE Transaction on Signal Proccesing.* Vol. **47**, no.12, pp. 3220-3234.

[31] **Wang, H. and Liu, K. J. R.,** 1998: 2-D spatial smoothing for multipath coherent signal separation. *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems.* Vol. **34**, no. 2, pp. 391-405.

[32] **Klukas, R. and Fattouchhe, M.,** 1998: Line-of-sight angle of arrival estimation in the outdoor multipath envirement. *IEEE Transactions on Vehicular Technology.* Vol. **47**, no.1, pp. 342-351.

[33] **Cheung, K. W. and Murch, R. D.,** 1997: Improved spatial smoothing technique. *Electronics Letters.* Vol. **33**, no. 21, pp. 1757-1758.

[34] **Lei, Z. and Lim, T. J.,** 2000: Estimation of direction of arrival of multipath signals in CDMA systems. *IEEE Transactions on Communications. V*ol. **48**, no. 6, pp. 1022-1028.

[35] **Wang, F., Lo, T., Litva, J. and Read, W.,** 1998: Spatia-Temporal approach for real data with multipath propagation. *CCECE.* pp. 373-376.

[36] **Reddy, K. M. and Reddy, V. U.,** 1999: Analysis of spatial smoothing with uniform circular arrays. *IEEE Transaction on Signal Processing.* Vol. **47**, No. 6, pp. 1726-1730.

[37] **Tewfik, A. H. and Hong, W.,** 1992: On the application of uniform linear bearing estimation techniques to uniform circular arrays. *IEEE Transactions on Signal Processing.* Vol. **40**, no. 4, pp. 1008-1011.

[38] **Wax, M. and Kailath, T.,** 1985: Detection of signals by information theoretic criteria. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing.* Vol. **ASSP-33**, pp. 387-392.

[39] **Wax, M.**, 1991: Detection and localization of multiple sources via the stocastic signal model. *IEEE Transaction on Signal Processing.* Vol. **39**, no.11, pp. 2450-2456.

[40] **Tan, K. and Zhang, M.,** 1998: Signal enumeration and direction-of-arrival estimation for coherent signals in correlated noise with unknown parameters. *Proceedings of ICSP.* pp. 339-342.

[41] **Fishler, E., Grosmann, M. and Messer, H.,** 2002: Detection of signals by information theoretic criteria: general asymptotic performance analysis. *IEEE Transactions on Signal Processing. V*ol. **50**, no. 5, pp.1027-1036.

[42] **Wax, M. and Ziskind, I.,** 1989: Detection of the number of coherent signals by MDL principle. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing.* Vol. **37**, pp. 1190-1196.

[43] **Valaee, S. and Kabal, P.,** 2004: An information theoretic approach to source enumeration in array signal processing. *IEEE Transactions on Signal Processing.* Vol. **52**, no. 5, pp. 1171-1178.

[44] **Zhou, Y.,** 2005: Emitter number detection based on clustering and the application of information theoretic criteria. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing.* Vol. **SAM.4.12**, pp. 1021-1024.

[45] **Paulraj, A. and Kailath, T.,** 1985: Direction of arrival estimation by eigenstructure methods with unknown sensor gain and phase. *IEEE ICASSP.* Tampa, FL, pp. 640-643.

[46] **Li, Y. and Er, M. H.,** 2006: Theoretical analyses of gain and phase error calibration with optimal implementation for linear equispaced array. *IEEE Transaction on Signal Proccesing. V*ol. **54**, no. 2, pp. 712-723.

[47] **Hui, H. T.,** 2003: Improved compensation for the mutual coupling effect in a dipole array for direction finding. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* Vol. **51**, no. 9, pp. 2498-2503.

[48] **Gupta, I. J., Baxter, J. R., Ellingson, S. W., Park, H., Oh, H. S. and Kyeong, M. G.,** 2003: An experimental study of antenna array calibration. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* Vol. **51**, no. 3, pp. 664-667.

[49] **Pierre, J. and Kaveh, M.,** 1991: Experimental performance of calibration and direction-finding algorithms. *IEEE ICASSP.* Toronto, Canada. Vol. **2**, pp.1365-1368, May.

[50] **Ng, B. C. and See, C. M. S.,** 1996: Sensor-Array calibration using a maximum-likelihood approach. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* Vol. **44**, no. 6, pp. 827-835.

[51] **Friedlander, B. and Ksienski, A. J.,** 1991: Direction finding in the presence of mutual coupling. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* Vol. **39**, no. 3, pp. 273-284.

[52] **Harmancı, K. ,Tabrikian, J. and Krolik, J. L.,** 2000: Relations between adaptive minimum variance beamforming and optimal source localization. *IEEE Trans. on Signal Processing.* Vol. **48**, no. 1, pp. 1171-1178.

[53] **Stoica, P., Wang, Z. and Li, J.,** 2003: Robust Capon beamforming. *IEEE Signal Processing Letters.* Vol. **10**, no. 6, pp. 172-175.

[54] **Li, J., Stoica, P. and Wang, Z.,** 2003: On robust Capon beamforming and diagonal loading. *IEEE Transaction on Signal Processing.* Vol. **51**, no. 7, pp. 1702-1715.

[55] **Elnashar, A., Elnoubi, S.M. and El-Mikati, H.A.,** 2006: Further study on robust adaptive beamforming with optimum diagonal loading. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* Vol. 54, No. 12, pp. 3647-3658.

[56] **Li, J., Du, L. and Stoica, P.,** 2008: Fully automatic computation of diagonal loading levels for robust adaptive beamforming. *IEEE Int. Conf. Acoustic, Speech, Signal Processing.* Las Vegas, USA, pp.2325-2328.

[57] **Stoica, P., Li, J., Zhu, X. and Guerci, J. R.,** 2008: On using a priori knowledge in space-time adaptive processing. *IEEE Trans. on Signal Processing.* Vol. **56**, no. 6, pp. 2598-2602.

[58] **Hayes, M. N.,** 1996: *Statistical digital signal processing and modelling*, John Wiley, New York.

[59] **Scharf, L. L.,** 1991: *Statistical signal processing detection, estimation, and time series analysis*, Addison&Wesley, New York.

[60] **Vaseghi, S. V.,** 1996: *Advanced signal processing and digital noise reduction,* Wiley&Teubner, New York.

[61] **Poor, H. V.,** 1994: *An introduction to signal detection and estimation.* Springer, New York.

[62] **Li, J. and Stoica, P.,** 2006: *Robust adaptive beamforming.* Wiley-Interscience, New Jersey.

[63] **Saraç, U., Harmancı, F. K. ve Akgül, T.,** 2006: Çoklu yansımalı ortamlarda telsiz verilerinin sayısının ve yerlerinin tespit edilmesi. *14. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı*, s. 123-127, Antalya, 15-17 Nisan.

[64] **Saraç, U., Harmancı, F. K. ve Akgül, T.,** 2008: Detection and localization of emitters in the presence of multipath using a uniform linear array. *The Fifth IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, pp. 419-422, Darmstadt, Germany, 21-23 July.

[65] **Saraç, U., Harmancı, F. K. ve Akgül, T.,** 2008: Experimental analysis of detection and localization of multiple emitters in multipath environments. *IEEE Antennas and Propagation Magazine.* Vol. **50**, No. 5, pp. 61-70.

EKLER

EK A : Ortamın Fiziksel Betimlemesi
EK B : Farklı SNR Değerlerinde Korelasyon Katsayının Dağılımları
EK C: Tek Kısıtlamalı Gürbüz Capon Huzme Şekillendirme
EK D: Köşegen Yükleme (Diagonal Loading (DL)) Seviyesinin Otomatik Tespit Edilmesi
EK E: Chi-Square (χ_r^2) Dağılımının Kaynak Sayısı Tespitinde Kullanılması Çalışması

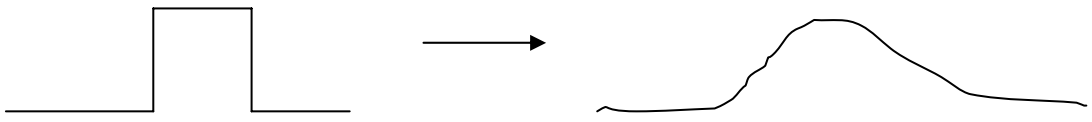
EK A

Ortam modeli oluşturulurken dikkat edilmesi gereken birçok durum vardır [10].

Üstdüşüm Prensibi (Superposition Principle): Farklı kaynaklardan yayılan işaretlerin birbirlerinin içerisinden etkilenmeden geçmesidir. Ortam üstdüşüm prensibine uygun olacaktır. Bu kabule göre ortamdaki işaretler (A.1)'deki gibi toplamsal olarak ifade edilebilir.

$$\boldsymbol{x} = \boldsymbol{A}\,\boldsymbol{s} = \sum_{l=1}^{D} a(\theta_l)\, s_l \qquad \textbf{(A.1)}$$

Dağılma (Dispersion): Farklı frekans bileşenlerinin dağıtıcı (dispersive) ortamda farklı hızla ilerlemesidir. Böyle ortamlardaki işaretlerdeki farklı frekans bileşenleri farklı faz kaymalarına uğramakta ve işareti bozmaktadır. Orjinal işaretin enerjisi değişmemekte sadece Şekil A.1'de görüldüğü gibi değişime uğramaktadır.



Orijinal işaret Dağılmış işaret

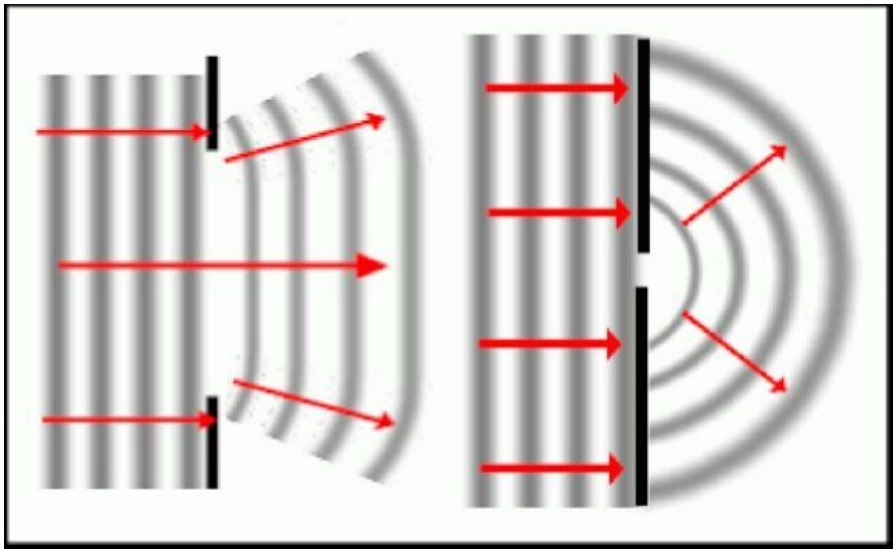
Şekil A.1 : Dağıtıcı (Dispersive) ortam etkisi.

Bu çalışmada işaret darbantlı kabul edilecek ve tek bir frekans bileşeninden oluştuğu varsayılacağından ortamın ayırganlığının etkisi sonuçları etkilemeyecektir.

Kırılma (Refraction): İşaretin yayılma hızının değişmesi durumunda yayılma yönünün değişmesine kırılma denmektedir. Işık hızının farklı ortamlarda farklı değerler aldığı durumlarda kırılma olmaktadır. Homojen olmayan ortamlarda Dağılma prensibi gereği işaretin hızı değişir, bu durumda kırılma olmaktadır. Ortam özelliklerin bilinmediği durumda kırılmadan dolayı hatalar çıkabilmektedir.

Bu çalışmada ortamın homojen olduğu yani ortamın her noktasında işaretin hızının sabit olduğu böylece kırılmanın olmadığı kabul edilecektir.

Kırınım (Diffraction): Herhangi bir doğrusal dalga yayıldığı ortamda herhangi bir yüzeye çarparsa yansır ve farklı bir yönde doğrusal dalga olarak ilerlemeye devam eder, fakat çarptığı yüzeyde süreksizlikler varsa kırınıma uğrayarak dairesel dalga halini alarak ilerlemeye devam eder. İşaretin dalga boyu ile süreksizlik boyutu arasındaki oran arttıkça kırınıma uğrayan işaretin bükülmesi artar. Bu durum Şekil A.2'de gösterilmektedir.



Şekil A.2 : Kırınım(Diffraction) ve süreksizlik boyutunun bükülmeye etkisi.

Ortamdaki çoklu yansıma etkisi üç bölüme ayrılabilmektedir. Bunlar vericinin çevresindeki yerel yansımalar, alıcı sisteminin çevresindeki yerel yansımalar ve verici ve alıcıdan uzakta gerçekleşen yansımalardır. Alıcı çevresinde gerçekleşecek kırınım, antenlere ulaşacak işaretin dairesel dalga olacağı anlamına gelmektedir. Bu durumda sistemin performansı düşeceğinden bu etkiyi ortadan kaldırmak için alıcı anten sistemi yüksek direkler üzerine kurulmaktadır.

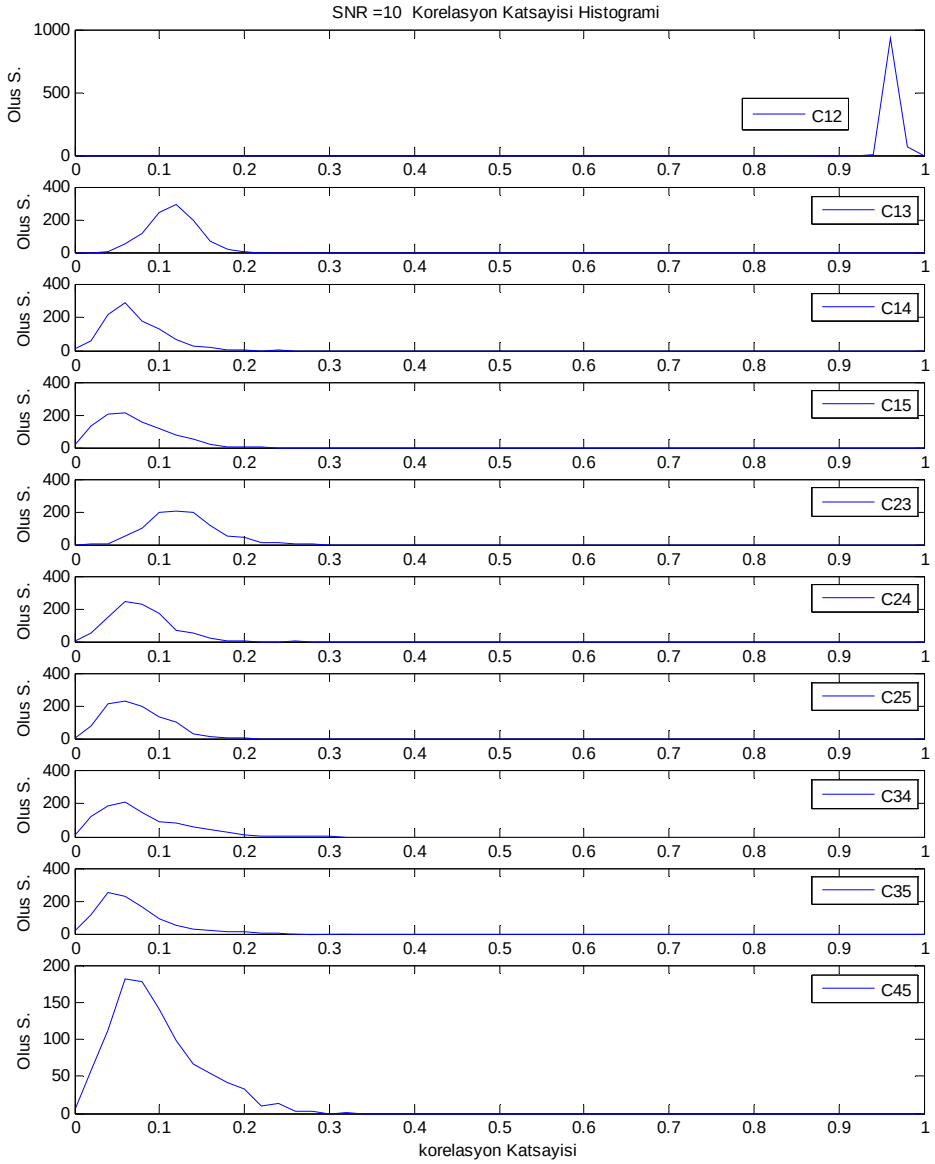
İşaret modelimiz kırınımın etkisiz olduğu durumlarda geçerlidir.

Doppler Etkisi: Herhangi bir vericinin veya alıcını hareketli olması durumunda alıcıda elde edilen işarette frekans kayması olacaktır. Bu çalışmada verici veya alıcı

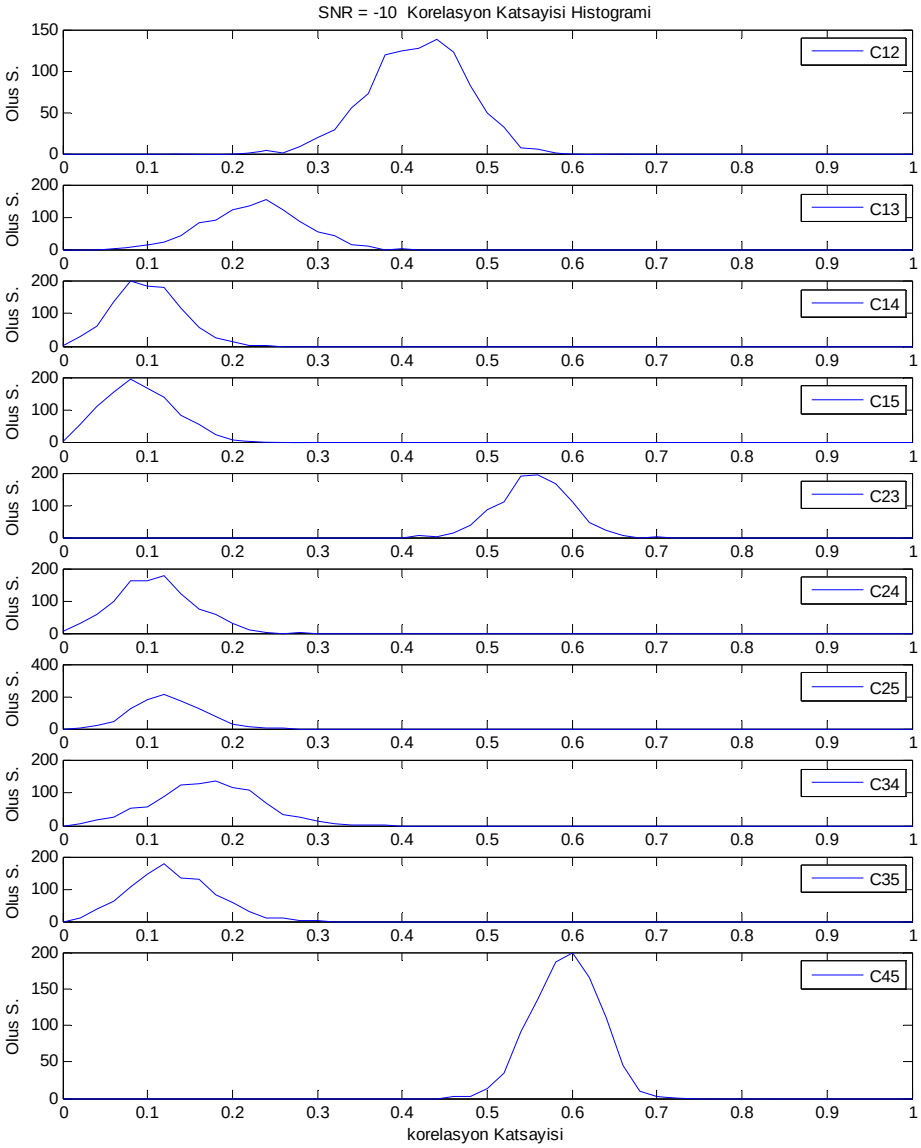
sistem sabit olacağından işaret üzerinde herhangi bir Doppler etkisi veya frekans kayması olmayacaktır.

Işık hızı c, bulunduğu ortama göre değişir, eğer işaretin geliş yönü biliniyorsa kontrollü bir ölçümle c'nin gerçek değeri bulunabilir. Çalışma kapsamında ışık hızı hava ortamında 3.10^8 m/s olarak kullanılacaktır.

EK B



Şekil B.1 : *SNR=10* için korelasyon katsayı histogramları.



Şekil B.2 : *SNR=-10* için korelasyon katsayı histogramları.

EK C

Gürbüz Capon huzme şekillendirme metotları (RCB, Robust Capon Beamforming), yönlendirme vektöründeki belirsizliklerin standart Capon huzme şekillendirme metodunda sebep olduğu hataları çözümlemek için kullanılmaktadır. Burada literatürde önerilmiş birkaç metot verilecektir.

C.1 Bozulmamış Belirsizlik Elips Kümesi Kıstası (Non-degenerate RCB)

$\boldsymbol{a}$ yönlendirme vektörünün belirsizlik kümesi bilinen $\bar{\boldsymbol{a}}$ ve $\boldsymbol{C}$ için $[\boldsymbol{a}-\bar{\boldsymbol{a}}]^H \boldsymbol{C}^{-1}[\boldsymbol{a}-\bar{\boldsymbol{a}}] \le 1$ şeklinde olsun. Bu yöntemde amaç, $\boldsymbol{R}-\sigma^2\boldsymbol{a}\boldsymbol{a}^H \ge 0$ iken ve $[\boldsymbol{a}-\bar{\boldsymbol{a}}]^H \boldsymbol{C}^{-1}[\boldsymbol{a}-\bar{\boldsymbol{a}}] \le 1$ kısıtı altında $\boldsymbol{a}$ değiştirilerek σ^2 değerini enbüyükleyecek

$$\begin{matrix} \boldsymbol{R}-\sigma^2\boldsymbol{a}\boldsymbol{a}^H \ge 0 \\ [\boldsymbol{a}-\bar{\boldsymbol{a}}]^H \boldsymbol{C}^{-1}[\boldsymbol{a}-\bar{\boldsymbol{a}}] \le 1 \end{matrix} \quad \text{iken} \quad \max_{\sigma^2,\boldsymbol{a}} \sigma^2 \tag{C.1}$$

şekilde seçmektir [62]. Bu yöntemde elde edilen işaretin yönlendirme vektörü ve beklenen güç değeri $\hat{\boldsymbol{a}} = \bar{\boldsymbol{a}} - \boldsymbol{U}(\boldsymbol{I}+\boldsymbol{v}\boldsymbol{\Gamma})^{-1}\boldsymbol{U}^H\bar{\boldsymbol{a}}$ olmak üzere,

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{\bar{\boldsymbol{a}}\boldsymbol{U}\boldsymbol{\Gamma}[\boldsymbol{v}^{-2}\boldsymbol{I}+2\boldsymbol{v}^{-1}\boldsymbol{\Gamma}+\boldsymbol{\Gamma}^2]\boldsymbol{U}^H\bar{\boldsymbol{a}}} \frac{\|\hat{\boldsymbol{a}}\|^2}{M} \tag{C.2}$$

şeklinde elde edilir. Burada $\boldsymbol{U}$ ve $\boldsymbol{\Gamma}$ $\boldsymbol{R}$'nin özdeğer ve özvektör matrisleridir ve (C.1)'de tanımlı kısıtlı optimizasyonda ortaya çıkan Lagrange çarpanıdır [62].

Elde edilen bu RCB algoritması standart algoritmalara göre daha az işlem yükü gerektirmekte ve özyineli (recursive) algoritmaların uygulamasına imkan tanımaktadır.

C.2 Düz Belirsizlik Elips Kümesi Kıstası (Flat Ellipsoidal Uncertainty Set, FEUS)

$\boldsymbol{a}$ yönlendirme vektörünün belirsizlik kümesi bilinen $\boldsymbol{B}$ ve $\boldsymbol{u}$ için $\boldsymbol{a} = \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}+\bar{\boldsymbol{a}}, \|\boldsymbol{u}\| \le 1$ şeklinde olsun. Bu yöntemde $\boldsymbol{R}-\sigma^2\boldsymbol{a}\boldsymbol{a}^H \ge 0$ iken ve $\boldsymbol{a} = \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}+\bar{\boldsymbol{a}}, \|\boldsymbol{u}\| \le 1$ kısıtı

altında σ^2 değerini maksimize edecek şekilde $\bar{\boldsymbol{a}}$ değerini seçmektir. Bu ifade (C.3)'deki gibi verilmektedir [62].

İstenen işaretin gücü bilinen $\bar{\boldsymbol{a}}$ ve $\boldsymbol{B}$ için ise bilinen (4.22)'de verilmektedir.

$$\begin{matrix} \boldsymbol{R}-\sigma^2\boldsymbol{a}\boldsymbol{a}^H \geq 0 \\ \boldsymbol{a}=\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}+\bar{\boldsymbol{a}}\,,\|\boldsymbol{u}\|\leq 1 \end{matrix} \text{ iken } \max_{\sigma^2,\boldsymbol{a}} \sigma^2 \qquad \textbf{(C.3)}$$

Önce $\widetilde{\boldsymbol{R}}=\boldsymbol{B}^H\hat{\boldsymbol{R}}^{-1}\boldsymbol{B}$ ve $\widetilde{\bar{\boldsymbol{a}}}=\boldsymbol{B}^H\hat{\boldsymbol{R}}^{-1}\bar{\boldsymbol{a}}$ hesaplanır ve $\widetilde{\boldsymbol{R}}=\widetilde{\boldsymbol{U}}\widetilde{\boldsymbol{\Gamma}}\widetilde{\boldsymbol{U}}^H$ ile $\widetilde{\boldsymbol{R}}$ kovaryans matrisinin özdeğer ve özvektörleri elde edilir. $\widetilde{\boldsymbol{z}}=\widetilde{\boldsymbol{U}}^H\widetilde{\bar{\boldsymbol{a}}}$ vektörünün çözümünü sağlayan v parametresi hesaplanırsa[80], $\hat{\boldsymbol{u}}=-\hat{\boldsymbol{U}}\left(\hat{\boldsymbol{\Gamma}}+\hat{\boldsymbol{v}}\boldsymbol{I}\right)^{-1}\hat{\boldsymbol{U}}^H\bar{\hat{\boldsymbol{a}}}$ olmak üzere işaretin yönlendirme vektörü ve tahmini güç değeri $\hat{\boldsymbol{a}}_0=\boldsymbol{B}\hat{\boldsymbol{u}}+\bar{\boldsymbol{a}}$ olmak üzere

$$\hat{\sigma}^2=\frac{1}{\hat{\boldsymbol{a}}_0{}^H\boldsymbol{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{a}}_0}\frac{\|\hat{\boldsymbol{a}}_0\|^2}{M} \qquad \textbf{(C.4)}$$

şeklinde edle edilir. Elde edilen bu RCF algoritması standart Capon huzme şekillendirme algoritması ile aynı işlem yükü gerektirmektedir.

C.3 Norm Kısıtlamalı Gürbüz Capon Huzme Şekillendirme (NCCB)

Ağırlık vektörü $\boldsymbol{w}$'nin Euclidean normu dizi anten çıkışındaki beyaz gürültü kazancına karşılık gelmektedir. Ağırlık vektörünün $\|\boldsymbol{w}\|^2\rangle\rangle 1$ olduğu durumlarda beyaz gürültünün gücü yükselecek ve bu durumda istenen işaret bastırılmış olacaktır. Norm kısıtlamalı gürbüz Capon huzme şekillendirme tasarımında $\boldsymbol{w}$'nin Euclidean normu için ek bir kısıtlama eklenerek bu gibi sorunlar çözülmektedir. Bu işlem

$$\begin{matrix} \boldsymbol{w}^H\bar{\boldsymbol{a}}=1 \\ \|\boldsymbol{w}\|^2\leq\zeta \end{matrix} \text{ iken } \min_{\boldsymbol{w}} \boldsymbol{w}^H\boldsymbol{R}\boldsymbol{w} \qquad \textbf{(C.5)}$$

ile ifade edilmektedir [80]. (C.5)'deki eşitsizliğin amacı anten çıkışındaki beyaz gürültü kazancını düşürmektir. ζ parametresinin seçimi algoritmanın uygulanmasındaki en önemli problemdir. $\boldsymbol{Q}$ gürültünün özilinti matrisini,

$\gamma_1 > \gamma_2 > ..... > \gamma_M$ değerlerinin $\boldsymbol{R}^{-1/2}\boldsymbol{Q}(\boldsymbol{R}^{-1/2})^H$ ifadesinin özdeğerlerini gösterdiği durumda λ parametresi (C.6)'daki elde edilir.

$$\lambda \le \frac{\gamma_1 - (M\zeta)^{1/2}\gamma_M}{(M\zeta)^{1/2} - 1} \qquad \textbf{(C.6)}$$

bu ifadeye gore en yuksek olarak seçilen λ parametresine göre elde edilen istenen işaretin gücü aşağıdaki gibi olacaktır. $\boldsymbol{\Gamma}$ ve $\boldsymbol{U}$ örneklem kovaryans matrisinin özdeğer ve özvektör matrisi olmak üzere

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\bar{\boldsymbol{a}}^H \boldsymbol{U}(\boldsymbol{\Gamma} + \boldsymbol{\lambda I})^{-2}\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{U}^H\bar{\boldsymbol{a}}}{\left[\bar{\boldsymbol{a}}^H \boldsymbol{U}(\boldsymbol{\Gamma} + \boldsymbol{\lambda I})^{-1}\boldsymbol{U}^H\bar{\boldsymbol{a}}\right]^2} \qquad \textbf{(C.7)}$$

EK D

Özilinti matris kestirimi $\hat{\boldsymbol{R}}$, gerek anten sayısına göre küçük örnek sayısına sahip olunması durumunda gerekse anten kalibrasyon hatalarından genel olarak hatalı olarak kestirilmektedir. Bu sebeple önerilen köşegen yüklemeli kovaryans matris kestirimi $\widetilde{\boldsymbol{R}}$

$$\widetilde{\boldsymbol{R}} = \alpha \boldsymbol{R_0} + \beta \hat{\boldsymbol{R}} \qquad \alpha > 0 \quad \beta > 0 \tag{D.1}$$

şeklinde ifade edilir [54]. Burada $\boldsymbol{R_0}$ genelde birim matris $\boldsymbol{I}$ olan kovaryans matrisinin başlangıç değeri olarak belirlenir. α ve β pozitif seçilirse $\widetilde{\boldsymbol{R}}$ de pozitif tanımlı olacaktır. (D.1)'deki bu ifade Doğrusal Birleşim (GLC, General Linear Combination) olarak, aşağıdaki farklı ifade ise Dışbükey Birleşim (CC, Convex Combination) olarak adlandırılır [54].

$$\widetilde{\boldsymbol{R}} = \alpha \boldsymbol{R_0} + (1-\alpha)\hat{\boldsymbol{R}} \qquad \alpha \in (0,1) \tag{D.2}$$

Dışbükey birleşim modelleme literatürde daha yaygın olarak kullanılmaktadır. Amacımız aşağıda tanımlanan ortalama karesel hatayı (MSE, Minimum Square Estimation) minimize edecek $\widetilde{\boldsymbol{R}}$ kovaryans matrisini kestirmektir.

$$MSE = E\left\{ \left\| \widetilde{\boldsymbol{R}} - \boldsymbol{R} \right\|^2 \right\} \tag{D.3}$$

Burada $\|.\|$ ifadesi Frobenius matris normu veya Euclidean vektör normunu ifade etmektedir.

D.1 Dışbükey Birleşim Çözümü(CC)

$\boldsymbol{R_0}$ matrisi sabit yani rasgele olmayan kovaryans matrisi, anten çıkış işareti herhangi bir dağılıma sahip rasgele vektör olmak üzere, dışbükey birleşim çözümü aşağıdaki gibi olacaktır.

$$
\begin{aligned}
MSE &= E\left\{\left\|\tilde{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\} = E\left\{\left\|\alpha\boldsymbol{R}_0+\hat{\boldsymbol{R}}-\alpha\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\} = E\left\{\left\|\alpha(\boldsymbol{R}_0-\hat{\boldsymbol{R}})+(\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R})\right\|^2\right\} \\
&= E\left\{tr\left[\alpha(\boldsymbol{R}_0-\hat{\boldsymbol{R}})+(\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R})\right]^H\left[\alpha(\boldsymbol{R}_0-\hat{\boldsymbol{R}})+(\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R})\right]\right\} \\
&= E\left\{\alpha^2\left\|\boldsymbol{R}_0-\hat{\boldsymbol{R}}\right\|^2-2\alpha\,\mathrm{Re}\left\{tr\left[(\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R})(\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}_0)^H\right]\right\}\right\}+c \\
&= \alpha^2 E\left\{\left\|\boldsymbol{R}_0-\hat{\boldsymbol{R}}\right\|^2\right\}-2\alpha E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\}+c
\end{aligned}
\tag{D.4}
$$

c, α 'ya göre sabit bir değer olmak üzere, (D.4) ifadesinin minimum değeri bulmak için türevi alınırsa aşağıdaki ifade bulunur.

$$
\alpha_0 = \frac{E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\}}{E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}_0\right\|^2\right\}} \tag{D.5}
$$

$E\left\{\left\|\boldsymbol{R}_0-\hat{\boldsymbol{R}}\right\|^2\right\}$ ifadesine $2tr(\hat{\boldsymbol{R}}^H\boldsymbol{R})-2tr(\hat{\boldsymbol{R}}^H\boldsymbol{R})$ ifadesi eklenirse, optimum α, α_0 olarak (D.6)'daki gibi bulunur.

$$
\alpha_0 = \frac{E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\}}{E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\}+\left\|\boldsymbol{R}-\boldsymbol{R}_0\right\|^2} \tag{D.6}
$$

Yukarıdaki α_0 ifadesinden anlaşılacağı gibi $\hat{\boldsymbol{R}}$, $\boldsymbol{R}$'ye $\boldsymbol{R}_0$'dan çok daha yakın ise α_0 sıfır olacaktır. Bu durum (D.2)'nin de sağlaması niteliğindedir.

Uygulamada $\boldsymbol{R}$ değeri bilinmemektedir. Bu durumda α_0'ın hesaplanabilmesi için $E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\}$ ifadesi anten çıkış vektörleri $\boldsymbol{y}_n$ kullanılarak kestirilecektir.

Burada $\hat{\boldsymbol{r}}_m$ ve $\boldsymbol{r}_m$ sırasıyla $\hat{\boldsymbol{R}}$ ve $\boldsymbol{R}$ kovaryans matrislerinin m'inci sütunlarını ifade etsin:

$$
\hat{\boldsymbol{r}}_m = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\boldsymbol{y}(n)y_m^*(n) \tag{D.7}
$$

$$\boldsymbol{r}_m = E\left\{\boldsymbol{y}(n)y_m^*(n)\right\} \tag{D.8}$$

Bu durumda

$$\begin{aligned} E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\} &= E\left\{tr\left[\left(\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right)^H\left(\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right)\right]\right\} = E\left\{\sum_{m=1}^{M}\left(\hat{\boldsymbol{r}}_m-\boldsymbol{r}_m\right)^H\left(\hat{\boldsymbol{r}}_m-\boldsymbol{r}_m\right)\right\} \\ E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\} &= \sum_{m=1}^{M}E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{r}}_m-\boldsymbol{r}_m\right\|^2\right\} \end{aligned} \tag{D.9}$$

(D.9)'daki $\sum_{m=1}^{M}E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{r}}_m-\boldsymbol{r}_m\right\|^2\right\}$ ifadesinin çözümü bizi sonuca götürecektir.

$$\sum_{m=1}^{M}E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{r}}_m-\boldsymbol{r}_m\right\|^2\right\} \cong \frac{1}{N^2}\sum_{n=1}^{N}\left\|\boldsymbol{y}(n)y_m^*(n)-\hat{\boldsymbol{r}}_m\right\|^2 \tag{D.10}$$

(D.9)'daki ifadeye dönecek olursak $E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\}$ ifadesi aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$\begin{aligned} &\rho = E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}\right\|^2\right\} \quad ise \quad \hat{\rho} = \frac{1}{N^2}\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M}\left\|\boldsymbol{y}(n)y_m^*(n)-\hat{\boldsymbol{r}}_m\right\|^2 \\ &\hat{\rho} = \frac{1}{N^2}\sum_{n=1}^{N}\left\|\boldsymbol{y}(n)\boldsymbol{y}^*(n)-\hat{\boldsymbol{R}}\right\|^2 \end{aligned} \tag{D.11}$$

(D.11)'deki sonuç (D.6)'da yerine koyulursa ve $\boldsymbol{R}$ yerine $\hat{\boldsymbol{R}}$ kestirim değeri kullanılırsa (D.12)'deki sonuç elde edilir.

$$\hat{\alpha}_0 = \frac{\hat{\rho}}{\hat{\rho}+\left\|\hat{\boldsymbol{R}}-\boldsymbol{R}_0\right\|^2} \tag{D.12}$$

(D.12) ile elde edilen DL seviyesi Dışbükey Birleşim(CC) metoduna göre elde edildi. $\boldsymbol{R}_0$ genel olarak birim matris $\boldsymbol{I}$ olarak kullanılır.

D.2 Doğrusal Birleşim Çözümü(GLC)

Doğrusal Birleşim(GLC) metoduna göre DL seviyesi çözümü aşağıdaki gibi olacaktır.

$$MSE = E\left\{\left\|\tilde{\boldsymbol{R}} - \boldsymbol{R}\right\|^2\right\} = E\left\{\left\|\alpha\boldsymbol{R}_0 - (1-\beta)\boldsymbol{R} + \beta(\hat{\boldsymbol{R}} - \boldsymbol{R})\right\|^2\right\}$$

$$= \left\|\alpha\boldsymbol{R}_0 - (1-\beta)\boldsymbol{R}\right\|^2 + \beta^2 E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}} - \boldsymbol{R}\right\|^2\right\} \quad \textbf{(D.13)}$$

$$= \alpha^2\left\|\boldsymbol{R}_0\right\|^2 - 2\alpha(1-\beta)\,\mathrm{Re}\left\{tr(\boldsymbol{R}_0^H\boldsymbol{R}\ )\right\} + (1-\beta)^2\left\|\boldsymbol{R}\ \right\|^2 + \beta^2 E\left\{\left\|\hat{\boldsymbol{R}} - \boldsymbol{R}\right\|^2\right\}$$

(D.13) sabit β değeri için α'ya göre minimize edilecek olursa optimum α değeri (D.14)'deki gibi elde edilir.

$$\alpha_0 = \frac{(1-\beta_0)tr(\boldsymbol{R}_0^H\boldsymbol{R})}{\left\|\boldsymbol{R}_0\right\|^2} \quad \textbf{(D.14)}$$

(D.14)'deki ifadede α_0 değeri yerine koyulup, β için minimize edilirse ve ρ (D.11)'de tanımlandığı haliyle kullanılırsa,

$$\gamma = \frac{\left\|\boldsymbol{R}\right\|^2\left\|\boldsymbol{R}_0\right\|^2 - tr^2(\boldsymbol{R}_0^H\boldsymbol{R})}{\left\|\boldsymbol{R}_0\right\|^2},\ \gamma > 0 \quad \textbf{(D.15)}$$

$$\beta_0 = \frac{\gamma}{\rho+\gamma}\quad ,\beta_0 \in (0,1) \quad \textbf{(D.16)}$$

optimum β_0 elde edilir. $v = \dfrac{tr(\boldsymbol{R}_0^H\boldsymbol{R})}{\left\|\boldsymbol{R}_0\right\|^2}$ şeklinde tanımlanan v kullanılarak γ tekrar (D.17)'deki gibi tanımlanır.

$$\gamma = \left\|v\boldsymbol{R}_0 - \boldsymbol{R}\right\|^2 = \frac{tr^2(\boldsymbol{R}_0^H\boldsymbol{R})}{\left\|\boldsymbol{R}_0\right\|^2} + \left\|\boldsymbol{R}\right\|^2 - 2\frac{tr^2(\boldsymbol{R}_0^H\boldsymbol{R})}{\left\|\boldsymbol{R}_0\right\|^2} \quad \textbf{(D.17)}$$

Bu durumda $\hat{\gamma} = \left\|\hat{v}\boldsymbol{R}_0 - \hat{\boldsymbol{R}}\right\|^2$ ve $\hat{v} = \dfrac{tr(\boldsymbol{R}_0^H\hat{\boldsymbol{R}})}{\left\|\boldsymbol{R}_0\right\|^2}$ için α, β değeri tekrar hesaplanırsa (D.18-19)'daki ifadeler elde edilir.

$$\hat{\beta}_0 = \frac{\hat{\gamma}}{\hat{\rho} + \hat{\gamma}} \quad \textbf{(D.18)}$$

$$\hat{\alpha}_0 = \hat{v}(1 - \hat{\beta}_0) \quad \textbf{(D.19)}$$

Sonuç olarak hiçbir kullanıcı parametresine bağımlı olmayan, sadece antenden gelen işarete bağımlı olan $\hat{\alpha}_0$ DL eşik seviyesi (D.12) ile Dışbükey Birleşim(CC) için, (D.18-19) ile Doğrusal Birleşim(GLC) için tespit edilmiştir.

EK E

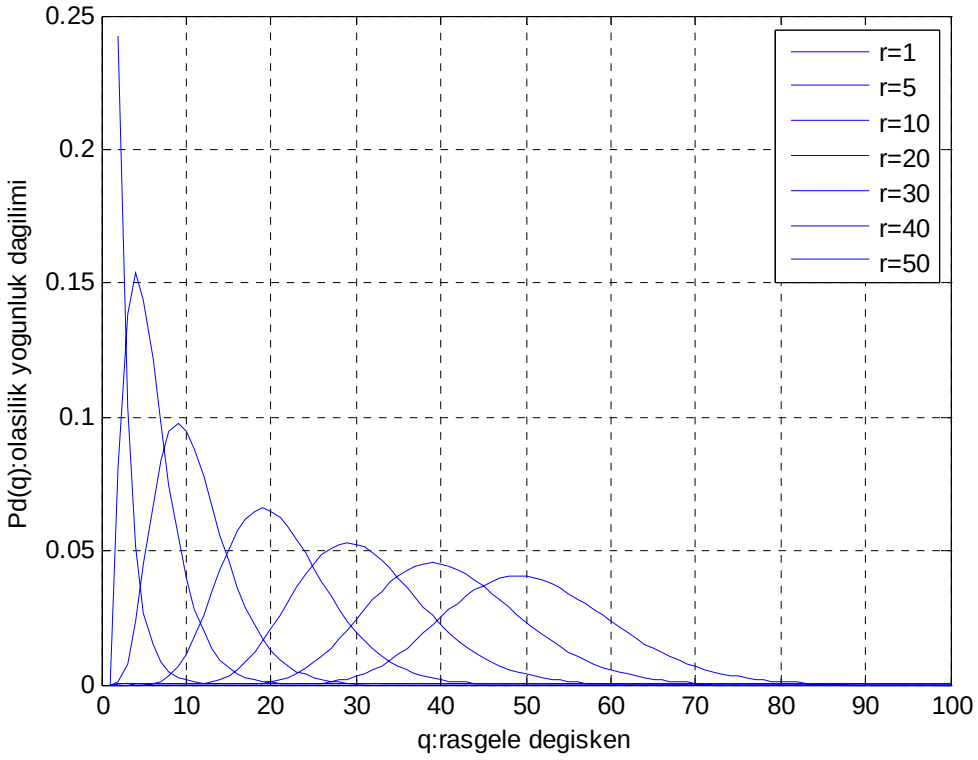
Chi-Square (χ_r^2) Dağılımı, standart normal dağılımlı rasgele işaretlerin karesinin toplanmasıyla oluşan dağılımdır. Formülize edecek olursak: her $X_i, \quad i = 1,,2,.....r$ sıfır ortalamalı birim varyanslı i.i.d. *r* adet Normal dağılımlı değişken olsun, Chi-Square χ_r^2 değişkeni (E.1)'deki gibi ifade edilir:

$$\chi_r^2 = \sum_{i=1}^{r} X_i^2 \qquad \textbf{(E.1)}$$

ve burada *r* "serbesti derecesi" olarak adlandırılır. *Γ,* gamma fonksiyonu $\Gamma(a) = \int_0^\infty t^{a-1} e^{-t} dt$ şeklinde tanımlanırsa, f*(q)* olasılık yoğunluk fonksiyonu (E.2)'deki gibi verilmektedir [59].

$$f(q) = \frac{e^{-\frac{q}{2}} q^{-\frac{r}{2}-1}}{2^{\frac{q}{2}} \Gamma(\frac{r}{2})}, \quad q \geq 0 \qquad \textbf{(E.2)}$$

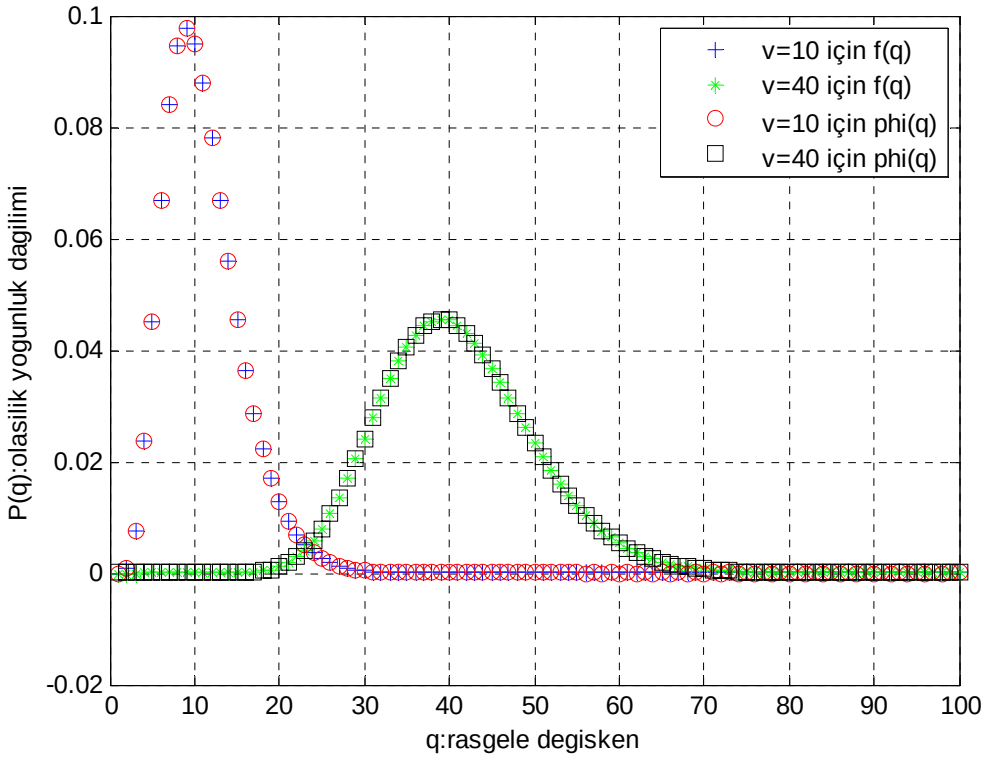
Farklı *r* parametreleri için elde edilen χ_r^2 olasılık yoğunluk fonksiyonları Şekil E.1'de verilmektedir.



Şekil E.1 : Farklı *r* parametreleri için Chi-Square olasılık yoğunluk dağılımı.

(E.3)'de verilen ters Fourier dönüşüm formülü gerçeklenerek Şekil E.2'de gösterilmektedir.

$$P(q) = \frac{e^{-\frac{q}{2}} q^{-\frac{r}{2}-1}}{2^{\frac{q}{2}} \Gamma(\frac{r}{2})}, \quad q \geq 0 \Leftrightarrow \phi(\omega) = \frac{1}{(1+2j\omega)^{\frac{N}{2}}} \qquad \textbf{(E.3)}$$



Şekil E.2 : Farklı *r* parametreleri için *P(q)-P(w)* dönüşümleri.

E.1 Vektörlerin Chi-Square Dağılımı

P simetrik matris, ***X****: N(**m**,**R**)* olmak üzere;

$$Q = (\boldsymbol{X} - \boldsymbol{m})^H \boldsymbol{P}(\boldsymbol{X} - \boldsymbol{m}) \qquad \textbf{(E.4)}$$

Q rasgele değişkeni yukarıdaki gibi ifade edilecek olursa bunun ortalama ve varyansı aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned} E(q) &= tr[\boldsymbol{PR}] \\ \text{var}(q) &= 2\,tr[(\boldsymbol{PR})^2] \end{aligned} \qquad \textbf{(E.5)}$$

q rasgele değişkeninin olasılık yoğunluk fonksiyonun bulunabilmesi için ilk olarak karakteristik fonksiyonu bulunur ve bunun ters dönüşümü alınarak olasılık yoğunluk fonksiyonu elde edilir. q'nun karakteristik fonksiyonu (E.6)'da verilmektedir.

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{\left|\boldsymbol{I} + 2\,j\omega\boldsymbol{PR}\right|^{\frac{1}{2}}} \qquad \textbf{(E.6)}$$

PR simetrik ise yani ***PR=RP*** ise karakteristik fonksiyon aşağıdaki hale gelir.

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{\prod_{n=1}^{N}(1+2\omega\lambda_n)^{\frac{1}{2}}} \qquad \textbf{(E.7)}$$

λ_n, ***PR'***nin özdeğerleridir. *q* rasgele değişkeninin χ_r^2 dağılımına sahip olabilmesi için aşağıdaki özelliklere sahip olması gerekir.

$$\lambda_n = \begin{Bmatrix} 1, & n = 1,2,.....,r \\ 0, & n = r+1,....N \end{Bmatrix} \qquad \textbf{(E.8)}$$

E.2 Chi-Square Dağılımının Sınıflandırma Probleminde Kullanımı

H_0 için ***X****: N(0,****R****$_0$)* ve H_1 için ***X****: N(0,****R****$_1$)* olsun. Bu durumda $\boldsymbol{Q} = \boldsymbol{R}_0^{-1} - \boldsymbol{R}_1^{-1}$ iken olabilirlik oranının logaritması *L(****x****)*

$$L(\boldsymbol{X}) = \boldsymbol{X}^H \boldsymbol{Q} \boldsymbol{X} \qquad \textbf{(E.9)}$$

olarak yazılabilir. Eğer $\boldsymbol{R}_0 = \boldsymbol{R}_0^{\frac{1}{2}} \boldsymbol{R}_0^{\frac{T}{2}}$ ve $\boldsymbol{S} = \boldsymbol{R}_0^{-\frac{1}{2}} \boldsymbol{R}_1 \boldsymbol{R}_0^{-\frac{T}{2}}$ ise

$$\boldsymbol{Q} = \boldsymbol{R}_0^{-\frac{T}{2}} (\boldsymbol{I} - \boldsymbol{S}^{-1}) - \boldsymbol{R}_0^{\frac{-1}{2}} \qquad \textbf{(E.10)}$$

olur. Dolayısıyla $\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{R}_0^{-1/2} \boldsymbol{X}$ olarak tanımlanırsa

$$L(\boldsymbol{X}) = \boldsymbol{Y}^T (\boldsymbol{I} - \boldsymbol{S}^{-1}) \boldsymbol{Y} \qquad \textbf{(E.11)}$$

olur. Burada H_0 için ***Y****: N(0,****I****),* H_1 için ***Y****: N(0,****S****)*. Bu durumda (E.6)'da elde edilen simetriklik şartı (E.11) için sağlanmış olur.

(E.12)'de verilen *q* rasgele değişkenin dağılımı (E.13) ve (E.14) ile ifade edilen karakteristik fonksiyonların ters dönüşümü yapılarak elde edilir.

$\boldsymbol{\Lambda}$: ***S'***in özdeğer matrisi, λ_n:***S'***in özdeğerleri olmak üzere, karakteristik fonksiyonlar aşağıdaki gibi elde edilir.

$$q = \boldsymbol{X}^H (\boldsymbol{R}_0^{-1} - \boldsymbol{R}_1^{-1}) \boldsymbol{X} \tag{E.12}$$

$$H_0 : \Phi(\omega) = \frac{1}{\left[\det[\boldsymbol{I} + 2j\omega(\boldsymbol{I} - \boldsymbol{\Lambda}^{-1})]\right]^{\frac{1}{2}}} = \frac{1}{\prod_{n=1}^{N} (1 + j\omega(1 - \frac{1}{\lambda}))^{\frac{1}{2}}} \tag{E.13}$$

$$H_1 : \Phi(\omega) = \frac{1}{\left[\det[\boldsymbol{I} + 2j\omega(\boldsymbol{I} - \boldsymbol{\Lambda})]\right]^{\frac{1}{2}}} = \frac{1}{\prod_{n=1}^{N} (1 + j\omega(\lambda_n - 1))^{\frac{1}{2}}} \tag{E.14}$$

Yukarıda elde edilen karakteristik fonksiyonlar χ_r^2-benzeri dağılımı olarak kabul edilebilir ve olabilirlik fonksiyonunun H_0 ve H_1 durumlarındaki dağılımları sayısal ters dönüşüm kullanılarak hesaplanır.

E.3 Sınıflandırma Simulasyonu

$\boldsymbol{R_0}$ ve $\boldsymbol{R_1}$ üreterek q rasgele değişkenin dağılımı bulma simulasyonunda ilk olarak $\boldsymbol{R_0}$ ve $\boldsymbol{R_1}$ matrisleri (E.15-16)'ya göre kontrollü olarak üretilerek yapılacaktır.

$$H_0 : \boldsymbol{R_0} = [\boldsymbol{a}_1 \, \boldsymbol{a}_2] \left[\sigma_1^2\right] \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \rho_{12}\sigma_1^2\alpha \\ \rho_{12}\sigma_1^2\alpha & \alpha^2\sigma_1^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{a}_1^H \\ \boldsymbol{a}_2^H \end{bmatrix} + \boldsymbol{R_{nn}} \tag{E.15}$$

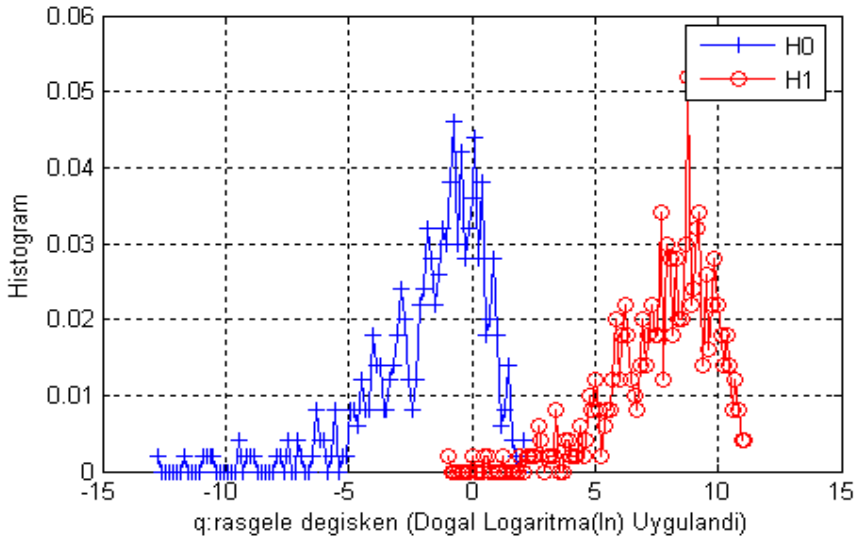
ρ_{12}=1

$$H_1 : \boldsymbol{R}_1 = [\boldsymbol{a}_1 \, \boldsymbol{a}_2] \left[\sigma_1^2\right] \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \rho_{12}\sigma_1\sigma_2 \\ \rho_{12}\sigma_1\sigma_2 & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{a}_1^H \\ \boldsymbol{a}_2^H \end{bmatrix} + \boldsymbol{R_{nn}} \tag{E.16}$$

ρ_{12}=0

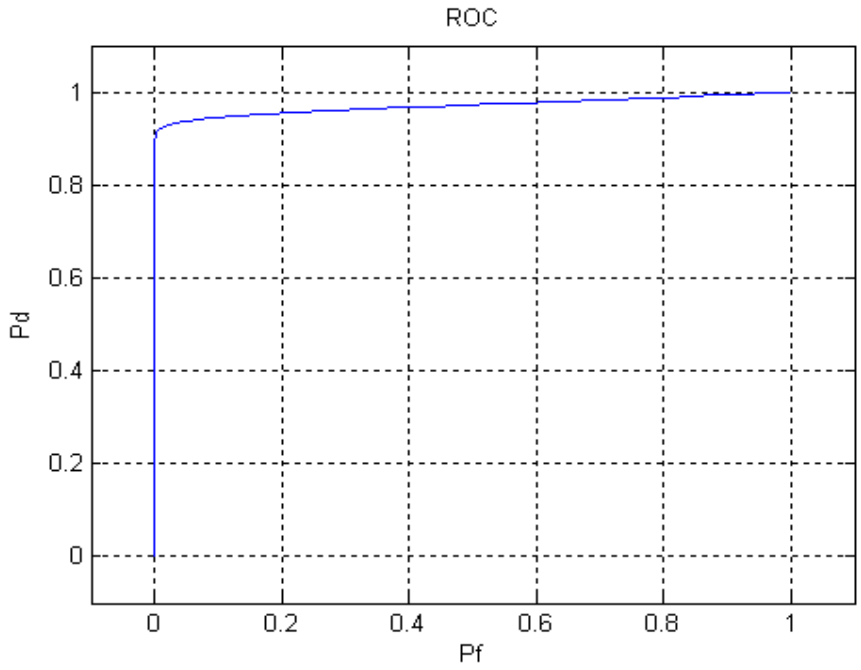
Chi-Square benzeri dağılımın karakteristiği kullanılarak antenlere iki farklı yoldan gelen işaretlerin aynı kaynaktan veya farklı kaynaktan geldiği tespiti yapılabilir. H_0 durumu işaretlerin farklı kaynaktan çıktığı durumu, H_1 durumu işaretlerin aynı kaynaktan çıktığı durumu ifade eder.

İki yollu durumda, Şekil E.3'deki histograma eşik değer olarak bir uygulanırsa iyi bir ayırım elde edilmektedir.



Şekil E.3 : Chi-Square benzeri dağılımların logaritmik çizimleri.

Şekil E.3'teki histogramlar kullanılarak sınıflandırma işleminin güvenirliğinin kontrolü için Şekil E.4'deki ROC grafiği incelenebilir. Burada görüleceği gibi düşük P_F değerine karşılık yüksek P_D değerleri elde edilebilmektedir.



Şekil E.4 : ROC sonuçları.

χ_r^2-benzeri dağılımının kabulü yapıldıktan sonra, bu dağılımın χ_r^2 dağılımından farkını irdelecek olursak, χ_r^2 dağılımında görülmeyen negatif rasgele değişken

değerlerinin varlığı görülecektir. $Q = \boldsymbol{X}^H \boldsymbol{R}^{-1} \boldsymbol{X}$ ifadesinde $\boldsymbol{R}$ pozitif tanımlıdır ve bu sebeple Q rasgele değişkeni pozitif değer almaktadır. Ancak $Q = \boldsymbol{X}^H (\boldsymbol{R}_0^{-1} - \boldsymbol{R}_1^{-1}) \boldsymbol{X}$ dağılımda $(\boldsymbol{R}_0^{-1} - \boldsymbol{R}_1^{-1})$ ifadesinin pozitif tanımlı olma garantisi yoktur. Bunun sonucunda da Q rasgele değişkeni negatif değerler alacaktır. Bu duruma karşılık gelen dağılımlar Şekil E.3'teki H_0 dağılımı için görülmektedir.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Uğur SARAÇ

Doğum Yeri ve Tarihi: Samsun, 12.05.1975

Lisans Üniversite: ODTÜ, Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Yüksek Lisans Üniversite: İTÜ, Elektronik-Haberleşme Mühendisliği

Yayın Listesi:

Uluslararası Konferans ve Makaleler

- ÖZER, H, Yapanel, Ü, Ölçer, İ and **Saraç, U,** 2000: Classification of transient signals using hierarchical wavelet decomposition. *RCMCIS'2000*, Zegrze, Poland.

- **Saraç, U.,** Harmancı, F. K. ve Akgül, T., 2008: Experimental analysis of detection and localization of multiple emitters in multipath environments. *IEEE Antennas and Propagation Magazine.* Vol. **50**, No. 5, pp. 61-70.

- **Saraç, U.,** Harmancı, F. K. ve Akgül, T., 2008: Detection and localization of emitters in the presence of multipath using a uniform linear array. *The Fifth IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, pp. 419-422, Darmstadt, Germany, 21-23 July.

Ulusal Konferanslar

- **Saraç, U., Üreten, O. ve Altun, Ö.,** 2001: Telsiz vericilerinin geçici rejim işaretlerinin gerçek zamanda yakalanması ve incelenmesi. *9. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı.* D.A.Ü., Gazimağusa, KKTC, s. 88-94, 25-27 Nisan.

- **Saraç, U. ve Üreten, O.,** 2001: Eşlemleme tekniklerinin telsiz vericisi kimlik tespit sistemlerine uygulanması. *9. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı.* D.A.Ü., Gazimağusa, KKTC, s. 144-150 , 25-27 Nisan.

- **Saraç, U., İlk, İ. G., Üreten, O., Özer, H. ve Ölçer, İ.,** 2001: Vektör nicemleme teknikleri kullanarak veri özetlemenin verici kimlik tespit sistemlerine uygulanması. *9. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı.* D.A.Ü., Gazimağusa, KKTC, s. 106-111, 25-27 Nisan.

- ÖZER, H., **Saraç, U.,** Ölçer, İ. ve Yıldırım, N., 2002: Fingerprint analysis at radio transmitters by wavelet transform. *10. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı*, 12-14 Haziran, s.1168-1173, Pamukkale, Türkiye.

- Yıldırım, N., **Saraç, U.** ve Özer**,** H., 2002**:** Fingerprint analysis using Gabor filters", *10. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı.* 12-14 Haziran, s.1062-1067, Pamukkale, Türkiye.

- **Saraç, U.,** Şengör, N. S., Özer, H. ve Yıldırım, N., 2002: Uyarlamalı olasılıklı sinir ağlarının verici kimlik tespit sistemlerinde kullanılması. *10.IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı.* 12-14 Haziran, s.1168-1173, Pamukkale, Türkiye.

- **Saraç, U.,** Şengör, N. S. ve Özer, H., 2003: Saklı markov modelleme tekniklerinin telsiz vericisi kimlik tespit sistemlerine uygulanması. *11. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı.* 18-20 Haziran, s.461-463*,* İstanbul, Türkiye.

- **Saraç, U.,** Harmancı, F. K. ve Akgül, T., 2006: Çoklu yansımalı ortamlarda telsiz verilerinin sayısının ve yerlerinin tespit edilmesi. *14. IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı*, s. 123-127, Antalya, 15-17 Nisan.