



**AFD ANTEN İLE KONUMSAL MODÜLASYON VE FİZİKSEL
KATMANDA GÜVENLİ HABERLEŞME YÖNTEMİ**

Ahmet AKKOÇ

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

NİSAN 2022

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Ahmet AKKOÇ

18/04/2022

AFD ANTEN İLE KONUMSAL MODÜLASYON VE FİZİKSEL KATMANDA GÜVENLİ HABERLEŞME YÖNTEMİ

(Doktora Tezi)

Ahmet AKKOÇ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Nisan 2022

ÖZET

Ayrık Frekanslı Dizi (AFD) antenler ortaya çıktıkları günden bu yana mesafe-açı-zaman bağımlı ve otomatik tarama yapan kendine özgü ışıma karakteristikleri ile dikkat çekmektedirler. Özellikle mesafeye bağlı hüzmeye yapısı radar, haberleşme, seyrüsefer ve güdüm gibi birçok uygulama alanında yeni imkân ve kabiliyetler sunmaktadırlar. Bu bağlamda, birçok araştırmacı tarafından zaman modülasyonlu frekans kayması tekniği ile zamanla değişmeyen sabit konumlu hüzmeye elde eden çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Ancak yakın zamanda literatürdeki bu çalışmaların teorik olarak hatalı olduğu, zaman modülasyonu kullanarak zamanla değişmeyen sabit konumlu hüzmeye yapısının oluşturulamayacağı ortaya konmuştur. Böylece bu tekniğe dayanan fiziksel katmanda güvenli haberleşme yöntemi çalışmaları da yanlışlanmıştır. Bunun başlıca sebebi, bağımsız bir parametre olan zamana bağlı olarak ilerleyen elektromanyetik dalgaya, yayılandıktan sonra müdahale edilememesi, yani herhangi bir parametresinin değiştirilememesidir. Ancak bağımsız zaman parametresinin alıcı sistemlerde kontrolü mümkündür. Zira gelen dalganın ne zaman ve hangi parametrelerle alınacağı, alıcı tarafından kontrol edilebilir bir husustur. Buradan hareketle, bu tez çalışmasında uzayda üç boyutlu olarak tanımlanan sabit bir noktadan, güvenli veri alınmasına imkân veren bir haberleşme yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntemle sadece istenilen noktadan gelen veriler düzgün bir şekilde alınabilir iken bunun dışında başka herhangi bir noktadan gelen ve karıştırıcı/aldatıcı nitelikteki veriler alınmamaktadır. Böylece iki nokta arasında alıcı bakımından fiziksel katmanda güvenli bir haberleşme tesis edilmiş olmaktadır. Bu kapsamda, bu çalışmada, üç boyutlu noktasal hüzmeye oluşturabilen Diskular AFD anten geometrisi, Konumsal Modülasyon (KoM) yöntemi ve Sıralı Çok Taşıyıcılı Alıcı AFD (SÇTA-AFD) Anten Sistemi özgün olarak geliştirilmiş ve önerilmiştir. Önerilen bu güvenli haberleşme tekniği ile ilgili bit hata oranı, güvenli bölge, gizlilik kapasitesi gibi performans parametreleri ortaya konmuş ve bunlar için gerekli olan optimizasyon çalışması gerçekleştirilmiştir.

Bilim Kodu : 90516

Anahtar Kelimeler : Ayrık Frekanslı Dizi Anten, Noktasal Hüzmeye, Doğrudan Anten Modülasyonu, Konumsal Modülasyon, Fiziksel Katmanda Güvenli Haberleşme

Sayfa Adedi : 153

Danışman : Prof. Dr. Erkan AFACAN

İkinci Danışman : Prof. Dr. Erdem YAZGAN

POSITIONAL MODULATION WITH FDA ANTENNA AND SECURE
COMMUNICATION METHOD ON PHYSICAL LAYER

(Ph. D. Thesis)

Ahmet AKKOÇ

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

April 2022

ABSTRACT

Frequency Diverse Array (FDA) antennas have drawn substantial attention because of their unique range-angle-time dependent and automatic-scanning beam pattern. In particular, the range-dependent beam pattern offers new possibilities and capabilities in many application areas such as radar, communication, navigation and guidance. In this context so far, many studies have been realized to obtain a time-invariant range-focused beam pattern by using time-modulated frequency shift technique. However, it has recently been revealed that these studies in the literature are theoretically erroneous such that a time-invariant range-focusing beam pattern cannot be obtained by using time modulation. Thus, the studies which proposed secure communication methods in the physical layer based on this method have been falsified. This is because, the electromagnetic wave propagates with time and the parameters of the electromagnetic wave cannot be changed after it is broadcast to air. On the other hand, it is possible to control the independent time parameter in a receiving system. Since the acquisition time and the relevant parameters are directly controllable by the receiver system. Therefore, based on this idea, a communication method that provides secure data reception from a three-dimensionally defined point in the space has been developed. By this method, a receiver accepts the data only from the transmitter that is located in the desired position. Thus any other interfering or deceptive data coming from another location is eliminated. Hence, a secure communication on the physical layer is established between two points. In summary, in this study, the Discular AFD antenna geometry, Positional Modulation (PoM) technique and Sequential Multi-Carrier Receiver FDA (SMCR-FDA) antenna system, which can create a three-dimensional focusing beam, have been developed and proposed. The performance parameters of the proposed method such as bit error rate, secure region, and secrecy capacity have also been calculated and the necessary optimization studies have been realized.

Science Code : 90516

Key Words : Frequency Diverse Array, Dot-Shaped Beampattern, Direct Antenna Modulation, Positional Modulation, Secure Communication on Physical Layer

Page Number : 153

Supervisor : Prof. Dr. Erkan AFACAN

Co-Supervisor : Prof. Dr. Erdem YAZGAN

TEŞEKKÜR

Doktora eğitimim boyunca olumlu ve destekleyici tavır sergileyen, tecrübe ve bilgisini esirgemeyen, bilimsel ve analitik bakış açısıyla önümü aydınlatan, her dediği doğru çıkan danışmanım Sayın Prof. Dr. Erkan AFACAN hocama ve engin bilgi birikimi ve tecrübesi ile desteğini arkamda hissettiğim hocaların hocası ikinci danışmanım Sayın Prof. Dr. Erdem YAZGAN hocama yürekten şükranlarımı arz ederim.

Doktora çalışmalarım boyunca olumlu ve destekleyici tavırlarını eksik etmeyen tez izleme komitesi üyeleri Sayın Prof. Dr. Nursel AKÇAM ve Sayın Prof. Dr. Murat Hüsnü SAZLI hocalarıma da hassaten teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca ve bilhassa, doktora çalışmam boyunca gösterdiği büyük fedakârlıktan, sevgisinden ve desteğinden dolayı her şeyiyle âşık olduğum hayat arkadaşım can yoldaşım biricik eşim Sayın Esmâ AKKOÇ'a gönül dolusu şükranlarımı sunarım.

Ciğerparelerim Mustafa Deha, Ece Verda ve Tarık Mirza'ya da gösterdikleri sabır ve anlayıştan ötürü ve katlandıkları herşey için kucak dolusu teşekkür ediyorum, varolun.

Son olarak, bu çalışmam boyunca türlü vesilelerle destek veren, katkılarını inkâr edemeyeceğim ismi ben de saklı arkadaşlarıma, güzel insanlara canı gönülden teşekkür ederim.

Emeğimi, adaletin yüceliğine ve gerekliliğine adıyorum.

Bu çalışma, adil olan insanlara ithaf edilmiştir.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiv
1. GİRİŞ.....	1
2. GENEL BİLGİLER	7
2.1. Antenler.....	7
2.2. Dizi Antenler	12
2.3. Dairesel Dizi Anten.....	20
2.4. Hüzme Tarama/Yönlendirme	23
2.4.1. Mekanik hüzme tarama	24
2.4.2. Faz dizili antenler	25
2.4.3. Frekans taramalı dizi antenler	27
2.5. Ayrık Frekanslı Dizi (AFD) Antenler	31
2.6. Yönlü Anten Modülasyonu (YAM)	46
2.7. Genetik Optimizasyon.....	56
3. DİSKULAR AFD ANTEN	69
3.1. Teorik Analiz ve Formülasyon.....	70
3.1.1. Dizi geometrisi	70
3.1.2. Sinyal ve ışıma örüntüsü analizi	71

	Sayfa
3.1.3. Mesafe, açı ve zaman karakteristiği	75
3.1.4. Özel durum: Yıldız dizi anten ve hüzme uzunluğu parametresi	78
3.2. Grafikselsel Analiz	82
3.3. Hüzme Yönlendirme	87
3.4. Diğer Geometrilere Karşılaştırma	91
3.5. Genel Değerlendirme	98
3.6. Literatürdeki Zaman Değişmezliği Hatası	100
3.6.1. Faz-frekans ilişkisi	102
3.6.2. Zaman modülasyonu	103
3.6.3. AFD antenlerde zaman modülasyonu tekniği	104
4. SIRALI ÇOK TAŞIYICILI ALICI AFD ANTEN YÖNTEMİ (SÇTA-AFD)	111
4.1. Dizi Geometrisi	113
4.2. Dizi Faktörü	114
4.3. SÇTA-AFD Anten Yöntemi	116
4.4. Hüzme Uzunluğu (Beamlength) Parametresi	119
4.5. Taşıyıcı Frekans Değer Örüntüsü	121
4.6. Simülasyon	122
5. KONUMSAL MODÜLASYON (KoM)	127
5.1. Teorik Analiz ve Formülasyon	127
5.2. KoM Bit Hata Oranı	132
6. GÜVENLİ HABERLEŞME	135
6.1. Güvenli Bölge	135
6.2. Gizlilik Kapasitesi	136
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	139

	Sayfa
7.1. Sonuç ve Değerlendirme	139
7.1. Öneriler	142
KAYNAKLAR	145
ÖZGEÇMİŞ	153

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 3.1. Hüzme uzunluğu karşılaştırma çizelgesi.....	81
Çizelge 3.2. Simulasyon ve analiz parametreleri	85
Çizelge 3.3. Dizilere ait benzetim parametreleri.....	91
Çizelge 4.1. Örnek sistem parametreleri	123
Çizelge 5.1. Optimizasyon algoritması ve parametreleri	131
Çizelge 5.2. Dizi elemanlarının optimize edilmiş faz değerleri	131

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Elektromanyetik dalganın antenden havaya yayılması.....	7
Şekil 2.2. Anten basit eş değer devresi	8
Şekil 2.3. Küresel koordinat sistemi	9
Şekil 2.4. Yakın ve uzak alan açıları.....	10
Şekil 2.5. Elektromanyetik alan bölgeleri.....	11
Şekil 2.6. İki elemanlı dizi anten	14
Şekil 2.7. N boyutlu doğrusal dizi	16
Şekil 2.8. Düzlemsel dizi anten.....	19
Şekil 2.9. Dairesel dizi anten	21
Şekil 2.10. Dairesel dizi anten hüzmesi	23
Şekil 2.11. Mekanik (solda) ve elektronik (sağda) tarama	24
Şekil 2.12. Faz dizili anten.....	25
Şekil 2.13. Yönlendirilmiş faz dizili anten hüzmesi	27
Şekil 2.14. Frekans taramalı dizi anten.....	29
Şekil 2.15. Seri ve paralel kıvrımlı (serpentine) besleme topolojileri	30
Şekil 2.16. Ayırık frekans tekniği	31
Şekil 2.17. Mesafeye göre hüzme açısı değişim oranı grafiği	36
Şekil 2.18. AFD anten ışıma örüntüsü	37
Şekil 2.19. AFD anten – faz dizili anten hüzme karşılaştırması	38
Şekil 2.20. AFD anten hüzme oluşumu	45
Şekil 2.21. Faz dizili anten AFD anten ışıma örüntüsü karşılaştırma.....	46
Şekil 2.22. Yıldız küme diyagramı gösterimi	48
Şekil 2.23. Klasik temelbant modülasyon yöntemi	49

Şekil	Sayfa
Şekil 2.24. Klasik yöntemde örnek iletim durumu	51
Şekil 2.25. İki elemanlı bir dizide YAM gösterimi	52
Şekil 2.26. Yönlü modülasyon yöntemi örnek iletim durumu.....	53
Şekil 2.27. Gözlem açısı 90'den 60'ye değiştiğinde yıldız küme diyagramı değişimi....	56
Şekil 2.28. Genetik algoritma akış diyagramı.....	58
Şekil 2.29. Çaprazlama ve mutasyon.....	63
Şekil 3.1. Hüzme oluşumu	70
Şekil 3.2. Diskular (eş eksenli düzlemsel daire) dizi geometrisi	71
Şekil 3.3. Yıldız dizi geometrisi	79
Şekil 3.4. Yarı güç (3 dB) noktası.....	81
Şekil 3.5. Analiz için kullanılan DAFD anten konfigürasyonu	82
Şekil 3.6. DAFD anten hüzme formu üç boyutlu $r - \theta$ grafiği ($\varphi = 0$, $t = 10 \mu s$).....	83
Şekil 3.7. DAFD anten hüzme formu dört boyutlu $r - \theta - \varphi$ grafiği ($t = 10 \mu s$)	84
Şekil 3.8. Noktasal hüzme fiziksel parametreleri	86
Şekil 3.9. DAFD anten ışıma örüntüsünün zamana bağlı periyodik değişimi.....	87
Şekil 3.10. DAFD anten ışıma örüntüsünün mesafeye bağlı periyodik değişimi.....	88
Şekil 3.11. DAFD anten yönlendirilmiş hüzme üç boyutlu grafiği	89
Şekil 3.12. AFD anten yönlendirilmiş hüzme dört boyutlu grafiği	90
Şekil 3.13. Dairesel faz dizili anten ışıma örüntüsü üç boyutlu grafiği.....	92
Şekil 3.14. Dairesel faz dizili anten ışıma örüntüsü dört boyutlu grafiği	92
Şekil 3.15. Düzgün dairesel AFD anten ışıma örüntüsü üç boyutlu grafiği	94
Şekil 3.16. Düzgün dairesel AFD anten ışıma örüntüsü dört boyutlu grafiği.....	94
Şekil 3.17. Dörtgen AFD anten ışıma örüntüsü üç boyutlu grafiği	95
Şekil 3.18. Dörtgen AFD anten ışıma örüntüsü dört boyutlu grafiği.....	96

Şekil	Sayfa
Şekil 3.19. Diskular faz dizili anten ışıma örüntüsü üç boyutlu grafiği	97
Şekil 3.20. Diskular faz dizili anten ışıma örüntüsü dört boyutlu grafiği.....	97
Şekil 3.21. Yan hüzmeye seviyesi karşılaştırma	99
Şekil 4.1. SÇTA-AFD anten dizi geometrisi	113
Şekil 4.2. Yıldız dizi noktasal hüzmeye üç boyutlu grafiği	115
Şekil 4.3. Yıldız dizi noktasal hüzmeye dört boyutlu grafiği	116
Şekil 4.4. Art arda dizilmiş sıralı AFD hüzmeleri iki boyutlu gösterimi.....	117
Şekil 4.5. Art arda dizilmiş sıralı AFD hüzmeleri üç boyutlu gösterimi	119
Şekil 4.6. SÇTA-AFD frekans değişim şeması grafiği.....	122
Şekil 4.7. SÇTA-AFD anten sistemi ışıma örüntüsü	123
Şekil 4.8. SÇTA-AFD anten sistemi hüzmeye zaman değişimi	124
Şekil 4.9. Uygulamada SÇTA-AFD yöntemi	125
Şekil 5.1. QPSK yıldız küme diyagramı.....	129
Şekil 5.2. SÇTA-AFD bit hata oranı (BER) dağılımı.....	133
Şekil 6.1. Güvenli bölge (yakınlaştırılmış)	136
Şekil 6.2. SÇTA-AFD gizlilik kapasitesi grafiği	138

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklamalar
R_L	Yük Direnci
R_r	Işıma Direnci
X_A	Anten Reaktansı
Z_c	Karakteristik Empedans
φ	Azimet Açısı
θ	Yükseliş Açısı
R	Hedef Mesafesi
D	Maksimum Anten Boyutu
λ	Dalga Boyu
$\mathcal{D}$	Yönlülük
U	Işıma Şiddeti
U_0	Ortalama Işıma Şiddeti
P_{rad}	Yayınlanan Güç
F	Işıma Şiddeti Örüntüsü
e_r	Yansıma Verimliliği
e_c	İletim Verimliliği
e_d	Dielektrik Verimliliği
e_0	Anten Verimliliği
e_{cd}	Işıma Verimliliği
G	Anten Kazancı
$\vec{E}$	Elektrik Alan Şiddeti
η	Ortam Karakteristik Empedansı
k	Dalga Sayısı
β	Uyarım Faz Farkı
I_0	Anten Uyarım Akımı

Simgeler**Açıklamalar**

l	Anten Uzunluğu
d	Dizi Elemanları Arası Mesafe
AF	Dizi Faktörü
N	Dizi Eleman Sayısı
M	Diskular Dizi Çember Sayısı
Ψ	Faz Vektörü Açısı
ψ	Faz Açısı
R	Hedef Mesafesi
γ	Faz Farkı
ϕ	Azimut Açısı
v	Dalga Yayılım Hızı
f	Frekans
ω	Açısal Frekans
Δf	Frekans Kayması
T_r	Mesafe Periyodu
T_t	Zaman Periyodu
T_θ	Açısal Periyot
$s(t)$	Veri Sinyali
α	Faz Açısı
BL	Hüzme Uzunluğu
r_{3dB}	Hüzme Yarı Güç Mesafesi
c	Işık Hızı
K	Taşıyıcı Frekans Sayısı
T_f	Tekrarlama Periyodu
BL_e	Etkin Hüzme Uzunluğu
T_0	Zaman Periyodu Kayması
$f_s(t)$	Veri Alım Frekansı
$\bar{w}$	Ağırlık Katsayı Vektörü
$\bar{a}$	Yönlendirme Vektörü
$C^{(x)}$	Maliyet Fonksiyonu
$\mathcal{Q}(x)$	Ölçekli Tamamlayıcı Hata Fonksiyonu

Simgeler**Açıklamalar**

$\vec{l}_l$	Modülasyon Sembol Vektörü
N_0	Gürültü Spektral Yoğunluğu
SR	Güvenli Bölge
σ^2	Gürültü Gücü
$C_i(t)$	Kanal Kapasitesi
C_s	Gizlilik Kapasitesi

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AWGN	Additive White Gaussian Noise (Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü)
BER	Bit Error Rate (Bit Hata Oranı)
BPSK	Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaymalı Anahtarlama)
CCA	Concentric Circular Array (Eşeksenel Dairesel Dizi)
CCPA	Concentric Circular Phased Array (Eşeksenel Dairesel Faz Dizili Anten)
CPA	Circular Phased Array (Dairesel Faz Dizili Anten)
DAM	Direct Antenna Modulation (Doğrudan Anten Modülasyonu)
DFDA	Discular Frequency Diverse Antenna (Diskular Ayrık Frekanslı Dizi)
DM	Directional Modulation (Yönlü Modülasyon)
FDA	Frequency Diverse Array (Ayrık Frekanslı Dizi)
FSK	Frequency Shift Keying (Frekans Kaydırmalı Anahtarlama)
GA	Genetic Algorithm (Genetik Algoritma)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers (Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü)
NFDAM	Near Field Direct Antenna Modulation (Yakın Alan Doğrudan Anten Modülasyonu)
PoM	Positional Modulation (Konumsal Modülasyon)
PSK	Phase Shift Keying (Faz Kaydırmalı Anahtarlama)

Kısaltmalar**Açıklamalar****QPSK**

Quadrature Phase Shift Keying (Dörtlü Faz Kaymalı Anahtarlama)

RFDA

Rectangular Frequency Diverse Array (Dikdörtgen Ayrık Frekanslı Dizi)

SC

Secrecy Capacity (Gizlilik Kapasitesi)

SMCR-FDA

Sequential Multi-Carrier Receive Frequency Diverse Array (Sıralı Çok Taşıyıcılı Alıcı Ayrık Frekanslı Dizi Anten)

SNR

Signal-to-Noise Ratio (Sinyal Gürültü Oranı)

SR

Secure Region (Güvenli Bölge)

UCA

Uniform Circular Array (Düzgün Dairesel Dizi)

UCFDA

Uniform Circular Frequency Diverse Array (Düzgün Dairesel Ayrık Frekanslı Dizi)

1. GİRİŞ

Bilgi güvenliği iletişim çağı olarak adlandırılan günümüz dünyasında önemli ve vazgeçilmez bir gereksinim haline gelmiştir. Eski çağlardan bu yana iletilerin başkalarının eline geçme ihtimalinden dolayı çok çeşitli şifreleme teknikleri ile bilgi güvenliği sağlanmaya çalışılmıştır. Ancak sonsuz derecede güvenli yani çözülemeyecek bir şifreleme tekniği bulunmamaktadır. Bütün şifreleme teknikleri istenmeyen alıcının şifre çözme kabiliyetine ve işlem gücündeki zayıflığa dayanmaktadır. Yani şifre mevcut teknoloji ile erişilemeyecek kadar uzun bir sürede çözülebileceğinden güvenli addedilmektedir. Ancak işlem gücündeki beklenmeyen bir teknolojik ilerlemenin şifreleri daha kolay çözülebilir hale getirmesi her zaman ihtimal dâhilindedir. Ayrıca günümüz şifreleme teknolojisinde şifreleme anahtarları kullanılmaktadır ve bu anahtarların da güvenli bir şekilde dağıtımı ve muhafazası gerekmektedir. Kablolu iletişimde istenmeyen alıcılar genel olarak iletişim kanalına müdahil olmak suretiyle (wiretap) bilgiyi ele geçirebilirlerken, kablosuz iletişimde doğası gereği bilgi herkesin alabileceği şekilde elektromanyetik sinyaller olarak ortama yayıldığından istenmeyen alıcılar da doğrudan veriye erişebilmektedir. Bu durum kablosuz haberleşmede bilgi güvenliğini kritik hale getirmiştir. Böylece farklı arayışlar sayesinde şifreleme yöntemi dışında fiziksel katmanda bilgi güvenliğini sağlama yani sönümlenme (fading), gürültü ve girişim gibi kanal karakteristiklerinden faydalanan fiziksel katmanda güvenli haberleşme yöntemleri de geliştirilmeye başlanmıştır [1]. Ayrıca bu konuda, esas alıcı kanal kapasitesinin istenmeyen alıcı kanal kapasitesinden yüksek olması koşuluyla kusursuz güvenli bilgi iletiminin (perfect secrecy) gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir [2] ve sağlanan bilgi güvenliğinin bir performans göstergesi olarak gizlilik kapasitesi (secrecy capacity) parametresi geliştirilmiştir [3].

Fiziksel katmanda güvenli haberleşme gerçekleştirebilmek adına önerilmiş yöntemlerden biri de faz dizili antenler için tanımlanan Yönlü Anten Modülasyonudur (YAM) (Directional Antenna Modulation, DAM) [4]. Bu yöntemde dizi elemanlarının faz değerleri gönderilecek veriye bağlı olarak değişmekte ve böylece gönderilen veri sadece belirli bir yönde doğru olarak alınabilmektedir. Bu, dizi antenin karmaşık yapıdaki ışıma örüntüsünün gönderilen veriye göre değişmesi sayesinde gerçekleştirilebilmektedir ve hüzme yönlendirmeye benzerdir. Klasik uygulamada hüzme yönlendirme, gönderilen elektromanyetik dalganın gücünün belirli bir yönde yoğunlaştırılması şeklinde iken, yönlü

anten modülasyonunda ise âdeta bizatihi gönderilen verinin belirli bir yönde yoğunlaşması söz konusudur. Dolayısı ile gönderilen sayısal veri sinyali esas alıcının bulunduğu yöne doğrultulduğunda başka herhangi bir yöndeki istenmeyen alıcı veriyi doğru şekilde alamamaktadır. Zira modüle edilmiş sinyale ait sinyal kümesi bileşenleri sadece tevcih edilen yönde düzgün şekilde oluşmakta, diğer yönlerde ise bozuk bir şekilde oluşmaktadır. Böylece bu şekilde modüle edilen sayısal veri sinyali bozuk sinyal kümesi dolayısıyla doğru bir şekilde çözülememektedir. Ayrıca daha sonra yöntemin etkinliğini artırmak ve istenmeyen ya da gizli alıcının işini daha da zorlaştırmak adına tevcih edilen yön haricindeki yönlerde doğru etkiyen ve sinyal gürültü oranını (Signal to Noise Ratio, SNR) düşüren, veri sinyali üzerinde yapay gürültü (artificial noise) yaratan yöntemler de önerilmiştir [5].

Ayrık Frekanslı Dizi (AFD) anten (Frequency Diverse Array, FDA) kavramı ilk defa 2006 yılında Antonik ve arkadaşları [6] tarafından önerilmiştir ve nispeten yeni bir dizi anten tekniğidir. Klasik dizi anten uygulamasında tüm dizi elemanları birbirleriyle aynı frekansta çalışmaktadırlar. Ancak AFD anten tekniğinde dizi elemanlarının çalışma frekansları arasında bu genel çalışma frekansına nazaran çok küçük artış ya da azalış şeklinde frekans kaymaları (Frequency Offset, FO) oluşturulmaktadır. Yani düzenli bir artış ya da azalış şeklinde, sırasıyla her bir dizi elemanı bir önceki elemanın frekansından söz konusu kayma kadar farklı bir frekansta çalışmaktadır. Oluşturulan bu küçük frekans kaymaları sayesinde ilginç, sıra dışı ve özgün bir ışıma örüntüsü elde edilmektedir. Bu ışıma örüntüsü açığa, mesafeye ve zamana bağlı periyodik bir değişim sergilemektedir. Hâlbuki bilindiği üzere klasik faz dizili antenlerde ışıma örüntüsü sadece açığa bağlı olarak değişmektedir. Böylece AFD antenin bu örüntü yapısıyla, otomatik tarama yapan ve mesafeye bağlı bir hüzmeye karakteristiği elde edilmiş olmaktadır. AFD antenin bu özel hüzmeye karakteristiği uygulamada birçok yeni fırsat ve özgün kullanım alanları yaratmış, bazı yeni kabiliyetlere imkân tanımıştır. Örneğin otomatik tarama [6], hüzmeye lokalizasyonu [7], mesafeye bağlı kargaşa/girişim sinyallerinin bastırılması [8], güvenli haberleşme [9] ve kablosuz güç aktarımı [10] gibi pek çok alanda çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

Mesafeye bağlı AFD anten hüzmeye birçok farklı uygulama alanında kullanılabilecek olmakla beraber özellikle güvenli haberleşme alanında öne çıkmaktadır. Zira klasik dizilerde sadece açığa bağlı olarak yönlendirilebilen bir hüzmeye söz konusu iken AFD antenler ile açığa beraber mesafeye bağlı olarak ta yönlendirilebilen bir hüzmeye elde etme

imkânı bulunmaktadır. Bu sayede sadece belirli bir yönde bulunan bir hedef alıcı ile değil, aynı zamanda belirli bir mesafede bulunan bir hedef alıcı ile güvenli haberleşme tesis etme imkânı sunulmaktadır. Yani uzayda sadece bir açı ile tanımlanan belirli bir yöne doğru değil hem açı hem de mesafe ile tanımlanan belirli bir noktaya ya da bölgeye güvenli şekilde veri gönderilebilecek ya da alınabilecektir. Ancak bu şekilde avantajlar sunan AFD anten tekniğinin birtakım dezavantajları ve üstesinden gelinmesi yani çözüm bulunması gereken problemleri ve zorlukları da bulunmaktadır.

Daha önce ifade edildiği gibi AFD anten hüzmesi hem açığa, hem mesafeye, hem de zamana bağlı olarak değişim göstermektedir. Otomatik tarama özelliği işte bu zaman periyodik bağımlılıktan kaynaklanmaktadır. Bu şekilde üç parametreye (açı, mesafe, zaman) bağımlılık, bağlaşıklık bir yapı arz etmektedir. Daha açık bir ifadeyle bu parametreler birbirinden bağımsız olarak ayrı ayrı tayin edilememektedir. Hüzme belirli bir zamanda, belirli bir açıda ve mesafede bulunmaktadır. Zamana bağlı olarak hem açısı hem de mesafesi bağlaşıklık (coupled) olarak birlikte değişmektedir. Şimdiye kadar literatürde bu bağlaşıklığı (açı-mesafe, zaman-mesafe) gidermek adına birçok çalışma gerçekleştirilmiş ve pek çok yöntem önerilmiştir [11-13]. Zaman periyodik değişimi yani zaman bağımlılığını çözmek adına önceleri özellikle zaman-modülasyon yöntemi önerilmiş ve bu konuda pek çok çalışma gerçekleştirilmiştir [14-16]. Böylece zamanla değişmeyen (time-invariant) sabit konumlu hüzmeler elde edilmiştir. Ancak daha sonra zaman modülasyonu yönteminin AFD antenler konusunda yanlış işlendiği, faz-frekans ilişkisinin doğru kullanılmadığı ve elektromanyetik dalganın yayılım sürecinin göz ardı edildiği anlaşılmıştır. Böylelikle bu nedenlerden dolayı elde edilen sonuçların hatalı olduğu ortaya konmuştur [17, 18]. Böylece, aslında AFD antenler ile zaman modülasyonu yöntemi kullanılarak zamandan bağımsız ve belirli bir mesafede sabit duran bir hüzme elde edilemeyeceği anlaşılmıştır. Zira yayınlandıktan sonra zamana bağlı olarak uzayda ilerleyen elektromanyetik dalganın herhangi bir parametresini değiştirmek mümkün olmamaktadır. Dolayısı ile bu yöntemle dayanarak elde edilen hüzme yapısını kullanarak gerçekleştirilen güvenli haberleşme çalışmaları da geçerliliğini yitirmiştir [19, 20]. Daha sonra, ortaya çıkan bu gerçekliği göz önünde bulundurarak en azından işlevsel olarak uzayda belirli bir noktaya güvenli veri iletimi sağlayabilecek farklı yöntemler önerilmiştir [21-24].

AFD anten ışıma örüntüsünün zaman periyodik doğası nedeniyle uzayda belirli bir noktada veya bölgede duran bir elektromanyetik hüzme oluşturmak teorik olarak mümkün değildir. Zira ışıma örüntüsü tüm dizi elemanlarının yayınladığı dalgaların girişimi sonucu oluşmaktadır. Herhangi bir elemandan çıkan sinyale, yayılmaya başladıktan sonra müdahale edilememekte ve yayılan dalga zamana bağlı olarak havaya salındığı andaki parametreleri ile ilerlemeye devam etmektedir. Antenlerin karşılıklılığı (reciprocity) göz önünde bulundurulduğunda, bu durum hem gönderici bir sistem hem de alıcı bir sistem için aynı şekilde gerçekleşmektedir. Ancak burada sistemin alıcı olduğu durum için zaman bakımından bir farklılık söz konusudur. Zaman parametresi her ne kadar bağımsız bir parametre olsa da alıcı durumunda pratik olarak alıcının kontrolü altındadır. Daha açık bir ifadeyle, alıcıya gelen sinyalin ne zaman alınıp alınmayacağına alıcı sistem kendisi karar verebilmektedir. Bu durum gönderici bir AFD anten sistemi için mümkün olmayan zaman bağımsız hüzmenin alıcı bir AFD anten sistemi için mümkün olabileceği sonucunu doğurmaktadır.

Bu fikirden hareketle bu tez çalışmasında AFD anten ile uzayda üç boyutlu olarak (r, θ, φ) tanımlanacak belirli bir noktada veya bölgede sabit bir hüzme oluşturarak güvenli veri alınmasına imkân verecek bir güvenli haberleşme yöntemi önerilmiştir. Bu kapsamda öncelikle gerçek manada üç boyutlu bir noktasal hüzme oluşturabilecek, uygun bir geometrik yaklaşım elde edilmeye çalışılmıştır. Zira literatürde noktasal hüzme olarak tanımlanan çalışmalarda genel olarak düzgün doğrusal dizi geometrisi kullanılmış ve sadece azimut açısı ve mesafe ile iki boyutlu olarak tanımlanan hüzmeler noktasal hüzme olarak adlandırılmıştır.

Gerçek manada noktasal bir hüzme ancak üç boyut ile tanımlanabilir. Bu bakımdan böyle bir ışıma örüntüsü de ancak düzlemsel ya da dağınık bir geometri ile elde edilebilir. Noktasal hüzme elde edildikten sonra bu AFD anten yapısı kullanılarak Sıralı Çok Taşıyıcılı Alıcı AFD (SÇTA-AFD) anten (Sequential Multi-Carrier Receive Frequency Diverse Array, SMCR-FDA) sistemi tanımlanmış ve noktadan noktaya güvenli haberleşme yöntemi olarak önerilmiştir. Bunun için Konumsal Modülasyon (KoM) (Positional Modulation, PoM) tekniği geliştirilmiştir. Önerilen yöntemin Bit Hata Oranı (Bit Error rate, BER) ve Gizlilik Kapasitesi (Secrecy Capacity) gibi performans göstergeleri için analitik ifadeler elde edilmiş ve benzetimlerle incelenmiştir. Bu parametreler ile Güvenli

Bölge (Secure Region) tanımlaması yapılmıştır. Dizi elemanları faz değerleri için Genetik Algoritma (GA) kullanılarak optimizasyon gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen yeni yaklaşımlar, ortaya konan özgün çözümler ve elde edilen sonuçlar şu şekildedir:

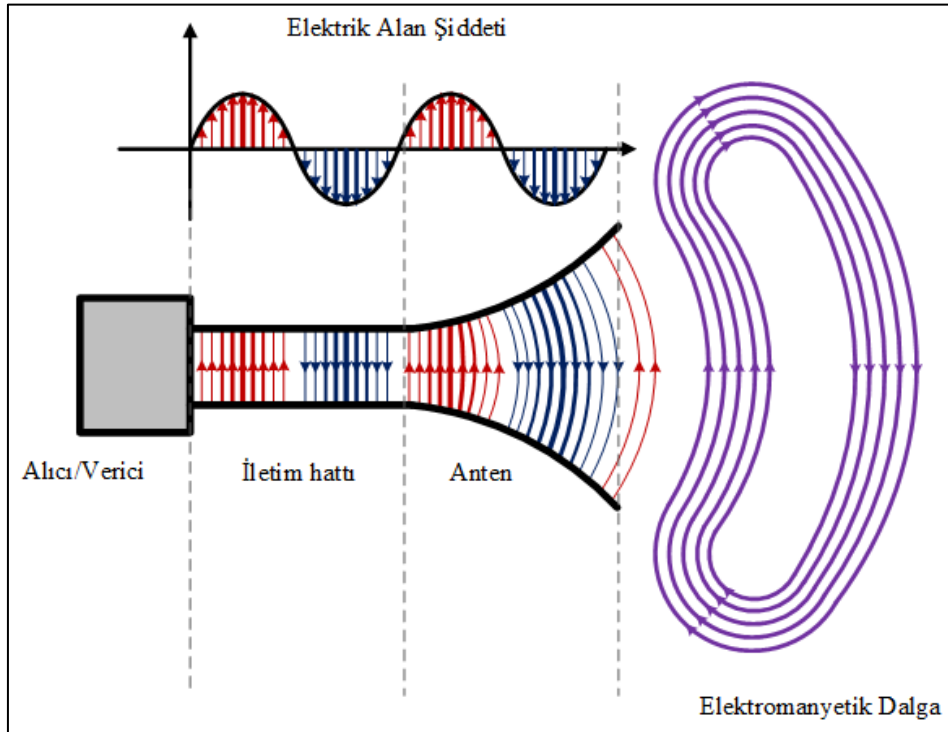
- Diskular geometri ilk defa AFD anten olarak incelenmiş, teorik olarak analiz edilmiş, hesaplamaları yapılmış, formülasyonları elde edilmiş ve simülasyonları gerçekleştirilmiştir.
- Diskular AFD anten için kapalı form bir dizi faktörü ifadesi elde edilmiştir.
- Üç boyutlu AFD anten hüzmesinin üç parametrelili (r, θ, φ) bağışıklığı çözülmüştür (decoupled).
- Hüzme uzunluğu (beamlength) parametresi ilk defa kullanılmış ve bunun için bir formül elde edilmiştir.
- Gerçek manada üç boyutlu bir hüzme elde edilmiştir.
- Radyal frekans kayması şeması önerilmiştir.
- Çeşitli geometrik dizilim ve yaklaşımların ışıma örüntüleri karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.
- Hüzme topu (beam firing) karakteristiği ortaya konulmuştur.
- Sıralı Çok Taşıyıcılı Alıcı AFD anten tekniği geliştirilmiştir.
- Noktadan noktaya güvenli haberleşme yöntemi önerilmiştir.
- Konumsal Modülasyon (KoM) tekniği geliştirilmiştir.

2. GENEL BİLGİLER

Bu tez çalışmasında temel olarak dizi antenler ile gerçekleştirilen güvenli haberleşme konusunu işlenmektedir ve bu konuda özgün bir yöntem önerilmektedir. Tez çalışması antenler, dizi antenler, dairesel dizi antenler, ayırık frekanslı dizi antenler, yönlü anten modülasyonu ve optimizasyon gibi konuları içermektedir. Bu bölümde, sunulan çalışmanın daha iyi anlaşılabilmesi amacıyla altyapı oluşturmak adına bu konulara dair genel bilgiler verilmiştir.

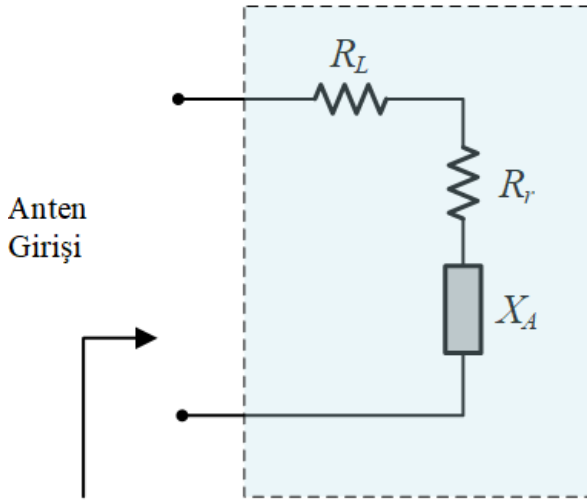
2.1. Antenler

Anten basit tanımı ile radyo dalgalarını almak veya göndermek için kullanılan genellikle metal olan bir devre elemanıdır. Yüz yılı aşkın bir süredir kullanılmakta olan antenler IEEE tarafından “Elektromanyetik dalga yayınlamak veya almak amacıyla tasarlanmış bir sistemin alıcı veya verici parçası” [25] şeklinde tanımlanmaktadır.



Şekil 2.1. Elektromanyetik dalganın antenden havaya yayılması

Genel olarak elektrik sinyalinin gönderici sistemden havaya aktarılması ya da tersi şekilde bir görevi gerçekleştiren, enerjinin biçim değiştirmesine aracılık eden bir geçiş elemanıdır. Şekil 2.1’de bu geçiş durumu gösterilmiştir [26]. Antenler bir metal tel parçası kadar basit bir yapıda olabileceği gibi elektronik, mekanik ve fiziksel olarak çok karmaşık bir yapıda da olabilmektedir. Çok sayıda anten çeşidi bulunur; tel anten, açıklık anteni, yama anten, dizi anten, yansıtıcı anten, lens anten başlıca anten tipleridir. Bir anten devre elemanı olarak Şekil 2.2’deki gibi modellenir [26].

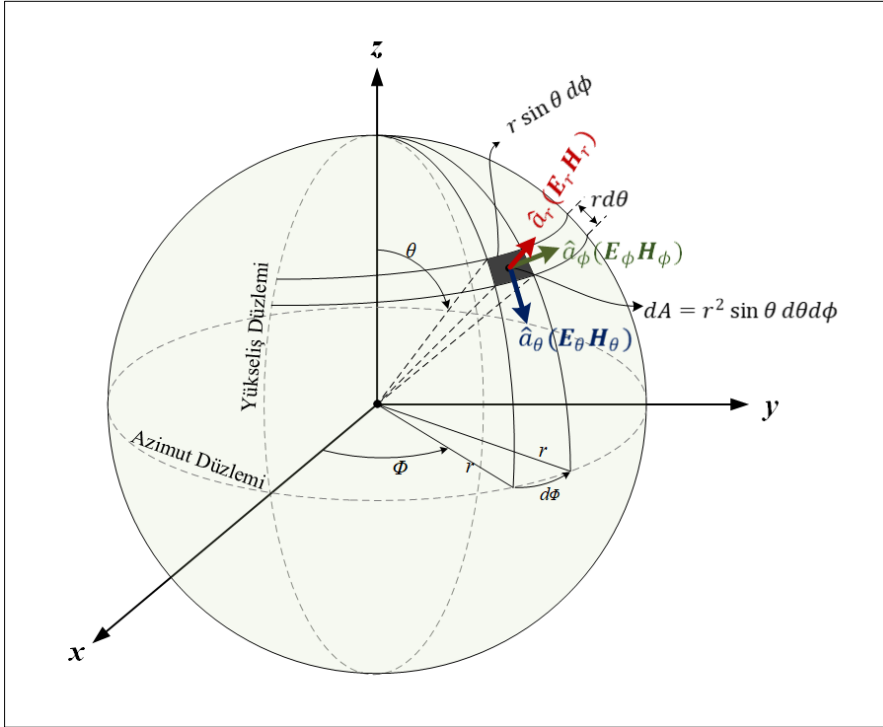


Şekil 2.2. Anten basit eşdeğer devresi

Burada; R_L direnci antende meydana gelen kayıpları (iletim + yalıtım), R_r elektromanyetik dalga olarak yayınlanan enerjiyi ve X_A ise anten reaktansını temsil etmektedir. Böylece tüm bunların toplamı şeklinde antenin karakteristik empedansı $Z_c = (R_L + R_r) + jX_A$ olarak ifade edilir.

Anten Parametreleri

Başta ışıma örüntüsü olmak üzere anten parametreleri ve antenle ilgili çalışmalar için Şekil 2.3’te görüldüğü gibi küresel koordinat sistemi kullanılmaktadır. Genellikle anten x-y düzlemi üzerinde yer alır ve z eksenı yönünde ışıma yapar. x-y düzlemi azimut düzlemi olarak adlandırılır. Bu düzlemde azimut açısı $0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$ şeklinde tanımlanır. Yükseliş düzlemi ise x-y düzleminde bulunan ve z eksenı ile kesişen herhangi bir doğru ile z ekseninin oluşturduğu düzlemdir ve yükseliş açısı da $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ şeklinde tanımlanır.



Şekil 2.3. Küresel koordinat sistemi

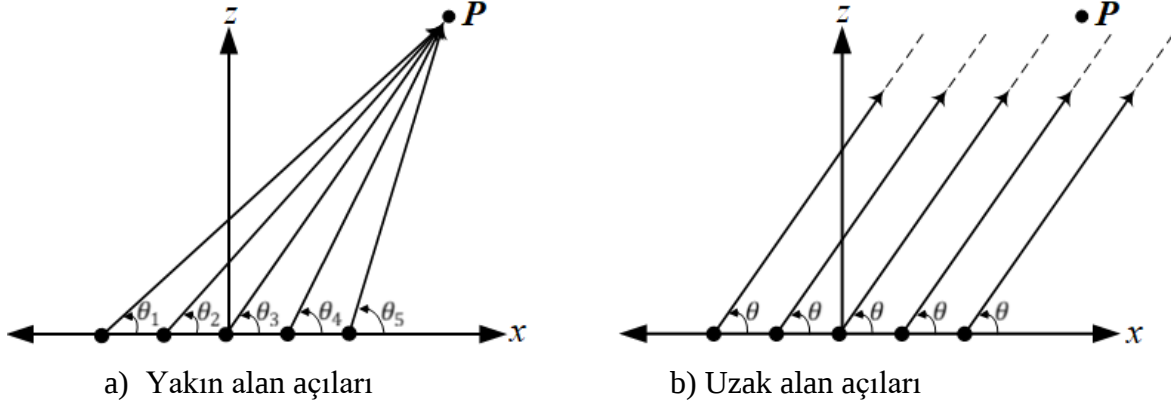
Uzak/Yakın Alan: Antenden yayılan elektromanyetik dalgalar küresel yüzeyler ya da cepheler biçiminde ilerlerler. Bu şekilde yayılırken yol kat ettikçe küresel form düzlemsel bir forma doğru yakınsar. Belirli bir mesafeden sonra pratik amaçlar doğrultusunda belirli bir hata payına (maksimum faz hatası $\pi/8$) göz yumularak dalga cephesinin düzlemsel olduğu kabul edilir. Bu mesafeden sonrası Uzak Alan (Far-Field) olarak adlandırılır ve aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (D > \lambda) \quad (2.1)$$

Antene yakın mesafede reaktif alanlar, yani dalgaya dönüşmeyen kapasitif ve endüktif etkiler daha baskın durumdadır. Bu alana Reaktif Yakın Alan (Reactive Near-Field) denilir ve maksimum mesafesi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$R \leq 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (D > \lambda) \quad (2.2)$$

Bu iki alan bölgesinin farkı ve tanımlanma gerekçesi Şekil 2.4'ten daha iyi anlaşılabilir. Zira birden fazla antenin oluşturduğu bir sistemde yakın alanda her bir antenin ayrı hedef açısı varken uzak alan kabulü ile bu hedef açılarının eşit olduğu varsayılır ve karmaşık işlemlerin basitleştirilmesi sağlanır.



Şekil 2.4. Yakın ve uzak alan açıları

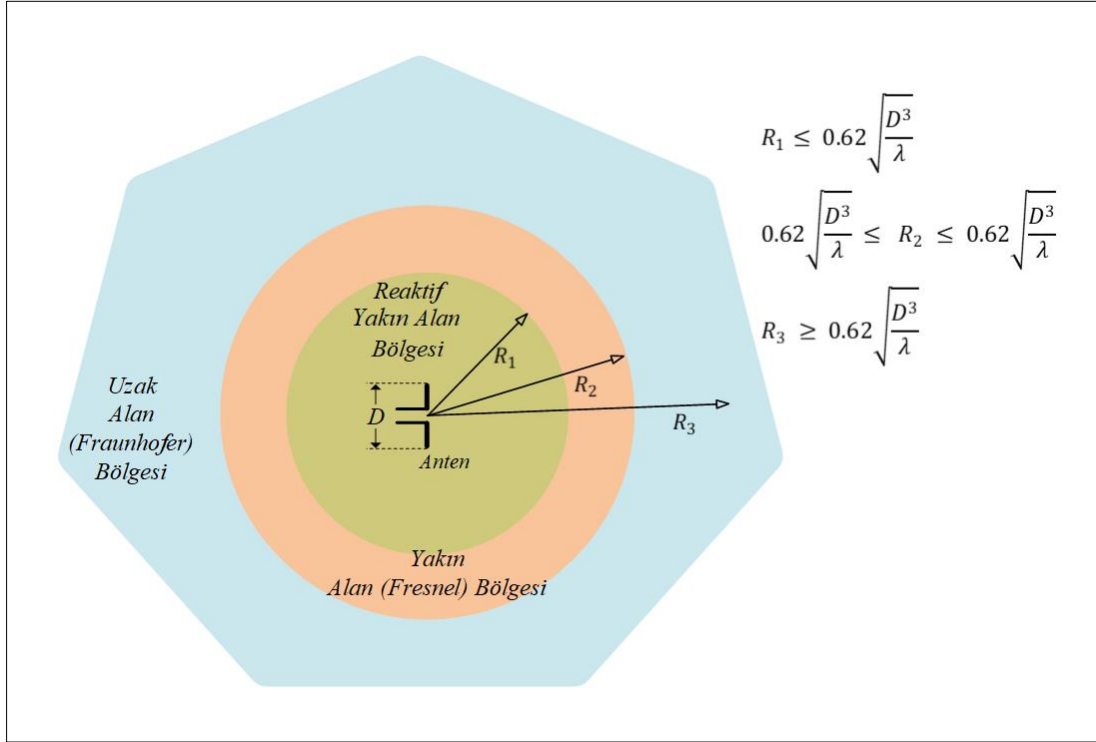
Yukarıdaki gibi tanımlanan bu sınır mesafeler arasında kalan bölge ise Yakın Alan (Fresnel) Bölgesi olarak tanımlanır. Bu bölgeler Şekil 2.5'te gösterilmiştir.

Işıma Örüntüsü: Bir antenin elektromanyetik dalga yayılımı karakteristiğinin uzaysal koordinatlara göre değişimi ışıma örüntüsü olarak adlandırılmaktadır. Bu karakteristik özellik güç yoğunluğu, ışıma yoğunluğu, alan şiddeti, yönlülük, faz veya kutuplanma gibi parametrelerden biri olabilir. Daha basit bir ifade ile gücün mesafeye ve açığa bağlı olarak değişimini gösteren fonksiyon ya da grafiksel gösterimdir.

Yönlülük: Antenin yönlülüğü yaydığı enerjii belirli bir yöne yoğunlaştırabilme kapasitesini ifade eder. Belirli bir yöndeki ışıma yoğunluğunun ortalama ışıma yoğunluğuna oranı olarak tanımlanır. Bunun maksimum olduğu yön antenin kullanım yönüdür ve bu değer de antenin yönlülüğünün ifadesidir. Matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\mathcal{D} = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} = \frac{F(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi} \quad (2.3)$$

Burada $\mathcal{D}$ yönlülüğü, U ışıma şiddetini, U_0 ortalama ışıma şiddetini, P_{rad} toplam ışıma gücünü ve F ise ışıma şiddeti örüntüsünü göstermektedir.



Şekil 2.5. Elektromanyetik alan bölgeleri

Anten Verimliliği: Antenler genel olarak birtakım kayıplardan dolayı kendilerine uygulanan gücün tamamını elektromanyetik dalga olarak yayınlamayabilirler. Bu kayıplar iletim yolu ile anten girişi arasındaki empedans uyumsuzluğundan kaynaklanan yansıma kaybı (e_r), antendeki akımların neden olduğu iletim kaybı (e_c) ve elektriksel kutuplanmadan kaynaklanan dielektrik kayıplarıdır (e_d). Toplam anten verimliliği (e_0) bu faktörlerden kaynaklanan verimlilik değerlerinin çarpımından elde edilir.

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.4)$$

Anten Kazancı: Bir antenin kazancı belirli bir yöndeki ışıma şiddetinin, antenin aldığı gücün tamamını her yöne eşit olarak yaydığına oluşacak ışıma şiddetine oranı olarak ifade edilir. Daha basit bir ifade ile anten yönlülüğünün verimliliği ihtiva eden biçimdir. Bu nedenle kazanç ifadesi $G = e_{cd}\mathcal{D}$ şeklindedir. Burada kullanılan verimlilik ışıma verimliliği olarak adlandırılır ve yansıma ile kutuplanma kayıplarını içerir.

Kutuplanma (Polarisation): Elektromanyetik dalgalar karşılıklı etkileşim içerisinde olan elektrik ve manyetik alanlardan oluşmaktadır. Uzak alanda bu iki bileşen birbirlerine ve ilerleme yönüne dik olarak değişirler. Tanım olarak kutuplanma, yayılan dalganın elektrik alan yönüdür. Böylece elektrik alanın yönüne ve değişimine göre kutuplanma doğrusal, dairesel ve eliptik olarak adlandırılır.

Bant Genişliği: Antenler yapısal nedenlerden dolayı belirli frekans değerlerinde belirli bir verimlilik değerinin üzerinde çalışırlar. Antenin istenilen performans değerlerini sağlayabildiği bu frekans aralığı antenin bant genişliği olarak ifade edilir. Bununla beraber, antenin en verimli çalıştığı frekans değeri ise antenin rezonans frekansı olarak adlandırılır.

2.2. Dizi Antenler

Birden fazla anten belirli bir düzende birlikte çalıştıklarında tek başına bir antenden elde edilen yönlülük ve kazançtan daha fazlası elde edilmektedir. Özellikle çok dar bir hüzmeye karakteristiği ya da çok yüksek bir kazanç istendiğinde anten dizilerinden faydalanılır. Bunun dışında, daha ileriki bölümlerde anlatılacağı üzere anten dizileri hüzmeye yönlendirme, radar ve seyrüsefer uygulamaları gibi birçok alanda avantajlı özellikler sunmaktadır. Öte yandan daha yüksek bir yönlülük anten boyutunun büyütülmesi yolu ile de elde edilebilir, ancak büyük boyutlu bir antenin uygulamada yaratacağı zorluklar ve maliyet dizi antenlere göre daha fazladır. Bunun yerine birden çok antenin belirli bir dizilimde, belirli bir besleme düzeninde ve eşgüdüm içerisinde çalışması ile daha iyi sonuçlar daha kolay elde edilebilmektedir. Anten dizileri genelde özdeş antenlerden oluşmakla beraber farklı türde antenlerden de oluşabilir. Ancak özdeş elemanlar olması uygulamada büyük kolaylıklar sağlar. Dizi antende pratik amaçlar doğrultusunda ve işleri kolaylaştırmak adına elemanlar arasında etkileşim olmadığı varsayılır. Bu varsayım uygulamadaki amaçlar için yeterli doğrulukta sonuçlar elde edilmesine engel teşkil etmemektedir. Tek bir antene göre daha yüksek yönlülükte bir ışıma örüntüsünün oluşması bireysel anten örüntülerinin girişimleri sonucu ortaya çıkar. Bu örüntü girişimlerinin amaca uygun olarak gerçekleşmesi için dizinin belirli dizilim özelliklere sahip olması gerekir. Bu sayede istenilen yönde dalgaların yapıcı olarak, istenmeyen yönlerde ise yıkıcı olarak etkileşmesi ile, amaçlanan ışıma örüntüsü ve yönlülük değerine ulaşılabilmektedir. Özdeş elemanlardan oluşan bir anten dizisinde ışıma örüntüsünü etkileyen başlıca dizi özellikleri ve parametreleri aşağıda sıralanmıştır.

- Dizi elemanlarının oluşturduğu geometrik dizilim (doğrusal, dairesel, dörtgen veya küresel gibi),
- Dizi elemanları arasındaki mesafe,
- Her bir elemanın uyarım genliği,
- Her bir elemanın uyarım fazı,
- Elemanların bireysel ışıma örüntüsü.

Dizi geometrisi açısından en basit dizilim, elemanların bir hat oluşturacak şekilde dizildiği doğrusal dizilimdir. Konunun iyi anlaşılması bakımından sonraki kısımda önce iki elemanlı bir doğrusal dizi, ardından ise N elemanlı bir doğrusal dizi anlatılmıştır. Daha sonra ise iki ve üç boyutlu diziler ve dairesel diziler şeklinde konu genişletilmiştir.

İki Elemanlı Anten Dizisi

İki elemandan oluşan basit bir anten dizisi Şekil 2.6’da gösterilmiştir. Dizi elemanlarının z ekseninde konumlanmış sonsuz küçük olan iki yatay dipol anten olduğu varsayılmıştır. Bu durumda bir dizi elemanının uzak alanda r kadar uzaklıktaki bir mesafede oluşturacağı elektrik alan aşağıdaki gibi ifade edilir [26].

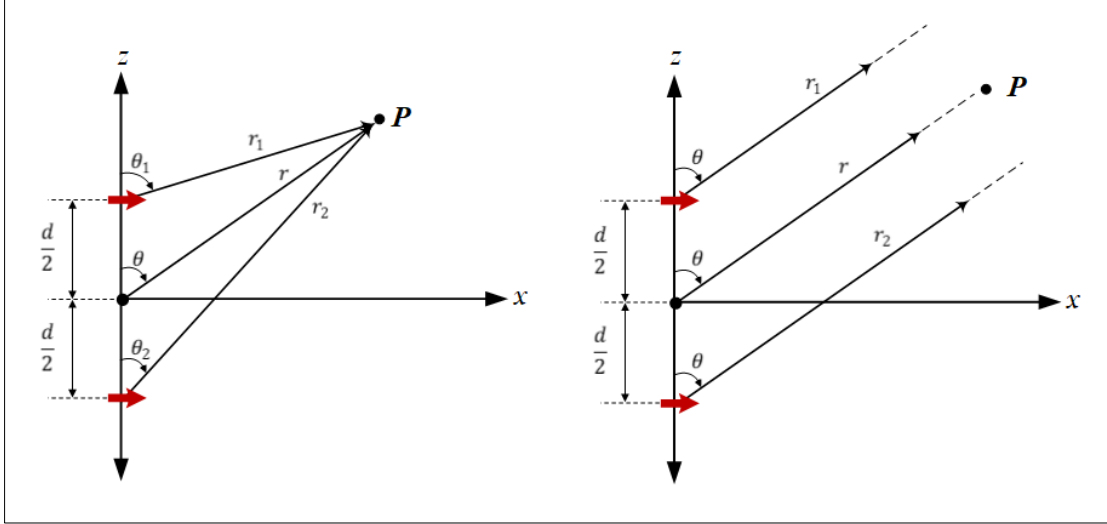
$$\vec{E} = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi r} e^{-jkr} \cos \theta \quad (2.5)$$

Burada $\hat{a}_\theta$ θ yönündeki birim vektörü, η ortam karakteristik empedansını, k dalga sayısını, I_0 anten akımını, l anten uzunluğunu, r gözlem noktası mesafesini ve θ gözlem noktasının dizi eksenine ile yaptığı açıyı göstermektedir.

Bu iki elemanlı dizide elemanlar arasında etkileşim olmadığı ve uyarım genliklerinin eşit olduğu varsayıldığında, uzak alandaki gözlem noktasında oluşan toplam elektrik alan aşağıdaki gibi yazılır [26].

$$\vec{E}_t = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j(kr_1 - \frac{\beta}{2})}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j(kr_2 - \frac{\beta}{2})}}{r_2} \cos \theta_2 \right\} \quad (2.6)$$

Burada β iki eleman arasındaki uyarım faz farkını ifade etmektedir. Bu elektrik alan ifadesi için uzak alan yaklaşımı altında aşağıdaki varsayımlar gerçekleştirilir.



Şekil 2.6. İki elemanlı dizi anten

$$\theta_1 \cong \theta_2 \cong \theta \quad (2.7a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 \cong r - \frac{d}{2} \cos \theta \\ r_2 \cong r + \frac{d}{2} \cos \theta \end{array} \right\} \rightarrow \text{Faz değişimleri için} \quad (2.7b)$$

$$r_1 \cong r_2 \cong r \rightarrow \text{Genlik değişimleri için} \quad (2.7c)$$

Böylece toplam elektrik alan ifadesi aşağıdaki şekilde yazılabilmektedir.

$$\vec{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left\{ e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2} \right\} \quad (2.8)$$

$$\vec{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left\{ 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \right\} \quad (2.9)$$

Bu durumda Eş. 2.9 ifadesinde görüldüğü üzere kıvrımlı parantez içerisindeki ifade hariç, kalan kısım orijinde yer alan bir elemanın oluşturacağı elektrik alan ifadesine eşittir. Buradan anlaşılmaktadır ki, dizinin oluşturduğu toplam elektrik alan orijinde yer alan tek bir elemanın oluşturacağı elektrik alanın başka bir ifade ile çarpımına eşittir. Bu ifade *Dizi*

Faktörü olarak adlandırılır.

$$AF = 2 \cos \left\{ \frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right\} \quad (2.10)$$

$$AF_n = \cos \left\{ \frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right\} \quad (2.11)$$

Burada AF_n normalize edilmiş dizi faktörü ifadesidir. Böylece iki elemanlı bir dizinin toplam alan ifadesinin tek bir elemanın alan ifadesi ile dizi faktörünün çarpımı olduğu gösterilmiş olur.

$$\vec{E}_{toplam} = \vec{E}_{ori jindeki tek bir eleman} \times \text{Dizi Faktörü} \quad (2.12)$$

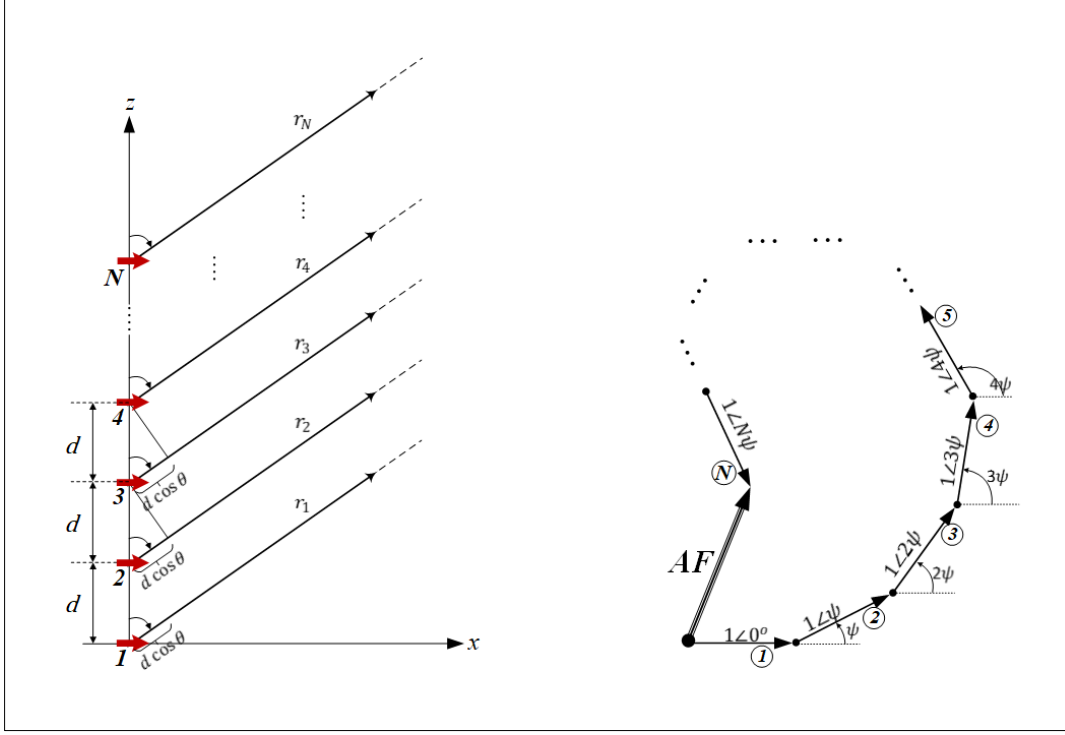
Buna, özdeş elemanlardan oluşan diziler için örüntü çarpım kuralı denilir. Buradan anlaşılmaktadır ki, dizi karakteristiği elemanların bireysel özelliklerine değil; dizi geometrisi, elemanlar arası mesafe, uyarım ilişkisi gibi dizi parametrelerine bağlıdır. Buradan hareketle dizideki elemanlar herhangi bir tür anten olarak değil birer nokta (izotropik) kaynak olarak farz edilebilir. Zira dizi karakteristiği, diğer bir deyişle dizi faktörü, elemanların bireysel özelliklerinden bağımsızdır. İki elemanlı bu dizideki yaklaşım, doğrusal olarak dizilmiş daha fazla sayıda eleman barındıran diziler için aynı şekilde uygulanarak genelleştirilebilir.

N Elemanlı Doğrusal Anten Dizisi

İki elemanlı doğrusal dizideki yaklaşımla N tane eleman ihtiva eden bir dizi antenin ışıma örüntüsünü bulmak mümkündür. N tane elemanın Şekil 2.7’de gösterildiği gibi z ekseninde aralarında d kadar mesafe bulunacak şekilde orijinden başlayarak dizildiği ve bu elemanlara uygulanan uyarımlar arasında β kadar faz farkı olduğu varsayıldığında, n ’inci elemanın orijine uzaklığı nd ve orijine göre faz farkı $n\beta$ olacaktır. Bu durumda dizi faktörü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2.13)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2.14)$$



Şekil 2.7. N boyutlu doğrusal dizi

Dizi faktörü aşağıdaki gibi daha sade bir biçimde yazılabilir.

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (2.15)$$

$$\psi = (kd \cos \theta + \beta)$$

Bu dizi faktörü ifadesi incelendiğinde aşağıdaki gibi geometrik bir dizi olduğu anlaşılır.

$$AF = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} \quad (2.16a)$$

$$AF(e^{j\psi}) = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{jN\psi} \quad (2.16b)$$

$$AF = \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{+j\psi} - 1} \right] = e^{j\left(\frac{N-1}{2}\right)\psi} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.16c)$$

Bu dizi faktörü ifadesi dizinin referans noktasının, yani ilk elemanın, koordinat sisteminin orijininde olması durumunda geçerlidir. Şayet dizi merkezi orijinde olacak şekilde kaydırılırsa ya da başka bir deyişle dizinin merkezi referans alınırsa bu ifade aşağıdaki gibi sadeleşir.

$$AF = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.17)$$

Ayrıca ψ 'nin çok küçük değerleri için $\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right) \cong \frac{1}{2}\psi$ olduğundan bu ifade aşağıdaki gibi yaklaşık olarak yazılabilir.

$$AF \cong \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{1}{2}\psi} \right] \quad (2.18)$$

Bu şekilde elde edilen dizi faktörü ifadesinin maksimum değeri N olur. Şayet bu ifade N ile bölünürse normalize edilmiş dizi faktörü ifadesi elde edilmiş olur.

$$AF_n \cong \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{1}{2}\psi} \right] = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] = \text{sinc}\left(\frac{N}{2}\psi\right) \quad (2.19)$$

Burada *sinc* fonksiyonu $\text{sinc}(x) = \frac{\sin x}{x}$ şeklinde tanımlanmaktadır. Bu şekilde çok elemanlı bir dizide ışıma örüntüsü, elemanlar arası faz farkı β 'nin ayarlanması ile istenilen yöne doğru yönlendirilebilir. Örneğin $\beta = 90^\circ$ için ışıma yönü dizi eksenine dik olarak Şekil 2.7'deki konumlanmaya göre $x - y$ düzleminde enine (Broadside) olur iken, $\beta = 0^\circ$ ve $\beta = 180^\circ$ için ise dizi eksenini yani z eksenini yönünde boyuna (Endfire) olur. Eğer $\beta = kd \cos \theta_0$ şeklinde seçilir ise ışıma yönü θ_0 açısında olur. Burada değinilmesi gereken bir husus ta, elemanlar arası mesafenin $\frac{\lambda}{2}$ değerinden küçük tutulması gereksinimidir. Aksi

takdirde birden fazla maksimum hüzmeye oluşmaktadır.

Düzlemsel Anten Dizisi

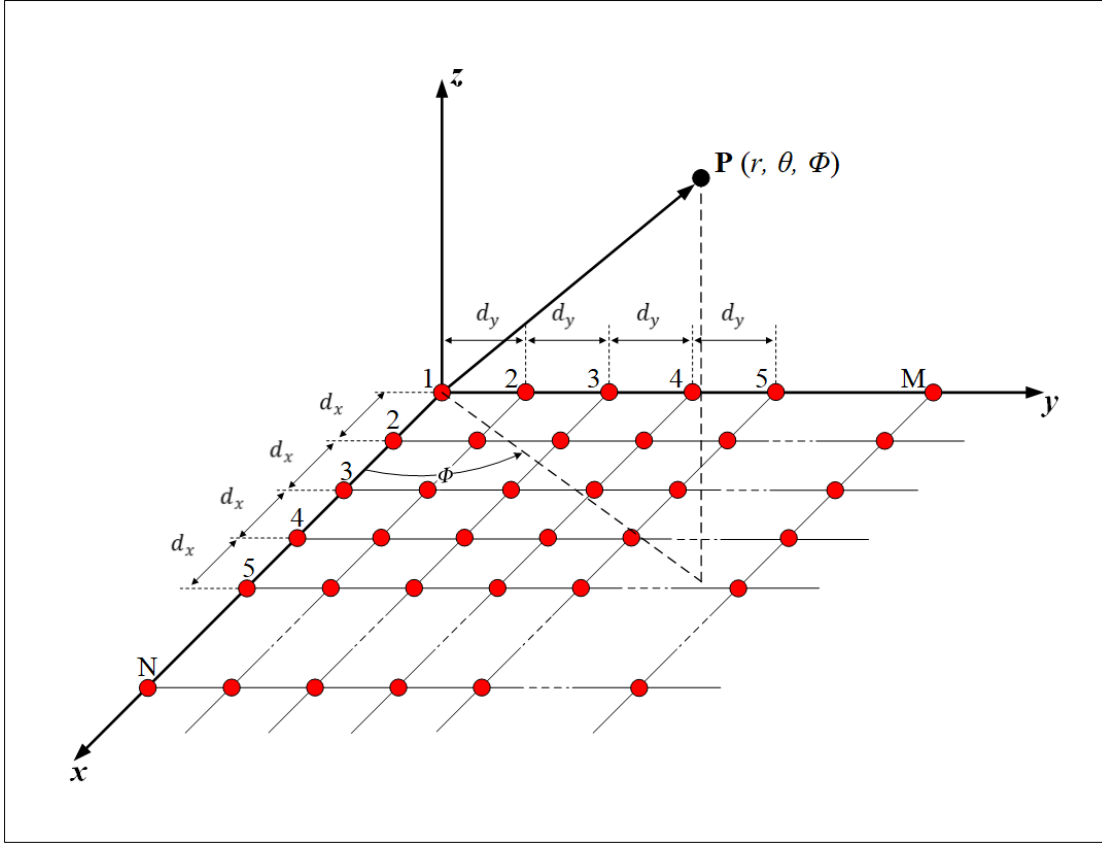
Düzlemsel bir dizide dizi elemanları belirli bir yüzeyde konumlanır. Şekil 2.8’de dörtgen şeklinde bir dizilime sahip düzlemsel dizi anten gösterilmektedir. Doğrusal diziler tek boyutlu yapılarından ötürü sadece bir yönde daha keskin bir yönlülük sağlarken, düzlemsel diziler iki yönde de daha keskin bir yönlülük sağlarlar. Böylece düzlemsel antenler ile kalem ucunu andırır şekilde çok keskin ve yüksek yönlülüğe sahip hüzmeler (Pencil Beam) elde edilebilir. Böylelikle düzlemsel diziler başta radar, seyrüsefer ve iletişim olmak üzere çeşitli uygulamalarda çok daha kullanışlı özellikler sunmaktadırlar.

Şekil 2.8’de gösterilen düzlemsel dizi x yönünde M , y yönünde ise N olmak üzere toplam MN sayıda elemandan oluşmaktadır. Elemanlar $x - y$ düzleminde eşit aralıklarla düzgün bir dağılıma sahiptirler. Elemanlar arası mesafe x yönünde d_x ve y yönünde ise d_y dir. Aynı şekilde x yönünde elemanlar arası faz farkı β_x ve y yönünde ise β_y ’ dir. Bu dizi aslında x ekseninde bulunan doğrusal bir dizinin y ekseninde yine doğrusal olarak d_y aralıklarla tekrarlanması ile oluşturulmuş doğrusal bir dizidir. Başka bir ifade ile doğrusal bir dizinin doğrusal dizisi denilebilir. Dolayısı ile dizi faktörü kolaylıkla hesaplanabilir. Öncelikle x ekseninde bulunan ve düzlemsel dizinin bir kenarını oluşturan doğrusal dizinin dizi faktörü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$AF = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x)} \quad (2.20)$$

Burada I_{m1} bu ilk sıradaki m ’inci elemanın uyarımını göstermektedir. Bu doğrusal dizi y ekseninde d_y aralıklarla dizildiğinde oluşacak yeni dizinin dizi faktörü aşağıdaki gibi yazılır.

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y)} \quad (2.21)$$



Şekil 2.8. Düzlemsel dizi anten

Bu durumda bu dizi faktörü ifadesi aşağıdaki gibi bir çarpım ifadesi şeklinde yazılabilir.

$$AF = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y)} \quad (2.22)$$

$$AF_x = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x)} \quad (2.23)$$

$$AF_y = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y)} \quad (2.24)$$

$$AF = (AF_x)(AF_y) \quad (2.25)$$

Böylece Şekil 2.8’de gösterilen dörtgen düzlemsel dizi antenin dizi faktörü x ve y yönündeki dizilerin dizi faktörlerinin çarpımına eşittir. Eğer tüm dizi elemanları aynı

uyarıma (I_0) sahip olurlarsa, dizi faktörü Eş. 2.16'daki gibi bir yaklaşımla aşağıdaki şekilde yazılır.

$$AF_n(\theta, \varphi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin \frac{M}{2} \psi_x}{\sin \frac{1}{2} \psi_x} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin \frac{N}{2} \psi_y}{\sin \frac{1}{2} \psi_y} \right\} \quad (2.26)$$

$$\psi_x = (kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x)$$

$$\psi_y = (kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y)$$

Bu şekilde düzlemsel dizi anten dizi faktörünün elde edilmesinde kullanılan bu yaklaşım ile üç boyutlu hacimsel bir dizinin de dizi faktörü elde edilebilir. Aynı şekilde her yöne doğru olan dizilerin dizi faktörlerinin çarpımı şeklinde elde edilir.

2.3. Dairesel Dizi Anten

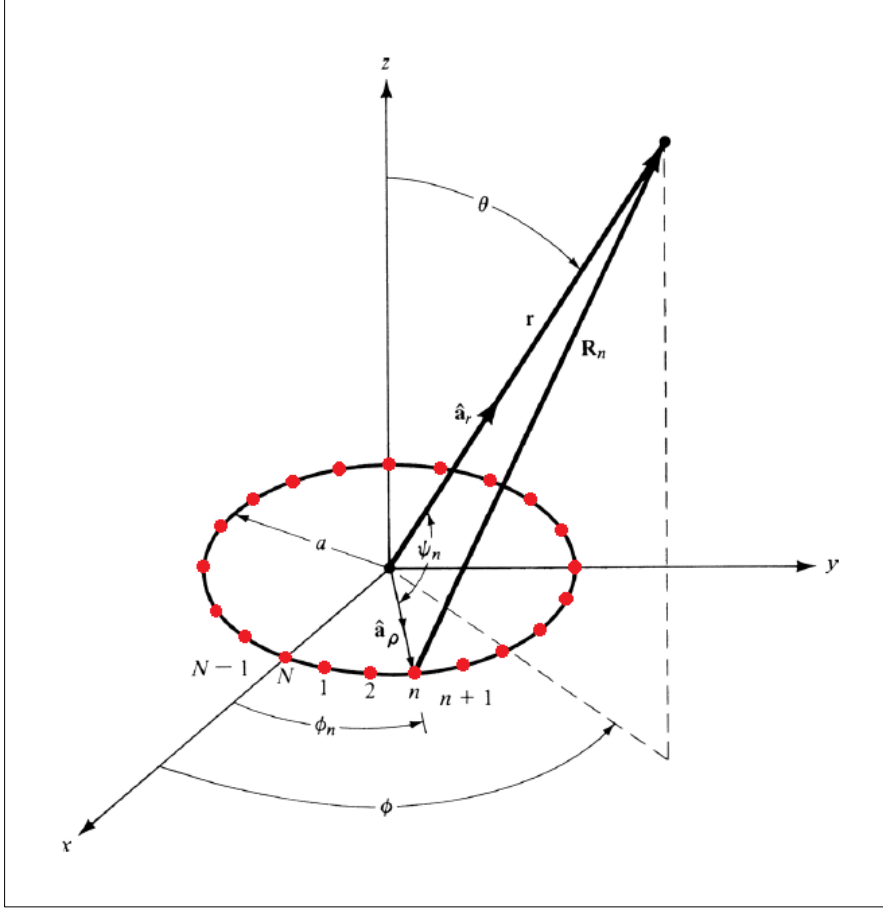
Dairesel dizi anten, elemanları bir çember oluşturacak şekilde konumlanmış anten dizisidir. Dairesel geometri özellikle sahip olduğu simetri ve basitliği sayesinde yön bulma, seyirüsefer, uzay ve havacılık, radar ve sonar gibi daha pek çok uygulamada kullanılır.

Şekil 2.9'da dairesele dizi geometrisi gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi N tane izotropik nokta kaynağı $x - y$ düzleminde a yarıçaplı bir çember oluşturacak şekilde dizilmiştir. Numaralandırmaya x eksenini üzerindeki elemandan başladığında n 'inci elemanın tek başına uzak alanda oluşturacağı elektrik alan aşağıdaki gibi yazılır.

$$E_n(r, \theta, \varphi) = a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \quad (2.27)$$

Burada R_n n 'inci elemanın hedef gözlem noktasına olan uzaklığını göstermektedir. Böylece N elemanlı dizinin uzak alanda oluşturacağı normalize edilmiş toplam elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$E_N(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \quad (2.28)$$



Şekil 2.9. Dairesel dizi anten

Kosinüs teoremi kullanılarak R_n uzaklığı ve yarıçap arasındaki ilişki aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$R_n = \sqrt{r^2 + a^2 - 2ar \cos \Psi} \quad (2.29)$$

Burada r , koordinat merkezinin ya da daireli dizi merkezinin gözlem noktasına olan uzaklığıdır. Uzak alan yaklaşımı ($R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$) altında bu mesafe, dizi antenin boyutundan çok daha büyüktür ($r \gg a$). Bu durumda Eş. 2.29 aşağıdaki gibi yaklaşık olarak yazılabilir.

$$R_n \cong r - a \cos \Psi_n = r - a(\hat{a}_\rho \cdot \hat{a}_r) = r - a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) \quad (2.30)$$

Burada φ_n , n 'inci elemanın x eksenine ile yaptığı açıdır. Birim vektörlerin iç çarpımı ise aşağıdaki gibi yazılır.

$$\begin{aligned} (\hat{a}_\rho \cdot \hat{a}_r) &= (\hat{a}_x \cos \varphi_n + \hat{a}_y \sin \varphi_n) \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \varphi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \varphi + \hat{a}_z \cos \theta) \\ &= \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Böylece genlik değişimi için $R_n \cong r$ varsayımı yapıldığında elektrik alan ifadesi aşağıdaki şekilde yazılır.

$$E_N(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N a_n e^{+jka \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n)} \quad (2.32)$$

Burada $a_n = I_n e^{j\alpha_n}$, dizi elemanlarının uyarım katsayılarıdır. Böylece elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$E_N(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} [AF(\theta, \varphi)] \quad (2.33)$$

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j[ka \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + \alpha_n]} \quad (2.34)$$

Eş. 2.34, düzgün dağılımlı N elemandan oluşan dairesel bir dizi antenin dizi faktörü ifadesidir. Dairesel dizi antenin ana hüzmesini belirli bir (θ_0, φ_0) yönüne tevcih etmek için, uyarım faz değeri aşağıdaki gibi seçilmelidir.

$$\alpha_n = -ka \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n) \quad (2.35)$$

Böylece en genel anlamda dairesel dizi anten dizi faktörü aşağıdaki gibi yazılır.

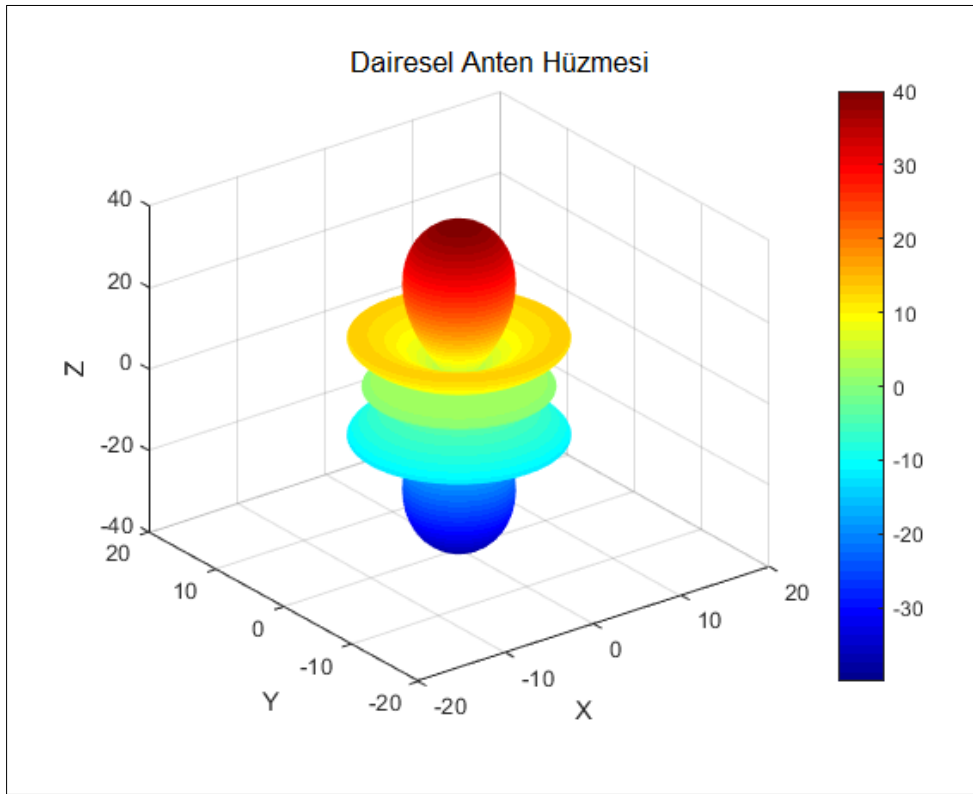
$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka[\sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) - \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n)]} \quad (2.36)$$

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka[\Psi - \Psi_0]} \quad (2.37)$$

$$\Psi = \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n)$$

$$\Psi_0 = \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n)$$

Dairesel dizi anten geometrisi, simetrik yapısı ve dizilimi dolayısı ile düzgün ve her açıda simetrik bir ışıma örüntüsü oluşturur. Şekil 2.10'da örnek bir dairesele dizi anten ışıma örüntüsü grafiği gösterilmiştir. Simetrik hüzme yapısı kolaylıkla görülebilmektedir.

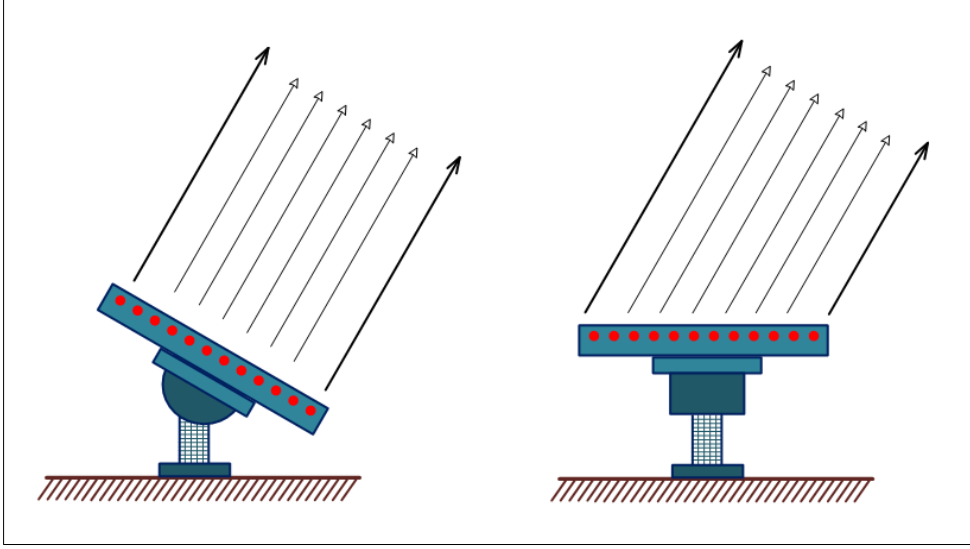


Şekil 2.10. Dairesel dizi anten hüzmesi ($N = 10$)

2.4. Hüzme Tarama/Yönlendirme

Hüzme yönlendirme, bir antenin maksimum yayınının istenilen yönde olmasının sağlanması; başka bir deyişle, ışıma örüntüsünün istenilen yöne tevcih edilmesidir. Hüzme yönlendirme Şekil 2.11'de gösterildiği üzere temel olarak mekanik ve elektronik olmak üzere iki şekilde gerçekleştirilmektedir. İki yöntemin bir arada ve eşgüdümlü olarak kullanıldığı sistemler de bulunmaktadır. Elektronik tarama yöntemleri ise faz taramalı ve

frekans taramalı olmak üzere başlıca iki ana tekniğe dayanır. Bunun dışında gerçek zaman gecikmeli (True Time-Delay) ve sayısal hüzmeye şekillendirme (Digital Beam-Forming) gibi yeni ve modern yöntemler de vardır. Aşağıda, tarama yöntemleri ilgili başlıklar altında açıklanmıştır.



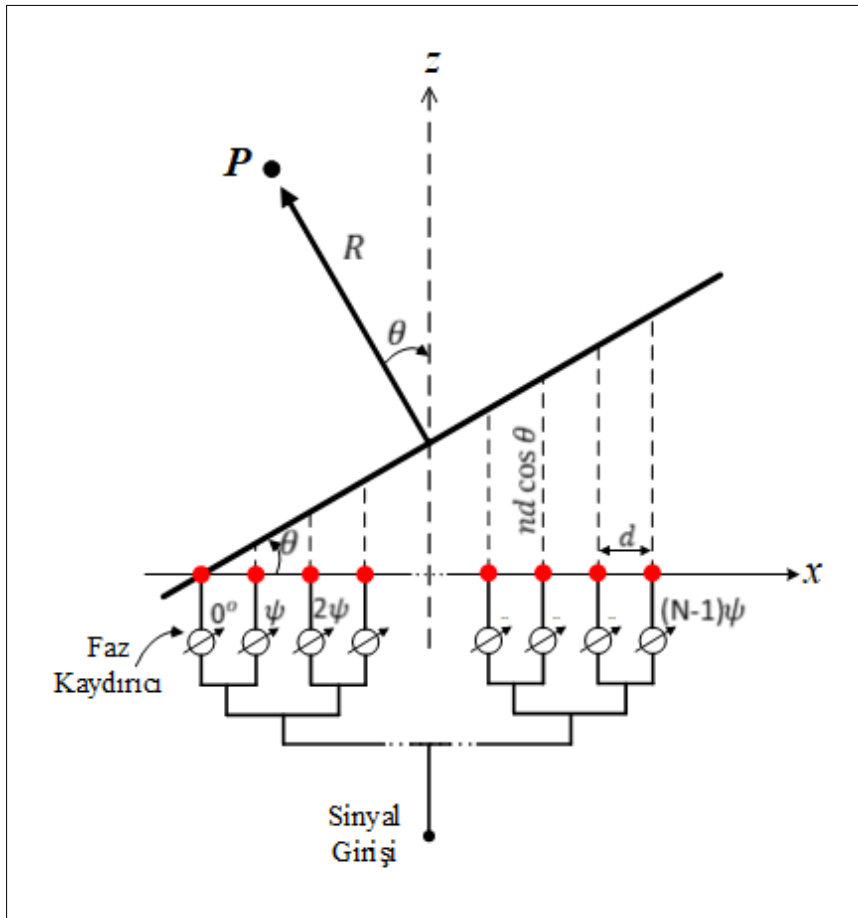
Şekil 2.11. Mekanik (solda) ve elektronik (sağda) tarama

2.4.1. Mekanik hüzmeye tarama

Hüzmeye yönlendirmenin en basit yolu mekanik yönlendirmedir. Bu yöntemde hüzmeye yönü sabit olan anten, fiziksel olarak hareket ettirilerek ve döndürülerek, hüzmeyin istenilen yönde olması sağlanır. Bunun için motorlu ve elektrik kontrollü otomatik hareketli dönel anten yapıları bulunmaktadır. Bu yöntemde anten, tamamen olduğu gibi döndüğü için hüzmeye yapısında ve hüzmeye karakteristiğinde bir değişiklik veya kayıp meydana gelmez. Hüzmeye genişliği ve yan kulakçık seviyesi aynı kalır. Kullanılan sistemin mekanik yapısı izin verdiği ölçüde, istenilen yöne döndürülmesi ve istenilen şekilde tarama yapılması mümkün olur. Mekanik tarama yönteminin olumsuz yanı ise, mekanik bir sistem olduğu için idamesinin ve bakım onarımının zor olması ve yüksek arıza oranlarına sahip olmasıdır. Bir diğer olumsuz yanı ise, elektronik bir sisteme göre yavaş olmasıdır. Zira radar gibi hız gerektiren uygulamalardaki gecikmeler, sistem performansını düşürür.

2.4.2. Faz dizili antenler

Elektronik tarama yöntemlerinden biri faz kaydırmalı dizi antenlerdir. Bölüm 2.4.1’de anten elemanları aynı genlik ve faz değerleri ile uyarılmışlardır. Böylece elde edilen hüzmeye dizi eksenine dik yönde (broadside) olmuştur. Şayet dizi elemanlarının faz uyarımları arasında düzenli bir farklılık yaratılırsa, dizi anten hüzmesi başka bir yönde oluşacaktır. Bu şekilde faz değerleri ayarlanarak hüzmeye istenilen doğrultuya yönlendirilir. Bu yöntem Şekil 2.12’de gösterilmiştir.



Şekil 2.12. Faz dizili anten

Şekil 2.12’de gösterilen dizi antenin dizi faktörü aşağıdaki gibi yazılır.

$$AF = a_0 \sum_{n=1}^N e^{-j(n-1)\psi} e^{j(n-1)kd \sin \theta} \quad (2.38)$$

$$AF = a_0 \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \sin \theta - \psi)} \quad (2.39)$$

$$AF = a_0 \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\gamma} \quad (2.40)$$

Şayet gözlem noktasının $x - z$ düzleminde olduğu farz edilirse, $\gamma = kd \sin \theta - \psi$ eşitliği yazılabilir. Dizi elemanları arasındaki bu ψ faz farkı, tarama açısı yani hüzmeye yönünü gösteren açı olan θ_0 cinsinden aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\psi = kd \sin \theta_0 \quad (2.41)$$

Bu durumda yeni γ ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$\gamma' = kd (\sin \theta - \sin \theta_0) \quad (2.42)$$

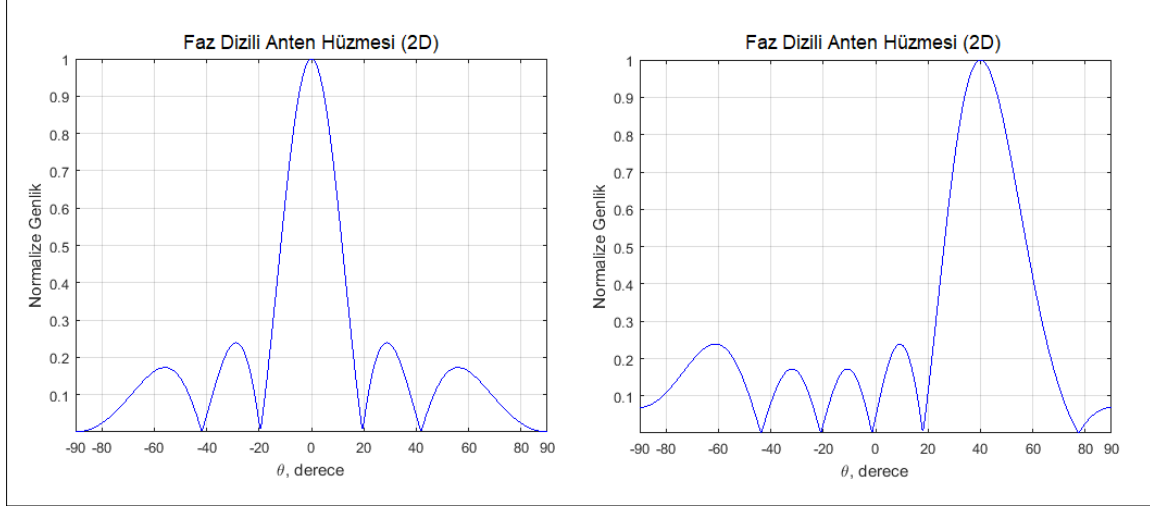
Böylece dizi faktörü en genel haliyle aşağıdaki biçimde ifade edilir.

$$AF = a_0 \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\gamma'} \quad (2.43)$$

$$\gamma' = kd (\sin \theta - \sin \theta_0) \quad (2.44)$$

Eş. 2.43'te görüleceği üzere, dizi faktörünün maksimum olması, toplam ifadesindeki tüm terimlerin maksimum olması ile mümkün olur. Bu da üstel ifadedeki γ' teriminin sıfır olması yani $\theta = \theta_0$ olması ile mümkündür. Böylece ana hüzmeye yönü, tarama açısına eşit olur. Faz uyarımı tüm elemanlar için aynı olduğunda, diğer bir ifadeyle ($\psi = 0$) olduğunda, ($\theta_0 = 0^\circ$) olacak yani ana hüzmeye z eksenine dik yönde (broadside) olacaktır. Benzer şekilde hüzmeye yönünün dizi eksenine yönünde (endfire) olması yani $\theta_0 = 90^\circ$ olması için faz uyarımı $\psi = kd$ radyan olarak uygulanmalıdır. Böylelikle dizi elemanlarına uygun şekilde faz farkı uygulayarak hüzmeye istenilen yöne tevcih edilebilir. Bunun için dizi anten sistemlerinde faz kaydırıcı elemanlar kullanılır. Faz kaydırıcı elemanların fiyatı yüksek olduğundan ve çok sayıda kullanılmaları gerektiğinden, faz taramalı dizi antenlerin

maliyeti yüksektir. Bu da bu sistemlerin en önemli dezavantajıdır. Şekil 2.13'te yer alan grafiklerde farklı açılara yönlendirilmiş hüzmeler gösterilmiştir.



Şekil 2.13. Yönlendirilmiş faz dizili anten hüzmesi

2.4.3. Frekans taramalı dizi antenler

Elektronik tarama yöntemlerinden bir diğeri ise frekans taramalı dizi antenlerdir. Aslında her ne kadar frekans değişimi suretiyle tarama yapılıyor olsa da frekans değişiminin etkisi yine dizi elemanları arasında faz farkı oluşması şeklinde tezahür etmektedir. Faz dizili antenlerdeki gibi doğrudan dizi elemanlarının bireysel olarak fazlarını değiştirmek yerine, çalışma frekansını değiştirerek, dolaylı yoldan faz farkı yaratma prensibine dayanır. Bu açıdan basit, güvenilir ve düşük maliyetli olmasından dolayı, hüzmeye tarama konusunda en çok tercih edilen yöntem olmuştur [27].

Frekans ve faz ilişkisi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.45)$$

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \varphi_0 \quad (2.46)$$

Burada ω açısal frekans değerini ve $\varphi(t)$ faz değerini göstermektedir. Bu denklemlerden görüldüğü üzere frekans ve faz arasında bir türev/integral ilişkisi vardır. Bu ilişki; frekans,

fazın birim zamandaki değişimidir veya faz, frekansın belirli bir zaman aralığındaki değerlerinin toplamıdır, şeklinde ifade edilebilir. Ancak frekans sabit ise yani zamanla değişmiyor ise frekans faz ilişkisi aşağıdaki gibi ifade edilen basit doğrusal bir hal alır.

$$\omega = \frac{\varphi(t)}{t} \quad (2.47)$$

$$\varphi(t) = \omega t + \varphi_0 \quad (2.48)$$

Başlangıçtaki faz sıfır kabul edilirse ($\varphi_0 = 0$), bu ilişki $\varphi(t) = \omega t$ şeklinde ifade edilir. Bu durumda bir iletim ortamında, belirli bir l mesafesindeki faz değişimi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\varphi = 2\pi f \frac{l}{v} \quad (2.49)$$

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} l \quad (2.50)$$

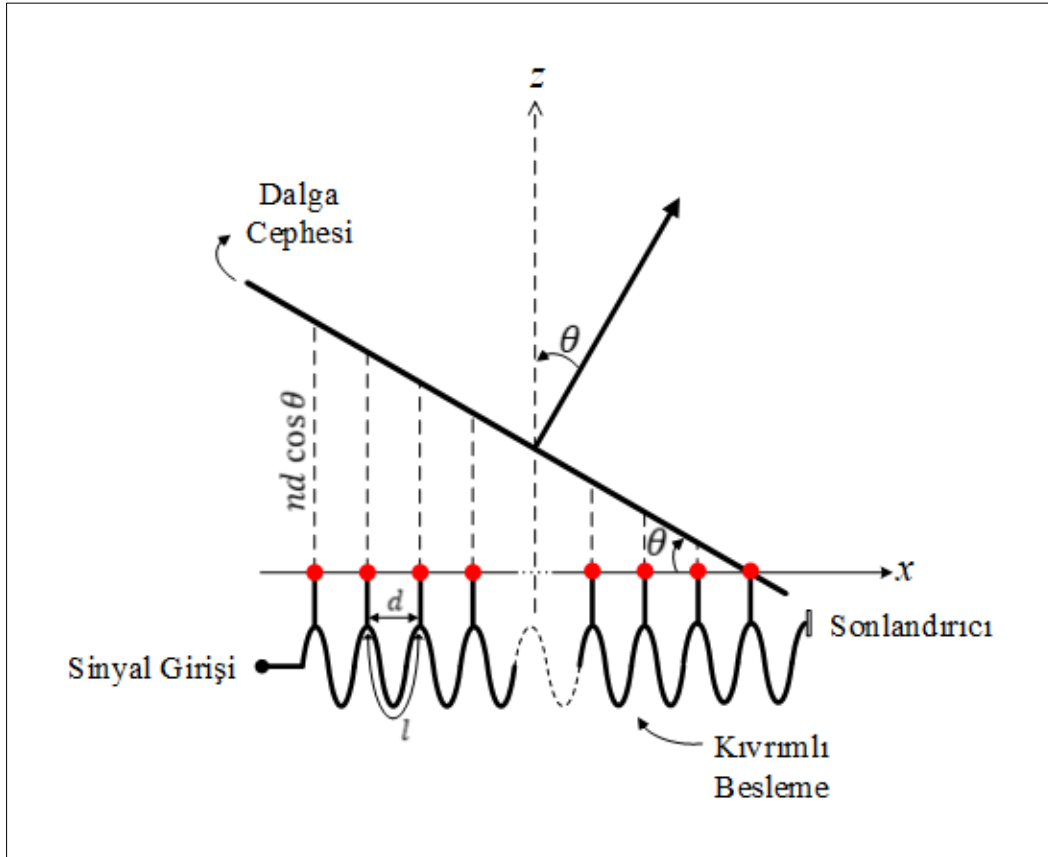
Burada v iletim ortamındaki dalga yayılım hızını ve l faz değişiminin hesaplandığı mesafeyi gösterir. Ayrıca bu ifadede ω açık yazılmış ve φ 'deki zaman değişimi kaldırılmıştır. Zira artık zamanla değişen değil, belirli bir mesafedeki sabit bir faz farkını göstermektedir. Eş. 2.49'da görüldüğü üzere, elektromanyetik dalganın ilerlediği güzergâhta belirli bir mesafedeki faz farkı, dalganın frekansına bağlıdır. Dolayısı ile frekans değiştiğinde aynı mesafede elde edilen faz farkı da değişmiş olacaktır. Bu da dizi antenlerde sadece frekansı değiştirmek suretiyle elemanlar arası faz farkı elde etme ve dolayısı ile ana hüzmeyi yönünü kolaylıkla değiştirme imkânı verecektir. Frekans taramalı diziler Şekil 2.14'te görüldüğü gibi genellikle elemanlar arasında eşit hat mesafesi olacak şekilde kıvrımlı (serpentine feed) besleme hattı ile beslenirler.

Böylece bu dizinin dizi faktörü aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$AF = a_0 \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\gamma} \quad (2.51)$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda_0} d \sin \theta - \frac{2\pi}{\lambda} l \quad (2.52)$$

Burada λ_0 elektromanyetik dalga'nın serbest uzaydaki dalga boyu, λ iletim ortamı yani besleme hattındaki dalga boyu, d dizi üzerinde elemanlar arası mesafe ve l ise besleme hattı üzerindeki elemanlar arası mesafedir.



Şekil 2.14. Frekans taramalı dizi anten

Böylece bir toplam ifadesi olan dizi faktörünün maksimum olması için, dizi faktörü ifadesindeki üstel terimlerin hepsinin maksimum olması gerekir. Bu da ancak, Eş. 2.51'e göre, üstel ifadedeki faz değeri γ 'nın sinüs değerinin sıfır olması ile mümkün olur. Bu da demektir ki, γ 'nın sıfır ya da π 'nin katları olmasını sağlayan açı değeri, dizi faktörünün maksimum olduğu yön olacaktır.

$$\sin \frac{\gamma}{2} = 0 \quad \rightarrow \quad \frac{\gamma}{2} = \pm m\pi \quad \rightarrow \quad \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} d \sin \theta - \frac{2\pi}{\lambda} l \right) = \pm 2m\pi \quad (2.53)$$

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

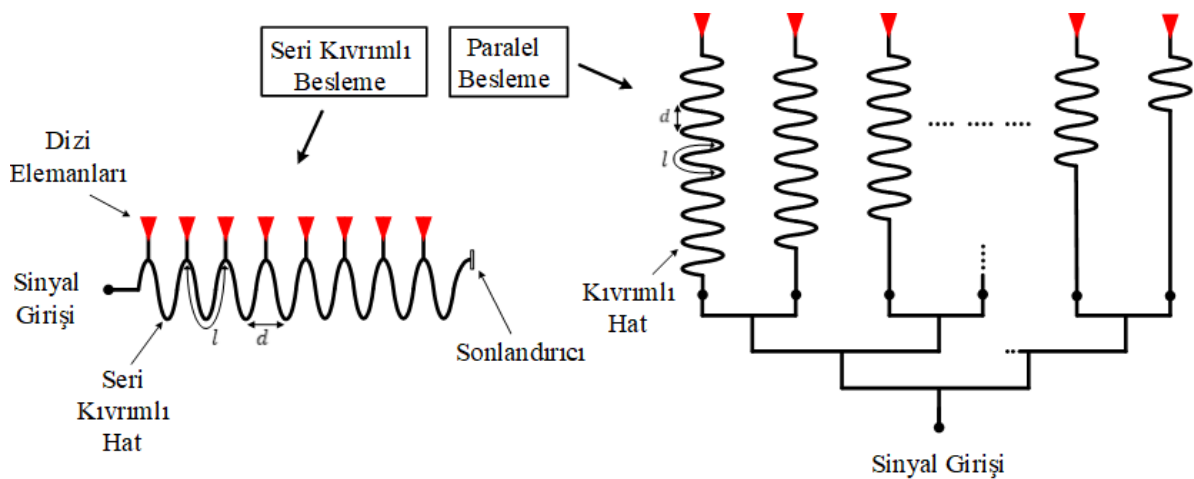
$$\frac{d}{\lambda_0} \sin \theta = \frac{l}{\lambda} \pm m \quad (2.54)$$

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda_0}{d} \left(\frac{l}{\lambda} - m \right) \right) \quad m = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (2.55)$$

Burada $l > d$ ve $\lambda_0 > \lambda$ olduğundan $|\sin \theta| \leq 1$ koşulunun sağlanması için yani $\sin^{-1}$ fonksiyonu argümanının 1'den küçük olması için $\pm m$ terimi $-m$ şeklini almıştır. Böylece elde edilen Eş. 2.55 frekans tarama denklemi olarak adlandırılır [27].

Frekans taramalı dizilerde dizi elemanlarının besleme hatları farklı uzunluktadırlar. Hat uzunluğu arttıkça dizi boyunca doğrusal bir ardışık faz farkı oluşur. Hat üzerindeki bu uzunluk elektriksel uzunluk olduğundan dalga boyu ile orantılıdır. Böylece frekans ile değişim göstermekte, yani frekans ile tarama imkânı vermektedir.

Frekans taramalı dizilerde yaygın olarak kullanılan iki besleme yöntemi bulunur. Bunlar seri ve paralel beslemedir. Şekil 2.15'te gösterildiği gibi seri beslemede kıvrımlı bir hat belirli noktalarda dizi elemanlarına bağlanmıştır. Seri besleme yöntemi göreceli olarak kolay uygulanabilir olduğundan daha yaygındır. Paralel beslemede ise her bir dizi elemanına ayrı bir hat gitmekte ve bu hatların uzunlukları, dolayısı ile de yarattıkları gecikme yani faz farkı dizi boyunca artar.

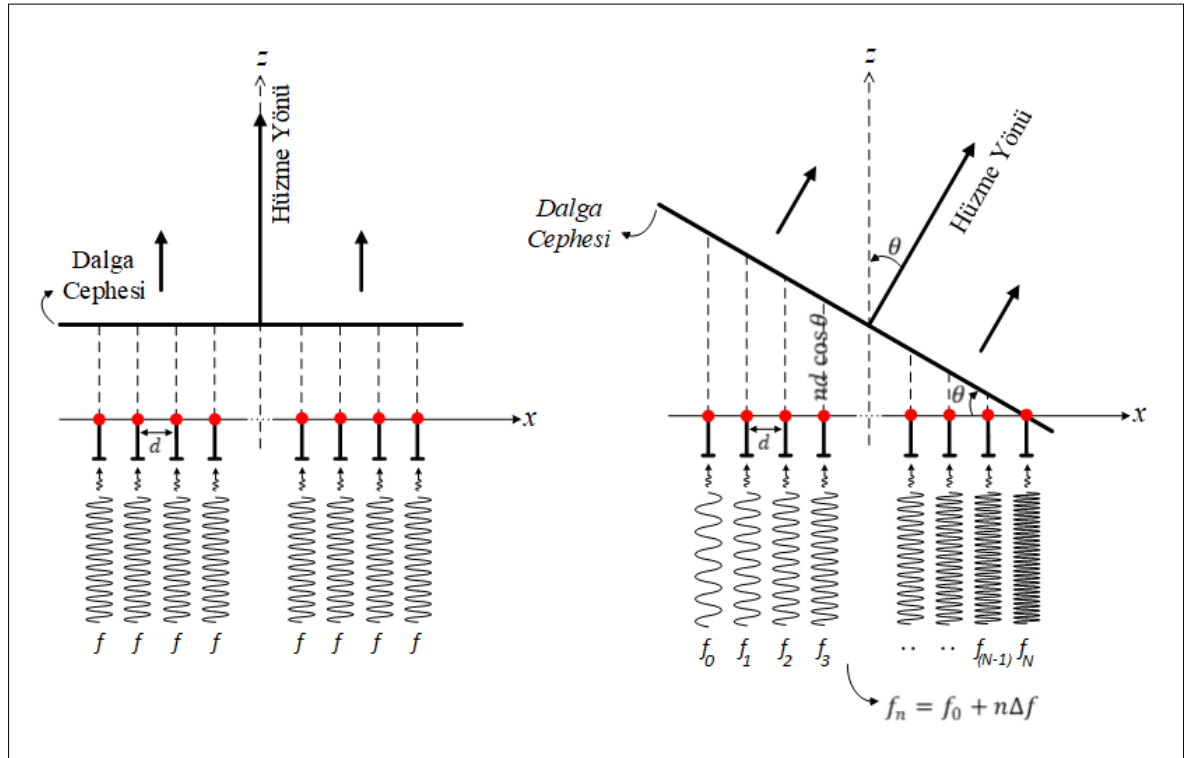


Şekil 2.15. Seri ve paralel kıvrımlı (serpentine) besleme topolojileri

2.5. Ayırık Frekanslı Dizi (AFD) Antenler

AFD anten kavramı 2006 yılında ortaya atılmış bir dizi anten tekniğidir [6]. Hem faz dizili antenlerde hem de frekans taramalı dizilerde dizi elemanlarının tümü aynı frekansta çalışmaktadır. Klasik dizilerdeki bu yapının aksine, ayırık frekanslı dizilerde elemanlar birbirlerinden farklı frekanslarda çalışırlar. AFD antenlerdeki bu frekans genişlemesi veya çeşitlemesi yeni imkânlar yaratmış ve özgün hüzme şekillendirme ve yönlendirme yöntemlerine kapı aralamıştır.

AFD antende dizi elemanlarının her birine küçük bir frekans farkı uygulanarak, elemanların küçük farklılıklarla, ayrı ama birbirine yakın frekanslarda çalışması sağlanır. Elemanlar arasındaki bu frekans kayması, ışınma örüntüsünü değiştirerek hüzme yönünün mesafeye, açığa ve zamana bağlı olarak değişmesi sonucunu doğurur. Hâlbuki klasik dizi anten örüntülerinde hüzme sadece açığa bağlı olarak değişir. Bu itibarla AFD antenlerin örüntüde sağladığı bu zaman ve mesafeye göre değişim son derece önemli ve ufuk açıcı bir gelişmedir.



Şekil 2.16. Ayırık frekans tekniği

AFD anten konusu üzerine, ortaya atıldığı zamandan bu yana pek çok alanda yüzlerce araştırma ve çalışma gerçekleştirilmiştir. Bu tez çalışması da konuyu daha ileri taşımayı ve özgün bir yöntem ortaya koymayı hedefleyen çalışmalardan biridir.

Önceki bölümlerde teorik olarak çalışma prensipleri ve detayları anlatılan klasik dizilerde, her bir yayın kaynağına aynı sinyal uygulanır. Bununla beraber yan hüzmeye seviyelerini kontrol etmek için sinyal genlikleri, hüzmeye yönünü ayarlamak için ise sinyal fazları manipüle edilir. Ancak bu bölümde teorik detayları anlatılacak olan ayırık frekans tekniğinde ise bunlar haricinde, esasen elemanlar arası frekans farklılığının manipüle edilmesi söz konusu olacaktır.

Şekil 2.16’da solda ideal izotropik yayın kaynaklarından oluşmuş klasik bir faz dizili anten ve sağda aynı şekilde bir ayırık frekanslı dizi anten gösterilmiştir. Eğer bütün elemanlara uygulanan sinyalin fazları aynı ise bu durumda oluşacak hüzmeye yönü, anten eksenine dik olan orta yönde olur. Bu orta yön ile θ açısı yapan istikamette ve uzak alanda bulunan P noktasına olan uzaklık, eğimden dolayı her bir eleman için θ açısına bağlı olarak farklılık gösterir. Komşu iki kaynak arasında hedefe olan mesafe farkı, örnek olarak birinci ve ikinci eleman için, aşağıdaki şekilde yazılır.

$$R_1 - R_2 = d \sin \theta \quad (2.56)$$

Burada R_1 ve R_2 sırasıyla birinci ve ikinci elemanın hedef noktaya olan uzaklığını, θ hedef nokta ile orta yön arasındaki açıyı ve d elemanlar arası mesafeyi göstermektedir. Bu mesafe farkı iki eleman arasında faz farkı oluşturur ve bu faz farkı aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \quad (2.57)$$

Bu şekilde elemanlar arasında oluşan bu düzenli faz farkı, 2.4 Hüzmeye Tarama/Yönlendirme bölümünde anlatıldığı gibi, dizi antenin hüzmeye yönü θ yönünde olmasını sağlar. Şayet dizi elemanlarına uygulanan sinyallerin frekansları, elemandan elemana küçük bir farkla artırılırsa (ya da azaltılırsa) birinci ve ikinci elemanlar için mesafe farkından kaynaklanan tek yön faz farkı aşağıdaki gibi yazılır.

$$\psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1} R_1 = \frac{2\pi f_1}{c} R_1 \quad (2.58)$$

$$\psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda_2} R_2 = \frac{2\pi f_2}{c} R_2 \quad (2.59)$$

Eş. 2.59'da R_2 değeri R_1 cinsinden yazılırsa ve ayrıca frekans değeri de uygulanan frekans kaymasını içerecek şekilde açık biçimde yazılırsa, Eş. 2.56 aşağıdaki gibi olur.

$$R_2 = R_1 - d \sin \theta \quad (2.60)$$

$$f_2 = f_1 + \Delta f \quad (2.61)$$

$$\psi_2 = \frac{2\pi(f_1 + \Delta f)}{c} (R_1 - d \sin \theta) \quad (2.62)$$

$$\psi_2 = \frac{2\pi f_1}{c} R_1 - \frac{2\pi f_1}{c} d \sin \theta + \frac{2\pi \Delta f}{c} R_1 - \frac{2\pi \Delta f}{c} d \sin \theta \quad (2.63)$$

Burada f_1 ve f_2 sırasıyla birinci ve ikinci elemanın çalışma frekansını ve Δf ise çalışma frekansları arasındaki farkı yani diziye uygulanan frekans kayması değerini göstermektedir. Bu durumda birinci ve ikinci eleman arasındaki faz farkı radyan olarak aşağıdaki gibi yazılır.

$$\Delta\psi = \psi_2 - \psi_1 \quad (2.64)$$

$$\Delta\psi = \frac{2\pi f_1}{c} d \sin \theta - \frac{2\pi \Delta f}{c} R_1 + \frac{2\pi \Delta f}{c} d \sin \theta \quad (2.65)$$

Eş. 2.65 aslında monokromatik varsayıma yani tek bir frekans değeri ile yapılan hesaplama aykırı düşmektedir. Ancak burada Δf frekans kayması değerinin frekansa göre kayda alınmayacak kadar küçük olduğu varsayılmaktadır. Yani mesafe farkının hesaplanmasında Δf değeri ihmal edilebilecek kadar küçüktür.

Eş. 2.65'teki ilk terim ($\frac{2\pi f_1}{c} d \sin \theta$), Eş. 2.9 ve 2.10'daki gibi, klasik yaklaşımda hüzme

yönlendirilmesini sağlayan faz farkı ifadesidir. Diğer iki terim $(-\frac{2\pi\Delta f}{c}R_1$ ve $\frac{2\pi\Delta f}{c}d \sin \theta)$ ise ayrık frekans tekniğinin uygulanması sonucu ortaya çıkan yeni terimlerdir. Bunlardan birincisi hedef mesafesi ve frekans kaymasına bağlı iken, ikincisi tarama açısı ve frekans kaymasına bağlıdır. Burada, bu iki terimden ilki çok önemlidir. Zira ayrık frekans tekniğinde dizinin görünen tarama açısının mesafeye bağlılığını göstermektedir.

Ayrık frekanslı dizi, farklı frekans değerlerini ihtiva ediyor olmak bakımından, frekans taramalı dizi kavramına benzerlik göstermektedir. Ancak frekans taramada tüm dizi elemanları herhangi bir anda aynı frekansta çalışmakta ve bu ortak çalışma frekansı değeri zamana göre değişmekte iken, ayrık frekanslı dizide her bir eleman küçük bir farkla da olsa ayrı frekans değerlerinde çalışmakta ve elemanlar arası frekans farklılığı uzamsal olarak değişir.

Eş. 2.65 ile gösterilen faz kayması, dizi hüzmesinin belirli bir θ' açısına yönelmesini sağlamaktadır. Klasik yaklaşımdaki hüzme açısı ile arasındaki ilişki aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\Delta\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta' = \frac{2\pi f d}{c} \sin \theta' \quad (2.66)$$

Böylece Eş. 2.64 ve Eş. 2.66 ile verilen faz farkları eşitlenip, görünen hüzme açısı (apparent angle) θ' 'nin nominal tarama açısı (nominal scan angle) θ cinsinden ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{2\pi f_1}{c} d \sin \theta - \frac{2\pi\Delta f}{c} R_1 + \frac{2\pi\Delta f}{c} d \sin \theta = \frac{2\pi f d}{c} \sin \theta' \quad (2.67)$$

$$\theta' = \sin^{-1} \left[\frac{f_1 \sin \theta}{f} - \frac{R_1 \Delta f}{f d} + \frac{\Delta f \sin \theta}{f} \right] \quad (2.68)$$

Eş. 2.68'e göre görünen hüzme açısı yani hüzmenin gerçekte yönlendiği açı (θ') dizi elemanları arasındaki frekans kayması ve elemanlar arası mesafe ile kontrol edilebilmektedir. Nominal tarama açısının (θ) sıfır olduğu, yani dizi açıklığı boyunca bir faz farkı yaratarak hüzme taraması yapılmak istenmediği durumda, görünen tarama açısı aşağıdaki gibi yazılır.

$$\theta' = \sin^{-1}\left[-\frac{2R_1\Delta f}{c}\right] \quad (2.69)$$

Burada dizi elemanları arasındaki mesafe dalga boyunun yarısı ($d = \frac{\lambda}{2}$) kadardır. Böylece görünen hüzmeye açısının mesafe ve frekans kaymasına bağlı karakteristiğini gösteren ifade bu şekilde elde edilir.

Eş. 2.69'a göre dizi antenin hemen önünde yani mesafe sıfır ($R_1 = 0$) iken gerçekleşen hüzmeye açısı sıfırdır ($\theta' = 0$), yani hüzmeye klasik dizi antendeki gibi orta yöndedir. Ancak mesafe ilerledikçe bu görünen açı Eş. 2.69'a göre artmaya başlar. Yani mesafe bağımlılığı sergileyecektir. Bu bağımlılık aynı zamanda dizinin frekans kayması değeri ile de ilişkilidir.

Eş. 2.69'a göre bazı $R_1 - \Delta f$ kombinasyonlarında $\sin \theta' > 0$ olmaktadır. Bu durum gerçekleşen hüzmeye açısının gerçek uzayın dışında olduğu anlamına gelir. Aslında AFD anten hüzmesi, ilerleyen kısımlarda değinileceği üzere, açıya göre periyodik bir karakter sergiler.

Gerçekleşen hüzmeye açısının mesafeye göre değişimi, Eş. 2.69'un mesafeye göre türevi ile ifade edilir.

$$\frac{d\theta'}{dR_1} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{-2R_1\Delta f}{c}\right)^2}} \left(\frac{-2\Delta f}{c}\right) \quad (2.70)$$

Eş. 2.70 hüzmeye açısının mesafeye göre değişimini göstermektedir. Bu değişim oranı $R_1 = \frac{c}{2\Delta f}$ olduğunda sonsuz olmaktadır. Bu durum Şekil 2.17'de yer alan grafikte gösterilmektedir.

AFD anten ışıma örüntüsü

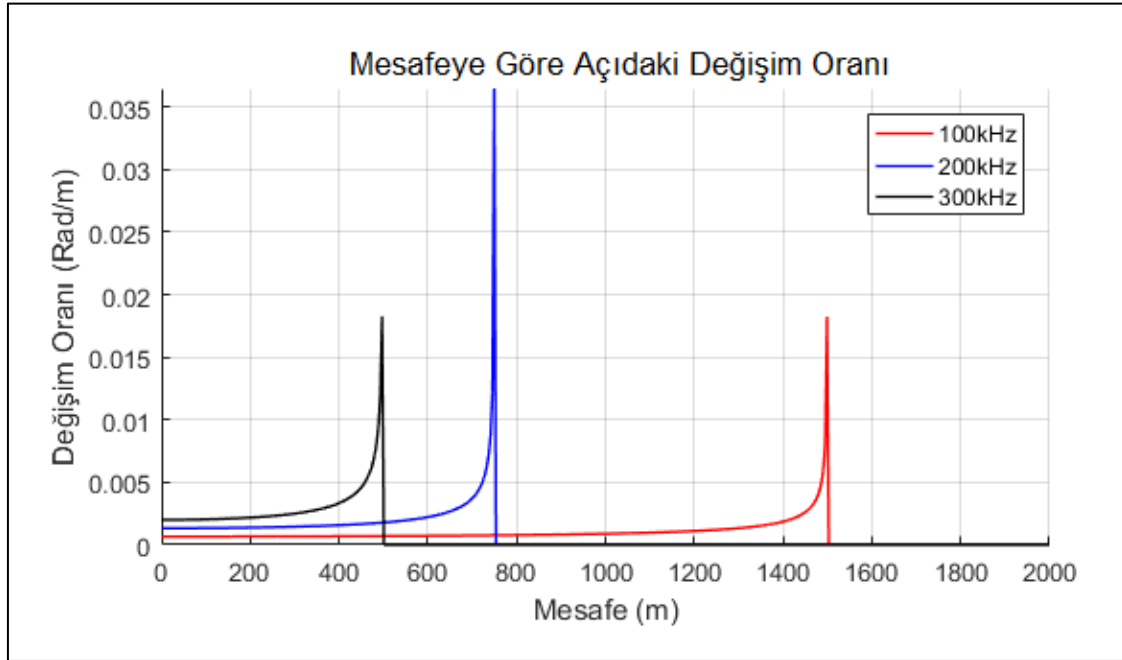
Eş. 2.64'te iki anten elemanı arasındaki faz farkından hareketle ayırık frekans tekniğinin ortaya çıkardığı sonuç incelenmiştir. Bu yaklaşım dizinin tamamına uygulanarak genelleştirildiğinde ayırık frekanslı dizinin dizi faktörü elde edilebilir ve ışıma örüntüsünün genel karakteristik özellikleri ortaya konulabilir. Eş. 2.15 kullanılarak dizi faktörü

aşağıdaki gibi yazılır.

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Delta\psi} \quad (2.71a)$$

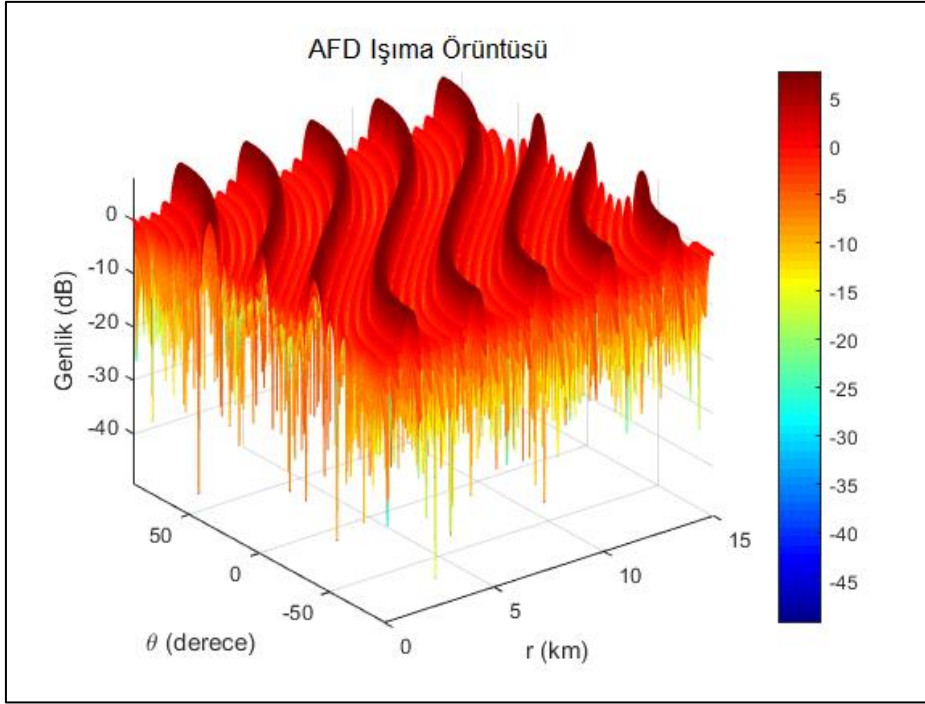
$$\Delta\psi = \frac{2\pi fd}{c} \sin \theta' \quad (2.71b)$$

Burada a_n dizi elemanlarının uyarım katsayılarını, $\Delta\psi$ yanyana iki eleman arasındaki faz farkını ve θ' görünür yani gerçekleşen hüzmeye açısını ifade etmektedir.



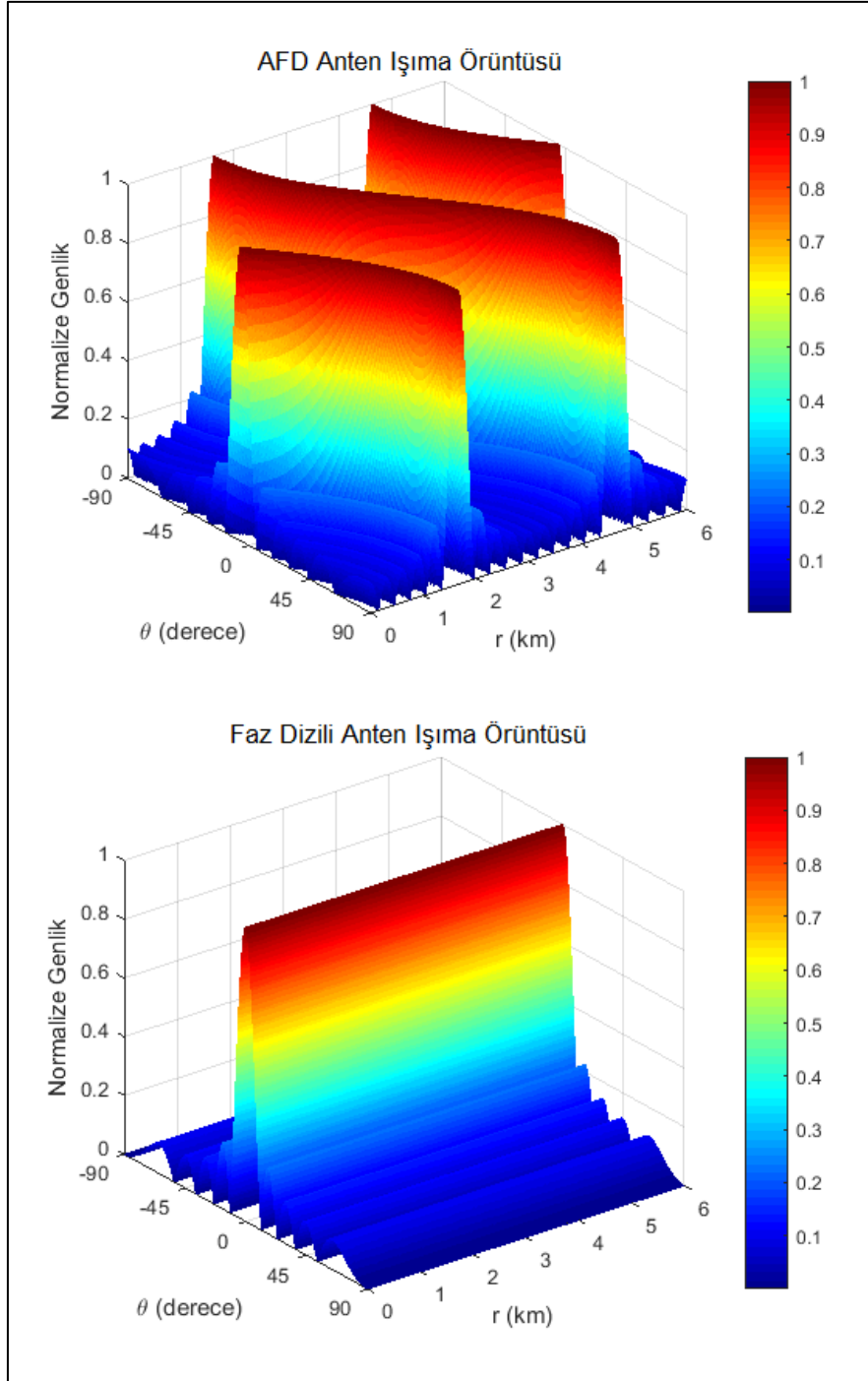
Şekil 2.17. Mesafeye göre hüzmeye açısı değişim oranı grafiği

Eş. 2.71'e göre AFD anten ışıma örüntüsü Şekil 2.18'de gösterilmiştir. Şekil 2.18'deki grafikte görüldüğü üzere, AFD anten ışıma örüntüsü mesafeye bağlı olarak değişim göstermektedir. Işıma maksimum noktaları, farklı mesafelerde iken farklı açılarda oluşmaktadır. Ana maksimum noktalara ilaveten yerel maksimum noktalar da aynı karakteristiği sergilemektedir. Ayrıca dikkati çeken bir husus ta örüntünün kendini tekrar etmesidir.



Şekil 2.18. AFD anten ışıma örüntüsü

Şekil 2.18’de gösterilen grafikte mesafeye göre olan bu periyodik karakteristik daha iyi gözlemlenmektedir. Şekil 2.19’da ayrıca Δf sıfır yapıldığında yani ayırık frekans uygulanmadığında dizi örüntüsünün klasik dizi örüntüsüne dönüştüğü görülebilmektedir. AFD antenin ışıma örüntüsünün bu mesafeye bağımlı karakteristiği belirli mesafelere sinyal gönderme ve alma, belirli mesafelerdeki karıştırıcı sinyalleri bastırma ve çevresel yankıları minimize etme gibi kabiliyetler sağlayabilecektir. Nitekim bu konuda birçok çalışma gerçekleştirilmiştir [28-30].



Şekil 2.19. AFD anten – faz dizili anten hüzme karşılaştırması

Şekil 2.18 ve Şekil 2.19’da yer alan grafiklerde görülen örüntüler, AFD antenin ışıma örüntüsünün mesafe ve açısal değişimlerini, yani uzaysal karakteristiğini yansıtmaktadır. Ancak ayrık frekans tekniğinde oluşturulan frekans kayması faz kaymasına da neden olmaktadır. Frekans ile faz arasındaki ilişki aşağıda gösterildiği gibi zaman değişimi şeklindedir ve türevsel bir bağlantı söz konusudur. Yani frekans fazın zamana göre

değişiminin ifadesidir.

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} \quad (2.72)$$

$$\psi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \psi_0 \quad (2.73)$$

Şayet frekans sabit ise faz frekans ilişkisi $\psi = \omega t$ şeklinde olur. Ancak frekansta bir değişim söz konusu ise doğrudan bu şekilde basit doğrusal bir ilişki değil, türevsel bir ilişki ortaya çıkar. AFD tekniğinde elemanlar arasında frekans değişimi söz konusu olduğundan genel faz frekans ilişkisinin yerini zamana bağlı değişimi içeren bir ilişki alır. Bu açıdan AFD anten ışıma örüntüsünün zamana bağımlılığı söz konusudur. Şekil 2.18 ve Şekil 2.19'da yer alan uzaysal değişime ilaveten, AFD anten ışıma örüntüsü zamana bağlı bir değişim de sergilemektedir.

Elektromanyetik analizlerde, uygulamalarda ve hesaplamalarda uygulanan sinyalin zaman harmonik ($e^{j\omega t}$) olduğu varsayılır. Yani aslında fiziksel olarak gerçekleştirilebilecek bir $s(\omega)$ sinyali, karmaşık $e^{j\omega t}$ sinyalinin gerçel kısmı olarak ifade edilir.

$$s(\omega) = \mathcal{Re}\{e^{j\omega t}\} = \cos \omega t \quad (2.74)$$

Burada $\omega = 2\pi f$ ve faz $\psi = \omega t = 2\pi f t$ 'dir.

AFD anten ışıma örüntüsünün zamana bağımlılığı da gösteren tam ifadesini elde edebilmek için, Şekil 2.16'daki gibi aralarında d kadar mesafe bulunan N tane izotropik elemandan oluşan ve elemanların frekansları arasında artımlı olarak Δf kadar frekans kayması bulunan, doğrusal dizi anten yapısı kullanılacaktır. Bu durumda dizideki tek bir elemanın uzak alanda oluşacak elektrik alana katkısı aşağıdaki gibi yazılır.

$$E_n = a_n \frac{e^{j(2\pi f_n t - k_n R_n)}}{R_n} f(\theta, \varphi) \quad (2.75)$$

Burada $f(\theta, \varphi)$ dizi elemanlarının bireysel ışıma örüntüsünü ifade etmektedir ve her

eleman için aynı olduğu varsayılmıştır. Aslında eleman örüntüsü frekansa bağlı olarak değişir, ancak ayırık frekans tekniğinde her ne kadar bir frekans kayması uygulanıyor ve her eleman farklı bir frekansta çalışıyor olsa da, uygulanan frekans kayması değeri frekansa göre çok çok küçük ($\Delta f \ll f$) olduğundan, eleman örüntüleri aynı farz edilmiştir. Böylece tüm dizi elemanları tarafından uzak alandaki gözlem noktasında oluşturulacak toplam elektrik alan ifadesi eleman örüntüsünden bağımsız olarak aşağıdaki gibi yazılır [31].

$$E_{Toplam} = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{j(2\pi f_n t - k_n R_n)}}{R_n} \quad (2.76)$$

Buradaki terimler şu şekildedir.

$$f_n = f_o + n\Delta f \quad (2.77a)$$

$$k_n = k_o + n\Delta k \quad (2.77b)$$

$$\Delta k = \frac{2\pi}{\Delta \lambda} \quad (2.77c)$$

$$R_n = R_o - nd \sin \theta \quad (2.77d)$$

Böylece toplam elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{j(2\pi(f_o + n\Delta f)t - (k_o + n\Delta k)R_n)}}{R_n} \quad (2.78)$$

Burada a_n dizi elemanlarının uyarım katsayılarıdır ve tüm elemanların aynı uyarıma sahip oldukları farz edilmiştir. Ayrıca ayırık frekans tekniği temel varsayımından ($\Delta f \ll f$) dolayı, tüm elemanların frekansları yaklaşık olarak aynı farz edilir ($f_n \approx f_{n+1}$). Ayrıca dizideki ilk eleman ile son elemanın uzak alandaki gözlem noktasına olan uzaklıkları farkı $(N - 1)d \sin \theta$ kadardır. Uzak alan yaklaşımından dolayı bu fark ihmal edilebilecek kadar küçük olduğundan, tüm elemanlar için hedefe olan mesafenin genlik terimleri açısından

eşit olduğu ($R_n \approx R_o$) farz edilmektedir. Ancak faz terimleri için aynı şey geçerli değildir. Zira elektromanyetik dalganın fazı her dalga boyu kadar mesafede bir kendini tekrar ettiği için, yani her dalga boyu kadar mesafe kat ettiğinde faz 0'dan 2π 'ye değiştiği için, uzaklığın etkisi genlikteki gibi ihmal edilebilir karakteristikte olmamaktadır. Bu varsayımlar altında toplam elektrik alanının normalize edilmiş hali aşağıdaki gibi yazılır.

$$E = \frac{1}{R_o} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j[2\pi(f_o+n\Delta f)t - (k_o+n\Delta k)(R_o - nd \sin \theta)]} \quad (2.79a)$$

$$= \frac{1}{R_o} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j[2\pi f_o t + n2\pi\Delta f t - k_o R_o - n\Delta k R_o + k_o n d \sin \theta + n^2 \Delta k d \sin \theta]} \quad (2.79b)$$

$$= \frac{1}{R_o} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j[(2\pi f_o t - k_o R_o) + n(2\pi\Delta f t - \Delta k R_o + k_o d \sin \theta + n\Delta k d \sin \theta)]} \quad (2.79c)$$

$$= \frac{1}{R_o} e^{j(2\pi f_o t - k_o R_o)} \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(2\pi\Delta f t - \Delta k R_o + k_o d \sin \theta + n\Delta k d \sin \theta)} \quad (2.79d)$$

Böylece elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi daha sade bir şekilde yazılabilir.

$$E = \frac{1}{R_o} e^{j(2\pi f_o t - k_o R_o)} \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (2.80a)$$

$$\psi = (2\pi\Delta f t - \Delta k R_o + k_o d \sin \theta + n\Delta k d \sin \theta) \quad (2.80b)$$

Eş. 2.80'de faz ifadesindeki son terim ($n\Delta k d \sin \theta$) aşağıdaki şartlar doğrultusunda diğer terimlere nazaran ihmal edilebilir derecede küçük olmaktadır.

- Elektromanyetik dalganın uzak alanda bulunan gözlem noktasına ulaşması için gereken süre (t), dalganın dizi anten açıklığını geçmesi için gereken süreden ($\frac{kd \sin \theta}{c}$) çok daha büyüktür. Bu durumda aşağıdaki gibi son terim ilk terimden çok çok küçük olacaktır.

$$2\pi\Delta ft \gg n\Delta kd \sin \theta \quad (2.81)$$

- Uzak alan yaklaşımından ($R_o \gg Nd$, $R_o \gg \lambda$) dolayı faz ifadesindeki ikinci terim aşağıda ifade edildiği gibi son terimden çok çok büyük olacaktır.

$$\Delta k R_o \gg n\Delta kd \sin \theta \quad (2.82)$$

- Ayırık frekans yaklaşımının temel varsayımından ($f \gg \Delta f$) dolayı, dizi çalışma frekansı dizinin ilk elemanı ile son elemanı arasındaki frekans farkı değerinden çok çok büyüktür ($f_o \gg \Delta f$). Bunun sonucu olarak aşağıda gösterildiği gibi üçüncü terim de son terimden çok çok büyük olacaktır.

$$k_o d \sin \theta \gg n\Delta kd \sin \theta \quad (2.83)$$

Böylece faz ifadesindeki son terim, diğerlerine göre oldukça küçük olduğundan ihmal edilir. Bu durumda elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi olur.

$$E = \frac{1}{R_o} e^{j(2\pi f_o t - k_o R_o)} \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (2.84a)$$

$$\psi = (2\pi\Delta ft - \Delta k R_o + k_o d \sin \theta) \quad (2.84b)$$

Eş. 2.84'teki bu ifade için, Eş. 2.15'ten Eş. 2.16'yı elde ederken kullanılan yöntem uygulandığında, elektrik alan için aşağıdaki ifade elde edilir.

$$|E| = \frac{1}{R_o} \left| \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right| \quad (2.85)$$

Eş. 2.84 ve Eş. 2.85 incelendiğinde görülmektedir ki, faz (ψ) değeri 2π 'nin katı ya da sıfır olduğunda elektrik alan maksimum olur. Bu durum aşağıda ifade edilmiştir.

$$\psi = (2\pi\Delta ft - \Delta k R_o + k_o d \sin \theta) = \pm 2\pi m \quad (2.86)$$

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Zaman karakteristiği

Işıma örüntüsünün maksimum noktalarını gösteren Eş. 2.86 zaman (t) için çözülürse aşağıdaki ifade elde edilir.

$$t = \frac{\pm m}{\Delta f} + \frac{R_o}{c} - \frac{\frac{d}{\lambda_o} \sin \theta}{\Delta f} \quad (2.87)$$

$$m = 0,1,2,3, \dots$$

Elde edilen bu ifadeye göre ayırık frekanslı dizinin ışıma örüntüsü zamanda periyodik bir karakteristiğe sahiptir. Söz konusu zaman bağımlılığının periyodu, frekans kayması değerinin tersine eşittir.

$$T_t = \frac{1}{\Delta f} \quad (2.88)$$

Şayet frekans kayması sıfır olursa bu durumda periyot değeri sonsuz olur. Bu da örüntünün periyodik doğasını kaybetmesi yani klasik dizi anten ışıma örüntüsüne dönüşmesi anlamına gelir.

Mesafe periyodikliği

Eş. 2.86 mesafe (r) için çözüldüğünde aşağıdaki ifade elde edilir.

$$r = \frac{\pm mc}{\Delta f} + ct - \frac{\frac{d}{\lambda_o} c \sin \theta}{\Delta f} \quad (2.89)$$

$$m = 0,1,2,3, \dots$$

Elde edilen bu denkleme göre ayırık frekanslı dizinin ışıma örüntüsü aynı zamanda mesafede de periyodik bir karakteristik sergiler. Mesafeye göre diğer bir deyişle menzile göre periyodik olan bu karakteristiğin periyot değeri, zaman periyodunun ışık hızıyla çarpımına, başka bir ifadeyle ise ışık hızının frekans kaymasına bölümüne eşittir. Bunu mesafe periyodu zaman periyodu ile hızın çarpımına eşittir şeklinde ya da zaman

periyodunun mesafe eşleniği şeklinde ifade etmek te mümkündür.

$$T_r = \frac{c}{\Delta f} \quad (2.90)$$

Zaman bahsinde belirtildiği gibi, şayet frekans kayması sıfır olursa bu durumda mesafe periyodu değeri sonsuz olur. Bu da zaten örüntünün periyodik doğasını kaybetmesi yani klasik dizi anten ışıma örüntüsüne dönüşmesi anlamına gelir.

Açı karakteristiği

Eş. 2.86 açısı ($\sin \theta$) için çözüldüğünde ise aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\sin \theta = \frac{\pm m \lambda}{d} + \frac{\Delta f (R_o - ct)}{f_o d} \quad (2.91)$$

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Bu ifadeye göre ise AFD anten ışıma örüntüsü açı bağlamında da periyodiktir. Periyot değeri ise dizi elemanları arasındaki mesafenin dalga boyu cinsinden değerinin tersine eşittir. Bu periyot değeri ifadesi aşağıda gösterilmiştir.

$$T_\theta = \frac{\lambda}{d} \quad (2.92)$$

Bu periyot değeri aslında ana yan kulakçıkların uzamsal konumlarına tekabül eder. Şekil 2.20’de yer alan çizim ve grafiklerde AFD anten ışıma örüntüsünün açı değişimi yani hüzmeye açısının zamanla ilişkisi gösterilmiştir. Elektromanyetik dalga yayınlanmaya yeni başladığında, yani $t = 0$ anında, bütün dizi elemanlarından yayılan sinyaller aynı fazda ve dalga cephesi dizi açıklığına paralel durumdadır. Böylece anten hüzmeye orta yöndedir ($\theta = 0$). Zamanın ilerlemesi ile daha sonraki bir anda, fazların eşit olduğu nokta, hareket ederek başka bir noktada oluşur. Bu durum dalga cephesinin yön değiştirmesine sebep olmakta ve bu yön değiştirme zamanla artar. Böylece bu etkileşim sonucu, hüzmeye zamanla yön değiştirerek otomatik tarama yapar.

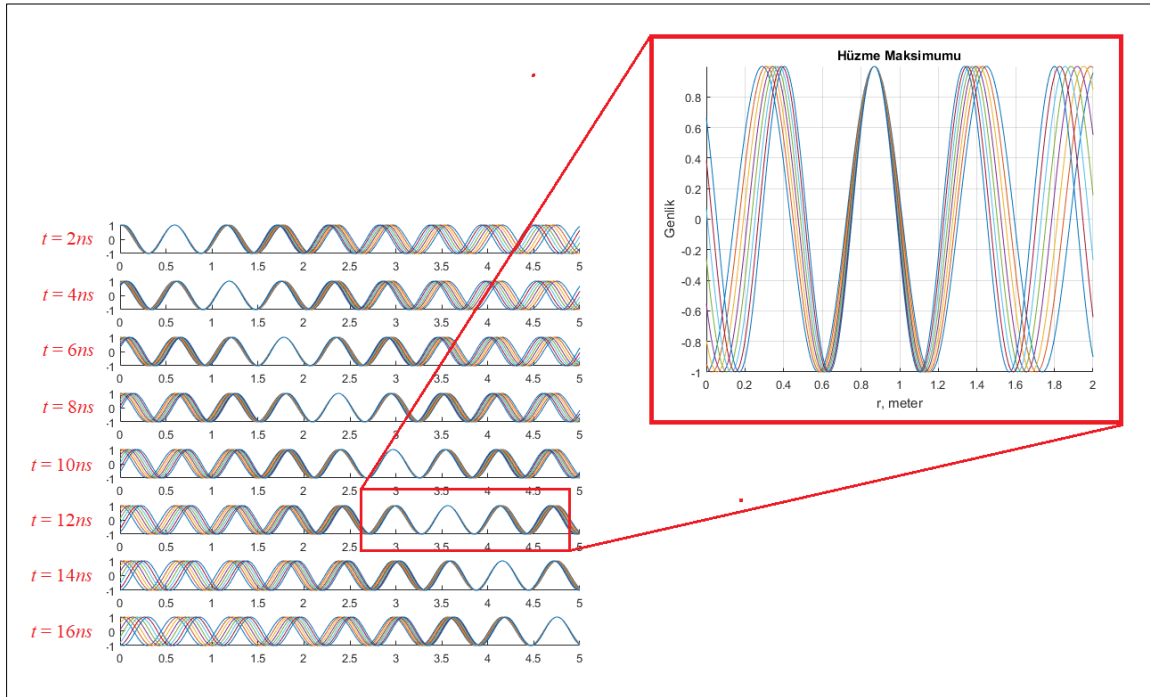
Serbest uzayda $+z$ yönünde ilerleyen elektromanyetik dalga için elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi yazılır [26].

$$\bar{E} = E_0 e^{j(\omega t - \beta z)} \hat{a}_x \quad (2.93)$$

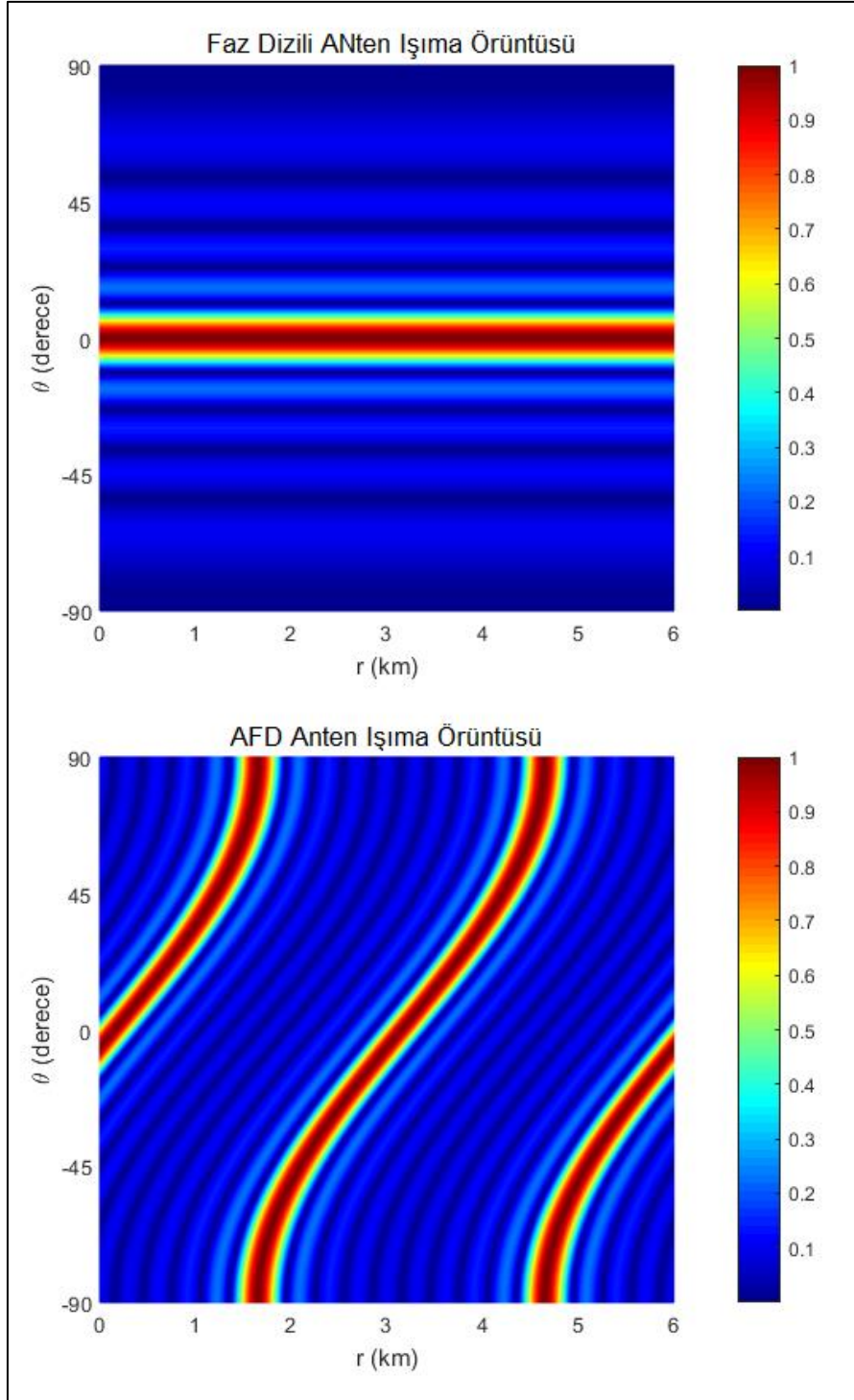
Bu ifadenin gerçel kısmı yayınlanan sinyali göstermektedir. O halde dizi anteninin n 'inci elemanından kaynaklanan elektrik alanın sinüzoidal ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$E_n = \cos(\omega_n t - \beta_n z) \quad (2.94)$$

Eş. 2.94'teki sinüzoidal kosinüs ifadesi hem zamanın hem de mesafenin bir fonksiyonudur. Yani hem zamanla hem de mesafe ile değişir. AFD anteninin hem zamanla hem de mesafe ile değişen ışıma örüntüsünün zaman, mesafe ve faz ilişkisi de bu şekildedir. Şekil 2.20'de yer alan grafik 8 kanallı bir AFD antenden yayılan sinyallerin oluşturduğu girişim yapısını göstermektedir. Örüntünün maksimum noktasının zamanla ilerleyişi grafikte açıkça görülebilir. Ayrıca Şekil 2.21'de AFD anten ışıma örüntüsü ile klasik faz dizili anten ışıma örüntüsü verilmiştir. AFD anteninin klasik antenden farklılığı, mesafe ve açıya bağlı hüzmeye formu bu grafiklerde çok açık görülebilmektedir.



Şekil 2.20. AFD anten hüzmeye oluşumu



Şekil 2.21. Faz dizili anten AFD anten ışıma örüntüsü karşılaştırma

2.6. Yönlü Anten Modülasyonu (YAM)

Zaman parametresinin dizi anten ışıma örüntüsünü kontrol etmek için kullanılması zaman modülasyonlu dizileri ortaya çıkarmıştır. Bu dizilerde anten elemanları zamanın bir

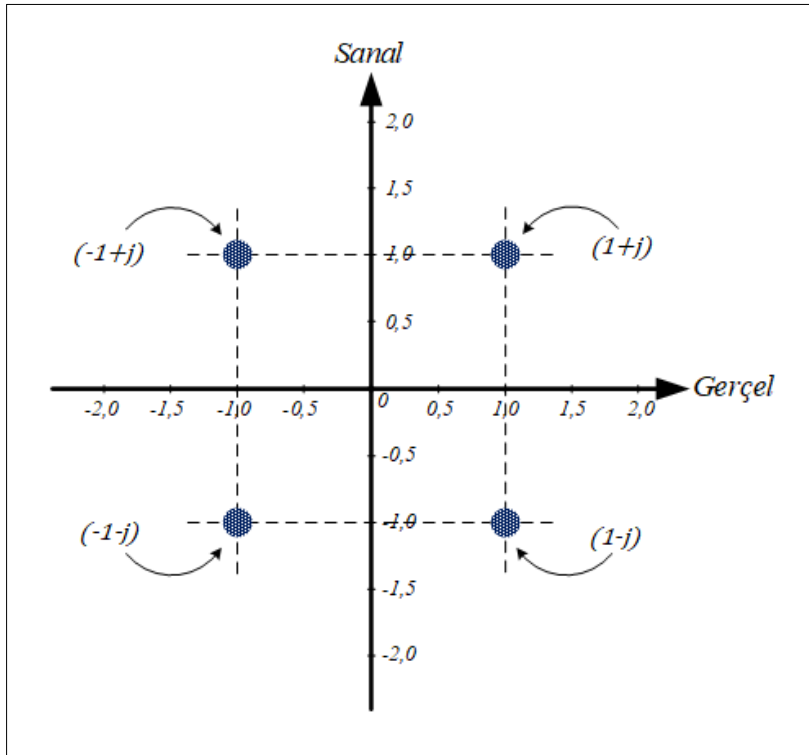
fonksiyonu olarak belirli bir düzende açılıp kapatılarak ışıma örüntüsü kontrol edilmekte ve şekillendirilir. Bu teknik daha çok yan kulakçık bastırma ve hüzme şekillendirme amaçları ile kullanılır. Buna benzer şekilde antenlerin açılıp kapatılması yerine anten parametrelerinin değiştirilmesi ile sinyal modülasyonu da gerçekleştirilebilir. Doğrudan dizi antenlerin parametrelerini değiştirmek suretiyle ışıma örüntüsü üzerinden sayısal sinyal sentezlenebilir. Bu konuda yapılan bir çalışmada “Yönlü Sinyal Modülasyonu (Directional Signal Modulation)” olarak adlandırılan yöntemle ayırık uzay ve/veya zamanda anten parametrelerinin değiştirilmesi ile istenilen “Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (Frequency Shift Keying, FSK)” ve “Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Phase Shift Keying, PSK)” modülasyonları üretebilmişlerdir [32]. Bu çalışmadaki ana husus dizi elemanlarının genlik ve fazlarının birbirlerinden bağımsız olarak anahtarlanmasıdır. 2008 yılında gerçekleştirilen başka bir çalışmada ise dizi elemanları ile beraber parazitik elemanlar da kullanılmış ve bu parazitik elemanların da anahtarlanması ile elemanlar arasındaki etkileşim kontrol edilmiştir [33,34]. Böylece gönderilen sinyal, anahtarlama zamanlamasına bağlı olarak istenilen yöne gönderilebilmiştir. Bu çalışmalarda önerilen yöntem “Yakın Alan Doğrudan Anten Modülasyonu (Near Field Direct Antenna Modulation, NFDAM) olarak adlandırılmıştır. Bu çalışmalarda yöne bağlı sinyal gönderme kavramı çok daha açık bir şekilde gösterilmiştir. Daha sonra gerçekleştirilen başka bir çalışmada ise normal faz dizili antende sayısal faz kaydırıcılar ile sinyal doğrudan temel bantta modüle edilmiştir [35,36]. Bu çalışmalarda ise önerilen yöntem “Yönlü Modülasyon (Directional Modulation, DM)” olarak isimlendirilmiştir. Bu öncü çalışmalar sonrası değişik isimler altında bu konuda pek çok çalışma daha gerçekleştirilmiştir. Bu tez çalışmasında bu yöntem “Yönlü Anten Modülasyonu, YAM (Directional Antenna Modulation, DAM)” olarak ifade edilmektedir.

Yıldız küme (constellation) diyagramı

Yıldız Küme Diyagramı, I/Q Diyagramı veya Gerçel/Sanal Diyagramı olarak ta adlandırılan görsel teknik, karmaşık (complex) sinyallerin gösteriminde kullanılmaktadır. Antenler ya da dizi antenler tarafından yayınlanan sinyaller gerçel ve sanal bileşenleri bulunan karmaşık sinyallerle ifade edilmektedir. Karmaşık sinyallerin gerçel kısımları eş-fazlı bileşen (in-phase component), sanal kısımları ise dik bileşen (quadrature component) olarak adlandırılır. İletim sırasında karmaşık sinyaller gönderici tarafından tek tek gönderilir. Alıcı tarafında ise bu sinyaller çözülerek I/Q diyagramı üzerinde noktalar olarak

belirlenir ve net bir yıldız küme diyagramı oluşturulur [37]. Alıcı sistem bu diyagramı tanıyarak gönderilen sinyalleri doğru bir şekilde alabilir.

Yıldız Küme Diyagramı karmaşık sinyalleri görselleştirmede kullanılmaktadır ve bu tez çalışmasında da yönlü anten modülasyonu hususunda karmaşık sinyaller Yıldız Küme Diyagramı ile gösterilecektir. Zira bu diyagram sayesinde sinyallerin genlik ve faz ilişkileri görselleştirilmiş bir şekilde açık ve anlaşılır olmaktadır. Örneğin Şekil 2.22’de yer alan diyagramda bir gönderici tarafından uzak alandaki bir alıcıya gönderildiği varsayılan dört ayrı karmaşık sinyal gösterilmiştir. Bu sinyaller matematiksel olarak kartezyen ifadeyle “ $1 + j$ ”, “ $-1 + j$ ”, “ $-1 - j$ ” ve “ $1 - j$ ” şeklindedir. Kutupsal formda ise “ $\sqrt{2}\angle 45^\circ$ ”, “ $\sqrt{2}\angle 135^\circ$ ”, “ $\sqrt{2}\angle 225^\circ$ ” ve “ $\sqrt{2}\angle 315^\circ$ ” biçiminde ifade edilir. Şekil 2.22’de verilen diyagramda her iki form da gayet açık bir şekilde görsel olarak anlaşılabilir.

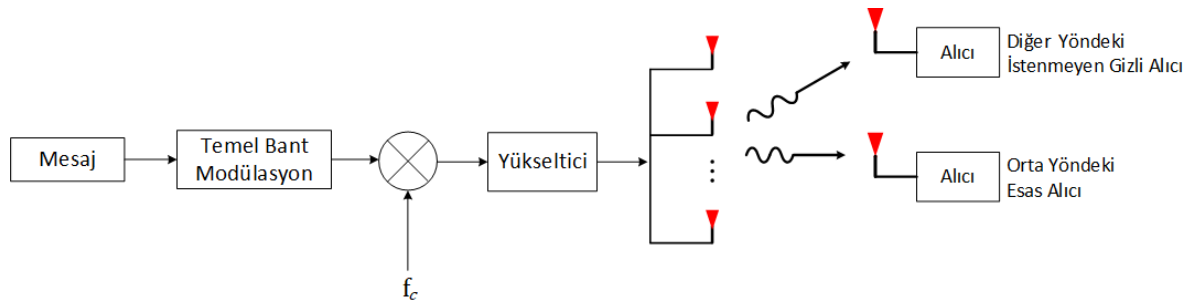


Şekil 2.22. Yıldız küme diyagramı gösterimi

Temel bant (baseband) modülasyonu

Yönlü anten modülasyonunun temel-bant modülasyonundan farklı olarak ayırıcı özelliği, uzak alanda yöne bağımlı sinyaller oluşturabilmesidir. Klasik kablosuz iletişim modelinde bilgi taşıyan sinyaller temel bantta modüle edilir, daha sonra yüksek frekansa (RF) çıkarılır

(up-conversion), sinyal gücü yükseltilir (amplification) ve son olarak bir anten ya da anten dizisi ile yayınlanır [38,39]. Şekil 2.23'te klasik temel-bant modülasyonu görsel olarak anlatılmaktadır. Bu iletim modelinde temel banttaki bilgi sinyali modüle edilerek ve güçlendirilerek doğrudan uzaya çoğu zaman her yönde olmak üzere yayınlanır. Görüş hattı (line-of-sight) iletişimi olduğunda bile bilginin tek bir yöne yayınlanması söz konusu değildir. Zira görüş hattı yönü sinyalin genlik olarak maksimum güçte yayınlandığı yöndür. Diğer yönlerde sinyal daha zayıf ta olsa aynı şekilde sadece mesafeden kaynaklanan faz farkı ile alınabilir. Bu nedenle istenmeyen yöndeki, yeterli derecede hassas bir alıcıya sahip gizli dinleyicinin, gönderilmiş temel-bant bilgi sinyallerini alması her zaman kolaylıkla mümkündür.



Şekil 2.23. Klasik temelbant modülasyon yöntemi

Temel-bant modülasyon ile iletimin matematiksel modeli ise örnek olarak şu şekildedir. Şekil 2.24'te yer alan grafikte gösterildiği gibi, standart bir Dört Faz Kaymalı Anahtarlama (QPSK) sinyali karmaşık sayılarla “ $1 + j$ ”, “ $-1 + j$ ”, “ $-1 - j$ ” ve “ $1 - j$ ” olarak ifade edilmektedir. Ayrıca üstel formda sırasıyla “ $\sqrt{2}e^{j45^\circ}$ ”, “ $\sqrt{2}e^{j135^\circ}$ ”, “ $\sqrt{2}e^{j225^\circ}$ ” ve “ $\sqrt{2}e^{j315^\circ}$ ” şeklinde de gösterilebilir. Bu temel-bant sinyaller yayınlanmak üzere yüksek frekans bölgesine yükseltilir. Bu yüksek frekanslı sinyal aşağıdaki gibi sinüzoidal olarak ifade edilir.

$$s(t) = Se^{j\alpha} \cos(\omega t) \quad (2.95)$$

Burada S temel-bant sinyal genliğini, α faz açısını ve ω ise yayınlanacak yüksek frekans sinyalin açısal frekansını göstermektedir. Gönderici tarafından gönderilen bu sinyal iletim yolundan geçtikten sonra alıcı sistemler tarafından alınır. Alınan bu sinyaller istenilen esas alıcı ve istenmeyen gizli dinleyici için aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$s_e(t) = S_e e^{j(\alpha+\beta_e)} \cos(\omega t + \varphi_e) \quad (2.96)$$

$$s_g(t) = S_g e^{j(\alpha+\beta_g)} \cos(\omega t + \varphi_g) \quad (2.97)$$

Burada $_e$ alt indisi esas alıcıyı, $_g$ alt indisi ise gizli alıcıyı ifade etmektedir. Böylece $s_e(t)$ esas alıcı tarafından alınan sinyal, $s_g(t)$ ise gizli alıcı tarafından alınan sinyaldir. Ayrıca β ve φ alınan sinyallerdeki faz farklarını ve S genlikleri ifade etmektedir. Alınan bu sinyaller demodüle edildikten sonra sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned} s'_e(t) &= s_e(t) \cos(\omega) \\ &= S'_e e^{j(\alpha+\beta_e)} \cos(\omega t + \varphi_e) \cos(\omega) \\ &= S'_e e^{j(\alpha+\beta_e)} \frac{1}{2} (\cos(2\omega t + \varphi_e) \cos(\varphi_e)) \end{aligned} \quad (2.98)$$

$$\begin{aligned} s'_g(t) &= s_g(t) \cos(\omega) \\ &= S'_g e^{j(\alpha+\beta_g)} \cos(\omega t + \varphi_g) \cos(\omega) \\ &= S'_g e^{j(\alpha+\beta_g)} \frac{1}{2} (\cos(2\omega t + \varphi_g) \cos(\varphi_g)) \end{aligned} \quad (2.99)$$

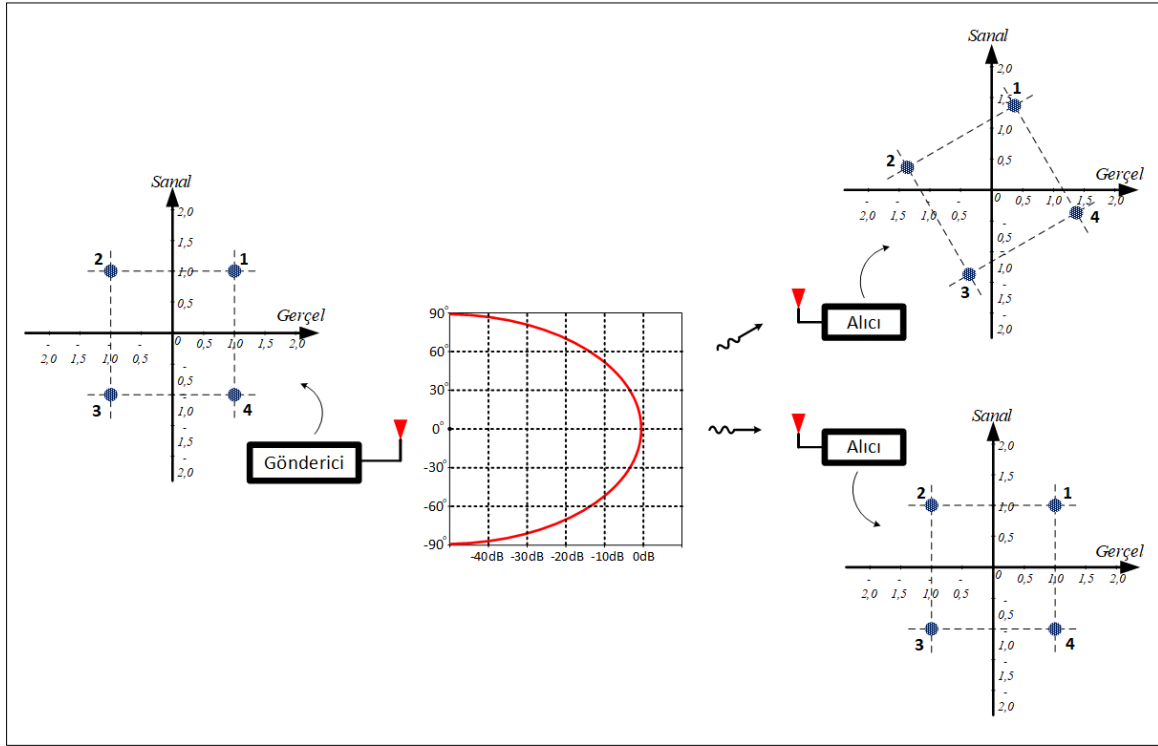
Bu sinyaller temel banda indirgenmek üzere alçak geçiren filtreden geçtikten sonra aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$s''_e(t) = \frac{1}{2} S'_e \cos(\varphi_e) e^{j(\alpha+\beta_e)} \quad (2.100)$$

$$s''_g(t) = \frac{1}{2} S'_g \cos(\varphi_g) e^{j(\alpha+\beta_g)} \quad (2.101)$$

Eş. 2.100 ve Eş. 2.101'de görüldüğü gibi esas alıcıdaki sinyal ile gizli alıcıdaki sinyal arasında sadece genlik farkı ve iletim gecikmesine bağlı faz farkı bulunmaktadır. Şekil 2.24'te görsel olarak ifade edildiği üzere, esas alıcı ile gizli alıcı tarafından alınan sinyaller arasında sadece genlik zayıflaması ve faz açısından bir genel dönüş (rotation) farkı bulunmaktadır. Ancak buna rağmen gizli alıcının aldığı sinyal, sadece bir eksen döndürme işlemi ile kolaylıkla standart bir QPSK sinyali olarak tanımlanabilir. Böylece klasik iletim tekniği ile gönderilen sinyallerin ne yönden alınırsa alınsın doğru şekilde alınabildiği ve

herhangi bir gizliliğin olmadığı anlaşılır.



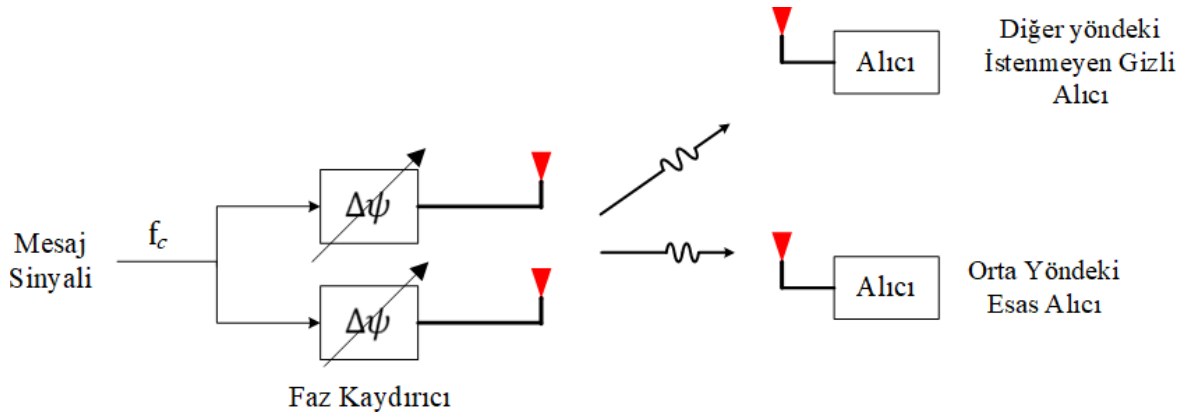
Şekil 2.24. Klasik yöntemde örnek iletim durumu

Yönlü modülasyon

Yönlü anten modülasyonu (Directional Antenna Modulation) konusunda daha önce de belirtildiği üzere literatürde değişik yaklaşımlar bulunmaktadır. Ancak temel manada çalışma mantığı açısından hepsi birbirine benzerdir. Bu tez çalışmasında kullanılan yöntem dizi elemanlarının faz açılarının bireysel olarak kontrol edilmesi prensibine dayanmaktadır. Bu sebeple yönlü modülasyon konusu, kolay anlaşılabilmesi için iki elemanlı basit bir dizi yapısı kullanılarak anlatılmıştır. İki elemanlı bu dizide elemanların fazları kontrol edilerek yönlü modülasyon gerçekleştirilecektir. Şekil 2.25'te sistem diyagramı gösterilmektedir. Burada görüldüğü gibi sinyaller antenlerden yayınlanmadan önce klasik yöntemin aksine herhangi bir modülasyona tabi tutulmamaktadır. Bunun yerine her bir dizi kanalında bir faz kaydırıcı bulunmaktadır.

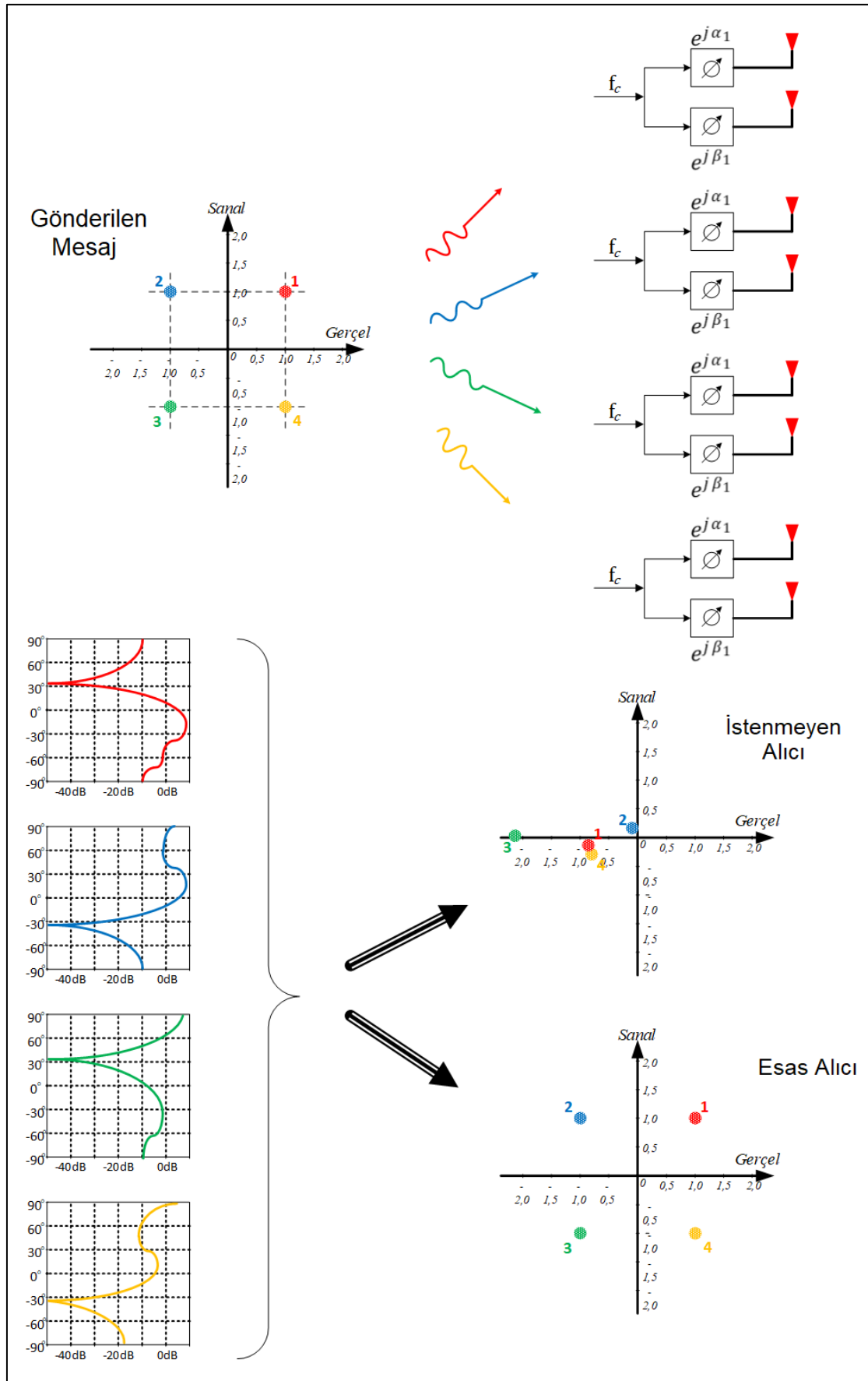
YAM çalışma modelinde sinyal modülasyon mekanizması klasik temel-bant yaklaşımından farklıdır. Doğrudan anten seviyesinde, sinyallerin fazı (ve/veya genliği)

değiştirilmek suretiyle sinyal modülasyonu gerçekleştirilir. Böylece ışıma örüntüsü gönderilen sinyalin sembol oranıyla değişim gösterir. Bu şekilde değişen ışıma örüntüsü yön bağımlı sinyaller oluşturur. Şayet eleman faz değerleri uygun şekilde ayarlanırsa, yalnızca istenilen yöndeki alıcıların alabilmesi için, sadece o yönde yıldız küme örüntüsü oluşturmak mümkün olur. Oluşturulan sinyaller yön bağımlı olduklarından diğer yönlerde bu küme diyagramları bozulmuş olur. Bu sayede sadece istenilen yöndeki alıcı gönderilen mesaj sinyallerini doğru şekilde çözümleyip alabilir.



Şekil 2.25. İki elemanlı bir dizide YAM gösterimi

Anlatılan bu yöntemi matematiksel olarak açıklamak üzere Şekil 2.26’da örnek bir iletim modeli verilmiştir. Bu modelde temel-bant sinyali olarak yine QPSK kullanılmıştır. Bu sinyallere ait S_1 , S_2 , S_3 ve S_4 sembolleri sırasıyla “ $1 + j$ ”, “ $-1 + j$ ”, “ $-1 - j$ ” ve “ $1 - j$ ” olarak ifade edilmiştir. Ancak klasik yaklaşımın aksine Şekil 2.25’te de gösterildiği gibi, bu modelde mesaj sinyali eleman fazlarının bireysel olarak değiştirilmesi ile modüle edilmektedir.



Şekil 2.26. Yönlü modülasyon yöntemi örnek iletim durumu

Şekil 2.25'te gösterilen iki elemanlı dizi için dizi faktörü, Eş. 2.13 kullanılarak aşağıdaki gibi yazılır.

$$AF = 1 + e^{j(\pi \sin \theta)} \quad (2.102)$$

Burada θ enine düzlem ile olan açı, dizi elemanları arasındaki mesafe $\lambda/2$ ve elemanlar arasındaki faz farkı sıfırdır ($\beta = 0$). Şekil 2.26'da görüldüğü gibi her eleman için bir faz kaydırıcı bulunmaktadır. Bu faz kaydırıcılar tarafından sinyallere eklenen faz farkları sırasıyla $e^{j\alpha}$ ve $e^{j\beta}$ şeklinde ifade edildiğinde, dizi faktörü aşağıdaki gibi yazılır.

$$AF' = e^{j\alpha} + e^{j(\pi \sin \theta + \beta)} \quad (2.103)$$

Her bir sembol için ilgili faz açı değerleri ($\alpha = 0^\circ, \beta = 90^\circ$), ($\alpha = 180^\circ, \beta = 90^\circ$), ($\alpha = 180^\circ, \beta = -90^\circ$) ve ($\alpha = 0^\circ, \beta = -90^\circ$) sırasıyla Eş. 2.103'te yerine yazıldığında, her bir sembol için ayrı ayrı ifade edilebilecek dizi faktörleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} AF'_1 &= e^{j0^\circ} + e^{j(\pi \sin \theta + 90^\circ)} \\ &= 1 + je^{j(\pi \sin \theta)} \end{aligned} \quad (2.104a)$$

$$\begin{aligned} AF'_2 &= e^{j180^\circ} + e^{j(\pi \sin \theta + 90^\circ)} \\ &= -1 + je^{j(\pi \sin \theta)} \end{aligned} \quad (2.104b)$$

$$\begin{aligned} AF'_3 &= e^{j180^\circ} + e^{j(\pi \sin \theta - 90^\circ)} \\ &= -1 - je^{j(\pi \sin \theta)} \end{aligned} \quad (2.104c)$$

$$\begin{aligned} AF'_4 &= e^{j0^\circ} + e^{j(\pi \sin \theta - 90^\circ)} \\ &= 1 - je^{j(\pi \sin \theta)} \end{aligned} \quad (2.104d)$$

Böylece her bir sembole tekabül eden dizi faktörü elde edilmiş olur. Bu denklemlerle enine yani $\theta = 0^\circ$ yönünde alınacak sinyaller sırasıyla aşağıdaki gibi olur.

$$AF'_1 = 1 + je^{j(\pi \sin 0^\circ)} = 1 + j \quad \Rightarrow \quad 1. \text{ Sembol} \quad (2.105a)$$

$$AF'_2 = -1 + je^{j(\pi \sin 0^\circ)} = -1 + j \Rightarrow 2. \text{ Sembol} \quad (2.105b)$$

$$AF'_3 = -1 - je^{j(\pi \sin 0^\circ)} = -1 - j \Rightarrow 3. \text{ Sembol} \quad (2.105c)$$

$$AF'_4 = 1 - je^{j(\pi \sin 0^\circ)} = 1 - j \Rightarrow 4. \text{ Sembol} \quad (2.105d)$$

Şekil 2.26'da gösterildiği gibi, enine düzlemde ($\theta = 0^\circ$) bulunan istenilen alıcı, gönderilen temel-bant QPSK sinyal yıldız kümesini düzgün bir şekilde alabilmektedir. Buna karşılık $\theta = 30^\circ$ yönünde bulunan bir istenmeyen alıcının aldığı sinyaller aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$AF''_1 = 1 + je^{j(\pi \sin 30^\circ)} = 1 + 1 = 2 \Rightarrow 1. \text{ Sembol} \quad (2.106a)$$

$$AF''_2 = -1 + je^{j(\pi \sin 30^\circ)} = -1 + 1 = 0 \Rightarrow 2. \text{ Sembol} \quad (2.106b)$$

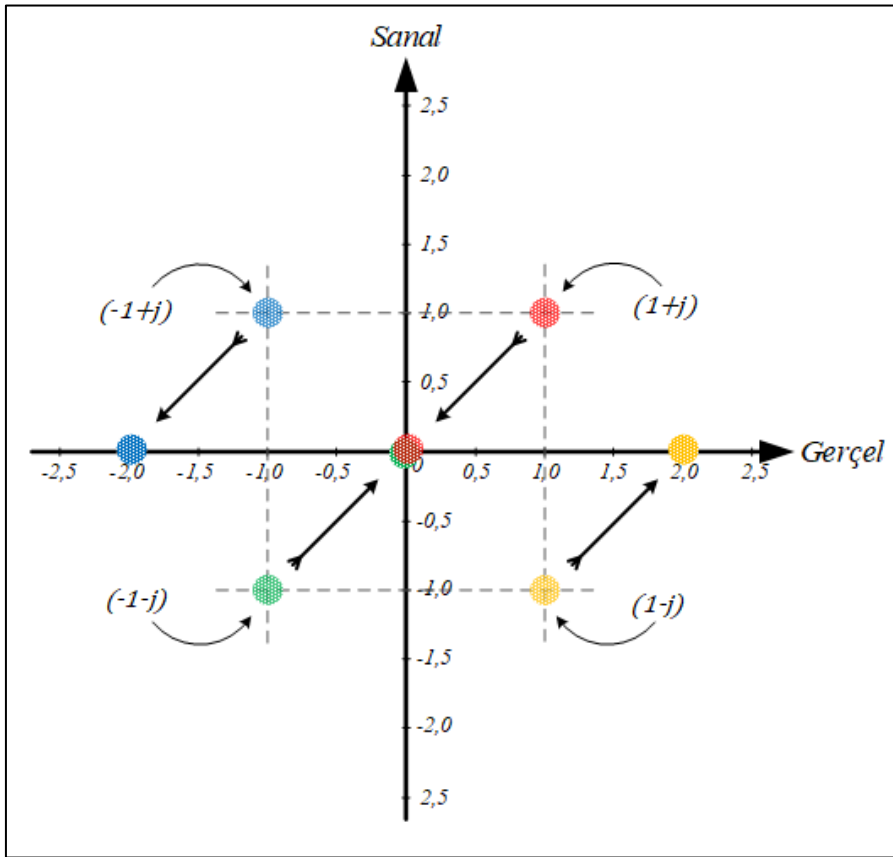
$$AF''_3 = -1 - je^{j(\pi \sin 30^\circ)} = -1 - 1 = -2 \Rightarrow 3. \text{ Sembol} \quad (2.106c)$$

$$AF''_4 = 1 - je^{j(\pi \sin 30^\circ)} = 1 - 1 = 0 \Rightarrow 4. \text{ Sembol} \quad (2.106d)$$

Eş. 2.106'daki ifadelerde görüldüğü üzere sinyal yıldız kümesi noktaları oldukça farklılaşmıştır. Şekil 2.27'de gösterildiği gibi alıcı yönü 0° yerine 30° olduğunda birinci ve üçüncü semboller orijin noktasına, ikinci sembol -2 noktasına ve dördüncü sembol $+2$ noktasına kaymıştır. Bu sembol noktalarının doğru bir QPSK sinyali olarak tanımlanabilmesi ve alınabilmesi mümkün değildir. Zira bu noktalar artık bir QPSK sinyalinden ziyade bir BPSK (İkili Faz Kaymalı Anahtarlama) sinyal kümesi oluşturur. Şekil 2.27'de sinyal noktalarının bu şekilde yön değişimi ile nereden nereye kaydığı gösterilmektedir. Bu sonuç ta göstermektedir ki 0° ile 30° yönlerine gönderilen temel-bant sinyalleri tamamen farklıdır.

YAM tekniğinin en önemli potansiyel avantajı güvenli haberleşme konusunda kendini göstermesidir. Yukarıda anlatıldığı şekilde yöne bağlı olarak değişen sinyal yıldız kümesinden dolayı, gönderilen temel-bant sinyali sadece istenilen yönde doğru şekilde alınabilmektedir. Bunun dışındaki yönlerde bulunan alıcılar bozulmuş bir sinyal yıldız

kümesi alacak ve doğru sinyali elde edebilmek için bunu çözmeleri gerekecektir. Ayrıca, şayet potansiyel gizli alıcı yönleri biliniyorsa, gönderim işlemi buna uygun olarak optimize edilerek, o yönlerde sinyalin çözülmesi daha da zorlaştırabilecektir. YAM tekniğinin diğer bir avantajı ise kanal çoğullama (channel multiplexing) ile ilgilidir. Uygun şekilde ayarlanarak belirli bir yöne gönderilen veri, diğer yönlere gönderilenlerden tamamen farklı olabilmektedir. Böylece birbirinden bağımsız olarak aynı anda farklı yönlerdeki alıcılara farklı veriler gönderilebilir.



Şekil 2.27. Gözlem açısı 0° den 30° ye değiştiğinde yıldız küme diyagramı değişimi

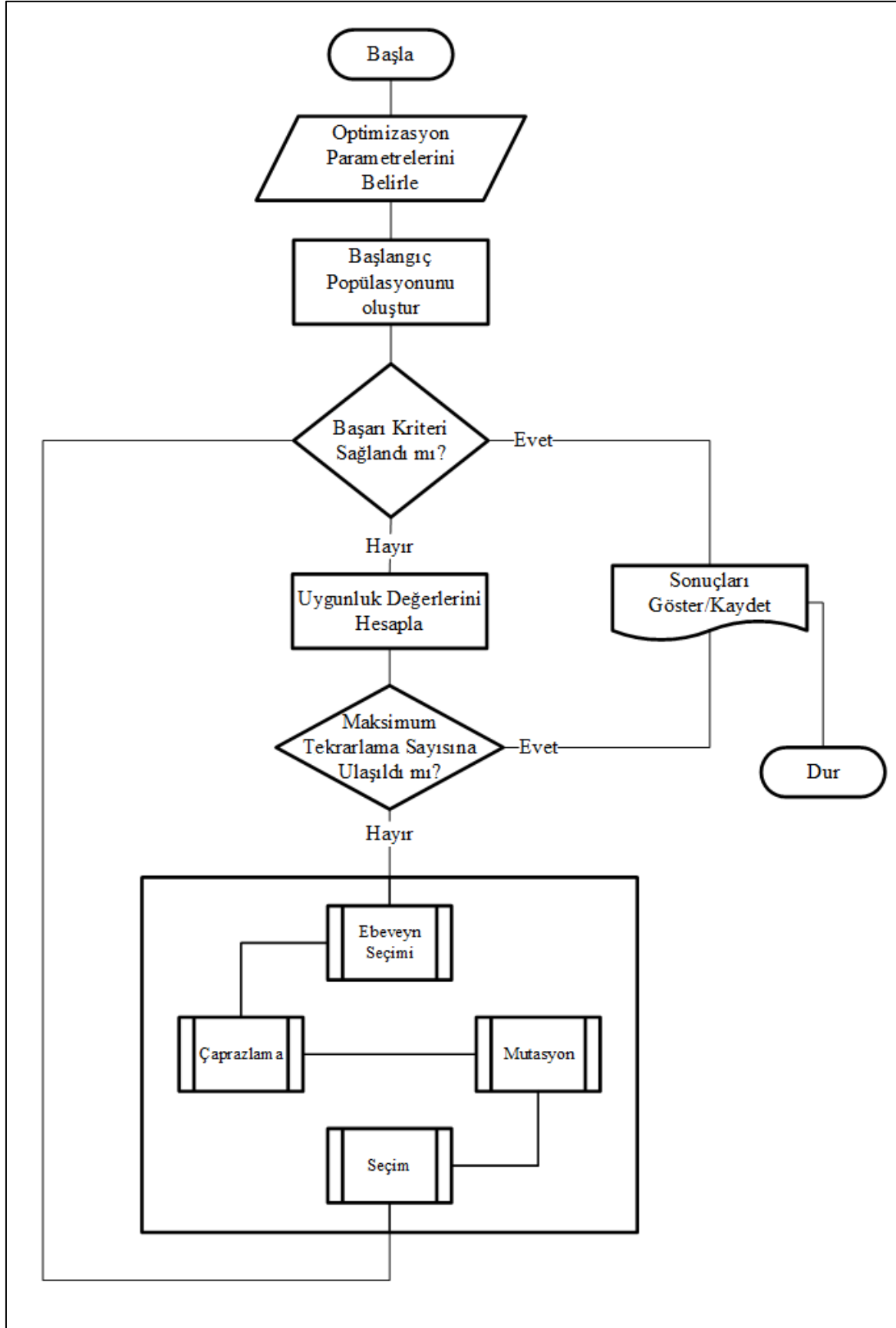
2.7. Genetik Optimizasyon

Optimizasyon genel olarak bir problem için mevcut çözüm alternatiflerinden belirli kısıtlara göre en iyi olanın seçilmesi işlemidir. Daha teknik bir ifadeyle ise bir amaç fonksiyonunun belirli koşullar altında minimum ya da maksimum değerini veren değişken değerlerinin belirlenmesi işlemi olarak tanımlanabilir. Herhangi bir konuda kaynakların etkin kullanımı, maliyetin en aza indirilmesi, kazancın ya da faydanın maksimize edilmesi

gibi konularda optimizasyon işlemi gerçekleştirilir. Optimizasyon işlemi için çeşitli algoritmalar bulunur. Doğrusal Programlama (DP), Doğrusal Olmayan Programlama (DOP) ve Dinamik Programlama (DiP) gibi nispeten basit ve ideal olarak tanımlanmış problemler için, küresel optimum değeri garanti eden, ancak her zaman sonuca ulaşmayı garanti etmeyen klasik teknikler olduğu gibi; sezgisel ve evrimsel olarak tanımlanan algoritmalar da mevcuttur. Bu çeşit algoritmalar her ne kadar küresel optimum değeri garanti etmeseler de genel olarak iyi bir çözümü garanti ederler.

Genetik algoritma (GA) bir sezgisel evrimsel algoritma türüdür ve doğadaki kalıtım, mutasyon, seçim ve çaprazlanma gibi doğal süreçlerden esinlenerek geliştirilmiştir. 1970'li yıllarda John Holland tarafından ortaya konulan GA, pek çok problem çeşidinde başarılı sonuçlar vermektedir [40,41]. Şimdiye kadar birçok uygulamada çok çeşitli problemlere yönelik olarak uygulanmış ve süreç içerisinde performans artırıcı etkisi olan çok sayıda alt-yöntem geliştirilmiştir.

Genetik algoritmada araştırma uzayı, eldeki probleme çözüm sunan parametreler grubunun oluşturduğu kümedir. Tek bir çözüm üreten parametre grubuna, birey ya da kromozom denilir. Bu kromozomlar genlerden oluşur. Her bir gen probleme girdi sağlayan parametrelerden birisidir. Belirli sayıda birey, bir popülasyon oluşturur. Optimizasyon işlemi başlangıcında, mümkün olduğunca araştırma uzayının çeşitliliğini yansıtacak şekilde, rastgele seçilmiş bireylerden oluşan bir popülasyon oluşturulur. Problemin çözülmesi ile ulaşılmak istenen sonucun mükemmeliyetini belirleyen bir uygunluk fonksiyonu tanımlanır. Bu uygunluk fonksiyonu ile bu popülasyonu oluşturan bireylerin uygunluk değerleri hesaplanır. En iyilerin yaşaması prensibine göre bu bireylerden en iyi olanlar seçilmektedir. Daha sonra seçilen bu bireylerden çiftler oluşturulur, çaprazlama ve mutasyon işlemleri ile yeni nesiller elde edilir. Bu elde edilen nesillerden yine yeni bir popülasyon seçilip, işlem aynı şekilde tekrarlanır. Bu şekilde tekrarlarla devam eden işlem, daha önceden tanımlanan sonlandırma kriteri sağlandığında tamamlanır [42]. Genetik Algoritma akış diyagramı Şekil 2.28'de gösterilmiştir.



Şekil 2.28. Genetik algoritma akış diyagramı

Genetik algoritma ile optimizasyon işleminin adımları, genel olarak aşağıdaki gibidir.

1. Problemin ve uygunluk fonksiyonunun tanımlanması,
2. İlk çözümleri ihtiva eden başlangıç popülasyonunun oluşturulması,
3. Başlangıç Popülasyonunu oluşturan tüm bireylerin uygunluk değerlerinin hesaplanması,
4. Uygunluk değerlerine göre sonraki nesli üretecek ebeveynlerin seçilmesi,
5. Çaprazlama ve mutasyon yöntemleri ile ebeveyn bireylerden çocuk bireyler elde edilmesi,
6. Yeni oluşturulan çocuk bireylerin uygunluk değerlerinin hesaplanması,
7. Var olan ebeveynler ve yeni oluşturulan çocuklar arasından uygunluk değerlerine göre yeni nesli oluşturacak bireylerin seçilmesi,
8. Sonlandırma kriterine ulaşılan değin, aynı işlemlerin tekrar edilmesi.

Genetik algoritma uygulamasında temel olarak gerçekleştirilen fonksiyonlar aşağıda sıralanmıştır. Bunlar fonksiyon, operatör, işlem ve yöntem gibi değişik isimlerle anılabilmektedir.

1. Başlangıç popülasyonu,
2. Uygunluk Fonksiyonu,
3. Çaprazlama,
4. Mutasyon,
5. Seçim,
6. Sonlandırma.

Genetik algoritmanın seçilen probleme çözüm bulmak amacıyla gerçekleştirilmesine dair işlem adımlarının tam olarak ne olduğu ve nasıl gerçekleştirildiği ilgili başlıklar halinde aşağıda anlatılmıştır.

Problemin ve uygunluk fonksiyonunun tanımlanması

Her şeyden önce Genetik Optimizasyon ile çözüm bulunmak istenen problem belirlenmeli ve düzgün bir şekilde tanımlanmış olmalıdır. Genel olarak belirli bir analitik çözüm yöntemi bulunmayan problemler için uygulanır. Bu sebeple Genetik Algoritmanın

uygulanabilir olduğu bir probleme sahip olunmalıdır. GA, net ulaşılabilir sonuçları ve belirli çözüm yöntemleri bulunan problem türlerine uygulanabilir değildir. Ancak, çözüm uzayının karmaşık ve çok geniş olduğu, belirli bir analitik forma indirgenemeyen ve diğerk optimizasyon algoritmaları ile çözüm sağlanamamış problemlere dönük olarak uygulanabilmektedir. Problemin belirlenmesinden sonra, GA ile sonuç üretilebilecek ve GA'nın uygulanmasını sağlayacak şekilde bir uygunluk fonksiyonu tanımlanmalıdır. Bu tanımlanan uygunluk fonksiyonuna amaç fonksiyonu da denilmektedir. Genel olarak uygunluk fonksiyonu, istenen çözüm elde edildiğinde değeri maksimum ya da minimum olacak şekilde düzenlenen fonksiyonel bir ifadedir. Bu sayede farklı çözümler için elde edilen uygunluk değerkleri karşılaştırılabilir olur.

Genetik kodlama/gösterim biçiminin belirlenmesi

Genetik kodlama, bir çözümün yani bireyin (kromozomun) genetik algoritma uygulamasında nasıl gösterileceği veya ifade edileceği, diğerk bir deyişle temsil mekanizması anlamına gelir. Genetik kodlama, GA'nın uygulama aşamalarında biri değildir. Zira bu işlem bir tasarım adıımıdır. Çözümün nasıl ifade edileceği, algoritmanın başarısını da etkileyen önemli bir faktördür. Bireyler ya da kromozomlar arama uzayında birer çözümü temsil ederler. Dolayısıyla bunların ifade biçimi çözümü en iyi yansıtacak şekilde olması bakımından oldukça mühimdir. Kromozomlar genlerden oluşur ve bu genler çözümü oluşturan parametrelere karşılık gelirler. Bu genlerin nasıl gösterildiği genetik kodlamanın esasını teşkil eder. Genellikle genler ilk ortaya atıldığında ikili sistemle gerçekleştirildiğinden [40] yaygın olarak ikili sayı sistemi (binary) ile gösterilmekle beraber gerçel sayı gösterimi, tamsayı gösterimi, permutasyon gösterimi ve genel veri yapısı gösterimi gibi ifade biçimleri de kullanılır [41]. Gösterim yani kodlama yöntemi GA işlem ve fonksiyonlarının nasıl uygulanacağını da belirler.

Başlangıç popülasyonu oluşturma

GA uygulanmaya başlamadan önce üzerinde işlemlerin gerçekleştirileceği bir grup birey belirlenir. Genellikle rastgele seçim ile belirlenen bu ilk topluluğa başlangıç popülasyonu denilir. Başlangıç popülasyonu kromozomları, bilinen çözüm örneklerinden yola çıkılarak ta seçilebilir. Nasıl seçileceği ile ilgili kesin kurallar yoktur. Başlangıç popülasyonunun büyüklüğü ve niteliği GA optimizasyonu işleminin başarısını etkileyebilen faktörlerdir.

Başlangıç popülasyonundaki birey sayısı da optimizasyon parametrelerinden birisidir. Birey sayısının ve genetik çeşitliliğin fazla olması çözüm uzayını genişleteceğinden, en iyi çözüme ulaşılma ihtimalini de artırır. Öte yandan bu durum işlem süresini ve kullanılan kaynakları artıracığından işlem maliyetini yükseltir.

Bu tez çalışmasında Konumsal Modülasyon bahsinde (Bölüm 5.1) gerçekleştirilen örnek dizi simülasyonunda, başlangıç popülasyonu olarak 100 birey seçilmiştir. Bu seçim, faz değerlerinin $(0 - 2\pi)$ aralığında rastgele atanması suretiyle gerçekleştirilmiştir. Rastgele atama işlemi için sürekli tekdüze dağılım olasılığı (continuous uniform distribution) temel alınmıştır. Sürekli tekdüze dağılıma ait olasılık yoğunluk fonksiyonu genel tanımı ve hesaplamada kullanılan fonksiyon aşağıda verilmiştir [43].

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{b-a} & \text{eğer } a \leq x \leq b \\ 0 & \text{eğer } x < a \text{ veya } x > b \end{cases} \quad (2.107)$$

$$f(\alpha_{mn}) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & \text{eğer } 0 \leq \alpha_{mn} \leq 2\pi \\ 0 & \text{bunun dışında} \end{cases} \quad (2.108)$$

Uygunluk değerlerinin belirlenmesi

Başlangıç popülasyonu oluşturulduktan sonra burada yer alan bireylerin belirli bir kritere göre sıralanması gerekir. Bu kriter, çözülmesi beklenen problem için belirlenen uygunluk/amaç fonksiyonu ile elde edilen sonuçlardır. Popülasyondaki her birey için bu hesaplama yapılır ve uygunluk değeri elde edilir. Uygunluk fonksiyonunun birbiriyle karşılaştırılabilir, dolayısıyla da sıralama yapmaya imkan verecek sonuçlar üretmesi gerekir. Zira doğru-yanlış, 1-0 ya da var-yok gibi sonuçlar GA için uygulanabilir değildir. Uygunluk değeri en iyi olan bireyler en iyi çözüme en yakın bireylerdir. Diğerleri ise nispeten kötü çözümlerdir ve süreçte elenip yeni popülasyonda ve gelecek nesillerde yer almayacak olanlardır. Bu tez çalışmasında gerçekleştirilen optimizasyonda (Bölüm 5.1), iletişimde alınan konstellasyon diyagramı ile istenilen konstellasyon diyagramında yer alan sembol verilerinin oluşturduğu noktalar arasındaki karşılıklı mesafelerin karelerinin

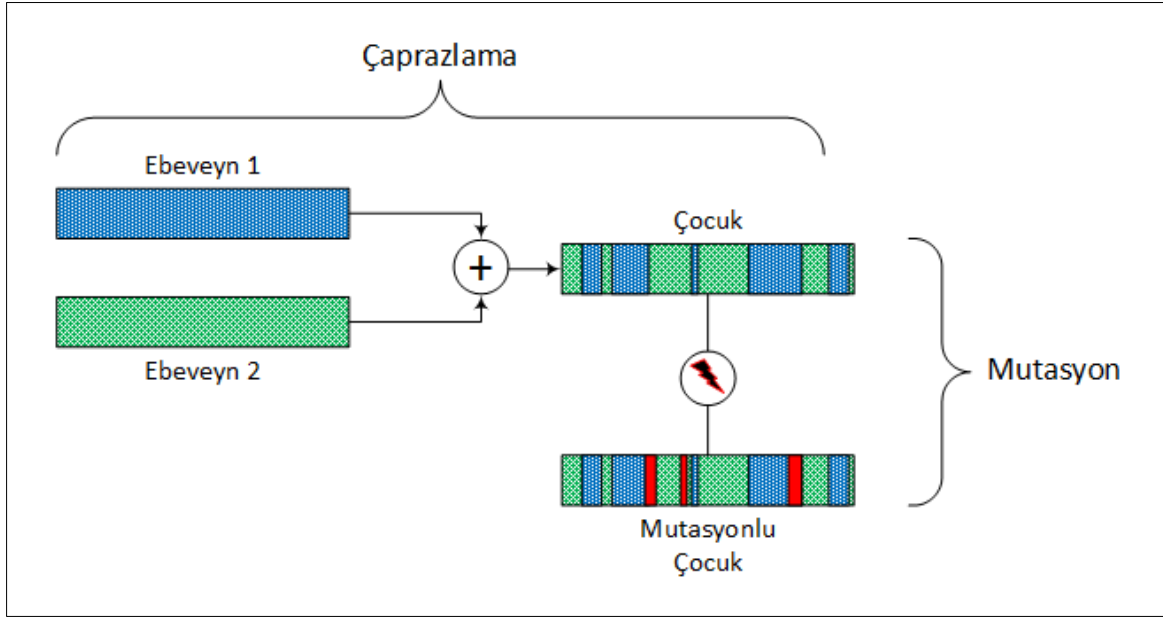
toplamı, minimize edilmesi gereken uygunluk fonksiyonu olarak belirlenmiştir. Böylece sıfır, ulaşılmaması gereken ideal değer iken, sıfıra en yakın olan fonksiyon değeri ise en iyi uygunluk değeri olur.

Çaprazlama

Popülasyondaki tüm bireylerin uygunluk değerleri hesaplandıktan ve elde edilen bu değerlere göre sıralandıktan sonra, en iyi çözümü veren bireylerden yeni bireylerin oluşturulması işlemi gerçekleştirilir. Bu işlem, seçilen ebeveyn bireylerin bir kısım özelliklerinin ya da parametrelerinin birbiri ile karıştırılması suretiyle gerçekleştirildiğinden, genetik tabirle her iki ebeveyn kromozomdan alınan genler karıştırılarak yeni kromozomlar oluşturulduğundan, çaprazlama olarak adlandırılır. Bu işlemde, Genetik biliminde tanımlanan canlıların genetik üreme yöntemi taklit edilir. Gerçekleştirilen karıştırma işleminin nasıl yapılacağı hususunda değişik yöntemler kullanılır. Aşağıda bu yöntemlerden bir kısmı listelenmiştir [44].

- Tek Noktadan Çaprazlama,
- İki Noktadan Çaprazlama,
- Çok Noktadan Çaprazlama,
- Tekdüze Çaprazlama,
- Üç Ebeveynli Çaprazlama,
- Karışık Çaprazlama,
- Öncelik Korumalı Çaprazlama,
- Sıralı Çaprazlama,
- Olasılıklı Çaprazlama,
- Kısmi Eşleşmeli Çaprazlama.

Bu yöntemler ebeveyn bireylerin hangi genlerinin çocuk bireyleri oluşturmak üzere seçileceğini ve nasıl yerleştirileceğini belirler. Bu işlem neticesinde iyi uygunluk değerli bireylerden daha iyi çözümler verebilecek bireyler elde edilmeye çalışılır. Genetik çeşitliliğin artırılması amaçlanır. Ancak bir yandan da elde edilen genetik zenginliğin korunması için ebeveyn seçimine dikkat edilmesi gerekir. Şekil 2.29’da çaprazlama işlemi gösterilmiştir.



Şekil 2.29. Çaprazlama ve mutasyon

Bölüm 5.1’de dizi anten faz değerlerinin hesaplanması için gerçekleştirilen optimizasyon işleminde, çaprazlama tekniği olarak gerçel değerli sürekli tekdüze çaprazlama (real valued continuous uniform crossover) yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem şu şekilde uygulanmıştır:

$$\left. \begin{aligned} \bar{x}_1 &= (x_{11}, x_{12}, x_{13}, \dots, x_{1n}) \\ \bar{x}_2 &= (x_{21}, x_{22}, x_{23}, \dots, x_{2n}) \end{aligned} \right\} \text{Ebeveyn bireyler} \quad \begin{aligned} &(2.109a) \\ &(2.109b) \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{y}_1 &= (y_{11}, y_{12}, y_{13}, \dots, y_{1n}) \\ \bar{y}_2 &= (y_{21}, y_{22}, y_{23}, \dots, y_{2n}) \end{aligned} \right\} \text{Çocuk bireyler} \quad \begin{aligned} &(2.110a) \\ &(2.110b) \end{aligned}$$

$$\bar{\alpha} = (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n) \quad \alpha_i \in [-\gamma, 1 + \gamma] \quad (2.111)$$

$$\begin{cases} y_{1i} = \alpha_i x_{1i} + (1 - \alpha_i)x_{2i} \end{cases} \quad (2.112a)$$

$$\begin{cases} y_{2i} = (1 - \alpha_i)x_{1i} + \alpha_i x_{2i} \end{cases} \quad (2.112b)$$

Burada $\bar{x}$ vektörü ebeveyn değerlerini ve $\bar{y}$ vektörü bu ebeveynlerden üretilmiş çocuk değerleri göstermektedir. $\bar{\alpha}$ vektörü ise çaprazlamada kullanılır ağırlıklandırma katsayısı

vektörüdür. Bu vektör de ebeveyn ve çocuk vektörler ile eşit sayıda elamana sahiptir. Ayrıca normalde α katsayıları $[0,1]$ aralığında seçilir iken, bu aralığı belirli oranda genişletmek için γ katsayısı kullanılmıştır. Böylece oluşacak çocuk bireylerin kendilerini oluşturan ebeveyn bireylerden daha öte değerler elde edebilmesi sağlanmıştır. Optimizasyon işleminde $\gamma = 0,1$ değeri kullanılmıştır. Çocuk bireyler Eş. 2.112 kullanılarak oluşturulmuştur. Böylelikle çocuk bireyler α katsayısı ve γ oranı ile belirlenen seviyede ebeveyn katkısı ile oluşturulmuştur.

Mutasyon

Mutasyon işlemi de çaprazlama işlemi gibi genetik çeşitliliği artırıcı, yeni genetik özellikler yaratıcı bir işlemdir. Bu işlem de canlılardaki genetik mutasyondan esinlenmek suretiyle gerçekleştirilir. Çaprazlama işlemi ile zaten var olan bireylerin özellikleri taşıdığından, çözüm alanının yeterince genişlememesi söz konusu olabilir. Mutasyon sayesinde çaprazlamadaki kopyalama işlemleri ile elde edilemeyecek genetik çeşitliliğe ulaşabilmek mümkün olur. Böylece çözüm uzayının genişlemesi ve genetik zenginliğin artması sağlanır. Bu da yerel maksimum olarak tabir edilen yanıltıcı sonuçları engelleyici rol oynar. Öte yandan mutasyon işleminin erişilen iyi bir çözümü berheva etme olasılığı da bulunur. Bu nedenle kromozomları oluşturan genlerin ne kadarında mutasyon gerçekleşeceği mutasyon oranı ile belirlenir. Bu oran da optimizasyon işleminin performansına tesir eden ayarlanabilir bir parametredir. Mutasyon işlemi de diğerlerinde olduğu gibi değişik yöntemlerle gerçekleştirilir. Tekdüze Mutasyonda belirli genlerin değerleri değiştirilir. Değiştokuş yönteminde belirli ya da rastgele seçilen genler birbirleri ile değiştirilir. Tersleme yönteminde belirli genler terslenerek ebeveyn genlerinden farklı genlere sahip olan çocuk bireyler üretilmiş olur.

Bu tezde gerçekleştirilen optimizasyon işleminde kullanılan mutasyon yöntemi, rastgele seçilen belirli sayıda bireyin değerinin belirli bir standart sapma değerine sahip yine rastgele belirlenen değerlerde değiştirilmesi şeklinde uygulanmıştır. Bu mutasyon işlemi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\overline{y_m} = (y_1, y_2, y_3, \dots, y_m), \quad m = \mu n \quad \mu \in [0,1] \quad (2.113)$$

$$y_i = y_i + \sigma\alpha \quad \alpha \in [0,1] \quad (2.114)$$

Burada $\overline{y_m}$ vektörü mutasyona uğrıtılacak bireylerin oluşturduğu vektördür. Bu vektörün eleman sayısı m , belirlenen mutasyonlu birey oranını gösteren μ oranı ile elde edilir. Eş. 2.114 mutasyon denklemidir. Burada σ uygulanacak normal dağılımlı rastgele mutasyon miktarının, standart sapma değeridir. Bölüm 5.1’de gerçekleştirilen optimizasyonda $\mu = 0,1$ ve $\sigma = 0,2$ değerleri kullanılmıştır.

Seçim ve değerlendirme

Seçim işlemi sonraki nesil bireylerini oluşturacak olan ebeveyn bireylerin belirlenmesi işlemidir. Canlılar biliminde yer verilen evrim teorisinde ortaya konan doğal seçim mekanizmasını taklit eder. Seçim için uygunluk değeri yüksek olan bireyler tercih edilerek, sonraki nesilde daha iyi uygunluk değerine sahip bireylerin elde edilmesi beklenir. Böylelikle iyi çözüm sunan bireylerin özellikleri sonraki nesillere aktarılırken, kötü uygunluk değerli bireyler elenmiş olur. Sonraki nesillere aktarılacak genetik özelliklerin belirlenmesi hususu, çözüme ulaşma bakımından kritik bir süreçtir. İşlemin sonraki kalitesini belirler. Seçim işlemi aşağıda listelenen değişik yöntemlerle gerçekleştirilir. Eldeki problemin özelliklerine göre uygun olan yöntem belirlenir.

- Rulet Tekerı Yöntemi,
- Turnuva Yöntemi,
- Dereceli Seçim Yöntemi,
- Seçkinci Yöntem.

Bu tez çalışmasında gerçekleştirilen optimizasyon işleminde yeni nesil bireylerin seçimi için rulet tekerı yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde uygunluk değerleri küçükten büyüğe doğru sıralanmıştır. Optimizasyon problemi bir minimizasyon problemi olduğundan, en küçük değere sahip olan birey en uygun bireydir. Rulet tekerı yönteminde her bireyin eşit seçilme olasılığına sahip olması yerine iyi bireylerin yani uygunluk değeri daha düşük olan bireylerin seçilme olasılığı daha yüksek olarak belirlenir. Böylece iyi bireylerin seçilme şansının yüksek olması dolayısı ile elde edilen iyi genlerin sonraki nesillere taşınması sağlanır. Ancak iyi olmayan bireylere tamamen elenmek yerine düşük olasılıkla da olsa

seçilme şansının verilmiş olması da genetik çeşitliliğin sürdürülmesini sağlar [45,46]. Seçim işlemi aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\bar{u} = (u_1, u_2, u_3, \dots, u_k) \quad (2.115a)$$

$$\bar{p} = (p_1, p_2, p_3, \dots, p_k) \quad (2.115b)$$

$$u_i \leq u_j \Leftrightarrow p_i \geq p_j \quad (2.116)$$

$$\sum_{i=1}^k p_i = 1 \quad (2.117)$$

$$p_i = e^{-\beta \frac{u_i}{\frac{1}{k} \sum u_i}} \quad (2.118)$$

Burada $\bar{u}$ vektörü yeni bireylerle birlikte toplam popülasyonun uygunluk değerlerini göstermektedir. $\bar{p}$ vektörü ise bu uygunluk değerlerine ait olasılık değerlerini göstermektedir ve toplamı bire eşittir (Eş. 2.117). Eş. 2.118'den anlaşılacağı üzere uygunluk değeri küçük olan bireyin seçilme olasılığı daha büyüktür. Bu ilişki tersi yönde de geçerlidir. Bireylere ait olasılık değeri, β seçim basıncı (selection pressure) ve uygunluk değerine bağlıdır. Burada uygunluk değeri, popülasyonun ortalama uygunluk değeri ile normalize edilmiştir. β değeri daha iyi bireylerin seçilmesi olasılığını artırıcı yönde etki eder. Elde edilecek sonuçlara göre ayarlanır. Bu çalışmada $\beta = 5$ değeri kullanılmıştır. Denklemlerde k popülasyondaki toplam birey sayısını göstermektedir.

Sonlandırma

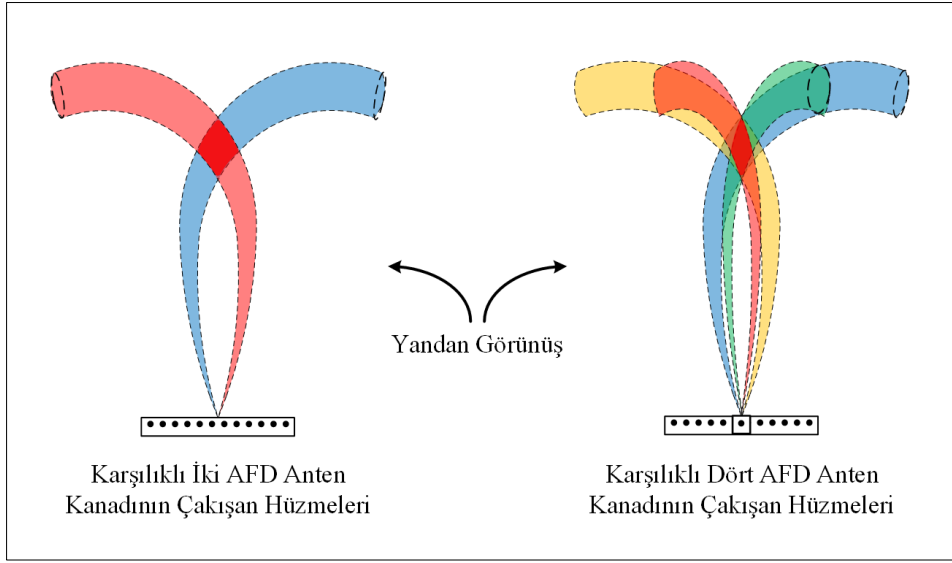
GA optimizasyon işleminde yukarıda anlatılan adımlar belirli bir sonlandırma kriteri sağlanana kadar mütemadiyen tekrarlanır. Bazen tek bir kriter değil birden fazla kriter belirlenebilir. İşlemin son bulması için ana kriter, belirlenen uygunluk değerini sağlayan en iyi çözüme ulaşılması durumudur. Ancak bu sonuca ulaşılabilmesi her zaman garanti edilemez. Bu nedenle işlemin sonsuza dek sürmesini önlemek adına, belirli bir tekrar ya da nesil sayısı veya belirli bir süre sonlandırma kriteri olarak belirlenir.

Ayrıca bunun yanında işlemin belirli bir uygunluk değeriinde takılı kalması ya da ilerleyememesi gibi durumlar da sonlandırma kriteri olarak belirlenir. Algoritmanın baştan başlayarak belirli sayıda tekrar etmesi şeklinde uygulamalar da olabilmektedir. Bu tez çalışmasında sonlandırma kriteri olarak maksimum iterasyon sayısı (10 000) kullanılmıştır.

3. DİSKULAR AFD ANTEN

Daha önce de ifade edildiği gibi AFD antenler özellikle mesafe-açı bağımlı hüzme yapısıyla dikkat çekmiştir. Bu şekilde hem açı hem mesafeye bağlı ışıma örüntüsü, özellikle hüzme yönlendirme olmak üzere pek çok yeni imkân ve kabiliyet vaad etmektedir. Üç boyutlu olarak, yayınlanan enerjiyi belirli bir lokasyona yoğunlaştırabilen noktasal hüzme kavramı da, bu bağlamda yeni ve dikkat çekici bir teknolojidir. Ancak literatürde noktasal hüzme (dot-shaped) başlığı ile gerçekleştirilen araştırma ve çalışmaların neredeyse tamamı doğrusal dizi geometrisi kullanılarak yapılmıştır. Bu nedenle elde edilen hüzme, mesafeye ve sadece bir açıya (azimut) bağlıdır. Böylece noktasal olarak tabir edilen bu hüzme yapısı, sadece iki parametre ile tanımlandığından (mesafe, açı) aslında gerçek manada noktasal değildir. Diğer açı (yükseliş) bağlamında tanımlanmadığından iki boyutludur. Bu nedenle bu şekilde nitelendirilmelerine rağmen ifade edildiği gibi bu hüzmeler noktasal değildir. Mevcut çalışmaların çoğunda bu ışıma örüntüsünü elde edebilmek için karmaşık matematiksel teknikler ve algoritmalar kullanılmıştır. Hâlbuki bu tez çalışmasında önerilen ve diskular geometri olarak ifade edilen eşeksenli düzlemsel daire geometrisi ile kolay ve basit bir şekilde noktasal hüzme elde edilebilmiştir. Bu yöntemde AFD antenin ışıma örüntüsünde mesafeyle artan görünür hüzme açısının yarattığı bükülmeden istifade edilerek, karşılıklı dizilerin birbirine doğru eğilen hüzmelerinin noktasal hüzme oluşturabileceği hipotezinden hareketle, diskular geometrik dizilim önerilmiştir. Mesafeye ve açıya bağlı olarak değişimin bir sonucu olarak tezahür eden kavisli hüzme yapısının, karşılıklı olarak kesişmesi Şekil 3.1’de gösterilmiştir. Önerilen bu dizi yapısıyla, öngörüldüğü gibi üç boyutlu olarak tanımlanan gerçek manada noktasal bir hüzme karakteristiği elde edilebilmiştir.

Bu bölümde Diskular AFD (DAFD) antenin geometrik yapılanması ve sinyal analizi anlatılmıştır. Grafik gösterimlerle ışıma örüntüsü analiz edilmiştir. Ayrıca hüzme yönlendirme özelliği incelenmiştir. Bunun yanında elde edilen sonuçlar, literatürde çalışılmış diğer düzlemsel geometriler olan dairesel faz dizili anten, dairesel AFD anten, eşeksenli düzlemsel faz dizili anten ve dikdörtgen düzlemsel AFD anten yapıları ile karşılaştırılmıştır.



Şekil 3.1. Hüzme oluşumu

3.1. Teorik Analiz ve Formülasyon

Bu bölümde Diskular dizi geometrisi oluşturulmuş, matematiksel olarak analiz edilerek yayınlanan elektromanyetik dalganın uzaysal dağılımı ile ilgili ifadeler türetilmiş, hüzme yönlendirme hususu incelenmiş ve hüzme yapısı grafiklerle gösterilmiştir.

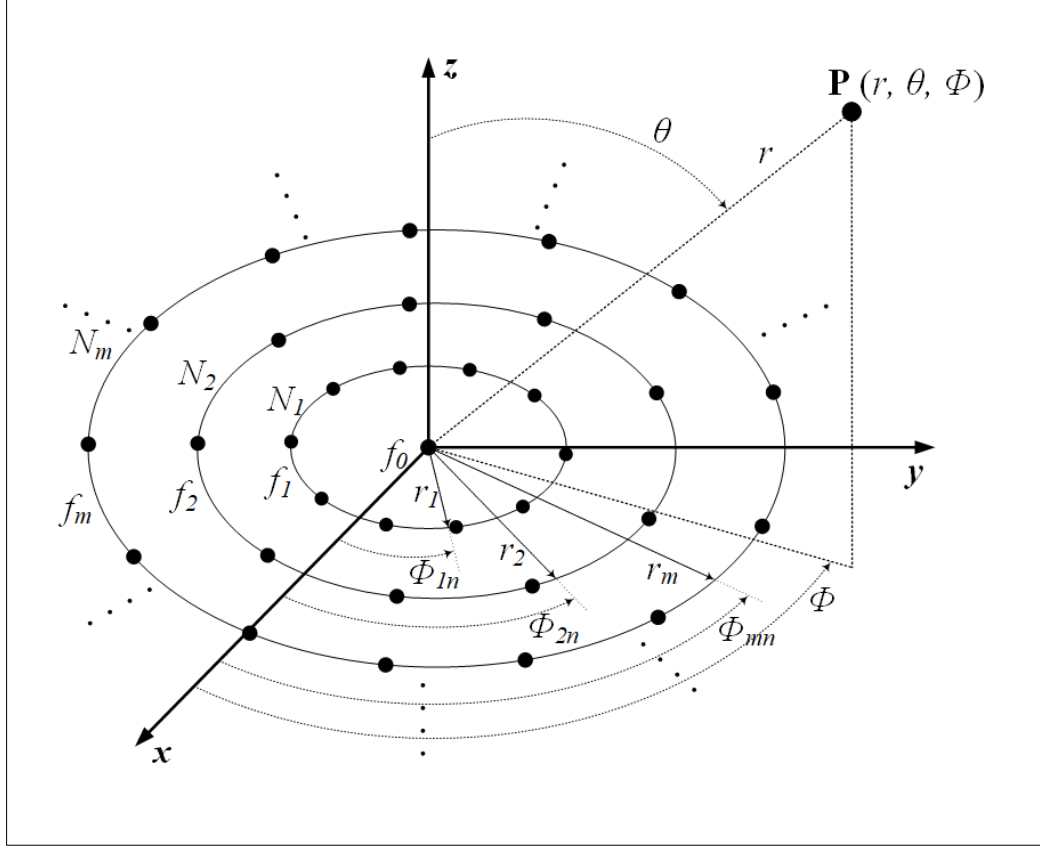
3.1.1. Dizi geometrisi

Genel eşeksenli düzlemsel daire dizi anten geometrisi Şekil 3.2’de gösterilmiştir. İncelenen geometrik dizilimde dizi elemanları disk şeklinde düzlemsel bir yüzeyde dağıtık olarak yer aldığından, bu tez çalışmasında önerilen bu geometrik dizilim Diskular Dizi olarak ifade edilmiştir.

Bu yapıda dizi elemanlarının her biri bulundukları diskular yüzeyde iç içe geçmiştir, merkezleri ortaktır ve belirli yarıçaplarda birden fazla daire üzerinde yer alır. Bu daireler farklı yarıçaplara ve farklı eleman sayılarına sahiptirler. Şekil 3.2’de gösterilen diskular dizi M sayıda eşeksenli daireden oluşmaktadır. Burada m ’inci ($m = 1, 2, \dots, M$) dairenin yarıçapı r_m ve eleman sayısı N_m olarak gösterilmiştir.

Bu çalışmada dizi elemanlarının öz-bağlaşımı (self-coupling) ve elemanlar arası karşılıklı bağlaşım (mutual coupling) ile gürültü etkileri, ideal olmayan elemanlar, karmaşık hedef

yapısı, faz gürültüsü gibi uygulamaya özgü veya pratikte farklı şekilde var olabilen hususlar göz ardı edilmiştir.



Şekil 3.2. Diskular (eşeksenli düzlemsel daire) dizi geometrisi

3.1.2. Sinyal ve ışıma örüntüsü analizi

Bütün dizi elemanlarının izotropik kaynak olduğu, $x - y$ düzleminde bulundukları daire üzerinde eşit aralıklarla dağıldıkları ve elemanlar arasında karşılıklı bağlaşımın olmadığı varsayımı altında; m 'inci daireden yayınlanan ve uzaktaki bir P gözlem noktasında ölçülecek elektrik alan şiddeti aşağıdaki gibi yazılabilir [26].

$$E_m(r, \theta, \varphi, t) = \sum_{n=1}^{N_m} a_n \frac{e^{j(\omega_n t - k_n R_n)}}{R_n} \quad (3.1)$$

Burada $a_n = I_n e^{j\alpha_n}$ m 'inci dairenin n 'inci elemanının uyarım katsayısını (genlik ve faz), N_m dairedeki eleman sayısını, R_n n 'inci elemandan P gözlem noktasına olan uzaklığı,

ω_n açısal frekansı ve k_n ise bu frekansa müteakabil dalga sayısını göstermektedir.

Uzak alan yaklaşımı altında ($r \gg r_m$), R_n değeri faz ve genlik için aşağıdaki gibi ayrı ayrı yazılabilir [26].

$$\text{Faz} : R_n \cong r - r_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) \quad (3.2a)$$

$$\text{Genlik} : R_n \cong r \quad (3.2b)$$

Burada θ açısı P gözlem noktasının pozitif z eksenine göre ölçülen yükseliş açısını, φ açısı pozitif x eksenine göre ölçülen azimut açısını ve φ_n açısı ise aynı şekilde daire üzerindeki n 'inci elemanın pozitif x eksenine göre ölçülen konum açısını $\left(\varphi_n = \frac{2\pi n}{N_m}\right)$ göstermektedir.

Böylece bu yaklaşım ile P gözlem noktasındaki elektrik alan şiddeti ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$E_m(r, \theta, \varphi, t) = \sum_{n=1}^{N_m} I_n \frac{e^{j(\omega_n t - k_n r + k_n r_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + \alpha_n)}}{r} \quad (3.3)$$

Böylece tüm dizinin P gözlem noktasında oluşturacağı toplam elektrik alan şiddeti, dizideki bütün dairelerin yarattığı elektrik alan şiddetlerinin toplamı olarak aşağıdaki gibi yazılır.

$$E_T(r, \theta, \varphi, t) = \sum_{m=0}^M \sum_{n=1}^{N_m} I_{mn} \frac{e^{j(\omega_{mn} t - k_{mn} r + k_{mn} r_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) + \alpha_{mn})}}{r} \quad (3.4)$$

Bu ifadede $a_n = I_{mn} e^{j\alpha_{mn}}$ dir ve mn indisi m 'inci dairedeki n 'inci elemana ait parametreyi göstermektedir. Bu şekilde yazılan elektrik alan ifadesi üzerinden ayırık frekans tekniği kullanılarak, her bir dairede merkezden dışa doğru (radially outward) Δf kadar, tek düze artmak üzere frekans kayması uygulanır. Böylece dizi üzerindeki m 'inci dairenin çalışma frekansı aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$f_m = f_0 + m\Delta f \quad m = 0, 1, 2, \dots, M \quad (3.5)$$

Burada f_0 merkezdeki elemanın frekans değerini göstermektedir. Ayrıca dizi elemanları arasındaki en düşük ve en yüksek frekans farkı bu frekans değerinden çok çok küçük olmalıdır ($f_0 \gg M\Delta f$). Ayrıca matematiksel işlemlerdeki karmaşıklığı azaltmak ve kolaylık adına dizi merkezinde eleman bulunmadığı varsayılmış ve formülasyonda döngüsel (cyclic) frekans yerine açısal frekans kullanılmıştır. Böylece diskular dizinin frekans ve dalga sayısı ifadeleri aşağıdaki gibi yazılır.

$$\omega_m = \omega_1 + (m - 1)\Delta\omega \quad (3.6a)$$

$$k_m = k_1 + (m - 1)\Delta k \quad (3.6b)$$

$$m = 1, 2, \dots, M$$

Burada $\omega_m = 2\pi f_m$, $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$, $\Delta k = \frac{\Delta\omega}{c}$ ve c ışık hızıdır. Bu ifadeler Eş. 3.4'te yerine yazıldığında toplam elektrik alan ifadesi aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$E_T(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{j(\omega_1 t - k_1 r)}}{r} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} I_{mn} e^{j\psi} \quad (3.7)$$

Bu ifadedeki ψ terimi aşağıdaki gibidir.

$$\psi = (m - 1) \Delta\omega \left(t - \frac{r}{c} \right) + (k_1 + (m - 1) \Delta k) r_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) + \alpha_{mn} \quad (3.8)$$

Böylece diskular dizi geometrisinin dizi faktörü aşağıdaki gibi yazılır.

$$AF = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} I_{mn} e^{j\psi} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} \psi = (m - 1)\Delta\omega \left(t - \frac{r}{c} \right) + k_1 r_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) \\ + [(m - 1)\Delta k r_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn})] + \alpha_{mn} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Elde edilen bu dizi faktörü ifadesi incelendiğinde görülmektedir ki; şayet aşağıdaki koşullar sağlanırsa, Eş. 3.10'daki köşeli parantez içerisinde gösterilen üçüncü terim, diğer

terimlere nazaran ihmal edilebilir derecede küçük olur.

$$\text{I.} \quad \text{“} \Delta\omega t \gg \Delta k r_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) \text{”} \quad \text{ya da} \quad (3.11a)$$

$$\text{“} t \gg \frac{r_m}{c} \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) \text{”} \quad (3.11b)$$

Bu iki ifade elektromanyetik dalganın gözlem noktasına ulaşması için gereken sürenin, dalganın dizi anten açıklığını kat etme süresinden çok çok büyük olması gerekliliğini ifade eder. Başka bir ifade ile, hedef mesafesi gecikmesinin dizi anten boyutundan kaynaklanan gecikmeden çok çok büyük olması gerekliliğidir.

Bu koşul zaten uzak alan yaklaşımı dolayısıyla karşılanmaktadır. Zira uzak alan yaklaşımı ile hedef/gözlem mesafesinin anten boyutundan çok çok daha büyük olduğu varsayılmıştır ($r \gg r_m, r = tc$).

$$\text{II.} \quad \text{“} k_1 \gg (m - 1) \Delta k \text{”} \quad \text{ya da} \quad \text{“} f_0 \gg m \Delta f \text{”} \quad (3.11c)$$

Bu ifadelerin belirttiği gereklilik, ayrık frekanslı dizi kavramının temel koşulu ile aynıdır. Yani çalışma frekansı dizi anten üzerindeki en büyük frekans farkından çok çok daha büyüktür. Böylece bu gereklilik te sağlanmış durumdadır.

$$\text{III.} \quad r \gg r_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) \quad (3.11d)$$

Bu ifade hedef/gözlem noktası mesafesinin, dizi anten açıklığının hedef doğrultusundaki izdüşümünden çok çok daha büyük olması gerekliliğini ifade eder. Bu gereklilik te uzak alan yaklaşımından dolayı zaten karşılanmış durumdadır.

Böylece bu koşulların tamamının sağlanmasıyla, Eş. 3.10’da bahsi geçen üçüncü terim, diğer terimlerden çok çok küçük olacağı için ihmal edilir. Bu durumda diskular dizinin dizi faktörü ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$AF = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} I_{mn} e^{j\psi} \quad (3.12)$$

$$\psi = (m - 1) \Delta\omega \left(t - \frac{r}{c} \right) + \omega_1 \left(\frac{r_m}{c} \right) \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) + \alpha_{mn} \quad (3.13)$$

Eş. 3.12, diskular AFD antenin dizi faktörü ifadesidir. Eş. 3.12’de görüldüğü üzere DAFD anten dizi faktörü gözlem zamanına (t), gözlem mesafesine (r), gözlem noktası yükseliş açısına (θ), gözlem noktası azimut açısına (φ) ve uygulanan frekans kayması ($\Delta\omega$)

değerine bağlıdır. Hâlbuki doğrusal bir AFD antende dizi faktörü mesafeye ve sadece bir açıya bağlıdır. Klasik faz dizili antenlerde ise dizi faktörü sadece yükseliş ve azimut açılarına bağlıdır.

3.1.3. Mesafe, açı ve zaman karakteristiği

İşlem kolaylığı açısından DAFD anten elemanlarının tekdüze olarak ($a_{mn} = 1$) uyarıldığı varsayımı altında, periyodik karakteristik te göz önünde bulundurulduğunda; Eş. 3.11'in maksimum değerini alabilmesi için, denklemdaki çift toplama işleminin tüm terimlerinin maksimum olması gerekir. Tüm terimlerin maksimum olabilmesi için de Eş. 3.12'de $\theta = 0$ ve $\left(t - \frac{r}{c}\right) = 0$ koşullarının aynı anda sağlanması gerekir. Bunun dışında tüm terimleri aynı anda maksimum yapan başka bir (r, θ, φ) kombinasyonu bulunmaz. Bu durumda ışınma örüntüsünün maksimum değeri, başka bir ifadeyle ana hüzmeye sadece dizi ekseninde ve r mesafesinde ($\theta = 0$ ve $t = \frac{r}{c}$) oluşur. Bu durum aşağıda gösterildiği gibi Eş. 3.12'deki üstel terimin, 2π 'nin katlarına eşit olduğu durumlarda gerçekleşmektedir.

$$(m-1) \Delta\omega \left(t - \frac{r}{c}\right) + \omega_1 \frac{r_m}{c} \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) = \pm 2\pi n \quad (3.14)$$

$$n = 0, 1, 2,$$

Zaman analizi

Eş. 3.14 zaman parametresi için çözüldüğünde aşağıdaki ifade elde edilir.

$$t = \frac{\pm n}{(m-1) \Delta f} - \frac{f_1 \frac{r_m}{c} \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) - (m-1) \Delta f \frac{r}{c}}{(m-1) \Delta f} \quad (3.15)$$

Zaman parametresi için elde edilen Eş. 3.15 incelendiğinde, aşağıda verilen ifadede yer alan periyot değeri ile periyodik olduğu görülmektedir.

$$T = \frac{1}{(m-1) \Delta f} \quad m = 2, 3, 4, \dots \quad (3.16)$$

Elde edilen bu periyot ifadesinde m değeri 2'den başlamaktadır. Zira $m = 1$ olduğunda

payda sıfır olacağından T periyot değeri sonsuz olur. Bunu şöyle de izah etmek mümkündür: $m = 1$ durumu sadece bir daire bulunduğunu ifade eder. Bu durumda tek bir daire için tek bir çalışma frekansı söz konusudur. Bu da ayrık frekans konseptinin olmaması, yani periyodik bir ışınım karakteristiğinin olmaması anlamına gelmektedir. Ayrık frekans yöntemi için birbirinden farklı en az iki çalışma frekansı bulunmalıdır. Bu nedenle m indisi 2'den başlamalıdır. Bu da elde edilen ifade ile uyumludur.

Eş. 3.16'da dikkat çeken bir diğer husus ise farklı m değerlerinin farklı T periyot değerleri oluşturmasıdır. Peki bu durumda dizinin gerçek periyot değeri ne olur? Aslında her bir m değeri için elde edilen T_m periyot değeri m 'inci dairenin oluşturduğu periyodik değişimdir. Böylece her bir daire farklı periyotlarda değişen şekilde toplam örüntüye katkı yapar. Bu durumda bu periyodik katkıların oluşturduğu toplamın periyot değeri, katkı sunan tüm periyot değerlerinin ortak katlarının en küçüğü (OKEK) olur. Böylece DAFD antenin ışınım örüntüsü periyot değeri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T = \frac{1}{\Delta f} \quad (3.17)$$

Bu ifade ile görülmektedir ki, DAFD anten ışınım örüntüsü, genel olarak AFD antenlerde olduğu gibi, uygulanan frekans kaymasının tersi ile periyodiktir.

Mesafe analizi

Eş. 3.14 mesafe parametresi için çözüldüğünde aşağıdaki ifade elde edilir.

$$r = \frac{\mp nc}{(m-1)\Delta f} - \frac{f_1 r_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn})}{(m-1)\Delta f} + ct \quad (3.18)$$

Mesafe parametresi için elde edilen bu ifade incelendiğinde, yine periyodik bir karakteristik arz ettiği görülür. Zaman periyodikliğinin ortaya konması ile aynı yaklaşım altında DAFD antenin ışınım örüntüsünün mesafe periyodu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$R_T = \frac{c}{\Delta f} \quad (3.19)$$

Bu ifadede görüldüğü üzere DAFD antenin ışıma örüntüsü, uygulanan frekans kaymasının tersi ve ışık hızının çarpımı ile periyodiktir. Bu sonuç ta genel AFD anten karakteristiği ile uyumludur.

Eş. 3.18’de dikkat çeken diğer bir husus ise mesafe ifadesinin periyodik olmakla beraber zamana göre de değişim göstermesidir. Böylece ışıma örüntüsünün zamanla dışa doğru ilerlediği anlaşılr. Bu ifadenin zamana göre türevi c olduğundan ışıma örüntüsü de elektromanyetik dalganın kendisi gibi ışık hızıyla ilerler. Buradan anlaşılmaktadır ki, DAFD anten merkezinden dışa doğru ışık hızı ile ilerleyen noktasal/küresel hüzmeler yayımlar. Bu nedenle işlevsel açıdan DAFD anten, hüzmeye topları ateşleyen bir hüzmeye tabancası veya hüzmeye topuna benzetilebilir.

Açı analizi

Doğrusal AFD antenlerin aksine DAFD anten için ışıma örüntüsü hem yükseliş açısına (θ) hem de azimut açısına (φ) bağlıdır. Eş. 3.14 her iki açı parametresi için çözüldüğünde aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\pm nc}{f_1 r_m \cos(\varphi - \varphi_{mn})} - \frac{c (m - 1) \Delta f_1 \left(t - \frac{r}{c} \right)}{f_1 r_m \cos(\varphi - \varphi_{mn})} \right) \quad (3.20)$$

$$\varphi = \cos^{-1} \left(\frac{\pm nc}{f_1 r_m \sin \theta} - \frac{c (m - 1) \Delta f_1 \left(t - \frac{r}{c} \right)}{f_1 r_m \sin \theta} \right) + \varphi_{mn} \quad (3.21)$$

Eş. 3.20 ve 3.21’de görüldüğü üzere, DAFD antenin açı bağımlılığı periyodik olmakla beraber genel AFD antenlerden farklıdır. Bir açıdaki periyodik karakteristik diğerine bağlı olarak değişir. Daha açık bir ifadeyle, yükseliş açısındaki periyodik karakteristik azimut yönüne göre ve azimut açısındaki periyodik karakteristik ise yükseliş yönüne göre değişim gösterir. Böylece bu karşılıklı bağımlılık (mutual dependency) DAFD antenin özgün noktasal/küresel yapıdaki hüzmeye şeklini oluşturur.

3.1.4. Özel durum: Yıldız dizi anten ve hüzme uzunluğu parametresi

DAFD anten elemanları tekdüze olarak ($a_{mn} = 1$) uyarıldığında Eş. 3.11 ve 3.12 ile verilen dizi faktörü, dizi ekseninde ($\theta = 0$) aşağıdaki gibi olur.

$$AF = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} e^{j(m-1) \Delta\omega (t - \frac{r}{c})} \quad (3.22)$$

Bu ifadede artık n bağımlılığı bulunmadığından, çift toplamı olan Eş. 3.22 aşağıdaki gibi tek toplamı bir ifade olarak yazılabilir.

$$AF = \sum_{m=1}^M N_m e^{j(m-1) \Delta\omega (t - \frac{r}{c})} \quad (3.23)$$

Şayet DAFD anteni oluşturan tüm daireler aynı sayıda elemana sahip olursa ($N_m = N$), bu durumda DAFD anten Şekil 3.3'te görüldüğü gibi N bacaklı bir yıldız dizi geometrisine sahip olur. Bu durumda toplam sembolü içerisinde bulunan eleman sayısı parametresi toplam sembolünün dışına alınarak dizi faktörü ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

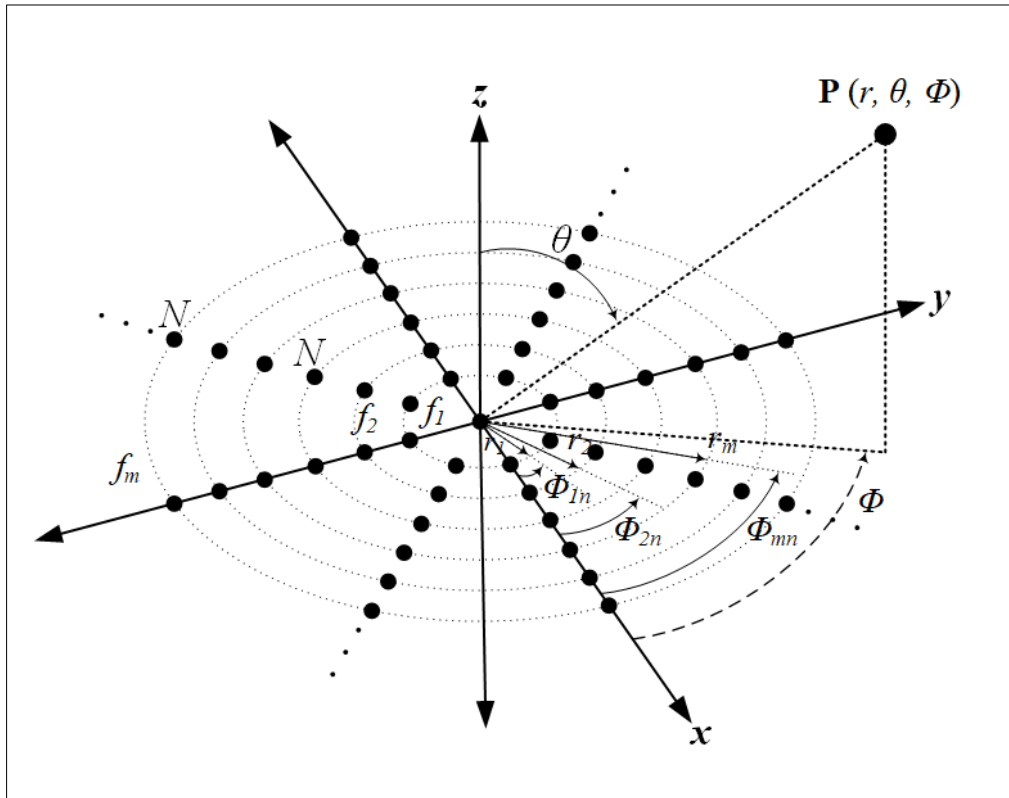
$$AF = N \sum_{m=1}^M e^{j(m-1) \Delta\omega (t - \frac{r}{c})} \quad (3.24)$$

Eş. 3.24 incelendiğinde bir geometrik seri olduğu görülür. Böylece dizi faktörü genliği aşağıdaki gibi yazılabilir [26].

$$|AF| = \left| N \frac{\sin(M \frac{\Delta\omega}{2} (t - \frac{r}{c}))}{\sin(\frac{\Delta\omega}{2} (t - \frac{r}{c}))} \right| \quad (3.25)$$

Eş. 3.25'e göre DAFD antenin dizi faktörü maksimum değeri NM 'dir ve bu değeri $(t - \frac{r}{c}) = 0$ olduğunda alır. Şayet gözlem zamanı t_0 ve gözlem mesafesi r_0 olarak ifade edilirse, ikisi arasındaki ilişki ($t_0 = \frac{r_0}{c}$) şeklinde ifade edilir. DAFD antenin oluşturduğu

hüzme küresel noktasal bir formdadır ve en genel haliyle eliptik hacimsel bir yapıda olduğu söylenebilir. Bu hüzme formu klasik dizilerdeki gibi yarı güç seviyesi ile belirli açılarda sınırlı olmakla beraber, yine yarı güç seviyesi ile belirli mesafeler arasında sınırlıdır. Zira DAFD anten hüzmesi hem iki açı hem de mesafe bağlamında belirli bir sonlu hacimde teşekkül eder. Böylece hüzme genişliğine ilaveten bir de hüzme uzunluğu (beamlength) parametresinin tanımlanması gerekir.



Şekil 3.3. Yıldız dizi geometrisi

Hüzme uzunluğu BL ile gösterilirse, yarı güç noktalarında mesafe değeri $r_{3dB} = r_0 \pm \frac{BL}{2}$ olur. Böylece hüzmünün ilerlemesine temel teşkil eden zamanla ilgili ifade, kaynağa yakın ve uzak yarı güç noktalarında aşağıdaki gibi yazılır.

$$\left(t - \frac{r}{c}\right) = t_0 - \frac{r_{3dB}}{c} = \frac{r_0}{c} - \frac{r_0 \pm \frac{BL}{2}}{c} = \pm \frac{BL}{2c} \quad (3.26)$$

Elde edilen bu ifade Eş. 3.25'te yerine yazıldığında dizi faktörü aşağıdaki gibi olur.

$$|AF| = N \left| \frac{\sin\left(M \frac{\Delta\omega}{2} \left(\pm \frac{BL}{2c}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2} \left(\pm \frac{BL}{2c}\right)\right)} \right| = N \left| \frac{\sin\left(M \frac{\Delta\omega}{2} \frac{BL}{2c}\right)}{\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2} \frac{BL}{2c}\right)} \right| \quad (3.27)$$

Eş. 3.27 paydadaki sinüs ifadesi argümanının $\left(\frac{\Delta\omega}{2} \frac{BL}{2c}\right)$ küçük değerleri için yaklaşık olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$|AF| \cong N \left| \frac{\sin\left(M \frac{\Delta\omega}{2} \frac{BL}{2c}\right)}{\frac{\Delta\omega}{2} \frac{BL}{2c}} \right| \quad (3.28)$$

Normalize edilmiş dizi faktörü ifadesi Eş. 3.28'in maksimum değeri olan NM değerine bölünmesi ile aşağıdaki gibi elde edilir.

$$|AF|_{norm} \cong \left| \frac{\sin\left(M \frac{\Delta\omega}{2} \frac{BL}{2c}\right)}{M \frac{\Delta\omega}{2} \frac{BL}{2c}} \right| \quad (3.29)$$

Böylece DAFD antenin dizi faktörü basitçe bir *sinc* fonksiyonu ifadesi olarak, $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ şeklinde tanımlanmış olmak üzere, aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$|AF|_{norm} \cong \left| \text{sinc}\left(M \frac{\Delta\omega}{2} \frac{BL}{2c}\right) \right| \quad (3.30)$$

Burada *sinc* fonksiyonu şeklinde normalize olmayan Eş. 3.30 ile ifade edilen DAFD anten dizi faktörünün yarı güç (3 dB) noktası, *sinc* fonksiyonu argümanının Şekil 3.4'te gösterildiği gibi 1.391'e eşit olduğu durumda elde edilir.

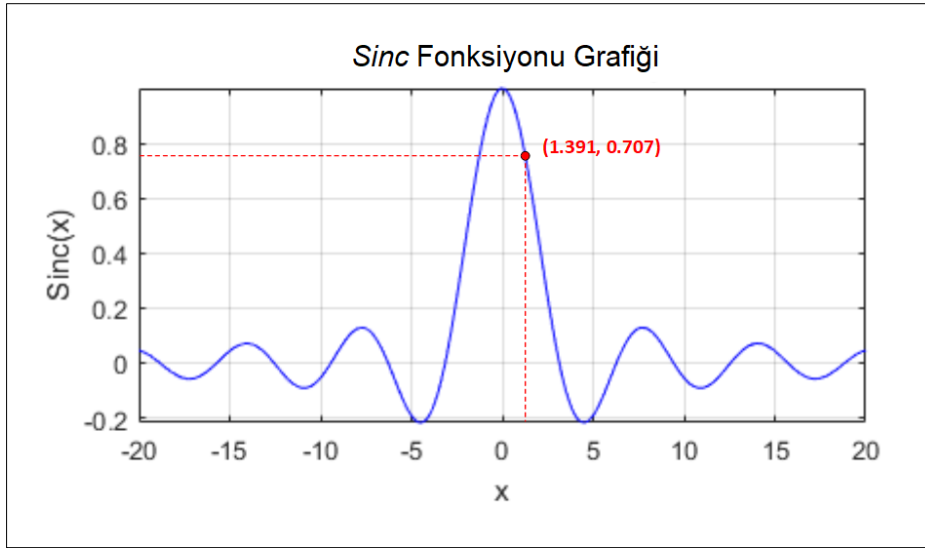
$$M \frac{\Delta\omega}{2} \frac{BL}{2c} = 1.391. \quad (3.31)$$

Böylece DAFD antenin kapalı form hüzmeye uzunluğu ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$BL = 1.391 \frac{1}{M} \frac{2}{\Delta\omega} 2c \quad (3.32)$$

$$BL \cong \frac{2.657 \times 10^8}{M \Delta f} \quad (3.33)$$

Çizelge 3.1’de farklı dizi parametreleri kullanılarak Eş. 3.33’de verilen formül ile yaklaşık olarak hesaplanan hüzmeye uzunluğu değerleri ile gerçek değerler karşılaştırmalı olarak verilmiştir.



Şekil 3.4. Yarı güç (3 dB) noktası

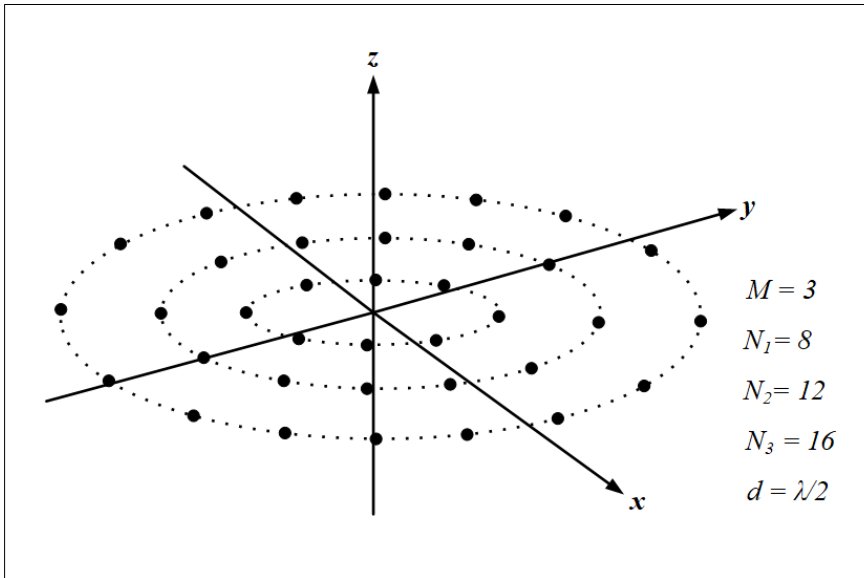
Çizelge 3.1’de görüldüğü üzere, elde edilen kapalı form formül ile hüzmeye uzunluğu %3’ten daha düşük hata oranı ile hesaplanabilmektedir. Bununla beraber; dizideki daire sayısının ya da frekans kayması değerinin artması durumunda hata oranı da azalmaktadır.

Çizelge 3.1. Hüzmeye uzunluğu karşılaştırma çizelgesi

Dizi Parametreleri (M , Δf)	BL (3.33)	BL (3.12, 3.13)	Hata (%)
$M = 3$, $\Delta f = 1$ kHz	88,6 km	91,2 km	2,85
$M = 3$, $\Delta f = 8$ kHz	11,1 km	11,4 km	2,63
$M = 3$, $\Delta f = 100$ kHz	886 m	912 m	2,85
$M = 4$, $\Delta f = 1$ kHz	66,5 km	67,2 km	1,04
$M = 4$, $\Delta f = 8$ kHz	8,3 km	8,4 km	1,19
$M = 4$, $\Delta f = 100$ kHz	664,5 m	672 m	1,12

3.2. Grafiksel Analiz

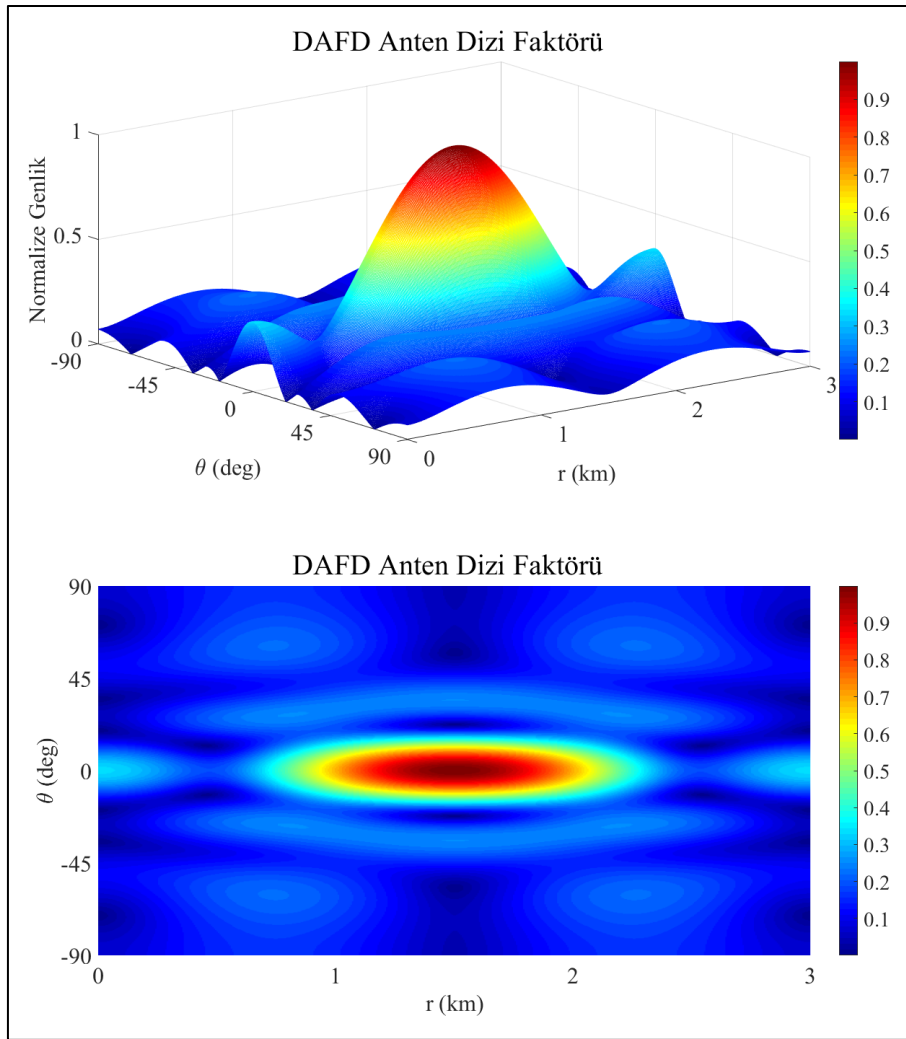
Şekil 3.4'te diskular geometri grafiksel analizi için kullanılan dizi konfigürasyonu gösterilmiştir. Dizi, her birinde sırasıyla içten dışa doğru 8, 12 ve 16 eleman içeren 3 daireden oluşmaktadır. Toplam eleman sayısı 36'dır. Bu geometri için önerilen ve kullanılan frekans kayması yöntemi merkezden dışa doğru (radially outward) artan şeklindedir. Frekans artımı daireler arasında olup herhangi bir dairedaki tüm elemanlar aynı frekansta çalışır. Bu frekans artımı uygulaması dizinin simetrik doğasına uygun şekilde merkeze göre her yöne doğru simetriktir. Tamamen simetrik olan bu yapı sayesinde düzgün, simetrik ve kolaylıkla kontrol edilebilir bir ışıma örüntüsü elde edilebilir. Hâlbuki dairesel AFD anten konusunu işleyen başka bir çalışmada [47] çevre boyunca uygulanan frekans artımı yönteminde, en düşük frekansa sahip ilk eleman ile en yüksek frekansa sahip son eleman yan yana gelir. Bu yöntemde hem dairesel simetriye uygun olmayan hem de yan yana iki eleman arasında anormal ve ani bir frekans değişimi yaratan durum ortaya çıkar. Bu nedenle de elde edilen örüntü düzgün bir forma sahip değildir. Öte yandan aynı ekip tarafından gerçekleştirilen başka bir çalışmada [48] ise, simetrik olmasa da ani değişim olmayan ve çevre boyunca önce artan sonra azalan bir frekans artımı uygulanmış, ancak bununla da düzgün bir ışıma örüntüsü formu elde edilemediği görülmektedir.



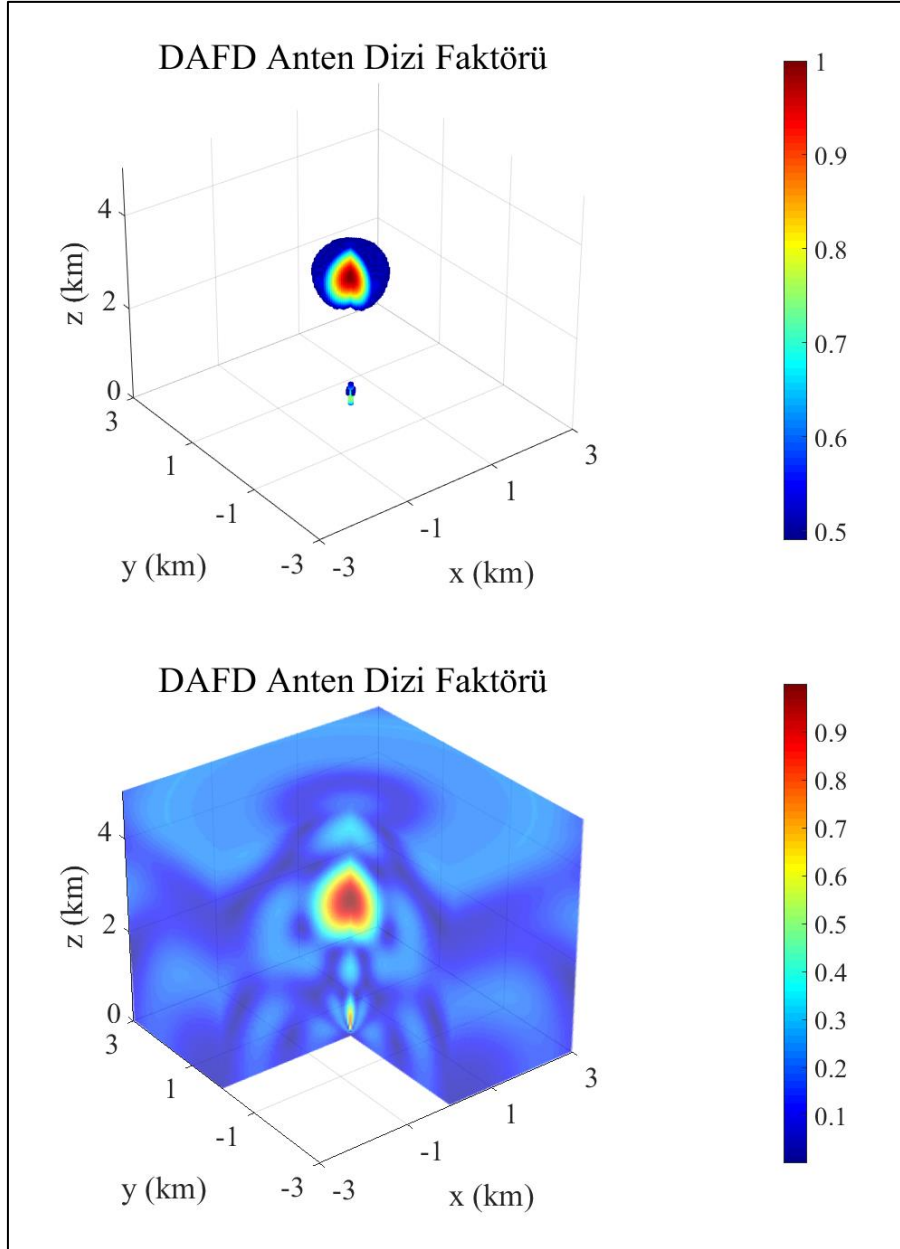
Şekil 3.5. Analiz için kullanılan DAFD anten konfigürasyonu

Eş. 3.11 ve 3.12 incelendiğinde görülmektedir ki, DAFD anten ışıma örüntüsü zamana, frekans kaymasına, mesafeye, yükseliş ve azimut açılarına bağlı olarak değişmektedir. Bu çok parametreliliğe bağlılık neticesinde özgün noktasal bir hüzme ve yine özgün bir tarama formu elde edilmiş olur.

DAFD anten ışıma örüntüsüne ait çeşitli üç boyutlu ve dört boyutlu grafikler Şekil 3.5 ve Şekil 3.6’da gösterilmiştir. Burada dördüncü boyut renklerle gösterilen ve genliği ifade eden gösterimdir.



Şekil 3.6. DAFD anten hüzme formu üç boyutlu $r - \theta$ grafiği ($\varphi = 0$, $t = 10 \mu s$)



Şekil 3.7. DAFD anten hüzme formu dört boyutlu $r - \theta - \varphi$ grafiği ($t = 10 \mu s$)

Şekil 3.6 ve Şekil 3.7’de normalize edilmiş elektrik alan şiddeti farklı renklerle gösterilmiştir. Grafikler zamanla ilerleyen hüzme formununun $t = 10 \mu s$ ’deki durumunu göstermektedir. Bu zaman değeri benzetim ve analiz için kullanılan örnek dizinin zaman periyodudur. Böylece grafiklerde görünen noktasal hüzmenin dizi merkezinden uzaklığı bir mesafe periyodu kadardır. Grafiklerde de görüldüğü gibi belirtilen zamanda dizi hüzmesi dizi eksenini üzerinde belirli bir mesafede yoğunlaşmış şekildedir. Ayrıca ışıma örüntüsünün mesafeye bağlı karakteristiği de grafiklerde görülebilmektedir. Bunun

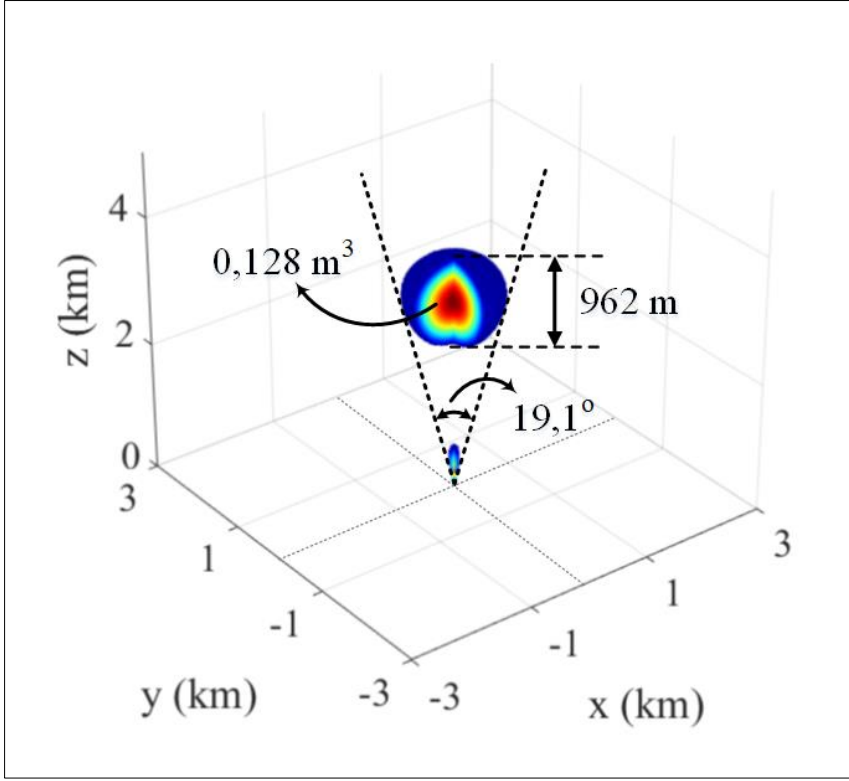
yanında, hüzme formu üç boyutlu olarak tanımlanabilecek hacimsel bir bölgede yüksek bir yönlülük ile lokalize olmuştur.

Çizelge 3.2’de benzetim ve analiz için kullanılan diskular dizi parametreleri verilmiştir.

Çizelge 3.2. Simulasyon ve analiz parametreleri

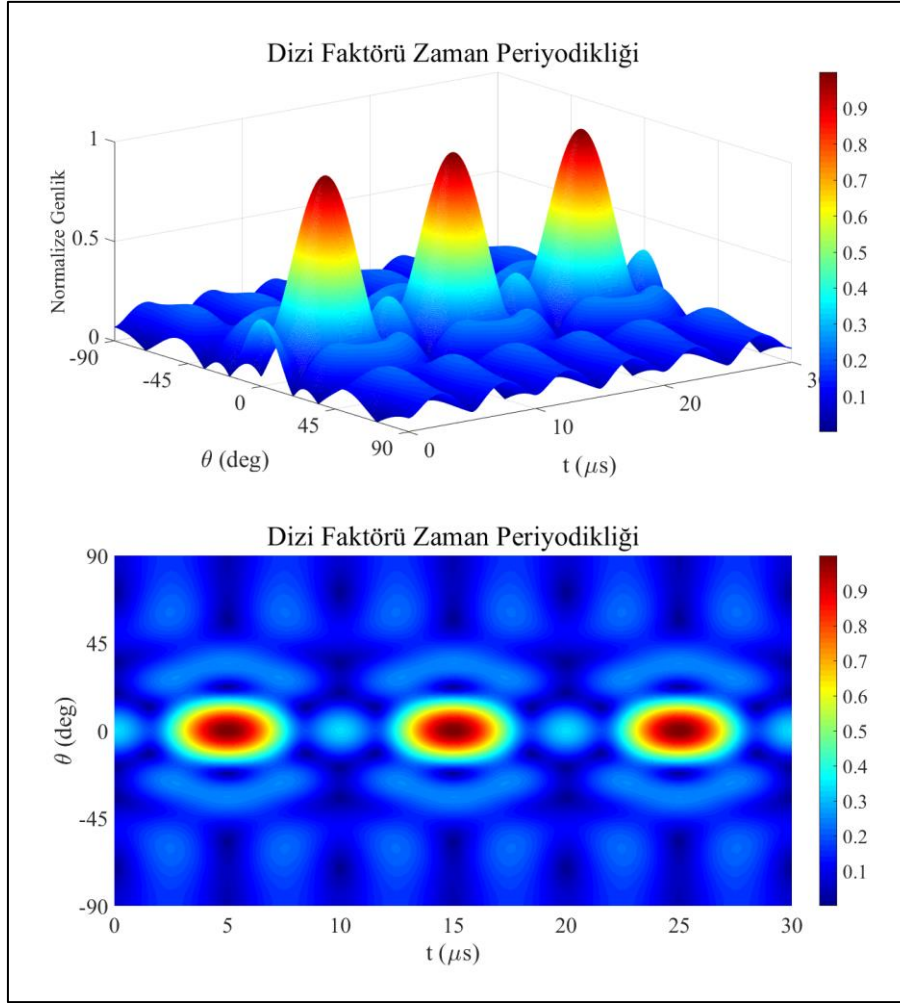
<i>Parametre</i>	<i>Değer</i>
Daire Sayısı	: 3
İçten Dışa Eleman Sayıları	: 8, 12, 16
Toplam Eleman sayısı	: 36
Merkez Çalışma Frekansı	: 10 GHz
Frekans Kayması	: 100 kHz
Dizi Yarıçapı	: 1.28λ
Elemanlar Arası Mesafe	: $\lambda/2$
Dizi Eksenini	: z

Analiz edilen diskular AFD antenin ışıma örüntüsünde θ yönündeki hüzme genişliği $19,1^\circ$ ve r yönünde hüzme uzunluğu 962 m’dir. Bu da yaklaşık olarak 0.128 km^3 ’lük eliptik formda bir hacme karşılık gelmektedir. Antenden yayınlanan elektromanyetik dalgalar uzayda yayılma yönüne dik düzlemde (θ yönü) genişleyerek ilerledikleri için DAFD antenin noktasal hüzmesi de ilerledikçe aynı şekilde ilerleme vektörüne dik düzlemde genişlemektedir. Yani hüzme genişliği açısal olarak aynı kalmakla beraber müteakib uzunluk bağlamında mesafeyle artmaktadır ($\theta.r$). Ancak r yönünde hüzme uzunluğu daima aynı kalmaktadır. Böylece sonuç olarak hüzme hacmi zaman ve mesafeye bağlı olarak artar.



Şekil 3.8. Noktasal hüzme fiziksel parametreleri

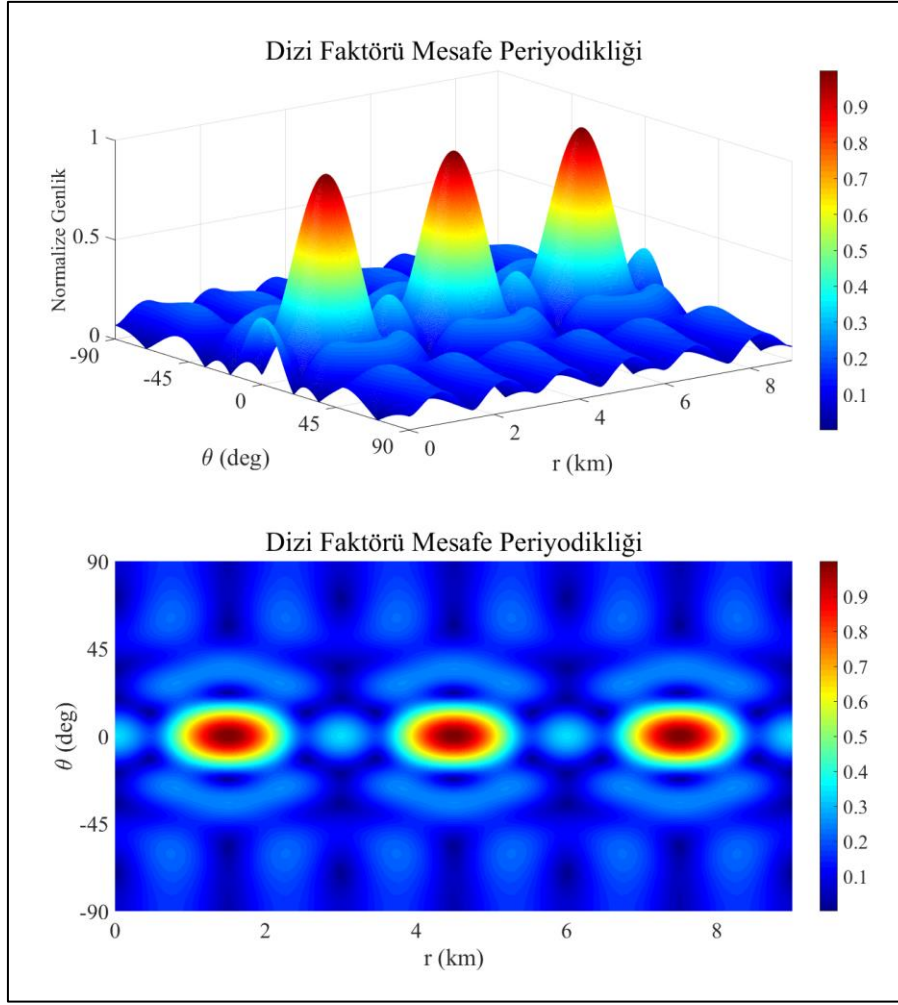
DAFD anten ışıma örüntüsü diğer FDA anten yapılarında olduğu gibi zaman ve mesafede periyodik bir değişim sergilemektedir (Eş. 3.15, 3.18). Fakat bu periyodik değişim karakteristiği diğer geometrilere göre farklılık göstermektedir. Zira doğrusal AFD antenlerde açıya bağlı bir tarama şeklinde periyodiklik söz konusu iken, DAFD anten hüzmesi dizi merkezinden noktasal olarak çıkıp dizi eksenini boyunca pozitif z eksenini yönünde doğrusal (translational) olarak ilerleyerek tarama yapmaktadır. Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'da DAFD antenin zaman ve mesafeye bağlı bu periyodik yayılım karakteristiği üç boyutlu grafiklerle gösterilmektedir.



Şekil 3.9. DAFD Anten ışıma örüntüsünün zamana bağlı periyodik değişimi

3.3. Hüzme Yönlendirme

Önerilen dizi geometrisi ve tekniği uzayda üç boyutlu olarak hüzme yönlendirme imkânı da sunmaktadır. Işıma örüntüsü mesafeye de bağlı olduğundan, klasik dizi antenlerde sadece belirli bir açıya yani belirli bir yöne doğru yönlendirilebilen hüzmelerin aksine, uzayda hem açı hem de mesafe ile tanımlanan herhangi bir noktaya yönlendirilebilir. Diskular AFD antenin ışıma örüntüsü maksimum noktasının herhangi bir anda, uzayda belirli bir $(r_0, \theta_0, \varphi_0)$ noktasında olması, başka bir ifadeyle DAFD anten noktasal hüzmelerinin $(r_0, \theta_0, \varphi_0)$ koordinat noktasına yönlendirilmesi için dizideki mn 'inci elemanın faz uyarımı (α_{mn}) aşağıdaki gibi seçilir.



Şekil 3.10. DAFD Anten ışıma örüntüsünün mesafeye bağlı periyodik değişimi

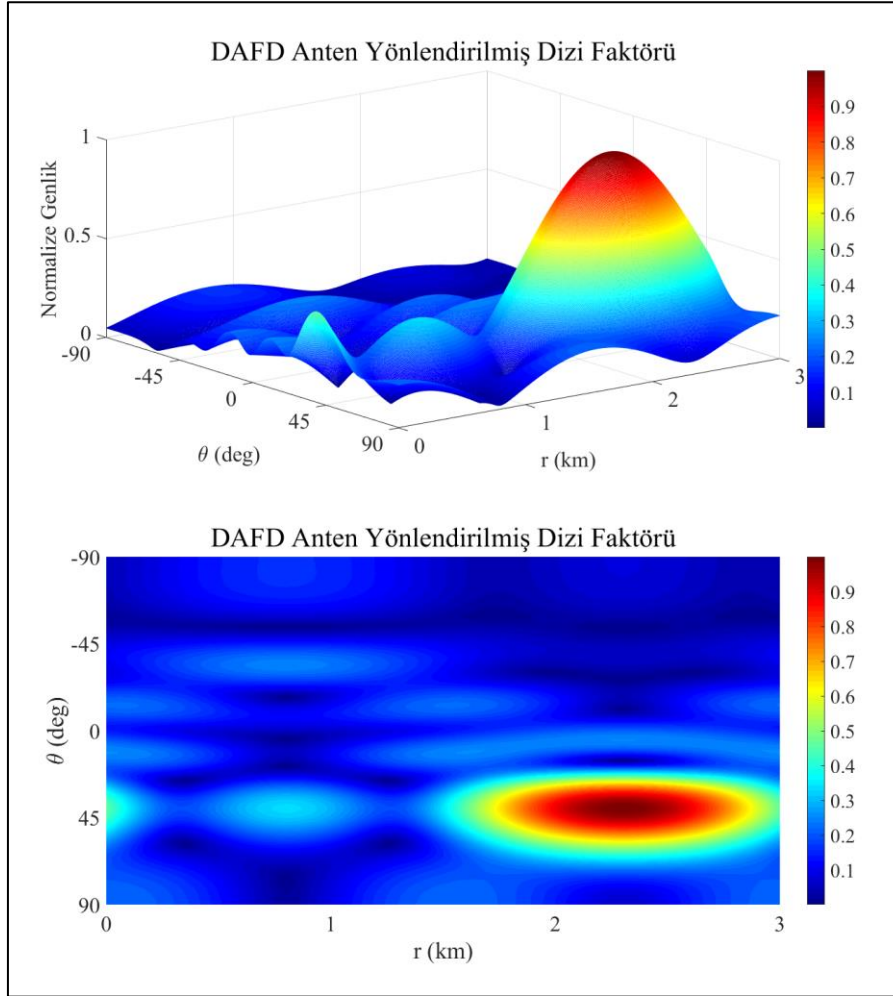
$$\alpha_{mn} = (m-1) \Delta\omega \frac{(r_0 - c t_0)}{c} - \omega_1 \frac{r_m}{c} \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_{mn}) \quad (3.34)$$

Burada t_0 ilk hüzmelin, yönlendirildiği konumda olma zamanını göstermektedir. Bu faz uyarım ifadesi Eş. 3.12 ve 3.13'te yerine yazıldığında istenilen noktaya yönlendirilebilecek hüzmeye için dizi faktörünün en genel ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

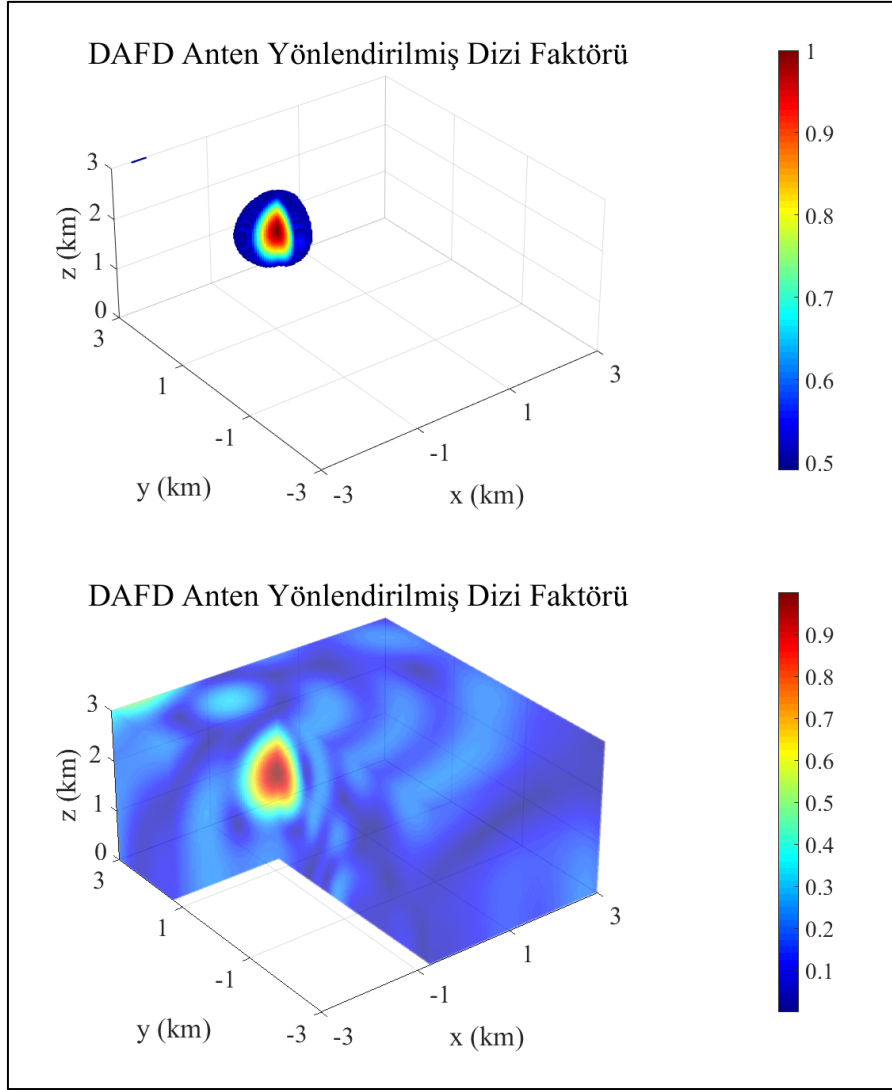
$$AF = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} I_{mn} e^{j\psi} \quad (3.35)$$

$$\begin{aligned} \psi = (m-1) \Delta\omega \left(t - \frac{r - (r_0 - c t_0)}{c} \right) \\ + \omega_1 \left(\frac{r_m}{c} \right) [\sin \theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) - \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_{mn})] \end{aligned} \quad (3.36)$$

Eş. 3.36'da ilk terim, $t = t_0$ ve $r = r_0$ olduğunda sıfır olur. İkinci terim ise $\theta = \theta_0$ ve $\varphi = \varphi_0$ olduğunda sıfır olur. Böylece $t = t_0$ anında $(r_0, \theta_0, \varphi_0)$ noktasında ışıma maksimum olur. Eş. 3.35 ve 3.36 DAFD antenin istenilen konuma noktasal olarak yönlendirilebilen genel dizi faktörünü ifade etmektedir. Bu, DAFD antenin uzayda istenilen noktaya üç boyutlu olarak hüzme yönlendirebilme yeteneğini göstermektedir.



Şekil 3.11. DAFD anten yönlendirilmiş hüzme üç boyutlu grafiği ($t = 10 \mu s, r = 2,3 \text{ km}, \theta = 40^\circ, \varphi = 120^\circ$)



Şekil 3.12. AFD anten yönlendirilmiş hüzme dört boyutlu grafiği ($t = 10 \mu s, r = 2,3 \text{ km}, \theta = 40^\circ, \varphi = 120^\circ$)

Şekil 3.11 ve Şekil 3.12’de görüldüğü gibi önerilen dizi geometrisi üç boyutlu hüzme yönlendirme imkânı sağlamaktadır. Bu imkân ışınım örüntüsünün açığa ilaveten mesafeye de bağlı olması sayesinde elde edilir. Böylece ışınım maksimum noktası uzayda herhangi bir noktada oluşturulabilmektedir. Bu yönlendirme kapasitesi noktasal hüzme istenilen zamanda herhangi bir pozisyona gönderebilmeyi sağlar. Şekil 3.9 ve Şekil 3.10’da $t = 10 \mu s$ zamanında yönlendirilen hüzme gösterilmektedir. Bu anda hüzmenin yönlendirme konumu $r = 2,3 \text{ km}, \theta = 40^\circ$ ve $\varphi = 120^\circ$ ’dir. Böylece hüzme, istenilen zamanda istenilen hedef pozisyona yönlendirilmiş olmaktadır.

3.4. Diğer Geometrilere Karşılaştırma

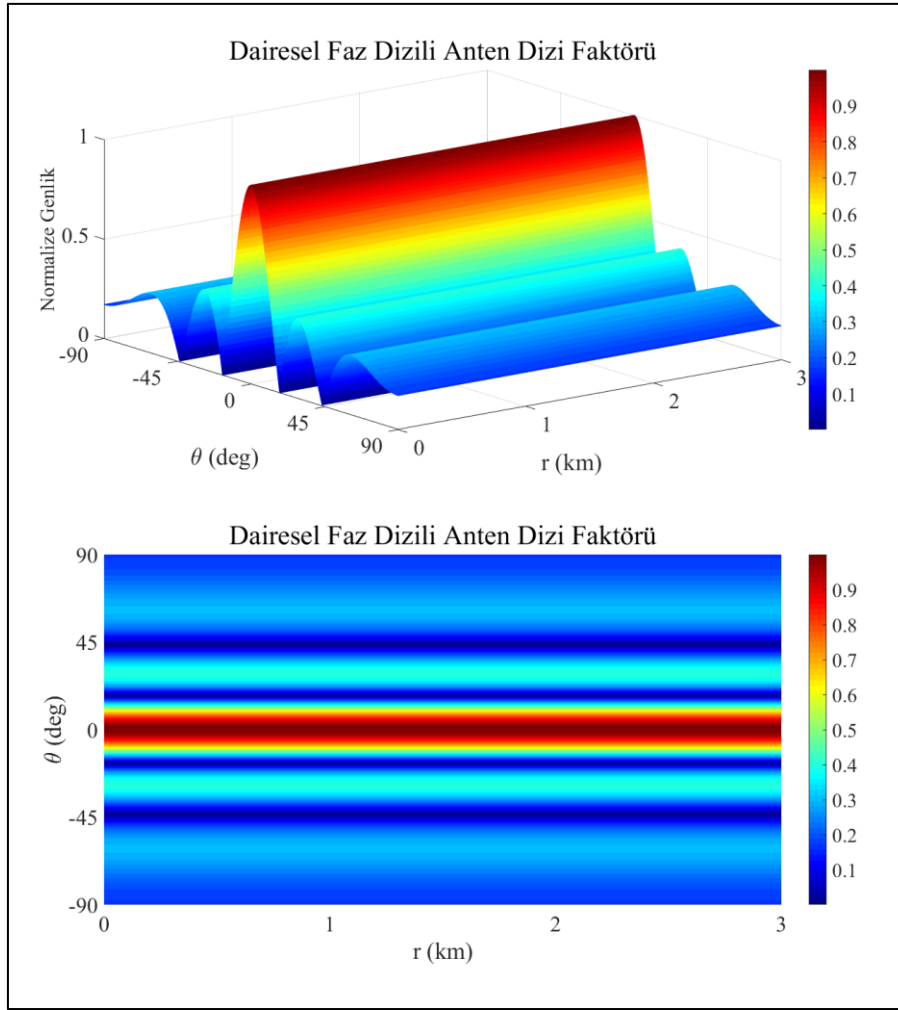
Bu bölümde Diskular geometri ile elde edilen ışıma örüntüsü ve hüzme formu diğer geometrilere ait örüntülerle karşılaştırılmıştır. Karşılaştırılan geometriler Dairesel Faz Dizili (DFD) Anten, Düzgün Dairesel AFD (DDAFD) anten, Düzlemsel Dörtgen AFD (DDöAFD) ve Diskular Faz Dizili (DiFD) antenlerdir. Çizelge 3.3'te benzetim ve grafiksel analiz için kullanılan dizi parametreleri verilmiştir.

Çizelge 3.3. Dizilere ait benzetim parametreleri

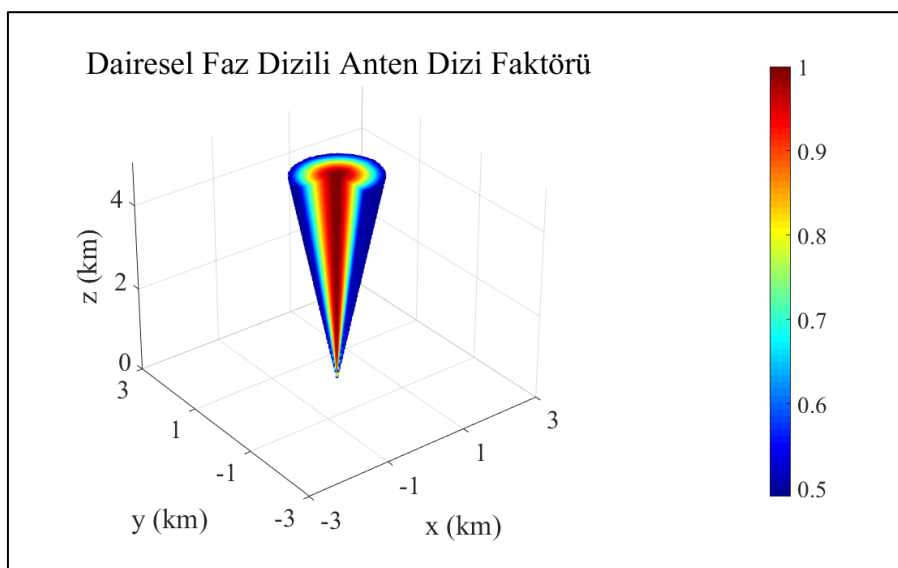
Parametre	DFD	DDAFD	DDöAFD	DiFD	DAFD
Eleman Sayısı	36	36	36	36	36
Merkez Çalışma Frekansı	10 GHz	10 GHz	10 GHz	10 GHz	10 GHz
Frekans Kayması	0	100 kHz	100 kHz	0	100 kHz
Yarıçap	1.28λ	1.28λ	-	1.28λ	1.28λ
Elemanlar Arası Mesafe	$0,222\lambda^*$	$0,222\lambda^*$	$\lambda/2$	$\lambda/2$	$\lambda/2$
Dizi Eksenini	z	z	z	z	z

* Eşit şartlarda bir karşılaştırma için dizilerin boyutları aynı tutulmuştur.

Önerilen Diskular geometri diğer geometrilere nazaran birtakım avantajlar sunmaktadır. Geometrik dizilime ilaveten içten dışa frekans artımı yöntemi genel yapısal simetriyi korur. Böylece daha düzgün ve simetrik, eliptik bir hüzme şekli elde edilmesine imkân verir. Bunun yanında daha kolay kontrol edilmesini sağlamaktadır. Şekil 3.13 - Şekil 3.20, DAFD anten ışıma örüntüsünün diğer geometrilerle kıyaslanması için her bir geometriye ait ışıma örüntüsü grafiklerini göstermektedir.



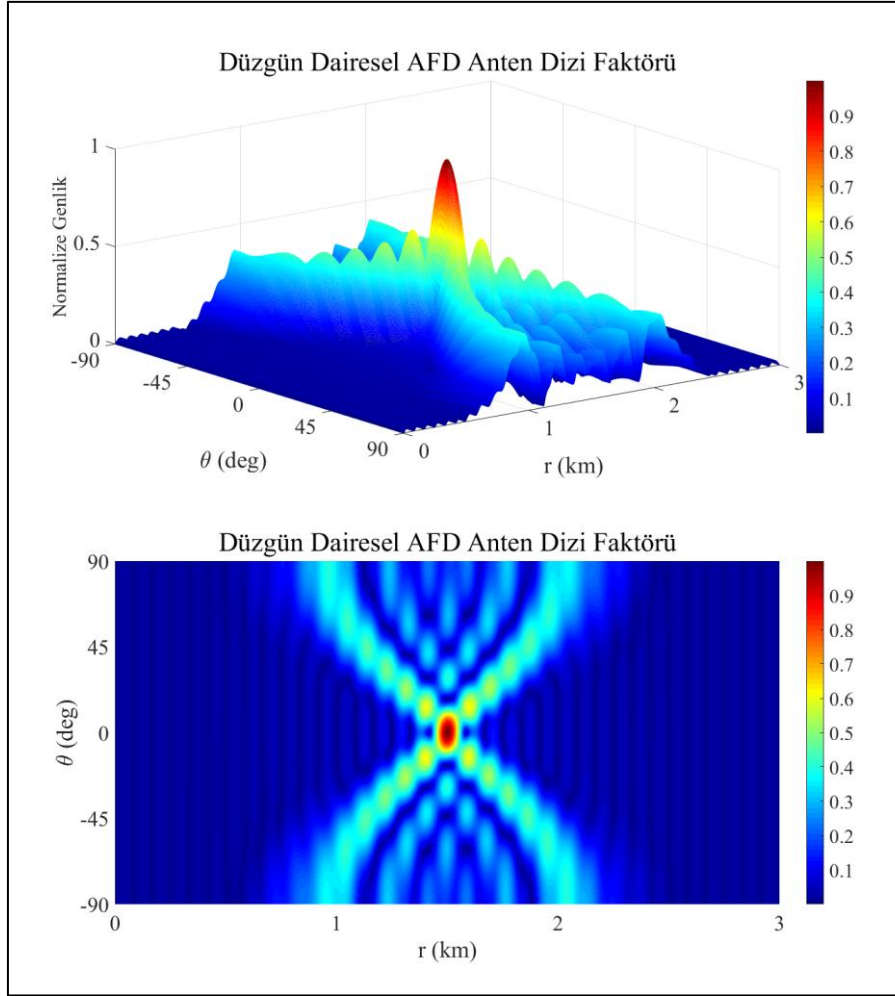
Şekil 3.13. Dairesel faz dizili anten ışıma örüntüsü üç boyutlu grafiği



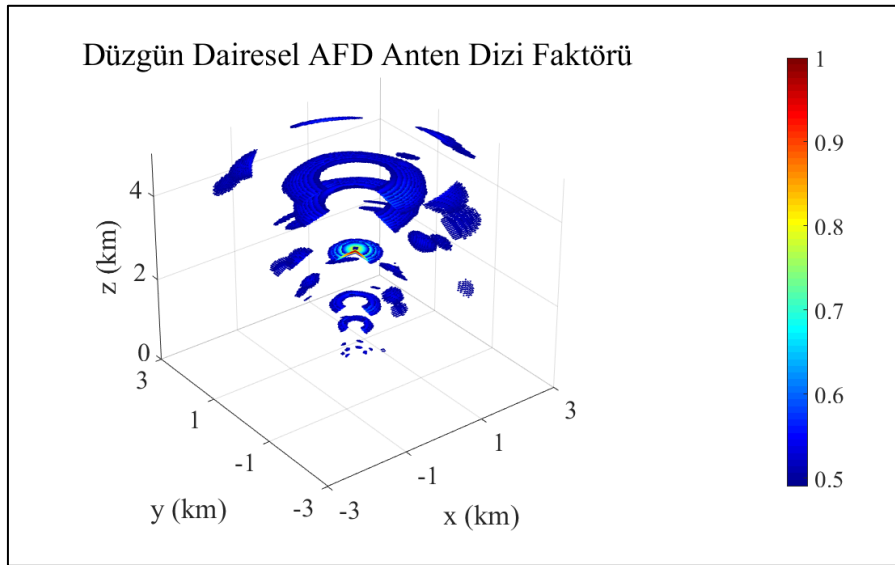
Şekil 3.14. Dairesel faz dizili anten ışıma örüntüsü dört boyutlu grafiği

Sekil-3.13 ve Şekil 3.14’de dairesel faz dizili antenin sırasıyla üç boyutlu ve dört boyutlu ışıma örüntüsü grafikleri verilmiştir. Genel olarak bilindiği ve grafiklerde de görüldüğü üzere, bu antenin ışıma örüntüsü sadece açığa bağımlıdır ve mesafeden bağımsızdır [26].

Sekil-3.15 ve Şekil 3.16’da düzgün dairesel AFD (uniform circular FDA) antenin sırasıyla üç boyutlu ve dört boyutlu ışıma örüntüsü grafikleri verilmiştir [47]. Grafiklerde görüldüğü üzere düzgün dairesel AFD anten, DAFD antenden daha dar bir hüzmeye genişliğine sahip ve bu nedenle daha yüksek bir yönlülüğe sahiptir, ancak yan kulakçık sayısı ve seviyeleri oldukça yüksektir. DAFD anten yan kulakçıklar bakımından daha üstün görünmektedir [49]. Şekil 3.15’te yer alan dört boyutlu ışıma örüntüsü grafiğinde aşırı fazla sayıda ve seviyede olan yan kulakçıklar görülebilmektedir. Şekil 3.16’da yer alan DAFD anten ışıma örüntüsünün dört boyutlu grafiğinde yan kulakçık seviyelerinin bariz bir şekilde çok daha düşük olduğu görülebilmektedir. Ayrıca DAFD anten geometrik olarak bağımlı değişkenler bakımından daha fazla yönlendirme olanağına sahiptir. Zira dairesel AFD sadece φ ’ye bağılı olarak yönlendirilebilirken, DAFD anten hüzmesi r ve φ ’ye göre yönlendirilebilmektedir. Bu da daha ileri yöntemler, uygulamalar, teknoloji ve tasarımlar için çok daha üstün bir hüzmeye yönlendirme esnekliği, imkân ve kabiliyeti sağlar.

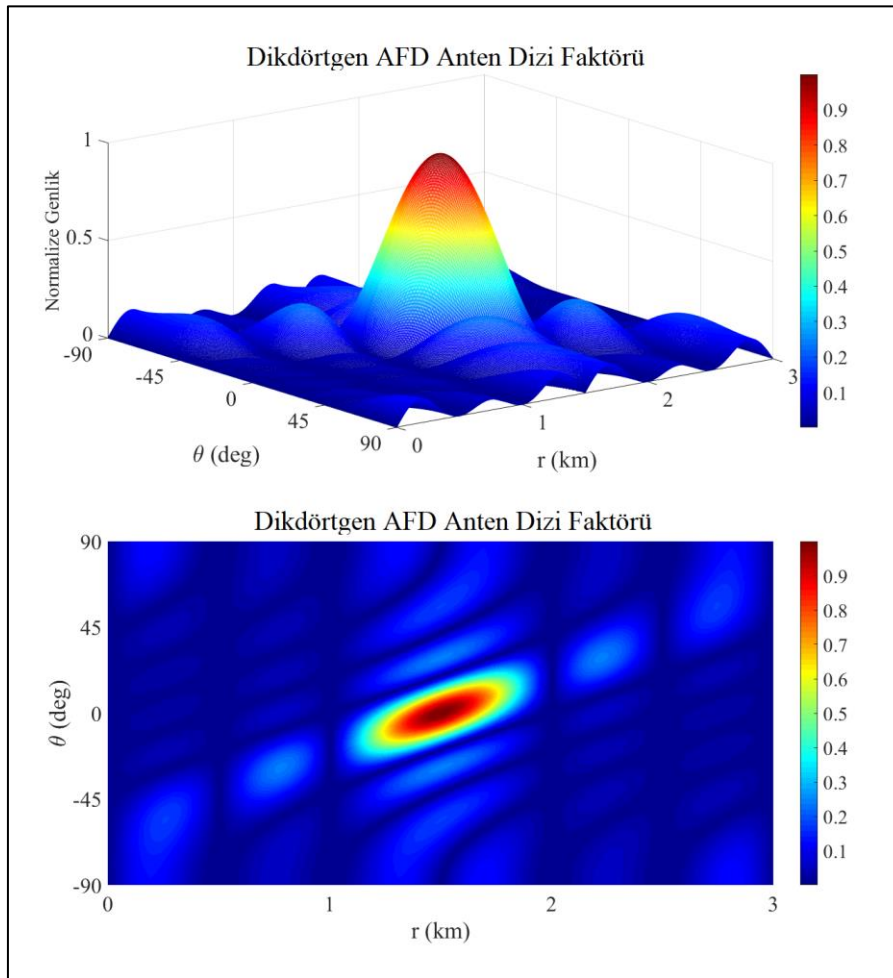


Şekil 3.15. Düzgün dairesel AFD anten ışıma örüntüsü üç boyutlu grafiği

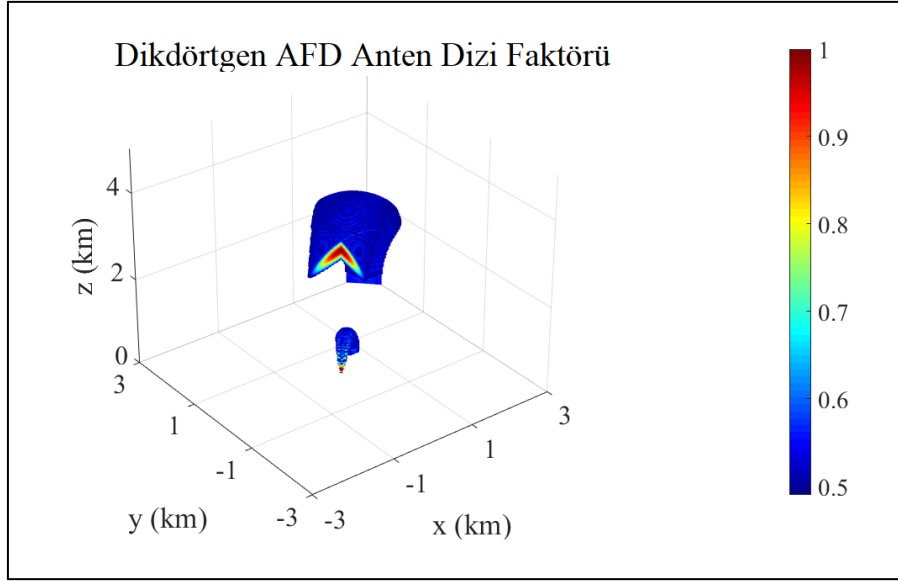


Şekil 3.16. Düzgün dairesel AFD anten ışıma örüntüsü dört boyutlu grafiği

Şekil-3.17 ve Şekil 3.18’de düzlemsel dörtgen AFD (rectangular FDA) antenin sırasıyla üç boyutlu ve dört boyutlu ışıma örüntüsü grafikleri verilmiştir [50]. Her ne kadar düzlemsel dörtgen AFD anten isminden de anlaşılacağı üzere iki boyutlu düzlemsel bir geometri olsa da noktasal bir hüzmeye sahip değildir. Zira bu dörtgensel dizilim, geometrisinden dolayı noktasal bir hüzmeye oluşturmamaktadır. Çünkü esasen bu geometri düzgün doğrusal bir dizinin doğrusal bir dizisi gibidir. Bu nedenle hüzmesi bir yöne doğru eğrilen hüzmelerin buna dik yönde bir kez daha eğrilmesi ile boru şekline benzer bir ışıma örüntüsü yapısına sahiptir. Bu hüzmeye düzgün doğrusal AFD antenin hüzmesine benzemektedir ancak bir kamçı çırpılışına benzer şekilde diyagonal olarak tarama yapmaktadır. Aynı şekilde mesafe ve açı bağımlılığı mevcuttur ancak DAFD anten hüzmesi gibi noktasal ve yerel yoğunlaşma sağlayabilecek yapıda değildir.



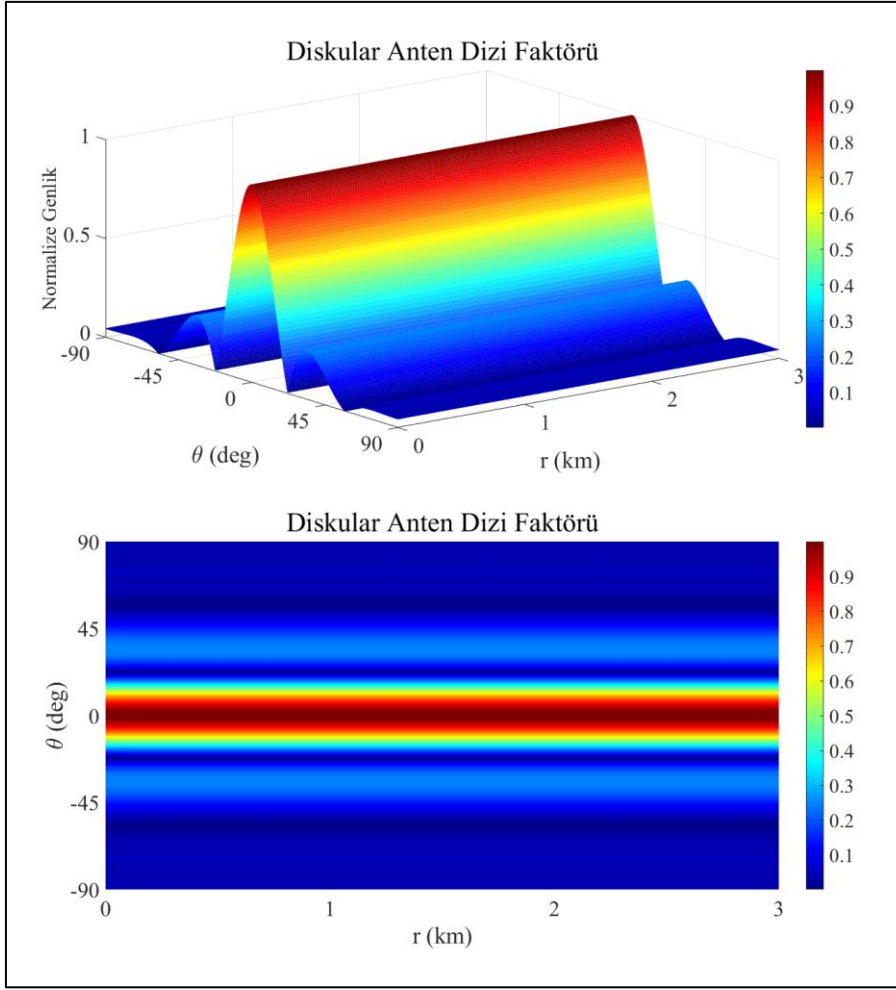
Şekil 3.17. Dikdörtgen AFD anten ışıma örüntüsü üç boyutlu grafiği



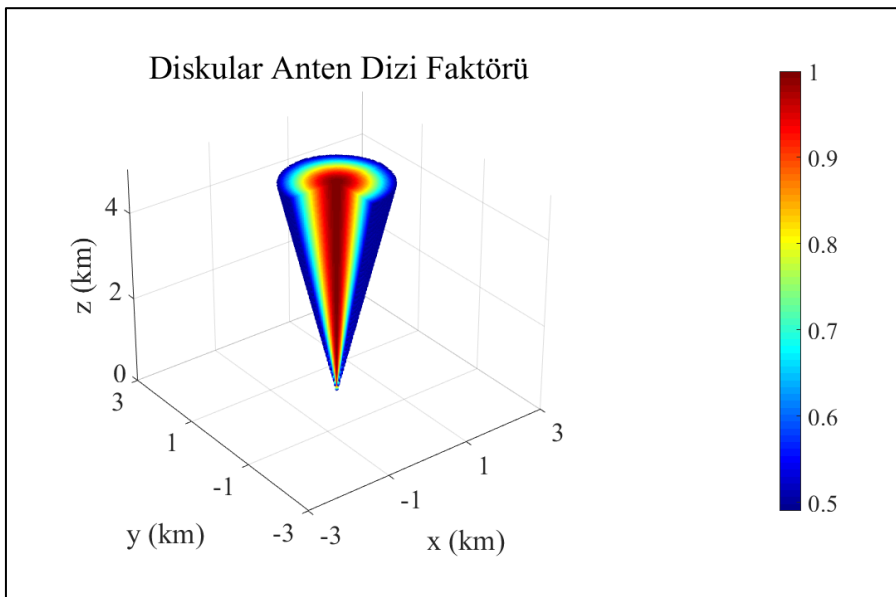
Şekil 3.18. Dörtgen AFD anten ışıma örüntüsü dört boyutlu grafiği

Sekil-3.19 ve Şekil 3.20’de diskular faz dizili antenin sırasıyla üç boyutlu ve dört boyutlu ışıma örüntüsü grafikleri verilmiştir. Dairesel faz dizili antende olduğu gibi ve grafiklerde de görüldüğü üzere bu antenin ışıma örüntüsü sadece açığa bağlıdır ve mesafeden bağımsızdır [51]. Ayrıca ışıma örüntüsü de hemen hemen dairesel anten geometrisi ile aynı karakter ve formdadır.

Bütün AFD antenler, teknik özellikleri gereği zamanla değişen ve böylece tarama yapan ışıma örüntülerine sahiptir. Ancak bu tarama yapan hüzmeler her geometri için şekil ve tarama biçimleri bakımından farklılıklar gösterirler. Mesela düzgün doğrusal AFD anten hüzmesi antenin bulunduğu düzlemde dönel (rotational) bir tarama yapar. Düzlemsel dörtgen AFD anten hüzmesi ise çaprazvari (diagonal) bir tarama biçimi sergiler. Ayrıca başta frekans kayması olmak üzere elemanlar arası mesafe ve dizilim gibi parametrelerde, doğrusal olmayan yöntemlerin kullanıldığı bazı AFD antenlerde, rastgele ve daha farklı tarama biçimleri de elde edilir [52,53]. DAFD anten hüzmesinin tarama biçimi ise tamamen farklı bir karakteristiktir. Dizi merkezinden periyodik olarak çıkıp dizi eksenini boyunca, ilerleyen çizgisel bir tarama karakteri sergiler. Şayet belirli bir açığa yönlendirilmiş ise o açı doğrultusunda düzgün bir hatta ilerler. Bu çizgisel tarama karakteristiği de DAFD anteni diğer anten geometrilerinden ayıran özgün özelliklerinden bir tanesidir.



Şekil 3.19. Diskular faz dizili anten ışıma örüntüsü üç boyutlu grafiği



Şekil 3.20. Diskular faz dizili anten ışıma örüntüsü dört boyutlu grafiği

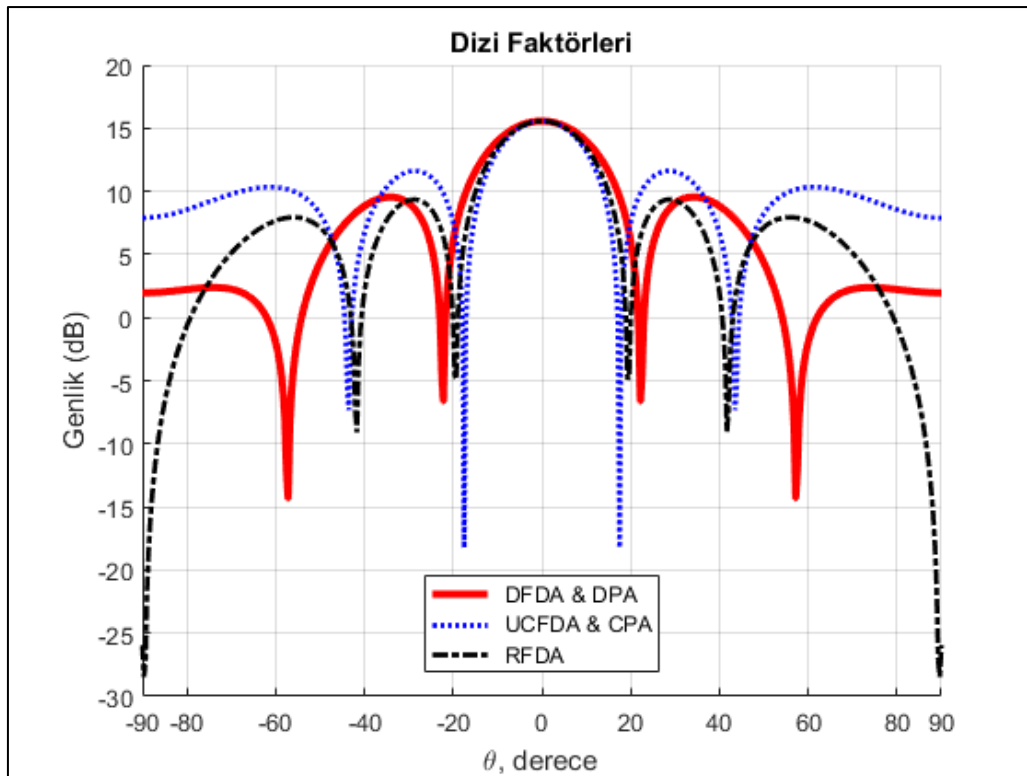
Şekil 3.13, Şekil 3.15, Şekil 3.17 ve Şekil 3.19 bahsi geçen anten geometrilerinin ışıma örüntülerini üç boyutlu uzayda karesel koordinatlarda göstermektedir. Grafiklerde dizi ışıma örüntülerinin uzamsal dağılımlarını daha iyi yansıtmak ve daha iyi algılanmasını sağlamak adına, değişik kazanç değerlerinin farklı renklerle temsil edildiği, iç içe geçmiş eşeksenli yüzeylerden oluşan eşyüzey (iso-surface) gösterimi kullanılmıştır. Şekil 3.14, Şekil 3.16, Şekil 3.18 ve Şekil 3.20’de yarı güç (3 dB) hüzme genişlikleri gösterilmiştir. Bu şekillerde maksimum değerden, 3 dB’den daha fazla düşük olan değerler, grafiklerin anlaşılabilirliği açısından görünmemektedirler. Şekil 3.16’da yer alan düzgün dairesel AFD anten grafiğinde, maksimum kazanç değeri ile yarı güç noktası değeri arasında kazanç değerine sahip olan pek çok yan kulakçık görünmektedir. Göreceli olarak, önerilen diskular AFD dizi geometrisi yaklaşımı, uzaysal odaklanma (spatial focusing) ve yan kulakçık seviyesi bastırma bakımından, diğer yaklaşımlara göre daha üstün bir performansa sahiptir.

3.5. Genel Değerlendirme

Şekil 3.21’de DAFD anten dizi faktörü diğer geometrilere ait dizi faktörleri ile aynı grafikte karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. Grafikte görüldüğü üzere DAFD antenin dizi faktörü θ yönünde DFD anten ile aynı hüzme genişliğine sahiptir. Aynı durum dairesel geometrinin AFD ve klasik faz dizili antenleri arasında da mevcuttur. Ayrıca DAFD anten diğer geometrilere nazaran daha büyük bir hüzme genişliğine sahiptir ancak yan kulakçık seviyesi diğerlerinden daha düşük seviyededir. Hüzme genişliği eleman sayısı ve dizi anten çapının büyütülmesi ile her zaman küçültülebilir.

Ayrıca yukarıda anlatıldığı üzere tez çalışmasının buraya kadar olan aşamasında, noktadan noktaya güvenli haberleşme için geliştirilmesi hedeflenen noktasal hüzme ile ilgili araştırmalar gerçekleştirilmiştir. Bu çerçevede, gerçek manada üç boyutlu olarak tanımlanabilecek noktasal bir hüzme oluşturabilecek anten dizisi olarak, diskular dizi geometrisi önerilmiştir. Ayrıca aynı amaca yönelik olarak içten-dışa artan frekans kayması yöntemi önerilmiştir. Önerilen bu geometri ve teknik yaklaşım ile ilgili teorik çalışmalar gerçekleştirilerek matematiksel olarak incelenmiş ve formülasyonu geliştirilmiştir. Ayrıca elde edilen sonuçların Matlab programı ile benzetimi yapılarak grafikleri oluşturulmuş ve analiz edilmiştir. Böylece önerilen DAFD anten ve yöntemsel yaklaşımının gerçek noktasal hüzme oluşturduğu ve bu hüzmeyi istenilen hedef noktaya yönlendirebildiği,

diğer bir ifadeyle odaklayabildiği gösterilmiş ve doğrulanmıştır. Bu şekilde elde edilen mesafe bağımlı hüzmeye güvenli haberleşme, mesafeye bağlı kargaşa ve karışım sinyallerini bastırma, konum tespiti, kablosuz güç transferi gibi birçok uygulamada yeni imkân ve kabiliyetler sunmaktadır. Bu geometri ile uzaysal olarak kontrol edilebilen, düzgün, eliptik formda, diğer geometrilere nazaran daha iyi tepe-yan kulakçık oranına sahip ışıma örüntüsü oluşturulabilmektedir. Elde edilen zamana bağlı hüzmeye çizgisel olarak belirli bir rotada istenilen hedef noktayı tarayan hüzmeler oluşturmakta, âdeta ateş eden bir hüzmeye topu gibi çalışmaktadır. Bu çizgisel tarama özelliği radar, iletişim ve seyrüsefer uygulamaları için yeniliğe elverişli bir karakteristik ortaya koymaktadır. Karşılaştırmalı analizlerle, önerilen yöntemin üçlü (r, θ, φ) bağlaşık yapıyı çözmekle beraber önemli derecede düşük yan kulakçık seviyesi ile kullanışlı ve düzgün bir hüzmeye formu sunduğu gözlemlenmiştir. Bununla beraber şunu da belirtmek gerekir ki, benzetimlerde elde edilen hüzmeye genişliği diğer geometrilere nazaran büyüktür, ancak dizilim ve diğer parametreler ile daha düşük hüzmeye genişlikleri elde etmek her zaman mümkündür.



Şekil 3.21. Yan hüzmeye seviyesi karşılaştırma

Zaman bağımsızlığı sağlayan mevcut veya yeni geliştirilecek bir yöntemle, özellikle güvenli haberleşme uygulamaları için diskular geometri mevcut literatürde noktasal hüzmeye

yapısıyla en iyi yaklaşım olarak öne çıkmaktadır. Ancak zaman bağımsızlığı konusunda önerilen ve literatüre giren pek çok çalışma teorik hatalar içermektedir. Bu nedenle gerçek manada zamanda sabit bir hüzme yapısı, literatürdeki hatalı çalışmaların aksine, henüz gerçekleştirilememiştir. Sonraki bölümde literatürde yer alan bu hatalı çalışmalarla ilgili bilgi verilecektir. İlerleyen bölümlerde ise bu tez çalışmasında önerilen yöntem kullanılarak geliştirilen güvenli haberleşme tekniği anlatılacaktır.

3.6. Literatürdeki Zaman Değişmezliği Hatası

Klasik dizi antenlerde daha önce de belirtildiği üzere hüzme sadece açığa bağlı iken AFD antenlerin hüzmesi açı, mesafe ve zaman olmak üzere üç bağımsız parametreye bağlıdır [6]. Burada mesafeye bağıllık özellikle çok önemli ve çok dikkat çekici bir özellik olmuştur. Zira bu şekilde mesafeye bağlı bir hüzme birçok uygulamada çığır açıcı bir gelişme yaratabilme potansiyeline sahiptir. Yani sadece belirli bir noktayı aydınlatma (spot-light) gibi ümit verici bir teknoloji sunmaktadır [54-58]. Öte yandan zamana bağıllık ise otomatik tarama özelliği açısından istenen bir özellik iken, mesafeye bağımlı duran bir hüzme oluşturmak bağlamında ise istenmeyen bir özelliktir. Önceleri AFD antenlerin mesafe-açı bağıllıklığını çözme ve mesafeye bağlı net bir hüzme elde edebilmeye yönelik çalışmalar yoğunlukta iken; daha sonraları, bu hüzmenin elde edilse bile zamanla değiştiği gerçeği ile yüzleşilecek olması, zaman değişimi konusunu da ön plana çıkarmıştır. Zira göz ardı edilen bu zaman değişimi özelliği, elde edilen bu mesafeye bağlı ya da noktasal hüzme formlarının işlevselliğine sekte vurmaktadır. Bu nedenle pek çok çalışma zaman değişimi hususuna takılarak ilerleme kaydedememiştir. İşte bu istenmeyen zaman değişimi problemini çözebilmek adına literatürde zaman modülasyonu yöntemi ön plana çıkmıştır [14-16]. Bu konuda pek çok çalışma yapılmış ve birçok yöntem önerilmiştir [59-62]. Önerilen bu yöntemler sayesinde mesafeye bağlı olan AFD hüzmesi belirli bir konumda sabit olarak durmakta ve sadece orayı aydınlatmaktadır. Böylece bu hedef noktanın ne önünde ne de arkasında yayın bulunmaktadır. Sadece istenilen hedef noktasında yayın bulunmaktadır. Bu durum haberleşmeden, radar uygulamalarına, kablosuz güç aktarımından seyrüsefer uygulamalarına kadar pek çok konuda çığır açan bir gelişmedir. Zaten AFD antenlerin dikkat çekmesi ve ilgi görmesinin en büyük sebebi de bu şekilde bir teknolojiye imkân verebilecek olması ihtimalidir. Ancak daha sonra anlaşılmıştır ki, zaman değişimi sorununu çözmeye yönelik olarak ortaya atılan ve zaman modülasyonunu konu edinen bu yaklaşımlar önemli yanlışlıklar içermektedir. Pek çok yayın literatüre girdikten

sonra fark edilen bu hata, esas olarak frekans-faz ilişkisinin ve zaman-mesafe bağılıklığının göz ardı edilmesinden kaynaklanmıştır. Bu yöntemlerin sorunlu olduğu ilk olarak Chen ve arkadaşları tarafından AFD radar hüzmesi geliştirme üzerine yaptıkları çalışmada dile getirilmiştir [17]. Bu yayında, önceki çalışmalarda dalganın yayılma sürecinin ihmal edildiği ve dikkate alınmadığı şeklinde eleştirel bir görüş ortaya konmuş ve uzamsal olarak belirli bir noktada sabit kalan bir hüzmenin, belirli bir süre için dahi olsa elde edilemeyeceği ifade edilmiştir. Ancak çalışmada bu gerçeği teorik olarak ortaya koyan bir yaklaşım sergilenmemiştir. Ortaya atılan görüş matematiksel temellerden yoksun kalmıştır. Ayrıca Wang ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilen çalışmada da benzer şekilde dalga yayılım sürecine atıf yapılarak bunun ihmal edilemeyeceği, dolayısıyla bu yöntemlerin yanlış olduğuna yönelik görüş ortaya konmuştur [63]. Daha sonra Chen ve arkadaşları bu hataların teorik olarak incelemesini yaparak matematiksel olarak yanlışlığı ifade etmeye çalışmışlardır [64]. Bu çalışmada özellikle faz-frekans ilişkisinin yanlış işlendiği hususuna dikkat çekilmiştir. Öte yandan elektromanyetik dalganın yayılım süreci, zaman-mesafe ilişkisi ve bu ilişkide ayrılmaz görünen bağılıklık çerçevesinde incelenmiştir. Böylece AFD anten hüzmesinin daima zamana bağlı olacağı ortaya konmuştur. Daha başka pek çok yayında benzer şekilde, zaman modülasyonunun literatürde yer aldığı gibi bir sonucu sağlamayacağına ve bu yöntemlerin yanlışlığına dair çalışmalar yapılarak konunun açıklığa kavuşması sağlanmıştır [18,65-68]. Hatta Ding ve arkadaşlarının gerçekleştirdiği çalışmada, bu tez çalışmasında da bir benzerinin işlendiği, AFD anten ve yönlü modülasyon yöntemlerinin kombinasyonu ile gerçekleştirilen güvenli haberleşme yöntemlerinin hatalı ve geçersiz olduğu ileri sürülmüştür [69]. Bu yayında da temel gerekçe zaman parametresinin yanlış kullanımı ve hüzme ilerleyişinin ihmal edilmesidir.

Tüm bu çalışmalar göstermiştir ki; AFD anten ışıma örüntüsünün zamana bağlı periyodik yapısından ötürü, uzayda belirli bir noktada veya bölgede zamanla değişmeden sabit kalan yani duran bir elektromanyetik hüzme oluşturmak teorik olarak mümkün değildir. Zira elde edilen ışıma örüntüsü, tüm dizi elemanlarından yayılan elektromanyetik dalgaların birbirleriyle girişimi sonucu teşekkül etmektedir. Herhangi bir elemandan yayınlanan dalgaya, yayılmaya başladıktan sonra müdahale etmek mümkün değildir ve yayılan dalga zamana bağlı olarak havaya salındığı andaki parametreleri ile ilerlemeye devam etmektedir. Dolayısıyla hepsi birden ilerleyen dalgaların oluşturduğu girişim de, doğal olarak benzer şekilde ilerlemektedir.

3.6.1. Faz-frekans ilişkisi

Frekans ile faz arasında doğrusal değil eğrisel bir ilişki bulunur. Öyle ki; frekans fazın zamana göre anlık değişimi, başka bir ifadeyle faz frekansın belirli bir zamandaki kümülatif etkisidir. Daha kolay anlaşılacak şekilde ifade etmek gerekirse; frekans fazın türevi ya da faz frekansın integralidir. Yani faz ile frekans arasında bir türev-integral ilişkisi bulunmaktadır. Ancak genel olarak bazı özel durumlar hariç frekans her zaman sabittir. Frekansın zamana bağlı olarak değiştiği özel durumlar ve uygulamalar hariç genel olarak faz frekans ilişkisi basitçe “ $\varphi = \omega t$ ” şeklinde gösterilir. Bu, esasen eğrisel olan bu ilişkinin, doğrusal olan özel bir durumudur. Zira tekrar vurgulamak gerekirse, bu ifade zamana karşı sabit yani değişmeyen frekans durumları için geçerlidir. Bu ilişki çoğunlukla bu şekilde kullanıldığı için faz ile frekans arasında özünde eğrisel olan bu ilişki doğrusalmış gibi yanlışlanmış olarak algılanır. Literatürde zaman modülasyonu ile gerçekleştirilen çalışmalarda da bu yanlışlama göze çarpmaktadır. Fazın frekansa bağıllığının en genel ifadesi aşağıda gösterilmiştir [64].

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau + \varphi_0 \quad (3.37)$$

Frekansın faza bağlı en genel ifadesi ise aşağıdaki gibidir.

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (3.38)$$

Burada $\varphi(t)$ ve $f(\tau)$ sırasıyla zamana bağlı faz ve frekans değerleridir. φ_0 ise fazın referans değeri, başka bir ifade ile başlangıç değeridir. Şayet frekans değişkeni sabitse ki çoğu uygulamada öyledir, aşağıdaki gösterildiği gibi bu eğrisel ilişki doğrusal bir ilişkiye dönüşür.

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= 2\pi \int_0^t f d\tau + \varphi_0 \\ &= 2\pi(f\tau|_t - f\tau|_0) + \varphi_0 \\ &= 2\pi ft + \varphi_0 \end{aligned} \quad (3.39)$$

Böylece Eş. 3.39'da görüldüğü gibi faz ve frekans ilişkisi doğrusal bir ilişki görünümündedir. Bu ifade sürekli karşılaşıldığı için zaman ve frekansın birbirlerinden bağımsız olduğu şeklinde de bir algı yaratabilmektedir. İşte literatüre giren, ancak hatalı oldukları anlaşılan çalışmalarda gözden kaçırılan husus budur. AFD antenlerde her ne kadar çalışma frekansları arasında küçük farklar uygulansa ve her bir dizi elemanı farklı frekansta çalışsa da frekanslar zamana göre sabittir. Sadece uzamsal olarak bir değişim söz konusudur. Bir AFD sisteminde eleman sayısı kadar farklı frekans bulunur, ancak bu frekanslar sabittir. Çalışma esnasında değişmemektedir ve zamana bağlılık söz konusu değildir. Dolayısı ile faz ve frekans ilişkisi Eş. 3.39'daki gibidir.

Ancak literatürdeki hatalı çalışmalarda durum bundan farklıdır. Zira mesafeye bağlı olarak değişen ve ilerleyen ya da tarama yapan, yani pozisyonu sabit olmayan hüzenin belirli bir pozisyonda durabilmesini sağlayabilmek adına, uygulanan frekans kayması zamana bağlı olarak modüle edilir. Yani frekans kayması zamana bağlı olarak matematiksel bir modelde değişir. Bu zamana bağlılık bazı çalışmalarda doğrusal olduğu gibi bazı çalışmalarda ise sinüs, logaritma vs. gibi farklı eğrisel matematik modeller olabilmektedir. Bu, oluşturulmak istenen hüzen yapısı ve uygulamaya bağlı olarak, ilgili çalışmanın önermesi ile ilgilidir. Sonraki bölümde zaman modülasyonu ve AFD anten ile ilgili olarak yapılan ve hatalı olmalarına rağmen fark edilmeyerek literatüre giren bu çalışmaların kullandıkları zaman modülasyonu modelleri anlatılmaktadır.

3.6.2. Zaman modülasyonu

Zaman modülasyonu genel olarak bir fiziksel niteliğin zamana bağlılığını ifade eder. Yani zamanla o fiziksel nitelikte meydana gelen değişimin matematiksel ifadesi olarak ta tanımlanabilir. Frekans modülasyonu, faz modülasyonu gibi tekniklerde isimde yer alan frekans ve faz gibi özellikler genelde modüle edilen parametre iken zaman modülasyonu dendiğinde, zaman modüle eden parametredir. Zira zaman herhangi bir başka parametreye bağlı olarak değişebilecek ya da değiştirilebilecek bir fiziksel nitelik değildir. Örneğin frekans modülasyonunda iletilmek istenen mesaj sinyali modüle eden, buna karşın taşıyıcı sinyalin frekansı ise modüle edilen fiziksel özelliktir. Zaman modülasyonunda ise kast edilen genel olarak başka bir fiziksel niteliğin zamanla belirli bir matematiksel modele bağlı olarak değiştirilmesi ya da değişiminin sağlanmasıdır. Bu bazen belirli zamanlarda gerçekleştirilen basit bir açma kapama işlemi (zaman modülasyonlu dizi antenler [70])

olabildiği gibi dizi elemanlarının uyarım katsayılarının zamana bağlı karmaşık bir fonksiyon [71] olması şeklinde de olabilmektedir.

AFD antenlerde zaman modülasyonu genel olarak frekans kaymasının ya da dizi elemanlarının uyarım katsayılarının zamanla değişmesi şeklindedir. Bu şekilde zamanın bir fonksiyonu olan frekans kayması, bahsi geçen hatalı yaklaşımla, zamanla değişmeyen hüzme elde etme çalışmalarında kullanılmıştır. Aşağıda bu çalışmalarından bazılarının kullandığı zaman modülasyonlu frekans kayması ve uyarım katsayıları verilmiştir [71-78].

$$\varphi_n(t) = \begin{cases} 2\pi n k_0 d \sin \theta + 2\pi n \Delta f_1(t - \tau_n), & n \in \{0, 1, 2, \dots, (N-1)\}, \\ 2\pi n k_0 d \sin \theta + 2\pi(n-N) \Delta f_2(t - \tau_n), & n \in \{N, (N+1), \dots, (2N-1)\} \end{cases} \quad (3.40)$$

$$\tau_n = \frac{R - nd \sin \theta}{c_0} \quad (3.41)$$

$$\Delta f_{n,m} = \Delta f \frac{\begin{cases} P_{0,m}, & n = 0 \\ 4P_{n-1,m}(1 - P_{n-1,m}), & 1 \leq n \leq N-1 \end{cases}}{t - \frac{R_0}{c}} \quad (3.42)$$

$$\Delta f_{n,m} = \frac{K \cdot x_{|n| \cdot n+m}}{t - \frac{r_n^P}{c}} \quad (3.43)$$

$$\Delta f_n^{LSNFO} = \frac{\ln(n+1)^\kappa}{\frac{\frac{r_0}{c} + (\frac{r_0}{c} + T_d)}{2} - \frac{r_0}{c}} \quad (3.44)$$

$$w_m = \exp \left[j2\pi \left(\frac{\delta_m \Delta f \log(m+1) R_0}{c} + \frac{md \sin \theta_0}{\lambda_0} \right) \right] \quad (3.45)$$

3.6.3. AFD antenlerde zaman modülasyonu tekniği

Daha önce anlatıldığı üzere AFD antenlerin temel prensibi dizi elemanlarının çalışma frekansları arasında esas çalışma frekansına nazaran ihmal edilebilecek kadar küçük

frekans kaymaları oluşturmaktır. Bu sayede AFD antenlere özgü zaman, mesafe ve açıya bağlı ışıma örüntüsü elde edilir.

Herhangi bir dizi elemanından yayılan sinyal aşağıdaki gibi ifade edilir [79].

$$s_n(t) = a_n \frac{e^{j2\pi f_n t + \varphi_n}}{r_n} \quad (3.46)$$

Burada a_n n 'inci elemanın uyarım katsayısını ve φ_n faz değerini göstermektedir. Böylece N elemanlı doğrusal bir dizinin tamamından yayılan toplam sinyal aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$s_T(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{j2\pi f_n t + \varphi_n}}{r_n} \quad (3.47)$$

Dizi antenden r kadar mesafede uzak alanda bulunan bir P hedef noktasında alınacak sinyal ise aşağıdaki gibi olur.

$$s_P(t) = s_T\left(t - \frac{r}{c}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{j2\pi f_n (t - \frac{r}{c}) + \varphi_n}}{r} \quad (3.48)$$

AFD tekniği uygulandığında yani $f_n = f_o + n\Delta f$ olarak yerine yazıldığında elde edilecek sinyal aşağıdaki gibi olur.

$$s_P(t) = \frac{1}{r} e^{j(2\pi f_o (t - \frac{r}{c}))} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{jn(2\pi \Delta f (t - \frac{r}{c}) + 2\pi f_o d \sin \theta + \varphi_n)}}{r} \quad (3.49)$$

Buradan AFD anten dizi faktörü aşağıdaki gibi elde edilir.

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{jn\psi}}{r} \quad (3.50a)$$

$$\psi = (2\pi \Delta f (t - \frac{r}{c}) + 2\pi f_o d \sin \theta + \varphi_n) \quad (3.50b)$$

Eş. 3.50'deki ψ ifadesinde görüldüğü üzere AFD anten dizi faktörü hem zamana (t), hem mesafeye (r) hem de açıya (θ) bağlıdır.

Zaman modülasyonu tekniğini kullanan çalışmalar buradaki zaman değişkeninden kurtulmak için Δf değişkeninin paydasında $(t - \frac{r}{c})$ ifadesi kullanılmaktadırlar. Böylece bu iki ifade sadeleşmekte ve zaman değişimi ortadan kalkar. Bu durumda frekans kayması Δf zamanın bir fonksiyonu olmakta ve zamana göre değişir. Böylece bu durum zaman modülasyonu olarak ifade edilir. Δf ifadesinde ayrıca hüzme şekillendirmek ya da başka işlevsellikler açısından yine paydasında $(t - \frac{r}{c})$ ifadesi bulunan farklı matematiksel modeller de kullanılmaktadır. Eş. 3.40 - 3.45'te bu formülasyonlardan bir kısmı örnek olarak gösterilmiştir. Burada gerçekleşen sadeleşme işlemi aşağıda gösterilmiştir.

$$\Delta f = \frac{\xi(x)}{(t - \frac{r}{c})} \quad (3.51)$$

$$\psi = (2\pi \frac{\xi(x)}{(t - \frac{r}{c})} (t - \frac{r}{c}) + 2\pi f_o d \sin \theta + \varphi_n) \quad (3.52)$$

$$\psi = (2\pi \xi + 2\pi f_o d \sin \theta + \varphi_n) \quad (3.53)$$

Burada $\xi(x)$ zamana bağlı olmayan herhangi bir fonksiyonel bağımlılığı göstermektedir. Böylece Eş. 3.53'te görüldüğü üzere artık zaman parametresi dizi faktörü ifadesinde yer almaz. Ancak bu yaklaşım hatalıdır ve yukarıdaki sadeleşme işlemi esasen gerçekleşmez. Zira burada elektromanyetik dalganın yayılma süreci ihmal edilmektedir. Yani dizi antende $(t - \frac{r}{c})$ ifadesine bağlı olan frekans kayması, dalga hedef noktaya vardığında aslında $(t - \frac{r}{c} - \frac{r}{c})$ ifadesine bağlı olur. Çünkü dalga anında hedef noktada oluşmayacak, oraya varması için belirli bir süre geçecektir, bu süre de $(\frac{r}{c})$ kadardır. Yani herhangi bir anda hedef noktada $(\frac{r}{c})$ süre kadar önceki frekans kaymasının etkisi görülecektir. Böylece Eş. 3.52'de gösterilen sadeleşme gerçekleşmez ve zaman bağımlılığı ortadan kalkmaz. Bu durum aşağıda ifade edilmiştir.

$$\text{Frekans Kayması } (\Delta f) \text{ İfadesi} \rightarrow \Delta f = \frac{\xi(x)}{\left(t - \frac{r_0}{c}\right)} \quad (3.54a)$$

$$\text{Herhangi bir } r \text{ noktasında } \Delta f \rightarrow \Delta f = \frac{\xi(x)}{\left(\left(t - \frac{r}{c}\right) - \frac{r_0}{c}\right)} \quad (3.54b)$$

$$\text{Belirli bir } r_0 \text{ noktasında } \Delta f \rightarrow \Delta f = \frac{\xi(x)}{\left(t - \frac{2r_0}{c}\right)} \quad (3.54c)$$

Bu durum ortaya koymuştur ki, literatürdeki zamanla değişmeyen sabit konumlu hüzmeye çalışmaları aslında hatalıdır. Burada zaman mesafe ilişkisi $\left(t - \frac{r}{c}\right)$ başka bir ifadeyle zaman gecikmesi göz ardı edilmiştir. Elektromanyetik dalganın yayılımındaki zaman-mesafe bağılıklığı AFD anten ışıma örüntüsünde de aynı şekilde tezahür eder. Bu nedenle böyle bir yöntemle zaman bağımlılığından, yani bu bağılıklıktan kurtulmak mümkün değildir.

Öte yandan zaman modülasyonlu AFD anten çalışmalarında bu hata dikkat çekse de bir diğer önemli hata daha bulunmaktadır. Bu da faz-frekans ilişkisinin yanlış uygulanmasıdır. Daha önce de ifade edildiği üzere faz ile frekans arasında doğrusal değil, türev-integral ile ifade edilen bir ilişki söz konusudur. Bu çalışmalarda frekans kayması zamana bağlı değişen, bağımlı bir parametredir. Dolayısı ile artık faz-frekans ilişkisi aşağıdaki gibi basit bir doğrusal ilişki ile ifade edilemez.

$$\varphi = \omega t = 2\pi f t = 2\pi(f_0 + \Delta f)t \quad (3.55)$$

Faz ifadesinin doğru şekli aşağıdaki gibi olmalıdır.

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t (f_0 + \Delta f(\tau)) d\tau \quad (3.56)$$

Dolayısı ile sonuç olarak literatürdeki bu hatalı çalışmalar faz tanımlamaları bakımından da yanlışlıklar içermektedirler.

Öte yandan uzayda bu şekilde zamanla değişmeyen, hedeflendiği noktada sabit kalan bir hüzme elde edilemediğinin anlaşılması üzerine, bu tez çalışmasında da gerçekleştirildiği gibi, sabit bir hüzmeden beklenen amacı pratik ve işlevsel olarak gerçekleştirebilecek yöntem ve hüzme yapısı öneri ve çalışmaları literatürde yer almaya başlamıştır. Zhang ve arkadaşlarının çalışmasında [80] çoklu bir anten sistemi ve yönlü anten modülasyonu ile güvenli haberleşme yöntemi önerilmiştir. Bu çalışmada ilginç olan klasik dizi anten kullanılmış olmasıdır. Li ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilen çalışmada [81] ise yarım küre şeklinde bir yüzey dağılımından oluşan dizi anten ile optimize edilmiş doğrusal olmayan frekans kaymaları kullanılarak sözde (quasi) zaman bağımsız noktasal bir hüzme elde edilmiştir. Xu ve ekibi tarafından önerilen yöntemde ise bir grup karıştırıcı ve logaritmik artan frekans kayması şeması kullanılarak gönderici ve alıcıdan müteşekkil bir sistemle belirli bir mesafeye odaklanmış ışıma örüntüsü elde edilmiştir [82]. Nusenu ve Basit'in çalışmasında [83] ise zaman değişimi göz önünde bulundurularak hem frekans kaymasını hem uyarım genliklerini hem de faz değerlerini metasezgisel optimizasyon algoritması ile optimize ederek mesafeye odaklı bir ışıma örüntüsü önerilmiştir. Tan ve Wang tarafından gerçekleştirilen çalışmada [84] ise sinüzoidal elemanlar arası mesafe ve simetrik olarak modüle edilmiş sinüzoidal frekans kayması ile mesafeye odaklanmış noktasal hüzme önerilmiştir. Bahsi geçen bu çalışmada zaman değişimini elimine etmek için MIMO (Multiple Input Multiple Output) anten tekniği ve birden fazla uyumlu filtre (Matched Filter) içeren alıcı sistem kullanılmıştır. Bu konuda son olarak verilebilecek örnek çalışmada ise Liao ve arkadaşları zaman bağımsız etkiye sahip bir noktasal hüzme için parçacık sürü optimizasyonu ile optimize edilen frekans kayması ve zaman değişimi etkisini telafi etmek için ise uyumlandırılmış uyarım genliği değerleri kullanmışlardır [85]. Bu çalışmalar bu tez çalışmasına benzer şekilde zaman değişimini göz ardı etmeden, zaman bağımsız hüzme etkisini pratik ve işlevsel bir şekilde hayata geçirecek yöntemler önermektedirler.

Buraya kadar aktarılan bilgiler ışığında görülmektedir ki; uzayda duran, belirli bir konumda sabit kalan bir hüzme oluşturmak şimdiye kadar önerilen yöntemlerle mümkün olmamaktadır. Antenlerin karşılıklılığı (reciprocity) göz önünde bulundurulduğunda, bu durum hem gönderici bir sistem hem de alıcı bir sistem için aynı şekilde gerçekleşmektedir. Ancak burada sistemin alıcı olduğu durum için zaman bakımından bir farklılık söz konusudur. Zaman parametresi her ne kadar bağımsız bir parametre olsa da alıcı durumda alıcının kontrolü altındadır. Yani gelen sinyalin ne zaman alınıp

alınmayacağına alıcı sistem kendisi karar verebilmektedir. Bu durum gönderici bir AFD anten sistemi için mümkün olmayan zaman bağımsız hüzmenin alıcı bir AFD anten sistemi için mümkün olabileceği sonucunu doğurmaktadır. Sonraki bölümde bunu sağlamak üzere geliştirilen ve önerilen yöntem anlatılmaktadır.

4. SIRALI ÇOK TAŞIYICILI ALICI AFD ANTEN YÖNTEMİ (SÇTA-AFD)

AFD antenlerin en önemli özellikleri mesafeye bağlı ışıma örüntüleridir [6]. Aslında hüzme aynı anda hem mesafeye hem açığa hem de zamana bağlıdır. Bu üçlü bağlaşıklık bağımlılık üç parametre için de periyodik bir karakteristik sergiler. AFD antenlerin bu karakteristiği belirli bir mesafeye odaklanabilecek ışıma örüntüsü oluşturabilmek adına oldukça ilgi görmüştür. Fakat bu avantajlı görünen ışıma örüntüsünün birtakım dezavantajları ve çözülmesi gereken problemleri bulunmaktadır. Birincisi, örüntünün mesafe-açı-zaman bağımlılığı bağlaşıklık bir yapıdadır. Yani bu üç parametre birbirine bağlıdır ve normal durumda birbirlerinden bağımsız olarak tayin edilemez. İkincisi, bu bağlaşıklık bağımlılıklar periyodiktir. Üçüncüsü ise ışıma örüntüsü dinamik, yani yayılan ve ilerleyen bir formdadır. Bu nedenle AFD anten tekniğinden istifade edebilmek için bu hususların uygun şekilde ele alınması gerekmektedir. Şimdiye kadar parametre bağlaşıklığının çözülebilmesi için değişik teknik ve yöntemlerin önerildiği birçok araştırma ve çalışma yapılmıştır. Bazı çalışmalarda mesafe-açı bağlaşıklığı çözülmüş [12,86], bazılarında ise zaman-açı bağlaşıklığı çözümü üzerine çalışılmıştır [87]. Ancak zaman-mesafe bağlaşıklığı yani mesafenin zamanla değişimi, başka bir ifadeyle hüzmelerin yayılması (propagation) konusunda henüz bir çözüm bulunamamıştır. Birçok çalışmada zamanla değişmeyen yani zaman bağımsız durağan (time-invariant) hüzme elde edildiği öne sürülmüştür [15,88]. Fakat önceki bölümde detaylıca açıklandığı üzere bu çalışmaların elektromanyetik dalganın yayılma sürecini ihmal ettikleri ve bazı teorik olarak yanlış kanılar üzerinden hareket ettikleri, yani hatalı oldukları ortaya konmuştur [17]. Hatta daha sonra bazı çalışmalarda AFD anten hüzmelerinin zaman değişiminin giderilmesinin teorik olarak mümkün olmadığı sonucu ortaya konmuştur [63,64]. Şayet zaman değişimi bir şekilde giderilirse ya da engellenirse bu durumda mesafe bağımlılığı da doğal olarak giderilmiş olacak ve böylece klasik dizi anten hüzmesi haline dönüşecektir. Keza bu, elektromanyetik dalgaların doğal yayılım karakteristiğinin temel unsuru olan zaman-mesafe bağlaşıklık ilişkisinin bir sonucudur. Bu nedenle aslında literatürde pek çok çalışmaya konu olan mesafeye odaklanmış hüzme, açıkça belirtilmiş olsun veya olmasın, sadece zamanın belirli bir anında belirtilen mesafeye odaklanmıştır. Bunun dışında hüzme, dalga yayılımına benzer bir şekilde ilerlemeye devam eder.

Öte yandan, bu çalışmaların ardından bazı yeni çalışmalarda sözde odaklanmış hüzme

(pseude-focused beam) olarak tabir edilebilecek ya da amaca uygun olarak hüzme odaklamak yerine bir şekilde hedefi odaklamak (target focusing) şeklinde açıklanabilecek çalışma ve yaklaşımlar da ortaya konmuştur [89-91]. Bu tür çalışmalarda doğrudan hüzme zamanda durdurmak yerine çeşitli matematiksel ve algoritmik yöntemlerle amaca uygun zamanda değişmezlik etkisi elde edilmeye çalışıldığı görülmektedir. Mesela bazı çalışmalarda güvenli haberleşme konusu ile ilgili olarak zaman bağımsız bir etki elde etmek adına, uygulanageldiği üzere radyo frekansı (RF, dalga, hüzme) yöntemleri kullanmak yerine temel bant yaklaşımı önerilmiştir [21,22,24].

Ancak şimdiye kadar değinilen bu yaklaşımların ve problemlerin hepsi gönderici (transmitting) durum için işlenmiştir. Gönderme durumunda, elektromanyetik dalga antenden yayımlandıktan sonra, uzayda müdahale edilemez bir şekilde zamanla ilerleyerek yoluna devam etmektedir. Salınan elektromanyetik dalgaya sonradan müdahale edip herhangi bir parametresini değiştirmek mümkün değildir. Bu açıdan zaman parametresi tamamen bağımsızdır. Fakat alıcı durum için durum bundan farklıdır, yani yayılan elektromanyetik dalgayı havadan almak için kullanılan anten sistemlerinde zaman parametresi alıcı sistemin kontrolü altındadır. Çünkü gelen dalganın ne zaman alınıp ne zaman alınmayacağına karar vermek alıcının inisiyatifindedir. Bu, yukarıda örnek verilen amaca yönelik çalışmalarda olduğu gibi, hüzme zamanda durdurulamasa da amaca uygun, o neviden bir etki elde edebilmek açısından pratikte yeni imkânlar sunmaktadır. Buradan hareketle, her ne kadar belirli bir mesafeye odaklanmış zamanla değişmeyen gönderici bir hüzme oluşturulamasa da belirli bir mesafeye odaklanmış zamanla değişmeyen alıcı bir hüzme oluşturmak mümkündür.

Bu tez çalışmasında, ayırık frekans tekniğinin avantajlarından ve geliştirilen diskular geometriden yararlanarak, Sıralı Çok Taşıyıcılı Alıcı AFD (SÇTA-AFD) (Sequential Multi Carrier Receiver FDA, SMCR-FDA) anten yöntemi önerilmiş ve güvenli veri alımı için zamanla değişmeyen ve mesafeye odaklanmış alıcı hüzme elde edilmiştir. Çalışmanın bu bölümünde özgün olarak ortaya konan hususlar aşağıda belirtilmiştir.

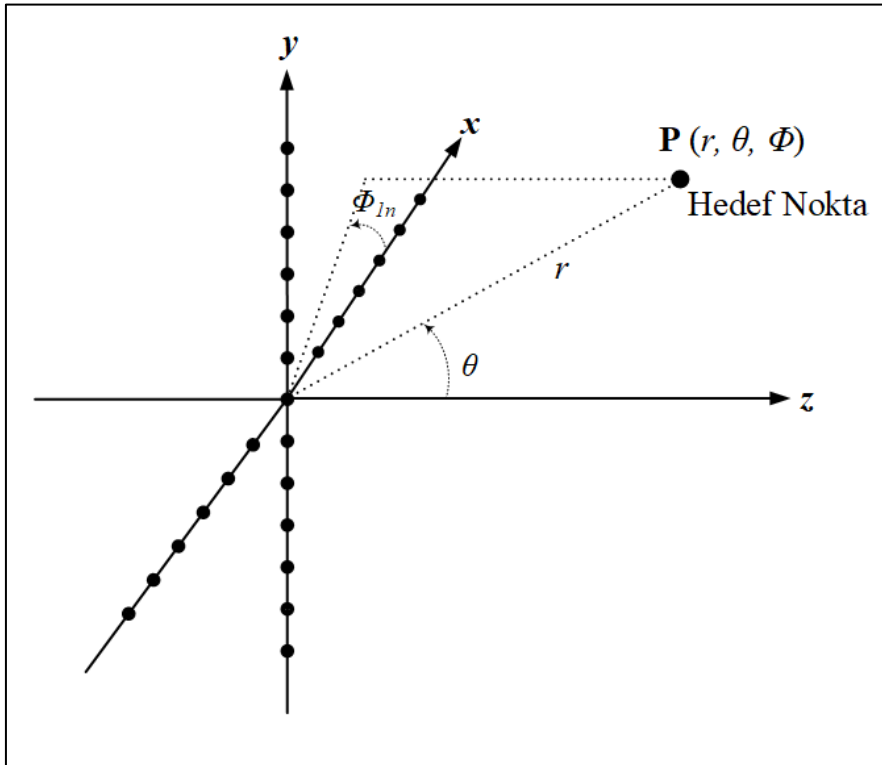
- Düzlemsel bir dizi geometrisi olarak kesişen doğrusal antenlerden oluşan yıldız dizi geometrisi teorik olarak incelenmiş ve analiz edilmiştir.
- Sıralı Çok Taşıyıcılı Alıcı AFD (SÇTA-AFD) yöntemi önerilmiş ve açıklanmıştır.
- Gerçek manada zamanla değişmeyen ve mesafeye odaklanmış alıcı hüzme elde

edilmiştir.

- Uzayda belirli bir noktadan güvenli veri alımı kavramı ortaya atılmış ve teorik olarak incelenmiştir.

4.1. Dizi Geometrisi

Doğrusal ayrık frekanslı dizi geometrisi tek boyutlu bir dizilimdir ve bu nedenle ışıma örüntüsü mesafeye ve sadece bir açı değişkenine bağlıdır. Bu açı parametresi dizi antenin yönelimine göre azimut ya da yükseliş açısıdır. Bu şekilde sadece tek boyutlu bir dizi yapısı ile her iki açıyı da ihtiva eden gerçek manada bir noktasal hüzme elde etmek mümkün değildir. Zira gerçek bir noktasal hüzme mesafe, azimut açısı ve yükseliş açısı olmak üzere üç boyutlu (r, θ, ϕ) olarak tanımlanabilir. Sonuç olarak bu şekilde üç boyutlu gerçek bir noktasal hüzme ancak düzlemsel, hacimsel ya da dağıtık dizi yapısı ile elde edilebilir [79]. Bu sebeple bu çalışmada iki boyutlu dizi yapısı olarak, kesişen doğrusal antenlerden oluşan, diskular geometrinin özel bir durumunu yansıtan ve yıldız dizi olarak adlandırılan geometri kullanılmıştır. Bu geometri Şekil 4.1’de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. SÇTA-AFD anten dizi geometrisi

4.2. Dizi Faktörü

Dizideki tüm elemanların birer izotropik kaynak olduğu, dizi yüzeyi üzerinde x ve y eksenleri boyunca eşit aralıklarla yerleştikleri, x - y düzleminde konumlandıkları ve elemanlar arası etkileşimin olmadığı varsayımı altında dizi ekseni üzerinde dizi faktörü aşağıdaki gibi yazılır [79].

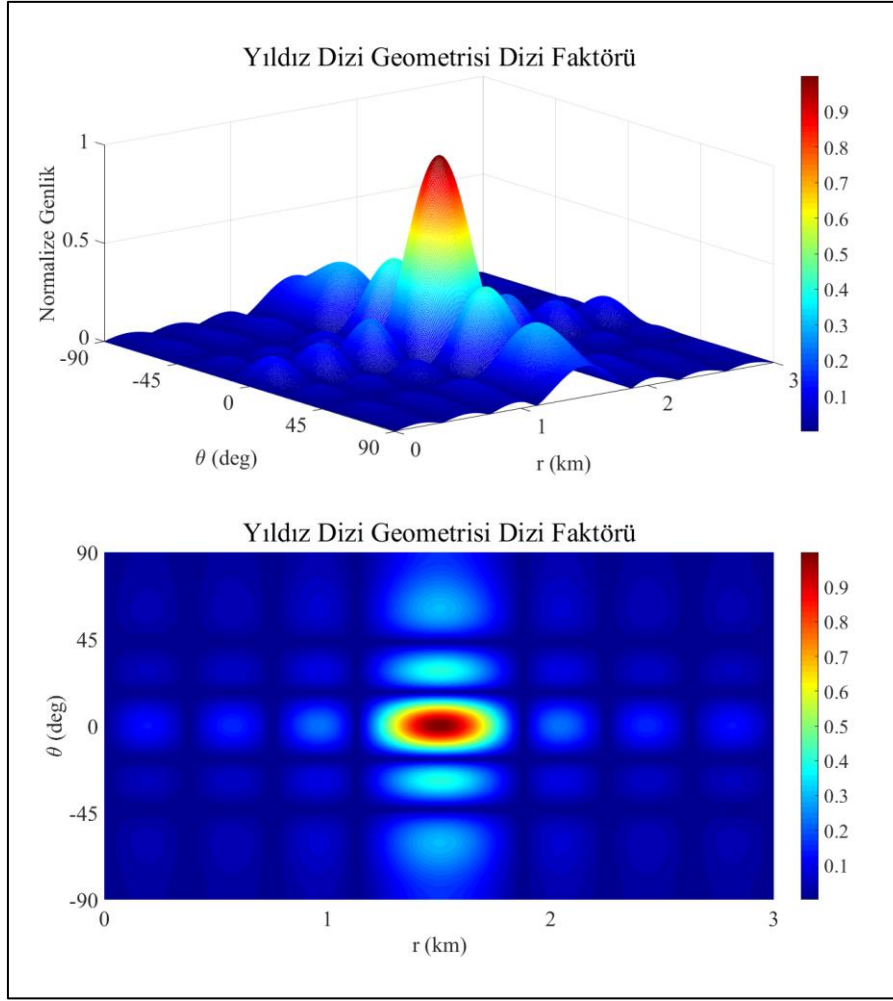
$$AF(r, t) = N \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)\Delta\omega(t-\frac{r}{c})} \quad (4.1)$$

Burada N kesişen doğrusal dizi anten sayısının iki katını yani yıldız geometrinin bacak sayısını göstermektedir. M ise bu bacaklardaki eleman sayılarını göstermektedir. $\Delta\omega$ açısal frekans kaymasını, t zamanı, c ışık hızını ve r dizi merkezinden hedef noktaya olan mesafeyi ifade etmektedir. Eş. 4.1'deki toplama işlemi geometrik bir seri ifadesine indirgenebildiğinden aşağıdaki gibi yazılabilir [26].

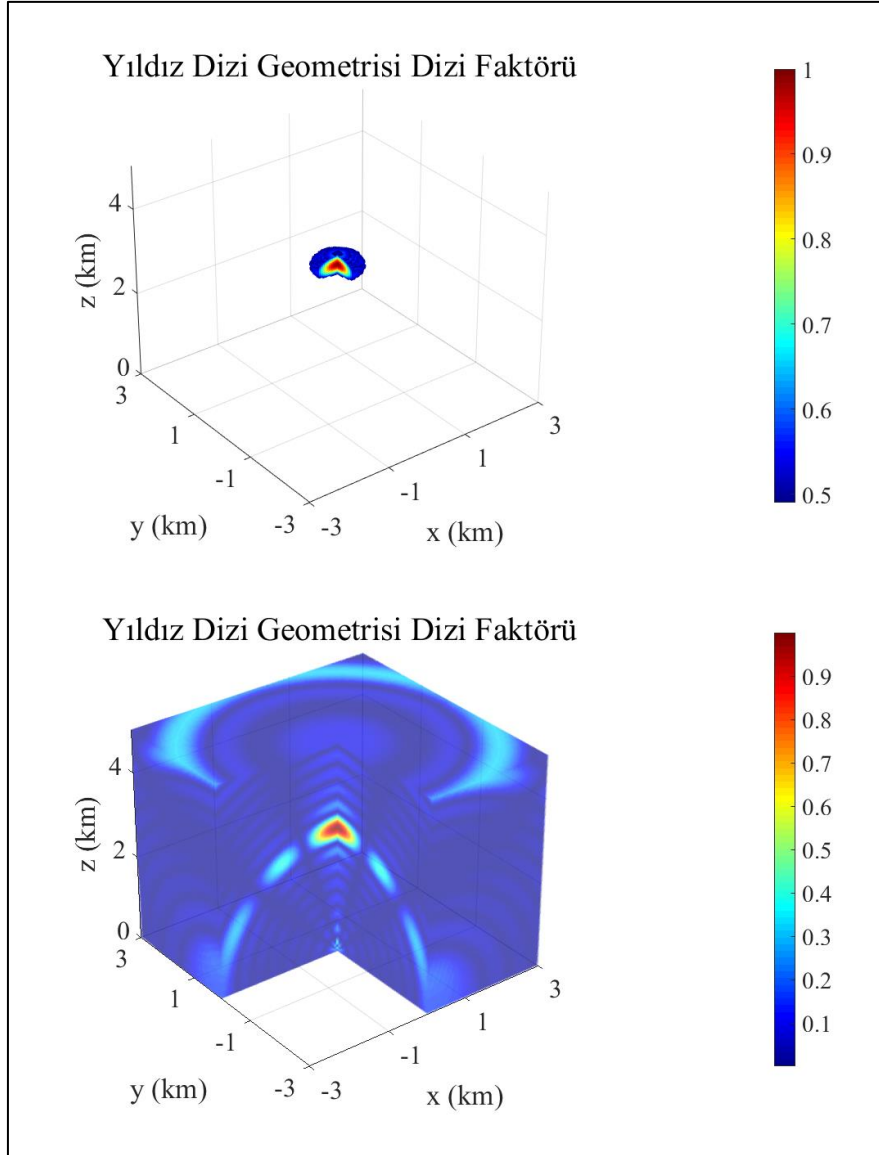
$$|AF(r, t)| = \left| N \frac{\sin(M \frac{\Delta\omega}{2} (t - \frac{r}{c}))}{\sin(\frac{\Delta\omega}{2} (t - \frac{r}{c}))} \right| \quad (4.2)$$

Bu dizi Şekil 4.2'de gösterildiği gibi dizi ekseni üzerinde noktasal bir hüzme oluşturmaktadır.

Şekil 4.3'te görüldüğü gibi bu hüzme küresel formda hacimsel bir alanı kaplamaktadır ve dizi merkezinden çıkarak periyodik olarak dizi ekseni boyunca $1/\Delta\omega$ zaman periyodu ile ilerlemektedir. Bu yönüyle âdeta bir hüzme tabancasına benzemektedir.



Şekil 4.2. Yıldız dizi noktasal hüzmesi üç boyutlu grafiği

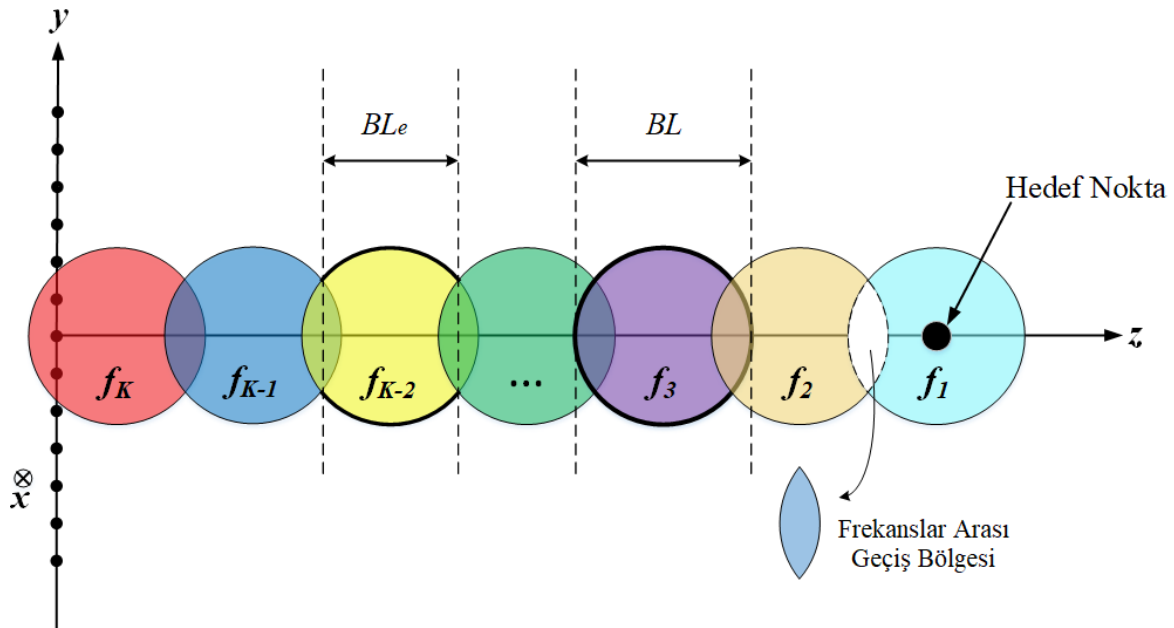


Şekil 4.3. Yıldız dizi noktasal hüzmesi dört boyutlu grafiği

4.3. SÇTA-AFD Anten Yöntemi

Sıralı çok taşıyıcılı alıcı AFD anten yöntemi; Şekil 4.3'te görülen küresel formdaki noktasal hüzmelerin, her biri ayrı frekansta çalışmak üzere, art arda dizilmesi ve her zaman o an hedef noktayı kapsayan yani hedef noktadan geçmekte olan hüzmeye frekansında alım yapılması prensibi ile çalışır. SÇTA-AFD yönteminde K ayrı çalışma frekansına sahip K ayrı AFD anten işlevi belirli bir periyotta sırayla çalışır. Böylelikle bu K ayrı AFD işlevine ait hüzmeler birbiri ardına dizi merkezinden çıkarak dizi eksenine boyunca ilerler. Böylece hedef nokta, birbiri ardı sıra çizgisel bir rotada ilerleyen bu hüzmeler tarafından sırasıyla belirli bir süre kapsanır. Herhangi bir anda bir hüzmeye tarafından kapsanan hedef nokta, o

hüzmenin ilerleyip gitmesi ile bir arkadaki hüzmeye tarafından kapsanmaya başlanır. Bu şekilde birbiri peşi sıra sürekli bir sonraki hüzmeye tarafından aynı süre boyunca kapsanmaya devam eder. Bu kapsanma esnasında hedef noktadan veri alımı, o an hangi frekanstaki hüzmeye hedef noktadan geçiyor ise o frekansta gerçekleştirilir. Bu şekilde K adet hüzmeye tarafından sırayla aydınlatılan hedef, tekrar ikinci döngüde yine başa dönerek aynı sırada tekrar sıralı hüzmeler tarafından aydınlatılır. Zira AFD işlevleri periyodik olduğundan K 'ıncı hüzmeye sonra gelen hüzmeye bir sonraki döngünün ilk hüzmeye olur. Burada döngü ifadesi ile K adet hüzmenin hedef noktayı sırayla birer sefer kapsaması kastedilmektedir ve süresi genel AFD periyodu kadardır. Böylece Şekil 4.4 ve Şekil 4.5'te gösterilen bu çalışma biçimi sürekli tekrar ederek hedef noktada kesintisiz bir kapsama sağlanır. Burada bahsi geçen hüzmeler alıcı hüzmelerdir ve AFD antenler de alıcı anten sistemleridir.



Şekil 4.4. Art arda dizilmiş sıralı AFD hüzmeleri iki boyutlu gösterimi

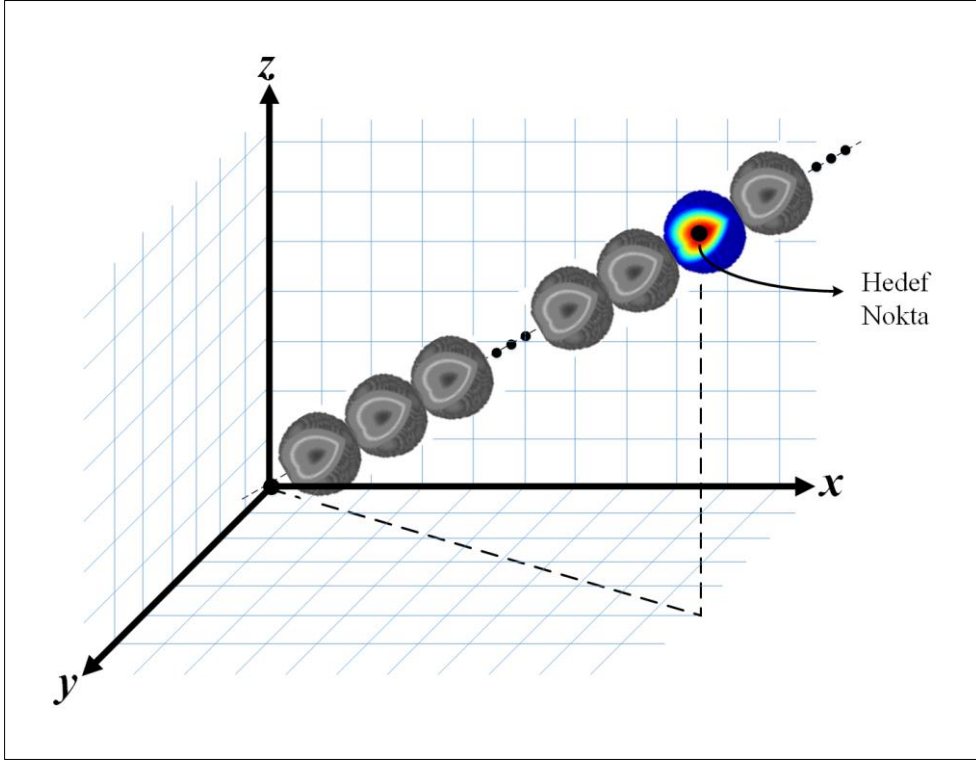
SÇTA-AFD sisteminde hüzmelerin birbiri ardı sıra düzgün bir şekilde dizilebilmesi için, her bir AFD operasyonu belirli bir T_f süresi kadar gecikme ile çalışmalıdır. Böylece her bir AFD hüzmesi hedefi T_f süresi boyunca aydınlatır. Bu durumda k 'ıncı AFD için normalize edilmiş dizi faktörü ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$AF_k(r, t) = \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)\Delta\omega_k(t-(k-1)T_f - \frac{r}{c})} \quad (4.3)$$

Sistemde toplam K sıralı AFD operasyonu çalışacağından K ayrı taşıyıcı frekans bulunacaktır. Karmaşıklığı azaltmak konuyu basit ve kolay anlaşılır kılmak adına tüm AFD operasyonlarının aynı frekans kayması ($\Delta\omega$) değerinde çalıştığı varsayılmıştır. Böylece tüm sistem için normalize edilmiş genel dizi faktörü ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$AF(r, t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)\Delta\omega(t-(k-1)T_f - \frac{r}{c})} \quad (4.4)$$

Bu çalışma biçiminde, hedef noktadan sürekli ve kesintisiz şekilde veri alınabilmesi için, gelen sinyal sırasıyla f_k ($k = 1, 2, 3, \dots, K$) taşıyıcı frekansında örneklenerek alım yapılır. Bu çalışma sistemiğinde hedef noktadaki göndericinin iş birliği esas alınmıştır. Yani hedef gönderici, frekans değişim şemasını ya da frekans atlama sıralamasını ve diğer iletişim parametrelerini (f_1, f_K, T_f vd.) önceden bilmektedir. Gönderici ile alıcı arasındaki iletişim karşılıklı iş birliği ile gerçekleştirilir. Gönderici veri gönderimini daima belirlenen şemaya uygun olarak gönderir. Burada ayrıca gönderici ile alıcı arasındaki zaman uyumu gereksiniminin (synchronisation) sağlandığı ve uygun şekilde idame ettirilebildiği varsayılmıştır.



Şekil 4.5. Art arda dizilmiş sıralı AFD hüzmeleri üç boyutlu gösterimi

4.4. Hüzme Uzunluğu (Beamlength) Parametresi

SÇTA-AFD yönteminde hüzme uzunluğu parametresi aşağıdaki ifade ile hesaplanır.

$$BL \cong \frac{2.657 \times 10^8}{M \Delta f} \quad (4.5)$$

Hedef mesafesi r_0 olarak ifade edildiğinde; AFD operasyonlarının frekans kayması, mesafe periyotlarının bu hedef mesafesine eşit olmasını sağlayacak şekilde $\Delta f = \frac{c}{r_0}$ olarak seçilir. Alıcı ile hedef gönderici nokta arasında sırayla konumlanmış K hüzme bulunur. Bu durumda $r_0 = KBL$ olur. Bu iki ifadeyi kullanarak K değeri için aşağıdaki ifade elde edilir.

$$r_0 = \frac{c}{\Delta f} = c T_0 = K \frac{2.657 \times 10^8}{M \Delta f} \quad (4.6)$$

$$K = \frac{c M}{2.657 \times 10^8} \quad (4.7)$$

$$K = 1.129 M \quad (4.8)$$

Burada T_0 , SÇTA-AFD sisteminin genel AFD zaman periyodu kaymasını ($T_0 = \frac{1}{\Delta f}$) ifade etmektedir.

Eş. 4.8’de tanımlanan yöntem için gereken AFD operasyon sayısını vermektedir. Birbiri ardına dizili olan sıralı AFD hüzmeleri, farklı taşıyıcı frekanslarda çalıştıklarından, bir hüzmenden diğerine geçildiğinde veri iletişimini sağlayan taşıyıcı frekans ta değişir. Bu geçiş esnasında frekans değişimlerinde yani iletişimde kesinti yaşanmaması, kayıpsız ve sorunsuz bir geçiş gerçekleştirilebilmesi için hüzmelerin belirli bir oranda örtüşmeleri sağlanır. Bu örtüşük bölge hem mevcut hem de yeni taşıyıcı frekansla iletişim kurmaya imkân tanıyacağından, frekans değişiminin aksaması ya da alıcı tarafından kaçırılması önlenmiş olur. Bu şekilde hüzmelerin birbirine doğru sıkıştırılıp örtüşük bir dizilim oluşturması, hedef mesafeye erişmek için olması gereken hüzmeye sayısını belirli oranda artırır. Bu işlem neticesinde uç uca dizili hüzmelerden biraz daha fazla sayıda hüzmeye gerekir. Bu da Eş. 4.8 ile elde edilen küsuratlı hüzmeye sayısının aşağıdaki gibi yukarı doğru bir tam sayıya yuvarlanması suretiyle elde edilir.

$$K \geq [1.129 M] \quad (4.9)$$

Bu şekilde kesintisiz ve kayıpsız bir geçiş için hüzmelerin sayısının artarak örtüşük hale gelmeleri, bu hüzmelerin etkin hüzmeye uzunluklarını ve hüzmelerin hedefi tarama sürelerini değiştirir. Böylece hedef noktanın her hüzmeye maruz kaldığı süre ve geçiş kompozisyonu değişmiş olur. Bu nedenle hedef mesafesi, yeni ortaya çıkan bu etkin hüzmeye uzunluğu (BL_e) bakımından aşağıdaki gibi elde edilir.

$$r_0 = c T_0 = K BL_e \quad (4.10)$$

$$BL_e = \frac{r_0}{K} \quad (4.11)$$

Aynı şekilde etkin hüzmeye tekrarlama periyodu (T_{f_e}) yani art arda gelen AFD operasyonları arasındaki gecikme süresi aşağıdaki gibi yazılır.

$$T_{f_e} = T_f - \frac{BL - BL_e}{c} \quad (4.12)$$

Böylece elde edilen bu yeni parametrelere bağlı olarak dizi faktörü ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$AF(r, t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)\Delta\omega(t-(k-1)T_{f_e} - \frac{r}{c})} \quad (4.13)$$

Bu şekilde örtüşük hüzmelerin kullanılması sayesinde, güvenli veri alımı geçiş esnasında kesintiye uğramadan, kolay ve kayıpsız bir şekilde gerçekleştirilir.

4.5. Taşıyıcı Frekans Değer Örüntüsü

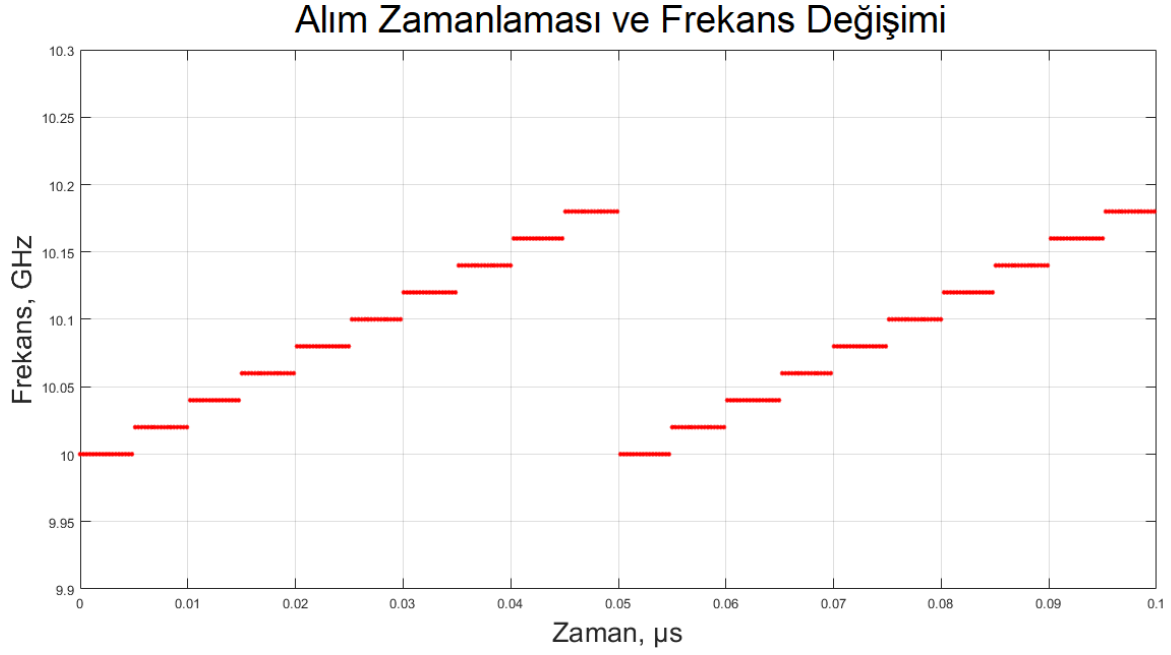
Çok taşıyıcılı AFD anten yapısı için taşıyıcı frekans sayısı K ile ifade edilir. Bu durumda k 'inci AFD operasyonu taşıyıcı frekansı aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$f_k = f_{c_0} + (k - 1)\Delta f_c \quad (4.14)$$

Burada f_{c_0} ilk AFD'nin taşıyıcı frekansını, Δf_c ise bütün AFD operasyonları için aynı olan genel frekans kayması değerini göstermektedir. SÇTA-AFD yönteminde tümleşik ve sıralı olarak çalışan AFD operasyonları vasıtası ile istenen hedef noktadan gelen elektromanyetik dalganın ya da sinyalin, uygun şekilde alınması için, sürekli belirlenen şemada değişen alım frekansının anlık değeri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$f_s(t) = f_{c_0} + \Delta f_c \left[K \left(\frac{t}{T_0} - \left\lfloor \frac{t}{T_0} \right\rfloor \right) \right] \quad (4.15)$$

Eş. 4.15 SÇTA-AFD sisteminin frekans değişim şemasının matematiksel ifadesidir. Şekil 4.6'da bu frekans atlama şemasına ait grafik gösterilmiştir.



Şekil 4.6. SÇTA-AFD frekans değişim şeması grafiği

SÇTA-AFD alıcısı gelen veri sinyalini $f_s(t)$ taşıyıcı frekansında demodüle eder. Bu frekans atlama rejiminin zaman değişimi Şekil 4.6’da görüldüğü gibidir. Şekil 4.6’da taşıyıcı frekansın zaman değişimine ilaveten, aynı değişimin periyodik olarak tekrarlanması hususu da açık bir şekilde görülmektedir. Zira operasyon kesintisiz olarak devam eden, aralarında belirli bir gecikme bulunan ve sürekli çalışan AFD’ler sayesinde gerçekleşmektedir. Böylece bu sürekli tekrar eden çalışma biçimi sayesinde hedef noktada sürekli olarak bulunan bir alıcı noktasal hüzme elde edilmiş olmaktadır.

4.6. Simülasyon

Bu bölümde SÇTA-AFD yönteminin etkinliğini göstermek ve doğrulamak için örnek bir sistem simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyonu yapılan örnek sistemin parametreleri Çizelge 4.1’de verilmiştir.

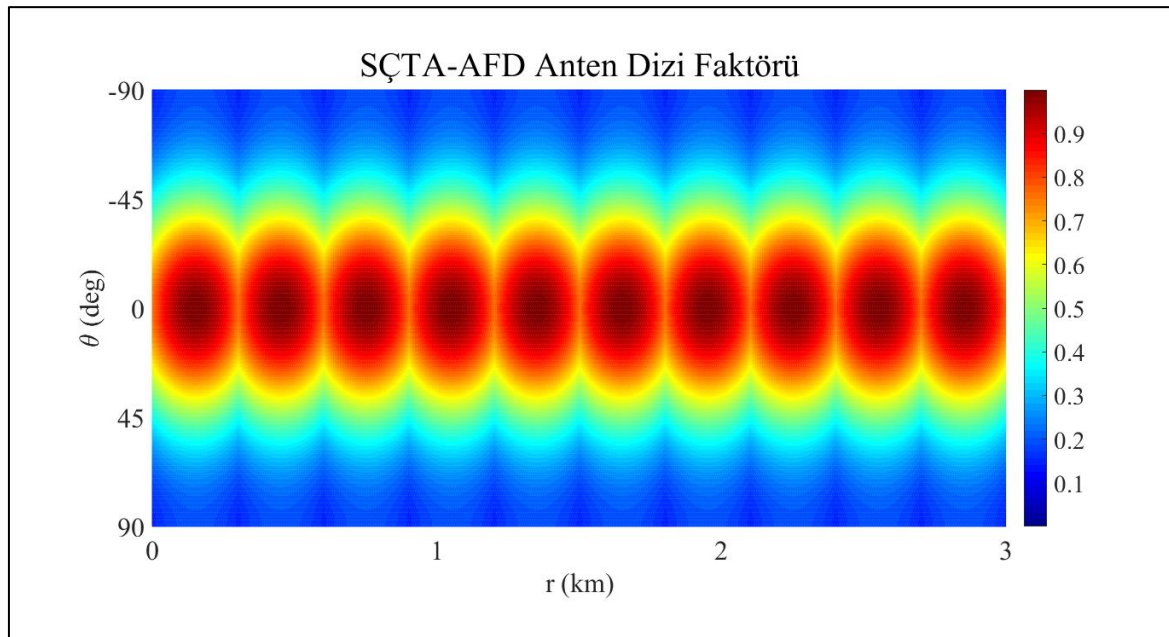
Eş. 4.9 kullanılarak AFD operasyonları ve taşıyıcı frekans sayısı aşağıda gösterildiği gibi hesaplanır.

$$K \geq \lceil 1.129 M \rceil \Rightarrow K = 10 \quad (4.16)$$

Çizelge 4.1. Örnek sistem parametreleri

Parametre Tanımı	Parametre Sembolü	Değer
Eleman Sayısı	$N \times M$	$4 \times 8 = 32$
Temel Taşıyıcı Frekans	f_{c0}	10 GHz
Taşıyıcı Frekans Farkı	Δf_c	20 MHz
AFD Operasyonu Frekans Kayması	Δf	100kHz
Elemanlar Arası Mesafe	d	$\lambda/2$
Hedef Mesafesi	r_0	3 km

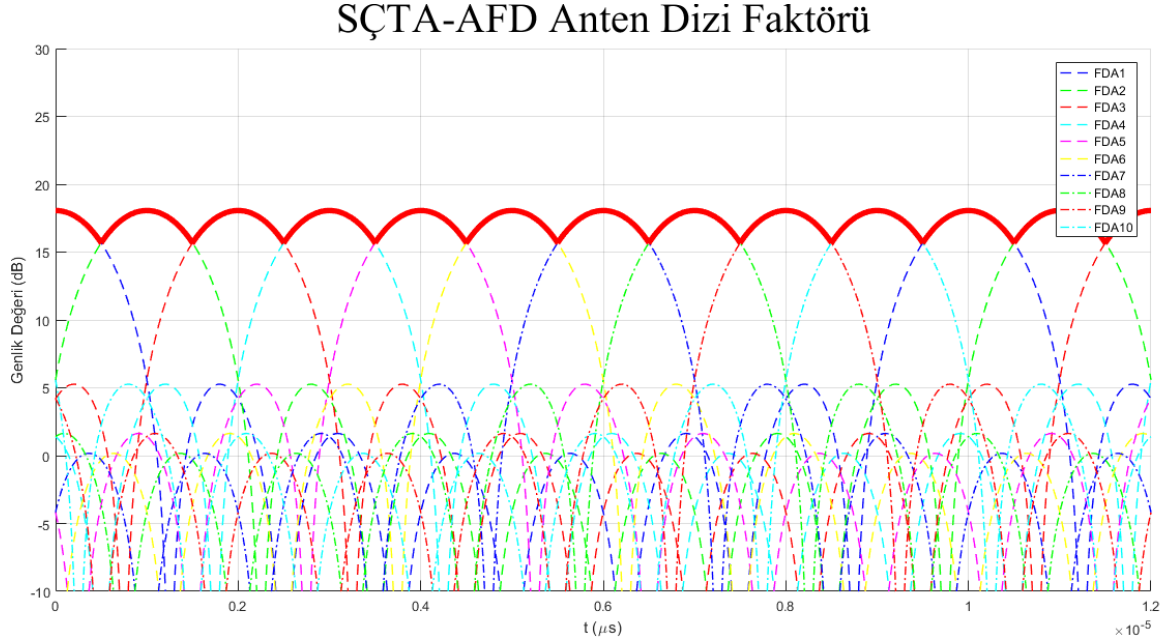
Birbiri ardına dizilmiş ve sıralı olarak ilerleyen hüzmelerin oluşturduğu ışıma örüntüsü Şekil 4.7’de gösterilmiştir.



Şekil 4.7. SÇTA-AFD anten sistemi ışıma örüntüsü

SÇTA-AFD ışıma örüntüsünün hedef noktadaki zaman değişimi grafiği Şekil 4.8’de gösterilmiştir. Grafikte görüldüğü üzere hedef nokta üzerinde dizi faktörü sürekli olarak maksimum değer aralığında bulunmaktadır. Birbiri ardına gelen bu hüzmeler sayesinde hedef noktadaki hüzmeye değişimi zamandan bağımsız (time-invariant) bir karakter sergilemektedir. Yani hedef nokta sürekli olarak SÇTA-AFD anten hüzmesi ile

aydınlatılmaktadır. Netice olarak hedef noktada zamanla değişmeyen sabit bir alıcı hüzmeye elde edilmiş olmaktadır.

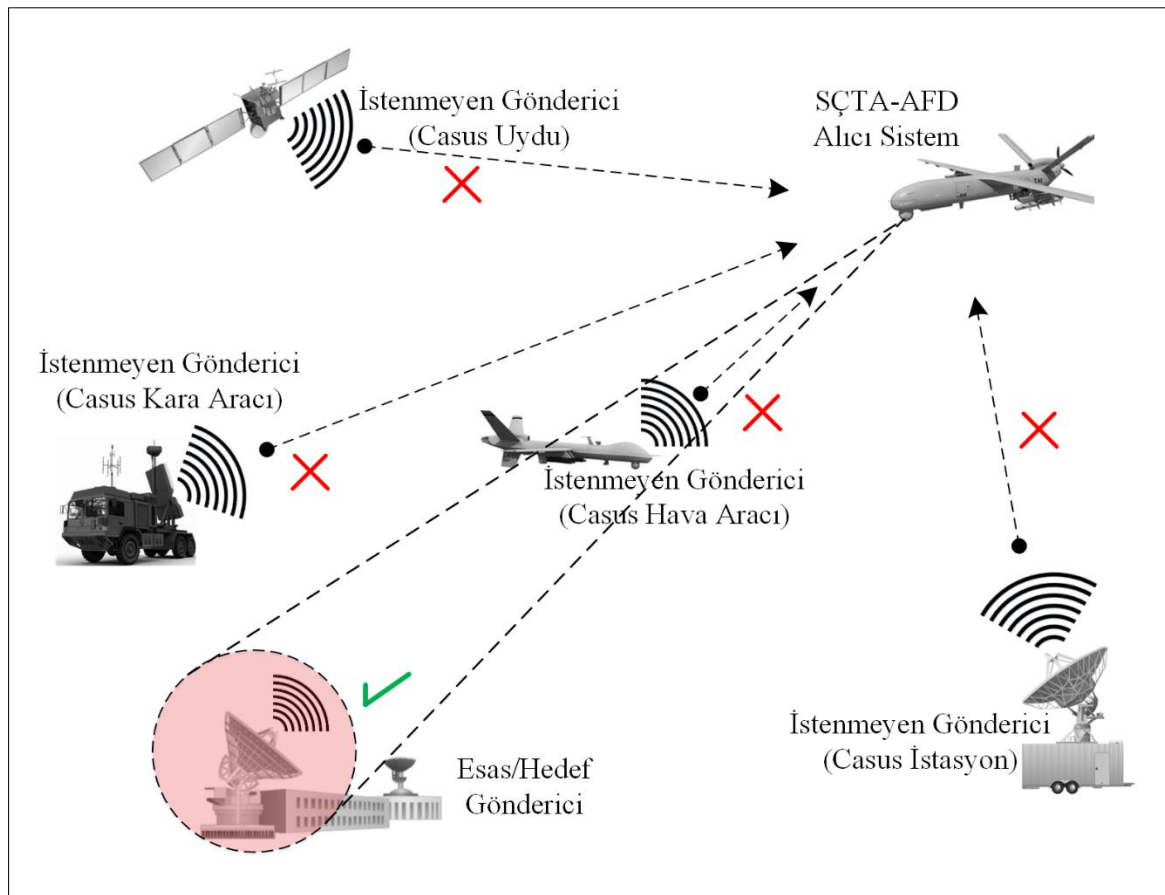


Şekil 4.8. SÇTA-AFD anten sistemi hüzmeye zaman değişimi

Şekil 4.9’da SÇTA-AFD yönteminin uygulanabileceği örnek bir senaryo temsil edilmiştir. Elektronik harp konseptinde düşman sistemlerine zarar vermek ve onları etkisiz hale getirmek yanında, onları ele geçirmek de muharebe sahasında önemli bir eylemdir. Nitekim 2011 yılında Amerika Birleşik Devletleri’ne ait RQ-170 tipi bir insansız casus uçağın, İran ordusu tarafından elektronik harp yöntemleri ile kontrol edilmek suretiyle hasarsız bir şekilde ele geçirildiği tüm dünya basınında yer almış ve geniş yankı uyandırmıştır [92].

Günümüzde uzaktan kontrol edilen insansız hava araçları başta olmak üzere insansız kara ve deniz araçları gittikçe artan bir oranda kullanılmaktadır. Bu şekilde uzaktan kontrol hususunda iletişim güvenliği son derece önem arz etmektedir. Nitekim bahsi geçen olaydaki gibi uzaktan kontrollü bir sistemin elektronik yöntemlerle ele geçirilmesi mümkün olabilmektedir. Bu tür saldırılara karşı, şifreleme gibi veri katmanı önlemlerinin yanı sıra fiziksel katmanda gizlilik sağlayıcı önlemler de güvenli haberleşmeye katkı sunacaktır. Bu bağlamda bu tez çalışmasında önerilen SÇTA-AFD yöntemi, fiziksel katmanda güvenli haberleşme sağlayarak, uzaktan kontrollü insansız sistemlerin güvenliğini artıracaktır. Şekil 4.9’da görsel olarak temsil edilen senaryoda, uzak alandaki yer kontrol istasyonundan kontrol edilen İHA sistemine karşı olası müdahaleler

gösterilmiştir. Bu müdahale unsurları uydu, mobil kara aracı, başka bir yer istasyonu veya başka bir hava aracı olabilmektedir. Yönlülüğü kuvvetli antenler ile keskin hüzmeler kullanmak özellikle açısal olarak bir seçicilik sağlasa da aynı doğrultuda bulunabilecek istenmeyen bir gönderici konusunda bir fayda sağlamayacaktır. Keza yansımalar neticesinde çok yollu kanal oluşumları da bu seçiciliği olumsuz etkileyecektir. Ancak SÇTA-AFD yönteminde sadece açısal değil, mesafeye bağlı olarak ta değişen ışıma örüntüsü ve uygulanan teknikle, sadece istenilen alıcının olduğu konuma lokalize edilmiş bir alıcı hüzmeye oluşturulabilmektedir. Böylece resimde de gösterildiği üzere, hedef ile aynı doğrultuda, hatta hedef ile alıcı arasında olsa bile, istenmeyen göndericinin sinyallerine karşı güvenlik sağlanmış olacaktır.



Şekil 4.9. Uygulamada SÇTA-AFD yöntemi

5. KONUMSAL MODÜLASYON (KoM)

Yönlü anten modülasyonu (directional antenna modulation) ilk olarak faz dizili antenler için önerilmiştir [4]. Bu yöntemde modülasyon açığa göre yani yöne göre değişir, bu nedenle bu isimle anılır. Klasik faz dizili anten ışıma örüntüsü sadece açığa bağlı olarak değişirken, AFD antenlerde ışıma örüntüsü mesafeye göre de değişir. SÇTA-AFD tekniğinde hüzmeye azimut ve yükseliş açıları yanında mesafeye de bağlıdır ve bu üç parametre ile bir yönden ziyade bir pozisyon veya konum tanımlanabilir. Bu bakımdan yönlü anten tekniğinin bu AFD antene uygulanması neticesinde modülasyon konuma göre değişir. Yani sadece yön (θ) olan modülasyon parametresi uzayda bir konum (r, θ, φ) olur. Bu sayede elde edilecek modülasyon tekniğini yönlü modülasyon olarak değil Konumsal Modülasyon (KoM) olarak isimlendirmek daha doğru olur. Bu bölümde konumsal modülasyon tekniği anlatılmaktadır.

5.1. Teorik Analiz ve Formülasyon

Diskular dizi için genel dizi faktörü ifadesi aşağıdaki gibidir [79].

$$AF = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} |I_{mn}| e^{j[(m-1)\Delta\omega(t-\frac{r}{c}) + \omega_1 \frac{r_m}{c} \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_{mn}) + \alpha_{mn}]} \quad (5.1)$$

Burada $I_{mn} = |I_{mn}|e^{j\alpha_{mn}}$ terimi m 'inci dairedeki n 'inci elemanın uyarım katsayılarını (genlik ve faz), M toplam daire sayısını ve N_m ise m 'inci dairedeki eleman sayısını göstermektedir. α_{mn} dizi elemanlarının bireysel faz uyarımlarını göstermektedir. İşte bu bireysel faz değerleri, uygun şekilde değiştirilerek ve ayarlanarak konumsal modülasyon gerçekleştirilir. Bu şekilde belirli bir konumda bulunan göndericiden uygun faz ve genlik değeri ile gönderilen sembol verisi düzgün bir konstelasyon diyagramı oluşturularak doğru bir şekilde çözülebilir. Öte yandan belirlenen konum dışında başka bir yerden gelen sembol sinyalleri için, düzgün bir konstelasyon diyagramı oluşmayacak ve veri doğru bir şekilde çözülemez. Böylece alıcı, uzayda sadece istenilen konumda bulunan bir göndericiden gelen verileri doğru bir şekilde alacak, ancak bunun dışında istenmeyen herhangi bir noktadan gelen veriler alıcı tarafından alınmaz.

Diskular dizi genel dizi faktörü ifadesi olan Eş. 4.16 genel bir vektör formunda aşağıdaki gibi yazılır.

$$\overline{AF}(r, \theta, \varphi, t) = \bar{w}^H \bar{a}(r, \theta, \varphi, t) \quad (5.2)$$

Burada üst indis H Hermitian transpoz işlevini, $\bar{w} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ karmaşık ağırlıklandırma katsayılarını göstermektedir. Bu ağırlık katsayıları aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{w} = [w_{1,1}, w_{1,2}, \dots, w_{1,N}, w_{2,1}, \dots, w_{M,1}, w_{M,2}, \dots, w_{M,N}]^T \quad (5.3)$$

Burada T transpoz işlevini göstermektedir. Ayrıca Eş. 4.17'deki yönlendirme vektörü $\bar{a}(r, \theta, \varphi, t) \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{a}(r, \theta, \varphi, t) = [a_{1,1}(r, \theta, \varphi, t), a_{1,2}(r, \theta, \varphi, t) \dots a_{M,N}(r, \theta, \varphi, t)]^T \quad (5.4)$$

$$a_{m,n}(r, \theta, \varphi, t) = e^{j(m-1)\Delta\omega\left(t-\frac{r}{c}\right) + \omega_1 \frac{r_m}{c} \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_{mn})} \quad (5.5)$$

Dizi ağırlıklandırma vektörü $\bar{w}$, istenilen alıcı ışına örüntüsünü elde edebilmek için kullanılabilir. Yani $\bar{w}$ vektörü öyle bir kompozisyonda uygulanır ki, sembol alımının uygun şekilde gerçekleştirilmesini sağlar ve SÇTA-AFD alıcısının hedef gönderici pozisyonunu güvenli bir şekilde veri alımı ve sembol çözümü bakımından tespit etmesini sağlar.

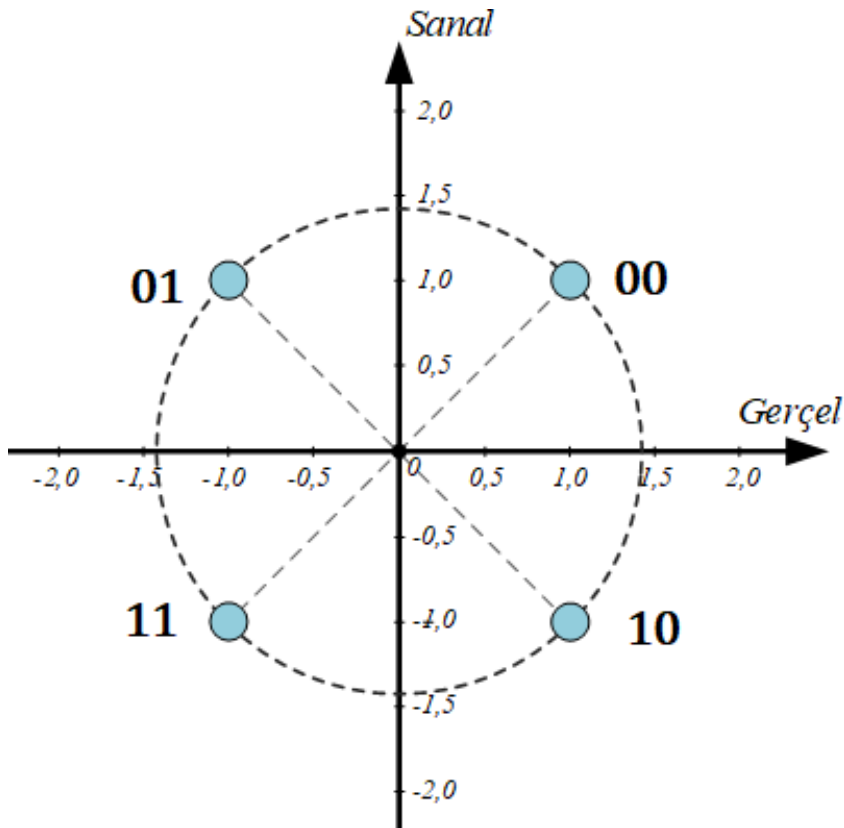
Bu tez çalışmasında modülasyon olarak QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) kullanılmıştır. Her QPSK sembolü için hedef noktadan gelen verinin düzgün bir konstelasyon diyagramı oluşturabilmesi için, dizi elemanlarının faz değerleri uygun şekilde optimize edilmektedir. Faz değerlerini optimize etmek için GA kullanılmıştır. Genetik algoritma dizi eleman sayısı azaltma, yan kulakçık seviyesi azaltma ve sıfırlama [93,94] gibi birçok dizi uygulamasında kullanılmaktadır. Gönderilen ve alıcı tarafından alınan sembol verilerinin oluşturduğu konstelasyon diyagramındaki sembol noktaları ile istenilen konstelasyon diyagramı noktaları arasındaki birebir mesafelerin kareleri toplamı, optimizasyon algoritması tarafından minimize edilmesi gereken maliyet fonksiyonu olarak belirlenmiştir. Böylece bu değer ne kadar küçük olursa her iki konstelasyonun noktaları arasındaki örtüşüm oranı o kadar iyi olacaktır. Keza bu değerın sıfır olması, her iki

konstelasyonun tamamen örtüştüğü yani aynı olduğu anlamına gelmektedir. Konstelasyon diyagramının birinci bölgesinde yer alan “11” sembolü örnek olarak alınırsa, istenilen hedef noktadan gelen veriye ait modülasyon sembolünün normalize edilmiş enerjisi, ideal olarak aşağıdaki gibi yazılır.

$$E_{targ}^{(1)} = e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (5.6)$$

İstenilen hedef $(r_0, \theta_0, \varphi_0)$ noktasından gelen veriye ait modülasyon sembolünün hesaplanan enerjisi ise aşağıdaki gibi yazılır.

$$E_{calc}^{(1)} = AF(r, \theta, \varphi, t)|_{r_0, \theta_0, \varphi_0, t_0} = \bar{w}^H \bar{a}(r_0, \theta_0, \varphi_0, t_0) \quad (5.7)$$



Şekil 5.1. QPSK yıldız küme diyagramı

Böylece tüm semboller için maliyet fonksiyonları aşağıdaki gibi yazılır.

$$C^{(1)} = |E_{calc}^{(1)} - E_{targ}^{(1)}|^2 \quad (5.8a)$$

$$C^{(1)} = \left| e^{j\frac{\pi}{4}} - \bar{w}^H \bar{a}(r_0, \theta_0, \varphi_0, t_0) \right|^2$$

$$C^{(2)} = \left| e^{j\frac{3\pi}{4}} - \bar{w}^H \bar{a}(r_0, \theta_0, \varphi_0, t_0) \right|^2 \quad (5.8b)$$

$$C^{(3)} = \left| e^{j\frac{5\pi}{4}} - \bar{w}^H \bar{a}(r_0, \theta_0, \varphi_0, t_0) \right|^2 \quad (5.8c)$$

$$C^{(4)} = \left| e^{j\frac{7\pi}{4}} - \bar{w}^H \bar{a}(r_0, \theta_0, \varphi_0, t_0) \right|^2 \quad (5.8d)$$

Eş. 5.8a modülasyon sembolü “11” için minimize edilmesi gereken maliyet fonksiyonunu ifade etmektedir. Aynı şekilde diğer QPSK modülasyonu sembolleri için minimize edilmesi gereken maliyet fonksiyonları, “01” sembolü için $C^{(2)}$, “00” sembolü için $C^{(3)}$ ve “10” sembolü için $C^{(4)}$ olarak yazılmıştır. Ancak bu modülasyon sembollerinin normalize edilmiş enerji değerleri sırasıyla “01” sembolü için $e^{(j3\pi/4)}$, “00” sembolü için $e^{(j5\pi/4)}$, ve “10” sembolü için $e^{(j7\pi/4)}$ ’dir. Bu yöntemde GRAY kodlu QPSK modülasyon şeması kullanılmıştır. Böylece konumsal modülasyon için faz değerlerinin optimizasyonu problemi aşağıdaki gibi formulüze edilir.

$$\min_{\alpha_{mn}^{(k)}} \left\{ \sum_{k=1}^K C^{(k)} = \sum_{k=1}^K \left| E_{calc}^{(k)} - E_{targ}^{(k)} \right|^2 \right\} \quad (5.9)$$

$$s. t. \begin{cases} m \in \{1, 2, 3, \dots, M\} \\ n \in \{1, 2, 3, \dots, N\} \\ k \in \{1, 2, 3, \dots, K\} \\ 0 \leq \alpha_{mn}^{(k)} \leq 2\pi \end{cases}$$

Burada $\alpha_{mn}^{(k)}$, k sembolü için mn ’inci dizi elemanının faz uyarım açısını; K ise temel bant modülasyonun derecesini göstermektedir. QPSK için temel bant modülasyon derecesi 4’tür. Çizelge 5.1’de verilen parametre ve algoritma ile legal hedef noktasındaki göndericiden gelen verinin, güvenli şekilde alınabilmesi için optimize edilmiş faz değerleri elde edilmiş olur. Optimizasyon algoritması adımları özet bir şekilde Çizelge 5.1’de verilmiştir.

Çizelge 5.1. Optimizasyon algoritması ve parametreleri

<i>Girişler:</i> $M, N, K, \Delta f, r_0, \theta_0, \varphi_0, t_0$
<i>Çıkışlar:</i> $\alpha_{mn}^{(k)}$
1- $[0 - 2\pi]$ açı değerleri kümesinden $\alpha_{mn}^{(k)}$ faz değerlerine rastgele başlangıç değerleri ata ve nesil sayısını $g = 1$ olarak başlat.
2- Eş. 4.23 ile maliyet fonksiyonunu hesapla.
3- Eş. 4.24 ile C 'yi minimize eden α_{mn} optimum faz değerlerini seç.
4- Genetik algoritmayı tekrar tekrar uygulayarak sonraki nesli oluştur ve nesil sayısını $g = g + 1$ olarak güncelle.
5- Eğer g maksimum tekrar sayısı G 'den az ise 2. adıma dön.
6- Aksi takdirde, dur ve α_{mn} optimum faz değerlerini sonuç olarak yaz.

Bu şekilde optimize edilen faz değerleri Çizelge 5.2'de verilmiştir.

Çizelge 5.2. Dizi elemanlarının optimize edilmiş faz değerleri

<i>Faz</i>	<i>Sembol</i>	<i>Sembol</i>	<i>Sembol</i>	<i>Sembol</i>
<i>Değerleri ($^\circ$)</i>	<i>"11"</i>	<i>"10"</i>	<i>"00"</i>	<i>"01"</i>
α_{11}	298.466°	3.9384°	319.0749°	289.4432°
α_{12}	65.0164°	129.6803°	307.1466°	16.1609°
α_{13}	80.2603°	91.9101°	99.2628°	19.3205°
α_{14}	28.0515°	211.3123°	67.8260°	58.0135°
α_{21}	0°	265.9380°	36.9631°	347.3329°
α_{22}	66.5490°	290.8671°	230.4949°	249.8884°
α_{23}	245.9678°	43.2308°	203.0760°	235.3226°
α_{24}	188.9798°	206.3675°	163.8797°	140.8539°
α_{31}	332.1284°	158.9274°	258.5370°	117.2646°
α_{32}	209.4010°	103.6657°	78.3041°	327.2180°
α_{33}	115.7857°	46.9429°	295.5069°	216.5731°
α_{34}	214.4779°	280.9581°	178.8557°	157.8968°

5.2. KoM Bit Hata Oranı

Güvenli bir haberleşme için, istenilen hedef noktadaki göndericiden alınan veriye dair bit hata oranı (BER), belirli bir eşik değerin altında olmalıdır. Bununla beraber, istenilen bu hedef nokta haricindeki başka bir yerden gelen veriye dair bit hata oranı ise belirli bir eşik değerin üzerinde olmalıdır. [95]'de yönlü anten modülasyonu sistemleri için kapalı form bir bit hata oranı formülasyonu geliştirilmiştir. Bu kapalı form ifade, konstelasyon noktalarının bulundukları bölgelerin dikkate alınması suretiyle, standart QPSK modülasyon sembollerinin çözülmesi prensibi kullanılarak geliştirilmiştir. Bu yöntem doğrultusunda, istenilen hedef noktadan gelen verinin sinyal kalitesinin belirlenmesinde ve bu hedef nokta dışında başka herhangi bir noktadan gelen verideki bozulmanın seviyesinin belirlenmesinde, KoM tekniğinin bit hata oranı kriteri göz önünde bulundurulacaktır. Bu tez çalışmasında GRAY kodlu QPSK KoM tekniğinin ortalama BER değeri aşağıdaki ifade ile hesaplanır.

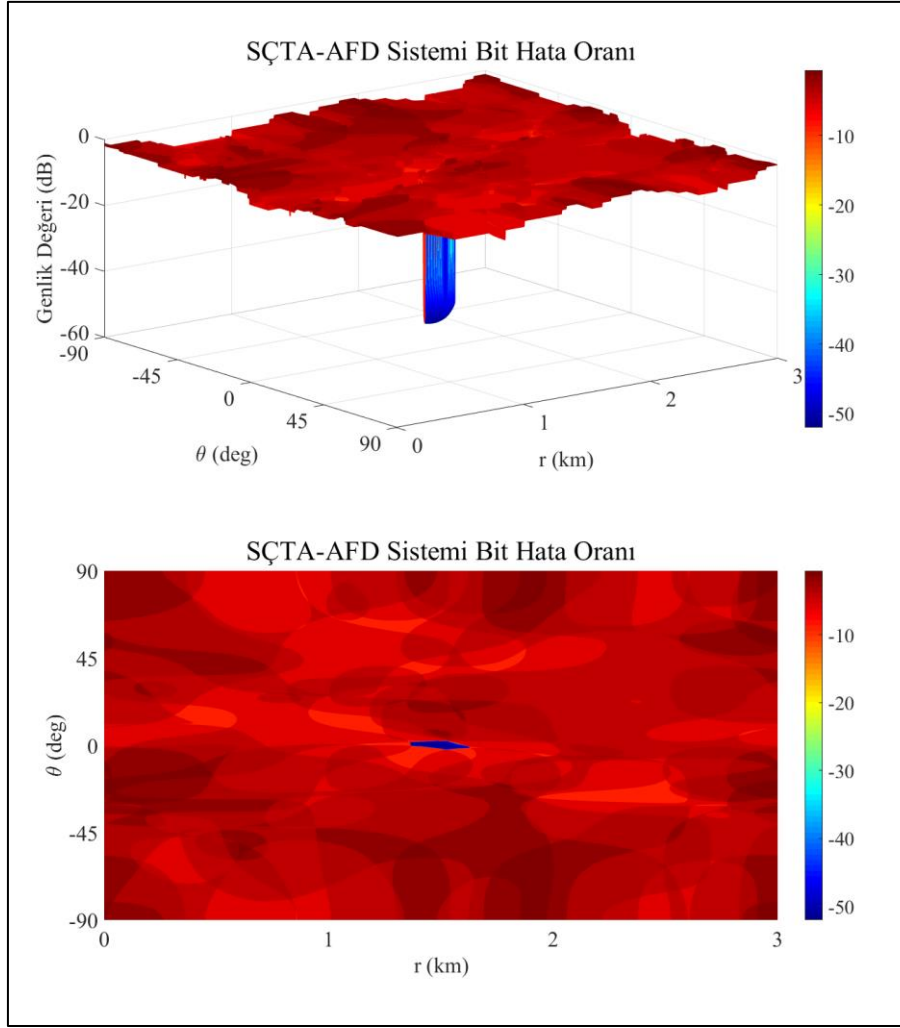
$$BER_{xy} = Q\left(\sqrt{\frac{l^2 \cdot \sin^2(\beta)}{N_0/2}}\right) \quad (5.10)$$

$$BER_{PoM(QPSK)} = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 Q\left(\sqrt{\frac{l_i^2 \cdot \sin^2(\beta_i)}{N_0/2}}\right) \quad (5.11)$$

Burada Q , ölçekli tamamlayıcı hata fonksiyonunu (scaled complementary error function) göstermektedir.

$$Q(x) = 2/\sqrt{\pi} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (5.12)$$

Burada l_i alınan modülasyon sembolü vektörünün uzunluğunu ("11" için l_1 , "01" için l_2 , "00" için l_3 ve "10" için l_4), β_i alınan modülasyon sembolü vektörü ($\vec{l}_i$) ile koordinat bölgesi (I ve Q) eksenleri arasındaki minimum açı değerini ve $N_0/2$ ise Gauss kanalı gürültü spektral yoğunluğunu ifade etmektedir.



Şekil 5.2. SÇTA-AFD bit hata oranı (BER) dağılımı

Bu yöntemde bit hata oranı hesabı, alınan modülasyon sembolü konstelasyon noktalarının, koordinat düzleminde yer aldığı bölgenin belirlenmesi prensibine dayanmaktadır. Şayet alınan modülasyon sembolü kendi bölgesinde yer alıyorsa, bit hata oranı değeri Eş. 5.11 ile hesaplanmaktadır. Fakat alınan sembol kendi bölgesinde değilse, komşu bölgelerden birinde bulunuyorsa bit hata oranı değeri 0,5 olarak, çapraz bölgede yer alıyor ise 1 olarak alınır. Bit hata oranı gösteriminde daha açık bir grafik gösterim için, bit hata oranı değerleri aşağıdaki gibi dB olarak hesaplanır.

$$BER_{PoM(QPSK)}(dB) = \log_{10}(BER_{PoM(QPSK)}) \quad (5.13)$$

Çizelge 5.2’de verilen faz değerleri kullanılarak hesaplanan bit hata oranı dağılımına ait grafik Şekil 5.2’de gösterilmiştir. Şekil 5.2’de yer alan bu grafikte görüldüğü üzere, bit hata oranı performansı, uygun zamanda istenilen hedef noktasında minimum düzeydedir.

Hedef nokta bölgesinde BER değeri 10^{-5} değerinden daha düşük seviyededir. Shu ve arkadaşları tarafından önerilen yöntemde BER değeri 10^{-4} mertebesinde [96]. Hafez ve ekibinin çalışmasında 10^{-2} [97], Hu ve arkadaşlarının önerdiği yöntemde 10^{-4} 'e yakın [98] ve Qiu ve ekibinin çalışmasında ise 10^{-5} mertebesinde [99]. Dolayısı ile elde edilen BER değerinin literatür ortalamasından daha iyi bir seviyede olduğu görülmektedir. Bu da göstermektedir ki, SÇTA-AFD kullanılarak gerçekleştirilen konumsal modülasyon tekniği, fiziksel katmanda güvenli haberleşme sağlayarak, uzayda sadece istenilen noktadan güvenli bir şekilde veri alınmasını mümkün kılabilir. Elde edilen bu haberleşme güvenliği hem mesafe hem de açı boyutuyla sağlanmaktadır. Her ne kadar bu güvenli alan zamanla ilerliyor ise de önceden belirlenmiş ve optimize edilmiş faz değerleri kümesi ile çalışan sıralı AFD operasyonları vasıtasıyla, uygun şekilde ayarlanan zamanlama sayesinde güvenli alan, fonksiyonel olarak istenilen hedef konumda sürekli olarak zamandan bağımsız idame ettirilebilir.

6. GÜVENLİ HABERLEŞME

Bu bölümde, daha önce geliştirilen ve diskular geometri üzerine bina edilen SÇTA-AFD yöntemi ve Konumsal Modülasyon tekniğinin, fiziksel katmanda güvenli haberleşme için kullanılması hususunda, gerekli koşullardan ve parametrelerden bahsedilmektedir.

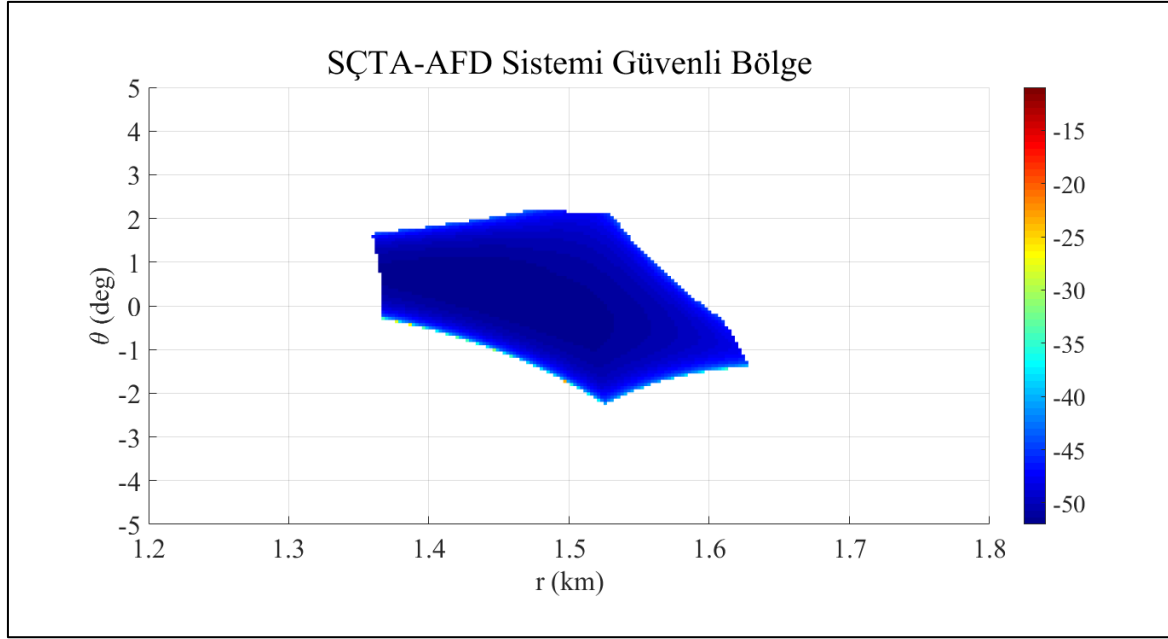
6.1. Güvenli Bölge

Önerilen konumsal modülasyon ile güvenli haberleşme yönteminin performans göstergesi olarak bir Güvenli Bölge (Secure Region) tanımlanır. Bu tanımlama, güvenli veri alımının sağlanabileceği sınırlı hacimsel bir üç boyutlu bölgeyi ifade eder. Bu bölge; güvenli haberleşmenin sağlıklı bir şekilde sürdürülebilmesini sağlayacak kadar geniş, bununla beraber haberleşmenin konumsal güvenliğini sağlayacak kadar da dar olmalıdır. Bu güvenli bölgenin sınırları, bit hata oranı değeri bakımından bir üst limit değeri ile tanımlanır. Bu tanımlama matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$SR = \{(r, \theta, \varphi) \mid BER_{(r, \theta, \varphi)} < BER_{th}\} \quad (6.1)$$

Burada $BER_{(r, \theta, \varphi)}$ terimi, (r, θ, φ) noktasındaki bit hata oranını göstermektedir. BER_{th} ise üst limit değeridir. Güvenli bölge üç boyutlu olarak tanımlanır. Ancak kullanılan geometrik kompozisyonun simetrik olması ve teknik yaklaşımın da buna uygun olması dolayısıyla hüzme, dizi ekseninde oluşur. Böylece φ açısı 0 ila 2π arasında hangi değeri alırsa alsın, diğer değişkenler r ve θ bakımından sonuç değişmemektedir. Bu bağlamda elde edilen üç boyutlu güvenli bölge, sadece iki parametre ile yani r ve θ ile ifade edilebilir.

Şekil 6.1’de elde edilen güvenli bölgenin grafiği gösterilmiştir. Bu görünen bölgenin dışında kalan alanlarda bit hata oranı, güvenli bölge sınırları içerisinde kalan alanlardan çok daha yüksektir. Bu grafik için eşik değeri 0,1 olarak uygulanmıştır. Güvenli bölge içerisinde bit hata oranı 6.4×10^{-6} ila 2.5×10^{-5} değerleri arasında bulunmaktadır. Bu açıdan güvenli bölgenin içi ile dışı arasındaki bit hata oranı farkı ortalama olarak 10^{-5} kat kadardır.



Şekil 6.1. Güvenli bölge (yakınlaştırılmış)

6.2. Gizlilik Kapasitesi

SÇTA-AFD ışıma örüntüsü deterministik bir karaktere sahiptir. Bu sayede istenilen hedef nokta her zaman ışıma örüntüsü maksimumunda yer alacak iken; bunun dışında herhangi bir noktada bulunan istenmeyen bir gönderici, ışıma örüntüsü minimumunda yer alır. Bu durum üç boyutlu noktasal hüzmeye yapısı, uygun alım zamanlaması ve SÇTA-AFD tekniği sayesinde gerçekleşir. Böylece fiziksel katmanda istenilen haberleşme güvenliği sağlanmış olur. Bit hata oranına ilaveten SNR de performans göstergesi olarak uygun bir parametredir. SNR ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$SNR(r, \theta, \varphi, t) = \sigma^{-2} |\bar{w}^H \bar{a}(r, \theta, \varphi, t)|^2 \quad (6.2)$$

Burada σ^2 gürültü gücünü göstermektedir. Bu tez çalışmasında iletişim kanalı, sıfır ortalama değere ve σ^2 varyansa ($CN(0, \sigma^2)$) sahip toplanır beyaz gürültüye sahip (Additive White Gaussian Noise, AWGN) Gauss dinleme kanalı (Gaussian wiretap channel) olarak farzedilmiştir. Kanalin istenilen hedef nokta için ulaşılabilir bağlantı oranı diğer bir ifadeyle Kanal Kapasitesi (Channel Capacity) aşağıdaki gibi yazılır [100].

$$C_i(t) = \log_2(1 + SNR_i) \quad (6.3)$$

$$C_i(t) = \log_2(1 + \sigma_i^{-2} G L |\bar{w}_i^H \bar{a}_i(r, \theta, \varphi, t)|^2)$$

Aynı şekilde, istenmeyen herhangi bir konumdaki aldatıcı bir gönderici için ulaşılabilir bağlantı oranı aşağıdaki gibi yazılır.

$$C_e(t) = \log_2(1 + \sigma_e^{-2} |\bar{w}_e^H \bar{a}_e(r, \theta, \varphi, t)|^2) \quad (6.4)$$

Bu durumda herhangi bir andaki anlık gizlilik kapasitesi değeri şu şekilde yazılır.

$$C_s(t) = [C_i(t) - C_e(t)]^+ \\ = \left[\log_2 \left(\frac{1 + \sigma_i^{-2} |\bar{w}_i^H \bar{a}_i(r, \theta, \varphi, t)|^2}{1 + \sigma_e^{-2} |\bar{w}_e^H \bar{a}_e(r, \theta, \varphi, t)|^2} \right) \right]^+ \quad (6.5)$$

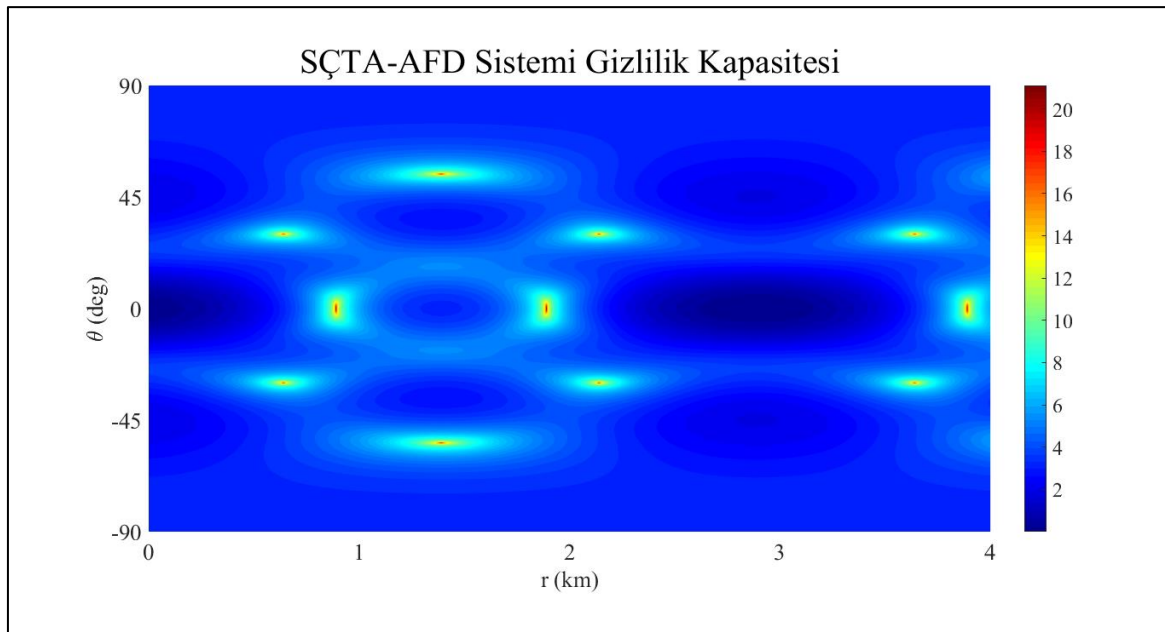
Burada $[\cdot]^+$ işlevi $\max\{0, [\cdot]\}$ işlemini yani maksimum işlevini göstermektedir. Bu şekilde elde edilen gizlilik kapasitesi (C_s) sistemin güvenli haberleşme yeteneğinin ana performans göstergesidir. Gönderici anten yönlü modülasyon tekniklerinde olduğu gibi bu çalışmada da hem alıcının hem de gerek istenilen hedef noktadaki meşru göndericinin, gerekse başka bir konumdaki aldatıcı göndericinin kazanç değerlerinin aynı olduğu farzedilerek birim değer atfedilmiştir. Böylelikle hem istenilen gönderici hem de istenmeyen gönderici bakımından tüm alım parametre ve koşullarının aynı olması sağlanmıştır. Değişen tek unsur göndericilerin bulundukları konumdur.

Gizlilik kapasitesi için teorik üst limit aldatıcı göndericinin bulunmadığı durumdur ve bu üst limit aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$C_{s_{max}} = \log_2(1 + \sigma_i^{-2} |\bar{w}_i^H \bar{a}_i(r, \theta, \varphi, t)|^2) \quad (6.6)$$

Şekil 6.2’de SÇTA-AFD sisteminin gizlilik kapasitesi grafiği yer almaktadır. Bu grafikte görüldüğü gibi, hedef nokta dışında gizlilik kapasitesi hedef noktaya nazaran oldukça yüksek seviyededir. Gizlilik kapasitesi değeri 20 ve daha yukarı olan noktalar da bulunmaktadır. Genel olarak ise hedef bölgenin yakın çevresinde 4-6 aralığında değişmektedir. Sun ve arkadaşlarının çalışmasında gizlilik kapasitesi ortalama değeri maksimum 6 elde edilmiştir [91]. Hafez ve ekibinin önerdiği yöntemde maksimum 4.5

[97] ve Qiu ve arkadaşlarının önerdiği yöntemde ise maksimum 3.5 [99] değeri elde edilmiştir. Ouyang ve ekibinin çalışmasında ise gizlilik kapasitesi ortalama değeri maksimum 8 olarak elde edilmiştir [101]. Literatürdeki bazı çalışmalarda daha yüksek gizlilik kapasitesi değerleri elde edildiği görülmektedir ancak bu tez çalışmasında elde edilen gizlilik kapasitesi değeri incelenen kaynaklar çerçevesinde literatür ortalamasının üzerinde görünmektedir. Ayrıca gizlilik kapasitesinin lokal olarak literatürde yer alan değerlerden çok yüksek olduğu da görülmektedir. Bu durum konumu bilinen istenmeyen veya aldatici göndericinin bu bölgelere denk getirilmesi ile gizlilik seviyesinin oldukça artırılabilceği anlamına gelmektedir. Bu açıdan ışıma örüntüsünün kontrol edilebilir olması önemli bir husustur.



Şekil 6.2. SÇTA-AFD gizlilik kapasitesi grafiği

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

7.1. Sonuç ve Değerlendirme

Bu tez çalışmasında AFD anten tekniği kullanılarak fiziksel katmanda güvenli haberleşme yöntemi geliştirilmiş ve önerilmiştir. Bu kapsamda öncelikle dizi geometrisi üzerine araştırmalar gerçekleştirilmiştir. Tez çalışmasının başlangıcındaki literatür özetinde yer alan AFD anten konulu çalışmaların hemen hemen tamamı doğrusal geometri ile gerçekleştirilen çalışmalardır. AFD antenlerin ışıma örüntüleri bilinen dizilerin aksine açığa ilaveten zaman ve mesafeye bağlı olarak ta değişmektedir. AFD anten tekniğinin literatüre en büyük katkısı, mesafeye bağlı hüzme oluşturabilmeye imkân vermesidir. Ancak tek boyutlu doğrusal bir dizi anten ile oluşturabilecek hüzme, bu katkıdan faydalanmak için uygun bir geometri değildir. Zira güvenli haberleşme için üç boyutlu olarak sınırlanmış, bölgesel ya da noktasal bir hüzme yapısı gereklidir. Bunun için de tek boyutlu değil iki boyutlu ya da dağınık bir geometri gereklidir. Bu tez çalışmasının amacı uzayda noktadan noktaya güvenli haberleşme yapmaya imkân verecek bir yöntem geliştirmek olduğundan, noktasal hüzme elde etmeye yönelik geometri araştırma çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Çalışma başlangıcında literatürde iki boyutlu geometri çalışması sınırlı sayıdaydı, dağınık geometri çalışması ise bulunmamaktaydı. Tek boyutlu AFD anten hüzmesinin kavisli yapısından hareketle, bu şekilde kavisli hüzmelerin birbirine doğru olacak şekilde çakıştırılması ile noktasal hüzme elde edilebileceği değerlendirilmiş ve bu yönde hesaplama ve simülasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Netice olarak, istenilen bu konfigürasyonun elde edilebileceği geometrinin, düzlemsel daire dizinin özel durumları olabileceği sonucuna ulaşılmıştır. Bu bağlamda Diskular AFD anten olarak adlandırılan ve bir makale olarak yayınlanan çalışma ile düzlemsel daire dizi anten geometrisi, AFD anten tekniği ile literatürde ilk defa incelenmiştir. Bu çalışma sonucunda gerçek manada üç boyutlu olarak tanımlanabilecek küresel formda noktasal bir hüzme yapısı elde edilmiştir. Bu sonuç, güncel literatürde yer alan çalışmalara binaen, bu zamana değin elde edilen en düzgün noktasal hüzme olmuştur. Bu çalışma ile önerilen Diskular AFD antenin matematiksel formülleri, grafik analizleri ve simülasyon sonuçları detaylı bir şekilde elde edilmiş ve özgün olarak literatüre sunulmuştur. Burada uygulanan radyal frekans kayması yöntemi de literatüre özgün bir katkı olmuştur. Ayrıca elde edilen noktasal hüzmenin hacmi hesaplanarak uzayda kapladığı yer ve kapsama alanı

belirlenmiştir. Noktasal hüzmenin uzayda istenilen noktaya yönlendirilmesine dair analiz gerçekleştirilmiştir.

Diskular geometrinin özel bir durumu olan yıldız dizi geometrisi de ayrıyeten daha ileri seviyede incelenmiştir. Bu dizi topolojisinin dizi faktörü için kapalı form matematiksel bir formül geliştirilmiştir. Literatürde ilk defa hüzme uzunluğu parametresi ele alınmış ve tanımlanmıştır. İncelenen geometrinin hüzme uzunluğu için kapalı form bir formül geliştirilmiş ve daha sonraki güvenli haberleşme yöntemi geliştirme çalışmalarında kullanılmıştır.

İncelenen geometri ve dizilimlerin simülasyonları gerçekleştirilmiş ve iki boyutlu, üç boyutlu ve dört boyutlu ışıma örüntülerine ait grafikler elde edilmiştir. Bu grafiklerle, elde edilen hüzme karakteristikleri net olarak gösterilmiştir. Ayrıca diğer geometrilere ait grafikler de çizdirilerek, önerilen geometri ile diğer geometriler arasında karşılaştırmalar yapılmış, üstünlük ve zayıflıklar hakkında bilgi verilmiştir.

AFD antenlerin en çok dikkat çeken, en yenilikçi ve gelecek vadeden özelliği mesafeye bağlı hüzme yapısı olmuştur. Bu sayede zamanla değişmeyen, uzayda belirli bir konumda sabit olarak duran hüzme elde eden çalışmalar literatüre girmiştir. Ancak daha sonra bu çalışmalarda kullanılan zaman modülasyonu yönteminin yanlış uygulandığı, faz-frekans ve zaman-mesafe ilişkisinin ihmal edilerek teorik olarak hata yapıldığı anlaşılmıştır. Literatüre giren bu çalışmalarda göz ardı edilen yayılım süreci ve bahsi geçen diğer hataların detaylı bir incelemesi yapılmıştır. Böylece uzayda duran ve zamanla değişmeyen bir hüzme elde etmenin, en azından mevcut yöntemlerle, mümkün olmadığı anlaşılmıştır. Bunun üzerine yeni yöntem geliştirme çalışmaları yapılarak SÇTA-AFD anten sistemi tanımlanmış ve noktadan noktaya güvenli haberleşme yöntemi olarak önerilmiştir. Önerilen yöntemin Bit Hata Oranı ve Gizlilik Kapasitesi gibi performans göstergeleri için analitik ifadeler elde edilmiş ve simülasyonlarla incelenmiştir. Bu parametreler ile Güvenli Bölge tanımlaması yapılmıştır. Her ne kadar duran bir hüzme oluşturulamayacak olsa da bunun tamamen gönderici anten sistemi bağlamında olduğu, alıcı sistem için durumun farklı olduğu ve zaman mefhumunun alım zamanlaması bakımından kontrol edilebilir olduğu ortaya konmuştur. Böylelikle işlevsel olarak uzayda sadece belirli bir noktada etkili olan alıcı bir hüzme elde edilmiştir. Bunun için bir sistem tanımlaması yapılmış ve önerilen yöntem detaylı olarak incelenmiştir. Bu incelemede matematiksel formülasyonlar,

simülasyonlar ve grafiksel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Önerilen yöntemle elde edilen sonuçlara yer verilmiş ve analiz edilmiştir. Bu çalışmada özgün teknikler geliştirilmiş ve önerilmiştir.

Önerilen SÇTA-AFD anten tekniği kullanılarak Konumsal Modülasyon (KoM) (Positional Modulation, PoM) yöntemi geliştirilmiş ve önerilmiştir. KoM tekniğinin çıkış noktasını yönlü anten modülasyonu oluşturmaktadır. AFD antenlerin mesafe bağımlı ışıma karakteristiğinden yola çıkılarak geliştirilmiş ve bu şekilde isimlendirilmiştir. Bu yöntemin teknik detayları, matematiksel incelemesi ve simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Dizi elemanlarının faz değerleri için Genetik Algoritma kullanılarak optimizasyon gerçekleştirilmiştir. Haberleşme kabiliyetinin bir göstergesi olan bit hata oranı ifadesi elde edilmiştir. Bu teknik kullanılarak bir güvenli haberleşme yöntemi önerilmiştir. Bu haberleşme yöntemine dair hesaplama ve analiz çalışmalarına ilaveten güvenli bölge tanımı yapılmış ve grafiksel olarak gösterilmiştir. Ayrıca yöntemin sağladığı gizlilik kapasitesi de tanımlanarak ortaya konmuştur.

Tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen çalışmalar neticesinde varılan sonuçlar ile üç makale yazılmıştır. "*Investigation of Planar Frequency Diverse Array Antenna in Concentric Circular Geometry*" başlığı ile hazırlanan konferans makalesi 30.12.2019 tarihinde Bursa'da gerçekleştirilen ELECO 2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering konferansında bildiri olarak sunulmuştur. "*Dot-Shaped 3D Range-Angle Dependent Beamforming with Discular Frequency Diverse Array*" başlığı ile hazırlanan akademik makale ise IEEE Transactions on Antennas and Propagation dergisinde Ekim 2021'de yayımlanmıştır. Son olarak "*Time Invariant Localized Secure Reception with Sequential Multi-Carrier Receive FDA*" başlığı ile hazırlanan akademik makale ise henüz görüş aşamasındadır.

Tez çalışma konusunun ihtiva ettiği konu başlıkları olan; antenler, dizi antenler, hüzmeye tarama ve şekillendirme, AFD antenler, yönlü anten modülasyonu ve Genetik optimizasyon gibi konular hakkında tez çalışmasının anlaşılmasını sağlamak bakımından Genel Bilgiler ünitesinde tez çalışmasının bakış açısını yansıtan yeterli teknik detayda bilgilere yer verilmiştir.

Bu tez çalışması kapsamında ortaya konan yeni yaklaşımlar, geliştirilen özgün çözümler ve elde edilen gelişmeler şu şekildedir:

- Diskular geometri ilk defa AFD anten olarak incelenmiş, teorik olarak analiz edilmiş, hesaplamaları yapılmış, formülasyonları elde edilmiş ve simülasyonları gerçekleştirilmiştir.
- Diskular AFD anten için kapalı form bir dizi faktörü ifadesi elde edilmiştir.
- Üç boyutlu AFD anten hüzmesinin üç parametrelili (r, θ, φ) bağılaıklığı çözülmüştür.
- Hüzme uzunluğu (beamlength) parametresi ilk defa kullanılmış ve kapalı form bir formül elde edilmiştir.
- Gerçek manada üç boyutlu (r, θ, φ) bir hüzme elde edilmiştir.
- Radyal frekans kayması şeması önerilmiştir.
- Çeşitli geometrik yaklaşımların ışıma örüntüleri karşılaştırılmıştır.
- Hüzme topu (beam firing) karakteristiği ortaya konmuştur.
- Sıralı Çok Taşıyıcılı Alıcı AFD anten tekniği geliştirilmiş ve önerilmiştir.
- Noktadan noktaya güvenli haberleşme yöntemi önerilmiştir.
- Konumsal Modülasyon (KoM) tekniği geliştirilmiş ve önerilmiştir.

7.2. Öneriler

Bu tez çalışmasının temel önermesi ve sonucu; her ne kadar mevcut yöntemlerle uzayda belirli bir konumda sabit olarak duran bir hüzme elde edilemeyecek olsa da, etki bakımından işlevsel bir sonuç elde edilebileceği şeklindedir. İncelenen ve önerilen geometri bu amaç için kullanılabilecek bir hüzme yapısı sağlamıştır. Aynı şekilde farklı geometrik dizilimler de benzer ya da farklı avantajlar ortaya koyabilecek sonuçlar verebilecektir. Bu açıdan farklı geometrilerin aynı şekilde incelenmesi önerilir. Bunun yanında tez içeriğinde pek çok farklı yaklaşım ve öneri ortaya konmuştur. Bunlar daha ileri bir inceleme ve çalışma konusu yapılabilir. Örneğin daha ileri çalışmalar olarak üstel, logaritmik, özel bir matematiksel seri ya da doğrusal olmayan frekans kayması ve farklı veya daha karmaşık sinyal formları ile daha ileri sonuçlar elde edilebilir. Ayrıca bu tez çalışmasında alıcı durum için yapılan çalışmanın benzeri Zhang ve arkadaşları tarafından önerilen yöntem [80] kullanılarak gönderici durum için uygulanabilir. Bu tez çalışmasında teorik olarak ortaya konan yaklaşımlar bir donanım sistemi ile pratik olarak

deneyselleştirilebilir. Ayrıca önerilen KoM tekniği daha ileri bir inceleme ile genişletilebilir. Bu, teorik olarak daha ileri taşıma şeklinde olabileceği gibi literatürdeki farklı tekniklerle kombine edilmesi şeklinde çalışmalar olarak ta gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

1. Shannon, C. E. (1949). Communication theory of secrecy systems. *The Bell System Technical Journal*, 28(4), 656-715.
2. Wyner, A. D. (1975). The wire-tap channel. *The Bell System Technical Journal*, 54(8), 1355-1387.
3. Leung-Yan-Cheong, S. K., and Hellman, M. E. (1978). The Gaussian wiretap channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 24(4), 451-456.
4. Baghdady, E. J. (1990) Directional signal modulation by means of switched spaced antennas. *IEEE Transactions on Communications*, 38(4), 399-403.
5. Zhang, X., Zhou X., and McKay M. R. (2013). On the Design of Artificial-Noise-Aided Secure Multi-Antenna Transmission in Slow Fading Channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 62(5), 2170-2181.
6. Antonik, P., Wicks, M. C., Griffiths, H. D., and Baker, C. J. (2006). *Frequency diverse array radars*. IEEE Conference on Radar, 125-127.
7. Wang, W., and Shao, H. (2014). Range-angle localization of targets by a double pulse frequency diverse array radar. *IEEE Journal of Selected Topics on Signal Processing*, 8(1), 106-114.
8. Xu, J., Zhu, S., and Liao, G. (2015). Range ambiguous clutter suppression for airborne FDA-STAP radar. *IEEE Journal of Selected Topics on Signal Processing*, 9(8), 1620-1631.
9. Wang, W. (2016). DM using FDA antenna for secure transmission. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 11(3), 336-345.
10. Yao, A. M., Rocca, P., Wu, W., and Massa, A. (2017). *On the design of frequency diverse arrays for wireless power transmission*. Proceedings of 11th European Conference on Antennas Propagation, 900-903, Paris, France.
11. Shao, H., Dai, J., Xiong, J., Chen, H., and Wang, W.-Q. (2016) Dot-shaped range-angle beampattern synthesis for frequency diverse array. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, 15(1), 1703-1706.
12. Wang, X., and Long, Q. (2019). *Uncoupled FDA Beampattern Synthesis by Discrete Element Position and Frequency Offsets Pairing*. 16th European Radar Conference (EuRAD), 57-60, Paris, France.
13. Wang, W. Q. (2013). Phased-MIMO radar with frequency diversity for range-dependent beamforming. *IEEE Sensor Journal*, 13(4), 1320-1328.
14. Khan, W., and Qureshi, I. M. (2014). Frequency diverse array radar with time dependent frequency offset. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13(1), 758-761.

15. Yao, A., Wu, W., and Fang, D. (2016). Frequency diverse array antenna using time-modulated optimized frequency offset to obtain time-invariant spatial fine focusing beampattern. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(10), 4434-4446.
16. Yao, A., Rocca, P., Wu, W., Massa, A., and Fang, D. (2017). Synthesis of Time-Modulated Frequency Diverse Arrays for Short-Range Multi-Focusing. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 11(2), 282-294.
17. Chen, B., Chen, X., Huang Y., and Guan J. (2018). Transmit Beampattern Synthesis for the FDA Radar. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(1), 98-101.
18. Fartookzadeh, M. (2018). Comments on Optimization of sparse frequency diverse array with time invariant spatial-focusing beampattern. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(12), 2521.
19. Xiong, J., Nusenu, S. Y., and Wang, W. Q. (2017). Directional modulation using frequency diverse array for secure communications. *Wireless Personal Communications*, 95(3), 2979-2689.
20. Cheng, Q., Zhu, J., Xie, T., Luo, J., and Xu, Z. (2017). Time-Invariant Angle-Range Dependent Directional Modulation Based on Time-Modulated Frequency Diverse Arrays. *IEEE Access*, (5), 26279-26290.
21. Ke, S., He, M., Bu X., and Cai, W. (2020). A Leakage-Based Directional Modulation Scheme for Frequency Diverse Array in Robot Swarm Networks. *IEEE Access*, 8, 107823-107837.
22. Qiu, B., Wang, L., Xie, J., Zhang, Z., Wang, Y., and Tao, M. (2020). Multi-Beam Index Modulation With Cooperative Legitimate Users Schemes Based on Frequency Diverse Array. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 69(10), 11028-11041.
23. Ji, S., and Wang, W. (2020). Physical-Layer Security for Frequency Diverse Array Communication System Over Nakagami-m Fading Channels. *IEEE Systems Journal*, 14(2), 2370-2381.
24. Ke, S., An, J., Wang, S. (2020). Synthesis-free directional modulation for retrodirective frequency diverse array. *Science China Information Sciences*, 63(10).
25. IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas. (2014). *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)*, 1-50.
26. Balanis, C. A. (2016). *Antenna Theory Analysis and Design* (Fourth Edition). New Jersey, USA: A John Wiley & Sons inc., 295-296, 363-364.
27. Skolnik, M.I. (1980). *Introduction to Radar Systems* (Second Edition). McGraw-Hill Book Co., 278-279.
28. Masotti, D., Shanawani M., and Costanzo, A. (2019). *Energy focusing through layout-based frequency-diverse arrays*. IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC).

29. Shi, J., Sun, J., Yang, Y., and Wang, N. (2019). *Mainlobe Jamming Suppression with Frequency Diverse Array Radar*. IEEE International Conference on Signal, Information and Data Processing (ICSIDP), 1-5.
30. Xu, J., Liao, G., and So, H. C. (2016). Space-Time Adaptive Processing With Vertical Frequency Diverse Array for Range-Ambiguous Clutter Suppression. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 54(9), 5352-5364.
31. Seçmen, M., Demir, Ş., Hızal, A., Eker, T. (2007). *Frequency diverse array antenna with periodic time modulated pattern in range and angle*. Proceedings of 2007 IEEE Radar Conference, 427-430.
32. Baghdady, E. J. (1990). Directional signal modulation by means of switched spaced antennas. *IEEE Transactions on Communications*, 38(4), 399-403.
33. Babakhani, A., Rutledge D., and Hajimiri, A. (2008). Transmitter Architectures Based on Near-Field Direct Antenna Modulation. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 43(12), 2674-2692.
34. Babakhani, A., Rutledge D., and Hajimiri, A. (2009). Near-field direct antenna modulation. *IEEE Microwave Magazine*, 10(1), 36-46.
35. Daly, M., and Bernhard, J. (2009). Directional Modulation Technique for Phased arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(9), 2633-2640.
36. Daly, M., Daly E., and Bernhard, J. (2010). Demonstration of Directional Modulation Using a Phased Array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58(5), 1545-1550.
37. Mobasser, B. (2000). Digital modulation classification using constellation shape. *Signal Processing*, 80(2), 251-277.
38. Haykin, S. (1983). *Communication Systems* (Second Edition). New York: John Wiley & Sons.
39. Daly M., and Bernhard, J. (2009). Directional Modulation Technique for Phased arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(9), 2633-2640.
40. Holland, J. H. (1975). *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. Ann Arbor, University of Michigan Press.
41. Mitchell, M. (1998). *An Introduction to Genetic Algorithms*, MIT Press.
42. Sivanandam, S. N., and Deepa, S. N. (2008). *Introduction to Genetic Algorithms*. Berlin: Springer Berlin.
43. Walpole, R. E., Myers, R. H., Myers, S. L., Ye, K. (2012). *Probability & Statistics for Engineers and Scientists* (Ninth Edition). Boston, USA: Prentice Hall, 171–172
44. Sivanandam, S. N., and Deepa, S. N. (2008). *Introduction to genetic algorithms*. Berlin: Springer Berlin.

45. Goldberg, D. E. (1988). *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning* (English Edition). Massachusetts, USA: Addison-Wesley Publishing Company Inc., 11-12, 15-16, 63.
46. Zhang, L., Chang, H., and Xu, R. (2012). *Equal-Width Partitioning Roulette Wheel Selection in Genetic Algorithm*. Conference on Technologies and Applications of Artificial Intelligence, 62-67.
47. Saeed, S., Qureshi, I. M., Khan, W., and Salman, A. (2015). An investigation into uniform circular frequency diverse arrays. *Remote Sensor Letters*, 6, 707-714.
48. Saeed, S., Qureshi, I. M., Khan, W., and Salman, A. (2016). Tangent hyperbolic circular frequency diverse array radars. *The Journal of Engineering*, 2016(3), 23-28.
49. Akkoc, A., Afacan, E., and Yazgan, E. (2019) *Investigation of Planar Frequency Diverse Array Antenna in Concentric Circular Geometry*. 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Bursa, Turkey, 651-654.
50. Jones, A. M., and Rigling, B. D. (2012). *Planar frequency diverse array receiver architecture*. IEEE Radar Conference, Atlanta, GA, 145-150.
51. Stearns, C. and Stewart, A. (1965) An investigation of concentric ring antennas with low sidelobes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 13(6), 856-863.
52. Wang, B., Xie, J., Zhang J., and Zhang, H. (2020). Dot-shaped beamforming analysis based on OSB log-FDA. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 31(2), 312-320.
53. Gaojian, H., Ding, Y., Ouyang, S., Fusco, V. (2020). Frequency diverse array with random logarithmically increasing frequency offset. *Microwave and Optical Technology Letters*, 62(7), 2554-2561.
54. Antonik, P., Wicks, M. C., Griffiths, H. D., and Baker, C. J. (2006). *Range dependent beamforming using element level waveform diversity*. Proceedings of International Waveform Diversity Design Conference, Las Vegas, NV, USA, 1-4.
55. Antonik, P., Wicks, M. C., Griffiths, H. D., and Baker, C. J. (2006). *Multi-mission multi-mode waveform diversity*. Proceedings of IEEE Radar Conference, Verona, Italy, 580-582.
56. Wicks, M. C., and Antonik, P. (2008). *Frequency diverse array with independent modulation of frequency, amplitude, and phase*. U.S. Patent: 7 319 427 B2.
57. Wicks, M. C., and Antonik, P. (2009). *Method and apparatus for a frequency diverse array*. U.S. Patent: 7 511 655 B2.
58. Antonik, P. (2009). *An investigation of a frequency diverse array* (Doctoral Dissertation, Department of Electronics and Electrical Engineering, University College London).

59. Yao, A. M., Wu, W., and Fang, D. G. (2017). Solutions of time-invariant spatial-focusing for multi-targets using time modulated frequency diverse antenna array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 65(2), 552-566.
60. Xu, Y., Shi, S., Xu, J., and Li, P. (2015). Range-angle-dependent beamforming of pulsed frequency diverse array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 63(7), 3262-3267.
61. Wang, Y., Li, W., Huang, G., and Li, J. (2017). Time-invariant range-angle-dependent beampattern synthesis for FDA radar targets tracking. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 2375-2379.
62. Yang, Y., Wang, H., Wang, H., Gu, S., Xu D., and Quan, S. (2018). Optimization of sparse frequency diverse array with time-invariant spatial-focusing beampattern. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17, 351-354.
63. Wang, Z., Song, Y., Mu, T., Luo, J., and Ahmad, Z. (2018). A short-range range-angle dependent beampattern synthesis by frequency diverse array. *IEEE access*, 1(6), 22664-22669.
64. Chen, K. J., Yang, S. W., Chen, Y. K., and Qu, S.Q. (2019). Accurate models of time-invariant beampatterns for frequency diverse arrays. *IEEE Transactions on. Antennas Propagation*, 67(5), 3022-3029.
65. Tan, M., Wang C., and Li, Z. (2021) Correction Analysis of Frequency Diverse Array Radar about Time. *IEEE Transactions. Antennas Propagation*. 69(2), 834-847.
66. Chen, H., Wang, W., Cui Y., and Liao, Y. (2019). Statistical Analysis for Time Modulation-Based Frequency Diverse Array Beampattern. *IEEE Access*, 7, 84142-84154.
67. Ding, Y., and Narbudowicz, A. (2019). Can Frequency Diverse Array Prevent Wireless Eavesdropping in Range Domain. *arXiv: Signal Processing*.
68. Shi, J. (2020). *On time-invariant FDA beam-pattern design based on time-dependent frequency offsets*. IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Hangzhou, China, 1-4.
69. Ding, Y., Narbudowicz, A., and Goussetis, G. (2020). Physical limitation of range-domain secrecy using frequency diverse arrays. *IEEE Access*, 8(1), 63302-63309.
70. Aksoy, E., and Afacan, E. (2012). Calculation of Sideband Power Radiation in Time-Modulated Arrays With Asymmetrically Positioned Pulses. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11, 133-136.
71. Han, S., Fan C., and Huang, X. (2016). *Frequency diverse array with time-dependent transmit weights*. IEEE 13th International Conference on Signal Processing (ICSP), 448-451.
72. Yao, A. M., Wu, W., and Fang, D. G. (2017). Solutions of time-invariant spatial-focusing for multi-targets using time modulated frequency diverse antenna array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 65(2), 552-566.

73. Molyneux, L. (1966). Important Feature of Time Modulation. *Nature*, 209, 188-190.
74. Gong, S., Wang, S., Chen, S., Xing C., and Wei, X. (2018). Time-Invariant Joint Transmit and Receive Beampattern Optimization for Polarization-Subarray Based Frequency Diverse Array Radar. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66(20), 5364-5379.
75. Mu, T., Song, Y., and Wang, Z. (2018). Beampattern Synthesis for Frequency Diverse Array Based on Time-Modulated Double Parameters Approach. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 17, 352-365.
76. Wang, Z., Mu, T., Song, Y., and Ahmad, Z. (2018). Beamforming of frequency diverse array radar with nonlinear frequency offset based on logistic map. *Progress In Electromagnetics Research Magazine*, 64, 55-63.
77. Cui, C., Li W., and Shi, X. (2019). *Quasi-Time-Invariant Range-Angle-Decoupled Beampattern Synthesis of Frequency Diverse Arrays*. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 1-3.
78. Li, Q., Huang, L., Zhao, B., Huang M., and Zhang, P. (2019). *Robust Frequency Diverse Array Beamformer via Random Frequency Offset*. IEEE International Conference on Signal, Information and Data Processing (ICSIDP), 1-5.
79. Akkoc, A., Afacan, E., and Yazgan, E. (2021). Dot-Shaped 3D Range-Angle Dependent Beamforming with Discular Frequency Diverse Array,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 69(10), 6500-6508.
80. Zhang, W., Le, M., Li, B., Wang, J., and Peng, J. (2019). Directional Modulation-Enhanced Multiple Antenna Arrays for Secure and Precise Wireless Transmission. *Sensors*, 19(22), 4833-4834.
81. Li, W. T., Cui, C., Ye, X. T., Shi X. W., and So, H. C. (2020). Quasi-Time-Invariant 3-D Focusing Beampattern Synthesis for Conformal Frequency Diverse Array,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 68(4), 2684-2697.
82. Xu, Y., and Luk, K. (2020). Enhanced Transmit–Receive Beamforming for Frequency Diverse Array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 68(7), 5344-5352.
83. Nusenu, S. Y., and Basit, A. (2020). Frequency-modulated diverse array transmit beamforming with bat metaheuristic optimisation. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 14(9), 1338-1342.
84. Tan, M., Wang, C. (2020). Range-angle target indication using FDA-MIMO with sinusoidal element spacing. *International Journal of RF Microwave and Computer Aided Engineering*, 30(11), 1096-4290.
85. Liao, Y., Wang, J., and Liu, Q. H. (2020). Transmit beampattern synthesis for frequency diverse array with particle swarm frequency offset optimization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 69(2), 892-901.

86. Xiang, Z., and Chen, B. X. (2017). Range-angle Decoupled Transmit Beamforming with Frequency Diverse Array. *Journal of Radars*, 6, 1-8.
87. Shao, H., Li, X., Wang, W.Q., and Chen, H. (2016). *Time-invariant transmit beampattern synthesis via weight design for FDA radar*. Proceedings of the IEEE Radar Conference, Philadelphia, PA, USA, 1-4.
88. Chu, W., Liu, Y. Q., Li, X. L. et al. (2020). Optimization of Emission Waveform by Accelerated Particle Swarm Algorithm Based on Logarithmic Frequency Offset Mathematical Model. *Wireless Personal Communications*, (113), 167-187.
89. Hong, Y., Jing, X., Gao H., and He, Y. (2020). Fixed region beamforming using frequency diverse subarray for secure mmWave wireless communications. *IEEE Transactions on Information and Forensics Security*, 15, 2706-2721.
90. Gao, J., Yuan, Z., Zhou, J., Qiu, B. (2020). Artificial-noise-aided energy-efficient secure multibeam wireless communication schemes based on frequency diverse array. *Wireless Communications and Mobile Computers*, 2020(1).
91. Sun, X., Yang, W., Cai Y., and Wang, M. (2021). Secure MmWave UAV-Enabled SWIPT Networks Based on Random Frequency Diverse Arrays. *IEEE Internet of Things Journal*, 8(1), 528-540.
92. İnternet: Iran–U.S. RQ-170 incident. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Iran%E2%80%93U.S._RQ-170_incident. Son Erişim Tarihi: 21.03.2022
93. Daly, M. P., and Bernhard, J. T. (2009). Directional modulation technique for phased arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(9), 2633-2640.
94. Haupt, R.L. (1997). Phase only Adaptive Nulling with a Genetic Algorithm. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45, 1009-1015.
95. Ding, Y., and Fusco, V. F. (2014). Establishing metrics for assessing the performance of directional modulation systems.' *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(5), 2745-2755.
96. Shu, F., Wu, X., Li, J., Chen, R., and Vucetic, B. (2016). Robust Synthesis Scheme for Secure Multi-Beam Directional Modulation in Broadcasting Systems. *IEEE Access*, 4, 6614-6623.
97. Hafez, M., Yusuf, M., Khattab, T., Elfouly, T., and Arslan, H. (2018). Secure Spatial Multiple Access Using Directional Modulation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 17(1), 563-573.
98. Hu, J., Shu, F., and Li, J. (2016). Robust Synthesis Method for Secure Directional Modulation With Imperfect Direction Angle. *IEEE Communications Letters*, 20(6), 1084-1087.
99. Qiu, B., Wang, L., Xie, J., Zhang, Z., and Wang, Y. (2020) *Multi-beam Symbol-Level Precoding in Directional Modulation Based on Frequency Diverse Array*. ICC 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC), Dublin, Ireland, 1-7.

100. Leung-Yan-Cheong, S. K., and Hellman, M. E. (1978). The Gaussian wiretap channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 24(4), 451-456.
101. Ouyang, C., Wu, S., Jiang, C., Ng, D. W. K., and Yang, H. (2020). Secrecy Performance for Finite-Alphabet Inputs Over Fluctuating Two-Ray Channels in FDA Communications. *IEEE Communications Letters*, 9(10), 1638-1642.



GAZİ GELECEKTİR..