

**GENİŞ BANT SİNYALLERDE YÖN BULMA
ALGORİTMALARININ İNCELENMESİ**

**INVESTIGATION OF DIRECTION FINDING
ALGORITHMS IN WIDEBAND SIGNALS**

ELİF NAMDAR ÖZBEK

PROF. DR. CENK TOKER

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

ÖZET

GENİŞ BANT SİNYALLERDE YÖN BULMA ALGORİTMALARININ İNCELENMESİ

ELİF NAMDAR ÖZBEK

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Cenk TOKER

Eylül 2024, 108 sayfa

Bu tez kapsamında, yön bulma algoritmalarının geniş bant sinyallerde incelenmesi amaçlanmıştır. İçerik olarak, MUSIC (Multiple Signal Classification), Kök-MUSIC (Root MUSIC) ve ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) algoritmaları detaylı olarak incelenmiştir. Bu algoritmaların performansları, lineer olmayan frekans modülasyonlu (NLFM) sinyaller kullanılarak analiz edilmiştir. Çalışma kapsamında, geniş bant sinyallerin yön bulma işlemlerinde kullanılan algoritmaların bant genişliği, SNR (sinyal gürültü oranı) gibi parametrelerin değişiminden elde edilen sonuçlar kapsamlı bir şekilde ele alınmıştır. Araştırma sonuçlarında, MUSIC, Kök-MUSIC ve ESPRIT algoritmalarının belirli şartlar altında nasıl bir performans çıktısı ürettikleri ortaya konulmuştur. Bu çalışma, yön bulma algoritmalarının geniş bant sinyallerde kullanım etkinliğini artırmak ve uygulama alanlarında daha iyi sonuçlar elde etmek için önemli adımlar sağlamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Geniş Bant Sinyaller, Yön Bulma, MUSIC Algoritması, Kök-MUSIC, ESPRIT, NLFM Sinyaller, Performans Analizi

ABSTRACT

INVESTIGATION OF DIRECTION FINDING ALGORITHMS IN WIDEBAND SIGNALS

ELİF NAMDAR ÖZBEK

Graduate Degree, Department Of Electrical And Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Cenk TOKER

September 2024, 108 pages

In this thesis, it is aimed to examine direction finding algorithms in wideband signals. As content, MUSIC (Multiple Signal Classification), Root MUSIC (Root MUSIC) and ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) algorithms are examined in detail. The performances of these algorithms are analyzed using nonlinear frequency modulated (NLFM) signals. In the scope of the study, the results obtained from the changes in parameters such as bandwidth, SNR (signal to noise ratio) of the algorithms used in direction finding processes of wideband signals are comprehensively discussed. In the research results, it is revealed how the MUSIC, Root MUSIC and ESPRIT algorithms produce a performance output under certain conditions. This study provides important steps to increase the efficiency of the use of direction finding algorithms in wideband signals and to obtain better results in application areas.

Keywords: Wideband Signals, Direction-of-Arrival, MUSIC Algorithm, Root-MUSIC, ESPRIT, NLFM Signals, Performance Analysis

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimimde kendisinden aldığım derslerden başlayarak tez yazım sürecimin sonuna kadar yapmış olduğu değerli katkılarla bu tezin oluşmasında büyük emeği olan değerli hocam Prof. Dr. Cenk TOKER'e,

Değerli yorum ve önerileri ile tezimin geliştirilmesine yardımcı olan saygıdeğer jüri üyeleri Prof. Dr. Asım Egemen YILMAZ'a, Prof. Dr. Berkan DÜLEK'e, Dr. Öğr. Üyesi Yakup ÖZKAZANÇ'a ve Dr. Öğr. Üyesi Barış YÜKSEKKAYA'ya

Hayatımın her anında yanımda olan, kararlarımın arkasında duran ve beni her zaman destekleyen canım aileme,

Yüksek lisans eğitimim ve tez çalışmam boyunca desteğini ve anlayışını esirgemeyen sevgili eşim Hasan Furkan ÖZBEK'e

Teşekkürlerimi sunarım.

Elif NAMDAR ÖZBEK

Eylül 2024, Ankara

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ	viii
KISALTMALAR	ix
1.GİRİŞ	1
2.FAZ DİZİLİ ANTENLER	5
3.YÖN BULMA ALGORİTMALARI	7
3.1. MUSIC Algoritması	7
3.2. KÖK-MUSIC Algoritması	11
3.3. Watson-Watt Algoritması	12
3.4. ESPRIT Algoritması	16
3.5. INTERFEROMETRE Algoritması	21
4.YÖN BULMA ALGORİTMALARININ GENİŞ BANT SİNYALLER İÇİN UYGULANMASI.....	23
4.1. MUSIC Algoritmasının Geniş Bant Sinyallerde Uygulanması.....	23
4.2. KÖK-MUSIC Algoritmasının Geniş Bant Sinyallerde Uygulanması.....	26
4.3. ESPRIT Algoritmasının Geniş Bant Sinyallerde Uygulanması	29
4.4. Nümerik Sonuçlar	34
5. SONUÇ	74
6. KAYNAKLAR.....	75
EKLER	79

EK 6 - Tez Çalışması Orjinallik Raporu.....	79
ÖZGEÇMİŞ.....	80

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1: Varış Yönü Kestirimi	2
Şekil 2.1: Farklı konumlardaki antenler	5
Şekil 3.1.1: DOA kestirim sistem modeli	8
Şekil 3.3.1: 4 elemanlı Adcock dizisinin geometrisi.....	13
Şekil 3.4.1: ESPRIT Algoritmasının Kuralı.....	17
Şekil 3.5.1: Bir boyutlu Interferometre modeli	21
Şekil 4.3.1: ESPRIT dizi geometrisi	30
Şekil 4.4.1: MUSIC Spektrumu (BW:1 kHz)	36
Şekil 4.4.2: MUSIC Spektrumu (BW:10 kHz)	37
Şekil 4.4.3: MUSIC Spektrumu (BW:100 kHz)	38
Şekil 4.4.4: MUSIC Spektrumu (BW: 1 MHz).....	39
Şekil 4.4.5: MUSIC Spektrumu (BW: 10 MHz).....	40
Şekil 4.4.6: Ortalama Kare Hatasının SNR'a bağlı değişimi	41
Şekil 4.4.7: Toplam hata ortalaması.....	42
Şekil 4.4.8: Kök-MUSIC Spektrumu (BW: 1 kHz)	45
Şekil 4.4.9: Kök-MUSIC Spektrumu (BW: 10 kHz)	46
Şekil 4.4.10: Kök-MUSIC Spektrumu (BW: 100 kHz)	47
Şekil 4.4.11: Kök-MUSIC Spektrumu (BW: 1 MHz).....	48
Şekil 4.4.12: Kök-MUSIC Spektrumu (BW: 10 MHz).....	49
Şekil 4.4.13: Ortalama Kare Hatasının SNR'a bağlı değişimi	50
Şekil 4.4.14: Toplam hata ortalaması.....	51
Şekil 4.4.15: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 kHz).....	54
Şekil 4.4.16: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 kHz).....	56
Şekil 4.4.17: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 100 kHz).....	57
Şekil 4.4.18: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 MHz)	59
Şekil 4.4.19: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 MHz)	60
Şekil 4.4.20: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 kHz).....	62
Şekil 4.4.21: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 kHz).....	63
Şekil 4.4.22: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 100 kHz).....	64
Şekil 4.4.23: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 MHz)	65

Şekil 4.4.24: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 MHz).....	66
Şekil 4.4.25: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 kHz)	67
Şekil 4.4.26: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 kHz)	68
Şekil 4.4.27: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 100 kHz)	69
Şekil 4.4.28: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 MHz).....	70
Şekil 4.4.29: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 MHz).....	71
Şekil 4.4.30: SNR artışına bağlı 3 algoritma için MSE değişimi (100 kHz).....	73

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 4.2.1: MUSIC ve Kök-MUSIC Algoritmalarının Karşılaştırılması	29
Çizelge 4.4.1: Bant genişliği ve SNR artışına bağlı elde edilen DOA ve hata ortalaması değerleri_1	43
Çizelge 4.4.2: Bant genişliği ve SNR artışına bağlı elde edilen DOA ve hata ortalaması değerleri_2	44
Çizelge 4.4.3: Bant genişliği ve SNR artışıyla elde edilen DOA ve hata ortalaması_1 ..	52
Çizelge 4.4.4: Bant genişliği ve SNR artışıyla elde edilen DOA ve hata ortalaması_2 ..	53
Çizelge 4.4.5: Bant genişliği 1 kHz, DOA: 10° Esprit algoritması çıktıları	55
Çizelge 4.4.6: Bant genişliği 10 kHz, DOA: 10° Esprit algoritması çıktıları	56
Çizelge 4.4.7: Bant genişliği 100 kHz, DOA: 10° Esprit algoritması çıktıları	58
Çizelge 4.4.8: Bant genişliği 1 MHz, DOA: 10° Esprit algoritması çıktıları	59
Çizelge 4.4.9: Bant genişliği 10 MHz, DOA: 10° Esprit algoritması çıktıları	61
Çizelge 4.4.10: Bant genişliği 1 kHz, DOA: 40° Esprit algoritması çıktıları	62
Çizelge 4.4.11: Bant genişliği 10 kHz, DOA: 40° Esprit algoritması çıktıları	63
Çizelge 4.4.12: Bant genişliği 100 kHz, DOA: 40° Esprit algoritması çıktıları	64
Çizelge 4.4.13: Bant genişliği 1 MHz, DOA: 40° Esprit algoritması çıktıları	65
Çizelge 4.4.14: Bant genişliği 10 MHz, DOA: 40° Esprit algoritması çıktıları	66
Çizelge 4.4.15: Bant genişliği 1 kHz, DOA: 70° Esprit algoritması çıktıları	68
Çizelge 4.4.16: Bant genişliği 10 kHz, DOA: 70° Esprit algoritması çıktıları	69
Çizelge 4.4.17: Bant genişliği 100 kHz, DOA: 70° Esprit algoritması çıktıları	70
Çizelge 4.4.18: Bant genişliği 1 MHz, DOA: 70° Esprit algoritması çıktıları	71
Çizelge 4.4.19: Bant genişliği 10 MHz, DOA: 70° Esprit algoritması çıktıları	72

KISALTMALAR

Kısaltmalar

AOA	Variş Açısı (Angle of arrival)
BW	Bant Genişliği (Bandwidth)
DOA	Variş yönü (Direction of Arrival)
ED	Elektronik Destek
EH	Elektronik Harp
EVD	Özdeğer Ayrışımı (Eigenvalue Decomposition)
ESPRIT	Rotasyonel Değişmez Teknikler ile Parametre Kestirimi (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)
FM	Frekans Modülasyonu (Frequency Modulation)
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
FPGA	Alan Programlanabilir Kapı Dizisi (Field Programmable Gate Array)
ML	Maksimum Olabilirlik (Maximum Likelihood)
MUSIC	Çoklu Sinyal Sınıflandırma (MULTiple Signal Classification)
MSE	Ortalama Kare Hatası (Mean Square Error)
NLFM	Lineer Olmayan Frekans Modülasyonu (Non-linear Frequency Modulation)
RF	Radyo Frekansı
ROOT-MUSIC	Kök- Çoklu Sinyal Sınıflandırma (Root-MULTiple Signal Classification)
SNR	Sinyal Gürültü Oranı (Signal to Noise Ratio)

1. GİRİŞ

Elektronik harp (EH) sistemleri, genellikle askeri ve güvenlik amaçlı kullanılan, elektronik sinyalleri algılayarak, analiz ederek ve/veya manipüle ederek düşmanın iletişimini engelleyen ya da etkisiz hale getiren sistemlerdir. Bu sistemler; radarlar, radyo iletişim cihazları, füzeler ve diğer elektronik sistemler gibi askeri teçhizatların işleyişini etkileyebilmektedir.

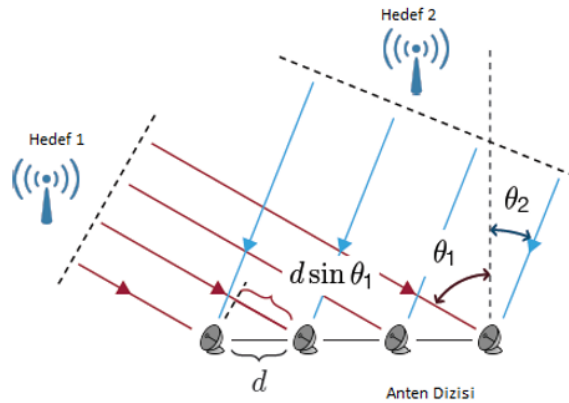
EH, modern savaş alanlarında stratejik bir öneme sahip olmaktadır. Güçlü bir elektronik harp kabiliyeti ile düşmanın elektronik sistemlerini etkisiz hale getirmek veya manipüle etmek, saldırıları önlemek gibi görevleri olduğu için tehdit karşısında kritik bir avantaj sağlamaktadır. Bu sistemler, karmaşık elektronik teknolojilerini ve algoritmalarını kullanarak çalışmaktadır. Ayrıca yüksek hassasiyet ve hız gerektirmektedir [1].

Radarlar, elektromanyetik dalgaları kullanarak çevredeki nesnelere tespit etmek için yaygın olarak kullanılan bir algılama teknolojisidir. EH sistemleri bu teknolojileri kullanarak düşmanın iletişimini engelleyerek veya manipüle ederek düşmanın koordinasyonunu, keşif ve izleme yeteneklerini bozabilmektedir. Ayrıca düşmanın radarlarını etkisiz hale getirerek veya yanıltarak kendi uçaklarını veya füzelerini koruyabilmektedir. Bu durum, düşman hava savunma sistemlerine karşı daha etkili saldırılar düzenlenmesini mümkün kılmaktadır. Düşmanın saldırılarına karşı erken uyarı sağlayarak dost kuvvetlerin savunması güçlendirilebilmektedir. Böylece dost kuvvetlerin saldırılara hazırlıklı olması ve saldırıları önlemesi sağlanmaktadır.

EH sistemleri, genellikle üç temel kategoride sınıflandırılmaktadır. Bu kategoriler arasındaki ayrım, elektronik harp sistemlerinin farklı amaçlara hizmet ettiğini ve farklı yeteneklere sahip olduğunu göstermektedir. Koruma, düşmanın elektronik saldırılara karşı savunma sağlaması olarak tanımlanmaktadır. Yanıt, tespit edilen düşman sinyallerine karşı aktif müdahale yeteneği sunmaktadır. Son olarak destek ise istihbarat toplama ve karar alma süreçlerine katkı sağlamaktadır. Bu kategoriler, EH operasyonlarını planlarken ve uygularken farklı stratejilerin geliştirilmesine olanak tanımaktadır.

Bu üç kategoriden biri olan Elektronik Destek (ED) sistemlerinin görevi, düşmanın elektromanyetik spektrumunda (örneğin; radar, radyo, lazer, vs.) yaydığı sinyalleri tespit ve analiz etmektedir. ED sistemleri, düşman faaliyetlerini keşfetmek, tespit etmek ve izlemek için tasarlanmıştır. Bu kapsamda düşman radarlarını, radyo iletişim cihazlarını, lazerlerini ve diğer elektromanyetik cihazlarını tespit etmeyi içermektedir. Amacı, dost kuvvetlere elektromanyetik ortam hakkında istihbarat sağlamaktır.

Bu tez çalışması kapsamında incelenen yön bulma algoritmaları da ED sınıfında yer almaktadır. Yön bulma algoritmaları, elektromanyetik sinyallerin kaynağını tespit etmek için kullanılmaktadır. Tespit konusu ED sistemlerinin temel işlevlerinden birisi haline gelmiştir. ED sistemlerinde yön bulma algoritmalarının amacı vericinin konumunu belirlemektir. Çünkü sinyalin DOA (Varış Yönü-Direction of Arrival) ve AOA (Varış Açısı-Angle of Arrival) değerleri ED sistemleri için temel bir konudur [1]. Bunun için birçok önemli parametre vardır. Anten seçimi, anten dizilim geometrisi, alıcı yapısı ve kullanılan algoritma bunlardan birkaçını oluşturmaktadır [1]. Diğer bir önemli parametre ise bant genişliği olmaktadır. Temel olarak dar bant ve geniş bant olmak üzere ikiye ayrılan yapıda; dar bant sinyalleri, genellikle belirli bir frekans aralığında iletilen sinyallerdir. Bu sinyaller, iletişim sistemlerinde ve radyo frekansıyla yapılan diğer uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır. Bununla birlikte dar bant sinyaller genişliği sebebiyle daha az veri taşıma kapasitesine sahip olmaktadır. Geniş bant sinyallerde ise, iletilen frekansın çok daha geniş bir spektruma yayılması, dolayısıyla daha fazla veri iletim hızına sahip olması anlamına gelmektedir. Bu farklılık yön bulma konusunda önem kazanmaktadır ve bant genişliğine bağlı olarak da yön bulma algoritmalarının performansı değişmektedir [1].



Şekil 1.1: Varış Yönü Kestirimi [2]

ED sistemlerinde yön bulma işlemi bir anten dizisi ve alıcı kombinasyonu ile düzenlenmiş bir sistemdir ve vericinin azimut açısını belirlemek için kullanılmaktadır. İletilen sinyalin alıcıya ulaştığında bulunacak olan varış yönü kestirimi için farklı yöntemler mevcuttur.

Varış yönü kestirimi, bir sinyal kaynağından çıkan işaretin hangi doğrultuda alıcıya ulaştığını bulmaya yarayan bir işlemdir. Sinyal kaynağının sayısına göre kullanılan yön bulma teknikleri değişebilmektedir. Bir adet sinyal kaynağının bulunduğu ortamlarda, anten dizisinin iki elemanı arasındaki faz farkı kullanılabilir ve varış yönü kestirilebilmektedir. Ancak ortamda birden fazla sinyal kaynağı olduğunda ve bu sinyal kaynağından iletilen sinyallerin anten dizisindeki her bir elemana farklı zamanlarda gelebileceği düşünülürse, sinyalin varış yönü kestirimi kolay olmayacaktır. Bu durumda varış yönü kestirim algoritmalarından faydalanmak gerekmektedir [3].

Kestirim algoritmaları 1960'lı yıllarda çalışılmaya başlanmıştır. Capon tarafından 1969 yılında ML (Maksimum Olabilirlik-Maximum Likelihood Estimation) konusu birden fazla işareti inceleyebilecek şekilde yeniden çalışılmıştır. 1970'lerden itibaren alt uzay kestirim algoritmaları kullanımı yaygınlaşmıştır. Pisarenko (1973), yeni bir atılım ortaya koymuştur. Öyle ki, gürültüye sahip bir sistemi kovaryans yaklaşımıyla ilk olarak modellemiştir. Sonrasında Schmidt (1977) tarafından ortaya konulan MUSIC (Çoklu Sinyal Sınıflandırma-Multiple Signal Classification) algoritmasıyla sensör dizilerinin geometrisinden bağımsız bir ölçüm modeli geliştirilmiştir.

MUSIC algoritmasının hassasiyeti yüksek olarak yön bulma özelliğinin yanı sıra bütün parametre uzayını tarama zorunluluğu sebebiyle oldukça fazla bir hesaplama ve veri depolama maliyeti getirmektedir. Bu sorunu çözmek için ESPRIT (Rotasyonel Değişmez Teknikler ile Parametre Kestirimi-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) algoritması geliştirilmiştir. Bu yöntemle tüm parametre uzayını taramaya gerek olmadan hesaplamalar ortaya konulabilmekte ve böylece MUSIC yönteminde karşılaşılan işlem yükü ve depolama maliyetleri büyük ölçüde azaltılmaktadır [4-7].

Literatürde yön kestirim algoritmalarını kullanarak yapılan çalışmalar şu şekildedir; Anten kazancına bağlı olarak koşturulan MUSIC algoritmasının sonuçları ele alınmıştır [4]. Geliş açısı tahmin tekniklerinden olan Interferometre ve MUSIC algoritmalarının farklı SNR (Sinyal Gürültü Oranı-Signal to Noise Ratio) değerlerine göre

kıyaslanmaları yapılmıştır [5]. Geniş bant sinyallerde varış açısının ESPRIT algoritmasıyla hesaplanmasına ilişkin çalışma ortaya konmuştur [6]. Geniş bant radar tehditlerinin yön kestirimi için oluşturulmuş FFT (Hızlı Fourier Dönüşümü-Fast Fourier Transform) tabanlı faz karşılaştırma algoritması kullanılmıştır [7]. Çok boyutlu azimut ve yükseklik tahmini için faz belirsizliği çözümünde kullanılan ESPRIT algoritmasının çıktıları değerlendirilmiştir [8]. DOA kestiriminde Interferometre, ESPRIT dahil birçok uygulamanın kullanılabildiği fakat en yüksek çözünürlüğe MUSIC algoritması ile ulaşıldığı çalışmada DOA tahmini MUSIC tabanlı bir algoritma ile yapılmıştır [9]. Geniş bant kaynakların DOA tahmini için altı farklı yön bulma algoritmasının kıyaslandığı çalışmada, yöntemlerin verimliliğini ve performansını belirlemek için farklı SNR değerlerinde çalışılmıştır [10]. Son olarak bir diğer çalışmada ise çoğunlukla çok yüksek frekanslarda (Ultra High Frequency-UHF) ve daha küçük frekans aralıklarında kullanılan Watson-Watt yöntemi değerlendirilmiş ve DOA tahmini doğruluğunun anten elemanlarının elektriksel yakınlığı sebebiyle olumsuz etkilendiği gözlemlenmiştir [11].

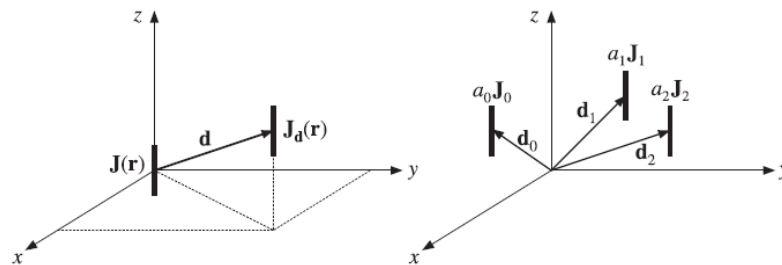
Bu tez kapsamında 4 adet yön bulma algoritması incelenmiştir. 2. bölümde sistem modelinde kullanılan faz dizili antenlerden bahsedilmektedir. 3. bölüm yön bulma algoritmalarının incelenmesi yer almaktadır. 4. bölümde bu algoritmalarından MUSIC, ESPRIT, Kök-MUSIC algoritmalarının geniş bant sinyallerde uygulanması için yapılan çalışmalar ortaya konmuştur. Gerçekleştirilen analiz çalışmaları Matlab simülasyonlarıyla desteklenmiştir. 5. bölümde ise elde edilen sonuçların değerlendirilmesi yer almaktadır.

2. FAZ DİZİLİ ANTENLER

Bu bölümde, yön bulma algoritmalarının uygulandığı sistemlerin bir parçası olan ve sinyal modelinde kullanılacak olan faz dizili antenler konusu aktarılmaktadır. Faz Dizili Antenler, her bir ışınıcısının (radiator) farklı faz açılarıyla beslenebildiği bir anten grubudur. Böylece elektronik olarak kontrol edilen bir anten ışınması meydana gelmektedir. Sonuçta tüm anten çizgesi elektronik saptırılabilir. Elektronik saptırma, antenin mekanik saptırılmasına göre çok daha esnek ve daha az bakım gerektirmektedir. Faz dizili antenler, radar yayını gönderme ve algılama özelliğine sahip bir anten kümesinde alıcı veya verici sinyallerin fazlarının özel bir geometri ve uygun zaman kullanılarak senkronize edilmesini sağlamaktadır. Senkronizasyon sonucunda elde edilen sinyal modelinin istenen yön ve menzilde hassas oranla değiştirilmesi, isteğe bağlı sinyal gücünün tarama açısındaki belli noktalarda kontrollü olarak artırılıp azaltılması sağlanmaktadır.

Faz dizili antenlerin kullanıldığı tekniklerde, radar sistemlerinin anten dizisi belirli bir hava sahasını düşman hareketlerine karşı taramaktadır ve belirli sinyal modelleri ile geometrik özellikleri hakkında detayları elde etmektedir. Faz diziler, antenleri hareket ettirmeden farklı yönlere elektronik olarak yönlendirebilen bir radyo frekansı oluşturan anten dizileridir. Bu sebeple faz dizili antenler belirli bir yönde daha iyi kazanç, yön ve performans sağlayacak şekilde yerleştirilebilmektedir.

Fazlı bir dizide vericiden gelen radyo frekansı, faz kaydırıcı ile fazın ve sinyalin gecikmesini değiştirmektedir. Böylelikle radyo frekansı farklı bir yöne döndürülmektedir.



Şekil 2.1: Farklı konumlardaki antenler [12]

Şekil 2.1’de sol tarafta d kadar uzaklığa taşınmış anten dizisi, sağ tarafta birkaç antenin farklı konumlara farklı genliklerle taşındığı görülmektedir.

Taşınmış antenlerin yayılım vektörleri, akım yoğunluğundaki taşınmadan kaynaklanan faz kaymasını yansıtmaktadır. Bir antenin akım yoğunluğu $J_d(r) = J(r - d)$ olarak ifade edilmektedir. Bu antenin orijinal konumundan d kadar uzaklıktaki mesafeye taşındığını göstermektedir. Tanım gereği, yayılım vektörü akım yoğunluğunun üç boyutlu Fourier dönüşümüdür. Bu nedenle, taşınmış akımın yayılım vektörü şu şekilde olacaktır:

$$F_d = \int e^{jkr} J_d(r) d^3 r = \int e^{jkr} J(r - d) d^3 r = \int e^{jk(r'+d)} J(r') d^3 r' \quad (1)$$

$$F_d = e^{jkd} \int e^{jkr'} J(r') d^3 r' = e^{jkd} F \quad (2)$$

$$r' = r - d \quad (3)$$

olmak üzere,

$$F_d(k) = e^{jkd} F \quad (4)$$

translasyonel faz kayması formülize edilmiş olacaktır [12].

Faz dizili antenler, ilk olarak uçak ve füzeleri tespit etmek için radyo frekansının gökyüzünde hızlı bir şekilde yönlendirilmesini sağlamak amacıyla askeri radar sistemlerinde kullanılmak üzere tasarlanmıştır. Daha sonrasında 5G, MIMO (Çoklu Giriş-Çoklu Çıkış-Multi-Input Multi-Output) gibi sivil yapılanmalarda da kullanılmaya başlanmıştır. Bununla birlikte akustikte, tıbbi ultrason görüntüleme, petrol gaz aramada ve sonar sistemlerinde de kullanılmaktadır.

4 çeşit faz dizili anten bulunmaktadır;

- 1- Pasif elektronik yönlendirilmiş dizi (PESA)
- 2- Aktif elektronik yönlendirilmiş dizi (AESA)
- 3- Dijital ışın şekillendirme (DBF)
- 4- Hybrid Işın Şekillendirme (HBF)

PESA, bir adet verici ve her anten başına bir adet faz kaydırıcıya sahip olmaktadır. AESA'da ise her anten için bilgisayar kontrollü vericiler mevcuttur. Farklı yön ve frekanslarda birden fazla radyo frekansını aynı anda iletebilmektedir. DBF'de ise her antene bağlı dijital alıcılar bulunmaktadır. Böylece FPGA (Alan Programlanabilir Kapı Dizisi-Field Programmable Gate Array) kullanılabilir. Son olarak HBF ise PESA ve AESA'nın birleştirilmiş hali gibi düşünülebilmektedir [12].

3. YÖN BULMA ALGORİTMALARI

Yön bulma algoritmaları, radyo frekansları veya diğer elektromanyetik sinyallerin geliş yönünü belirlemek amacıyla kullanılan matematiksel ve hesaplamalı tekniklerdir. Bu algoritmalar, radar sistemleri, iletişim ağları, navigasyon sistemleri ve sinyal işleme uygulamaları gibi çeşitli mühendislik ve bilimsel alanlarda temel bir rol oynamaktadır. Bu teknikler, sinyallerin geldiği yönü hassas bir şekilde tespit ederek, sistem performansını optimize etme ve hedeflerin doğru bir şekilde izlenmesini sağlama gibi önemli işlevleri yerine getirmektedir. Yön bulma algoritmalarının bir sonraki bölümde matematiksel çıkarımları ve algoritmaların işleyişi detaylı olarak anlatılmıştır.

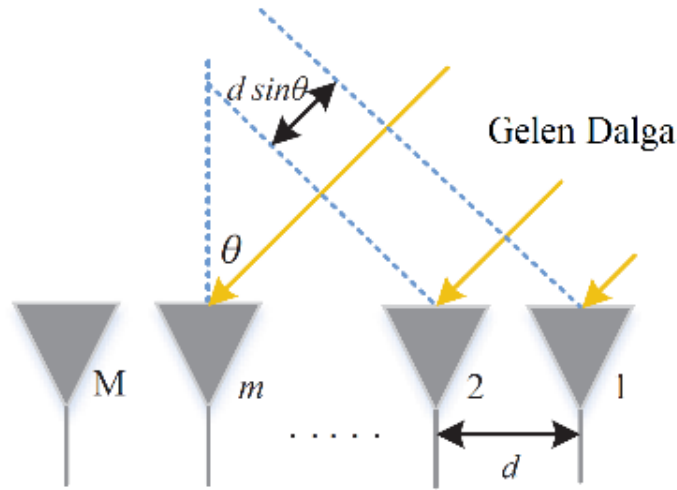
3.1. MUSIC Algoritması

MUSIC algoritması, birden fazla sinyal kaynağının yönlerini tahmin etmek için kullanılan bir spektral analiz yöntemi olarak tanımlanmaktadır. Algoritma, sinyal ve gürültü arasındaki özdeğer ayrımını kullanarak, sinyal kaynaklarının yönlerinin yüksek çözünürlükle belirlenmesini sağlamaktadır. Bir dizi anten tarafından alınan sinyalleri işleyerek, bu sinyalin kaynağının yönünü tahmin etmektedir. MUSIC, özellikle çok sayıda kaynağın bulunduğu durumlarda etkili olup, sinyallerin yön bilgilerini belirlemek için özdeğer ayrımına dayalı bir teknik sunmaktadır [13].

MUSIC algoritmasının temel fikri; herhangi bir dizi çıkış verisinin kovaryans matrisi için karakteristik ayrıştırmayı yürütmek ve bunun sonucunda sinyal bileşenlerine denk gelen bir gürültü alt uzayına sahip dik bir sinyal alt uzayı elde etmektir. Sonrasında bu iki dik alt uzay, spektral tepe araması yoluyla elde edilen bir spektrum fonksiyonu oluşturarak DOA sinyallerini tespit etmektedir. Bu işlem sırasında alınan bir sinyalin örnekleme verilerinden M adet örnekten oluşan bir veri vektörü elde edilmektedir. Bu veri vektörünün kovaryans matrisinin özdeğer matrisine ayrışımını gerçekleştirerek sinyalin antenlere geliş açısı tahmin edilmektedir. Böylece sinyalin geliş yönü bulunmaktadır. Analiz kısmında DOA sinyallerinin ideal matematiksel modeli için kabul edilmesi gereken koşullar şu şekildedir [14];

- Her test sinyal kaynağı aynı ama farklı polarizasyona sahip olmaktadır.
- Sinyal kaynakları dar bantlı ve her kaynağın merkez frekansı bulunmaktadır.

- Test sinyali kaynak sayısı D olmak üzere, anten dizisi $M > D$ şartı vardır.
- Anten aralıkları d kadardır. Dizi eleman aralığı en yüksek sinyal frekansının dalga boyunun yarısından büyük olmamaktadır.
- Hem dizi elemanı hem de test sinyalleri arasında ilişki bulunmamaktadır.
- Sıfır ortalamalı, Gauss gürültüsü mevcuttur.



Şekil 3.1.1: DOA kestirim sistem modeli [15]

Anten dizisine giden sinyal kaynaklarının sayısı $k = 1, 2, \dots, D$ şeklindedir.

M adet anten, D adet işaret kaynağından alınan toplam işaret sayısı;

$$u(t) = \sum_{i=0}^{D-1} a(\theta_i) s_i(t) + n(t) \quad (5)$$

şeklinde yazılmaktadır. Burada $u(t)$ toplam işaret vektörü, $a(\theta_i)$, i . işaretin geliş doğrultusuna karşılık gelen dizi yöneltme vektörü, $s_i(t)$ anten dizisine gelen işaret vektörü, $n(t)$ ise her bir anten elemanındaki gürültü bileşeni olarak ifade edilmektedir.

$$u(t) = \begin{bmatrix} a(\theta_0) & a(\theta_1) & \dots & a(\theta_{D-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0(t) \\ s_1(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ s_{D-1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0(t) \\ n_1(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ n_{M-1}(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$s(t) = [s_0(t) \quad s_1(t) \quad \dots \quad s_{D-1}(t)]^T \quad (7)$$

$$n(t) = [n_0(t) \quad n_1(t) \quad \dots \quad n_{M-1}(t)]^T \quad (8)$$

olmak üzere denklemin tüm parametrelerinin matris formu,

$$U=AS+N \quad (9)$$

şeklinde yazılmaktadır.

$a(\theta_i)$, θ_i açısıyla gelen i . işaret olarak tanımlandığından, A , yöneltme vektörlerini temsil eden matrisin sütun vektörleri $D \times 1$ boyutunda yöneltme vektörü olarak elde edilmektedir. U toplam işaret vektörlerini ifade eden $M \times 1$ boyutlu matris, S antenlere gelen sinyallerin oluşturduğu $D \times 1$ boyutlu matris ve N gürültü vektörlerinin oluşturduğu $M \times 1$ boyutlu matrisi temsil etmektedir. Anten dizisinden toplanan işaretler ile giriş kovaryans matrisi oluşturulmaktadır.

$$R_{uu} = E[u(t)u(t)^*] = AR_{ss}A^* + \sigma_n^2I \quad (10)$$

Giriş kovaryans matrisi R_{uu} bu şekilde tanımlanmaktadır. Burada R_{ss} gelen işaretin korelasyon matrisi, A^* matrisi A 'nın kompleks eşleniği, I birim matris ve σ_n^2 gürültünün varyansı olarak ifade edilmektedir. R_{uu} 'nin özdeğerleri $\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}\}$ olarak ifade edilirse, özdeğerler;

$$|R_{uu} - \lambda_i I| = 0, \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (11)$$

denklemini sağlamaktadır. Denkleme değişkenlerin tanımları yerleştirildiğinde;

$$|AR_{ss}A^* + \sigma_n^2I - \lambda_i I| = |AR_{ss}A^* - (\lambda_i - \sigma_n^2)I| = 0 \quad (12)$$

şeklinde yazılmaktadır. $AR_{ss}A^*$ 'nin özdeğerleri;

$$\nu_i = \lambda_i - \sigma_n^2 \quad (13)$$

olarak ifade edilmektedir.

Eğer $D < M$ ise $AR_{ss}A^*$ matrisinin $M - D$ tane özdeğeri sıfıra eşit olmaktadır. Böylece;

$$\begin{aligned} \nu_i &= \lambda_i - \sigma_n^2 = 0 \\ \lambda_i &= \sigma_n^2, \quad i = D, D+1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (14)$$

olarak elde edilmektedir. Sıfıra eşit olan özdeğer sayısı K olmak üzere, alınan işaret sayısı $D = M - K$ olmaktadır.

λ_i 'lere karşılık gelen özvektörler q_i olarak ifade edilmektedir. O halde q_i özvektörleri;

$$\begin{aligned} (R_{uu} - \lambda_i \mathbf{I})q_i &= 0 \\ AR_{ss}A^*q_i &= 0 \\ A^*q_i &= 0, \quad i = D, D+1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (15)$$

denklemini sağlamaktadır.

Böylelikle gelen işaretlere karşılık olan yöneltme vektörü A , R_{uu} 'nin özvektörleri q_i 'ye dik olmaktadır.

$$\nu_n = [q_D \quad q_{D+1} \quad \dots \quad q_{M-1}] \quad (16)$$

Gürültü özvektörlerini içeren matris olmak üzere,

$$\{a(\theta_0), a(\theta_1), \dots, a(\theta_{D-1})\} \perp \{q_D, q_{D+1}, \dots, q_{M-1}\} \quad (17)$$

şeklinde ifade edilmektedir.

R_{uu} 'nin kovaryans matrislerinin özvektörleri 2 adet alt uzaya ayrılmaktadır. Alt uzaylardan birisi, DOA için oluşturulan yöneltme vektörünü de içinde barındıran, işaret alt uzayı, diğeri ise gürültü alt uzayı olarak belirlenmiştir. Bu iki alt uzay birbirine dik olarak yer almaktadır. MUSIC algoritmasının temeli buradan oluşmaktadır. Yöneltme vektörü taranarak gürültü alt uzayına dik olanlar bulunmaktadır. Böylelikle geliş açısı olan θ_i 'ler kestirilmektedir. MUSIC spektrumu;

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{a^*(\theta)a(\theta)}{a^*(\theta)\nu_n\nu_n^*a(\theta)} \quad (18)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Spektrumdaki tepe noktaları ise işaretlerin geliş açılarını temsil etmektedir [9].

3.2. KÖK-MUSIC Algoritması

Kök-MUSIC algoritması, sensör dizisinin korelasyon matrisinin özvektörlerine dayanmaktadır. Sinyal yön tahmini, spektrum polinomunun köklerini inceleyerek elde edilmektedir. Elde edilen spektrum uzayındaki tepe noktaları, birim çemberin yakınında bulunan polinom köklerini ifade etmektedir [16].

Kök-MUSIC algoritması, MUSIC algoritmasından daha çok bilgi kullanarak yapılan bir analiz türüdür. MUSIC' den farklı olarak spektrum tepelerini aramak yerine, bir polinomun köklerini bulmayı içermektedir. [17].

MUSIC algoritmasına kıyasla daha az hesaplama gücü gerektirir, çünkü sadece özdeğerlerin köklerini hesaplamak yeterli olmaktadır. Ayrıca geliş açıları daha doğrudan ve basit bir şekilde elde edebilmektedir. Fakat bunun yanı sıra sadece kökleri kullanarak elde edilen geliş açısı yön tahminleri, MUSIC algoritmasından elde edilen tahminler kadar kesinlik oluşturmamaktadır.

Kök MUSIC algoritması için yapılacak işlemler şu şekilde sıralanabilir;

Öncelikli olarak MUSIC spektrumu ele alınmaktadır. Burada E_n gürültü özvektörlerini, $a(\theta)$ yönlendirme vektörlerini temsil etmek üzere,

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) E_n E_n^H a(\theta)} \quad (19)$$

$s(t)$

Burada $C = E_n E_n^H$ olarak tanımlanırsa yukarıdaki ifade;

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) C a(\theta)} \quad (20)$$

şeklinde yazılabilmektedir.

m . elemanın yönlendirme vektörü $a_m(\theta)$;

$$a_m(\theta) = e^{-jkd_m \sin \theta}, m = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (21)$$

olarak tanımlanmaktadır. Bu durumda MUSIC spektrum formülündeki payda ;

$$\begin{aligned}
a^H(\theta)Ca(\theta) &= \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jkdmsin\theta} C_{mn} e^{jkdnsin\theta} \\
&= \sum_{\ell=-N+1}^{N-1} C_{\ell} e^{jkd\ell sin\theta}
\end{aligned} \tag{22}$$

şeklinde yazılabilmektedir. Buradaki C_{ℓ} , C matrisinin ℓ . köşedeki elemanlarının toplamı olarak ifade edilmektedir. Daha basit bir forma getirmek adına $z = e^{-jkd sin\theta}$ olarak ifade edilirse;

$$D(z) = \sum_{\ell=-N+1}^{N-1} C_{\ell} z^{\ell} \tag{23}$$

şeklinde yazılabilmektedir. $D(z)$ 'nin birim çember yakınındaki kökleri, MUSIC spektrumunun kutuplarına karşılık gelmektedir. Bu kutuplar;

$$z_i = |z_i| e^{j\omega(z_i)}, \quad i = 1, 2, \dots, 2(N-1) \tag{24}$$

şeklinde ifade edilmektedir. Birim çemberin içindeki köklerin $|z_i| < 1$ olacak şekilde seçilmesi ve son adım olarak $e^{j\omega(z_i)}$ ile $e^{-jkd sin\theta}$ karşılaştırılması sağlanmalıdır ve θ_i değeri elde edilmektedir.

$$\theta_i = -\sin^{-1} \left\{ \frac{\omega(z_i)}{kd} \right\} \tag{25}$$

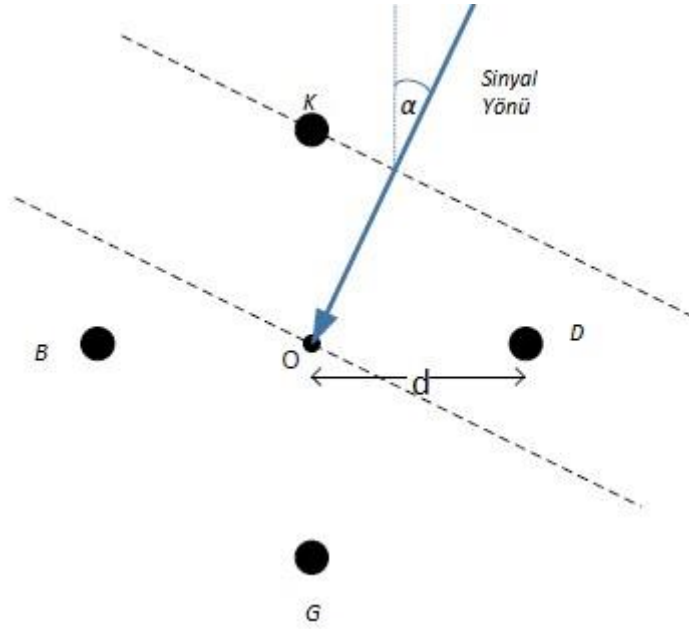
θ_i değeri spektrumda Kök MUSIC'den elde edilen sinyal varış açılarını göstermektedir [17].

3.3. Watson-Watt Algoritması

Bu yöntem 1926 yılında ilk kez Watson-Watt tarafından uygulanmış olup genlik karşılaştırma prensibine dayalı çalışmaktadır. Bu yöntemde anten seçimi oldukça önemli bir durumdur. Algoritma için çapraz döngü antenleri kullanılmıştır ve bu antenlerden alınan genlik seviyeleri oranı sonrası ters tanjant dönüşümü ile geliş açısı

tespiti yapılmaktadır. Uygulaması kolay olan bu yöntem genellikle dar bant sinyallerde kullanılmaktadır.

Uçları iletim hattına bağlı olan döngü şeklinde bir kablo veya elektriksel iletkenin oluşan radyo antenlerine döngü anten adı verilmektedir. İki dikey döngü şeklindeki anten elemanından oluşan ve genellikle birbirine 90 derece açıyla yerleştirilen yapıya ise çapraz döngü anteni denilmektedir. Bu yapı, antenin hem yatay hem de dikey polarizasyona sahip sinyalleri alabilmesini sağlamaktadır. Fakat çapraz döngü antenlerinin çok yönlü sinyal aktarımının fazla olduğu ortamlarda hataya sebep olduğu gözlenmiştir. Bu yüzden çapraz döngü anteni yerine Adcock antenleri kullanılarak hatalar azaltılabilmektedir [18].



Şekil 3.3.1: 4 elemanlı Adcock dizisinin geometrisi [19].

Adcock antenleri çoğunlukla düşük frekanslarda ve yön bulma uygulamalarında kullanılmaktadır. Ayrıca çapraz antenlere göre daha karmaşık montaj ve ayar gerektirebilirken, genellikle yüksekliği ve genişliği önem kazanmaktadır.

Adcock antenleri, sinyalin geldiği yönü belirlemek için faz farklarını kullanmaktadır. Antenlerin konumu ve sinyallerin faz farkları, sinyal kaynağının yönünü belirlemek için analiz edilmektedir.

Azimut açısı θ , yükseliş açısı ε , taşıyıcının dalga boyu λ ve antenler arası mesafe d olmak üzere temel banttaki mesaj sinyali olan $s(t)$ dört elemanlı Adcock anten dizisine ulaşmaktadır.

Adcock dizisinin merkezi, faz referans noktası olarak alındığında K-Kuzey, G-Güney, D-Doğu, B-batı olacak şekilde yerleştirilen dört antenden toplanan sinyaller $u(t)$ ve gelen mesaj sinyali $s(t)$ olmak üzere;

$$\begin{aligned} u_K(t) &= s(t) \exp(jkdcos\theta\cos\varepsilon) \\ u_G(t) &= s(t) \exp(-jkd\cos\theta\cos\varepsilon) \\ u_D(t) &= s(t) \exp(jkdsin\theta\cos\varepsilon) \\ u_B(t) &= s(t) \exp(-jkdsin\theta\cos\varepsilon) \end{aligned} \quad (26)$$

şeklinde yazılmaktadır. Dalga sayısı da $k = 2\pi / \lambda$ olarak elde edilmektedir.

Antenlerle kurulmuş olan analog devre, güney yönündeki sinyali kuzeyden ve batı yönündeki sinyali doğu sinyalinden çıkarmak için kullanılmaktadır.

$$\begin{aligned} u_{KG}(t) &= u_K(t) - u_G(t) = s(t)2j\sin(kd\cos\theta\cos\varepsilon) \\ u_{DB}(t) &= u_D(t) - u_B(t) = s(t)2j\sin(kd\sin\theta\cos\varepsilon) \end{aligned} \quad (27)$$

$d < \lambda / 2\pi$ olmak üzere fark sinyalleri yaklaşık olarak;

$$\begin{aligned} u_{KG}(t) &\approx s(t) 2jkd\cos\theta\cos\varepsilon \\ u_{DB}(t) &\approx s(t) 2jkdsin\theta\cos\varepsilon \end{aligned} \quad (28)$$

elde edilmektedir. İki fark sinyali, iki adet faz uyumlu alıcı kanalını beslemektedir. Üçüncü faz uyumlu kanal, Adcock dizisinin merkezinde örneklendirilen bir referans sinyali için kullanılmaktadır. Bu durumda referans sinyali;

$$u_0(t) = \beta(\theta, \varepsilon)s(t) \quad (29)$$

olmaktadır. Tek bir anten için $\beta(\theta, \varepsilon) = 1$ olmak üzere, dört anten için;

$$\beta(\theta, \varepsilon) = 2[\cos(kd\cos\theta\cos\varepsilon) + \cos(kd\sin\theta\cos\varepsilon)] \quad (30)$$

şeklinde yazılmaktadır. Artık mesaj sinyali ortadan kaldırılmıştır ve yaklaşık olarak KG, DB sinyalleri ;

$$p_{KG} = -j \frac{u_{KG}(t)}{u_0(t)} \approx \frac{2}{\beta(\theta, \varepsilon)} k d \cos \theta \cos \varepsilon$$

$$p_{DB} = -j \frac{u_{DB}(t)}{u_0(t)} \approx \frac{2}{\beta(\theta, \varepsilon)} k d \sin \theta \cos \varepsilon$$
(31)

olmaktadır. Kestirilecek sinyal azimut açısı ise;

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{P_{DB}}{P_{KG}} \right)$$
(32)

şeklinde oluşturulmaktadır [19].

Watson-watt algoritmasının avantajlarından bazıları:

- Watson-Watt uygulaması, radar teknolojisinde kullanılan ilk uygulamalarından birisi olmuştur. Ayrıca radarın savaş ve savunma teknolojilerinde kritik bir rol oynamasını sağlamıştır.
- Adcock anten dizisinin çapı diğer antenlere göre daha küçük ve kolay taşınabilir olduğu için diğer anten dizilerinde göre daha çok tercih edilmektedir.
- Düşük maliyetli olması, kullanıcıların tercih sebeplerinden biri olmaktadır.
- Uygun şekilde tasarlanmış bir Watson-Watt yön bulucu, yüksek doğruluğu olan sonuçlarla herhangi bir alıcıyla etkileşim kurabilmektedir.
- Watson-Watt algoritması, bütçe kısıtlamalarının olduğu mobil uygulamalar için özellikle tercih sebebi olmaktadır.

Dezavantajları ise şu şekilde sıralanmaktadır;

- Adcock anten dizisi dar açıklığa sahip olduğundan, yön bulucunun çözünürlüğü etkilenmektedir.
- Dar açıklığı nedeniyle, Watson-Watt sistemi yansıma hatalarına ve çoklu yol etkisine oldukça fazla eğilim göstermektedir.
- Adcock anteni için karmaşık devreler gerektiğinden Watson-Watt yönteminde maksimum frekans sınırlandırılmaktadır. Geniş bantlı sinyallerde yön bulma

sistemi için uygun olmadığından, bu yöntem 1000 MHz üzerindeki frekanslar için kullanılamamaktadır.

- Watson-Watt yöntemi yüksek frekanslarda azimut üzerinde daha büyük etkiye sahip olmakla birlikte, yükseklik ölçümü sağlamamaktadır [20].

3.4. ESPRIT Algoritması

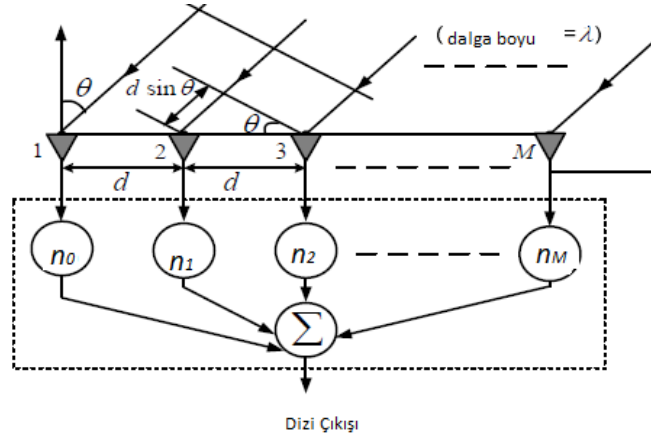
Çoklu tehditin olduğu bir ortamda yüksek doğrulukla tehdit yön tespiti yapmak mümkün olmaktadır. Sinyal işleme algoritmaları sayesinde M adet anten içeren bir dizinden $M - 1$ adet tehdit yönü bulunabilmektedir. Bunun için kullanılan yöntemlerden birisi de ESPRIT algoritmasıdır. Bu algortmada MUSIC algoritmasında da olduğu gibi sinyal ve gürültü uzaylarının diklik özelliği kullanılmaktadır.

Anten dizisinden alınan sinyallerin korelasyon matrisinden özdeğer ve özvektör bileşenleri oluşturulmaktadır. Bu bileşenler ile çoklu sinyal spektrumu elde edilmektedir. Oluşturulan spektrumda tehdit sinyalinin alındığı açı değerlerinde görülen genlik tepeleri ile tehdit yön tespiti yapılmaktadır [18].

ESPRIT algoritmasında yön doğruluğunu arttırmak için yapılacak işlemler olabilmektedir. Bu işlemlerden, alınan sinyallerin korelasyon matrisinin örnek sayısının artması, yön doğruluğunu arttırmaktadır fakat bazı durumlarda bu hatalara sebep olmaktadır. Öyle ki örnek sayısı artan algoritmanın işlem yükü ve süresi de oldukça artmaktadır. Bu durumda yön bilgisi hata miktarı da artabilmektedir. Bu sebeple örnek sayısının arttırılması, zaman kısıtı gerektirmeyen durumlarda kullanılabilir.

MUSIC ile oldukça benzer bir algoritma olan ESPRIT tekniğinin amacı, öteleme değişmezliği yapısına sahip iki dizi tarafından oluşturulan sinyal alt uzayındaki dönme değişmezliğinden yararlanmaktır [21].

Farklı açılardan θ_i ($i = 1, 2, \dots, M$), M dar bantlı kaynaktan gelen bir dizi düzlemsel dalganın, Şekil 3.4.1'de gösterildiği gibi, d eşit aralıklı sensörden oluşan bir uniform linear array (ULA) üzerine düştüğünü düşünelim.



Şekil 3.4.1: ESPRIT Algoritmasının Kuralı [22]

Belirli bir t anında ($t = 1, 2, \dots, K$) K toplam alınan görüntü sayısı olmak üzere, dizi çıkışı sinyal ve gürültü bileşenlerinden oluşmaktadır. Sinyal vektörü;

$$u(t) = \sum_{m=1}^M a(\theta_m) \cdot s_m(t) \quad (33)$$

olarak yazılmaktadır. Burada $s(t)$ $M \times 1$ 'lik kaynak sinyallerini, $a(\theta)$ $N \times 1$ 'lik dizi yönlendirme vektörünü oluşturmaktadır ve

$$a(\theta) = [1 \quad e^{-j\phi} \quad \dots \quad e^{-j(N-1)\phi}]^T \quad (34)$$

olmak üzere, T transpoz işlemi, ϕ dizinin elemanları arasındaki faz kaymasını ifade etmektedir.

$$\phi = \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) d \cos \theta \quad (35)$$

olarak formülize edilmektedir. d anten elemanları arasındaki mesafe, λ alınan sinyalin dalga boyunu temsil etmektedir. Boyutu $N \times 1$ olan sinyal vektörü $u(t)$;

$$u(t) = A(\theta)S(t) \quad (36)$$

olarak yazılmaktadır. Burada $A(\theta) = [a(\theta_1) \quad \dots \quad a(\theta_M)]$ $N \times M$ boyutunda yönlendirme vektörü, $S(t) = [S_1(t) \quad \dots \quad S_M(t)]$ $N \times M$ boyutunda kaynak vektörü

olarak tanımlanmaktadır. Bu denklem gerçek gözlemlenen verileri açıklaması için gürültü kavramının eklenmesi gerekmektedir.

$$u(t) = A(\theta)S(t) + n(t) \quad (37)$$

$u(t)$ ve $n(t)$ arasında korelasyon bulunmamaktadır. $n(t)$ sıfır ortalamalı beyaz Gauss gürültüyü temsil etmektedir. O halde,

$$U = AS + N \quad (38)$$

olarak yazılmaktadır. $S = [s(1) \dots s(K)]$ $M \times K$ boyutunda sinyal kaynağının ve

$N = [n(1) \dots n(K)]$ $N \times K$ boyutunda gürültü matrisini temsil etmektedir.

Korelasyon matrisi; σ_n^2 gürültünün varyansı, I birim matris olmak üzere;

$$\begin{aligned} R_{uu} &= E[u(t)u(t)^H] \\ R_{uu} &= E[A(\theta)S(t)S(t)^H A^H(\theta)] + E[n(t)n(t)^H] \\ R_{uu} &= A(\theta)R_{ss}A^H(\theta) + R_{nn} \\ &= A(\theta)R_{ss}A^H(\theta) + \sigma_n^2 I \end{aligned} \quad (39)$$

şeklinde oluşturulmaktadır. Bu sinyal modelinde R_{uu} , M adet özdeğer, $N-M$ adet gürültü özdeğerine sahip olmaktadır. E_s değeri $E_s = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_M]$ olmak üzere M adet sinyalin özvektörüne, E_n değeri de $E_n = [e_{M+1} \ e_{M+2} \ \dots \ e_N]$ olmak üzere $N-M$ adet gürültü özvektörüne karşılık gelen matrisler olarak tanımlanmaktadır.

Tanımlamalarla birlikte;

$$R_{uu} = \sum_{m=1}^M \lambda_k e_k e_k^H = E_s E_s^H + \sigma_n^2 E_n E_n^H \quad (40)$$

şeklinde tekrar oluşturulmaktadır.

Gerçek anten dizisi ölçümlerinde, kovaryans matrisleri bilinmemektedir ve bunlar, görüntüleme adı verilen sınırlı sayıda ölçümden tahmin edilebilir. Bu nedenle, korelasyon matrisinin veya örnek kovaryans matrisinin doğal tahmini şu şekilde verilir;

$$\begin{aligned}\hat{R}_{uu} &= \sum_{k=1}^K U(k)U(k)^H \\ \hat{R}_{uu} &= \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} U_k U_k^H\end{aligned}\quad (41)$$

K , örnek sayısı ya da gözlem vektörü; U , $K \times M$ boyutunda M adet ölçülen sinyalin kompleks zarf matrisi olarak tanımlanmaktadır.

Daha sonra \hat{R}_{uu} üzerinde öz ayrıştırma gerçekleştirilmelidir.

$$\hat{R}_{uu} = V \Lambda V^H \quad (42)$$

Burada sırasıyla $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}\}$ öz değerler, $V = \text{diag}\{q_0, q_1, \dots, q_{M-1}\}$ öz vektörleri temsil etmektedir.

En küçük özdeğer için λ_{\min} , K değerini kullanarak, \hat{L} olarak tanımlanan sinyal sayısı tespit edilmektedir.

$$\hat{L} = M - K \quad (43)$$

Sinyal alt uzayı tahminini yaparak $\hat{V}_S = [\hat{V}_0 \dots \hat{V}_{L-1}]$ bunu alt dizi matris parçalarına ayırmak gerekmektedir.

$$\hat{V}_S = \begin{bmatrix} \hat{V}_0 \\ \hat{V}_1 \end{bmatrix} \quad (44)$$

Daha sonra özdeğer ayrışımı $(\lambda_1, \dots, \lambda_{\hat{L}})$ hesaplanmalıdır.

$$\hat{V}_{01}^H \hat{V}_{01} = \begin{bmatrix} \hat{V}_0^H \\ \hat{V}_1^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_0^H & \hat{V}_1^H \end{bmatrix} = V \Lambda V^H \quad (45)$$

V , $\hat{L} \times \hat{L}$ boyutunda alt matrise bölünürse,

$$V = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{bmatrix} \quad (46)$$

elde edilmektedir. Son aşamada V matrisinin özdeğerleri hesaplanmakta ve ψ olarak tanımlanmaktadır.

$$\psi = -V_{12} V_{22}^{-1} \quad (47)$$

$$\hat{\Phi}_k = \text{özdeğer}(-V_{12} V_{22}^{-1}), \quad k = 0, 1, \dots, \hat{L}-1 \quad (48)$$

şeklinde oluşturulmaktadır. Bu $\hat{\Phi}_k$ matrisinin köşegen elemanları alınan sinyalin varış yönünü temsil etmektedir. Varış yön kestirimi;

$$\theta_k = \cos^{-1} \left[\frac{\arg(\hat{\Phi}_k)}{\beta d} \right] \quad (49)$$

şeklinde ifade edilmektedir.

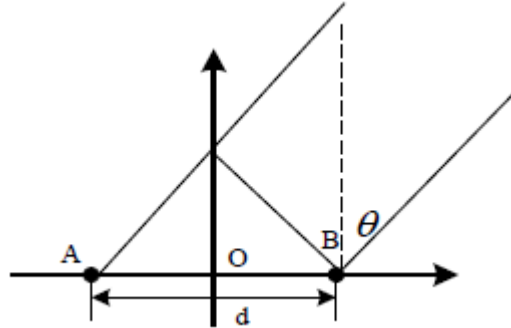
Görülmektedir ki, ESPRIT çoğu varış yönü tahmin yönteminin doğasında bulunan arama prosedürünü ortadan kaldırmaktadır ve varış yönü tahminlerini doğrudan özdeğerler cinsinden üretmektedir [22].

3.5. INTERFEROMETRE Algoritması

Interferometre algoritması, antenler aracılığıyla alınan sinyaller arasındaki faz farkını kullanarak geliş açısını belirlemeyi amaçlayan bir algoritmadır. Bu algoritma, genellikle bir anten dizisi veya Interferometre ile sinyallerin varış yönlerini belirlemek için kullanılmaktadır [23].

Dar bant sinyallerde Interferometre, sinyalin dar bir frekans bandında çalışır ve daha düşük frekans çözünürlüğüne sahip olabilir fakat bunun yanı sıra daha az karmaşık bir sistem gerektirmektedir. Bu nedenle, dar bant Interferometre genellikle belirli uygulamalarda, özellikle RF ve mikrodalga alanlarında kullanılmaktadır. Geniş bant sinyallerde Interferometre, farklı frekanslardaki sinyallerin faz farkını dikkate alarak daha geniş bir frekans bandında çalışabilmektedir. Bu durum, daha hassas ve doğru bir varış yönü tahmini sağlamaktadır.

Interferometre algoritmasında amaç, aralarında belirli dalga boyuna sahip birkaç antenden alınan sinyallerin üst üste bindirilerek yön bulma sisteminin çözünürlük gücünü ve hassasiyetini arttırmaktır.



Şekil 3.5.1: Bir boyutlu Interferometre modeli [24]

Şekil 3.5.1’de ikili anten dizisi ile kurulmuş bir boyutlu Interferometre modeli yer almaktadır. Antenler arası mesafe (A ve B) d kadardır ve faz farkı φ , dalga boyu λ ,

hedefin geliş açısı θ olmak üzere, $\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta$ şeklinde yazılmaktadır. Buradan,

$\theta = \arcsin\left(\frac{\varphi\lambda}{2\pi d}\right)$ elde edilmektedir. $d < \lambda/2$ garanti edildiği sürece, herhangi bir

yönden gelen sinyal için, taban çizgisi için faz farkı $[-180^\circ, 180^\circ]$ aralığında olmaktadır

ve sonuç tek bir değerdir. Eğer $d > \lambda/2$ olursa, taban çizgisi için faz farkı $[-180^\circ, 180^\circ]$ aralığında değildir bu da faz bulanıklığına sebep olmaktadır. Dolayısıyla $d < \lambda/2$ ön koşul olarak sağlanmalıdır.

Bu koşuldan sonra sinyal A ve B antenlerine geldiğinde;

$$\begin{bmatrix} U_A(t) \\ U_B(t) \end{bmatrix} = s(t) \begin{bmatrix} \exp(-j \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda}) \\ 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_A(t) \\ n_B(t) \end{bmatrix} \quad (50)$$

$n_A(t)$ ve $n_B(t)$ A ve B kanallarının gürültülerini temsil etmektedir. Bu iki gürültü birbirinden bağımsızdır. İki kanalın çapraz korelasyonu hesaplanarak kanalın gürültüsü bastırılabilir.

$$R_{uu} = E \left[U_A(t) U_B^*(t) \right] = P_s \exp \left(j \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda} \right) \quad (51)$$

Yukarıdaki formülde R_{uu} korelasyon ifadesi, E matematiksel ortalama ve P_s sinyalin güç değerini ifade etmektedir. Bu formülasyona göre geliş açısı θ 'nın gürültüyü bastırmasına yönelik olarak;

$$\begin{aligned} \theta &= \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \arg(R_{uu}) \right) \\ \sin \theta &= \frac{\lambda}{2\pi d} \arg(R_{uu}) \\ d\theta &= \frac{\lambda}{2\pi d |\cos \theta|} |d \arg(R_{uu})| \end{aligned} \quad (52)$$

denklemleri yazılabilmektedir.

Burada θ açısı yükselme açısını temsil etmektedir. Ardından, faz farkı her dalga boyundaki yerleşim dizisi için referans faz farkı ile karşılaştırılır ve en yüksek korelasyon noktası bulunmaktadır. Bu nokta, gelen sinyalin varış açısına karşılık gelmektedir [24].

4. YÖN BULMA ALGORİTMALARININ GENİŞ BANT SİNYALLER İÇİN UYGULANMASI

Dar bant sinyallerden iletim genişliği ve frekans aralığı olarak ayrılan geniş bant sinyaller, iletilen bilgi miktarı ve iletim hızı gibi konularda da dar bant sinyallere göre daha avantajlı konumda bulunmaktadır. Bu özellikleri sebebiyle daha fazla veri taşıyabilme kapasitesine sahip olmaktadır.

Yön bulma algoritmalarında ise çoğunlukla, dar bant sinyaller kullanılmaktadır. Bunun sebebi hem performans hem de spektrum kirliliğinden çok fazla etkilenmeden veri iletiminin kolaylıkla yapılabilmesini sağlamaktır. Fakat bu çalışmada geniş bantlı sinyallerde yön bulma algoritmalarının performansının incelenmesi amaçlanmıştır.

4.1. MUSIC Algoritmasının Geniş Bant Sinyallerde Uygulanması

MUSIC algoritması geniş bant sinyallerin PSD (Güç Spektral Yoğunluğu-Power Spectral Density) değerini tahmin etmeyi amaçlamaktadır. Tipik olarak, alınan sinyallerin kovaryans matrisinin özvektörlerini ve özdeğerlerini hesaplamayı içermektedir. Sonrasında, bu özvektörler kullanılarak spektral yoğunluk tahmini yapılmaktadır. Bu algoritmanın geniş bant sinyallerde kullanılırken uygulanacak işlem adımları şu şekildedir:

1.Adım: Kovaryans matrisinin hesaplanması;

$$R_{uu} = E[u(t)u(t)^H] \quad (53)$$

olarak yazılmaktadır ve $u(t)$ örnek vektörlerini temsil etmektedir.

2.Adım: Özdeğer ayrışımı;

$$R_{uu} = E\Lambda E^H \quad (54)$$

Kovaryans matrisinin özdeğerleri Λ matrisi ve buna karşılık gelen özvektörler E matrisi ile gösterilmektedir. Geniş bant sinyallerin analizinde, sinyal ve gürültü alt uzayları belirlenmektedir. Özdeğerlerin büyüklüğüne göre, en büyük özdeğerler sinyal

alt uzayı ve en küçük özdeğerler ise gürültü alt uzayı olarak ayrılır. Sinyal alt uzayı E_s , gürültü alt uzayı ise E_n olarak belirlenmektedir.

3.Adım: MUSIC spektrumunun hesaplanması;

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^H E(\theta) E(\theta)^H a(\theta)}$$

$$s(t) = A \cos \left(2\pi \left(f_0 t + \frac{k}{2} \phi(t) \right) \right) \quad (55)$$

$$k = \frac{\Delta f}{f_m}$$

Belirli bir θ frekansı için MUSIC spektrum formülünde $P_{MUSIC}(\theta)$ güç spektral yoğunluğu tahminini, $a(\theta)$ yönlendirme vektörünü, $E(\theta)$ gürültü özvektörlerini ifade etmektedir.

4.Adım: Spektrum tepe noktası tespiti;

MUSIC spektrumundaki tepe noktaları, sinyal kaynaklarının varlığını göstermektedir. Hesaplanan spektrumda maksimum değerler bulunur. Bu değerler, gelen geniş bant sinyallerin geliş açılarını belirlemektedir [25].

MUSIC algoritmasında dalga sayısı k ve yönlendirme vektörü a_k olarak tanımlanan bu iki ifade birbirleriyle ilişkilendirilmektedir. k sinyalin dalga boyu λ 'ya bağlıdır. Bu yüzden MUSIC algoritmasının kullanılabilmesi için ortamda mevcut bulunan sinyallere ait dalga boyu veya frekans bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Böylelikle frekans düzlemine geçerek sinyallerin frekanslarını kestirmek için $U(t)$ 'nin örnekleme hali olan $U(k)$ 'nin ayrık Fourier dönüşümü olan $U(w)$

$$U(w) = AS(w) + N(w) \quad (56)$$

şeklinde yazılmaktadır. Geniş bant sinyallerde kullanılan MUSIC algoritmasında, tüm spektrum yerine sadece sinyallerin olduğu frekans noktaları kullanılmaktadır. Fakat ilk olarak dar bantlı sinyal durum ele alınacaktır.

Frekans düzleminde ifade edilebilen bir sinyalin frekansı w_c olsun. Gürültünün sıfır ortalamalı olduğu kabul edildiğinde, $w = w_c$ frekansında $U(w = w_c)$ ile kendisinin Hermit eşleniği çarpılarak (57)'deki denklem elde edilmektedir.

$$E[U(w_c)U^H(w_c)] = AE[S(w_c)S^H(w_c)]A^H + E[N(w_c)N^H(w_c)] \quad (57)$$

Uzun süre spektrum takip edildiğinde, Fourier dönüşüm vektörü olan $U(w)$ 'nin kovaryansı yaklaşık olarak (58)'de gösterildiği üzere spektral yoğunluk matrisine eşit olmaktadır. Böylelikle yukarıdaki denklem;

$$P^u(w_c) = AP^s(w_c)A + \sigma_g^2(w_c)I \quad (58)$$

şeklinde yazılabilmektedir. Burada $P^u(w_c)$ ve $P^s(w_c)$, sırasıyla $U(k)$ ve $S(k)$ 'nin $w = w_c$ frekansındaki spektral yoğunluk matrislerini ve $\sigma_g^2(w_c)$ gürültü sinyallerini içeren $N(k)$ 'nin $w = w_c$ frekansındaki spektral yoğunluk matrisini temsil etmektedir. Daha yalın olarak;

$$\hat{P}^u(w_c) = U(w_c)U(w_c)^H \quad (59)$$

şeklinde yazılır ve denklemin özdeğeri hesaplanır. Bu özdeğerler büyükten küçüğe sıralanır $\{I_1 > I_2 > \dots > I_M\}$. Buna karşılık özvektörler $\{V_1, V_2, \dots, V_M\}$ olacak şekilde yazıldığında, gürültüyü temsil eden özvektör setinin $E_n = \{V_{N+1}, \dots, V_M\}$ yönlendirme vektörü, $a(\theta)$ 'ya dik olması beklenmektedir. Bunun sonucunda $P_{MUSIC}(\theta)$ formülü ile $w = w_c$ frekansındaki sinyal için geliş açısı kestirimi bulunabilmektedir. Eğer mevcut ortamda birden daha fazla sinyal var ise, w_c yerine

ortamdaki sinyallerin frekansları sırasıyla yazılır ve $a(\theta)$ yönlendirme vektörünün her w_c değeri için yeniden hesaplanması sağlanmalıdır. Sonrasında diğer adımlar tekrarlanarak sinyalin geliş açısı kestirilmektedir [26].

Geniş bantlı sinyallerde ise bu durum, sinyal geniş bir banda yayıldığı için birden fazla frekansta bulunmaktadır. Bu sebeple spektral yoğunluk matrisinden elde edilen özvektörler de frekansa bağlı olarak yazılması gerekmektedir. Seçilen frekansa göre $E_n(w_c)$ gürültü özvektörleri, sinyalin yer aldığı tüm frekans değerleri için tekrar hesaplanmaktadır.

Özet olarak w_1 ve w_2 frekansları arasında B bant genişliğine sahip geniş bant bir sinyalin spektrum formülü;

$$\hat{P}_{w_B}(\theta) = \frac{1}{\frac{1}{N} \sum_{\theta=1}^N a(\theta) E_n(w_\theta) E_n^H(w_\theta) a(\theta)^H} \quad (60)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Burada w_B frekans aralığı sinyalin bulunduğu tüm bant genişliğini ifade etmektedir. $a(\theta)$ yönlendirme vektörü sinyalin dalga boyuna bağlı olduğundan her bir frekans değeri için baştan hesaplanması gerekmektedir. Böylelikle geniş bant sinyaller için geliş açısı kestirimi de elde edilmektedir [15].

4.2. KÖK-MUSIC Algoritmasının Geniş Bant Sinyallerde Uygulanması

N adet geniş bant sinyal kaynağının M adet antenden oluşan bir dizi tarafından gözlemlendiği varsayalım. $X(j)$, $M \times 1$ boyutunda alınan sinyal vektörü,

$$X(j) = AS(j) + V(j), \quad j = 1, 2, \dots, J \quad (61)$$

şeklinde yazılmaktadır. Burada $S(j)$, $N \times 1$ 'lik yönlendirme vektörü, $V(j)$ ise $M \times 1$ boyutundaki gürültü vektörü olmak üzere,

$$A = [A(\gamma_1), A(\gamma_2), \dots, A(\gamma_N)] \quad (62)$$

$A(\gamma)$ anten manifoldu olarak adlandırılmaktadır. $X(j)$, yönü θ_n olan birim enerjili bir kaynağın dizi eleman çıkışlarının vektörüdür ve θ_n , n . kaynağın DOA değeri olmaktadır.

Yön bulma problemi, alınan $\{X(j)\}_{j=1}^J$ verilerinden bilinmeyen $\{\gamma_n\}_{n=1}^N$ geliş yönü açısını tahmin edilmesi şeklinde ifade edilebilmektedir.

Alınan sinyal vektörünün kovaryans matrisi;

$$\begin{aligned} R_s &= E\{SS^H\}, \\ \sigma^2\Sigma &= E\{VV^H\}, \\ R &= E\{XX^H\} = AR_sA^H + \sigma^2\Sigma \end{aligned} \quad (63)$$

şeklinde yazılmaktadır.

Kök-MUSIC algoritmasının devamında $X(j)$ 'nin örnek kovaryans matrisi oluşturulur ve öz ayrıştırma işlemi uygulanır.

$$\hat{R} = \sum_{j=1}^J X(j)X(j)^H = \hat{U}\hat{\Lambda}\hat{U}^H \quad (64)$$

Burada $\hat{U} = [\hat{U}_s, \hat{U}_n]$ şeklinde ifade edilmektedir. \hat{U}_s , \hat{R} 'in N en büyük özdeğerine karşılık gelen özvektör; \hat{U}_n ise bunun dışında kalan özvektörler olarak tanımlanabilir. Kısaca \hat{U}_s sinyal alt uzayını, \hat{U}_n ise gürültü alt uzayını ifade etmektedir. Sonuçta $\{\gamma_n\}_{n=1}^N$ tahmin etmek için, spektrumda N adet en büyük tepe noktasını aramak,

$$S(\gamma) \cong 1/\|\hat{U}_n^H A(\gamma)\|^2 \quad (65)$$

veya eşit olacak şekilde, N adet en küçük sıfırları aramak

$$D(\gamma) \cong \left\| \hat{U}_n^H A(\gamma) \right\|^2 \quad (66)$$

gerekmektedir.

Kök-MUSIC algoritması, $D(\gamma)$ ' nin sıfırlarını hesaplama noktasına kadar tam olarak MUSIC algoritmasıyla aynı şekilde ilerler. Ayrılacak kısımda birim kazançlı ve sıfır fazlı çok yönlü sensörlere sahip lineer düzgün aralıklı bir anten dizisinin özel durumu ele alınmaktadır. Kayıp olmadan, Kök-MUSIC algoritması için oluşturulan senaryoda seçilen anten dizisi x ekseninde sıralı olarak seçilmiştir. Bu ideal dizinin manifoldu şu şekildedir:

$$A(\gamma) = \left[1, e^{-j2\pi(d/\lambda)\sin\gamma}, \dots, e^{-j2\pi(d/\lambda)(M-1)\sin\gamma} \right]^T \quad (67)$$

λ alınan sinyalin dalga boyu, d anten elemanları arasındaki mesafe olmak üzere,

$$d/\lambda = d \frac{\omega}{2\pi c} \quad (68)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Kompleks değişken z ;

$$z = e^{-j2\pi(d/\lambda)\sin\gamma} \quad (69)$$

olarak tanımlandığında,

$$A(z) = \left[1, z, \dots, z^{M-1} \right]^T \quad (70)$$

şeklinde yazılabilmektedir. Bu tanımlama daha sonrasında sıfır spektrumları kontrol etmek daha anlaşılır bir hal almaktadır.

$$\begin{aligned} D(z) &= \left\| \hat{U}_n^H A(z) \right\|^2 \\ &= D_{-M+1} z^{-M+1} + \dots + D_0 + \dots + D_{M-1} z^{M-1} \end{aligned} \quad (71)$$

Bu polinomun kökleri ρ_m olarak birim çember içindeki köklerini göstermektedir.

Kökler şu şekilde sıralanabilir:

$$1 \geq \rho_1 \geq \rho_2 \geq \dots \geq \rho_{M-1} \quad (72)$$

ve $\hat{\gamma}_n$ için, $n = 1, 2, \dots, N$ olmak üzere;

$$\sin \hat{\gamma}_n = \frac{1}{2\pi(d/\lambda)} \phi_n \quad (73)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Böylelikle $\hat{\gamma}_n$, Kök-MUSIC algoritmasının geliş yönü açısının tahminleridir [27].

Aşağıdaki Çizelge 4.2.1' de MUSIC ve Kök-MUSIC algoritmalarının karşılaştırması yer almaktadır.

MUSIC	Kök-MUSIC
<ul style="list-style-type: none"> Sinyalin frekans spektrumunu analiz ederek birden fazla geliş açısını tahmin eder. 	<ul style="list-style-type: none"> MUSIC algoritmasının kök bulma versiyonu olarak tanımlanabilir.
<ul style="list-style-type: none"> Veri matrisinin kovaryans matrisi üzerinden hesaplanmasıyla çalışmaktadır. 	<ul style="list-style-type: none"> DOA tahminleri, kovaryans matrisinin özvektörleri üzerinde yapılan işlemlerle elde edilmektedir.
<ul style="list-style-type: none"> Geniş bant sinyaller için uygun olan ve yaygın olarak kullanılan bir spektral tahmin yöntemidir. 	<ul style="list-style-type: none"> Diğer spektral tahmin yöntemlerine göre daha az hesaplama gücü gerektirmektedir.

Çizelge 4.2.1: MUSIC ve Kök-MUSIC Algoritmalarının Karşılaştırılması [28]

4.3. ESPRIT Algoritmasının Geniş Bant Sinyallerde Uygulanması

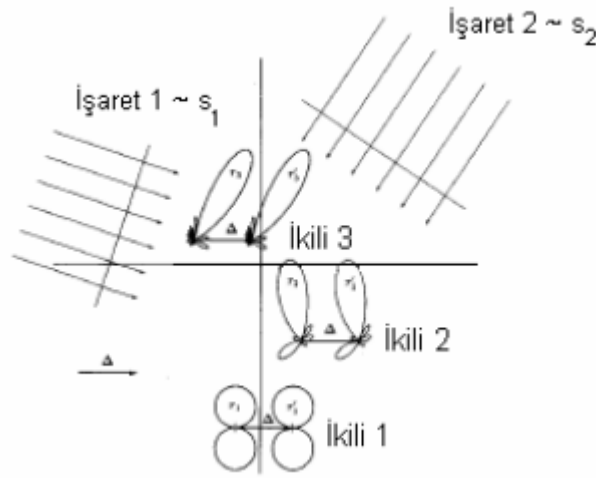
Bu bölümde varış yönünün kestirim metotlarından biri olan ESPRIT algoritması ve bu algoritmanın geniş bant sinyaller üzerinde etkileri incelenmiştir.

ESPRIT birçok yönden MUSIC algoritmasına benzemekle birlikte; MUSIC algoritmasıyla kıyaslandığında bazı önemli avantajlara sahiptir. İlk olarak, diğer DOA

kestirim algoritmaları gibi anten parametreleri, geometrisi ve anten elemanının örüntü, kazanç gibi özellikleriyle ilgili detaylı bir bilgiye ihtiyaç duymamaktadır. İkinci avantaj ise, diğer algoritmalarda olan tarama işlemini gerçekleştirmediği için hesaplama olarak daha basittir. Ayrıca MUSIC algoritmasına göre, hata sapma oranı ve çözünürlük açısından daha iyi bir performansa sahiptir. Son olarak da dizi geometrisinden kaynaklı hatalara daha az duyarlılık göstermektedir [29].

ESPRIT algoritması temelinde iki özdeş anten dizisinden alınan verilerle elde edilen sinyal alt uzayı ve yönlendirme vektörünün bulunması işlemlerini kapsamaktadır. Bu işlem süresince sinyal alt uzaylarına aktif kanal adı verilmiştir [30].

ESPRIT yönteminde, dizi, iki eşit boyutlu özdeş alt diziyeye ayrılabilen bir yapıya sahip olmaktadır. Bu alt dizilerin elemanları arasındaki mesafe sabittir ve rotasyonel değildir. Böylece dizi, yer değiştirmeye değişmemektedir ve elemanlar özdeş yer değiştirmeye sahip uyumlu çiftler (doublet) halinde bulunmaktadır. Şekil 4.3.1’ de ikililerden veya çiftlerden oluşan örnek bir düzlemsel dizi geometrisi gösterilmiştir [31].



Şekil 4.3.1: ESPRIT dizi geometrisi [31]

Kullanıcının belirli bir bant içerisinde $[0, B_{\max}]$ almış olduğu analog geniş bant sinyali $x(t)$ olarak tanımlanmıştır. Kullanıcının aldığı sinyalin m adet bağımsız alt bant sinyaller $s_1(t), \dots, s_m(t)$ içerdiği varsayılmaktadır. f_i ve B_i ise $s_i(t)$ 'nin sırasıyla taşıyıcı frekansı ve bant genişliği olarak kabul edilmiştir. Kullanıcının aldığı sinyal şu şekilde ifade edilmektedir:

$$x(t) = \sum_{i=1}^m s_i(t) + n(t) \quad (74)$$

İlgili frekans bandı L adet aynı bant genişliğine sahip alt kanala bölünecektir ve her bir alt kanalın bant genişliği B olacaktır. Böylelikle maksimum bant genişliği $B_{\max} = B_i L$ şeklinde yazılmaktadır.

N , aktif kanal sayısını temsil etmektedir. Aktif kanalların kümesi $b_i \in [0, L-1]$ olmak üzere $b = [b_1, \dots, b_N]$ şeklinde ifade edilmektedir. Böylece son durumda B_{\max} ve B verildiğinde aktif kanal sayısı bulunmaktadır.

Çoklu küme örnekleme, örnekleme oranı Nyquist'ten daha düşük olan periyodik örnekleme teknolojisidir. i . sürekli zamandaki sinyalin veri modeli:

$$y_i(t) = x(t) \sum_{k \in \mathbb{Z}} \delta(t - (kL + c_i) / B_{\max}), i = 0, 1, 2, \dots, P-1 \quad (75)$$

olarak yazılmaktadır. Burada $\delta(t)$ darbe fonksiyonu olmak üzere, P ise $P \leq L$ ifadesini sağlayan örnekleme dallarının sayısıdır. $c = [c_0, \dots, c_{p-1}]$ olmak üzere P adet örnekleme dallarının gecikmelerini gösterir ve her bir c elemanı birbirinden farklıdır. Ayrıca $c_i \subseteq \{0, 1, 2, \dots, L-1\}$ sağlanır. Bununla birlikte kesikli zaman örnekleme dizisi şu şekildedir;

$$y_i[n] = x\left(\frac{kL + c_i}{B_{\max}}\right), k \in \mathbb{Z}, i = 0, 1, \dots, P-1. \quad (76)$$

Çoklu küme örneklemesinin ortalama örnekleme oranı $f_{\text{avg}} = \alpha B_{\max}$ olarak ifade edilir. Burada $\alpha = P/L$ olup Nyquist alt çarpanıdır. $y_i(t)$ nin Fourier Dönüşümü şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned}
Y_i(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} y_i(t) e^{-j2\pi ft} dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k \in \mathbb{Z}} x(t) \delta(t - (kL + c_i) / B_{\max}) e^{-j2\pi ft} dt \\
&= \sum_{k \in \mathbb{Z}} x(t - (kL + c_i) / B_{\max}) e^{-j2\pi f(kL + c_i) / B_{\max}} \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_i[n] e^{-j2\pi fn / B_{\max}}
\end{aligned} \tag{77}$$

$y_i(t)$ ' nin Fourier dönüşümünün, $y_i[n]$ ifadesinin kesik zamanlı Fourier dönüşümüne eşit olduğu bilindiğinden, (*) konvolüsyon operatörü olmak üzere, $Y_i(f)$ şu şekilde de ifade edilebilmektedir;

$$\begin{aligned}
Y_i(f) &= X(f) * \frac{B_{\max}}{L} \sum_{n \in \mathbb{Z}} \delta(f + \frac{nB_{\max}}{L}) e^{\frac{-j2\pi c_i n}{L}} \\
&= B \sum_{n \in \mathbb{Z}} X(f + nB) e^{\frac{-j2\pi c_i n}{L}} \\
&= B \sum_{n=0}^{L-1} X(f + nB) e^{\frac{-j2\pi c_i n}{L}}, f \in [0, B]
\end{aligned} \tag{78}$$

Bilinen gözlem vektörü $Y(f)$ ve bilinmeyen sinyal spektrumu $X(f)$ değerleri;

$$\begin{aligned}
Y(f) &= [Y_{c_1}(f) \dots Y_{c_p}(f)], \\
X(f) &= \begin{bmatrix} X(f + b_1 B) \\ X(f + b_2 B) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ X(f + b_N B) \end{bmatrix}, f \in [0, B],
\end{aligned} \tag{79}$$

şeklinde oluşturulmaktadır. $X(f + b_i B) = S(f + b_i B) + N_i(f)$, $f \in [0, B]$ ifadesi aktif kanal olan b_i 'nin sinyal spektrumunu göstermektedir. Ayrıca $S(f)$ ve $N(f)$ sırasıyla $s(t)$ ve $n(t)$ 'nin Fourier dönüşümünü ifade etmektedir. Böylece veri modeli frekans alanında şu şekilde ifade edilmektedir:

$$Y(f) = AX(f) + N(f), f \in [0, B] \quad (80)$$

Öyle ki,

$$A(i, k) = B \exp\left(\frac{j2\pi c_i b_k}{L}\right) \quad (81)$$

olarak yazılabilir.

Gözlem vektörünün otokoreleasyon matrisi;

$$R_{YY} = E\left[Y(f)Y^H(f)\right] = AR_{XX}A^H + \sigma^2 I \quad (82)$$

şeklinde tanımlanmaktadır.

$$R_{XX} = E\left[X(f)X^H(f)\right] \quad (83)$$

sinyal spektrum matrisinin otokorelasyon matrisidir.

$$z_i(t) = x(t) \sum_{k \in \mathbb{Z}} \delta(t - (kL + c_i + \Delta c) / B_{\max}), i = 0, 1, \dots, P-1, \quad (84)$$

Δc sabit olmak üzere $z_i(t)$ bu şekilde tanımlanmaktadır. $z_i(t)$ ve $y_i(t)$ benzer şekilde tanımlandığından, diğer bir gözlem vektörü kabul edilen $Z(f)$

$$Z(f) = \begin{bmatrix} Z_{c_1}(f) & Z_{c_2}(f) & \dots & Z_{c_p}(f) \end{bmatrix} \quad (85)$$

şeklinde yazılmaktadır. Elde edilen denklem

$$R_{YZ} = E[Z(f)Z^H(f)] = A\theta R_{XX}A^H + \sigma^2 I, \quad (86)$$

olarak düzenlenebilir. Burada θ , geliş açılarını ifade etmektedir [30].

4.4. Nümerik Sonuçlar

Yapılan çalışma kapsamında oluşturulan sistem modeli aşağıdaki şekilde oluşturulmuştur.

Klasik FM (Frekans Modülasyonu-Frequency Modulation) sinyalin aksine, NLFM (Lineer Olmayan Frekans Modülasyonu-Non Linear Frequency Modulation) genellikle sinüzoidal bir taşıyıcı sinyalin frekansının, modülatör sinyaliyle doğrusal olmayarak değiştirildiği bir yöntemdir.

NLFM fonksiyonunun genel matematiksel ifadesi;

$$s(t) = A \cos \left(2\pi \left(f_0 t + \frac{k}{2} \phi(t) \right) \right) \quad (87)$$

Olmak üzere, burada A sinyalin genliğini, $s(t)$ NLFM sinyalinin zamanla değişen değerini, f_0 başlangıç frekansını, k modülasyon derecesini ve $\phi(t)$ frekans modülasyon fonksiyonunu ifade etmektedir.

$\phi(t)$ genellikle zamanın bir fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır. Bu fonksiyon bir polinom veya üstel bir ifade olabilmektedir. Önemli olan bu fonksiyonun zamanla lineer değişim göstermediğidir. Bu çalışmada kullanılan NLFM sinyalinin frekans modülasyon fonksiyonu ikinci dereceden bir polinom olarak belirlenmiştir.

k modülasyon derecesi ise sinyal yoğunluğunu ifade etmektedir.

$$k = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (88)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada Δf modüleli sinyal tarafından oluşturulan maksimum frekans değişimini, f_m modülasyon frekansını ifade etmektedir.

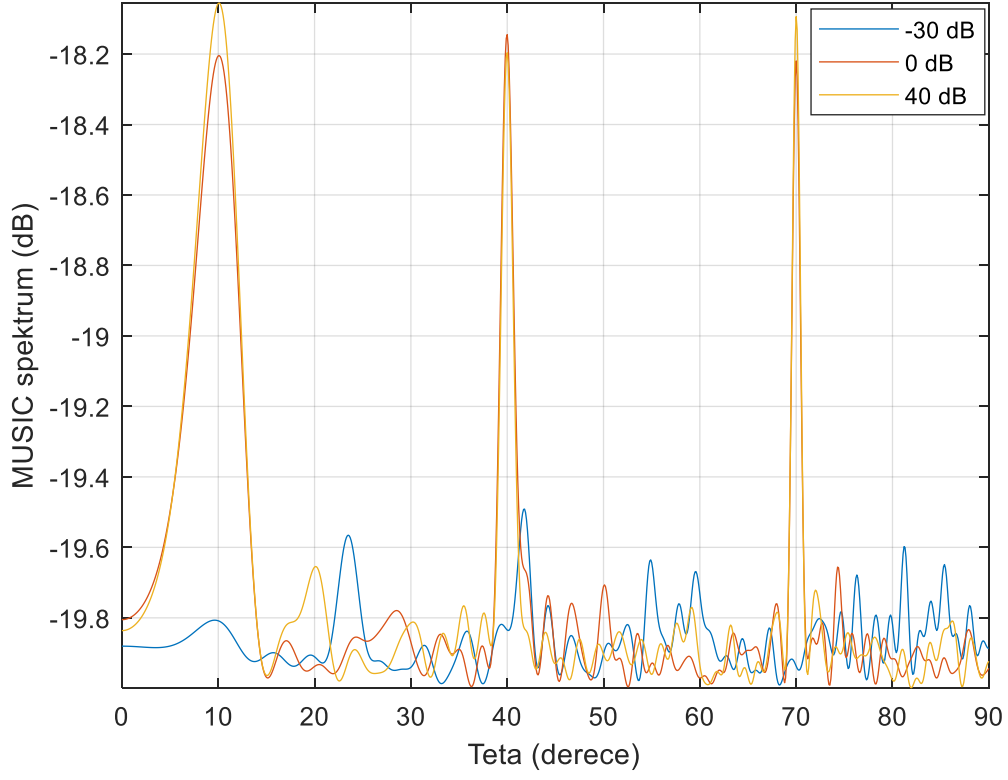
NLFM radar sistemleri, sinyal işleme ve tehdit/hedef tespiti için lineer olmayan frekans modülasyonu tekniğini kullanmaktadır. NLFM radarlar, radar sinyallerinin frekansını zaman içinde doğrusal olmayan bir şekilde değiştirme yöntemine dayanmaktadır. Bu durum da bazı avantajlar sağlamaktadır. Avantajların başında radar sinyalinin zaman ve frekans çözünürlüğünü artırması dolayısıyla radarın hedefleri daha hassas bir şekilde tespit etmesi ve ayırt etmesi gelmektedir. Ayrıca NLFM radarlar yüksek SNR' da bile iyi bir performans sağlayabilmektedir. Kısaca NLFM sinyalleri, hem radar sistemlerinde hem de iletişim sistemlerinde daha iyi performans, daha az yan etki ve daha yüksek SNR elde etmek için tercih edilmektedir [32].

Oluşturulan yapıda; 10 adet omni directional (çok yönlü) yatay eksende sıralanmış faz dizili anten setine belirli açılarla gelen üç adet sinyalin MUSIC, Kök MUSIC ve ESPRIT algoritmalarına girdi olarak verilip sinyallerin geliş açısı tahmini yapılmıştır. Antenler her yöne eşit bir şekilde sinyal yaydığından ve tüm algoritmalar aynı parametrelere sahip olması gerektiğinden gerçek açı değerleri 10, 40 ve 70 olarak belirlenmiştir. Ayrıca SNR değeri de -30 dB ile 40 dB arasında tutulmuştur. Bu kapsamda her algoritma için BW (bant genişlikleri) değerleri 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz ve 10 MHz şeklinde artırılarak gözlem seti oluşturulmuştur. Algoritma çıktılarının sonuçları değerlendirilmiştir. Bu koşullar altında Matlab çıktıları aşağıda listelenmiştir.

A. MUSIC Algoritması Sonuçları

➤ ***BW=1 kHz***

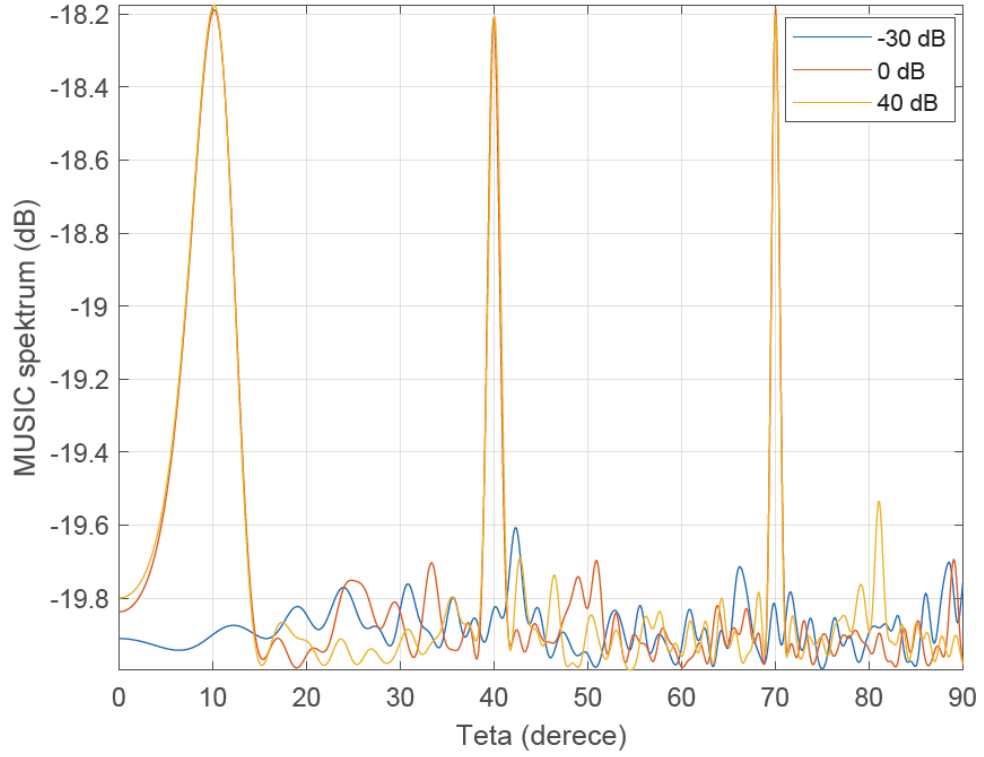
İlk olarak 1 kHz bant genişliğine sahip 1 ms süreli NLFM radar sinyali üretilmiştir. Bu sinyalin üzerine kompleks gürültü eklenerek çıktı üretilmiştir. Sonrasında bu kompleks gürültü eklenmiş sinyaller bir adet sinyal kaynağından üç adet üretilerek MUSIC algoritmasına girdi sağlanmıştır. Algoritma sonucunda bu üç sinyalin geliş açıları tahmini yapılmıştır.



Şekil 4.4.1: MUSIC Spektrumu (BW:1 kHz)

Üç farklı SNR değerinde Şekil 4.4.1’de MUSIC spektrumu çizdirilmiştir. Gerçek açılar 10° , 40° ve 70° olmak üzere en düşük genlikli spektrum -30 dB SNR’da elde edilmiştir.

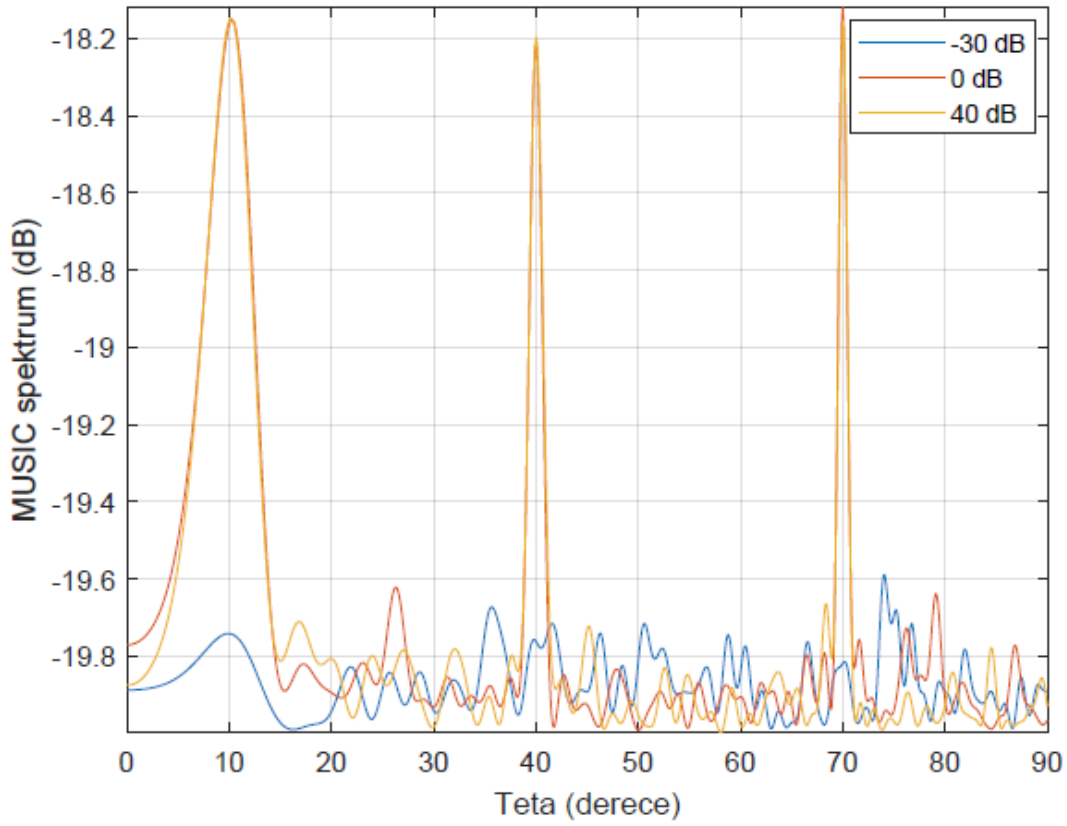
➤ **BW=10 kHz**



Şekil 4.4.2: MUSIC Spektrumu (BW:10 kHz)

10 kHz bant genişliğine sahip üretilen üç adet NLFM sinyallerin MUSIC spektrumu Şekil 4.4.2’de elde edilmiştir. -30 dB, 0 dB ve 40 dB sonuçları ekrana çizdirilmiştir. -30 dB SNR’da spektrumun en düşük genliğe, 40 dB SNR’da ise en yüksek genliğe sahip olduğu gözlemlenmiştir.

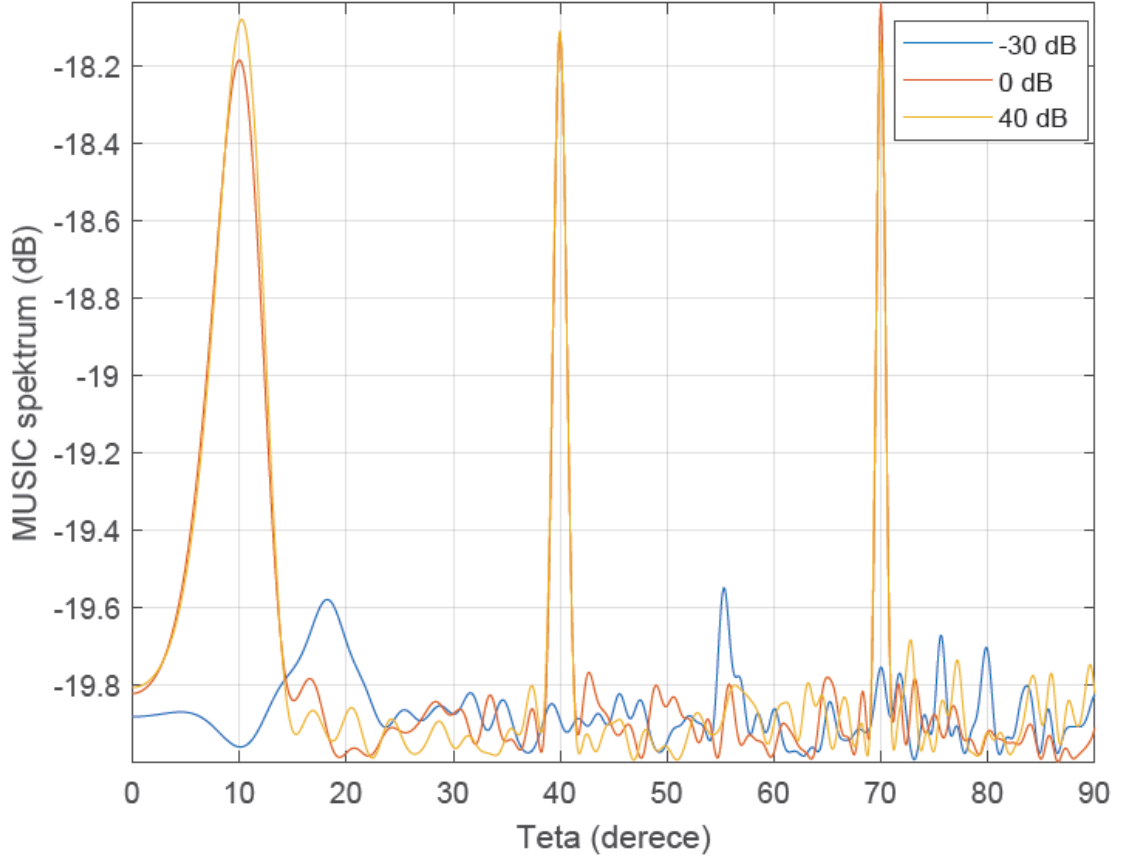
➤ $BW=100\text{ kHz}$



Şekil 4.4.3: MUSIC Spektrumu (BW:100 kHz)

İlk olarak 100 kHz bant genişliğine sahip NLFM sinyaller üretilmiştir. Sonrasında algoritmadan sonucunda Şekil 4.4.3'deki MUSIC spektrumu elde edilmiştir. -30 dB, 0 dB ve 40 dB sonuçları ekrana çizdirilmiştir. -30 dB SNR'da spektrumun en düşük genliğe, 40 dB SNR'da ise en yüksek genliğe sahip olduğu gözlemlenmiştir.

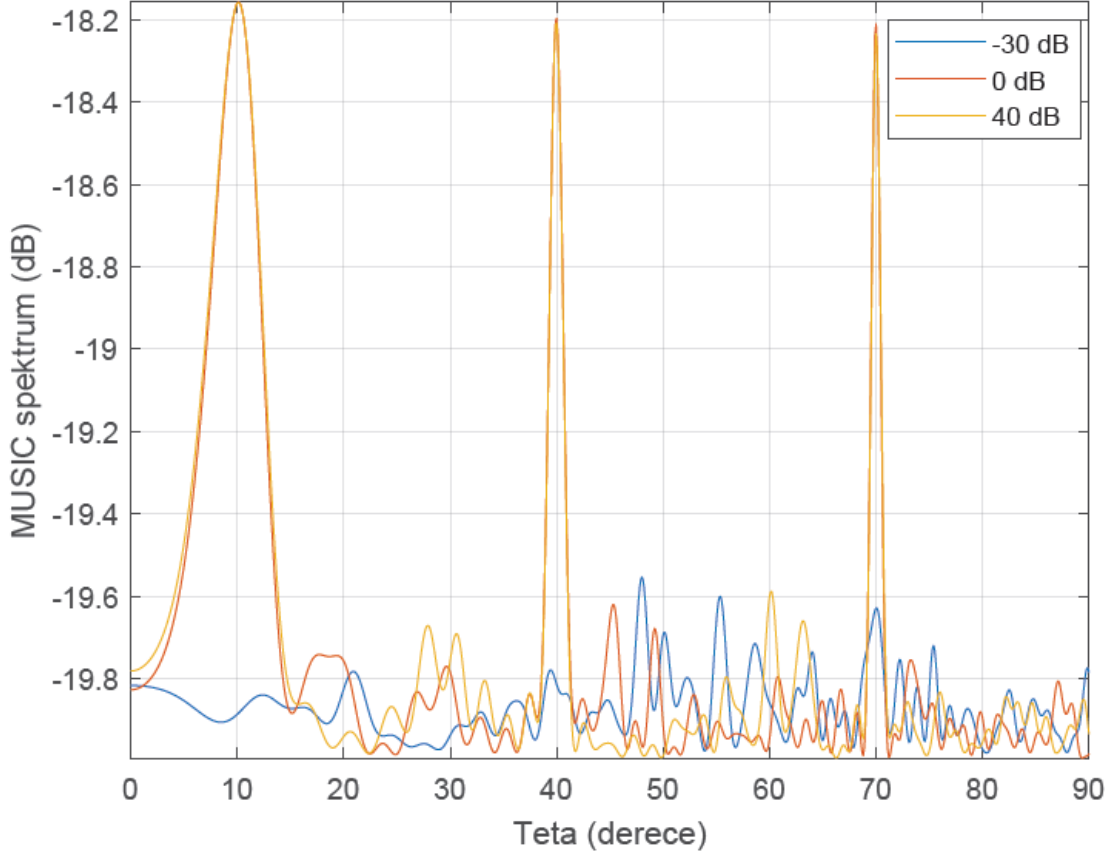
➤ $BW=1\text{ MHz}$



Şekil 4.4.4: MUSIC Spektrumu (BW: 1 MHz)

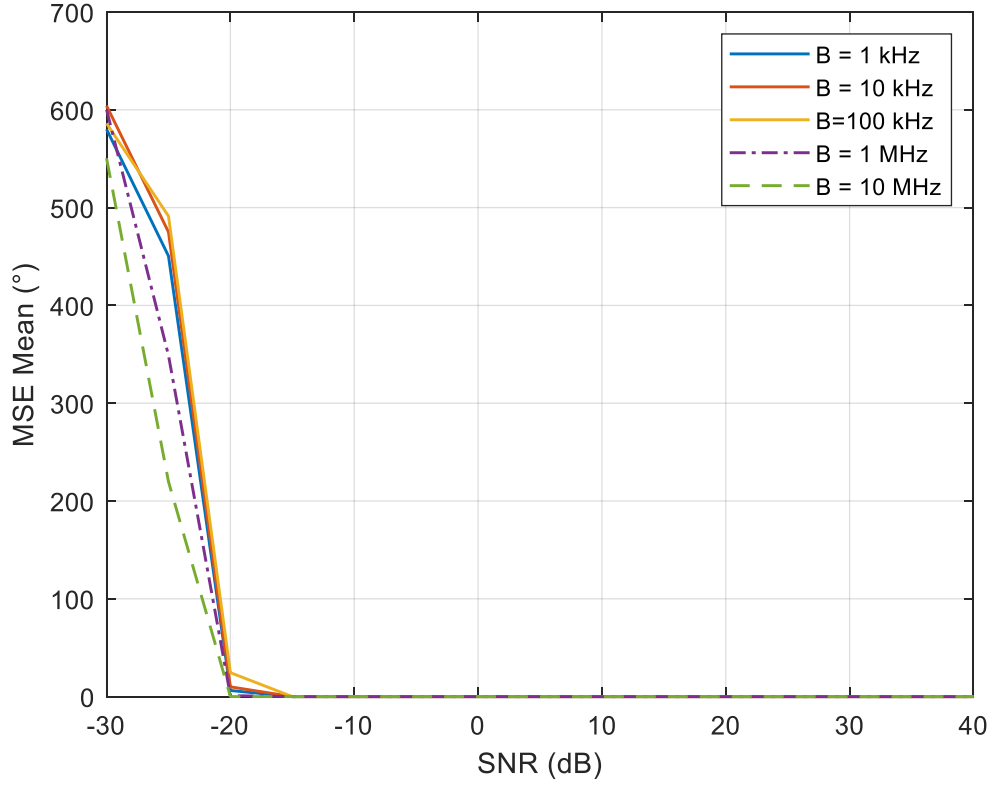
Şekil 4.4.4’da üretilen NLFM sinyallerin bant genişlikleri 1 MHz’dir. Elde edilen spektrumunda en düşük SNR’da en belirsiz spektrum elde edilirken, en yüksek SNR’da oldukça düzgün bir spektrum elde edilmiştir.

➤ ***BW=10 MHz***



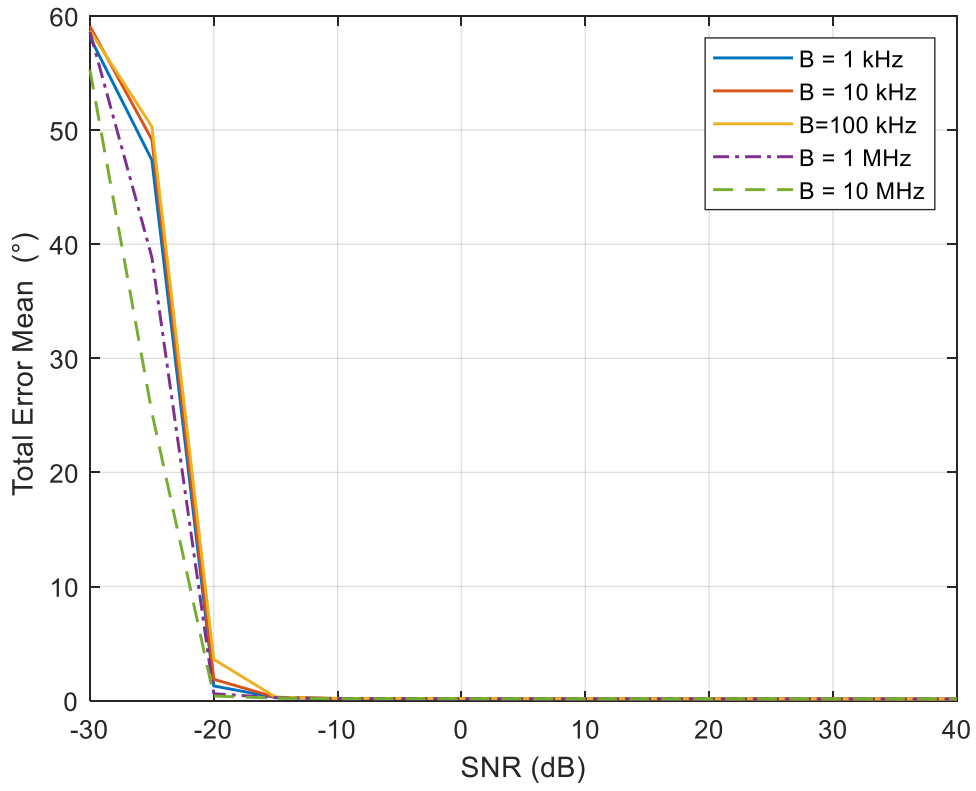
Şekil 4.4.5: MUSIC Spektrumu (BW: 10 MHz)

3 farklı SNR değerine göre çizdirilen DOA açılarının MUSIC spektrumu Şekil 4.4.5’de verilmiştir. En düşük genlik değeri -30 dB SNR’da elde edilirken, 0 dB ve 40 dB SNR için benzer sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 4.4.6: Ortalama Kare Hatasının SNR'a bağlı değişimi

Kestirimi yapılan DOA açıları için hesaplanan MSE değerleri SNR ve bant genişliği artışına bağlı olarak değişiklik göstermektedir. Şekil 4.4.6'da elde edilen grafikte bant genişliği 10 MHz olan sinyallerin en düşük MSE değerine sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 4.4.7: Toplam hata ortalaması

Üretilen tüm bant genişlikleri için her bir SNR değerinde toplam hata ortalaması hesaplanmıştır. Şekil 4.4.7’de en düşük toplam hata ortalaması 10 MHz bant genişliğine sahip üretilen NLFM sinyal ile elde edildiği görülmektedir.

```
theta_true =
```

```
10 40 70
```

```
BW: 1 kHz
```

```
-30 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 36.4282      57.4386      75.1462 derece  
-25 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 29.1033      55.0615      73.0417 derece  
-20 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.3232      40.1209      70.0154 derece  
-15 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1015      39.9737      69.9977 derece  
-10 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1103      39.9744      69.9985 derece  
40 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1161      39.9843      69.9989 derece
```

```
total_error_mean =
```

```
58.1554 47.3789 1.2865 0.2731 0.1762 0.1409
```

```
MSE_mean =
```

```
580.1385 450.5575 6.2778 0.0241 0.0117 0.0076
```

```
BW: 10 kHz
```

```
-30 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 37.2728      58.5005      75.11 derece  
-25 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 30.8318      54.8325      73.4875 derece  
-20 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.3815      40.3972      69.8613 derece  
-15 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1085      39.9711      69.9982 derece  
-10 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1099      39.9697      69.9988 derece  
40 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1128      39.9843      69.9999 derece
```

```
total_error_mean =
```

```
59.0953 49.1770 1.8704 0.2916 0.1900 0.1382
```

```
MSE_mean =
```

```
604.2210 475.0656 9.9973 0.0257 0.0129 0.0075
```

```
BW: 100 kHz
```

```
-30 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 36.4916      57.921      74.5859 derece  
-25 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 31.8491      55.1995      72.9876 derece  
-20 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.9273      40.8014      69.8152 derece  
-15 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1184      39.9741      69.9974 derece  
-10 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.116      39.9738      69.9988 derece  
40 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1147      39.9843      69.9989 derece
```

```
total_error_mean =
```

```
58.7135 50.3096 3.6185 0.3043 0.1944 0.1405
```

```
MSE_mean =
```

```
586.0637 491.3330 24.5074 0.0280 0.0134 0.0079
```

```
.....
```

Çizelge 4.4.1: Bant genişliği ve SNR artışına bağlı elde edilen DOA ve hata ortalaması değerleri_1

BW: 1 MHZ

```
-30 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 36.4468      57.9963      74.9813 derece
-25 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 24.8175      51.4672      71.2549 derece
-20 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1448      39.9851      69.9673 derece
-15 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1086      39.9715      69.9987 derece
-10 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.11        39.9749      69.9985 derece
40 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1093      39.9821      70.0001 derece
total_error_mean =
  58.6160   38.8648   0.6052   0.2564   0.1768   0.1377
MSE_mean =
  600.1887  348.9404   1.0044   0.0207   0.0115   0.0073
```

BW: 10 MHZ

```
-30 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 34.8531      56.6638      74.2723 derece
-25 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 18.8497      47.3368      70.16 derece
-20 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.0986      39.9692      69.9969 derece
-15 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1122      39.9738      69.9971 derece
-10 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1152      39.977       69.9986 derece
40 dB için Tahmin Edilen Theta Açısı: 10.1195      39.9833      69.9997 derece
total_error_mean =
  55.2894   25.2643   0.4007   0.2149   0.1674   0.1451
MSE_mean =
  550.4344  219.8555   0.0475   0.0165   0.0107   0.0082
```

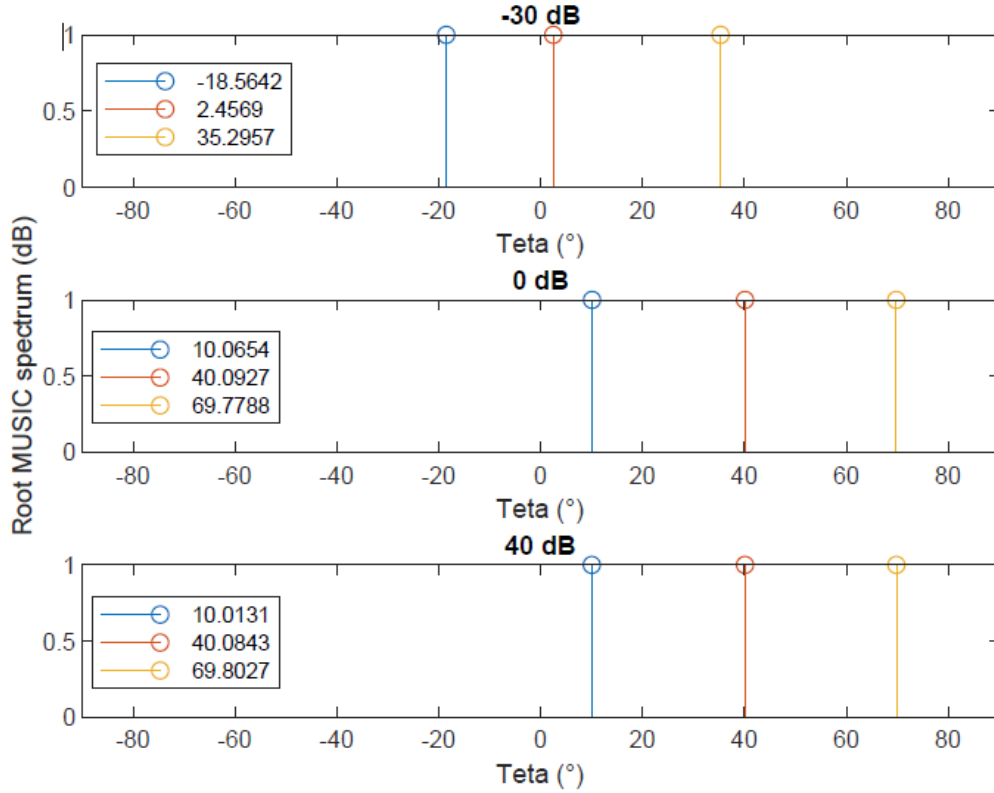
Çizelge 4.4.2: Bant genişliği ve SNR artışına bağlı elde edilen DOA ve hata ortalaması değerleri_2

Çizelge 4.4.1 ve çizelge 4.4.2’de kestirilen DOA değerleri ve toplam hata ortalaması, MSE değerleri ekrana yazdırılmıştır. Değişen iki parametre olan SNR ve bant genişliğine bakılacak olursa; SNR artışıyla birlikte tahmin edilen DOA değerlerinin gerçek değere yaklaştığı gözlemlenirken, bant genişliği artışının toplam hata ortalaması ve MSE değerlerinde büyük bir değişime yol açmadığı gözlemlenmiştir.

B. Kök-Music Algoritması Sonuçları

➤ ***BW=1 kHz***

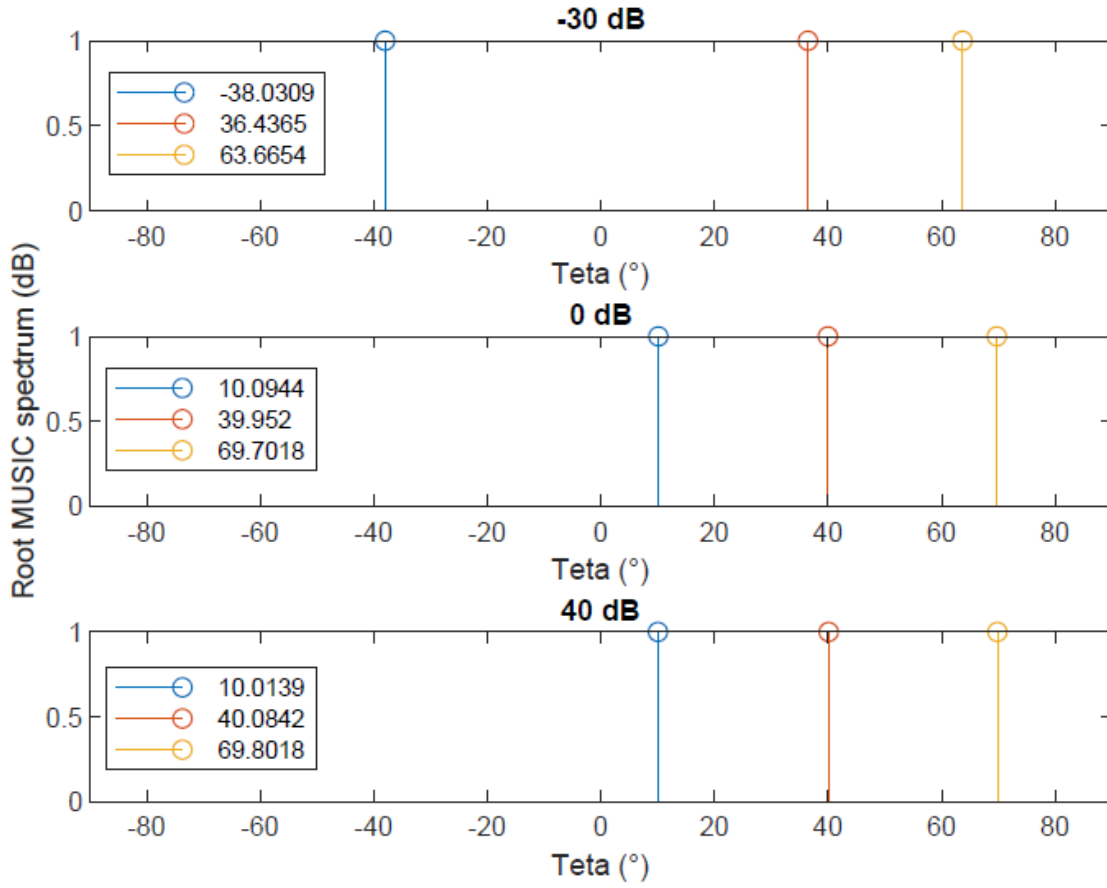
İlk olarak 1 kHz bant genişliğine sahip 1 ms süreli NLFM radar sinyali üretilmiştir. Bu sinyalin üzerine kompleks gürültü eklenerek çıktı üretilmiştir. Sonrasında bu kompleks gürültü eklenmiş sinyaller bir adet sinyal kaynağından üç adet üretilerek Kök-MUSIC algoritmasında girdi sağlanmıştır. Algoritma sonucunda bu üç sinyalin geliş açıları tahmini yapılmıştır.



Şekil 4.4.8: Kök-MUSIC Spektrumu (BW: 1 kHz)

1 kHz bant genişliğine sahip üç sinyalin Kök-MUSIC spektrumu Şekil 4.4.8'de verilmiştir. Her bir grafik farklı SNR değerlerini temsil etmektedir. -30 dB SNR sinyaller oldukça düşük bir seviye olduğundan en hatalı spektrum bu SNR değerinde elde edilmiştir.

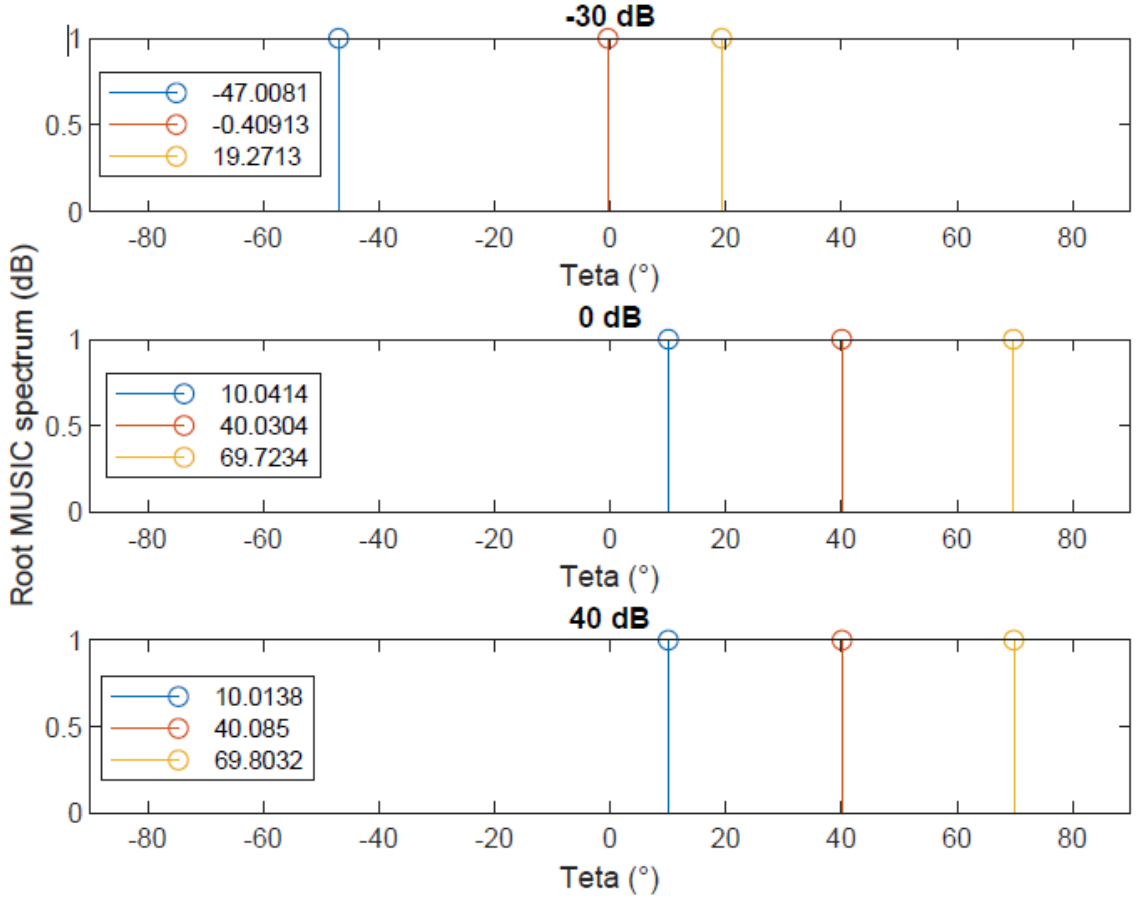
➤ **BW=10 kHz**



Şekil 4.4.9: Kök-MUSIC Spektrumu (BW: 10 kHz)

Bant genişliği 10 kHz olan üç adet NLFM sinyalinin Kök-MUSIC algoritması çıktıları Şekil 4.4.9'da verilmiştir. Üç farklı SNR değerinde (-30 dB, 0 dB, 40 dB) her bir tahmin edilen DOA değerinin spektrum görüntülerine bakıldığında en düşük SNR de hatalı spektrum sonuçları elde edilmiştir.

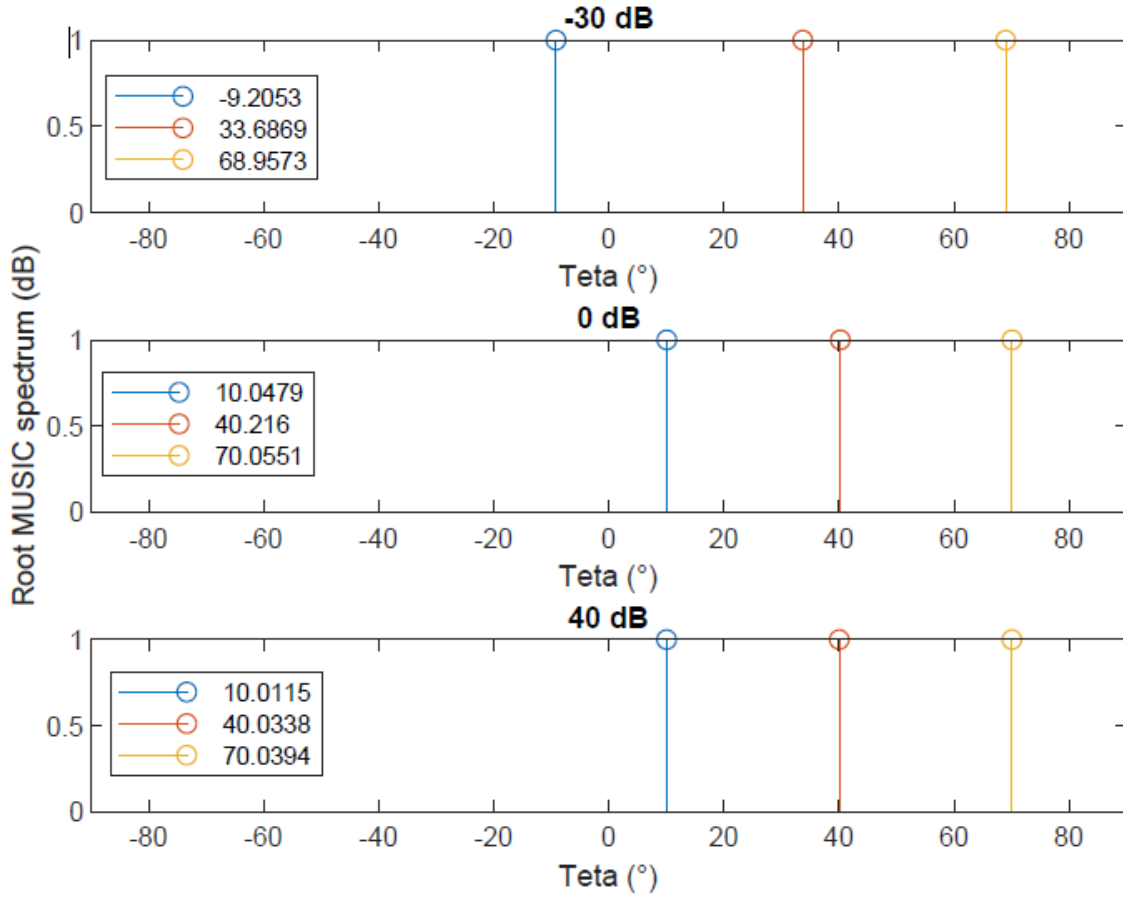
➤ **BW=100 kHz**



Şekil 4.4.10: Kök-MUSIC Spektrumu (BW: 100 kHz)

100 kHz bant genişliğine sahip üç adet NLFM sinyalinin Kök-MUSIC spektrumu Şekil 4.4.10'da elde edilmiştir. -30 dB SNR'da hatalı spektrum sonuçlarıyla karşılaşılrken SNR değeri arttıkça spektrumda düzelmeler meydana gelmiştir. Tahmin edilen DOA değerleri gerçek değere oldukça yaklaşmıştır.

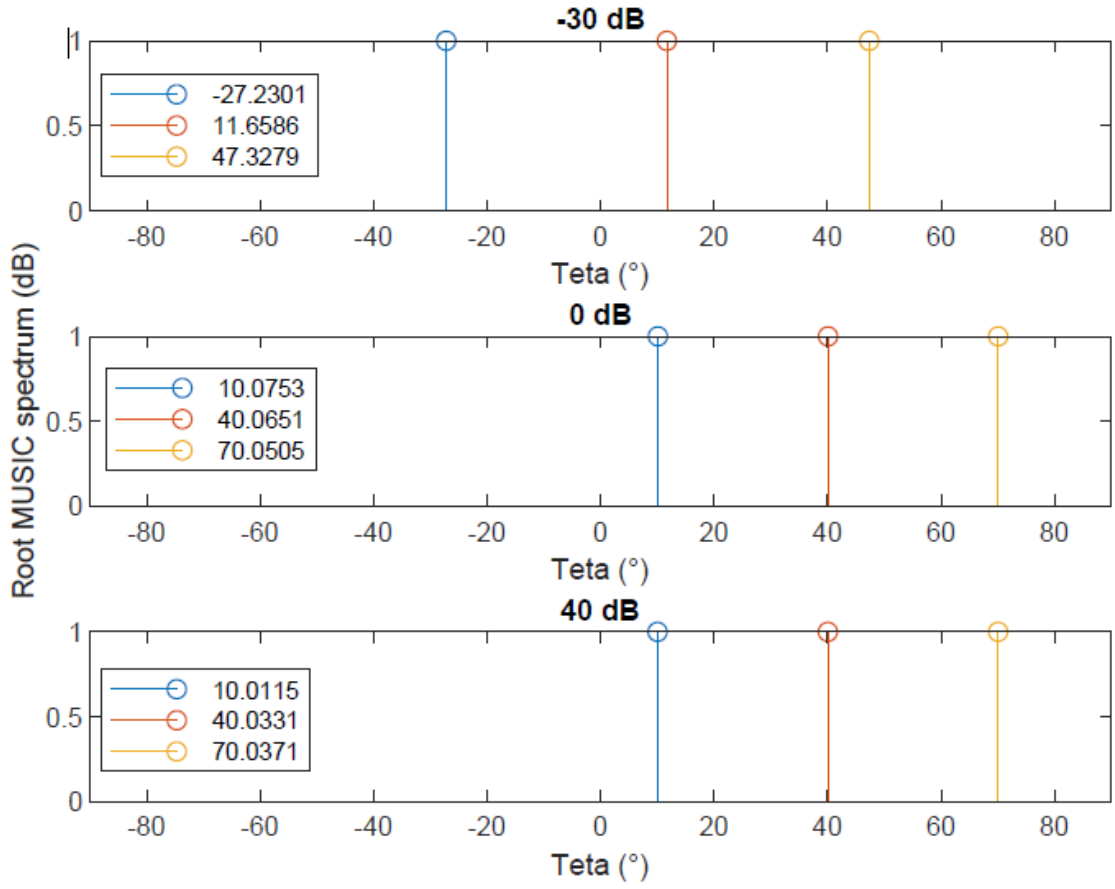
➤ $BW=1\text{ MHz}$



Şekil 4.4.11: Kök-MUSIC Spektrumu (BW: 1 MHz)

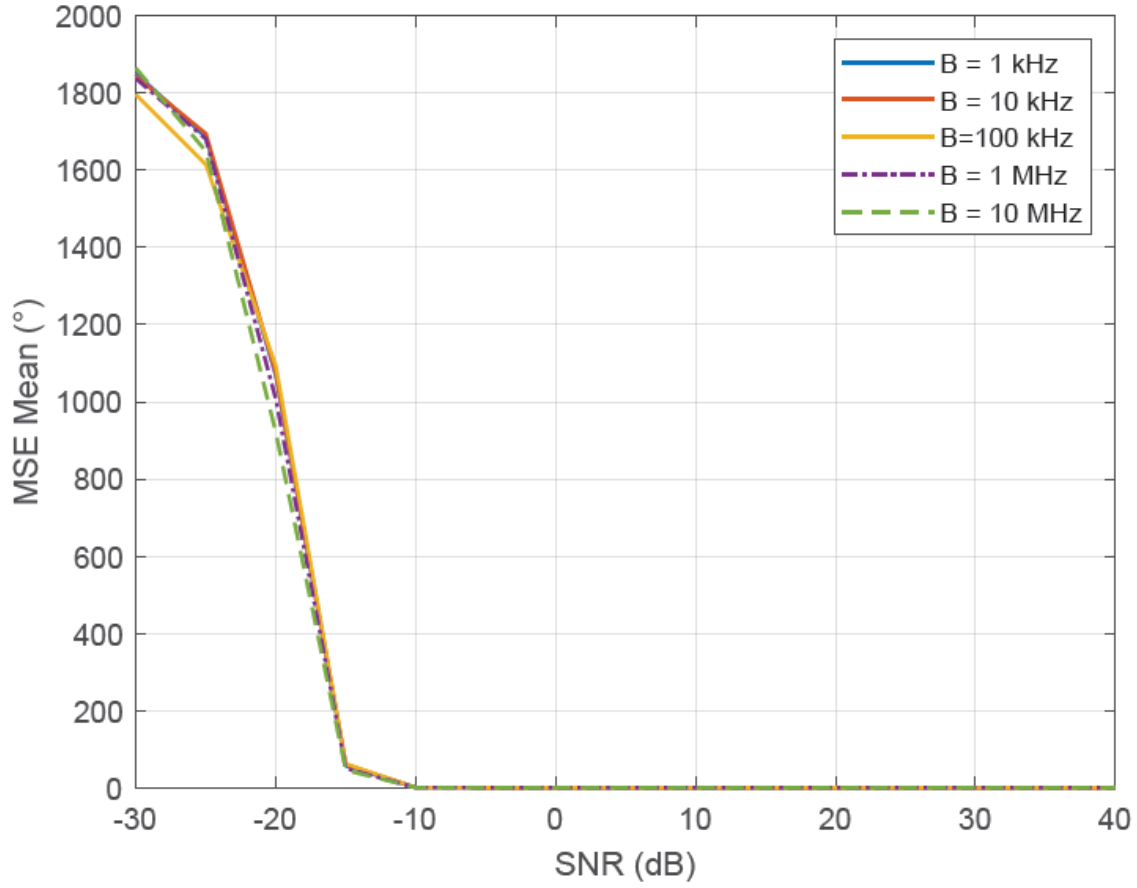
Bant genişliği 1 MHz'e arttırıldıkça elde edilen Kök-MUSIC spektrum görüntüleri Şekil 4.4.11'da verilmiştir.

➤ **BW=10 MHz**



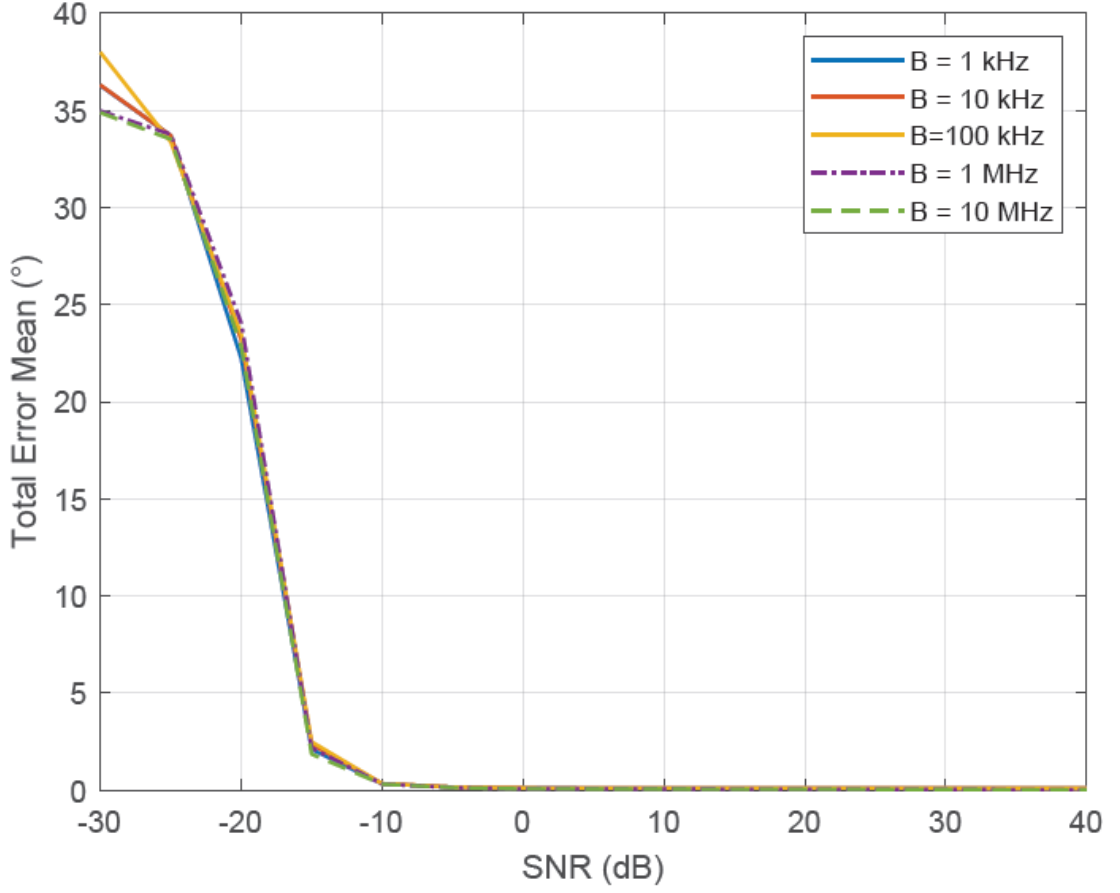
Şekil 4.4.12: Kök-MUSIC Spektrumu (BW: 10 MHz)

Bant genişliği 10 MHz olduğunda elde edilen Kök-MUSIC spektrum görüntüleri Şekil 4.4.12'de gösterilmiştir. Diğer bant genişlikleriyle oldukça benzer sonuçlar elde edilmiştir. En düşük SNR'da spektrum kötüleşirken SNR artışıyla birlikte spektrumda düzelmeler oluşmuştur. Gerçek açı değerlerine çok yakın sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 4.4.13: Ortalama Kare Hatasının SNR'a bağlı değişimi

Üretilen NLFM sinyallerin bant genişlikleri 1 kHz'den 10 MHz'e artış gösterirken Kök-MUSIC algoritması sonucunda elde edilen DOA tahmin değerleri ile gerçek değerler arasındaki farkı hesapladığın MSE değerleri Şekil 4.4.13'de gösterilmiştir. SNR artışına bağlı olarak tüm bant genişlikleri için en büyük MSE değerleri en düşük SNR'larda elde edilirken, SNR maksimuma yaklaştıkça MSE değerinde ciddi bir düşüş gözlemlenmiştir. Hata miktarı minimize edilmiştir.



Şekil 4.4.14: Toplam hata ortalaması

Şekil 4.4.14’de SNR ve Bant genişliği artışına bağlı Kök-MUSIC algoritması çıktılarının toplam hata ortalaması değerleri elde edilmiştir. MSE değerleriyle çok benzer olacak şekilde bant genişliği artışının bu değerlere bir etkisi olmazken, SNR artışının toplam hata ortalamasında iyileşmeyi sağladığı gözlemlenmiştir.

```

theta_true =
    10    40    70
BW: 1 kHz
-30dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: -30.2977    0.579247    41.6241 derece
-25dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: -28.0015    4.95554    45.7212 derece
-20dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: -18.6646    16.5254    54.8522 derece
-15dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 7.81312    38.8965    69.0316 derece
-10dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.0022    40.1046    69.7799 derece
-5dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.0134    40.0853    69.8018 derece
0dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.0103    40.0862    69.8025 derece
40dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.0137    40.0848    69.8024 derece
Mse_mean =
    1.0e+03 *
    1.8944    1.6531    1.0157    0.0489    0.0002    0.0000    0.0000    0.0000
Total_error_mean =
    36.5946    33.0683    23.3762    2.3198    0.3412    0.1639    0.1171    0.0987
BW: 10 kHz
-30dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: -30.8036    0.936779    41.7469 derece
-25dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: -29.7212    3.07299    43.7974 derece
-20dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: -18.8371    17.7026    55.7167 derece
-15dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 7.6998    38.8881    68.8593 derece
-10dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.001    40.1047    69.7894 derece
-5dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.0217    40.0851    69.7953 derece
0dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.011    40.0845    69.8012 derece
40dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.0137    40.0848    69.8023 derece
Mse_mean =
    1.0e+03 *
    1.8976    1.7608    0.9842    0.0576    0.0002    0.0000    0.0000    0.0000
Total_error_mean =
    36.5632    34.7624    22.8070    2.4013    0.3375    0.1650    0.1168    0.0987
BW: 100 kHz
-30dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: -32.5515    -0.706311    40.1898 derece
-25dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: -29.1927    3.67995    45.371 derece
-20dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: -19.8153    16.4974    54.6418 derece
-15dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 7.74144    39.1094    68.965 derece
-10dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.0206    40.0825    69.7865 derece
-5dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.0147    40.0896    69.812 derece
0dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.0144    40.0871    69.8033 derece
40dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı: 10.0137    40.0848    69.8024 derece
Mse_mean =
    1.0e+03 *
    2.0151    1.7260    1.0719    0.0513    0.0002    0.0000    0.0000    0.0000
Total_error_mean =
    38.1384    34.0476    23.8880    2.2716    0.3456    0.1619    0.1178    0.0987

```

Çizelge 4.4.3: Bant genişliği ve SNR artışıyla elde edilen DOA ve hata ortalaması_1

BW: 1 MHz								
-30dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	-31.5946	0.614216	42.9951	derece				
-25dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	-28.7682	4.24559	44.537	derece				
-20dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	-19.5237	17.8965	57.3474	derece				
-15dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	8.16877	38.9448	69.3053	derece				
-10dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	10.0062	40.0325	70.0089	derece				
-5dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	10.0197	40.0409	70.0331	derece				
0dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	10.0089	40.029	70.0342	derece				
40dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	10.011	40.0334	70.0367	derece				
Mse_mean =								
1.0e+03 *								
1.8857	1.7077	0.9786	0.0442	0.0002	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
Total_error_mean =								
36.5327	33.9410	22.3947	2.1460	0.3123	0.1342	0.0663	0.0270	
BW: 10 MHz								
-30dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	-32.1756	0.0247648	41.1129	derece				
-25dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	-28.588	4.76663	45.7902	derece				
-20dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	-19.6477	17.9943	55.88	derece				
-15dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	7.90593	39.4211	69.7352	derece				
-10dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	10.0044	40.056	70.0361	derece				
-5dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	10.004	40.03	70.0394	derece				
0dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	10.0076	40.0357	70.038	derece				
40dB için Tahmin Edilen Theta Açılıarı:	10.0111	40.0334	70.0367	derece				
Mse_mean =								
1.0e+03 *								
1.9575	1.6865	1.0323	0.0425	0.0002	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
Total_error_mean =								
37.4962	33.4065	23.0139	1.9544	0.3200	0.1326	0.0679	0.0271	

Çizelge 4.4.4: Bant genişliği ve SNR artışıyla elde edilen DOA ve hata ortalaması_2

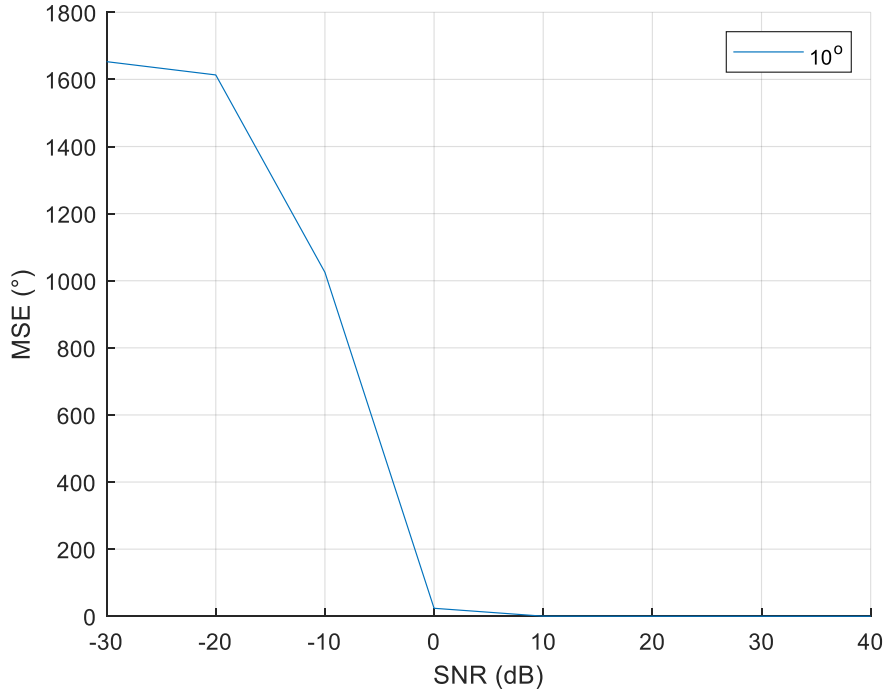
Çizelge 4.4.3 ve çizelge 4.4.4 detaylı olarak 1 kHz'den 10 MHz'e kadar artan bant genişliklerindeki hata ortalamalarını ve tahmin edilen DOA değerlerini göstermektedir. SNR değişimi hem DOA değerlerini hem de hata ortalamalarını etkilemektedir. SNR artışıyla hata ortalamasında artış meydana gelirken, tahmin edilen DOA değerleri gerçek değerlerine yaklaşmaktadır. Bant genişliği artışı ise bu değerlerde büyük bir değişime yol açmamıştır.

C. Esprit Algoritması Sonuçları

➤ ***BW=1 kHz, DOA:10°***

İlk olarak 1 kHz bant genişliğine sahip 1 ms süreli NLFM radar sinyali üretilmiştir. Bu sinyalin üzerine kompleks gürültü eklenerek çıktı üretilmiştir. Sonrasında belirli bir açıyla gelen bu kompleks gürültü eklenmiş sinyal ESPRIT algoritmasına girdi sağlamıştır.

“Real_DOA” açısı, sinyalin gerçek geliş açısı olmak üzere, SNR değeri -30 dB’den 40 dB’ye 10 dB aralıklarla artırılmaktadır. Ekranı SNR değerlerine bağlı DOA değişimi ve MSE değerleri yazdırılmıştır. Sonuçlar Çizelge 4.4.8 ve Şekil 4.4.14’de verilmiştir.



Şekil 4.4.15: SNR’a bağlı MSE değişimi (BW: 1 kHz)

```

Teta =
  10
MSE =
  1.0e+03 *

  1.6529
  1.6133
  1.0250
  0.0238
  0.0003
  0.0000
  0.0000
  0.0000

ESPRIT      algoritması      kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

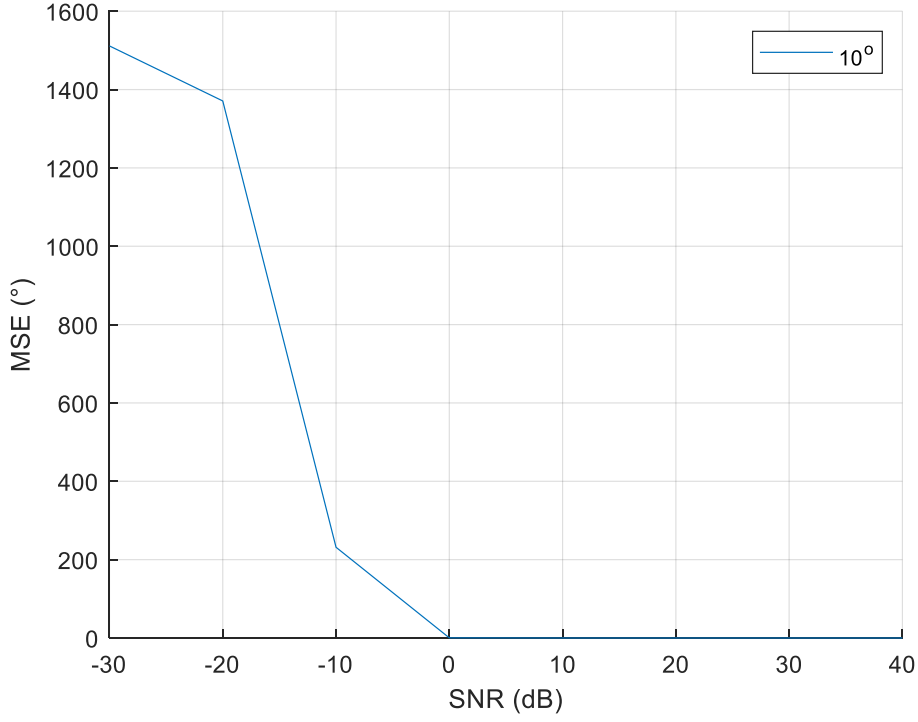
Teta_Degisimi =
-30.0000    1.8809
-20.0000    1.3254
-10.0000   10.9181
     0      8.9678
 10.0000    9.9721
 20.0000    9.9944
 30.0000   10.0025
 40.0000   10.0003

```

Çizelge 4.4.5: Bant genişliği 1 kHz, DOA: 10° Esprit algoritması çıktıları

10°'den alınan sinyallerin bant genişliği 1 kHz olduğunda ESPRIT algoritması sonucu elde edilen SNR artışına bağlı DOA değişimi ve MSE değerleri Çizelge 4.4.5 ve Şekil 4.4.15'de verilmiştir. SNR arttıkça MSE değeri düşmekte DOA tahmini gerçek açı değeri olan 10°'ye yaklaşmaktadır.

➤ **BW:10 kHz, DOA:10°**



Şekil 4.4.16: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 kHz)

```
Teta =
  10
MSE =
  1.0e+03 *

  1.5113
  1.3709
  0.2316
  0.0004
  0.0000
  0.0000
  0.0000
  0.0000
  0.0000

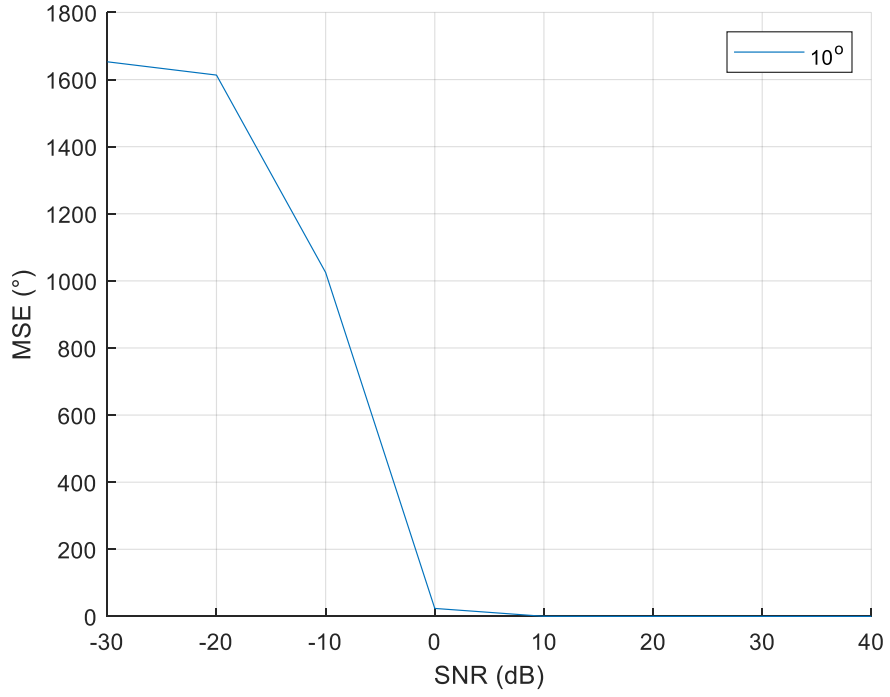
ESPRIT      algoritması      kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

Teta_Degisimi =
-30.0000  -8.0558
-20.0000  -1.1312
-10.0000   8.9739
  0        10.0164
 10.0000  10.0447
 20.0000  10.0040
 30.0000  10.0006
 40.0000  10.0002
```

Çizelge 4.4.6: Bant genişliği 10 kHz, DOA: 10° Esprit algoritması çıktıları

10°'den alınan sinyallerin bant genişliği 10 kHz olduğunda ESPRIT algoritması sonucu elde edilen SNR artışına bağlı DOA değişimi ve MSE değerleri Çizelge 4.4.6 ve Şekil 4.4.16'de verilmiştir. SNR arttıkça MSE değeri düşmekte DOA tahmini gerçek açı değeri olan 10°'ye yaklaşmaktadır.

➤ **BW:100 kHz, DOA:10°**



Şekil 4.4.17: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 100 kHz)

```
Teta =
  10
MSE =
  1.0e+03 *

  1.6529
  1.6133
  1.0250
  0.0238
  0.0003
  0.0000
  0.0000
  0.0000

ESPRIT algoritması kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

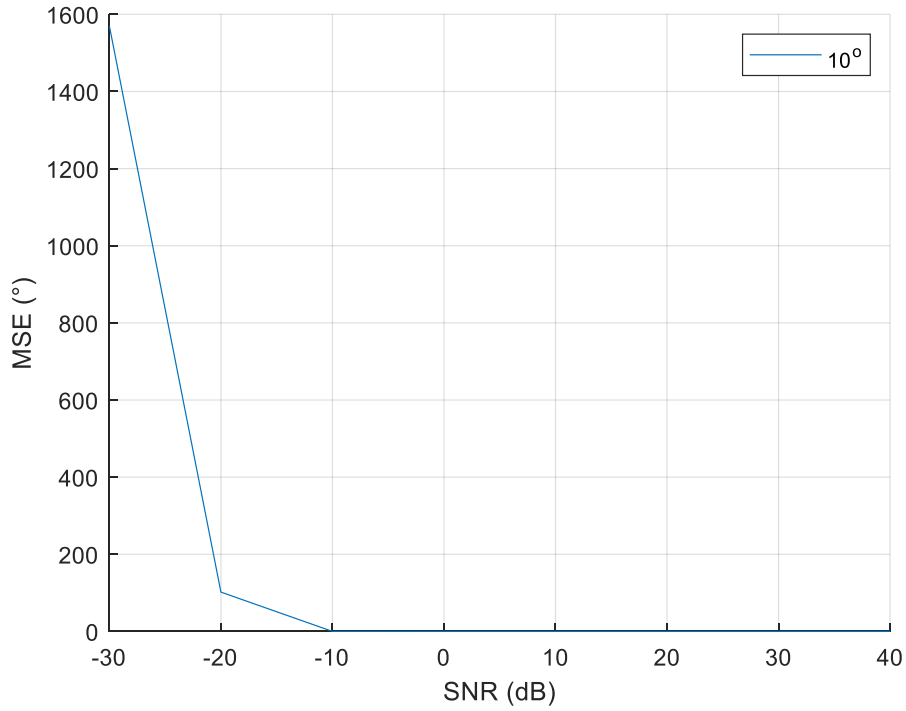
Teta_Degisimi =

-30.0000    1.8809
-20.0000    1.3254
-10.0000   10.9181
     0      8.9678
 10.0000    9.9721
 20.0000    9.9944
 30.0000   10.0025
 40.0000   10.0003
```

Çizelge 4.4.7: Bant genişliği 100 kHz, DOA: 10° Esprit algoritması çıktıları

Bant genişliğini 100 kHz'e çıkarttıkça 10° için elde edilen DOA tahmin ve MSE değerleri Şekil 4.4.17 ve Çizelge 4.4.7'de verilmektedir. Sonuçlara baktığımızda düşük SNR'da Esprit algoritması yanlış sonuçlar verirken, SNR arttıkça DOA tahmin değerleri gerçek değerine yaklaşmaktadır.

➤ **BW:1 MHz DOA:10°**



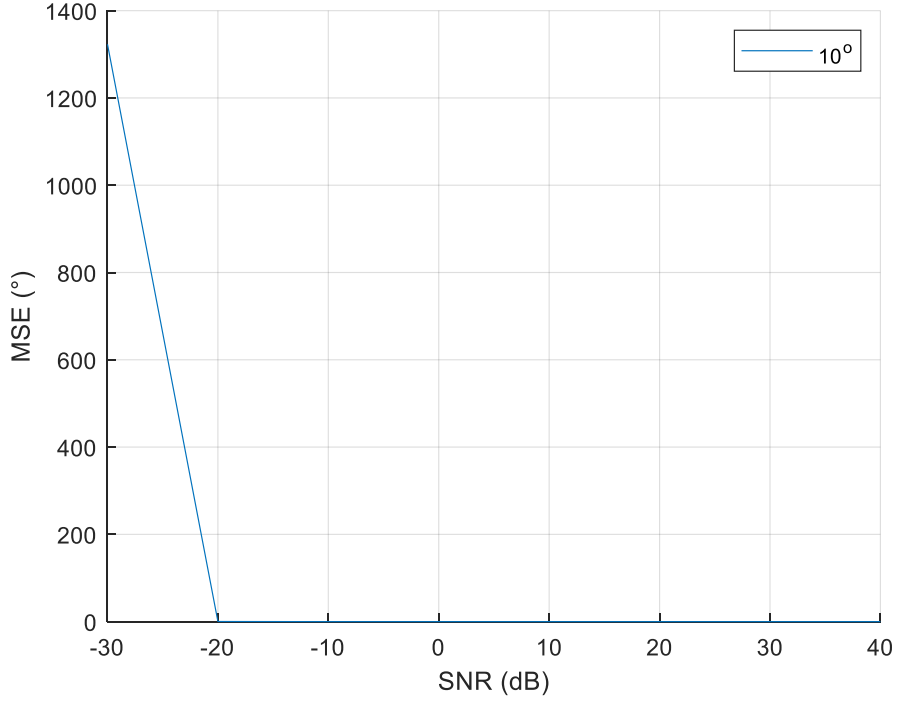
Şekil 4.4.18: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 MHz)

```
Teta =  
    10  
MSE =  
    1.0e+03 *  
  
    1.5693  
    0.1019  
    0.0000  
    0.0000  
    0.0000  
    0.0000  
    0.0000  
    0.0000  
    0.0000  
  
ESPRIT algoritması kestirim  
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB  
  
Teta_Degisimi =  
  
    -30.0000    2.7622  
    -20.0000    9.4614  
    -10.0000   10.0058  
         0    10.0023  
     10.0000    9.9984  
     20.0000    9.9999  
     30.0000    9.9999  
     40.0000   10.0000
```

Çizelge 4.4.8: Bant genişliği 1 MHz, DOA: 10° Esprit algoritması çıktıları

Şekil 4.4.18 ve Çizelge 4.4.8’de görülen 1 MHz bant genişliği için Esprit algoritması sonuçlarına baktığımızda SNR ve bant genişliği artışı hem MSE hem de DOA tahmin değeri sonuçlarını olumlu yönde etkilemiştir.

➤ **BW:10 MHz DOA:10°**



Şekil 4.4.19: SNR’a bağlı MSE değişimi (BW: 10 MHz)

```

Teta =
  10
MSE =
  1.0e+03 *

  1.3230
  0.0003
  0.0000
  0.0000
  0.0000
  0.0000
  0.0000
  0.0000
  0.0000

ESPRIT      algoritması      kestirim
sonuçları: : SNR: -30 dB-> 40 dB

Teta_Degisimi =

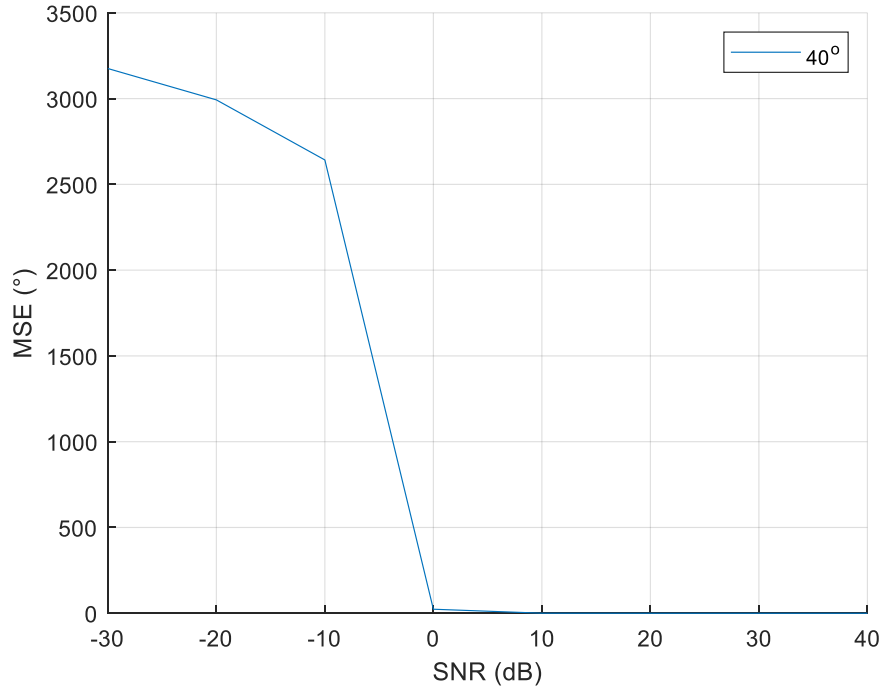
-30.0000    2.4919
-20.0000    9.9538
-10.0000   10.0013
  0         9.9995
 10.0000   10.0002
 20.0000    9.9999
 30.0000   10.0000
 40.0000   10.0000

```

Çizelge 4.4.9: Bant genişliği 10 MHz, DOA: 10° Esprit algoritması çıktıları

Şekil 4.4.19 ve Çizelge 4.4.9’da görülen 10 MHz bant genişliği için Esprit algoritması sonuçlarında SNR artışı ile DOA tahmin açısı gerçek değerine yaklaşırken bant genişliğinin artışıyla da MSE değerlerinde düşüş görülmektedir.

❖ *BW:1 kHz DOA:40°*



Şekil 4.4.20: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 kHz)

```
Teta =
  40
MSE =
  1.0e+03 *

  3.1752
  2.9925
  2.6423
  0.0235
  0.0003
  0.0000
  0.0000
  0.0000

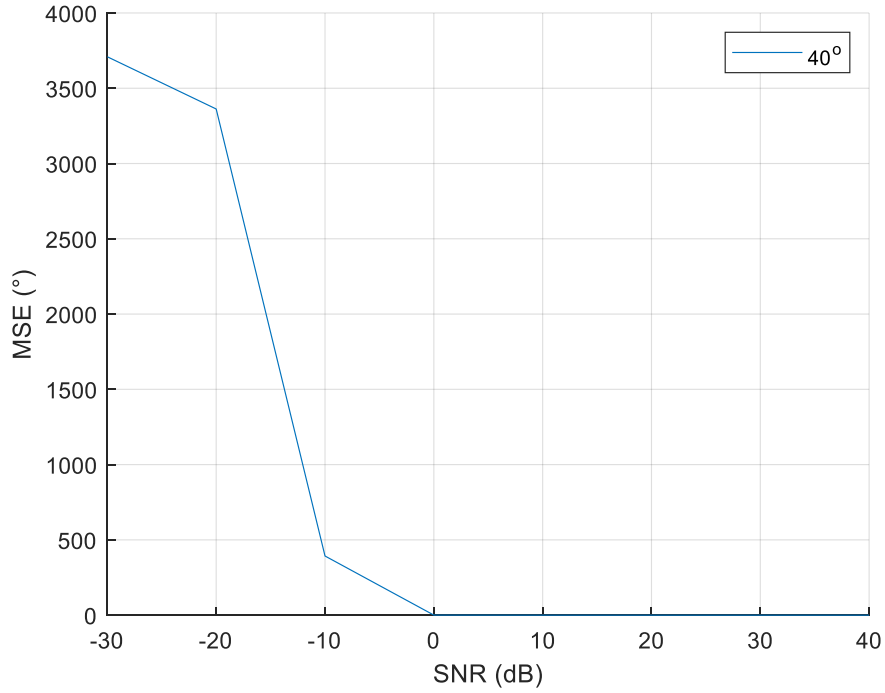
ESPRIT algoritması kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

Teta_Degisimi =

-30.0000 -2.7085
-20.0000  3.1824
-10.0000  7.3723
  0       39.9733
 10.0000  40.0536
 20.0000  40.0102
 30.0000  40.0058
 40.0000  40.0015
```

Çizelge 4.4.10: Bant genişliği 1 kHz, DOA: 40° Esprit algoritması çıktıları

❖ *BW:10 kHz DOA:40°*



Şekil 4.4.21: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 kHz)

```

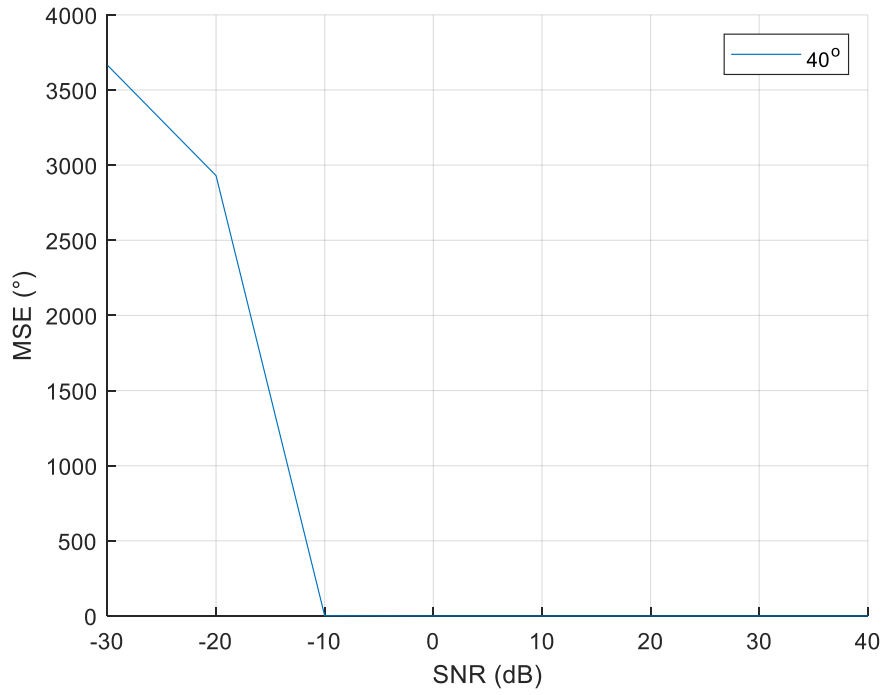
Teta =
    40
MSE =
    1.0e+03 *
    3.7090
    3.3622
    0.3929
    0.0004
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000

ESPRIT algoritması kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

Teta_Degisimi =
    -30.0000    -4.8501
    -20.0000    -5.0570
    -10.0000    33.9682
         0     40.0351
    10.0000    39.9947
    20.0000    40.0011
    30.0000    39.9995
    40.0000    39.9995
    
```

Çizelge 4.4.11: Bant genişliği 10 kHz, DOA: 40° Esprit algoritması çıktıları

❖ **BW:100 kHz DOA:40°**

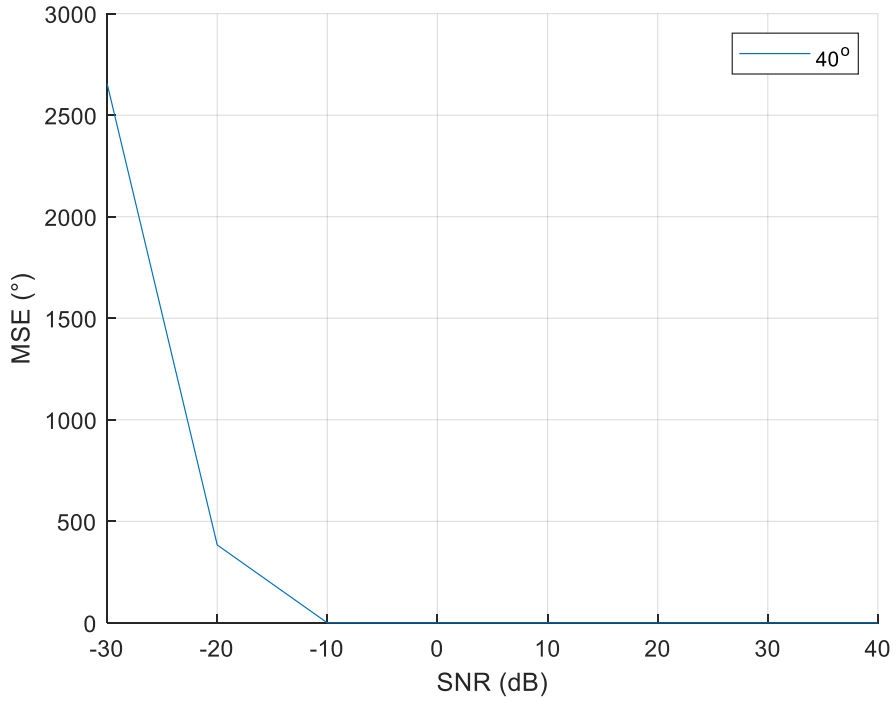


Şekil 4.4.22: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 100 kHz)

```
Teta =  
    40  
MSE =  
    1.0e+03 *  
  
    3.6653  
    2.9301  
    0.0015  
    0.0000  
    0.0000  
    0.0000  
    0.0000  
    0.0000  
    0.0000  
  
ESPRIT algoritması kestirim  
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB  
  
Teta_Degisimi =  
  
    -30.0000    -8.1730  
    -20.0000     8.8530  
    -10.0000    39.8532  
         0     40.0175  
     10.0000    39.9974  
     20.0000    39.9990  
     30.0000    40.0015  
     40.0000    40.0000
```

Çizelge 4.4.12: Bant genişliği 100 kHz, DOA: 40° Esprit algoritması çıktıları

❖ **BW:1 MHz DOA:40°**



Şekil 4.4.23: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 MHz)

```

Teta =
    40
MSE =
    1.0e+03 *

    2.6550
    0.3836
    0.0001
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000

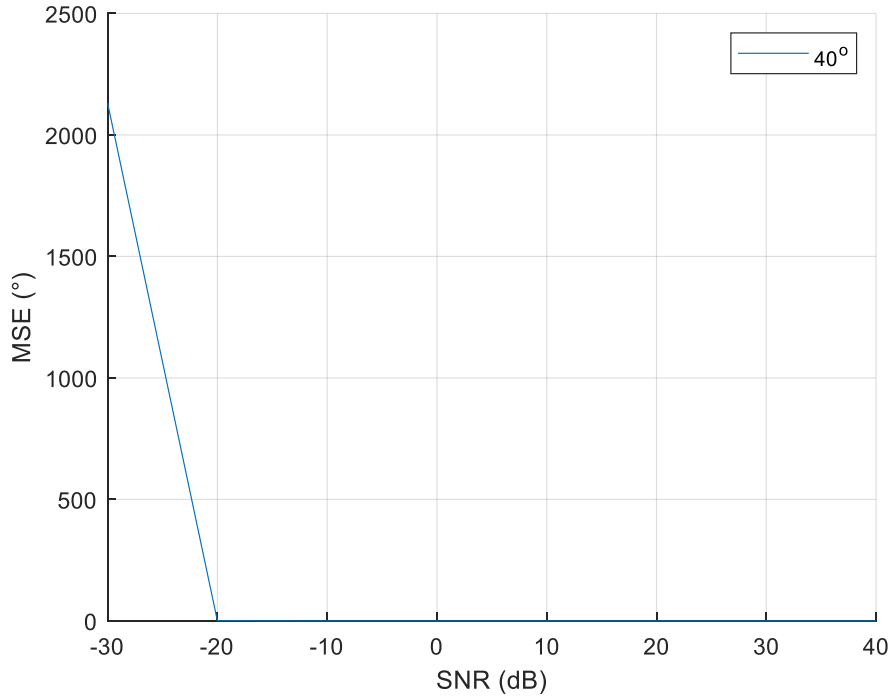
ESPRIT    algoritması    kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

Teta_Degisimi =

-30.0000    7.7009
-20.0000    37.4746
-10.0000    39.9738
     0        39.9987
 10.0000    40.0009
 20.0000    40.0005
 30.0000    40.0002
 40.0000    40.0000
    
```

Çizelge 4.4.13: Bant genişliği 1 MHz, DOA: 40° Esprit algoritması çıktıları

❖ **BW:10 MHz DOA:40°**



Şekil 4.4.24: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 MHz)

```

Teta =
    40
MSE =
    1.0e+03 *

    2.1314
    0.0006
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000

ESPRIT algoritması kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

Teta_Degisimi =

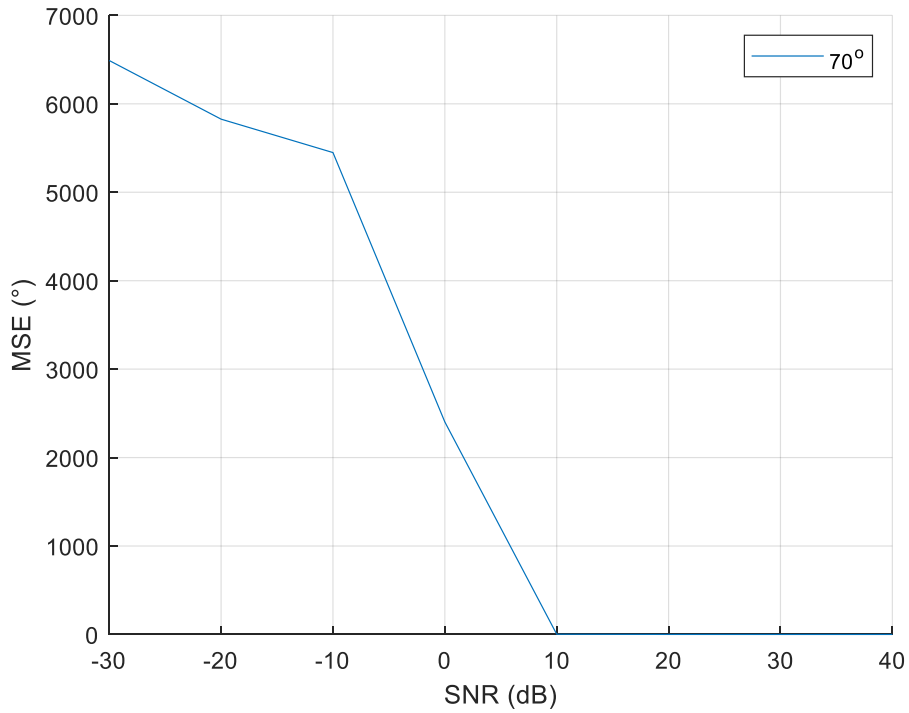
-30.0000    13.0839
-20.0000    40.0107
-10.0000    39.9873
     0      40.0026
 10.0000    40.0004
 20.0000    40.0001
 30.0000    40.0000
 40.0000    40.0000
    
```

Çizelge 4.4.14: Bant genişliği 10 MHz, DOA: 40° Esprit algoritması çıktıları

40°'den geldiği varsayılp alınan sinyalin Esprit algoritması çıktılarını sırasıyla Çizelge 4.4.10, 4.4.11, 4.4.12, 4.4.13 ve 4.4.14'de ekrana yazdırılmıştır. Tahmin edilen DOA değerleri ile gerçek açı değerleri arasındaki farktan hata değerini gösteren MSE değeri de Şekil 4.4.20, 4.4.21, 4.4.22, 4.4.23 ve 4.4.24'de yer almaktadır.

SNR ve bant genişliği arttıkça MSE değerinde düşüş görülmesinin yanı sıra tahmin edilen DOA değerleri gerçek değerine yakınlaşmaktadır. Fakat 10° ile 40°'nin sonuçları kıyaslandığında düşük SNR'da 40°'nin MSE değerlerinin 10°'ye göre çok daha büyük olduğu gözlemlenmektedir.

- **BW:1 kHz DOA:70°**



Şekil 4.4.25: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 kHz)

```

Teta =
    70
MSE =
    1.0e+03 *
    6.4900
    5.8267
    5.4487
    2.4027
    0.0025
    0.0002
    0.0000
    0.0000

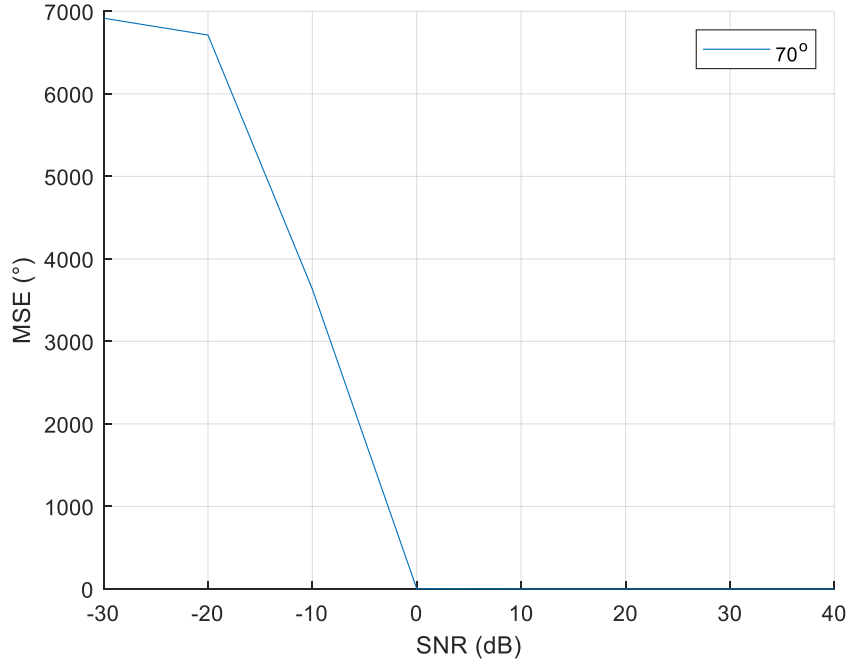
ESPRIT algoritması kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

Teta_Degisimi =
    -30.0000    -0.0962
    -20.0000     4.2592
    -10.0000    12.0639
     0         52.3786
    10.0000    70.2219
    20.0000    69.9935
    30.0000    69.9794
    40.0000    70.0014

```

Çizelge 4.4.15: Bant genişliği 1 kHz, DOA: 70° Esprit algoritması çıktıları

- **BW:10 kHz DOA:70°**



Şekil 4.4.26: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 kHz)

```

Teta =
    70
MSE =
    1.0e+03 *

    6.9168
    6.7129
    3.6328
    0.0029
    0.0002
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000

ESPRIT      algoritması      kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

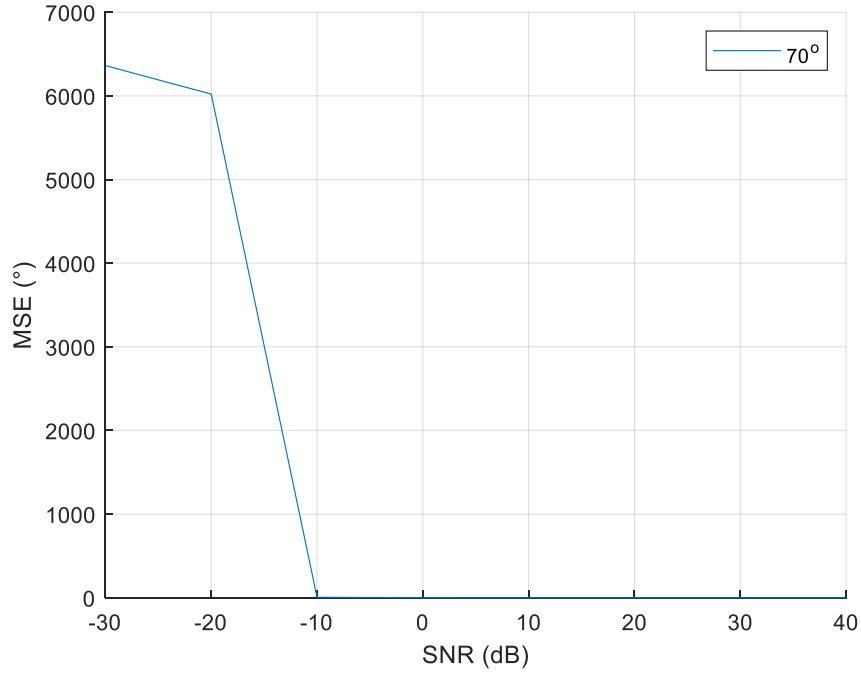
Teta_Degisimi =

-30.0000    -0.8824
-20.0000    -1.2021
-10.0000     37.8347
             0    70.0359
 10.0000     70.0073
 20.0000     70.0116
 30.0000     70.0048
 40.0000     69.9994

```

Çizelge 4.4.16: Bant genişliği 10 kHz, DOA: 70° Esprit algoritması çıktıları

- **BW:100 kHz DOA:70°**



Şekil 4.4.27: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 100 kHz)


```

Teta =
    70
MSE =
    1.0e+03 *
    6.3621
    6.0213
    0.0059
    0.0002
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000

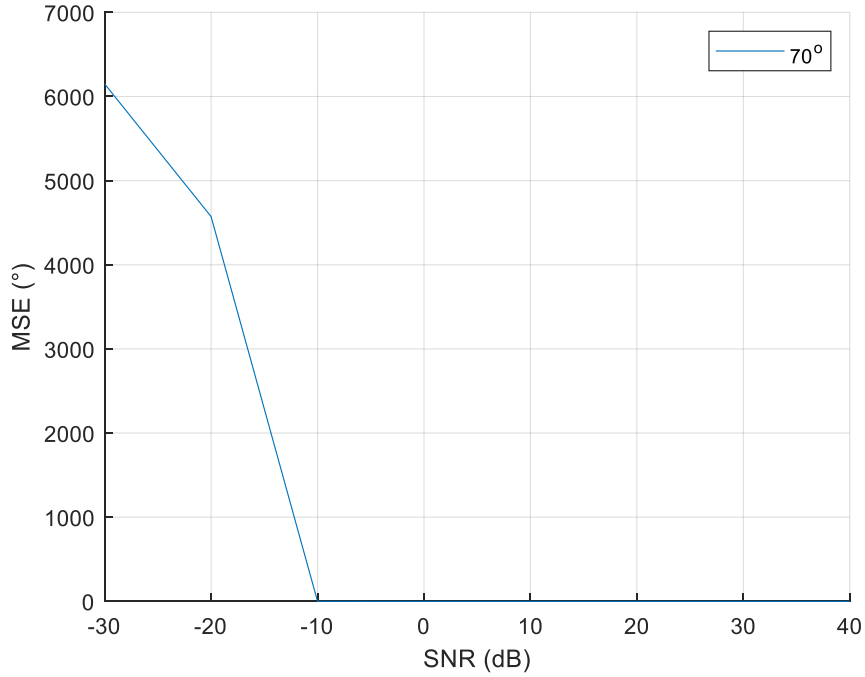
ESPRIT      algoritması      kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

Teta_Degisimi =
    -30.0000    2.1540
    -20.0000    8.2709
    -10.0000   70.2436
         0    69.9092
    10.0000   69.9989
    20.0000   70.0037
    30.0000   70.0000
    40.0000   69.9999

```

Çizelge 4.4.17: Bant genişliği 100 kHz, DOA: 70° Esprit algoritması çıktıları

- **BW:1 MHz DOA:70°**



Şekil 4.4.28: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 1 MHz)

```

Teta =
    70
MSE =
    1.0e+03 *

    6.1495
    4.5726
    0.0004
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000
    0.0000

ESPRIT algoritması kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

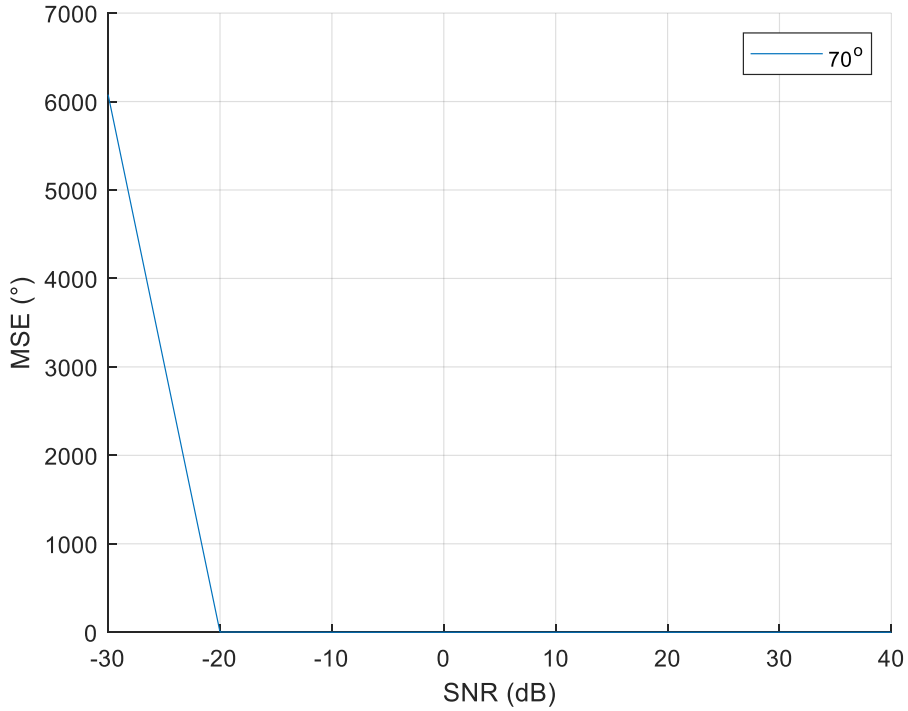
Teta_Degisimi =

   -30.0000    2.9701
   -20.0000   35.4529
   -10.0000   69.8999
    0.0000    70.0129
    10.0000   69.9981
    20.0000   70.0006
    30.0000   70.0001
    40.0000   70.0000

```

Çizelge 4.4.18: Bant genişliği 1 MHz, DOA: 70° Esprit algoritması çıktıları

- ***BW:10 MHz DOA:70°***



Şekil 4.4.29: SNR'a bağlı MSE değişimi (BW: 10 MHz)

```

Teta =
  70
MSE =
  1.0e+03 *

  6.0781
  0.0026
  0.0000
  0.0000
  0.0000
  0.0000
  0.0000
  0.0000

ESPRIT algoritması kestirim
sonuçları: SNR: -30 dB-> 40 dB

Teta_Degisimi =

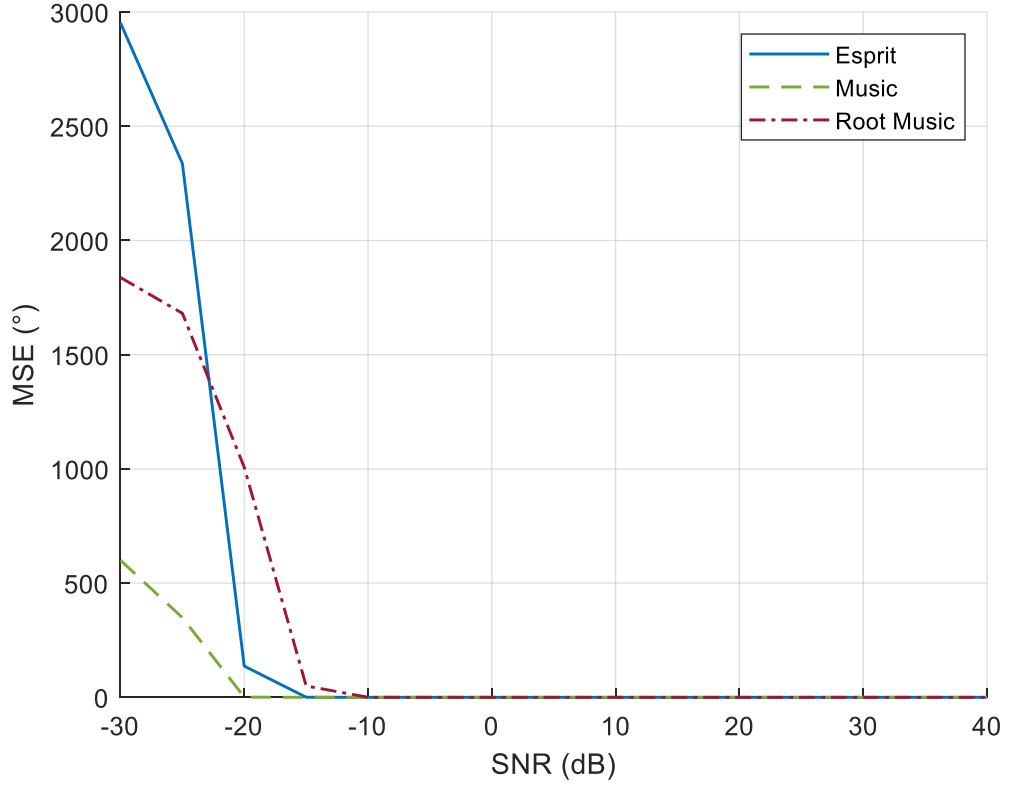
-30.0000  5.9437
-20.0000  70.3337
-10.0000  69.9614
  0  69.9973
 10.0000  70.0003
 20.0000  70.0005
 30.0000  70.0000
 40.0000  69.9999

```

Çizelge 4.4.19: Bant genişliği 10 MHz, DOA: 70° Esprit algoritması çıktıları

70°'den geldiği varsayılp alınan sinyalin Esprit algoritması çıktılarını sırasıyla Çizelge 4.4.15, 4.4.16, 4.4.17, 4.4.18 ve 4.4.19'de ekrana yazdırılmıştır. Tahmin edilen DOA değerleri ile gerçek açı değerleri arasındaki farktan hata değerini gösteren MSE değerleri de Şekil 4.4.25, 4.4.26, 4.4.27, 4.4.28 ve 4.4.29'de yer almaktadır.

SNR'ın -30 dB'den 40 dB'ye artışı ve bant genişliğinin 1 kHz'den 10 MHz'e artışı sonucunda MSE değerlerinde düşüş meydana gelmiştir. Hatta yüksek SNR'da MSE değeri 0 olmuştur. Bunun yanı sıra tahmin edilen DOA değerleri gerçek değerine yakınlaşmıştır. Fakat 70°'nin düşük SNR'daki MSE değerleri her bir bant genişliğinde, diğer 10° ve 40°'nin sonuçları ile kıyaslandığında oldukça yüksek olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 4.4.30: SNR artışına bağlı 3 algoritma için MSE değişimi (100 kHz)

Son olarak 100 kHz bant genişliğinde hesaplanan MSE değerleri üç algoritma için kıyaslanmıştır, Şekil 4.4.30’da gösterilmiştir. SNR artışına bağlı olarak 3 algorithmandan MSE değişimi en az olan MUSIC algoritması olurken, ESPRIT algoritmasının MSE değişimi en fazla olmaktadır. ESPRIT algoritması çıktıları da bu sonuçları kanıtlar niteliktedir.

5. SONUÇ

Yapılan çalışma kapsamında MUSIC, Kök-MUSIC, ESPRIT, Interferometre ve Watson-Watt yön bulma algoritmalarının ED sistemlerindeki uygulamaları incelenmiştir. Faz dizili anten yapısı hakkında bilgi sahibi olunmuştur. Yön bulma algoritmalarının matematiksel çıkarımları detaylı bir şekilde çalışılmıştır. Bu algoritmaların geniş bant sinyaller üzerindeki etkileri analiz edilmiştir.

Yapılan incelemelerden yola çıkarak MUSIC, Kök-MUSIC ve ESPRIT algoritmalarının konum kestirim hatası değerlendirilmiş, SNR'ye bağlı spektrum sonuçları incelenmiştir. Her bir algoritmanın MSE ve toplam hata ortalaması değerleri SNR değişimine bağlı olarak elde edilmiştir. Bant genişliği artırılarak algoritmaların performans analizi yapılmıştır. Sonuç olarak, her üç algoritma SNR değişimine duyarlı davranmıştır ve SNR arttıkça algoritmaların çözünürlüğü artmış, MSE değerleri azalmıştır. Bu da DOA yön doğruluğunun arttığını, iyi bir performans garanti edildiğini göstermektedir. Bir diğer önemli parametre bant genişliği olmuştur. 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz ve 10 MHz'lik bant genişliğine sahip NLFM sinyaller ile algoritmaların spektrumları, MSE ve toplam hata ortalamaları incelenmiştir.

MUSIC algoritmasında bant genişliğinin artması, MSE ve toplam hata ortalama değerlerinde azalma sağlamıştır fakat spektrumda büyük bir değişime yol açmamıştır.

Kök-MUSIC algoritmasında SNR ve bant genişliği artışı tahmin edilen DOA değerlerini gerçek açı değerlerine yaklaştırırken, MSE ve toplam hata ortalama değerlerinde büyük ölçüde düşüş meydana gelmiştir. Elde edilen spektrumlar ile DOA tahmin verimliliğinin arttığı gözlemlenmiştir.

ESPRIT algoritmasında ise bant genişliğinin artırılması, hem MSE hem de toplam hata ortalamasını azaltmaktadır. Bant genişliği arttıkça ESPRIT algoritmasının doğru DOA açısı tahmini artmaktadır. Ayrıca tahmin edilecek açı değeri de büyüdükçe MSE değerleri en küçük SNR'da oldukça artmıştır.

Son olarak 100 kHz bant genişliğinde SNR artışına bağlı MSE değerleri üç algoritma için kıyaslandığında en iyi sonucu veren algoritma MUSIC olmuştur.

6. KAYNAKLAR

- [1] İpek, A. V. (2006). Implementation of a direction finding algorithm. *ODTÜ Yüksek Lisans Tezi*.
- [2] Wu, S. X., Wai, H. T., Li, L., & Scaglione, A. (2018). A review of distributed algorithms for principal component analysis. *Proceedings of the IEEE*, 106(8), 1321-1340.
- [3] Hamid, U., & Abbas, S. A. (2016, January). Application of high resolution direction finding algorithms in mobile communications. In *2016 International Conference on Intelligent Systems Engineering (ICISE)* (pp. 312-317). IEEE.
- [4] Xu, W., Chen, B., Hu, Y., & Li, J. (2023). A Novel Wide-Band Directional MUSIC Algorithm Using the Strength Proportion. *Sensors*, 23(9), 4562.
- [5] Asif, R., Usman, M., Ghazaany, T., Hussaini, A. S., Abd-Alhamced, R. A., Jones, S. M., ... & Rodriguez, J. (2013, December). Evaluation of the angle of arrival based techniques. In *2013 8th IEEE Design and Test Symposium* (pp. 1-3). IEEE.
- [6] Ottersten, B., & Kailath, T. (1990). Direction-of-arrival estimation for wide-band signals using the ESPRIT algorithm. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 38(2), 317-327.
- [7] Tutaysalır, O., Orduyılmaz, A., Öktem, K., Serin, M., & Yıldırım, A. (2015, May). Real time wideband direction finding. In *2015 23rd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)* (pp. 105-108). IEEE.
- [8] Johnson, R. L., & Miner, G. E. (1991). An operational system implementation of the ESPRIT DF algorithm. *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, 27(1), 159-166.
- [9] Tang, H. (2014). DOA estimation based on MUSIC algorithm.

- [10] Ougraz, H., Safi, S., Boumezzough, A., & Frikel, M. (2023). Performance Comparison of Several Algorithms for Localization of Wideband Sources. *Journal of Telecommunications and Information Technology*, (3), 21-29.
- [11] Henault, S., Antar, Y. M. M., Rajan, S., Inkol, R., & Wang, S. (2008, May). Impact of mutual coupling on wideband Adcock direction finders. In *2008 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering* (pp. 001327-001332). IEEE.
- [12] Orfanidis, S. J. (2002). *Electromagnetic waves and antennas*, 1088-1116.
- [13] Ingle, V. K., & Proakis, J. G. (1999). *Digital signal processing using MATLAB*. Brooks/Cole Publishing Co..
- [14] Lafta, N. A., & Hreshee, S. S. (2021). Wireless sensor network's localization based on multiple signal classification algorithm. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 11(1), 498.
- [15] Tuncar, O., Kaplan, B., & Kent, S. Frekans Tabanlı MUSIC Algoritması ile Geliş Açısı Kestirimi Direction of Arrival Estimation by Frequency-Based MUSIC Algorithm.
- [16] Hwang, H. K., Aliyazicioglu, Z., Grice, M., & Yakovlev, A. (2008, March). Direction of arrival estimation using a root-MUSIC algorithm. In *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (Vol. 2, pp. 19-21)*. Citeseer.
- [17] Waweru, N. P., Konditi, D. B. O., & Langat, P. K. (2014). Performance analysis of MUSIC, root-MUSIC and ESPRIT DOA estimation algorithm. *International Journal of Electronics and Communication Engineering*, 8(1), 209-216.
- [18] Gürel, A. E. *Elektronik destek sistemleri için gerçek zamanlı uygulanabilir tek darbe yön bulma algoritmaları* (Master's thesis, Fen Bilimleri Enstitüsü).

- [19] Sadler, D. J. (2019, May). Accuracy of adcock watson-watt DF in the presence of channel errors. In *2019 Sensor Signal Processing for Defence Conference (SSPD)* (pp. 1-5). IEEE.
- [20] Rana, N. A. (2016). Radio Direction Finding: Theory and Practices. *Cell*, 92, 300-7272402.
- [21] Jiang, H., Yang, G., & Lu, G. (2011). A modified ESPRIT algorithm for signal DOA estimation.
- [22] Abdalla, M. M., Abuitbel, M. B., & Hassan, M. A. (2013, April). Performance evaluation of direction of arrival estimation using MUSIC and ESPRIT algorithms for mobile communication systems. In *6th Joint IFIP Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC)* (pp. 1-7). IEEE.
- [23] Asif, R., Usman, M., Ghazaany, T., Hussaini, A. S., Abd-Alhamced, R. A., Jones, S. M., ... & Rodriguez, J. (2013, December). Evaluation of the angle of arrival based techniques. In *2013 8th IEEE Design and Test Symposium* (pp. 1-3). IEEE.
- [24] Zhou, W., & Zhou, Y. (2022, July). Research on interferometer direction finding technology based on digital beam forming. In *2022 7th International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP)* (pp. 54-58). IEEE.
- [25] Zhang, M., & Ji, L. (2023). A Fast and Robust MUSIC Algorithm for Estimating Multiple Coherent Signals.
- [26] Eranti, P. K., & Barkana, B. D. (2022). An overview of direction-of-arrival estimation methods using adaptive directional time-frequency distributions. *Electronics*, 11(9), 1321.
- [27] Friedlander, B. (1990, April). Direction finding using an interpolated array. In *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing* (pp. 2951-2954). IEEE.

- [28] Friedlander, B., & Weiss, A. J. (1993). Direction finding for wide-band signals using an interpolated array. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 41(4), 1618-1634.
- [29] Orul, T. (2012). Akıllı anten sistemleri için işaret geliş açısı kestirim yöntemleri (Doctoral dissertation, Yüksek Lisans Tezi. Gazi Üniversitesi, Ankara).
- [30] Shen, Y., Wan, Q., Xia, C., & Wan, Y. (2017, December). A Wideband Spectrum Sensing Based on ESPRIT Algorithm. In 2017 International Conference on Computer Technology, Electronics and Communication (ICCTEC) (pp. 632-636). IEEE.
- [31] Karabıyık, G. N. (2007). Kablosuz Algılayıcılarda MUSIC Algoritması İle Doa Kestirimi.
- [32] Xu, Z., Wang, X., & Wang, Y. (2022). Nonlinear frequency-modulated waveforms modeling and optimization for radar applications. *Mathematics*, 10(21), 3939.