

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ BİLİŞİM ENSTİTÜSÜ**

**FAZ-MIMO RADAR**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Çağatay GÜRBÜZ**

**İletişim Sistemleri Anabilim Dalı**

**Uydu Haberleşmesi ve Uzaktan Algılama Programı**

**Anabilim Dalı : Herhangi Mühendislik, Bilim**

**Programı : Herhangi Program**

**MAYIS 2014**



**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ BİLİŞİM ENSTİTÜSÜ**

**FAZ-MIMO RADAR**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Çağatay GÜRBÜZ  
(705111003)**

**İletişim Sistemleri Anabilim Dalı**

**Uydu Haberleşmesi ve Uzaktan Algılama Programı**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Ender Mete EKŞİOĞLU  
Anabilim Dalı : Herhangi Mühendislik, Bilim  
Programı : Herhangi Program**

**MAYIS 2014**



İTÜ, Bilişim Enstitüsü'nün 705111003 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Çağatay GÜRBÜZ**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "**FAZ-MIMO RADAR**" başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

**Tez Danışmanı :** **Doç. Dr. Ender Mete EKŞİOĞLU** .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Jüri Üyeleri :** **Prof. Dr. Ahmet Hamdi KAYRAN** .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Doç. Dr. İlker BAYRAM** .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Teslim Tarihi :** **5 Mayıs 2014**  
**Savunma Tarihi :** **30 Mayıs 2014**



*Aileme ve tüm sevdiklerime,*







## ÖNSÖZ

Çalışmalarım sırasında katkıları ile bana yardımcı olan, maddi, manevi her türlü desteği sunan, tez danışmanım Doç. Dr. Ender Mete EKŞİOĞLU'na en içten teşekkür ve saygılarımı sunarım.

Mayıs 2014

Çağatay Gürbüz  
(Telekomünikasyon Mühendisi)





## İÇİNDEKİLER

### Sayfa

<b>ÖNSÖZ</b> .....	vii
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	ix
<b>KISALTMALAR</b> .....	xi
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b> .....	xiii
<b>ÖZET</b> .....	xv
<b>SUMMARY</b> .....	xvii
<b>1. GİRİŞ</b> .....	1
<b>2. RADAR SİSTEMLERİ</b> .....	5
2.1 Giriş.....	5
2.2 Radar Uygulamaları .....	6
2.3 Radar İşlevsel Özellikleri .....	9
2.3.1 Tespit ve mesafeleme .....	9
2.3.2 Hız kestirimi.....	12
2.3.3 Huzme şekillendirme .....	15
<b>3. FAZ-DİZİ VE MIMO RADAR SİSTEMLERİ</b> .....	19
3.1 Giriş.....	19
3.2 Multistatik Radar Sistemleri .....	20
3.3 Faz-Dizi Radar .....	23
3.3.1 Faz-dizi radar sinyal modeli.....	24
3.4 MIMO Radar .....	26
3.4.1 Yapışık (coherent) MIMO radar .....	27
3.4.1.1 Yapışık MIMO radar sisteminin sunduğu ilerlemeler .....	28
3.4.2 İstatistiksel MIMO radar .....	30
3.4.2.1 İstatistiksel MIMO radar sisteminin sunduğu ilerlemeler.....	31
<b>4. FAZ-MIMO RADAR</b> .....	35
4.1 Genel Konsept.....	35
4.2 Formülasyon.....	35
4.3 Faz-MIMO Radarlarda İletim/Alım Huzme Şekillendirme .....	41
4.3.1 Adaptif olmayan iletim/alım huzme şekillendirme.....	42
4.3.2 Gürbüz/adaptif huzme şekillendirme .....	50
<b>5. BENZETİM SONUÇLARI</b> .....	53
5.1 Adaptif Olmayan İletim Alım Huzme Şekillendirme .....	54
5.2 Adaptif İletim/Alım Huzme Şekillendirme.....	60
<b>6. SONUÇ</b> .....	67
<b>KAYNAKLAR</b> .....	69
<b>ÖZGEÇMİŞ</b> .....	71



## KISALTMALAR

<b>APES</b>	: Genlik ve Faz Değerlendirici
<b>DB (db)</b>	: Desibel
<b>FIR</b>	: Sonlu Darbe Yanıtlı
<b>GLRT</b>	: Genellenen Olası Oran Testi
<b>INR</b>	: Girişim ve Gürültü Oranı
<b>LFM</b>	: Doğrusal Frekans Modülasyonlu
<b>LRT</b>	: Olası Oran Testi
<b>MIMO</b>	: Çok Girişli Çok Çıkışlı
<b>MVDR</b>	: Minimum Varyans Bozunumsuz Tepkisi
<b>RCS</b>	: Radar Kesit Alanı
<b>RF</b>	: Radyo Frekans
<b>SINR</b>	: İşaret/Girişim+Gürültü Oranı
<b>SNR</b>	: İşaret/Gürültü Oranı
<b>ULA</b>	: Düzgün Doğrusal Dizi



## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

Şekil 2.1 : Tespit ve mesefaleme için temel radar. ....	9
Şekil 2.2 : Radar alıcısında uyumlu filtre. ....	10
Şekil 2.3 : LFM sinyal. ....	12
Şekil 2.4 : Doppler etkisi örneği. ....	13
Şekil 2.5 : Darbe treni. ....	14
Şekil 2.6 : Menzil $r$ , azimut açısı $\theta$ ve yükseklik açısı $\phi$ . ....	16
Şekil 3.1 : Multistatik, MIMO ve faz-dizi radar sistem yapıları. ....	20
Şekil 3.2 : Multistatik radar sistem konfigürasyonu. ....	21
Şekil 3.3 : Faz-dizi radar konfigürasyonu. ....	23
Şekil 3.4 : İstatistiksel MIMO radar konfigürasyonu. ....	32
Şekil 4.1 : Verici anten sayısı $M = 10$ iken faz-MIMO ve faz-dizi radarlar arası kenar lob seviyeleri. ....	46
Şekil 5.1 : Yaygın huzme şekillendirici kullanarak ışın deseni ( $d_T = 0.5$ dalga boyu). ....	54
Şekil 5.2 : Yaygın huzme şekillendirici ile dalga formu çeşitliliği ışın desenleri ( $d_T = 0.5$ dalga boyu). ....	55
Şekil 5.3 : Yaygın iletim/alım huzme şekillendirici ile tüm ışın desenleri ( $d_T = 0.5$ dalga boyu). ....	56
Şekil 5.4 : Yaygın iletim/alım huzme şekillendirici ile tüm ışın desenleri ( $d_T = 2.5$ dalga boyu). ....	57
Şekil 5.5 : $INR = 30$ dB’de sabitken adaptif olmayan iletim/alım çıkış SINR ve SNR değerleri. ....	58
Şekil 5.6 : $INR = -30$ dB’de sabitken adaptif olmayan iletim/alım çıkış SINR ve SNR değerleri. ....	59
Şekil 5.7 : Adaptif olmayan iletim/alım çıkış SNR ve $SNR = INR$ değerleri; aralıklı olarak dağıtılmış girişim. ....	59
Şekil 5.8 : MVDR huzme şekillendirici kullanarak tüm ışın desenleri ( $d_T = 0.5$ dalga boyu). ....	60
Şekil 5.9 : Yarım dalga boyu aralıklı $N = 10$ alıcı anten durumu, çıkış SINR ve SNR değerleri. ....	61
Şekil 5.10 : MVDR huzme şekillendirici kullanarak $N = 1$ alıcı anten durumunda tüm ışın desenleri. ....	62
Şekil 5.11 : Yaygın huzme şekillendirici kullanarak ışın deseni ( $d_T = 0.5$ dalga boyu). ....	63
Şekil 5.12 : Yaygın huzme şekillendirici kullanarak ışın desenleri ( $M = 50$ , $d_T = 0.5$ dalga boyu). ....	64
Şekil 5.13 : Yaygın huzme şekillendirici kullanarak dalga formu çeşitliliği ışın desenleri ( $M = 50$ , $d_T = 0.5$ ). ....	64
Şekil 5.14 : Yaygın huzme şekillendirici kullanarak tüm ışın desenleri ( $M = 50$ , $d_T = 0.5$ dalga boyu). ....	65





## FAZ-MIMO RADAR

### ÖZET

Tezin, altı ana başlık altında toplandığı görülmektedir. Birinci kısım, tezin üzerine yoğunlaştığı konsept faz-MIMO radar tekniğinin kavranmasının kolaylaştırılması için altyapı oluşturacak biçimde sırasıyla radar sistemleri, MIMO radar sistemleri, faz-dizi radar sistemleri, faz-MIMO radar tekniği, benzetim sonuçları hakkında çok kısa bilgi veren ve buna bağlı olarak tezin genelini kapsayacak ve yapılan çalışmaya açıklama teşkil edecek nitelikte bir giriş kısmıdır.

İkinci kısımdan itibaren genel giriş tanımından uzaklaşarak, daha spesifik nitelikte teknik bilgi verilmeye başlanmıştır. Bu kısımda radar sistemleri üzerinde durulmuş, radar sistemleri, uygulama alanları ve temel fonksiyonları başlıkları altında tespit ve mesafeleme, hız kestirimi ve huzme şekillendirmeden bahsedilerek esas hatları ile ifade edilmeye çalışılmıştır. İlerleyen bölümlerde anlatılacak olan MIMO radar, faz-dizi radar ve bunların kısmen harmanlandığı bir teknik olan faz-MIMO radar teknikleri için ortak bir zemin olarak radar sistemleri sunulmuştur.

MIMO radar ve faz-dizi radar sistemlerinden bahsettiğimiz üçüncü kısımda, tezin üzerine bina edildiği konsept olan faz-MIMO radar sistemi için altyapı teşkil eden bu iki sistem, detaylı bir biçimde sunulmuştur. Multistatik radar sistemleri başlığını takiben, faz-dizi radar başlığı altında, faz-dizi radar konseptine ışık tutulmaya çalışılmıştır. Bunu takip eden bölümde MIMO radar konseptine giriş yapılmış, yapışık (coherent) MIMO radar, istatistiksel MIMO radar başlıkları altında MIMO radar tekniği sunulmuş, sonraki başlıkta ise bu tekniğin sunduğu yenilikler belirtilmiştir.

Dördüncü kısım, tezin başlığı faz-MIMO radar tekniğine genel bir giriş yapılmıştır. Genel konseptin açıklanmasını takiben, önerilen faz-MIMO radar formülasyonları belirtilmiş, dikkate alınması gereken pratik hususlar üzerinde durulmuş, faz-MIMO radarlarda iletim/alım huzme şekillendirme, adaptif olmayan iletim/alım huzme şekillendirme, baskın gürültü gücü, baskın girişim, sağlam/adaptif huzme şekillendirme konseptleri ifade edilerek faz-MIMO radarın diğer iki radar türü olan faz-dizi ve MIMO radar ile performans karşılaştırmasının yapılacağı benzetim ortamı hakkında gerekli bilgi verilmeye çalışılmıştır.

Beşinci kısımda, faz-dizi radar ve MIMO radar konseptlerini harmanlayan faz-MIMO radar sisteminin performans nitelikleri benzetim yoluyla yine bu sistemlerle kıyaslanmış, karşılaştırmalı sonuçlar gerekli görsellerle desteklenerek ifade edilmeye çalışılmıştır.

Sonuç başlığı altında sunulan son kısımda sunulan bu yeni teknik genel hatlarıyla yorumlanmış, geçmiş anlatımlar ve benzetim sonuçlarının da eldesiyle konseptte ve çalışmaya genel bir yorum getirilmek amaçlanmıştır.



## PHASED-MIMO RADAR

### SUMMARY

This thesis consists of six main titles. The aim of the first section, is to make easier to understand about the phased-MIMO radar technique which is the main concept of the thesis. Radar systems, MIMO radar systems, phased-array radar systems, phased-MIMO technique, simulation concept, simulation results were mentioned briefly and related to all them, in first section an introduction is available.

The second section moving from the general concept definition to more specific technical information has been given. Radar is an object-detection system that uses radio waves to determine the range, altitude, direction, or speed of objects. It can be used to detect aircraft, ships, spacecraft, guided missiles, motor vehicles, weather formations and terrain. The radar dish or antenna transmits pulses of radio waves or microwaves that bounce off any object in their path. The object returns a tiny part of the wave's energy to a dish or antenna that is usually located at the same site as the transmitter. In this section radar systems have been studied radar systems in areas of usage to detecting and ranging, velocity estimation and beamforming under the heading mainly line with expression were examined. MIMO radar, phase-array radar and their partially blended technique phase-MIMO radar have been presented on a common ground which named radar systems.

MIMO radar and phased-array radar systems were mentioned in this third section, which is the main subject of the thesis phased-MIMO radar system infrastructure that constitute the two systems are presented in detail. In radio, multiple-input and multiple-output, or MIMO (pronounced my-moh by some and me-moh by others), is the use of multiple antennas at both the transmitter and receiver to improve communication performance. It is one of several forms of smart antenna technology.

MIMO technology has attracted attention in wireless communications, because it offers significant increases in data throughput and link range without additional bandwidth or increased transmit power. It achieves this goal by spreading the same total transmit power over the antennas to achieve an array gain that improves the spectral efficiency (more bits per second per hertz of bandwidth) and/or to achieve a diversity gain that improves the link reliability (reduced fading). Because of these properties, MIMO is an important part of modern wireless communication standards such as IEEE 802.11n (Wi-Fi), 4G, 3GPP Long Term Evolution, WiMAX and HSPA+. More recently MIMO signal processing has also found its way into power line communications (PLC) as part of standard ITU G.hn and specification HomePlug AV2.

A multistatic radar system contains multiple spatially diverse monostatic radar or bistatic radar components with a shared area of coverage. An important distinction systems based on these individual radar geometries is the added requirement for some level of data fusion to take place between component parts. The spatial diversity afforded by multistatic systems allows for different aspects of a target to be

viewed simultaneously. The potential for information gain can give rise to a number of advantages over conventional systems.

Multistatic radar is often referred to as ‘multisite’ or ‘netted’ radar, and is comparable with the idea of macrodiversity in communications. A further subset of multistatic radar with roots in communications is that of MIMO radar.

In antenna theory, a phased array is an array of antennas in which the relative phases of the respective signals feeding the antennas are varied in such a way that the effective radiation pattern of the array is reinforced in a desired direction and suppressed in undesired directions.

An antenna array is a group of multiple active antennas coupled to a common source or load to produce a directive radiation pattern. Usually, the spatial relationship of the individual antennas also contributes to the directivity of the antenna array. Use of the term "active antennas" is intended to describe elements whose energy output is modified due to the presence of a source of energy in the element (other than the mere signal energy which passes through the circuit) or an element in which the energy output from a source of energy is controlled by the signal input. One common application of this is with a standard multiband television antenna, which has multiple elements coupled together.

Multistatic radar systems, phase-array radar signal model, phase-array radar under the headings identified, phased-array radars have been explained. The subsequent section MIMO concept is introduced and coherent MIMO, statistical MIMO radar, MIMO radar concept offers innovations are expressed.

Fourth section of the thesis focused on phased-MIMO radar concept. One of new techniques in recent years for multiple-input multiple-output (MIMO) radar with colocated antennas which is called phased-MIMO radar has been examined.

This technique enjoys the advantages of the MIMO radar without sacrificing the main advantage of the phased-array radar which is the coherent processing gain at the transmitting side. The essence of the proposed technique is to partition the transmit array into a number of subarrays that are allowed to overlap. Then, each subarray is used to coherently transmit a waveform which is orthogonal to the waveforms transmitted by other subarrays. Coherent processing gain can be achieved by designing a weight vector for each subarray to form a beam towards a certain direction in space.

Moreover, the subarrays are combined jointly to form a MIMO radar resulting in higher angular resolution capabilities. Substantial improvements offered by the phased-MIMO radar technique as compared to the phased-array and MIMO radar techniques are demonstrated analytically and by simulations through analyzing the corresponding beampatterns and the achievable output signal-to-noise-plus-interference ratios. Both analytical and simulation results validate the effectiveness of the phased-MIMO radar. An introduction to the concept of the phased-MIMO radar is made then following the announcement of general concept, the proposed phased-MIMO radar formulations have been stated to be reckoned with practical elements specified phased-MIMO radar in the transmit / receive beamforming, non-adaptive transmitter / receiver beamforming, the dominant noise power, the dominant interference, robust / adaptive beamforming concepts by expressing the phased-MIMO radar are intended to bring clarity to the subject.

In the fifth section, phased-MIMO radar which is the partial blending of phased-array radar and MIMO radar are compared to them again in simulations, supported by the required visual comparative results have been trying to express.

The results presented in the last section have collected under this new technique broadly interpreted, history, narrative and the concept of simulation results obtained and the work was intended to be a general comment.





## 1. GİRİŞ

Radarin temel fonksiyonları tespit, parametre kestirimi ve takip etme olarak görülür [1]. Bunlar arasında en temel nitelikli olanı bilineceği üzere tespit etme fonksiyonudur. Tespit etme süreci, alınan sinyalin, arzu edilen hedeften yankı biçiminde mi döndüğü yoksa yalnızca gürültüden mi ibaret olduğuna karar verme işlemidir. Tespit etme sürecinin başarısı, alıcıdaki SNR (Signal / Noise Ratio – İşaret / Gürültü Oranı) ile doğrudan ilintilidir. Ayrıca tespit sürecinde başarı, istemli şekilde oluşturulmuş yankı ile istenmeyen yansımalar sonucu oluşmuş sinyalleri ayırt etme becerisine bağlıdır. Dolayısıyla bu süreci geliştirmek için gerek SNRı maksimize etmeye yönelik, gerekse istenen, istenmeyen ya da girişim sinyalini ayırt etme becerisi ortaya koyan teknikler geliştirilmiştir.

Tespit etme sürecinin başarılı olması halinde, alınan sinyalin menzil, hız ve geliş açısı tespiti gibi parametreler ortaya konur [2]. Bu parametrelerin ne kadar fazla bilgi taşıdığı iletilen radar dalga seçimine bağlıdır. Literatürde alınan sinyalin içerdiği bilgiyi artırmaya yönelik ya da radar sistemlerinin performans ölçümünü artıracak çeşitli dalga formları mevcuttur [1, 2]. Hedefin konumunun tespiti sonrası, radar hedefin izdüşümünü sunar, kullandığı özel bazı filtreler ve yaptığı gözlem sayesinde hedefin bir sonraki adımı hakkında veriler sağlar. Bazı radar türleri, basit fonksiyonlarının ötesinde, fazladan birtakım özel görevler gerçekleştirebilecek beceriye sahiptir. Bu birtakım özel görevlerden biri ise görüntülemedir. Bu yeni teknolojiyi kullanarak yerin iki veya üç boyutlu yüksek çözünürlüklü haritalanması mümkündür.

Radarin konuşlandığı platform ve bu radarın üstlendiği işleve göre çeşitli anten, alıcı verici yapıları ve işlemci üniteleri kullanılır. Anten tipinin belirlenmesi yine radarın fonksiyonu gözetilerek yapılır. Yaygın radar sistemleri, sistemin mevcut bulundurduğu anten sayısına ve bu antenler arasındaki mesafeye göre üç grupta incelenir. Sıra ile isimlendirmek gerekirse bunlar monostatik, bistatik ve multistatik sistemlerdir. Radar sistemlerinin geneli monostatik sistemlerden oluşur. Monostatik sistemlerde, verici ve alıcı antenleri yan yana konumlandırılmıştır. Genellikle sadece

bir tanesi “zamanda çoğullanmış model”e göre hem verici hem de alıcı görevlerini yerine getirir [3]. Bistatik sistemlerde, bir verici bir de alıcı anteni bulunur ve bu antenler monostatik sistemlerin aksine birbirinden mümkün olduğu kadar ayrıdır [4]. Multistatik radar sistemleri, iki veya daha fazla alıcı veya verici antene sahiptir ve tüm antenler, anten boyutuna oranla çok uzak mesafelerde konumlandırılmıştır [5].

Multistatik radar konseptinin genelleştirilmiş biçimi olarak da düşünebileceğimiz çok girişli çok çıkışlı (Multiple Input Multiple Output - MIMO) olarak isimlendirilen yeni bir radar teknolojisi geliştirildi. İsminin de ortaya koyduğu üzere MIMO radarlar, çoklu alıcı ve verici antenlere sahiptir. Alıcı ve verici antenler, dizi formunda olup, yan yana konumlandırılabilirdiği gibi faz-dizi sistemindekine benzer biçimde birbirlerinden uzak mesafelerde de konumlandırılabilirler. Bazı MIMO radar sistemleri, faz-dizi sistemlerini andırırsa da, esasında iki sistem arasında çok temel bir farklılık vardır. Aralarındaki farkı belirtmek gerekirse, MIMO radarlar, genellikle birbirleriyle ilişkili veya ilişkisiz olabilen verici antenleri vasıtası ile çoklu problama sinyalleri iletir. Öte yandan faz-dizi radarları tamamen ilişkili tekil dalga boylarının ölçeklenmiş biçimlerini iletir. MIMO radar sistemlerin çoklu verici ve alıcı antenleri, radar ağlarındaki gibi geniş aralıklarla ayrılmış olabilir. Multistatik radar ağı ile MIMO radarın temel farkı, ağ oluşturan bağımsız radarların hatırı sayılır miktarda bölgesel işlem gerçekleştirmesi ve merkezi işlemeden oluşan çıktıları bir mantık doğrultusunda birleştiren merkezi işleme üniteleri bulundurmasıdır. Buradan ifade edileni bir örnekle açıklamak istersek, her radar kendi tespit kararlarını bağımsız olarak verir, daha sonra merkezi işlemci ünitesi bu kararları göz önünde bulundurarak son bir tespit kararı verir. Diğer taraftan MIMO radarlar, bir hedefin mevcudiyetine dair tek ve son bir karar vermek için imkan dahilindeki tüm verileri ve çoklu alıcıdan elde edilen ortaklaşa işlem sinyallerini kullanır.

MIMO radar konseptinin anahtar fikirleri MIMO iletişim konseptinden alınmıştır. MIMO, iletişim sistemlerinde kullanılan, fazladan bant genişliği ya da verici gücü kullanmadan, veri çıkışı ve bağlantı menzilini artırmaya yönelik bir tekniktir. Bu tekniğe yüksek spektral verimlilik, bağlantı güvenilirliği ve çeşitliliği sayesinde ulaşılır. İletişimde MIMO sistemleri kullanmak, iletişim kanallarındaki sinyal kayıplarını ciddi ölçüde azaltır. Kompleks ve genişletilmiş hedefler olduğu zaman radar sistemleri de aynı sinyal kayıplarından ciddi şekilde etkilenir. Araştırmacılar,



yüksek performans artışı sağlamak adına, iletişim sinyal kaybının üstesinden gelmekte kullanılan çoklu alıcı ve verici anten fikrini radar sistemlerinde kullanırlar.

Doğasını, bahsettiğimiz MIMO ve faz-dizi radar tekniklerinden alan faz-MIMO radar sistemleri yan yana konuşlanan antenlerden oluşan çok girişli çok çıkışlı radarlardır. Faz-MIMO radar tekniği, verici tarafındaki işlemci kazancını azaltmadan, yani faz-dizi radar sistemlerinin en önemli getirilerini ortadan kaldırmadan MIMO radar sistemlerinin avantajlarını kullanır. Faz-MIMO radar tekniğinin özü, verici dizisini, üst üste binmeye müsait kılan alt dizilere bölmektir. Daha sonra her alt dizi, diğer alt dizilerin ilettiği sinyallere dik olan bir dalga iletmekte kullanılır. Tutarlı işlem kazancına, uzayda belirli bir yöne ışın yollayan, her alt dizi için bir ağırlık vektörü oluşturularak ulaşılır. Alt diziler, yüksek açısal çözünürlük kapasitesi üreten MIMO radar oluşturmak için birleştirilirler. Faz-MIMO radar tekniğinin faz-dizi ve MIMO radar tekniklerine kıyasla sunduğu iyileştirmeler, analitik olarak ve ulaşılabilir SINR (Signal to Interference Plus Noise Ratio – İşaret / Gürültü + Girişim Oranı) ve ışın örneklerini analiz ederek oluşturulan benzetimler yardımıyla bu tezde açıklanmaktadır. Analitik sonuçlardan ve benzetim sonuçlarından elde edilen veriler faz-MIMO radar sisteminin verimliliğine dair önemli bulgular sağlamaktadır.



## 2. RADAR SİSTEMLERİ

### 2.1 Giriş

“Radar” kelimesi “Radio Detecting and Ranging” yani Radyo Tespit ve Mesafeleme için oluşturulmuş bir kısaltmadır. Bugün sözcüğün kullanımı o kadar yaygındır ki literatürde bir isim halini almıştır. Pek çok insan günlük hayatta kullandıkları hız ölçüm, trafik kontrol, sensör yapılar gibi bazı sistemler yoluyla radarla iç içedir [4].

Radar sistemleri tarama yapmak için uzayda belirlenmiş herhangi bir boşluğa elektromanyetik dalga ileten modüle dalga formları ve direktif antenler kullanır [6].

Radar, genel olarak tespit ve lokasyon belirleme için kullanılan bir sistemdir. Radar, görülebilen bölgede insan gözü kadar iyi seçim yapamayabilir ancak çok daha farklı durumları algılayabilecek kapasiteye sahiptir.

Yansıyan dalganın doğasını tespit etmesi işlevinin en temel noktasını oluşturur [3]. Hacimli objeler (hedefler) bir tarama ile gönderilen enerjinin bir kısmını yansıtır. Bu yankılar işlenerek menzil, hız, açisal konum ve diğer karakteristik özellikler çıkarılabilir [6].

Radarlar yer sabit, uçak entegre, uydu entegre yapıda olabilir. Ayrıca frekans bandı, anten tipi ve dalga formu yapısı gibi unsurlara göre farklı kategorilere ayrılabilirler. İşlevine göre farklı sınıflandırmalara da gidilebilir. Hava, arama, takip, yangın kontrol, erken uyarı sistemi, bitki örtüsü takip, yer inceleme vb. amaçlar için tasarlanmış farklı sınıf radarlar mevcuttur. Bu radar tiplerinde temel ayırt edici etmen incelenecek yüzeyin, hedefin yapısına göre radarın farklı frekans bandında çalıştırılmasıdır [6].

Radar sistemleri monostatik, bistatik ve multistatik olarak kategorize edilebilir. Radar sistemleri, gönderilen sinyallerin karakteristik özelliklerine göre sürekli dalga radar ya da darbe radar şeklinde de kategorize edilebilir. Sürekli dalga radarı tek bir sürekli dalgayı iletirken darbe radar, çok sayıda küçük darbeleri iletir. Çoğu modern radarlar, monostatik darbe radarlarıdır [5].

## 2.2 Radar Uygulamaları

Radarın bir amaca yönelik kullanılabilmesi için radarın tasarımında farklı ayarlamalara gidilir. Farklı amaçlar denilince, çalışma frekansı seçimi, dalga formu seçimi, radar kapsama, alıcı çalışma karakteristik tasarımı, arama tasarımı, takip mimarisi ve parametre seçimi, hedef sınıflandırma seçimi alt başlıklarından bahsetmek mümkündür [6].

Çalışma frekansı seçimi:

- Arama ve takip
- Hedef sınıflandırma
- Karmaşada çalışma, sinyal bozma ve kesme
- Erken uyarı uygulamaları
- Füze savunma uygulamaları
- Yüzey hedef arama ve takip için

Dalga formu seçimi:

- Temiz durumda:
- Arama
- Takip
- Hedef sınıflandırma ve teşhis için

Karmaşada:

- Arama
- Takip
- Hedef sınıflandırma ve teşhis için

Bozucu durumlarda:

- Arama
- Takip için

Radar kapsama:

- Menzil

- Açı
- Doppler için

Alıcı çalışma karakteriği tasarımı:

- Hedef dalgalanma tipi
- Yanlış alarm olasılığı ve tespit
- Yapışık (Koherent) ve yapışık olmayan entegrasyon
- Darbe tekrarlama frekansı için

Arama tasarımı:

- Hedef tipi, dalgalanma modelleri, dinamikler
- Hacimsel arama
- Yapışık ve yapışık olmayan entegrasyon
- Toplamsal olasılık yaklaşımı için

Takip mimarisi ve parametre seçimi:

- Hedef tipi ve dinamikleri
- Veri birleştirme algoritması seçimi
- Takip filtresi ve modeli seçimi için

Hedef sınıflandırma seçimi:

- Hava hedefleri
- Balistik füze hedefler
- Gemi ve araç hedefler için

Radar tarafından tarayıcıdan sağlanan bilgiler nesnenin menzil ve konumunu içerir. Bu önemli ihtiyacı karşılaması dolayısıyla çok farklı alanlarda kullanılmaktadır. Radarın ilk kullanımı askeri amaçlar için olmasına rağmen, zamanla sivil alandaki kullanımı da bir o kadar yaygın hale geldi [7]. Başlıca uygulama alanları şunlardır:

### Havacılık

Havacılıkta, hava araçları diğer hava araçlarını ve engelleri uyarı olarak veren radar cihazları ile donatılmıştır. Üzerinde oldukları rota ve yol bilgisi, hava durumu, rakım

bilgisi sunması gibi yararları sayesinde bir hayli işlevsel yapıdadır. Cihaz, İlk defa 1938 yılında United AirLines isimli havayolu şirketine ait bir hava taşıtına enregre edilmiştir. Taşıtın kötü hava koşullarında da ilerlemesine, inişine ve kalkışına olanak sağlamasıyla birlikte, yer kontrol ünitesi tarafından hava taşıtının takibi gerçekleştirilebilmiştir. Bu sayede uzaktan yönlendirme de mümkün hale gelmiştir.

### Denizcilik

Deniz radarları, gemilerin hareketi ve mesafesini belirleyerek diğer gemilerle olası çarpışmayı önleme, yön tayin etme ve kıyıya göre denizdeki pozisyonlarını düzeltme imkanı sunar. Bu taşıtların hareketleri de yine bir merkezden düzenlenebilir. Gemiler kendi bulundukları sistemler sayesinde denizaltı arama-tarama işlemlerini de yine radarlar sayesinde yürütme olanağı elde ederler.

### Meteoroloji

Bir meteoroloji radarının çalışma prensibi bildiğimiz birincil radarın çalışma prensibine çok benzer ve benzeri birçok sorunlar bu radar için de söz konusudur. En önemli fark ise, bir radar gözetim bölgesinde bulunan bir hedef sadece algılanır (yani hedef var ya da yok anlamında), konumunun sadece koordinatları ölçülür. Buna karşılık bir meteoroloji radarında ise ilaveten yansıma sinyalinin genliği de ölçülür. Bu veriler sonuçta gözlemlenen hacimdeki yansıtıcı nesnelere hangi yoğunluk ve tutarlılıkta var olduğunu gösterir.

Uyduların geniş alanlar hakkında daha iyi veriler sunması, bu alanda popülerliğini yitirmesine sebep olsa da radarlara da kısa dönem hava tahmini ve belirli değişiklikleri izleme, gözleme imkanı, fırtına, kasırga, hava kütlesi hareketi vb. pek çok işlevi yerine getirirken rastlamaktayız.

### Jeoloji

Jeolojide de yer yüzeyini haritalama amaçlı gözlem yapmanın yanı sıra yeni gelişen radar teknolojisi sayesinde yeraltı gözlem, boşluk, batık tespiti gibi fonksiyonlar da mümkün hale gelmiştir.

### Askeri

Askeri amaçlar için kullanılan radarlarla hava savunma ve füze savunma sistemleri geliştirilmiştir. Radarlar sayesinde ülkeler, kullanıcı kontrolü olmaksızın kendi hava

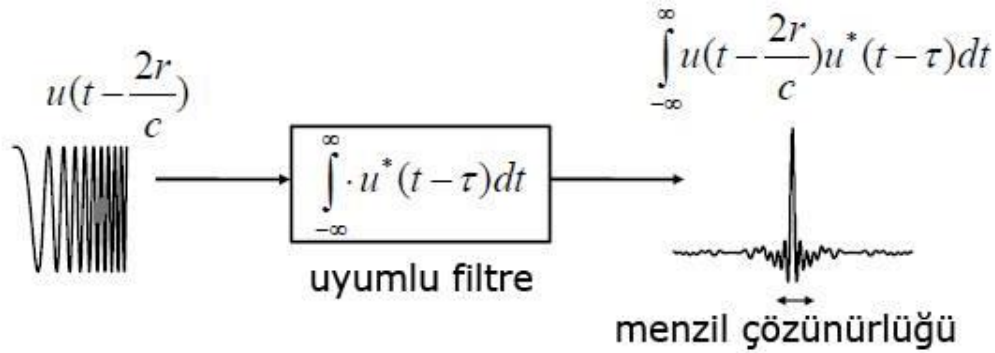


Burada  $c$  dalga propogasyonunun hızı,  $r$  hedefin menzili,  $v(t)$  eklenecek gürültü ve  $\alpha$  hedefin genlik tepkisidir. Genlik tepkisi olan  $\alpha$ , hedefin radar kesit alanı (RCS), hedefin mesafesi, antenin ışın deseni ve hedefin açısı ile tespit edilir. Bunlara ek olarak alıcıda sinyal/gürültü oranını artırmak için uygun filtreler kullanılır [9].

Uygun filtre çıkışları aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha u\left(t - \frac{2r}{c}\right) u^*(t - \tau) dt + \int_{-\infty}^{\infty} v(t) u^*(t - \tau) dt = \alpha r_{uu}\left(\tau - \frac{2r}{c}\right) + \int_{-\infty}^{\infty} v(t) u^*(t - \tau) dt \quad (2.2)$$

Burada  $r_{uu}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t - \tau) d\tau$  otokorelasyon fonksiyonudur. Giriş-çıkış ilişkisi Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Bir hedef olup olmadığını anlamak için, uygun filtre çıkışındaki sinyal  $\tau_0$  anlık zamanında kontrol edilir [6]. Eğer önceden tespit edilmiş olan  $r_{uu}(\tau) > \eta$  eşiği  $\eta$  ise radar sistemi bir hedef bulduğu şeklinde rapor verir. Eşik değeri seçerken yanlış alarm olasılığı ve tespit oranı arasında bir denge gözetilir. Çok küçük eşik değeri, tespit oranını artırdığı halde yanlış alarm olasılığını da artırır. Öte yandan yüksek eşik değeri yanlış alarm olasılığını azaltmakla birlikte, tespit oranını da azaltır. Hedefi tespit ettikten sonra hedefin menzili tespit edilebilir [9].



**Şekil 2.2:** Radar alıcısında uyumlu filtre.

Basit bir nokta hedef için hedefin menzili aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$r = \frac{1}{2} \tau_0 c \quad (2.3)$$

Burada  $\tau_0$  uygun filtre çıkışının, eşik değerini aştığı anlık zamandır. Çoklu hedef durumunda uygun filtre çıkış sinyali, aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$y(\tau) = \sum_{i=0}^{N_t-1} \alpha_i r_{uu}\left(\tau - \frac{2r_i}{c}\right) + \int_{-\infty}^{\infty} v(t) u^*(t - \tau) dt \quad (2.4)$$



Burada  $N_i$  hedef sayısını,  $r_i$   $i$ . hedefin menzilini ve  $\alpha_i$  hedefin genlik tepkisini ifade eder. Bu hedefleri birbirinden ayırt edebilmek için otokorelasyon fonksiyonu olan  $r_{uu}(\tau)$ , diğer hedeflerden gelen girişimi düşürmek için dar darbe olmalıdır. Zaman domenindeki dar darbenin Fourier dönüşümü, geniş bir şekilde yayılmış enerjiye sahiptir. Dolayısıyla dar darbe olan  $r_{uu}(\tau)$  elde edebilmek için  $u(t)$  dalgası  $r_{uu}(\tau)$ 'ın Fourier dönüşümünün enerjisinin geniş bir şekilde yayılmış olması üzere seçilir. Otokorelasyon fonksiyonu olan  $r_{uu}(\tau)$ 'ın Fourier dönüşümü aşağıdaki gibi ifade edilebilir [9]:

$$S_{uu}(j\omega) = |U(j\omega)|^2 \quad (2.5)$$

Burada  $U(j\omega)$ ,  $u(t)$  dalgasının Fourier dönüşümüdür. Dolayısıyla  $u(t)$ , enerjisinin farklı frekans bileşenlerinde geniş biçimde yayılmasını sağlayacak şekilde seçilebilir.

İletilen dalgalarda bulunması istenen bir diğer önemli özellik ise sabit modül özelliğidir. Sabit modül özelliği antenin her zaman aynı güç ile çalışmasını sağlar. Bu durum pahalı yükselticilerin ve bu yükselticilerin doğrusal olmayan etkilerinden kurtulmaya yarar. Frekans domenindeki geniş enerji spektrumuna sahip ve sabit modül özelliğini doğrulayan bir diğer unsur ise doğrusal frekans modülasyonlu (LFM) dalgadır [9]. Bu LFM dalgaları aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$u(t) \propto \begin{cases} e^{j2\pi f_c t} e^{j\pi k t^2}, & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (2.6)$$

Burada  $f_c$  taşıyıcı frekans,  $k$  sinyalin bant genişliğine karar veren parametre ve  $T$  ise sinyalin süresidir. LFM dalgasının anlık frekansı faz fonksiyonundan aşağıdaki gibi türevlenir:

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d(2\pi f_c t + \pi k t^2)}{dt} = f_c + kt \quad (2.7)$$

Dolayısıyla LFM sinyalinin yaklaşık bant genişliği  $kT$ 'dir. LFM dalgasının otokorelasyon fonksiyonu aşağıdaki gibidir [10]:

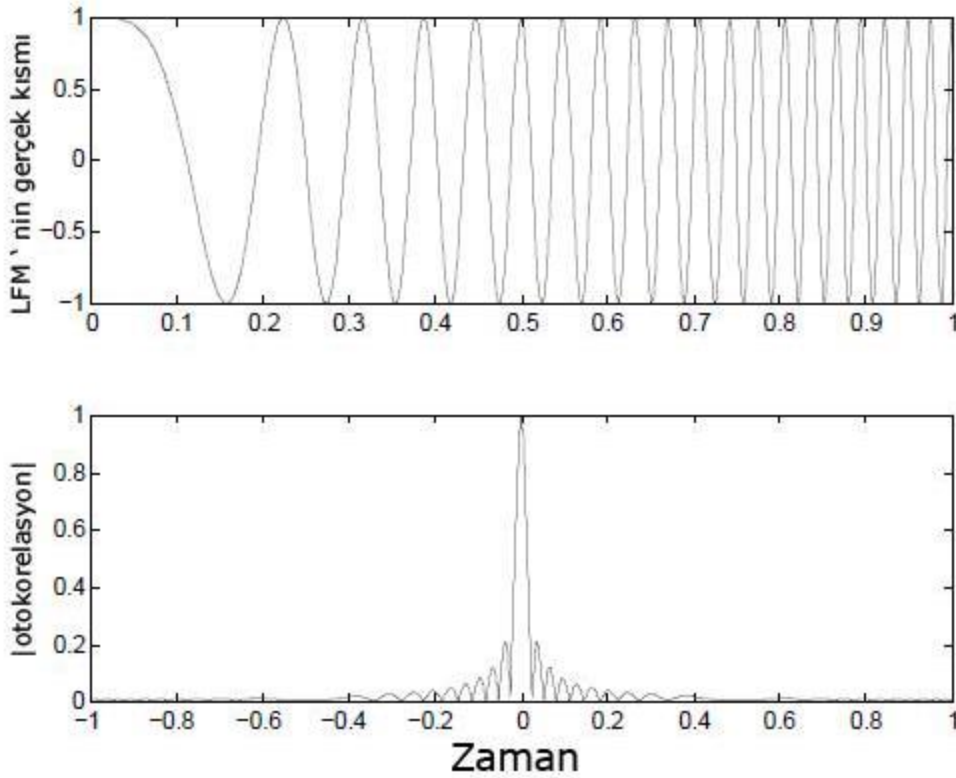
$$r_{UU}(\tau) \approx \begin{cases} \left| \frac{\sin(\pi k T \tau (1 - \frac{\tau}{T}))}{\pi k T \tau} \right|, & -T \leq \tau < T \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (2.8)$$

Şekil 2.3, LFM dalgasını ve buna karşı düşen otokorelasyonu gösterir.  $r_{uu}(\tau)$  otokorelasyon fonksiyonunun  $0$ 'ı kestiği ilk yer  $\frac{1}{kT}$  noktasıdır. Dolayısıyla buradan şu görülebilir ki,  $T$ 'den  $\frac{1}{kT}$ 'a olan orjinal genişliğin uygun filtrelenmesinden sonra dalga

sıkıştırılmış hale gelir. Bu etkiye darbe sıkıştırması denir. Orjinal genişliğin baskılanmış genişliğe oranı baskılama oranı olarak tanımlanır ve aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$T / \frac{1}{kT} = kT^2 \quad (2.9)$$

Daha önce LFM sinyalinin bant genişliğinin  $kT$  olduğundan bahsedilmişti. Burada  $kT^2 = (kT) \cdot T$  LFM sinyalinin zaman-bant genişliği çarpımıdır. Dolayısıyla LFM dalgası yayan radar sisteminin çözünürlüğü, LFM dalgasının zaman-bant genişliği çarpımınca belirlenir. LFM sinyalinin bir diğer büyük faydası ise basit devreler tarafından kolayca elde edilebilir olmasıdır [3]. Bu avantaj LFM sinyali radar sinyallerinde en çok kullanılan sinyal yapar. Esasen LFM sinyalleri yarasaların ultrasonik sistemlerinde ve yunuslar gibi doğal radar sistem yapılarında mevcuttur [9].



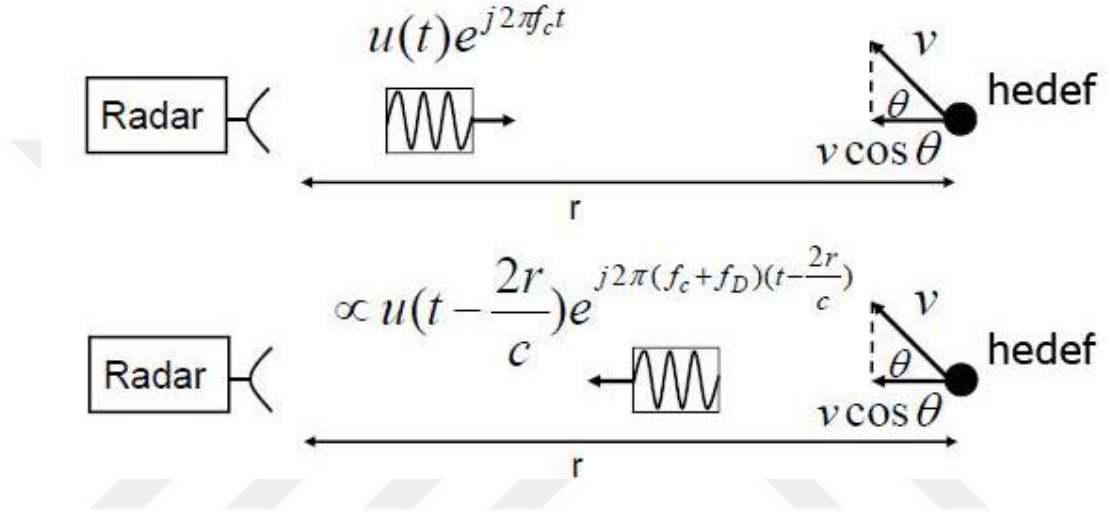
**Şekil 2.3:** LFM Sinyal. (a) LFM dalga formunun gerçel parçası, (b) LFM dalga formunun Fourier dönüşüm şiddeti.

### 2.3.2 Hız kestirimi

Tespit ve mesafelemenin yanında, radar sistemleri bir objenin hızını ölçmek için de kullanılabilir [6]. Örneğin; polislerin hız radarları hareket eden araçların hızını ölçer. Radar sistemleri, hız bilgilerini kullanarak istenmeyen yansıma sinyallerini

filtreleyebilir. Örneğin; uçak veya füze gibi uçan objeleri tespit etmek için kurulan radar sistemi, bulutlardan gelen istenmeyen yansıma sinyallerini alır [6]. Radar literatüründe bu tür istenmeyen sinyallere clutter (karmaşa) denir. Çoğu durumda karmaşa çok güçlüdür. Bazen hedef sinyalin 30 veya 40 db üstüne çıkabilir. Neyse ki karmaşa objeleri sabit veya çok yavaş hareket ettiği için hız bilgileri kullanılarak filtrelenebilirler [9].

Şekil 2.4'te gösterildiği üzere, hareket eden bir hedef ve tek antenli monostatik radar sistemi varsayımında hedef  $v$  hızıyla ve  $\theta$  açısıyla hareket etmektedir.



Şekil 2.4: Doppler etkisi örneği.

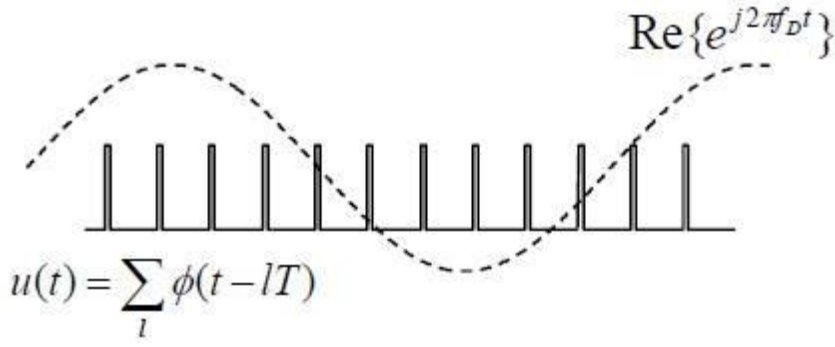
Radar sistemleri  $u(t)e^{j2\pi f_c t}$  dar bant dalgası yayarlar. Burada dar bant, sinyalin bant genişliğinin taşıma frekansı olan  $f_c$ 'den çok daha küçük olduğu anlamına gelir. Dalga,  $r$  menzilineki hareket eden hedefe çarpar ve antene geri döner [9]. Demodülasyondan sonra alınan dalga aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\alpha u\left(t - \frac{2r}{c}\right) e^{j2\pi f_D t} + v(t) \quad (2.10)$$

Burada  $f_D$  Doppler frekansına,  $\alpha$  hedefin genlik tepkisine ve  $v(t)$  alıcıdaki gürültüye karşılık gelmektedir. Doppler frekansı aşağıdaki gibi ifade edilebilir [10]:

$$f_D = \frac{c+v \cos \theta}{c-v \cos \theta} f_c \approx \frac{2v \cos \theta}{c} f_c \quad (2.11)$$

Burada  $f_D$ , taşıma frekansı olan  $f_c$ 'den çok küçüktür çünkü  $v$  olan objenin hızı genellikle ışık hızından çok daha küçüktür. Dolayısıyla  $f_D$  olan küçük Doppler frekansını etkili bir şekilde tespit edebilmek için uzun bir zaman aralığına ihtiyaç duyarız. Buna ulaşmanın bir yolu çoklu darbeler iletmektir. Bu darbeler Şekil 2.5'te gösterildiği gibi daha uzun zaman aralıkları işgal eder.



Şekil 2.5: Darbe treni.

Dolayısıyla daha iyi Doppler frekans çözünürlükleri sağlarlar. Ayrıca, darbe işleminin hesaplanabilir kompleksliği, uzun sürekli dalganın işlenmesinden çok daha düşüktür. Darbe yayan radar sistemlerine darbe radar denir. Birçok modern radar sistemi darbe radarıdır. Darbe radarlarında iletilen sinyaller aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$u(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \phi(t - lT) \quad (2.12)$$

Burada  $\phi(t)$  temel darbedir,  $l$  darbe indeksi,  $T$  darbenin tekrar periyodudur ve  $L$  ise gönderilen darbelerin toplam sayısıdır. Radar literatüründe,  $l$  genellikle *yavaş zaman* indeksini ve  $t$  ise *hızlı zaman* indeksini ifade eder. Yavaş zaman, Doppler bilgilerini işlemede kullanılırken hızlı zaman, menzil bilgilerini işlemede kullanılır. Şekil 2.5, Doppler zarfını ve darbe sinyalini gösterir. Alınan ilgili sinyal aşağıdaki hale getirilebilir:

$$\alpha \sum_{l=0}^{L-1} \phi\left(t - lT - \frac{2r}{c}\right) e^{j2\pi f_D t} + v(t) \quad (2.13)$$

Çünkü  $\phi(t)$  darbesi zaman domeninde dardır,  $e^{j2\pi f_D t}$  olan Doppler terimi darbenin içerisindeki bir sabite yaklaştırılır. Bu yüzden yukarıda verilen denklem aşağıdaki denkleme benzetilebilir:

$$\alpha \sum_{l=0}^{L-1} \phi\left(t - lT - \frac{2r}{c}\right) e^{j2\pi f_D lT} + v(t) \quad (2.14)$$

Şunu hatırlayalım ki uygun filtreler SNR artırma ve darbe baskısı gerçekleştirme amacıyla alıcılarda kullanılır. Bu darbe radar örneğinde,  $\phi(t)$  darbesine eşleşen uygun filtrelerin kullanımı yeterlidir. Uygun filtre çıkışı kullanılarak daha önce tarif edildiği gibi tespit ve menzilleme yapılabilir. Bu denklemden Doppler bilgilerini elde

etmek için  $r$  menzilini elde ettikten sonra, menzil ile ilişkilendirilebilen  $y(\tau)$  uygun filtre çıkışı örneklenir ve alınan sinyalin tepe noktaları aşağıdaki gibi elde edilir:

$$y_q = y\left(qT + \frac{2r}{c}\right) = \alpha \sum_{l=0}^{L-1} r_{\phi\phi}((q-l)T) e^{j2\pi f_D l T} + \sum_{-\infty}^{\infty} v(t) \phi^*\left(t - qT + \frac{2r}{c}\right) dt \approx \alpha r_{\phi\phi}(0) e^{2\pi f_D q T} + \int_{-\infty}^{\infty} v(t) \phi^*\left(t - qT + \frac{2r}{c}\right) dt \quad (2.15)$$

$y_q$ 'ın ayrık Fourier dönüşümünü hesaplayarak, aşağıdaki ifadeyi  $Y(f)$  elde ederiz:

$$|Y(f)| = \left| \sum_{q=0}^{L-1} y_q e^{-j2\pi f q} \right| = \left| \alpha r_{\phi\phi}(t) \sum_{q=0}^{L-1} e^{-j2\pi f q} + \text{gürültü terimi} \right| + \left| \alpha r_{\phi\phi}(t) \frac{\sin(\pi L(f - f_D))}{\sin(\pi(f - f_D))} + \text{gürültü terimi} \right| \quad (2.16)$$

Büyüküğün zirve noktasından  $f_D$  olan Doppler frekansı tahmin edilebilir. Doppler işlemi yansıyan ve istenmeyen sinyalleri filtrelemek için de kullanılabilir. Örneğin; aynı  $r$  menziline ancak farklı Doppler frekanslarında iki farklı hedef düşünelim. Daha sonra  $r$  menzili ile ilişkilendirilebilen alınan sinyal aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$y_q \approx \alpha_1 r_{\phi\phi}(0) e^{j2\pi f_{D1} q} + \alpha_2 r_{\phi\phi}(0) e^{j2\pi f_{D2} q} + \text{gürültü terimi} \quad (2.17)$$

Burada  $\alpha_1$  ve  $\alpha_2$  hedeflerin genlik tepkisidir,  $f_{D1}$  ve  $f_{D2}$  hedeflerin Doppler frekanslarıdır.  $y_q$  sinyali, iki frekans bileşenine sahiptir. Bunları ayırt edip istenilen Doppler frekansını elde etmek için  $y_q$  sinyalini bant geçiren filtreye koyarız.

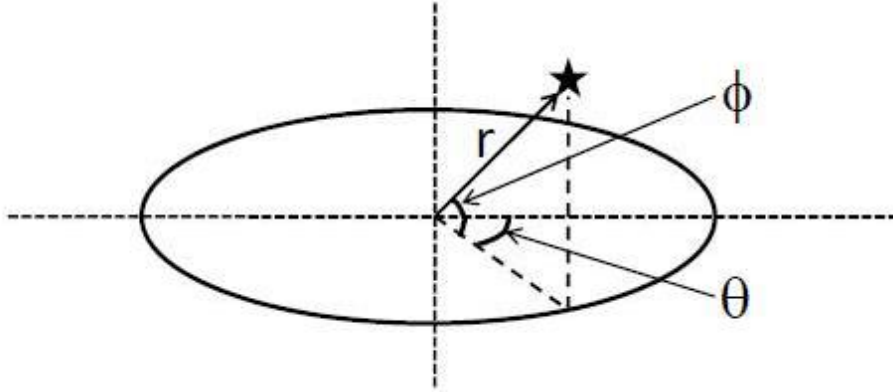
Bir örnek vermek gerekirse, uçan hedefleri tespit, bulutlardan yansıyan sinyaller, en büyük girişim sebebidir. Ancak bulutlar uçak veya füzelere göre çok daha yavaş hareket ederler. İstenmeyen yansıma sinyalleri filtre kullanılarak elimine edilebilir.

### 2.3.3 Huzme şekillendirme

Şu ana kadar radar kullanarak hızın nasıl ölçüldüğü, nasıl mesafeleme ve tespit yapıldığı konusunda bilgi verilmeye çalışıldı. Şimdi bu başlık altında bir diğer önemli parametre olan açıdan bahsedilebilir. Menzil ile açı bilgisini kullanarak hedefin konumu hakkında tam bir bilgi sahibi olunabilir. Hedefin lokasyonu  $(r, \theta, \phi)$  olan bu üç parametre ile spesifik olarak gösterilebilir. Burada  $\theta$  azimut açısını,  $\phi$  yükseklik açısını karşılar. Şekil 2.6 bu üç parametreyi göstermektedir.

Antenler genellikle farklı açılarla iletilen ve farklı açılarla alınan sinyallerde, farklı kazançlara sahiptir. Açının bir fonksiyonu olan anten kazancına  $B(\theta)$  olan ışın deseni

denir. 0 derece açısının yakınlarında yüksek bir kazançla sahip olan  $B(\theta)$  ışın desenli fakat diğer açılarda düşük kazançla sahip bir anten varsayımında, bu anteni kullanarak 0 derecedeki bir hedef tespit edilebilir. Ancak, diğer açılardaki hedeflerin tespit edilebilmesi için hedefin bulunduğu açıya antenin mekanik olarak çevrilmesi gerekir. Anteni mekanik olarak çevirmek genellikle yavaş bir işlemdir ve aynı zamanda masraflı olabilir.



**Şekil 2.6:** Menzil  $r$ , azimut açısı  $\theta$  ve yükseklik açısı  $\phi$ .

Anteni mekanik olarak çevirmekten kaçınmak için ışın desenini elektronik olarak değiştirmeyi mümkün kılan *huzme şekillendirme* (beamforming) olarak adlandırılan bir teknik kullanılır. Bu teknik birden fazla anten gerektirir ve genellikle bu antenler geniş ışın desenlerine sahiptir.

Bu konuda daha net konuşabilmek için antenlerin hepsinin her yöne sinyal gönderebilen veya alabilen türde antenler olduğu varsayalım. Diğer bir deyişle tüm antenlerde tüm  $\theta$ 'lar için  $B(\theta) = 1$ 'dir. Çoklu antenler düz bir hattın üzerine eş aralıklarla yerleştirilirler. Buna düzgün doğrusal anten dizisi (ULA) denir.  $\theta$  açısıyla çarpan  $f_c$  taşıma frekanslı dar bant yüzey dalgası ele alalım.  $n$ . antenden alınan sinyal aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$r_n(t) = \alpha s(t) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} dn \sin \theta} + v(t) \quad (2.18)$$

Burada  $N$  anten sayısını,  $\lambda = \frac{c}{f_c}$  sinyalin dalga boyunu,  $s(t)$  sinyal zarfını,  $\alpha$  genlik tepkisini ve son olarak  $v(t)$  ise eklenecek olan gürültüyü ifade eder.  $e^{j\frac{2\pi}{\lambda} dn \sin \theta}$  olan faz farkı terimi aynı sinyalin aynı hedeften farklı antenlere olan uzaklığı dolayısıyla ortaya çıkar.  $\theta$ 'dan sinyali elde edebilmek için alınan sinyallerin doğrusal olarak birleştirilmesi gerekir. Bu işlem yapıldığında denklem (2.19) ortaya çıkacaktır:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \omega_n r_n(t) = \alpha s(t) \sum_{n=0}^{N-1} \omega_n e^{j\frac{2\pi}{\lambda} dn \sin \theta} + \sum_{n=0}^{N-1} \omega_n v(t) \quad (2.19)$$

Burada  $\omega_n$ ,  $n$ . antene karşılık düşen sabiti ifade eder. Yukarıdaki denklemi gözleyerek farklı  $\theta$  açısından gelen sinyallerin farklı kazançlarına sahip olan  $y(t)$  görülebilir. Dolayısıyla sinyallerin doğrusal olarak birleştirilmesiyle  $B(\theta)$  ışın desenleri sentez edilebilir.  $B(\theta)$  ışın desenleri  $\omega_n$  katsayılarıyla kontrol edilebilir.

Işın desenini değiştirmek için anteni mekanik olarak çevirmeye ihtiyaç kalmamaktadır. Birtakım elektronik araçlar kullanarak  $\omega_n$  katsayılarını değiştirerek istenilen sonuca ulaşılabilir. Bu tekniğe elektrik huzme şekillendirme denir ve  $\omega_n$  katsayılarına ise huzme şekillendirici katsayıları denir. Işın deseni aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$B(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} \omega_n e^{j\frac{2\pi}{\lambda} dn \sin \theta} = \sum_{n=0}^{N-1} \omega_n e^{j\frac{2\pi}{\lambda} dn \sin \theta} = \sum_{n=0}^{N-1} \omega_n e^{-j\omega n} \Big|_{\omega=\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta} = W(e^{j\omega}) \Big|_{\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta} \quad (2.20)$$

Burada  $W(e^{j\omega})$ ,  $\omega_n$  huzme şekillendiricinin Fourier dönüşümünü ifade eder. Dolayısıyla huzme şekillendirici oluşturma problemi sonlu darbe yanıtı (FIR) filtre dizayn problemi gibi düşünülebilir. Parks-McClellan algoritmasında da olduğu gibi tipik FIR filtrelerin dizayn algoritmaları huzme şekillendirici dizaynına uygulanabilir. Filtre oluşturma problemlerinde filtrenin frekans çözünürlüğü, filtrenin derecesine bağlıdır. Benzer bir şekilde huzme şekillendiricinin uzaysal çözünürlüğü ULA dizisindeki anten sayısına bağlıdır. (2-20)'de  $\omega = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$ 'dir. Eğer  $d > \frac{\lambda}{2}$  ise aynı  $\omega$ 'lara karşılık düşen çoklu  $\theta$  değerleri olacaktır. Bu durumdan kaçınmak için  $d \leq \frac{\lambda}{2}$  seçilebilir. Pratikte antenler arasındaki mesafe dalga boyunun yarısı kadardır. Bu durumda şu ifade ortaya çıkar:

$$-\pi \leq \omega = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta = \pi \sin \theta \leq \pi \quad (2.21)$$

Dolayısıyla ışın desenlerinde bir geçişme olmayacaktır.

Huzme şekillendirme, radar, sonar, sismoloji, medikal görüntüleme, ses işleme ve kablosuz iletişimlerde de olduğu gibi birçok alanda uzun zamandır kullanılmaktadır.





### 3. FAZ-DİZİ VE MIMO RADAR SİSTEMLERİ

#### 3.1 Giriş

Faz-dizi radar sistemleri, II. Dünya Savaşı yıllarına uzanan bir geçmişe sahip olup ilk olarak askeri ve ticari havacılık amaçları için kullanılmıştır. Bu sistemler huzme şekillendirme prensiplerini kullanarak, aynı faz kaydırmalı dalga formunu iletmek için iki-boyutlu dizi üzerinde çoklu antenler kullanırlar. Her bir antenin kendi içerisinde faz kaydırma becerisine sahip donanım altyapısı mevcuttur. Bu elemanlar ışını arzu edilen yöne doğru yönlendirebilmekte olup, yapıcı ve bozucu nitelikte girişim üretebilmektedir.

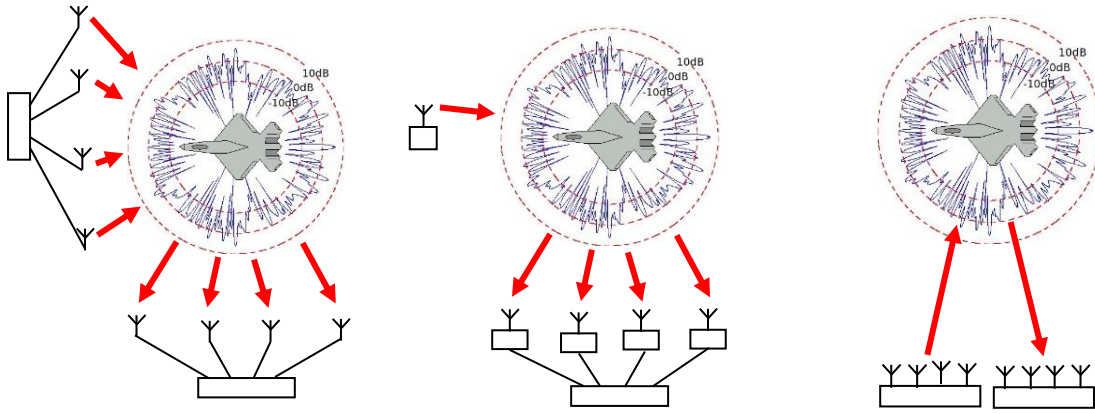
Faz-dizi radar aktif ya da pasif olabilir. Pasif diziler, harici RF (Radio Frequency – Radyo Frekans) kaynağı olan alıcı anten dizisine sahiptir. Aktif diziler ise alıcılarla eşleşmiş verici dizisine sahiptir.

Çok temel olarak avantajlarından bahsederseniz, huzme şekillendirme, herhangi bir mekanik parçanın, anteni fiziksel olarak hareket ettirmesine gerek kalmaksızın radarın geniş bir alanı taramasını sağlar. Dizi kazancı, ışın çok fazla olduğundan yüksektir. Bu durum, gelişmiş tespitte olanak sağlar. Anten dizisi bir hedeften diğerine çok hızlı geçiş yapmaya imkan tanır ve bu durum birden çok hedefin takip edilmesini mümkün kılar.

Temel dezavantajı ise, taranılan alan, 120 derece koni ile sınırlanmaktadır. Tam ölçekte bir tarama için çoklu diziler gereklidir.

MIMO radarın faz-dizi radardan temel farkı tüm antenlerde farklı dalga formları iletilmesidir. Bu dalga formları birbirleri ile korele ya da korele olmayacak biçimde üretilebilir. MIMO radarın dalga formu çeşitliliği gözle görülür kazanç farkları ortaya koymaktadır. Temel dezavantajları ise dizaynının karmaşık olması, sistemin ebatlarının büyüklüğü ve yüksek maliyetidir.

Şekil 3.1’de sırayla multistatik radar, faz-dizi radar ve MIMO radarların alıcı-verici konfigürasyon yapılarını ortaya koyan görseller sunulmuştur.



**Şekil 3.1:** Multistatik, MIMO ve faz-dizi radar sistem yapıları.

*MIMO:* Dalga formu çeşitliliği, hedef tespiti için merkezi işlem, konum tespiti

*Multistatik:* Her biri bağımsız davranan tek verici ve çok alıcı yapısı

*Faz-Dizi:* Tek dalgaformu, alınan sinyallerin merkezde işlenmesi

### 3.2 Multistatik Radar Sistemleri

Multistatik radarlar teorik olarak ilk defa 1917 yılında anılmaya başlanmıştır. Nikola Tesla'nın tüm beklentilerine rağmen başarılı bir uygulama olmaksızın tam beş yıl süren çalışmaları henüz sonuç vermemiştir. Eylül 1922'de, Birleşik Devletler donanmasında inşaat mühendisi Dr. Albert Hoyt Taylor ve asistanı Leo Clifford Young, donanma hava istasyonunda bazı testler yapmaya başladılar. Duyulabilir maksimum ve minimum seslerin çelik binalardan yansımalarını gözlediler. Sonrasında alıcıyı bir arabaya koyup Potomac Nehri üzerinden geçtiler. Bu sefer, yansımaların birçok objeden geldiğini gözlemlediler. Bu başarıları fazla destek görmedi ve iyonik sesli deneylerine geri dönüş yaptılar.

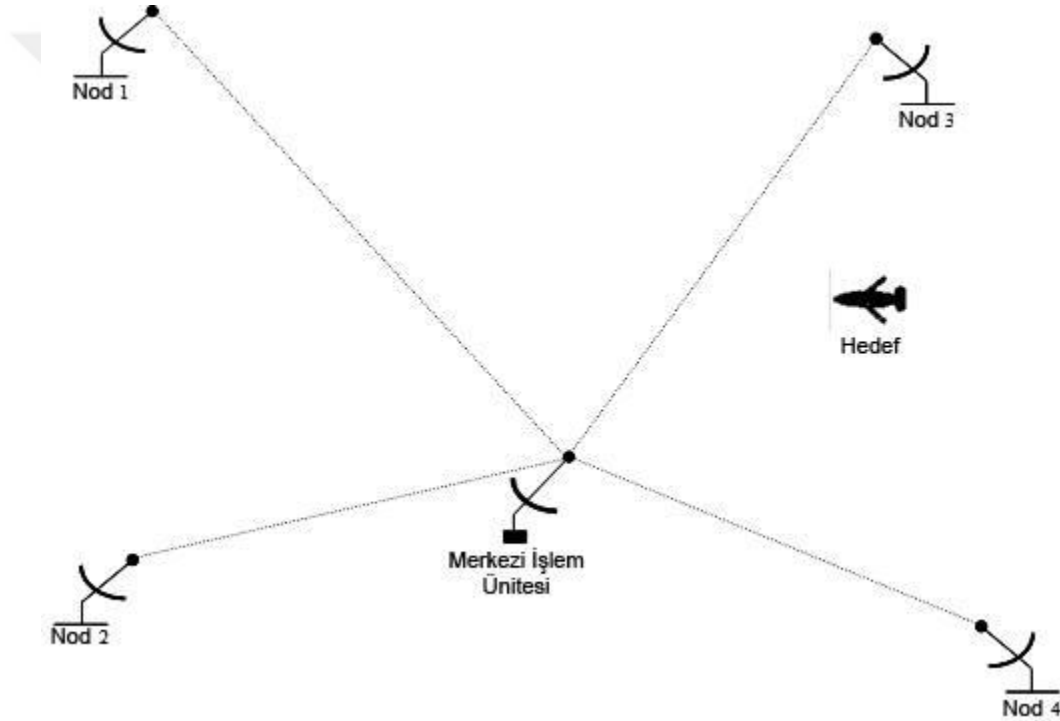
1930ların başında, radar dünyaca bilinir bir teknoloji haline geldi. İlginç bir şekilde, bu orjinal radarlar, multistatik radarın ilkel haliydi.

#### *İşlevsel Özellikleri*

Anten ebadına kıyasla geniş alanlara ayrılmış iki ya da daha fazla verici veya alıcı antenin olduğu radar sistemlerine multistatik radar denir [11]. Fakat multistatik radar sistemleri için herhangi bir sınırlama ya da tek bir tanım mevcut değildir. Bazı

kaynaklar bir verici ve çok sayıda uzaysal biçimde dağıtılmış alıcı istasyonlara sahip yapıları multistatik radar sistemleri olarak tanımlar [12].

Bazı diğer kaynaklar multistatik radar sistemlerini, uzaysal dağıtılmış radarlardan isteğe bağlı olarak seçilmiş sisteme sahip tüm alınan bilgilerin birleştirildiği ve ortak biçimde işlendiği çoklu radar sistemleri olarak tanımlar. Her iki uzaysal dağıtılmış radar da monostatik modda ya da tam multistatik modda çalıştırmak için uygundur. Diğer bazı kaynaklar ise, çok taraflı radar sistemlerini multistatik ve kazançlı radar sistemlerini kapsayan radarlar olarak tanımlar. Örnek multistatik radar system konfigürasyonu Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Alıcı ve verici sistemlerinin olası sayı ve konum değişikliği ile farklı konfigürasyonlar oluşturulabilmektedir.



**Şekil 3.2:** Multistatik radar sistem konfigürasyonu.

Multistatik radar sistemlerinde tüm verici alıcı çiftleri bağımsız radarlar olarak davranabilir. Her bir sistem alınan sinyalleri işleyebilir, tespit kararları verebilir, menzil ve hız gibi parametreleri birleştirebilir. Bu belirtilen işlemleri füzyon merkezi ya da süreç merkezi ismi verilen bölgede yapar. Bu işlem dağıtılmış tespit olarak tanımlanır. Bu mimariye zıt bir yapı düşünüldüğünde tüm alınan sinyaller ki bunlara RF ve video da dahildir, herhangi bir ön işleme tabi tutulmaksızın işlem merkezine gönderilebilir ve bu merkezde alınan sinyaller beraber işlenir. Radar üniteleri arasında bakır ya da fiber kablolar gibi veri iletim hatları çıkarılır [3].

Ortak işleme için alınan sinyallerin iletimi yeterli değildir. Alıcı ve verici üniteleri arasındaki senkronizasyonu sağlayan ortak bir frekans ve zaman referansı olmalı ve bu senkronizasyon, operasyon süresi boyunca sürdürülmelidir. Alıcı ve verici üniteleri arasındaki mesafe çok fazla olabilmesi sebebiyle, bahsedilen senkronizasyonun sürdürülmesi güç olacaktır. Bu durum multistatik radar sistemlerinin temel dezavantajıdır. Multistatik radar sistemlerinin birçok avantajı vardır [3]. İlk olarak, monostatik sisteme ekstra verici ve alıcı üniteleri eklemek, sistemin hassasiyetini ve toplam gücü arttırdığı gibi sinyaldeki güç kaybını da azaltır. Eğer hedef, yeterince ayrı durumdaki verici üniteleri tarafından aydınlatılmışsa ya da temel hat mesafeleri yeterince büyükse, dağınık sinyal dalgalanmaları, değişik alıcı istasyonlarında istatistiksel olarak bağımsızdır. Alınan sinyaller birleştirildiği zaman, bu dalgalanmalar daha yumuşak bir hal alır ve sonuç olarak dedektörün performansı, yüksek tespit olasılıklarını artırır. Farklı yönlerden yapılan eş zamanlı hedef gözlemleri, gizli objelerin tespit olasılığını artırır. Gizli objeden, alıcı ve verici ünitelerine olan hayali çizgiler arasındaki açı 180 dereceye yakın iken alıcının girişindeki dağılmış sinyal yoğunluğu gözle görülür biçimde artabilir ve bu artış yapı değiştirme ve radar emen materyallerle kaplama gibi teknolojiler kullanılarak azaltılamaz.

Multistatik radar sistemlerinin bir diğer avantajı, hedefin pozisyonunu yüksek bir netlikle belirlemesidir. Açı ölçümleri, anten demet genişliği ile alakalı olduğundan dolayı monostatik sistemlerin menzil ölçümleri genellikle açı ölçümlerinden daha nettir [12]. Monostatik sistemlerdeki açı ölçümlerinin netliği, artan menzille birlikte azalma gösterir. Diğer taraftan multistatik sistemler, farklı alıcıların menzil ölçümlerini kullanırlar ve bazı özel teknikler yardımıyla pozisyon kestirim netliğini artırır. Artan çözünürlük kapasitesi de multistatik radar sistemlerinin bir diğer avantajıdır. Çözünürlük kapasitesi, girişim kaynakları ve ekstra hedeflerin varlığında radar sistemlerinin ölçüm kesinliği ve tespit olasılığına karşılık gelir. Farz edelim ki radar alıcısındaki çözünürlük hücresinde, aynı menzilde iki tane hedef bulunmaktadır. Multistatik sistemlerde bu iki hedef, değişik radar alıcılarına farklı menzillerde konumlandırılmış olabilirler. Dolayısıyla hedefler, aynı menzil içerisinde çözümlenebilirler [11].

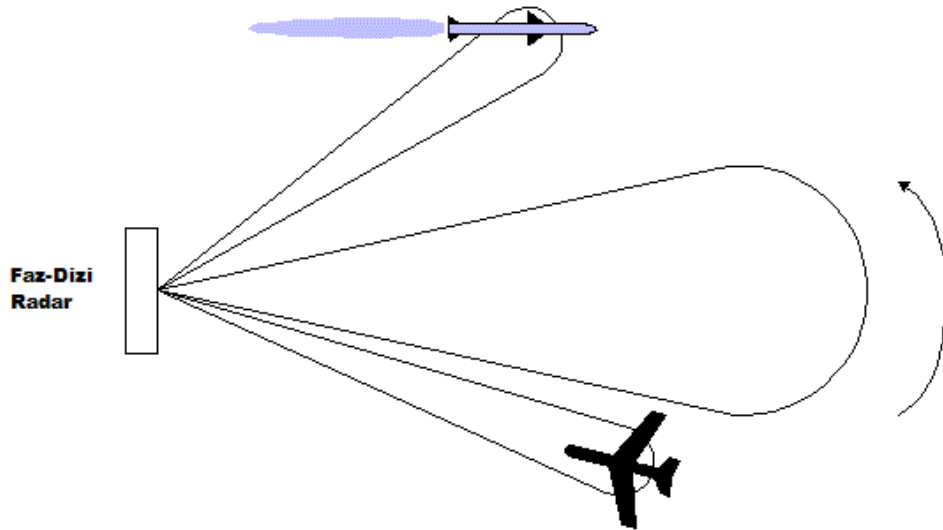
Multistatik radar sistemlerinin alıcı ve vericileri, ayrı bir şekilde konumlandırıldığı zaman bunların ana ışınlarının kesişimlerinin, monostatik sistemlerden daha az

olması karmaşadan dönen gücün azalmasını sağlar. Bu da multistatik radar sistemlerinin bir diğer avantajıdır [12].

Multistatik radar sistemlerinin son avantajı ise sinyal kesme durumlarına karşı direnci ve artırılmış sinyal varlığı sürdürülebilir yeteneğidir. Multistatik radar sistemleri bistatik modda çalıştığı zaman, alıcının kesin konumunun belirlenmesi güçleşir. Bu durum alıcıların anti-radyasyon füzelerin direk fiziksel saldırısına ve sinyal karıştırmalara olan hassasiyetini artırır [12].

### 3.3 Faz-Dizi Radar

Faz-dizi radarlar, sinyal gönderme ve alma sürecinde anten dizileri kullanır. Bu diziler doğrusal ya da düzlemsel olabilir. Doğrusal ve düzlemsel her iki dizi de, elemanlar arası ayrımı değişmeyen bir yapı gösterir. Gönderme ve alma fonksiyonları aynı dizi tarafından gerçekleştirileceği gibi bu işlevi yürüten farklı diziler bir arada bulunabilir. İki dizi, radar sistemin bistatik modda faaliyet gösterebilmesi için dağıtılmış yapıda da bulunabilir [11]. Faz-dizi radar farklı bölümleri ile aynı anda birden fazla hedef üzerinde birden fazla işlevi üstlenebilir. Örnek bir faz-dizi radar yapısı Şekil 3.3'te gösterilmiştir.



Şekil 3.3: Faz-dizi radar konfigürasyonu.

Faz-dizi radarda elemanlar arası boşlukların az olması sebebiyle, her alıcı verici çifti tarafından görülen bistatik radar kesit alanının aynı olduğu varsayılır. Faz-dizi radarlarda, verici dizisinin her bir anten elemanı aynı dalga formunun ölçeklendirilmiş bir versiyonunu gönderir. Elemanlar her ne kadar çok yönlü olsalar da, ölçek faktörleri de kullanılarak yüksek kazançlı direktif bir anten ortaya

çıkarılabilir. Yönlü antene sahip yaygın radar yapısında olduğu gibi ölçek faktörleri zaman içinde değiştirilerek uzayda istenilen yöne kumanda edilebilir. Alınan elemanlar sayesinde alınan sinyaller üzerinde dalga formlarını ölçeklendirme süreci yürütülebilir. Bu durum alıcıda yönlü anten kullanma etkisi yapar. Verici ve alıcıdaki bu ölçeklendirme süreci huzme şekillendirme olarak bilinir [3]. Bu faz-dizi radarların neden huzme şekillendiriciler olarak anıldığını da açıklar. Bu huzme şekillendirme süreci elektronik ortamda gerçekleştirildiğinden, dizinin bakış açısı çok hızlı biçimde değişebilir ve ilgi bölgesi herhangi bir mekanik hareket olmaksızın çok hızlı biçimde taranabilir. Bu durum faz-dizi radar sistemlerinin temel avantajıdır.

Bir dizideki öğelerin sayısı aynı anda birden fazla bağımsız sinyal yönlendirmek için yeterince fazla olabilir. Bu sinyaller, çoklu hedefleri takip ya da uzayın farklı bölgelerinin aynı anda taranması için kullanılabilir. Arama ve takip etme operasyonu, faz-dizi radar sisteminin çok-fonksiyonlu radar olarak kullanılmasına izin vermesi sebebiyle zaman çoğullama modeli olarak kullanılabilir [3]. Bu avantajlarının yanında, yapısının karmaşıklığı, antenlerin üretim basamağındaki zorluklar ve yüksek maliyeti dezavantajları arasındadır.

### 3.3.1 Faz-dizi radar sinyal modeli

$N_v$  verici ve  $N_a$  alıcı elemanlarına sahip faz-dizi radar sistemi göz önünde bulundursun. Verici ve alıcı dizilerinin, elemanlar arası boşluk  $d_v$  ve  $d_a$  sahip düzgün doğrusal diziler olduğu varsayalım.  $\sqrt{E_v/N_v}x(t)$ 'nin  $E_v$  toplam ortalama iletilen enerji olduğu durumda verici anten elemanları tarafından iletilen ayrık zaman temel bant sinyali olduğunu düşünölsün. Eğer verici dizi, iletilen sinyal yönü  $\tilde{\theta}$ 'da verici huzme şekillendirme yapmakta ise vektör formunda şu biçimde yazılabilir;

$$x(t) = s(\tilde{\theta}) \sqrt{\frac{E_v}{N_v}} x(t) \quad (3.1)$$

$s(\tilde{\theta})$  burada verici yönetim vektörüdür.

$$s(\tilde{\theta}) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi f_0 d_v \sin(\tilde{\theta})/c} \\ \vdots \\ e^{j2\pi f_0 (N_v-1) d_v \sin(\tilde{\theta})/c} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Burada  $f_0$  radarın taşıyıcı frekansı,  $c$  ise ışık hızıdır.  $\theta$  yönünde dizilerin uzak alanında sabit bir hedef olduğu varsayalım. Dar bant iletilen sinyal varsayımı ve hedef lokasyonunda sinyal dağıtıcı olmayan propogasyon  $x^v(t)$  şu biçimde yazılabilir:

$$x^v(t) = s^H(\theta)x(t - \tau_v) = s^H(\theta)s(\tilde{\theta})\sqrt{\frac{E_v}{M_v}}x(t - \tau_v) \quad (3.3)$$

Hedef ve verici anten dizisi arası zaman gecikmesinin  $\tau_v$  olduğu durumda  $s(\tilde{\theta})$ ;

$$s(\tilde{\theta}) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi f_0 d_v \sin(\tilde{\theta})/c} \\ \vdots \\ e^{j2\pi f_0 (N_v - 1) d_v \sin(\tilde{\theta})/c} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Faz-dizi radarın anten elemanları yakın bir şekilde konumlandırıldığından, tüm verici alıcı çiftleri aynı bistatik radar kesit alanını görür.  $s$ 'nin ters saçılma etkisini temsil ettiği varsayalım. Hedef alıcı diziye göre  $\theta'$  yönünde ise, alıcıdaki sinyal  $r^r(t)$  şu biçimde yazılabilir:

$$r^r(t) = sb(\theta')s^H(\theta)s(\tilde{\theta})\sqrt{\frac{E_v}{N_v}}x(t - \tau_v) + g(t) \quad (3.5)$$

$\tau$ , verici ve alıcı arasındaki toplam zaman gecikmesini ifade etsin. ( $\tau = \tau_v + \tau_a$ ) ve  $b(\theta')$  şu biçimde yazılabilir:

$$b(\theta') = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi f_0 d_a \sin(\theta')/c} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi f_0 (N_a - 1) d_a \sin(\theta')/c} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$g(t)$ , karmaşık rastgele sürecin sıfır ortalama bir vektörü ve şu formdadır:

$$g(t) = \begin{bmatrix} g_1(t) \\ g_2(t) \\ \vdots \\ g_{N_a}(t) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Bu süreçler, karmaşa ya da parazit gibi bozukluklar ve alıcı gürültüsünü temsil eder. Bu süreçlerin kovaryans matrisinin  $C = \sigma_g^2 I_{N_a \times N_a}$  olduğu ve beyaz gürültü süreci olduğu varsayalım. Alıcı huzme şekillendirme yapmakta ise alınan sinyal şu biçimde yazılabilir:

$$\begin{aligned} r(t) &= sb^H(\tilde{\theta}')b(\theta')s^H(\theta)s(\tilde{\theta})\sqrt{\frac{E_v}{N_a}}x(t - \tau_v) + b^H(\tilde{\theta}')g(t) \\ &= sb^H(\tilde{\theta}')b(\theta')s^H(\theta)s(\tilde{\theta})\sqrt{\frac{E_v}{N_v}}x(t - \tau_v) + g(t) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Alıcı yönetim vektörü ise şu biçimde ifade edilebilir:

$$b(\theta') = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi f_0 d_a \sin(\tilde{\theta}')/c} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi f_0 (N_a-1) d_a \sin(\tilde{\theta}')/c} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$N_a \sigma_g^2$  varyansına sahip,  $g(t)$ 'nin sıfır ortalama olduğu, geçici beyaz karmaşık normal rastgele süreçtir. Eğer alınan sinyal uyumlu filtre olan  $x(t)$ 'ye sokulursa,  $\tau$  anında çıkış örneklenir ve şu şekli alır:

$$r = \sqrt{\frac{E_v}{N_v}} b^H(\tilde{\theta}') b(\theta') s^H(\theta) s(\tilde{\theta}) s + g \quad (3.10)$$

Faz-dizi radarda  $N_a \times N_v$  kanal matrisi  $H$  şu biçimde tanımlanır:

$$H = b(\theta') s^H(\theta) s \quad (3.11)$$

Gerçekte hedefin sinyale göre durumu hakkında genel bir bilgi olmasa da,  $s$ 'nin dağılımı ve hedefin dizilere göre yönünün biliniyor olduğu varsayılır. Bu varsayım faz-dizi radar sistemlerinin performans sınırlarını göstermek için kullanılır.

Hedefin dizilere göre yönü biliniyor ve alıcı verici ışınlar,  $\theta = \tilde{\theta}$   $\theta' = \tilde{\theta}'$   $s^H(\theta) s(\tilde{\theta}) = N_v$ ,  $b^H(\tilde{\theta}') b(\theta') = N_a$  yapılarak hedef yönünde düzenlenirse,  $N_v \times N_a$ 'nin tutarlı bir işleme kazancı olur ve alınan sinyal modeli şu biçimi alır:

$$r = \sqrt{\frac{E_v}{N_v}} N_a N_v s + g \quad (3.12)$$

$s$ , küçük olursa, alınan sinyalin genliği küçük olacak, buna rağmen işleme kazancı ve tespit olasılığı gözle görülür biçimde düşüş gösterecektir.

### 3.4 MIMO Radar

MIMO sisteminin temel özelliği verici elemanların birbirine dik veya birbirinden bağımsız işaretler göndermesidir. Bu özellik dalga formu çeşitliliği olarak adlandırılmaktadır. MIMO radarları faz-dizi radarlardan ayıran bu temel özellik sayesinde MIMO radarlar, açılabilir olarak birbirine yakın olarak konumlanmış hedefleri faz-dizi radarlara göre çok daha iyi ayırt edebilmektedirler. Bu nitelikleri sayesinde MIMO radarların açıda birbirinden tamamen ayırıştırabildiği hedef sayısı faz-dizi radarlara göre çok daha fazla olmaktadır.

MIMO radarlar sinyalleri iletmek ve almak için çoklu alıcı ve verici antenleri kullanır. Bu antenler bir dizi oluşturacak şekilde birbirlerine yakın olarak



konumlandırılabilceği gibi birbirlerinden uzak mesafelerde bir radar ağı oluşturacak şekilde de konumlandırılabilirler.

MIMO radar sistemlerindeki her bir anten farklı dalgalar iletir. Bu iletilen dalgalar birbirlerine dik olabileceği gibi ortak bağımsız yapıda veya basit doğrusal bağımsız yapıda da olabilirler. Buna dalga çeşitliliği denir ve MIMO radarı diğer radarlardan ayıran bir özelliktir. Bazı uygulamalar için belli bir dereceye kadar dalgaların korelasyonuna izin verilebilir. Bundan dolayı, amaçlanan otokorelasyon ve çapraz korelasyon özellikleri ile dizayn edilen ortak dik dalga formları halihazırda devam eden MIMO radar araştırma konularıdır[13].

MIMO radar sistemlerinde, birbirlerinden bağımsız olarak yollanan sinyallerin hedeften yansıdıktan sonra alıcıda bağımsızlık durumlarının değişmediği kabul edilir.

MIMO radarlar hakkında bahsedilen çeşitliliği bir avantaj haline getirmek için, MIMO radar alıcılarında tam olarak MIMO radar vericisi sayısı kadar uyumlu filtre kullanılır. Hedeften yansıyan sinyaller, her biri vericiden gönderilen bir spesifik sinyalle eşleşen uyumlu filtrelerden geçer. Eğer verici anten eleman sayısına  $N_v$  ve alıcıdaki anten eleman sayısına ise  $N_a$  dersek, toplamda bu uygun filtrelerin  $N_v N_a$  sayıda çıkışı olacaktır. MIMO radar bu uyumlu filtre çıkışlarını ortak olarak işleyerek bir hedef olup olmadığa kararını verir.

### **3.4.1 Yapışık (coherent) MIMO radar**

Yapışık MIMO radarlar sinyal iletmek ve almak için anten dizileri kullanır. Bu anten dizileri yan yana yerleştirilmiş olabilecekleri gibi tek bir dizi tarafından alım ve iletim işlemlerinin gerçekteştirilmesi de mümkündür. Aynı zamanda diziler ayrık şekilde de yerleştirilmiş olabilir. Ayrık olan diziler düzgün (uniform) veya düzgün olmayan şekilde bulunabilir. Uygulamanın türüne göre diziler sık ya da ayrık şekilde oluşturulabilir ancak ayırımın mesafesi hedefin menziline oranla her zaman küçük olmak zorundadır [11].

Dizi elemanları arasındaki mesafe ne olursa olsun, yapışık MIMO radar sistemlerinde önemli olan, her elemanın hedefi aynı açıdan göreceği yakınlıkta yerleştirilmesidir. Sonuç olarak, yapışık MIMO radar uygulamalarında genellikle nokta hedef varsayımı kullanılır.

Anten elemanlarının konumlanma şekli açısından yapışık MIMO radarlar faz-dizi radarları andırırlar. Fakat faz-dizi radarlardan farklı olarak, yapışık MIMO radarın her anteni farklı dalgalar gönderir.

### **3.4.1.1 Yapışık MIMO radar sistemlerinin sunduğu ilerlemeler**

Standart faz-dizi radarlara kıyasla dalga formu çeşitliliği MIMO radarın birçok uygulama alanında üst düzey performansa ulaşmasını sağlar ve bu çeşitlilik birçok MIMO radar uygulamasında performans artışının anahtarıdır.

Uyarlanabilen konumlanma ve tespit tekniklerinin kullanımı büyük oranda korele olmayan yansıyan sinyallere bağlıdır. MIMO radar tarafından sunulan iletim ışın desenlerinin sentezi özelliği ve verilen birkaç hedef konumundaki sinyallerin çapraz korelasyonunu minimuma indirilerek, uyarlanabilir dizi tekniğinin direkt uygulamaları mümkün hale gelir. Veriye bağlı uyarlanabilir tekniğin emsallerine oranla daha iyi çözünürlüğü olduğu, parametre tahmininin daha az hatalı olduğu ve bozucu sinyallerden daha iyi korunduğu bilinir [13].

Capon ve APES (Amplitude and Phase Estimator – Genlik ve Faz Değerlendirici) gibi uyarlanabilir dizi algoritması da MIMO radarlarda uygulanabilir. Capon yüksek çözünürlük sunarken, APES daha kesin genlik tahmini sunar. Güçlü Capon huzme şekillendirme olarak bilinen bir diğer güçlü uyarlanabilir teknik daha vardır. Bu teknik, verilen dizi kalibrasyon verileri ışığında hedef konumunun ve konumdaki genliğin daha kesin tespiti için kullanılır [11].

Faz-dizi radar senaryosunda ise iki farklı konuma iletilen sinyaller tamamen koreledir ve sonuç olarak standart uyarlanabilir dizi tekniğinin direkt uygulaması mümkün değildir.

Dik sinyaller için MIMO radar alıcılarındaki eşdeğer alıcı yönlendirme vektörü alıcı ve verici yönlendirme vektörlerinin Kronecker çarpımıdır ve MIMO radar yönlendirme vektörü olarak adlandırılır [14].

MIMO yönlendirme vektörü, MIMO radar sistemiyle aynı performansı gösteren alıcı dizisine denk gelir. MIMO yönlendirme vektörü mümkün olan tüm alıcı ve verici faz farkı kombinasyonlarını kapsar.

En kötü durum senaryosunda bile sanal dizilerdeki ayrık eleman sayısı, asıl dizilerdeki alıcı elemanların sayısından fazladır. Sonuç olarak, dizi aralığı sanal

olarak genişletilmiştir. Bu aralık genişliği daha yüksek açısız çözünürlük ve daha iyi tespit performansı sağlar. Daha yüksek açısız çözünürlük, hedefin karakterinin belirlenmesini iyileştirdiği gibi, frekans bozma sinyalleri ya da diğer girişim kaynaklarına olan direnci de artırır [14].

Bunun yanında sanal dizi elemanlarının kendilerini tekrar etmesi, alıcı verici ışın desenlerinin kenar lob seviyesinde azalma sağlar.

Faz-dizi radar sistemlerinde gönderilen sinyaller yapışık olması dolayısıyla sanal dizinin genişletilmesini sağlayacak bir ihtimal de yoktur.

MIMO radarın sunduğu bir başka performans artış alanı ise parametre tanımlanabilirliğidir [13-15]. Parametrenin tanımlanabilirliği, radar tarafından ayrı olarak tanımlanabilen maksimum hedef sayısı olarak ifade edilir. MIMO radar tarafından ayrı olarak tanımlanabilen hedef sayısı  $K_{max}$ , aşağıdaki aralıkta bulunmaktadır:

$$K_{max} \in \left[ \frac{2(N_v - N_a) - 5}{3}, \frac{2N_v N_a}{3} \right] \quad (3.13)$$

Burada  $N_v$  ve  $N_a$  alıcı ve verici anten sayısına karşılık gelmektedir.  $K_{max}$ , MIMO yönlendirme vektöründeki ayrık elemanların sayısı ile direkt olarak bağlantılıdır ve  $K_{max}$  aşağıda belirtilen koşullara göre değişir;

- Dizilerin doğrusal olup olmamasına
- Eş yapıda olan veya olmayan anten elemanlarının arasındaki mesafeye
- Alıcı ve verici dizileri tarafından paylaşılan eleman sayısına

Denklemden en küçük sayı, iletim ve alımın her ikisi için kullanılan eş yapıda olan doğrusal dizideki en kötü senaryoya denk gelmektedir. Alıcı dizisi bir doldurulmuş ULA, verici dizisi ise  $N_a/2$  iç eleman boşluğu içeren bir ardışık ULA olduğu zaman denklemden en büyük sayıya ulaşılır [16].

Bir diğer taraftan, toplam gönderilen güç de dahil olmak üzere faz-dizi radar sistemlerinin tüm parametreleri,  $N_v = 1$  durumu hariç, MIMO radarla aynıdır ve  $K_{max}$  aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$K_{max} \in \left[ \left( \frac{2N_a - 3}{3} \right) \right] \quad (3.14)$$

Burada  $[.]$ , verilen sayıdan büyük ya da eşit olan tam sayıyı ifade eder [15]. İki denklem karşılaştırıldığı zaman görülür ki, MIMO radar tarafından ayrı olarak

tanımlanan hedef sayısı, faz-dizi radar sistemlerindeki hedef sayısının  $N_v$  katına denk gelir. En kötü durum senaryosunda bile bu sayı faz-dizi radar sistemlerinin iki katıdır.

Yapışık MIMO radar sistemindeki tek bir verici elemanı için ışın deseni çok yönlü olarak değerlendirilir. Dalga formu çeşitliliği aynı faz-dizi sistemlerindeki gibi MIMO radar sistemlerini huzme şekillendirme yapmaktan ve çok yönlülükten alıkoyar [17]. Bu dezavantaja rağmen, her yollanan eleman için farklı sinyaller kullanarak, istenilen bir ışın desenine yakınsamak mümkündür [18].

İletilen sinyalin kovaryans matrisini ve iletim ışın desenini düzgün bir şekilde oluşturursak, aşağıdaki durumlar olası olur [17]:

1. Bilinen hedef konumlarındaki uzaysal gücü maksimize etmek ve geri kalan yerlerdeki gücü ise minimize etmek
2. İstenilen bir ışın deseni yaklaşımı
3. Önceden karar verilmiş 3 dB ana ışın desenine ulaşmak ve kenar lobları minimize etmek

İlk maddede yer alan problemin çözümü, toplam güç sınırı içerisinde bir numaralı kovaryans matrisini ortaya çıkarır [17]. Ne yazık ki kovaryans matrisi ve sınırlamaların kendileri bir takım dezavantajlar barındırırlar. Bu dezavantajlar:

- Hedef konumlarındaki toplam güç maksimize edilse bile, bu gücün hedefler arasında eş olarak dağıtılacağına bir garantisi yoktur. Dolayısıyla herhangi iki hedefe aktarılan güç birbirlerinden farklı olabileceği gibi bazı hedeflere aktarılan gücün istenilen seviyenin altında kaldığı durumlar gözlenebilir.
- Çapraz korelasyonlu ışın desenleri kontrol edilemezler. Dolayısıyla radara geri dönen sinyaller tamamen yapışık olabilir [11].

### 3.4.2 İstatistiksel MIMO radar

İstatistiksel MIMO Radar yaygın olarak ayrılmış anten dizilerini kullanır. Bir dizide elemanlar arası boşluklandırma çok geniş yapıdadır. Her bir alıcı verici, hedefe farklı açıdan bakar ve böylece hedefin karmaşık şekli sebebiyle farklı radar kesit alanı görür [19].

Anten elemanları arası boşluklama yeterince geniş ise her bir alıcı verici çiftinden alınan sinyaller bağımsız hale gelir. Bu uzaysal ya da açısal çözünürlük olarak adlandırılır [20]. İstatistiksel MIMO radar bunun üzerine yoğunlaşır.

MIMO iletişim sistemleri, sistem performansı geliştirme ve iletişim kanalındaki sönümlemenin üstesinden gelmek için aynı prensibi kullanır. Yaygın biçimde ayrılmış antenlerle MIMO radar konsepti, MIMO iletişimlerin bu özelliğinden esinlenmiştir ve hedefin radar kesit alanının istatistiksel özelliklerini ortaya çıkarır [18]. Bu sebeple bu konsepti ifade eden kişiler tarafından istatistiksel MIMO radar adıyla anılmaktadır [20]. Örnek bir istatistiksel MIMO radar konfigürasyonu Şekil 3.4'te verilmiştir.

İstatistiksel MIMO radar, sadece açısal çeşitliliği ve çoklu alıcı verici antenleri kullanan bir sistem değildir. Multistatik radar sistemleri, eğer zaman ve faz senkronizasyonu işlem sırasında korunmuşsa ve alınan sinyal, işleme merkezinde birlikte işlenmişse aynı zamanda açısal olarak yayılmadan fayda sağlar [3]. Bu yüzden istatistiksel MIMO radar konsepti, multistatik radarın özel bir formu olarak düşünülebilir [22].

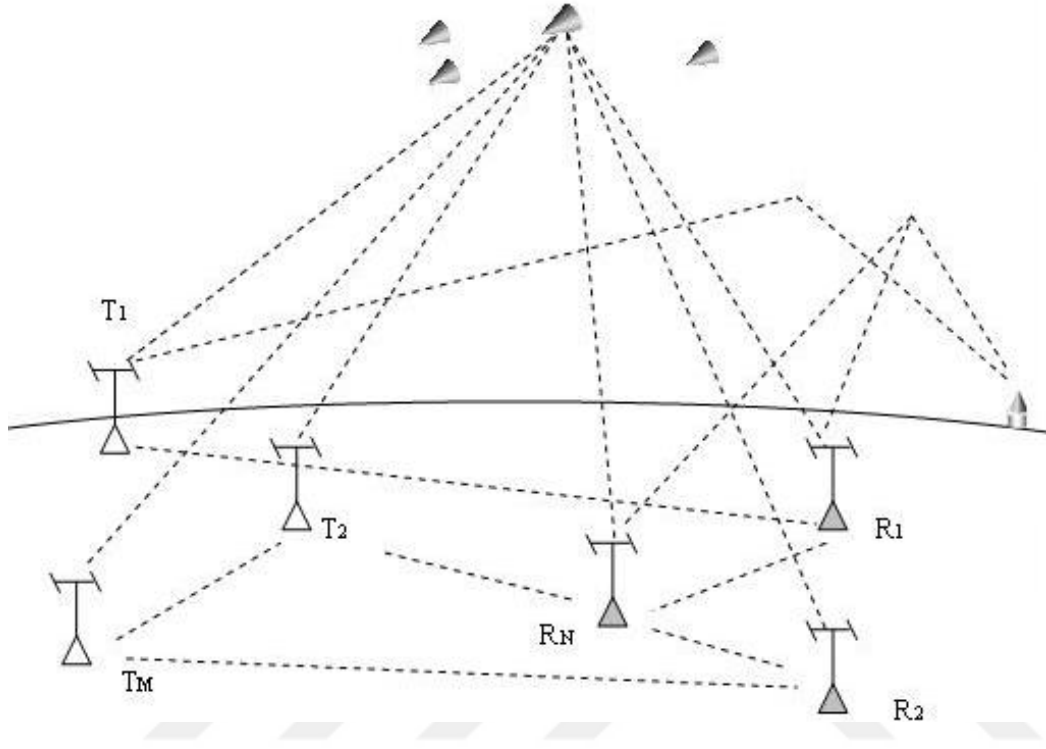
Genelde klasik yaklaşım multistatik radar sistemlerinin tespit sürecinde kullanılır. Hedef radar kesit alanı ve karmaşa, deterministik bilinmeyenler olarak alınır ve tespit sürecinde ilk olarak kestirimi yapılmaya çalışılan unsurlardır [20]. Olasılıklı model, bilinmeyen parametrelerin kestirimi için kullanıldığı gibi en uygun dedektörlerin bulunması için de Bayes yaklaşımı kullanılır [11].

Hedef, istatistiksel MIMO radar sistemde uzaysal olarak farklı cephelerden görünür [21]. Klasik nokta hedef modeli hedefin radar kesit alanı varyasyonlarını modellemek için yeterli değildir.

### **3.4.2.1 İstatistik MIMO radar sistemlerinin sunduğu ilerlemeler**

Açısal çeşitliliği kullanmak, yansıyan sinyalin tahminindeki performans artışının önemli bir sebebidir. MIMO radar kullanılarak yapılan yön bulma uygulaması için açısal çeşitlilikten faydalanmak adına verici tarafında birbirlerine uzak mesafelere konumlandırılmış antenler kullanılır [23]. Bir diğer taraftan, yansıyan sinyalin tahmininde karşılaşılan belirsizlikleri önlemek adına alıcıda birbirlerine yakın

mesafelerde konumlanmış antenler kullanılır. MIMO radar kullanımı, hedeften dönen sinyaller korele olması halinde dahi yön bulma performansını artırır [24].



**Şekil 3.4:** İstatistiksel MIMO radar konfigürasyonu.

Hareket halindeki hedef tespiti ve bu hedefin hızının saptanmasındaki performans artışları, MIMO radar sistemlerindeki alıcı ve verici antenlerinin açısız dağılımının bir sonucudur. Farklı RCS değerlerini tecrübe etmenin yardımıyla gerçekleşen tespitteki performans artışları gibi, MIMO radar sistemlerinin alıcıları farklı dairesel hızlara ulaşırlar. Bu sayede bazı alıcılar yüksek dairesel hız deneyimledikleri gibi bazıları da düşük dairesel hız deneyimleyebilirler. Bu unsurları kullanarak MIMO radar, Doppler işlemi ve hareket halindeki hedef tespit performansını artırır [21].

Farklı dağılıklık durumlarındaki istatistiksel MIMO radar tespit performansı, halihazırda literatürde devam eden araştırmalar arasındadır [25]. Birleşik Gaussian, heterojen Gaussian ve Gaussian olmayan dağılıklık koşullarında iyi tespit performansı sergileyen MIMO radar dedektörleri geliştirilmiştir [24]. Dağılıklıkta, MIMO radarın tespit performansının tek bir radardan daha iyi olduğu ve MIMO radar nodları fazlaştıkça bu performansın da artacağı gösterilmiştir [23].

Eğer bir radar sisteminde, antenlere göre göreceli olan hedef bakış açısı değişirse, alınan sinyalin genliği ve fazı da değişir. Bu değişim hedef RCS dalgalanmalarına, başka bir deyişle RCS solmasına sebep olur [3]. RCS dalgalanmalarından dolayı alınan sinyalin enerjisindeki düşüş, hedefin güvenilir bir tespitini yapmayı imkansız kılacak kadar yüksek olabilir. Frekans çeşitliliği veya kutuplaşma çeşitliliği gibi bir takım çeşitlilik mekanizmaları RCS dalgalanmalarının etkilerini azaltmak ve tespit olasılığını arttırmak için kullanılırlar. Açısal çeşitlilik de bu metotlardan biridir [21].

Birbirlerinden uzak mesafelere yerleştirilmiş radar sistemleri hedefi farklı açılardan görür. Hedefin bir yanından yansıyan sinyalin kaybolması halinde diğer yanından yansıyan güçlü bir sinyalin alınma şansı vardır. Yansıyan sinyaller ortak ilintisiz olduğundan dolayı, yapışık olmayacak bir şekilde ufak sinyal dalgalanmalarına dönüşecek biçimde işlenebilir ve bu da enerji kaybını düşürür [18]. Bu sayede hedefin tespit olasılığı arttırılmış olur. Buna çeşitlilik kazancı denir [19]. Aynı prensip multistatik radarlarda gizli uçak hedef tespit olasılığını arttırmak için kullanılır [5].





## 4. FAZ-MIMO RADAR

### 4.1 Genel Konsept

Son yıllarda faz-dizi ve MIMO radarların yararlarını ortaklaşa kullanan yapılar için girişimlerden bahsetmek mümkündür [27, 28]. Bilindiği üzere MIMO radar birbirine dikey durumdaki dalgaların iletimi ve hedeften dönen dalgaların alımı için birden fazla antenin kullanılması esasına dayanır. Bu konsept, MIMO radarı oluşturmak için mevcut alt dizilerin faz-dizi modunda çalışmasıyla gerçekleşir. Bu yeni radar tekniğinin diğer iki radar yapısına kıyasla belirli avantajları mevcuttur. Bu teknik:

- MIMO radarın tüm avantajlarını barındırmakla birlikte, açısal çözünürlük artışı, daha fazla sayıda hedef tespiti imkanı, parametre tanımlanabilirliği gelişimi ve dizi açıklığını genişletme imkanları sağlar.
- Verici ve alıcı uçta mevcut huzme şekillendirme tekniklerinin uygulanabilmesine olanak tanır.
- Sanal dizinin tüm ışın desenlerinin oluşturulması için ortalama üretir.
- Huzme biçimi kaybına karşı açısal çözünürlük ve kuvvet arasında alışveriş sağlar.
- Güçlü girişimlere karşı dayanıklılık sağlar.

İlerleyen bölümlerde faz-MIMO radar tekniği sunulup, ortaya çıkışında etkili olan diğer iki teknik MIMO radar ve faz-dizi radar ile performans kıyaslaması yapılmaktadır. Sonuçlar gerekli görsellerle sunulmaya çalışılmıştır.

### 4.2 Formülasyon

Bu bölümde MIMO radar için, alıcı ve verici dizilerinde huzme şekillendirmeye izin veren yeni bir formülasyondan bahsedilecektir. Yeni formülasyon önceden bahsettiğimiz MIMO radarın dalga formu çeşitliliği gibi bir takım özellikleriyle, faz-dizi radar sistemlerinin koherent işlem kazancı arasında bir birliktelik kurma imkanı sağlayacak. Sunulan formülasyon faz-dizi radarıyla MIMO radarın avantajlarını

içerisinde barındıracağından ötürü ismi literatürde faz-MIMO radar olarak anılmaktadır.

Bu formülasyonun altındaki ana fikir, verici dizilerini, üst üste çakışmalarına izin verilen  $K$  alt dizilerine ayırmaktır ( $1 \leq K \leq M$ ).  $M$ , verici tarafındaki anten dizisini tanımlarken  $N$ , alıcı tarafı ifade eder.  $K$  alt dizi sayısını tanımlar. Hiçbir alt dizi bir diğer alt diziye eş olmayacak şekilde 1'den  $M$ 'e kadar herhangi bir sayıdaki antenden oluşabilir. Her bir alt dizideki eleman sayısı  $M-K+1$ 'dir.  $K=M$  olduğunu varsayarsak eleman sayısının 1'e eşit olduğu görülecektir. Alt dizide tek bir eleman var ancak maksimum sayıda alt dizi var ise bu durum bize MIMO radar örneğini sunmaktadır. Tersini düşünürsek,  $K=1$  iken tek bir alt dizi mevcut ancak çok sayıda anten var ise bu durumda bize faz-dizi radar yapısını vermektedir.  $K$  sayısı büyüdükçe ve  $M$ 'e yaklaştıkça yapı MIMO radara doğru kaymaktadır.  $K=1$  ise faz-dizi radar yapısı mevcuttur.  $M$  ulaşılabilecek maksimum eleman sayısı olması dolayısıyla, alt dizideki eleman sayısı en fazla  $M$ 'e eşit olabilir.

$K$ . alt dizinin tüm antenleri koherent bir şekilde  $\phi_k(t)$  sinyalini yaymak için kullanılırlar. Bu sayede, uzayda belirli bir yöne bir ışın gönderilebilir. Daha sonra, huzme şekillendirme ağırlık vektörü, koherent işlem kazancını maksimuma çıkartmak üzere uygun bir şekilde tasarlanır. Aynı anda farklı dalga formları farklı alt diziler tarafından iletilir. Faz-MIMO radar  $\phi_k(t) = Q(t)\exp(j2\pi k\Delta ft)$ ,  $0 < t < T_0$  frekans yayılım sinyalini kullanmaktadır [23].

Burada  $Q(t)$ ,  $T_0$  süre zarfındaki darbedir. Eğer  $\Delta f \gg 1/T_0$  koşulunu sağlayan frekans artışı  $\Delta f = f_{k+1} - f_k$ ,  $\phi_{k+1}$  ve  $\phi_k$  arasında ise, [23]'te de gösterildiği üzere, bahsedilen sinyal setleri, farklı gecikme sürelerinde ve Doppler kaymasında dikliği korur. Şunu da eklemek gerekir ki, Doppler kaymaları ve gecikmeler sıfıra eşit değil ise uzay zaman belirsizlik fonksiyonu gözetilmelidir [27].

İçerisinde sadece 0 ve 1'leri barındıran  $M \times 1$ 'lik  $p_k$  vektöründen bahsetmemiz gerekir. Bu  $p_k$  vektöründeki 1'ler, o indekse denk gelen anten indekslerinin,  $k$ . alt diziye karşılık geldiğini ifade eder. 0'lar ise o indekse denk gelen antenin alt diziye ait olmadığını ifade eder. Dolayısıyla,  $p_k$  vektörü  $k$ . alt diziyi tanımlar.  $K$ . alt dizinin  $M_k \leq M$  koşulunu sağlayan verici antenlerinden oluştuğunu varsayılması durumunda öyleyse  $p_k$  vektöründeki 1'lerin sayısı  $M_k$ 'ya, 0'ların sayısı ise  $M - M_k$ 'ya eşit olur.  $K$ . alt diziyile ilişkili olan  $M \times 1$  yönlendirme vektörü şu şekilde bulunabilir:

$$\tilde{a}_k(\theta) \triangleq p_k \odot a(\theta) \quad (4.1)$$

Burada  $\odot$  işareti Hadamard ürününü temsil etmektedir.  $K$ 'ncü alt dizinin çıkışında bulunan karmaşık zarf aşağıdaki gibi modellenenir:

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{M}{K}} \phi_k(t) \tilde{w}_k^*, \quad k = 1, \dots, K \quad (4.2)$$

Burada  $\tilde{w}_k$ ,  $k$ . alt diziyeye karşılık gelen aktif antenlerin  $M_k$  huzme şekillendirme ağırlığı olan  $M \times 1$  birim norm karmaşık vektörüdür. Tek bir radar darbesindeki enerji  $s_k(t)$  aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$E_k = \int_{T_0} s_k^H(t) s_k(t) dt = \frac{M}{K} \quad (4.3)$$

Yukardaki denklemden de anlaşıldığı gibi faz-MIMO radarda, tek bir radar darbesindeki  $E_{\text{PH-MIMO}}$  toplam iletim enerjisi  $M$ 'e eşittir. Menzil dışındaki ve  $\theta$  yönündeki farazi hedeften yansıyan sinyal aşağıdaki gibi modellenenir:

$$r(t, \theta) \triangleq \sqrt{\frac{M}{K}} \beta(\theta) \sum_{k=1}^K w_k^H a_k(\theta) \phi_k(t) = \sqrt{\frac{M}{K}} \beta(\theta) \sum_{k=1}^K w_k^H a_k(\theta) e^{-j\tau_k(\theta)} \phi_k(t) \quad (4.4)$$

Burada  $B(\theta)$  farazi hedefin yansıma katsayısıdır.  $w_k$  ve  $a_k(\theta)$  ise  $M_k \times 1$  boyutunda sırasıyla huzme şekillendirme vektörü ve yönlendirme vektörüdür. Bu vektörler sadece  $k$ . alt dizideki aktif antene denk gelen elemanları içerir.  $\tau_k(\theta)$  ise iletim dizisinin ilk anteni ile  $k$ . alt dizinin ilk anteni arasındaki uzaysal yer değişimi için gereken süredir. (4.4)'te  $a_k$ 'nın ilk elemanının referans elemanı olarak alındığı varsayılır. Boyutu  $K \times 1$  olan iletim koherent işlem vektörü aşağıdaki gibidir:

$$c(\theta) \triangleq [w_1^H a_1(\theta), \dots, w_K^H a_K(\theta)]^T \quad (4.5)$$

Boyutu  $K \times 1$  olan dalga formu çeşitlilik vektörü ise aşağıdaki gibidir:

$$d(\theta) \triangleq [e^{-j\tau_1(\theta)}, \dots, e^{-j\tau_K(\theta)}]^T \quad (4.6)$$

(4.3)'teki yansıyan sinyal farklı bir şekilde aşağıdaki formda yazılabilir:

$$r(t, \theta) = \sqrt{\frac{M}{K}} \beta(\theta) (c(\theta) \odot d(\theta))^T \phi_k(t) \quad (4.7)$$

Burada  $\phi_K(t) \triangleq [\phi_1(t), \dots, \phi_K(t)]$ ,  $K \times 1$  boyutundaki dalga formu vektörüdür. İlgilenilen hedefin  $\{\beta_i\}_{i=1}^D$  yansıma katsayılı ve  $\{\theta_i\}_{i=1}^D$  konumuna sahip

$D$  çakışan hedefin arka planında gözlemlendiğini varsayılırsa  $N \times 1$  boyutundaki alınan karmaşık vektör dizisinin gözlemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$x(t) = r(t, \theta_s) b(\theta_s) + \sum_{i=1}^D r(t, \theta_i) b(\theta_i) + n(t) \quad (4.8)$$

Burada  $r(t, \theta_i)$ , (4.7)'deki gibi tanımlanmıştır.  $x(t)$ 'nin tüm  $\{\phi_k\}_{k=1}^K$  dalga formlarına uygun filtrelenmesiyle,  $KN \times 1$  sanal veri vektörünü aşağıdaki gibi oluşturulabilir:

$$y \triangleq [x_1^T \dots x_K^T]^T = \sqrt{\frac{M}{K}} \beta_s u(\theta_s) + \sum_{i=1}^D \sqrt{\frac{M}{K}} \beta_i u(\theta_i) + n \quad (4.9)$$

Buradaki  $KN \times 1$  vektörü aşağıdaki gibidir:

$$u(\theta) \triangleq (c(\theta) \odot d(\theta)) \otimes b(\theta) \quad (4.10)$$

Bu vektör sanal yönlendirme vektörüdür ve  $\theta$  yönüyle ilişkilidir.  $n$  ise kovaryansı  $\sigma_n^2$  gürültü gücüne sahip  $R_n = \sigma_n^2 I_{KN}$  olarak verilen  $KN \times 1$  gürültü terimidir. Şunu belirtmekte fayda var ki, eğer  $K, 1$  seçilirse yani eğer tüm alt dizi bir alt dizi olarak ele alınırsa ve sadece bir tane dalga formu yayılırsa, (4.9)'da modellenen sinyal yaygın faz-dizi radardaki sinyal modeline indirgenir [24]:

$$y = \sqrt{M} \beta_s u(\theta_s) + \sum_{i=1}^D \sqrt{M} \beta_i u(\theta_i) + n \quad (4.11)$$

Sanal yönlendirme vektörü aşağıdaki forma indirgenir:

$$u(\theta) = [w^H a(\theta)]. b(\theta) \quad (4.12)$$

Burada  $w^H a(\theta)$ ,  $\theta$  yönündeki yaygın faz-dizi radarların üst bağlantı koherent işlem kazancıdır.  $w$  ise  $M \times 1$  boyutundaki faz-dizi iletim huzme şekillendirme ağırlık vektörüdür. Bu durumda,  $N \times 1$  boyutundaki  $y$  alınan veri vektörüdür ve faz-dizi radarlarının düşük açısal çözünürlük performansı açıklar.

Bir diğer taraftan, eğer  $K = M$  şeklinde bir seçim yapılmış ise, (4.9)'daki sinyal modeli aşağıdaki forma indirgenir:

$$y \triangleq [x_1^T, \dots, x_M^T]^T = \beta_s a(\theta_s) \otimes b(\theta_s) + y_{i+n} \quad (4.13)$$

Yukardaki form bölünmüş olmayan dizilere sahip MIMO radar sinyal modelidir. Bu durumda,  $MN \times 1$  boyutundaki veri vektörü  $y$ , verici tarafında hiçbir koherent işlem kazancı elde edememek pahasına mümkün olan en yüksek açısal çözünürlüğüne izin verir.

(4.9)'deki MIMO radar formülasyonu, (4.11) ve (4.12)'deki faz-dizi radarı ve MIMO radarın avantajlarını birleştirir. Daha spesifik olmak gerekirse, bu formülasyon birçok enteresan karakteristiklere sahiptir.

İlk olarak MIMO radarın açısal çözünürlük artışı daha fazla sayıda hedef tespit edebilmek, parametre tanımlanabilirliğini arttırmak, sanal sensörler vasıtasıyla dizi açıklığını genişletebilmek gibi birçok avantajın hepsine sahiptir. İkinci olarak, verici tarafında üst bağlantı, huzme şekillendirmeye izin verir ve dolayısıyla, koherent işlem kazancını optimize edebildiği gibi, toplam iletim gücünü de kontrol edebilir.

Üçüncü olarak, sanal dizinin tüm ışın desenlerini oluşturmak için gerekli ortalamaları verir. Başka bir deyişle, iletim/alım huzme şekillendirme ağırlık dizilerini birleşik olarak oluşturarak, sanal dizinin toplam ışın desenlerinin optimizasyonunu güçlendirir.

Dördüncü olarak, kullanılan alt dizileri istenilen şekilde seçerek, açısal çözünürlükle ışın şekil kayıplarına karşı dayanıklılık avantajlarından birinden ödün vermek pahasına diğerini güçlendirmemizi sağlayacak kolaylıklar sunar. Beşinci ve son olarak, gerek duyulan hesaplanabilir karmaşıklık ve performans arasında birinden ödün vererek diğerini geliştirme imkanı sunar.

(4.2) incelenirse, farklı antenler,  $\{\phi_k\}_{k=1}^K$  olan ana dik dalga formu doğrusal kombinasyonları iletirler.  $M$  verici anteninin iletildiği sinyaller  $\{\psi_m(t)\}_{m=1}^M$  olsun. Bu sinyaller birbirlerine dik olmak zorunda değildir ve aşağıdaki formda ifade edilebilirler:

$$\psi(t) \triangleq \sqrt{\frac{M}{K}} W^* \phi_K(t) \quad (4.14)$$

Burada  $\psi(t) \triangleq [\psi_1(t), \dots, \psi_M(t)]^T$ ,  $M \times 1$  boyutundaki iletilen sinyal vektörüdür.  $W \triangleq [w_1, \dots, w_K]$  ise  $M \times K$  boyutundaki ağırlık matrisidir. Şunu da belirtmekte fayda vardır ki, (4.2) ve (4.14) eşittir. (4.14) temel alınarak, faz-MIMO radar, antene özgü dik olmayan dalga formuna sahip ancak alt dizilerde dik olan dalga formlarına sahip MIMO radar olarak da incelenebilir.

Son olarak şunu da eklemek gerekir ki, alt dizi seviyesinde dik dalga formlarının en uygun şekilde işlenmesi, uygun kararlar için dalga formu dikliğine ihtiyaç duyulan alıcılarda gerçekleşir [28].

### Dikkate alınacak pratik hususlar

Modern radar teknolojilerinde her bir verici antenin maksimum güçte çalışması istenir. Bu da verici dizi antenlerine gücün eş bir şekilde dağılımıyla gerçekleştirilebilir. Farklı antenler tarafından iletilen sinyallerin sabit modüllü olması da istenir ki böylece doğrusal olmayan yükselticiler kullanılabilsin. Ancak, MIMO radarlarda yakın zamanda yapılan geliştirmelerin çoğu rastgele çapraz korele sinyallerle sonuçlanmıştır.

Genel olarak, rastgele çapraz korele sinyalleri sabit sinyal modülleri kullanarak elde etmek zordur. Bu yüzden, genellikle genliği değişken olan sinyaller kullanılır. Bu durumda, özellikle geniş dizilerde zorlayıcı olabilen her anten için ayrı bir yükseltici kullanma yolunu seçmemizi gerektirir. Bu sebepten ötürü, sinyaller kendilerinin kısmen bağdaş olmalarına izin verilerek, halihazırda kullanılan faz-dizi radar teknolojisine uyacak şekilde dizayn edilirler [29].

MIMO radar formülasyonu, iletim ışın desenini  $W$  ağırlık matrisi üzerinde optimize ederek daha önce bahsedilen gereksinimleri karşılamada esneklikler sağlar. Bu durumu daha iyi anlatabilmek için aşağıda elemansal çapraz korelasyon matrisi verilmiştir:

$$R_{\psi} = E\{\psi\psi^H\} = \frac{M}{K} W^* W^T \quad (4.15)$$

Burada  $E\{\psi\psi^H\}$  beklenti vektörüdür. (4.15)'te görebileceğimiz üzere, istenilen özelliklere sahip  $R_{\psi}$ ,  $W$  vektörünü oluşturarak elde edilebilir. Daha da fazlası,  $\theta$  yönünde konumlandırılmış genel yerel noktadaki iletim güç dağılımı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$P(\theta) = \frac{M}{K} a^T(\theta) R_{\psi} a^*(\theta) = \frac{M}{K} \|W^T a^*(\theta)\|^2 \quad (4.16)$$

Dolayısıyla ışın deseni  $W$  ağırlık matrisi üzerinde oluşturulabilir. Ek olarak, ışın desenleri  $W$  üzerinden optimize edilirken, her bir iletim anteni üzerindeki güç kısıtlamaları, antenler arası güç dağılımlarını birbirlerine eş olarak yapacak şekilde icra edilebilir. Ağırlık matrisi olan  $W$  bir kere bulunduğu zaman,  $\psi_K(t)$ 'nin istenilen özellikleri karşıladığı  $\phi_K(t)$ 'yi dizayn etme problemi çözülebilir.

Bu tezde, faz-MIMO radar sistemlerinin, ağırlık matrisi  $W$ 'nin en basit dizaynını temel alan faz-dizi radar sistemleri ve MIMO radar sistemlerine oranla daha işlevsel

olduğu gösterilmeye çalışılmaktadır. Dolayısıyla yaygın iletim/alım huzme şekillendirmesi  $W$ 'nin dizaynı olarak incelenecektir.

### 4.3 Faz-MIMO Radarlarda İletim/Alım Huzme Şekillendirme

Bu başlık altında, yaygın iletim/alım huzme şekillendirme teknikleri kullanılacak ve (4.9)'daki faz-MIMO radarın performansı analiz edilmektedir. Faz-MIMO radarlar faz-dizi radar ve MIMO radarla iletim/alım huzme şekillendirme ve ulaşılabilir SINRları açısından karşılaştırılacaktır. Adaptif olmayan iletim/alım huzme şekillendirme tekniklerinin faz-MIMO radarlarda kullanıldığı durumlar detaylıca ele alınmaktadır. Buna ek olarak, adaptif iletim/alım huzme şekillendirme durumları tartışılacaktır.

Verici dizisinde, varolan üst bağlantı huzme şekillendirme teknikleri kendilerinin belirli ışın desenleri ve/veya verici güç gereksinimleri karşılanacak şekilde farklı alt diziler için  $\{W_k\}_{k=1}^K$  ağırlık vektörünü oluşturacak şekilde kolayca manipüle edilmesine izin verirler.

Bir kabul görmüş örnek olarak,  $k$ . alt dizinin  $k$ . pozisyondan  $(M-K+k)$  pozisyonuna kadar konumlanmış antenlerden oluşacak şekilde verici dizileri bölünür. Örneğin her alt dizinin  $(M - K + 1)$  antenden oluşması gibi. İlerleyen kısımlarda bu bölünmeler tamamen üst üste binmiş olarak adlandırılmaktadır.

Bu durumda bahsedilen verici huzme şekillendirme ağırlık vektörü matrisi aşağıdaki gibi verilir:

$$W \triangleq \begin{pmatrix} \omega_{1,1} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \omega_{2,1} & & 0_{K-2} \\ \omega_{1,M-K+1} & \vdots & \vdots & \omega_{K,1} \\ 0_{K-2} & \omega_{2,M-K+1} & & \vdots \\ 0 & 0_{K-2} & \omega_{K,M-K+1} & \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

Burada  $\omega_{k,m}$ ,  $w_k$  huzme şekillendirme ağırlık vektörünün  $k$ . alt dizisinin  $m$ . ağırlığıdır.  $0_{K-2}$  ise  $K - 2$  sıfırdan oluşan vektördür.

Şu ana kadar sadece verici güç kısıtlamaları dikkate alınmıştır. Daha net bir şekilde ortaya koyulmak istenirse, bir radar dalgasındaki toplam iletilen enerji  $M$ 'e eşit olarak kabul edilmiştir. Verici antenleri arasındaki güç dağılımının getireceği kısıtlamalar dikkate alınmadı.

Bu durumda verici antenler arasındaki güç dağılımı eş olsa da, basit yaygın huzme şekillendirme teknikleri kullanarak  $W^y$  oluşturmak mümkündür [26].

#### 4.3.1 Adaptif olmayan iletim/alım huzme şekillendirme

Faz-dizi radarın SNR kazancı  $|w^H a(\theta_s)|$  sayısı ile orantılıdır. Cauchy-Schwarz eşitsizliği kullanılarak, yaygın adaptif olmayan huzme şekillendiricilerde bulunan  $w = a(\theta_s)$  durumunda eşitlik halinde bulunan  $|w^H a(\theta_s)| \leq \|w\| \cdot \|a(\theta_s)\|$  eşitsizliği elde edilir. Bu durumda tek bir kaynak sinyalinin, beyaz Gaussian gürültüsü arkasında gözlemlendiği zaman, yaygın adaptif olmayan huzme şekillendiricinin mümkün olan en yüksek SNR çıkış kazancını elde etmek açısından en uygun düzeyde olduğu bilinir. Bu sebepten ve basitliğinden ötürü, yaygın adaptif olmayan huzme şekillendirici anten dizi sistemlerinde yaygın olarak kullanılır [30].

Dolayısıyla, yaygın adaptif olmayan huzme şekillendirme hem faz-MIMO radar sistemlerinin iletim/alım dizisinde hem de çıkış SINRı ve iletim/alım ışın deseni denklemleri çıkarılırken kullanılır. Faz-MIMO radar ışın desenleri ve SINR denklemleri, faz-dizi radarları ve MIMO radarlardaki analog denklemlerle karşılaştırılır ve analiz edilir.

Bütün alt diziler eşit açıklığa sahip olduklarından, yaygın üst bağlantı huzme şekillendirmedeki huzme şekillendirici ağırlık vektörü aşağıdaki ifadeyle verilir:

$$w_k = \frac{a_k(\theta_s)}{\|a_k(\theta_s)\|}, \quad k = 1, \dots, K \quad (4.18)$$

Alıcı dizisinde ise yaygın huzme şekillendirici sanal diziyeye uygulanır ve sonuç olarak  $KN \times 1$  boyutundaki alıcı huzme şekillendirici ağırlık vektörü aşağıdaki ifadeyle verilir:

$$w_d \triangleq u(\theta_s) = [c(\theta_s) \odot d(\theta_s)] \otimes b(\theta_s) \quad (4.19)$$

Normalize edilmiş faz-MIMO radar ışın deseni olan  $G(\theta)$  aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$G(\theta) \triangleq \frac{|w_d^H u(\theta)|^2}{|w_d^H u(\theta_s)|^2} = \frac{|u^H(\theta_s) u(\theta)|^2}{\|u^H(\theta_s)\|^4} \quad (4.20)$$

Işın deseninin ifadesini daha kolay türetmek ve analizini daha kolay yapmak için ve ayrıca faz-MIMO radar için bir SINR ifadesi elde edebilmek için bir ULA farz edilir:

$$a_1^H(\theta_s) a_1(\theta) = \dots = a_K^H(\theta_s) a_K(\theta) \quad (4.21)$$

Dolayısıyla ışın deseni (4.20) şu biçimde formüle edilebilir:



$$\begin{aligned}
G_K(\theta) &= \frac{|\mathbf{a}^H(\theta_s)\mathbf{a}(\theta)|^2 |\mathbf{d}^H(\theta_s)\mathbf{d}(\theta)|^2 |\mathbf{b}^H(\theta_s)\mathbf{b}(\theta)|^2}{(M/K)^2 K^2 N^2} \\
&= \frac{|\mathbf{a}^H(\theta_s)\mathbf{a}(\theta)|^2 |\mathbf{b}^H(\theta_s)\mathbf{b}(\theta)|^2}{M^2 N^2}
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Burada (4.22) aşağıdaki ifade yardımıyla türetilmiştir:

$$(\mathbf{d}(\theta_s) \otimes \mathbf{b}(\theta_s))^H (\mathbf{d}(\theta) \otimes \mathbf{b}(\theta)) = \mathbf{d}^H(\theta_s)\mathbf{d}(\theta)\mathbf{b}^H(\theta_s)\mathbf{b}(\theta) \tag{4.23}$$

Verici dizisini bölmede incelenmesi gereken üç farklı durumun ele alınması gerekir:

Durum 1: Her bir alt dizi tüm  $M$  verici antenlerinden oluşmuştur. Örneğin, her altdizinin tüm dizisiyle aynı olması gibi. Bu durumda  $\mathbf{a}_k(\theta) = \mathbf{a}(\theta)$  ve  $\mathbf{d}(\theta) = \mathbf{1}$ 'dir ve buradaki  $\mathbf{1}$  tüm indekslerinde  $\mathbf{1}$  olan bir vektördür. Durum 1 için ışın deseni (4.22) aşağıdaki daha öz bir ifadeye dönüşür:

$$G_K(\theta) = \frac{|\mathbf{a}^H(\theta_s)\mathbf{a}(\theta)|^2 |\mathbf{b}^H(\theta_s)\mathbf{b}(\theta)|^2}{M^2 N^2} \tag{4.24}$$

Yukardaki ifade  $M$  verici ve  $N$  alıcı anteninden oluşan faz-dizinin ışın desenidir.

Durum 2:  $K$  alt dizileri adaptif değildir ve dolayısıyla her alt dizi  $M/K$  antenden oluşur. Bu durumda,  $\mathbf{d}(\theta)$  vektörünün  $k$ . elemanı  $\mathbf{a}(\theta)$ 'nın  $((k-1)M/K + 1)$ . elemanına denk gelir ve  $\mathbf{a}_k(\theta)$ ,  $k = 1, \dots, K$  vektörleri her bir  $M/K$  sıfır olmayan eleman bulundurur. Dolayısıyla,  $|\mathbf{a}_k^H(\theta_s)\mathbf{a}_k(\theta)|^2 |\mathbf{d}^H(\theta_s)\mathbf{d}(\theta)|^2 = |\mathbf{a}^H(\theta_s)\mathbf{a}(\theta)|^2$  ifadesini göstermek kolaydır ve sonuç olarak ışın deseni (4.22) aşağıdaki öz duruma indirgenir:

$$G_K(\theta) = \frac{|\mathbf{a}^H(\theta_s)\mathbf{a}(\theta)|^2 |\mathbf{d}^H(\theta_s)\mathbf{d}(\theta)|^2 |\mathbf{b}^H(\theta_s)\mathbf{b}(\theta)|^2}{(M/K)^2 K^2 N^2} = \frac{|\mathbf{a}^H(\theta_s)\mathbf{a}(\theta)|^2 |\mathbf{b}^H(\theta_s)\mathbf{b}(\theta)|^2}{M^2 N^2} \tag{4.25}$$

Durum 3: Bu senaryoda, tamamen üst üste binmiş bölünme metodu uygulanacaktır. Her bir alt dizinin  $M - K + 1$  verici anteninden oluştuğunu hatırlayalım. Tamamen üst üste binişten ötürü,  $\mathbf{d}(\theta) = [\mathbf{a}_{[1]}(\theta), \dots, \mathbf{a}_{[K]}(\theta)]^T$ 'ı göstermek kolaydır. Burada  $\mathbf{a}_{[k]}(\theta)$ ,  $\mathbf{a}(\theta)$  verici yönlendirme vektörünün  $k$ . elemanıdır. Dolayısıyla faz-MIMO radar ışın deseni (4.22) aşağıdaki şekilde yeniden yazılabilir:

$$G_K(\theta) = \frac{|\mathbf{a}_k^H(\theta_s)\mathbf{a}_k(\theta)|^2}{(M-K+1)^2} \cdot \frac{|\mathbf{d}^H(\theta_s)\mathbf{d}(\theta)|^2}{K^2} \cdot \frac{|\mathbf{b}^H(\theta_s)\mathbf{b}(\theta)|^2}{N^2} \tag{4.26}$$

Burada  $\|\mathbf{a}_k(\theta_s)\|^2 = M - K + 1$ ,  $\|\mathbf{d}(\theta_s)\|^2 = K$  ve  $\|\mathbf{b}(\theta_s)\|^2 = N$  özellikleri kullanılmıştır.

Verici üst bağlantı ışın deseni  $C_K(\theta) \triangleq |a_K^H(\theta_s)a_K(\theta)|^2/(M - K + 1)^2$ , dalga formu çeşitlilik ışın deseni  $D_K(\theta) \triangleq |d^H(\theta_s)d(\theta)|^2/K^2$  ve alıcı alt bağlantı ışın deseni  $R(\theta) \triangleq |d^H(\theta_s)d(\theta)|^2/N^2$  olduğu zaman, faz-MIMO radar ışın deseni üç farklı ışın deseni ürünü olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$G_K(\theta) = C_K(\theta) \cdot D_K(\theta) \cdot R(\theta) \quad (4.27)$$

Denklem (4.27) incelenerek aşağıdaki gözlemler yapılmıştır:

(4.27) denkleminin ilk iki terimi  $C_K(\theta)$  ve  $D_K(\theta)$  terimi  $K$  alt dizi sayısına bağlı iken üçüncü terim olan  $R(\theta)$ ,  $K$ 'den bağımsızdır. Dolayısıyla faz-MIMO radarlar için yapılan ışın deseni analizi ilk iki terim olan  $C_K(\theta)$  ve  $D_K(\theta)$  üzerinde yoğunlaşmıştır.

Faz-dizi radarlarındaki ışın deseni ifadesi  $K = 1$  değişimi uygulanılarak (4.27)'den daha basit bir forma aşağıdaki gibi dönüştürülmüştür.

$$G_{PH}(\theta) = C_1(\theta) \cdot D_1(\theta) \cdot R(\theta) = D_1(\theta) \cdot R(\theta) \quad (4.28)$$

Burada  $C_1(\theta) = |a^H(\theta_s)a(\theta)|^2/M^2$  ve  $D_1(\theta) = 1$ 'dir. Şunu da belirtmek gerekir ki bu senaryo dizi bölünmeleri açısından durum 1'den farklıdır çünkü sadece bir tane terim iletilmiştir. Durum 1'de ise  $K$  dik dalga formlarından oluşan herhangi bir karışım iletilmektedir.

MIMO radar ışın deseni ifadeleri (4.27) denkleminde  $K = M$  değişimi uygulanılarak aşağıdaki gibi elde edilir:

$$G_{MIMO}(\theta) = C_M(\theta) \cdot D_M(\theta) \cdot R(\theta) = D_M(\theta) \cdot R(\theta) \quad (4.29)$$

Burada  $D_M(\theta) = |d^H(\theta_s)d(\theta)|^2/M^2$  ve  $C_M(\theta) = 1$ 'dir.

(4.27), (4.28), (4.29)'deki ifadeler karşılaştırılarak faz-dizi ve MIMO radarın aşağıda da gösterildiği gibi aynı ışın desenine sahip oldukları gözlenmiştir:

$$G_{PH}(\theta) = C_{MIMO}(\theta) = \frac{|a^H(\theta_s)a(\theta)|^2}{M^2} R(\theta) \quad (4.30)$$

Fakat faz-dizi ve MIMO radarlar farklı üst bağlantı ve dalga formu çeşitlilik ışın desenlerine sahiptir ve dolayısıyla farklı kazançlara sahip olurlar. Faz-dizi radarlar hiçbir çeşitlilik kazancı elde edememek pahasına mümkün olan en yüksek bağdaşık iletim işlem kazancına sahiptir. MIMO radarlar ise hiçbir bağdaşık iletim işlem kazancına ulaşamama pahasına mümkün olan en yüksek dalga formu çeşitliliği

kazancına ulaşır. Bir diğer taraftan ise, faz-MIMO radar ışın desenleri aşağıda verilecek olan çok ilginç iki özelliğe sahiptirler:

Özellik 1: Eğer faz-MIMO radar, bir ULA'yı  $K$  adet tamamen üst üste binmiş alt dizilere bölerek elde edilmiş ise, alıcı verici ışın deseni aynı ULA'yı  $M - K + 1$  adet alt diziyeye bölerek elde edilen faz-MIMO radarın alıcı verici ışın desenine eşittir. Bu durumun matematiksel ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$|G_K(\theta)| = |G_{M-K+1}(\theta)| \quad (4.31)$$

İSPAT: Öncelikle  $a_K(\theta)$ 'nin  $(M - K + 1) \times 1$  boyutunda ve  $d(\theta)$ 'nin ise  $K \times 1$  boyutunda olduğunu belirtmek gerekir. (4.26)'da  $K = M - K + 1$  değişimini uygulayıp  $d(\theta)$  için  $a_K(\theta)$ 'yi ve  $d(\theta_s)$  için ise  $a_K(\theta_s)$  elde edildiğinde özellik ispatlanmış olacaktır.

Özellik 2:  $K$  adet alt diziyeye sahip faz-MIMO radarın iletim/alım ışın deseni faz-dizi radardan daha düşük en yüksek kenar lob seviyesine sahiptir. Bu durumun matematiksel ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$\max_{\theta \in \bar{\theta}} C_K(\theta) \cdot D_K(\theta) \cdot R(\theta) \leq \max_{\theta \in \bar{\theta}} C_1(\theta) \cdot R(\theta) \quad (4.32)$$

Burada  $\bar{\theta}$  kenar lob alanındaki tüm uzaysal açıların sürekli dizisidir.

İSPAT: Faz-dizi radar ışın desenlerinin kenar lobu aşağıdaki gibidir:

$$\max_{\theta \in \bar{\theta}} \frac{|a_K^H(\theta_s) a_K(\theta)|^2}{(M-K+1)^2} \cdot \frac{|d^H(\theta_s) d(\theta)|^2}{K^2} \leq \max_{\theta \in \bar{\theta}} \frac{|a^H(\theta_s) a(\theta)|^2}{M^2} \quad (4.33)$$

Fourier dönüşüm analizini kullanarak yukarıdaki eşitsizliğin sağ tarafının karekökü aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\frac{|a^H(\theta_s) a(\theta)|}{M} = \frac{\delta(\Omega - \Omega_s)}{M} * |\text{sinc}(M\Omega)| \quad (4.34)$$

Burada  $\delta(\Omega)$  dirak delta fonksiyonu,  $d$  ise iç eleman aralığıdır.  $\lambda$  yayılma dalgasının dalga boyudur.  $*$  konvolüsyon operatörüdür ve  $\text{sinc}(\kappa\Omega)$ ,  $\kappa$  adet pozitif tamsayılar için aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\text{sinc}(\kappa\Omega) \triangleq \frac{\sin(\kappa\frac{\Omega}{2})}{\sin(\frac{\Omega}{2})} \quad (4.35)$$

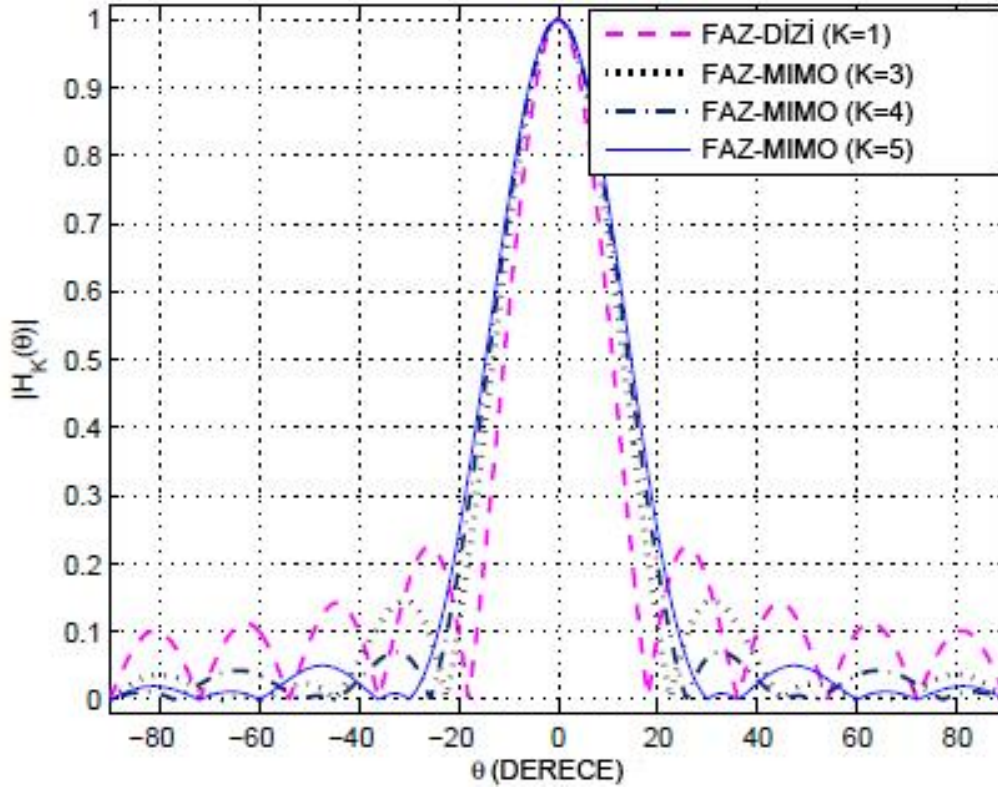
Benzer şekilde (4.33)'teki eşitsizliğin sol tarafının karekökü şu biçimde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}
& \frac{|a_K^H(\theta_s) a_K(\theta)|}{(M-K+1)} \cdot \frac{|d^H(\theta_s) d(\theta)|}{K} \\
&= \frac{\delta(\Omega - \Omega_s)}{K(M-K+1)} * (|\text{sinc}((M-K+1)\Omega)| \cdot |\text{sinc}(K\Omega)|) \\
&= \delta(\Omega - \Omega_s) * H_K(\Omega)
\end{aligned} \tag{4.36}$$

Burada  $H_K(\Omega)$  fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$H_K(\Omega) = \frac{(|\text{sinc}((M-K+1)\Omega)| \cdot |\text{sinc}(K\Omega)|)}{K(M-K+1)} \tag{4.37}$$

$H_K(\Omega)$ , fonksiyonunun grafiği farklı  $K$  değerleri için Şekil 4.1'deki gibidir.



**Şekil 4.1:** Verici anten sayısı  $M = 10$  iken faz-MIMO ve faz-dizi radarlar arası kenar lob seviyeleri.

Şekil 4.1'den,  $K = 1$  durumu olan faz-dizi radarının  $K > 1$  durumundaki tüm diğer durumlardan daha yüksek kenar lobuna sahip olduğu gözlenebilir.

Aşağıda  $\text{sinc}(\kappa\Omega)$  fonksiyonu ile ilgili bazı özellikleri verilmiştir:

Özellik 1: Ana kenar lob  $0 \leq |\Omega| \leq 2\Omega/\kappa$  bölgesini kapsamaktadır.

Özellik 2:  $\kappa = 2$  durumundan ana lob tüm  $0 \leq |\Omega| \leq \pi$  bölgesini işgal ederken kenar loblar mevcut bulunmazlar.

Özellik 3:  $\kappa = 3$  için tepe noktası  $\Omega = \pi$  'da bulunan tek bir kenar lob bulunur. Bu noktada  $\sin(\Omega/2) = 1$  'dir.

Özellik 4:  $\kappa \geq 4$  durumu için birden fazla kenar lob mevcuttur. Ana loba en yakın kenar lob  $2\pi/\kappa \leq |\Omega| \leq 4\pi/\kappa$  bölgesinde bulunur.

Özellik 5:  $\sin(\Omega/2)$  'nin  $[0, \pi]$  aralığında monoton artan olduğunu belirterek, en yüksek kenar lobun ana loba en yakın olduğu söylenebilir.

Özellik 6:  $\sin(\kappa\Omega/2)$  yaklaşık olarak en yüksek değerine sahip olduğu zaman en yüksek kenar lob tepe noktası gözlenir. Bir örnekle açıklamak gerekirse,  $\Omega \cong 3\pi/\kappa$  de  $\sin(\kappa\Omega/2) \cong 1$  'dir.  $\text{sinc}(M\Omega)/M$ ,  $\text{sinc}((M - K + 1)\Omega)/(M - K + 1)$  ve  $\text{sinc}(M\Omega)/K$  'nin sırasıyla en yüksek kenar lob tepe noktaları  $\zeta_1$ ,  $\zeta_2$ ,  $\zeta_3$  olduğunu varsayalım. Ayrıca  $\zeta_1$ ,  $\zeta_2$ ,  $\zeta_3$  'ün konumlarının sırasıyla  $\Omega_1$ ,  $\Omega_2$  ve  $\Omega_3$  olduğunu varsayalım. O takdirde, (4.33)'deki ifadenin sol tarafının maksimum kenar lobu üst sınırı aşağıdaki ifadedir:

$$\max_{\Omega} H_K(\Omega) \leq \zeta_2 \zeta_3 \quad (4.38)$$

Dolayısıyla (4.33)'deki eşitsizlik aşağıdaki ifadeyi ispatlamak suretiyle ispatlanabilir:

$$\zeta_2 \zeta_3 < \zeta_1 \quad (4.39)$$

Aşağıdaki oranı  $\zeta_2 \zeta_3$  'yi  $\zeta_1$  'e bölerek elde edilebilir:

$$= \frac{M}{K(M-K+1)} \cdot \frac{\sin(\frac{\Omega_1}{2})}{\sin(\frac{\Omega_2}{2}) \sin(\frac{\Omega_3}{2})} \cdot \frac{\sin((M-K+1)\frac{\Omega_2}{2}) \sin(K\frac{\Omega_3}{2})}{\sin(M\frac{\Omega_1}{2})} \quad (4.40)$$

$\alpha_1$                        $\alpha_2$                        $\alpha_3$

Burada özellik 6'yı kullanarak  $\alpha_3$  yaklaşık olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\alpha_3 \cong \sin((M - K + 1)\frac{\Omega_2}{2}) \sin(K\frac{\Omega_3}{2}) \leq 1 \quad (4.41)$$

Dahası,  $K(M - K + 1) - M = (M - K)(K - 1) \geq 0$  ifadesini belirtmek suretiyle,  $\alpha_1 \leq 1$  sonucuna varılabilir. Özellik 4, 5, 6'yı kullanarak  $\Omega_1 \cong 3\pi/M$  ifadesi bulunabilir. Dolayısıyla,  $\sin(\Omega_1/2)$  'nin üst sınırı aşağıdaki gibidir:

$$\sin\left(\frac{\Omega_1}{2}\right) < \frac{\Omega_1}{2} \cong \frac{3\pi}{2M} \quad (4.42)$$

Bir diğer taraftan  $\Omega_2 \cong 3\pi/(M - K + 1)$  'dir. Özellik 4'ü kullanarak,  $\Omega_2 \in [\frac{2\pi}{M-K+1}, 4\pi/(M - K + 1)]$  sonucuna varabiliriz. Bu durumda  $\sin(\Omega_2/2)$  'nin alt limiti şu biçimdedir:

$$\sin\left(\frac{\Omega_2}{2}\right) \geq \frac{1}{2} \cdot \frac{2\pi}{M-K+1} = \frac{\pi}{M-K+1}, \quad M-K+1 > 3 \quad (4.43)$$

Benzer şekilde, yukarda kullanılan ifadeleri kullanarak  $\sin(\Omega_3/2)$ 'nin alt limitinin aşağıdaki gibi olduğu gösterilebilir:

$$\sin\left(\frac{\Omega_3}{2}\right) \geq \frac{\pi}{K}, \quad K > 3 \quad (4.44)$$

Dolayısıyla, (4.42), (4.43), (4.44) ifadeleri kullanılarak aşağıdaki sonuca varılabilir:

$$\alpha_2 = \frac{\sin\left(\frac{\Omega_1}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Omega_2}{2}\right)\sin\left(\frac{\Omega_3}{2}\right)} \leq \frac{\frac{3\pi}{2M}}{\frac{\pi}{KM-K+1}} = \frac{3}{2\pi\alpha_1} \quad (4.45)$$

(4.41) ve (4.45) ifadelerini (4.40)'da kullanarak  $\Gamma \leq 3/(2\pi) < 1$  ifadesine ulaşılır. Bunun anlamı,  $K > 3$  ve  $M - K + 1 > 3$  olduğu durumda (4.41)'deki eşitsizliğin ispatı olan  $\zeta_2\zeta_3 < \zeta_1$  ifadesidir. Özellik 3'ü kullanarak  $K = M - K + 1 = 3$  durumunda,  $\sin(\Omega_2/2) = \sin(\Omega_3/2) = 1$ 'dir. Sonuç olarak bu durumda  $\alpha_2 < 3\pi/2M < 1$ ,  $\Gamma < 1$  sağlanır ve (4.33)'teki ifade tamamen ispatlanmış olur.

Özellik 2 temel alınarak, faz-MIMO radarın, faz-dizi ve MIMO radarlara kıyasla kenar lob alanında bulunan çatışma sinyallerine olan dayanıklılığının daha fazla olduğu söylenebilir. Bunu göstermek için bu üç radar tekniğinin en uygun çıkış SINRını incelemek yerinde olur. Faz-MIMO radarın çıkış SINR ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$\text{SINR}_{\text{PH-MIMO}} \triangleq \frac{\frac{M}{K}\sigma_s^2 |w_d^H u(\theta_s)|^2}{w_d^H R_{i+n} w_d} \quad (4.46)$$

Burada  $\sigma_s^2 = E\{|\beta_s|^2\}$  hedeften yansıma katsayısının varyansıdır. Çakışma ve gürültü kovaryans matrisi aşağıdaki formülle ifade edilir:

$$R_{i+n} = E\{y_{i+n} y_{i+n}^H\} = \sum_{i=1}^D \frac{M}{K} \sigma_i^2 u(\theta_i) u^H(\theta_i) + \sigma_n^2 I \quad (4.47)$$

Burada  $\sigma_i^2 = E\{|\beta_i|^2\}$ ,  $i$ . yansıyan çakışma katsayısının varyansıdır.

(4.46)'daki ifadeyi  $w_d = u(\theta_s)$  ifadesi ile manipüle edersek faz-MIMO radarın çıkış SINRı şu biçimde yeniden yazılabilir:

$$\text{SINR}_{\text{PH-MIMO}} = \frac{\frac{M}{K}\sigma_s^2 (M-K+1)^2 K^2 N^2}{\sum_{i=1}^D \frac{M}{K}\sigma_i^2 |u^H(\theta_s)u(\theta_i)|^2 + \sigma_n^2 (M-K+1)KN} \quad (4.48)$$

(4.48)'teki ifadede  $K = 1$ 'i kullanarak faz-dizi radar çıkış SINRı (4.49)'daki gibi bulunabilir:

$$\text{SINR}_{PH} = \frac{\sigma_s^2 M^2 N^2}{\sum_{i=1}^D \sigma_i^2 |u^H(\theta_s)u(\theta_i)|^2 |b(\theta_s)^H b(\theta_i)|^2 + \sigma_n^2 N} \quad (4.49)$$

Benzer şekilde, MIMO radarın çıkış SINR oranı (4.48)'teki ifadede  $K = M$  değişikliği yapılarak aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$\text{SINR}_{MIMO} = \frac{\sigma_s^2 M^2 N^2}{\sum_{i=1}^D \sigma_i^2 |a^H(\theta_s)a(\theta_i)|^2 |b(\theta_s)^H b(\theta_i)|^2 + \sigma_n^2 MN} \quad (4.50)$$

Karşılaştırmak anlamında, (4.48) ve (4.50)'de verilen iki SINR oranı, aşağıda verilen iki kriter ışığında analiz edilecektir.

### Baskın gürültü gücü

Eğer hedef, kendisinden iyi bir şekilde ayrılmış birkaç zayıf karışmanın arka planında gözlenmekte ise karışma gürültü gücü sadece gürültü terimine etki eder. Böyle bir durumda faz-dizi radarın SINR ifadesi aşağıdaki daha sade formda ifade edilebilir:

$$\text{SINR}_{PH} \cong \frac{\sigma_s^2 M^2 N}{\sigma_n^2} \quad (4.51)$$

Aynı zamanda MIMO radarın SINR oranı aşağıdaki ifadeye sadeleşir:

$$\text{SINR}_{MIMO} \cong \frac{\sigma_s^2 MN}{\sigma_n^2} \quad (4.52)$$

(4.51) ve (4.52)'deki ifadeleri karşılaştırarak aşağıdaki durumu gözlemlenebilir:

$$\text{SINR}_{PH} = M \cdot \text{SINR}_{MIMO} \quad (4.53)$$

Faz-dizi radar, MIMO radara göre arka plan gürültüsüne daha fazla dayanıklıdır. Diğer taraftan, faz-dizi radarın SINR ifadesi aşağıdaki forma indirgenebilir:

$$\text{SINR}_{PH-MIMO} \cong \frac{\sigma_s^2 M(M-K+1)^2 KN^2}{\sigma_s^2 (M-K+1)KN} = \frac{M-K+1}{M} \cdot \frac{\sigma_s^2 M^2 N}{\sigma_n^2} = \eta \cdot \text{SINR}_{PH} \quad (4.54)$$

Burada  $\eta \triangleq (M - K + 1)/M$  faz-MIMO radarın SINR değerinin faz-dizi radar SINR'ına oranıdır.  $1/M \leq \eta \leq 1$  eşitsizliğini belirtmekte de fayda vardır.  $\eta$ 'nin  $K$  ile olan bağlantısı, faz-MIMO radarın SINR kazancının,  $K$ 'nın artmasıyla azaldığını gösterir.

Aynı zamanda daha büyük  $K$  değerleri daha fazla genişletilmiş sanal dizi boyutu sağlar. Bu da SINR kazancıyla yüksek açılal çözünürlük kapasitesi arasındaki değiş tokuş oranını gösterir.

### Baskın girişim

Eğer hedef güçlü bir etkileşim bölgesinin arka planında gözlemlenirse, gürültü gücünün etkileşim gücüne oranla gözardı edilebilir olduğu söylenebilir. (4.49) ve (4.50) denklemlerdeki gürültü terimi önemsenmediği zaman denklem şu biçimi almaktadır:

$$SINR_{PH} \cong \frac{\sigma_s^2 M^2 N^2}{\sum_{i=1}^D \sigma_i^2 |a^H(\theta_s) a(\theta_i)|^2 |b^H(\theta_s) b(\theta_i)|^2} \cong SINR_{MIMO} \quad (4.55)$$

Bunun anlamı faz-dizi ve MIMO radarları parazitlere karşı aynı dayanıklılığa sahiptir. Diğer taraftan, faz MIMO radarları, (4.48) numaralı denklem tekrar formüle edilerek şu şekilde analiz edilebilir:

$$SINR_{PH-MIMO} = \frac{\frac{M}{K} \sigma_s^2 (M-K+1)^2 K^2 N^2}{\sum_{i=1}^D \frac{M}{K} \sigma_i^2 |u^H(\theta_s) u(\theta_i)|^2 + \sigma_n^2 (M-K+1) KN} \quad (4.56)$$

Pay ve payda  $M/K(M-K+1)^2$  ile çarpılınca:

$$\begin{aligned} &= \frac{\sigma_s^2 M^2 N^2}{\frac{M^2}{(M-K+1)^2 K^2} \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 |u^H(\theta_s) u(\theta_i)|^2 + \sigma_n^2 \frac{MN}{(M-K+1)}} \\ &\cong \frac{\sigma_s^2 M^2 N^2}{\frac{M^2}{(M-K+1)^2 K^2} \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 |u^H(\theta_s) u(\theta_i)|^2} \end{aligned} \quad (4.57)$$

Bilinmesi gerekir ki  $M/((M-K+1)K) < 1$  çünkü  $(M-K+1)K - M = (M-K)(K-1) \geq 0$ . Bu denkliği ve faz-MIMO radarların, faz-dizi radarlara göre daha düşük, en yüksek kenar lob düzeyi olma gerçeğini kullanarak, eşitlik şu şekilde sonuca bağlanabilir:

$$SINR'_{PH-MIMO} \geq SINR'_{PH} \quad (4.58)$$

Denklemdaki  $SINR'_{PH-MIMO}$ , faz-MIMO radarı tarafından ulaşılabilecek en kötü SINR durumudur. Yani en yüksek kenar lob ile karışım huzme şekillendirme çıktısına sızdığı zamanki SINR ve  $SINR'_{PH}$  ise faz-dizi radarı ile ulaşılabilecek en kötü SINR durumudur. (4.58)'deki ifade gösteriyor ki, faz-MIMO radarlar, daha iyi SINR performansı sağlamakta, faz-dizi ve MIMO radarlardan daha verimlidir. İleriki aşamada bu gözlem benzetimlerle sunulmaya çalışılacaktır.

### **4.3.2 Gürbüz / adaptif huzme şekillendirme**

İletilen gücü kontrol ve minimize etmek için, sağlam bir yer-uydu bağlı huzme şekillendirme uygulanabilir. Mantıklı bir yaklaşım, kenar lob seviyelerini üst



sınırlayıcı iken ağırlık vektörünün normunu en aza indirmektir. Matematiksel olarak gösterimi aşağıdaki denklemde verilmiştir:

$$\begin{aligned} \min_{w_k} \|w_k\|^2 \\ w_k^H a_k(\theta_s) = a_{[k]}(\theta_s) \\ \|w_k^H a_k(\theta)\| \leq \delta, \forall \theta \in \Theta \end{aligned} \quad (4.59)$$

(4.59) tarafından sunulan tutarlı işleme kazancı iletiminin, faz-dizi radarlar tarafından sunulan tutarlı işleme kazancı iletiminden küçük olduğu belirtmekte fayda vardır. Bu durum, her bir iletim alt dizisinde en etkili dizi açıklığının bütün dizinin en etkin dizi açıklığından daha küçük olmasından kaynaklanmaktadır. Bu ayrıca, her bir alt dizinin faz-dizi radarına ait ana ışından daha geniş olmasına temel katkıyı yapar. Ancak, huzme şekillendirme taşınımı performansındaki bu doğal düşüş, ifade edilen birçok faydayı sağlamak için ödenen bir bedel olarak kabul edilir [26].

Teslim alan dizideki SINR çıktısını maksimize etmeyi amaçlayan, uyarlanabilir işleme teknikleri kullanmak da mümkündür. Dolayısıyla, minimum varyans bozunumsuz tepkisine (MVBT) ihtiyaç duyulur [30]. MVBT uzaysal süzgeçten geçirmenin özü, bozunumsuz tepkiyi, ilgi hedefi sağlarken, karışma ve gürültü gücünü minimize etmektir. Bu aşağıdaki optimizasyon problemi gibi açıklanabilir:

$$\min_{w_R} w_R^H R_{i+n} w_R w_R^H u(\theta_s) = 1 \text{ e bağılı olarak} \quad (4.60)$$

$w_R$ ,  $KN \times 1$  alıcı huzme şekillendirme ağırlık vektörü iken yukardaki formül işlev kazanır. Bu denkleme çözüm aşağıdaki gibidir:

$$w_R = \frac{R_{i+n}^{-1} u(\theta_s)}{u^H(\theta_s) R_{i+n}^{-1} u(\theta_s)} \quad (4.61)$$

Pratikte,  $R_{i+n}$  matrisi mevcut değil ve bu nedenle örnek kovaryans matrisi  $\hat{R} \triangleq \sum_{n=1}^N y_n y_n^H$  kullanılmıştır.  $\{y_n\}_{n=1}^N$  tutarlı bir işleme aralığında  $N$  tane farklı radar darbesinden toplanan veri karelerini ifade eder.  $\hat{R}$  ile sunulan hedef sinyal bileşeninin bir değeri yoktur. Sinyalsiz örnek hedef kovaryans matrisi elde etmenin alternatif bir yolu  $\{y_n\}_{n=1}^N$   $N$  farklı menzil kutusundan veri kareleri toplamaktır.



## 5. BENZETİM SONUÇLARI

Benzetim çalışmasında  $Q(t) = \sqrt{1/T_0}$  iken  $\{\phi_k(t) = Q(t)e^{j2\pi(k/T_0)t}\}_{k=1}^K$  temel bant dalga formlarını iletmek için  $M = 10$  çok yönlü antenler ULAsı kullanıldığını varsayalım. Ayrıca  $N = 10$  düzgün doğrusal bir anten dizisi, çok yönlü antenleri birbirine yarım dalga boyu aralıklı konumda alıcı sonunda varsayılmaktadır.  $K$  alt dizi sayısını ifade etmekle birlikte  $M-K+1$  ifadesi eleman sayısına karşılık düşer.

Eklenen gürültü, mekansal ve zamansal beyaz rastgele sıralı her bir dizi sensöründe eşdeğer varyansları olan sıfır-ortalama kompleks Gauss olarak modellenir:

$$\text{SINR}_{\text{PH-MIMO}} \cong \frac{\frac{\sigma_s^2 M^2 N^2}{M^2}}{\frac{(M-K+1)^2 K^2 \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 |u^H(\theta_s)u(\theta_i)|^2}{\sigma^2 M^2 N^2}} = \frac{\frac{M^2}{(M-K+1)^2 K^2 \sum_{i=1}^D \sigma_i^2 |a_K^H(\theta_s)a_K(\theta_i)|^2 |d^H(\theta_s)d(\theta_i)|^2 |b^H(\theta_s)b(\theta_i)|^2}}{\sigma^2 M^2 N^2} \quad (5.1)$$

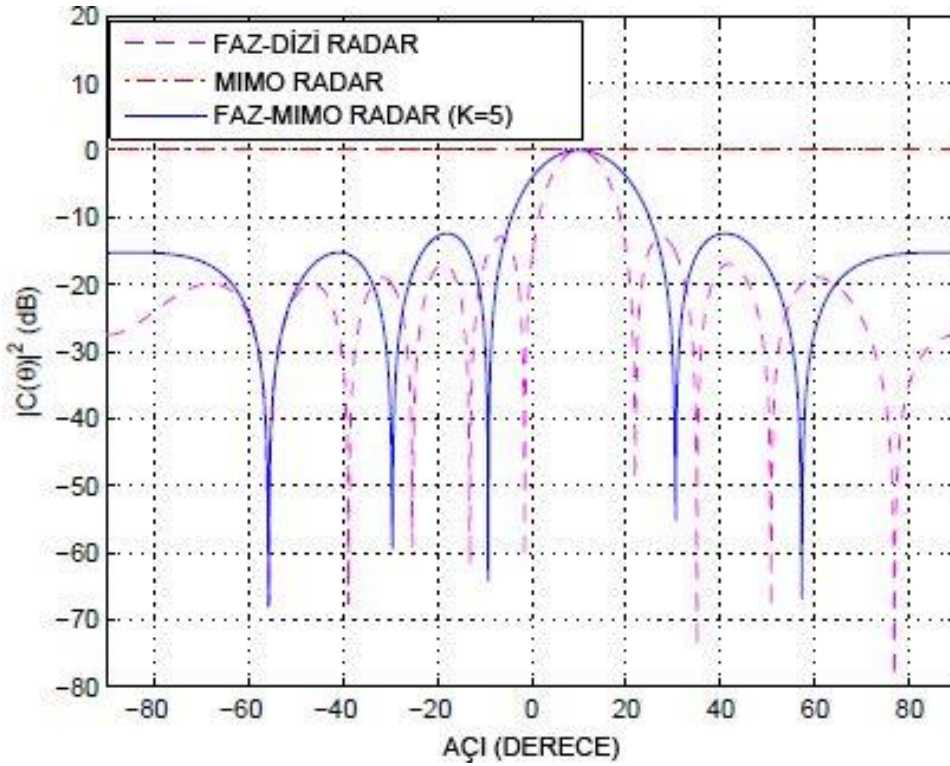
$-30^\circ$  ve  $-10^\circ$  yönündeki iki hedef, aralıklı olarak dağılmış bir girişim olduğu varsayılır. İlgili konusu hedefin  $\theta_s = 10^\circ$  yönünden dizi üzerinde düzlem dalgası yansıttığı varsayılır.

Tüm benzetimlerde faz-MIMO, faz-dizi ve MIMO radarlar arası karşılaştırma yapılmaktadır. Faz-MIMO radar için her zaman tamamen çakışan  $K = 5$  alt dizi kullanılmıştır. Bazı örneklerde, farklı radar tekniklerinin iletim/alım ışın desenleri ışığında kıyası yapılmıştır. Diğer örneklerde adı geçen teknikler çıkış SINR değerleri ışığında karşılaştırma yoluna gidilmiştir. Örnek kovaryans matrisi, test edilen tüm metodlar için  $N = 100$  veri karesine dayanılarak hesaplanır. MIMO radar tekniği için, örnek kovaryans matrisi  $100 \times 100$  boyutundadır. Düşük örnek boyutu sıkıntısından kaçınmak için çözümlerken  $10I$ 'nin diagonal yüklemesi kullanılmıştır.

Diagonal yükleme, adaptif huzme şekillendirmenin basitlik ve etkililik açısından sağlamlığını artırmak için kullanılan yöntemdir.  $I$  kimlik matrisini ifade eder. Bu diagonal yükleme sadece MIMO radar için değil adil bir kıyas yapabilmek için diğer iki radar tekniği için de test edilmiştir. Tüm örneklerde çıkış SINR değerleri  $100$  bağımsız benzetime bağlı olarak hesaplanmıştır. Bu tüm metodlar için uygulanmıştır.

## 5.1 Adaptif Olmayan İletim/Alım Huzme Şekillendirme

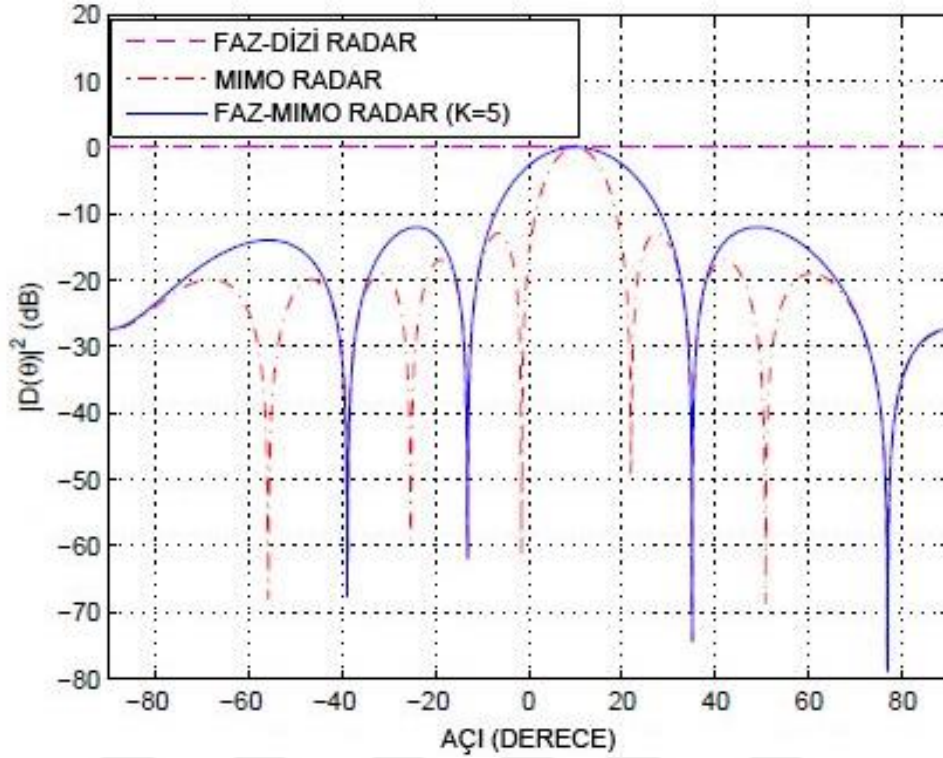
*ÖRNEK 1: Uzaysal İletim Örtüşmesiz Adaptif Olmayan İletim/Alım Işın Deseni:* İlk örnekte, iletim antenlerinin yarım dalga boyu aralıklarla konumlandırıldığı durumda, iletim/alım huzme şekillendiricinin iletim/alım ışın deseni incelenmektedir. Şekil 5.1 ve 5.2 bize iletim ışın desenleri ve dalga formu çeşitliliği ışın desenlerini test edilen üç radar tekniğine göre gösterir. Şekil 5.3 ise bizlere aynı teknikler için tüm iletim/alım ışın desenlerini gösterir.



**Şekil 5.1:** Yaygın huzme şekillendirici kullanarak ışın deseni ( $d_T = 0.5$  dalga boyu).

Şekil 5.1'den faz-dizi radarın ana lob beraberinde tipik yaygın ışın desenine sahip olduğu görülebilir. Bu durum MIMO radar 0 db iletim kazancına sahipken ve ana lobu  $\theta_s$ 'te merkezlenmişkenki durumdur. Diğer taraftan, faz-MIMO iletim ışın deseni bağımsız alt dizilerin açıklığı ile karakterize edilmiştir. Alt dizilerin açıklığı, tüm dizinin açıklığından her zaman küçük olduğu için, faz-MIMO radarın iletim ışın deseni MIMO ve faz-dizi radar arasındaki bir alışverişi temsil eder. Şekil 5.1'de görüldüğü gibi alt dizi açıklığındaki düşüş faz-MIMO radarın ışın deseninin faz-dizi radar ışın desenine kıyasla daha geniş ana ışına sahip olması ve çok az da olsa yüksek kenar lob seviyesi ile sonuçlanır. Işın deseninin şeklindeki bu küçük düşüş,

daha büyük bir kazanç olarak Şekil 5.2’de görüldüğü üzere dalga formu çeşitliliği ışın deseni olarak dönmüştür.



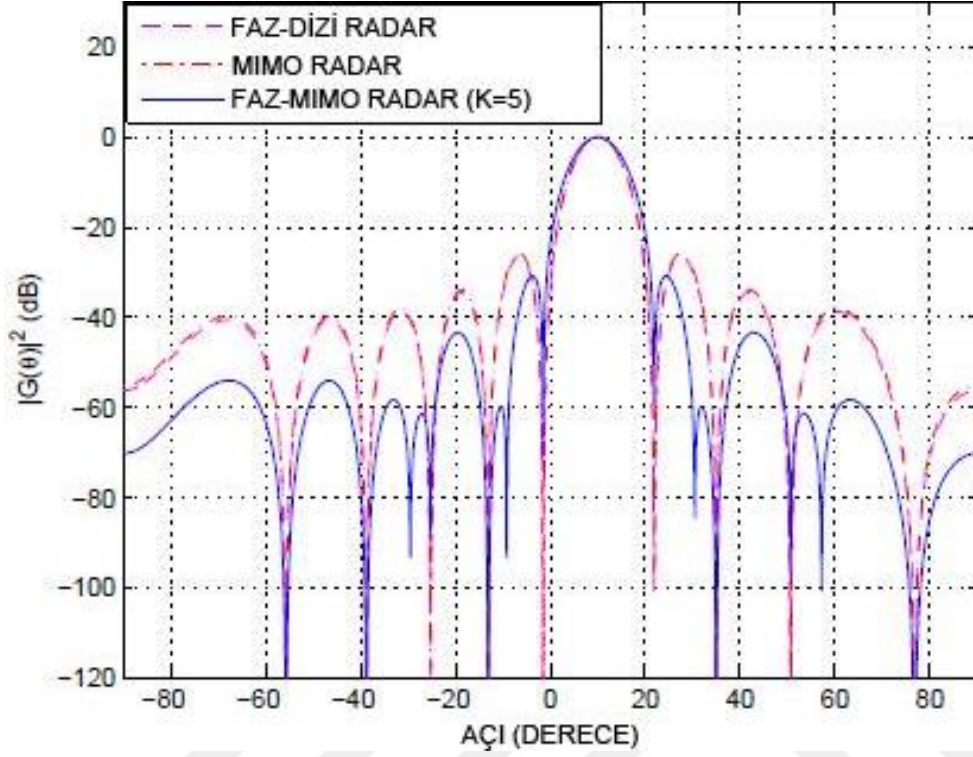
**Şekil 5.2:** Yaygın huzme şekillendirici ile dalga formu çeşitliliği ışın desenleri ( $d_T = 0.5$  dalga boyu).

Şekil 5.2’den görülebileceği üzere MIMO ve faz-MIMO radarlar sırasıyla  $M$  ve  $K$  elementleri tarafından sunulan yaygın ışın desenlere denk olduğunda faz-dizi radarın dalga formu çeşitliliği kazancı yoktur. Çünkü  $K \leq M$ , faz-MIMO radarın dalga formu çeşitliliği ışın deseni MIMO radara kıyasla daha geniş bir ana lob ve daha yüksek kenar lob seviyelerine sahiptir [26].

Önerilen faz-MIMO radarın tüm iletim/alım ışın deseni şekilleri faz-dizi ve MIMO radarlara kıyasla gözle görülür biçimde geliştirilmiş niteliklere sahiptir. Özellikle, önerilen faz-MIMO radarın tüm ışın desenleri, verici ve dalga formu çeşitliliği ışın desenlerinin çarpımı ile orantılıdır. Ayrıca Şekil 5.3’ten de görülebileceği üzere faz-dizi ve MIMO radarlar tam olarak aynı toplam iletim/alım ışın desenine sahiptir. Bununla beraber, faz-MIMO radar her ikisine kıyasla daha düşük kenar lob seviyesine sahiptir.

**ÖRNEK 2:** *Uzaysal İletim Örtüşmesine Sahip Adaptif Olmayan İletim/Alım Işın Deseni:* Bu örnekte, verici antenleri birbirlerinden yarım dalga boyundan fazla mesafelerde konumlandırıldıklarındaki durumda adaptif olmayan iletim/alım ışın

desenleri incelenmektedir. Özellikle,  $d_T = 5d_R$  ( $d_R = 0.5$ ) dalga boyu durumu seçilmiştir ve faz-dizi, MIMO ve faz-MIMO radarların adaptif olmayan huzme şekillendirme temelli ışın desenleri grafikleri çizilmiştir.



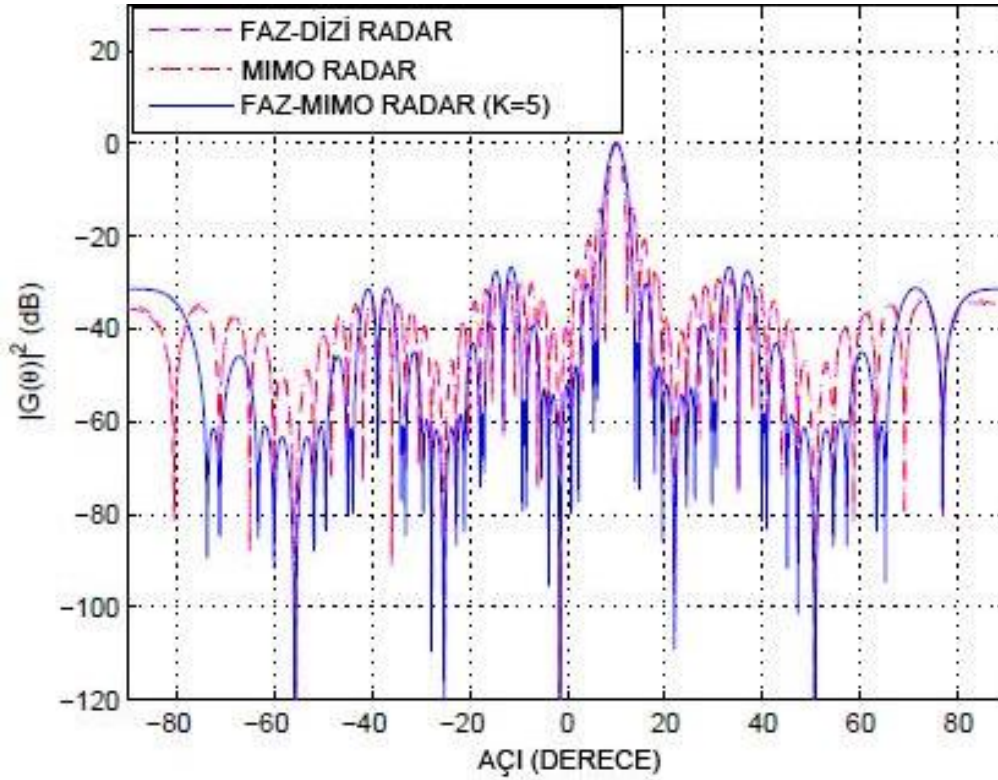
**Şekil 5.3:** Yaygın iletim/alım huzme şekillendirici ile tüm ışın desenleri ( $d_T = 0.5$  dalga boyu).

Bu durumda önceden bahsedilen tüm iletim huzme şekillendirme teknikleri, iletim modundaki uzaysal örtüşmeden dolayı her bir ışın deseni  $[-\pi/2, \pi/2]$  uzaysal domende beş kez tekrar etmesi haricinde Şekil 5.1'deki emsalleriyle aynı eğilim içerisinde. Bunun sebebi ise iç element aralığının beş yarım dalga boyunda olmasıdır. Bir örnekle açıklamak gerekirse, kritik uzaysal örnekleme aralığının beş katı olduğu düşünülebilir. Benzer şekilde, çeşitlilik ışın desenleri test edilen tüm tekniklerde uzaysal örtüşme sergilemektedir. Tüm iletim/alım ışın desenleri Şekil 5.4'te gösterilmektedir.

Şekil 5.4'ten de anlaşılacağı gibi, faz-dizi ve MIMO radarlar tamamen aynı iletim/alım ışın desenleri sergilemekte iken diğer radar tekniklerine kıyasla faz-MIMO radar ışın desenleri çok daha az kenar lob seviyesi sunmaktadır. Dolayısıyla, faz-MIMO radarın çok daha iyi bir genel performans sergilediği görülmektedir. Verici ve dalga boyu çeşitliliği ışın desenlerindeki uzaysal örtüşme genel iletim/alım



ışın desenleri üzerinde etkiye sahiptir. Sonuç olarak, tüm radar teknikleri kenar lob seviyesinde uzaysal mesafede büyük çeşitlilik sergilemektedir.



**Şekil 5.4:** Yaygın iletim/alım huzme şekillendirici ile tüm ışın desenleri ( $d_T = 2.5$  dalga boyu).

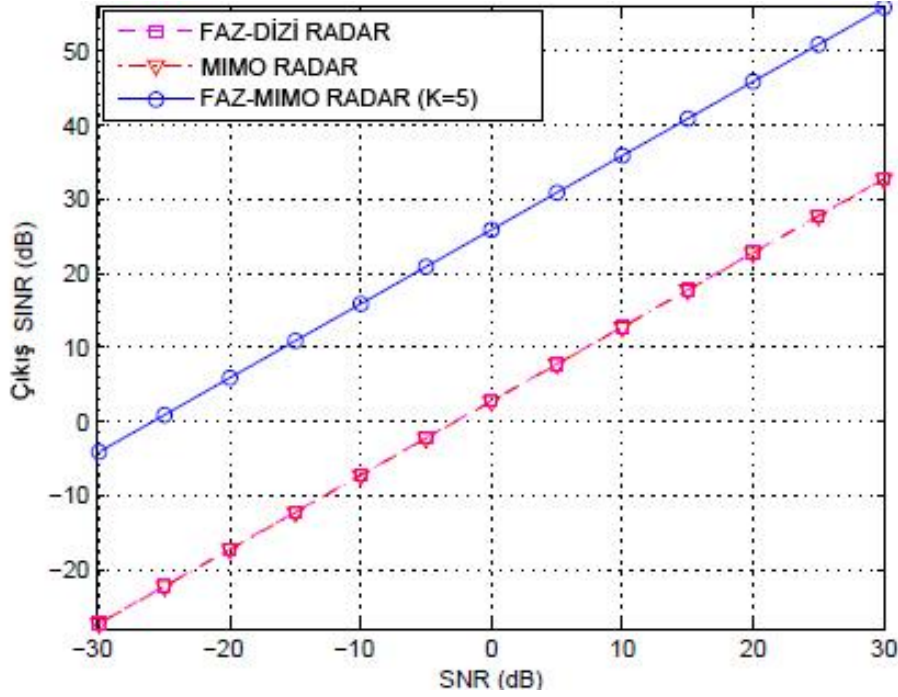
Bu durum, MIMO radar sistemlerindeki iletim/alım huzme şekillendirme dizaynı üzerinde bir çeşit, kenar lob kontrolü sergileme gerekliliği arz etmektedir.

**ÖRNEK 3: Adaptif Olmayan Çıkış SINR:** Bu örnekte adaptif olmayan huzme şekillendirici çıkış SINR<sub>1</sub>, farklı INR değerlerindeki SNRlar ile test edilmiştir. Şekil 5.5'te faz-dizi radarı, MIMO radarı ve faz-MIMO radarı için çıkış SINR<sub>1</sub> ve SNR (INR 30dB'e sabitlenmiştir) grafiği gösterilmektedir.

Şekilde de görüleceği üzere, faz-dizi ve MIMO radarları için çıkış SINR<sub>1</sub> neredeyse aynıdır. Bu gözlem, iki tekniğin de aynı kenar lob sönüm seviyesine sahip olduğu, dolayısıyla aynı çakışma direnci kapasitesine sahip olduğu gerçeğiyle örtüşür. Diğer taraftan faz-MIMO radar, hem faz-dizi radar hem de MIMO radara kıyasla daha fazla çıkış SINRına sahiptir.

Şekil 5.6, INR değeri -30 dB'e sabitlendiğindeki çıkış SINR ve SNR grafiğini göstermektedir. Şekilde de görüldüğü üzere, faz-dizi radarın çıkış SINR<sub>1</sub> MIMO radarın çıkış SINRından on kat daha büyüktür. Bu kazanç, faz-dizi radarının sahip

olduğu koherent iletim işlem kazancına katkıda bulunur. Şekilden ayrıca MIMO radar tarafından sunulan dalga formu çeşitliliğine sahip olmakla birlikte, faz-MIMO radarın faz-dizi radarın çıkış SINR'ına çok yakın bir çıkış SINR değerine de sahip olduğu gözlenir.



**Şekil 5.5:** INR = 30 dB'de sabitken adaptif olmayan iletim/alım çıkış SINR ve SNR.

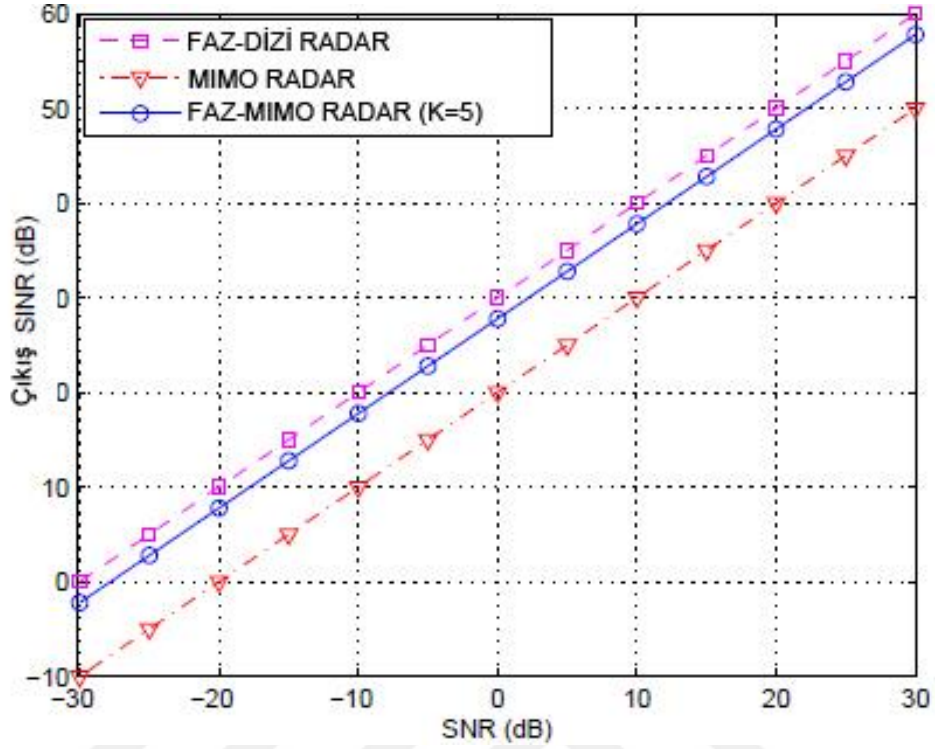
**ÖRNEK 4:** *Uzaysal Dağılımlı Girişim Varlığında Adaptif Olmayan Çıkış SINR:* Bu örnekte,  $[-50^\circ, -20^\circ]$ 'de uzaysal dağılmış girişim kaynağı varsayılmıştır. Dağılmış kaynağın uzaysal güç yoğunluğu, girişimin toplam gücü gereken INR değerine eşit olacak şekilde normalize edilmiştir. Hedefin girişimle aynı güçte olduğu varsayılmıştır.

Şekil 5.7'de INR değerinin değişiklik gösterdiği çıkış SINR ve SNR grafiği gösterilmektedir. Şekilde de görüleceği üzere, düşük SNR değerlerinde faz-dizi radarın çıkış SINR değeri MIMO radarın çıkış SINR değerinden yüksektir. Ancak SNR arttıkça her iki radar tekniğinin SINR değerleri arasındaki fark azalmakta ve bu değerleri gösteren şekildeki eğriler nihayetinde çakışmaktadır.

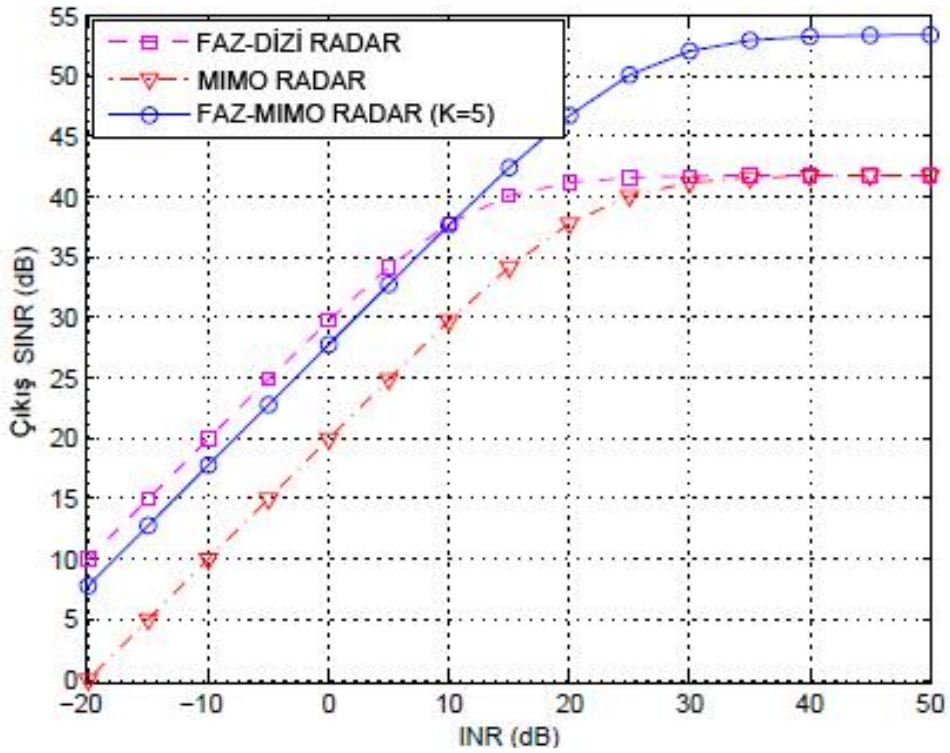
Diğer taraftan faz-MIMO radarın çıkış SINR değeri, 10 dB'in üstündeki SNR değeri INR değerine eşit olduğu durumda her iki teknikten de daha iyi performans sergilemektedir. Düşük SNR değerlerinde, faz-MIMO radarın SINR değeri, teorik



varsayımlarla örtüşecek şekilde faz-dizi radarın çıkış SINR değeriye kıyaslanabilir bir hal almaktadır.



Şekil 5.6: INR = - 30 dB’de sabitken adaptif olmayan iletim/alım çıkış SINR ve SNR.

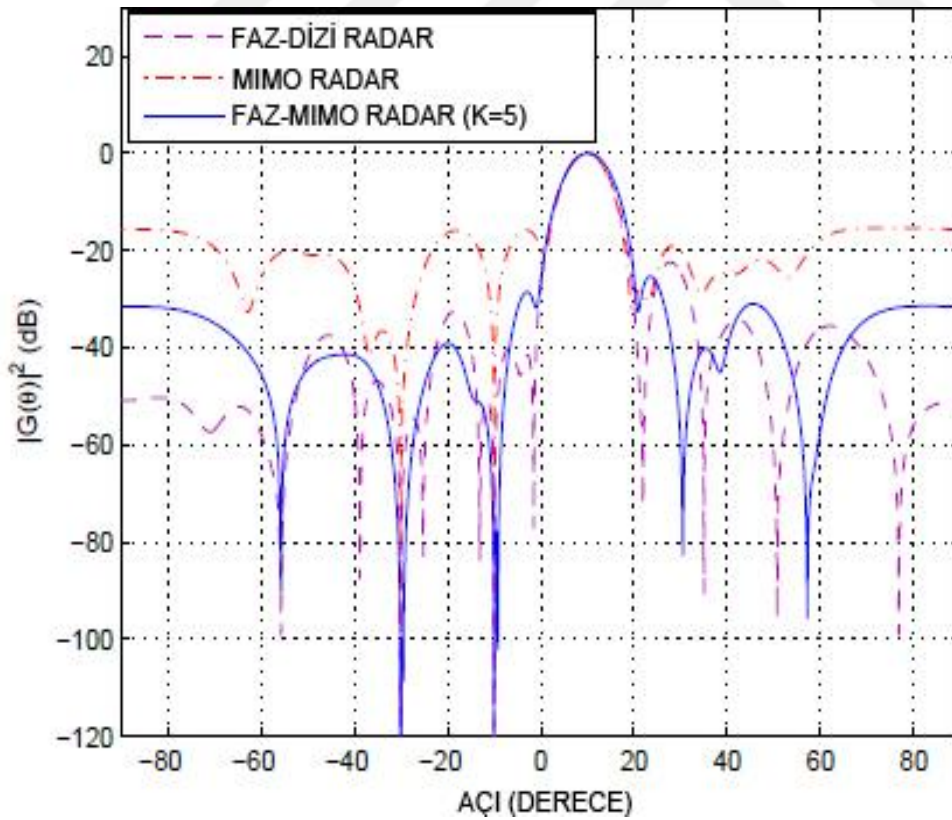


Şekil 5.7: Adaptif olmayan iletim/alım çıkış SINRları ve SNR = INR; aralıklı olarak dağıtılmış girişim.

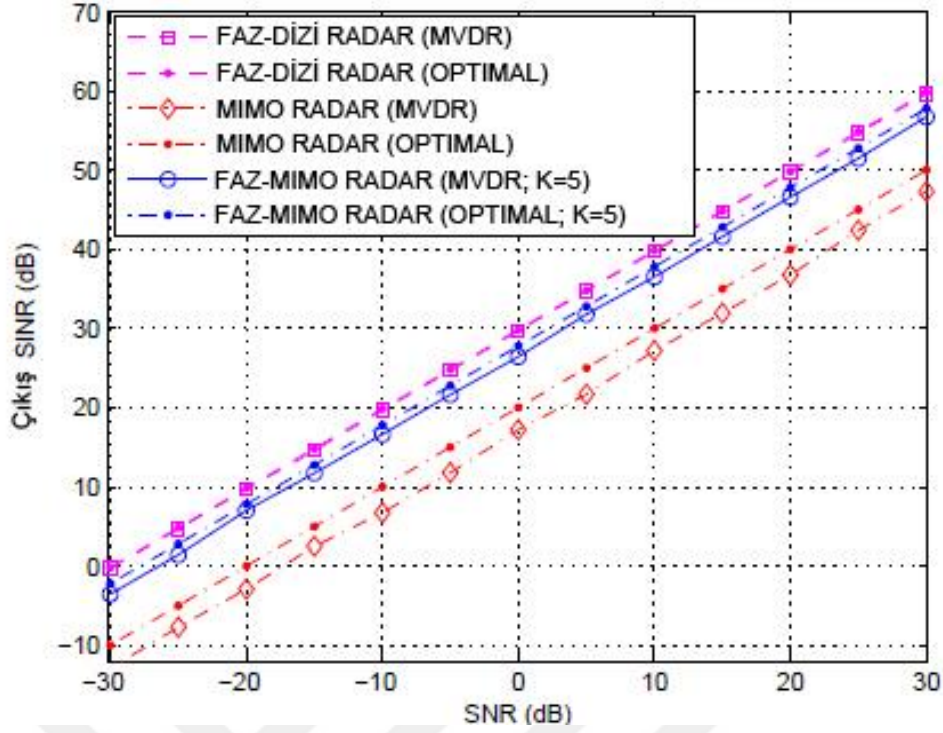
## 5.2 Adaptif İletim/Alım Huzme Şekillendirme

**ÖRNEK 5: Çoklu Verici Çoklu Alıcı Anten Kullanan MVDR Huzme Şekillendirme:** Bu örnekte faz-dizi, MIMO ve faz-MIMO radarlarda MVDR (Minimum Variance Distortionless Response - Minimum Varyans Bozunumsuz Tepki) alıcı huzme şekillendirme kullanılmıştır. Girişim gücünün 50 dB'e ve hedef gücünün 0 dB'e sabitlenmesi dışında tüm benzetim parametreleri birinci örnekteki gibidir. Verici dizisinde, yaygın huzme şekillendirici kullanılmış olup bu sebeple, test edilen tüm radar teknikleri için iletim ışın desenleri Şekil 5.1'de verilenlerle aynıdır. Test edilen radar teknikleri için alıcı MVDR ışın desenleri Şekil 5.8'de gösterilmektedir.

Bu şekilden gözlenebileceği üzere, tüm radar teknikleri güçlü girişim konumlarında boş değer sergilemektedirler. Dahası faz-MIMO radar ve faz-dizi radar, MIMO radara oranla daha düşük kenar lob değerlerine sahiptir. Bunun anlamı, faz-MIMO radarın sensör gürültüsüne olan dayanıklılığı, faz-dizi radarla neredeyse aynıdır. Aynı zamanda MIMO radarın avantajlarından da yararlanmaktadır [26].



**Şekil 5.8:** MVDR huzme şekillendirici kullanarak tüm ışın desenleri ( $d_T = 0.5$  dalga boyu).



**Şekil 5.9:** Yarım dalga boyu aralıklı  $N = 10$  alıcı anten durumu, çıkış SINRları ve SNR.

Şekil 5.9, test edilen tüm radar teknikleri için en uygun SINR ve MVDR çıkış SINR ve SNR grafiğini göstermektedir. Şekilden de görülebileceği üzere, faz-dizi radarın MIMO radara olan bir performans üstünlüğü mevcuttur. Bu da koherent verici işlem kullanımından dolayı faz-dizi radarın sensör gürültüsüne olan dayanıklılığında ileri gelmektedir.

Diğer taraftan faz-MIMO radarın, faz-dizi radarın SINR performansına çok yakın bir SINR performansı sergilediği görülmektedir. Burada belirtilmesi gereken ilginç bir konu da şudur ki, faz-MIMO radar MIMO radara kıyasla büyük ölçüde daha iyi bir MVDR çıkış SINRı sunmaktadır. Bu kazanç, faz-MIMO radarın hem faz-dizi hem de MIMO radarın avantajlarını aynı çatı altında birleştirmesi sebebiyle, beklenen bir sonuçtur.

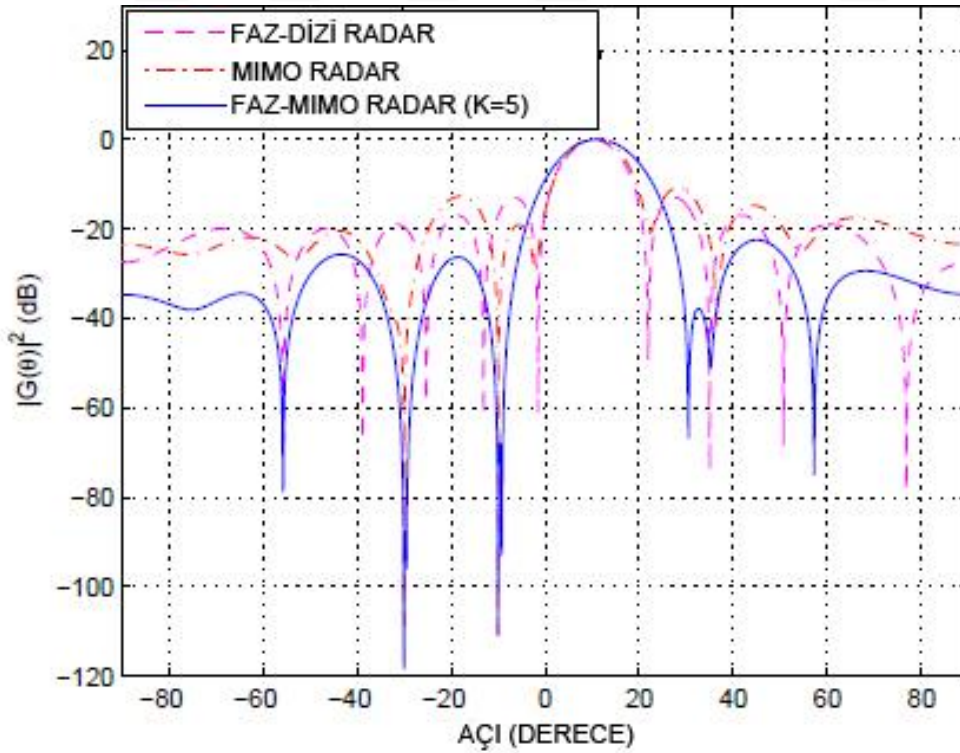
**ÖRNEK 6:** Çoklu Verici Tekli Alıcı Anten Kullanan MVDR Huzme Şekillendirme:

Bu örnekte çoklu verici anten ve tekli alıcı anten kullanan bistatik radar sistemleri incelenmiştir. Alıcı anten sayısının bir olması haricinde Örnek 5 ile aynı senaryo kullanılmıştır. Bu durumda, faz-dizi, MIMO ve faz-MIMO radar sistemleri için kullanılacak alıcı verisinin boyutları sırasıyla  $1 \times 1$ ,  $M \times 1$  ve  $K \times 1$ 'dir. (4.61)'de ifade edilen MVDR huzme şekillendirici, MIMO ve faz-MIMO radar tekniklerinde

kullanılmıştır ve INR değerini 50 dB'e sabitleyerek MVDR ışın desenleri Şekil 5.10'da çizilmiştir.

Şekil 5.10'da gözlenebileceği üzere, faz-dizi radar, güçlü girişimlerden kendini korumada başarısız olmuştur. Esasında, alıcı verisinin boyutunun 1 X 1 olmasından ötürü adaptif huzme şekillendirmenin faz-dizi radara bir faydası dokunmamıştır. Faz-dizi radarı tarafından ortaya konan ana ışının sadece koherent verici işleme katkısı vardır. Faz-dizi radarlarının aksine, MIMO ve faz-MIMO radarları, alıcı tarafında adaptif tekniklerden faydalanmıştır. Bu durum, alıcı tarafındaki daha geniş boyutlu genişletilmiş sanal verici dizisinde dalga boyu çeşitliliği kullanmanın bir sonucudur.

Hem MIMO hem de faz-MIMO radar çok iyi adaptif girişim dayanıklılık kapasitesi sergilemektedirler. Ancak sensör gürültüsünde olan dayanıklılığı olmadığından dolayı MIMO radarlar düşük performans sıkıntısı yaşar. Diğer taraftan faz-MIMO radarlar çok daha düşük kenar lob seviyesine sahiptir ve dolayısıyla MIMO radara oranla sensör gürültüsüne olan dayanıklılığı çok daha fazladır. Gerçekten de Şekil 5.10'dan da görülebileceği üzere, faz-MIMO radar hem faz-dizi radarının hem de MIMO radarının avantajlarından faydalanmaktadır ve dolayısıyla bu iki radar tekniğinden de üstündür.



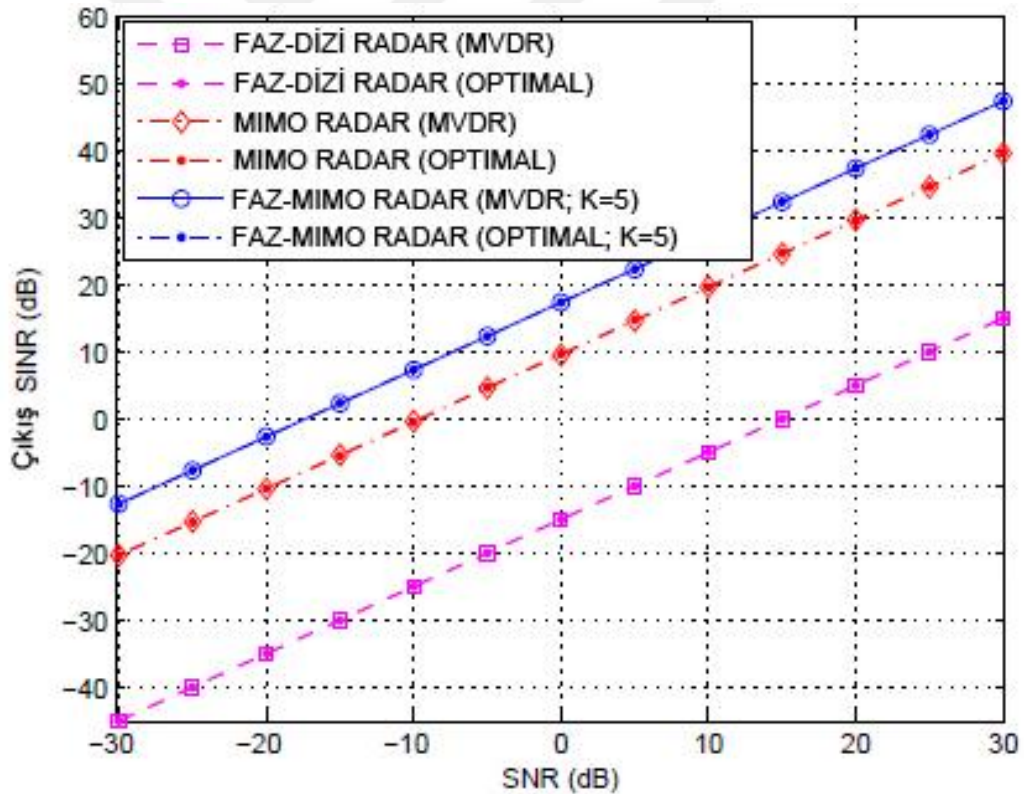
**Şekil 5.10:** MVDR huzme şekillendirici kullanarak N = 1 alıcı anten durumunda tüm ışın desenleri.



Şekil 5.11 test edilen tüm radar teknikleri için, INR değeri 30 dB’de sabitken en uygun SINRları ve MVDR çıkış SINR ve SNR grafiklerini göstermektedir.

Bu şekilden de anlaşılacağı üzere faz-dizi radar, güçlü girişimlerden korunamadığından ötürü kötü bir performans sergilemektedir. Diğer taraftan, MIMO radar girişimden adaptif bir şekilde korunmakta ve dolayısıyla faz-dizi radarına oranla çok daha iyi bir SINR performansına sahip olmaktadır. Dahası, faz-MIMO radar, hem faz-dizi radardan hem de MIMO radardan çok daha iyi bir SINR performansı sergilemektedir. Bu kazanç, faz-MIMO radarın girişime ve sensör gürültüsüne olan dayanıklılığından ileri gelmektedir.

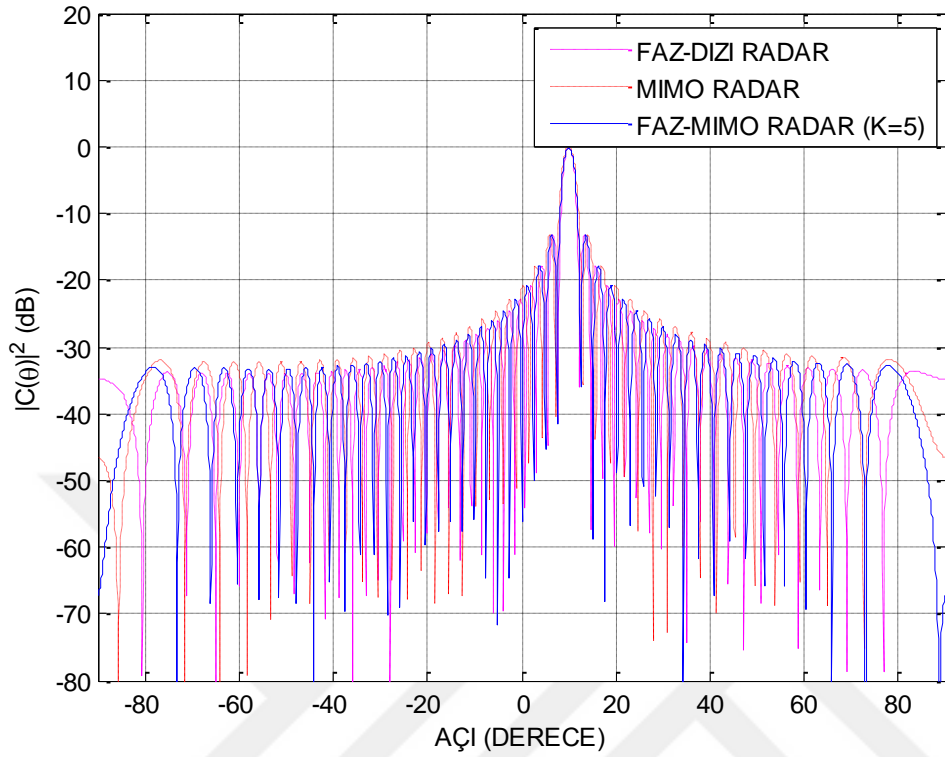
Bu aşamada parametreler üzerinde değişikliğe gidilmiş olup verici tarafında anten sayısı  $M=50$  durumunda örnek 1’deki benzetim çalışması tekrar edilmiş olup, verici tarafında anten sayısındaki artışın tüm ışın desenleri üzerindeki etkisi gözlenmiştir.  $K=5$  durumu aynen uygulanmıştır.



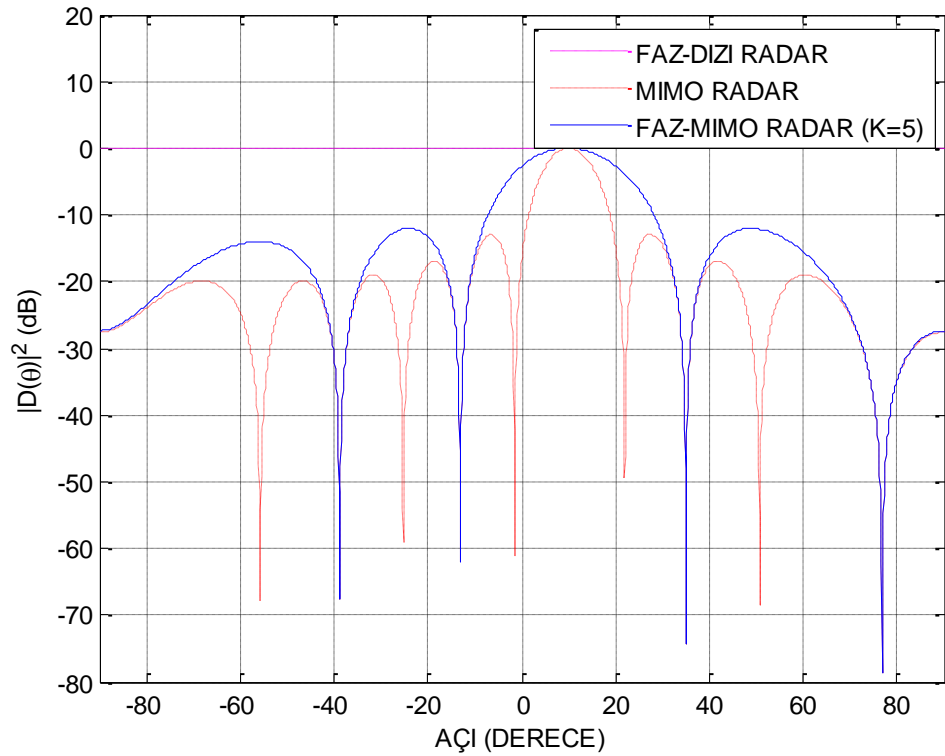
Şekil 5.11:  $N = 1$  alıcı anten durumunda, çıkış SINRları ve SNR.

Şekil 5.3’e kıyasla 5.12’de ortaya çıkan sonuç verici tarafta anten sayısı artış ana lob ve kenar lob genişliklerinde azalmaya yol açmıştır. Şekil 5.13’te  $M=50$  değişikliği ile

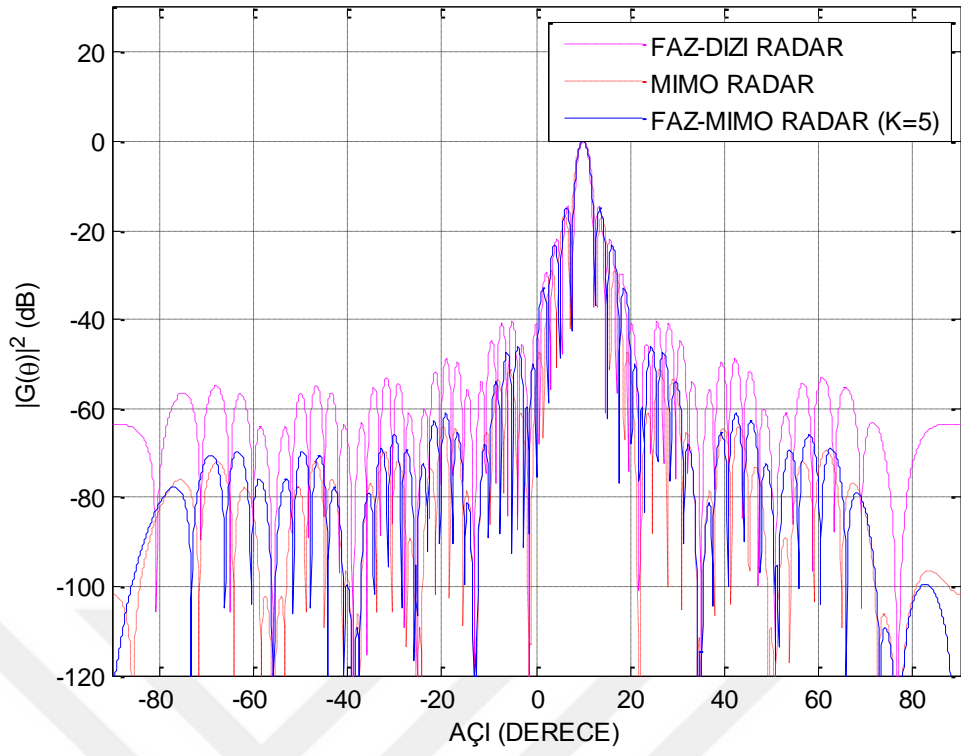
alıcı kısımda Şekil 5.2 ile aynı sonuç alınmış olup alıcı kısımda etki gözlenmemiştir. Verici kısımdaki değişiklik doğrudan Şekil 5.14'teki tüm ışın desenine yansımıştır.



Şekil 5.12: Yaygın huzme şekillendirici kullanarak ışın deseni ( $M=50$ ,  $d_T = 0.5$  dalga boyu).



Şekil 5.13: Yaygın huzme şekillendirici kullanarak dalga formu çeşitliliği ışın desenleri ( $M=50$ ,  $d_T = 0.5$  dalga boyu).



**Şekil 5.14:** Yaygın huzme şekillendirici kullanarak tüm ışın desenleri ( $M=50$ ,  $d_T = 0.5$  dalga boyu).





## 6. SONUÇ

Tezde ilk etapta tez hakkında genel bilgi niteliğinde bir giriş kısmını takiben radar sistemleri hakkında genel bilgi verilmeye çalışıldı. Radar uygulama alanları ve temel radar fonksiyonları hakkında bilgi verildi. Bu aşamadan sonra tezin üzerine yoğunlaşacağı faz-MIMO tekniğinin kaynağı olan iki teknik, faz-dizi radar tekniği ve MIMO radar teknikleri hakkında geniş çaplı bilgilendirme yapıldı. İlerleyen kısımda faz-MIMO radar tekniği hakkında bilgi verilip, formülasyon yapısı ortaya konuldu.

MIMO radar için yanyana antenlerin olduğu, son zamanlarda daha sık biçimde anılmaya başlayan bu teknik, çeşitli özelliklere ile sunulmaya çalışıldı. Bu teknik iletim dizisini belli sayıda alt dizilere ayıran ve üst üste geçmesine müsade eden bir tekniktir. Dalga çeşitliliği özelliğine sahip olup, temel özelliği verici elemanların birbirine dik veya birbirinden bağımsız işaretler göndermek olan MIMO radar ile sinyal gönderme ve alma sürecinde doğrusal ya da düzlemsel anten dizileri kullanan faz-dizi radarın üstün özelliklerini bir araya getirmeyi amaçlamıştır. Her bir alt dizi tutarlı biçimde, diğer alt diziler tarafından iletilen dalga formlarına dik olan bir dalga formunu iletme görevini üstlenir. Tutarlı işleme kazancı, uzayda belli bir yöne sinyal oluşturan her bir alt dizi için bir ağırlık vektörü tasarımıyla ortaya çıkar. Alt diziler, daha yüksek açısız çözünürlük becerisine sahip MIMO radar oluşturmak için ortaklaşa birleştirilmiştir.

Sunulan bu tekniğin faz-dizi ve MIMO radarların avantajlarını bir araya getirdiği ve bu sebeple üstün performansa sahip olduğu gösterilmiştir. Benzetim sonuçları, teorik gözlemleri doğrulamakta ve faz-MIMO radar tekniğinin etkililiğini gözler önüne sermektedir. Yeni faz-MIMO radar tekniğinin formülasyonu MIMO radar sürecinde yeni bir yol açmıştır.



## KAYNAKLAR

- [1] **Thomas W. Jeffrey.** 2009. "Phased-Array Radar Design - Application of Radar Fundamentals", Scitech.
- [2] **N. Levanon, E. Mozeson.** 2004. "Radar Signals", Wiley.
- [3] **M. Skolnik.** 2001. "Introduction To Radar Systems", 3. Basım, McGraw-Hill.
- [4] **M.A. Richards.** 2005. "Fundamentals of Radar Signal Processing", McGraw-Hill.
- [5] **V.S. Chernyak.** 1998. "Fundamentals of Multisite Radar Systems : Multistatic Radars and Multiradar Systems", Gordon and Breach Science Publishers.
- [6] **Bassem R. Mahafza.** 2013. "Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB", CRC.
- [7] **R. Buder.** "The Invention That Changed the World: The Story of Radar from War to Peace", UK: Abacus, 1999.
- [8] **S. Haykin, J. Litva, T. J. Shepherd.** 1993. "Radar Array Processing", Springer-Verlag 1. Basım.
- [9] **Chun-Yang Chen.** 2009. "Signal Processing Algorithms for MIMO Radar", (doktora tezi).
- [10] **N. Levanon and E. Mozeson.** 2004. "Radar Signals", Wiley-IEEE Press.
- [11] **Ş. B. Akdemir.** 2010. "An Overview of Detection in MIMO Radar", (yüksek lisans tezi), ODTÜ, Ankara.
- [12] **T. Johnsen, K.E. Olsen.** 2006. "Bi and Multistatic Radar", Nato Dökümanları.
- [13] **J. Li, P. Stoica.** 2009. "MIMO Radar Signal Processing", Wiley.
- [14] **F.C. Robey, S. Coutts, D. Weikle, J.C. McHarg, K. Cuomo.** 2004. "MIMO Radar Theory And Experimental Results", Proceedings of the 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, vol. 1, pp. 300-304.
- [15] **J. Li, P. Stoica, L. Xu and W. Roberts.** 2007. "On Parameter Identifiability Of MIMO Radar", IEEE Signal Processing. Letters, vol. 14, no. 12, pp. 968-971.
- [16] **J. Li and P. Stoica.** 2007. "MIMO Radar With Colocated Antennas", IEEE Signal Processing. Magazine, vol. 24, no. 5, pp. 106-114.
- [17] **P. Stoica and J. Li.** 2007. "On Probing Signal Design For MIMO Radar", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 55, no. 8, pp. 4151-4161.
- [18] **J. Li and P. Stoica.** 2006. "MIMO Radar – Diversity Means Superiority", Proceedings of the 14th Annular Workshop on Adaptive Sensor Array Processing, MIT Lincoln Laboratory, Lexington, MA.

- [19] **E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, L. Cimini, D. Chizhik and R. Valenzuela.** 2004. “Performance of MIMO Radar Systems: Advantages of Angular Diversity”, Proceedings of 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, vol. 1, no .xx, pp. 305-309.
- [20] **E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, L. J. Cimini, D. Chizhik and R. Valenzuela.** 2006. “Spatial Diversity in Radars – Models and Detection Performance”, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54, no. 3, pp. 823-838.
- [21] **A. M. Haimovich, R. S. Blum and L. J. Cimini.** 2008. “MIMO Radar with Widely Separated Antennas”, IEEE Signal Processing Magazine, vol. 25, no. 1, pp. 116-129.
- [22] **V. Chernyak.** 2010. “On the Concept of MIMO Radar”, IEEE Radar Conference.
- [23] **J. Bergin, S. McNeil, L. Fomundam, and P. Zulch.** 2008. “MIMO phasedarray for SMTI radar,” in Proc. IEEE Aerospace Conf., Big Sky, MT, pp. 1–7.
- [24] **C. Y. Chong, F. Pascal, J.P. Ovarlez, M. Lesturgie.** 2010. “MIMO Radar Detection in Non-Gaussian and Heterogeneous Clutter”, IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol.4, no.1, pp. 115-126.
- [25] **G. Cui, L. Kong, X. Yang, J. Yang.** 2010. “Two-Step GLRT Design of MIMO Radar in Compound-Gaussian Clutter”, IEEE Radar Conference.
- [26] **A. Hassanien and Sergiy A. Vorobyov.** 2010. “Phased-MIMO Radar: A Tradeoff Between Phased-Array and MIMO Radars”.
- [27] **D. Fuhrmann, P. Browning, and M. Rangaswamy.** 2010. “Signaling strategies for the hybrid MIMO phased-array radar,” IEEE J. Sel. Topics Signal Process., vol. 4, no. 1, pp. 66–78.
- [28] **A. Maio and M. Lops.** 2007. “Design principles of MIMO radar detectors,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 43, pp. 886–898.
- [29] **D. Tse and P.Viswanath.** 2005. “Fundamentals of Wireless Communication”, Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press.
- [30] **H. L. Van Trees.** 2002. “Optimum Array Processing.” NewYork:Wiley.

## ÖZGEÇMİŞ

**Ad Soyad:** Çağatay Gürbüz  
**Doğum Yeri ve Tarihi:** Kayseri - 07/03/1989  
**Adres:** Sultantepe Mah. Elmasçı Sok No:12/11  
Üsküdar/İstanbul  
**E-Posta:** cagataygurbuz@gmail.com  
**Lisans:** İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi,  
Elektronik-Haberleşme Mühendisliği Bölümü