



T.C.  
EGE ÜNİVERSİTESİ  
Fen Bilimleri Enstitüsü



**UYDUDAN KÜRESEL KONUMLAMA SİSTEMLERİ  
İÇİN KARIŞTIRMAYA DAYANIKLI AKILLI  
ANTEN DİZİSİ VE ÖN UÇ ELEKTRONİĞİ  
TASARIMI**

**Doktora Tezi**

OLCAY YİĞİT

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANA BİLİM DALI

İzmir  
2022

T.C.  
EGE ÜNİVERSİTESİ  
Fen Bilimleri Enstitüsü

**UYDUDAN KÜRESEL KONUMLAMA SİSTEMLERİ  
İÇİN KARIŞTIRMAYA DAYANIKLI AKILLI ANTEN  
DİZİSİ VE ÖN UÇ ELEKTRONİĞİ TASARIMI**

OLCAY YİĞİT

**Danışman : Doç. Dr. YAVUZ ÖZTÜRK**

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI  
ELEKTRONİK DOKTORA PROGRAMI

Izmir  
2022

## **EGE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

### **ETİK KURALLARA UYGUNLUK BEYANI**

EÜ Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin ilgili hükümleri uyarınca Doktora Tezi olarak sunduğum “Uydudan Küresel Konumlama Sistemleri için Karıştırmaya Dayanıklı Akıllı Anten Dizisi ve Ön Uç Elektroniği Tasarımı” başlıklı bu tezin kendi çalışmam olduğunu, sunduğum tüm sonuç, döküman, bilgi ve belgeleri bizzat ve bu tez çalışması kapsamında elde ettiğimi, bu tez çalışmasıyla elde edilmeyen bütün bilgi ve yorumlara atıf yaptığımı ve bunları kaynaklar listesinde usulüne uygun olarak verdiğim, tez çalışması ve yazımı sırasında patent ve telif haklarını ihlal edici bir davranışımın olmadığını, bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya diğer bir üniversitede başka bir tez çalışması içinde sunmadığımı, bu tezin planlanmasından yazımına kadar bütün sahalarında bilimsel etik kurallarına uygun olarak davranışdığını ve aksının ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul edeceğini beyan ederim.

06/ 09 / 2022

İmzası

Adı-Soyadı

Olcay YİĞİT

OLCAY YİĞİT tarafından Doktora tezi olarak sunulan “Uydudan Küresel Konumlama Sistemleri için Karıştırmaya Dayanıklı Akıllı Anten Dizisi ve Ön Uç Elektroniği Tasarımı” başlıklı bu çalışma EÜ Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği ile EÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Eğitim ve Öğretim Yönergesi'nin ilgili hükümleri uyarınca tarafımızdan değerlendirilerek savunmaya değer bulunmuş ve 06/09/2022 tarihinde yapılan tez savunma sınavında aday oybirliği ile başarılı bulunmuştur.

**Jüri Üyeleri:**

**İmza**

**Jüri Başkanı : Doç. Dr. Yavuz Öztürk**

**Raportör Üye : Prof. Dr. Mustafa Seçmen**

**Üye : Prof. Dr. Alp Kuştepeli**

**Üye : Prof. İbrahim Avgın**

**Üye : Dr. Öğr. Ü. Çağatay Aydın**

## ÖZET

# UYDUDAN KÜRESEL KONUMLAMA SİSTEMLERİ İÇİN KARIŞTIRMAYA DAYANIKLI AKILLI ANTEN DİZİSİ VE ÖN UÇ ELEKTRONİĞİ TASARIMI

YİĞİT, Olcay

Doktora Tezi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Yavuz Öztürk

Ekim 2022, 170 sayfa

Bu tezde küresel konumlama sistemlerinin donanım kısmını oluşturan anten dizisi ve ön uç elektroniği tasarlanmış ve bu donanım konumlama algoritmaları, geliş yönü ve hüzme oluşturma algoritmaları ile test edilmiştir. Akıllı anten dizisi test ortamında karıştırıcı sinyallere maruz bırakılmış ve literatürdeki tasarımlar ile performans kıyaslaması yapılmıştır.

Test senaryolarında karıştırıcı sinyal olarak KKS bandı 1575.42 MHz frekansında sürekli sinüsoidal sinyal üreten sinyal kaynağı, kandırma sinyali için “LABSAT GNSS simulator” cihazı kullanılmıştır. Senaryolarda geliş yönü algoritmalarından ESPRIT ve MUSIC algoritmaları kullanılmıştır. Bu algoritmalar için gerekli olan kaynak sayıları, diziden alınmış olan sinyal örnekleri kullanılarak asgari tanımlama uzunluğu (MDL) formülü ile bulunmuştur. Yönler bulunduktan sonra ışın yönlendirilerek karıştırıcı sinyallerin yönüne kör nokta atanmıştır.

Karıştırıcı sinyallerin gelen açılarındaki hata oranları literatürdeki deneylerin sonuçları ile kıyaslanmıştır. Dizideki elemanların birbirleriyle olan etkileşim değerlerinin düşük olması, sistem çıkışının etkileşim matrisi ile kompanzasyonun yapılması ve antenlerden gelen verilerin dalgacık dönüşümü ile sinyal gürültü oranı değerlerinin iyileştirilmesi sonuçlarda hata oranlarının düşük olmasını sağlamıştır.

Anten ışına performansı ve dizinin geometrik şeklinden dolayı algoritmaların çalışma performansları literatüre göre kıyaslanmıştır. Tasarımda kullanılan anten özellikleri ve band aralığı gözönüne alındığında literatüre göre 4 elemanlı bir anten dizisinin kazancı 10.30 dBic olurken tasarımımızda bu değer 11.30 dBic'dir. Bu değerin yüksek olması SNR değerinin yüksek olmasını ve böylece geliş yönü ve hüzme oluşturma algoritmalarındaki hata oranlarının düşük olmasını sağlar. Yapılan ölçüm sonuçları, gelen karıştırıcı sinyalin gücü -70 dBm'i aşlığında uydu sinyallerinin algılanamadığını göstermiştir. Tasarlanan sistem ile incelenen

literatürdeki sistemler ile karşılaştırıldığında, karşıtıcı sinyal gücüne 30 dB daha dayanıklı olduğu görülmüştür.

**Anahtar sözcükler:** Uydudan küresel konumlama sistemleri, dairesel polarize anten, ön uç elektroniği, karşıtıcı test düzeneği, geliş yönü algoritması, hüzme oluşturma algoritması, ESPRIT algoritması, MUSIC algoritması, MDL algoritması, karşılıklı etkileşim, kompanzasyon, dalgacık dönüşümü

## **ABSTRACT**

### **ANTI-JAM SMART ANTENNA AND FRONT END DESIGN FOR GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS**

YİĞİT, Olcay

PhD in Electrical and Electronics Eng.

Supervisor: Assoc. Prof Dr Yavuz Öztürk

October 2022, 170 pages

In this thesis, the antenna array and front-end electronics, which are the equipment of the global navigation systems, were designed and tested with navigation algorithms, direction of arrival and beamforming algorithms. The smart antenna array was exposed to interference signals in the test environment and the performance comparison was made with the designs in the literature. In this thesis, the antenna array and front end electronics, which are hardware of global navigation systems, are designed and tested with navigation algorithms, direction of arrival and beamforming algorithms.

In the test scenarios, a continuous sinusoidal signal in the GPS frequency band of 1575.42 MHz was used as a jammer, and a different navigation signals that generated by LABSAT simulator was used as a spoofer. In the test scenarios, ESPRIT and MUSIC algorithms were used for direction finding. The number of sources required for these algorithms were found by using the signal samples taken from the array with MDL. After the directions were found, the beam was arranged and nulls were placed at the direction of jam signals.

The error rates in the signal angles showing the performance in the measurement results were compared with the results of the experiments in the literature. Performance of the system are better than the other systems because of the low mutual coupling effect between the elements of the array, applying compensation of the array factor, improvement of the SNR values with the wavelet transform of the data coming from the antennas and high array element performance.

Due to the antenna radiation performance and the geometric shape of the array, the operating performances of the algorithms are compared according to the literature. Considering the antenna features and band gap used in the design, the gain of a 4 element antenna array is 10.30 dBic in our design. A high value of the gain ensures that the SNR value is high and thus

the error rates in the literature while this value is 11.30 dBic in our design. A high value of this value ensures that the SNR value is high and thus the error rates in the direction finding and orientation algorithms are low. In the measurements made, it was observed that the satellite signals of our own design were lost when the power of the incoming jamming signal exceeded -70 dBm. According to the literature, this value is -100 dBm.

**Keywords:** Global navigation satellite system, circularly polarized antenna, front end design, jamming test set up, beamforming, MDL algorithm, ESPRIT algorithm, MUSIC algorithm, mutual coupling, compensation, wavelet transform.

## Önsöz

Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde yüksek lisans ve doktora programı süreci içerisinde haberleşme, radyo frekansı ve mikrodalga tekniği, elektromanyetik dalgalar, dalgalar ve titreşim, modern fizik ve sistem teorisi gibi çok önemli derslere katıldım. Haberleşme derslerinde kablosuz haberleşme sinyalleri ve iletimi, bilgi sinyalini oluşturan modülasyon tekniklerini, alıcı ve verici arasında sinyalin yol aldığı ortam değişkenlerini ve sinyalin karşılaştığı durumlar hakkında detaylı bilgi sahibi oldum. Radyo frekans ve mikrodalga derslerinde; salınım yapan sinyallerin temel devre elemanları bobin, kondansatör ve direnç üzerinde gösterdiği cevaplar ile birlikte bu elemanları birbirine bağlayan yolların da etkisini inceleyerek elektronik devre ve iletim hatlarının analizini yapabiliyor oldum. Elektromanyetik dalgalar teorisi için yüksek lisansa başladığım günden beri teoriyi tekrar ederek çalışıyordum. En detaylı ve en karmaşık elektromanyetik teorisi dersini doktorada aldım. Burada öğrendiğim elektromanyetik dalgaların matematiksel gösterimi ve farklı koordinat düzlemini arasındaki değişimleri incelerken matematiksel alt yapım güçlendi. Koordinat düzlemleri arasında geçişler, yüzeysel ve hacimsel integraller, kısmi diferansiyel denklemler çözerek pratik yönüm güçlenmiş oldu. Modern fizik dersi ile hareketli cisimlerin fiziksel durumu, bağımlı durumlar, ışık ve maddenin fiziği gibi konularda fikir sahibi oldum. Sistem teorisi dersi ile matris cebiri ve sistem analizi üzerinde uzmanlaştım. Giriş, çıkış ve durum değerleri ile sistemi analiz edip matematiksel formda göstererek sistemin geçmişi, geleceği ve şimdiki durumu için yorumlama kabiliyeti edindim. Genel anlamda katıldığım dersler ile mühendislik alanında analitik düşününebilin, problemlere bakış açısını genişleterek çözüm için yorumlar yapabilen bir birey olduğumu düşünüyorum. Tez ile ilgili açıklamaya kısa bir tanımla şöyle başlayabilirim.

Haberleşme toplumsal yaşamın temel gereksinimlerinden biridir. Anlamlı bilginin alıcı ve verici arasında taşınması için elektromanyetik dalganın kullanılması ile kablosuz haberleşme gerçekleşmiş olur. Bu tezde, günümüz de kullanılan en son teknoloji olarak bilinen uydu haberleşmesinin bir parçası olan genellikle yeryüzünde bulunan alıcının donanımı ve yazılımı günümüz bilimsel kaynakları göz önüne alınarak incelenmiş ve gerçekleştirilen yeni tasarımlarla hedef performanslar iyileştirilmeye çalışılmıştır.

Bu tezin giriş bölümünde güncel literatür verilmiş ve konu okuyucuya anlatılmıştır. Sonraki bölümlerde teorik bilgiler, tasarım, yöntem ve hesaplamalar verilmiş bu bilgiler kullanılarak tasarlanmış çalışmalar anlatılmıştır. Teknik detaylar verilmiştir. En son olarak tezin getirdiği bilimsel katkı ve yenilikler; ölçüm sonuçlarını gösteren grafiklere dökülmüş ve bu sonuçlar yorumlanmıştır.

Tezin oluşturulmasında karşılaşılan meşakkatlerin üzerine bıraktığı olumsuz etkilerin, sonuçlarının bilime ve topluma katkı sağladığını düşündüğüm tezim ile giderilmesini umuyorum. Tez yazım sırasında Türkçe Bilim Terimleri Sözlüğü ve TDK sözlüğü internet sitelerinden yararlanılmıştır. Bu tezin okuyucularına haberleşme, anten tasarıımı, sinyal ayırtırma ve işleme konularında yardımcı olmasını ve bu tez ile kendi düşünce ve yorumlarını zenginleştirmesini temenni ediyorum. Hayırlara vesile olur inşallah.

**Olcay YİĞİT**

**14.10.2022**

## **İçindekiler Tablosu**

<b>1.GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
<b>2.GENEL BİLGİLER .....</b>	<b>7</b>
2.1 Sinyal .....	7
2.1.1 Gürültü Kavramı ve İşaret Gürültü Oranı .....	7
2.2 Haberleşme .....	8
2.2.1. İletim Ortamları ve İletim Ortamı Bozulmaları.....	10
2.3 Uydu Haberleşme Sistemleri .....	11
2.4 Konumlama Sistemi.....	13
2.4.1. Konumlama Sistemi Sinyali .....	13
2.4.1.1 Kaba Edinim Kodu .....	14
2.4.1.2 Konumlama Bilgisi .....	15
2.4.1.3 Gelecekte Kullanılması Planlanan Sinyal Tipi .....	16
2.4.2. Gelileo Sinyali .....	17
2.4.2.1 Viterbi Algoritmaları Basamakları .....	24
2.5 Konumlama Sistemi Alıcıları .....	25
2.5.1. Sistem Analizi .....	26

2.6. Konumlama Sinyali için Antenler .....	29
2.7 İşıma Deseni Değişkenleri.....	29
2.8 Yönlülük ve Kazanç .....	30
2.9 Karşılıklılık ve Anten Hüzme Ölçümleri.....	30
2.10 Akıllı Antenler .....	32
2.11 Dalgacık Dönüşümü .....	33
2.12 Karşılıklı Etkileşim Empedans Hesaplama .....	35
2.12.1. Tam Dalga Metodu.....	42
2.12.2. Kalibrasyon Metodu .....	42
2.13 Karşılıklı Etkileşim Etkileşim Avantajları ve Dezavantajları .....	44
2.14 Faz Kaydırmalı Sistemler .....	44
2.15 Ön-Uç Elektroniği .....	45
2.16 Alıcı Entegre Ölçümleri.....	58
2.17 Alıcı Algoritmaları .....	66
2.18 Karıştırma Kandırma ve Geciktirme .....	72
2.19 Geliş Yönü Algoritmaları .....	74
2.20 Hüzme Oluşturma Algoritmaları .....	82
2.21 Hüzme Oluşturma Algoritmaları .....	87

<b>3. YÖNTEM .....</b>	<b>90</b>
3.1 Anten Tasarımı .....	90
3.2 Anten Dizi 1 .....	100
3.3 Faz Kaydırma Devreler .....	103
3.4 Karşılıklı Etkileşimin Hesaplanması .....	107
3.5 Ön-Uç Elektroniği .....	110
3.6 Karıştırma Senaryoları.....	116
<b>4. SONUÇLAR .....</b>	<b>119</b>
<b>5. TARTIŞMA.....</b>	<b>134</b>
<b>6. KAYNAKLAR.....</b>	<b>135</b>
<b>7. EK1 .....</b>	<b>149</b>
<b>8. EK2 .....</b>	<b>150</b>
<b>9. EK3 .....</b>	<b>155</b>
<b>10. EK4 .....</b>	<b>164</b>
<b>11. EK5 .....</b>	<b>165</b>
<b>10. EK6 .....</b>	<b>168</b>

## **KISALTMALAR DİZİNİ**

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
UKKS	Uydudan Küresel Konumlama Sistemi(GNSS)
GNSS	Uydudan Küresel Konumlama Sistemi (Global Navigation Satellite System )
GPS	Amerika Birleşik Devletlerinin kullandığı küresel konumlama sistemi
GLONASS	Rusyanın kullandığı uydudan küresel konumlama sistemi
GALILEO	Avrupa Birliğinin Kullandığı Küresel Konumlama Sistemi Özel İsmi
BEI DOU	Çince Büyük Ayı Takım yıldızının adıdır. Çinli uydu navigasyon sistemidir.
RHCP	Sağ El Dairesel Polarize (Right Hand Circular Polarized)
LHCP	Sol El Dairesel Polarize (Left Hand Circular Polarized)
MUSIC	Çoklu Sinyal Sınıflama (Multiple Signal Classification)
ESPRIT	Döngüsel değişmezlik tekniği ile sinyal parametrelerinin tahmini (Estimation of signal parameters via rotational invariant technique)
C/A codes	Kaba Edinim Kodu (Coarse Acquisition Codes)
P Codes	Doğru Kod ( Precise Code)
BOC	İkili seviyeli Kod (Binary offset Codes)
PRN	Sözde rastgele gürültü (Pseudo Random Noise)
MDL	Asgari tanımlama uzunluğu (Minimum Description Length)
LPDA	Log periyodik anten (log periodic dipole antenna)
CRPA	Kontrollu ışma hüzmeli antenler (Controlled reception pattern antennas)

DGY	Düşük gürültülü yükselteç(LNA)
AF	Ara Frekansı(IF)
FKD	Faz Kenetleme Döngüsü(PLL)
FK	Frekans karıştırıcı(Mixer)
KKS	Küresel konumlama sistemi(GPS)
TD	Tümleşik devre(IC)

## 1. GİRİŞ

Haberleşmede önemli bir yeri olan ve haberleşmenin gerçekleşmesi için analiz edilmesi gereken konu olan konumlama tarih boyunca değişik yöntemlerle ele alınmıştır. Günümüzde otomotiv konumlama sistemleri, sonar teknolojisini kullanan deniz navigasyon sistemi, bilgisayarlı tomoografi (CT) veya manyetik rezonans görüntüleme (MRI) taramaları gibi hasta görüntülerine göre cerrahi aletlerin konumunu belirleyen cerrahi navigasyon sistemi, hareket eden bir nesnenin konumunu, yönünü ve hızını harici bir referansa ihtiyaç duymadan sürekli olarak belirleyen atalet navigasyon sistemi, otonom bir robotun bir harita veya kat planı oluşturabildiği ve kendini bunun içinde konumlandırdığı yöntem ve ekipmandan oluşan robotik haritalama, uzay konumlama sistemi olan XNAV gibi konumlama sistemleri mevcuttur(Wikipedia,2022). Yer tabanlı konumlama sistemlerinden sonra uydu sistemini kullanan uydu konumlama sistemleri günümüzde kullanılır hale gelmiştir.

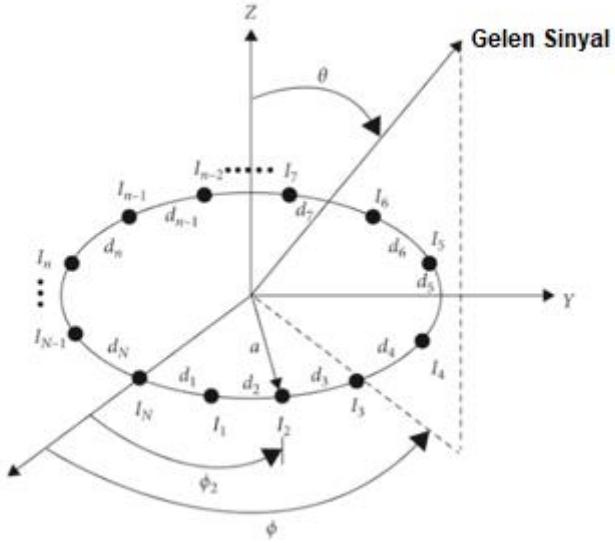
Ekim 1945'te Arthur C. Clarke " Extra Terrestrial Relays " adında bir makale yayınladı. Makale radyo sinyallerinin yapay uydularla, uydular dünya üzerinde sabit yörüngelerde bulunurken, iletilmesinin temellerini içeriyordu (Clarke,1945). Bu nedenle Arthur C. Clarke uydu iletişimimin mucidi olarak bilinir. Dünya üzerinde farklı yerlerde bulunan iki kullanıcının uzaya konumlandırılan uydular vasıtasıyla radyo sinyallerini kullanarak haberleşmesine uydu iletişimini denir. Bu sayede dünyanın şeklinden dolayı olan yüzeysel eğimin yol açtığı iletişimdeki zorluk, uydu ve kullanıcıların birbirlerini arada bir engel olmadan direk görmesiyle kaldırılmış olur. Bu uydu iletişim sisteminin kontrol ve kumanda sistemi yer yüzeyindedir. Burada uygunun performansı ve işlevliği gözlenir (Sharmaand A. Et al., 2008). Uydular pasif ve aktif olmak üzere iki sınıfta incelenebilir. Pasif uydular kaynaktan gelen sinyalleri alıcıya doğru yansıtır. Bu sırada sinyal gücü yükseltilmez ve alıcıya çok düşük güçte sinyaller ulaşır. Aktif uydular ise sinyali iletmeden önce yükseltir ve alıcıya yüksek güçte ullaştırır (Targonskiand S.D., et al.,1993). İlk yapay uydu olan Sputnik 1 Sovyetler Birliği tarafından 4 Ekim 1957'de yörüngesine yerleştirilmiştir. Bu uydu üzerinde 20.005 ve 40.002 MHz frekanslarında, 7 ve 15 metre dalga boylarında sinyal üreten radyo vericisi bulunmaktadır. Bu uydu dünya üzerinde herhangi iki noktayı haberleştirmek için değil, radyo sinyallerinin iyonosfer boyunca davranışını incelemek amacıyla kullanılmıştır (Zak, 2017). Haberleşmeyi aktif şekilde yapmak için oluşturulan ilk uydu projesi SCORE, ileri araştırma projeleri ajansı (ARPA) tarafından 1958 yılında yönetilmiştir.

İlk uydu konumlama sistemi "Transit" dir. Bu sistemde Doppler kayması dikkate alınır, uydu ile alıcının birbirlerine göre hızından dolayı sinyal frekansında kaymalar oluşur ve bu kayma miktarlarına göre alıcının uygunun neresinde olduğu anlaşılmaya çalışılır. Bu sistemde sinyaldeki kırılmalar ve yer çekiminin dünya üzerinde homojen olmaması nedeniyle doğruluk oranında sapmalar gözlenir (Helen E. ,et al.,2009).

Küresel uydu navigasyon sistemlerinde alıcı ve vericilerin önemli bir parçası olan antenlerin özellikleri bu konuda yapılmış çalışmalar dikkate alınarak şöyle özetlenir. Bu konudaki önemli anten çalışmalarından biri geniş bantlı ve dairesel kutuplanmalı olması nedeniyle helisel antendir (Kraus J.D, 1947). Dairesel kutuplanmalı olması için dairesel yama tabanına dört giriş ve bir çıkış olan bir besleme düzeneği yerleştirilerek bir anten tasarlanmıştır. Besleme düzeneği konumuna göre 0, 90, 180 ve 270 derece faz farkı sağladığı için geniş bantta dairesel kutuplanmayı sağlamıştır (Krumviedeaet K., 2001). Çift taraflı tasarlanan antende yamanın altında bulunan yarıklı üstünde bulunan parazitik eleman ile kazanç artırılmış ve altındaki boşluk sayesinde bant genişliği artırılmıştır (Krumviedeaet K., 2001). İki beslemeli anten sisteminde ise 90 derece faz farklı iki besleme hattı ile yama anten dairesel kutuplanmalı olmuştur. Üzerindeki toprak ile kısa devre yapılmış hatlar etrafında boşluk bırakılarak kapasitif etki artırılmaya çalışılmıştır (Habti A., et al., 2013). Küresel uydu navigasyon sistemi için tasarlanmış antenin etrafına direnç film yerleştirilerek işima gücü artırılmaya çalışılan anten sistemi bulunmaktadır (Kai B., 2007). Yeni bir anten tasarımında üst ve alt yama, alt bant ve üst bant frekanslarında radyasyon yapmaktadır (Li D., et al. 2012). Radyasyon yapan eliptik dilimler arasında 90 derece faz farkı veren bir hat bulunur, bu sayede tek besleme ile dairesel kutuplanmalı anten tasarlanmış olur. Tırtıklı boşluk ile etrafi kapatılmış ve radyasyon performansı yükseltilmiştir (Habti A., et al., 2013). Dairesel kutuplanmalı anten elde etmek için yükselmiş yama (Nasumiddin, X., Qingand Z.N. ,2016) (stacked patch), faz farklı iki beslemeli sistemler (S.Fu,et al., 2014) (dual feed), döngüsel sıralı besleme ağı(Zhang H., et al.,2019) (sequential feeding network), çok katmanlı ve meta malzemeli sistemler kullanılmaktadır (Zhang H., et al, 2019). Sarmal yapılı antenler geniş bantlı, dairesel kutuplanmalı, esnek tasarım ve geliştirmeye açık olmasından dolayı tez çalışmasında tercih edilmiştir.

Küresel uydu navigasyon sistemleri sinyalleri yeryüzünde zayıf güçte oldukları için başka sinyallerle karışıp bozulmaları kolaydır. Kasıtlı ve kasıtsız oluşturulan sinyaller, sürekli ve frekans moduleli sinyaller gibi çeşitli karıştırıcı sinyallerle konumlama sinyalleri bozulabilir (Akobundu G.C.,2018).

Karıştırıcı sinyal ile navigasyon sinyalleri aynı frekanslarda olduğu için filtreler karıştırmayı engellemek için yeterli olmuyor. Bu nedenle geliş yönü ve hüzme oluşturma algoritmaları kullanılıyor (Joshi, 2014). Akıllı antenler N elemanlı anten dizisi ve sayısal sinyal işleme bölümünden oluşur. Akıllı anten sistemlerinde antenlerin faz ve kazanç değerlerini belirleyen ağırlık değerleri farklı yöntemler ve kriterlere göre belirlenir. Bu değerler anten dizisinin işima yapacağı yönü ve kör nokta yönlerini tayin eder (Shahab, 2017). Şekil 1.1'de; bu çalışmada anten sistemi tasarımda kullanılan, tipik düzgün dairesel anten dizisi gösterilmiştir.



**Şekil 1.1:** Dairesel anten dizisi geometrisi

Şekil 1.1'de verilen koordinat sistemine göre bağımlı yatay açı olan  $\emptyset_m = 2\pi m/N$  m'inci antenin yatay başlangıç noktası ile olan arasındaki açı,  $\emptyset$  gelen sinyal ile 0'inci anten arasındaki bağımlı yatay açıdır. Faz referansı dairenin merkezi olarak kabul ettiğimizde, dizinin merkezine gelen sinyal ile m'ninci antene gelen sinyal arasındaki faz farkı

$$\varphi_{mn} = 2\pi R \cos(\emptyset_n - \emptyset_m) / \lambda_n \quad (1.1)$$

olarak yazılabilir. Sistemin  $\emptyset_n$  açısında gösterdiği sinyal cevabı denklem 1.2 ile gösterilmiştir.

$$F_n(\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} (w_m e^{j\varphi_{mn}}) \quad (1.2)$$

$w_m$  yön bilgisini içeren ağırlık değeri olmak üzere

$$w_m = A_m e^{j\gamma} \quad (1.3)$$

$F_n(\theta)$  maksimum yapan  $\gamma$  değeri denklem 1.4 ile gösterilmiştir.

$$\gamma = 2\pi R \cos(\emptyset_n - \emptyset_m) / \lambda_n \quad (1.4)$$

Denklem 1.2 ile anten dizisinin açıya bağlı alan dağılımı bulunur.

Akıllı sistemlerde verinin işlemciye aktarılması için analog-sayısal dönüştürücüler büyük rol oynar. Bu nedenle dönüştürücülerin önünde bir bant geçiren filtre vardır ve bu filtrenin alt kesim ve üst kesim frekanslarını sınır değer alan dönüştürücünün örneklemeye frekansı denklem 1.5'e göre belirlenir.

$$2f_H/n \leq f_s \leq 2f_L/(n - 1) \quad (1.5)$$

$$1 \leq n \leq f_H/(f_H - f_l) \quad (1.6)$$

Sınır değerler başka bir ifadeyle şöyle gösterilir.

$$f_c = f_u - \frac{B}{2} = f_L + \frac{B}{2} \quad (1.7)$$

$$\frac{2f_c+B}{2n+1} \leq f_s \leq (f_c - \frac{B}{2})/(n) \quad (1.8)$$

$$0 \leq n \leq (f_c - B/2)/(2B) \quad (1.9)$$

Dönüştürücünün doğru bir şekilde çalışması için gerekli sinyal gürültü değeri ve buna bağlı örneklemeye frekansı formülü denklem 1.7'de verilmiştir.

$$\text{SNR} = 6.02N + 1.7\text{dB} + 10\log_{10}(f_s/2f_B) \quad (1.10)$$

Denklem 1.10'a göre örneklemeye frekansını iki katına çıkarmak için SNR 3 dB artırmak gereklidir (Wang H., 2010). Literatürde sistemin tasarımda kullanılan yöntem, teknik ve parametreler incelendikten sonra performansı iyileştiren tasarımının yapılmasına başlanmıştır.

Tasarımın yapılmasında kullanılan dil olan matematiğin gelişim hikayesi kısaca şöyledir. Yerleşim yerleri gittikçe büyümeye, daha fazla sayıda insan, mal ve hayvan barındırmaya başladıkça, tüm bunların kaydını tutmak için bir yol bulunması gerekiyordu. Bir seyden elinizde kaç tane olduğu sorunu çözebilmek için bir sayı sisteme ihtiyacınız vardır. Mısırlılar M.Ö. 3000'lerde düz çizgileri sayı sembollerini olarak kullanmaya başladılar. Sonra ondalık sayı sistemi kullandılar ve hiyeroglif tabanlı bir sayı sistemi geliştirdiler. Aynı zamanda Babililer altmış tabanlı bir sayı sistemi geliştirdiler ve bir basamaklı sayılama sistemi olduğundan sıfırın basamak değeri yoktu. Sayılar sistemi ile birlikte şekiller üzerinde yorum yapılabilen ve başkalarına aktarılabilen geometri oluşturulmuştur. Geometri kelimesi Yunancada Dünya(Geo) ve ölçüm(metrik) kelimelarından oluşmuştur. Geometri, matematiğin kenarlar, şekiller, alanlar ve bunların birbileriyle olan ilişkilerini inceleyen bir dalıdır. Yerleşik toplumlar, mülkiyet ve vergilendirmek amacıyla kaynaklarını doğru bir şekilde bölmeye sorunuyla karşı karşıya kaldıktan sonra, geometri ilkeleri farklı bir dizi kültürler tarafından birbirinden bağımsız olarak keşfedilmiştir. Yunanlılar, Babililerin ve Mısırlıların başarısını tanıdı ancak geometriyi sağlam bir kanıt ve muhakeme temeline oturtma yollarını aradılar ki bu atılım antik dünyasının Thales, Öklid ve Pisagor gibi tanınmış matematikçilerince yürütüldü (Snedden R., 2020).

Basitçe “matematiksel yap-bozlar” olarak ifade edilebilecek cebir, bilinmeyen niceliklerle çalışırken denklem çözmeyi ifade eder. Cebirin kökenleri Antik Mısır ve Babil matematikçilere de感恩 izlenebilecek olsada onun ilk tomurcuklanmasılığını sağlayan şey Harezmi adlı orta çağ Arap matematikçisinin kitabıdır. Üçüncü dereceden denklemlerin nasıl çözüleceği bulunmasından sonra Descardes'in keşfi ile cebri geometriye bağlananın nasıl olacağını bulan Rönesans matematikçileri tarafından daha geniş bir şekilde geliştirilmiştir (**Snedden R.**, 2020).

Diferansiyel geometri uygulamaları arasında olan sinyallerin geliş açısının hesaplanması düzgün dairesel dizilmiş antenler ile gerçekleşmiştir. Diferansiyel geometrinin geçmişten günümüze gelişimini incelediğimizde Eski Yunan matematiğinden başladığı biliniyor. Geçmişten günümüze evreler şöyle sıralanabilir, eski Yunan matematiği, islam medeniyeti matematiği ve günümüz matematiğinin son halini oluşturan evre olarak incelenebilir. İslam bilim tarihi disiplininn hem felsefi hem de tarihsel açıdan en temel alanı matematiktir. Matematik islam bilim tarihinde iki ana unsurdan beslenir. Birincisi, Antik Yunan matematikçilerinin Mezopotomya ve Mısır matematik geleneklerinin birleştirerek sistemleştirdikleri metinler, ikincisi ise Hint matematik geleneğine ait eserlerdir (Azimli, M., 2021).

İslam matematik tarihinin gelişimini, cebir, hesap ve geometri olmak üzere üç ana alanda ele alabiliriz. Cebirin Harezmi'den Kereciye kadar olan kısmı, klasik islam cebiri olarak isimlendirilmektedir. Kereci ile geometrik ispatların yerini analitik ispatların aldığı yeni bir cebir geleneği ortaya çıktı. Bilinenlerin yardımıyla bilinmeyenlerin bulunması için gereken işlemlerin yapılması olarak tanımlanan cebir, islam matematikçileri tarafından hesabın içerisinde görülmekteydi. Hesap, islam matematiğinde daha çok günlük işlerde kullanılan hesap ve teorik hesap olmak üzere iki şekilde yer almaktadır. Günlük işlerde kullanılan hesap türü içerisinde sıfırında bulunduğu işlemlerdir.

Birinci dereceden bir bilinmeyenli denklem olan  $ax=b$ , en eski matematik kitabında olan Ahmes papirislerinde M.Ö. 1700'de yazılıarda görülmüştür. Sonra Yunan matematiğinin altın çağından önce, kuatratik(kare) denklemler Mısırda görülmüyordu.

Arşimed'in kitaplarında geometrik şekillerin tanımı ve bu tanımlara göre denklem çözümleri yer almaktadır. Konilerin kesimi ile oluşan kesitler ile denklem çözme yöntemlerinden de bahsedilmiştir. Daha sonra Ömer Hayyam bu yöntemleri geliştirerek geometrik yöntemler ile 3. Dereceden denklemleri çözmeye başarmıştır. Bir parabol ile bir daireyi kesişterek kesişen noktaların denklem çözüm kümesi olduğunu göstermiştir.

Modern anlamda diferansiyel geometrinin başlangıcı, Gauss'un yüzeylerin eğrilikleri üzerine olan çalışmalarına dayanır. Gauss'un yüzeyleri, diferansiyel geometri üzerine çalışmalar olan Riemann manifoldu kavramına ön ayak oldu. Gerçekten Gauss'un yüzeyleri içsel olarak incelenileceğini ortaya koyan çalışmaları manifold kavramının temelini oluşturmuştur. Burada içsel kavramı bize yüzeyin eğriliklerini yüzeyin uzayındaki konumundan bağımsız olduğunu ifade eder (Şahin B.,2012).

Geliş yönü algoritmaları 1970'lerden beri geliştirilen algoritmalarıdır. Mobil iletişim sistemlerinde, maden rezervlerinin tespit edilmesinde kaçak radyo yayınlarının tespit edilmesinde, kaybolan dağcıların tespit edilmesinde sıkça kullanılır (Orul T.,2012). Veri kümesini ayırtarak veri modelinin oluşmasını sağlayan algoritmalarıdır. İlk olarak gürültülü karmaşık sinüzoidlerin toplamından kovaryans yaklaşımını kullanarak sinyal parametreleri tahmin edilip veri modeli oluşturulmuştur

(Piserenko, 1973). Sensör dizisinden alınan verilerde bu yöntem ilk defa kullanılmıştır ve veri modeli oluşturulmuştur (Schmidt, 1977, Kopp 1979). İlk önce gürültüsüz ortamda yöntem kullanılmış ve sonrasında gürültülü ortamda bir teknikle başarılı sonuçlar alınmıştır. Böylece MUSIC algoritması oluşturulmuştur. Karışık olarak bulunan sinusoid sinyallerini ayırtırmak için başka bir algoritma ise döngüsel deşifreleme teknigi ile sinyal parametrelerinin belirlenmesi algoritmasıdır. Bu yöntem ilk önce frekansı belirlemek için kullanılmıştır sonra ise fazlı anten sistemlerinde gelen sinyallerin açılarını bulmak için kullanılmıştır. Bu algoritmada veriler alt gruplara ayrılır ve deşifreleme sebebiyle aralarındaki bağıntıdan gelen sinyallerin yönleri ayıklanır (Roy R. 1989).

Sanat, beceri anlamına gelen Grekçe “Techne” kökünden türetilen teknik kelimesi doğal nesneleri hayatı kullanışlı araç ve gereçlere dönüştürme anlamında kullanılır. Bununla birlikte teknik bilgi kullanışlı araç ve gereçlerin nasıl oluşturulduklarının ve kullanıldıklarının bilgisidir. Bilimsel bilgi aklın belli bir alanda, belli bir yöntemle elde ettiği tutarlı, düzenli ve sistemli bilgidir (Elibol S.,1993). Bu iki bilgi türünden yola çıkılarak tez hazırlanmaya çalışılmıştır. Belli bir yöntem ile elde edilen tutarlı ve sistemli bilgi olan geliş yönü algoritmaları ve hüzme oluşturma algoritmaları anten dizi ve ön-uç devresinden oluşan sisteme uygulanmış ve sonuçları ile birlikte izah edilmiştir.

Sistem performansı etkileyen anten sistemi ile elde edilen sinyalleri yazılım ortamında işleyerek anlamlı hale getiren algoritmalar bulunmaktadır. Sistemin yazılım kısmını oluşturan algoritmalar zinciri tezde şöyle sıralanmıştır. Öncelikle antenlerden gelen sinyaller dalgacık dönüşümü ile gürültüsü azaltılmaya çalışılır. Anten verileri antenler arası etkileşimden kaynaklanan etkiyi azaltmak için etkileşim matrisi ile kompenze edilir. Kompenze etmek için kullanılan matris etkileşim empedans değerleri ile oluşturulur. Sinyal gürültü oranı (SNR) değeri iyileştirilen ve kompenze edilerek etkileşim etkisi azaltılan veriler minimum tanımlama uzunluğu algoritmasında kullanılarak sisteme gelen sinyallerin kaynak sayıları belirlenmeye çalışılır. Kaynak sayıları belirlendikten sonra geliş yönü algoritmalarından ESPRIT ve MUSIC algoritmaları ile gelen sinyallerin yönleri tespit edilir. Karıştırıcı sinyallerin yönleri tespit edildikten sonra dizi çarpanı değiştirilerek anten işamasının karıştırıcı yönünde körelmesi sağlanır. Uydu sinyallerinin olduğu düşünülen sinyaller konumlama algoritması ile işlenir ve konum bilgisi çıkarılır.

Tezde Genel Bilgiler başlığında tezin kapsadığı konuların literatür araştırması sonucu özet bilgileri yer almaktadır. Yöntem bölümünde ise tasarım teknik detaylarıyla birlikte verilmiştir. Aynı bölümde ayrıca kullanılan formüller ve çıkış yöntemleri anlatılmıştır. Sonuçlar bölümünde sistemin ölçüm grafikleri yer almaktadır. Bu grafikler yorumlanmış ve literatürden elde edilen veriler ile kıyaslanmıştır. Tartışma bölümünde ise sistemin teknik detayları tekrar ele alınmış ve performansı daha iyi olması için önerilerde bulunulmuştur.

## 2. GENEL BİLGİLER

Konumlama sistemleri alıcı donanım, yazılım ve karıştırmaya dayanıklılık konusunu içeren bu tez çalışmasında geçmişten günümüze kadar yapılmış akademik çalışmalar alt başlıklarda incelenmiştir.

### 2.1 Sinyal

Zamanda sırayla yapılan gözlemlerin kümesine zaman serileri denir. Gözlemler devamlı olursa zaman serileri devamlı olur. Eğer gözlemler ayırsa zaman serileri de ayıktır. Eğer serinin gelecek değerleri matematiksel fonksiyonlarla açıklanabiliyorsa zaman serileri deterministikdir. Eğer gelecek seri değerleri olasılık dağılımıyla gösteriliyorsa seriye istatistiksel zaman serisi denir. İstatistiksel zaman serileri stokastik işlemin gerçekleşmesini gösterir.

Otokoralasyon ve otokavaryans işlemleri sinyal işlemede ve yön bulma algoritmalarında sıkça kullanılan işlemlerdir. Verilerin ortalaması ( $\bar{x(t)}$ ), o verileri oluşturan fonksiyonun beklenen değeri( $E[x(t)]$ ) olarak bilinir. Otokoralasyon fonksiyonu gecikmiş seri ( $x(t-t_1)$ ) ile kendisinin( $x(t)$ ) çarpımının beklenen değeridir. Otokovaryans fonksiyonu gecikmiş serinin ( $x(t-t_1)$ ) ortalamasıyla kendisinin( $x(t)$ ) farkının, serinin ortalamasının ( $\bar{x(t)}$ ), kendisiyle olan farkıyla çarpımının beklenen değeridir. Denklem 2.1 ve 2.2 korelasyon ve otokovaryans fonksiyonlarını gösteriyor.

$$R(x(t)) = E[x(t-t_1)x(t)] \quad (2.1)$$

$$A(x(t)) = E[(E[x(t-t_1)] - x(t))(E[x(t)] - x(t))] \quad (2.2)$$

Uydu haberleşme sistemlerinde 2 tip sinyal kullanılır, bunlar rastgele ve deterministik sinyallerdir. Deterministik sinyaller matematiksel formda gösterilebilen sinyallerdir. Rastgele sinyaller bazı belirsizliğe sahiptir. Rastgele sinyallere örnek olarak küresel konumlama (KKS) sinyalleri verilebilir. KKS sinyalleri, üretilen bilgi sinyalleri ile birlikte atmosferden ve elektronik devrenin iç gürültüsünden dolayı harici sinyaller ile karışabilir. Rastgele sinyal ile ilgili işlemlerde otokorelasyon, güç spektrumu ve bant genişliği gibi kavramlar önemlidir.

KKS ve GALILEO sinyalleri oluştururlurken dördün faz kaydırmalı kiplenim ve ikili faz kaydırmalı kiplenim modülasyon teknikleri kullanılır. Dördün faz kaydırmalı kiplenim girişteki bitlerin ikişer gruplar halinde alındığı, her bit grubundan doksan derece faz farkı olan taşıyıcı sinüs dalgasıyla temsil edildiği kiplenim yöntemidir. İkili faz kaydırmalı kiplenim sayısal verilerin bir kanaldan iletilmek amacıyla sinüzoidal bir taşıyıcının birbirinden 180 derece farklı iki fazına kodlandığı kiplenimdir.

#### 2.1.1. Gürültü Kavramı ve İşaret Gürültü Oranı

İşaretler hat boyunca zayıflarken ve bozulurken dahili ve harici kaynakların neden olduğu önceden tahmin edilemeyen rastgele işaretlerin bulaşmasına maruz kalırlar. İstenmeyen işaretlere en genel anlamda gürültü denir. Gürültü, haberleşme oranını sınırlayan en temel etkendir. Harici gürültü kaynakları olarak, komşu kanalların neden olduğu ışımalar, her türden yüksek hızlı anahtarlama ve ateşleme devrelerinin ürettiği ışımalar, florasan lambalar, yıldırım kaynaklı elektriksel dalga bileşenleri

ile güneş patlamaları örnek gösterilebilir. Bu tür gürültüleri engelleyip yok etmek mümkünür ama dahili gürültüleri tamamen yok etmek mümkün değildir. Dahili gürültüler kullanılan elektronik içerisindeki elektronların ısı temelli hareketleri, yüklü taşıyıcıların yeniden bir araya gelmesi gibi nedenlerdir. Gürültü işaretini doğada rastgele bulunur ve gürültü işaretini zamana bağlı bir işaretir.

**Termal Gürültü:** Termal gürültü çevre sıcaklarından dolayı kazanılan enerjiye bağlı olarak elektronik sistem içindeki yüklerin rastgele hareketinin bir sonucudur. Hareketin derecesi mutlak sıcaklığa bağlıdır ve termal gürültü olarak adlandırılan bu değer şöyle ifade edilir.

$$V_{\text{termal}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot B} \quad (\text{V}) \quad (2.3)$$

Burada  $V$ ,  $k$ ,  $T$ ,  $R$ , ve  $B$  sırası ile üretilen gürültü işaretinin ortalama genlik değeri, Boltzman sabiti, Kelvin cinsinden mutlak sıcaklık, malzemenin direnci ve bant genişliğidir. Dikkat edilmesi gereken termal gürültü frekansa değil bant aralığına bağlıdır.

**İntermodulasyon Gürültü:** Modülasyon işlemini gerçekleştirmek için kullanılan çarpma elemanlarının doğasından kaynaklı olarak ortaya çıkan istem dışı yüksek frekans bileşenlerinin başka frekans bölgelerinde gürültü kaynağı gibi davranışmasıdır.

**Yan ses gürültüsü:** Birbirine paralel olarak yerleştirilmiş devre elemanları ile iletim hatları arasında özellikle aynı frekans aralıklarının kullanılması halinde ortaya çıkan gürültü sorunudur.

**Darbe gürültüsü:** yüksek genlikli düzensiz darbelerden oluşurlar ve ses verilerini etkilemezler. Görüntü gibi veri haberleşmesinde verilerin silinmesine ve kaybolmasına neden olur.

**İşaret gürültü oranı:** Bir haberleşme sisteminin (benzer şekil veri transferinin yapıldığı tüm elektronik devreler için) en temel tasarım parametrelerinden biridir. Sinyal seviyesinin gürültü seviyesine oranıdır. Yaygın olarak dB ile ifade edilir. dB olarak ifade edilirken oran değerinin, sinyalin gürültüden farkı olduğu unutulmamalıdır.

## 2.2 Haberleşme

Elektriksel kodlar kullanılarak gerçekleştirilen ilk haberleşme sistemi 1837 yılında geliştirilen telgraf cihazıdır. Bu cihaz 1.5 km mesafeli iki tren istasyonu arasındaki tünelden tek bir trenin geçmesini güvenli kılmak amacıyla kullanılmıştır. ABD’de Mors 1835 yılında mors kodlarıyla haberleşmeyi gerçekleştirmiştir. 1876 yılında asıl işi sağırlara işitme dili öğretmek olan Aleksandra Graham Bell kulağın çalışma mekanizmasını taklit eden bir cihaz aracılığıyla sesi ileten ilk telefonu yapmıştır. Daha sonra telefon hatlarıyla resimlerin nakil edilmesi başlamış ve bu arada 1888 yılında Hertz elektromanyetik dalgaları göndermeyi ve almayı başarmıştır. 1901 yılında Markoni kablosuz haberleşmeyi başarmıştır. 1906 yılında ABD’de ilk kablosuz radyo vericisi hayatı geçerken 1923 yılında John- Logie Baird ilk televizyonu tasarlamıştır. 1936 yılında BBC yayına başlamış ve 1947 yılında transistorün bulunmasıyla elektrik alanında gerçek anlamda devrim olmuştur. 1950 yılında Makmedron’la transistörler uzun mesafeli haberleşmeyi gerçekleştirmiştir. 1956’da araç telefonu geliştirilmiş ve 1959 yılında uzun mesafeli aktarım olmuştur. 1962 yılında Amerika ilk uydusunu sistemini

dünya yörüngesine oturtarak uydu haberleşmesine geçilmiştir. Fiber optik camların üretilmesiyle haberleşme alanında son devrim açılmıştır(Helhel, 2019).

Haberleşme bir kaynakta var olan bilginin belirli bir formatta güvenli bir şekilde tam zamanında eksiksiz olarak bir başka noktada bulunan alıcıya aktarılması eylemidir. Haberleşme eylemine konu olan işaretleri sürekli veya süreksiz işaretler, analog veya sayısal işaretler, periyodik veya periyodik olmayan işaretler, enerji veya güç işaretleri ile tanımlı veya olası işaretler biçiminde beş temel katogoride incelemek mümkündür.

Haberleşme kanalının tek yönlü olması halinde ortaya çıkan yapıya simpleks yapı denir. Haberleşmenin belli bir zaman aralığında A noktasından B noktasına başka bir zaman aralığında B noktasından A noktasına doğru gerçekleşmesidir ki yarı dubbleks yapı denir. Haberleşmenin eş zamanlı olarak her iki yöne de gerçekleşiyor olması durumuna tam dubbleks yapı denir. Bir haberleşme işlemi aşağıdaki temel bileşimlerden oluşmaktadır(Helhel, 2019).

**Bilgi:** Haberleşme ihtiyacını başlatan ve kullanıcılar tarafından talep edilen değerler manzumesi.

**Format:** Bilgi niteliği taşıyan bir değerin mors alfabesi, sembol, yazı, ses, fotoğraf veya hareketli görüntü benzeri görünümünde aktarım biçimidir. Ses naklinde alıcı tarafta konuşmaların kime ait olduğunu ve anlaşılır olmasının önemi çoktur. Bir ve sıfırlardan oluşan metinler alıcı tarafa eksiksiz ulaşmalıdır ki alıcı çevrilen metni anlayabilisin.

**Zaman:** Bilgi ancak ihtiyaç anında değerlendirilir. İhtiyaç giderildikten sonra elde edilen bilginin hiçbir hükmü kalmaz. O yüzden bilgi adı verilen değerin zamanında ulaştırılması çok önemlidir.

**Ortam-Kanal:** Mesaj işaretini vericiden alıcıya göndermek için kullanılan fiziksel bir iletim ortamıdır. Telsiz haberleşmesinde kanal atmosferdir. Telefon kanalları, telli bağlantılar, fiber optik kablolar ve telsiz gibi iletim ortamlarını kullanırlar.

Telli kanallar, telefon ağları, ses işaretlerinin iletimi ve görüntü dahil veri iletimi için tercih edilirler. Büklülü çift iletkenli hatlar ve eş eksenli kablolar temel olarak orta seviyede bant genişlikleri sağlayan kılavuzlanmış elektromanyetik kanallardır. Telefon hatları birkaç yüz kilo Hertz bant genişliklerine sahipken eş eksenli kablolar MHz mertebesinde kullanılabilir. Fiber optik kanalların eş eksenli hatları çok fazla bant genişliği sağlar. Fiber optik kanalda kullanılan taşıyıcı ışık frekansları 1014 Hertz ile 1015 Hertz arasında olup bu yaklaşık olarak 100,000 GHz bant genişliği kapasitesi

demektir. Akustik kanallar ise denizaltı sensörlerinin kullanıldığı haberleşme kanallarıdır. Elektromanyetik dalgalar genel olarak denizaltıda uzun mesafelere iletilemezler.

**Hız:** Hız kavramı zaman kavramı ile düşünülmelidir. Ancak çok sayıda hebercinin birlikte hareket etmesini istemek ihtiyaç duyulan koordinasyon nedeniyle hızı düşürecektir.

**Güvenlik:** Bilginin istenmeyen şahıslarca elde edilse bile kullanımını engellemek için bigi üzerinde şifreleme benzeri işleminin yapılması gerekmektedir.

**Haberleşme kapasitesi:** Haberleşmeye konu olan veri miktarını taşıyabilecek büyülükte ve işaretin tüm frekans bileşenlerini barındıran kanal genişliğidir.

**Distorsyon:** Kendisine değer biçilmiş verinin aktarılma işlemi tamamlandığında verinin içerik kaybına uğramasına neden olan işaret bozulmaları olarak tanımlanır.

**Kanal kapasitesi:** Haberleşme teknolojileri arasındaki bağlı üstünlükleri ölçmek ve kendi aralarında karşılaştırmalar yapmanın en etkin yöntemlerinden ilki haberleşme kanal kapasitesi olarak bilinir. Bu karşılaştırma doğal olarak aktarılan veri miktarı ile veri aktarım kalitesi üzerinden yaptırılmaktadır. Burada hatırlı tutulması gereken bir diğer husus ise verinin kalitesini ve miktarını belirleyen bileşenlerinin kendisinin de bir veri olduğunu. Bir sistemden aktarılabilen bilgi miktarı bant genişliği ve zamanın çarpımıdır. Kanal kapasitesi üzerinden bilgi üretimi yapılacak olan ve iletme izin verilen tüm frekans bileşenlerini ihtiva eden kanalın fiziki sınırlarını ifade eder.

### 2.2.1.İletim Ortamları ve İletim Ortamı Bozulmaları

Bir giriş işaretine karşın çıkışta elde edilen işaretin sadece genlik değerinde büyümeye veya küçülme yönünde bir değişiklik olmuşsa ve/veya işaretin tüm bileşenleri zaman ekseni üzerinde aynı gecikmelere maruz kalmış ise bozulmazsız olarak tanımlanır. Bir başka ifade ile bozulmazsız kanallar,bir işaretin Fourier seri bileşenlerinin tümü üzerinde aynı zaman gecikmesine neden olduklarından bir bozulmadan bahsedilemez. Haberleşme eyleminin başarısı, değerli bilginin hiçbir içerik kaybına uğramadan kullanıcıya ulaşmasını gerektirir. Haberleşme sırasında faz ve genlik bozulması olmak üzere iki temel bozulma vardır. Bozulmanın tipi iletlenen haberin niteliğine göre farklı önem taşımaktadır.

Bir elektromanyetik dalganın hızının, bünye parametreleri  $\mu$  ve  $\epsilon$  parametrelerine bağlı olarak  $v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$  denklemi ile hareket ettiğini biliyoruz. Serbest uzay ortamında ışık hızına ulaşan bu değer diğer ortamlarda daha düşük hızlarda hareket edecektir. Kanal uzunluğunun sabit olduğu durumlarda, işaretin farklı frekans bileşenlerinin kanal boyunca yapacakları hareketin zamanında farklı olacağı anlamına gelir. Bu durum doğal olarak frekans bozulması ve grup gecikmesi olarak karşımıza çıkar. Bir

işaretin harmonikleri daha büyük frekans bileşenlerine sahip olduğundan temel frekans bileşeni ile bu bileşenler arasında alıcıya ulaşma sürelerinde dolayısıyla erişim fazlarında bir far olur. Dolayısı ile alıcıda algılanan işaretin dalga şeklinin istenenden farklı forma bürünmesi normaldir. Örneğin temel frekans bileşeni 360 derece faz farkı ile ulaşırken 3. harmonik 450 derece ile ulaşır. Bu durumda alıcıda toplam faz farkı 90 derece olur (Helhel, 2019).

### 2.3 Uydu Haberleşme Sistemleri

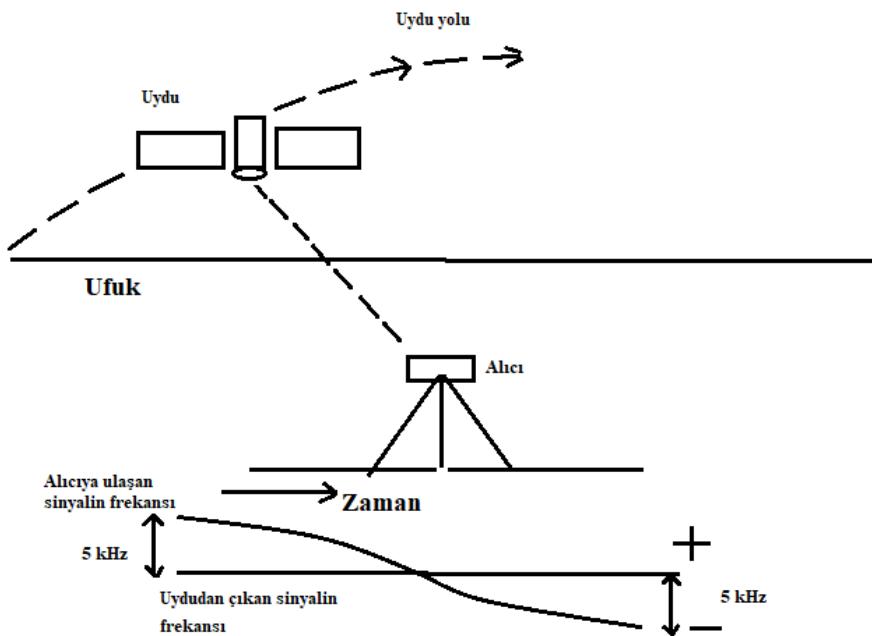
Uydular genellikle 3 ana yörüngede hareket eder. Yer sabit yörünge yerden yaklaşık 35000 km yukarıdadır. Bu yörüngede uydular yer yüzeyi ile aynı oranda yer değiştirdiği için yerdeki alıcı anteninin uydunu takip etme gibi bir zorunluluğu yoktur, açısı ayarlandığında sürekli aynı uydularla haberleşebilir. Orta yörüngede uydular 2000 ile 36000 km arası kadar yerden yukarıda olabilir. Alçak yörüngede ise uydular 160 ile 2000 km arası kadar yerden yukarıda olabilir. Alçak ve orta yörünge uyduları açısal olarak dünyadan daha hızlı hareket eder ve sabit bir noktada sürekli gözlemlenemez. Alıcıya göre konumu ve hızı değişen uydu sistemlerinde Doppler etkisi önemlidir (PennState,2022). Şekil 2.1'de navigasyon uydularının alıcıya göre konumu ve frekanstaki kaymalar gösterilmiştir. Şekil 2.1'de navigasyon uydularının alıcıya göre konumu ve frekanstaki kaymalar gösterilmiştir. Tipik bir KKS uydusu hızından dolayı maksimum 5 kHz kadar frekansa kaymaya neden olur.

Genel rölativite yerçekim ile ilgili geometrik yaklaşım sunar. İki temel prensibe dayanır, Einstein eşitlik prensibi ve Einstein alan denklemleri bu iki prensibi oluşturur (**Delva, P. et al.**, 2018)

Einstein'in teorisine göre gözlemci hızı ile standart hız oranı şöyle ifade edilir.

$$\frac{V_{\text{obs}}}{V_E} = \left(1 - \frac{GM_E}{c^2 R_s} - \frac{1(V_E)^2}{2c^2} - \frac{GM_E}{c^2 R_E} + \frac{1(V_s)^2}{2c^2}\right) / \left(1 - \frac{1}{c} \frac{dr}{dt}\right) \quad (2.4)$$

$M_E$  dünyanın kütlesi,  $c$  ışık hızı,  $V_{\text{obs}}$  gözlenen hız,  $V_E$  gözleciye göre dünyanın dönüş hızı,  $r_s$  geocentric uzaklık,  $V_s$  uydunun hızı,  $r$  gözlemi ile uydu arasındaki uzaklık,  $G$  yerçekimsel sabit. Bu denkleme özel göreli enine Doppler (special relativistic transverse Doppler effect) denir.



Şekil 2.1: Doppler etkisinden dolayı uydu ile alıcı konumuna göre frekansta kayma (PennState,2022)

Doppler etkisi zamanda sıkışma veya genişlemeyi temsil eder. KKS uyduları yaklaşık olarak 3874 m/sn hızla hareket eder. Maksimum bağımlı hız uyduyla kullanıcı arasında 928.7 m/sn dir. Aynı yöntemi izlersek Galileo uyduları ve kullanıcılar arasında KKS'nin 17/20 katı kadar hız olur. 17/20 KKS ile Galileo'nun yükseklik oranlarıdır. Bu değer 789.4 m/sn'dır. Bu etki doppler kaymasına neden olur.

Uydu ile alıcı arasındaki hız farkından dolayı oluşan frekans kaymasının yanı sıra rölativistik nedenlerden dolayı da frekansda kaymalar gözlenir. Rölativite denklemlerine göre yüksek hız boyutlarda belirgin kısalmalara neden olur bu da frekansın yükselmesine neden olur. Uydulardan 10.2299999543 MHz'de sinyal üretilir ama rölativistik nedenlerden dolayı 10.23 MHz'de sinyal alınır(Torres H., Assis A. ,2010).

Uydu takımı kendi aralarında haberleşerek çalışan uyduların kümesidir. Düşük ölçekli uydu yörüngeindeki iki takımından biri "Iridium", diğeri "Global Star" uydu sistemleridir. Bunlar uydu telefonu olarak düşük hızlı veri sağlamak için kullanılır. "Star Link" uydudan internet erişimi için kullanılan bir uydu takımıdır. Ayrıca uydu haberleşmesinin sürekli olmadığı bir sistem olan CASCADE sistemi vardır, bu sistemde dünya yüzeyinin bir yerinde depoladığı bilgiyi başka zamanda başka yere iletir. Orta uydu yörüngeşi için Telstar uyduları örnek gösterilebilir. Hızlı telefon haberleşmesi için kullanılmıştır. Yer sabit yörüngelerde TV sistemlerinin uyduları kullanılmıştır.

## 2.4 Konumlama Sistemi

Yer tabanlı konumlama sistemleri konumlama sistemlerinin ilklerindendir. Yer tabanlı sistemde bir radyo darbe sinyali vericisi kullanılır. Art arda gönderilen darbe sinyalleri alıcı tarafından alınır ve gecikme miktarı ile sabit vericinin konumuna göre kendi konumunu belirler.

Uydu konumlama sistemleri günümüzde kullanılan sistemdir. Bir uydu konumlama sistemi, otonom olarak 3 boyutlu uzaya ait coğrafi konumlama sağlamak için uyduları kullanan bir sistemdir. Kullanıcıda bulunan alicilar, uydulardaki vericiler ile sağlanan elektromanyetik sinyaller sayesinde konumlarını yüksek hassasiyetle belirler. Uydu ile konumlama sistemi genel olarak küresel uydu navigasyon sistemleri (GNSS) olarak isimlendirilebilir. Amerika Birleşik Devletleri küresel konum belirleme sistemi (GPS), Rusya'nın küresel konumlama sistemi (GLONASS), Çin konumlama sistemi (BeiDou) olarak ve Avrupa Birliğinin konumlama sistemi (GALILEO) olarak bilinir. Her sistem genel olarak 18-30 orta ölçekli yörünge uydularının yörüngelere dağılmasıyla oluşturulmuştur.

Sivil uygulamalar için küresel konumlama sistemi GNSS 1 ve GNSS 2 olmak üzere iki sınıfta incelenebilir. GNSS 1: İlk nesil konumlama sistemidir. GPS ve GLONASS gibi sistemlerle birlikte uydu tabanlı (SBAS) ve yer tabanlı (GBAS) doğrulama (augmentation) sistemlerini içerir. Amerika Birleşik Devletleri'nde, uydu tabanlı bileşenler geniş alan doğrulama sistemi (WAAS), Avrupa Birliğinde Avrupa Konumlama Yer Paylaşımı Hizmeti (EGNOS), Japonyada çok fonksiyonlu uydu doğrulama sistemi (MSAS), yer tabanlı doğrulama sistemi yerel alan doğrulama sistemi gibi sistemlerle sağlanmıştır. GNSS 2; kapsamlı sivil konumlama sistemi olarak ikinci nesil konumlama sistemidir. Bu sistem ilk başta yüksek L(1-2 GHz) bandını (GPS için L1, Galileo için E1 ve GLONASS için G1) kapsar ve ek olarak düşük L bandını da (GPS için L2 ve L5 bandı, Galileo için E5a ve E5b, GLONASS için G3) daha sonra kapsamıştır(Kraft U.R., 1997).

### 2.4.1 Küresel Konum Belirleme Sistemi (GPS) Sinyali

Konumlama sinyali, mesafe ve konum sinyali içerir. Mesafe sinyali, uydu ile yer arasındaki mesafeyi ölçmek için kullanılır. Konum sinyali yörüngedeki uydu konumunu belirlemeye yarayan efemeris bilgisini, zaman bilgisini ve tüm uyduların yerleşim bilgisi olarak almanak bilgisini içerir. Konumlama uyduları bu verileri ikili faz kaydırmalı kipleme (BPSK) modülasyon tekniğiyle iletir. Konumlama sinyali sözde rastgele gürültü sinyalinin taşıyıcı sinyali ile modülasyonu ile oluşturulur. Tüm uydular aynı frekans aralığını kullanır ve kaba edinim kodlarının farklı olması nedeniyle birbirinden ayrılır. Bu yöntemde kod bölüşümlü çoklu erişim (CDMA) yöntemi denir. Bu kodlara yonga kodları (chipping codes), sözde rastgele gürültü (pseudo random noise) veya sözde rastgele ikili dizi de (pseudo random binary sequence) denir. Her bir uydunun uydu cihaz numarası (SVN) vardır ve bu numara uydu aktif olarak çalıştığı sürece değişmez.

**Çizelge 2.1:** Küresel Konum Belirleme Sistemi (GPS) uydularından gönderilen sinyal (Mendizabal J., Melendez J., Berenguer R., 2008)

Frekans bandı	L1	L2	L5
Kanallar	A B C	A B C	I, Q
Frekans	1575.42 MHz	1227.6 MHz	1176.45 MHz
Modulasyon tipi	A, B → QPSK C → BOC(1,1)	A, B → BPSK veya QPSK C → BOC(10,5)	QPSK
Bit oranı	A → 1.023 MBs B → 10.23 MBs C → 1.023 MBs	A → 1.023 MBs B → 10.23 MBs C → 5.115 MBs	I, Q → 10.23 MBs
Minimum güç 10 derece yataydan yükselme açısı	A → -131 dBm B → -128 dBm C → -127 dBm	A → -134 dBm B → -130 dBm C → tbd	I, Q → -128 Dbm

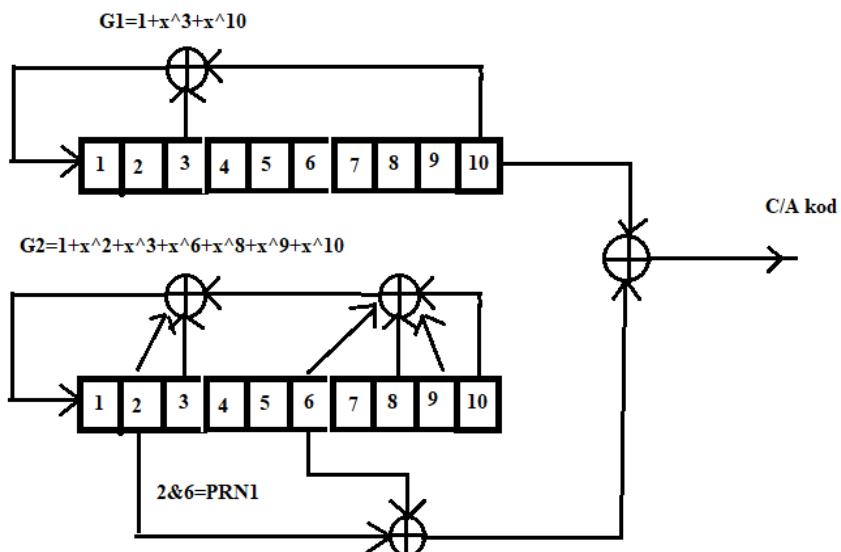
Çizelge 2.1'de küresel konum belirleme sinyali özellikleri verilmiştir. Sivil uygulamalarda kullanılan sinyal dördün faz kaydırmalı kiplenim (QPSK) modülasyon tekniği ile oluşturulmuştur. Dördün faz kaydırmalı kiplenime girişteki bitlerin ikişerli gruplar halinde alındığı, her bit grubunun da doksan derece faz farkı olan taşıyıcı sinüs dalgasıyla temsil edildiği kiplenim yöntemidir (Mendizabal J., Melendez J., Berenguer R., 2008).

#### 2.4.1.1 Kaba Edinim Kodu (C/A codes)

Kaba edinim kodları her uyu için farklıdır ve alıcı bu farklı kodlar sayesinde uyu numaralarını anlayabiliyor. Kaba edinim kodları yazmaçların farklı dizilimleri sonucu birbirlerine dik olan kod dizileridir. Bu kodlar gürültü benzeri öngörülebilir dizilerdir. Maksimum  $N=2^{n-1}$  uzunluğundadır ve  $2^{n+1}$  tane dizi içerir. Bu kodlara Gold kod veya sözde rastgele sinyalleri de denir. Gold Kodları iki tane

dizinin toplamları olarak elde edilir. Konumlama sinyalleri için  $n=10$ 'dur. Bu kodların çapraz korelasyonları  $2^{(n+2)/2}$  kadar veya daha düşüktür.

Şekil 2.2'de kaba edinim kod üreteci mekanizması gösterilmiştir. Uyduların kaba edinim kodları alıcılar tarafından bilinir. Alıcı algoritması sayesinde hangi uydulardan sinyal topladığını tespit edilir.

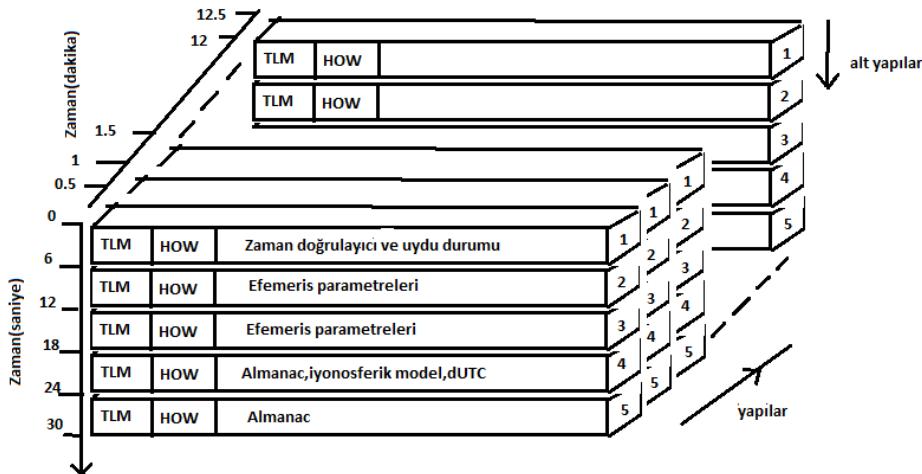


**Sekil 2.2.** Kaba edinim kod üreteci(B. Kai, 2007)

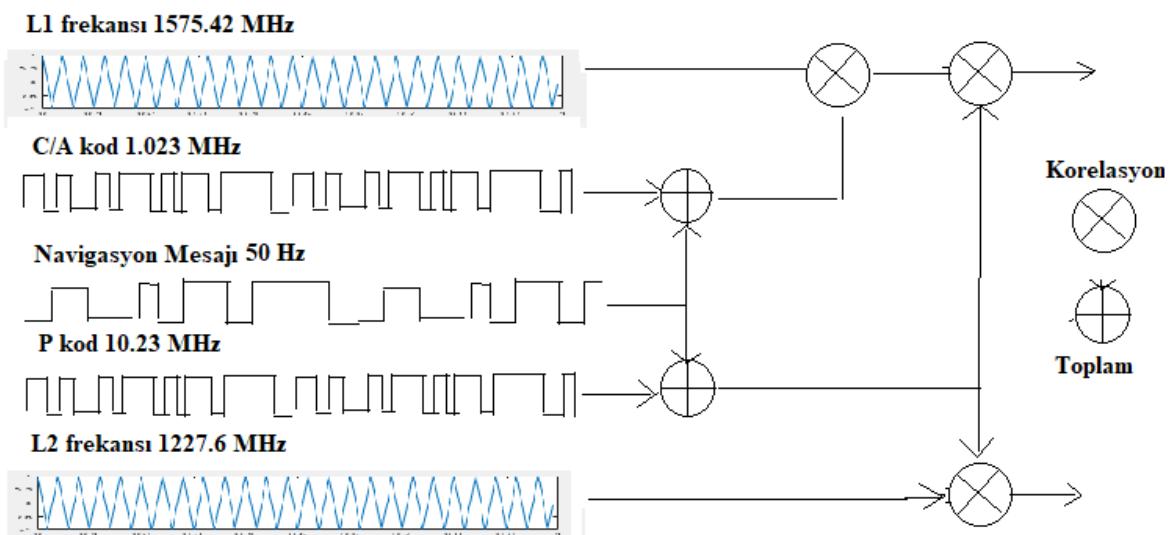
Şekil 2.2'e göre iki tane 10 basamaklı kaydırımlı yazmaç, kodu oluşturmak için kullanılır. Birinci dizide 3. ve 10. yazmaçlar toplanıp geri girişe gelerek yazmaçların kaydırılması sağlanır. İkinci dizide ise 2, 3, 6, 8 ve 10 yazmaçları toplanıp girişe verilerek kaydırma yapılır, yalnız uydulara göre 2 farklı yazmaç toplanıp çıkışa verilir. En son çıkışa verilen bu iki bit toplanır ve kaba edinim kod elde edilmiş olur.

#### 2.4.1.2 Konumlama Bilgisi

Konumlama bilgisi şekil 2.4'de gösterildiği bigi kaba edinim kodu ile toplanıp yüksek frekansda taşıyıcı sinyal ile çarpılır. Basit olarak bilgi paketi şekil 2.3'deki gibi 1500 bit uzunluğu 5 alt bölüme ayrılır ve her bir alt bölüm 300 bitten oluşur. Her bir alt bölüm 10 kelimedenden oluşur her bir kelime 30 bittir.



Şekil 2.3. Konumlama bilgisi yapısı(B. Kai, 2007)



Şekil 2.4. Konumlama sinyali bileşenleri blok şeması(B. Kai, 2007)

Şekil 2.4 gösterildiği gibi, oluşturulmuş kaba edinim kodu ve konumlama kodu toplanıp, 1575.42 MHz taşıyıcı sinyale bindirilir. En son olarak alt bant 1227.6 MHz ve üst bant 1575.42 MHz frekanslarda sinyaller üretilmiş olur.

#### 2.4.1.3 Gelecekte Kullanılması Planlanan Sinyal Tipi

Navigasyon sinyallerine dört yeni sinyal eklenmesi bekleniyor. Yeni dört sinyalden ikisi L1 ve L2 bandında askeri uygulamalar için ve diğer ikisi L2 bandında ve L5 bandında sivil uygulamalar için kullanılmasına başlanacak.

Yeni uyduların üreteceği L2 sinyali analitik olarak denklem 2.5’de verilmiştir.

$$S_{L2}(t) = \sqrt{2P_{Y2}} D(t).y(t)\cos(2\pi f_{L2}t + \theta_{L2}) + \sqrt{2P_C} \cdot F[D(t)].RC(t).\cos(2\pi f_{L2}t + \theta_{L2}) + M \quad (2.5)$$

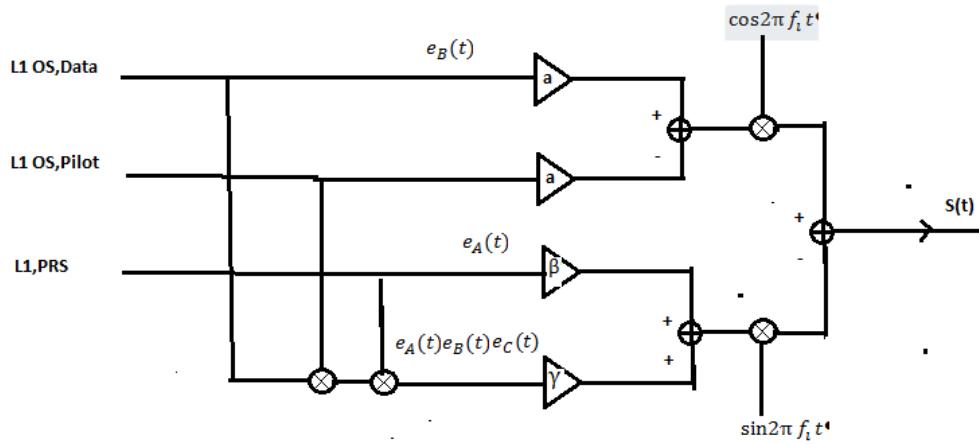
Denklem 2.5’de ilk terim şu anda kullanılan sinyaldir. 2. terim sivil uygulamalar için kullanılacak olan sinyalidir. 1227.6 MHz taşıyıcı sinyali 2 kod ile modüle edilir. Navigasyon mesajları gönderme yönünde koruma (FEC) teknigi ile oluşturulur. En son terim(M) askeri amaçlı kullanılan sinyaldir. Yeni sinyal kaba edinim kodları olarak yerdeğiştirme kodları (RC) kullanılacak. Yerdeğiştirme kodları eski kaba edinim kodlarından daha uzundur. Böylece iyonosferden ve trafosferden dolayı olan gecikmeleri alıcılar daha doğru şekilde hesaplayacaklar. Yeni L2 sinyali sivil L1 band genişliği 2.046 MHz kadardır.

$$S_{L5}(t) = \sqrt{2P_G} N.H_{20}(t).g_2(t)\sin(2\pi f_{L5}t + \theta_{L5}) + \sqrt{2P_G} \cdot F[D(t)].N.H_{10}(t).g_1(t)\cos(2\pi f_{L5}t + \theta_{L5}) \quad (2.6)$$

Denklem 2.6 QPSK sinyal  $g_2(t)$  ve  $NH_{20}(t)$  kodları ile faz modüleli,  $F[D(t)]$ ,  $N.H_{10}(t)$  ve  $g_1(t)$  kodları ile dörtlenir.  $g_1(t)$  ve  $g_2(t)$  kodları 10.23 Mhz frekansında PRN kodlarıdır. Bu nedenle moduleli sinyal 20.46 MHz bant aralığındadır.  $NH_{20}(t)$  ve  $NH_{10}(t)$  sinyalleri 10.23 MHz saat frekansında Neumann-Hoff kodlarıdır. Bu kodlar  $g_1(t)$  büyüğünü 10230 sembolden 1023000 sembole ve  $g_2(t)$  büyüğünü 10230 sembolden 204600 sembole çıkarır. Taşıyıcı frekansı L5 için 1176.45 MHz dir.

#### 2.4.2. Galileo Sinyali

Tipik bir GALILEO sinyali, L1 OS sinyalinin 3 kanal a, b, c sinyalleri tutarlı uyarlanabilir alt taşıyıcı modülasyonu (coherent adaptive sub carrier modulation) ile çöktürerek elde edilir (Şekil 2.5). Buna 3 kodlu 6 fazlı modülasyon olarak bilinen çok kanallı modülasyon denir. Bu sayede iletilen sinyal gücünün sabit olması sağlanır. Bu nedenle bilgi, sinyalin büyüğüğe atanmaz. C sınıfı yükselticilerinde hatalar ve harmonikler minimuma inmektedir ve girişe sinyal uygulanmadığı takdirde transistor çalışmaz, kesimdedir. Bu nedenle C sınıfı güç yükselticileri bu tip sinyaller için kullanmak daha elverişlidir.



Şekil 2.5. Galileo sinyal bileşenleri (B. Kai, 2007)

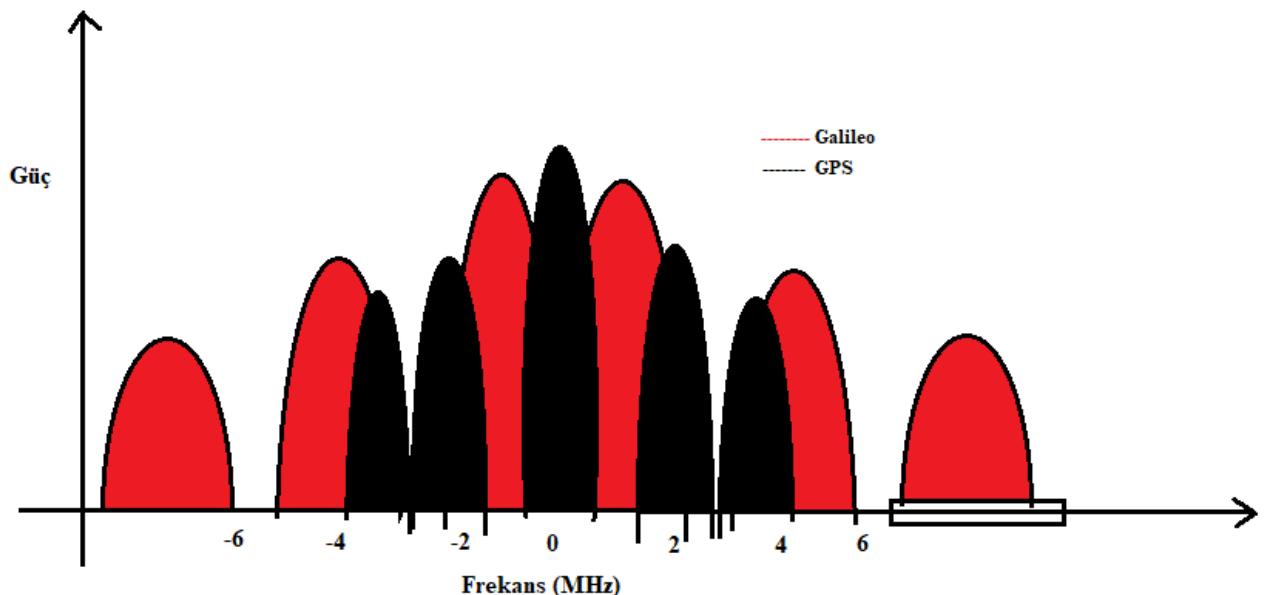
Galileo sinyalleri ve modernize edilecek olan GPS sinyallerinin performansı, günümüzde kullanılan GPS sinyallerinden daha iyidir. İkili seviyeli taşıyıcı (binary offset carrier) modülasyonunda iki adet bağımsız tasarım parametresi vardır. Bunlar, alt taşıyıcı frekansı  $f_s$  MHz ve yayılmış kod oranı  $M$  chip/s.

Bu iki parametre, bandın herhangi bir kısmına sinyal gücünü yoğunlaştırmak için kullanılır. Bu sayede diğer sinyaller ile oluşan karışım azaltılmış olur. Üstelik alt ve yan bantlardaki BOC modülasyonu alıcındaki sinyal toplama, kod ve taşıyıcı sinyali takibi ve veri modülasyonu sırasında avantaj sağlar.

Sinyal karışım ve girişimi engellemek için Dr. John Betz tarafından geliştirilen Binary offset Carrier (BOC) teknigi GALILEO sinyalleri için kullanılmıştır. BOC teknigi uydu izleme, girişimi azaltma ve kanal sayısını artırma konusunda önemli özelliklere sahiptir. BOC genel olarak kare alt taşıyıcı üzerine bilgi sinyali modüle edildikten sonra ana taşıyıcı ile iletilme işlemi olarak tanımlanabilir. BOC modülasyonu ana taşıyıcı olarak sinüs dalgası, kare alt taşıyıcı, PRN kodu ve dizisinden oluşmaktadır. Ana ve alt taşıyıcı kullandığı için iki modülasyonlu bir sinyal olarak isimlendirilebilir.

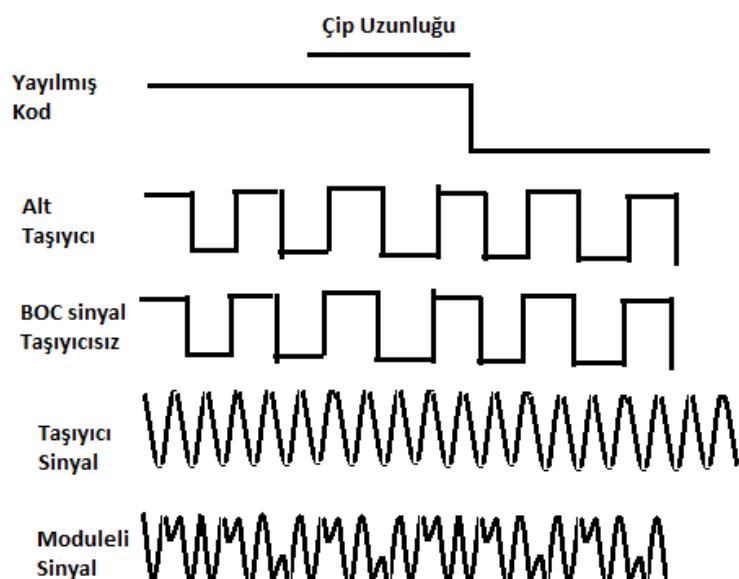
Uydu yayınları için kullanılan RNSS frekans bandının sınırlı olması ve her geçen gün artan uydu sayısı mevcut sistem sinyallerinin birbiriyile girişmesini kolaylaştırmıştır. RNSS bandında yayın yapacak olan Galileo uyduları için sinyal karışımının önlenmesi, yansıtma sorunun çözümü ve uydu izleme yeteneklerinin artırılması amacı ile yeni bir modülasyon tipine ihtiyaç duyulmuştur.

Çalışmaların sonucunda ortaya çıkan BOC modülasyonda alt taşıyıcı olarak kare dalga kullanıldığı için spektrumun simetrik olarak ikiye ayrıldığı gözlenmiştir.



Şekil 2.6: GPS ve GALILEO sinyalleri için frekans--Güç düzlemi

Şekil 2.6'da görüldüğü üzere GPS ve GALILEO sinyallerinin merkez frekansda ortak yayınları yok. Merkez frekansda GPS sinyalleri maksimum güçte ve GALILEO minimum güçtedir. Bu nedenle sinyaller arası karışım indirgenmiş olur.



Şekil 2.7: Galileo sinyalinin bileşenleri

Şekil 2.7’te Galileo sinyalinin oluşturulması gösterilmiştir. En son olarak ikili seviyeli taşıyıcı sinyali yüksek frekanstaki taşıyıcı sinyalin üzerine bindirilerek iletim sinyali elde edilir.

**Çizelge 2.2:** Galileo uydularından gönderilen sinyal özellikleri

Frekans bandı	E1-L1-E2	E5
Kanallar	A B C	IQ
Frekans	1575.42 MHz	1164-1214 MHz
Modulasyon tipi	B,C → BOC(1,1)  A- Esnek BOC(15,2,5)	Alt BOC(15,10)
Bit oranı	A- Maks 1.023 MBs  B,C → 2.046 MBs	I,Q → 10.23 MBs
Minimum güç 10 derece dikey	A- -125 dBm  B,C → -128 dBm	I,Q → -128dBm

Çizelge 2.2’de Galileo sinyallerinin karakteristik özelliği verilmiştir. Her kanaldaki sinyal BOC modülasyonu ile oluşturulmuştur.

GPS ve GALILEO sinyallerinin iki frekans bandının ortak çalıştığı gözlenir. Bu nedenle ortak alıcı ünitesinden bahsedilebilir. GPS L1 ile GALILEO E1-L1-E2 ve GPS L5 ile Galileo E5 bandları aynı bandları kullanır. E1, L1, E2 sinyal aralığı 24 MHz L1 sinyal frekansı 2.046 MHz aralığındadır.

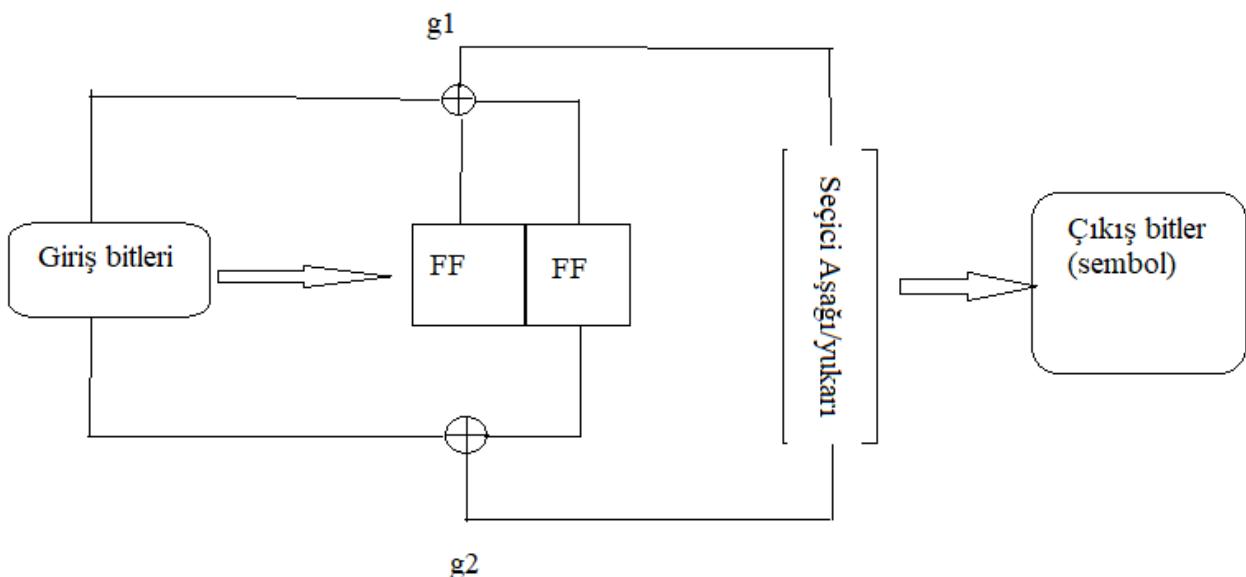
Galileo kanal kodlama tekniğini kullanan ilk konumlama sistemidir. Kanal kodlama, iletişimini geliştirmek için kullanılan bir sinyal dönüşümleri sınıfıdır. Gürültü, parazit ve sökümleme gibi kanalın bozulmalarına karşı performansı arttırmır. Kanal kodlama teknikleri genel olarak sinyale artıklık ekleyerek sinyalin iletileceği yolun belirlenmesini sağlar ve böylece onu korumuş olur. Bu yöntem ile gürültülü bir ortamda düşük hata oranı ile iletimi sağlar. Böylece alıcı sinyali almak için tekrar istekte bulunmaz. Bir uyu kanalında sınırlı güç ve sınırlı bant genişliği gibi iki ana sorun vardır. Artıklık eklemek için bu iki sorun göz önüne alınmalıdır.

Başkaları tarafından sinyal alınırsa anlaşılmasıın diye, bilgi verisi şifreli(scramble) olarak karıştırılır. Galileo sinyallerinde kamusal ve ticari iki şifrelenmiş kod vardır.

Kanal kodlayıcı (Forward error correction) hata bulma ve doğrulama için kullanılır. Kanal kodlama tipleri evrişimsel kodlama (convolutional encoding), blok kodlama (block coding), LDPC, turbo kodlarıdır. Kipleyici (modülatör) simbol dizilerini sinyal formuna getirir. Çoğullayıcı (multiplexer) simboller modulasyona girdikten sonra sinyal bileşenleri birleştirilir. Bu işlem sonrasında sinyal belli bir bant aralığında ve taşıyıcı frekansında olur. Kanal gerçek iletim ortamıdır, kablolu ve kablosuz olarak ayrılır.

Alicı korelatörü; alınan sinyal ile alıcı içerisinde üretilmiş sinyali korele eder. Ve en uygun sinyali arar. Kanal çözümleyici(decoder) iletim sırasında olası hataları düzeltir. Kodlanmış metoda göre simbol dizilerini çözümler. Performansı sinyalin sinyal gürültü oranı ile birlikte çözücüün karakterine bağlıdır. Şifre çözümleyici şifrelenmiş verinin çözümlenmesinden sorumludur. Genel olarak evrişimli kodların üç türlü çözümü vardır. Bunlar sıralı çözümleme (sequential decoding), eşik değeri (threshold decoding) çözümleme ve Viterbi çözümlemekdir (Viterbi decoding). Daha yeni yöntem olan turbo kodlama düşük hata oranı ile yerini almıştır. Viterbi çözümleyici ile kodlama uydu uygulamalarında sıkça kullanılır.

Blok kodlara alternatif olarak evrişimli kod metodu 1955'ten beri kullanılmaktadır. Blok kodlarla evrişimli kodların ilk uygulaması uzay uygulamalarında başlamıştır. Uydu haberleşmesinde evrişimli kodlar sıkça kullanılmıştır. Hafıza yazmaçları (memory registers) ve bazı mantık devreleri (logic circuit) evrişimli kodları üretmek için yeterlidir. Evrişimli kodlama sistematik veya sistematik olmayan doğrusal kodlardır. Her zaman öz yinemeli kod'dur. Yani çıkış girişe eklenerek oluşur.



**Şekil 2.8:** Evrişimli kod  $\frac{1}{2}$  oran ve kısıt uzunluğu (constraint length) K=3

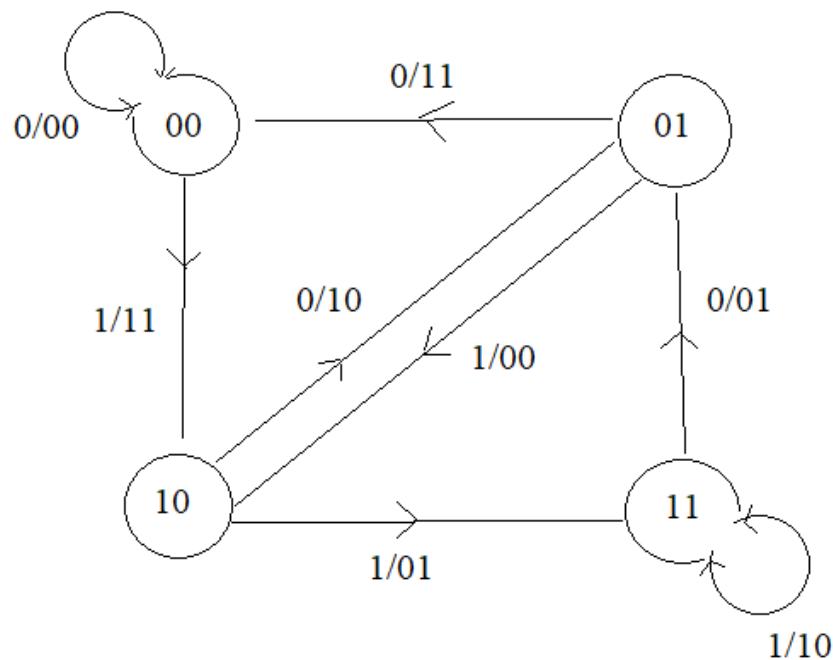
Genel olarak kodlayıcının çıkışı giriş verilerin ve yazmaçların durumunu evrimletirerek oluşturur. Kaydırmalı yazmaç iki tane mandaldan (latch) oluşur. Ve kodlayıcının durumunu gösterir.

Polinom üretici, xor kapısı ve kaydırımlı yazmaçtan oluşur. Sıfır olmayan polinom değerleri her bir zamanda kodlanmış bitleri temsil eder. Polinomun en yüksek derecesi kaydırımlı yazmacın uzunluğunu temsil eder.

Kısıt uzunluğu (constraint length) kodlayıcının durumlarını ve giriş bitlerini saklayan yazmaç sayısına kadar kaydırımlı yazmaç uzunluğudur.

Kod hızı giriş bit sayısının çıkış sembollerine oranıdır. Kod artıklık eklediği için bu oran her zaman birden küçüktür.

Sonlu durum diyagramı zamana bağlı değildir. Durumlar arası geçiş gösterir. Ağaç diyagramı zamanda akışı gösterir. Kodlayıcının çıkışını ve olası durumları gösterir. Kafes diyagramı (trellis diagram) çıkış bitlerinin geçiş ve durum bitleriyle zaman dizilerini içerir.

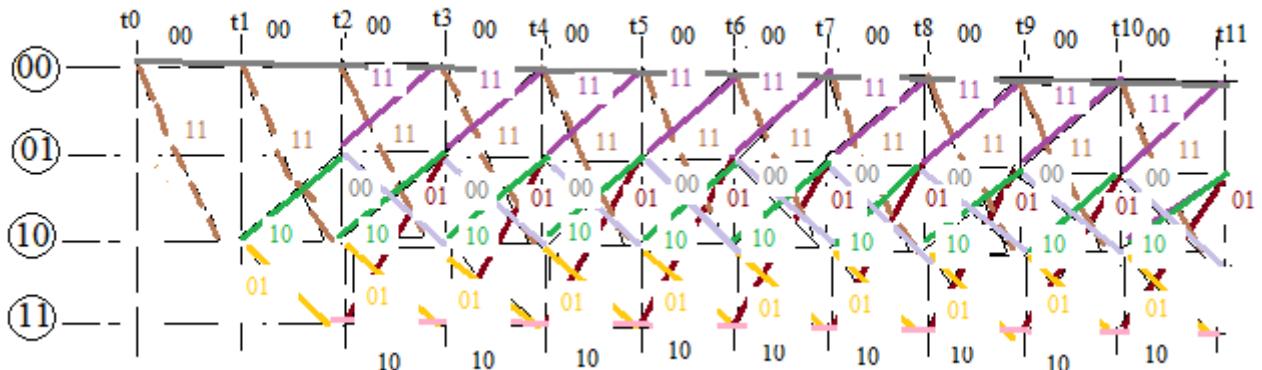


Şekil 2.9: Evrişimli kod durum diyagramı

Kodlama işleminde her zaman aralığında bir geçiş durumu vardır. Bir giriş biti iki çıkış biti olur. Bu nedenle her geçiş yeni bitlerin gelmesini ve kafeste yer alması anlamına gelir. Her bir düğüm olası durumları gösterir. Kafes diyagramı 0 anında 00 durumuyla başlar.

Viterbi algoritmasıyla çözümleme sadece kafes diyagramıyla kodlanmış kodları çözümler. Bu işlem için birkaç yöntem bulunur. Hamming aralığı (Hamming distance) iki sembol arasındaki farklı bitlerin numarasını gösterir. Dal metriği (branch metric) her bir alınan dizi sembollerini çiftlerinin arasındaki haming aralığıdır. Yol metriği (path metric) kafes yolu boyunca tüm metriklerin toplamıdır. Viterbi çözümleyici (Viterbi decoder) maksimum olabilirlik (maximum likelihood) kavramına dayanır. En küçük dal metriğini seçerek yoluna devam eder. Önce hamming aralığını hesaplar sonra dal metriğini

hesaplar. Daha sonra bu metrikleri kıyaslayarak küçük olan metriği seçer. Daha sonra önceki hesaplanan dal metriği şimdikiyle toplanır. Yeniden küçük olan seçilir.

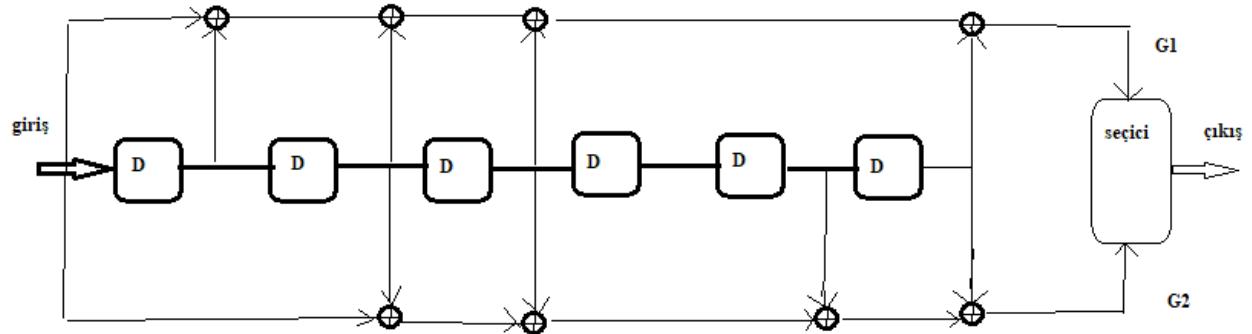


**Şekil 2.10:**  $\frac{1}{2}$  oran ve kısıt uzunluğu (constraint length)  $K=3$  Evrişimli kod için kafes (trellis) diyagramı

Çevrimsel冗余 kodlaması (cyclic redundancy coding) hatayı tespit etmek amacıyla kullanılan özellikle uydu ve navigasyon sistemlerinde çoğuşmalı iletişimde kullanılır. Diğer teknikler gibi giriş sinyaline冗余 ekleyerek iletimi sağlar.

Hatayı doğrulamak performansı artırmak için serpiştirme (interleaving) yapılır. Konum mesajlarının başlangıcını senkronize etmek için senkron görüntüsünü belirlemek gereklidir. Navigasyon sayfasının başlangıcını gösterir. Doğru konumu bulmak için bu semboller çözülür ve birleştirilir.

Galileo navigasyon sinyalleri rnss ile arns bantlarını içeren 3 tane sinyalden oluşur. E1, E5, E6 her bir bileşen veri ve pilot kanalları mesafe kodları ile modüle edilir. Bileşik sinyal formuna çoğaltılar ve sonra üç bileşenden oluşur. Sinyal bileşenleri navigasyon mesajına bağlı olarak farklı navigasyon servisleri sağlar. Bu servisler can güvenliği servisi, açık servisi, ticari servis ve kamusal servislerdir. E1 sinyalleri iki veri kanalı navigasyon mesajını taşıırken bir kanal pilot olan mesafe kodlarını taşırlar. Veri kanalları navigasyon parametreleri içerir. Pilot kanalı daha doğru ve güçlü navigasyon ölçümlerini sağlar. Her ikiside alıcı ve uydu arasında konumu belirlemek için kullanılır. E5 sinyali iki navigasyon sinyalini içerir. E5 a konum ve zaman bilgisini E5 b konum ve entegre bilgisini içerir. E6 sinyalinde üç bileşen vardır, ikisi konum bilgisidir. Her iki navigasyon sinyali de kamusal ve ticari şifrelenmiş kodlarla şifrelenmiştir.



**Şekil 2.11:** Galileo Sinyali için evrişimli kodlama

Şekil 2.11'de Galileo Sinyali için oluşturulan evrişimli kod oluşturma bloğu görülüyor. Olcuşturulan sinyalin kısıt uzunluğu ve kod oranının bilinmesi alıcıda çözümleme yapmak için kullanılır. Aşağıda belirtilen Viterbi algoritması sayesinde yolda etkiler ve gürültüden dolayı oluşan bozulmalar giderilmeye çalışılır.

#### 2.4.2.1 Viterbi Algoritma Basamakları

Algoritma durum dizilerinden  $x_N \in S = \{s_1, s_2, \dots, \dots, s_K\}$  oluşan bir yol üretir  $X = (x_1, x_2, \dots, x_T)$ . Bu durumlar gözlemleri  $Y = \{y_1, y_2, \dots, \dots, y_T\}$  oluşturur ve gözlemler olası gözlem kümelerinin  $y_N \in O = \{O_1, O_2, \dots, \dots, O_N\}$  elemanlarıdır.

$$T_1[i, j] = \max_k (T_1[k, j - 1] \cdot A_{ki} \cdot B_{iy_j})$$

$$T_2[i, j] = \operatorname{argmax}_k (T_1[k, j - 1] \cdot A_{ki} \cdot B_{iy_j})$$

$A_{ki}$  durumlar arası geçiş matrisini oluşturur elemanları geçiş ihtimalleridir.

$B_{ij}$  durumlardan gözlemlerin oluşması olasılıklarını temsil eder.

$T_2$  sırasındaki durumlar dizisi algoritmanın sonucudur. Böylece gözlemlerden çıkarılan en doğru durum dizisi elde edilmiş olur.

Bu algoritma kod çözümleyici bloklarında da kullanılır. Evrişimli kodların durum geçiş ve durumların oluşturduğu gözlem ihtimalleri bilindiği için bu sayede evrişimli kodları oluşturan giriş sinyalleri elde edilir.

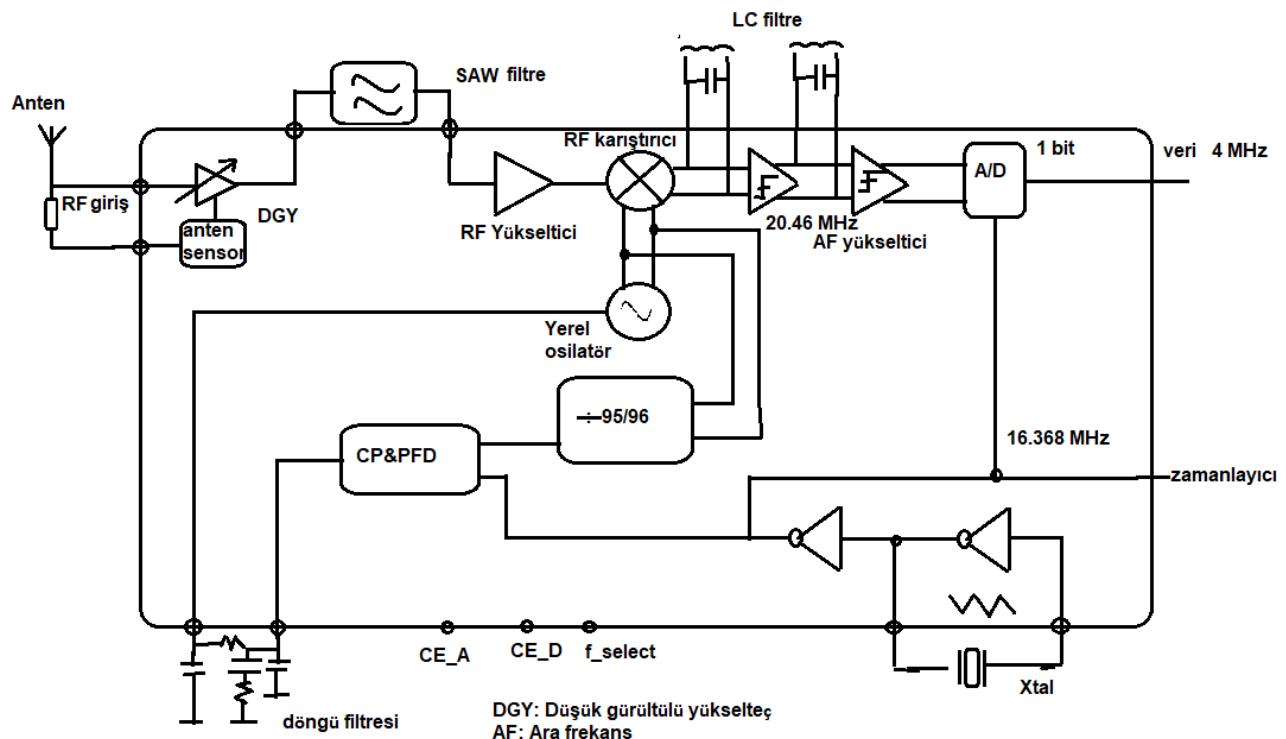
## 2.5 Konumlama Sistemi Alıcıları

Yazılım tabanlı alıcı; geleneksel donanımsal bileşenleri kullanmak yerine gömülü bir sistem veya bilgisayar ile oluşturulur. Bir GNSS tabanlı alıcı, kendisinin pozisyon, hız ve zaman bilgilerini belirleyebilmesi için uydu sinyallerini alan ve sayısal olarak işleyen elektronik bir cihazdır.

Donanım tabanlı alıcılar özel ve tek bir amaç olan uydu sinyallerini işlemek için hazırlandığından yazılım tabanlı alıcılara göre daha az güç tüketimi yapar ve işlem yükü daha hafif olduğu için verimlidir (Duand L., Fu Y., 2013).

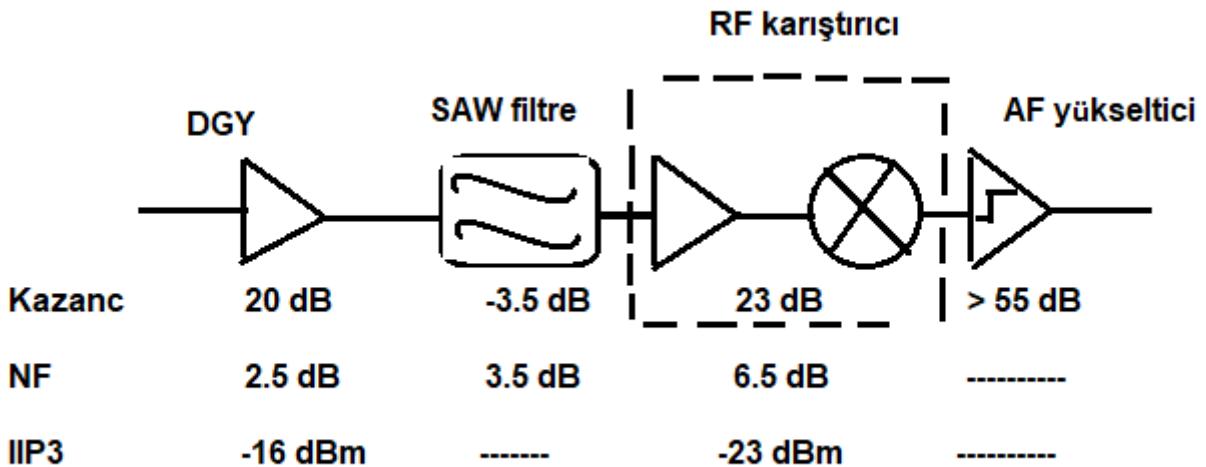
Yazılım tabanlı alıcılar yazılımsal olarak kolaylıkla işlem yöntemi değiştirilebilediği için esnek bir yapıya sahiptir.

Sistem alıcılarının donanım olarak 6 parçadanoluştugu genellenebilir. Bunlar, osilatör, karıştırıcı, doğrusal filtreler, örnekleyici, doğrusal olmayan kısım ve adepte bölümleridir (Johnson C.R. et al, 2011).



Şekil 2.12: Alıcı blok şeması

Şekil 2.12’de bir alıcının blok şeması gösterilmiştir. Şekil 2.13’de ise blok şemasındaki frekans düşürücü sisteminin gereksinimleri gösterilmiştir.



Şekil 2.13: Frekans düşürücü sisteminin gereksinimleri

### 2.5.1 Sistem Analizi

Cift bantlı RF GPS/Galileo RF ön-uç elektroniği tasarımları için alıcının gürültü değeri, 3. Dereceden intermodülasyon çarpımı (IP3), bant genişliği gereksinimleri GPS ve GALILEO standartlarında analiz edilir. Bu parametreler genel olarak hassasiyet, algılanabilecek en küçük sinyal seviyesi, algılanabilecek en büyük sinyal seviyesini belirleyen doğrusallık ve alıcının frekans bant aralığıdır (Mendizabal J., Berenguer R., Melendez J., 2008 ).

Konumlama uyduları yaklaşık olarak 40 dBm gücünde sinyal iletimi yapar. Yeryüzüne geldiğinde yaklaşık olarak -131 dBm seviyesine kadar iner. Bu nedenle çoklu girişim gürültüsü termal gürültüden ziyade ikinci dereceden gürültü olarak düşünülebilir.

$$P_E = erfc \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} = erfc \sqrt{\frac{(2P_s T_d)}{N_0}} = erfc \sqrt{\frac{(2C)}{N_0 f_d}} \quad (2.7)$$

Denklem 2.7’de  $E_b$  bit enerjisi,  $P_s$  alınan sinyalin gücü, alınan sinyalin Hz başına gücü,  $f_d$  50 bps navigasyon mesajıdır.

Taşıyıcı gürültü oranı KKS alıcı çıkışındaki maksimum bit hata oranı ile orantılıdır ve bu değer  $10^{-5}$ ’dir (Parkinson,96). Denklem 2.7’ye göre  $\frac{(C)}{N_0 f_d}$  gerekli bit hata oranı için 10’un üzerinde olmalıdır.

Navigasyon mesajı 50 bps ise ön-uç elektroniğinin çıkışındaki minimum  $\frac{(C)}{N_0}$  değeri 27 dB/Hz omalıdır. Anten girişindeki sıcaklık gürültü yoğunluğu -174 dBm/Hz ve minimum alınan giriş gücü -131 dBm'dir (ARINC00). Bu nedenle ön-uç elektroniğinin girişindeki  $\frac{(C)}{N_0}$  değeri 43 dB/Hz'dir. Girişte beklenen minimum  $\frac{(C)}{N_0}$  değeri ile çıkışta minimum gerekli  $\frac{(C)}{N_0}$  değeri arasındaki fark 16 dB'dir ve bu değer kabul edilen maksimum gürültü değeridir (Mendizabal J., Berenguer R., Melendez J., 2008 ).

BOC(1,1) modüleli E1-L1-E2 Galileo sinyalini ele alırsak. Değişik alıcı tasarımlarında doğru konumlama bilgisi almak için, ön uç elektroniğinin çıkışında en az 30 dB/Hz büyülüğünde  $\frac{(C)}{N_0}$  oranı görülmeli (Hein,2002). Anten girişinde termal gürültü -174 dBm/Hz büyülüğündedir ve minimum alınmış sinyal gücü -128 dBm büyülüğündedir. Bu nedenle ön-uç elektroniğinin girişinde taşıyıcı gürültü oranı 46 dB/Hz'dir. Bu nedenle kabul edilebilir maksimum gürültü figürü değeri 16 dB kadardır. Alıcının kalitesini yalnızca gürültü değeri değil aynı zamanda tümleşim zamanı ve sinyal algılama olasılığı belirler.

Sinyal algılama işlemi kaba edinim kodlarını tekrar eden bir tarama işlemidir. Alınan taşıyıcı sinyali frekans değişimleri Doppler etkisinden kaynaklanır. Korelasyon sırasında alınmış sinyal verileri ile oluşturulmuş veriler kıyaslanır. Burada alınmış verilerin büyülükleri belli bir eşik değerinin üstünde olması gereklidir. Bu eşik değeri olasılık yoğunluk fonksiyonu ile ifade edilir. Denklem 2.8 ve denklem 2.9'da yanlış alarm ve sinyal algılama olasılığı gösterilmiştir.

$$P_d = \int_{V_t}^{\infty} p_s(z) dz \quad (2.8)$$

$$P_{fa} = \int_{V_t}^{\infty} p_n(z) dz \quad (2.9)$$

$p_s$  sinyalin olduğu durumda olasılık yoğunluk fonksiyonu ve  $p_n$  ise sinyalin olmadığı durumda olasılık yoğunluk fonksiyonudur. L1 sinyali Gaussian dağılımına sahiptir.  $p_s$  ve  $p_n$  denklem 2.10 ve denklem 2.11'e göre hesaplanır.

$$P_d = \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-(\frac{z^2}{2\sigma_n^2} + \frac{s}{n})} I_0\left(\frac{z\sqrt{\frac{(2s)}{n}}}{\sigma_n}\right) \quad (2.10)$$

$$P_d = \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-(\frac{z^2}{2\sigma_n^2})} \quad (2.11)$$

$\sigma_n$  gürültü güç değerinin RMS değeri, T tümleşme zamanı, S/N dB cinsinden C/N+10logT dB dir.

$$V_t = \sigma_n \sqrt{(-21 n P_{fa})} \quad (2.12)$$

Antenden alınan sinyal sayısal dönüştürücüye gelene kadar yükseltilir. Bu nedenle kazanç değeri denklem 2.13'a göre

$$G = \frac{\sigma_{N(output)}}{\sigma_{N(input)}} \quad (2.13)$$

$\sigma_{N(output)}$  sayısal dönüştürücünün maksimum ofsetinin 2 katı kadardır ve bu değer 50 mV'dur (Baghai97).  $\sigma_{N(input)}$  50 ohm üzerinde gürültünün RMS değeridir ve bu değer -106 dBm veya 1.12 uV'dur.

$$G = \frac{\sigma_{N(output)}}{\sigma_{N(input)}} = \frac{100 \text{ mV}}{1.12 \text{ uV}} = 91133 \quad (2.14)$$

$$G[dB] = 20 \log \left( \frac{\sigma_{N(output)}}{\sigma_{N(input)}} \right) = 99dB \quad (2.15)$$

Denklem 2.15'deki kazanç değeri -130 dBm sinyal için gerekli kazanç değeridir.

$$\frac{c}{N_0} = S_r + G_a - 10 \log(kT_0) - NF - L \quad (2.16)$$

$S_r$  sisteme giren sinyal gücü dBw,  $G_a$  anten kazanç dBic,  $10 \log(kT_0)$  termal gürültü dBW/Hz, NF alıcının gürültü figürü. L ADC den ve diğer donanımsal kayıplardır.

Gürültü genellikle en düşük algılanabilen sinyal seviyesi olarak tanımlanır. Doğrusallık sistemi doyuma uğratmadan önceki en yüksek güç seviyesi hakkında bilgi verir. En yüksek ve en düşük güç seviyesi sistemin dinamik aralığını tanımlar. UKKS sistemleri için bu tanım yenilenmeli çünkü sinyal gücü hiçbir zaman sistemi doyuma getirecek güçte değildir. Sinyal seviyesi çok düşük olmasına rağmen yakın bandlarda başka sinyaller ile veya iç modülasyon sonucu başka sinyaller ortaya çıkabilir. Bu nedenle ilk bloğun doğrusallığı önemlidir. Doğrusallığı en yüksek girişim gücü olarak tanımlanabilir. Denklem 2.13 taşıyıcı gürültü oranı denklemidir ve karıştırıcı sinyal oranı ile alakalıdır.

$$\frac{c}{n_{0eq}} = \frac{1}{\frac{n_0}{c} + \frac{j}{sQR_c}} \quad (2.17)$$

$\frac{c}{n_0}$  karıştırma olmadan 1 Hz bandında taşıyıcı gürültü oranı j/s karıştırıcı sinyal oranı,  $R_c$  GPS PRN kodlarının yonga oranı (chips/sec), Q yayılı spektrum işlem kazancı. Maksimum karıştırıcı sinyal

oranını elde etmek için taşıyıcı gürültü oranını minimize etmek gereklidir. Karışım marjini denklem 2.14 göre hesaplanır.

$$M_{interf} = \frac{C}{N_{0terminal}} - \frac{C}{N_{omin}} \quad (2.18)$$

Girişim yalnızca taşıyıcı gürültü oranını düşürmez, nicemlemeyi de etkiler. Bu nedenle yüksek taşıyıcı gürültü oranı yeterli olmaz. Denklem 2.14'deki değer kriterinin sağlanması gereklidir.

## 2.6 Konumlama Sinyali için Antenler

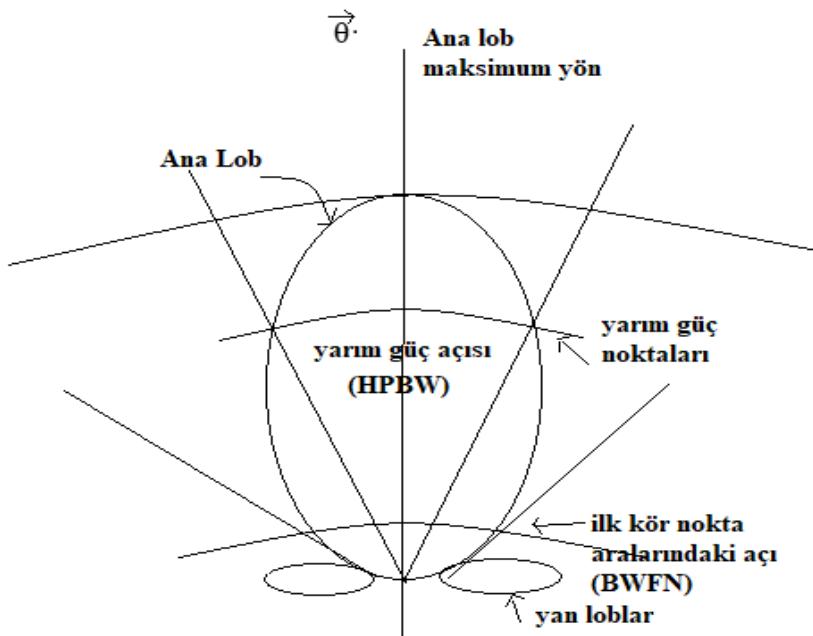
İletim kaybını azaltmak için alıcı ve verici antenlerin polarizasyon uyumluluğu önemlidir. Dairesel polarize anten kullanımı, alıcı ve verici antenler arasında ki açının değişken olduğu durumda esneklik sağlar, çoklu yol(multipath) etkisini azaltır, atmosfer geçişlerinden olan etkileşimi azaltır ve alıcı ve verici sisteminin hareketli olmasını engellemez (Shakeeb M., 2010).

Yalıtkan rezonatörler mikrodalga ve milimetre dalga boyu frekanslarında küçük boyutlu olması, yüksek bant aralığında çalışması ve yüksek Q değerine sahip olması nedeniyle uydu haberleşmesinde sıkça kullanılır (Keyrouz S., Caratelli D., 2016). Yüksek verimli, düşük kayıplı ve küçük boyutlu olması nedeniyle rezonatörler anten olarak da kullanılır. Genel boyut ve dielektrik sabiti rezonans frekansını belirler. Yaptığı ışına şekline göre antenler sınıflandırılabilir. Bunlar çok yönlü ve yönlü antenlerdir.

Çok yönlü antenler genellikle yatay açılarda ve buna yakın açılarda ışına yapan antenlerdir. Kablosuz haberleşmede yaygın olarak kullanılan çift kutuplu antenler alıcı ve verici olarak kullanılan her yöne ışına yapan antenlerdir. Yönlü antenler genellikle tek bir yöne dar bir açı ile ışına yapan antenlerdir (Balanis, 2005). ışma deseni parametreleri, kazanç, yönlülük gibi anten parametreleri anten analizlerinde sıkça kullanılır.

## 2.7 Işıma Deseni Değişkenleri

İşma deseninde şekil 2.6'daki gibi yarım güç ışına açısı, ana lob büyülüüğü ve yönü, ilk kör nokta aralarındaki açı, yan loblar ve ana lob ile yan lob arasındaki büyülüük oranı, polarizasyon gibi değerler göz önüne alınır. Yarım güç ışına açısı ana lob ile yan loblar arasındaki bağıntı hakkında bilgi verir. Bu açı azaldıkça yan lob açıları artar (Balanis 2007). Ayrıca bu açı iki kaynağı veya hedefi tespit etmek için çözünürlük kapasitesini gösterir. Bir antenin çözünürlük kapasitesi kör noktalar arası açının yarısı veya yarım güç ışına açısı kadardır. Eğer iki kaynak arasında ki açı yarım güç ışına açısı kadar veya daha fazla açı kadarsa açı tespit edilebilir. Yarım güç ışına açısından daha küçükse hata oranı artar (Kraus J.D., 1988).



**Şekil 2.14:** İşıma deseni polar gösterimi

Güçün ana lobda ne kadar yoğunlaştığı yan lob değeri ana lobun oranından denklem 2.19'deki gibi anlaşılabılır.

$$SLL_{dB} = 20 \log \frac{|F(SLL)|}{|F(\max)|} \quad (2.19)$$

$F(\max)$  hüzme de maksimum nokta değeri  $F(SLL)$  ise yan loblar içinde en yüksek değeri temsil eder.

## 2.8 Yönlülük ve Kazanç

Anten radyasyon yaparken bir yöndeki enerji yoğunluğu anten parametresi olarak kabul edilir ve önemlidir. Bu karakteristik özelliğe yönlülük denir ve eğer anten tam verim ile çalışıysa kazanç değerini de elde etmiş olursunuz. Genellikle güç kazancı bir izotropik yayinallyıcıyı veya yarınl dalga çift kutuplu antenine göre kıyaslanır.

$$P_R = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \iint (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s} \quad (2.20)$$

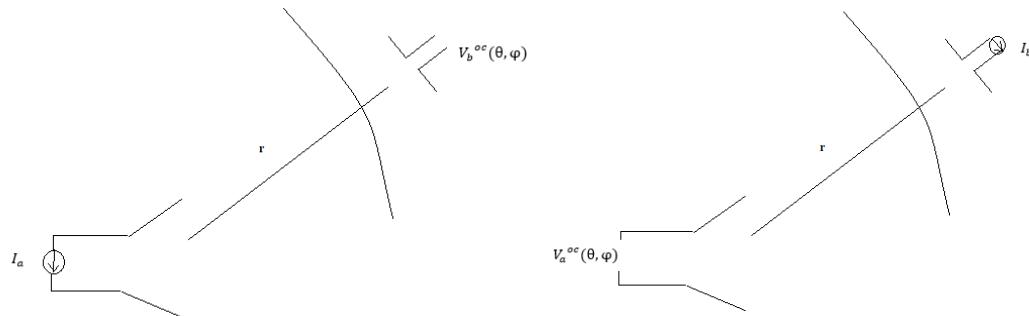
Denklem 2.20'de güç formülü verilmiştir. Elektrik alan ve manyetik alan değerlerinin çapraz çarpımıyla doğru orantılıdır.

## 2.9 Karşılıklılık (Reciprocity) ve Anten Hüzme Ölçümleri

Bir antenin radyasyon hüzmesi alıcı ve verici sistemler için aynıdır. Anten ışıma hüzmesi, antenin radyasyon özelliğini açıya bağlı olarak gösteren bir grafiktir. Anten küresel koordinat

sisteminde bir küre ortasında bulunduğu varsayılsa, E ve H alanlar birbirine dik olarak iletim yönüne dik olacak şekilde ışma yapar.

Eğer anten büyülüğu dalga boyundan büyük değilse ( $2D^2/\lambda$ ) uzak alan mesafesi kabul edilebilir. Eğer uydu tabanlı antenler, radyo astronomi antenler gibi anten boyutları çok büyükse uzak alan mesafesi çok fazladır ve ölçüm için özel teknikler kullanılabilir.



**Şekil 2.15:** a) Verici olarak anten ışma deseni ölçümü b) Alıcı olarak anten ışma deseni ölçümü

Alıcı ve verici sistemlerde anten ışma şekli aynıdır.

$$Z_{ab}(\theta, \varphi) = Z_{ba}(\theta, \varphi) = Z_m(\theta, \varphi) \quad (2.21)$$

Denklem 2.21'de karşılıklı anten empedansı tektir ve bu nedenle alıcı ve vericinin yer değiştirmesi ışma şeklini değiştirmez.

Şekil 2.15'de gösterildiği gibi yay üzerindeki anten  $\theta$  ve  $\varphi$  yönlerinde konum değiştirilerek ölçümler alınır ve açıya bağlı grafiklerle anten ışma hüzmesi grafiği çıkarılır.

Tüm antenler için uzak alan ışması

$$\mathbf{E}(r) = \mathbf{u}F_u(\theta, \varphi)e^{j\psi(\theta, \varphi)}e^{-jkr}/\mathbf{r} \quad (2.22)$$

$F_u(\theta, \varphi)$  büyülük ışma fonksiyonu  $\psi(\theta, \varphi)$  faz deseni,  $\mathbf{u}$  polarizasyon birim vektörü olmak üzere. Anten kendi etrafında döndürüldüğünde yeni uzak alan ışma fonksiyonu

$$\mathbf{E}(r) = \mathbf{u}F_u(\theta, \varphi)e^{j[\psi(\theta, \varphi) - krr']}e^{-jklr - r'l/I}|\mathbf{r} - \mathbf{r}'| \quad (2.23)$$

$$\Phi = \psi(\theta, \varphi) - krr' \quad (2.24)$$

faz merkezi fonksiyonu referans noktası O' olmak üzere.  $\mathbf{r}' = \Delta\mathbf{x}\mathbf{x} + \Delta\mathbf{y}\mathbf{y} + \Delta\mathbf{z}\mathbf{z}$  birim vektörü ve  $\mathbf{r} = \sin\theta \cos\varphi \mathbf{x} + \sin\theta \sin\varphi \mathbf{y} + \cos\theta \mathbf{z}$  yer değiştirmeye vektördür.

$$\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}' = \Delta x \sin\theta \cos\varphi + \Delta y \sin\theta \sin\varphi + \Delta z \cos\theta \quad (2.25)$$

birim vektörü ile yer değiştirmeye vektörünün iç çarpımının x, y ve z yönlerinde değişimlerinde minimize eden nokta faz merkezi olarak kabul edilir (Shang J. and Fu D., Deng Y., Jiang S., 2008).

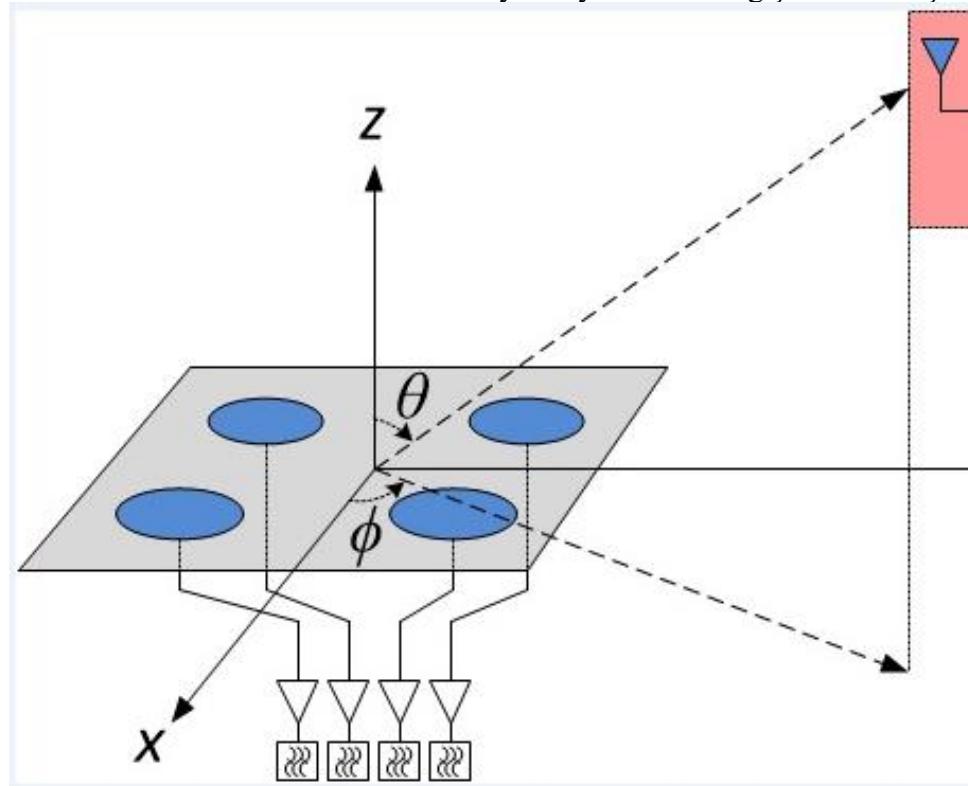
Dairesel kutuplamalı anten ışırma deseni ölçüm basamakları (Shang J. and Fan C., 2018)

- 1) Alıcı anten ile verici anteni karşılıklı olarak aynı hızaya getirilir.
- 2) Vericiyi yatay ve dikey olarak değiştirip alıcının aldığı sinyal büyüklüğü ve sinyal fazını vericinin değişen konum açısı için ölçülür.
- 3)  $P_L(dB) = 10 \log(IF_L I^2 / 377)$      $P_R(dB) = 10 \log(IF_R I^2 / 377)$      $AR = 20 \log((IF_L I + IF_R I) / (IF_L I - IF_R I))$  max IPI elde edilir. Burada  $IF_L$  ve  $IF_R$  I değerleri ölçülmüş potansiyel değerleridir.
- 4) Alıcı anteni standart bir anten ile değiştirilir ve maxIPI hesaplanır.
- 5)  $G(\text{dBic}) = G_{\text{std}} + [\max P_{\text{dB}} - \max P_{\text{std}} \text{ dB}]$  formülüyle kazanç hesaplanır(Fan C.,Shang J.,2018).

Bu basamaklar kullanılarak anten ışırma desenleri elde edilmiştir.

## 2.10 Akıllı Antenler

Akıllı anten sistemlerinde şekil 2.11'da gösterildiği üzere her bir antenin arkasında bir ön-uç elektronigi bulunur ve her bir antenden alınan veriler bilgisayar ortamına aktarılır. Bu sayede her bir anten verileri farklı kombinasyonlarda işlenerek doğru bilgiye ulaşılması sağlanır. Farklı kombinasyonlar ise antenler arası faz farkları ve sinyal büyülükleri değiştirlerek oluşturulur.



**Şekil 2.16:** Anten dizisi

Akıllı antenler adaptif ve anahtarlamalı yön değiştiren antenler olmak üzere iki gruba ayrılır. Adaptif antenler sınırsız sayıda ışırma yönünde ışırma yapabilirler. Anahtarlamalı yön değiştiren

antenler, önceden belirlenmiş ışıma şekilleri arasından birini seçerek ışıma yönünü tayin ederler. Bu yüzden ışıma şekilleri sınırlıdır.

Akıllı anten sistemlerinin avantajları şöyle sıralanabilir; farklı yönler de ışıma yaptığı için aynı frekansı farklı kullanıcılar da kullanabilir. Bu yüzden kullanıcı sayısı artmış olur. Sistem bir yöne odaklandığı için kazanç artar ve iletim mesafesi uzamiş olur. Akıllı anten sistemi daha güvenlidir çünkü sistemi bozmak için kullanılan sinyalin alıcı verici yönünde olması gereklidir. Bu sistemler de bu açı geleneksel olanlara göre daha dardır. Akıllı anten sistemlerinde yönlülük ön planda olduğu için diğer yerlerden gelen sinyaller bastırılmış olur bu da sinyaller arasında karmaşıklığın azalmasına neden olur. İletilen sinyallerin yönü veya alınan sinyallerin yönü değiştirilebildiği için aynı frekansı başka kullanıcılar da kullanabilir.

Akıllı anten sistemlerinin dezavantajları; geleneksel olarak kullanılan sistemlere göre fazla eleman içeriği ve yaptığı işlem daha çok olduğu için karmaşık bir yapıdadır. Bu nedenle hata oranı fazladır ve hatayı tespit etmek zordur. Son sinyal işleme teknolojisini kullandığı için maliyeti fazladır. Anten dizisi kullanıldığı için yaygın kullanılan tek elemanlı sisteme göre fazla yer kaplar.

Anten dizisinde ışıma oluşturulurken sistemin dizi faktörü, ışımı etkileyen karşılıklı etkileşim ve farklı fazlarda ve uzaklıklarda olan antenlerin ışımrasında ızgara lobu göz önüne alınır. Sonsuz bir dizinin doğası gereği periyodik olmasından dolayı, elemanlar arası boşluk ve farklı elemanlar için tarama hacmine bağlı olarak empedans değerinin değişimi incelenir. Bu olay dizi içerisinde radyasyon gücü ve depolanan (reaktif ve gerçek) gücü tipik bir elemanın akım, alan dağılımı cinsinden hesaplanması ile olur. Bir dizinin 3 boyutlu radyasyon şekline bakarak, elemanlar arası boşluk arttığında fazladan ızgara loblarının oluştuğu, azaldığında ise lobun kaybolduğu gözlemlenmiştir. Genel olarak ızgara lobları elemanlar arası boşluk ve elemanların fazları değiştirilerek gözlenebilir alanda hareket ettirilebilir(Balanis, 2005).

## 2.11 Dalgacık Dönüşümü

Dalgacık dönüşümü gürültülü ortamdan bilgi sinyalini alabilmek için kullanılan en iyi yöntemler arasındadır. Bu yöntemde zaman düzlemindeki küçük sinyaller ana sinyal üzerinde kaydırılarak Fourier dönüşümüne benzer dönüşüm sayesinde gürültü ayıklanır.

Haar dalgacıklarının, frekans ve zaman bileşenlerinin eş zamanlı olarak gözlemlenmesine olanak sağlayan yapıları nedeniyle harmonik analiziide önemli bir role sahip olduğu iyi bilinmektedir. DHT özünde, sinhyallerin öğelerinin toplamının ve farkının çiftler halinde alınması şeklinde ifade edilebilir. Bu işlem art arda tekrarlanırsa yaklaşık/detay katsayıları elde edilir.(Yalçın, N.A., Vatansever, F., 2022).

Dalgacık serileri dalgacıklardan oluşan çift integallenebilir orta normal serilerden oluşmuştur(Mallat S.,2009).

$$\Phi_{jk}(x) = 2^{j/2} \Phi(2^j x - k) \quad j,k \in \mathbb{Z} \quad (2.26)$$

$$\langle \Phi_{jk}(x), \Phi_{lm}(x) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{jk}(x) \Phi_{lm}(x) dx \quad (2.27)$$

$$f(x) = \sum_{j,k=-\infty}^{\infty} (c_{jk} \Phi_{jk}(x)) \quad (2.28)$$

Integral dalgacık dönüşümü

$$IW_\varphi f I(a,b) = 1/\sqrt{|a|} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{x-b}{a}\right) f(x) dx \quad (2.29)$$

$$c_{jk} = IW_\varphi f I(2^{-j}, k2^{-j}) \quad (2.30)$$

$$a=2^{-j} \quad \text{çift genleşme} \quad (2.31)$$

Denklem 2.29'da ana fonksiyon ile phi fonksiyonu x düzleminde kaydırılarak çarpılır ve toplanır. Bu sayede dalgacık formu olan phi fonksiyonu ana fonksiyonun x düzlemi üzerinde her bir küçük parçasında dönüşümü yapmış olur.

$$\Phi_{2k}[n] = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} & n = 2k, n = 2k + 1 \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (2.32)$$

$$\Phi_{2k+1}[n] = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} & n = 2k \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & n = 2k + 1 \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (2.33)$$

$$\Phi_{2k}[n] = \Phi_0[n - 2k] \quad (2.34)$$

$$\Phi_{2k+1}[n] = \Phi_1[n - 2k] \quad (2.35)$$

$$X[2k] = \Phi_{2k}[n] \quad , \quad x = (x[2k] + x[2k+1])/\sqrt{2} \quad (2.36)$$

$$X[2k + 1] = \Phi_{2k+1}[n] \quad , \quad x = (x[2k] - x[2k+1])/\sqrt{2} \quad (2.37)$$

$$x[n] = \sum_{k \in Z} X[k] \Phi_k[n] \quad (2.38)$$

Yazılım kısmında uydu sinyallerine dalgacık dönüşümü şöyle uygulanmıştır. Açık ortamda çeşitli açılardan 8-10 civarında uydu sinyalleri algılanabilmektedir. Bu uydular geliş yönüne bağlı olarak farklı sinyal gürültü oranı (SNR) değerlerinde olur. Dalgacık dönüşümünde gürültü eşik değeri yüksek seçildiğinde düşük sinyal gürültü oranına (SNR) sahip uydu sinyalleri zarar görebilir. Gürültü değeri düşük eşik değeri seçildiğinde ise yüksek sinyal gürültü oranına (SNR) sahip uydu sinyalleri dönüşümden etkilenmiyor. Bu nedenle düşük eşik değeri ve yüksek eşik değeri olarak 2 dönüşüm yapılip bu sinyaller toplandığında hem düşük sinyal gürültü oranı (SNR) hem de yüksek sinyal gürültü oranına sahip (SNR) sinyallerin gürültü değeri azaltılmış oluyor.

Dönüşüm	Gösterim	Giriş
Fourier dönüşümü	$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i2\pi ft} dt$	f=frekans
Zaman frekans dönüşümü	$X(t,f)$	t:zaman f:frekans

Dalgacık dönüşümü	$I X(a,b) = \frac{1}{\sqrt{ a }} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{t-b}{a}\right) f(t) dt$	,b zamanda kayma ,a oranlama
-------------------	--------------------------------------------------------------------------------------------------	------------------------------

Belli aralıktaki frekansları incelediği için dalgacık dönüşümü Fourier dönüşümüne göre işlem kalabalığı yönünden avantajlıdır. Fakat daha hassastır, örnek olarak Morlet dalgacığı Gaussian penceresi kullanarak kısa süreli Fourier dönüşümüne denk gelir.

## 2.12 Karşılıklı Etkileşim Empedans Hesaplama

Antenler arasında müsterek bağlaşım empedans, yansımıma katsayısı ve böylece anten dizi performansı çıkış sinyal gürültü karışım oranını ve radar kesim alanını etkiler. Geliş yönü tahminini dolaylı ya da direk olarak etkiler. Müsterek bağlaşım anten sayısına radyasyon karakteristiğine, tarama açısına, bant genişliğine geliş yönü açısına ve besleme ağı bileşenlerine bağlıdır. Müsterek bağlaşım antenlerin empedanslarına, yansımıma katsayılarına ve anten kazancını değiştirir. Farklı tiplerdeki anten dizilerindeki müsterek bağlaşım hakkında birçok çalışma mevcuttur. Bunlar yagi dizileri (Leviatan Y., Adams A.T., Stockmann P.H., and Miedaner D.R., 1983), LMS (Gupta I.J. and Ksienki A.A., 1983), güç dönüşüm dizileri (Zhang Y., Hirasawa K., and Fujimoto K., 1985), dairesel dizi (Fletcher P.N. and Darwood P., 1998), yama anten dizileri (Dawoud M.M. and Amjad M.K., 2006), doğrusal diziler, sarmal antenler (Pasala K.M. and Friel E.M., 1994), konform diziler (Guo J.L. and Li J.Y., 2009), helisel diziler (Hui H. T., Chan K. Y., and Yung E. K. N., 2003), ve rastgele diziler (Strait B. and Hirasawa K., 1969). Dizi performansları parametreleri moment metodu, çoklu sinyal sınıfları, döngüsel değişmezlik ile sinyal parametreleri tahmini tekniği, yerel elemanların uzaysal şoklanması ve direkt veri aralığı algoritmaları. Üstelik genetik algoritması, solucan, doğrusal programlama dizi verimliliği için kullanılır. İntegral moment metodu (Thiele G. A., 1969) ve indüklenmiş elektrik gücü metodu (Carter P. S., 1932), en popüler yöntemlerdir. Bu iki yöntem indüklenmiş voltaj ve akımların integral formunu temel alır. Geliş yönü hesaplamalarında spektral tabanlı veya parametreli tabanlı yöntemler vardır. Spektral tabanlıda spektrumun en yüksek noktaları geliş yönü hakkında bilgi verir. Parametrik teknikler ilgili parametreleri çok boyutlu tarayarak çözümler bulur. Müzik algoritmasının hassasiyetini (Friedlander B., 1990) incelemiştir. Faz hatalarının etkisi doğrusal dizilerde daha azdır. Doğrusal ve doğrusal olmayan dizilerin hassasiyetini kazanç hataları aynı şekilde etkiler. Doğrusal olmayan dizilerde kaynak aralıklarına ters orantılı şekilde hassasiyet gösterir.

Tek antene göre dizinin üstünlüğü vardır. Yüksek kazanç, yüksek sinyal gürültü oranı (SNR), yönlendirme kapasitesi yönünden avantajlıdır. Son 25 yıldır kompanzasyon teknikleri üzerine çalışmalar mevcuttur. Bu metodların etkisi anten ve dizi performanslarına dayanır. Çevrimdışı ve çevrimiçi kalibrasyon teknikleri olarak ikiye ayrılır (Henault S. and Antar Y. M. M. 2009). Çevrimdışı metodlar, açık devre metodları, kalibrasyon metodu, tam dalga metodu ve alıcıya göre etkileşim metodu çevrimdışı metodlardır. Çevrimiçi metodlar sinyal işleme tekniklerini içerir. Müsterek bağlaşım müsterek empedansla gösterilir. İlk olarak Gupta ve Kisenski (Gupta I.J. and Ksienki A.A., 1983), bu

konuyu incelemiştir. Son çalışmalar göstermiştir ki açık devre voltajları etkileşimden bağımsız değildir. Ve hatalar beklenir (Hui H. T.,2003, Hui H. 2002, Hui H. 2004). S parametresi metodu (Segovia-Vargas D., Martín-Cuerdo R., and Sierra-Pérez M.,2002, Wallace J.W. and Jensen M.A. 2004, Pasala K.M. ve Friel E.M., 1994) alıcı ve verici olarak anten dizilerinde N kapılı bir ağ modellemesiyle oluşturulmuştur. Saçılma parametrelerini hesapladıktan sonra ayrışıklı sinyaller etkileşimli sinyallerden ayrılarak hesaplanır. Fakat bu metodda özellikle alıcı anten dizilerinde açık devre metodu gibi benzer problemler içerir. Tam dalga metodu sınır değer problemlerini moment metoduyla çözer (Yuan H., Hirasawa K., and Zhang Y.,1998, Adve R.S. and Sarkar T.K., 2000, Lau C.K.E., Adve R.S., and Sarkar T.K.,2004). Tam dalga metodunun ana avantajı etkileşim matrisini doğru bir şekilde hesaplamasıdır. Fakat sinyalin geliş yönünü önceden bilmesi gereklidir. Ad ve Sarkar çalışmalarıyla birlikte bir başka çalışmada çoklu anten induklenmiş elektrik gücü yöntemini MoM’ı kullanmadan tam dalga metodu ile çözmüştür. (Henault S. ve Antar Y.M.M.,2011, Henault S. ve Antar Y.M.M., 2012, Henault S, Podilchak S.K., Mikki S.M., ve Antar Y.M.M. 2013, Henault S. ve Antar Y., 2015). 1990’da izole elemen ışına şekli metodu siteyiskal ve hert 37 tarafından hazırlanmıştır (Steyskal H. and Herd J.S., 1990). Ve takip eden çalışmalar bulunmaktadır (Darwood P., Fletcher P., and Hilton G., 1998, Chen S. and Iwata R., 1998, Su T. and Ling H., 2001, Fletcher P., Dean M., and Nix A., 2003). Etkileşimli voltaj 2 parçasının toplamı olarak gösterilir. 1. Parça gelen sinyalden dolayı kaynaklanan cevap diğer parça diğer dizi elemanlarının doğrusal bileşenlerinden oluşan parcadır. Bu teknikte etkileşim katsayılarını belirlemek zordur. Diğer bir metot olarak bilinen kuplajlı element ışına şema metodu (Kelley D.F. ve Stutzman W.L.1993, Fernandez del Rio J.E., CondePortilla O.M., ve Catedra M.F., 1998, Li X. ve Nie Z.,2004) araştırmacıları tarafından çalışılmıştır. Kuplajlı radyasyon pateninden alıcı kuplaj voltajı tahmin edilir. Bu metot yüksek hafiza gerektirir. Diğer bir çalışma (Friedlander B. and Weiss A.J.,1991. Kim K., Sarkar T.K., and Palma M.S., 2002., Dandekar K.R., Ling H., ve Xu G.,2002. Wang Y. and Xu S., 2003) kuplaj matrisini forma sokar. Bu matris açık devre voltaj metodundaki empedans matrisine benzer ve etkileşimli ve etkileşimsiz sinyaller ile etkilidir.

Ayrıştırma anten tasarımlarında da başarılı olmuştur (Qian Y., Deal W.R., Kaneda N., and Itoh T., 1999, Fredrick J.D., Wang Y., and Itoh T., 2004). Bu metot çok basittir ve ek işleme ihtiyaç duyulmaz.

Metodun limitleri şöyle sıralanabilir (Khan,2021).

1. Bu metot yalnızca tüm yönlü antenler için kullanılabilir.
2. Z matris veya ayrıştırma matrisi yatay açıdan bağımsızdır. Fakat dikey açıya bağımlıdır. Her bir teta açısı farklı bir Z matrisi bulunmaktadır.
3. Anten dizisi geliş açısı kestirimini işleminin vazgeçilmez bir parçasıdır. Dizilerde bulunan birçok hata kaynağı kestirim sonuçlarının doğruluğunu düşürmektedir.

Tez çalışmasında (Aksoy T.,2012) tüm yönlü antenler ve tüm yönlü olmayan antenler ve anten dizisinin etrafında kazanç/faz uyumsuzluğu veren iletken bir cismin olması durumunda müsterek

bağlaşım matrisi hesaplamaları yapılmıştır. Bu hesaplamalarda tek bir kalibrasyon ölçümü yapılarak bu matris elde edilmeye çalışılmıştır. Bu yöntem ile işlem ve ölçüm kalabaklısı giderilmiştir.

Tüm yönlü olmayan antenlerden oluşan dizi isinyal modeli

$$y(t) = C(\Phi_l, \theta_l)\Gamma(\Phi_l, \theta_l)a(\Phi_l, \theta_l)s(t) \quad t=1,2,3,\dots,p \quad (2.39)$$

Denklem 2.31'de p örnek sayısı, C karşılıklı etkileşim matrisi, a yönelim vektörü,  $\Gamma$  antenin işıma hüzmesinin tüm yönlerde aynı olmamasından dolayı açıya bağlı kazanç/faz uyumsuzluk fonksiyonudur. MUSIC algoritmasına göre yeni açı bulan denklem 2.32 olarak değişir.

$$P_{MU}(\Phi, \theta) = \frac{1}{a^H(\Phi, \theta)C_l^H\gamma_l^*E_NE_N^H\gamma_lC_la(\Phi, \theta)} \quad (2.40)$$

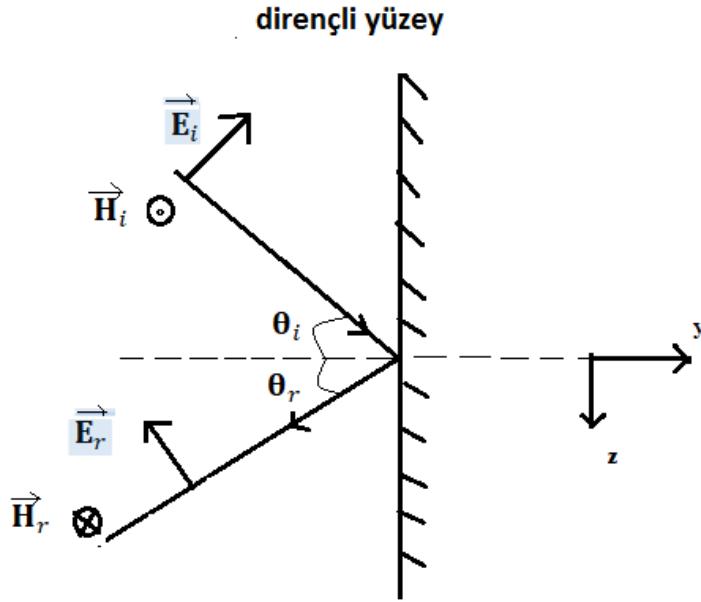
Eğer denkleme etkileşim matrisi eklenmezse açı 10 dereceden fazla hata ile sonuç verir. ,

**Çizelge:** Farklı anten dizileri için gerekli kalibrasyon ölçüm sayıları (antenler tüm yönlü)

Dizi Tipi	Simetri düzlemi sayıları	Hui Metod (ölçüm sayıları)	Ölçüm sayısı azaltma metodu
Düzgün Dairesel	N	(N-1)x(N+1)	1
Düzgün Doğrusal	2	(N-1)x(N+1)	[N/4]

Karşılıklı etkileşim dizi içerisinde bulunan antenlerde veya başka bir antenin yakın alan mesafesinde bulunan alıcı ve verici sinyalleri etkileyen klasik bir elektromanyetik problemdir. Bu elektromanyetik etkileşim herbir anten elemanın akım ve faz değerlerini açık alan değerlerinden farklı olacak şekilde değiştirir. İşıma hüzmesindeki değişim, kazancın değişmesi, bant genişliği ve anten empedansının değişmesi dizi performansını kötü yönde de etkileyebilir ya da bunu avantaja çevirip performansı iyileştirebilir (Khan, 2021). Karşılıklı etkileşim empedans hesabı gelen sinyalin yönü değişikçe farklılık gösterdiği için, akıllı anten sistemlerinde gerek yön bulma sırasında gerek yön değiştirme sırasında etkili bir parametredir. Antenler için Thevenin eşdeğer devresi tekrar eden radyasyon ve yansımı olayları nedeniyle geçerliliğini korumamaktadır. Bundan dolayı karşılıklı empedans hesaplama zorlaşmıştır (Balanis, 2005). Bu parametre alıcı ve verici sistemler için farklılık gösterdiği için ayrı olarak hesaplanmalıdır. Hui tarafından yapılan son çalışmalar alıcı sistemler için karşılıklı etkileşim modeli oluşturmak yönündedir (Hui, 2004). Yapılan uygulamalar ile geleneksel karşılıklı empedans matrisi kullanmak yerine alıcılar için modellenmiş karşılıklı etkileşim empedansı kullanmanın daha verimli olduğu gözlenmiştir.

Balanis anten teorisi kitabında dirençli yüzey üzerine gelen sinyalin açısının empedansla olan ilişkisini göstermiştir. Şöyle izah edilebilir.



**Şekil 2.17:** Dirençli yüzeye elektromanyetik dalgann geliş ve yansımıası

Şekil 2.17'de gösterildiği üzere dirençli bir yüzeye belli bir açıdan gelen elektromanyetik dalga gösterilmiştir. Elektrik alan ve manyetik alan oranından yüzeyin gösterdiği empedans hesaplanmaya çalışılmıştır.

$$\mathbf{E}^i = E_0^i (\hat{\mathbf{a}}_y \cos\theta_i - \hat{\mathbf{a}}_z \sin\theta_i) e^{+jk_0(y\sin\theta_i + z\cos\theta_i)} \quad (2.41)$$

Denklem 2.33'de gelen sinyalin elektrik alan bileşeninin vektörel gösterimi mevcuttur. Burada gelen elektrik alan y ve -z bileşenlerinde ve sinyalin ilerleme yönü ise y ve z yönlerindedir.

$$\mathbf{H}^i = \hat{\mathbf{a}}_x H_0^i e^{+jk_0(y\sin\theta_i + z\cos\theta_i)} \quad (2.42)$$

Denklem 2.34'de manyetik alan vektörü tek bir yönde olduğu için yalnızca x yönünde bileşeni vardır.

$$\mathbf{E}^r = E_0^r (\hat{\mathbf{a}}_y \cos\theta_r + \hat{\mathbf{a}}_z \sin\theta_r) e^{-jk_0(-y\sin\theta_r + z\cos\theta_r)} \quad (2.43)$$

$$\mathbf{H}^r = -\hat{\mathbf{a}}_x H_0^r e^{-jk_0(-y\sin\theta_r + z\cos\theta_r)} \quad (2.44)$$

Denklem 2.35 ve 2.36'da yansıyan sinyalin elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin vektörel gösterimi vardır. Denklemlere göre manyetik alan -x yönünde, elektrik alan ise y ve z yönlerindedir.

$$\eta_0 = \frac{E_{tan}}{H_{tan}} = \frac{E_0^i \cos\theta_i e^{+jk_0 y \sin\theta_i} + E_0^r \cos\theta_r e^{+jk_0 y \sin\theta_r}}{H_0^i e^{+jk_0 y \sin\theta_i} - H_0^r e^{+jk_0 y \sin\theta_r}} \quad (2.45)$$

Denklem 2.37 elektrik ve manyetik alanının yüzeysel bileşenlerinin oranı olan yüzey empedansını gösterir.

$$H_0^i = \frac{E_0^i}{\eta_0} \quad (2.46)$$

$$H_0^r = \frac{E_0^r}{\eta_0} \quad (2.47)$$

Denklem 2.38 ve 2.39'da manyetik alan ile elektrik alan arasındaki bağıntı gösterilmiştir. Elektrik ve manyetik alan empedans ile ters orantılıdır.

$$E_0^i (\cos\theta_i - 1) e^{+jk_0 y \sin\theta_i} = -E_0^r (\cos\theta_r - 1) e^{+jk_0 y \sin\theta_r} \quad (2.48)$$

$\theta_r = \theta_i$  olduğunda çözüm y'den bağımsız olur.

$$\Gamma_e = \frac{E_0^r}{E_0^i} = \frac{1 - \cos\theta_i}{1 + \cos\theta_i} = \frac{\frac{1}{\cos\theta_i} - 1}{\frac{1}{\cos\theta_i} + 1} = \frac{Z_e - 1}{Z_e + 1} \quad (2.49)$$

$$Z_e = \frac{1}{\cos\theta_i} \quad (2.50)$$

Denklem 2.42 ile empedans değerinin açıya bağlı olarak değiştiği anlaşılmıştır. Dirençli bir yüzeye gelen sinyalin açısı değiştiği zaman empedans değiştiğine göre anten dizisinde de gelen sinyalin yönü değiştiği zaman karşılıklı empedans değerinin değişmesi ve buna bağlı olarak radyasyon şeklinin değişmesi normaldir. Açıya bağlı değişen empedans değer problemini anten dizisine uygularsak şöyle izah edilebilir.

Bir anten dizisinde pq ve mn nolu antenlerin arasındaki etkileşimi inceleyelim, pq nolu elemanın üzerindeki akımın mn nolu elemanda ki indüklediği voltaj değeri,  $V_{mn}$ ;

$$V_{mn} = \sum_p \sum_q Z_{mn,pq} I_{pq} \quad (2.51)$$

Bu formülden empedans değeri şöyle bulunur,

$$Z_{Dmn} = \frac{V_{mn}}{I_{mn}} = \sum_p \sum_q Z_{mn,pq} \frac{I_{pq}}{I_{mn}} \quad (2.52)$$

Antenlerde ki akımlar faz değişkenine göre yazıldığında empedansın elemanların fazları ile değiştiği gözlenir.

$$I_{pq} = I_{00} e^{j(p\beta_x + q\beta_y)} \quad (2.53)$$

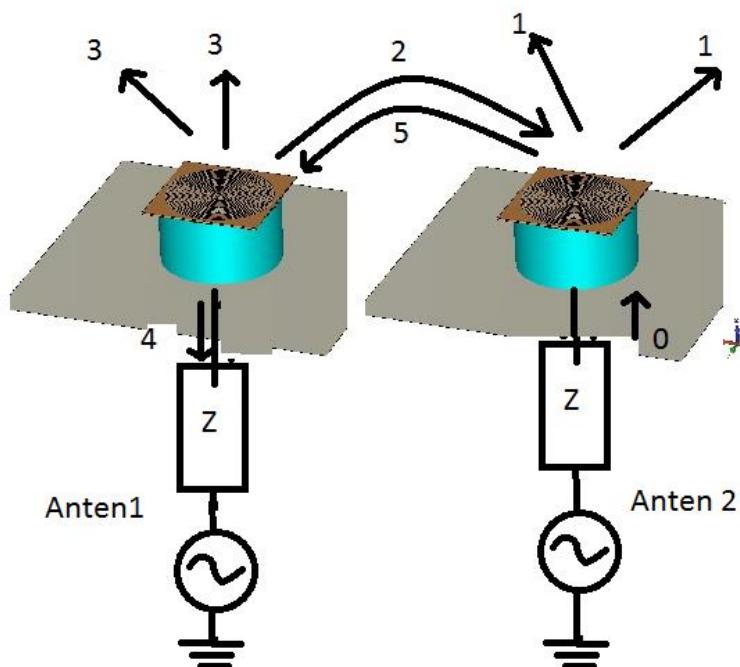
$$I_{nm} = I_{00} e^{j(m\beta_x + n\beta_y)} \quad (2.54)$$

$$Z_{Dmn} = \sum_p \sum_q Z_{mn,pq} e^{j((p-m)\beta_x)} e^{j((q-n)\beta_y)} \quad (2.55)$$

Denklem 2.7 ile anten elemanlarının farklı fazlarda sinyal üretmesi karşılıklı empedans değerlerini değiştiriyor, böylece ideal koşullardaki beklenen radyasyon şeklinin değişmesine neden

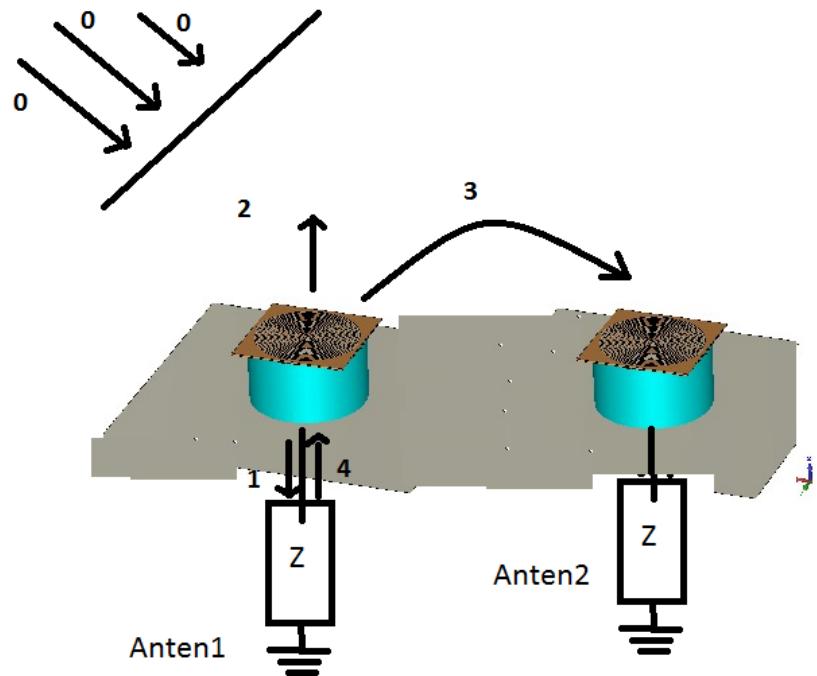
oluyor. Bu durum göz önüne alındığında gelen sinyalin yönünün doğru hesaplanması ve ışıma yönünün doğru bir şekilde değiştirilmesi sağlanmış olur.

Balanis kitabında eğer birbirine yakın olan iki anten, verici ya da alıcı modda olsun, birbirlerine belli miktarda enerjisi aktarır. Bu enerjiyi antenler arası boşluk, antenlerin radyasyon özelliği, her birinin birbirine göre konumu belirler. Alıcı ve verici durumlarındaki anten sistemlerinde sinyal dağılımı şöyle gösterilmiştir (Balanis, 2005).



**Şekil 2.18:** Verici Anten Sistemi

Şekil 2.18 anten 2'nin voltaj ile beslendiği ve anten 1'in 50 ohm ile sonlandırılıp pasif olarak kaldığı durumu gösterir. Besleme voltajı 0 olarak gösterilir. 1 ile gösterilen yayılan radyasyondur. Bazı radyasyon yayar sinyal 1. Anten tarafından alınır ve 5 ile gösterilmiştir. İndüklenmiş akım 3 olarak radyasyon yayar. Bir miktar enerji anten 1 tarafından soğrulmuştur (Balanis, 2005).



Şekil 2.19: Alıcı Anten Sistemi

Şekil 2.19'da gösterildiği gibi anten alıcı mod da çalışırken. 0 ile gösterilen sinyaller diziye belirli bir açıdan gelen sinyallerdir. Gelen bu sinyaller 1. Anteni indükler. Oluşan akım geri radyasyon yapar ve 2 ile gösterilir. Geri kalan enerji yüze geçer ve 1 ile gösterilir. 2 ile gösterilen radyasyonun bir kısmı 3 ile gösterildiği gibi anten 2'ye geçer. Eğer anten 1 yüze uyumsuz ise 4 ile gösterildiği gibi bazı sinyaller geri döner ve radyasyon yapar (Balanis, 2005).

Geleneksel ve alıcıya özgü karşılıklı empedans hesaplama yöntemleri şöyle gösterilebilir. Geleneksel karşılıklı empedans hesabında, Gupta çalışmalarında N elemanlı anten dizisini N kapılı sistemler olarak düşünmüştür. Anten terminalleri arasında ölçülmüş voltaj değerleri ile geleneksel karşılıklı etkileşim metodu için kullanılır.  $Z_{k,i}$  k terminaline indüklenmiş açık devre voltajının, i terminalinin beslendiği akıma oranıdır.

$$V_k = I_1 Z_{k,1} + I_2 Z_{k,2} + \dots + I_i Z_{k,j} + \dots + I_k Z_{k,k} + \dots + I_N Z_{k,N} + V_{OK} \quad (2.56)$$

Where  $Z_{k,k}$  k elemanın öz empedansı,  $I_i$  inci terminale indüklenmiş akım,  $V_{OK}$  diğer elemanların açık devre şartını sağladığında k'ninci elemanın açık devre voltajı  $I_i = 0$  fr  $i=1,2,\dots,N$

Açık devre ve terminal voltajları arasında ki bağıntı

$$\left[ \begin{array}{ccc|c} 1 + \frac{Z_{1,1}}{Z_L} & \dots & \frac{Z_{1,N}}{Z_L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{Z_{N,1}}{Z_L} & \dots & 1 + \frac{Z_{N,N}}{Z_L} \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} V_{01} \\ V_{02} \\ \vdots \\ V_{0N} \end{array} \right] \quad (2.57)$$

Birçok uygulamada geleneksel karşılıklı empedansı anten dizisinin N kapılı bir devre olduğu düşünülerek bulunmuştur. Alıcılar için karşılıklı empedans hesabında; açık devre varsayımlarına dayanan ve anten dizisinin iletişim durumunda olduğu varsayımda olan geleneksel karşılıklı empedans

metoduna kıyasla alıcılar için karşılıklı empedans metodunda antenlerin bağılandığı yük empedansı  $Z_L$ 'nin bilindiği ve antenlerin alıcı modda yüzeysel dalga altında çalıştığı varsayımlına dayanır.

N elemanlı anten dizisi düşünelim ve her bir eleman aynı yük ile sonlansın. Harici bir kaynak ile anten dizisi beslendiğinde, anten terminalindeki voltaj  $V_k$  şöyle ifade edilebilir,

$$V_k = Z_L I_k = U_K + W_k \quad (2.58)$$

$U_K$  gelen sinyalden dolayı oluşan terminal voltajı.  $W_K$  karşılıklı etkileşim etkisinden dolayı oluşan voltaj.

$$W_K = Z_t^{k,l} I_1 + Z_t^{k,2} I_2 + Z_t^{k,3} I_3 + \dots + Z_t^{k,N} I_N \quad (2.59)$$

$Z_t^{k,i}$  k ve i elemanları arasında karşılıklı etkileşimden kaynaklanan empedans  $I_i$ inci anten elemanına indüklenmiş akım, alt işaret olan t ise alınmış karşılıklı etkileşimli empedansı temsil ediyor.  $U_K$  ile  $W_K$  arasındaki bağlantı denklem 2.29'da gösterildiği gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{Z_t^{1,2}}{Z_L} & -\frac{Z_t^{1,N-1}}{Z_L} & -\frac{Z_t^{1,N}}{Z_L} \\ -\frac{Z_t^{2,1}}{Z_L} & 1 & -\frac{Z_t^{2,N-1}}{Z_L} & -\frac{Z_t^{2,N}}{Z_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{Z_t^{N,1}}{Z_L} & -\frac{Z_t^{N,2}}{Z_L} & -\frac{Z_t^{N,N-1}}{Z_L} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_N \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

### 2.12.1 Tam Dalga Metodu

Geleneksel karşılıklı etkileşim empedans metodu ve alıcılar için karşılıklı empedans metodu haricinde tam dalga elektromanyetik metodu ile karşılıklı etkileşim hesabı yapılır. "Method of moment" hesabı bunlardan biridir. Tüm dalga metodu anten dizisi için sınır değer problemlerini çözmeyi hedefler. MoM matrisin tüm elemanlarını temel olarak karşılıklı etkileşim empedans hesabını doğru bir şekilde yapar. Geleneksel karşılıklı empedans metodunun yetersizliği açık devre antenlerin radyasyon yapmamasından dolayıdır. Kuplajdan bağımsız terminal voltajlarının  $V_{\text{doğrulanmış}}$ , ölçülmüş terminal voltajlarının,  $V_{\text{ölçülmüş}}$  veya akım  $I_{\text{ölçülmüş}}$ . Matematiksel olarak ifade edileceğse

$$V_{\text{doğrulanmış}} = DV_{\text{ölçülmüş}}, \quad V_{\text{doğrulanmış}} = D' I_{\text{ölçülmüş}} \quad (2.61)$$

D ve D' kompanzasyon matrisleridir. Bu kompanzasyon matrisleri MOM empedans matris elemanlarına ihtiyaç duyar.

### 2.12.2 Kalibrasyon Metodu

Kompanzasyon metodlarından birisi kalibrasyon metodudur. Bu metodların ana amacı doğru dizi manifoldunu yani dizi yönelim vektörünü bulmaktır.

$$A_{\text{do\u{g}ru}} = CA_{\text{teoritik}} \quad (2.62)$$

C bir bozulma matrisidir. Teorik dizi monifoldu karşılıklı etkileşimi göz önüne almayan ideal dizi manifolddudur.

Yön bulma algoritmalarında anten dizisinin kalibrasyonu hataların azaltılması ve çözünürlüğün yükseltilmesi için önemlidir. Elemanlar arası pozisyon dengesizliği ve elemanlar arası karşılıklı etkileşim kalibrasyon için göz önüne alınan parametrelerdir. Bu konuya ilgili birçok çalışma vardır. İlk olarak Gupta and Ksieński karşılıklı etkileşimi karşılıklı empedans değerleriyle karışmışlardır (Gupta I.J. Ksieński A.K., 1983). Matris kusurlu olduğu için Hui yeni bir matris karışmış ve sonra Adve ve Sarkar daha kesin sonuç için yeni matrisler elde etmişlerdir. Bu metot doğru sonuç çıkartabilir ama anten modeli için numerik analiz gereklidir. Kalibre metotları test ortamında S parametrelerinin ölçülmesi ile yapılabilir.

Bir anten dizisinde alınan sinyal söyle gösterilebilir

$$\mathbf{r} = [r_1, r_2, r_3, r_4, r_5 \dots, r_N]^T = C\mathbf{As} + \mathbf{n} \quad (2.63)$$

T devrik olmayı, n güç değeri  $\sigma^2$  olan gürültüyü temsil eder, A matrisi Nxd boyutludur ve kolonları mode vektörleri olan  $a(\theta_i)$ , s ise dx1 sinyal vektördür. Karşılıklı empedans matrisi NxN boyutludur ve elemanları etkileşim katsayısıdır.

R kovaryans matrisi olmak üzere  $R_{\text{cal}} = C^{*1}(R - \sigma^2 I)(C^H)^{*1}$  H karmaşık eşlenik devrilme işaretidir.

N elemanlı bir dizi N girişli bir devreye benzer.  $.I_1^0, .I_2^0$ , karşılıklı etkileşim olmadığı zaman antenler üzerinde akan akım  $I_1$  ve  $I_2$  ise karşılıklı etkileşim olduğu zaman antenler üzerinde akan akım.  $.V_1^0, .V_2^0$  istenilen antenler üzerindeki voltaj değerleridir.

2 girişli devreyi tanımlayan denklemler

$$\begin{aligned} I_1^0 &= V_1^0 / (Z_{11} + Z_L) & I_2^0 &= V_2^0 / (Z_{22} + Z_L) & V_1^0 &= (Z_{11} + Z_L)I_{11} + Z_{12}I_2 \\ V_2^0 &= (Z_{22} + Z_L)I_{11} + Z_{21}I_1 \end{aligned} \quad (2.64)$$

Bu denklemleri çözdüğümüzde

$$\begin{bmatrix} .I_1^0 \\ .I_2^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & (Z_{11} + Z_L)Z_{12} \\ (Z_{22} + Z_L)Z_{21} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Bu formulu N elemanlı bir dizi için genelleştirirsek

$$\mathcal{C}_N^N = (Z_A + Z_L) \cdot (Z + Z_L)^{-1} \quad Z_A = Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} \dots = Z_{NN}, Z_L \quad (2.66)$$

portlardaki yük empedansı. Z matrisinin köşegen değerleri kendine karşılıklı empedans ve diğer elemanlar birbirleriyle olan karşılıklı empedans değeridir. Böylece ideal durum ile gerçeklenen durum arasında ki bağıntı da empedans değerlerinin olduğu gözlemlenmiştir.

### **2.13 Karşılıklı Etkileşim Avantajları ve Dezavantajları**

Çoklu anten sistemlerinde kanal kapasitesini arttırmır. Kanal kapasitesi alıcı ve verici etkileşim matrisleri cinsinden şöyle ifade edilebilir.

$H' = C_R H C_T$        $H'$  ve  $H$     etkileşim altında olan ve olmayan durumlarda kanal kapasiteleri,  $C_R$  ve  $C_T$  alıcı ve verici durumlarda etkileşim matrisleri.

Karşılıklı etkileşim kanal katsayıları arasındaki korelasyonu düşürür. Ayrıca belli bir frekans aralığında ilerleyen sinyallerin frekansa bağlı faz değişimlerini eşitler. Bu durum da kanal kapisetisini artırır. Nakagami kanalında bit hata oranını azaltarak performansı artırır. Yüksek frekanslı devreler arası etkileşim yakın alanda etkin güç transferine yardımcı olduğu için avantajlıdır. Bu tür doğa dostu güç transferi, saçılma ve atmosferik emilimden kaynaklana elektromanyetik karışım içermez. Dizi elemanları kendi kendine kalibre edecekse etkileşimin varlığı avantaj olur. Ayrıca gösterilmiştir ki adaptif algoritmalar etkileşim sayesinde yakınsar. Eğer dizi kovaryans matrisinin özdeğerleri arasında ki fark fazla ise algoritmanın yakınsama oranı azalır. Kovaryans matrisin en büyük özdeğeri ile en küçük özdeğeri oranı küçüldükçe algoritmanın yakınsama hızı artar. Bu demek oluyor ki anten dizileri arasında etkileşim arttıkça özdeğerler arası fark azalır.

Karşılıklı etkileşim direk veya dolaylı olarak durağan ve geçiş durum cevaplarını, çözünürlük kapasitesini, karışım engelleme ve yön bulma sonuçlarını olumsuz yönde etkiler (Singh H., Sneha H., Jha R., 2013).

### **2.14 Faz Kaydırmalı Devreler**

Genel olarak 3 tip faz kaydırmalı sistem vardır. Bunlar mekaniksel faz kaydırmalı sistem, ferit faz kaydırmalı sistem, yarı iletken cihazlı faz kaydırmalı sistemlerdir. İdeal de faz kaydırmalı sistem iki portludur ve iletim sinyalinin gücü değişmezken fazı değişir. Hat yüklü sistem, anahtarlamalı sistem, yüksek geçirgen ve alçak geçirgen faz kaydırmalı sistem, Schiffman faz kaydırmalı sistem, yansıtma tipi faz kaydırmalı sistem, vektör tabanlı faz kaydırmalı sistem gibi faz kaydırmalı sistem çeşitleri vardır.

Faz değişimli anten dizileri radyasyon yönünü kontrol edebildiği için tercih edilen sistemlerdir. Bu tür anten dizilerinde faz kaydırma devreleri önemli rol oynar. Faz kaydırmalı devre üzerinden geçen sinyalin fazını değiştirerek iletmesini sağlar. Bu özelliği sağlaması için ferit dalga kılavuzlu faz kaydırmalı devreler en iyi performansı gösterir. Fakat hacimce büyütür ve diğer sistemlere entegre edilmesi zordur.

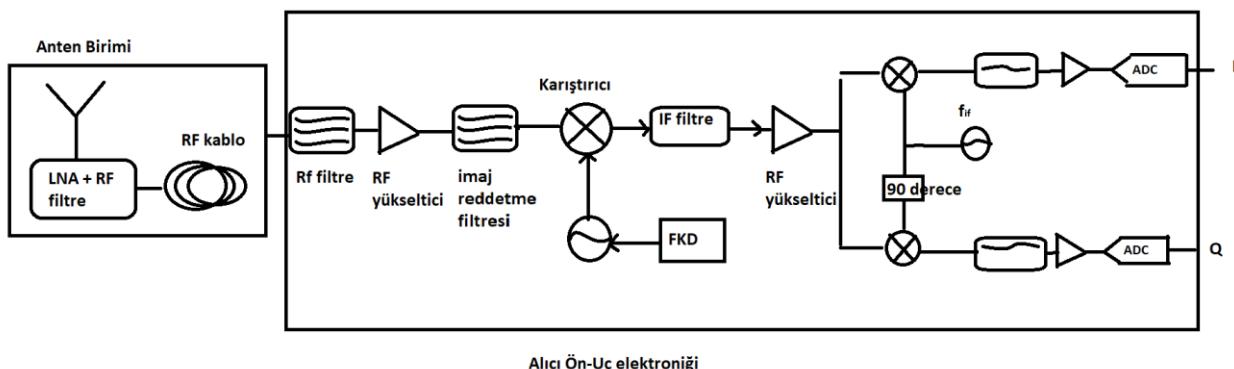
Faz kaydırmalı devreler analog sinyaller ya da sayısal bitler ile kontrol edilebilir. Analog faz kaydırmalı devreler voltaj besleme kontrolü ile sürekli değiŞebilen fazlar sağlarlar. Analog faz kaydırmalı devreler voltaj ile kapasitans değeri değiŞebilen varaktör diodlar, barium strontium titanate gibi non lineer yalıtkanlar veya ittrium demir garnet gibi ferro elektrik materyaller ile yapılabilir. Faz kaydırıcıların çoğu sayısal olarak kontrol edilen türdendir, çünkü voltaj kontrol hatlarındaki gürültüye karşı daha bağışıklıdır. Sayısal faz kaydırmalı devreler ayrik faz durumlarında işlev görür. Örneğin 2 bit ile olan 0,45, 90 ve 180 derece faz farkları verirken. 4 bit ile çalışan 360 dereceyi 16 faza böler.

Analog faz kaydırmalı devrelerde düşük iletken kaybı ve düşük maliyet gözlenir. Sayısal faz kaydırmalı devrelerde kontrol hatlarındaki gürültüye bağışıklık, daha düzgün performans, bant boyunca yatay doğrusal faz değişimi ve yüksek güçte iletim gözlenir(Tang Xinyi, 2011).

## 2.15 Ön Uç Elektronığı

Uydudan küresel konumlama sistemleri alıcıları genellikle yüksek frekanslı uydu sinyalleri düşük frekansa çeviren ve bunu bir ya da iki aşamada yapan frekans dönüştürücülerini ve sonrasında analog sayısal dönüştürücüler bulunan bir elektronik devre zincirini kullanır. Burada sayısal dönüştürücüye kadar olan yere ön-uç elektroniği denir. Alıcı mimarileri, sinyali nasıl işlediklerine bağlı olarak süperheterodin, düşük IF, sıfır IF, ve doğrudan digital(bant geçişli örneklemme) olarak sınıflandırılabilir. Alıcı performans parametreleri hassasiyet, seçicilik, iç modulasyon özelliği, doğrusal olmama durumları, alicinin minimum giriş sinyali gücünü belirlemeye yarayan SFDR( spur free dynamic range) değeridir.

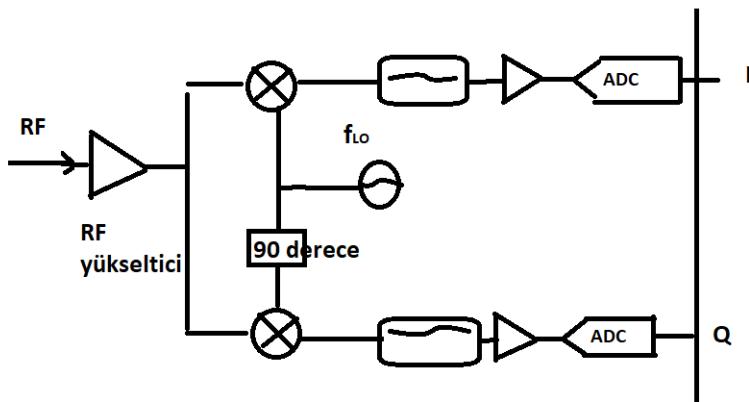
Superheterodin mimarisi klasik bir yapıdır şekil de gösterilmiştir. Yüksek seçicilik, yüksek hassasiyet ve dinamik aralığı nedeniyle birçok iletişim sisteminde kullanılmıştır. Çok standartlı sistemler için esnek değildir, görüntü reddetme ve doğrusal olmayan ürünler için filtre gereksiniminden dolayı entegre devreler için uygun değildir. Ayrıca güç tüketimi fazladır.



**Şekil 2.15:** Superheterodin Ön-Uç elektronığı blok şeması

Bu tür zorlukları kaldırmak için düşük IF ya da 0 IF alıcıları hazırlanmıştır. Şekil 2.15 de gösteriliyor. Böylece imaj problemi tamamen kaldırılmış olur ve böylece filtre kullanımına gerek kalmaz. Bu sistemde ise kazanç RF yükseltici ve sayısal dönüştürücülerin önünde ki yükselticiler ile paylaşılır. Bu yükselticilerin SFDR değerini sağlaması için gerekli kazanç değerleri ile toplam kazanç değerleri arasında doğrusal ilişki yoktur. Fakat en önemli problem karıştırıcının LO sinyali ile tekrar sisteme girerek çıkışta değer vermesidir. Bu çıkışta DC değer oluşmasına neden olur. Sayısal

dönüştürücü önündeki yükseltici bu DC değerini yükselterek flicker gürültüsüne neden olur ve alıcıda sinyal bozulmaları gözlenir (Curran J.T., 2018).



**Şekil 2.16 0 IF ön uç elektoiniği**

Ön uç elektroniği anten ile alınan sinyalleri alıcı ünitesi için hazır hale getirir. Uygulamaya bağlı olarak ön uç elektroniğinde analizler ve gereksinimler değişkenlik gösterebilir. Temel olarak RF sinyalinin taban sinyaline dönüştürülmesi sırasında bazı basamaklar kullanılır. Bu basamaklarda filtreleme ve yükseltme, frekans alçaltma, niceleme ve örneklemme işlemleri yapılır.

**Filtreleme ve yükseltme:** Filtrelemenin düşük gürültülü olarak bant dışı sinyalleri engellemesi sağlanır ve iletim sırasında ki kayıpları engellemek için yükseltme işlemi yapılır. **Frekans alçaltma:** direk alçaltma ya da hetero dinleme yaparak sinyal frekans kaydırılır. **Niceleme ve örneklemme:** Bu safhada analog sayısal dönüştürücüler kullanılır ve sayısal değerler elde edilir.

KKS ön-uç tümleşik devresi ilk olarak 1992 yılından Benton tarafından yapılmış bilimsel çalışma ile ortaya çıkmıştır. Gallium Arsenide(GaAs) teknolojisi ile oluşturulmuştur. 1600 mW gücünde 54 dB kazacı ve DGY'si 2.7 dB gürültü değerine sahiptir. GaAs teknolojisi ilk zamanlarda önemli rol oynamıştır. İki kutuplu transistor ve tamamlayıcı metal oksit yarı iletken (CMOS) kullanılması ile performans artırılmıştır. Bu nedenle 1997'den sonra tüm tasarımlar bipolar, CMOS ve silikon germanyum (SiGe) kullanılarak oluşturulmuştur. Rf uygulamalarda CMOS veya SiGe hangisinin daha kullanışlı olduğu tartışılan bir konudur. SiGe teknoloji ile düşük gürültülü yükselteçlerin daha düşük gürültü seviyesinde olduğu anlaşılmıştır(Sivonen02).

**Çizelge 2.3: KKS ön uç elektroniği**

Referans	Yükseltic i gürültü [dB]	Chip NF [dB]	Kaza nç [dB]	P1 dB [dBm ]	IIP3 [dBm ]	Güç Tüket imi [mW]	Teknoloji	Mima ri	Harici bileşenler	ADC
[Benton 92]	2.7	---	54	----	-----	1600 @8V	GaAs	Digit IF	-----	--
[Murphy 97]	2	6.1	107	-29	----	81@3 V	Bipolar	Heter o	Filters,LN A,PLL	1bit
[Shahani 97]	3.8	----	13	----	----	<u>12@1 .5V</u>	CMOS 0.5 um	Digit IF	Filters,VC O,PLL,AD C	----
[Kucera 98]	2.3	3.5	20	----	----	<u>16.5 @3V</u>	Bipolar	-----	-----	----
[Piazza98 ]	1.5	8.1	94.5	-28	-----	32@3 V	BiCMOS 1 um	Heter o	2 Filters,LN A	1 bit
[Shaeffer 98]	2.4	4.1	98	-58	-----	112@ 3V	CMOS 0.5 um	Digit IF	Filters	1 bit
[Cloutier 99]	3	4	120	----	----	49@3 V	Bipolar	----	Filters	2 bit
[Meng98]	2.4	5.4	82	----	-----	79	CMOS 0.5 um	Digit. IF	VCO,PLL	1 bit
[Swelto0 0]	-	3.8	40	----	-----	<u>8@2. 8V</u>	CMOS 0.35um	----	Filters,VC O,PLL,AD C	----

[Sivonen 02]	1.38	2.7	25.8	-27.6	-26--- -- 25.5- 14.5	<a href="#">15.3 @2.7 V</a>	SiGe	-----	Filters,PLL ,ADC	-----
[Steyaert 02]	1.5	-----	15.5	----	-6	-----	CMOS 0.25 um	-----	-----	-----
[Kadoya ma04]	-	4	110	-----	----	<a href="#">27@1 .8V</a>	CMOS 0.18 um	----	Filters	1 bit
[Chen05]	-	4.13	27.7	-29.9	-19	<a href="#">22.2 @1.8 V</a>	CMOS 0.18 um	-----	-----	-----
[Shau05]	1.8	2	38	-----	----	<a href="#">60@1 .4V</a>	CMOS 90 nm	----	----	-----
[Berenguer06]	3.2	3.7	103	-----	----	62@3 V	SiGe 0.35 um	Low IF	Filters	1 bit

Birçok yarı iletken firmaları GPS alıcıları için çip önerirler. Çizelge 2.4'de gösterilen ublox ATR0630\_35 alıcısı hariç diğer tüm ürünler iki tane tümleşik devre içerir, bunlar ön-uç kısmı ve işlemci kısmı. Çizelge 2.34 ön-uç kısımının karakteristik özellikleri özetlenmiştir.

Bilimsel makalelerde CMOS kullanılırken, birçok ticari ürününde bipolar teknoloji kullanılmıştır. ST STB5610 ön uç elektroniği en iyi kazanç değeri 139 dB, en düşük gürültü 3 dB değerindedir.

Çizelge 2.4: Ticari KKS TD ön-uç elektroniği

Referans	VCC[V]	Güç [mW]	Kazanç[dB]	Gürültü [dB]	Bit nr.	Yorum

[Atmel ATR0603]	3	38	76	8	1	Harici LNA,tek dönüşüm, AGC
[Freescale MRFIC1505]	3	84	105	2	-----	İç LNA, çift dönüşüm, AGC
[MAXIM Max 2741]	3	90	80	4.7	2/3	2 dahili DGY, tek dönüşüm
MAXIM MAX 2769	3	54	96	1.4	2/3	Dahili 2 DGY, tek dönüşüm ve Galileo için kullanılabilir
PHILIPS UAA1570HL	3	165	248	4.5	1	Dahili 2 DGY,çift dönüşüm, AGC
SiGe SE4120L	3	30	18	>1.6	----	Dahili DGY, Galileo için kullanılabilir,I /Q bit çıkışları
SONY CXA1951AQ	3	90	100	7	----	Dahili DGY, çift dönüşüm, ADC yok
ST STB5610	3.3	122	139	3	1	Harici ve dahili LNA, tekli dönüşüm
Ublox ATR0630_35	3	87	90	6.8	1.5	RF,IF filtre, ve taban

Unav UN8021c	3	62	-106	20	2	Dahili DGY, tekli dönüşüm
Zarlink GP2015	3	173	120	9	2	Hariçi DGY,3 lü dönüşüm, OKK
MAX2771	2.7-3.3 V	81	96	1.6+10.3(DG Y+FKD)	2	DGY,FKD,A DC tüm UKKS bandı için mevcut
STA5630	1.8	<25 mW	-----	-----	3	1.575 GHz merkez frekansı KKS için
R820t	3.3	<587.4	85-95	3.5	-----	42-1002 MHz

Ön uç elektroniğinin önemli bileşenlerinden olan DGY, frekans karıştırma ve faz kenetleme döngüsü devrelerinin kriterleri ve tasarım özellikleri iyi belirlenmelidir. İncelenen bilimsel makaleler ve veri kağıtları gerekli tasarım bilgilerini sağlayamıyor. Düşünülmesi gereken en önemli konular gürültü, kazanç ve güç tüketimidir. En fazla kazanç Shaeffer97 tarafından 20 dB kazanç ve 3.5 dB gürültü değeri ile tasarlanmıştır. En düşük gürültülü DGY MAXIM MAX2769 modelinde oluşturulmuştur, 0.83 dB gürültü değeri ve 19 dB kazanç ile birlikte.

Bağlaşma sıgacı sisteme besleme hattı ile AC sinyali ayırmak için kullanılır. Genellikle RF sinyali transistörün base girişine bu kapasitor ile verilir böylece RF sinyali iletilirken DC sinyal bloke edilmiş olur. Bağlaşım önlər sıgacı iki devreyi elektriksel olarak ayırır. AC sinyali DC sinyalden ayırtmak için de kullanılır.

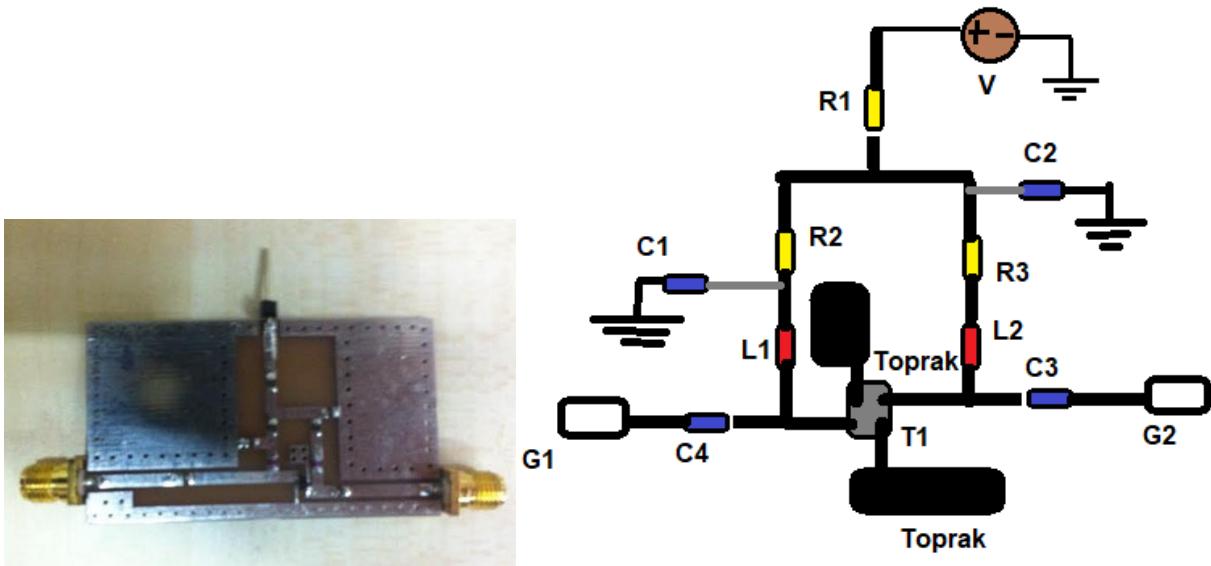
Saptırma kapasitörü sisteme gürültü girişini engelleyip toprağa akmasını sağlamak için kullanılır. Besleme ile toprak arasına bağlanır, güç sisteminden gelen gürültüyü engeller. Saptırma kapasitörü transistörün emitter çıkışlarına bağlandığında yükselticinin voltaj kazancını yükseltir. Genellikle paralel bağlılığı devrenin resistans değerininonda biri kadardır. Doğrusallık karıştırıcının olduğu düşük güçteki giriş sinyallerinin olduğu durumlarda önemlidir. Çünkü istenmeyen karışıkların

yol açtığı sinyal bloklama ve çapraz modülasyon sisteme gözlenebilir. 3. Dereceden eksen kesme noktası ve 1 dB dayanıklılık noktası doğrusallığı ölçen parametrelerdir.

Düşük gürültülü yükselteç tasarım sırasında düşünülmesi gereken basamaklar

1. Doğru transistor seçimi
2. Transistorun şartlı kararlılık koşulunun sağlanması
3. Düşük güç tüketimi ve düşük gürültü ve doğrusallığı sağlamak için uygun besleme devresi seçimi
4. Farklı teknikler farklı parametreleri optimize etmek için kullanılmalı. 2 parametre aynı anda optimize edilmez.
5. Empedans uyumlama devreleri optimum performansı sağlamak için Smith tablosu kullanılarak dizayn edilmeli. Ayrık elemanlar iletim hatları ile değiştirilmeye çalışılır.

LNA tasarımında, transistörün iç gürültüsünün minimum olması lazım, transistörün gürültüsü modellenmeli.



Şekil 2.17 (Sol)Düşük gürültülü yükselteç gerçeklenmesi, (sağ) yükseltici devre modeli

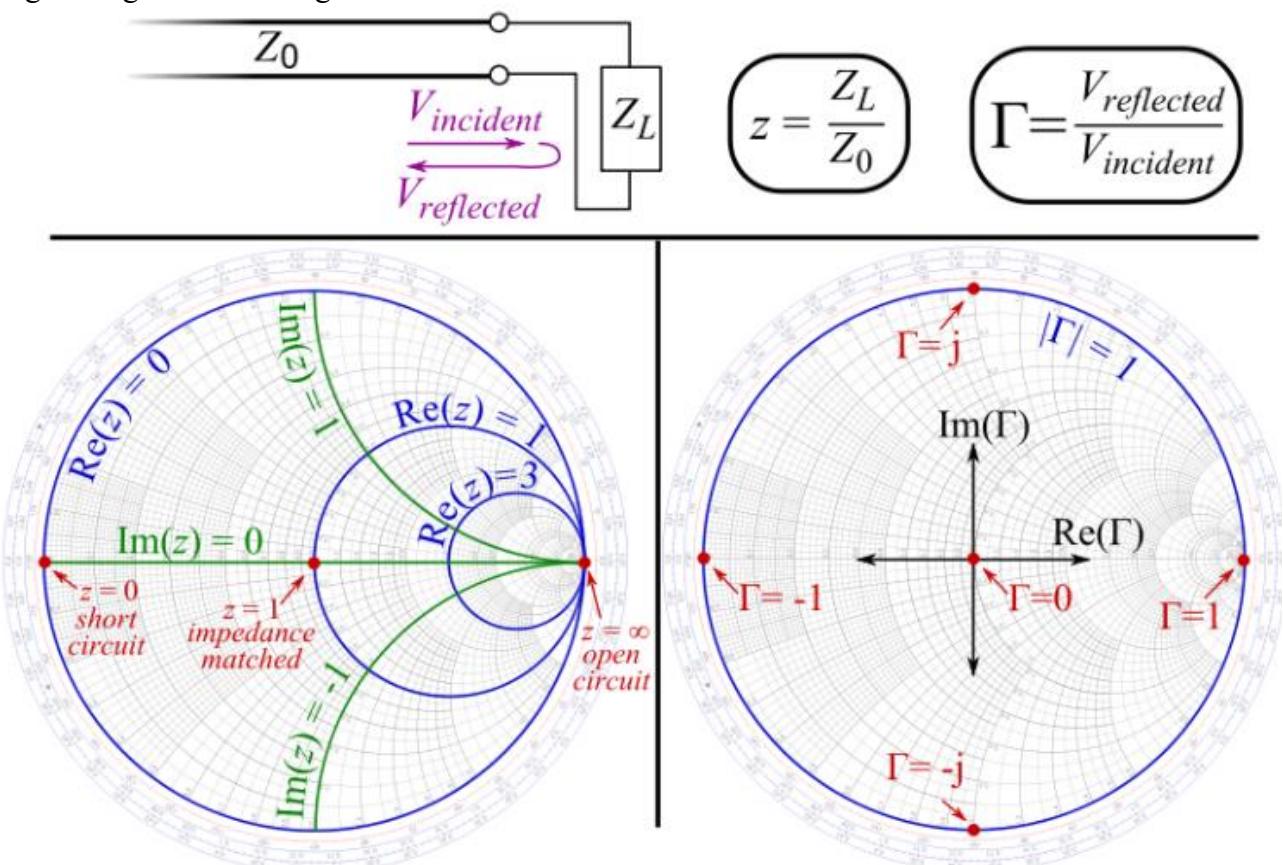
Şekilde gösterildiği üzere R2 ve R3 dirençleri besleme voltajını giriş(base) ve toplayıcıya(collector) bölüştürür. Burada R2 R3'den çok büyütür çünkü eşik voltajı değerini görmesi yeterlidir. R1 ise besleme hattından geçen akımı ayarlamak için kullanılır. L1 ve L2 bobinleri RF hattının besleme hattına karışmasını engeller. C4 ve C3 kapasitörleri de besleme hattının RF hattına karışmasını engeller. Kapasitör DC gerilimi için engelleyici, bobinler ise RF sinyali için engelleyici rol oynamıştır. C1 ve C2 kapasitörleri saptırma sığacı olarak çalışır ve besleme hattı üzerindeki dalgalanmaları kısa devre ile toprağa boşaltır. T1 ile gösterilen ise transistördür, infineon BFP640

modeli seçilmiştir. Bu transistörün seçilmesinin sebebi yüksek kazançlı, düşük gürültülü olması ve çalıştığımız bant aralığında uyumluluk için elverişli olmasıdır. DGY'yi tasarlarken transistörün istenilen frekanstaki s parametreleri göz önüne alınarak giriş ve çıkışa uyumlu devreler kurulmuştur. DGY dielektrik katsayısı 4.5 ve kaybı 0.02 olan 1 mm'lik FR4 malzeme üzerine kuruldu.

Yükseltecin giriş ve çıkış empedans uyumluluk devresi smith tablosu ile yapılmıştır karalılığı, kazanç ve gürültü değer aralıkları smith tablosu ile gösterilmiştir. Smith tablosu aşağıda açıklanmıştır.

### Smith Tablosu

Smith tablosu yansımıma katsayılarından oluşan bir tablodur. Yansıtma katsayısı karmaşık bir sayı olduğu için iki boyutlu bir düzlemede egriler ile gösterilir. Burada yansıtma katsayısı empedansların oranları olduğu için aslında uyumlama devreleri kurarken hangi elemanların nasıl bağlanacağı hakkında bilgi sahibi olunur.



Şekil 2.18 Smith tablosu

Referans	Vdd[V]	Akım(mA)	Kazanç(dB)	NF(dB)	P1dB (dBm)	IIP3 (dBm)
Tez (Yigit O.)	3	10	14.5 -16 dB	1.1	-8	14

İlk olarak bazı DGY devreleri teknik bilgileri ile birlikte çizelge 2.5'de gösterilmiştir. Birçok tasarım tek sonlu ve 1.5 V ile 3.3 V arasında besleme voltajı ile çalışır.

Çizelge 2.5: Küresel konumlama sistemi (KKS) için düşük gürültülü yükselteç (DGY)

Referans	Vdd[V]	Current[mA]	Gain[dB]	NF[dB]	P-1 dB [dBm]	IIP3 [dBm]
Shaeffer 97	1.5	20	22	3.5	-24.5	-9.3
Shahani97	1.5	8	17	3.8	-21	-6
Shaeffer98	2.5	5	16	2.4	-23	-8
Piazza-Orsati98	2.5	18	14	2	-16.8	-1.5
Sanav02	2.5	4.5	19.5	1.3	----	----
Maxim01	3	5.8	15	1.5	-18	-3
Alvarado07	3	8	18	3.3	-24	-----
MAXIM MAX2769	3	---	19	0.83	----	-1.1
MAXIM MAX2769	3	---	13	1.14	---	1

PHILIPS UAA1570HL	3	----	15.5	3.7	-22	-13
ST STB5610	3.3	----	19	3	----	-20
Freescale MRFIC1505	3	-----	15	2	-14	----
Ublox ATR0610	3	3.3	16	1.6	-9	-1
Sky 65723	1.6-3.6 V	4.2 mA	16.8 dB	1.6 dB	-8 dBm	-9 dBm
BGU8006	1.5-3.1 V	3.6 mA	17.2 dB	0.6 dB	-7.5 dBm	6 dBm
NT1192FA	1.5-3.7 V	4.5 mA	24 dB	0.7 dB	-13dBm	-2 dBm
MAX2688	1.6-3.3 V	4.1 mA	15.4 dB	0.74 dB	-10 dBm	4 dBm
SKY65704	1.8 V	-----	14.5 dB	2.5 dB	----	6 dBm

Karıştırıcıların özelliklerini veren çizelge aşağıdadır. Dönüşüm kazancı, gürültü ve güç tüketimi bileşen parametreleridir. En büyük kazanç 30 dB, en düşük gürültü seviyesi 5.5 dB ST STB5610 modeli ile elde edilmiştir.

Çizelge 2.6: Küresel konumlama sistemi (KKS) frekans karıştırıcıları

Referans	Vdd[V]	Current[mA]	Gain[dB]	NF[dB]	P1 Db [dBm]	IIP3 [dBm]
Kiliçaslan97	-----	-----	3.35	9	-12	2.17
Sullivan 97	3	13	6.5	8.5	-12	-3
Wang88	1	-----	6	9.6	-5	10

Philips UAA1570HL	3	-----	17.7	12	-25.4	-16.3
Zarlink GP2015	3	-----	18	9	-16	----
Atmel ATR0603	3	-----	-20	6.9	-----	----
ST STB5610	3	-----	30	5.5	-----	-19
SONY CXA1951AQ	3	-----	16	7	----	----
Freescale MRFIC1505	3	-----	14	13	-27	-----

Dünger adı faz kenetlemeli döngü olan frekans sentezleyici doğru ve kararlı frekansta sinyal üretmek için osilatör tarafından üretilmiş çıkış sinyali ile giriş referans sinyalini senkorinize eder. Bu senkorinize faz ile birlikte frekans için yapılır. En son olarak faz kenetlemeli döngü (FKD) teknik özellikler verilmiştir. Faz gürültüsü ve güç tüketimi parametreleri verilmiştir.

Çizelge 2.7: Faz kenetlemeli döngü (FKD) KKS için

Referans	Vdd[V]	PN [dBc/Hz]	Current[mA]
Nhat92	5	-88@100kHz	14
Craninckx95	3	-115@200kHz	8
Craninckx98	3	-123@600kHz	3.7
Hajimiri99	3	-125@600kHz	16

Rogers	3.3	-96@100kHz	6
PHILIPS UAA1570HL	3	-72@10kHz	-----
ST STB5610	3	-60@10Khz	-----
Atmel ATR0603	3	-100@1kHz	-----
Zarlink GP2015	3	-88@100kHz	-----

Ön uç elektronik tasarımda önemli parametreler kazanç, gürültü seviyesi, güç tüketimi, bütünsel orani ve boyutlardır. Bu nedenle hassasiyet, gerekli boş alan, ve batarya zamanı belirlenmelidir. Birçok ticari ön uç elektroniği 100 dB kazanç değerini geçer. Yüksek kazanç fazla güç tüketimine neden olur ve yüksek gürültü değerine sahiptir.

Önerilen ön-uç elektroniği bileşenlerinin tasarım kriterleri çizelgede verilmiştir. Bu veriler sistem analizleri ve simülasyonlar sonucu ortaya konulmuştur(Mendizabal J., et al.,2008). Besleme voltajı 3.3 V, çalışma sıcaklığı aralığı -30 derece ile -70 derece arasında, depolanan sıcaklık -40 derece ile 85 derece arasındadır. Sistem simülasyon ve analizlerine göre her bir bileşen kazanç, gürültü ve doğrusallık ve güç tüketimi değerleri belirlenmiştir. Üstelik giriş ve çıkış empedansları sistem kazançlarını optimize etmek ve gürültüyü minimize etmek için dikkatlice belirlenmiştir. Yüksek kazanç elde etmek için ara frekans katı iki bölümden oluşturulmuştur.

Ön uç elektroniğinin doğrusal olması önemli değildir, çünkü Galileo ve GPS sinyalleri düşük güçlüdür ve bağımlı olarak sabittir.

Çizelge 2.8: Ön-Uç elektroniği bileşenleri tasarım kriterleri

DGY

Sembol	Parametre	Değer	Birim
Gmax	Yüksek modda güç kazancı	202	Db
Gmin	Düşük modda güç kazancı	8	dB
NFmin	Minimum kazanç için Gürültü	2.5	Db

NFmax	Maksimum kazanç için gürültü	10	Db
OIP3	Çıkış ip3	8	dBm
VSWRin	Durağan dalga voltaj oranı	<2	---mA---
Güç	Akım tüketimi	7	mA

RF Yükseltici

Gp	Güç kazancı	17	Db
NF	Gürültü fr̄geri	5	Db
OIP3	Çıkış IP3	5	DBm
VSWRin	Durağan dalga voltaj oranı	<2	----
Güç	Akım tüketimi	6	mA

Frekans Karıştırıcı

G	Voltaj kazancı	6	Db
NF	Gürültü değeri	17	Db
IIP3	Giriş IP3	-4	DBm
Zout	Çıkış empedansı	-1400	Ohm
Güç	Akım tüketimi	7	mA

G	Voltaj kazancı	20	dB
IIP3	Giriş IP3	-15	dBm
Zin	Giriş empedansı	-1400	Ohm
Zout	Çıkış empedansı	-2400	Ohm
Güç	Akım tüketimi	3	mA

AF\_2 yükseltici

G	Voltaj kazancı	>42	dB
OIP3	Çıkış IP3	18	dBm
Zin	Giriş empedansı	-1400	Ohm
Zout	Çıkış empedansı	-2400	Ohm
Güç	Akım tüketimi	3	mA

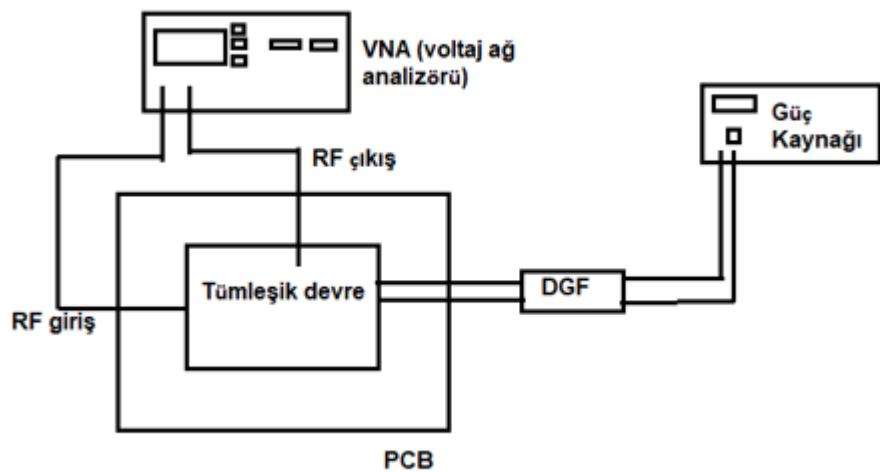
Karşılaştırıcı

Voffset-giriş	Giriş ofset voltajı	50	mV
Fc	Saat frekansı	16.368	MHz
Güç	Akım tüketimi	<1	mA

## 2.16. Alıcı Entegreleri Ölçümleri

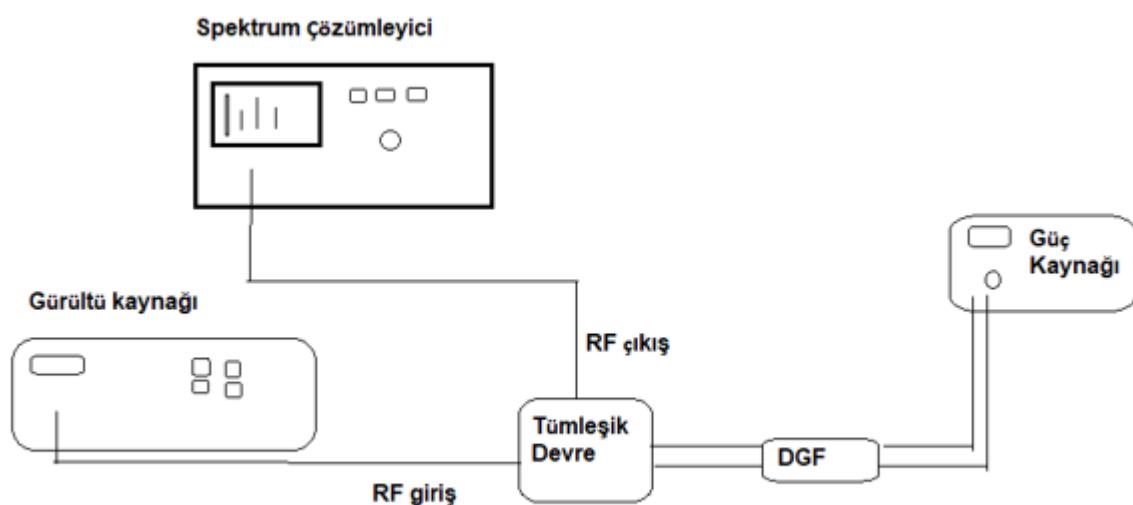
### Düşük Gürültülü Yükselteç ölçümü

Şekilde görüldüğü üzere yükselticinin giriş ve çıkış pinleri ağ analizörüne bağlanır. Entegre üzerinde yükselticinin giriş ve çıkış pinleri bulunur. Güç kaynağı sayesinde yükseltici aktif hale getirilir.



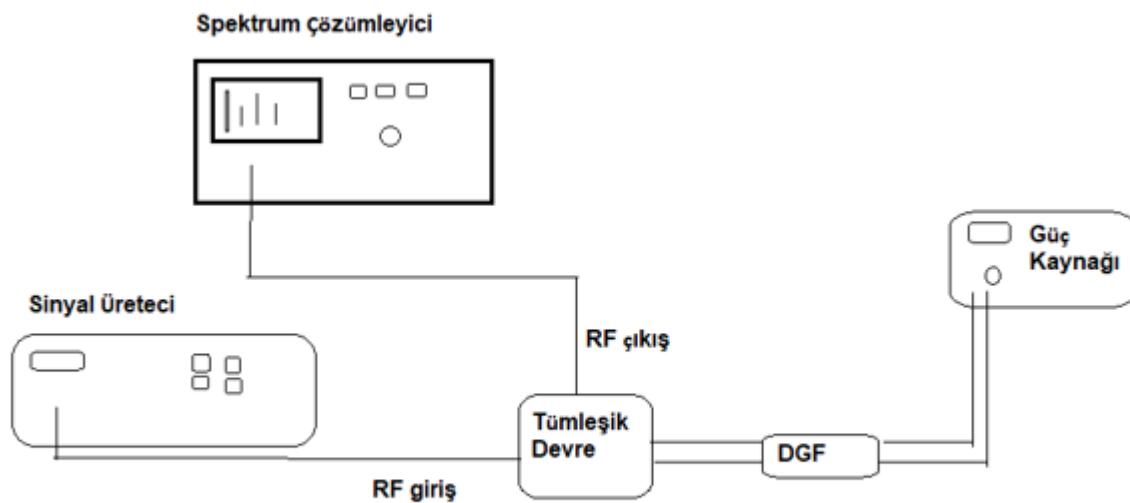
Şekil 2.19 Düşük gürültülü yükselteç kazanç ölçümü

Şekildeki gibi yükselticinin girişine gürültü kaynağı bağlanır bu sayede yükselticinin gürültü seviyesi ölçülür.



Şekil 2.20 Düşük gürültülü yükselteç gürültü ölçümü

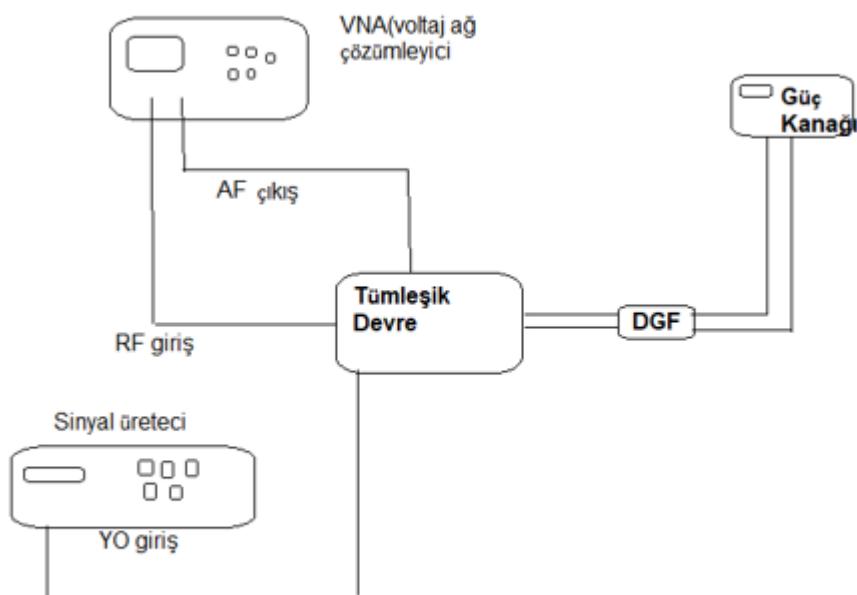
Şekildeki gibi yükselticinin girişine gücü değiştirilebilen sinyal üretici bağlanır ve sinyal gücü düşükten büyüğe doğru kaydırılır. Kazanç değerinin 1 dB düştüğü yerde 1dB bastırma noktası elde edilmiş olur. Bu değerden sonra yükselticinin doğrusal olarak çalışmadığı gözlenir.



**Şekil 2.21** Düşük gürültülü yükselteç P1 dB ölçümü

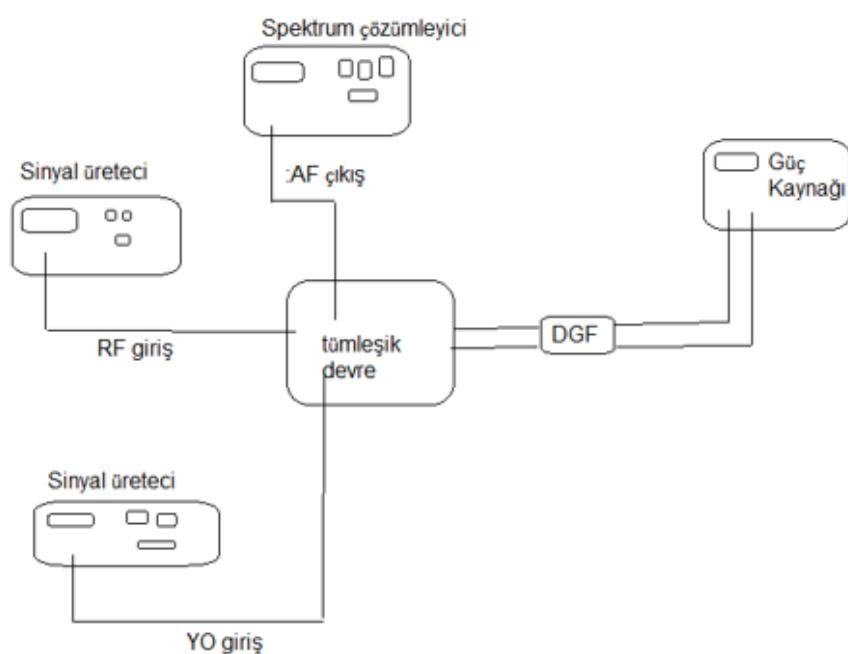
### RF Yükseltici ve Karıştırıcı Ölçümü

Entegre üzerinde yerel osilatör için bir giriş bulunur. Şekildeki gibi yerel osilatör girişine sinyal kaynağı ile sinyal verilir ve ağ analizörü ile RF girişi ve AF çıkışının geri dönüş kayıpları incelenir.



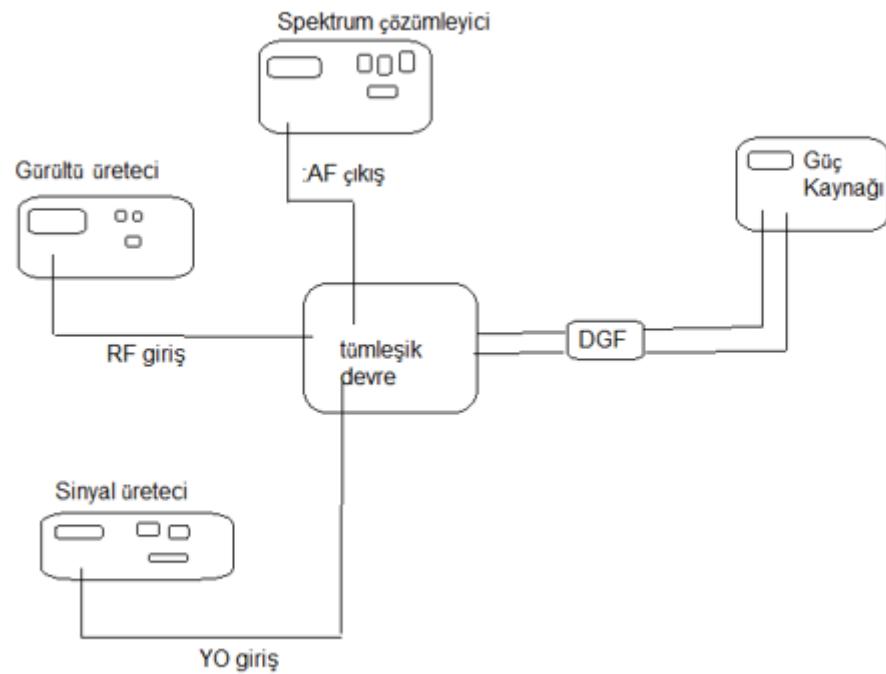
**Şekil 2.22** RF yükselteci ve Karıştırıcı kazanç ölçümü

Şekildeki gibi RF yükselteci ve karıştırıcı bloklarının dönüşüm kazancı elde edilir.



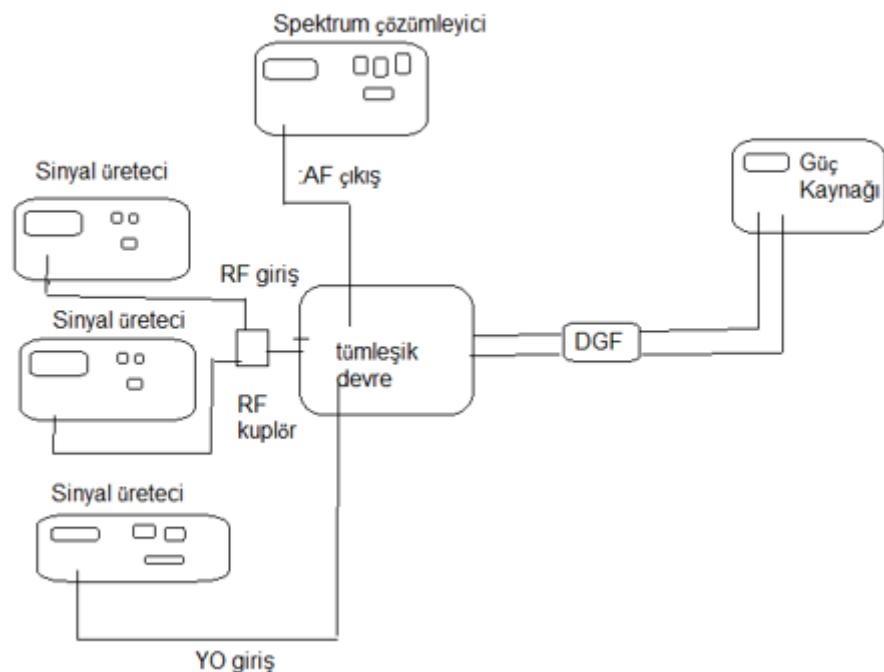
**Şekil 2.23** RF yükselteci ve Karıştırıcı kazanç ölçümü

Şekildeki gibi RF girişine gürültü kaynağı bağlanarak gürültü değeri elde edilir.



**Şekil 2.24** RF yükselteci ve Karıştırıcı gürültü ölçümü

Şekildeki gibi RF girişine iki ayrı sinyal verilerek IIP3 değeri ölçülür.

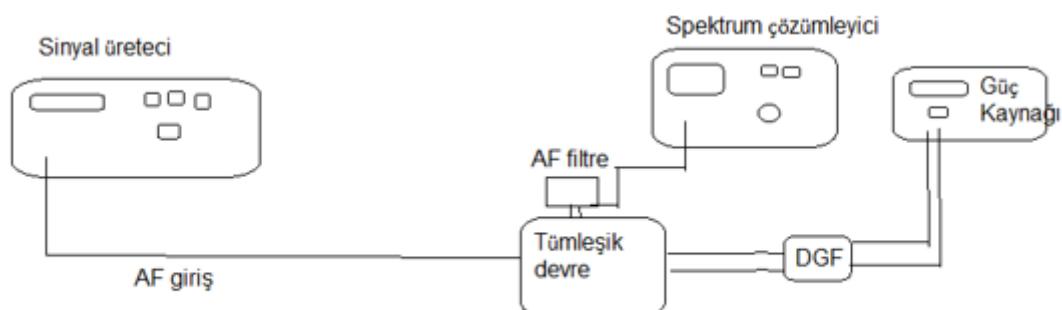


Şekil 2.25 AF yükselteci kazanç ölçümü

Şekildeki gibi AF girişine sinyal kaynağı ile sinyal verilir ve AF ilk katman yükseltecinin kazancı hesaplanır.

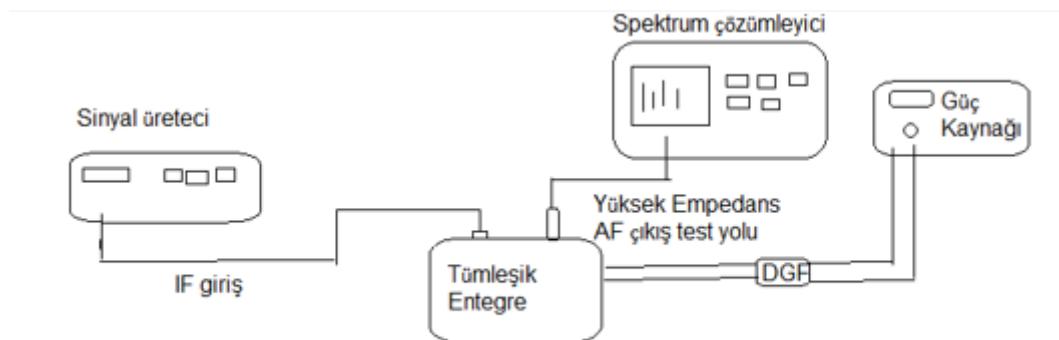
### Ara frekans yükselteci Ölçümü

Şekildeki gibi AF girişine sinyal kaynağı ile sinyal verilir ve AF ilk katman yükseltecinin kazancı hesaplanır.



**Şekil 2.26 AF yükselteci kazanç ölçümü**

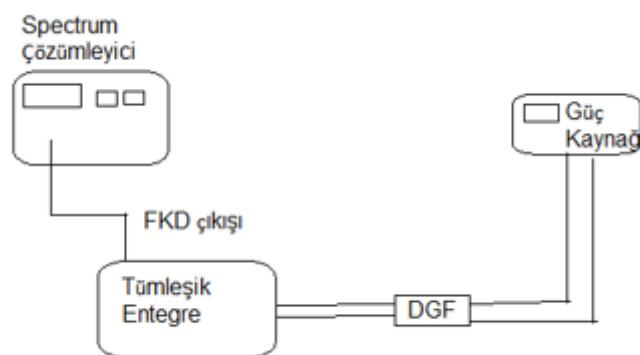
Şekildeki gibi AF girişine giren sinyal kaynağı ile sinyal verilir ve AF ikinci katman yükseltecinin kazancı hesaplanır.



**Şekil 2.27 AF yükselteci kazanç ölçümü**

### Faz Kenetlemeli Döngü Karakteristiği

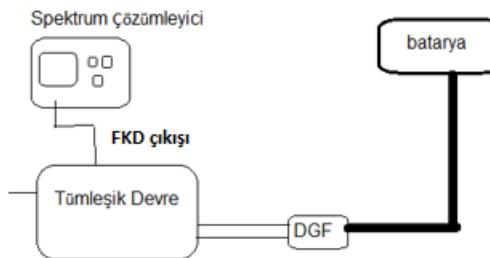
Akim tüketimi, osilasyon frekansı ve çıkış gücü hesabı için şekildeki devre kurulmuştur. Spektrum çözümleyici sayesinde frekans ve güç değerleri ölçülür güç kaynağı ile akım değerleri ölçülür.



**Şekil 2.28 FKD ölçümleri**

Şekilde batarya önünde birbirne dolanmış ve kısaltılmış kablo kullanılmıştır. Fkd besleme sistemi spurious tonları yakalamaya eğilimlidir. Bu tonlar FKD çıkışlarının yan bandlarına geçiş yapar ve ölçülen faz gürültü değerini etkiler. Bu tonları ayırt etmek önemlidir çünkü FKD ile verilmez, eleyip

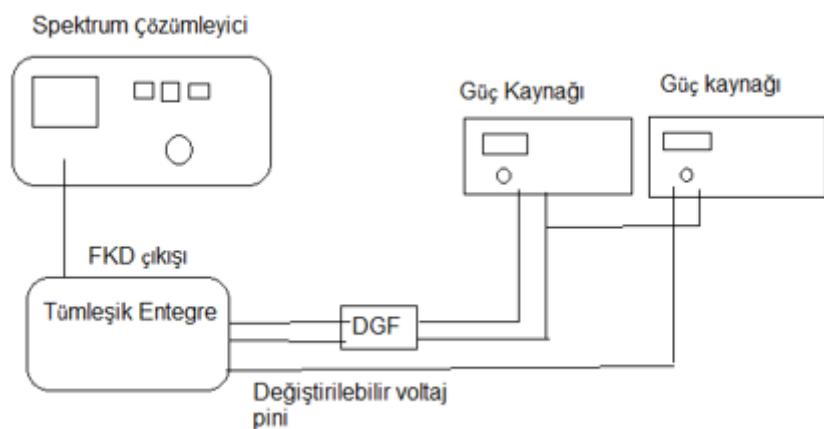
atmak gereklidir. Bu tonelar genellikle ışıklandırma sistemleri, PC, veya diğer elektronik ekipmanlarının yakınında bulunması ile oluşur.



**Şekil 2.29** FKD ölçümleri

### Voltaj kontrollü yerel osilatör ölçümü

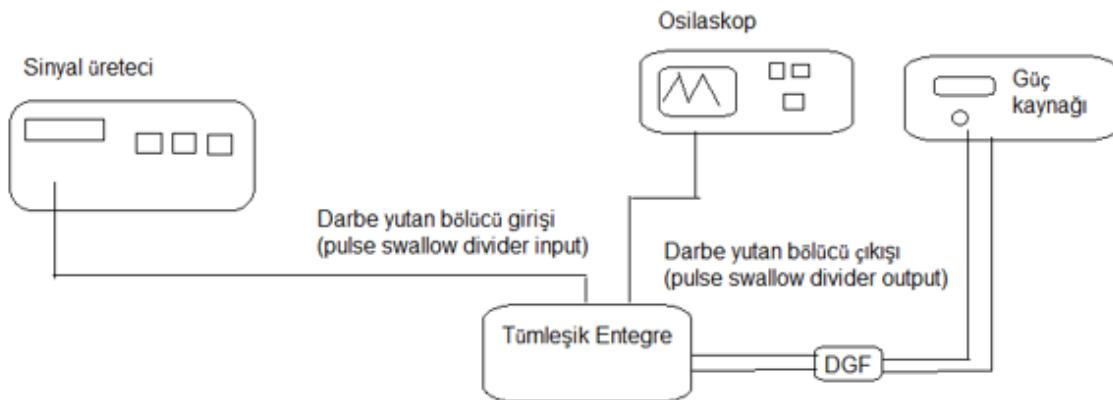
Değişik voltaj değerleri ile yerel osilatörün frekans değerleri spektrum çözümleyici ile ölçülür.



**Şekil 2.30** yerel osilatör ölçümleri

### Darbe yutan bölücü ölçümü

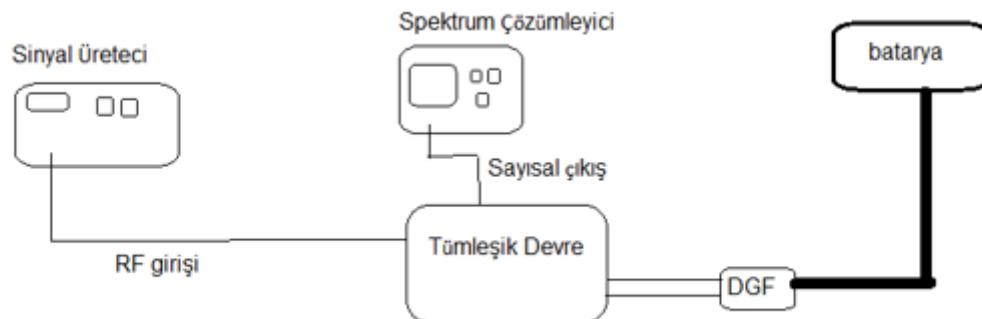
Darbe yutan bölücünün performans ölçümü şekildeki gibi yapılır bölücüye belli frekansta sinyal verilir ve çıkışında osilaskop ile sinyal gözlenir.



Şekil 2.31 Darbe yutan bölücü ölçümü

### RF ön uç devresi karakteristiği

Şekile göre ön uç elektroniğin genel karakteristiği ölçülür. Genel olarak güç tüketimi, kazanç ve gürültü performansı 3.3 Volt dc güç ve 1575.42 MHz RF girişi ile ölçülür.



Şekil 2.32 Ön-uç elektroniği genel karakteristik ölçümü

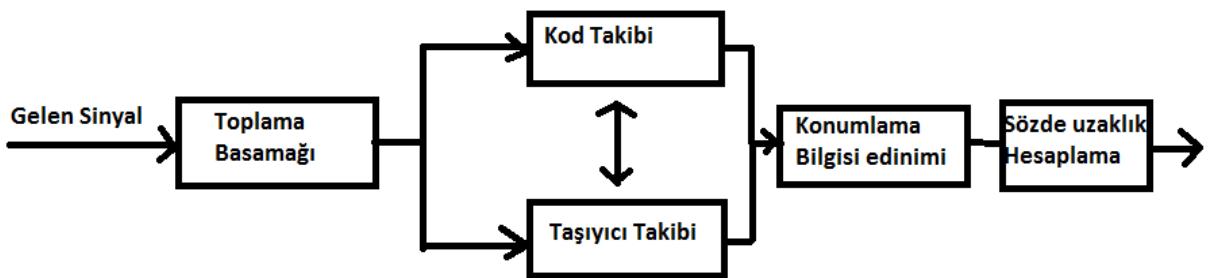
### 2.17 Alıcı Algoritması

Birçok konumlama alıcısı uydu sinyallerini belirlemek için Doppler kayması ve kod fazlarını bilmediği için 2 boyutlu tarama yapar. Almanak bilinse bile en az birkaç saniye sürer. Uyduдан konumlama sistemleri için sinyal işleme kanallı bir yapıya sahiptir. Bir uyduya kanal tahsis etmeden

önce hangi uyduların göründüğünün bilinmesi gereklidir. Uyduların tespiti için iki yol vardır bunlar sıcak başlangıç (warm start), soğuk başlangıç (cold start) yöntemleridir.

Sıcak başlangıçta alıcı almanak bilgisile son konum bilgisini saklar. Almanak bilgisi gerçek zamanda tüm uyduların kaba konumlarını hesaplamak için kullanılır. Bu veriler ile birlikte alıcı pozisyonu bir algoritma ile değerlendrilerek hangi uyduların görünebileceğini hesaplar. Bu yöntemde iki ana problem vardır. Alıcı cihaz kapatıldiktan sonra çok uzak mesafelere hareket ederse uydu tahminleri yanlış çıkar. Diğer ise almanak verileri zaman aşımına uğrayabilir ve doğru uydu bilgileri veremeyez. Bu iki durumda da soğuk başlangıçla konumlama yapılır. Soğuk başlangıçta alıcı eski verilerden yararlanmaz.

Alıcı kanalında ilk önce uydu sinyal parametreleri tahmin edilir. Bu parametreler iki takip bloğu ile tekrardan ele alınır. Sonra konum bilgisi çıkarılır ve sözde mesafe verisi hesaplanır



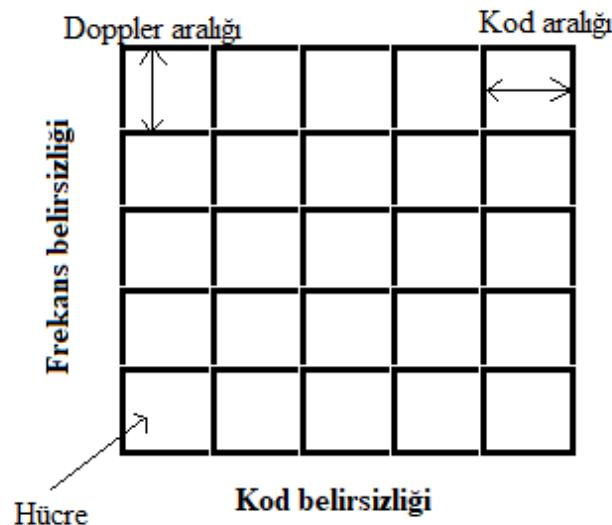
**Şekil 2.33:** Alıcı ünitesi sinyal işleme blokları (Kai B., 2007)

Şekil 2.17'de alıcı ünitesi içerisinde sinyalin işlendiği basamaklar gösterilmiştir. Alıcı ünitesinde ilk önce toplama basamağına gelen sinyaller işlenerek uydu bilgileri çıkarılır. Daha sonra kod ve faz takibi yapılarak navigasyon bilgisi elde edilmek için sonraki basamağa geçilir. Bu basamaklar alt başlıklarda söyle izah edilmiştir(Kai B., 2007).

### 2.17.1 Toplama Basamağı

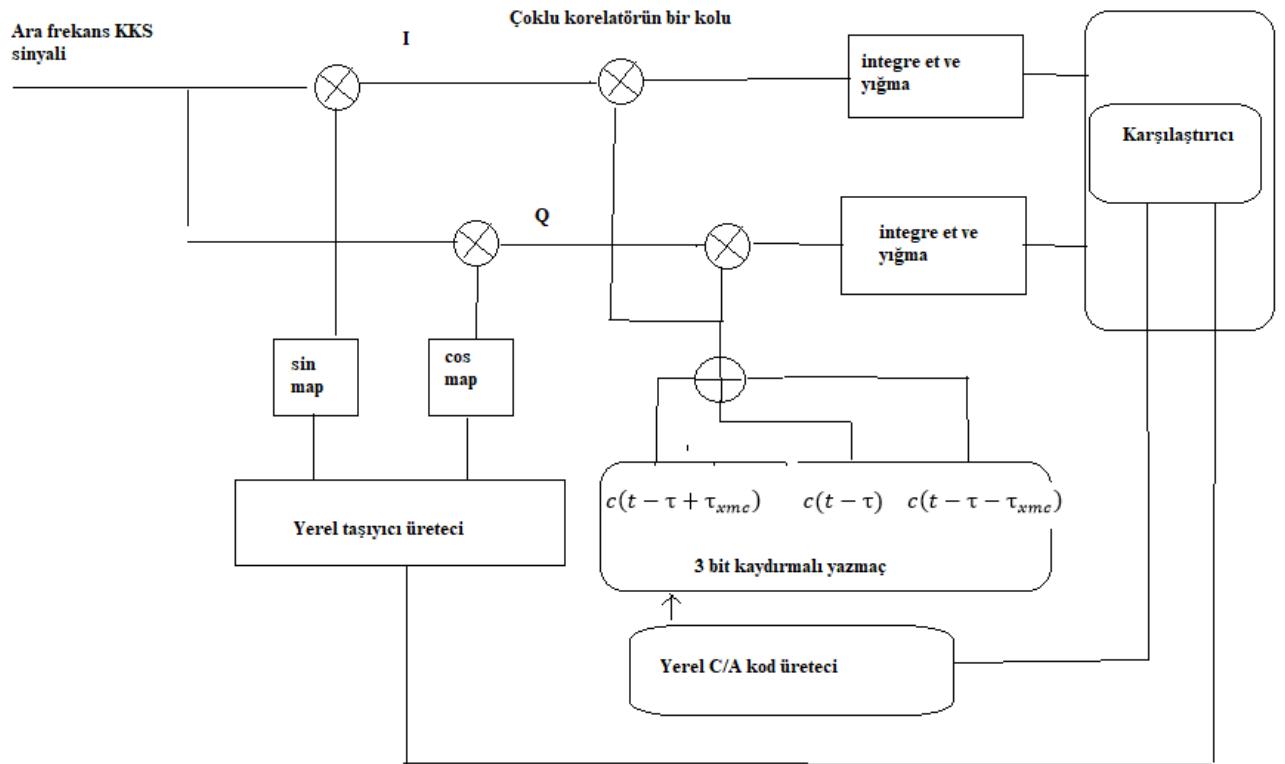
Konumlama alıcıları içerisinde sinyal, sinyal toplama, sinyal takibi ve navigasyon veri çıkarımı bölümlerinden geçerek en son bilgi halini alır. Sinyal toplamanın ana amacı gelen sinyallerin kod fazı ve taşıyıcı frekansını senkronize etmektir. Konumlama sinyallerini belirlemek için kod fazı ve taşıyıcı frekanslarında tarama yapılır. Bu tarama süreleri korelasyon metodlarına göre değişim gösterir. Korelatorler aktif ve pasif olmak üzere ikiye ayrılır, aktif korelatorler çoklu korelatörler, uyumlu filtre ve FFT ile korelatörler gibi çeşitleri vardır. Pasif korelatör doğru kod fazı ve sinyal frekansını bulana kadar tarama tüm kod fazı ve sinyal frekanslarını deneyerek bulmaya çalışır. Çoklu korelatör yerel olarak üretilmiş kodlar ile gelen sinyalleri çoklu kollarla korele eder ve süreyi azaltmaya çalışır.

Uyumlamlı filtre gelen sinyalleri zamanda kaydırarak yerel üretilmiş kodlar ile korele eder matematiksel olarak çoklu korelatör ile aynı özelliktedir. FFT ile korelatör tekniği frekans karakteristiği olarak çoklu korelatör tekniği ile aynıdır. Aktif korelatörler pasif olanlardan daha kısa sürede işlem yapar ama karmaşık yapıdadırlar ve güç tüketimi fazladır(Seo H.S., Park C. Lee S.J., 2001).



**Şekil 2.34:** Kod/Doppler belirsizlik alanı(Seo H.S., Park C. Lee S.J., 2001).

Her bir kod aralığı kaba edinim kodunun 0.5 katı kadardır.  $T$  ön algılama entegrasyonu olmak üzere Doppler aralığı  $2/(3T)$  kadardır. Tüm Doppler frekansları algılaması için ön algılama entegrasyonu 21 mili saniyeden fazla olmalıdır. Cip aralığı için 1 mili saniye seçilebilir (Seo H.S., Park C. Lee S.J., 2001).



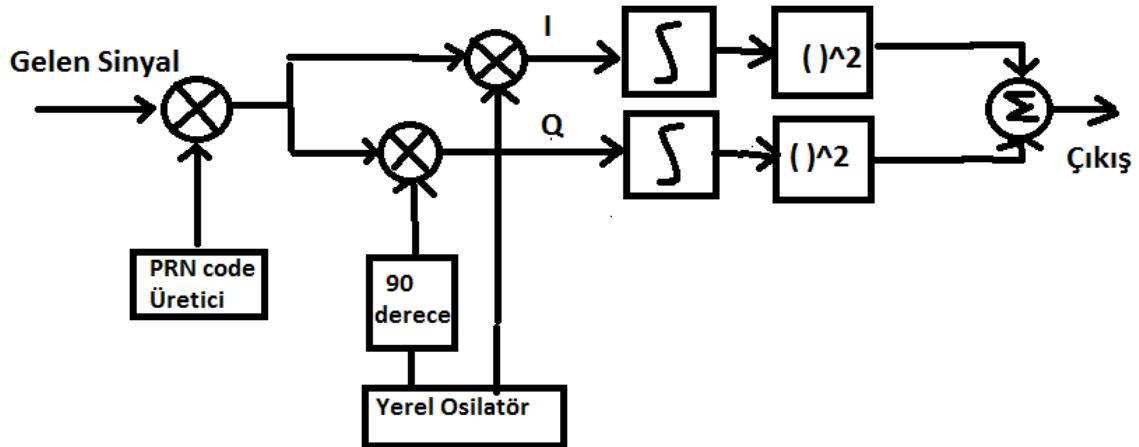
Şekil 2.35:: Genişletilmiş çoklu korelatörün bir kolu(Xiaowen S., Qing H., Shufang Z., Jingbo Z. And Yi J., 2010)

Yayılmış kaba edinim kodu

$$C' = C(t - \tau) + C(t - \tau - D) + C(t - \tau + D) \quad (2.67)$$

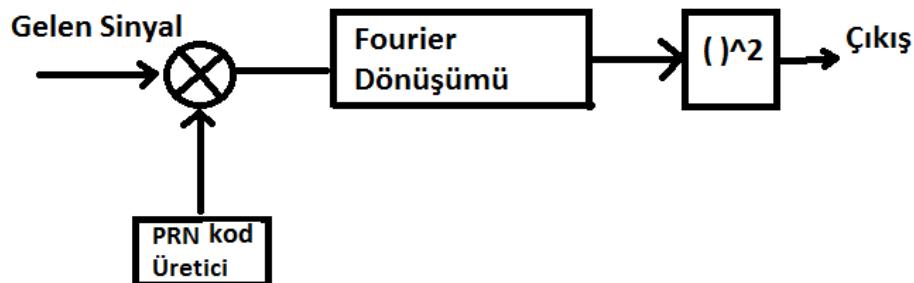
Seo H.S., Park C. Lee S.J., 2001	Kare D algoritması	Gelen sinyali zamanda kaydırıp kendisi ile çarparak kaba edinim kodu elimine ediyor ama frekansı iki katına çıkartıp doppler aralığını düşürerek işlem sayısını azaltır.
----------------------------------	--------------------	--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Bölmeli Kod Çoklu Erişim yönteminde sinyaller sıkılıkla seri aramalı toplama yöntemi kullanır. Konumlama sistemi bu erişim yöntemini kullanır.



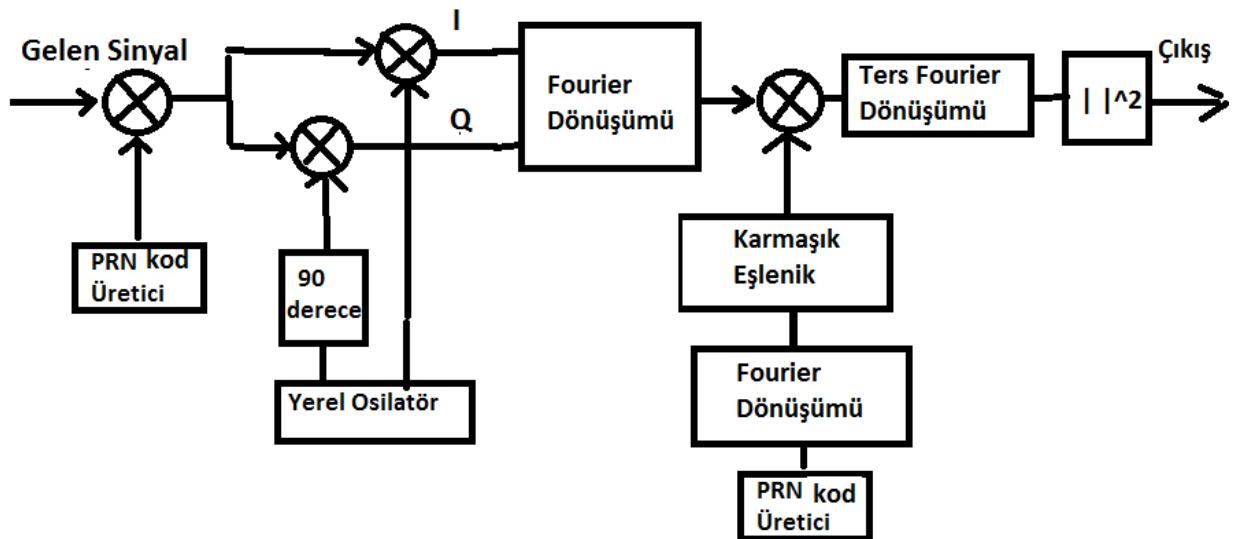
Şekil 2.36: Seri aramalı toplama blokları (Kai B., 2007)

Seri aramalı algoritmada sinyal önce yapay olarak üretilmiş PRN kodu ile çarpılır ve böylece taşıyıcı sinyal elde edilmiş olur. Daha sonra osilatör vasıtasyıyla temel veriler elde edilir daha sonra ise sinyal verileri toplanır çıkan sonucun büyüklüğüne göre sağlamlı uydu sinyali olup olmadığı anlaşılır.



Şekil 2.37: Paralel frekans arama toplama bloğu (Kai B., 2007)

Seri aramalı algoritma paralel frekans arama algoritmasına göre daha zaman alıcı bir algoritmadır. Seri olarak muhtemel tüm frekans ve kod fazı değerlerini paralel olarak aynı anda yaptığı için daha kısa sürede işlemini tamamlar.



Şekil 2.38: Alıcı ünitesi sinyal işleme blokları (Kai B.)

Paralel frekans arama algoritmasında kod fazları için deneme sayısı frekans için olandan daha fazladır. Kod fazı deneme sayısı 1023, frekans deneme sayısı 41 dir. Paralel kod faz aramalı algoritma da faz denemeleri paralel olarak yapıldığı için frekans denemesi kadar deneme ile algoritma sonlanır(Kai B.,2007).

Çizelge 5 metodların soğuk başlangıç modunda sinyal toplama performanslarını gösterir. Herbir korelatör 12 kolludur ve 8 uydunun bulunduğu durumlarda ölçüm alınmıştır. Seri aramalı korelatör 3 kollu, çok kollu ve genişletilmiş çoklu korelatörler 20 kolludur. Çizelgeye göre kare D algoritması ile genişletilmiş çoklu korelatör en iyi performansı gösterir.

Çizelge 5: Sinyal toplama performansı (Seo H.S., Park C. Lee S.J., 2001).

	TTFF(sn) min/max
Seri aramalı korelatör	30/120
Çoklu korelatör	30/44
XMC	30/42
Seri aramalı korelatör kare D aramalı metod	33/49
XMC kare D aramalı metod ile	33/35

**Çizelge 2.9:** Toplama algoritmalarının işlem süresi ve karmaşıklık tablosu

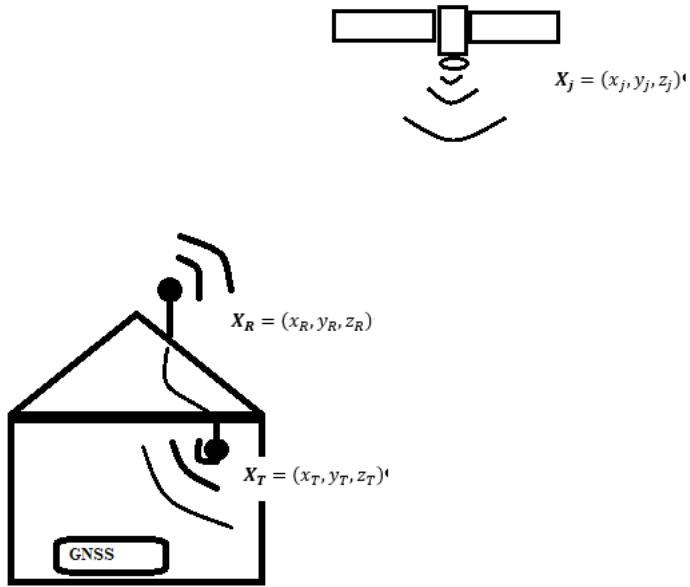
Algoritma	İşlem süresi	Tekrarlama	Karmaşıklık
Seri aramalı	87	41943	Düşük
Paralel frekans arama	10	1023	Orta
Paralel kod faz arama	1	41	Yüksek

Çizelge 2.9 farklı toplama algoritmalarının işlem kalabaklığını ve süresini gösterir. Buna göre paralel kod faz arama algoritması en hızlı algoritmadır.

## 2.18 Karıştırma, Kandırma ve Geciktirme

Küresel Konumlama Sisteminde uydulardan 21000 km uzaklıktan sinyaller -130 dBm civarında alındığı için sinyallerin yansımı ve kırılmalarla veya kasıtlı bir şekilde bozulması kolaydır. Kasıtlı olarak bozulma temelde 2 şekilde yapılabilir. Veri sinyal frekansına yakın frekanslarda sinyal üretip sisteme girmesi sağlanır ve doğru konum bilgisi bastırılmış olur ya da yapay olarak navigasyon sinyalleri oluşturulup alıcının farklı konumlama sinyalleri alması sağlanarak bu işlemler yapılabilir.

Karıştırma için diğer bir yöntem ise uydu sinyallerinin durdurulup yeniden iletilmesi ile olur. Bu sayede konumlama sinyalleri geciktirilerek alıcının gerçek konum bilgisi alması engellenir(şekil 2.21).



**Şekil 2.39:** Gecikme senaryosu

Aliciya ulaşan sinyal matematiksel olarak denklem 2.54 gibi gösterilebilir .

$$S_{R_i}(t, r_i, \alpha_i, \alpha) = \sqrt{2P_{R_i}(r_i, \alpha_i, \alpha)} d_i(t - \tau_i(r_i, \alpha_i, \alpha)) c_{1,i}(t - \tau_i(r_i, \alpha_i, \alpha)) c_{2,i}(t - \tau_i(r_i, \alpha_i, \alpha)) \text{sc}(t - \tau_i(r_i, \alpha_i, \alpha)) \cos(2\pi f_L t + \Phi_i(t, r_i, \alpha_i, \alpha)) \quad (2.68)$$

$P_R$  :i'nci alınan sinyal gücü  $d_i$  : i'nci alınan navigasyon mesajı  $\tau_i$ : i'nci sinyal için alıcı ve verici arasındaki zaman farkı,  $c_i$  i'nci alınan sinyalin kaba edinim kodu  $c_{2,i}$  i'nci alınan sinyalin ikinci kaba edinim kodu sc: alt taşıyıcı  $f_L$ : taşıyıcı frekansı  $\Phi_i$  i'nci sinyalin fazıdır(Maxandre C., Alexandre C., Axel J., Jérémie V., Christophe M., et al.,2020).

Yazılım Tanımlı Radyo'nun ortaya çıkışından bu yana, KKS simülatörü uygulamaları halkın kullanımına sunuldu. Bu, KKS bozgunculuğunu çok daha erişilebilir hale getirdi, yani sınırlı bir maliyetle ve bir miktar teknik bilgiyle gerçekleştirilebilir.

UKKS bozgunculuğunu önlemenin çeşitli yolları vardır. Bazı donanım ve bazı yazılım tabanlı sistemler zaten mevcuttur. UKKS ekipmanının, donanımda değişiklik gerektirmeyen ve her sistemin değişen KKS alıcılarına ve mimarisine karşı agnostik olan sızdırma saldırılara karşı direncini artırmaya yönelik basitleştirilmiş bir yaklaşım, sızdırma önleme yazılımı kullanmaktadır. UKKS verilerinin işlendiği bir sistemin herhangi bir bölümüne bir anti-virus çözümüne benzer bir anti-spoofing yazılımı eklenebilir. Böyle kusursuz bir sahteciliğe karşı koruma teknolojisi, yanlış UKKS sinyallerini algılayabilir ve bir sistemin daha sonraki işlemler için fabrikasyon girdiyi kullanmasını uyarabilir veya durdurabilir.

## 2.19 Geliş Yönü Algoritmaları

Spektral analiz hüzme içeriğinin güç yoğunluk dağılımı gibi problemleri sınırlı ölçümlerde alınan sınırlı zaman serilerini parametrik ve parametrik olmayan tekniklerle çözmeye çalışır. Bu çalışma yüzyıl önce Schuster'in zaman serilerinde devinim tespiti ile başlar.

Sinyal kestirim yöntemleri parametrik, parametrik olmayan ve hibrit olmak üzere üç farklı kategoride sınıflandırılabilir. Parametrik olmayan yöntemlerde, Fourier ve dalgacık dönüşümleri gibi dönüşüm teknikleri kullanılarak sinyalin özelliklerinin çıkarılması amaçlanmaktadır. Bu dönüştürme yöntemleri, frekans alanı analizi ve zaman frekans alanı analizi olmak üzere iki alt kategoriye ayrılabilir. Parametrik yöntemlerde sinüzoidal ve stokastik modeller kullanılarak sinyallerin özellikleri tahmin edilmeye çalışılır. Sinüzoidal modellerde, sinyaller, çoklu sinyal sınıflandırma (MUSIC) algoritması gibi sinüzodial fonksiyonlar veek gürültü ile ifade edilir. Daha sonra algoritma adımlarına bağlı olarak sinyal parametreleri hesaplanır. Prony yöntemi veya otomatik regresif hareketli ortalama (ARMA) gibi stokastik modellerde, sinyaller yalnızca sinüzoidal ifade olarak değil, aynı zamanda sökütleme oranının veya önceki değerlerin ve istatiksel özelliklerin çarpımı olarak kabul edilir. Daha ssonra sinyal parametreleri elde edilri. Hibrit modellerde her iki yöntemin avantajı ve dezavantajı üzerinde durulmaktadır ve her ikisinin de kullanıldığı tekniklerin eksikleri giderilmeye çalışılmaktadır (N. A. Yalçın And F. Vatansever, 2022).

Gelen sinyalin açısını bulma problemi sinyalin frekans spektrumunu tahmin etmeye benzer. Açı analizi için iki ana metot vardır, bunlar parametrik metot ve spektrum tabanlı metot. Spektrum tabanlı metotta sinyalin spektrumu parametrik olarak çizilir. Elde edilen eğrde maksimum noktalar sinyallerin geliş açlarını gösterir. Spektrum tabanlı metot; hüzme ayarlamalı metot ve alt uzay tabanlı metot olarak ikiye ayrılır. Hüzme ayarlamalı metotta elemanlara farklı ağırlıkta besleme verilerek ışma açısının döndürülmesi sağlanır. Spektrum tabanlı olanlar geleneksel ve Capon metodu olarak ikiye ayrılır. Bu algoritmalar ile birlikte alt uzay tabanlı algoritmalar aşağıdaki başlıklarda toplanmıştır.

**Çizelge 2.10:** Geliş yönü hesaplama için hüzme oluşturma algoritmaları kıyaslaması(Krishnaveni, V. & Kesavamurthy, T. & B, Aparna., 2013).

Teknik	Avantaj	Dezavantaj
Çapraz yükleme hüzme oluşturma	Sonlu örnek hatalara karşı dayanıklı	Performansı direk etkileyen güvenilir bir yol yok
Öz uzay tabanlı (Eigen space based)	Herhangi bir yönelim vektörü hatalarına karşı dayanıklı	Düşük rank girişim sinyal değeri zarar görmüşse ya da alt uzay boyutları tam

		olarak bilinmiyorsa algoritmada hata oranı artar
LCMV	Gelişmiş sağlamlık	Çıkış SINR değerinde düşüş
MVDR	Alaklı yönlerde hatasız performans gösterir	Birbirine yakın iki düzlemsel dalganın aralarındaki açıyı bulması zordur
Root MVDR	Daha iyi performans	Düşük eşik değeri
Çoklu sinyal sınıflaması (Multiple signal classification-MUSIC)	Sinyaller arasında yüksek seviyede diklik oranı, yüksek çözünürlüklü ve doğruluk oranı yüksek	Sadece sözde spektrumu verir.
Root music	Düşük işlem zamanı, yüksek çözünürlük	Doğrusal antenler ile limitlidir ve eş aralıklıdır.
Unitary music	Düşük karmaşıklılık	Root music den daha iyi vermiyor.
Döngüsel değişmezlik tekniği ile sinyal parametreleri tahmini (Estimation of signal parameters of rotational invariant techniques-ESPRIT)	Sözde spektrumda maksimum aramaya gerek yok. Gürültüye düşük hassasiyetli.	Hata eğilimi yüksek
Compressive Sensing based beamforming	Düşük ölçüm miktarı, yüksek çözünürlük	

### 2.19.1 Minimum Tanımlama Uzunluğu (Minimum description Length) Algoritması

İlk olarak uyumsuz sinyal grupları yani frekans sayıları ( $K$ ), minimum tanımlama uzunluğu algoritması ile bulunur. Beyaz Gaussian gürültünün olduğu yerde (Wax et al. 1985) MDL algoritması  $X(k)$ 'nın kovaryans matrisini kullanır ve bu matrisin öz değerleri ile minimize etme işlemi yapar. MDL kriteri 2 basamak ile açıklanabilir.

Kovaryans matrisi

$$R = E[X(t) X^H(t)] \quad (2.69)$$

Grup numaraları  $k \in \{0, 1, 2, \dots, M\}$  olarak belirlenir ve MDL minimize eder.

$$MDL = -(M-k) N_s \log\left(\frac{\prod_{i=k+1}^M \lambda_i^{\frac{1}{M-k}}}{\frac{1}{M-k} \prod_{i=k+1}^M \lambda_i}\right) + \frac{1}{2} (2M - k) \log(N_s) \quad (2.70)$$

$\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3 > \lambda_4 \dots \dots > \lambda_M$  kovaryans matrisin özdeğerleri olmak üzere.

### 2.19.2 Geleneksel Metod

Bu metod ayrıca Barlett Metodu olarak da bilinir. Alınan sinyal gücü

$$P_{RF}(\theta) = \frac{a^H(\theta) R a(\theta)}{a^H(\theta) a(\theta)} \quad (2.71)$$

$\theta$  gelen sinyal açısını vermektedir,  $a(\theta)$  ise yönlendirme açısını temsil etmektedir,  $R$  korelasyon matrisi,  $P_{RF}(\theta)$  uzamsal güç hüzmesi ve  $H$  da Hermitian devrikliğini temsil eder. Bu denkleme göre theta açısını kaydırarak elde edilen değerlerin maksimumuna denk gelen açı sinyalin geliş açısına denktir. Burada yönlendirme vektörü anten dizisinin yönlendirme vektördür. Bu algoritmanın dezavantajları; sinyal seviyeleri ne kadar yüksek olursa olsun aralarındaki açılar yakınsa açıları tespit edemez. Eğer sinyal kaynakları korele ise bu algoritma yetersiz kalır.

### 2.19.3 Capon Metodu

Eğer sinyaller arası açılar yakınsa bu metodu kullanmak avantajlıdır. Bu metot en yaygın kullanılan metottur. Anten dizisi çıkışları şu ağırlık değerleri ile çarpılır(Capon,1969).

$$w_k = \exp(-jwx_k) \quad k=1,2,3, \dots, N \quad (2.72)$$

Bu denklemde  $w=2\pi\sin(\theta)$   $\theta$  antenin görüş açısını  $x_k=d/\lambda(k-(N+1)/2)$  x ekseni üzerinde anten konumudur.  $\theta$  açısı belli açılar arası kaydırılarak işlem sonucuna bakılır.  $\theta$  açısı gelen sinyalin açısına denk gelirse gelen sinyal ile birbirlerinin fazlarını eleyerek tutarlı bir şekilde toplanır. Böylece gelen sinyal yükseltilirken istenmeyen gürültü gibi sinyaller yükseltilmemiş olur. Eğer ağırlık değerleri açıya göre değişiyorsa dizinin çıkış gücü denklem 2.40'da verilen şekilde hesaplanır.

$$P(\theta) = E((w^T(\theta)x)^2) = w^H(\theta) R w(\theta) \quad (2.73)$$

Burada R korelasyon matrisi w ağırlık çarpanıdır. Çıkış gücünü ve problemi çözdüğümüzde aşağıda verilen eşitlikleri elde ederiz.

$$(a(\theta)^T w = 1) \quad (2.74)$$

$$\mu = ((a^T(\theta)R(\theta)^{-1}a^*(\theta))^{-1}) \quad (2.75)$$

$$P(\theta) = \frac{1}{((a^T(\theta)R(\theta)^{-1}a^*(\theta))^{-1})} \quad (2.76)$$

#### **2.19.4 Alt Uzay Tabanlı Metotlar**

Bu metot genellikle öz değer ve öz vektör gibi parametreleri kullanarak çözüm üretmeye çalışır. MUSIC algoritması yön bulma algoritmaları içerisinde ilkidir ve verilen algoritmalar arasında doğru açı belirleme konusunda en iyisi olarak bilinir (Schmidt, 1977). Bu metot gelen sinyalin korelasyon matrisini iki alt gruba böler. Birincisi sinyal grubu ikincisi ise gürültü grubudur. Bu gruplar öz değerleri analiz ederek oluşturulur. Korelasyon matrisini öz değerler ve öz vektörler olarak ayırip, küçük ve birbirine çok yakın olan öz değerlerin öz vektörleri gürültü grubunu oluşturur. Bu algoritma beklenen sinyalin tüm sinyal grubunun küçük alt kümesinde olaraq alır.

Sinyal işlemede geliş yönü elektromanyetik bir sinyalin belli bir noktaya ulaşırken belli referansa göre yaptığı açıdır. Açıının bulunması için genellikle sensör dizisi kullanılır. Radyo teleskopları uzaya bakacakları açıyı belirlemek için kullanılır ve son zamanlarda kablosuz haberleşmede kullanılmaya başlanmıştır. Mekânsal çeşitlilik yöntemlerine göre kıyaslandığında karmaşıklık açısından hüzme oluşturma tercih edilir. Fakat hüzme oluşturma yönteminde veri hızı düşüktür.

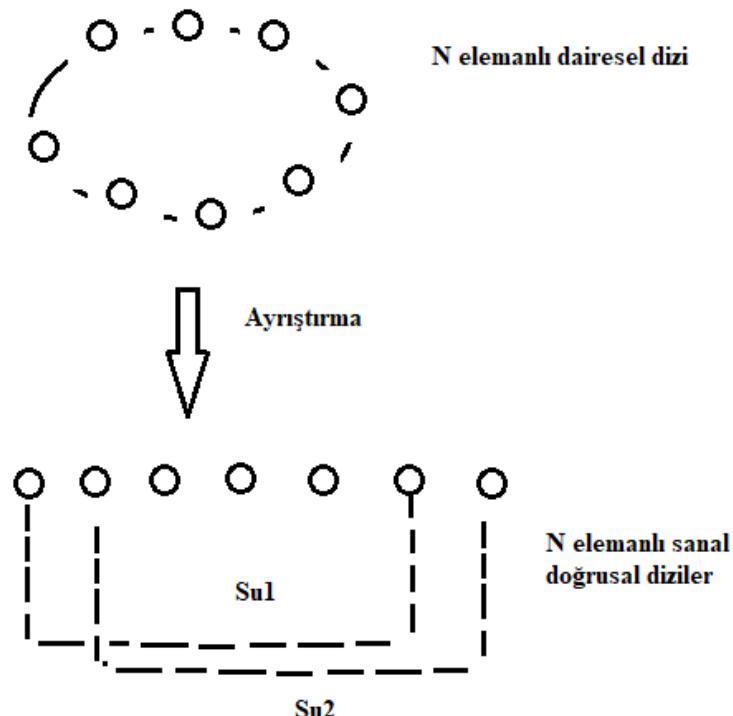
Geliş yönü algoritmasında doğruluğun kriterlerini kullanılan sayısal ve analog dönüştürücülerin sapmaları belirler. Aşağıda iki alt başlıkta sinyali gruplara ayıran ve döngüsel değişmezlik özelliğini kullanan ve tezde kullanılan algoritmalar açıklanmıştır.

##### **2.19.4.1 Döngüsel değişmezlik teknigi ile sinyal parametresi belirleme (Estimation of Signal Parameters via invariant technique)**

Döngüsel değişmezlik yönteminde, dizi alt gruplara ayrılır ve grupların oluşturduğu sinyal matrisleri arasındaki bağıntıdan gelen sinyallerin yönleri bulunur. N elemanlı bir dizi düşünelim bu dizinin 1. elemanından sondan bir önceki elemanına kadar olan veri matrisi ile 2. elemanından son elemanına kadar olan veri matrisi arasında döngüsel değişmezlik denilen bir bağıntı vardır. Çünkü burada alınan sinyaller faz kaydırılarak tekrar elde edilmiş oluyor.

Alınan sinyallerin matrisinden korelasyon matrisi elde edilir. Bu korelasyon matrisi tekil değer ayrıştırması (singular value decomposition) yöntemi ile ayrıstırılır ve elde edilen matrisin birinci ve sondan bir önceki satırından oluşan matris ile ikinci ve sondaki satırından oluşan matris arasında bağıntıyı veren matris gelen sinyallerin yönleri hakkında bilgi verir.

Dairesel dizilmiş anten dizilerinde döngüsel değişmezlik kuralı geçerli değildir. Doğrusal dizilmiş anten dizilerinde bu algoritma geçerlidir. Bu nedenle diresel dizilmiş anten dizilerinde sanal olarak doğrusal dizilmiş anten dizileri alt gruplara ayrıştırılır.



Şekil 2.22: dairesel diziden doğrusal diziye çeviri

Dairesel dizilmiş anten dizilerinde ESPRIT algoritması kullanılması için uzaysal düzleştirme (spatial smoothing) yöntemi en iyi yöntemlerden biridir. UCA-ESPRIT algoritması ESPRIT algoritmasından farklıdır. ESPRIT algoritmasında döngüsel değişmezlik kuralı uygulanırken UCA Esprit faz beslemelerden ve özyinelemeli Bessel fonksiyonlarından yararlanır. (Kareem A., 2005)

$$F = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{vmatrix} 1 & w^{-h} & w^{-2h} & \dots & w^{-(M-1)h} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ 1 & w^{-1} & w^{-2} & \ddots & w^{-(M-1)} \\ 1 & 1 & 1 & \ddots & 1 \\ 1 & w^1 & w^2 & \ddots & w^{(M-1)} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ 1 & w^h & w^{2h} & \ddots & w^{(M-1)h} \end{vmatrix} \quad (2.77)$$

$$w = e^{j2\pi/(M)} \quad (2.78)$$

$$J = \text{diag} \left( \frac{1}{J_m(kr) j^m \sqrt{M}} \right) \quad m = -h, \dots, 0, \dots, h \quad (2.79)$$

$J_m(kr)$  m dereceden 1. Bessel fonksiyonlarıdır.

$$\mathbf{T} = \mathbf{J} \mathbf{F} \quad (2.80)$$

Denklem 2.66'da dönüşüm matrisi elde edilmiş olur.

$\mathbf{X} = \mathbf{T} \mathbf{X}$ ,  $\mathbf{N} = \mathbf{T} \mathbf{N}$ ,  $\mathbf{A} = \mathbf{T} \mathbf{A}$ ,  $\mathbf{a}(\Phi) = \mathbf{T} \mathbf{a}(\Phi)$  dönüşümleriyle dairesel dizi sanal doğrusal dizi verilerine dönüşmüştür.

Düzgün dairesel anten dizisi için dizi çarpanı

$$\mathbf{AF}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N (w_n e^{j k a \cos \varphi_n}) \quad (2.81)$$

$$\cos \varphi_n = \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) \quad k = 2\pi/\lambda, w_n, \varphi_n, \theta_n \quad (2.82)$$

n'inci elemanın, besleme ve açısal konumudur.

$$\mathbf{a}(\omega)_k = [1 \ e^{-j\omega_k} \ e^{-2j\omega_k} \ e^{-3j\omega_k} \ e^{-4j\omega_k} \ e^{-5j\omega_k} \ \dots \ \dots \ e^{-j(m-1)\omega_k}]^T \quad (2.83)$$

$\omega_k$  k'inci sinyalin radyal frekansı olmak üzere K tane sinüs sinyalinin Vandermonde matrisi .

$$\mathbf{A} = [a(\omega)_1 \ a(\omega)_2 \ a(\omega)_3 \ a(\omega)_4 \ \dots \ a(\omega)_K] \quad (2.84)$$

olmak üzere bu matrisi iki matrise aşağıdaki gibi ayıralım

$$\mathbf{A}_2 = [\mathbf{1}_{m-1} \ 0] \ \mathbf{A} \quad (2.85)$$

$$A_1 = [0 \ 1_{m-1}] A \quad (2.86)$$

Bu iki matris aşağıdaki gibi bir bağıntıyla eşleşebilir.

$$A_2 = A_1 H \quad (2.87)$$

Burada  $H$  matrisi  $A_1$  matrisini döngüsel olarak hareket ettirerek  $A_2$  matrisine çevirir.

$$\text{diag}(H) = [1 \ e^{-j\omega_1} \ \dots \ e^{-j\omega_k}] \quad (2.88)$$

ESPRIT algoritması alınan verinin kovaryans matrisinde bu döngüsel bağıntı kullanılarak oluşturulmuş olur.

Algoritmanın uygulama basamakları

1. Antenlerden alınan verilerden korelasyon matrisi elde edilir. Anten dizisinden iki alt dizi belirlenir. Ve bu alt dizilerden alınan sinyallerden  $R_{zz}$ ,  $R_{yy}$  gibi korelasyon matrisleri elde edilir.
2. Bu matrislerden tekil değer ayrışması yöntemi ile öz değerler ve öz vektörler elde edilir.

$\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_N)$      $V = (q_1, q_2, q_3, \dots, q_N)$  özdeğer ve özvektörler olmak üzere.

3. En büyük özdeğerlere denk gelen  $M$  elemanlı özvektörler matrisi elde edilir  $U_z, U_y$ .

4.  $C = \begin{bmatrix} U_y^H \\ U_z^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_y^H & U_z^H \end{bmatrix}$        $2M \times 2M$  boyutlu  $C$  matrisi elde edilir. Ve  $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_{2M})$   
 $V = (q_1, q_2, q_3, \dots, q_{2M})$

5.  $V$  matrisini  $M \times M$  elemanlı 4 matrise ayırıp  $V = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{bmatrix}$  matrisi elde edilir.

6.  $V_{11} V_{22}^{-1}$  matrisinin özdeğerleri hesaplanır.

7.  $\theta_m = \sin^{-1}(\text{Arg}(\lambda_m)/2\pi\Delta_0)$     $m=1,2,3,4,\dots,M$ ..... ve açılar elde edilmiş oldu.

#### 2.19.4.2 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Algoritması (MUSIC algorithm)

MUSIC algoritmasının parametre tahmininde özel bir rolü vardır. Bu algoritma sinyal kestirim problemine tekil değerler açılımı (SVD) yöntemi ile yaklaşmaktadır. Basit bir şekilde, gürültü ve sinyal değerlerinin ortagonallik ilişkisinde dayanan sözde spektrumu hesaplayarak sinyalin frekansını ortaya koymaktadır. Bu yöntemde, analiz edilen sinyalin frekans bileşen boyutunun önceden bilinmesi gerekmektedir (Schmidt R., 1986)

Alınmış olan veriler bilgi sinyallerini ve gürültüyü içerir. ÇSSA (MUSIC) algoritması ile bu iki bileşen ayrıştırılır. Alınmış olan veri matrisinin korelasyon matrisi elde edilir. Elde edilen bu matrisin özdeğerlerinde küçük olanlar gürültüyü temsil eder. Bu özdeğerlere karşılık gelen özvektörler anten yönelim vektörü ile nokta çarpımı yapılır ve hangi açılarda küçükse o açılarda sinyal geldiği anlaşılır. Burada gürültü sinyallerinin gelen veri sinyallerine dik olması göz önüne alınmıştır. Bu nedenle iç çarpımın özdeğerlerinin büyük olduğu değerler gürültü vektörlerine dik olduğu açılar olarak tanımlanır ve gelen sinyallerin yönleri bulunur.  $w$  frekanslı  $p$  tane üstel fonksiyondan oluşan  $x$  matrisi alınan sinyalleri temsil etmektedir.

$$\mathbf{x} = \mathbf{As} + \mathbf{n} \quad (2.89)$$

Algoritmanın uygulanmasındaki basamaklar

1: Antenlerde elde edilen sinyaller matris haline getirilir ve kovaryans matris bulunur.

$$R_{xx} = 1/K \sum_{k=1}^K (x(t_k) * x(t_k)^H) \quad (2.90)$$

$K$  alınan veri sayısı olmak üzere.

2. Kovaryans matrisinden özdeğer ayrıştırması yapılır. Özdeğerler büyükük sıralamasına göre sıralanır.

3. Kaynak sayısı  $M$  olmak üzere ve  $N$  tane özdeğer içerisinde  $N-M$  tane en küçük olan özdeğerler ve buna karşılık gelen öz vektörler bulunur.

4. MUSIC algoritması aşağıdaki denkleme göre sonlanır ve bu denklemde açıya bağlı olan grafikte maksimum noktalar gelen sinyallerin açlarını göstermektedir.

$$P_{MUSIC}(\theta) = 1/(a^H(\theta)V_n V_n^H a(\theta)) \quad (2.91)$$

$a(\theta)$ ) yönelim vektördür.

Çizelge 2.11: Modifiye edilmiş algoritmalar Sonuçları

Makale	Yöntem
<b>Zhou L., Huang D., Duan H. and Chen Y., 2011</b>	Kovaryans matrisinin iki en büyük öz vektörü ile elemanları yer değiştirerek iki matris oluşturulur. Ve bu iki matris ESPRIT algoritmasında kullanılan iki alt matris olarak kullanılır ve işlem devam eder.
<b>Vikas B. and Vakula D., 2017,</b>	MUSIC ve ESPRIT algoritmaları uzamsal düzleştirme yöntemi ile karşılaştırılmıştır.
<b>Ma Z., Huang D., W. Y., X. L. and Zhang Y., 2010,</b>	Alınan sinyallerin matrisinden kovaryans matrisi elde edilir. En büyük öz vektörü ile tekrar bir matris oluşturulur. Bu matrisin öz vektörlerinden iki alt matris elde edilir ve bu matrislerin çarpımından bir matris elde edilir. Bu matris tüm açıları içeren bir matrisdir ve özdeğerleri açı değerlerini verir.
<b>Jiang H., Yang G. And Lu G., 2011,</b>	ESPRIT algoritması 2 boyutlu diziler için kullanılamıyor. Bu nedenle diziyi doğrusal dizilere ayırip algoritma kullanılmaya çalışılmış.
<b>Jabr K. , Kwon H. and Tayem N., 2008,</b>	Dairesel dizi için yönelim vektörü Vandermonde formatında değil. Bu nedenle ilk önce sanal doğrusallaştırma yöntemiyle veriler düzenlenir. Sonra veriler Toeplitz formatında yazılıp kovaryans matrisi elde edilir ve algoritma işlenir.
<b>Ao Y., Xu K., Wan J. and Chen Y., 2017,</b>	
<b>Ning L., Haoshan S., Liping L. and Bo Y., 2014,</b>	Anten dizisinin devamında sanal elemanları işleme alarak, kovaryans matrisini esprit algoritmasına göre işleyip açıları bulur. Sanal elemanlara gelen sinyal gerçek elemanların karmaşık eşleneğidir. Çünkü sanal elemanlar gerçek diziye göre negatif yönde dizilir.
<b>Wu J., Hua G. and Hong W., 2010,,</b>	

## 2.20 Hüzme Oluşturma Algoritmaları

Rayleigh kriterine göre bir antenin yönlülüğü ve yaydığı radyo dalgalarının ışına açısal genişliği, radyo dalgalarının dalga boyunun antenin genişliğine bölümüyle orantılıdır.

Yön değiştirme algoritmaları veya uzaysal filtreleme sensor dizisinin belli bir yönde sinyal alması veya göndermesi için kullanılır. Anten elemanlarının besleme fazları ve büyüklükleri değiştirilerek anten dizisinin aldığı ya da verdiği sinyal yönü değiştirilebilir.

Analog ve sayısal yön değiştirme algoritmaları bulunmaktadır. Sayısal yön değiştirme algoritmaları alıcıların sinyallerini paralel olarak işler ve çıkışında birçok farklı sinyali alabildiği için avantajlıdır. Uzaktaki objeler için uzun süreli, yakın ama hareketli cisimler için kısa süreli sinyal işlemlerini yapabilir. Bu kolaylıklar analog alıcılar için geçerli değildir. Her bir kombinasyon için farklı devre gerektirdiğinden sistem karmaşık ve verimsizdir. Devre elemanlarının fazla olması ve karmaşık olması gürültü değerinin de artmasına ve böylece sinyal bozulmalarına neden olur.

LMS ve CMA algoritmaları genel olarak kullanılan ışın düzenleme algoritmalarıdır.

LMS algoritmasına göre

$$W(n+1) = w(n) + \mu[-j(n)] \quad (2.92)$$

$\mu$  yakınsamanın hızını gösteren basamak miktarıdır ve 0 ile 1 arasında değişir. Anlık gradyantlardan oluşan bir matris olarak gösterilir.

CMA algoritması LMS algoritmasına benzer, ama hata hesaplarken farklılık gösterir. Kör metod olduğu için herhangi bir referansa ihtiyaç duymaz.

İşin oluşturma teknikleri, anten dizi elemanlarının besleme ağırlıklarının, dizinin istenilen yönde ışına yapması ve istenilmeyen yönde ışına yapmaması için optimum değerin bulunmasını hedefler. Besleme ağırlıklarının hesaplanması için 3 kategoride incelenir.

1. Deterministik, anlık cevap veren
2. Döngülü, denemeler yaptıktan sonra optimum değeri veren yöntem
3. Sinir ağları yöntemi, anlık cevap verir ama öceden eğitilmeleri gereklidir.

Döngüsel ışın düzenleme algoritmaları evrimsel optimizasyon algoritmalarına ve Fourier dönüşümlerine dayanır. Gerçekleştirilen sistemlerde, yönler anlık olarak değişim能力和 ve sürekli besleme ağırlıklarını tekrar hesaplamak gereklidir. Bu nedenle döngüsel algoritmalar gerçekleştirilen sistemleri yavaşlattığı için uygun değildir. Bunun yanı sıra sinirsel ağlar daha hızlı cevap verirler ama öceden eğitilmeleri için veri sağlanması gereklidir (Gravas I., 2021).

### 2.20.1. Kör Nokta Yönlendirme Metot (Null steering beamforming method)

Bu metod yönleri bilinen istenmeyen sinyallerin alınmasını engellemek için kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntem öncelikli olarak yön bulma algoritmalarına ihtiyaç duyar. N sinyal sayısı ve M anten sayısı olmak üzere bu metot için farklı durumlar vardır. Durumlar için besleme ağırlıkları aşağıdaki denklemin çözümü ile bulunur.

$$A^H w_{NSB} = u_1 \quad (2.93)$$

$$u_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

$u_1$  Nx1 birim matris.

Durum 1 : N>M

$$w_{NSB} = ((AA^H)^{-1})Au_1 = (A^{-1})^H u_1 \quad (2.95)$$

Bu durumda A matrisi kare matrisi değildir. Tersini alabilmek için aşağıdaki işlem yapılır.

$$A^H'in \text{ sözde tersi } A^+ = (AA^H)^{-1}A \quad (2.96)$$

Durum 2 : N<M

$$w_{NSB} = A((A^H A)^{-1})u_1 \quad (2.97)$$

Bu durumda A matrisi kare matrisi değildir. Bu nedenle A'nın tersi olarak  $A(A^H A)^{-1}$  olarak alınır.

Bu durum için sinyal sayısı anten sayısına eşitlemek için fazladan yapay sinyal eklenir ve A matrisi kare hale getirilip terslenebilir hale getirilir ve denklem çözülür.

Durum 3: N=M

$$w_{NSB} = (A^H)^{-1}u_1 = (A^{-1})^H u_1 \quad (2.98)$$

Bu durumda A kare matris olduğu için tersi alınabilir ve denklem çözülebilir (Gravas I., 2021).

### **2.20.2. Minimum Varyans Bozulmayan Cevap(Minimum Variance Distortionless Response)**

Bu algoritmanın amacı gelen sinyali bozulmadan alarak çıkışındaki varyansı minimize etmeye çalışmaktadır. Varyansı minimize etmek istenmeyen sinyalleri olabildiğince reddetmektedir.

$$w_{MV} = \operatorname{argmin} w^H \varphi_{YY} w \quad (2.99)$$

$$w^H d = 1 \quad (2.100)$$

Anten dizisinin yönelim vektörü (steering vector) d, w yönelim ağırlık vektördür ve  $\varphi_{YY}$  anten dizi kovaryans matrisidir. Denklem 2.87 ve 2.88'e göre minimum hatalı yönelim ağırlık değerleri hesaplanır (Erdogan, H., et al. 2016).

### **2.20.3.Örnek matis terselmesi (Sample Matrix Inversion)**

Bu metoda göre anten dizilerinin besleme ağırlıkları tahmini çıkışların korelasyonu ile hesaplanır (Haykin S. , 2002).

$$R_x = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K X_k X_k^H \quad (2.101)$$

X N boyutlu anten dizi elemanından alınan verilerdir.

Örnek matris terselmesi metodu çıkış değeri ile referans değeri arasında ki farkı minimize eden bir metotdur. Bu metot örneklerden oluşan bloklar üzerinden işlem yaparak tahminde bulunur. Hata oranı şöyle hesaplanır.

$$e_r(b) = p(b) - {w_{SMI}}^H(b)X(b) \quad (2.102)$$

$$p(b) = [r(1 + (b - 1)K) + r(2 + (b - 1)K) + \dots + r(K + (b - 1)K)] \quad (2.103)$$

$$\epsilon_{MSE}(b) = \frac{1}{K} (e_r(b) e_r^H(b)) \quad (2.104)$$

$\epsilon_{MSE}(b), w_{SMI}(b)'$  ya göre türevi alınır ve sonucun 0 olması istenir.

$$w_{SMI}(b) = R_{xx}^{-1}(b)r_{xp}(b) \quad (2.105)$$

$$r_{xp}(b) = 1/K(\mathbf{X}(b)p^H(b)) \quad (2.106)$$

B ninci örnek blogu için giriş sinyali ile referans sinyalinin korelasyonudur. Bu algoritmanın avantajı geliş açısı hesaplamaya ihtiyaç duymaz(Gravas I., 2021).

#### 2.20.4. Öz yinelemeli en küçük kare(Recursive Least Squares)

Örnek matris terslemesine benzer şekilde bu metotta hata oranını en küçük hale getirmeye çalışır. Öz yinelemeli en küçük kare algoritmasında  $R_{xx}^{-1}$  direk olarak hesaplanır ve her defasında yenilenir. Matris dönüşüm yapılmadan giriş sinyali örnekleri alınır ve bu nedenle örnek matris terslemesine göre daha az karmaşıktır.

$$w_{RLS}(q) = w_{RLS}(q-1) + h(q)[\mathbf{p}^*(q) - \mathbf{x}^H(q)w_{RLS}(q-1)] \quad (2.107)$$

$q=2,3,4,\dots,\dots,Q$  Q değeri algoritmanın optimum değere ulaşması için

$$h(q) = \frac{a^{-1}R_{xx}^{-1}(q-1)x(q)}{1+a^{-1}x^H(q)R_{xx}^{-1}(q-1)x(q)} \quad (2.108)$$

$a \in (0,1]$  unutma faktörüdür ve eski örneklerin etkisini azaltmak için kullanılır.

$$R_{xx}^{-1}(q) = \frac{q}{(q-1)} [a^{-1}R_{xx}^{-1}(q-1) - a^{-1}R_{xx}^{-1}(q-1)h(q)x(q)] \quad (2.109)$$

$R_{xx}^{-1}$  giriş korelasyon matrisinin tersidir.

Algoritma aşağıdaki basamakları uygular

1.Unutma faktörü a ve deneme sayısı Q belirlenir.

2.Ağırlık vektörüne ilk değerler verilir  $q=1$   $w_{RLS}(1) = 0$

3.  $R_{xx}^{-1} = \lambda I_M$  olarak başlangıç değeri atanır ve burada  $\lambda$  herhangi bir büyük sayı

4. $q=2,\dots,Q$  olmak üzere  $h(q)$ ,  $R_{xx}^{-1}(q)$ ,  $w_{RLS}(q)$  yukarıdaki denklemlere göre hesaplanır.

3. basamaktaki  $\lambda$  değeri büyük seçilir çünkü korelasyon matrisinin ilk değerleri gürültü olduğu için korelasyon matrisi küçük değerlere sahiptir ve bunun tersi matrisi çok büyük köşegen değerlere sahiptir(Gravas I., 2021).

## **2.20.5 Yan Lob Bastırma ile Adaptif Hüzme Oluşturma**

Yukardaki yöntemler yan lob sinyalleri dikkate almadan minimize etmeye çalışır. Yan lob seviyesini minimize etmek önemlidir çünkü işlem sırasında beklenmeyen bir sinyal daha sisteme gelebilir ve yan loblardan sinyal alınabilir.

Yan lobu bastırma tekniği olarak hüzme oluştururken en güçlü yan lobun açısına kör nokta atayarak yan lobun seviyesini düşürmeye çalışılır (Gravas I., 2021).

Yan loblar dikkate alındığında antenler Chebysev dağılımına göre beslendiğinde yan loblar eşit büyüklükte oluyor. Yalnız Taylor dağılımına göre ilk yan lobdan itibaren yan lob seviyeleri düşmeye başlıyor. Böylece olası yan loblardan alınacak istenmeyen sinyalle bastırmaya yönelik bir uygulama olarak görülebilir.

## **2.21 Kandırma Saldırısı Algılama**

Kandırma saldırısı algılama için genel olarak 3 yaklaşımından söz edilebilir.

1. Kriptografik Yöntemler
2. Bozulma Tespitİ
- 3.Geliş Yönü algılama

Kriptografik yöntemler küresel uydu navigasyon sistemleri sinyallerini şifreleme yöntemiyle doğrular. Alınan sinyalde bir bozulma tespit edilirse kandırma işlemi olduğu kanısına varılır.

Bozulma, kandırma sinyalinin sisteme giriş yapmasıyla başlar. Sinyalin fazı ve büyülüklüğü değişir. Bozulma algılama sistemi temel donanımın değişmesine neden olur ve sadece kandırma sinyalinin başlangıcını algılayıp başarılı olur.

Geliş yönü algoritması ile birden çok alıcı anten kullanılarak gelen sinyalin yönü tespit edilir. Uydu sinyalleri genel olarak yüksek yatay açılarda ve birden çok açılarda sisteme ulaşır. Herbir uydu için bir sinyal vardır ve bunun geliş açısı diğerlerinden farklıdır. Eğer algılanan uydu sinyalleri tek bir

açıdan geliyorsa bu kandırma sinyali olduğu anlamına gelir (Laverty D.M., Kelsey C., O'Raw J.B., 2022).

Kategori	Karşı önlem	Kandırma uyuglamaları veya çok yol etkisi	Karmaşık	Yazılım güncellemesi	Uygulama Yönü
Ön-Korelatör	M	MP	Düşük	Hayır	Düşük yükseklik açısından gelen sinyalleri anten ışima deseni ile köreltme
Ön-Korelatör	D	Kandırma	Düşük	Evet	Zaman gözlem penceresinde güç takibi
Korelatör	M	MP	Orta	Hayır	Çoklu yol etkisi azaltma modeli için korelatör yapılandırması
Korelatör	DM	MP	Orta	Hayır	Ekstra korelatör ve yüksek örnekleme hızı gerektirir. Çoklu yol etkisine göre korelatör yapılandırılması gereklidir.
Korelatör	D	MP	Düşük	Evet	Korelasyon zirvesinin bozulma metriği
Korelatör	DM	Her ikisi de	Orta	Evet	Korelasyon zirvesinin bozulma hassasiyeti. Alarm tabanlı

Korelatör	DC	Her ikisi de	Orta	Evet	Zaman penceresi içerisinde korelasyon zirvesinin bozulma hassasiyeti. Hiptez test edilmesi.
Korelatör	DC	MP	Yüksek	Evet	Çok karmaşık. Tahmin gerektiriyor. Çoklu yol tabanlı MLE.
Korelatör	DC	MP	Yüksek	Evet	Çok karmaşık. Gaussian olmayan MP modeli tabanına göre ileri MLE .
Korelatör	DC	MP	Orta	Evet	FFT tabanlı korelatör sinyali ayırrır.
Korelatör	DCM	Kandırma	Orta	Evet	Tune edilebilir. Yüksek çözünürlükte koelatörün zirvelerini ayırtırır.
Post korelatör	DM	Kandırma	Orta	Evet	STL ayrıştırma tabanlı bozulma metrikleri
Post korelatör	D.M.	MP	Yüksek	Hayır	VTL Ayrıştırma tabanlı bozulma metrikleri

### 3.YÖNTEM

Bu bölümde tezde bulunan tasarımların teorik bilgileri ile birlikte teknik detayları verilmiştir.

#### 3.1 Anten Tasarımı

Anten tasarımında akım ve üretilen elektrik ve manyetik alanlar göz önüne alınmalıdır. Burada konuma göre akım dağılımı antenin hangi açıda hangi polarizasyonda elektrik ve manyetik alanlar üreteceğini belirler. Maxwell denklemlerindeki akım ve alan bağıntıları ile bu problem çözülür. Herhangi bir antenin ışma görüntüsü, üzerindeki akım dağılımı ile bulunurken, eğer istenilen özelliklerde bir ışma isteniyorsa, akım dağılımını ayarlamak için geometrik olarak anteni tasarlamak gereklidir.

Bir akım dağılımının ürettiği alanların hesaplanması temel olan anten tasarım problemlerinde gerekli parametreler şöyle hesaplanır,

$$(\nabla \cdot \mathbf{H}) = 0 \quad (3.1)$$

$$\mathbf{H} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (3.2)$$

A manyetik vektör potansiyel olmak üzere, denklem 3.1'e göre  $\mathbf{H}$ 'ın yakınsaması 0 olduğuna göre  $\mathbf{H}$  döngüsel bir yapıya sahiptir. Bu nedenle denklem 3.2'deki gibi bir vektör potansiyelin kıvrımı olarak yazılabilir.

Maxwell denklemlerine göre

$$\nabla \times (\mathbf{E} + j\omega\mu\mathbf{A}) = \mathbf{0} \quad (3.3)$$

Denklemi elde edilir. Denklem 3.3'de parantez içerisindeki terimin kıvrımı sıfır olduğuna göre bu terim için koruyucu denebilir ve durağan elektrik alan gibi davranış gösterir.

$$(\mathbf{E} + j\omega\mu\mathbf{A}) = -\nabla\Phi \quad (3.4)$$

Kıvrımı sıfır olan terim başka bir değişkenin gradyanı olarak yazılabilir.

$$\mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{A} - \nabla\Phi \quad (3.5)$$

Elektrik alan denklem 3.5 gibi yazılabılır.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = j\omega\epsilon\mathbf{E} + \mathbf{J} \quad (3.6)$$

Manyetik alanın kıvrımının elektrik alan ve akım yoğunluğu cinsinden formülü denklem 3.6'da verilmiştir.

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (3.7)$$

$$\nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 A = j\omega\epsilon(-j\omega\mu\mathbf{A} - \nabla\Phi) + \mathbf{J} \quad \text{veya}$$

$$\nabla^2 A + \omega^2\mu\epsilon\mathbf{A} - \nabla(j\omega\epsilon\Phi + \nabla \cdot \mathbf{A}) = -\mathbf{J} \quad (3.8)$$

### Lorentz şartı

$$j\omega\epsilon\Phi = -\nabla \cdot \mathbf{A} \quad (3.9)$$

Böylece

$$\nabla^2 A + \omega^2\mu\epsilon\mathbf{A} = -\mathbf{J} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{A} + \frac{\nabla(\nabla \cdot \mathbf{A})}{j\omega\epsilon} \quad (3.11)$$

Elektrik alan manyetik vektör potensiyeli ve elektrik alan potansiyeli cinsinden denklem 3.11'de verilmiştir.

$$\nabla^2\Phi + \omega^2\mu\epsilon\Phi = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.12)$$

$$\nabla^2\mathbf{A} = \hat{x}\nabla^2A_x + \hat{y}\nabla^2A_y + \hat{z}\nabla^2A_z \quad (3.13)$$

Akim yoğunluğunun manyetik alan vektörü cinsinden formülü denklem 3.14, 3.15 ve 3.16 gibi yazılabılır.

$$-J_x = \nabla^2A_x + \beta^2A_x \quad (3.14)$$

$$-J_y = \nabla^2A_y + \beta^2A_y \quad (3.15)$$

$$-J_z = \nabla^2A_z + \beta^2A_z \quad (3.16)$$

Denklem 3.14, 3.15 ve 3.16 x, y, ve z yönlerindeki akımları manyetik vektör potansiyeli cinsinden göstermiştir.

$$\beta^2 = \omega^2\mu\epsilon \quad (3.17)$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (3.18)$$

$$A_z = \iiint_v J_z \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} dv' \quad (3.19)$$

Denklem 3.19 ile manyetik vektör potansiyeli, akım yoğunluğu cinsinden çıkarılmıştır.

Anten Radyasyon alanları hesaplama basamakları

1.Anten geometrisi ile uygun bir koordinat sistemine yerleştirilmelidir. Manyetik vektör potensiyeli bulmak için konuma göre kaynaktaki akım dağılımı ve uzak alan değerlerine ihtiyaç vardır. Akım dağılımına göre manyetik vektör potansiyeli denklem 3.19'da verilmiştir.

2. Manyetik vektör potensiyeli bulunduktan sonra bu değer ile elektrik alan E değeri bulunur.

$$\mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{A} \quad (3.20)$$

3. Yüzeysel alan yaklaşımına göre manyetik alan değeri denklem 3.21'e göre hesaplanmıştır.

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\eta} \mathbf{r} \times \mathbf{E} \quad (3.21)$$

Uzak alan manyetik alan ve elektrik alan bulunduktan sonra antenin açıya bağlı ışma deseni elde edilir ve bununla birlikte kazancı, yönlülüğü, yarım güç ışma açısı gibi anten parametreleri belirlenir.

### 3.1.1 Anten Tasarımı 1

Çift kutuplu antenin bant genişliği daha ince hatlar kullanıkça artar. Bant genişliğini artırmak için çift koni(biconical) şeklinde antenler geliştirilmiştir. Bu sayede farklı boyutlarda çift kutuplu antenler tek bir anten olarak çalıştırılmış ve geniş bant sağlanmıştır. Çift koni antenler frekansdan bağımsız antenlerden olan sarmal antenlerin ortaya çıkışında etkili olmuştur. Pratikte frekanstan bağımsız antenler boyutları küçültmek ve açıya bağımlılığı artırmak için tasarlanır (Stutzman W. and Thiele G., 1981). 1954 yılında Edwin Turnur çift kutuplu antenleri kollarını düz bir şekilde bırakmak yerine etrafında dolayarak sarmal bir yapı elde etmiştir. Bu tip antenler geniş bantlı olması nedeniyle avantajlıdır ama düşük kazançlıdır. Bu tip antenlerin geniş bantlı dairesel polarize özelliklerinden dolayı bu tezde kullanılmasına karar verilmiştir. Eski kaynak olarak Arşimed'in kitaplarında sarmal yapısından bahsedilmiştir. Kitaptaki tanıma göre sarmal yapı, düz bir hattın bir ucu bir noktaya sabitlenerek bulunduğu düzlemin döndürülmesi ile birlikte aynı zamanda sabitlenmiş noktadan sabit bir hızla uzaklaştırılarak elde edilen şekildir (Heath T.L., 1897). Bu nedenle sarmal antenin kolları polar koordinatlarda ve polar fonksiyonlar ile ifade edilmiştir.

Log periyodik veya eş açılı sarmal antenin her bir kolu

$$r = R_0 e^{a\varphi} \quad (3.22)$$

Archimedean sarmal antenin herbir kolu

$$r = a\varphi \quad (3.23)$$

sarmalın yarıçapı doğrusal olarak  $\varphi$  oranında artar.

$R_0$  sarmal antenin merkezinden itibaren başlangıç yarıçapı, a sarmal döndükçe büyümeye katsayısıdır, genellikle 0.22 değerini alır bu sayı büyündükçe anten çift kutuplu anten gibi çalışmaya başlar. Tüm sarmal yarıçapı  $R_{\text{sarmal}}$  olmak üzere sarmalın en dış çevresinin uzunluğu  $\lambda_{\text{düşük}} = 2\pi R_{\text{sarmal}}$  olmak üzere

$$f_{\text{düşük}} = \frac{c}{\lambda_{\text{düşük}}} = c/(2\pi R_{\text{sarmal}}) \quad (3.24)$$

Sarmalın düşük band frekansı bulunur. Pratikte alt band sarmalın kolları ucu açık olduğu için beklenenden yüksek çıkabilir. Bunu önlemek için uçlarına rezistif yük bağlanabilir ya da iletkenliği düşürücü ek eklenebilir. Üst band frekansı ise iç yarıçapının dalga boyunun dörtte biri kadar olduğu

duruma göre hesaplanır. İç yarıçapı çift kutuplu antenin kolları gibi davranır ve bu değer her bir kol için dalga boyunun dörtte biri kadardır.

$$f_{\text{üst}} = \frac{c}{\lambda_{\text{ust}}} = \frac{c}{4R_0} \quad (3.25)$$

Pratikte üst frekans beklenenden düşük çıkabilir. Bunun nedeni genellikle besleme alanı etkisinden kaynaklanır. Archimedean tipi sarmal antenlerde hat kalınlığı ile hatlar arası boşluk kendini tamamlayıcı özelliğinden dolayı aynıdır. İdeal olarak bir sarmal antenin giriş empedansı 188.5 ohm'dur. Bu değer Babinet's prensibiyle bulunur(Virginia tech,2022).

$$Z_{\text{metal}} Z_{\text{air}} = \frac{\eta^2}{4} \quad (3.26)$$

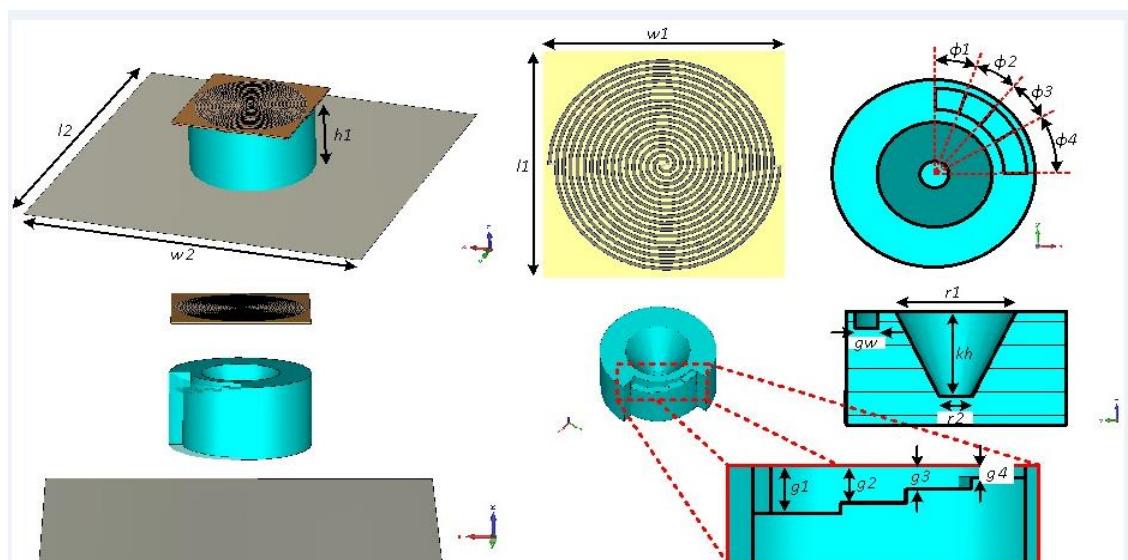
$\eta$  antenin etrafını sarmalayan ortamın karakteristik empedansını temsil ediyor. Havanın empedansı 377 ohm olduğu için tipik olarak bir sarmal antenin giriş empedansı 188.5 ohm'dur.

Pratikte sınırlı boyutlarda olduğu için giriş empedansı 188 ohm'dan küçüktür.

Sarmal yapıdaki antenin boyutları;

$$s = w = (r_2 - r_1)/(4N) \quad (3.27)$$

w sarmal yapının hat kalınlığı, s sarmal yapıda hatlar arası boşluk, N sarım sayısı.



Şekil 3.1: PLA malzemesi ile yapılmış dairesel polarize anten(  $h\sqrt{\epsilon_r}=h_e$     $h=35$  mm    $\epsilon_r = 3.3$     $h_e=65$  mm)

Sarmal yapıda olan radyasyon kısmı içeren dışa doğru yüksek frekansdan alçak frekansa doğru bant genişliği sağlar. Bu nedenle anten tabanı olan PLA yapının merkezinde bir koni vardır. Bu koni sayesinde yüksek frekanslarda düşük anten yüksekliği sağlanırken düşük frekanslarda yüksek anten yüksekliği sağlanmış olur. Bununla anten kazancının lineer olması yani frekansa bağlı olarak

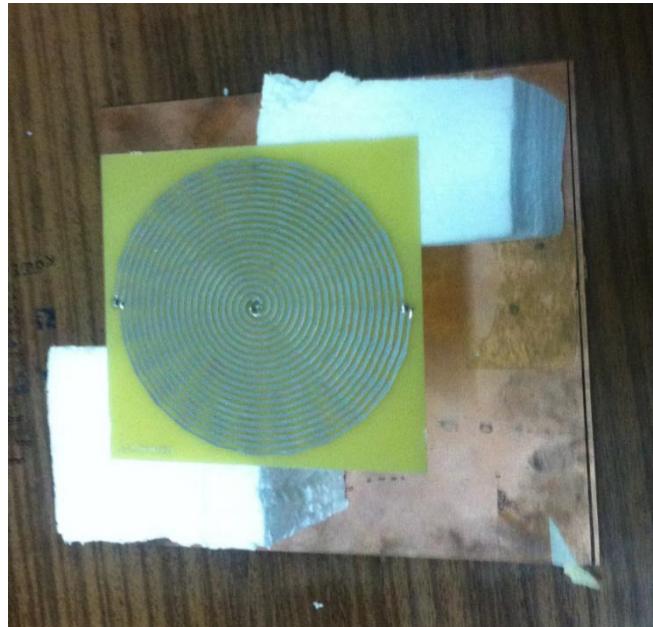
değişmemesi sağlanır. PLA malzemenin en dış kısmında bulunan basamaklar düşük bantta bozulmuş olan eksenel oran değerini düzeltir.

Şekil 3.1'e göre anten radyasyon yapan iç içe konmuş sarmal bir yapı ve altında PLA malzemesi ile oluşturululan yapı sayesinde radyasyon yapan kısım ile yansıtıcı arasındaki boşluk kısaltılmış olur aynı zamanda üzerindeki koni boşluğu faz ayarlaması yaparak bant boyunca düzgün kazanç değeri elde etmeyi sağlamıştır. Sarmalın iç yarıçapı üst bant limitini, dış yarıçapı ise alt bant limitini belirlemektedir. Bu nedenle koni iç kısımlarla dış kısımlardaki elektriksel uzunluğunun aynı kalmasını sağlamaktadır. Üzerindeki basamaklar ise eksenel oranda ayarlama yapmak için kullanılmıştır. Çünkü basamak olmadan düşük frekanslarda eksenel oran 3 dB'nin biraz üzerine çıkmaktadır. Basamağın çemberin en dış kısmında bulunması düşük frekanslarda eksenel oranın düzelmeyi sağlamıştır.



Şekil 3.2: Gerçekleştirilmiş dairesel polarize geniş bantlı anten

Şekil 3.2'deki antende radyasyon yapan kısım fr4 malzeme üzerine sarmal hatların yerleştirilmesi ile oluşturulmuştur. Altındaki ise 3 boyutlu yazıcı ile PLA  $\epsilon_r = 3.3$ ) malzemesinden oluşturulmuştur.



**Şekil 3.3:** Archimedean Sarmal Anten

Şekil 3.3'de  $\epsilon_r = 4.5$  olan fr4 malzemesi üzerinde iç içe sarılmış archimedean sarmal anten bulunmaktadır. Bu anten sisteminde hava boşluğu kullanıldığı için radyasyon yapan kısmın altındaki boşluk alt band dalga boyunun dörtte biri kadardır.

#### Çizelge 3.1: Anten boyutları

Antenler	Yükseklik (mm)	Boyut (mm)
Şekil 3.2 anten	35 mm	60 mm x 60 mm
Şekil 3.3 anten	60 mm	80 mm x 80 mm

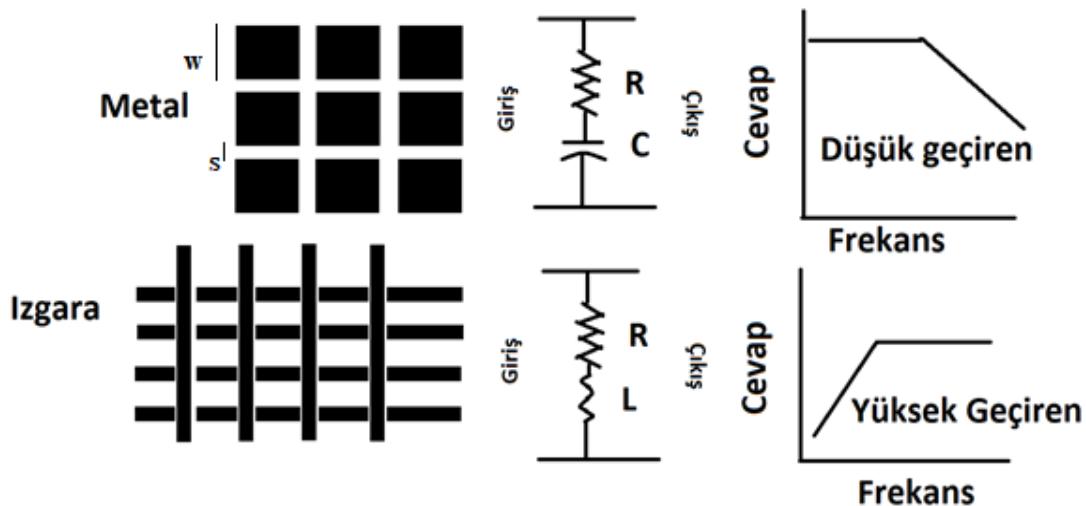
Çizelge 3.1'de gösterildiği gibi yeni anten hem anten boyuları hem de anten yüksekliği küçültülerek daha önceki(Şekil 3.3 anten) anten tasarımlına göre geliştirilmiştir.

#### 3.1.2 Anten Tasarımı 2

Aynı performansı gösteren daha küçük anten tasarımını için çalışmaya devam edilmiş ve yeni anten tasarımlına geçilmiştir. 2. Anten tasarımında frekans seçici yüzey, yapay manyetik yüzey ve radyasyon sarmal iletken kullanılmıştır. Teorik bilgiler bu bölümde izah edilmiş ve tasarım açıklanmıştır.

### 3.1.2.1 Frekans Seçici Yüzey

Frekans seçici yüzeyler istenilen frekansta sinyalleri iletmesi ya da durdurması nedeniyle filtre olarak kullanılır. Yapay manyetik yüzey gibi, yüzeyinde bulunan iletken şekiller sayesinde yüzeyde frekansa bağlı farklı empedans özelliği gösterir (Mitra R., Chan C.H. and Cwik T., 1988).



**Şekil 3.4:** İletken yüzeyin ada şeklinde sıralanması ve izgara şeklinde olması ile oluşan filtre tipleri

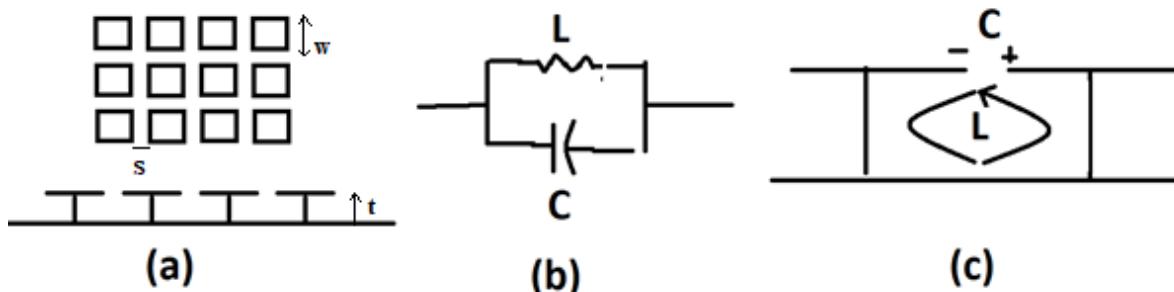
Şekil 3.4'te görüldüğü üzere metal adalarının aralarındaki boşluklar kapasitif etki oluşturmuştur ve kendisinden dolayı bir direnç değeri vardır. Seri RC devresi giriş ve çıkış kapıları arasında yüksek geçiren filtre gibi çalışır. Ama yüzey seri R-C devresi ise yüksek frekanslı sinyalleri kendi üzerinden geçirir düşük frekanslı sinyallere etki etmez. Bu nedenle düşük frekanslı sinyalleri geçiren bir yüzey elde dilmiş olur. Izgara şeklinde olan yapıda induktif etki fazladır ve R,L devresi olarak temsil edilebilir. R-L devresi düşük geçiren bir filtredir ama yüzey bu şekilde ise düşük frekanslı sinyalleri kendi üzerine toplar ve yüksek frekanslı sinyallerin geçmesini sağlar.

Tasarımmızda düşük geçiren frekans seçici yüzey kullanılmıştır. Burada kapasitif etki oluşturan metalik adalar arasında ki boşluk 1 mm olarak ve adalar 6 mm olarak hesaplanmıştır bu sayede 1.7 Ghz ve altındaki sinyaller için geçirgenlik özelliği kazandırılmıştır.

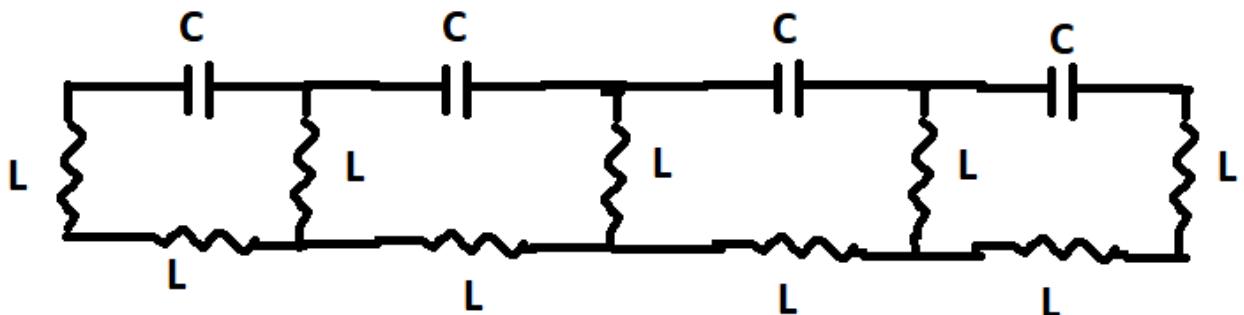
### 3.1.2.2 Yapay Manyetik Yüzey

Yapay manyetik yüzey yüksek empedans değerinde olduğu için gelen sinyallerin elektrik alan bileşenleri faz değiştirmeden yansır(Sievenpiper DF., 1999). Elektrik alan yüzeysel bileşenleri 0 değildir. İletken bir yüzey yansıtıcı olarak kullanıldığında, anten ile yansıtıcı arasına dalga boyunun

dörtte biri kadar boşluk bırakılır ve böylece yansyan sinyal ile giden sinyal arasındaki faz farkı sıfıra iner ve kazanç maksimum olur. Yapay manyetik yüzeyler için bu sorun kalkmıştır ve boşluk olarak daklıga boyunun 8'de biri ya da 10'da biri yetri olmaktadır.

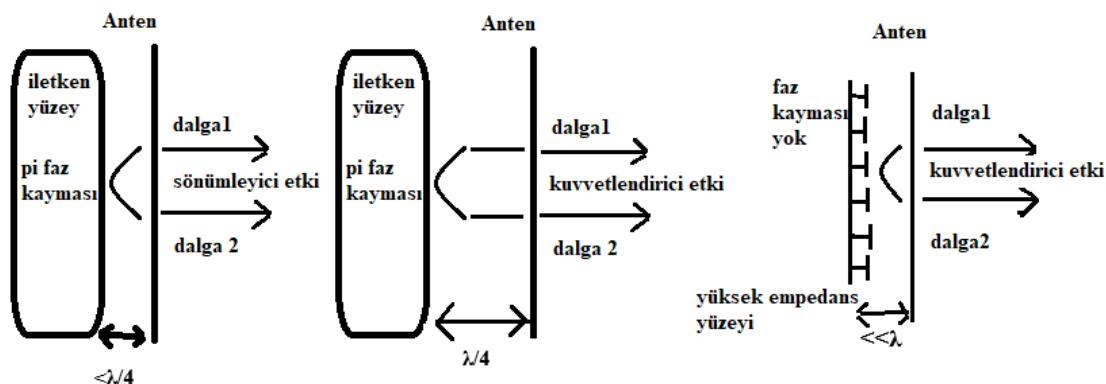


Şekil 3.5:a) Yapay manyetik yüzey b) birim eleman için eşdeğer devresi c) şekeil üzerinde ayrı elemanların gösterimi



Şekil 3.6: Yüksek Empedans yüzeyin eş değer devresi

Şekil 3.6'da gösterildiği gibi metal parçalar aralarında kapasitif etki gözlenir. Toprakla bağlı olan kısımda ise induktif değer vardır. Bu nedenle yapay manyetik yüzey L-C devresi olarak gösterilebilir.

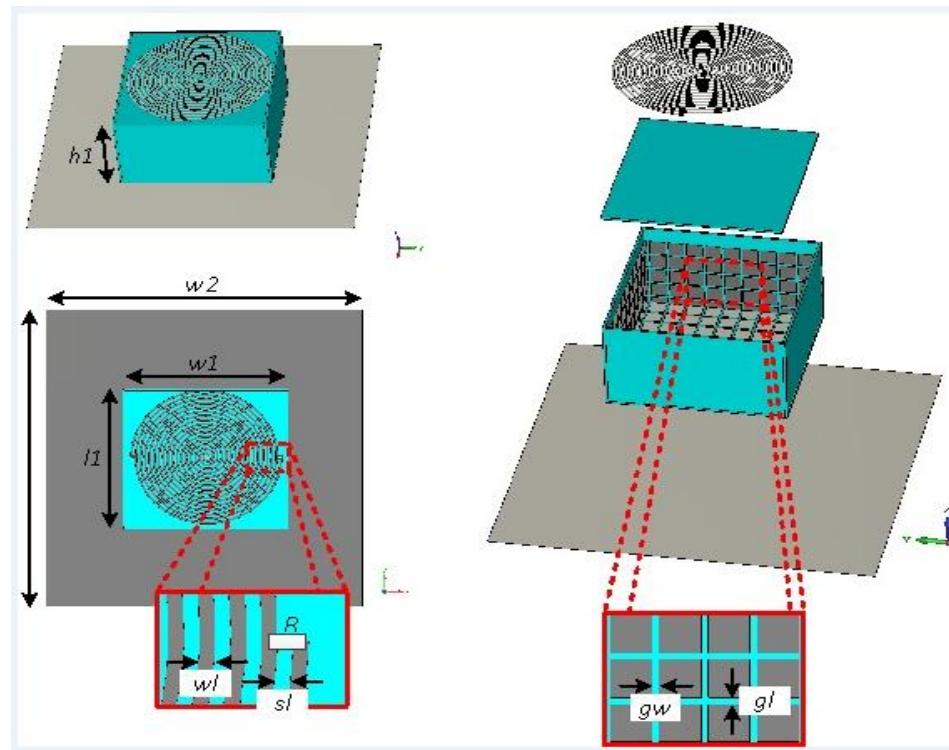


Şekil 3.7'de iletken yüzeyden ve yapay manyetik yüzeyden yansımalar gösterilmiştir. Dalga boyunun dörtte birinden daha az boşluk olursa sinyal sönmeye başlar

Tasarımızda yapay manyetik yüzey etrafında frekans seçici yüzey olması ve üstte radyasyon yapan kısım yakın olması nedeniyle teorik olarak hesaptan farklı boyutlardadır. Çünkü radyasyon yapan kısım etrafında bulunan diğer metal ve yalıtkanlar ile etkileşme geçiyor. Tasarımızda yapay manyetik yüzey adalar 5 mm boyutlarındadır ve aralarında 1 mm kadar boşluk vardır.

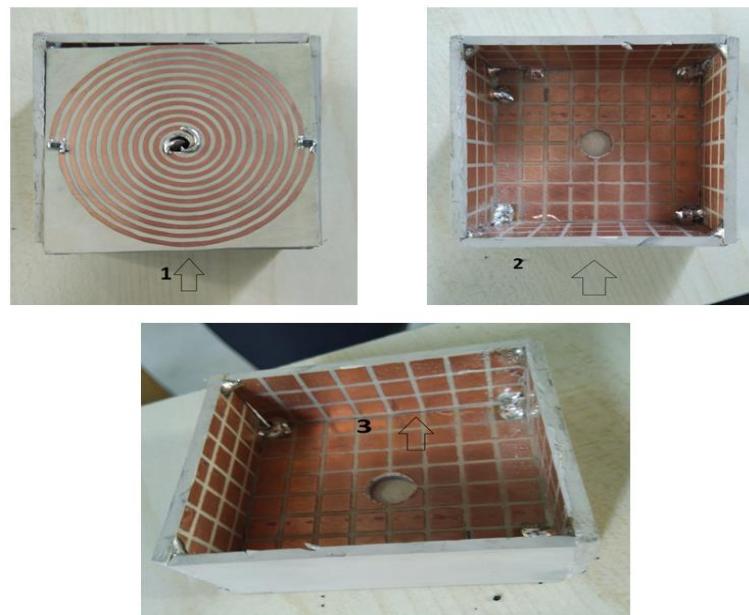
### 3.1.3.2.3 Anten Simülasyon ve Gerçeklenmesi

Performansı artırmak amacıyla ikinci bir anten tasarlanmıştır. Bu antende de sarmal yapı kullanılmıştır. Sarmal yapının denklemleri bir önceki anten tasarım denklemleri ile aynıdır. Yalnızca alt band ve üst band frekası teorik olarak hesaplanandan farklılaşmıştır. Yan taraflarda bulunan frekans seçici yüzey ve altında bulunan yapay manyetik yüzey frekansta değişimlere neden olmuştur. Altında bulunan yapay manyetik yüzey antenin radyasyon yapan kısmı ve yansıtıcı arasındaki boşluğu küçültmüştür. Yan taraflarda bulunan frekans seçici sayesinde anten daha küçük boyutlarda eski performansını korumuştur. Yan duvarlardaki frekans seçici yüzey özellikle küresel konumlama bandı olan 1.1. GHz ve 1.61 GHz aralığındaki sinyalleri seçerek dağılmalarını engellemiştir aynı zamanda antene sanal olarak büyülüklük vererek teorikte olması gereken boyutlarda ki gibi radyasyon yapması sağlanmıştır.



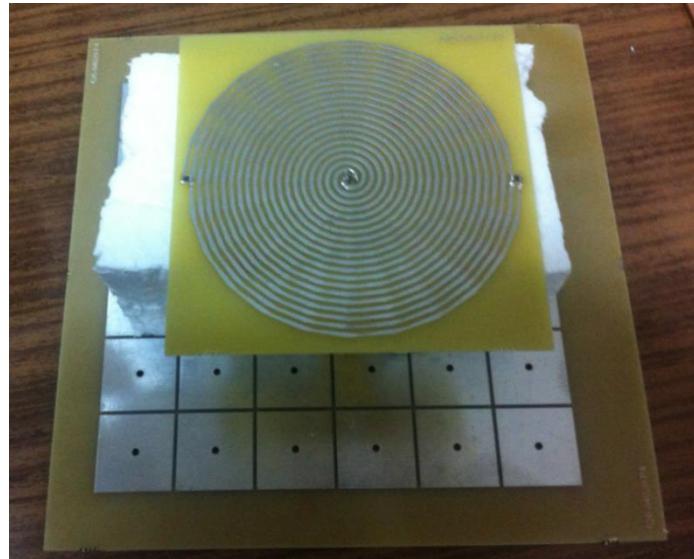
**Şekil 3.8:** Kavite içerisinde anten tasarımı

Şekil 3.8'de  $k_1$  gw,  $g_1$  değerleri küresel konumlama bandında sinyalleri geçirmesi için optimize edilmiştir.  $W_1$ ,  $s_1$  değerleri radyayon yapan sarmalın kalınlığı ve arasındaki boşluk değerini gösterir. Bu değerler maksimum kazanç için 1 mm olarak hesaplanmıştır.



**Şekil 3.9:** Gerçekleştirilmiş kavite anteni

Altındaki yapay manyetik yüzey yansımıma katsayısı yüksek yüzey empedansı gösterdiği için 1'dir ve bu sayede maksimum kazanç elde etmek için bırakılan dalga boyunun dörtte biri kadar olan boşluktan daha az bir boşluk yeterli olmaktadır. Yanlarında bulunan frekans seçmeli yüzey üzerine gelen sinyalleri yanlara saçılmasını engelleyerek toplayıcı olarak çalışır ve bu sayede kazanç artmış olur aynı zamanda anten boyutu küçültüldüğünde büyük olanla aynı performansı gösterir.



**Şekil 3.10:** Yapay manyetik yüzey üzerine sarmal anten sistemi

Şekil 3.10'da sarmal anten yapay manyetik yüzey üzerine yerleştirilmiştir. Burada antenin boyutları aynı kalmıştır, yükseklik 40 mm kadar olmuştur. Yapay manyetik yüzeyin gösterdiği yüksek empedans sayesinde yansıyan sinyaller 180 derece faz farkı ile geri yansımaz bu nedenle yükseklik bu faz farkını kapatmak için daha kısa olur.

**Çizelge 3.2:** Anten boyutları

Anten	Boyut	Yükseklik
Şekil 3.6	80mmx80mm	60mm
Şekil 3.11	60mmx60mm	35 mm
Şekil 3.12	80mmx80mm	40mm

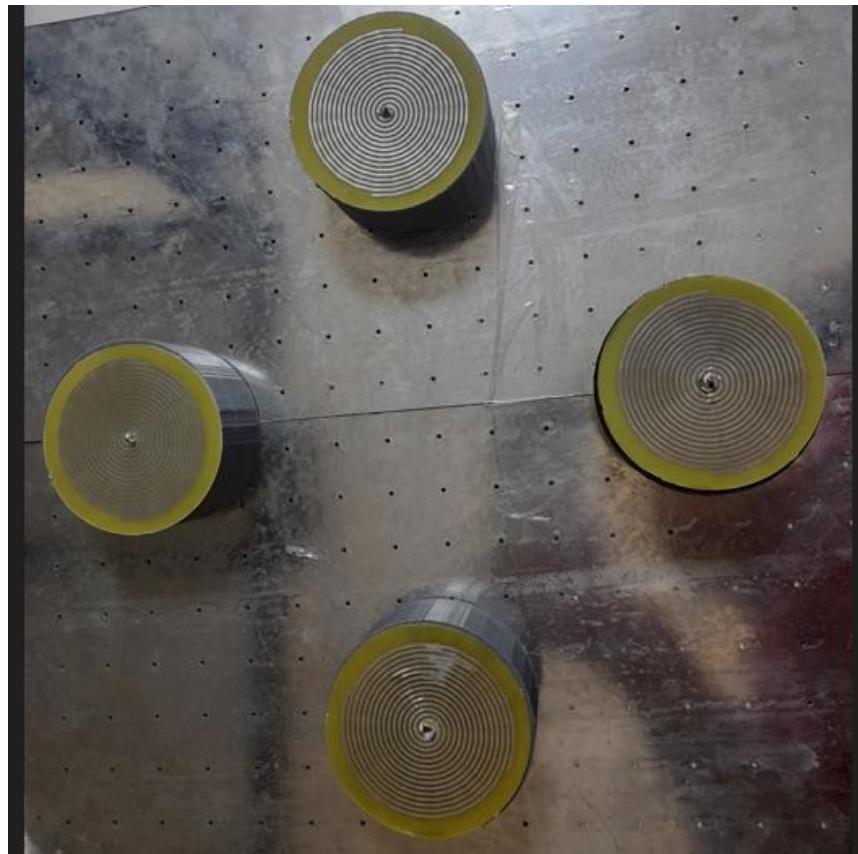
Çizelge 3.2 yeni tasarlanmış kavite içerisindeki anten ile yapay manyetik yüzey üzerindeki sarmal anten ve iletken üzerindeki sarmal anten boyut parametreleri bulunuyor. Kavite içerisindeki anten diğer iki anten boyut performansını karşılamaktadır.

Tasarlanan antenler ile anten dizileri oluşturma aşamasına geçilmiştir. İlerleyen bölümlerde dizi bilgileri verilmiştir.

### 3.2 Anten Dizi 1

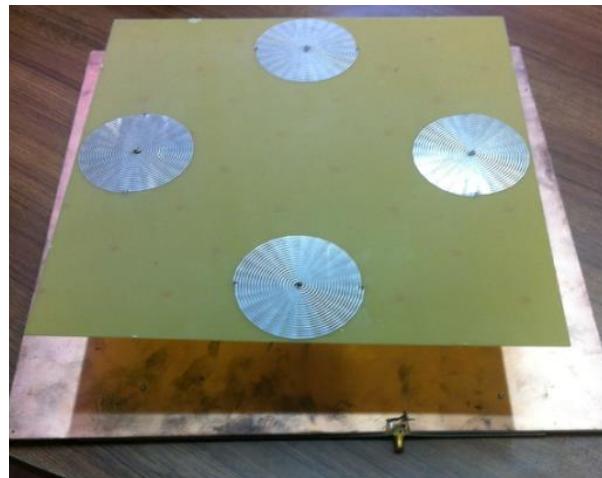
Dizi elemanları izole halde ve izotropik ise düzgün dairesel anten dizileri düzgün karesel dizilere göre özellikle yatay açı hüzme oluşturma için daha iyi performans gösterir(Huang Z., Balanis C., Birtcher C.,2006). PLA malzeme ile üretilmiş anten tabaları anten dizisinde kullanılmıştır. Her bir eleman karenin köşelerine yerleştirilmiştir. Aralarındaki boşluk ise alt bandın dalga boyunun 0.75 katı kadardır. Bu değerde antenler arasında kuplaj değeri oldukça düşüktür ve antenlerin radyasyon şeklini etkilemez. Dizide 4 eleman seçilmesinin sebebi alıcının 4 girişli olmasıdır. Bilgisayar ile anten arasında

ön-uç elektroniğini oluşturan NI USRP 2901 alıcıları hebir 2 verici ve 2 alıcı kapısından oluşmaktadır. Bu sistemde 2 tane USRP cihazı kullanılmıştır ve bu cihazlar senkron hale getirilerek 4 antenini çıkış verileri bilgisayara aktarılabilmiştir.



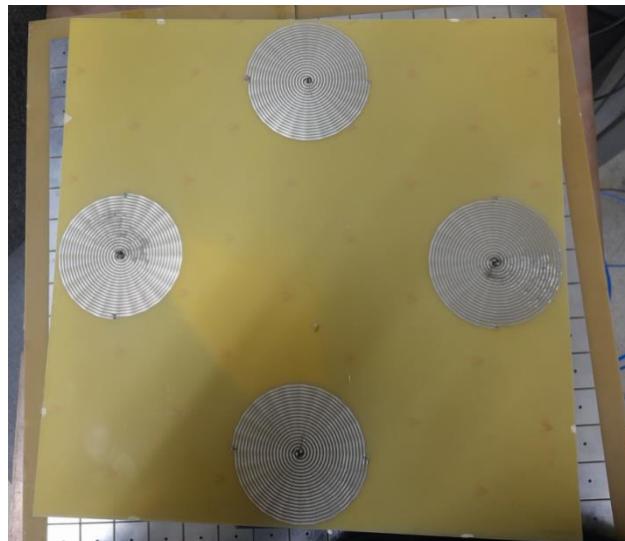
Şekil 3.11 Tasarlanan Anten dizisi

PLA tabanla yapılan antenler ile şekil 3.11'daki gibi 4 elemanlı bir anten dizisi oluşturulmuştur. Bu anten dizisi ile anten boyutları daha küçük olduğu için birbirleriyle olan etkileşim azalmıştır ve bu sayede ışma yönü değiştirildiğinde bozulma oranı azalmıştır. Anten 1 ile yapılan anten dizisi 115 mm yarıçaplı çember üzerine sıralı biçimde yerleştirilmiştir. Burada antenlerin altında bir besleme ağı kullanılmamıştır. Çünkü her bir anten bir ön uc elektroniğine bağlanarak sinyalin alıcıya ulaşması sağlanmıştır.



**Şekil 3.12** Anten dizisi (Yiğit O., 2014)

Şekil 3.12'de sarmal yapıda antenler altında iletken yansıtıcı yerleştirilerek oluşturulmuştur. Burada antenler arası uzaklık 180 mm kadardır. Tüm dizinin boyutları 40x40 cm kare üzerinde olabilir. Herhangi bir yapay manyetik yüzey, frekans seçici yüzey ve yalıtkan malzeme kullanılmadığı için en sade haldedir.



**Şekil 3.13:** AMC tabanlı gerçekleştirilmiş anten dizisi

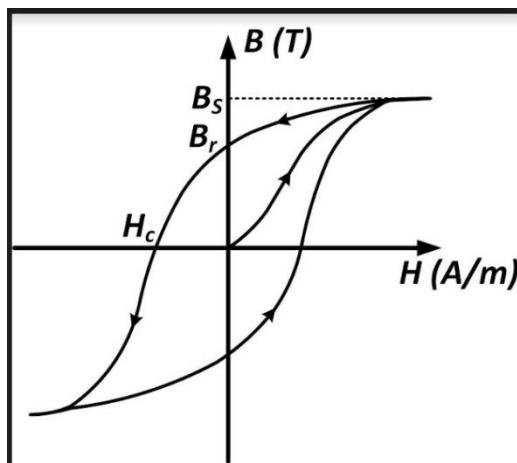
**Cizelge 3.3:** Anten dizileri boyutlar

Anten	Boyut (mm)	Yükseklik(mm)
Şekil 3.11	400 mmx 400mm	35 mm
Şekil 3.10	230 mm x 230 mm	35 mm
Şekil 3.12	400 mm x 400mm	65 mm

Çizelge 3.3 tasarlanmış anten dizilerinin boyutlarını gösteriyor. Şekil 3.13 anten dizisi diğer iki anten dizisinden boyut performansı olarak daha iyidir.

### 3.3. Faz Kaydırmalı Devreler

Ferit malzeme ile yapılmış analog faz kaydırmalı sistem ve 4 çıkışlı anahtarlarla yapılmış faz kaydırmalı devreler şekildeki gibidir. Bu sistemler tasarımının ölçülmesi ve analizinde kullanılmamıştır. Alternatif olarak antenlerden gelen frekansı düşürmemiş sinyallerin fazlarını değiştirmek için kullanılabilir. 4 bitlik olan faz kaydırmalı devrede ise teorye göre 360 dereceyi 16 parçaya böler. Analog olan ise 100 Gauss ve 1300 Gauss arasında 360 derece faz kaydırma işlemini gerçekleştirir. Analog faz kaydırmalı devrede ferit malzeme üzerine 2 dalga boyu uzunluğu kadar hat çekilmiştir. Böylece 360 derece faz farkını feritin manyetik alana karşı gösterdiği hassasiyet ile sağlamıştır. Ferit malzemenin manyetik geçirgenliği değiştiği için malzemenin üzerindeki hattın elektriksel uzunluğu değişmektedir.



Şekil 3.14: Manyetik alan şiddeti ve manyetik alan yoğunluğu grafiği

Ferit malzemelerin şekil 3.14'deki gibi manyetik alan şiddeti ve yoğunluğu eğrisi doğrusal olmadığı için manyetik geçirgenlik sabit değildir. Bu nedenle dışardan uygulanan manyetik alan değişikçe manyetik geçirgenlik değişir. Sinyalin hızı  $v = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$  olduğu için geçirgenlik katsayısı değiştiğinde hızı da değişir ve bu faz değişimine neden olur. Şekil 3.14'de ferit malzeme üzerine yapıştırılmış 40 cm uzunluğunda bakır şerit bulunmaktadır. Uzunluk iki dalga boyu kadar olduğu için fazdaki kaymalar daha hassas gözlenebilmektedir.



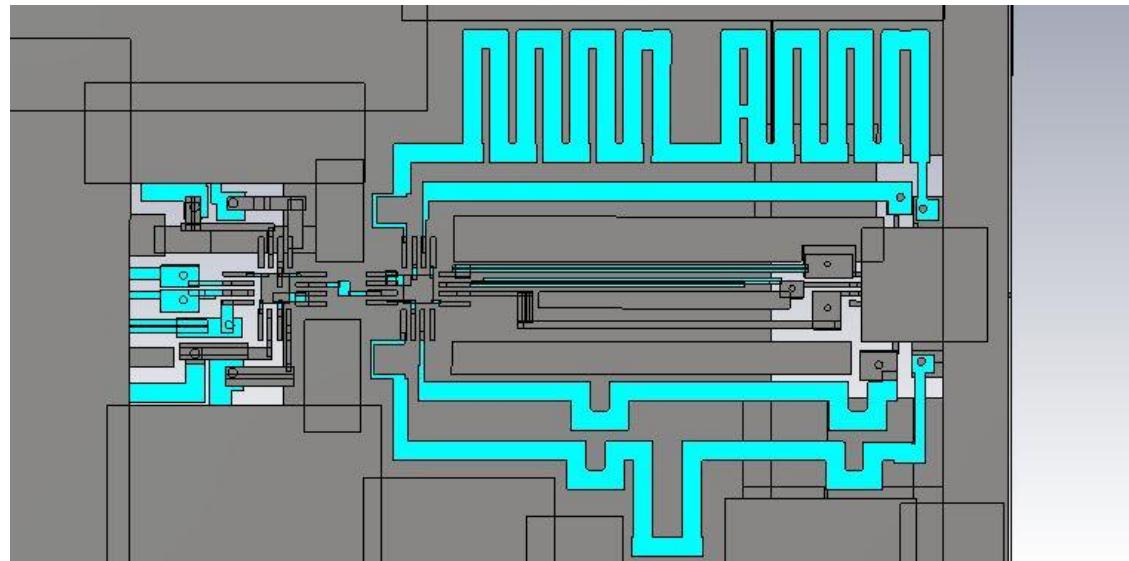
**Şekil 3.15** Ferit malzeme ile oluşturulan faz kaydırırmalı sistem

Çizelge 3.4'te analog tasarlanmış olan faz kaydırırmalı devrenin farklı manyetik alan şiddetine karşı gösterdiği faz değişimlerini göstermiştir.

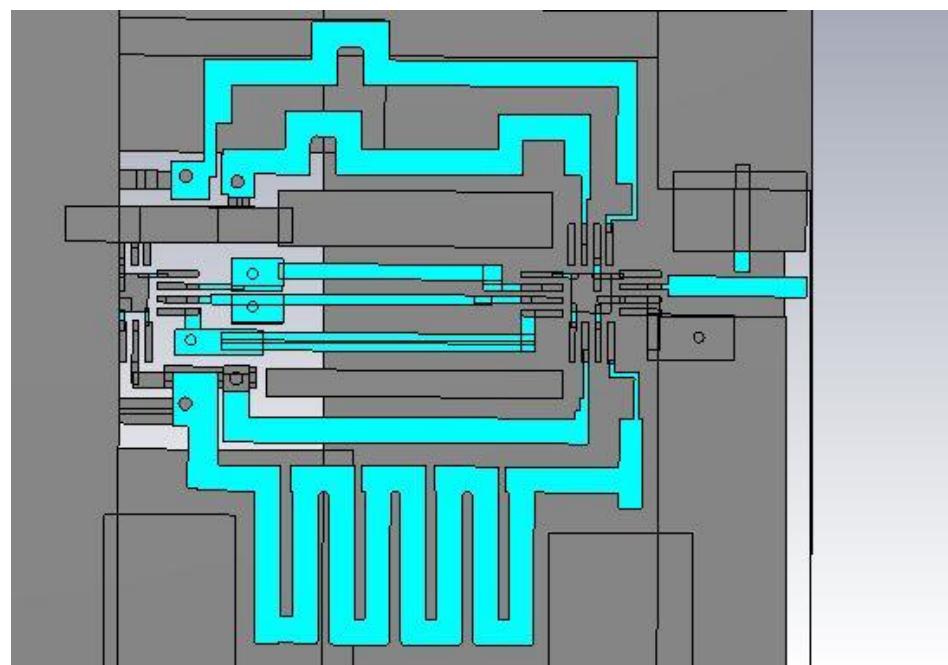
**Çizelge 3.4:** Ferit faz kaydırma sisteminin manyetik alana karşı gösterdiği faz farkı

Manyetik alan Gauss	Faz (dere ce)	Manyetik Alan Gauss	Faz (derece)	Manyetik Alan Gauss	Faz(de rece)
100	10	600	130	1100	255
200	20	700	145	1180	275
300	40	800	165	1220	300
400	60	900	195	1260	315
500	80	1020	230	1300	335

Şekil 3.16 ve 3.17'da ise faz kaydırırmalı devrenin simulasyon görüntüsü bulunmaktadır. Bu simulasyonlarda her bir için ayrı ayrı faz değerleri çıkarılmıştır.

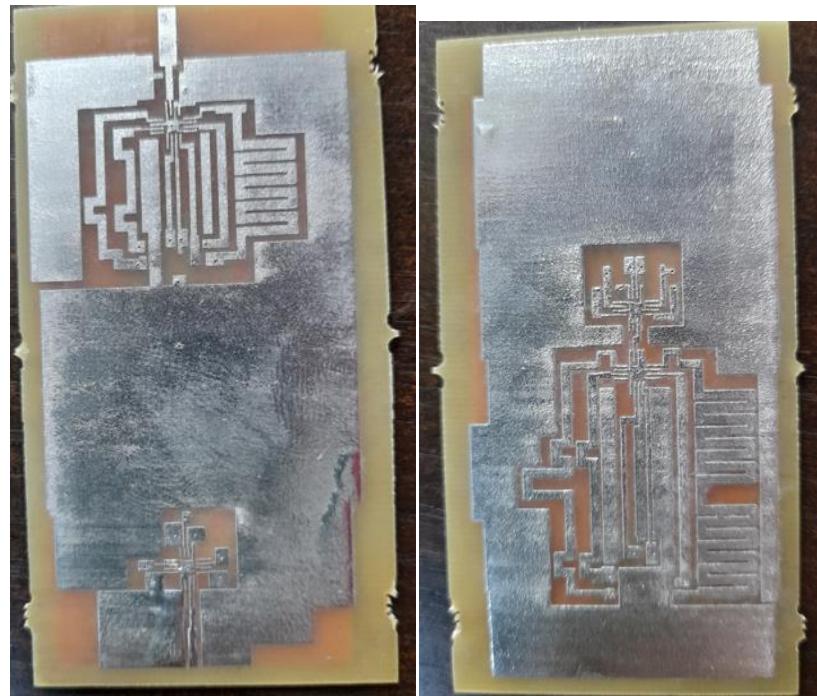


Şekil 3.16: 4 bitlik sayısal faz kaydırma devre ön yüzü



Şekil 3.17: Sayısal faz kaydırma devre arka yüzü

Şekil 3.18'de faz kaydırma devre FR4 malzeme ile üretilmiştir.



**Şekil 3.18:** Gerçekleştirilmiş 4 bitlik sayısal faz kaydırmalı devre

**Çizelge 3.5:** Yolların faz farkı değerleri

Yol	Faz	Yol	Faz	Yol	Faz	Yol	Faz
<b>1-1</b>	0	2-1	25	3-1	125	4-1	245
<b>1-2</b>	4	2-2	45	3-2	150	4-2	300
<b>1-3</b>	8	2-3	60	3-3	180	4-3	315
<b>1-4</b>	16	2-4	90	3-4	210	4-4	345

Sayısal faz kaydırmalı devre 2 bölümden oluşur. 2 bölüm arasında da bir giriş ve dört çıkışlı bir anahtar bulunur. Yani faz kaydırma işlemi birinci bölümde ki hat ile ikinci bölümde ki hattın toplamı kadar olur. Çizelge 3.5'de ise bu yolların numaraları ve yanında toplam faz kayması verilmiştir.

### **3.4 Karşılıklı Etkileşimlerin Hesaplanması ve Anten Dizi Radyasyon Hüzmesine Uyarlanması**

Teorik olarak antenler arasında oluşan etkileşim daha önceki bölümlerde verilmiştir. Bunlar indüklenmiş voltaj hesabı, nümerik hesaplardır. İndüklenmiş voltaj hesabında açık devre kabul edilen antenlerin akımlarının diğer antenlerde oluşturduğu voltaj ile hesaplanır. Nümerik hesaplamalar ise sınır değerler önüne alınarak Maxwell denklemlerine göre akım ve alan dağılımını hesaplamaktadır.

Test ortamında ağ analizör ve verici olarak referans anten kullanılarak anten dizisinde karşılıklı etkileşim matrisi elde etmek için aşağıdaki basamaklar izlenir. Daha detaylı verilen basamaklar kısaca antenlerin kendi konumlarında iken izole haldeki S<sub>21</sub> değerleri ile etkileşim halde iken S<sub>21</sub> değerlerinin oranından etkileşim matrisi hesaplanır. S<sub>21</sub> değeri ise verici olarak kullanılan referans anten ile alıcı olarak kullanılan anten tasarımları arasındaki sinyal iletimi ile hesaplanır.

#### **3.4.1 Deneysel Basamaklar**

İletim yapan LPDA anteni ile anten dizisindeki bir anten elemanı ağ analizörün girişlerine bağlanır. Ölçülen S<sub>21</sub> değeri  $\beta$  ve  $\alpha$  değerlerinin oranıdır.  $\alpha$  vericinin ilettiği gücün karekökü  $\beta = V/\sqrt{Z_0}$  ise alıcının aldığı sinyal gücünün kareköküdür. Burada V alıcının terminalinden görülen voltaj değeri ve Z<sub>0</sub> ise karakteristik empedans olan 50 ohm değeridir. Terminal voltaj olan  $V = S_{21} \alpha \sqrt{Z_0}$  olarak ifade edilebilir.  $\sqrt{Z_0}$  ve  $\alpha$  sabit olduğu için V değeri tamamen S<sub>21</sub> değeriyle orantılıdır(Khan 2021).

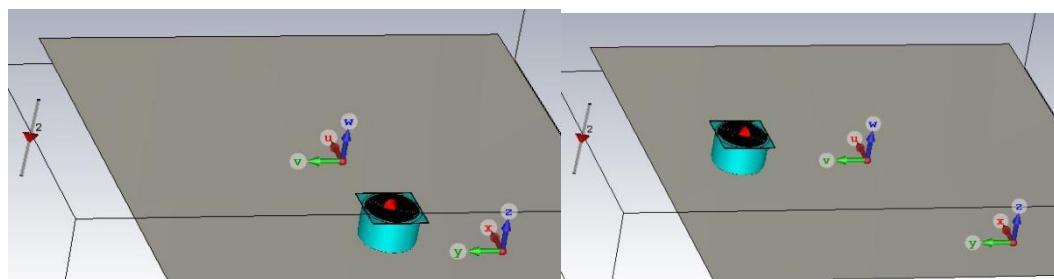
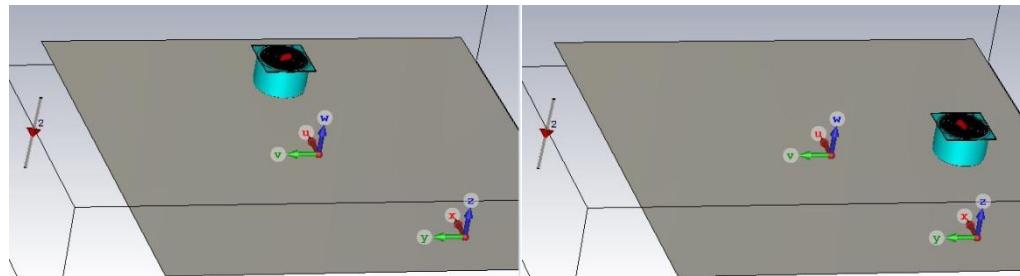
Tek kaynaklı yön bulma ölçümü için

- 1 Alıcı ve verici antenler yansıtma ve gürültünün olmadığı bir ortamda karşılıklı olarak yerleştirilir.
- 2 Verici ile alıcı arası mesafe uzak alan ışınması için yeterli olması gereklidir.
- 3 Verici ağ analizörün 1. Terminaline ve 2. Terminale de alıcı dizisindeki bir anten bağlanır diğer dizideki antenler 50 ohm ile sonlandırılır.
- 4 Ağ analizörün 2. Portuna sırayla diğer alıcı antenler bağlanarak S<sub>21</sub> değerleri ölçülür.
- 5 Aynı S<sub>21</sub> ölçümleri dizideki diğer alıcı antenler olmadan bir daha ölçülür buna izole halde anten ölçümleri de denir.
- 6 Yukardaki tüm basamaklar diğer geliş açıları için teker teker ölçülür ve açıya bağlı ayrışma matrisi elde edilir. Bu matris yön bulmada kullanılan ESPRIT algoritmasına uyarlanır.

Yukarıda bahsedilen basamaklar sistemdeki antenlerin doğrusal kutuplamalı olduğu varsayımlı ile oluşturulmuştur. Konumlama sinyalleri dairesel kutuplamalıdır ve alıcı antenler dairesel kutuplamalı olarak tasarlanır. Dairesel kutuplamalı sinyali yatay ve dikey bileşenlerini ayırsak ve bu bileşenlerin arasında 90 derece faz farkı olduğu göz önüne alındığında ölçümlerde verici olarak dairesel kutuplamalı

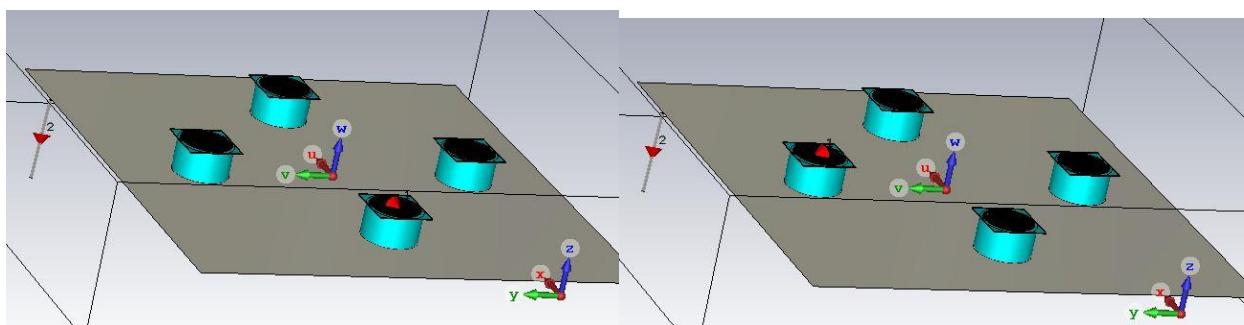
anten veya doğrusal kutuplamalı anten kullanıldığında yatay ve dikey olarak iki ayrı ölçüm alıp bunları dairesel kutuplamalı sonuç almak için toplamalıyız. Yani yatay ve dikey bileşenlerinin toplanması gereklidir.

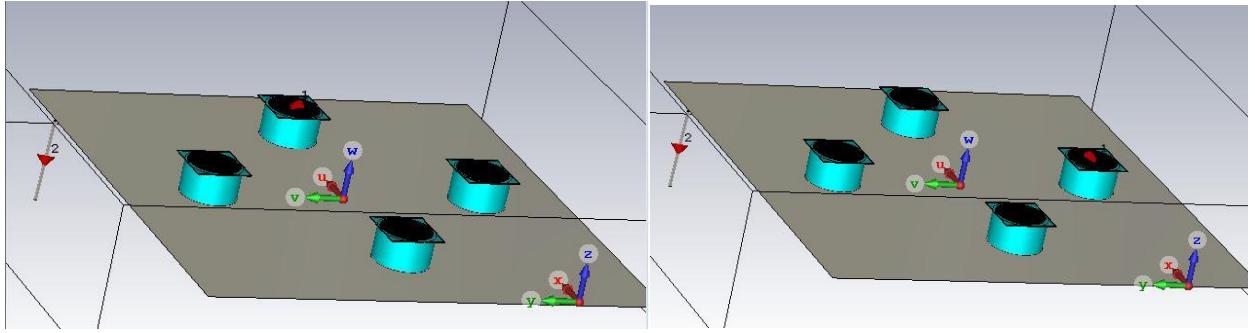
Yapılan ölçümlerde ve simülasyonlarda yatay ve dikey olarak iki ayrı ölçüm alınmıştır ve bu sonuçlar toplanmıştır, ayrıca verici olarak dairesel kutuplamalı anten kullanılarak tekrar ölçüm alınmış ve sonuçlar kıyaslanmıştır.



**Şekil 3.19:** İzole halde dizideki anten ölçümleri a) anten1(sol üst) b)anten2(sağ üst) c)anten3(sol alt) d)anten4(sağ alt)

Şekil 3.18'de antenler izole hale getirilip konumları aynı kalacak şekilde ayrı ayrı S21 değerleri ölçülmüştür. S21 değerleri theta açısı üzerinde kaydırılarak açıya bağlı değerler elde edilmiştir. Bu değerler ile izole voltaj matrisi oluşturulmuştur.





**Şekil 3.20:** Karşılıklı etkileşim altında olan dizideki anten ölçümleri a) anten1(sol üst) b)anten2(sağ üst) c)anten3(sol alt) d)anten4(sağ alt)

Şekil 3.20'de etkileşim altında bulunan antenler biri alıcı diğerleri 50 ohm ile sonlandırılmak üzere voltaj değerleri ölçülmüştür. Böylece etkileşimli voltaj matrisi elde edilmiştir.

Ayrıştırma matrisi hesaplanması için etkileşimli sistem voltajı ile izole halde voltaj arasındaki bağıntı aşağıdaki formüle göre hesaplanır.

$$[Z][V_C(\theta, \varphi)] = [S_i(\theta, \varphi)] \quad (3.27)$$

$[Z]$ : Ayrıştırma matrisi , $[V_C(\theta, \varphi)]$ : Etkileşim altında antenlerin aldığı voltaj değerleri , $[S_i(\theta, \varphi)]$ : İzole edilmiş antenlerin aldığı voltaj değerleridir.

$$V_1 - Z^{1,2} \left( \frac{V_2}{Z_L} \right) - Z^{1,3} \left( \frac{V_3}{Z_L} \right) - Z^{1,4} \left( \frac{V_4}{Z_L} \right) = S_1 \quad (3.28)$$

$$V_2 - Z^{1,2} \left( \frac{V_1}{Z_L} \right) - Z^{1,2} \left( \frac{V_3}{Z_L} \right) - Z^{1,3} \left( \frac{V_4}{Z_L} \right) = S_2 \quad (3.29)$$

$$V_3 - Z^{1,3} \left( \frac{V_1}{Z_L} \right) - Z^{1,2} \left( \frac{V_2}{Z_L} \right) - Z^{1,2} \left( \frac{V_4}{Z_L} \right) = S_3 \quad (3.30)$$

$$V_4 - Z^{1,4} \left( \frac{V_1}{Z_L} \right) - Z^{1,3} \left( \frac{V_2}{Z_L} \right) - Z^{1,2} \left( \frac{V_3}{Z_L} \right) = S_4 \quad (3.31)$$

Denklem 3.28, 3.29, 3.30 ve 3.31 denklem 3.32 formatında getirip denklem 3.34 ve 3.35 ve 3.36 gibi değişkenler yazılıp denklem 3.33 gibi çözülür(Khan, 2021).

$$[A][X] = [b] \quad (3.32)$$

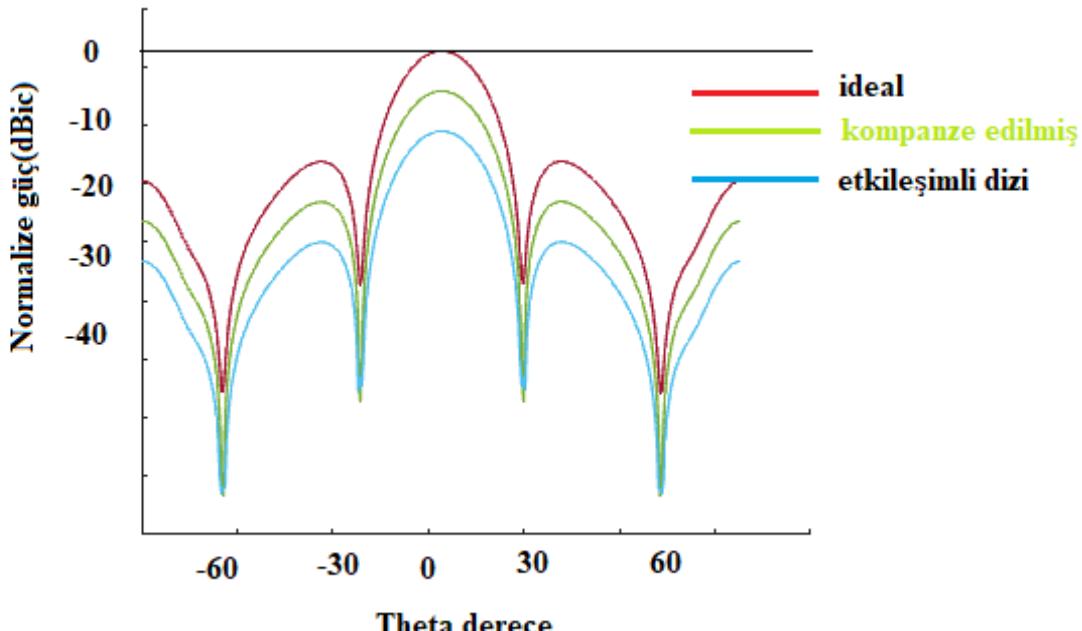
$$X = ((A^T A)^{-1} A^T b) \quad (3.33)$$

$$b = \begin{bmatrix} S_1 - V_1 \\ S_2 - V_2 \\ S_3 - V_3 \\ S_4 - V_4 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$X = \begin{bmatrix} Z^{1,2} \\ Z^{1,3} \\ Z^{1,4} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$A = \begin{bmatrix} I_2 & I_3 & I_4 \\ I_1 + I_3 & I_4 & 0 \\ I_2 + I_4 & I_1 & 0 \\ I_3 & I_2 & I_1 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Denklem 3.35 deki empedans değerleri geliş yönü ve hüzme oluşturma algoritmalarında kompanzasyon matrisi olarak kullanılmıştır.



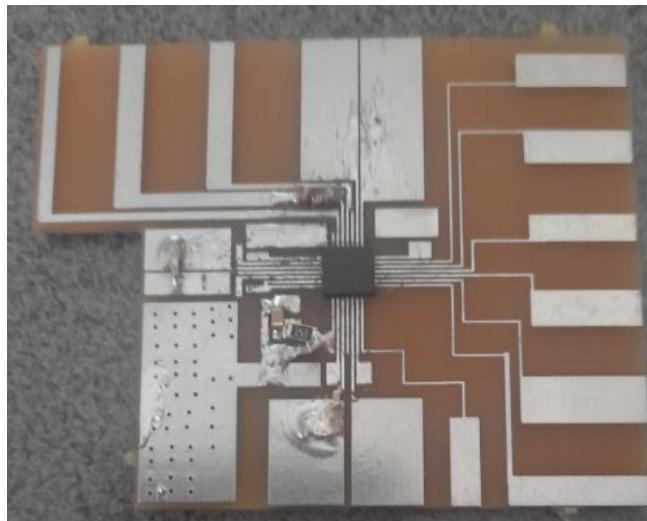
Şekil 3.21: İdeal durumda, etkileşimli dizi ve kompanzasyon yapılmış dizi ışıma deseni

Şekil 3.21'de tek antenin ışıma örüntüsü ile dizi çarpanı sayesinde ideal durum için dizi ışıma deseni elde edilmiştir. Etkileşim altında olan dizinin ışıma örüntüsü mavi renkli hüzmedir. Burada etkileşim altında iken dizi elemanları arasındaki empedans değerlerinden kompanzasyon matrisi elde edilmiştir. Bu matris etkileşimli dizi elemanları ile çarpılarak kompanze edilmiş ve dizi ışıma görüntüsü elde edilmiştir. Kompanze edilen ışıma deseni ideal duruma yakınlaşmıştır. Bu işlemde açıya bağlı olarak kompanzasyon matrisi elde edilmemiştir. Tek bir durum için antenler arası koplaj değerleri dikkate alınıp matris oluşturulmuştur.

### 3.5 Ön Uç Elektroniği

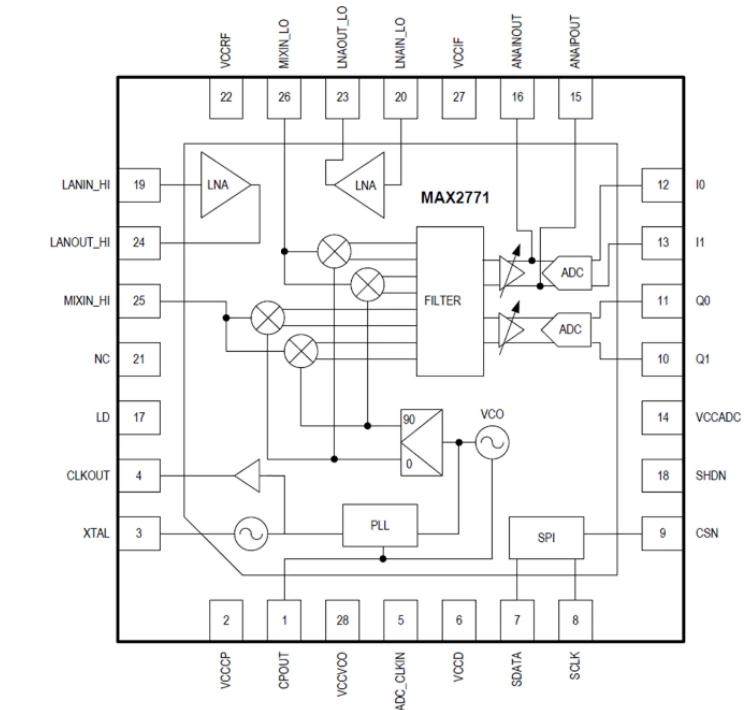
Ön-uç elektroniği olarak sistemde çeşitli elektronik devre ve entegreler kullanılmıştır. Bunlar küresel konumlama sistemleri için tasarlanmış MAX2771 devresi, Max 2742, NI USRP 2901 SDR cihazı, U-Blox EVK M8 cihazı gibi cihazlardır. Bu cihazlar ve entegreler alt başlıkta açıklanmıştır. En

son sistem sonuçları NI USRP 2901 cihazı ile alınmıştır.



**Şekil 3.22** Max2771 devresi ile gerçekleştirilen ön uç elektroniği devresi

Şekil 3.22'de MAX 2771 entegresi pcb ye lehimlenmiştir. Ayrıca etrafındaki devre elemanları veri kağıdındaki verilen örnek devre şemasına göre hazırlanmış ve lehimlenmiştir.



**Şekil 3.23** Max 2771 sistem bloğu

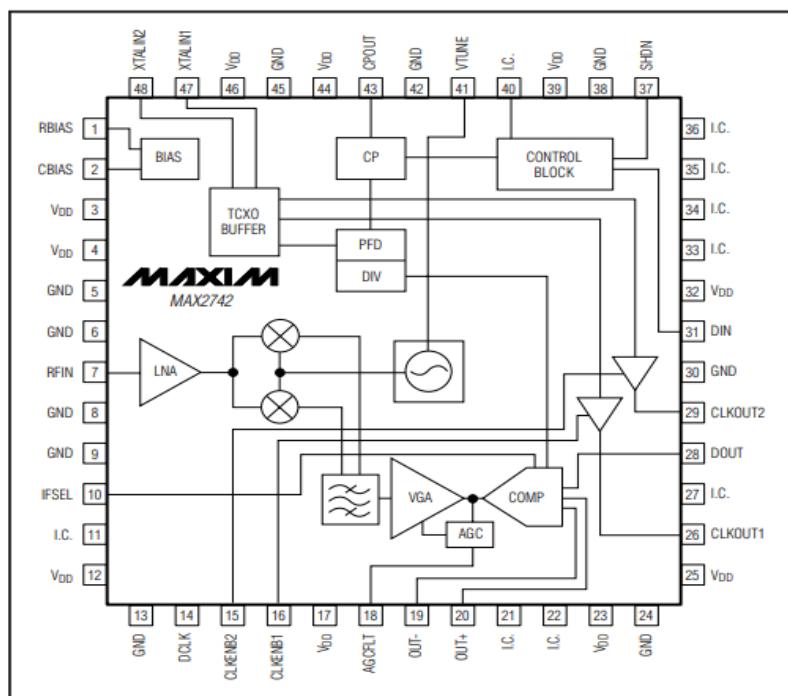
Max 2771 entegre GNSS frekans bandının üst ve alt bandında sinyallerin frekanslarını alçaltıp kendi içerisinde bulunan analog sayısal dönüştürücü sayesinde sinyalleri bitler halinde yazılım ortamına aktarmayı sağlar. Teknik olarak uydu sinyalleri 110 dB kadar yükseltilip 2, 4, 8 MHz gibi sinyallere küçültülüp 16 Msps gibi örnekleme hızlarında 2 bite kadar faz içi ve faz dışı olarak alınabilmektedir. Bu entegre SPI protokolünü kullanılarak kendi içerisinde bulunan voltaj kontrollü sinyal üretici

frekansını, filtrelerin frekans bantlarını, sayısal dönüştürücülerin hızını otomatik kazanç kontrol ünitesinin değerinin ayarlanması sağlar. SPI protokolünün teknik detayları kendi veri kağıdında bulunmaktadır.

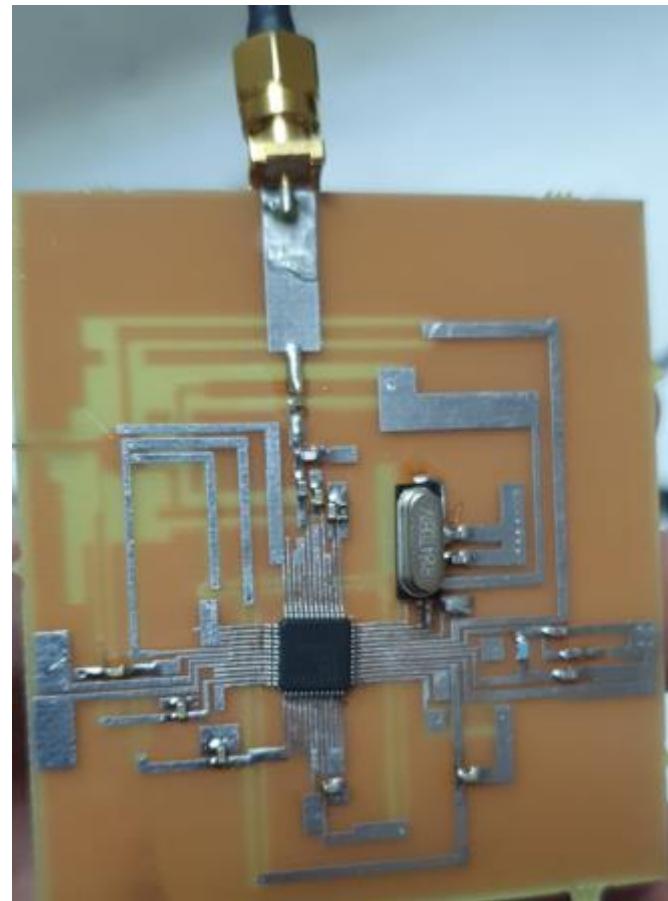
Spi sinyalleri bir mikro denetleyici tarafından üretilebilir. Bu çalışmada stm32f429 discovery kartı kullanılmıştır. SPI sinyalleri GPIO pinleri atanarak zamanlayıcı sayesinde istenilen periyodlar da verilebilirken, denetleyicinin kendi içerisinde bulunan spi komutu sayesinde kodlar aktarılabilir. Burada dikkat edilmesi geren spi sinyallerinin bir osilaskopla ölçülecek istenilen periyodlarda sinyaller verilebiliyor mu diye kontrol etmek gereklidir. Maz 2771 veri kağıdına göre 4 MHz de kare dalgaları zamanlayıcı olarak kullanıp paralelinde entegre kodlarını iletmesi gerekitiği yazıyor. Bunun için mikro denetleyici kodu yazıldıktan sonra zamanlayıcı sinyali ile bilgi sinyalinin senkron olduğu ve doğru periyotta olduğu ölçülmeli. Kendi tasarımımızda frekans değerinin kaydığı gözlemlenmiştir.

### 3.5.1 Max 2742

Max2742 entegresi veri kağıdındaki uygulamaya göre kullanılmıştır. Şekilde hazır devre şeması bulunmaktadır. Kart test edilmiş ve veri kağıdına uygun sinyal kazançları ve akım tüketimi gözlenmiştir.



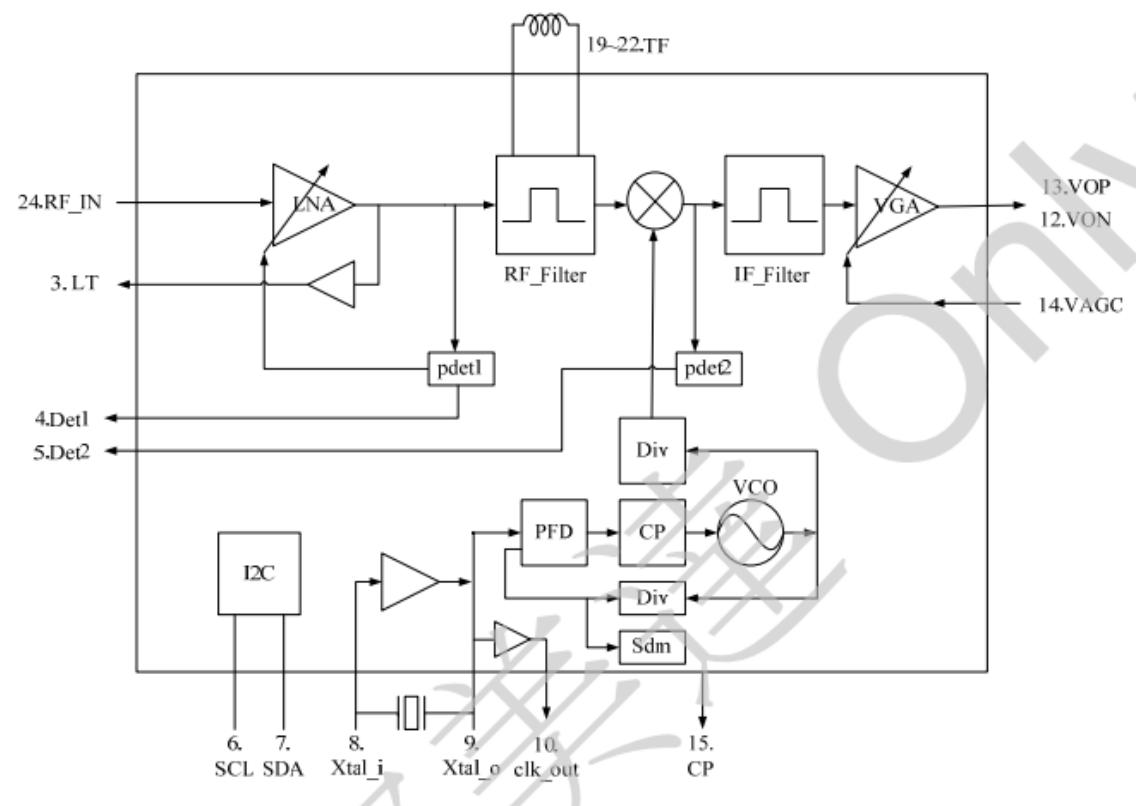
**Şekil 3.24** Max2771 devresi ile gerçekleştirilen ön uç elektronigi devresi



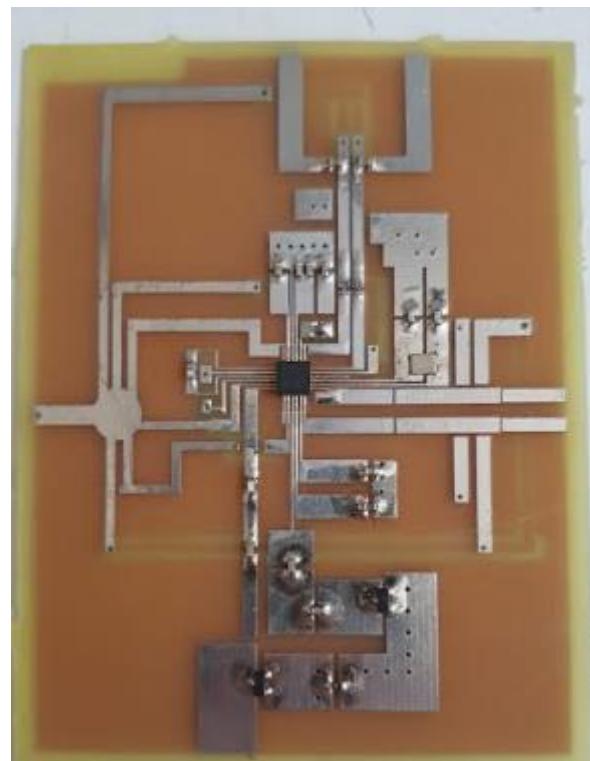
Şekil 3.25 Max2771 devresi ile gerçekleştirilen ön uç elektroniği devresi

### 3.5.2. RTL SDR R820T2

R820T2 entegresi veri kağıdındaki uygulamaya göre kullanılmıştır. Şekilde hazır devre şeması bulunmaktadır. Kart test edilmiş ve veri kağıdına uygun sinyal kazançları ve akım tüketimi gözlenmiştir.



**Şekil 3.26** Max2771 devresi ile gerçekleştirilen ön uç elektroniği devresi

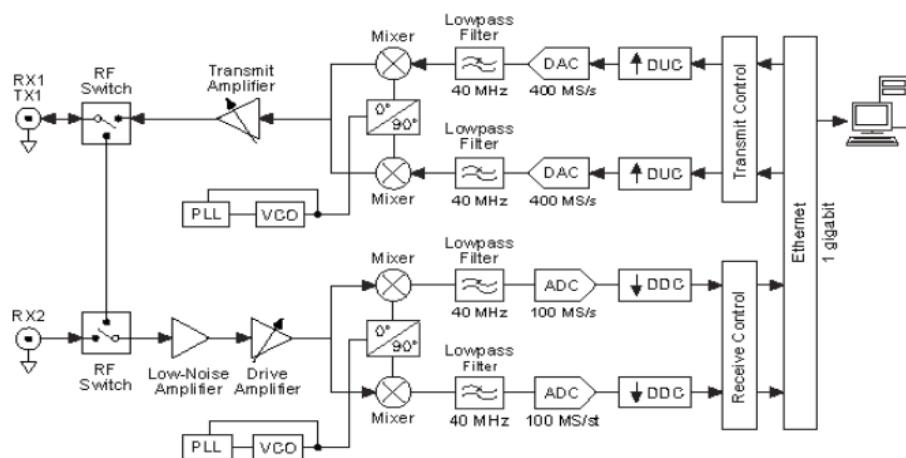


**Şekil 3.27** Max2771 devresi ile gerçekleştirilen ön uç elektroniği devresi

### 3.5.3. NI USRP

NIUSRP 2901 alıcı ile GNSS bandındaki tüm sinyaller baz sinyallerine dönüştürüllererek bilgisayar ortamına aktarılmıştır. Bu sayede alıcının her bir kanalına bağlanmış olan antenlerin aldığı sinyaller gözlemlenebilmiş ve aralarındaki faz farklı hesaplanıp değiştirilebilmiştir. Aynı zamanda bu 4 antenli yapıya gelen 2 adet sinyalin yönleri ESPRIT algoritması ile tespit edilmiştir. Ardından yazılımsal olarak sinyaller arasında faz farkı verilerek ışınmanın yönü değiştirilip uydu sinyallerinin daha verimli olarak alınması sağlanmıştır.

Bu cihaz labview ve Matlab ve GNU radio yazılım araçları ile kullanılabilmektedir. Testler sırasında over flow ve over run problemleri tespit edilmiş olup bu sorunu çözmek amacıyla data rate, clock rate gibi değerler optimize edilmiş sinyal alınırken veya verilirken yapılan bilgi atlamları veya kayıpları engellenmeye çalışılmıştır.



**Şekil 3.28:** NI USRP 2901 sistem bloğu

Şekil 3.28'de NI USRP'nin iç elektronik bloğu gösterilmiştir. Burada gelen sinyaller frekans karıştırıcı devresi ile frekans düşürülmüş hatta taban sinyaller elde edilerek filtreden geçirilerek sayısal dönüştürücülere aktarılmıştır ve en son olarak bilgisayar ortamında işlenmeye hazır hale getirilmiştir. İletim hattında bilgisayardan gelen sayısal veriler analog dönüştürücüye verilerek frekans karıştırıcı sayesinde yüksek frekanslara çekilir ve iletim antenler ya da kablo ile sağlanabilir.



Şekil 3.29 NI USRP 2901

### 3.5.4 Ublox

U-Blox uydudan küresel konumlama sistemleri için tasarlanmış alıcı devresidir. Bu alıcı bilgisayar da arayüzle kontrol edilir. Uydu numaraları, uydu konumları, yükseklikleri, hızları ve hata oranları gibi değerlerle birlikte alınan sinyallerin güçleri ve alıcının konum bilgilerini verir.



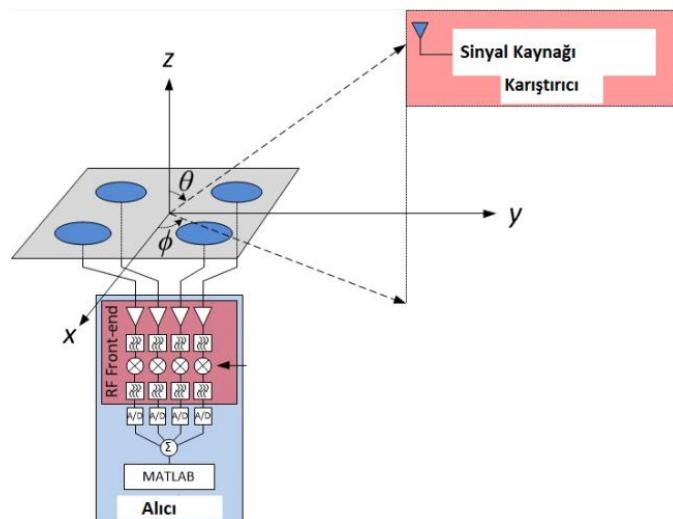
Şekil 3.30: Ublox GPS alıcı

Ublox EVM 8 ile alınan uydu sinyallerinin güç ve sinyallerin kalite değerleri bu alıcı tarafından gözlemlenebilmektedir. Bu alıcı sayesinde sinyallerin doğruluk oranları tespit edilmiştir.

## 3.6 Karıştırma Senaryoları

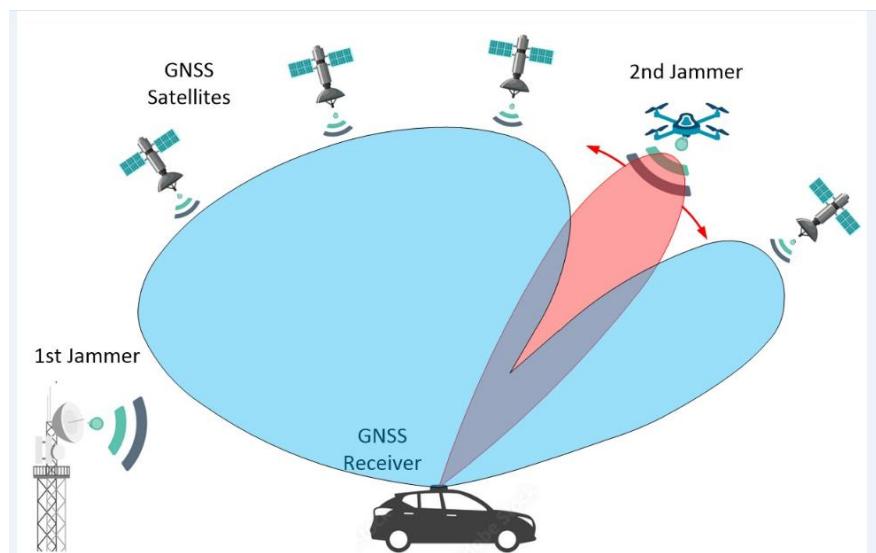
3 farklı karıştırma senaryosu bulunmaktadır. Bunlar 1 karıştırıcının(sürekli sinyal) olduğu farklı açılarda olduğu durum, 2 karıştırıcının(sürekli sinyal) farklı açılarda olduğu durum, yapay üretilen GPS sinyalleri ile yapılan aldatma (spoof).

Senaryo 1: Karıştırıcı sinyal olarak sinyal kaynağından üretilen 1575.42 MHz'de sinyalin log periyodik anten (LPDA) ile sisteme gönderilerek yapılmıştır. Bu senaryoda karıştırıcının sisteme göre açısı ve her açıdaki sinyal gücünün alınan uydu sinyallerinin kalitesine etkisi incelenmiştir.



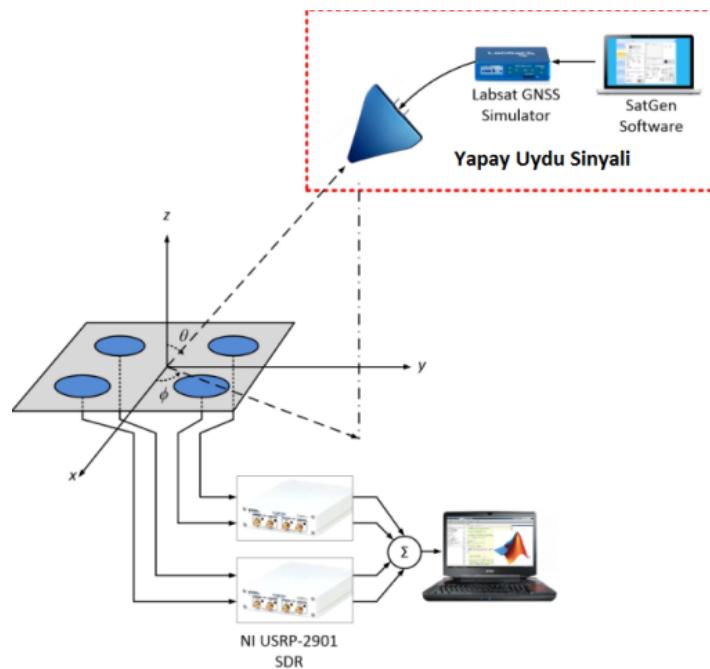
**Şekil 3.31.** Karıştırıcı Senaryosu

Senaryo 2: Sinyal kaynağı ile üretilen 2 sürekli sinyalin sisteme gönderilmesi ile oluşturulmuştur. Burada özellikle karıştırıcılar arasındaki açının sisteme göre hassasiyet ölçümü. Yonleri bulunurken doğruluk değerleri tespit edilmiştir.



**Şekil 3.32.** Karşıtma senaryosu

Senaryo 3: LabSat Sinyal kaynağı ile yapay olarak GPS sinyalleri oluşturulmuştur. Alıcı anten dizisine ulaşan bu sinyallerin farklı güçlerdeki etkileşimleri incelenmiştir.



Şekil 3.33. Karşıtarma Senaryosu

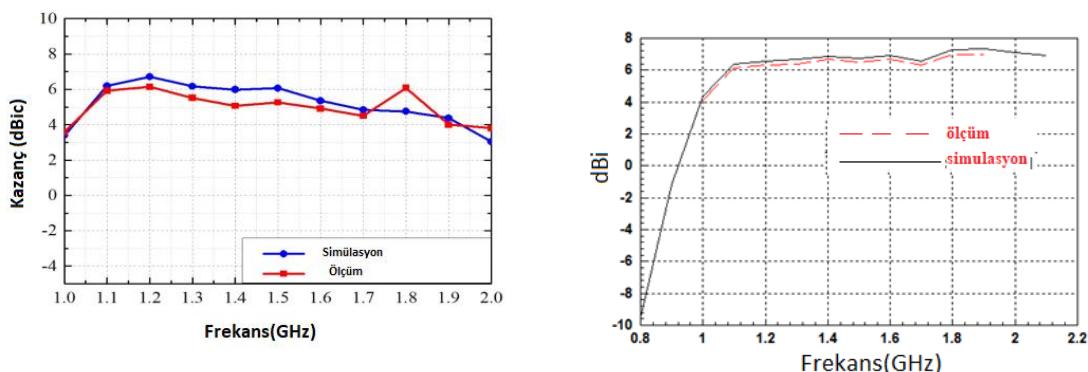
## 4 SONUÇLAR

Bu bölümde yapılan antenlerin ve sistemin ölçüm ve simulasyon grafikleri karşılaştırımlı olarak alt başlıklarda verilmiştir. Tasarlanmış olan donanımın test edilmesi için kullanılan algoritma basamakları takip eden şekilde uygulanmıştır.

İlk olarak uyumlu olmayan sinyal gruplarının sayısı minimum tanımlama uzunluğu ile belirlenmiştir. Sonra, öz ortak yaklaşık köşegenleştirme algoritması kullanılarak etkili yönelim vektörleri kestirilmiştir. Üçüncü aşamada ise bu yönelim vektörleri, modifiye edilmiş ileri doğrusal tahmin (MFBLP), döngüsel değişimzlik tekniği ile sinyal parametrelerinin kestirimi (ESPRIT), çoklu sinyal sınıflandırma (MUSIC) algoritmaları, temel çoklu sinyal sınıflandırma (root MUSIC) algoritmaları ve minimum norm algoritmaları gibi bazı yüksek çözünürlükte yön bulma metodları kullanılarak açı ve her uyumlu sinyalin zayıflama katsayısını hesaplama işlemi gerçekleşmiştir. Ardından her gruba frekans atamak için frekans eşleştirme yapılmıştır.

Elde edilen grafikler açıklanmış ve literatüre göre kıyaslaması yapılmıştır.

### 4.1 Anten 1



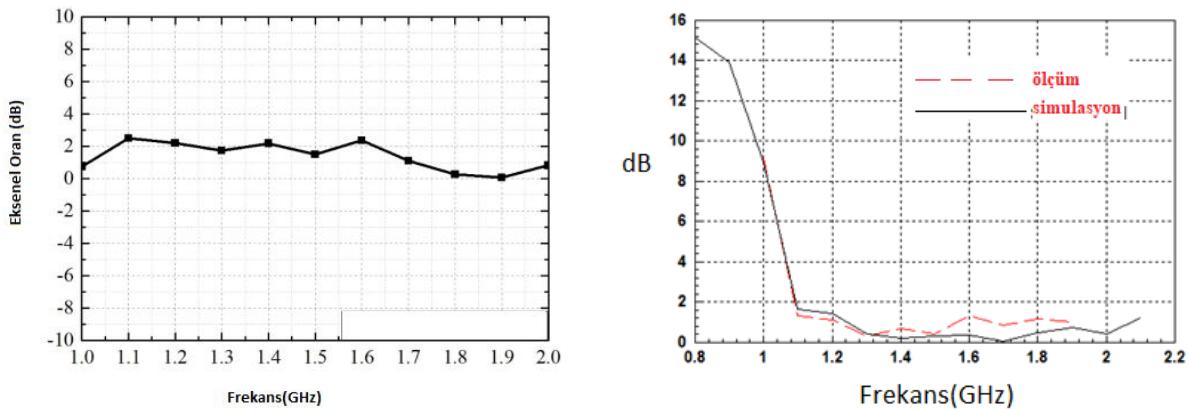
**Şekil 4.1. a)** PLA tabanlı Antenin Frekansa bağlı kazanç değeri **b)** Sarmal Anten kazanç grafiği  
(Yigit O. ,2014)

Çizelge 4.1: PLA taban Sarmal anten ile sarmal anten kazanç karşılaştırması

Anten	Kazanç dBic (max-min)	Kazanç dBic(ortalama)
PLA taban Sarmal Anten	6 dBic- 5dBic	5.5 dBic
Sarmal anten	6.30 dBic-6.10 dBic	6.2 dBic

Şekil 4.1'de gösterildiği üzere simülasyon ile ölçüm sonuçları birbirine yakın çıkmıştır. Kazanç değeri olarak simülasyon ile ölçüm arasında maksimum 1 dB fark vardır. 1.8 GHz de simülasyona göre ölçüm kazanç değeri 1.2 dB yüksek çıkmıştır bunun sebebi ölçüm sırasında beklenmeyen yansımaların olması olarak düşünülmüyor. Ölçülen ortalama kazanç değeri yaklaşık olarak 5 dBic'dir. Bu değer PLA

malzemesi kullanılmadan sade olarak sarmal antenin kazanç değeri ile uyuşmaktadır. Boyutlarının küçülmesi antenin yenilikçi tarafıdır.

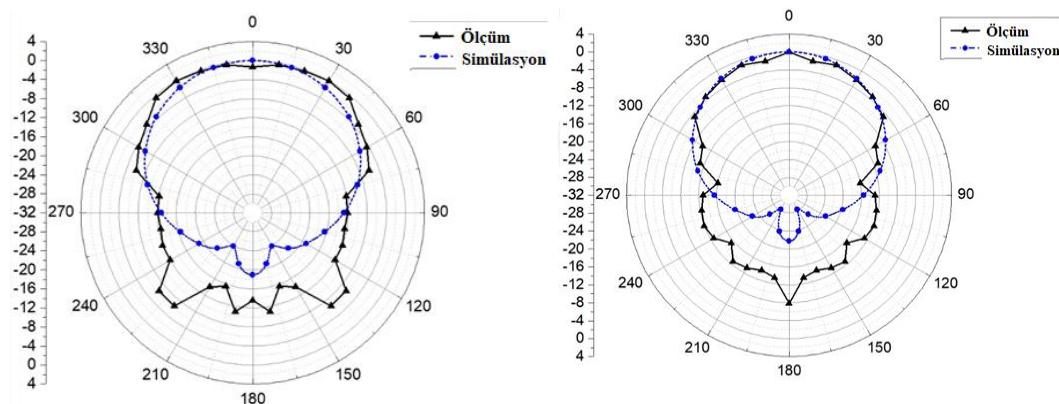


Şekil 4.2. a)PLA tabanlı anten Eksenel Oran frekans değeri b) sarmal anten (Yiğit O., 2014)

Çizelge 4.2: PLA taban Sarmal anten ile sarmal anten eksenel oran karşılaştırması

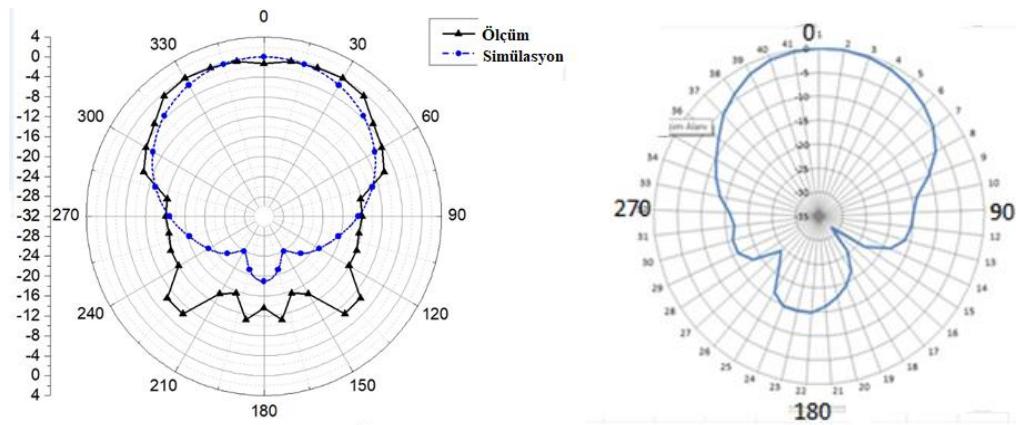
Anten	Eksenel Oran dB (max-min)	Eksenel Oran(ortalama)
PLA taban Sarmal Anten	2 dB-3 dB	2.5dB
Sarmal anten	0.4dB-1 dB	0.8 dB

Eksenel değerinin 3 dB'nin altında olması dikey iki bileşen arasında 3 dB'nin altında fark var demektir, bu da antenimizin dairesel polarize olması için yeterlidir.



Şekil 4.3. 1.178 GHz ışma görüntüsü

Şekil 4.4. 1227 MHz frekansında ışma görüntüsü



**Şekil 4.5.a)** PLA tabanlı anten 1575 MHz ışma görüntüsü b) sarmal anten ( Yiğit O., 2014)

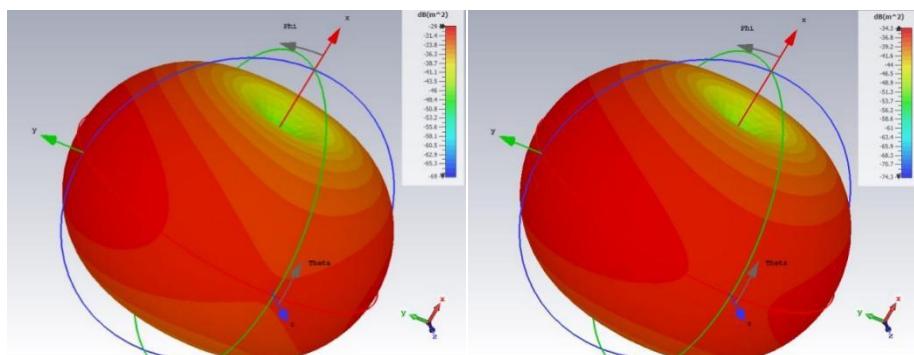
Cizelge 4.3: PLA taban Sarmal anten ile sarmal anten yarım güç hüzme açısı karşılaştırması

Anten	Yarım güç hüzme açısı derece
PLA taban Sarmal Anten	115 derecce
Sarmal anten	90 derece

Her polar grafikte ölçüm ve simülasyon sonuçlarının radyasyon yapan yarım külesi üzerinde uyuştuğu gözlemlenmiş arka tarafındaki kısmında ise ölçüm düzeneğindeki yansımalarдан dolayı beklenenden yüksek çıkmıştır.

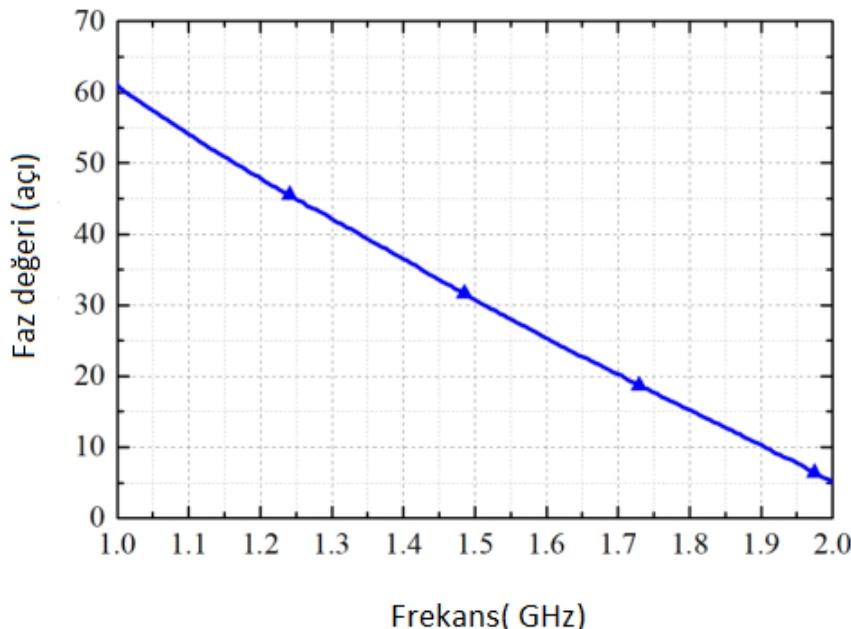
#### 4.2 Anten 2

Bu başlıkta tasarlanmış 2 nolu antenin simülasyon ve ölçüm sonuçları bulunmaktadır. Anten 2'de yapay manyetik yüzey, frekans seçmeli yüzey ve radyasyon yapan sarmal kısım bulunmaktadır. Bu nedenle grafikler de sırasıyla frekans seçmeli yüzeye gelen sinyalin ışma görüntüsü, yapay manyetik yüzeye gelen sinyalin fazı ve en son olarak antenin radyasyon parametreleri gösterilmiştir.



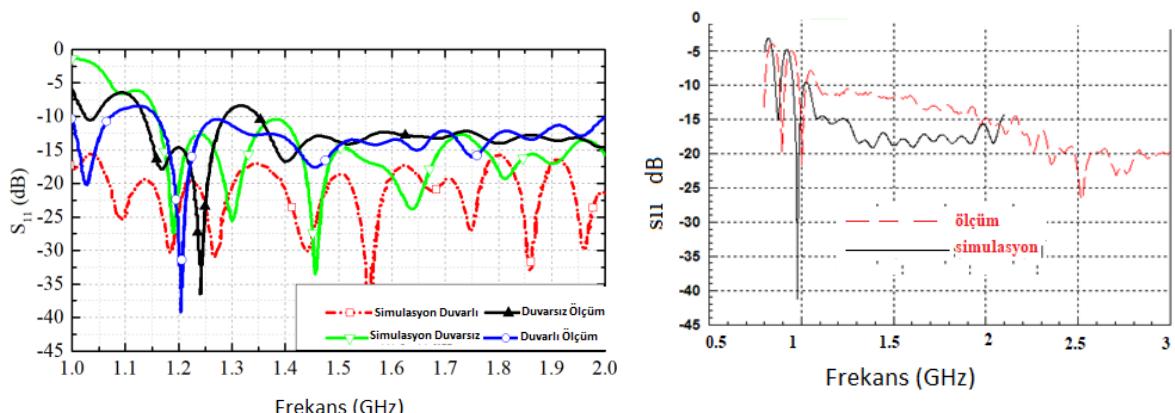
**Şekil 4.6.** Frekans seçmeli yüzeye gelen yüzeysel dalganın ışma görüntüsü a) 1.2 GHz b) 1.575GHz

Şekil 4.6'a göre yüzeye homojen olarak gelen sinyaller yüzeyin arkasında merkeze doğru yakınsıyor. Bu sayede etrafına saçılan sinyalleri merkeze odaklayarak kaybı azaltmış bulunuyoruz.



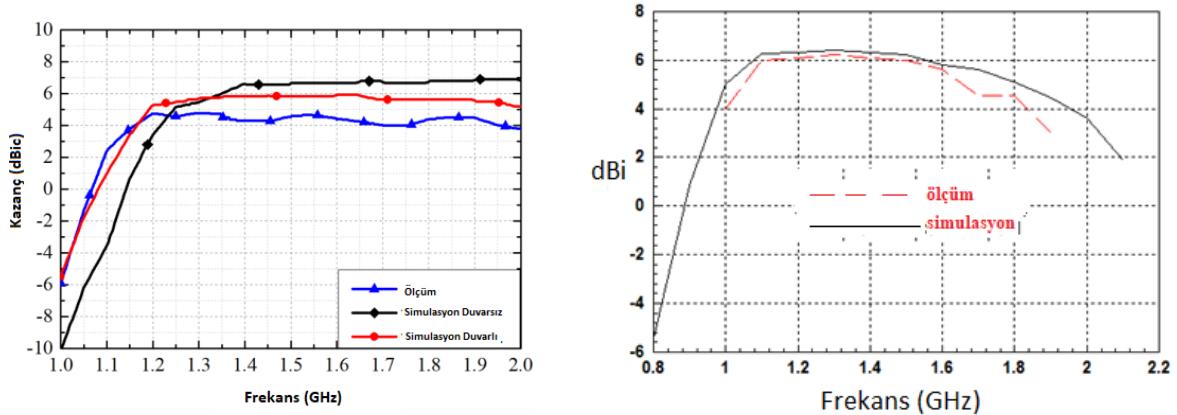
Şekil 4.7. Yapay manyetik yüzeyden yansıyan sinyalin faz grafiği

Yapay manyetik yüzey şekilde görüldüğü üzere elektrik iletken yüzeye kıyasla yansımaya katsayısı 1'e çok yakındır. Alt bantta 45 derece üst bantta 25 derece olduğundan tüm bant boyunca yapay manyetik yüzey özelliği gösterdiği söylenebilir.



Şekil 4.8.a) kavite anten geri dönüş kaybı grafiği b) sarmal anten (Yiğit O.,2014)

Geri dönüş kaybı frekans seçmeli yan duvarlar olsa da olmasa da bant boyunca -10 dB'nin altındadır. Bu değer anteninizin antenimize gönderilen sinyalin yüzde 90'ından fazlasının iletildiğini gösterir.

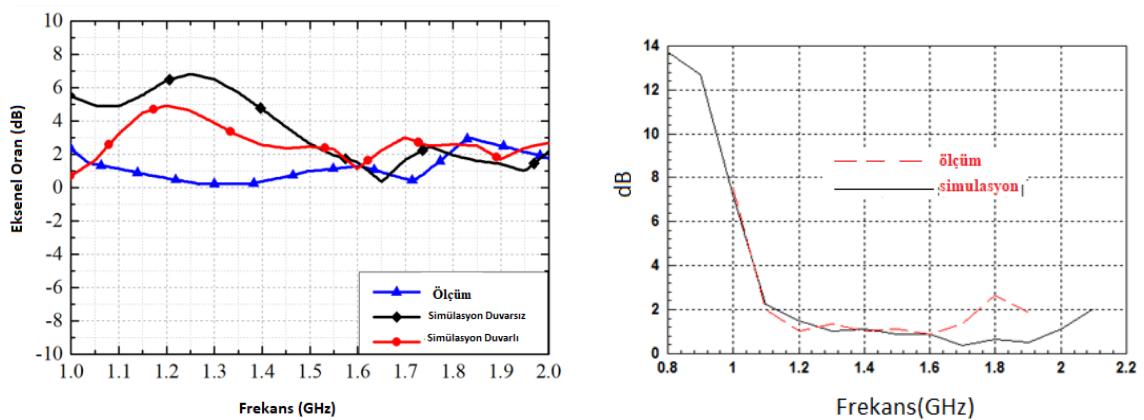


Şekil 4.9. a) kovuklu anten Kazanç-Frekans Grafiği b) sarmal anten(Yiğit O., 2014)

Çizelge 4.4: Kovuklu anten ile sarmal anten kazanç karşılaştırması

Anten	Kazanç (max-min)	Kazanç(ortalama)
Kovuklu Sarmal Anten	5 dBic-4 dBic	4.5 dBic
Sarmal anten	6.2 dBic-6 dBic	6.1 dBic

Çizelge 4.4'te kavite antenin kazanç değerleri ve sarmal antenin kazanç değerleri verilmiştir. Sarmal antenin kazanç değeri 1.5 dB kadar fazla çıkmıştır. Kavite anten kazancının 1.5 dB az çıkışının nedeni yapay manyetik yüzeyin faz değişiminin kusursuz olarak 180 derece olmaması ve yanlarındaki frekans seçmeli yüzeyin içerisindeki geçen sinyallerin güç kaybına uğramasındandır. Kovuklu antenin boyutu küçüldüğü için diziye yerleştirildiğinde birbirleriyle olan etkileşim azalır ve performans kayipları gözlenmez.

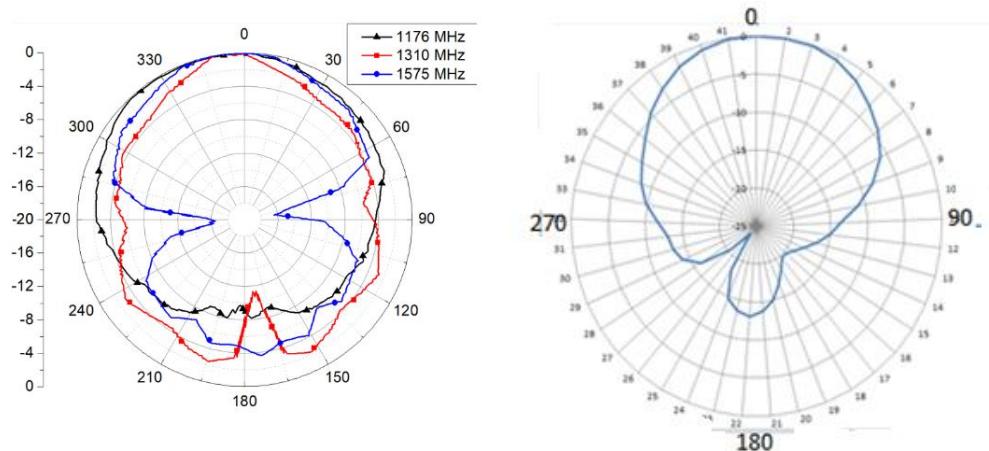


Şekil 4.10.a) Eksenal oran grafiği b) sarmal anten (Yiğit O. 2014)

Çizelge 4.5: Kovuklu anten ile sarmal anten eksenal oran karşılaştırması

Anten	Eksenal oran (max-min)	Eksenal Oran(ortalama)
Kovuklu sarmal Anten	1.8 dB-0.1 dB	0.5dB
Sarmal anten	2 dB-1 dB	1.1 dB

Çizelge 4.5'de antenlerin eksenel oran değerleri verilmiştir. Kovuklu antenin eksenel oran değeri ortalama 0.5 dB olması kusursuz dairesel polarize olmasına yakın olduğunu gösterir. Sarmal anten dairesel polarize sinyalleri toplarken eksenel oran değeri yüksek olduğu için daha kayıplı toplar.



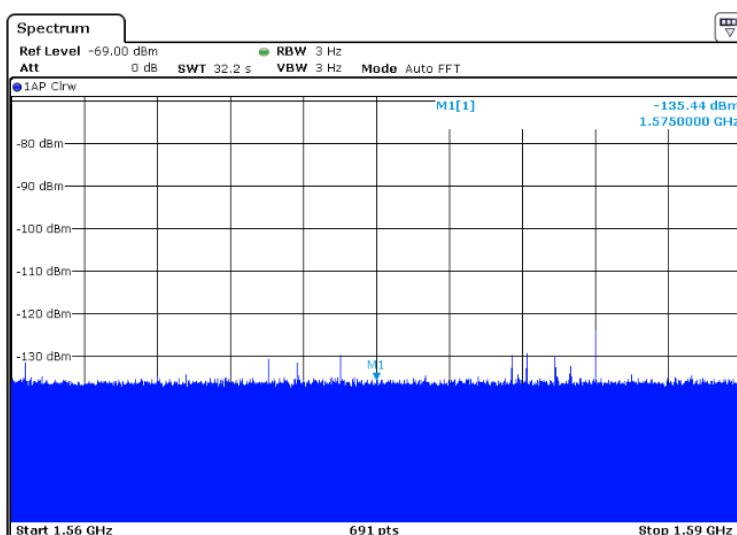
**Şekil 4.11.** a) kavite anten Polar ışırma görüntüsü b) sarmal anten ( Yiğit O. 2014)

Şekil 4.11'e göre yarım güç hüzme açısı 1575 MHz'de 110 derece, 1310 MHz de 90 derece ve alt bant olan 1165 MHz'de 125 derece olarak ölçülmüştür.

**Çizelge 4.6:** Kovuklu Anten ve Sarmal anten yarım güç hüzme açısı karşılaştırması

Anten	Yarım Güç hüzme açısı
Kovuklu sarmal anten	110 derece
Sarmal anten	90 derece

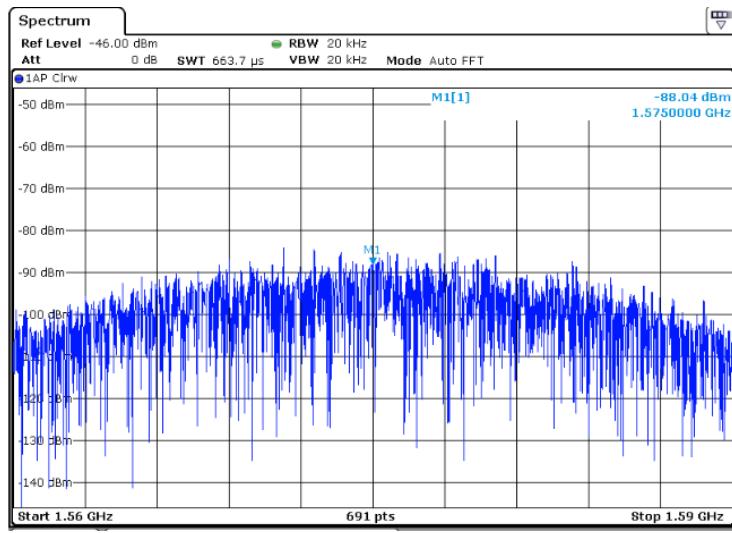
Çizelge 4.6'a göre kovuklu sarmal antenin yarım güç hüzme açısının daha geniş olduğu görülmektedir. Navigasyon sistemleri için kullanılan antenlerin çok uydu görmeleri için geniş bir hüzme açısından ışırma yapması avantajdır.



**Şekil 4.12:** Ortamın gürültü seviyesi

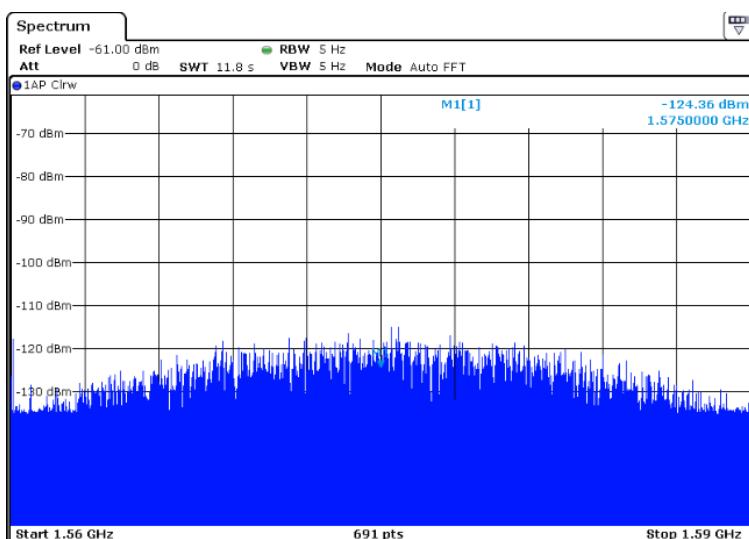
Şekil 4.12'de sinyal seviyesi spektrum analizörün ortama sinyal verilmediği zaman ekranındaki görüntüsüdür. Burada gürültü seviyesi 3 Hz bant genişliği için -135 dBm'dir.

Spektrum analizörün gürültü seviyesi sıcaklık (KTB) gürültüsü ile analizörün kendi gürültüsünün toplamı kadardır. KTB formülü ile -170 dBm gürültü hesaplanır. 35 dB kadar da analizörün elektroniğinin gürültüsü olduğu tahmin edilmektedir.



Şekil 4.13: Konumlama sinyali verici sinyal gücü

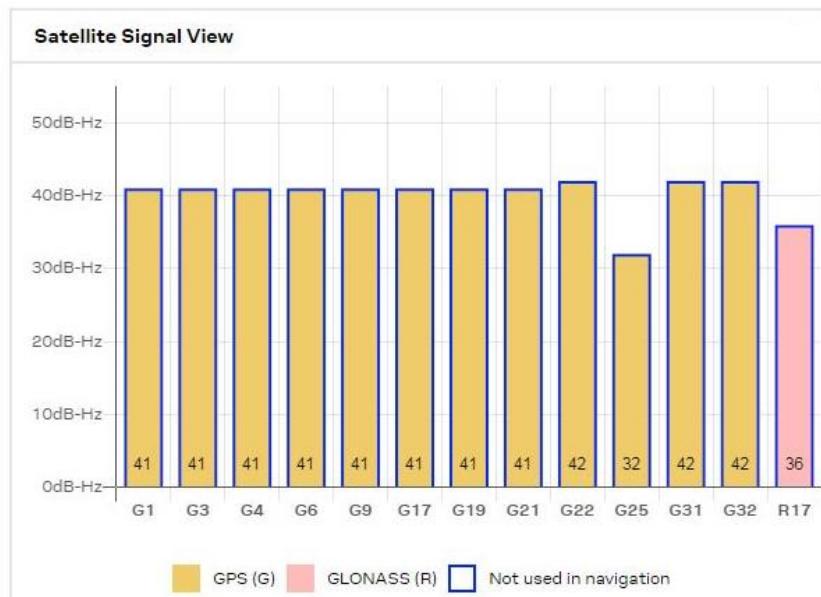
Yapay olarak uydu sinyalleri LabSat sinyal üretici ile üretilmiştir. Vericinin çıkışındaki sinyal gücü -90 dBm civarındadır ve şekil 4.13'de gösterilmiştir. Anten dizisine -70 dBm'e kadar jam sinyal verilmiştir. -70 dBm değerinde tüm uyduların tamamen kaybolduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 4.14: Alıcı konumlama sinyal güç seviyesi

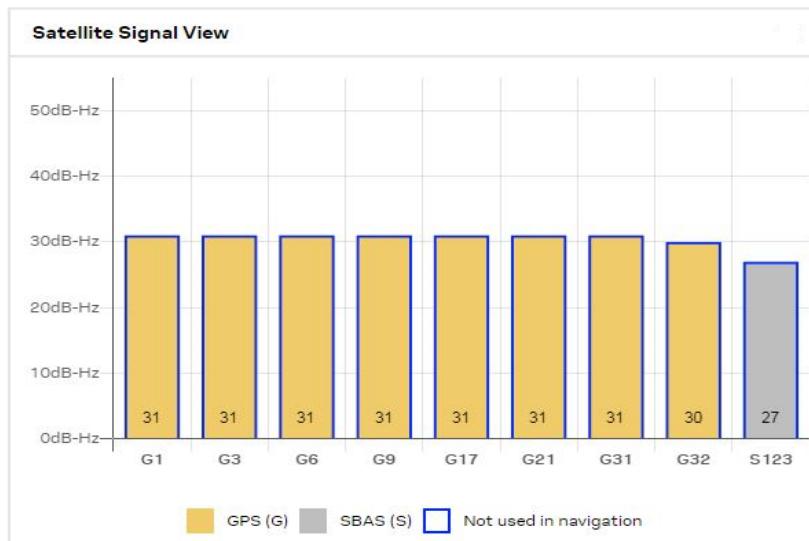
Şekil 4.14'de yapay olarak oluşturulmuş konumlama sinyali güç değeri gösterilmiştir. -120 dBm olrak ölçülen bu değer -130 dBm olan konumlama sinyallerine yakın bir değerdedir.

Senaryo 3: Labsat Sinyal kaynağı ile yapay olarak GPS sinyalleri oluşturulmuştur. Alıcı anten dizisine ulaşan bu sinyallerin farklı güçlerdeki etkileşimleri incelenmiştir.

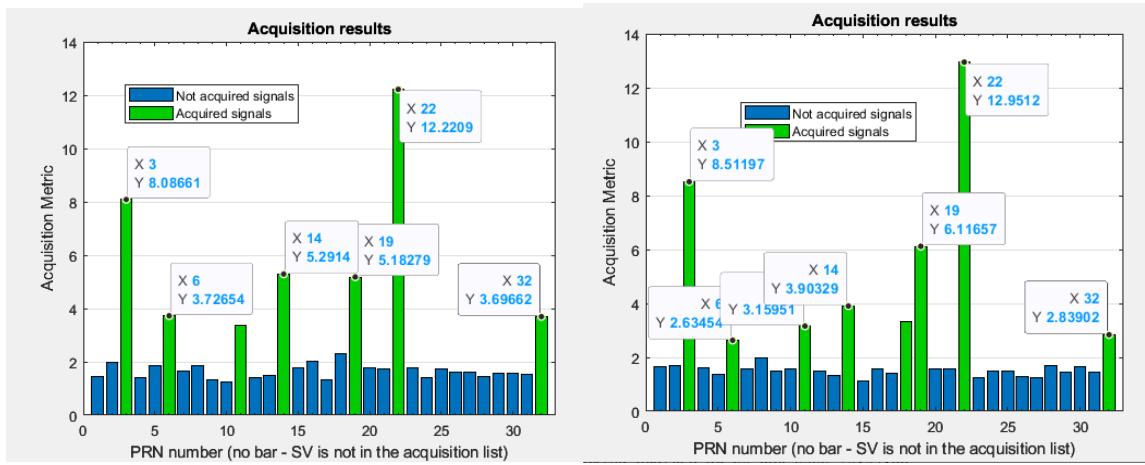


Şekil 4.15: Alıcı uydu sinyalleri güç değerleri

Şekil 4.15 açık bir ortamda alınmış konumlama sinyalleri güç değerleri gösterilmektedir. Bu değer ortalama 42 dB-Hz'dır.



Şekil 4.16: Karşılaştırma sinyalinin etkisi ile birlikte alıcı uydu sinyalleri güç değerleri

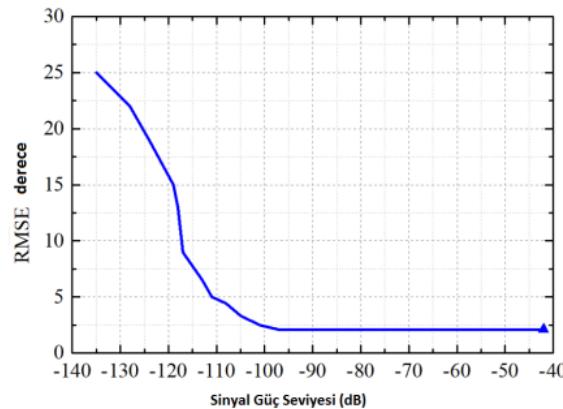


Şekil 4.17: a) dalgacık dönüşümü ile gürültü azaltıldıktan sonra uydu sinyalleri büyülükleri(sol) b) Ön-uç elektroniqinden alınan veriler ile uydu sinyallerinin büyülükleri(sağ)

Şekil 4.17'de alınan sinyal verilerinin dalgacık dönüşümü ile güçlendirildiği gözlenmiştir. Dalgacık dönüşümünde sinyali tekrar oluştururken uygun bir eşik değeri uygulanırsa sinyal gürültü oranlarının arttığı gözlenmiştir. Şekil 4.17'e göre uydu 6 metriği 2.6'dan 3.7'e, uydu 14 metriği 3.9'dan 5.2'ye yükselmiştir, uydu 32 ise 2.83'den 3.69'a yükselmiştir.

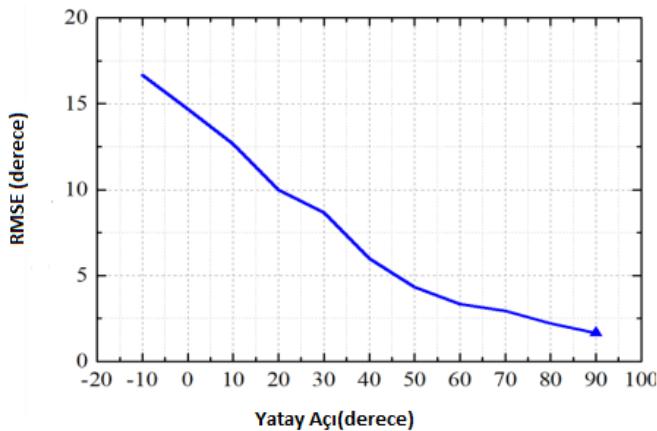
1575.42 MHz'de sürekli sinyal karıştırıcı olarak verildiğinde alınan uydu sinyal gücü için kritik değer 32 dB/Hz'dır. 32 dB/Hz'in altında uyduların algılanmadığı gözlenmiştir. Alınan uydu sinyalleri için kritik değer olan bu senaryoda alıcıda gözlenen karıştırıcı sinyal gücü -70 dBm'dır.

NI USRP cihazı ile alınan veriler matlab ortamına aktarılmıştır. Gerçek zamanlı yapılan ölçümelerde MUSIC ve ESPRIT algoritmaları kullanılmıştır. NI USRP cihazı 2MHz IQ oranı ve kazanç 65 dB olarak ayarlanmıştır. Aşağıdaki sonuçlar MUSIC algoritmasına göre alınmış sonuçlardır.

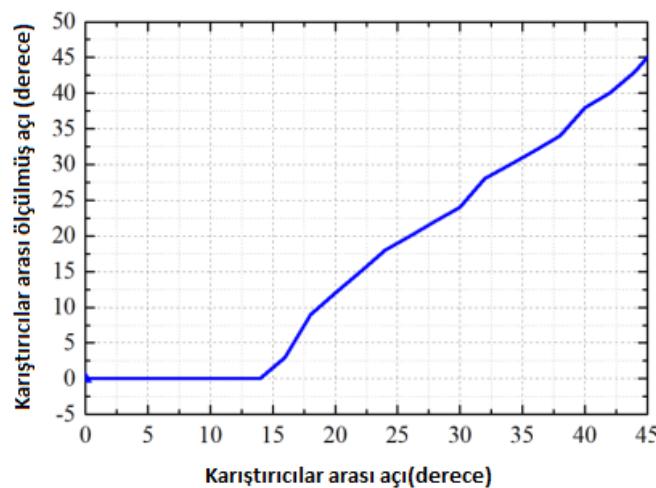


Şekil 4.18: Sinyal gücüne göre alıcının açı hata değeri

Şekil 4.18'e göre -140 dBm sinyal verildiğinde gelen sinyalin açı hata miktarı artmaktadır. Konumlama sinyalleri eryüzünde -130 dBm kadar olduğu için konumlama sinyalleri için tasarım elverişlidir.



Şekil 4.19: Yatay açıya göre hata değeri



Şekil 4.20: İki karıştırıcı arasındaki açıya bağlı olarak hata değerleri

Anten dizisinde gelen sinyal yönü hesaplama ve yön değiştirme işlemlerinde doğruluk payını en çok etkileyen ve sistemi ideal olmaktan çıkan karşılıklı etkileşim parametresidir. Sistemimizde antenler arası boşluk 0.85 dalga boyu kadar olduğu için tüm gelen sinyal açılarında karşılıklı etkileşim düşüktür. Bu nedenle teoride ve gerçekte olan karşılıklı etkileşim kompansasyonundaki farklılıklar

oldukça düşüktür. Yaptığımız ölçümler sonucunda aldığımız hata miktarları literatürde olana göre düşük çıkmıştır.

Şekil 4.19'da anten sisteme gelen sinyallerin açısına bağlı olarak açı bulma hataları verilmiştir. Bu grafiğe göre gelen sinyal ne kadar yataya yakın olursa o kadar hata oranı fazla oluyor. Yatay açılarda sistemin kazancının düşmesi, kuplaj değerinin artması, antenler arası uzaklık sinyale göre azalmış olması hata oranının artmasına neden olduğu düşünülüyor.

Şekil 4.20'e göre iki karıştırıcı arasında 15 derece kadar açı olana kadar sistem iki karıştırıcı olduğunu bulamamıştır ve daha fazla açı aralığında hata oranları 5 derece kadar olmuştur. Şekil 4.19'a göre yatay açılarda ise 45 dereceden sonra hata oranı 5 dereceye düşmektedir ve bu değer anten dizisinde yarım güç hüzme açısı aralığına çok yakın değerdedir. Yarım güç hüzme aralığı aralığında ise hata oranı 3 dereceye kadar düşmektedir. Şekil 4.20'ye göre sinyal gücü -140 dBm'e kadar hata oranı 5 derece kadar olurken bu sinyal gücünden daha küçük güçteki sinyaller için hata oranı yükselmektedir.

Çizelge 4.7: Tasarım ve Literatür kıyaslaması

Parametre	Tasarımımız	Literatür
Frekans aralığı	1.164-1.610 GHz	1.164-1.610 GHz
Boyut	2x2 eleman dizisi için 260x260mm	6 eleman 340 mm çap (GNSSA-6E six element GNSS antenna array)
Kazanç	Maks 11.45 dBic	Maks. 10.30 dBic
Uyduyu kaybetme için karıştırıcı sinyal gücü	-70 dBm	-100 dBm Purwar, Anupam. (2016)

Çizelge 4.8'de literatürde yapılmış akıllı anten sistemleri ve detayları yer almaktadır. Bu çizelgeye göre sistemin boyut, kazanç gibi performans değerleri kıyaslanabilir. Yapılan çalışmalarında ilk önce anten radyasyon performansı iyileştirilmeye çalışılmıştır. Sonra anten dizi performansı iyileştirilmeye çalışılmıştır. Anten performansı antenin fiziksel özelliklerini değiştirilerek oluşturulurken,

dizi daha çok yazılım olarak iyileştirilmeye çalışılmıştır. Dizi performansı için yapılan donanımsal değişiklikler ise antenler arasında izolasyonu sağlayan yapılar kullanılarak yapılmıştır.

Çizelge 4.8: Akıllı Anten Sistemleri için Yazılmış Makaleler ve teknik detaylar

Makale İsmi	Frekans Aralığı	Eleman sayısı	Boyut	Kazanç
Dabak Ö.C., 2016	Merkezi 1.575 GHz	4 elemanlı	270 mm çaplı daire üzerinde	11 dBic
Keller S., 2016	1.1GHz-1.61 GHz	7 elemanlı	29x29x10 cm	14 dBi
Ramkumar M., 2014	Merkezi 1.575 GHz	4 elemanlı	16cm çaplı daire üzerinde	4 dBi
Marcos E.	Merkezi 1.575 Gz	4 elemanlı	9 cm çaplı daire üzerinde	4 dBi
Caizonne S. 2016	Merkezi 1.575 ghz	6+1 elemanlı	18 cm çaplı daire üzerinde	4 dBic
Caizonne S. 2015	1.15GHz- 1.35GHz	4 elemanlı	9 cm çaplı daire üzerinde	4 dBic
Basta N. and Dreher A., 2011,	1.15 GHz-1.61 GHz	4 elemanlı	Tek anten boyutu 9.5 x 9.5 cm	10 dBi

Çizelge 4.9'da akıllı anten sistemleri için tasarlanmış ve ürün haline getirilmiş cihazların teknik detayları yer almaktadır. Ürünler anten dizisi içeriği için boyutları tek antene göre büyktür ve yerleştirildiği yerlerin ona göre belirlenip konumlanması gereklidir. Ürünler teknik olarak anten dizisi içeriği için kazanç değerleri 10 dBic'nin üzerindedir. Kuplaj kompanzasyonunun doğru bir şekilde çalışması için olabildiğince normal modda iken antenler arası kuplajın düşük olması gereklidir ve ürünler arasındaki performans farkını belirler. Genel olarak ürünlerin performansını dizi performansları ve alıcı

ünitesinin örnekleme performansı gibi faktörler etkiler.

Çizelge 4.9: Karıştırmaya dayanıklı akıllı anten sistemleri ürün listesi ve teknik bilgileri(everything Rf,2022)

Marka	Açıklama	UKKS Bantları	İşima kontrolü	Alici sistemi	Frekanslar	Anten elemanı sayısı ve boyutlar
Oralia	GPS/GNSS Anti-Jam outdoor antenna from 1559 to 1606 MHz	GPS L1, GALILEO E1, BEIDOU B1	Hayır	Hayır	1559 to 1606 MHz	90mm-120mm
Cobham Antenna Systems	L1/L2 band Anti-Jam GPS CRPA antenna with 4 elements	GPS L1, GPS L2	Evet	Hayır	1.227 GHz-1.575 GHz	4 elemanlı
Tallysman Wireless	Anti-Jam Antenna for L1,G1,E1,B1 bands	GPS L1, GLONASS G1, Galileo E1, BeiDou B1	Hayır	Hayır	1.559-1.606 GHz	yükseklik=100 mm
TUALCOM	Smallest Anti Jam System	Bei-Dou B1C, Galileo E1, GPS L1, SBAS	Evet	Evet	30MHz bandwidth	2 elemanlı(4.5 x 5.8 x 1.25 cm)
L3 Harris Technologies	L1/L2 band Anti-Jam GPSCRPA antenna with 7 elements	GPS L1, GPS L2	Evet	Hayır	1.227-1.575 GHz	7 elemanlı
Raytheon Technologies	Digital GPS Anti Jam Protection System with 4/7 element CRPA	GPS L1, GPS L2	Evet	Evet	1.57542 GHz-1.227 GHz	4 eleman-7 eleman
Quantum Reversal Inc.	Anti-Jam GNSS antenna for L1/L2/G2/G3/E1/E5 b/B1/B2 bands	GPS L1, GPS L2,GLONASS G1,GLONASS G2, GLONASS G3, Galileo E1, Galileo E5a, BeiDou B1, BeiDou B2	Hayır	hayır	1.539-1.560 GHz	3 elemanlı (144x 58 mm)

Antcom Corporation	GPS L1/L2 CRPA with FRPA mounting holes	GPS L1, GPS L2	Evet	hayır	1.227 GHz- 1.575GHz	Çap =8.89cm yükseklik=1. 778 cm
BAE system	GPS L1/L2 Band Anti Jam / Anti spoof systems for airborne platforms	GPS L1 /L2 band	Evet	hayır	----- -----	17.78 cm x 14.224 cm 4.8 cm
Tallysman Wireless	Anti Jam antenna for L1 band	GPS L1	Hayır	hayır	1.57542 GHz	yükseklik=10 0 mm
Antcom Corp.	CRPA passive antenna with 4 elements	GPS L1 / GPS L2 band	Evet	Hayır	1.227- 1.575GHz	4 elemanlı Çap=13.97 cm yükseklik=1. 57 cm
Veripos	Compact Anti Jamming GNSS antenna for Marine Vessel	Galileo E1, GPS L1, GPS L2, QZSS L1, QZSS L2, SBAS L1	Evet	----- ---	1.227 GHz- 1.575.42 GHz	7 elemanlı (85x 85 x 31.5 mm)
Tallysman Wireless	Anti-Jam Antenna for L1, G1 bands	GPS L1, GLONASS G1	Hayır	hayır	1575.42 Mhz - 1605 MHz	H=100mm
Quantum Reversal	Anti Jam GNSS antenna for L1/L2/G1/G2/G3/E1 /E5b/B1/B2 bands	L1/L2/G1/G2/G3/ E1/E5b/B1/B2 bands	Hayır	hayır	1539-1560 MHz	3 elemanlı(144 mmX58mm)
Tallysman Wireless	Anti-Jam Antenna for L1,G1,E1,B1 bands	GPSL1, GLONASS G1, GalileoE1, BeiDou B1	Hayır	Hayır	1.559- 1.606 GHz	yükseklik=10 0mm
Raytheon Technologies	GPS L1, GPS L2 anti jamming CRPA solution	GPS L1,L2 band	Evet	hayır	1.57542 GHz, 1.227 GHz	-----

Çizelge 4.10'da teknikler göz önüne alındığında adaptif sistemler işin düzenleyip karıştırıcıya kör nokta atadığı için yüksek doğruluk oranına sahiptir. Yalnız bu sistemler dizi ve ön-uç elektronigi içerdigi için karmaşık ve maliyetlidir.

Çizelge 4.10: Sinyal işleme yöntemlerine göre karıştırıcı engelleme oranları ve maliyet hesabı

Karıştırmaya dayanıklı sinyal işleme tekniği	Karıştırıcı iptal	Maliyet ve karmaşıklık	Gerçekleme
Uyarlamalı kör nokta atayan anten işlemi	30-50 dB	Yüksek	Analog ve sayısal
Ön korelasyon zamansal/spektral işleme	20-30 dB	Çok düşük	Sayısal
Korelasyon sonrası işleme	10-15 dB	Düşük	Sayısal yazılım

## 5.TARTIŞMA

Tezin temel amacı, karıştırma sinayallerine dayanıklı bir konumlama alıcı sistemi tasarlamaktır. Bu amaç doğrultusunda, küresel konumlama sistemleri donanımlarından boyutsal özellikleri ön plana çıkarılacak şekilde sarmal antenlerin tasarımı yapılmış, bu antenler ile dizi oluşturulmuştur. Sonrasında ön uç elektronigi tasarımı yapılmış ve elde edilen donanım, konumlama alıcı algoritmaları, yön bulma ve yön değiştirme algoritmaları ile test edilmiştir. Akıllı anten dizisi test ortamında karıştırıcı sinyallere maruz bırakılmış ve literatürdeki tasarımlar ile performans kıyaslaması yapılmıştır.

Başka bir tez çalışmasına (Orul T., 2012) göre elde edilen sonuçlar MUSIC algoritmasının düşük sinyal gürültü oranlarında daha kesin ve doğru sonuçlar verdiği, yüksek sinyal gürültü oranlarında ESPRIT algoritması ile yapılan kestirim sonuçlarının daha doğru olduğunu göstermektedir. Getirdiği işlem kolaylığı nedeni ile kapasiteye olan ihtiyacın azalması dolayısıyla azalan maliyet ESPRIT algoritmasının avantajıdır.

Tasarlanmış anten dizisi 4 elemanlıdır. Bu nedenle tek anten kazancının maksimum 6 dBic kazanç sağladığı düşünülürse teorik olarak dizinin 12 dBic kazancı olur. Bu değerin yüksek olması alıcının konum bilgilerini yüksek SNR ile olmasını sağlar. Ölçülen değerlere göre tasarlanan dizi kazancı 11 dBic'dir. Teorik değere yakın bir sonuç elde edilmiştir. Çizelge 4.8'de verilen literatürdeki 4 antenli çalışmalar ile karşılaştırıldığında bu sonucun 0.5 dB daha yüksek olduğu görülmüştür.

Tasarımda antenden alınan sinyaller NI USRP 2901 alıcı ile alınmıştır. Alınan veriler bilgisayar ortamında kaydedilmiştir. Alınan veri sayısı algoritmaların doğruluk oranını etkilemektedir. Bu sebeple, ölçümelerde 10 Mbyte büyüklüğünde veriler alınarak işlem yapılmıştır. STM32F429 kartı içerisinde DMA ve ADC birimleri bulunmaktadır. 3 ADC birimini birleştirince en fazla 7.2 MHz bit veri oranı elde edilir. Bu da Nyquist oranına göre en fazla 3.6 MHz'de sinyalin örneklenebileceği anlamına gelir. Ayrıca DMA birimiyle en fazla 20 MHz veri hızı elde edilmiştir. Kartın hafızası 2 Mbyte olduğu için 7.2 MHz örneklemeye frekansında 2 ms süresince sinyaller alınmıştır.

## KAYNAKLAR DİZİNİ

- Abeida, H.**, 2013. "Iterative Sparse Asymptotic Minimum Variance Based Approaches for Array Processing" IEEE Transactions on Signal Processing. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). 61 (4): 933–944.
- Adve and R. S. Sarkar T. K.**, 2000, "Compensation for the effects of mutual coupling on direct data domain adaptive algorithms", in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 48, no. 1, pp. 86-94, doi: 10.1109/8.827389
- Aksoy T.**, 2012, Mutual Coupling Calibration of Antenna Arrays for Direction of Arrival Estimation, Master Thesis, METU.
- Aminu A**, 2014, "Smart antenna systems for non coherent source groups containing coherent signals", Yüksek Lisans Tezi, Yaşar Üniversitesi
- Arthur, C.**, 1945, "ExtraterrestrialRelays: Can Rocket Stations Give World-wide Radio Coverage" Institute for Space Education.
- Ashjaee, J.**, 1990, "Global Positioning System Receiver with Improved Radio Frequency and Digital Processing", U.S. Patent No. 4,928,106,
- Agarwal, K., Nasumiddin, and Alphones, A.**, 2013, "Uni directional Wide band circularly polarized aperture antennas backed with AMC reflectors", IET Microwaves Antennas and Propagation vol 7 no 5 pp 338 346 .
- Anatoly, Z.**, 2017, "Design of the first artificial satellite of the Earth", Russian Space Web.com.
- Aguilera J., Berenguer R.**, 2003, "Design and Test of Integrated Inductors for RF Applications". Kluwer.
- Alvarado U., Rodriguez N., Mendizabal J., Berenguer R., Bistue G.**, 2007, "A Dual Gain ESD-Protected LNA with Integrated Antenna Sensor for a Combined GALILEO and GPS Front-End." IEEE Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems Conference
- ARINC Research Corporation.**, 2006, "Navstar GPS Space Segment / Navigation User Interfaces." Interface specification, IS-GPS-200 D,
- Atmel ATR0603** , "Datasheet: Atmel GPS Front-end IC ATR0603." [www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc4950.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc4950.pdf). [Erişim tarihi: Kasım 2006].
- Azimli M.**, 2021, Matematik / İslam Medeniyetinde Bilim Öncüler 5, Mana Yayınları

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

- Basta N. ,and Dreher A.**, 2011, "Dual-band antenna element for a GNSS array intended for Public Regulated Service applications", 2011 41st European Microwave Conference, pp. 531-534.
- Baby L. ve Michael N.R.**, 2015,"Self-complementary two arm Archimedean spiral antenna for aircraft applications", International Journal of Current Engineering and Technology, vol.5, no 5.
- Balanis C.A.**,2005, "Antenna Theory: Analysis and Design", 3rd ed. Hoboken, NJ, USA:Wiley,
- Bondarenko and M., Slyusar,V.I. ,** 2011, "Influence of jitter in ADC on precision of direction-finding by digital antenna arrays". // Radioelectronics and Communications Systems. - Volume 54, Number 8,- Pp. 436 - 445 .
- Benton R., Nijjar M.,Woo C., Podell A., Horvath H., Wilson E., Mitchell S.**, 1992 "GaAs MMICs for an Integrated GPS Front-End." IEEE AsGa IC Symposium–123,
- Berenguer R., Mendizabal J., Alvarado U.,Valderas D., Garcia A.**,2006, "A Low Power Low Noise Figure GPS/GALILEO Front-End for Handheld Applications in a  $0.35\mu\text{m}$  SiGe Process." IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium.
- Betz J. ,**2006, "L1C Signal Design Options." Institute of Navigation (ION) National Technical Meeting 2006, Monterey..
- Carter P. S.**,1932, "Circuit relations in radiating systems and applications to antenna problems," *Proceedings of IRE*, vol. 20, pp. 1004–1041.
- Curran J.T., Fernandez-Prades C., Morrison A., Bavaro M.**, 2018, "Innovation: The continued evolution of the GNSS software-defined radio. GPS World.
- Collin R. E.**, 2003, "Limitations of the Thevenin and Norton equivalent circuits for a receiving antenna", in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 45, no. 2, pp. 119-124, doi: 10.1109/MAP.2003.1203128.
- Caizzone S. and Dreher A.**,2015, "Miniaturized DRA array for GNSS applications", 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP).
- Chang H. ,**1982,"Presampling Filtering, Sampling and Quantization Effects on Digital Matched Filter Performance." Proceedings of the International Telemetering Conference, San Diego, pp. 889–915.
- Chatre E.**,2005 "GALILEO Overall Programm Status." GALILEO Joint Undertaking, Brussels.

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

**Chen P., Chen C., Chang W., Cheng K, Jou C.**..2005, “A Dual-Band Concurrent RF Front-End Receiver Design for GPS and Bluetooth Applications.” AsiaPacific Microwave Conference APMC 2005, Suzhou.

**Cloutier M., Varelas T., Cojocaru C., Balteanu F.**..,1999, “A 4-dB NF GPS Receiver Front-End with AGC and 2-b A/D.” IEEE Custom Integrated Circuits Conference, San Diego,

**Craninckx J., Steyaert M.**,1995, “A 1.8-GHz CMOS Low-Phase-Noise Voltage-Controlled Oscillator with Prescaler.” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 30, no. 12, pp. 1474–1482.

**Craninckx J., Steyaert M.**,1998, “A Fully Integrated CMOS DCS-1800 Frequency Synthesizer.” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, no. 12, pp. 2054–2065

**CST** Computer Simulation Technology GmbH,<https://www.cst.com/> (Erişim tarihi: 04.10.2022)

**Dabak C. Ö.**, 2016, “Design of Smart antenna array for interference supression in GPS”, Yüksek Lisans Tezi, ODTU

**Duand, L., 2013**, “A Small Wide band Low-Multipath GNSS Antenna Using Resistive Film”, in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 1045-1048.

**Delva, P. and Puchades, N. and Schonemann, E. and Dilssner, F. and Courde, C. and Bertone, S. and Gonzalez, F. and Hees, A. and Le Poncin-Lafitte, Ch. and Meynadier, F. and Prieto-Cerdeira, R. and Sohet, B. and Ventura-Traveset, J. and Wolf, P.**, 2018, Gravitational Redshift Test Using Eccentric Galileo Satellites, 23, 231101 6, 2018, Dec, American Physical Society

**Dawoud M.M. and Amjad M.K.**, 2006, “Analytical solution for mutual coupling in microstrip patch antenna arrays,” *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 31, no. 1, pp. 47–60.,

**Elibol, S., 1993**, “Felsefeye Giriş”, Sek yayınları

**Erdogan, H., Hershey, J.R., Watanabe, S., Mandel, M.I., Roux, J.L.** (2016) Improved MVDR beamforming Using Single-Channel Mask Prediction Networks. Proc. Interspeech 2016.

**Everything RF** “<https://www.everythingrf.com/search/anti-jam-solutions>” (Erişim Tarihi: 04.10.2022)

**Fu S. , Kong Q., Fang S., and Wang Z.**, 2014, “Broadband Circularly Polarized microstrip antenna with coplanar parasitic ring slot patch for L band satellite system application”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13 pp 943 946 .

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

- Fletcher P.N. and Darwood P.**, 1998, "Beamforming for circular and semicircular array antennas for low cost wireless LAN data communication systems," *IEE Proceedings on Microwave Antennas and Propagation*, vol. 145, pp. 153–158
- Friedlander B.**, 1990, "A sensitivity analysis of the MUSIC algorithm," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 38, no. 10, pp. 1740–1751.
- Gaposchkin E.M. and Wright J. P.**, 1968, General Relativity in Satellite Orbits, Smithsonian Institution Astrophysical Observatory Cambridge, Massachusetts 021 38
- Gupta and Ksieński A.**, 1983, "Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays", in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 31, no. 5, pp. 785-791, doi: 10.1109/TAP.1983.1143128.
- Garcia P. , Belot D.**, 2001, "Improved High Dynamic Range Switched Gain Low-Noise Amplifier for Wide-Band CDMA Applications." 27th European Solid-State Circuits Conference, ESSCIRC 2001, Villach.
- Guo J.L. and Li J.Y.**, 2009, "Pattern synthesis of conformal array antenna in the presence of platform using differential evolution algorithm," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 9, pp. 2615–2621
- Gilbert B.**, 2001, "Design Considerations for BJT Active Mixers." Analog Devices, Inc., Short Course, EPFL Lausanne,,
- Gilbert B.**, 1968, "A Precise Four-Quadrant Multiplier with Subnanosecond Response." IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-3, no. 4, pp. 365–373.
- Gutierrez I., Meléndez J., Hernández E.**, 2007,. Design and Characterization of Integrated Varactors for RF Applications. Willey.
- Gravas I.**, 2021, Development of Beamforming Techniques for Antenna Arrays, PhD Thesis, Aristotle University of Thessaloniki.
- Haykin S.**, 2002, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall
- Haykin S.**, 1983, Nonlinear Methods of Spectral Analysis, Springer-Verlag
- Heath T.L.**, 1897, The Works of Archimedes, Cambridge at the university press
- Helhel S.**, 2019, "Haberleşme Kuramı 1 Analog Haberleşme" , Birsen Yayınevi.

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

- Hui H. T.**,2003, "Improved Compensation for the Mutual Coupling Effect in a Dipole Array for Direction Finding," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-51, 9, pp.2498-2503
- Hui H. T., Low H. P., Zhang T. T., and Lu Y. L. ,** 2006, "Receiving Mutual Impedance between Two Normal-Mode Helical Antennas (NMHAs)", IEEE Antennas and Propagation Magazine, 48, 4, pp. 92-96.
- Hon T. H.**, 2002, "Reducing the mutual coupling effect in adaptive nulling using a re-defined mutual impedance", in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, no. 5, pp. 178-180, doi: 10.1109/7260.1000195.
- Huang Z., Balanis C., Birtcher C.**,2006, "Mutual Coupling in Beamforming with Circular array", IEEE
- Hui, H. T.**, 2004, "A New Definition of Mutual Impedance for Application in Dipole receiving Antenna Arrays", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 3, pp. 364-367.
- Hui H. T., Chan K. Y., and Yung E. K. N.**, 2003, "Compensating for the mutual coupling effect in a normal-mode helical antenna array for adaptive nulling," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 52, no. 4, pp. 743–751
- Henault S. and Antar Y. M. M.**,2009, "Comparison of various Mutual Coupling Compensation Methods in Receiving Antenna Arrays," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1–4,
- Helen E. Worth and Mame W.** 2009. "Transit to Tomorrow. Fifty Years of Space Research at The Johns Hopkins University Applied Physics Laboratory"
- Hui H.T.**, 2004 , "A practical approach to compensate for the mutual coupling effect in an adaptive dipole array", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 5, pp. 1262–1269,.
- Ilori Gbenga A.O., Akobundu G.C. ,** 2018, "GPS anti jamming technique using smart antenna systems", Arid Zone journal of engineering, technology and environment.
- Joshi R. and Dhande AK.**, 2014, "Adaptive beamforming using LMS algorithm", International Journal of Research in Engineering and Technology, 3: pp. 589-593.
- Kai B., Dennis M., Nicolaj B., Peter R., Soren H.**, 2007, "A Software-Defined GPS and Galileo Receiver: A Single-Frequency Approach (Applied and Numerical Harmonic Analysis)" 2007th Edition

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

- Kareem A.**, 2005, "Modified UCA ESPRIT and Modified UCA ROOT MUSIC for Estimating DOA of Coherent Signals Using one Snapshot", Master of Science Thesis, Wichita State University
- Kraft, U.R.**, 1997, "An experimental study on 2x2 sequential rotation arrays with circularly polarized microstrip radiators", IEEE Trans antennas and Propagation vol 45 no 10 pp. 1459-1466.
- Keyrouz S.,Caratelli D.**, 2016, "Dielectric Resonator Antennas: Basic Concepts, Design Guidelines and Recent Developments at Millimeter Wave Frequencies", International Journal of Antennas and Propagation
- Klein A.,Sethares W., Johnson R.**, 2011, Software Receiver Design, Cambridge
- Krumviedaet K.**, , 2001,"A Complete IF Software GPS Receiver: A Tutorial about the Details, ION GPS", pp. 789-810.
- Kraus J.D.** , 1988, "Antennas", McGraw Hill New York.
- Kraus J.D.** , 1947, " Helical Beam Antennas", Electronics, 20, 109-111.
- Khan S.**, 2021, "Mutual Coupling Compensation in Arrays and its implementation of Software Defined Radio" , Phd Thesis , Medipol Universitesi.
- Keller S.**, 2016, "Anti Jam GPS antennas for wearable Dismounted Soldier Navigation Systems", US Army Research Laboratory
- Kaplan E.D.**, 1996, "Understanding GPS : Principles and Applications", Artech House, MA,
- Krishnaveni, V. & Kesavamurthy, T. & Aparna B.** ,2013., "Beamforming for Direction-of-Arrival (DOA) Estimation"-A Survey. International Journal of Computer Applications.
- Kilicaslan H., Kim H., Ismail M.**,1997,. "A 1.9 GHz CMOS RF Down-Conversion Mixer." IEEE Proceedings of the 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems,
- Li, D., Guo P., Daiand Q., Fu Y.**, 2012, "Broadband Capacitively Coupled Stacked Patch Antenna for GNSS Applications", in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 701-704.
- Laverty D. M., Kelsey C. and O'Raw J. B.**,2022, "GNSS Time Signal Spoofing Detector for Electrical Substations," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 13, no. 2, pp. 1468-1477
- Lau C.K.E , Adve R.S., and Sarkar T.K.**, 2004, "Minimum Norm Mutual Coupling Compensation with Applications in Direction of Arrival Estimation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 8, pp. 2034–2041.

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

- Leviatan Y., Adams A.T., Stockmann P.H., and Miedaner D.R.,** 1983, "Cancellation performance degradation of a fully adaptive Yagi array due to inner-element coupling," *Electronics Letters*, vol. 19, no. 5, pp. 176–177,
- Mallat S.** , 2009, "A wavelet tour of signal processing", The Sparse Way
- Marcos E., Kurz L., Cuntz M.,** "ITAR Free smart antenna array for resilient gnss in aviation"
- Mendizabal J., Melendez J., Berenguer R.,** 2008, GPS and Galileo: Dual RF front end receiver and design, Fabrication and Test, McGraw Hill
- Maxandre C., Alexandre C., Axel J., Jérémie V., Christophe M., et al.,** 2020, Characterization of Meaconing and its Impact on GNSS Receivers. ION GNSS+ 2020, 33rd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Virtual event, United States. pp. 3713-3737..
- Mittra R., Chan C.H. and Cwik T.,** 1988, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 12, pp. 1593-1615.
- MAXIM01** "Datasheet: MAX2654 1575MHz/1900MHz Variable IP3 Low Noise Amplifier." [www.maxim-ic.com/quick\\_view2.cfm/qv\\_pk/2462](http://www.maxim-ic.com/quick_view2.cfm/qv_pk/2462). [Erişim: 2002].
- MAXIM MAX2741** "Datasheet: MAX2741 Integrated L1-Band GPS Receiver." [www.maxim-ic.com/quick\\_view2.cfm/qv\\_pk/4323](http://www.maxim-ic.com/quick_view2.cfm/qv_pk/4323). (Erişim Tarihi: 2005).
- MAXIM MAX2769** "Datasheet: MAX2769 Universal GNSS RF Receiver." [www.maxim-ic.com/quick\\_view2.cfm/qv\\_pk/5241](http://www.maxim-ic.com/quick_view2.cfm/qv_pk/5241). [Erişim Tarihi: 2007].
- Meng T.,** 1998, "Low Power GPS Receiver Design." IEEE Workshop on Signal Processing Systems, Cambridge, MA,.
- Murphy A.,** 1997,. "A Low Power, Low Cost, Bipolar GPS Receiver Chip." IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 32, pp. 587–591,.
- Nasumiddin , Qingand X., Chen Z.N.,** 2016, "Bandwidth enhancement of a single feed circularly polarized antenna using a metasurface" IEEE Antennas and Propagation Magazine vol 58, no 2 pp 39-46.
- Orul T. ,**2012, Akıllı Anten Sistemleri için İşaret GelişAçısı Kestirim Yöntemleri, Gazi Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

- Paulraj A., Roy R., Kailath T.**, 1985, "Estimation Of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques - Esprit," Nineteenth Asilomar Conference on Circuits, Systems and Computers, pp. 83–89
- Pasala K.M. and Friel E.M.**, 1994 "Mutual coupling effects and their reduction in wideband direction of arrival estimation," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 30, no. 4, pp. 1116–1122,
- PennState**, 2022, "GPS and GNSS for Geospatial Professionals", [https://www.e-education.psu.edu/geog862/node/1786.](https://www.e-education.psu.edu/geog862/node/1786), (Erişim Tarihi: 2022)
- Purwar A.** (2016), "GPS Signal Jamming and Anti-jamming Strategy - A Theoretical Analysis". 10.1109/INDICON.2016.7838933.
- PHILIPS UAA1570HL** "Datasheet: Data Sheet UAA1570HL Global Positioning System (GPS) Front-End Receiver Circuit." May 1999.
- Piazza F., Huang Q.**, 1998, "A 1.57 GHz RF Front End for Triple Conversion GPS Receiver." IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, pp. 202–209..
- Piazza F., Orsatti P., Huang Q.** ,1998, "A 0.25 $\mu$ m CMOS Transceiver Front-End for GSM." IEEE Custom Integrated Circuits Conference, Santa Clara.
- Roy R. and Kailath T.** 1989," ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques", in IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 37, no. 7, pp. 984–995.
- Ramkumar M., Sasikala U.T.** ,2014," GPS 4 arrays smart antenna for anti jamming"
- Razavi B.**, 2001,. Design of Analog CMOS Integrated Circuits. McGraw-Hill Higher Education,.
- Razavi B.**, 1997,. RF Microelectronics. Prentice Hall,.
- Schmidt R.**, 1986, Multiple emitter location and signal parameter estimation. IEEE Trans. Antennas Propag. **34**(3), 276–280
- Seo H., Park C., Lee S.J.**, 2001, "A new fast Acquisition algorithm for GPS Receivers", <https://gps-ttff.tripod.com/fastacquisition.pdf> ( Erişim tarihi:5.11.2022)

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

- Sun, C.**, 2017, "Novel Compact Wideband Patch Antenna for GNSS Application", in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 12, pp. 7334-7339 .
- Segovia-Vargas D., Martín-Cuerdo R., and Sierra-Pérez M.**, 2002 "Mutual Coupling Effects Correction in Microstrip Arrays for DirectionofArrival (DOA) Estimation," IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 149, pp. 113–118..
- Sharmaand, A., ve Shrivastava, S.**, 2008, "Analysis of resonant frequency & quality factor of Dielectric Resonator at different dielectric constant materials", International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications, pp. 593-595.
- Shakeeb M.**, 2010, Circularly Polarized Microstrip antenna, Master Thesis.
- Seivenpiper DF.**, 1999," High-impedance electromagnetic surfaces.", PhD dissertation, University of California, Los Angeles;
- Schmidt R.**,1986, Multiple emitter location and signal parameter estimation, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 34, no. 3, pp. 276-280,
- Strojnyand B. T.**, 2014, Bifilar Helix GNSS Antenna for Unmanned Aerial Vehicle Applications, in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13, pp. 1164-1167.
- Shang J. and Fan C.**, 2018, "Accurate Method for Measuring the Characteristic Parameters and the Phase Center of the Circularly Polarized Antennas", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp. 1403-1404.,
- Shang J.P., Fu D., Deng Y. and Jiang S.**, 2008, "Measurement of phase center for antenna with the method of moving reference point," 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, pp. 114-117,
- Singh H., Sneha H., Jha R.**, 2013, "Mutual Coupling in Phased Arrays: A Review", International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2013.
- Shahab SN. Zainun AR Ali HA Hojabri M. Noordin NH.**, 2017, "MVDR algorithm based linear antenna array performance assesment for adaptive beamforming application", Journal of engineering science and technology.
- Shahani A., Shaeffer D., Lee T.**, 1997, "A 12mW Wide Dynamic Range CMOS Front-End for a Portable GPS Receiver." IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 32, no. 12, pp. 368–369,

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

- Shi X. Z. Y. and Xu D.**, 2008 "Novel Blind Joint Direction of Arrival and Polarization Estimation for Polarization-Sensitive Uniform Circular Array," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 86, 19-37,
- Sivonen P.**, 2002, "A SiGe RF Front-End with On-Chip VCO for a GPS Receiver." 28th European Solid-State Circuits Conference ESSCIRC, Florence
- Snedden R.**, 2020, "ATLAS MATEMATİK", Othello Yayıncılık
- Strait B. and Hirasawa K.**, 1969, "Array design for a specified pattern by matrix methods," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 17, pp. 237–239
- Stoica P. and Moses R.**, 1997, "Introduction to Spectral Analysis," *Prentice Hall*
- ST STB5610** "Datasheet: ST GPS RF Front-End IC STB5610."  
www.st.com/stoneline/products/literature/ds/8733/stb5610.pdf. [Erişim tarihi: 2003].
- Stutzman W. and Thiele G.**, 1981, Antenna theory and Design, John Wiley & Sons inc
- Şahin B.**, 2012, Manifoldların Diferansiyel Geometrisi,Nobel
- Targonskiand S.D., Pozar D.M.**, 1993, "Design of wide band circularly polarized aperture coupled microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol.41, no 2 , pp 214-220 .
- Tamjid, Foroughian F.**, 2020, "Toward High-Performance Wideband GNSS Antennas-Design Trade offs and Development of Wideband Feed Network Structure", in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 8, pp. 5796-5806 .
- Thiele G. A.**, 1969, "Analysis of Yagi-Uda type antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 17, pp. 24–31
- TÜBA** - Türkçe Bilim Terimleri Sözlüğü "tuba.gov.tr" (Erişim tarihi: 9.10.2022)
- VirginiaTechs** "[https://vttechworks.lib.vt.edu/bitstream/handle/10919/25963/Caswell\\_etd\\_Ch2.pdf](https://vttechworks.lib.vt.edu/bitstream/handle/10919/25963/Caswell_etd_Ch2.pdf)"  
(Erişim Tarihi: 04.10.2022)
- Wallace J.W. and Jensen M.A.**, 2004, "Mutual Coupling in MIMO Wireless Systems: A Rigorous Network Theory Analysis," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 4, pp. 1317–1325,.

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

**Wang, X., Feng L., Ping B., Yan-Fu. L, Bo L., Rui L., Hao-J.**, 2010, "Smart antenna design for GPS/GLONASS anti-jamming using adaptive beamforming". International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology,

**Wang H.**, 2010., "Smart antenna design for GPS/GLONASS anti-jamming using adaptive beamforming", International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, pp. 1149-1152.

**Wikipedia**, 2022, [https://en.wikipedia.org/wiki/Navigation\\_system](https://en.wikipedia.org/wiki/Navigation_system), (Erişim Tarihi:2022)

**Wu, Na, Zhiyu Qu, Weijian Si, and Shuhong Jiao.** 2016. "DOA and Polarization Estimation Using an Electromagnetic Vector Sensor Uniform Circular Array Based on the ESPRIT Algorithm" *Sensors* 16, no. 12: 2109.

**Xiaowen S., Qing H., Shufang Z., Jingbo Z. And Yi J.**,2010, "Fast acquisition of GPS signal using extended multiple correlator based on FPGA," *2010 International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010)*, 2010, pp. V5-208-V5-211

**Yalçın, N.A., Vatansever, F.** , Haar-MUSIC: A New Hybrid Method for Frequency Estimation. *Circuits Syst Signal Process* (2022)

**Young K.**, 2020, "Design of a Circularly-Polarized UHF Antenna for Partial Discharge Detection". IEEE Access. PP. 1-1. 10.1109/ACCESS.2020.2991158.

**Yuan H., Hirasawa K., and Zhang Y.**,1998, "The Mutual Coupling and Diffraction Effects on the Performance of a CMA Adaptive Array," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 47, no. 3, pp. 728–736.

**Yiğit O.**, 2014, "Uydudan Küresel Konumlama Sistemleri için Karşıtlı Dayanıklı Ön-Uç Elektronigi ve Anten Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, Ege Üniversitesi.

**Zak A.**, 2017, "Design of the first artificial satellite of the Earth". RussianSpaceWeb.com. (Erişim, 01.01.2021)

**Zhang Y.**,"Dual-Band Circularly Polarized Annular-Ring Microstrip Antennafor GNSS Applications", in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 615-618.

**Zhang., L.**, 2016, "Single-Feed Ultra-Wideband Circularly Polarized Antenna With Enhanced Front-to-Back Ratio", in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 1, pp. 355-360.

### KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)

- Zhang Q.**, 2012, "Fast implementation of sparse iterative covariance-based estimation for source localization", The Journal of the Acoustical Society of America. 131 (2): 1249–1259.
- Zhang T. T. , Hui H. T, and Lu Y. L.**, 2005," Compensation for the Mutual Coupling Effect in the ESPRIT Direction Finding Algorithm by Using a More Effective Method", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-53, 4, pp. 1552-1555.
- Zhiyong H., Balanis C. A. and Birtcher C. R.**, 2006, "Mutual Coupling in Beamforming with Circular Array", 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 4785-4788,
- Zhang, H.**, 2019, "A Wide band Circularly Polarized Crossed-Slot Antenna With Stable Phase Center", in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, no. 5, pp. 941-945.
- Zhang, H**, 2019, "A Design of Wideband Circularly Polarized Antenna With Stable Phase Center Over the Whole GNSS Bands", in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, no. 12, pp. 2746-275
- Zhang Y., Hirasawa K., and Fujimoto K.**,1985, "Performance of power inversion adaptive array with the effect of mutual coupling," in *Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 803–806, Kyoto, Japan
- zarlink GP2015** "Datasheet: Zarlink GP2015 Miniature GPS Receiver RF Front-End." [www.zarlink.com/cps/rde/xocr/SID-3F57579C-3C48F980/zarlink/gp2015](http://www.zarlink.com/cps/rde/xocr/SID-3F57579C-3C48F980/zarlink/gp2015) datasheet sept2007.pdf. (Erişim tarihi :2007)

## TEŞEKKÜR

Annem, babam ve kardeşim teşekkür ederim.

Bu çalışma süresince yardım ve desteklerini esirgemeyen Araştırma görevlisi Mustafa Pehlivان'a teşekkür ederim.

Ölçümler sırasında destek olan ve analizlerde yorumlarıyla katkı sağlayan Dr. Fadıl Kuyucuoğlu'na teşekkür ederim. Yorum ve katkılardan dolayı tezde büyük emeği olan, Dr. Mustafa Seçmen'e teşekkür ederim. Tezin yazımında ve aşamalarında yardımcı olan Dr. Yavuz Öztürk'e teşekkür ederim. Tezin konusunu ve yöntemini belirleyen çalışmam sırasında destek olan ve danışmanlık yapan Dr. Korkut Yeğin'e teşekkür ederim.

## ÖZGEÇMİŞ

Olcay YİĞİT ilk ve orta öğrenimini Gaziantep'te tamamladıktan sonra Lisans eğitimi için İstanbul'a gitti. Lisans eğitiminden sonra çeşitli elektrik ve elektronik mühendisliği firmalarında çalıştı ve askeri görevini yerine getirdi. Akademik çalışmalar için Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik mühendisliğinde 2014 yılında yüksek lisansa başladı ve 2017 yılında doktora çalışmaları ile devam etti. Burada elektromanyetik alan ve dalgalar konusu üzerine uzmanlaşmaya başlamıştır. Bu esnada sanayide ve özel iş yerlerinde çalışmaya devam etmiştir. Son çalıştığı konularda özellikle rf ve mikrodalga teknigi üzerine patent ve makale çalışmaları bulunmuştur. 2018-2020 yıllarında Manisa Celal Bayar Üniversitesinde Analog ve Sayısal Haberleşme dersleri vermiştir. Ege Üniversitesi Meslek Yüksek Okulunda 2017-2018 yıllarında Radyo Frekans teknigi dersini vermiştir. Yapmış olduğu bu tezi ile doktorasını tamamlamış bulunmaktadır.

### EK 1: Tekil Değer Ayırtırmasası(Singular Value Decomposition))

Tekil değer ayırtırması karmaşık ya da gerçel matrislerin ayırtırılmasıdır. Genel olarak kare matrisin  $m \times n$  boyutlu orta normal tabanlar ile özdeğer ayırtırmasının yapılmasıdır.

$M \times N$  karmaşık matrisi  $M$  olsun ve bu matrisi  $M = U\Sigma V^*$   $U$ ;  $m \times m$  birim matris,  $\Sigma$ ; köşegen değerleri pozitif olan karesel köşegen matris,  $V$ ;  $n \times n$  karmaşık birim matris olmak üzere ifade edilebilir. Eğer  $M$  gerçel bir matris ise  $U$  ve  $V$  kesinlikle ortogonal matrislerden oluşur.  $U^T U = I_{m \times m}$   $V^T V = I_{n \times n}$  olmak üzere.

$$M = U\Sigma V^*,$$

$$M^* = V\Sigma U^*,$$

$$M^* M = V\Sigma^2 V^T$$

$M^T M$  matrisinin özvektörleri  $U$  matrisini,  $MM^T$  matrisinin özvektörleri  $V$  matrisini oluşturur.  $M^T M$  ve  $MM^T$  matrisinin özdeğerlerinin karekökünden oluşan matris ise  $\Sigma$  matrisini oluşturur.

## EK 2: Kompanzasyon Matrisinin hesaplanması

% Kod izole ve etkileşim altında olan anten verilerinden kompanzasyon matrisini elde eder. Burada Khan S. tezinde alınmış yöntem uygulanır.

% izole durumda antenlerin aldığı sinyallerin karmaşık değerleri

`bdrtudr1 = [s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 1.alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)`

`bdtitudi1= [s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 1.alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(sanal)`

`byrtuyr1=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 1.alıcı izole durumda verici yatay durumda S21(gerçel)`

`byituyi1=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 1.alıcı izole durumda verici yatay durumda S21(sanal)`

`idrtydr1=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 2.alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)`

`iditydi1=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 2.alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(sanal)`

`iyrttyr1=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 2.alıcı izole durumda verici yatay durumda S21(gerçel)`

`iyityyi1=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 2.alıcı izole durumda verici yatay durumda S21(sanal)`

`udrtudr2=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 3.alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)`

`uditudi2=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 3.alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(sanal)`

`uyrtuyr2=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 3.alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)`

`uyituyi2=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 3.alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(sanal)`

`ddrtydr2=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 4.alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)`

`dditydi2=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 4.alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(sanal)`

`dyrtyyr2=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 4.alıcı izole durumda verici yatay durumda S21(gerçel)`

`dyityyi2=[s21(θ1) s21(θ2).s21(θ3)s21(θ4)s21(θ5)s21(θ6)s21(θ7).....]; % 4.alıcı izole durumda verici yatay durumda S21(sanal)`

bdrddur1=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....]; % 1.alıcı etkileşimli durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

bdiddui1=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];% 1.alıcı etkileşimli durumda verici dikey durumda S21(sanal)

idrdydr1=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];% 2.alıcı etkileşimli durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

ididyyi1=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];% 2.alıcı etkileşimli durumda verici dikey durumda S21(sanal)

byrdyur1=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];1.alıcı etkileşimli durumda verici yatay durumda S21(gerçel)

byiduyi1=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];1.alıcı etkileşimli durumda verici yatay durumda S21(sanal)

iyrdyyr1=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];2.alıcı etkileşimli durumda verici yatay durumda S21(gerçel)

iyidyyi1=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];2.alıcı etkileşimli durumda verici yatay durumda S21(sanal)

udrddur2=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];3.alıcı etkileşimli durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

udiddui2=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];3.alıcı etkileşimli durumda verici dikey durumda S21(sanal)

ddrdydr2=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];4.alıcı etkileşimli durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

ddidyyi2=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];4.alıcı etkileşimli durumda verici dikey durumda S21(sanal)

uyrdyur2=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];3.alıcı etkileşimli durumda verici yatay durumda S21(gerçel)

uyiduyi2=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];3.alıcı etkileşimli durumda verici yatay durumda S21(sanal)

dyrdyyr2=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];4.alıcı etkileşimli durumda verici yatay durumda S21(gerçel)

dyidyyi2=[s21(θ<sub>1</sub>) s21(θ<sub>2</sub>).s21(θ<sub>3</sub>)s21(θ<sub>4</sub>)s21(θ<sub>5</sub>)s21(θ<sub>6</sub>)s21(θ<sub>7</sub>).....];4.alıcı etkileşimli durumda verici yatay durumda S21(sanal)

% vericinin yatay olarak çalıştığı durumda etkileşimli S21 ile izole durumda S21'in farkı

dfiy=dyidyyi2-dyityyi2;

dfry=dyrdyyr2-dyrttyy2;

ufiy=uyiduyi2-uyituyi2;

```

ufry=uyrduyr2-uyrtuyr2;
ifiy=iyidyyi1-iyityyi1;
ifry=iyrdyyr1-iyrtyyr1;
bfiy=byiduyi1-byituyi1;
bfry=byrduyr1-byrtuyr1;

% vericinin dikey olarak çalıştığı durumda etkileşimli S21 ile izole durumda S21'in farkı
dfid=ddididydi2-dditydi2;
dfrd=ddrdydr2-ddrtydr2;
ufid=udiddui2-uditudi2;
ufrd=udrddur2-udrtudr2;
ifid=idididydi1-iditydi1;
ifrd=idrdydr1-idrtydr1;
bfid=bdiddui1-bditudi1;
bfrd=bdrddur1-bdrtudr1;

% Etkileşimli akım değerleri verici dikey durumda (Etkileşim halde voltaj değerinin yüke
50 ohma oranı )

ibid=(bdiddui1/50);
ibrd=(bdrddur1/50);
iiid=(idididydi1/50);
iird=(idrdydr1/50);
iuid=(udiddui2/50);
iurd=(udrddur2/50);
idid=(ddididydi2/50);
idrd=(ddrdydr2/50);

% Etkileşimli akım değerleri verici yatay durumda (Etkileşim halde voltaj değerinin yüke
50 ohma oranı )

ibiy=(byiduyi1/50);
ibry=(byrduyr1/50);
iiiy=(iyidyyi1/50);
iiry=(iyrdyyr1/50);

```

```

iuiy=(uyiduyi2/50);
iury=(uyrduyr2/50);
idiy=(dyidyyi2/50);
idry=(dyrdyyr2/50);

Ay(4,3,12)=0;% yatay bileşen akım matrisleri (12 açı için, 4x3 lük akım matrisleri
by(4,1,12)=0; % yatay bileşen voltaj farkı matrisleri (12 açı için, 4x1 lik voltaj farkı matrisleri)

Ad(4,3,12)=0; % dikey bileşen akım matrisleri
bd(4,1,12)=0; % dikey bileşen voltaj farkı matrisleri (12 açı için, 4x1 lik voltaj farkı matrisleri)

for k=1:1:12;

Ay(:,:,k)=[iiry(k)+i*iuiy(k) iury(k)+i*iuiy(k) idry(k)+i*idiy(k);
ibiy(k)+i*ibry(k)+iury(k)+i*iuiy(k) idry(k)+i*idiy(k) 0;
iiry(k)+i*iuiy(k)+idry(k)+i*idiy(k) ibiy(k)+i*ibry(k) 0; iury(k)+i*iuiy(k)
iiry(k)+i*iuiy(k) ibiy(k)+i*ibry(k)]; 

by(:,:,k)=[bfry(k)+i*bfiy(k);ifry(k)+i*ifiy(k); ufr(y(k)+i*ufiy(k) ; dfry(k)+i*dfry(k) ]

end

for k=1:1:12;

Ad(:,:,k)=[iird(k)+i*iiid(k) iurd(k)+i*iuid(k) idrd(k)+i*idid(k);
ibid(k)+i*ibrd(k)+iurd(k)+i*iuid(k) idrd(k)+i*idid(k) 0;
iird(k)+i*iiid(k)+idrd(k)+i*idid(k) ibid(k)+i*ibrd(k) 0; iurd(k)+i*iuid(k)
iird(k)+i*iiid(k) ibid(k)+i*ibrd(k)]; 

bd(:,:,k)=[bfrd(k)+i*bfid(k);ifrd(k)+i*ifid(k); ufrd(k)+i*ufid(k) ; dfrd(k)+i*dfrd(k)]

end

xy(3,1,12)=0; % Ax=b için çözüm olan x değişkenleri

xd(3,1,12)=0;
for k=1:1:12

xy(:,:,k)=inv(Ay(:,:,k) '*Ay(:,:,k))*(Ay(:,:,k)')*by(:,:,k) % tersi(yatay akım değerlerinin transposu * yatay akım değerleri)*(yatay voltaj farkı değerleri)

xd(:,:,k)=inv(Ad(:,:,k) '*Ad(:,:,k))*(Ad(:,:,k)')*bd(:,:,k) % tersi(dikey akım değerlerinin transposu * dikey akım değerleri)*(dikey voltaj farkı değerleri)

end

```

```

Cy(4,4,12)=0; % yatay bileşen için kompanzasyon matrisi

for k=1:1:12;

Cy(:,:,k)=[1 -xy(1,1,k)/50 -xy(2,1,k)/50 -xy(3,1,k)/50 ;
-xy(1,1,k)/50 1 -xy(1,1,k)/50 -xy(2,1,k)/50 ;
-xy(2,1,k)/50 -xy(1,1,k)/50 1 -xy(1,1,k)/50;
xy(3,1,k)/50 -xy(2,1,k)/50 -xy(1,1,k)/50 1 ];

end

Cd(4,4,12)=0; % dikey bileşen için kompanzasyon matrisi

for k=1:1:12;

Cd(:,:,k)=[1 -xd(1,1,k)/50 -xd(2,1,k)/50 -xd(3,1,k)/50 ;
-xd(1,1,k)/50 1 -xd(1,1,k)/50 -xd(2,1,k)/50 ;
-xd(2,1,k)/50 -xd(1,1,k)/50 1 -xd(1,1,k)/50;
-xd(3,1,k)/50 -xd(2,1,k)/50 -xd(1,1,k)/50 1 ];

end

uz=[ ];

uk=[uzz ;uzz; uzz ;uzz];

for k=1:1:12; % ışıma deseninden 12 adet açı alınmıştır.

ady(:,:,k)=Cy(:,:,k)*uk(:,:,k);% kompanze edilmiş dizi elemanları yatay ışıma deseni.

add(:,:,k)=Cd(:,:,k)*uk(:,:,k);% kompanze edilmiş dizi elemanları dikey ışıma bileşenleri.

diziy(:,:,k)=ady(1,k)+ady(2,k)+ady(3,k)+ady(4,k); % yatay ışıma desenlerinin toplamı.

dizid(:,:,k)=add(1,k)+add(2,k)+add(3,k)+add(4,k);% dikey ışıma desenlerinin toplamı.

end

dizi(:,:,)=(diziy+dizid); % kompanze edilmiş dizi ışın deseni

the=1:1:12;

plot(the,dizi)

```

### EK 3: Yön Bulan ve kör nokta atayan küresel konumlama sistemi alıcısı Matlab Kodları

% Kod ilk önce antenlerden gelen verileri bir satırlık matrisler halinde s1 değişkeni olarak kaydediyor. Bu veriler tek bir matris içerisinde konuluyor ve kompanzasyon matrisi ile çarpılıp verilerin kuplaj olmadan alındığı veriler haline getiriliyor. Konduktan sonra korelasyon matrisi hesaplanıyor ve tekil değer ayrışması ile MDL algoritması çalıştırılıyor elde edilen kaynak sayısı yön bulmak için ESPRIT algoritmasında değişken olarak kullanılıyor. Burada bulunan yönler kör nokta atanması için kör nokta atayan dizi çarpanı bulan algoritmaya geliyor. Dizi çarpanı elde edildikten sonra gelen sinyaller modifiye edilip alıcı algoritması ile uydular bulunmaya çalışılıyor. En sonda ESPRIT algoritmasına alternative olarak MUSIC ve CAPON algoritmaları verilmiştir.

% Anten dizisinden gelen sinyaller ile karıştırıcı sinyal sayısının MDL algoritması ile çıkarılması

```
M=4; % Dizideki anten sayısı
```

```
s1=[]; %1. anten veriler
s2=[]; %2. anten veriler
s3=[]; %3. anten veriler
s4=[]; %4. anten veriler
```

% Anten verilerinin dalgacık dönüşümü sayesinde gürültü değerinin düşürülmesi

```
[c1,l1]=wavedec(s1,7,'db16'); % dalgacık dönüşümüyle sinyalin ayrıstırılması
```

```
r1=wthresh(c1,'h',22); % Ayrıstırılan sinyalin eşik değerinden geçirilmesi
```

```
r2=waverec(r1,l1,'db16'); % Sinyalin Tekrar oluşturulması
```

```
[d1,f1]=wavedec(s1,7,'db16'); % dalgacık dönüşümüyle sinyalin ayrıstırılması
```

```
t1=wthresh(d1,'h',100); % Ayrıstırılan sinyalin düşük sinyal gürültü oranı(SNR) uydu sinyalleri için düşük eşik değerinden geçirilmesi
```

```
t2=waverec(t1,f1,'db16'); % Sinyalin Tekrar oluşturulması
```

```
[c2,l2]=wavedec(s2,7,'db16');
```

```
r3=wthresh(c2,'h',5);
```

```
r4=waverec(r3,l2,'db16');
```

```
[d2,f2]=wavedec(s2,7,'db16'); % dalgacık dönüşümüyle sinyalin ayrıstırılması
```

```
t3=wthresh(d2,'h',100); % Ayrıstırılan sinyalin düşük sinyal gürültü oranı(SNR) uydu sinyalleri için düşük eşik değerinden geçirilmesi
```

```
t4=waverec(t3,f2,'db16'); % Sinyalin Tekrar oluşturulması
```

```
[c3,l3]=wavedec(s3,7,'db16');
```

```
r5=wthresh(c3,'h',22);
```

```
r6=waverec(r5,l3,'db16');
```

```
[d3,f3]=wavedec(s3,7,'db16'); % dalgacık dönüşümüyle sinyalin ayrıstırılması
```

```
t5=wthresh(d3,'h',5); % Ayrıstırılan sinyalin düşük sinyal gürültü oranı(SNR) uydu sinyalleri için düşük eşik değerinden geçirilmesi
```

```

t6=waverec(t5,f3,'db16'); % Sinyalin Tekrar oluşturulması

[c4,14]=wavedec(s4,7,'db16');

r7=wthresh(c4,'h',22);
r8=waverec(r7,14,'db16');

[d4,f4]=wavedec(s4,7,'db16'); % dalgacık dönüşümüyle sinyalin ayırtırılması

t7=wthresh(d4,'h',5); % Ayırtırılan sinyalin düşük sinyal gürültü oranı(SNR)
uydu sinyalleri için düşük eşik değerinden geçirilmesi

t8=waverec(t7,f4,'db16'); % Sinyalin Tekrar oluşturulması

Xm=[r2+t2;r4+t4;r6+t6;r8+t8]; % Dalgacık dönüşümü ile gürültü değeri düşürülen anten
verilerinin matris haline getirilmesi

C()*Xm = X ; % Anten verileri kompanzasyon matrisi ile çarpılarak kompanze edilir.

R=(X*X')/(N+1); % Kovaryans matrisinin hesaplanması

[U,D,V]=svd(R); % tekil değer ayırtırması

e=diag(D);

% MDL algoritmasıyla kaynak sayısının belirlenmesi
for k = 0 : M-1

la = e(k+1:M);

lam=la.^((1/(M-k));

MDL(k+1)=-(M-k)*(N+1)*log10(prod(lam)/(sum(e(k+1:M))/(M-k)))+0.5*k*(2*M-k)*log10((N+1));
% MDL formülü

[min1,index]=min(MDL);

index_MDL=index-1;

% Karıştırıcı sayısı belirlendikten sonra sisteme gelen sinyallerin açısının ESPRIT
algoritması ile bulunması

% Dairesel dizide ESPRIT algoritması kullanılamadığı için dairesel diziden sanal doğrusal
diziye dönüşüm matrisi elde edilmesi

for h=0:M

p=1:M+1

F(h+1,p)=exp((j*2*pi*(h-M/2)*(p-1))/M);

end

F1=(1/sqrt(M))*F;

% Diagonal matrix

for i=0:M

```

```

J0(:,i+1)=1/(sqrt(M)*j^(i-M/2)*besseli(i-M/2,1.6*2*pi));
end

J=diag(J0);

T=F1'*J; % Dairesel diziden sanal doğrusal diziye dönüşüm matrisi

X=T*X; % Dönüşüm matrisi ile sinyal matrislerinin modifiye edilmesi

Rxx=X*X';

[S V D]=svd(X*X');

V1=V(1:index_MDL,1:index_MDL); % kaynak sayısı kadar vektörün alınması

S1=S(:,1:index_MDL);

D1=D(:,1:index_MDL);

Q=D1*V1*S1.';

Q1=Q(1:h-1,:);% ilk elemandan sondan bir önceki elemana kadar olan matris

Q2=Q(2:h,:); % İkinci elemandan sona kadar olan matris

P=pinv(Q1)*Q2;

[V2 D2]= eig(P);

z=(sort(diag(D2)));

for O=1:index_MDL

Y(O)=aci(z(O,1));

acitahmini(O)=abs((Y(O))/(pi/360));

end

% Açılar belirlendikten sonra bu açılara kör nokta atayan anten dizi çarpanı hesaplanması
N = 4;

c = 3000000000;

fc=1575420000;

lambda = c/fc;

d = 0.85*lambda;

r = N*d/(2*pi);

angp = -180:180;

for O = 1:1:index_MDL

[w,pos] = diffbfweights(N,r/lambda,angle_estim(O), 'ArrayGeometry', 'UCA');

```

```
% belirlenmiş açıya kör nokta atayan dizi faktörü hesabı

bp(0) = arrayfactor(pos,angp,w);

bp=bp*bp(0);% her bir kör nokta için bulunmuş dizi çarpanlarının çarpılarak tüm kör
noktaları kapsayan dizi çarpanı bulunması

end

Xns=bp.*X; % Dizi matrisinin dizi çarpanı ile çarpılması

% antenden alınan verilerin dizi çarpanı ile yenilendikten sonra diziden alınan toplam
sinyal( uyduları görüntülemek için alıcıya giden veriler)

S=Xns(1)+Xns(2)+Xns(3)+Xns(4); % Dizi elemanlarının toplanarak dizi ışına görüntüsünün
bulunması

% Kör nokta atayan dizi çarpanı ile diziden elde edilen sinyaller yenilendikten sonra
alıcı algoritması ile gördüğü uyduların belirlenmesi

% GPS alıcı algoritması

orneklemefrekansi= ""; % Örnekleme frekansı

C/A-koduzunlugu=1023; % Kaba edinim (C/A) kod uzunluğu

C/A-kodfrekansi=1.023 MHz;

toplamafreqansbandi=500e3 ;

kodornekleri = round(orneklemefrekansi / (C/A-kodfrekansi / C/A-koduzunlugu ));

% 1 ms boyutlarında sinyal verilerinin elde edilmesi

alinansinyal=S;

sinyal1 = alinansinyal(1 : kodornekleri);

sinyal2 = alinansinyal(kodornekleri+1 : 2*kodornekleri);

sinyal0DC = alinansinyal - mean(alinansinyal);

% örnekleme periyodu

ts = 1 /orneklemefrekansi;

% Yerel taşıyıcı sinyalin faz noktalarının belirlenmesi

faznoktalari = (0 : (kodornekleri-1)) * 2 * pi * ts;

% Toplama bandı için frekans noktalarının belirlenmesi (500Hz steps)

frekanssayiları= round(toplamafreqansbandi * 2) + 1;

% Kaba edinim kodlarının üretilmesi ve sinyal örnekleme frekansında örneklenmesi

kodornekleri = round(orneklemefrekansi /(C/A-kodfrekansi /C/A-koduzunlugu));

C/A-kodtablosu = zeros(32, kodornekleri);
```

```

%--- Zaman sabitlerinin belirlenmesi -----
ts = 1/orneklemefrekansi; % Örnekleme periyodu saniye

tc = 1/(C/A-kodfrekansi); % Kaba edinim kodu periyodu

%--- Tüm uydu numaraları için

for PRN = 1:32

    %--- PRN lar için kaba edinim kodlarının hesaplanması

    g2s = [ 5, 6, 7, 8, 17, 18, 139, 140, 141, 251,252, 254, 255, 256, 257, 258, 469, 470,
    471, 472,473, 474, 509, 512, 513, 514, 515, 516, 859, 860,861, 862];

    %--- Verilen PRN için sağa kaydırma ----

    g2kaydirma = g2s(PRN);

    %--- G1 kodunun üretilmesi ----

    g1 = zeros(1, 1023);

    reg = -1*ones(1, 10);

    for i=1:1023

        g1(i) = reg(10);

        bithafiza= reg(3)*reg(10);

        reg(2:10) = reg(1:9);

        reg(1) = bithafiza;

    end

    %--- G2 kodun üretilmesi ----

    g2 = zeros(1, 1023);

    reg = -1*ones(1, 10);

    for i=1:1023

        g2(i) = reg(10);

        bithafiza = reg(2)*reg(3)*reg(6)*reg(8)*reg(9)*reg(10);

        reg(2:10) = reg(1:9);

        reg(1) = bithafiza;

    end

    %--- G2 kodunun kaydırılması -----
    %g2 kodunun önceki ve sonraki verilerinin yer değiştirilerek birleştirilmesi

    g2 = [g2(1023-g2kaydirma+1 :1023), g2(1 : 1023-g2kaydirma)];

    %--- kaba edinim kodunun elde edilmesi

    C/A-kod = -(g1 .* g2);

    koddeger = ceil((ts * (1:kodornekleri)) / tc);

```

```

koddeger(end) = 1023;

C/A-kodtablosu(PRN, :) = C/A-kod(koddeger);

end % her bir uydu PRN için PRN = 1:32

sonuclar = zeros(frekanssayiları, kodornekleri);

frekanslar = zeros(1, frekanssayiları);

tasiyicifrekansi = zeros(1, 32);

kodfazi = zeros(1, 32);

buyuklukmetrigi = zeros(1, 32);

fprintf('(');

% tüm PRN lar için test edilmesi acqSatelliteList=1:1:32;
for PRN = 1:1:32

%% sinyalin korele edilmesi
    %--- kaba edinim kodlarının ayrık fourier dönüşümünün yapılması---

C/A-kodfreqans = conj(fft(C/A-kodtablosu(PRN, :)));

%--- frekans bandı boyunca korele edilmesi
    for frekansnumaraları = 1:frekanssayiları

%--- taşıyıcı sinyalin üretilmesi (0.5kHz step) -----
    frekanslar(frekansnumaraları) = AF - (toplamafrekansbandı/2) * 1000 + 0.5e3 *
(frekansnumaraları - 1);

%--- yerel cos ve sin sinyallerinin üretilmesi -----
    tasiyicisinus = sin(frekanslar(frekansnumaraları) * faznoktalari);

    tasiyicikosinus = cos(frekanslar(frekansnumaraları) * faznoktalari);

%--- sinyalden taşıyıcı sinyalin ayrıştırılması -----
    I1= tasiyicisinus .* sinyal1;

    Q1= tasiyicikosinus .* sinyal1;

    I2= tasiyicisinus .* sinyal2;

    Q2= tasiyicikosinus .* sinyal2;

%--- taban sinyalin frekans düzlemine alınması-----
    IQfreqans1 = fft(I1 + j*Q1);

    IQfreqans2 = fft(I2 + j*Q2);

%--- frekans düzleminde çarpım
    konvolusyonIQ1 = IQfreqans1 .* C/A-kodfreqans;

    konvolusyonIQ2 = IQfreqans2 .* C/A-kodfreqans;

```

```

%--- ters ayrik zaman fourier dönüşümünün yapılması -----
toplasonuc1 = abs(ifft(konvolusyonIQ1)) .^ 2;
toplasonuc2 = abs(ifft(konvolusyonIQ2)) .^ 2;

%--- yüksek gücün seçili kaydedilmesi
if (max(toplasonuc1) > max(toplasonuc2))

    sonular(frekansnumaralari, :) = toplasonuc1;

else
    sonular(frekansnumaralari, :) = toplasonuc2;
end

end % frekanslar = 1: frekansnumaralari

[enbuyuk frekansnumaralari] = max(max(sonular, [], 2));
[enbuyuk kodfazi] = max(max(sonular));
kodcipornekleri = round(orneklemefrekansi / kodfrekansi);
aralik1 = kodfazi - kodcipornekleri;
aralik2 = kodfazi + kodcipornekleri;
if aralik1 < 2

    kodfaziaraligi = aralik2:(kodornekleri + aralik1);

elseif aralik2 >= kodornekleri
    kodfazaraligi =(aralik2-kodornekleri):aralik1;
else
    kodfazaraligi = [1:aralik1,aralik2:kodornekleri];
end
enbuyuk2 = max(sonular(frekansnumaralari, kodfazaraligi));

%--- sonucun yazılması -----
buyukmetrik(PRN) = enbuyuk/enbuyuk2;

if (enbuyuk/enbuyuk2) > esikdegeri
    fprintf('%02d ', PRN);

%% CAPON algoritması ile dairesel dizi için Geliş Yönü hesaplama
clear all
close all

%Olcay Yiğit tarafından 18.10.2022 tarinde düzenlenmiştir.
% Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği
%-----
-----
```

```
%-----
%-----  

% d elemanlar arası uzaklık  

% p sinyal wayısı  

% w açısal frekans  

% A yönelim vektörü  

% S: simule edilmiş sinyal  

% Gelen sinyal X  

% R : kovaryans matrisi  

% NN tahmin edilen gürültükümesi  

%----- Sistem parametreleri ve geometri -----  

r = 0.18; % platform yarıçapı (m)  

M = 4; % eleman sayısı  

c = 3e8; % ışık hızı (m/s)  

gamma = 2*pi/M*(0:M-1); % elemanlar arası açı  

t = 0.1; % gözlenen zaman aralığı (sec)  

Tcamp = 1/12000; % örnek aralığı  

N = round(t/Tcamp); % örnek sayısı  

%----- Capon algoritması -----  

IR = inv(X*X'/M); % X: sinyal matrisi IR: kovaryans matrisi  

for kk = 1:length(phi)  

    a = exp(1i*2*pi/c*f(k)*r*cos((phi(kk)-gamma)*pi/180)).'; % Yönelim vektörü  

    CAPON(k,kk) = 1/real(a'*IR*a);  

end  

end  

mesh(phi,0:length(f)-1,abs(CAPON))  

grid on;  

xlabel('yatay (aci)');  

ylabel('frekans (Hz)');  

zlabel('algoritma Capon');  

title('Capon');  

% MUSIC algoritması ile dairesel dizi için Geliş Yönü hesaplama  

clear all;  

close all;  

clc;  

tic;  

% Olcay Yiğit tarafından 18.10.2022 tarinde düzrenlenmiştir.  

% Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği  

%-----  

r=0.13; % Yarıçap (m)  

N=4; % Eleman sayısı  

d=2*r*sin(pi/N); % Dizideki elemanlar arası boşluk  

s=1; % Kaynak sinyal sayısı  

noise_var=0;
```

```

gamma=(2*pi/N)*(0:N-1); % iki alıcı arasındaki açı

fc=1575000e3; % Taşıyıcı frekans
c=3e8; % ışık hızı (m/s)
lambda=c/fc; % dalga boyu

R=X*X'; % X: alınan sinyallerden oluşan matris

[Q,D]=eig(R); % Kovaryans matrisin özdeğer ayrışması
[D,I]=sort(diag(D),1,'descend'); % en büyük s tane özdeğerin bulunması
Q=Q(:,I); % özvektörlerin sıralanması
Qs=Q(:,1:s); % Sinyal özvektörlerin elde edilmesi
Qn=Q(:,s+1:N); % Gürültü özvektörlerin elde edilmesi

theta=0:180;
phi=0:1:359;

p_MUSIC=zeros(length(theta),length(phi));

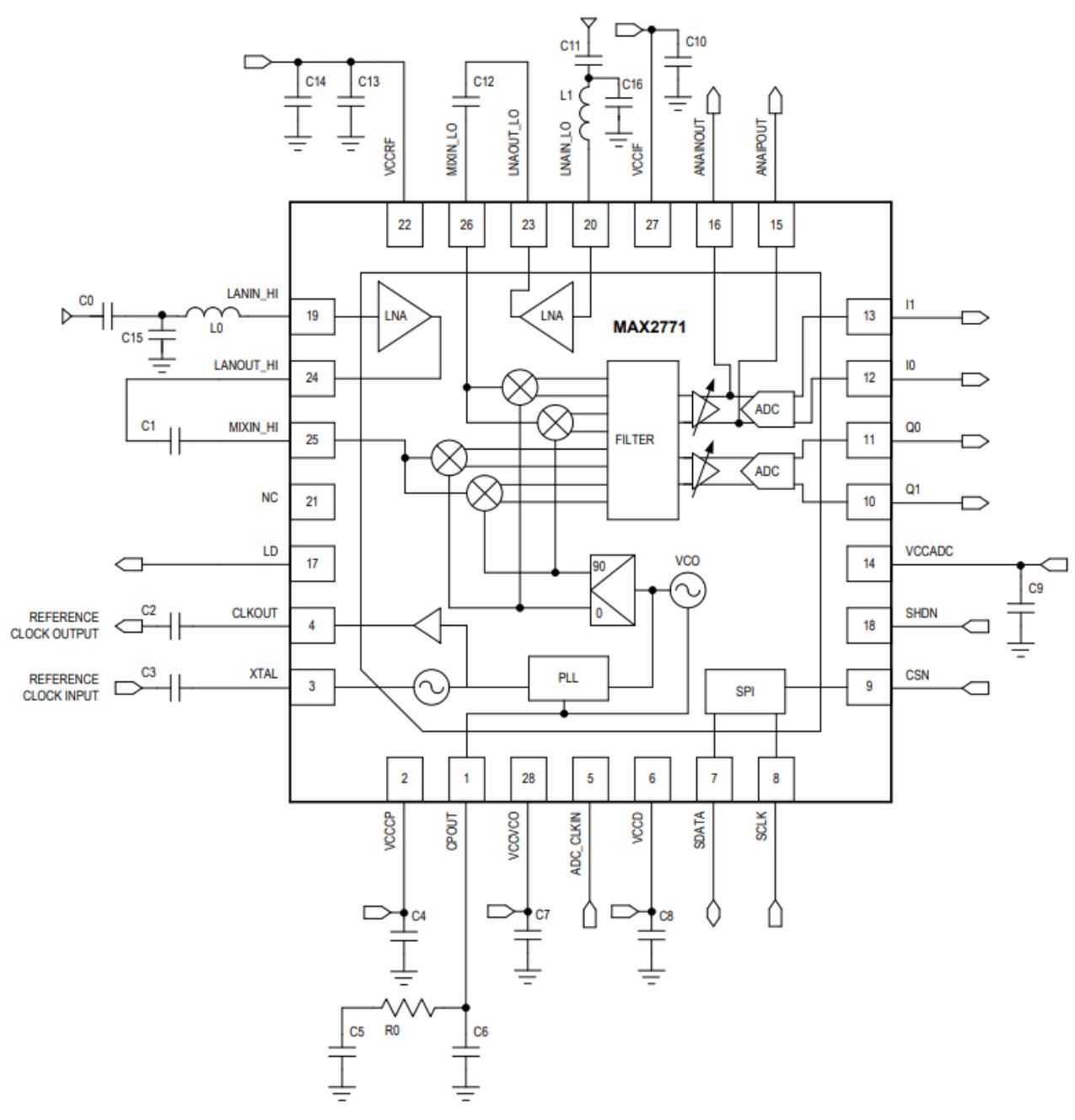
for ii=1:length(theta)
for iii=1:length(phi)
zeta=2*pi/lambda*r*sin(theta(ii)*pi/180);
A=exp(1i*zeta*cos((phi(iii)-gamma)*pi/180)).'; % Yönelim vektörü
p_MUSIC(ii,iii)=(1/(A'*(Qn*Qn')*A));
end
end

mesh(phi,theta,abs(p_MUSIC))
grid on;xlabel('\phi');ylabel('\theta');zlabel('PMUSIC');title('UCA MUSIC');

toc;

```

## EK 4 MAX 2771 Entegre Veri Kağıdı



DESIGNATION	QUANTITY	DESCRIPTION
C0, C11	2	0.47nF AC-coupling capacitors
C5	1	0.75nF PLL loop filter capacitor
C6	1	15pF PLL loop filter capacitor
C4, C7, C8, C9, C10, C13	6	0.1μF supply voltage bypass capacitor
C2, C3	2	10nF AC-coupling capacitor
C1, C12	2	0.47nF AC-coupling capacitor
C14	1	0.1nF supply voltage bypass capacitor
R0	1	15kΩ PLL loop filter resistor
L0	1	5.6 nH RF matching inductor for high-band LNA inputs
L1	1	8.4 nH RF matching inductor for low-band LNA input
C15	1	1.7 pF RF matching capacitor for high-band LNA input
C16	1	1.1 pF RF matching capacitor for low-band LNA input

### General Description

The MAX2771 is a next-generation Global Navigation Satellite System (GNSS) receiver covering E5/L5, L2, E6, E1/L1 bands and GPS, GLONASS, Galileo, QZSS, IRNSS, and BeiDou navigation satellite systems on a single chip.

Designed on Maxim's advanced, low-power SiGe BiCMOS process technology, the MAX2771 offers the highest performance and integration at a low cost. Incorporated on the chip is the complete receiver chain, including a dual-input LNA and mixer, followed by filter, PGA, and multi-bit ADC, along with a fractional-N frequency synthesizer, and crystal oscillator. The total cascaded noise figure of this receiver is as low as 1.4dB.

The MAX2771 completely eliminates the need for external IF filters by implementing on-chip monolithic filters and requires only a few external components to form a complete, low-cost GNSS RF receiver solution.

The MAX2771 is the most flexible receiver on the market. The integrated delta-sigma fractional-N frequency synthesizer allows programming of the IF frequency within a ±30Hz ( $f_{XTAL} = 32\text{MHz}$ ) accuracy while operating with any reference or crystal frequencies that are available in the host system. The ADC outputs CMOS logic levels with one or two quantized bits for both I and Q channels, or up to 3 quantized bits for the I channel. The on-chip ADCs can be bypassed and the analog I and Q signals output for sampling with external ADCs. An analog monitoring feature is provided that allows simultaneous output of the on-chip ADC samples and the I analog signal.

The MAX2771 is packaged in a 5mm x 5mm, 28-pin, TQFN package with an exposed paddle.

### Applications

- Location-Enabled Mobile Handsets
- PNDs (Personal Navigation Devices)
- Telematics (Asset Tracking, Inventory Management)
- Marine/Avionics Navigation
- Software GPS
- Laptops and Netbooks
- Surveying Equipment
- Digital Still Cameras and Camcorders
- Vehicle Tracking and Fleet Management

### Benefits and Features

- Multi-Constellation Support
  - GPS, Galileo, GLONASS, BeiDou, IRNSS, QZSS, SBAS
- Multiband Support
  - L1, L2, L5, E1, E5, E6, B1, B2, B3
- Programmable IF Bandwidths of 2.5MHz, 4.2MHz, 8.7MHz, 16.4MHz, 23.4MHz, 36MHz
  - Supports Wide-Band Carriers for Precision Applications (e.g., GPS L5, Galileo E5)
- Operates in Low IF or Zero IF Mode
  - Programmable IF Center Frequency
- Fractional-N Synthesizer with Integrated VCO
  - Supports Wide Range of Reference Frequencies
- On-Chip LNAs to Support Multiple Bands
- 1.4dB Cascaded Noise Figure and 110dB of Cascaded Gain with Gain Control Range of 59dB from PGA
- Integrated Crystal Oscillator
- Supply Voltage Range: 2.7V to 3.3V
- 28-Pin, RoHS-Compliant, Thin QFN Lead-Free Package (5mm x 5mm)

*Ordering Information appears at end of data sheet.*

**EK 5 MAX 2742 Entegre Veri Kağıdı**

19-3469; Rev 2; 4/08

EVALUATION KIT  
AVAILABLE**Single-Chip Global Positioning System  
Receiver Front-End**

**MAX2742**

**General Description**

The MAX2742 complete single-chip global positioning system (GPS) RF front-end utilizes many innovative and leading-edge RF CMOS design techniques. This high-performance, state-of-the-art device consumes extremely low power and eliminates the need for costly SAW and bulky discrete IF filters. The MAX2742 incorporates a fully integrated low-noise amplifier (LNA) and mixer, IF section, digital sampler, and local oscillator synthesizer.

The intended input signal for the MAX2742 is the L1 GPS signal 1.57542GHz. This device supports high-accuracy output quantization, which delivers the best performance obtainable for the GPS receiver. The power consumption of the MAX2742 is as low as 32mW at a +2.4V supply.

The MAX2742 is available in a space-saving 48-pin TQFP package and is specified for the extended (-40°C to +85°C) temperature range.

**Applications**

- In-Vehicle Navigation Systems (IVNS)
- Location-Based Services (PDAs and Accessories)
- Recreational Handheld/Walkie Talkies
- Geographical Information Systems (GISs)
- Telematics (Vehicle, Asset Tracking, and Inventory Management)
- Emergency Roadside Assistance
- Emergency Response Systems
- Digital Cameras/Camcorders
- Consumer Electronics

**Features**

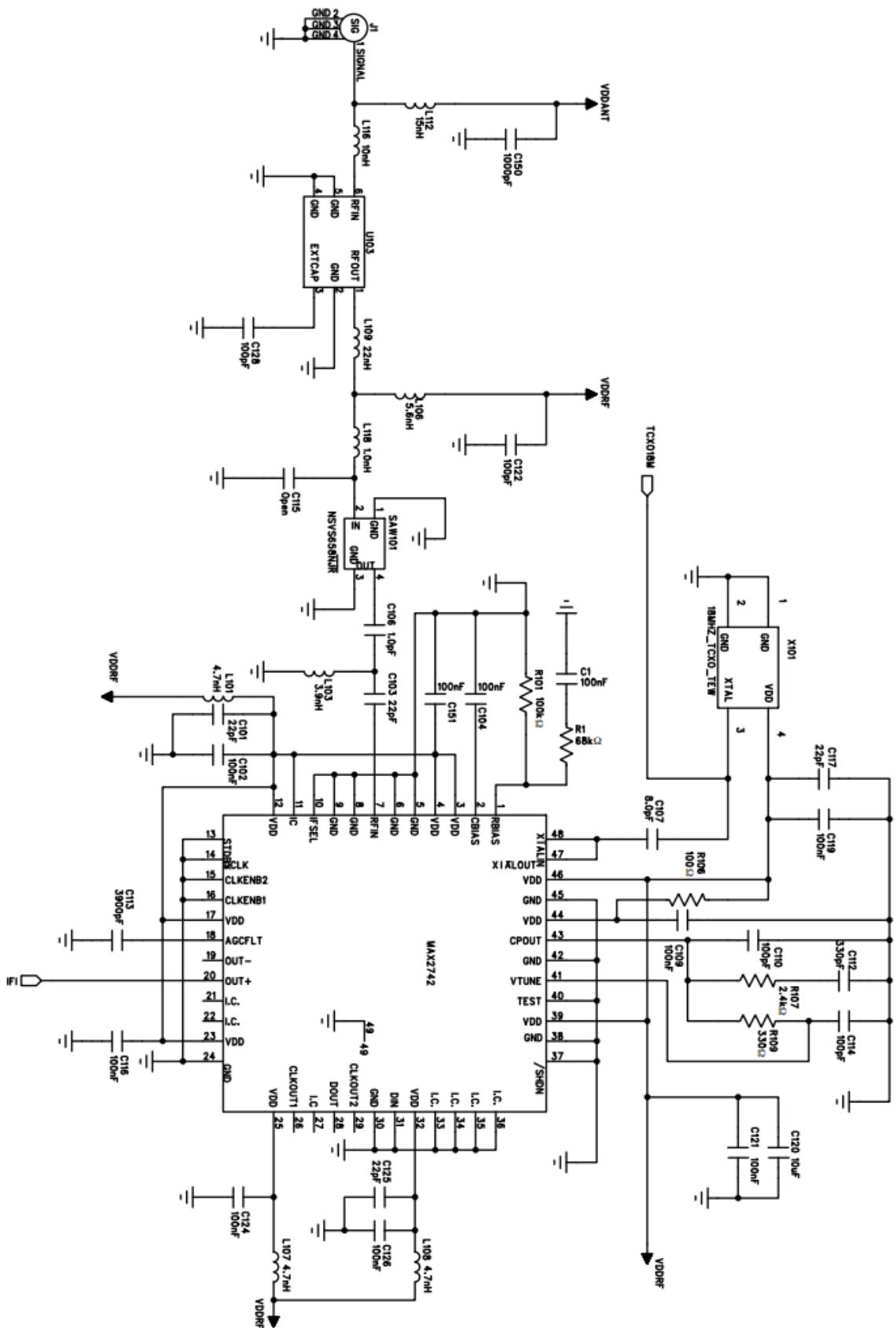
- ◆ Complete Single-Chip GPS Front-End Receiver
- ◆ Single-Ended or Differential Outputs at 1.023MHz
- ◆ Low 4.5dB Typical Noise Figure
- ◆ No External IF SAW or Discrete Filters Required
- ◆ Very Low 32mW Power Consumption at +2.4V
- ◆ Wide +2.4V to +3.6V Operational Supply Voltage Range
- ◆ Extended -40°C to +85°C Temperature Range

**Ordering Information**

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX2742ECM	-40°C to +85°C	48 TQFP-EP*
MAX2742ECM+	-40°C to +85°C	48 TQFP-EP*

\*EP = Exposed paddle.

+Denotes lead-free package.



## EK 6 RTL 820T2 Entegre Veri Kağıdı

### General Description

In heritage from Rafael Micro's state-of-the-art architecture, the R820T digital silicon tuner achieves the lowest power consumption and the smallest font factor. R820T offers unmatched RF performance for all digital broadcast television standards including DVB-T, ATSC, DMB-T, ISDB-T,. With innovative AccuTune™ and TrueRF™ mechanisms, R820T provides superior performance in sensitivity, linearity, adjacent channel immunity, and image rejection. The chip embeds a smart power detector to optimize different input power scenarios as well as the spurious free dynamic range.

The R820T is a highly integrated silicon tuner that builds in low noise amplifier (LNA), mixer, fractional PLL, VGA, voltage regulator and tracking filter, eliminating the need for external SAW filters, LNA, balun, and LDO. Thanks the LNA architecture, R820T offers the lowest cost and high performance solution for digital TV application. On-chip LDO, high performance LNA, and small package enable R820T the perfect solution for both cost and font factor sensitive applications.

With proprietary GreenRF techniques, R820T achieves both high performance and the lowest power consumption which perfectly compliant with the worldwide trend. The R820T

comes in a small and thin QFN RoHs compliant package.

### **Features**

- Support all digital TV standards: DVB-T, ATSC, DTMB and ISDB-T.
- Lowest BOM cost WITHOUT external SAW filters, LNA, balun, LDO, and adjustable parts.
- Low cost Single-In Digital TV Application
- Compliant with EN 300 744, Nordig 2.2, D-BOOK 7.0, ARIB B21, ABNT 15604, ATSC A74 and GB20600-2006
- Compliant with EN-55020, EN55013 and FCC
- Ultra low power consumption < 178mA
- Single power supply 3.3V
- 2-wired I2C interface
- 24-pin 4x4 QFN lead-free package

### **Applications**

- Terrestrial Digital TV
- Desktop/Laptop PCTV, Mini-card, and USB peripherals
- Set Top Box
- Portable Media Player
- Automobile TV

