

**KISA DALGA LİNKLERİNDE MUSIC
(MULTIPLE SIGNAL CLASSIFICATION) ALGORİTMASI
KULLANILARAK SİNYALLERİN GELİŞ YÖNLERİNİN
BELİRLENMESİ**

Feridun KUTAY

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEMMUZ 2011
ANKARA**

Feridun KUTAY tarafından hazırlanan “KISA DALGA LİNKLERİNDE MUSIC (MULTIPLE SIGNAL CLASSIFICATION) ALGORİTMASI KULLANILARAK SİNYALLERİN GELİŞ YÖNLERİNİN BELİRLENMESİ” adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç.Dr. Erkan AFACAN
Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Yrd.Doç.Dr. Murat Hüsnü SAZLI
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Ankara Üniversitesi

Doç.Dr. Erkan AFACAN
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Doç.Dr. Timur AYDEMİR
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Tarih: 29/06/2011

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Bilal TOKLU
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Feridun KUTAY

**KISA DALGA LİNKLERİNDE MUSIC (MULTIPLE SIGNAL
CLASSIFICATION) ALGORİTMASI KULLANILARAK SİNYALLERİN
GELİŞ YÖNLERİNİN BELİRLENMESİ**
(Yüksek Lisans Tezi)

Feridun KUTAY

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Temmuz 2011**

ÖZET

Tez çalışmasında Kısa Dalga (High Frequency, HF) bandında yayın yapan vericilerin konumlarının belirlenmesi amaçlanmıştır. Vericilerin yanca açıları, örnek bir uygulama kapsamında, MUSIC (Multiple Signal Classification) algoritması kullanılarak hesaplanmıştır.

MUSIC algoritması özvektör ilkesine dayanmaktadır ve HF bandı için uygun olduğu görülmüştür. Ancak, eşevreli veya yüksek ilintili sinyaller için MUSIC algoritması çalışmamaktadır. Bu problemi çözmek üzere literatürde uzamsal yumuşatma yöntemi önerilmiştir. HF sinyalleri için önerilen yöntem kullanılmış ve eşevreli veya yüksek ilintili HF sinyalleri için geliş açılarının bulunabileceği gösterilmiştir. Simülasyonlarda MATLAB programlama ortamı kullanılmış ve sistem performansının yüksek olduğu gözlemlenmiştir.

Bilim Kodu : 905.1.067
Anahtar Kelimeler : MUSIC, özvektör ilkesi, eşevreli veya yüksek ilintili sinyaller
Sayfa Adedi : 52
Tez Yöneticisi : Doç. Dr. Erkan AFACAN

**DIRECTION OF ARRIVAL ESTIMATION USING MUSIC (MULTIPLE
SIGNAL CLASSIFICATION) ALGORITHM FOR HF LINKS**

(M.Sc. Thesis)

Feridun KUTAY

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

July 2011

ABSTRACT

In this thesis the determination of the positions of the transmitters broadcasting in the short wave (High Frequency, HF) band is aimed as the main target. The azimuth angles belonging to signal transmitters have been calculated by using MUSIC (Multiple Signal Classification) algorithm for a sample application.

MUSIC algorithm is based on the principle of eigenvector and is found to be useful for HF band. But, unfortunately for coherent or highly correlated signals MUSIC algorithm doesn't work. To solve this problem spatial smoothing is proposed in the literature. The proposed method is used for HF signals and it is shown that it is possible to obtain the angle of arrivals for coherent or highly correlated HF signals. In the simulations MATLAB programming environment is used. The performance of the system is found to be very well.

Science Code	: 905.1.067
Key Words	: MUSIC, eigenvector principle, coherent or highly correlated signals
Page Number	: 52
Adviser	: Doç. Dr. Erkan AFACAN

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren Hocam Doç. Dr. Erkan AFACAN'a, yine daha önceki dönemde kıymetli tecrübelerinden faydalandığım hocam Prof. Dr. Feza ARIKAN'a, tüm çalışma arkadaşlarıma ve manevi destekleriyle beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan çok değerli aileme teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR	x
1. GİRİŞ	1
2. YÖN BULMA	4
2.1. Tek Kanallı DF	6
2.2. Aktif-Pasif DF	6
2.3. Başlıca DF Algoritmaları	6
2.3.1. Genlik bilgisine dayalı DF algoritmaları	7
2.3.2. Faz bilgisine dayalı DF algoritmaları	8
2.4. Algoritmalara Genel Bakış	12
3. MUSIC	15
3.1. Sinyal ve Gürültü Modeli	15
3.2. Dizi Antenler	16
3.2.1. Kullanılan dizi anten ve ortam modeli	16
3.2.2. Özilinti matrisi	22
3.3. MUSIC Algoritması	26
4. KD LİNKİ	29
4.1. İyonosfer	30

	Sayfa
4.1.1. D katmanı	31
4.1.2. E katmanı.....	31
4.1.3. Düzensiz (Sporadik) E katmanı	32
4.1.4. F katmanı.....	32
4.2. KD Linkinde Sinyal Kestirimi	33
5 . MUSIC ALGORİTMASI UZAMSAL YUMUŞATMA YÖNTEMİ.....	36
6. SİMÜLASYON.....	38
6.1. Sinyallerin Modellenmesi	38
6.2. Algoritmaya Geçiş.....	40
7. SONUÇ	43
KAYNAKLAR.....	45
EKLER.....	47
EK-1.....	48
EK-2.....	49
ÖZGEÇMİŞ.....	52

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1 : Üçlü DF kestirimi ve elips oluşumu.....	4
Şekil 2.2 : 8 elemanlı bir DF sistemi için sistem blok diyagramı.....	5
Şekil 2.3 : Tipik bir Doppler DF yapısı.	9
Şekil 2.4 : Söзде-Doppler sinüs ve faz kayması oluşumu.	10
Şekil 2.5 : Söзде-Doppler çalışma şekli blok diyagramı.	11
Şekil 2.6 : İnterferometrinin temel prensibi.	12
Şekil 2.7 : Çoklu yansıma etkisi.	13
Şekil 3.1 : Doğrusal anten dizileri ile düzlemsel dalga gösterimi	19
Şekil 3.2 : $K=2$, $D=5$ olduğu durum için ortamdaki sinyallerin olası durumları.	20
Şekil 3.3 : Sinyal ve gürültü özdeğerlerinin gösterimi	25
Şekil 4.1 : İyonosferin genel yapısı	30
Şekil 4.2 : Yer dalgası çeşitleri.....	34
Şekil 4.3 : KD linki iletişim simülasyonu	35
Şekil 5.1 : Uzamsal yumuşatmada alt anten dizilerinin oluşturulması.....	36
Şekil 5.2 (a): Uzamsal yumuşatmanın olmadığı durumda çoklu yansımali ortam.....	37
Şekil 5.2 (b): Uzamsal yumuşatma ile çoklu yansımali ortamda çözünürlüğün iyileştirilmesi.....	37
Şekil 6.1 : Simülasyon ortam modeli.....	38
Şekil 6.2 : Mesaj sinyallerinin elde edilmesi.....	39
Şekil 6.3 : Sinyallerin elde edilmesi.	39
Şekil 6.4 : $s_1(n)$ sinyalinin specram çıkış grafiği.....	40
Şekil 6.5 : Sinyal geliş yanca açılarını gösteren grafik.....	41

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Kısaltmalar	Açıklama
AM	Amplitude Modulation (Genlik Modülasyonu)
AOA	Angle of Arrival (Geliş Açısı)
DF	Direction Finding (Yön Bulma)
DFT	Discrete Fourier Transform (Ayrık Fourier Dönüşümü)
DSP	Digital Signal Processing
DOA	Direction of Arrival
FM	Frequency Modulation (Frekans Modülasyonu)
HPF	High Pass Filter (Yüksek Geçiren Filtre)
I.I.D	Independent and Identically Distributed
KD	Kısa Dalga
LPF	Low Pass Filter (Alçak Geçiren Filtre)
LOS	Line of Sight (Görüş Hattı)
MUSIC	MUltiple Signal Classification (Çoklu İşaret Sınıflandırması)
MUF	Maximum Useful Frequency (Maksimum Kullanılabilir Frekans)
SNR	Signal Noise Ratio (Sinyal Gürültü Oranı)
SS	Spatial Smoothing (Uzamsal Yumuşatma)
SVD	Singular Value Decomposition (Tekil Değer Ayrışımı)
UHF	Ultra High Frequency (Ultra Yüksek Frekans)
ULA	Uniform Linear Array (Düzgün Doğrusal Dizi)
VHF	Very High Frequency (Çok Yüksek Frekans)
WGN	White Gaussian Noise (Beyaz Gauss Gürültüsü)

1. GİRİŞ

Herhangi bir sinyalin yayın yapması halinde, belirli bir pasif anten grubu kullanılarak sinyale ait yanca açısının elde edilmesine yönelik çalışmalar uzun yıllardır önemli bir uğraş alanı olmuştur [1].

Bu çalışmaların kullanım alanı 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 yer tespiti, dağcılar gibi kaybolma riski olanların yerinin tespiti olarak sayılabilir.

Tez kapsamında dünya üzerinde konumlanmış ve aynı veya farklı frekans ve modülasyonlarda yayın yapan birden fazla verici olduğu varsayılmıştır. Bu vericilerin konumları, belli bir bölgeye odaklanmış birden fazla alıcı tarafından frekans, yanca açısı ve genlik olarak özetlenebilecek parametreler cinsinden değerlendirilerek KD linkinin özellikleri göz önünde bulundurularak sinyallerin geliş yönleri belirlenmiştir.

Bir sinyalin geliş yönünün belirlenmesi sinyal kaynağının yerinin tespitine yönelik ilk adımdır. Bu çalışma aynı zamanda bir sinyal vericisinin yer tespiti olan DF (Direction Finding, Yön Bulma) sistemlerinin de temelini oluşturmaktadır. Yön bulma sistemleri literatürde ayrıca AOA (Angle of Arrival, Geliş Açısı) kısaltmasıyla da geçer. Bu çalışmanın asıl amacı vericinin konumunun belirlenmesi olduğu için dikkat edilmesi gereken şey, eğer en az 2 sistem ile alıcı tarafından sinyal kaynağının yanca açısı tespit edilebilirse, sinyalin konum bilgisine ulaşmanın mümkün olabileceğidir [2]. Pratikte ise sonuç her zaman net değildir. Yani kestirim sonucu, tek bir nokta olmaktan ziyade belli bir bölgeyi ifade eder. Bu işleme Çapraz-Kestirim, oluşan bölgeye ise Elips denir. Bu bölge ne kadar küçültülebilirse o kadar iyi bir kestirim yapılmış demektir. Araştırmalar, DF sistem sayısını artırmanın oluşacak elipsin boyutuyla ters orantılı olduğunu göstermektedir. Yalnız burada dikkat edilmesi

gereken, bahsedilen konum bilgisinin yanca açısı yani yatay ekseninde alınan açısal değer olduğudur.

Bir DF sisteminin gürbüzlüğünü belirleyen faktörler arasında, o sistemi oluşturan anten elemanları ve dizisi, sistemin konuşlu olduğu alan ve ortam koşulları gibi bir çok faktör vardır. Tez kapsamında Kısa Dalga linkinde (3-30MHz) çalışmak koşuluyla uygun ortam ve anten dizisine haiz olduğu varsayımı yapılarak, sistem performansını belirlemede kıstas olarak MUSIC MUltiple SIgnal Classification (Çoklu İşaret Sınıflandırması) algoritması üzerinden sistem performans değerlendirmesi yapılmıştır.

İlk DF çalışmaları, kaynaktan yayılan sinyalin genlik ve faz bilgisi kullanılarak yapılmıştır. Halen de kullanılmakta olan bu algoritmaların, oluşabilecek çoklu yansımali (multipath) ortamda, özellikle gök dalgası (skywave) şeklinde de çok uzak mesafelere gönderilebilen sinyallerin bulunduğu (bu nedenle aynı frekansta ışıma yapabilecek birden fazla farklı sinyal olma olasılığı yüksektir) KD linkinde çalışma performansı düşmektedir.

KD bandında uzak mesafelere sinyallerin gök dalgası (skywave) olarak gitmesini sağlayan atmosferik katman iyonosferdir. İyonosferin fiziksel özelliği, KD bandında gelen sinyalleri frekansa ve dünyanın manyetik alanının açısına bağlı olarak ayırması ve farklı yükseklikteki katmanlardan yansıtmasıdır. Bu yükseklik sinyalin alıcıya geliş açısının ve çoklu-yol probleminin kaynağıdır. Dolayısı ile bu çalışmada en temel kıstaslardan biri de KD bandıdır. Bu nedenle tez kapsamında KD bandı üzerinde de inceleme yapılarak, iyonosfer, katmanları ve KD linki açısından sinyal kestirim sonuçları ayrıca incelenecektir.

Aslında yukarıda bahsedilen çoklu yansıma sorunu MUSIC açısından da vardır. Çünkü MUSIC algoritması farklı yönlerden gelen sinyallerin her zaman birbiriyle ilintisiz olduğunu varsayar. Halbuki çoklu yansımali ortamda bahsedildiği üzere farklı yönlerden gelen sinyallerin kaynağı aynı olabilir, bu durumda bu iki yönden gelen sinyaller arasında eşvrelilik veya yüksek ilinti oluşur. Dolayısıyla MUSIC

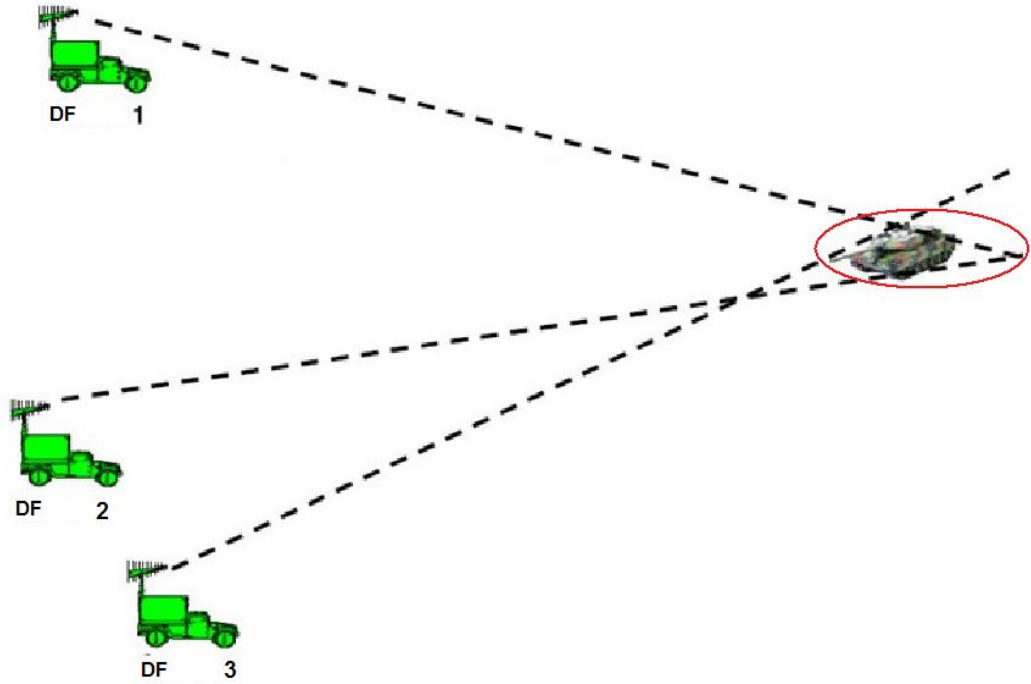
algoritmasının, bu iki yönü kestirimdeki çözünürlük performansı önemli ölçüde azalacaktır.

Shan, Wax ve Kailath tarafından 1985'te önerilen uzamsal yumuşatma (SS, Spatial Smoothing) metodu anten dizisi ile alınan veriye ön işlem olarak uygulanmaktadır. Böylece çoklu yansımadan doğan, gelen sinyaller arasındaki eşevre veya yüksek ilinti etkisi ortadan kaldırılmaktadır [19]. Dolayısıyla çoklu yansımali ortamlarda uzamsal yumuşatma ile ön işlemden sonra MUSIC uygulaması yapılabilmektedir.

Tez kapsamında, özellikle KD linki açısından kullanılabilecek başlıca genlik ve faz bilgisine dayalı diğer algoritmalar üzerinden bir literatür araştırması yapılarak MUSIC algoritması kullanılmış bir simülasyon üzerinden algoritma performansının değerlendirmesi yapılmıştır.

2. YÖN BULMA

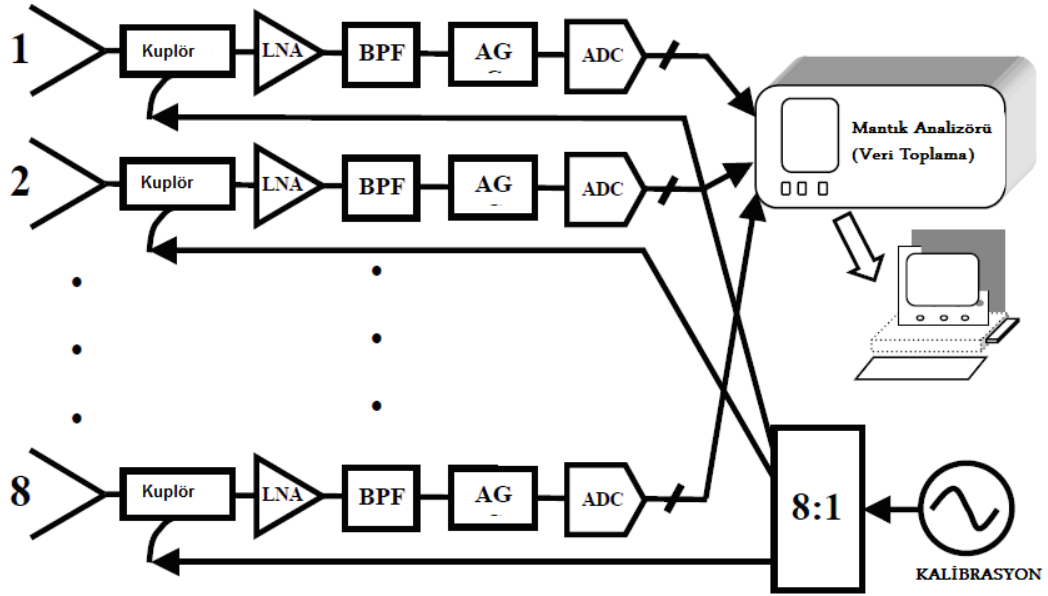
DF (Direction Finding; Yön Bulma) kelime anlamıyla bir sinyal kaynağından çıkan sinyalle, alıcı arasında iletişim kurularak sinyal kaynağının yönünün tayini anlamına gelir. Bir başka deyişle yön bulma işlemine DF denir. Bu işlemi gerçekleştirmek için ihtiyaç duyulacak DF sisteminde olması gereken alt elemanlar; Antenler, alıcı, sayısal kart ve PC'den oluşmaktadır. DF sistemi tek başına sadece vericilerin yanca açısını tespit edebilmektedir. Eğer amaç vericilerin konumunun belirlenmesi ise Şekil 2.1'de görüldüğü gibi ortamda en az iki DF sistemi bulunması gerekmektedir. DF sayısını artırmak sistem performansını olumlu yönde etkileyecektir.



Şekil 2.1. Üçlü DF kestirimi ve elips oluşumu.

DF sistemleri özellikle radyo sinyallerinin yönünü hesaplamada genel itibariyle, ya mekansal olarak birbirleriyle belli mesafelerdeki anten gruplarını ya da hareket ettirilebilen antenleri kullanırlar. Alt planda ise sinyaller antenler tarafından alınarak çoklu işlemciler veya DSP'ye yönlendirilir. Bu şekilde belirli bir algoritma dahilinde bu işlemciler veya DSP tarafından yapılan hesaplama sonucunda, gelen

sinyallerin geliş zamanını, genliklerini, frekanslarını ve fazlarını karşılaştırarak sinyal kaynağının yönünü, yerini, veya hızını hesaplarlar [3]. Şekil 2.2'de 8 elemanlı bir DF sisteminin PC'ye gelene kadarki sistem blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.2. 8 elemanlı bir DF sistemi için sistem blok diyagramı [18].

Açık ifadeyle bir DF sisteminin devre elemanlarını şu şekilde özetleyebiliriz;

- Anten Grupları veya yönlendirilebilir antenler,
- Alıcı,
- Sayısal Kart (Multiple-Processor veya DSP),
- PC.

Bir başka taraftan ise 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.

2.1. Tek Kanallı DF

DF sistemleri genel itibariyle yukarıdaki şekilde ifade edilir. Burada dikkat edilmesi gereken DF sisteminin tek kanal bir alıcı tarafından yönetildiğidir. Yukarıdaki şekilde çoklu anten grupları ve tek kanal bir alıcıyla oluşturulan sisteme Tek Kanallı DF Sistemi adı verilir. Bu tür sistemlerin bazı avantajları ve dezavantajları vardır. Tek alıcı, hızlı tepki süreci ve düşük güç tüketimi avantajlar arasında sayılırken, tek bir almaç kullanımı her bir anten üzerine hangi sinyallerin düştüğü bilgisinden bizi mahrum bırakacaktır. Kullanıcı yalnızca PC üzerinden spektrum üzerindeki genel sonucu görecektir [4]. Tez boyunca bahsedilen DF algoritmalarının tümü bu temel üzerine oturtulmuş algoritmalarlardır.

2.2. Aktif-Pasif DF

DF sistemleri genel olarak alıcı modunda çalışırlar, bu sebeple pasif alıcı sistem olarak adlandırılırlar. Bu anlamda, vericilerden yayılan sinyalleri almakta, işlemekte ve AOA bilgisini çıkararak vericinin yerini tespit etmektedirler. Bazı çalışmalarda aktif verici-alıcı DF sistemleri de kullanılmaktadır. 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 sinyal gönderilir, yansıyan sinyal alınır, işlenir ve AOA tespit edilerek uçağın yönü tespit edilir. Bu tez kapsamında görülen bütün DF sistemleri pasif DF prensibine göre çalışmaktadır [5].

2.3. Başlıca DF Algoritmaları

DF için sistem içerisinde en önemli geçiş noktası şüphesiz gerekli hesaplamaların yapıldığı DSP bölümüdür. DSP’de alıcı anten gruplarına gelen sinyallere ait parametrelerin hesaplanması, gerekli karşılaştırmaların yapılması süresince sistem belli bir algoritma dahilinde çalışır. Buna DF Algoritması adı verilir. Başlıca DF algoritmaları genel itibariyle genlik ve faz bilgisi kullanılarak yapılmıştır.

2.3.1. Genlik bilgisine dayalı DF algoritmaları

Genlik bilgisine dayalı çalışmalarda kullanılan yöntem yönlendirilmiş antenlerle geliş açısına ilişkin bilgilerin çıkarılmasıdır. Başlıca algoritmalarından Watson-Watts ve Wullenwebers metotları genliğe dayalı metotlardır.

Watson-Watts algoritması

Bu teknikte gelen sinyal üzerinde genlik kıyaslaması yapmak üzere iki adet Adcock anten çifti kullanılır. Adcock anten çifti bir çift dipol veya monopol antendir. Bu çift anten birlikte çalışır ve birbirlerine göre dik konumda yerleşmişlerdir. Bunun nedeni doğu-batı (EW), kuzey-güney (NS) doğrultusunda sinyalin ayrı ayrı tanımlanması ve daha sonra bu iki almaçta gelen tanımlanmış sinyallerin omni-direksiyonel eleman üzerinde, aralarındaki oranın arktanjanantının alınarak yön bilgisine ulaşılmasıdır.

Bu teknikte sırasıyla NS ve EW anten çıkışlarını kodlamak için iki ayrı sinüsel ses tonlaması kullanılır. Bu tonlar işlemci üzerinde, bir çift eş lineer modülatör ile her bir anten çıkışını AM modüle ederek üretilirler. Bu tonlar yani bu iki anten çıkışları, bir çift-yan bant AM sinyali (DSB) biçimlendirmek için, omni-direksiyonel eleman ile kıyaslanır. Yani tek bir sinyal elde edilerek alınan sinyal AM demodüle edilir. Çünkü DOA bilgisi bu iki tonun genlik oranı içine kodlanmıştır. Demodüle edilen tonlar senkron olarak yeniden işlemci üzerinde demodüle edilerek DOA bilgisine ulaşılır [6-7].

Düşük güç ve düşük maliyet gerektiren bu tekniğin bir problemi bu sistemlerde geniş bir frekans spektrumu kapsayacak şekilde eş lineer modülatör çifti bulma zorluğudur. Bu iki modülatör eşlemesi direkt açı belirlemeyi etkilemektedir. Bu modülatörler hemen alıcıdan sonra geldikleri için, sistemin hassas ve çevre emiterlerden kaynaklanan bozulmalardan etkilenmemesi için düşük gürültü figürlerinin olması gereklidir. Bir başka sorun ise AM modülasyonun sağlıklı bir modülasyon olmaması, çevre koşullarından etkilenerek girişime daha fazla maruz kalmasıdır.

Wullenwebers algoritması

Bu algoritma da Watson-Watts Algoritmasına benzemektedir. Anten kurulumu bakımından daha büyük bir alanda bir doğru boyunca dizilmiş anten grubu içerisinde, gelen sinyallerin genlik bilgileri her bir anten için alınır ve bu bilgilerden, antenler arası çapraz korelasyon sonucu yön bilgisine ulaşılır. Günümüzde pek yaygın kullanılan bir algoritma değildir [8].

2.3.2. Faz bilgisine dayalı DF algoritmaları

Faz karşılaştırmalı DF sistemlerinde, aralığı önceden belirlenmiş en az iki veya daha fazla anten kullanılmakta ve her bir antenden alınan sinyallerin birbirlerine göre olan faz kaymaları kullanılarak gelen sinyalin AOA değeri hesaplanmaktadır. Bir vericiden gelen sinyal, 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;

- a. Antenler arası uzaklığa,
- b. Gelen sinyalin dalga boyuna dolayısıyla frekansına,
- c. Gelen sinyalin geliş açısına bağlıdır.

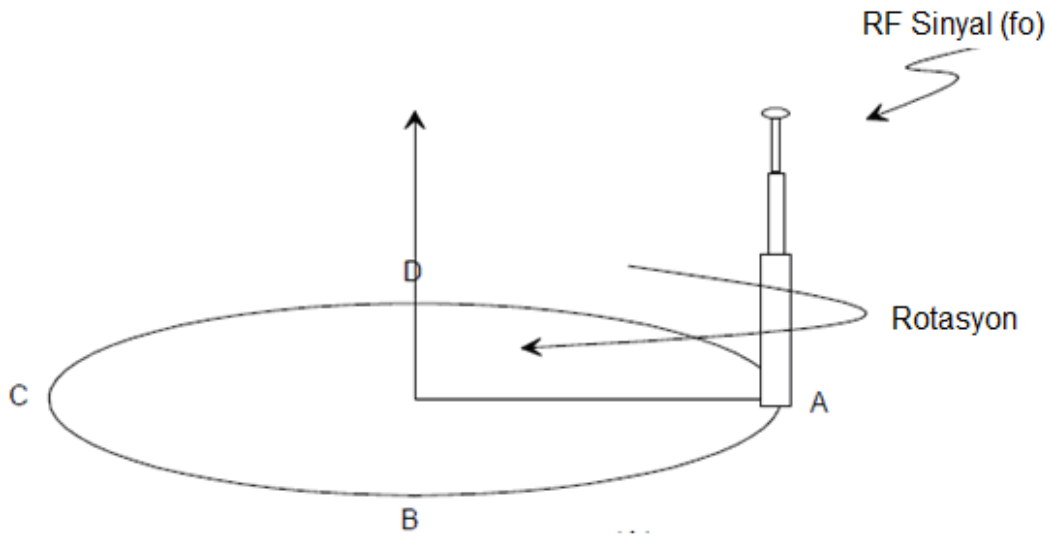
İlk iki parametre sabit ve tespit edilebilir olduğundan AOA değeri kolayca tespit edilir. Doppler ve interferometri metotları faz bilgisini kullanan temel metotlardır.

Doppler algoritması

Bu sistem sıklıkla 4 omni-direksiyonel antenin bir çember şeklinde dizilmesiyle (PSEUDO-DOPPLER) veya tek bir tabaka üzerinde bir omni antenin 4 farklı konuma hareket ettirilmesiyle meydana gelir, kullanılan antenler dipol veya monopol olabilir.

Algoritma Doppler etkisi üzerine kurulmuştur. Yani bir sinyal kaynağından gelen sinyalin dalgaboyu uzaklaştıkça artacak, yakınlaştıkça sıklaşacaktır ve alıcı bunu fark edebilir.

Şekil 2.3’de tipik bir Doppler DF yapısı verilmiştir. Görüldüğü üzere anten üzerinde kaynaktan alınan sinyalin dalgaboyu A ve C noktalarında aynı iken komütatör A-B-C doğrultusunda giderken anten uzaklaşıp yeniden yaklaşacak böylece dalgaboyu azalıp geri artış gösterecek ve ilk değerine C konumunda yeniden gelecektir. Çünkü asıl sinyal dalgaboyu A ve C konumlarında alınmaktadır. Aynı işlemin tersi durum ise antenin C-D-A doğrultusunda hareketi sürecinde olacaktır.



Şekil 2.3. Tipik bir Doppler DF yapısı [9].

Bu tip düzenek için gelen sinyalin Doppler kayması,

$$dF = \frac{\omega r f_c}{c} \quad (2.1)$$

ile verilmektedir. Burada:

dF = Frekans değişikliği (Doppler kayması (Hertz))

ω = Rotasyonun açısal hızı radyan/saniye ($2\pi \times$ frequency of rotation)

r = Anten rotasyon yarı çapı (metre))

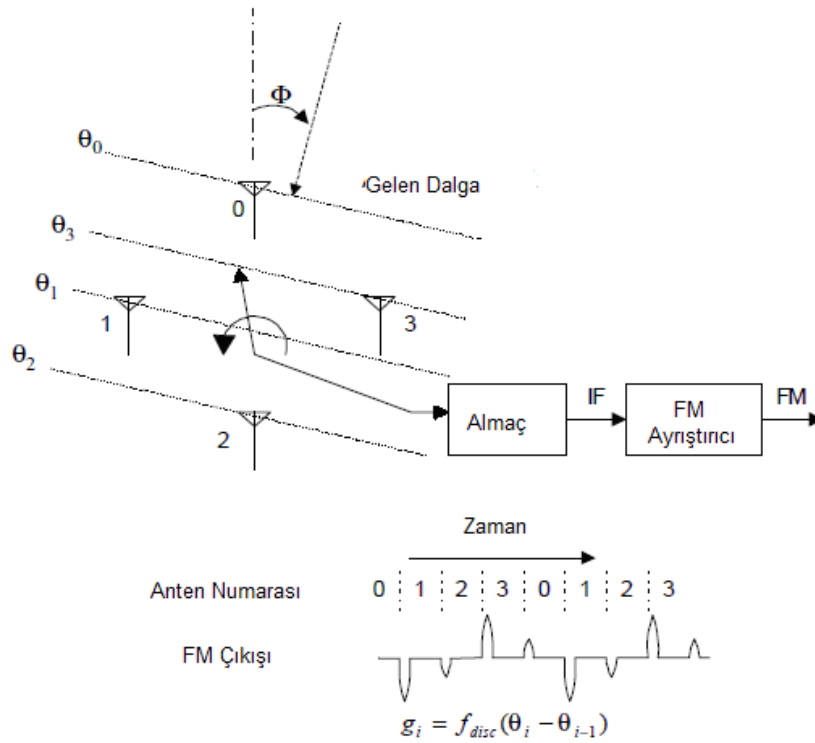
f_c = Gelen sinyal frekansı (Hertz), taşıyıcı frekansı

c = Işık hızı.

olarak verilmektedir.

Alınan sinyal bu tetiklenme geçişlerinde faz kaymasına uğrayacak, bu kaymayı FM modüle eden sistem her kayma anında farklı frekansa geçildiğini sanıp tetiklenme

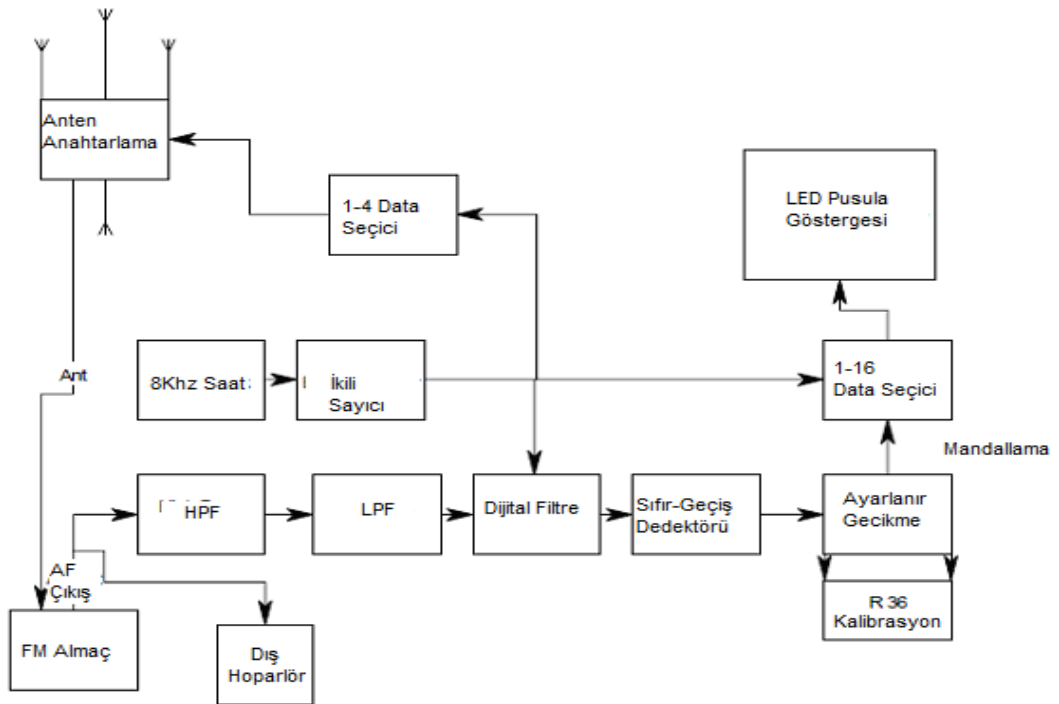
bölgelerinde tepe noktası çıkışları verecektir. Bu tepe noktaları birleştirilerek belli bir periyodu olan sinüsel bir sinyal elde eden sistem a-b-c-d-a geçişinde bir periyodunu tamamlamaktadır. Bu sinüsün fazını alarak yönü kestirebilmektedir. Şekil 2.4'te Sözde-Doppler tekniğine ait tetikleme sinüs oluşumu gösterilmiştir.



Şekil 2.4. Sözde-Doppler sinüs ve faz kayması oluşumu.

Çalışma şeklini Şekil 2.5 üzerinde inceleyecek olursak, 8Khz'lik bir saat osilatör bir ikili (binary) sayıcıyı sürer, bu sayıcı 3 fonksiyonu senkron şekilde çalıştırır. Bunlar; anten selektörü, LED display ve dijital filtredir. Anten için 1-4 data seçici ile sürekli anten komütatörünün çalışmasını sağlar ve anten a-b-c-d-a... şeklinde tetiklenir. Bu tetiklemenin hızına göre ve gelen dalganın dalgaboyuna göre bir Doppler kayması meydana gelir. Aynı zamanda sayıcı 1-16 data seçici ile LED pusulasını anten selektörüyle senkron olarak tetikler ki bu şekilde bir LED pusula elde edebilelim. Anten çıkışı bir taraftan VHF veya UHF FM alıcıya gönderilir. Dönen anten her tetiklenmede sinyal frekansında oluşan frekans sapmasını indükler. Bu sapmadan kaynaklanan gürültüyle birlikte sapma frekansında duyulan bir ton sinyali (yukarıda bahsedilen tepe noktası oluşumuna tekabül etmektedir) şeklinde, anten RF çıkışında bu sapma sinyali demodüle edilir. Bu ton sinyali bir dizi filtreden geçer ve LPF ve

HPF’larda alt ve üst frekans değerleri kesilerek dar bantlı frekans sapması Hz mertebesinde ton sinyali olarak elde edilir. Buradan sayıcının, 1-4 ve 1-16 data seçicilerle senkron sürdüğü, dijital filtreye gelen ton, sıfır-geçiş dedektörüne gelir. Burada her tetiklenmede oluşturulan ton sinyalleri bir sinüs sinyali oluşturur ve bu oluşan sinüsün fazı artık gelen sinyal yönüne tekabül etmektedir. Buradan Ayarların Gecikme bölgesinde kalibre edilen bilgi, 1-16 data seçicinin kaynak yönünde bu fazın oluşturduğu yönü vermesini sağlar [9].



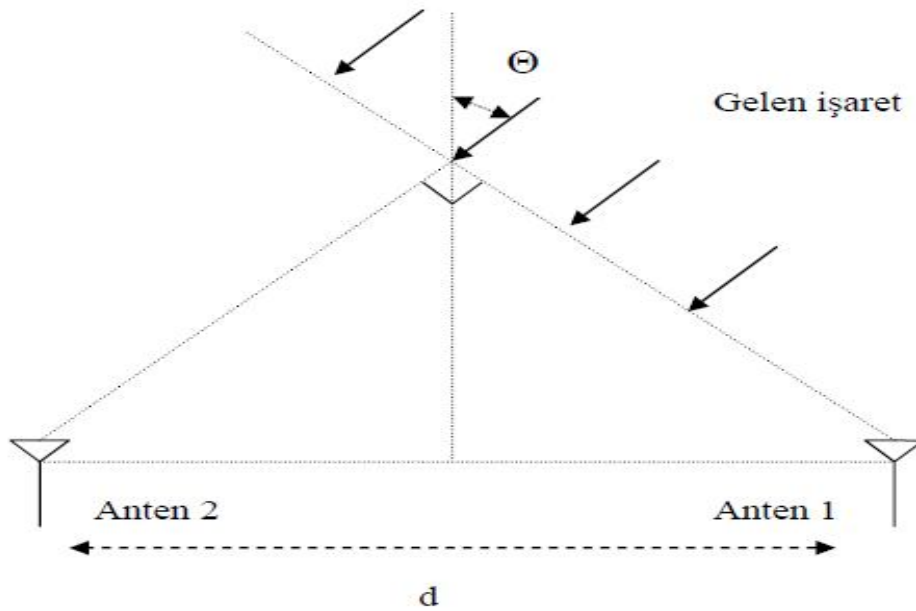
Şekil 2.5. Sözde-Doppler çalışma şekli blok diyagramı [9].

İnterferometri algoritması

En klasik DF metotlarından interferometrinin temel prensibi Şekil 2.6’da gösterilmektedir. θ açısıyla gelen bir düzlemsel dalga sinyali 1 numaralı antende, temel bantta kompleks olarak (in-phase/quadrature), V sinyal genliği, ω frekans olmak üzere $Ve^{j\omega t}$ kompleks sinyalini oluştururken, $d\sin(\theta)$ kadar mesafe gittikten sonra vardığı 2 numaralı antende $Ve^{j(\omega t - \psi)}$ sinyalini oluşturmaktadır. Buradaki faz kayması;

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta) = (\text{Sinyalin 1-2 anten arası aldığı yol}) \times (2\pi/\lambda) \quad (2.2)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Bu denklemde geliş açısı θ , faz kayması ψ cinsinden ifade edilir. Antenler arası mesafe d ve sinyal dalgaboyu λ bilindiğinde gelen sinyallerden elde edilen ψ değeri kullanılarak geliş açısı θ bulunabilmektedir [5,10].



Şekil 2.6. İnterferometrinin temel prensibi [5].

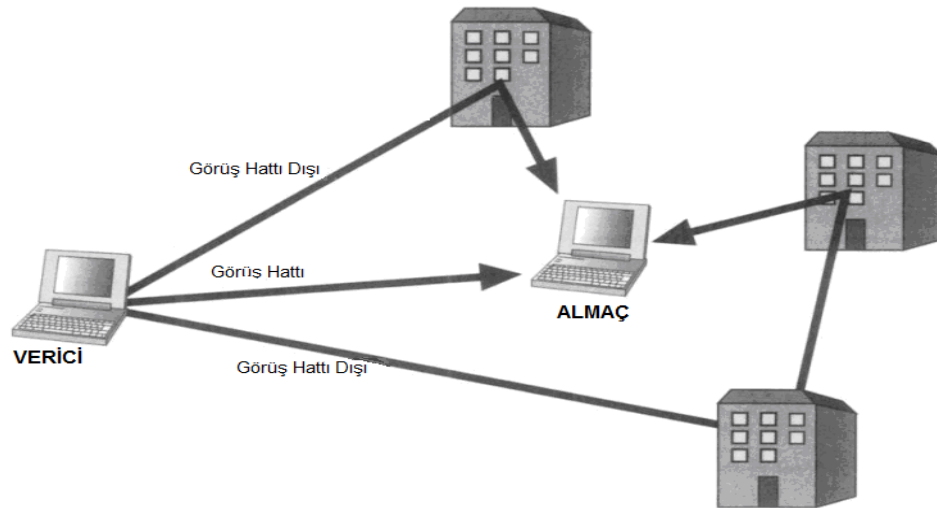
2.4. Algoritmaların Genel Bakış

Yukarıda incelenen algoritmaların genel itibarıyla bakacak olursak hepsinin birbirlerine göre artı ve eksileri olduğu gibi ortak olarak taşıdıkları bazı sorunlar vardır. Bunları kısaca göz önüne alırsak 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.

Bir diğeri ortamda oluşabilecek çoklu yol sönmemesi (multipath fading) etkisidir. Bu durum da bahsi geçen metotların çalışma performansını oldukça düşürmektedir. Bilindiği gibi çoklu yansımanın etkisiyle oluşan çoklu yol sönmemesi, gelen

sinyalin ortamdaki diğer cisimlere çarparak faz kaymasına uğraması, bu şekilde almaç kısmında aynı sinyalin farklı fazlardaki durumlarının toplanarak gerçek sinyalin yani LOS'ta gelen sinyalin ya tamamen yok olması (gerçek sinyalin 180 derece ters fazında sinyal gelmesi durumu) ya da bozulmaya uğramasıdır. Literatürde bir sinyalin kopyalarının aynı anda almaç tarafından alınması eşevrelilik, farklı zamanlarda alınması ilintiyi oluşturur [12]. Şekil 2.7'de görüldüğü üzere böyle durumlarda gerçek sinyal parametrelerini elde etmek güçleşmektedir. Bu şekilde aynı kaynak tarafından üretilen tek bir sinyalin çoklu yansıma etkisiyle farklı açılardan alıcı sisteme ulaşması durumunda bu sinyaller birbiriyle eşevreli (coherent) veya yüksek ilintili (highly correlated) olarak gelirler. Bu durum yön tespiti açısından istenmeyen bir durumdur.

Diğer bir kısıtlama da, bu metotlarda kullanılacak sistemlerde antenler arası mesafenin çalışma frekansına çok bağımlı olması, dolayısıyla geniş bantta çalışan sistemleri kurmanın zor olmasıdır.



Şekil 2.7. Çoklu yansıma etkisi.

Her üç problemten dolayı ortamdaki gerçek verici sayısı tespit edilememekte veya performans hissedilir seviyede azalmaktadır. Birden fazla sinyalin bulunduğu ortamlarda yön tespiti için hüzmeye şekillendirme (Beamforming) algoritmaları geliştirilmiştir. 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 [1,5].

3. MUSIC

Açı spektrumunun çözünürlük kabiliyetini arttırarak tespit edilecek yön açısının daha kesin elde edilmesi için birçok çalışma yapılmıştır. Schmidt 1986'da DF konusunda yeni bir çıkır açmış ve alt-uzay uygulaması olarak MUSIC'i ilk olarak DF problemine uygulamıştır [1].

MUSIC algoritmasında, sinyal (dizi çıkış vektörü) veya sinyalin ilinti matrisi özvektör prensibine dayanır. Buna göre sinyal ilinti matrisine ait öz vektörlerin taradığı uzay iki alt uzaya ayrılır. Bunlar sinyal alt uzayları ve gürültü alt uzaylarıdır ve sinyallerin geliş yönlerine ait tarama vektörleri, gürültü alt vektörlerine diktir. Sinyal alt uzayı ve gürültü alt uzayı da birbirlerine dik olduklarından, gürültü alt uzayına dik olan her tarama vektörü gerçek sinyallerin geliş yönlerini gösterir. Genel bir ifadeyle MUSIC, anten dizilerine gelen çoklu sinyalleri kullanarak sinyale ait parametreleri elde eden bir tekniktir [1,2,5,11].

MATLAB ortamında yapılacak olan simülasyon öncesi bu yöntemi daha iyi kavrayabilmek için öncelikle sinyal ve gürültü modelinden, dizi antenlerden ve ortam modelinden bahsederek simülasyon ile ilişki kurulacaktır.

3.1. Sinyal ve Gürültü Modeli

Bu tez kapsamında vericilerden yayılan sinyallerin bağımsız ve özdeş dağılımlı (i.i.d) olduğu varsayılacaktır. Sinyaller sıfır ortalamalı, gürültüden bağımsız, ilintisizdir. Sinyal ve gürültü kompleks Gauss olasılık dağılımı ile ifade edilecektir. İlintili sinyallerin performansı daha sonra ayrıca değerlendirilecektir.

Sinyal dar bantlı olacak, dolayısıyla sayısal ortama aktarılırken yeterli örnekleme hızı kullanıldığında herhangi bir bilgi kaybı olmayacaktır. Bu sebeple kaynaktan yayılan özgün sinyal 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 sinyallerin birbirleriyle tam veya kısmi ilintili olacağı varsayılacaktır. Bu durum özellikle HF ortamında daha sıklıkla karşılaşılan bir tehdit olduğu için özellikle simülasyon ortamında ayrıca incelenecektir.

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.

3.2. Dizi Antenler

Antenler, genel ifadeyle, istenen yönden gelen sinyali güçlendirerek alırken, diğer yönlerden gelen sinyalleri bastıran araçlardır. Pasif anten dizilerinde sinyal-gürültü oranı (SNR) genel olarak anten sayısı ile orantılıdır. Aynı anten elemanlarından oluşan anten dizilerinde performansı etkileyen başlıca iki faktör bulunmaktadır;

- a. Antenlerin dizi geometrisi (doğrusal, dairesel, vb.)
- b. Antenlerin birbirlerine göre uzaklıkları [5].

Kullanılan anten dizisi DF tekniğinin başlangıç aşaması kabul edilen doğrusal dizidir [5].

3.2.1. Kullanılan dizi anten ve ortam modeli

Dizi antenlerin her bir elemanı özdeş ve dikey kutuplanmalı olacak, yatay kutuplanmalı sinyallere karşı duyarsız olacaktır. Bunun en önemli nedenlerinden birisi olarak dikey kutuplanmalı yayının yatay kutuplanmaya göre çok daha az kayba uğraması (dalga'nın toprağa paralel ilerlemesinden dolayı) ve daha uzak noktalara gidebilmesi sayılabilir. Tez simülasyonunda bir doğru boyunca, aralarındaki

mesafenin kullanılan frekans bandına göre dalgaboyunun yarısını geçmeyecek şekilde belirlendiği belli sayıda anten dizisi kullanılacaktır [13]. Bu sayede anten grubu belli bir x eksenini boyunca -90° ile $+90^\circ$ arasını tanımlayabilecektir.

Kullanılacak metotların uygulanmasında anten dizilerinin yönlendirme matrislerinin doğru olarak tespit edilmesi çok önemlidir. Ortamda D adet gelen sinyal olduğunu varsayarsak, düzgün doğrusal anten dizisinin yönlendirme matrisi şöyledir:

$$A(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & . & . & . & 1 \\ e^{i2\pi d \sin(\theta_1)} & . & . & . & e^{i2\pi d \sin(\theta_D)} \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ e^{i2\pi(M-1)d \sin(\theta_1)} & . & . & . & e^{i2\pi(M-1)d \sin(\theta_D)} \end{bmatrix}_{M \times D} \quad (3.1)$$

θ_D : D nolu kaynağın geliş açısı değeridir, $-\pi/2 < \theta_D < \pi/2$.

Örneğin x eksenini boyunca M adet antenden oluşan bir dizi anten düşünelim. Doğrusal anten sistemi $i=1,2,\dots,M$ indeksleriyle x eksenini boyunca sıralanmaktadır. Tek f frekanslı sadece bir sinyalin olduğunu varsayarsak, i nolu antende alınan sinyal $s(i,t)$; V : genlik, τ_i : i nolu elemanın zaman gecikmesi, f : frekanstır.

Şekil 3.1'i inceleyecek olursak anten dizisinde sinyali alan referans antende indüklenen sinyal $Ve^{j\omega t}$ [5], yani;

$$s(i,t) = Ve^{j\omega t} = V \cos(\omega t) + j \sin(\omega t) \quad (3.2)$$

olur. Referans antenden $d \sin(\theta)$ kadar mesafe gittikten sonra 1 numaralı antende indüklenen sinyal ise $Ve^{j(\omega t - \psi)}$ olur. Buradaki faz kayması Eş. 2.2'de $\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta)$ ile verilmektedir. Bu sonuca göre Eş. 3.2'de göz önüne alınarak, 1 numaralı antende indüklenen sinyalin gerçel kısmını çekersek, 1 numaralı antende indüklenen sinyal;

$$s(i, t) = V \cos(\omega t - \psi) \quad (3.3)$$

$$s(i, t) = V \cos(\omega t - \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta) \quad (3.4)$$

$$s(i, t) = V \cos(2\pi f t - \frac{2\pi f d}{c} \sin \theta) \quad (3.5)$$

$$s(i, t) = V \cos(2\pi f (t - \frac{1d}{c} \sin \theta)) \quad (3.6)$$

olur. Yukarıdaki denklemde 1, 1'inci antende indüklenen dalga olduğu için gelmektedir ve formülde gösterilmez. i numaralı antende indüklenen dalga için i çarpanı gelecek ve formül şu şekilde ifade edilecektir.

$$s(i, t) = V \cos(2\pi f (t - \frac{id}{c} \sin \theta)) \quad (3.7)$$

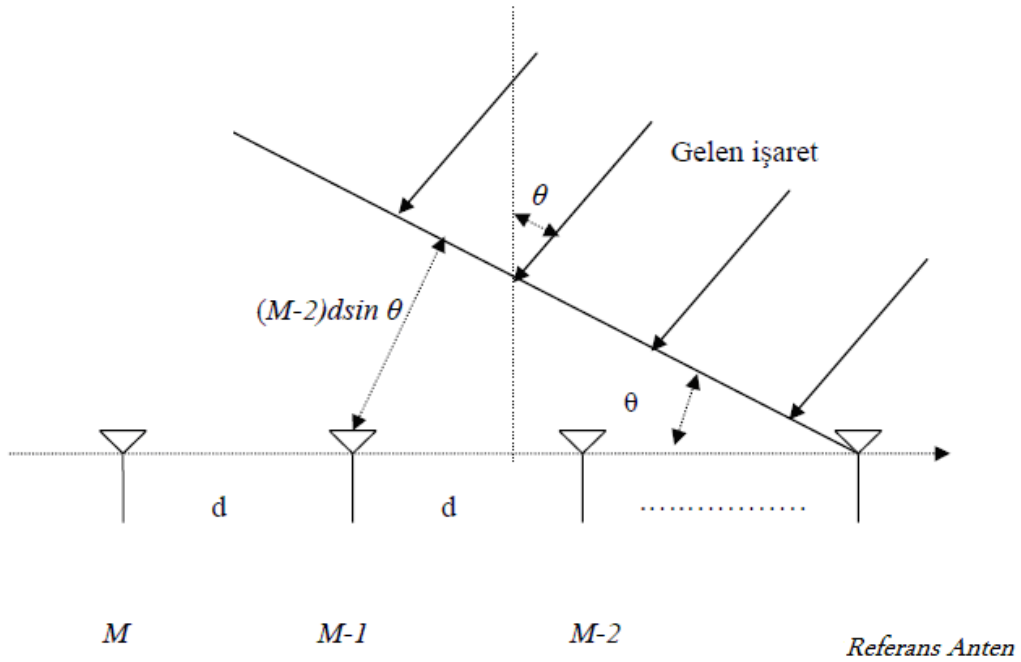
Burada antenler arası uzaklık d , c ışık hızı, f sinyal frekansıdır. Buradaki $\frac{id}{c} \sin \theta$ çarpanı i numaralı antendeki zaman gecikmesini ifade eder ve τ_i ile ifade edilir yani ilgili antene ait zaman gecikmesi

$$\tau_i = \frac{id}{c} \sin \theta \quad (3.8)$$

ile ifade edilir. Böylece i numaralı antendeki alınan sinyal;

$$s(i, t) = V \cos(2\pi f (t - \tau_i)) \quad (3.9)$$

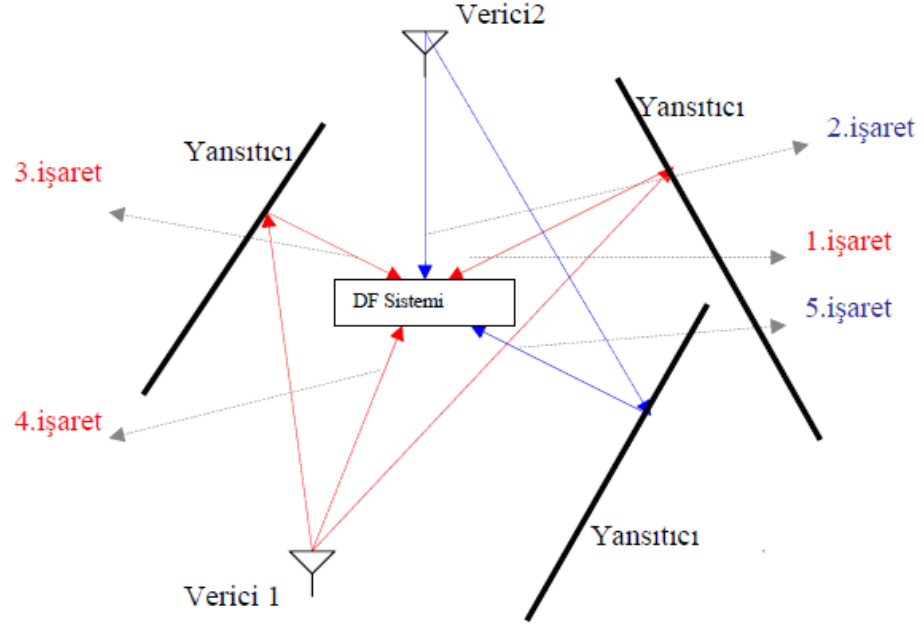
şeklinde elde edilir [5,12].



Şekil 3.1. Doğrusal anten dizileri ile düzlemsel dalga gösterimi [5].

AOA ölçümünde antenler arası uzaklık çok önemli olduğundan yanlış seçilmeleri durumunda belirsizliğe neden olabilir. Antenler arası en büyük aralık, alınacak en yüksek frekanslı sinyale göre belirlenmeli ve sinyalin dalga boyu λ 'nın yarısından küçük olacak şekilde seçilmelidir. Böylece Nyquist kriterine uyularak sinyalden her bir periyot için en az iki örnek alınacaktır [13].

M : anten sayısı, **K** : Kaynak sayısı, **D** : Gelen sinyal sayısı olmak üzere; $K \leq D$ kabulü yapılır. K adet kaynaktan yayılan sinyallerin D farklı yoldan DF sistemine ulaştığı durum Şekil 3.2'de gösterilmektedir. Şekildeki yansıtıcılara çarpan sinyalin sadece fazı ve genliği değişebilir fakat frekansı değişmez.



Şekil 3.2. K=2, D=5 olduğu durum için ortamdaki sinyallerin olası durumları.

Yapılacak olan simülasyonda ise en son durumda K=3, D=4 olarak belirlenmiştir. Sisteme 4 adet sinyal gelecek, bunlardan üçü aynı frekansta diğeri farklı bir frekansta alıcıya farklı açılardan ulaşacaktır. 3 tane aynı frekansta farklı açılardan ulaşan sinyallerden ikisi ise birbirinin faz kaymasına uğramış şeklidir. Yani bu durum, Şekil 3.2'deki gibi bir engelden yansıyarak aynı sinyalin farklı bir açıyla alıcıya ulaşma durumu olarak değerlendirilebilir. Detaylı olarak inceleme simülasyon kısmında verilecektir (Bkz. Şekil 6.1).

K kaynaktan yayılan sinyalin çoklu yansımaya uğrayarak farklı yollar izlemesi ve D farklı yoldan alıcı sisteme ulaşması durumunu incelersek, M adet dizi anten elemanı ile elde edilen sinyaller, D adet dar bantlı sinyalin doğrusal bileşimleridir. Bu bilgiler kullanılarak sinyal modellemesinin ilk adımı olarak anten çıkış sinyali $\mathbf{x}(n)$ elde edilebilir [1,11-13].

$$x(n) = \sum_{l=1}^D \underline{a}(\theta_l) s_l(n) + g(n) = A(\theta) s(n) + g(n) \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ \vdots \\ x_M(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1(\theta_1) & a_1(\theta_2) & \dots & a_1(\theta_D) \\ a_2(\theta_1) & a_2(\theta_2) & \dots & a_2(\theta_D) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_M(\theta_1) & a_M(\theta_2) & \dots & a_M(\theta_D) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(n) \\ s_2(n) \\ \vdots \\ s_D(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1(n) \\ g_2(n) \\ \vdots \\ g_M(n) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Yukarıdaki denklemi inceleyecek olursak, $\mathbf{x}(n)$ $M \times 1$ boyutlu anten çıkış sinyali, $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})$ $M \times D$ boyutlu mod vektörleri matrisi, $\mathbf{s}(n)$ $D \times 1$ sinyaller vektörü, $\mathbf{g}(n)$ $M \times 1$ gürültü vektörü olmak üzere, gelen sinyaller anten dizisinde belirlenen bir referans noktasına göre genlik ve faz bilgisini içerecek şekilde $\mathbf{s}(n)$ kompleks vektörü ile ifade edilir. $\mathbf{s}(n)$ vektörünün l numaralı elemanı θ_l yönünden gözlemlenen sinyali ifade eder. Anten dizisi her sinyal için belli uzunlukta sinyal parçasını ayırık zamanda örnekleyerek ve istenen frekanstaki bu örneklenen sinyalin tepe değerini kaydederek her bir anlık çekim değerini elde eder. Simülasyon ortamında N 'yi toplam anlık çekim sayısı olarak ifade edersek $n=1,2,\dots,N$ 'dir. Buna göre aslında $D \times 1$ büyüklüğünde görülen $\mathbf{s}(n)$ vektörü $D \times N$ büyüklüğünde, $M \times 1$ büyüklüğündeki $\mathbf{g}(n)$ vektörü $M \times N$ büyüklüğünde birer matristir. Örneğin $s_l(n)$ elemanı bir vektör ve $1 \times N$ büyüklüğündedir. Sinyal analizinde anlık çekim değeri ne kadar uzun tutulursa sistem sonuç performansı o kadar iyileşir, bir nevi işlenen sinyal daha uzun tutulmuş demektir. Tabi ki bu, sisteme ayrı bir işlem yükü ve çalışma performansı düşüklüğü verecektir. Simülasyonda $N=200$ olarak alınmıştır.

$\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})$ 'nin sütun vektörleri ile çarpılan $\mathbf{s}(n)$ vektörü her bir antende oluşan toplam sinyal etkisini oluşturur ve $\mathbf{g}(n)$ vektörü elemanlarıyla toplanarak her bir antenin çıkış sinyali ifade edilmiş olur. $\mathbf{x}(n)$ ve $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})$ 'nin elemanları kompleks değerlerden oluşur. $a_m(\theta_l)$ ifadesi sinyalin geliş açısına ve antenin dizideki yerine Eş. 3.9'da gösterildiği gibi bağlıdır. Buna göre $a_m(\theta_l)$ ifadesinde m , dizideki m 'inci antenin referans antenine göre konumunu, d antenler arası mesafeyi, l sisteme gelen sinyal numarasını ifade etmektedir.

$$a_m(\theta_l) = e^{-i2\pi(m-1)d\frac{\sin(\theta_l)}{\lambda}} \quad (3.12)$$

$A(\theta)$ matrisinin sütun vektörleri, "**kip vektörü** (wavefront vektörü)" olarak adlandırılır.

$$\underline{a}(\theta_l) = [1, e^{-i2\pi d\frac{\sin(\theta_l)}{\lambda}}, \dots, e^{-i2\pi(M-1)d\frac{\sin(\theta_l)}{\lambda}}]^T \quad (3.13)$$

Örneğin; Eş. 3.11'e göre $\underline{a}(\theta_1) = [a_1(\theta_1), a_2(\theta_1), \dots, a_M(\theta_1)]^T$ dir. $A(\theta)$ ise bu durumda D adet kip vektöründen oluşmaktadır.

$$A(\theta) = [\underline{a}(\theta_1), \underline{a}(\theta_2), \dots, \underline{a}(\theta_D)]_{M \times D} \quad (3.14)$$

Ortamdaki sinyal $A(\theta)$ 'nın sütunlarının, yani kip vektörlerinin oluşturduğu alt-uzayda tanımlıdır. Yani toplam istenen sinyal üstüste binme prensibine (Superposition Principle) göre;

$$A(\theta)s(n) = \sum_{l=1}^D \underline{a}(\theta_l)s_l(n) \quad (3.15)$$

olur ve dolayısıyla anten çıkışında gözlemlenen sinyal $x(n) = A(\theta)s(n) + g(n)$ olur.

Örneğin; $M=8$ antenli, $D=5$ sinyalin olduğu ortamda, sinyaller 8 boyutlu bir uzayın 5 boyutlu altuzayında ifade edilir, bu altuzayın tamamlayıcı altuzayı (complementary subspace) ise 3 boyutludur ve bunun içinde sinyalle ilgili bilgi bulunmaz [11-15].

3.2.2. Özilinti matrisi

$x(n) = A(\theta)s(n) + g(n)$ 'de dizi anten verisi $\mathbf{x}$ vektörünün $M \times M$ özilinti matrisi $\mathbf{R}$, " $E[\cdot]$ " beklenen değeri ve " H " Hermite eşleniği ile ifade edilmek üzere;

$R = E[x(n)x^H(n)]$ şeklinde tanımlanır. Pratikte bu matris N adet anlık çekim verisi $\mathbf{x}(n)_n \{n = 1, \dots, N\}$ kullanılarak;

$$R = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)_n x(n)_n^H \quad (3.16)$$

şeklinde elde edilir. Tanımlanan sinyal-gürültü modeli $\mathbf{R}$ 'ye uygulanırsa;

$$R = A(\theta)PA^H(\theta) + \sigma^2 I_M \quad (3.17)$$

yazılabilir. Burada Eş. 3.17'ye göre $\mathbf{P}$, kaynak özilinti matrisini ifade etmektedir. Ayrıca gürültü, beyaz gauss gürültüsü varsayımı ile $\mathbf{g}(n) = [g_1(n), \dots, g_M(n)]^T$ olarak ifade edilmekte olup, sinyal kaynaklarıyla ilintisiz (uncorrelated), durağan ve ortalaması sıfırdır. Burada $\sigma^2 I_M = E[\mathbf{g}(n)\mathbf{g}^H(n)]$ olarak ifade edilir ve gürültü özilinti matrisi olarak adlandırılır. I_M ise $M \times M$ birim matristir [14].

$$P = E[\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)] = E \left\{ \begin{bmatrix} s_1(n)s_1(n)^H & s_1(n)s_2(n)^H & \dots & s_1(n)s_D(n)^H \\ s_2(n)s_1(n)^H & s_2(n)s_2(n)^H & \dots & s_2(n)s_D(n)^H \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_D(n)s_1(n)^H & s_D(n)s_2(n)^H & \dots & s_D(n)s_D(n)^H \end{bmatrix}_{D \times D} \right\}$$

$$= \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_1\sigma_2\rho_{12} & \dots & \sigma_1\sigma_D\rho_{1D} \\ \sigma_2\sigma_1\rho_{21} & \sigma_2^2 & \dots & \sigma_2\sigma_D\rho_{2D} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_D\sigma_1\rho_{D1} & \sigma_D\sigma_2\rho_{D2} & \dots & \sigma_D^2 \end{bmatrix}_{D \times D} \quad (3.18)$$

Burada $P = E[\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)] = \frac{1}{D} \sum_{d=1}^D [\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)]_d [\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)]_d^H$ yazılabilir [12,15,17].

$\sigma_D^2 = E\{|s_D(n)|^2\}$ l 'inci sinyalin varyansını yani gücünü [11] ve

$\rho_{ik} = E\{s_i(n)s_k(n)^*\} / \sigma_i\sigma_k$ ise i ve k 'inci sinyaller arası ilinti katsayısını

göstermektedir. σ_i^2 değeri her sinyalin kendi güç değerini, $\sigma_i \sigma_k \rho_{ik}$ $i \neq k$ ise i ve k sinyalleri arasındaki ilinti değerini göstermektedir. Eş. 3.18'e göre herhangi iki sinyal arası ilinti, yine bu sinyallerin varyanslarına eşit veya yakın değerde ise orada ortamdaki sinyaller arasında az veya çok bir ilintinin varlığından söz edilebilir. Eğer sinyallerin hepsi, eşevreli veya yüksek ilintili ise $|\rho_{ik}|=1$ ve P 'nin kertesisi (rank) 1 olacaktır. Bu durumda P tekil bir matristir yani determinanı 0'dır. Diğer taraftan $|\rho_{ik}|<1$, $i \neq k$ ise yani sinyaller ilintisiz veya az ilintili ise P 'nin kertesisi D (gelen sinyal sayısı)'ye eşit olacaktır (Full Rank) [12]. Bu durumda P tekil olmaz. P tekil değil ise R pozitif tanımlı ve Hermite yapılı olur.

$P_l = s_l(n)^2$, θ_l $l=1,2,...,D$ yönünden gelen sinyalin gücüdür.

$$\underline{a}(\theta_l) = [a_1(\theta_l), a_2(\theta_l), \dots, a_M(\theta_l)]^T$$

ve P_l kullanılarak

$$A(\theta)PA^H(\theta) = \sum_{l=1}^D P_l \underline{a}(\theta_l) \underline{a}(\theta_l)^H \quad (3.19)$$

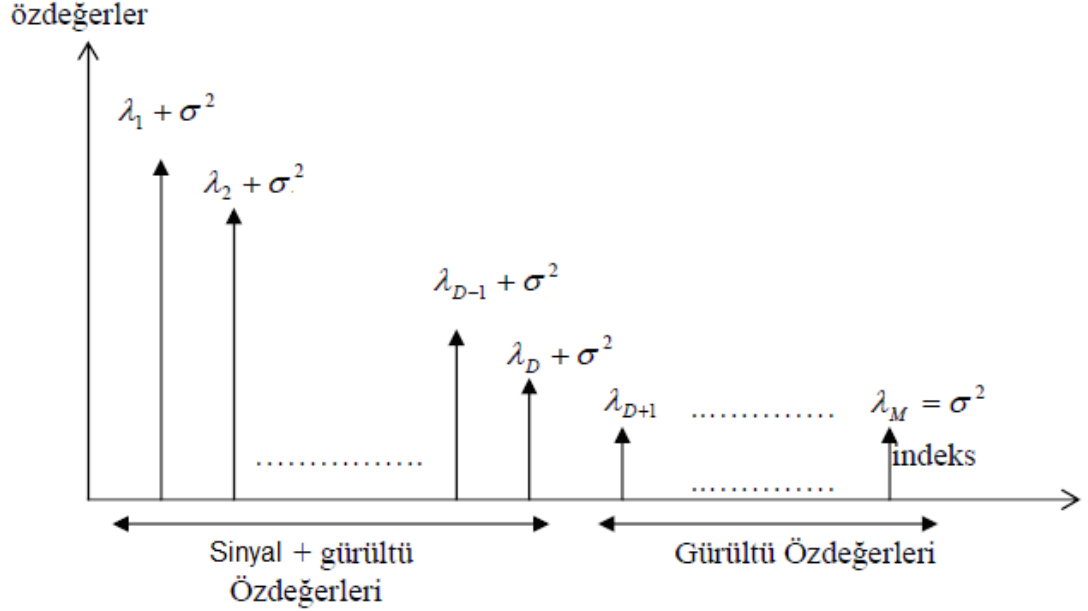
elde edilir. λ_l özdeğer, v_l özdeğer vektörü olmak üzere; Eş. 3.19'da D tane kip vektörü ile ifade edilen $A(\theta)PA^H(\theta)$, aşağıda görüldüğü gibi D tane özvektörle ifade edilir:

$$A(\theta)PA^H(\theta) = \sum_{l=1}^M \lambda_l v_l v_l^H = \sum_{l=1}^D \lambda_l v_l v_l^H \quad (3.20)$$

Dolayısıyla M boyutlu sinyal uzayında sinyal D boyutla ifade edilebilmektedir. Bu durumda $\lambda_{D+1}, \dots, \lambda_M$ özdeğerleri sıfır olacaktır. Gürültü özilinti matrisi de Eş. 3.21'deki özvektörler ile tanımlanırsa, Eş. 3.17'deki toplamsal ilişki ortaya çıkacaktır.

$$\sigma^2 I_M = \sigma^2 \sum_{l=1}^M v_l v_l^H, \quad \left(\sum_{l=1}^M v_l v_l^H = I_M \right) \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned}
 R &= A(\theta)PA^H(\theta) + \sigma^2 I_M \\
 &= \sum_{l=1}^D \lambda_l v_l v_l^H + \sigma^2 \sum_{l=1}^M v_l v_l^H = \sum_{l=1}^D (\lambda_l + \sigma^2) v_l v_l^H + \sigma^2 \sum_{l=D+1}^M v_l v_l^H \quad (3.22)
 \end{aligned}$$



Şekil 3.3. Sinyal ve gürültü özdeğerlerinin gösterimi

Şekil 3.3’de gösterildiği gibi $\mathbf{R}$ ’nin özdeğer ve özvektörleri ayrık (disjoint) iki kümeye ayrıştırılmıştır. En büyük öz değerlere ($\lambda_1, \dots, \lambda_D$) karşılık gelen özvektörler ($\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_D$) sinyal+gürültü altuzayını oluşturur ve $\underline{\mathbf{a}}(\theta_l)$ kip vektörleri bu özvektörlerin doğrusal bileşimi olarak yazılabilir. $\lambda_{D+1}, \dots, \lambda_M$ özdeğerlerine karşılık gelen $\mathbf{v}_{D+1}, \dots, \mathbf{v}_M$ özvektörleri de gürültü alt uzayını oluşturur. Gürültü ve sinyal özvektörleri birbirine dik (orthogonal) olduğundan sinyal ve gürültü alt uzayı da birbirine diktir. Bu sebeple $\underline{\mathbf{a}}(\theta_l)$ kip vektörü gürültü alt uzayındaki bütün özvektörlere diktir [16].

$$\underline{\mathbf{a}}^H(\theta_l) \mathbf{v}_i = 0, \quad l=1,2,\dots,D, \quad i=D+1, D+2,\dots,M \quad (3.23)$$

Bütün özdeğerleri ve ilgili özvektörlerini elde etmek için yapılması gereken $\mathbf{R}$ ’yi (özyayıştırma/SVD) işlemine tabii tutmaktır [17]. Bu şekilde hesaplanan özilinti matrisi;

$$RV = V\Lambda \quad (3.24)$$

$$R = V\Lambda V^H \quad (3.25)$$

ile ifade edilir. Burada $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M\}, \lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$ R'nin bütün özdeğerlerini ve $V_l = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_M]$ ilgili özvektörlerini gösterir. Simülasyon ortamında bu değerler özilinti matrisi elde edildikten sonra MATLAB “svd” komutuyla elde edilmiş ve MUSIC algoritmasına geçilmiştir.

3.3. MUSIC Algoritması

MUSIC sözde-spektrumunu elde etmek için Eş. 3.23'deki ilişki kullanılarak θ geliş açısı tespit edilebilir.

$$\sum_{i=D+1}^M \underline{a}^H(\theta) v_i = 0 \quad (3.26)$$

Eş. 3.26'yı sağlayan D tane θ değeri çözümü verir. Bu ifade açığa bağlı güç ilişkisini Eş. 3.27'deki gibi vermektedir.

$$P(\theta) = \sum_{i=D+1}^M \left| \underline{a}^H(\theta) v_i \right|^2 \quad (3.27)$$

Eş. 3.27'de aranan θ değerlerinde sıfır elde edilir. $1/P(\theta)$ ifadesi kullanılarak θ değerlerinde keskin tepecikler elde edilir [1].

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{P(\theta)} = \frac{1}{\sum_{i=D+1}^M \left| \underline{a}^H(\theta) v_i \right|^2} = \frac{1}{\underline{a}^H(\theta) v v^H \underline{a}(\theta)} \quad (3.28)$$

ifadesi kullanılarak, θ 'nın -90° ile $+90^\circ$ aralığındaki değerleri tarandığında, θ 'ya bağlı güç spektrumu elde edilir [11,18].

MUSIC oldukça sağlam bir metot olmasına rağmen dizi antenin modellenmesine ve bütün olası θ değerlerinin taranmasına ihtiyaç duyar. Bunun yanında yüksek açısal çözünürlüğü MUSIC kullanımını birçok uygulamada gerekli kılmaktadır. Çoklu yansımali ortamdan dolayı sinyallerin yansımalar sonucunda kaynağa varması durumunda aynı kaynaktan yayılan ve farklı yönlerden gelen sinyaller arasında yüksek ilinti veya eşevrelilik (coherent) söz konusudur. Bu durumda eğer sinyaller eşevrelili ise $\mathbf{P}$ (Eş. 3.18) tekildir ama köşegen değildir. Sinyaller arası kısmen ilinti varsa $\mathbf{P}$ tekil de köşegen de değildir. İdeal durumda sinyaller tamamen ilintisiz ise $\mathbf{P}$ köşegendir ama tekil değildir [19]. Buna göre kestirimin oluşması için $\mathbf{P}$ 'nin tekil olmaması gerekir. Eşevrelili veya yüksek ilinti durumunda MUSIC algoritmasının ön şartı ihlal edildiğinden dolayı bu durum hatalı sonuçlara sebep olur. Buradaki hata, yüksek ilintili veya eşevrelili sinyallerin geliş yönünün kestirilememesidir. Yüksek ilinti olduğunda $\mathbf{P}$ tekil değil yani determinanı 0 değildir, fakat 0'a çok yakındır. Bu yakın değerler ihmal edilerek 0 kabul edilirse, yüksek ilintili sinyallerin de kaynak özilinti matrisini tekil kabul edebiliriz. Ancak bilinen gerçek ilinti azaldıkça determinantın yükselmesidir. Tez kapsamında yapılan simülasyon deneyleri göstermektedir ki; belli bir ilinti seviyesini geçene dek MUSIC geliş yönlerini tespit edememektedir. Tekillik problemi şöyle formüle edilerek özetlenebilir [19];

$\mathbf{P}$ tekil, yani gelen sinyaller, $s_1(n)$ ve $s_2(n)$ eşevrelili sinyaller olsun ve α , kazanç ve faz ilişkisini gösteren kompleks sayı olmak üzere $s_2(n) = \alpha s_1(n)$ olsun. $s(n) = [(1 + \alpha)s_1(n) \quad s_3(n) \quad \dots \quad s_D(n)]^T$, yani normalde D boyutlu olan $\mathbf{s}(n)$ $D-1$ boyutlu olur. $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})$ tekrar düzenlenirse, $(D-1) \times (D-1)$ boyutlu matris elde edilir.

$$\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) = [\underline{a}(\theta_1) + \alpha \underline{a}(\theta_2), \underline{a}(\theta_3), \dots, \underline{a}(\theta_D)]_{(D-1) \times (D-1)} \quad (3.29)$$

$\mathbf{P} = E[\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)]$ ifadesinde $\mathbf{P}$ $(D-1) \times (D-1)$ boyutlu tekil olmayan matris olur, $\mathbf{A}$ ise tam kareli olur. $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})$ ancak $D-1$ adet sinyal sezimi yapabilir, 1. kolon artık herhangi bir geliş açısını ifade etmediğinden dolayı da MUSIC sadece $(\theta_3 \theta_4 \dots \theta_D)$ yönlerinden gelen sinyallerin kestirimini yapabilir. Dolayısıyla ortamda bulunan

yüksek ilintili veya eşevreli sinyallerin geliş yönleri tespit edilemeyecektir. Dolayısıyla yukarıda anlatılan P 'nin tekil olma probleminin kaynağı ortamdaki çoklu yansımalar olarak ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle bu problemin çözümü uzamsal yumuşatma (Spatial Smoothing) ile giderilebilir. Bu durum özellikle HF linki için önemli bir problemdir. Çünkü HF sinyallerin çok uzak noktalara iletilebildiği ve yüksek ilintili veya eşevreli aynı frekanstaki sinyallerin aynı anda alıcı tarafından alınabilme olasılığının en yüksek olduğu linktir. Bu nedenle öncelikle HF linki ve özelliklerinden bahsedilerek daha sonra bu yöntem MUSIC açısından ele alınacaktır.

4. KD LİNKİ

KD-Kısa Dalga (HF-High Frequency) linki pek çok haberleşme ve yayın organizasyonu tarafından uzak mesafe haberleşmesinde uzun süre kullanılmıştır. Elektromanyetik görüngenin 3-30 MHz arası kısa dalga (KD) bölgesi olarak adlandırılır. KD kanalları atmosferin iyonosfer katmanından yansıtılan gök dalgaları yoluyla ufuk ötesine ses, görüntü ve veri iletişimde kullanılır.

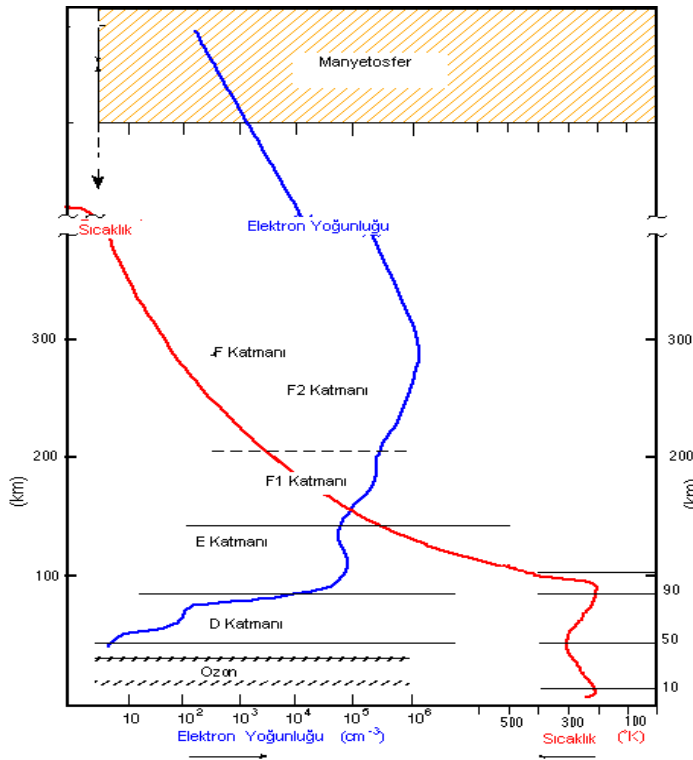
KD bandındaki bu iletişim, elektromanyetik dalganın (EM) belli bir açıda iyonosfere girerek yavaş yavaş eğilmesi ve sonunda yeryüzüne geri yansması prensibine dayanmaktadır.

1930'lu yılların sonunda, haberleşme sistemlerinin performansının önemli değişiklikler gösterdiği ve bu değişikliklerin birçoğunun doğrudan iyonosferdeki değişikliklerle ilgili olduğu anlaşılmıştır. İyonosferin dikey yapısı günden geceye, yılın mevsimlerine ve enlemlerine göre sürekli değişmektedir. Ayrıca iyonosfer güneş faaliyetlerinden kaynaklanan kısa dalga boylu güneş ışınımına duyarlıdır. Buna rağmen iyonosferin temel özellikleri şiddetli jeomanyetik karışıklık dönemleri dışında belirlenebilmektedir.

International Reference Ionosphere (IRI), iyonosferin yoğunluk ve sıcaklık parametrelerini tanımlamak amacıyla geliştirilmiş uluslararası standart modeldir. Bu model International Union of Radio Science (URSI) ve Committee on Space Research (COSPAR) ortak çalışmasıyla geliştirilip iyileştirilmektedir. COSPAR'ın IRI'daki başlıca ilgi alanı iyonosfer'in uzay araçları ve uzaydaki deneyler üzerindeki etkileri konusundaki araştırmalardır. URSI'nin projedeki temel işlevi de radyo dalgaları yayılım araştırmaları ve uygulamaları için, IRI modelinin elektron yoğunluğu kısmını incelemektir. IRI ilki 1971 yılında yapılan ve her yıl düzenlenen çalıştaylarda (workshop) güncellenip geliştirilmektedir.

4.1. İyonosfer

İyonosfer yeryüzünden yaklaşık 50-70 km ile yaklaşık 1000 km arasındaki yükseklikte yer alan ve güneş ışınları ile iyonize olmuş gazlardan oluşan atmosfer tabakasıdır [21]. İyonosferin büyük kısmı nötr gazlardan oluşmaktadır. Bu gazlar güneşten gelen kısa dalga ışınlar ile iyonlaşarak iyonosferik plazmayı oluşturmaktadır. İyonosferdeki iyonlaşma çoğunlukla morötesi ve X-ışınlarıyla gerçekleşir, bunun nedeni bu tip ışınların iyonlaşma için gerekli yüksek enerjiyi sağlayabilmesidir. İyonosferin yapısı ve maksimum elektron miktarı; zaman, coğrafi konum, güneş ışınımı ve yer kabuğu hareketleri ile yakından ilgilidir. Şekil 4.1’de iyonosferin genel yapısı, yükseklikle sıcaklığın ve elektron yoğunluğunun değişimi ve katmanların iyonosferdeki konumları görülmektedir.



Şekil 4.1. İyonosferin genel yapısı [23].

İyonosfer, yapı ve karakteristik özellik farklılıkları ve iyonosfer çalışmalarını kolaylaştırma amacıyla Şekil 4.1’deki gibi D, E, F katmanı olmak üzere üç katmana ayrılır. Aşağıda bu katmanlar hakkında bilgi verilmiştir.

4.1.1. D katmanı

D katmanı yer kabuğundan 50 km ile 90 km arasındaki yükseklikte bulunur. İyonlaşmanın en az olduğu katmandır. Bu katmanda iyonlaşma yüksek enerjili X-ışınları ile gerçekleşmektedir. Elektron yoğunluğu diğer katmanlara göre küçüktür fakat elektromanyetik dalganın varlığında uyarılan serbest elektronlar ile atmosferdeki moleküller arasındaki çarpışmalardan dolayı enerji kaybı meydana gelmektedir. Bu enerji kaybı elektromanyetik gürültü ya da elektronların ısı enerjisinin dağılması şeklindedir ve soğurulma olarak isimlendirilir. D katmanındaki soğurulma saptırıcı olamayan soğurulma diye adlandırılır çünkü yansıma seviyesinin altında meydana gelir ve kırılma indeksinin gerçek kısmı yaklaşık 1 olduğu zaman ($n \sim 1$) baskın hale gelmektedir. Yükseklik arttıkça serbest elektron miktarı artar. Güneşin doğmasının hemen ardından D katmanında iyonlaşma gerçekleşir. Gece ise serbest elektron ve iyonların birleşmesi ile bu katman kaybolur. İyonlaşmanın etkisiyle VHF ve UHF bandındaki sinyaller D katmanı tarafından soğurulur ya da zayıflatılır.

4.1.2. E katmanı

E katmanı yer kabuğunda 90 km ile 120 km yükseklikte bulunan iyonosfer katmanıdır. E katmanı sinyaller üzerinde kırılım etkisi yaratır. Düzenli E katmanı düşük enerjili X-ışınları ile oluşmakta olup HF sinyallerine etkisi azdır. E katmanındaki iyonlaşma gündüz yüksektir, güneşin batmasıyla bu katmandaki iyonlaşma azalır, fakat katman gece de varlığını sürdürür. Daha güçlü bir E katmanı yüksek iyonlaşmanın olduğu bulutlar tarafından oluşturulur ve düzensiz (sporadik) E katmanı olarak adlandırılır. Bu katmanın etkisi ile 100-150 MHz aralığındaki frekanslara sahip sinyaller iyonosferden yansır ve 1000 km'nin üstünde yol alabilir.

Düzenli E katmanının, gerçek yükseklik aralığı yaklaşık 90 km–120 km arasında tespit edilmiştir. En fazla iyonlaşmanın 110 km de olduğu ve yarı kalınlığının 20 km olduğu farz edilmiştir.

4.1.3. Düzensiz (Sporadik) E katmanı

Düzensiz E katmanı, dikey ve yatay iyonogramlarda düzenli E katmanının en fazla iyonlaşmaya sahip olduğu yüksekliğin yakınında görülmüştür. Düzensiz E katmanı çok yüksek frekanslara kadar (>75 MHz) tamamen yansıtılabilmektedir (örtme) ya da kısmen yansıtılabilmektedir (yarısaydam). Bu etki radyo haberleşmesi için faydalı ya da zararlı olabilir. Düzensiz E katmanı kullanışlı frekans aralığını genişletebilir ve varlığı sistem tasarımı ve çalışmalarında verimli bir şekilde kullanılabilir. Düzensiz E katmanının iyonlaşmasının fiziksel yapısı tam olarak bilinmemektedir. Fakat ororal, ılımlı ve ekvator coğrafi bölgeleri için mekanizmanın farklı olabileceği geniş bir kabul görmektedir. Ororal bölgelerde enerjili parçacıkların düzensiz E katmanının oluşumunda önemli rolü olduğu görülmektedir. Ilıman bölgelerde düzensiz E katmanı en iyi yukarı atmosfer rüzgarları ile açıklanmaktadır. Ekvator bölgesinde düzensiz E katmanının oluşumu plazma kararsızlığı kavramı üzerine geliştirilen teorilerle açıklanır.

4.1.4. F katmanı

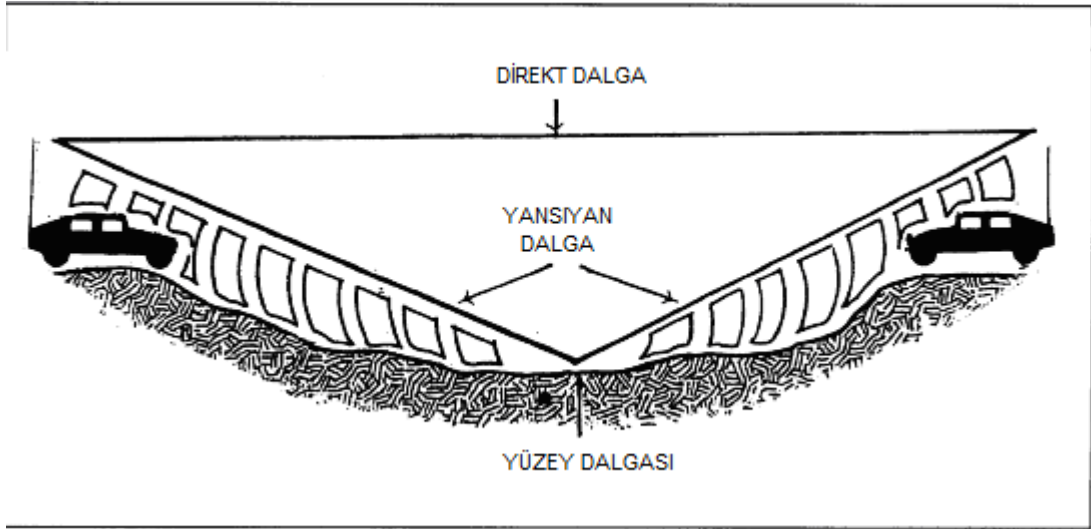
İyonosferin yer kabuğundan 120 km ve üzerindeki yükseklikteki katmanı F katmanıdır. F katmanı F1 ve F2 katmanı olmak üzere iki kısımda incelenmektedir. Gündüz F1 ve F2 katmanı ayrı ayrı mevcut iken gece F1 ve F2 katmanı birleşerek F katmanını oluşturmaktadır. F katmanındaki iyonlaşmanın kaynağı güneşin morötesi ışınlarıdır. F2 katmanının altında bulunan sırasıyla F1, E ve D katmanları alt iyonosfer katmanı, F2 katmanı ve üzerindeki iyonosfer üst iyonosfer katmanı olarak anılmaktadır. F2 katmanı iyonosferde en yüksek iyonlaşmanın olduğu katmandır. HF radyo haberleşmesi için iyonosferin en önemli kısmı F katmanıdır. F katmanı düzenli değildir ve değişkenliği nedeniyle HF radyo sistemlerinin çalışma parametrelerinin öngörülerinin anlamlı olabilmesi için önemli F katmanı karakteristiklerinin kısa zaman ölçekli kestirimleri gerekmektedir. F katmanının KD radyo haberleşmesi için çok önemli olan birçok karakteristik özelliği vardır. F1 katmanı öngörülebilir karakteristik özellikleri bakımından F2 katmanı kadar iyi tanımlanamamıştır. F1 katmanı haberleşme açısından sadece gündüz saatlerinde ve

iyonosferik fırtınalarda önemlidir. F katmanının yükseklik aralığı yaklaşık 120 km ile 1000 km arasındadır [21-23].

4.2. KD Linkinde Sinyal Kestirimi

KD linkinde sinyal geliş yönlerinin tespit edilmesinde en önemli sorun sinyallerin kestirimindeki zorluklardır. Yukarıda kısaca detaylı biçimde incelenen KD linkinin en önemli özelliği, sinyallerin hem yer dalgası (Ground Wave) hem de gök dalgası (Sky Wave) şeklinde yayılabilmesidir.

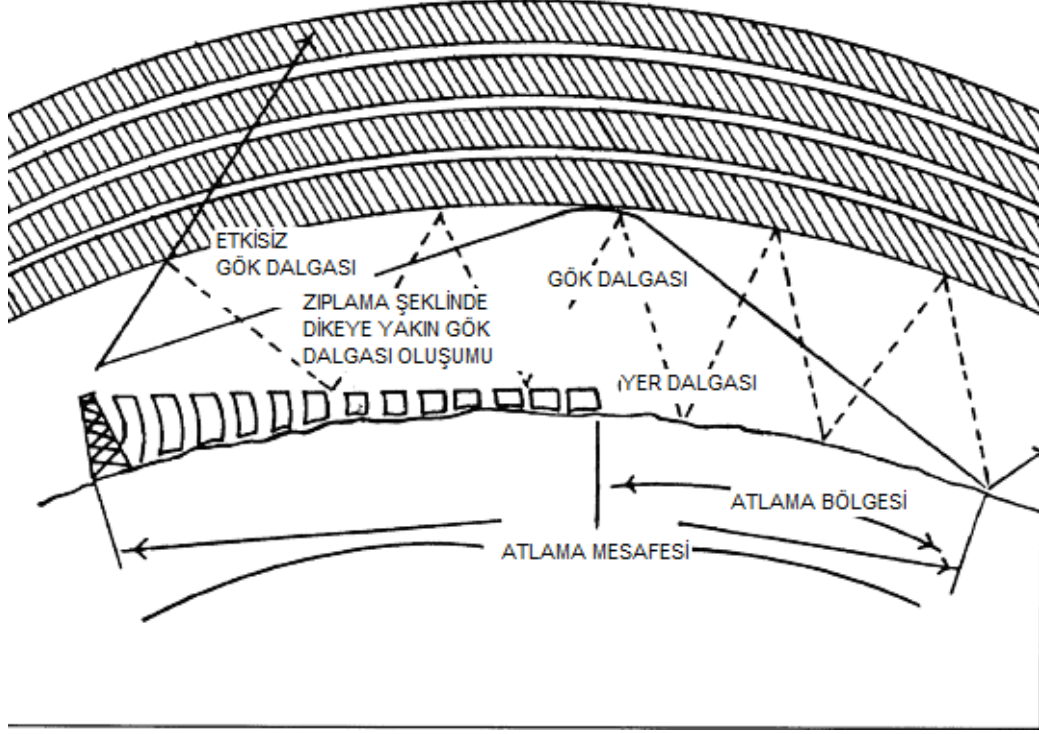
Yer dalgası kendi arasında üçe ayrılır. Bunlar direkt dalga (Direct Wave), yansıyan dalga (Reflected Wave) ve yüzey dalgasıdır (Surface Wave). Bu dalgalar Şekil 4.2’de gösterilmiştir. Bu yayılımlardan direkt dalga adından da anlaşıldığı üzere bir antenden diğerine direkt olarak gidebilen dalgadır. Maksimum LOS uzaklık değeri antenlerin yüzeyden ne kadar yukarıda olduğuna bağlıdır. Bunun nedeni yeryüzünün engebeli olması ve antenlerin birbirini direkt görme olasılığının yükseltilmeye çalışılmasıdır. İdeal koşullarda 30 Km’ye kadar LOS sağlandığı sürece iletişim gerçekleştirilebilir. Yansıyan dalga, dalganın yüzeye çarparak alıcı antene gelme durumudur. Bu tür bir iletişim için gönderilen dalganın gücünün yüksek olması gereklidir. Çünkü aynı yatay kutuplanmalı iletişimde olduğu gibi sinyal, yansıma sonucu enerjisinin bir kısmını yansıdığı yüzeyde kaybedecektir. Yüzey dalgası ise dalganın yüzeyle temas halinde ilerlemesi durumudur. Bu durumda iki anten arası yüzeyin iletkenlik indisi etkilidir. Özellikle deniz suyu olduğunu varsayarsak uzun yüzey dalgası mümkün olacaktır. Bu indis kumsal alan ve buzlu alanda düşecektir. Özellikle dağlık ve kırsal alanda mesafeyi olumsuz anlamda etkileyecektir.



Şekil 4.2. Yer dalgası çeşitleri [20].

Gök dalgası HF için mümkün olan iyonosfer kırılımı ve yansımalarıyla uzun mesafelere sinyallerin taşınmasına dayalı bir yayılım şeklidir. Gök dalgası şeklinde iyonosfere gelen sinyaller gittikleri yolların uzunlukları, dalga vektörleri ve EM dalganın o yol üzerindeki hızına bağlı olarak iyonosferde kırılım veya dağılıma uğrayarak farklı zamanlarda alıcıya ulaşırlar. İyonosfer katmanlarının zaman içinde hareketli olmaları alınan sinyalde bu hız ve harekete bağlı olarak frekans kaymalarına (Doppler etkisi) yol açar. Ayrıca her farklı yolda yayılan sinyalin zayıflama oranları, faz ve kutuplanmaları frekans ve bölgeye göre değişir.

Genel itibariyle HF linki açısından iletişimi Şekil 4.3 ile inceleyebiliriz. Görüldüğü üzere bu frekans bandında iletişim çok yönlü ve çok çeşitli olarak ortaya çıkmaktadır.



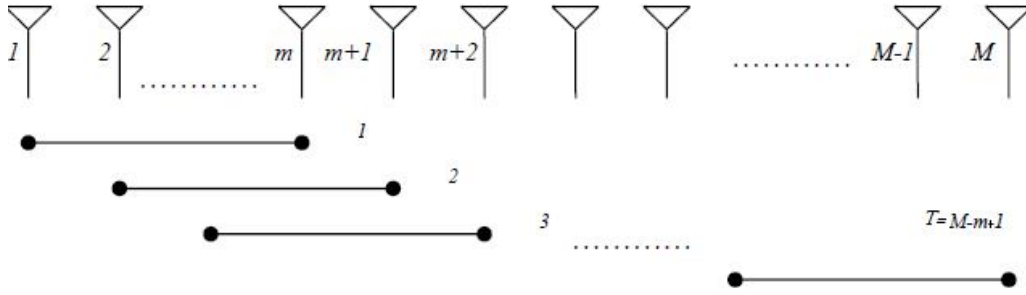
Şekil 4.3. KD linki iletişim simülasyonu [20].

Sinyaller iyonosfer içerisindeki iyonlaşma yoğunluğu (bu durum hava olaylarının göstergesidir), gönderilen sinyalin dalga boyu yani frekansı gibi nedenlere bağlı olarak bahsi geçen bu yollarla iletilebilir, özellikle gök dalgası şeklinde yukarıda bahsi geçen bu katmanlardan kırılarak yansır veya birkaç defa kendi içerisinde geri yansıma yaparak çok uzak mesafelerden yeryüzüne dönebilir. Bu nedenlerden dolayı sinyal kaynağı ve alıcı arasında büyük mesafeler vardır. Yani HF’i, V/UHF sinyallerde olduğu gibi yalnızca kısa mesafelerden gelen sinyaller oluşturmaz. Bu durum aynı frekanstan farklı yanca (azimuth) açılarıyla gelebilecek sinyal olma olasılığını, çoklu yansımadan kaynaklanan sönümlenme veya faz değişimi olasılıklarını HF için daha yüksek kılar [20].

Daha önce de bahsedildiği üzere bu gibi sorunlarda en optimum DF algoritması MUSIC’tir. Çünkü MUSIC literatürde diğer algoritmalarla ziyade bu zor ortamda en yüksek çözünürlükte kestirim yapabilen algoritmalar arasında sayılmaktadır.

5. MUSIC ALGORİTMASI UZAMSAL YUMUŞATMA YÖNTEMİ

Uzamsal yumuşatmadaki (spatial smoothing) başarımlı, özellikle eşvreli veya yüksek ilintili sinyallerde tekil olan $\mathbf{P}$ matrisini tekil olmayan hale getirmektir. Böylece çoklu yansımali ortamdan kaynaklanacak hatalar ortadan kalkar. İlk uzamsal yumuşatma çalışması T.J. Shan, M.Wax ve T. Kailath tarafından 1985'te yapılmıştır [19]. Yapılan çalışmada bu yöntem ULA (Uniform Linear Array, Düzgün Doğrusal Dizi) için önerilmiştir.



Şekil 5.1. Uzamsal yumuşatmada alt anten dizilerinin oluşturulması [19].

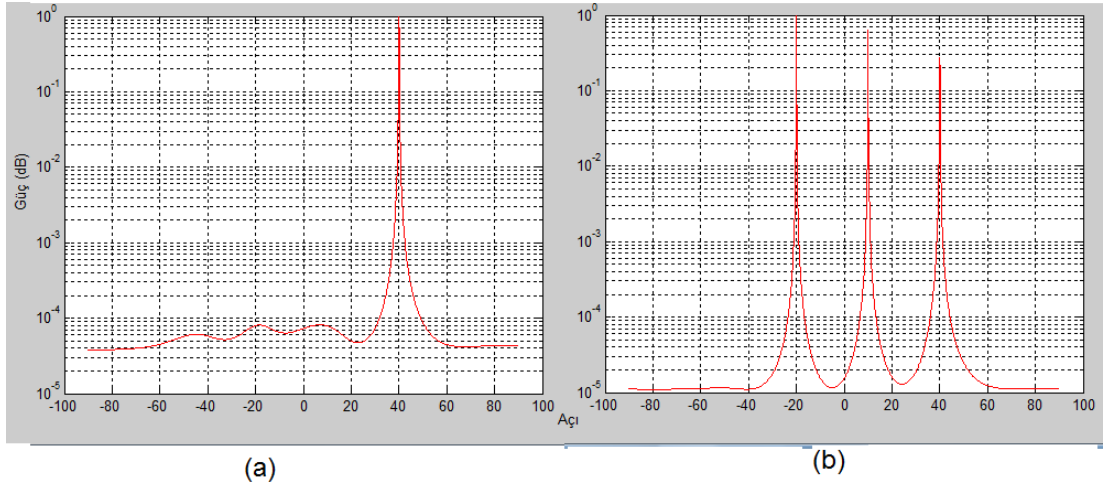
Düzgün doğrusal anten dizisi için uzamsal yumuşatma Şekil 5.1’de gösterildiği gibi, alt anten dizileri oluşturularak elde edilir. Her bir dizi m antenden oluşur ve toplam $T=M-m+1$ tane alt dizi oluşturulur ve bunlar $\hat{\mathbf{R}}$ özilinti matrislerini yani alt dizilerini oluşturur. Burada $\hat{\mathbf{R}}$;

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N_1} \sum_{n_1=1}^{N_1} \hat{\mathbf{x}}(n)_{n_1} \hat{\mathbf{x}}(n)_{n_1}^H \quad (5.1)$$

olarak ifade edilir. Bu durumda T , aynı frekansta gelen birbiriyle eşvreli veya yüksek ilintili sinyal sayısından büyük olduğu sürece $\mathbf{P}$ tekil olmaz, yani bozulma engellenmiş olur [19]. Eş. 5.1’de olduğu gibi MUSIC algoritmasında kullanılacak $\mathbf{R}$ özilinti matrisi, N adet anlık çekim değerine göre toplama döngüsüne sokularak elde edilmekteydi. Bu şekilde uzamsal yumuşatma algoritmasına giren $\mathbf{R}$, $N= TN_1$ olacak

şekilde iki adet iç içe toplama döngüsüne girerek elde edilir. Eş 5.1'deki N_1 buradan gelmektedir. Normalde $\mathbf{x}(n)$ $M \times 1$ boyutlu anten çıkış sinyali iken, $\hat{\mathbf{x}}(n)$ 'ler ise T adet olup $m \times 1$ boyutludur. Son haliyle uzamsal yumuşatma sonucu $\mathbf{R}$ özilinti matrisi şu şekilde ifade edilir [24].

$$\mathbf{R} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \frac{1}{N_1} \sum_{n_1=1}^{N_1} \hat{\mathbf{x}}(n)_{n_1} \hat{\mathbf{x}}(n)_{n_1}^H \quad (5.2)$$

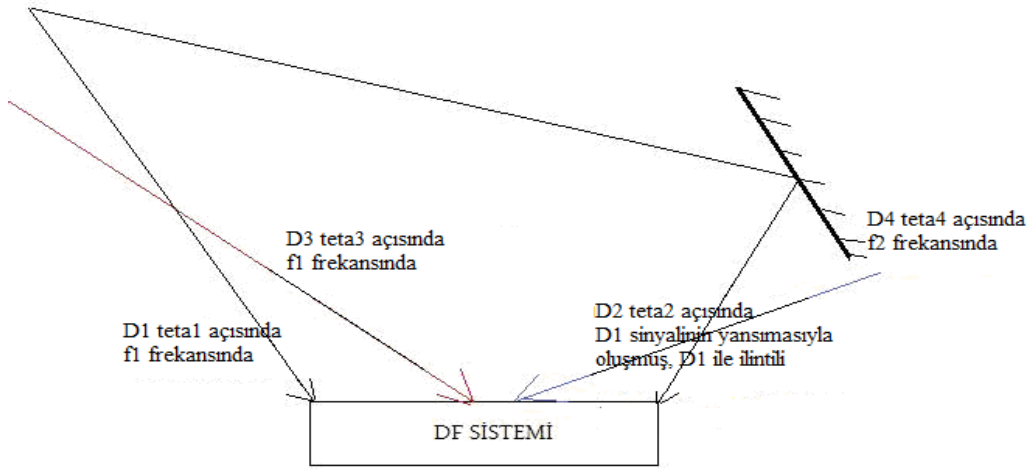


Şekil 5.2 (a) Uzamsal yumuşatmanın olmadığı durumda çoklu yansımali ortam.
(b) Uzamsal yumuşatma ile çoklu yansımali ortamda çözünürlüğün iyileştirilmesi.

Uzamsal yumuşatma sonucunda elde edilen açı spektrumunda elde edilen yüksek çözünürlük Şekil 5.2-(b)'de görülmektedir.

6. SİMÜLASYON

Kısa dalga linklerinde sinyallerin geliş yönlerini hassasiyetle belirlemek için öncelikle bölüm 3.2.1'deki kıstaslar göz önüne alınarak, kullanılan dizi anten sayısı $M=8$, kaynak sayısı $K=3$ ve sisteme gelen sinyal sayısı $D=4$ olarak belirlenmiştir. Geçerli durum Şekil 6.1'deki gibidir.



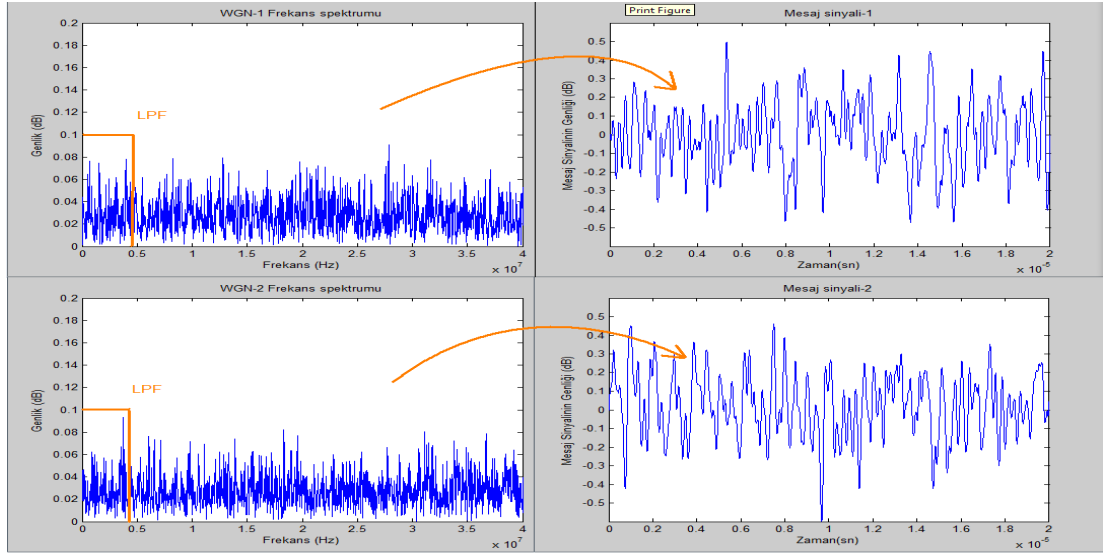
Şekil 6.1. Simülasyon ortam modeli.

Yukarıdaki modeli inceleyecek olursak 3 adet kaynaktan sinyaller yayılmaktadır. Bunlardan üçü aynı frekansta (f_1) farklı açıyla gelirken (D_1 , D_2 , D_3) bir diğeri farklı bir frekansta (f_2) yine farklı bir açıyla gelmektedir (D_4). f_1 frekansında gelen D_2 sinyali başka bir ortamdan yansyarak alıcı sisteme ulaşmış, bu şekilde bu sinyal, D_1 sinyalinin eşvreli (coherent) veya yüksek ilintili bir yansımasını oluşturmuştur. Bu iki sinyal KD linkinde yayılan yer ve gök dalgası şeklinde aynı frekansta oluşmuş sinyaller olarak varsayılp modellenmiştir.

6.1. Sinyallerin Modellenmesi

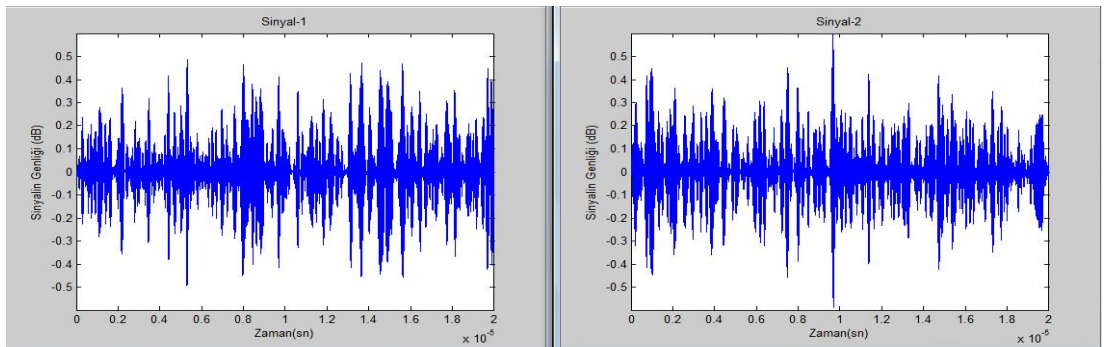
Bu ortamı oluştururken önce sinyaller teker teker modellenmiştir. Modellemede sisteme her seferde her sinyal için ayrık zamanda 2000 adet örnekleme verisinin 200 kere geldiği $N=200$ (anlık çekim değeri) varsayılmış ve taşıyıcı sinyal bu şekilde üretilmiştir. Taşıyıcının üzerine bindirilen sinyallerle aynı uzunlukta farklı yapıda

sinyaller elde edilmiştir. İşaretlerin üretilmesinde beyaz gauss gürültüleri (WGN) oluşturulmuş, bu gürültülerin her biri alçak geçiren filtreden (LPF) geçirilerek mesaj değerleri elde edilmiştir. MATLAB her WGN oluşumunda farklı bir gürültü modeli oluşturduğu için bu sinyallerden çekilen mesaj sinyalleri de birbirinden farklı olarak üretilmiştir. İki adet aynı frekansta farklı mesaj içerikleri Şekil 6.2'deki gibi modellenmiştir.



Şekil 6.2. Mesaj sinyallerinin elde edilmesi

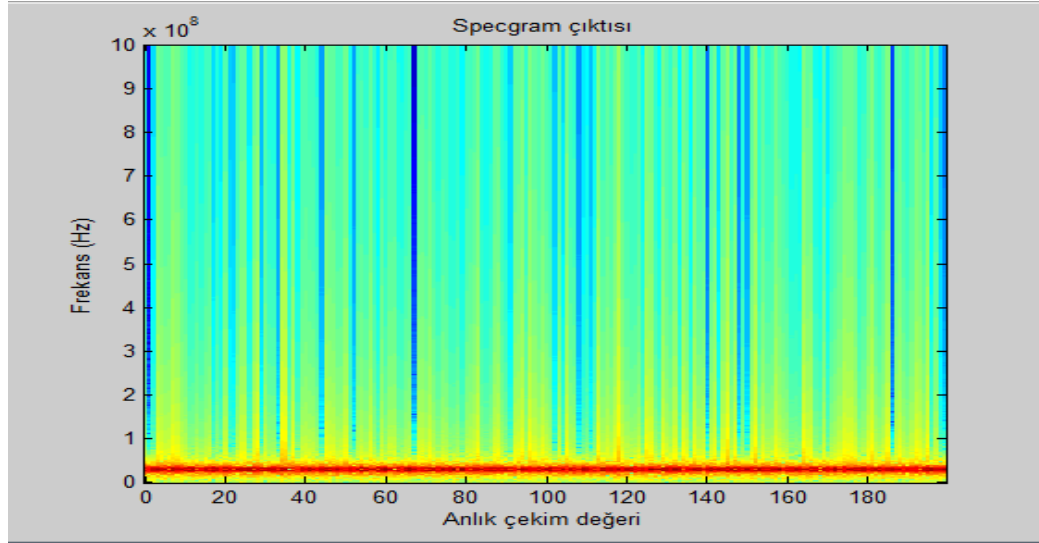
Daha sonra bu sinyaller 20MHz ve 3MHz (farklı frekanstaki tek sinyal için) frekansında taşıyıcı kosinüslerle çarpılarak ortama verilen sinyaller üretilmiştir (Şekil 6.3). Belirlenen frekanslar HF aralığında (3-30MHz) seçilmiş, durumun özellikle bu frekans aralığındaki sonuçları modellenmeye çalışılmıştır.



Şekil 6.3. Sinyallerin elde edilmesi.

6.2. Algoritmaya Geçiş

Sinyaller üretildikten sonra artık bu sinyallerin anten dizisi tarafından alınarak işleme süreci başlamıştır. Bu safhada yapılan işlem her sinyalin her anlık çekim değeri için FFT'sinin alınması, ve taşıyıcı frekans değerindeki tepe yaptığı kompleks $a+jb$ değerinin kaydedilmesidir. Bu sayede $s_1(n), s_2(n), \dots, s_D(n)$ elde edilerek $s(n)$ matrisi oluşmuştur (Bkz. Eş. 3.9). Bunun için matlab ortamında “specram” komutundan yararlanılmış, her sinyal için, sinyallerin her anlık çekim değerinde kendi taşıyıcı frekanslarına denk gelen tepe değerleri çekilerek $s_1(n), s_2(n), s_3(n), s_4(n)$ ($D=4$) dizisi her biri $1 \times N$ boyutunda olmak üzere elde edilmiştir [25]. 20MHz'deki $s_1(n)$ sinyalinin çıkış grafiği Şekil 6.4'deki gibidir (Matlab: $s_1(n) = s1_f$).



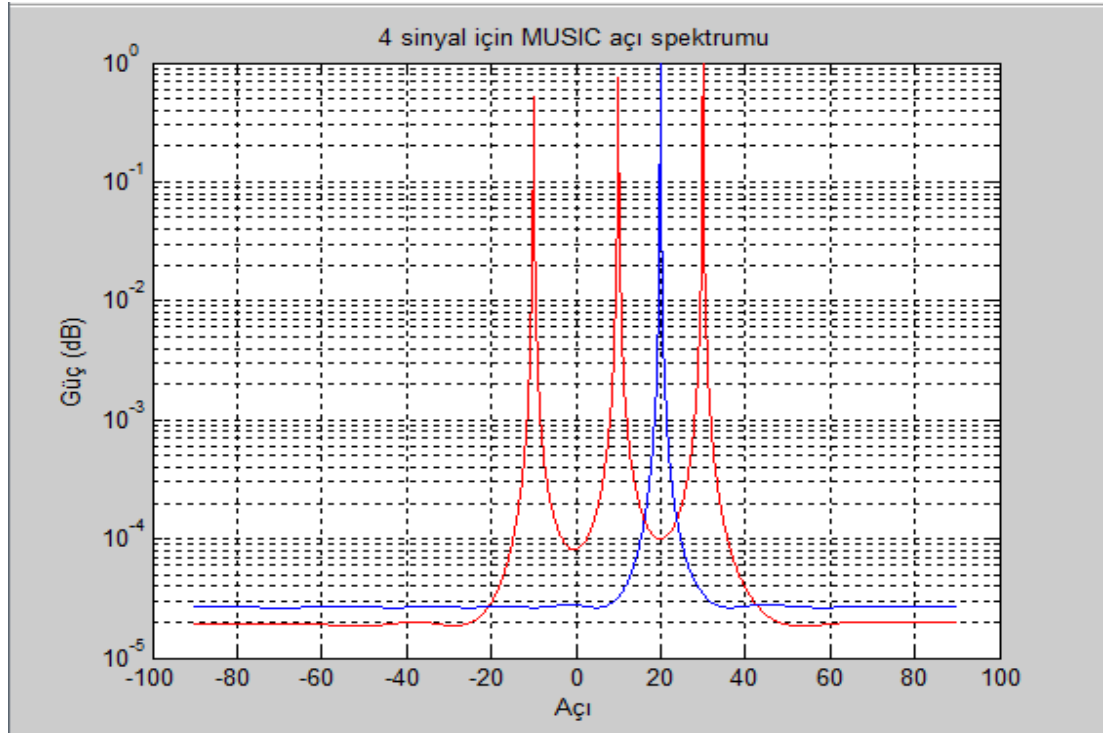
Şekil 6.4. $s_1(n)$ Sinyalinin specram çıkış grafiği.

Daha sonra her sinyalin geliş açılarına göre faz kaymaları hesaplanmıştır, Eş. 2.2 (Matlab: $\psi_1 = \text{tao1}$). $A(\theta)$ 'nin bütün alt indisleri bilindiğine göre buradan toplam istenen $A(\theta)s(n)$ sinyali elde edilmiştir, Eş. 3.15 (Matlab: $A(\theta)s(n) = \text{as1}, \text{as2}, \dots, \text{as8}$). Her bir anten için gelen sinyalin gücünün o sinyalin varyansı olduğu bilindiğine göre [11], $A(\theta)s(n)$ 'nin bütün alt vektörlerinin güç değerleri hesaplanarak $\text{SNR}=25$

seçilmiş ve $A(\theta)s(n)$ 'nin her bir alt vektörüne bu oranda WGN eklenmiştir. Neticede aynı frekanstaki ilk üç sinyal için ayrı, diğer tek frekansta gelen sinyal için ayrı olmak üzere $x(n) = A(\theta)s(n) + g(n)$ matrisleri elde edilmiştir.

$x(n)$ elde edildikten sonra R özilinti matrisi uzamsal yumuşatma metoduna uygun olarak elde edilmiştir (Bkz. Bölüm-5). Normal şartlar altında eğer aynı frekansta eşvreli veya yüksek ilintili sinyallere rastlanma olasılığı sıfır olsaydı bu metodu kullanmaya gerek olmayacaktı. KD linki için bunun da bir ihtimal olması algoritmanın ne kadar kararlı ve sağlam bir yapıda olduğunun kanıtıdır. Uzamsal yumuşatma metodunda dikkat edilirse normalde $M \times M$ (M:Anten sayısı) boyutlu olan R, burada $m \times m$ (m:alt grup anten sayısı) boyutlu olmuştur.

Bu safhadan sonra Şekil 6.5'te görüldüğü gibi, R matrisi "svd" algoritmasına girerek, özdeğer ve özvektörlerine ayrılmış, MUSIC sözde spektrumunu elde etmek üzere -90° ile $+90^\circ$ aralığında $P_{MUSIC}(\theta)$ tepelik değerleri tespit edilerek sinyal yanca açıları teker teker belirlenmiştir (Eş. 3.28).



Şekil 6.5. Sinyal geliş yanca açılarını gösteren grafik.

Sonuç itibariyle tez kapsamında simülasyon safhasında, farklı yapıda beyaz Gauss gürültüleri oluşturularak, bu sinyaller LPF ile filtrelenmiş oluşan sinyaller mesaj sinyalleri olarak kullanılmıştır (Bkz. Şekil 6.2). Daha sonra bu sinyaller aynı frekanstaki farklı sinyalleri modellemek amacıyla o frekansta birer kosinüs sinyaliyle modüle edilerek (genlik modülasyonu kullanılmıştır) sanal ortama gönderilen sinyaller üretilmiştir (Bkz. Şekil 6.3). Son olarak ise sinyallerin MUSIC algoritması tarafından işlenmesi sonucu sinyal yön tespiti yapılmıştır (Bkz. Şekil 6,5). Simülasyonda kullanılan sinyal frekans aralığı, sanal sistemin performansının yukarıda bahsi geçen KD ortam koşullarına uygun olması amacıyla, KD frekans aralığında seçilmiştir.

7. SONUÇ

Tez kapsamında Kısa Dalga (KD, HF-High Frequency) linkinde yayın yapan sinyallerin yönlerinin ve en az iki sistem kullanılarak konumlarının tespit edilebilmesi amaçlanmış, herhangi bir DF'in, sinyal yanca açılarını belirlemek üzere, MUSIC algoritması kullanılarak performans ölçümü yapılmıştır. Bu yolda öncelikle anten yapıları, şekilleri, dizileri ve ortam koşulları belirlenmiştir. 8 adet düzgün doğrusal dizi antenin (ULA) aralarındaki mesafenin, KD kanalı açısından frekans aralığında (3-30MHz) en uygun dalgaboyu optimizasyonu yapılarak saptanmış ve yerleştirilmiş olduğu varsayılmıştır.

Ortam koşullarını daha iyi kavrayabilmek açısından KD kanal yapısı, özellikleri, bu kanal iletişimde kullanılan iyonosfer tabakası, katmanları ve özellikleri incelenerek ortamın sistem performansındaki rolü değerlendirilmeye çalışılmıştır.

Daha sonra ise simülasyon safhasında, farklı yapıda sinyaller üretilerek modellenmiş, sinyallerin anten dizisi tarafından işlenmesi sonucu sinyal yön tespiti yapılmıştır. Bu şekilde sanal sistemin performansı bu ortam koşullarında bu sinyaller üzerinden incelenmiştir.

Ayrıca KD linkinde ışıyan sinyallerin birbiriyle eşevreli ya da yüksek ilintili olması durumu da incelenmiş, bu durumda aynı frekanstaki sinyallerden ikisi aynı mesaj sinyaline sahip olup aynı taşıyıcıyla modüle edilerek üretilmiş, tek fark olarak birbirleri arasında zaman gecikmesi sağlanmıştır. Pratikte bu durum alıcı anten dizisine farklı zamanlarda aynı sinyalin ulaşması olarak nitelendirilebilir. Bu durum çoklu yansımali ortam olarak da ifade edilebilmektedir. Görülmüştür ki böyle bir ortamda uzamsal yumuşatma ile MUSIC performansı değişmemektedir. Bu bakımdan KD linki açısından en uygun algoritmanın yukarıdaki açıklamalar ışığında MUSIC algoritması olabileceği değerlendirilmiştir.

Tezde önerilen yöntemlerin uygulaması HF (3-30MHz) frekans bandı içerisinde yapılmıştır. Sadece VHF (30-300 MHz) ve UHF (300-3000 MHz) anten ve alıcı sistemleri takviyesi ve antenler arası mesafenin bu frekans bandına göre ayarlanması sonucu tezde önerilen sistem V/UHF DF sistemi olarak da çalışma yeteneğine sahiptir.

Tez çalışması sonucunda; bir simülasyon eşliğinde, gerçek zamanlı çalışabilecek, çoklu yansımali ortamlarda dahi yüksek çözünürlüğe sahip, 8 antenli ULA kullanarak gelen sinyalin yönünü tespit edebilecek bir DF sisteminin performans analizi yapılmış, bu sistem envanterine sahip en az iki adet DF ile herhangi bir sinyal kaynağının tespit edilebileceği gösterilmiştir.

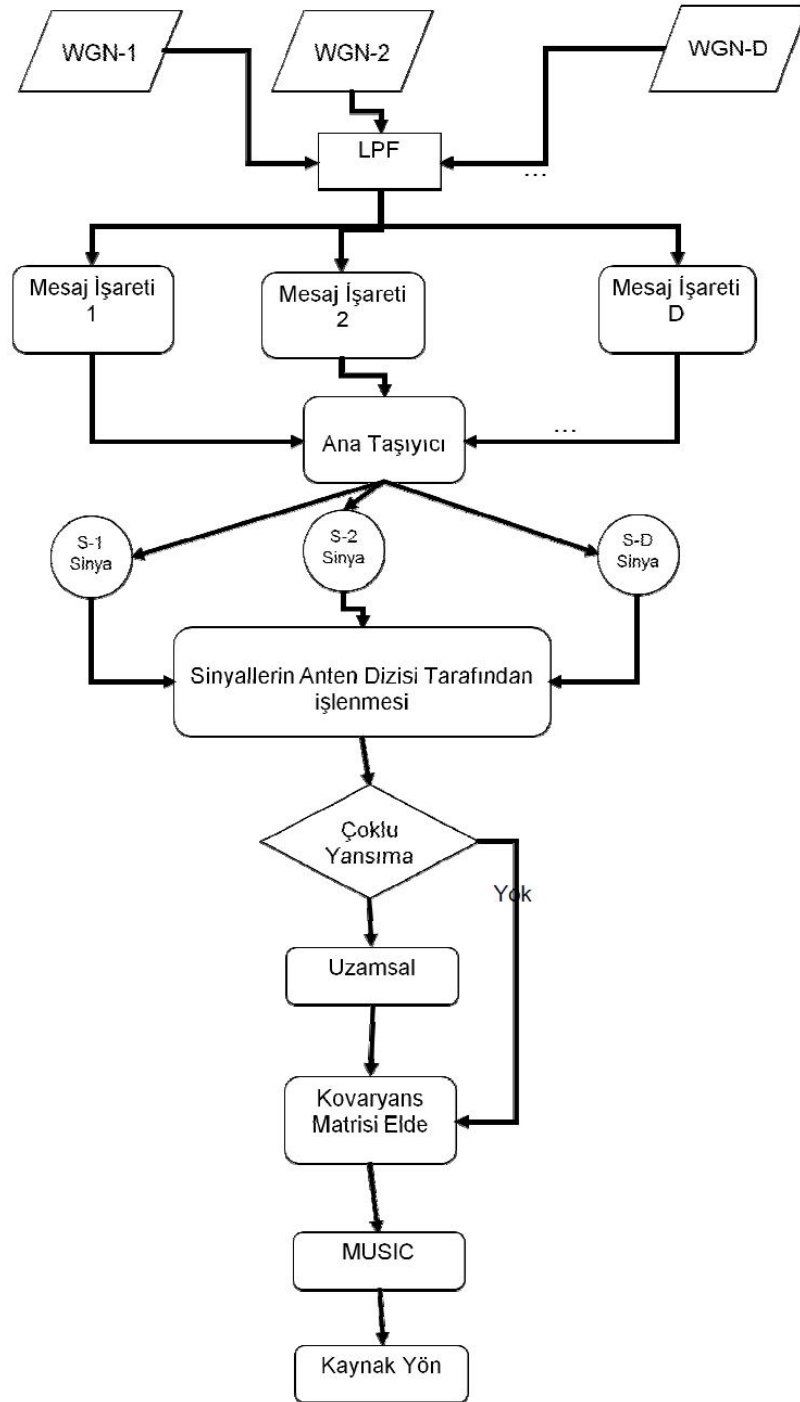
KAYNAKLAR

1. Schmidt R. O., "Multiple emitter location and signal parameter estimation" ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, vol. AP-34, no. 3, pp. 276-280 (1986).
2. Yong G., Ci X. X. and Zhong Z. Z., "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 (2001).
3. İnternet: RF Product WEB Note "A user guide to radio direction finding basics" <http://www.access1.net/rfprodsdc> (2000).
4. Ross W., M.A., "Fundamental problems in radio direction-finding at high frequencies", ***IEEE Journal of The Institution Radiocommunication***, vol.94(11):154-165 (1947).
5. Ku-Ting Lin, "Comparison of superresolution algorithms with different array geometries for radio direction finding", MSc. Thesis, ***Naval Postgraduate School***, Monterey, California (1998).
6. İnternet: RF Product WEB Note "Basics of the Watson-Watt radio direction finding technique" <http://www.access1.net/rfprodsdc> (2000).
7. İnternet: RF Product WEB Note "A comparison of the Watson-Watt and pseudo-doppler DF techniques" <http://www.access1.net/rfprodsdc> (2000).
8. Lerner K. L. and Lerner B. W., "Encyclopedia of espionage, intelligence, and security", **Gale Group Publishing**, vol.131, R-Z index, (2003).
9. İnternet: RF Product WEB Note "Doppler direction finder -radio direction finder kit" <http://www.ramseyelectronics.com/downloads/manuals/DDF1>, (2000).
10. Musselman R. L., Norgard J. D., "Frequency invariant interferometry", ***IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility***, vol.34(2):86-92 (1992).
11. Suleesathira R., "Close direction of arrival estimation for multiple narrowband sources", ***IEEE Signal Processing and Its Applications, Seventh International Symposium***, vol.2, pp 403-406 (2003).
12. Pourrostan J., "Narrowband signal direction-of-arrival estimation using antenna array and MUSIC algorithm", MSc. Thesis, ***Department of Electrical and Computer Engineering, Michigan Technological***, (2006).

13. Kung S. Y., Lo C. K., Foka R., "A toeplitz approximation approach to coherent source direction finding", ***IEEE International Conference on ICASSP'86***, pp. 193-196 (1986).
14. Zhao Y., Zhang S., "Generalized algorithm for DOA estimation in unknown correlated noise", ***IEEE Electronics Letters***, vol. 36(22):1893-1894 (2000).
15. Xin J., Sano A., "Direction estimation of coherent signals using spatial signature", ***IEEE Signal Processing Letter***, vol. 9, no. 12., pp. 414-417 (2002).
16. Johnson D. H., Dudgeon D. E., "*Array signal processing: Concepts and techniques*", ***Prentice Hall***, New Jersey (1993).
17. Rajagopal R., Kumar K. A., Ramakrishna P., "Signal subspace beamforming in the presence of coherent interferences and unknown correlated noise fields", ***Signal Processing Journal***, vol.63(1):17-33 (1997).
18. Nguyen H. H., Nuteson T. W., Mitchell G. S., "A direct band-pass implementation of subspace-based techniques for direction finding and digital beamforming applications", ***IEEE Wireless Communications and Networking Conference***, vol. 1, pp. 431-434 (2003).
19. Shan T., Wax M., Kailath T., "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 (1985).
20. Internet: RF Product WEB Note, "High-frequency radio Fundamentals" <http://www.wikipedia.org/> (2006)
21. Stewart F. G., "ICEPAC Technical Manual", NTIA/ITS, Boulder.
22. Kunitsyn V. E., Tereslrchenko E. D., "Radio tomography of the ionosphere", ***IEEE Antennas and Propagation Magazine***, vol. 34, No. 5, pp. 22-32 (1992).
23. Gldoĝan M.B., "A new technique for direction-of-arrival estimation for ionospheric multipath channels", MSc. Thesis, ***Bilkent University Electrical and Electronics Engineering***, (2007).
24. Gu Z., Gunawan E., "A performance analysis of multipath direction finding with temporal smoothing", ***IEEE Signal Processing Letters***, vol. 10(7):806-811 (2003).
25. Internet: Purdue University "Digital signal processing with applications/ matlab help on specgram" <http://www.cnx.org/content/m18084/latest/specgram.pdf>.

EKLER

EK-1. Simülasyon Akış Diyagramı



Not: Bu diyagram bahsi geçen D adet sinyalinde aynı taşıyıcı frekansta yayın yaptığı durumda geçerlidir. Farklı bir frekansta bu işlemler ayrıca işlenir.

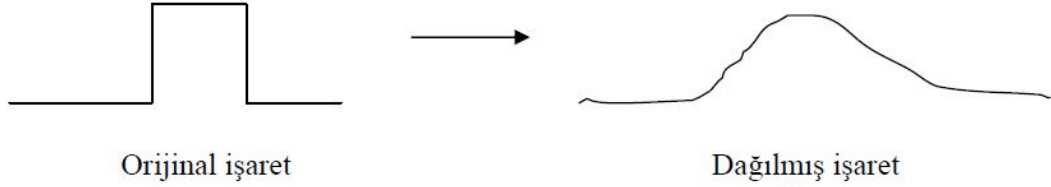
EK-2. Ortam modeli oluşturulurken dikkat edilmesi gereken durumlar

Ortam modeli oluşturulurken dikkat edilmesi gereken birçok durum vardır [3].

Üstüste Binme İlkesi (Superposition Principle): Farklı kaynaklardan yayılan sinyallerin birbirlerinin içerisinden etkilenmeden geçmesidir. Ortam üstüste binme ilkesine uygun olacaktır. Bu kabule göre ortamdaki sinyaller aşağıdaki eşitlikteki gibi toplamsal olarak ifade edilebilir.

$$A(\theta)s(n) = \sum_{l=1}^D a(\theta_l)s_l(n)$$

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



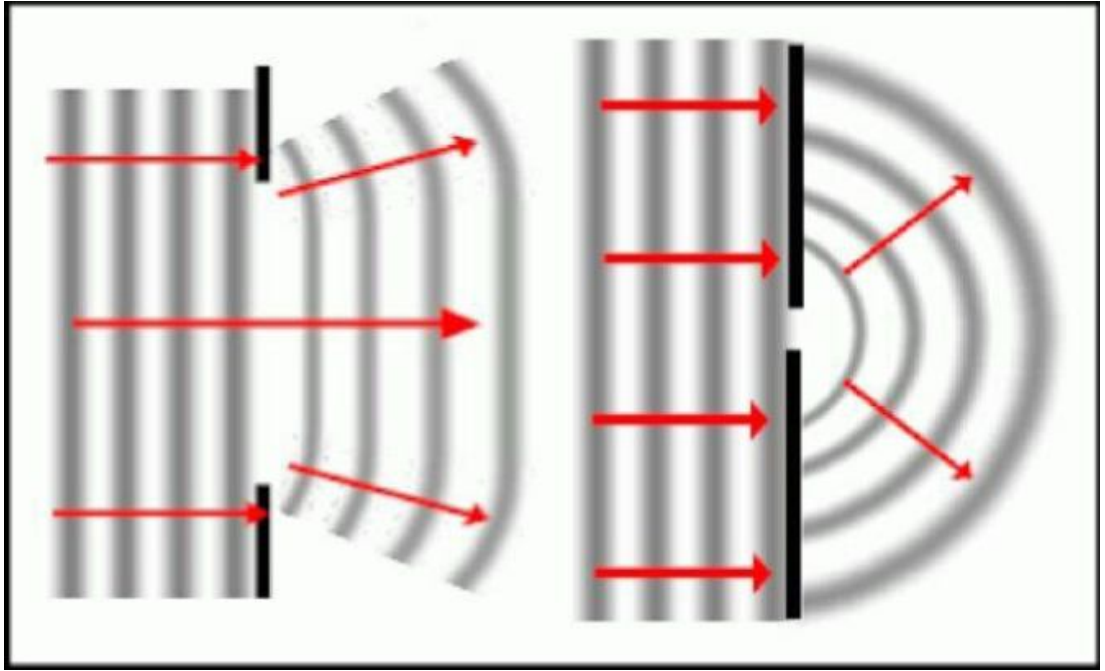
Şekil A.1. Dağıtıcı (Dispersive) ortam etkisi.

Bu tez kapsamında sinyaller darbantlı kabul edilecek, sinyallerin 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 sinyalin hızı değişir, bu durumda kırılma olmaktadır. Ortam özelliklerin bilinmediği durumda kırılmadan dolayı hatalar çıkabilmektedir.

EK-2. (Devam) Ortam modeli oluşturulurken dikkat edilmesi gereken durumlar

Kırınım (Diffraction): Herhangi bir düzlemsel dalga yayıldığı ortamda herhangi bir yüzeye çarparsa yansır ve farklı bir yönde düzlemsel dalga olarak ilerlemeye devam eder, fakat çarptığı yüzeyde süreksizlikler varsa kırınıma uğrayarak silindirik dalga halini alarak ilerlemeye devam eder. Sinyalin dalga boyu ile süreksizlik boyutu arasındaki oran arttıkça kırınıma uğrayan sinyalin 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 ayrılabilir. Bunlar vericinin çevresindeki yerel yansımalar, alıcı sisteminin çevresindeki yerel yansımalar ve verici ve alıcıdan uzakta gerçekleşen yansımalar. Alıcı çevresinde gerçekleşecek kırınım, antenlere ulaşacak sinyalin silindirik dalga olacağı anlamına gelmektedir. Bu durumda sistemin performansı düşeceğinden bu etkiyi ortadan kaldırmak için alıcı anten sistemi yüksek direkler üzerine kurulmaktadır.

Kullanılan sinyal modelimiz kırınımın etkisiz olduğu durumlarda geçerlidir.

EK-2. (Devam) Ortam modeli oluşturulurken dikkat edilmesi gereken durumlar

Doppler Etkisi: Herhangi bir vericinin veya alıcının hareketli olması durumunda alıcıda elde edilen sinyalde frekans kayması olacaktır. Bu çalışmada verici veya alıcı sistem sabit olacağından sinyal üzerinde herhangi bir Doppler etkisi veya frekans kayması olmayacaktır.

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

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : KUTAY, Feridun
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 08.09.1983 Ankara
Medeni hali : Bekar
Telefon : 0 (312) 213 40 05
e-mail : feridunkutay@gmail.com.

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Gazi Üniversitesi/ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü	2006
Lise	Anıttepe Lisesi	2001

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2006-2007	Alarko/ASEGA	Teknik Mühendis
2007-2011	Genelkurmay	Sinyal Analiz ve Araştırma Subayı

Yabancı Dil

İngilizce

Hobiler

Türk Müziği, Bilgisayar teknolojileri, Basketbol, Futbol.