

**HÜCRESEL MIMO HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE
ANTENLER ARASI ORTAK ETKİLEŞİMİN ETKİLERİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mehmet Akif BAKIRLI

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2018

**HÜCRESEL MIMO HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE
ANTENLER ARASI ORTAK ETKİLEŞİMİN ETKİLERİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Mehmet Akif BAKIRLI
(504131333)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Özgür ÖZDEMİR

HAZİRAN 2018

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504131333 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Mehmet Akif BAKIRLI, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "HÜCRESEL MIMO HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ANTENLER ARASI ORTAK ETKİLEŞİMİN ETKİLERİ" başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Özgür ÖZDEMİR**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. Güneş Zeynep KARABULUT KURT**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Ali Emre PUSANE
Boğaziçi Üniversitesi

Teslim Tarihi : **3 Mayıs 2018**
Savunma Tarihi : **8 Haziran 2018**



ÖNSÖZ

Bu çalışmada tez danışmanlığımı gerçekleştiren, bilgi birikimi, tecrübeleri ve zamanını benimle paylaşarak çalışmaya katkı sağlayan Doç. Dr. Özgür Özdemir'e, çalışmada kullanılan akıllı telefonun tasarımlarının gerçekleştirildiği ve ölçüm test ekipmanlarının kullanabilme imkanının tanındığı Vestel Elektronik A.Ş.'ye, Mobil Platform Sistem Tasarım Müdürlüğü ve müdürü sayın Fikret Uzgan'a, Tasarım Doğrulama Müdürlüğü bünyesinde bulunan tam yansız oda ölçümlerinin gerçekleştirilmesinde katkıda bulunan Haluk Bağcıbaşı, Berkin Demir ve Ali Aytekin'e ve katkıları için Ahmet Eren Sancak'a teşekkürlerimi sunarım. Hiç bir zaman desteklerini esirgemeyen ve her zaman yanımda olduklarını bildiğim ailem ve Ebru Çevik'e ayrıca teşekkür ederim.

Haziran 2018

Mehmet Akif BAKIRLI



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR.....	ix
SEMBOLLER	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ.....	1
2. MIMO HABERLEŞME SİSTEMLERİ.....	5
2.1 Geleneksel Telsiz Haberleşme Sistemleri ve MIMO Sistemler	5
2.1.1 Çok antenli sistemlerde uzay-zaman telsiz kanalları.....	6
2.1.1.1 Ayrık zaman gösterimi	6
2.1.1.2 Yol kaybı ve gölgeleme	7
2.1.1.3 Sönümlenme	8
2.1.2 MIMO Kanalları	9
2.2 MIMO İletim Teknikleri.....	10
2.2.1 Çeşitleme teknikleri.....	10
2.2.1.1 Sönümlenmenin sistem performansına etkisi	10
2.2.1.2 Çeşitleme prensipi	11
2.2.1.3 Dizi ve çeşitleme kazançları	11
2.2.2 Uzaysal çoklama yeteneği	12
3. MIMO KANALLARDA UZAYSAL KORELASYON.....	15
3.1 Jakes Modeli	16
3.2 Farklı Olasılık Dağılımlarının Uzaysal Korelasyona Etkisi	19
3.3 Işıma Örüntüsü Korelasyonu	20
3.4 Ortak Etkileşim Etkisi	23
3.4.1 Antenler arası ortak etkileşimin uzaysal korelasyon üzerindeki etkisi ..	23
3.4.2 Antenler arası ortak etkileşimin kanal üzerindeki etkisi	25
3.5 2X2 Bir MIMO Sistemde Ortak Etkileşim Etkisinin Benzetimi.....	25
3.5.1 Antenler	26
3.5.2 Ortak etkileşim etkisi ve kanal kapasitesi.....	27
3.5.3 Nümerik sonuçlar	30
4. CEP TELEFONU MIMO ANTEN TASARIMLARI.....	33
4.1 Cep Telefonu Anten Tasarımları ve Anten Konumlandırmaları.....	33
4.1.1 Cep telefonu antenlerinin gelişimi.....	33
4.1.2 Modern akıllı telefon antenleri	35

4.2 FDD-LTE Band 7 İçin Ters-F Anten Tasarımları.....	37
5. CEP TELEFONU HÜCRESEL HABERLEŞME ANTENLERİ ÜZ- ERİNDEN UZAYSAL KORELASYONUN MIMO SİSTEM PERFOR- MANSINA OLAN ETKİSİNİN İNCELEMESİ	51
5.1 Zarf Korelasyon Katsayıları	51
5.2 Ortak Etkileşimin Uzaysal Korelasyona Etkisi ve Kanal Korelasyon Ölçümleri.....	51
6. SONUÇ VE TARTIŞMA.....	59
KAYNAKLAR.....	61
ÖZGEÇMİŞ	65



KISALTMALAR

AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü)
BER	: Symbol Error Rate (Bit Hata Oranı)
BPSK	: Binary Phase-Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
ÇK	: Çeşitleme Kazancı
FDD	: Frequency-Division Duplexing (Frekans Bölmeli Çiftleme)
GLONASS	: Global Navigation Satellite System (Küresel Uydu Seyir Sistemi)
GPS	: Global Positioning System (Küresel Konumlama Sistemi)
GSM	: Global System for Mobile Communications (Mobil İletişim İçin Küresel Sistem)
i.i.d	: Independet and identically distributed (Bağımsız ve aynı şekilde dağılımlı)
IFA	: Inverted-F Antenna (Ters-F Anten)
LOS	: Line-of-Sight (Görüş hattı iletimi)
LTE	: Long-Term Evolution (Uzun vadeli evrim)
MIMO	: Multiple-Input Multiple-Output (Çok-Girişli Çok-Çıkışlı)
OE	: Ortak Etkileşim
PAS	: Power Angular Spectrum (Güç Açısal Spektrumu)
PEC	: Perfect Electrical Conductor (Mükemmel Elektrik İletken)
PIFA	: Planar Inverted-F Antenna (Düzlemsel Ters-F Anten)
PCB	: Printed Circuit Board (Baskılı Devre Kartı)
QoS	: Quality of Service (Servis Kalitesi)
RF	: Radio Frequency (Radyo Frekans)
SIMO	: Single-Input Multiple-Output (Tek-Girişli Çok-Çıkışlı)
SISO	: Single-Input Single-Output (Tek-Girişli Tek-Çıkışlı)
SNR	: Signal-to-Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı)
UMTS	: Universal Mobile Telecommunications System (Evrensel Mobil İletişim Sistemi)
WCDMA	: Wideband Code Division Multiple Access (Genişbant Kod Bölmeli Çoklu Erişim)
ZKK	: Zarf Korelasyon Katsayısı (Envelope Correlation Coefficient)

SEMBOLLER

C	: Etkileşim matrisi
C_{tx}	: Verici etkileşim matrisi
C_{rx}	: Alıcı etkileşim matrisi
d	: Antenler arası mesafe
E_s	: Sembol enerjisi
E_x, E_y, E_z	: Elektrik alan bileşenleri
E_0	: Elektrik alan genliği
g_a	: Dizi kazancı
g_d	: Çeşitleme kazancı
g_s	: Çoklama kazancı
H_x, H_y, H_z	: Manyetik alan bileşenleri
H	: Kanal matrisi
H_r	: Ortak etkileşim etkisi dahil edilmiş uzaysal korelasyonlu kanal matrisi
H_c	: Uzaysal korelasyonlu kanal matrisi
H_{iid}	: İstatistiksel bağımsız ve eşit dağılımlı kanal matrisi
h_B	: Kanal dürtü yanıtı fonksiyonu
h_k	: Örneklenmiş dürtü yanıtı fonksiyonu
k	: Dalga sayısı
n	: Gürültü
R	: Uzaysal korelasyon matrisi
R_{tx}	: Verici korelasyon matrisi
R_{rx}	: Alıcı korelasyon matrisi
R_{ctx}	: Ortak etkileşim etkisi dahil edilmiş verici korelasyon matrisi
R_{crx}	: Ortak etkileşim etkisi dahil edilmiş alıcı korelasyon matrisi
R_{Ez}	: Elektrik alan otokovaryansı
ρ_e	: Zarf korelasyon kat sayısı
ρ_{crx}	: Ortak etkileşim etkisi dahil edilmiş alıcı korelasyon kat sayısı
ρ_{ctx}	: Ortak etkileşim etkisi dahil edilmiş verici korelasyon kat sayısı
ρ_{rx}	: Alıcı korelasyon kat sayısı
ρ_{tx}	: Verici korelasyon kat sayısı
T_s	: Sembol oranı
T_a	: Zamanda değişen yön-kararlı transfer fonksiyonu
V_0	: Açık devre gerilimi
Z	: Empedans matrisi
Z_0	: Normalize empedans matrisi
Z_L	: Yük empedansı
Z_s	: Anten giriş empedans matrisi
Z_m	: Ortak empedans matrisi



ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 5.1: Anten çiftleri arasındaki uzaklıklar.	53
Çizelge 5.2: Olası bütün anten çiftleri için ergodik kanal kapasiteleri tablosu (SNR = 20 dB - @2655 MHz).	55





ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 : Tipik bir çok-yollu propagasyon gösterimi [13].	6
Şekil 2.2 : Bir Rayleigh sönümlenmeli kanalda alınan işaretin zamanda gösterimi [1].	9
Şekil 2.3 : Bir Rayleigh sönümlenmeli kanalda çeşitleme kazancının etkisi [1].	13
Şekil 2.4 : Bir Rayleigh sönümlenmeli kanalda çeşitleme ve dizi kazancının etkisi [1].	13
Şekil 3.1 : Tipik bir dalga bileşeni ile 0 ve 0' noktaları.	17
Şekil 3.2 : Tekdüze olasılık dağılımına sahip dalga geliş açısı için elektrik alan otokorelasyonu.	19
Şekil 3.3 : Tekdüze, Gauss ve kosinüs olasılık yoğunluk fonksiyonlarına sahip farklı açısız güç spektrumları [5].	19
Şekil 3.4 : Farklı açısız açıklıklardaki Gauss olasılık dağılım fonksiyonlarına sahip açısız güç spektrumları için uzaysal korelasyonun mutlak ifadesinin d/λ ile değişimi [5].	20
Şekil 3.5 : İki antenli bir sistemin genel gösterimi.	21
Şekil 3.6 : Bir anten dizisinin eş değer devre gösterimi. [14].	23
Şekil 3.7 : Tek anten elemanları - a) Verici anten b) Alıcı anten.	26
Şekil 3.8 : Verici ve alıcı anten elemanları için geri dönüş kayıpları $ S_{11} ^2 [dB]$.	26
Şekil 3.9 : Verici (a) ve alıcı (b) anten elemanları için yönlülük örüntüleri (H ve E düzlemleri).	27
Şekil 3.10 : Verici (a) ve alıcı (b) anten çiftleri $d = 0.5 \lambda$.	28
Şekil 3.11 : Vericide çeşitli mesafeler için geri dönüş kayıpları ve ortak etkileşimler ($n = d/\lambda$).	28
Şekil 3.12 : Alıcıda çeşitli mesafeler için geri dönüş kayıpları ve ortak etkileşimler ($n = d/\lambda$).	28
Şekil 3.13 : $0.1\lambda - 3\lambda$ arası anten mesafeleri için hesaplanan uzaysal korelasyonlar - @2.6 GHz. [12]	31
Şekil 3.14 : H_{iid}, H_r ve H_c için ergodik kanal kapasitelerinin antenler arası mesafe ile değişimi ($SNR = 20dB$) - @2.6 GHz. [12]	32
Şekil 4.1 : Cep telefonları için harici anten örnekleri.	33
Şekil 4.2 : (a) Çeyrek dalga monopol (b) Orta bir noktadan beslemeli çeyrek dalga monopol (c) Ters-L anten (d) Düzlemsel ters-F anten [19].	35
Şekil 4.3 : Çeşitli PIFA örnekleri (Çıkıntı ekleme, yarık açma gibi modifikasyonlar) [19].	35
Şekil 4.4 : Bir akıllı telefonun iç plastik kapağında konumlandırılmış antenler.	36
Şekil 4.5 : Çalışılan akıllı telefonun ayrıntılı 3 boyutlu verisi.	38
Şekil 4.6 : Telefonun iç plastik kapağı ve iç plastik kapak üzerinde tasarlanan 4 farklı ters-F anten.	39

Şekil 4.7	: Tasarlanan 1. ve 2. antenler - (ANT1 ve ANT2).....	39
Şekil 4.8	: Tasarlanan 3. anten - (ANT3).....	39
Şekil 4.9	: Tasarlanan 4. anten - (ANT4).....	39
Şekil 4.10	: Antenlerin PCB bağlantıları (İç plastik kapak gizlenmiş şekilde): (a) ANT2 ve ANT1 (b) ANT3 (c) ANT4.	40
Şekil 4.11	: Gerçeklenen antenler: (a) Bütün antenler (b) ANT2 ve ANT1 (c) ANT3 (d) ANT4.	40
Şekil 4.12	: ANT1 ve ANT2 için geri dönüş kayıpları.....	41
Şekil 4.13	: ANT3 ve ANT4 için geri dönüş kayıpları.....	41
Şekil 4.14	: ANT1 için Smith abağı gösterimi (Kırmızı: Benzetim, Mavi: Ölçüm).	42
Şekil 4.15	: ANT2 için Smith abağı gösterimi (Kırmızı: Benzetim, Mavi: Ölçüm).	42
Şekil 4.16	: ANT3 için Smith abağı gösterimi (Kırmızı: Benzetim, Mavi: Ölçüm).	43
Şekil 4.17	: ANT4 için Smith abağı gösterimi (Kırmızı: Benzetim, Mavi: Ölçüm).	43
Şekil 4.18	: Ortak etkileşimler (ANT1-ANT2 ve ANT1-ANT3).	44
Şekil 4.19	: Ortak etkileşimler (ANT1-ANT4 ve ANT2-ANT3).	44
Şekil 4.20	: Ortak etkileşimler (ANT2-ANT4 ve ANT3-ANT4).	45
Şekil 4.21	: 2655 MHz merkez frekansı için yönlülük ışınma örüntüleri (xy ve yz düzlemleri) (Benzetim) (a) ANT1 (b) ANT2.....	45
Şekil 4.22	: 2655 MHz merkez frekansı için yönlülük ışınma örüntüleri (xy ve yz düzlemleri) (Benzetim) (a) ANT3 (b) ANT4.....	46
Şekil 4.23	: Kazanç ışınma örüntüsü ölçümleri gerçekleştirilen tam yansız oda.....	46
Şekil 4.24	: ANT1 kazanç ışınma örüntüsü (Tam yansız oda ölçümü - @2655 MHz).	47
Şekil 4.25	: ANT2 kazanç ışınma örüntüsü (Tam yansız oda ölçümü - @2655 MHz).	48
Şekil 4.26	: ANT3 kazanç ışınma örüntüsü (Tam yansız oda ölçümü - @2655 MHz).	49
Şekil 4.27	: ANT4 kazanç ışınma örüntüsü (Tam yansız oda ölçümü - @2655 MHz).	50
Şekil 5.1	: Olası bütün anten çiftleri için zarf korelasyon katsayıları.....	52
Şekil 5.2	: 2655 MHz merkez frekansı için uzaysal korelasyonlar. (ANT1-ANT2 ve ANT1-ANT3 çifti).	53
Şekil 5.3	: 2655 MHz merkez frekansı için uzaysal korelasyonlar. (ANT1-ANT4 ve ANT2-ANT3 çifti).	53
Şekil 5.4	: 2655 MHz merkez frekansı için uzaysal korelasyonlar. (ANT2-ANT4 ve ANT3-ANT4 çifti).	54
Şekil 5.5	: Olası bütün anten çiftleri için uzaysal korelasyonlar (@2655 MHz).	54
Şekil 5.6	: Olası bütün anten çiftleri için ergodik kanal kapasiteleri (SNR = 20 dB - @2655 MHz).	55
Şekil 5.7	: Değişken SNR değerleri için ergodik kanal kapasiteleri (@2655 MHz).	55

Şekil 5.8	: Kanal korelasyonu hesaplaması için kullanılan ölçüm ortamı şeması (Oda).	56
Şekil 5.9	: Kanal korelasyonu hesaplaması için kullanılan ölçüm ortamı (Oda).	56
Şekil 5.10	: Uzaysal korelasyon (Oda Ölçümü) - @2655 MHz	57





HÜCRESEL MIMO HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ANTENLER ARASI ORTAK ETKİLEŞİMİN ETKİLERİ

ÖZET

Uzaysal korelasyon Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (Multiple-Input Multiple-Output - MIMO) telsiz haberleşme sistemlerinde kanalların uzayda istatistiksel olarak ne kadar ilişkili olduğunu anlatan bir büyüklüktür ve MIMO sistem performansı için önemli bir parametredir. MIMO sistemlerin alıcı veya verici antenleri arasındaki ortak etkileşimin uzaysal korelasyona olan etkileri ise pek çok defa incelenmiştir. Ancak literatürde bulunan ortak etkileşimin uzaysal korelasyona olan etkilerinin incelendiği çalışmaların çoğu hücreSEL haberleşme antenleri özelinde değildir.

Bu çalışmanın amacı hücreSEL haberleşme özelinde tasarlanan antenler için antenler arası ortak etkileşimin uzaysal korelasyona ve MIMO sistem performansına olan etkilerinin incelenmesidir. Bu amaçla, çalışmanın ilk bölümünde hücreSEL haberleşme kullanıcı ekipmanlarında sıklıkla kullanılan genel bir ters-F anten modeli üzerinden ortak etkileşimin kanal korelasyonuna ve sistem kapasitesine olan etkileri antenler arası uzaklıklar cinsinden incelenmiştir. Çalışmanın ikinci bölümünde ise gerçek, ticari bir akıllı telefon mekaniği üzerinde tasarlanan ters-F antenler arasından seçilen ve farklı ortak etkileşim değerlerine sahip anten çiftleri üzerinden ortak etkileşimin uzaysal korelasyona ve kanal kapasitesine olan etkileri benzetim ve ölçüm sonuçları ile karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Bunun yanında, anten çiftleri için çok-yollu bir sönümlenme ortamında uzaysal korelasyon ölçümleri yapılmış, teorik beklentiler ile karşılaştırılmıştır.

Elde edilen sonuçlara göre, antenler arasındaki ortak etkileşim etkisi, tekdüze olasılık dağılımına sahip güç açışal spektrumlu çok-yollu sönümlenme ortamlarında, yarım dalga dipol ve genel bir ters-F anten için uzaysal korelasyonu azaltıcı bir etki göstermektedir. Bunun yanında çalışmanın ikinci bölümünde gerçek bir akıllı telefon mekaniği üzerinde gerçekleşen ters-F antenler üzerinde yapılan çalışmada ise bazı anten çiftleri arasındaki korelasyonda arttırıcı etki gösterdiği görülmüştür. Ergodik kanal kapasitesi hesaplamalarından iki bölümde de çıkan sonuç, ortak etkileşim etkisinin birbirine oldukça yakın konumlanmış antenler özelinde, ortak etkileşim dahil edilmemiş duruma oranla kanal kapasitesini bir hayli arttırıcı etki gösterdiği'dir. Özellikle telefon üzerinde gerçekleşen ters-F anten çiftlerinin hepsi için, ortak etkileşim etkisinin ergodik kanal kapasitesinde düşük oranda da olsa artış sağladığı da çalışmada elde edilen sonuçlardandır. Çok-yollu bir sönümlenme ortamında ters-F anten çiftleri üzerinde yapılan uzaysal korelasyon ölçümünde ise çalışmanın ikinci bölümündeki ortak etkileşim etkisinin incelendiği kısım ile oransal olarak tutarlı sonuçlar elde edilmiş ve çalışmanın doğruluğunu göstermiştir.



EFFECTS OF MUTUAL COUPLING BETWEEN THE ANTENNAS ON THE CELLULAR MIMO SYSTEMS

SUMMARY

For current and next generation wireless communication networks, there are critically essential system requirements such as having more robust performances and higher data rates. By introducing multiple antennas at both transmitter and receiver, Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) systems, in rich scattering wireless environments, channel capacity may increase as well investigated in the literature. The role of the spatial diversity in MIMO systems is quite significant and it is ideally based on the statistically uncorrelated channels from each other in the space.

Spatial diversity is one of the significant techniques for MIMO communication systems. It is especially being applied to combat the difficulties of detection of the receiving signal because of multipath fading environment. By multiplying the antennas, it is desired to combine different multiple signals at the receiver and it is used efficiently to fight against the fading in modern wireless communication systems.

Spatial correlation itself is the key parameter of the spatial diversity which determines the system performance in MIMO wireless communication systems in terms of the quality of service and theoretical channel capacity as investigated before. There are many studies that explore the channel spatial correlation in various propagation environments and power angular spectrum which is the statistical distribution of received power regarding the angle of arrival. One of this distributions and the most well-known one is uniform distributed power angular spectrum in two dimensional plane for Rayleigh fading channels. Solution of the spatial correlation under the uniform distributed power angular spectrum between the two arbitrary points in the two dimensional space is equal to zero-th order Bessel function of the first kind as a function of the distance between the points, and this popular spatial correlation model is known as Jakes' Model. For rich-scattering Rayleigh fading channels, this correlation model is being used often-times in the literature.

When the antennas are located closely to each other, voltage and current distributions are going to be varied with existing of the other antenna(s) and this will eventually make change on the input impedances and far-field radiation characteristics of the antennas. This mutual coupling effect between the antennas should also be considered on calculating the spatial correlation as well. It is again well investigated that the effects of mutual coupling between the antennas for both transmit and receive side for MIMO systems. However, studies which are specific to antennas in cellular communication systems are very rare. Studies that investigate the effect of mutual coupling on spatial correlation are mostly based on the dipole antennas located at both transmitter and receiver sides can be considered as impractical for cellular communication systems. It is strongly needed to do similar studies with practical cellular communication devices and realistic antennas to expanding the literature.

Aim of this study is investigating the effects of mutual coupling on the spatial correlation and the system performance with the antennas designed specifically for a cellular communication system that modelled in the environment has two dimensional uniform distributed power angular spectrum which is known as Jakes' Model. Besides, it is also aimed to compare the calculated spatial correlations in this study with the measured spatial correlation in an example multipath fading environment, as well.

This thesis consists of two main studies in order to investigate the mutual coupling effects between the antennas on spatial correlation and channel capacities. First study is a calculation the spatial correlation through simulation that performed on electromagnetic simulation program CST Microwave Studio. This study is can be considered as a pre-study regarding to second study which consists of both simulation and realization of antenna designs on commercial smart-phone. Both studies have their own results in terms of the effects of mutual coupling between the antennas designed.

First part of the study is checking the mutual coupling effects with more realistic antennas for both receive and transmit side. Unlike the studies in the literature, different antenna types are considered. For transmitter side (considered as a base station), $\lambda/2$ length, $\lambda/200$ radius thin wire dipole antennas and for receiver side (considered as a mobile station), a wire inverted-F antennas with a ground plane on FR-4 substrate whose dimensions are similar to practical smart-phone case were designed. FDD-LTE Band 7 (2600 MHz) is considered to model the proposed system and both dipoles and inverted-F antennas are designed to radiate at 2600 MHz band.

Mutual coupling effect on spatial correlation is investigated through 2x2 cellular MIMO communication system includes two dipole antennas at transmitter and a one hand-held device that has two wire inverted-F antennas (IFA) at receiver side. To investigate the mutual coupling effect on the spatial correlation of the proposed system, spatial correlations and ergodic channel capacities were computed for several conditions in terms of the spacing between the antennas at both receiver and transmitter independently.

To consider the mutual coupling effect on spatial correlation, a coupling matrix which is defined in detail is calculated through electromagnetic simulation and introduced as a modification matrix to correlation matrix. Then, the original spatial correlation matrix which is formed on Jakes' Model is modified with this coupling matrix and created a new correlation matrix which includes mutual coupling effect. To compute the ergodic capacity, 50,000 i.i.d channel realizations have been generated and calculated for several situations as fixing antenna spacing values as practical as $d = 1.2\lambda$ for mobile station and $d = 3\lambda$ for base station. For all 50,000 channel realizations, channel matrices are modified with spatial correlation matrices that includes mutual coupling effects. It is observed through the numerical simulations that the mutual coupling reduces the spatial correlation for both antenna types, however it may increase or decrease the channel capacity for some antenna spacings.

Second part of the study is on the investigating the mutual coupling effects by modelling the receiver side as a commercial smart-phone. To investigate the mutual coupling effect, 4 inverted-F antennas were designed and realized on the inner plastic rear cover of the smart-phone with adhesive copper tape. All the antennas designed for FDD-LTE Band 7, like the pre-study. For simulation of the antennas, detailed three-dimensional model of the smart-phone was used. Simulation and

measurement results which includes far-field gain measurements in anechoic chamber were compared.

Designed 4 antennas are grouped as a MIMO pairs which are considered to use in the receiver side of a 2x2 MIMO system. For all 6 antenna pair combinations, distances between the antennas are 14.5 mm, 125 mm, 130 mm, 127.8 mm, 125.8 mm and 58.6 mm; which are equal to 0.128λ , 1.106λ , 1.15λ , 1.131λ , 1.113λ and 0.518λ respectively in terms of free-space wavelength at 2655 MHz that corresponds to mid-channel of the downlink frequency band of FDD-LTE Band 7.

Mutual coupling matrices of all possible antenna combinations for receiver side of 2x2 MIMO system, spatial correlations for Jakes' Model and mutual coupling effect included correlations were calculated and compared with simulation results as well by using the same method with the first study. Ergodic channel capacities were also calculated for the all possible 6 combinations of designed 4 inverted-F antennas. Unlike the first study, some antenna couples have larger spatial correlation after the mutual coupling effect is included to the spatial correlation calculation. Another finding of this study is channel capacities for all antenna combinations have been increased by adding the mutual coupling effect to Jakes' Model.

Besides, to calculate the receive spatial correlations of the designed antennas in an example multipath fading channel, VNA-based channel measurements were performed in an office has a dimensions of 3.5 m x 3.5 m x 3.5 m by changing the position of a designed quarter wavelength monopole 70 times which is considered as a transmitter antenna. To observing the difference on spatial correlation, two antenna couples has been selected that predicted to be have high and low spatial correlations. Spatial correlations of two receiver antenna combinations were computed by using 70 different measurements and the obtained result was compared with the previous study whose spatial correlation calculation includes the mutual coupling effect with respect to Jakes' Model. Results showed that, the spatial correlations were consistent with previous study regarding to have proportional spatial correlation values.

To conclude, in order to investigate mutual coupling effects between the antennas in a cellular MIMO system, which is the main goal of this thesis, two different studies has been done. First study is an examination of the mutual coupling effect to spatial correlation and channel capacity in terms of the antenna spacings for both transmitter and receiver with different antenna types. What is determined in this study is while spatial correlations are always reducing by the effect of mutual coupling, channel capacities are fluctuating with different spacings. Second study is a similar one with the first study, but with 4 antennas with fixed positions on a commercial smart-phone. Results for this study is partly different in terms of spatial correlation which is calculated as having larger values than the correlation based on Jakes' Model for several antenna pairs. However, computed channel capacities have been observed as tending to increase by adding mutual coupling effect. In addition to second study, VNA-based channel correlation measurements in an example multipath fading environment have been performed to comparing with the calculated spatial correlation. Final measurement verified the second study as having rational values as expected.



1. GİRİŞ

Yüksek veri hızlarına erişebilme, daha stabil ve güvenilir haberleşme sistemi gibi isterler, günümüz ve gelecek telsiz haberleşme ağlarında talep edilen temel sistem gereklilikleri olarak göze çarpmaktadır. Alıcı ve vericide birden fazla antenin kullanılması fikrine dayanan Çok-Girişli Çok-Çıkışı (Multiple-Input Multiple-Output - MIMO) sistemler, talep edilen bu gereklilikler için geliştirilen çözümlerden birisidir ve günümüz telsiz haberleşme ağlarında sıklıkla kullanılan bir teknik konumundadır.

MIMO haberleşme sistemlerindeki başlıca tekniklerden birisi olan uzaysal çeşitleme, çok-yollu sönümlenme ortamlarında gerçekleşen ve alıcıya gelen işaretin seviyesindeki sönümlenmeler yüzünden işaretin saptanmasında ortaya çıkan zorluk ile mücadele amacı taşıyan, çok antenli sistemlere özel bir tekniktir [1]. Alıcı ve/veya vericideki anten sayısı arttırılarak gelen farklı işaretlerin birleştirilmesi çok-yollu sönümlenme ortamından kaynaklanan zorluğu azaltmakta çok önemli bir rol oynamaktadır. MIMO haberleşme sistemleri için temel bir parametre olan uzaysal çeşitleme, temel olarak uzayda birbirinden istatistiksel olarak tam bağımsız olan kanallara erişebilme amacına dayanmaktadır. Birbirinden bağımsız olan örnekler sayesinde, bütün çeşitleme dallarının aynı anda sönümlenmesi ihtimali çok düşük olmakta ve telsiz haberleşmede daha stabil bir bağlantı kurulabilmekte, alıcıdaki bit-hata oranı azaltılarak daha iyi bir servis kalitesi sağlanmaktadır.

Uzaysal korelasyon ise uzaysal çeşitleme için kullanılan bir parametredir ve çok antenli bir sistem için oluşturulan kanalların uzayda istatistiksel olarak ne kadar ilişkili olduğunu anlatan bir büyüklüktür. Alıcı veya vericideki antenler özelinde tanımlanırsa, alıcı ve verici anten uzaysal korelasyonları olarak adlandırılmaktadır ve MIMO telsiz haberleşme sisteminin performansı için önemli bir etkidir. Literatürde bu çalışmada da baz alınacak olan ve geliş açısının tekdüze dağılıma sahip olduğu duruma ilaveten, farklı güç açıl spektrumlarına sahip çok-yollu sönümlenme ortamları için yapılan pek çok uzaysal korelasyon çalışması bulunmaktadır [2–13].

[2] çalışmasında, dalgaların geliş açısının bir rastgele değişken olarak tanımlandığı iki boyutlu bir uzay için, herhangi iki nokta üzerinden hesaplanan elektrik alan otokovaryansının birinci türden sıfıncı mertebeye Bessel fonksiyonuna eşit olduğu gösterilmiştir. [4–6] çalışmalarında ise rastgele değişken olarak tanımlanan geliş açısının olasılık yoğunluk fonksiyonunun Gauss, Laplace ve kosinüs olduğu durumlar incelenmiştir. [7] çalışmasında iki boyutlu olarak düşünülen geliş açısı bu sefer üç boyutlu bir uzayda incelenmiş, azimuttaki güç spektrumuna elevasyon açısı da eklenerek, tekdüze olasılık yoğunluk dağılımına sahip geliş açıları için üç boyutlu bir açısal güç spektrumu oluşturulmuş ve uzaysal korelasyon hesaplanmıştır.

[8] çalışması ise yine farklı elektrik alan dağılımlarının otokorelasyonları üzerinden açısal güç spektrumlarını hesaplama ve birbirleri ile olan ilişkilerini gösterme amacı taşımaktadır. [9–11] çalışmaları daha gerçekçi güç açısal spektrumları elde etme amacı ile yapılan çalışmalardır. Gerek ölçümsel, gerekse teorik olarak gerçekleştirilen çalışmalarda çok-yollu sönümlenmeli telsiz kanallar için güç açısal spektrumlarının çeşitli şekillerde karakterizasyonları üzerine çalışılmıştır. [9] çalışması çeşitli kestirim metodları ile üç boyutlu güç açısal spektrumları elde etme amacını taşırken, [10] çalışmasında, baz istasyonu için konumlandırıldığı düşünülen tekdüze doğrusal anten dizileri ile kırsal ve çeşitli şehir içi yerleşim alanlarında yapılan ölçümler vasıtası ile güç açısal spektrumları oluşturulmuştur.

Uzaysal korelasyonun teorik kanal kapasitesine olan etkileri ise yine pek çok çalışmanın konusudur [4, 14–17]. Bütün teorik kapasite çalışmaları, uzaysal korelasyonun artışının kanal kapasitesinde olumsuz etkide bulunduğunu göstermiştir. Bu çalışmalar uzaysal çeşitliliğin MIMO sistemi üzerindeki başarımlarından birisi olan veri hızı artışını da doğrular niteliktedir.

Uzaysal korelasyona etki eden ve pek çok çalışmada incelenen bir parametre ise antenler arası etkileşimdir. Antenler birbirlerine yakın durumda konumlandırıldıklarında, üzerlerindeki akım ve gerilim dağılımları diğer antenin/antenlerin varlığı ile değişim gösterecek, bu da giriş empedanslarında ve uzak alan ışıma karakteristiklerinde değişikliklere sebep olacaktır [18]. Antenler arasında oluşan bu ortak etkileşim etkisi, haliyle uzaysal korelasyon hesaplamalarında dikkat edilecek bir etken olarak durmaktadır. [19,20] çalışmalarında ortak etkileşimin uzaysal korelasyon üzerindeki etkileri üzerine çalışılmış ve uzaysal korelasyonun değişimi yarım dalga

dipol antenler üzerinden incelenmiştir ve hücresele haberleşme sistemleri için pratik değildir.

Bu çalışmada ortak etkileşim etkisi hücresele haberleşme sistemleri üzerinden incelenmiş ve daha gerçekçi anten yapıları kullanılmıştır. Bir hücresele haberleşme sistemi için daha gerçekçi sonuçlara ulaşılabilmesi açısından çalışma önem kazanmaktadır.

İkinci bölümde MIMO haberleşme sistemlerinin çalışma prensiplerinden bahsedilmiş, çok-yollu sönümlenmeli telsiz haberleşme kanalları için MIMO tekniğinin getirdiği iyileştirmeler anlatılmıştır. Üçüncü bölümde uzaysal korelasyon ve ortak etkileşimin uzaysal korelasyona olan etkisi anlatılıp kanal kapasitesi ile olan ilişkisinden bahsedilmiştir. Bu bölümünde ayrıca ortak etkileşim etkisinin incelenmesi adına öncül bir çalışma da gerçekleştirilmiştir. Alıcı ve vericide farklı tipte antenlerin kullanıldığı bir hücresele haberleşme şeması düşünülmüş ve antenler arası ortak etkileşim etkisi antenler arası mesafeler cinsinden benzetim üzerinden incelenmiştir. Ortak etkileşim etkisinin incelenmesi amacı ile, iki boyutlu düzlemde tekdüze dağılıma sahip geliş açısı için hesaplanan elektrik alan otokorelasyonu olan Jakes Modeli üzerine oluşturulan etkileşim matrisleri eklenmiş, değişen uzaysal korelasyon değerleri ve buna bağlı olarak da değişen kanal kapasiteleri sonuç olarak verilmiştir. Verici için yarım dalga dipol, alıcı için ters-F antenler ile gerçekleştirilen çalışma bir sonraki adım için öncül bir çalışma olmuştur [21].

Dördüncü bölümde hücresele haberleşme antenlerinin evriminden bahsedilerek, pratikte en çok kullanılan ters-F ve düzlemsel ters-F anten yapıları hakkında bilgi verilip, çalışma için ticari bir akıllı telefon mekaniği üzerinde gerçekleştirilen ters-F antenlerin tasarımlarının benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. 2x2 bir MIMO sistemi için telefon üzerinde tasarlanan dört farklı antenin olası bütün kombinasyonları için ortak etkileşimler hesaplanmıştır.

Beşinci bölümde benzetim ve ölçüm sonuçları neticesinde geliş açısının tekdüze dağılıma sahip olduğu bir çok-yollu sönümlenme ortamı üzerinde ortak etkileşim etkisinin uzaysal korelasyona olan etkisi ve ergodik kanal kapasiteleri bütün anten çiftleri için hesaplanmıştır. Modifiye edilmiş uzaysal korelasyon matrisleri üzerinden kanal kapasiteleri hesaplanmış ve ortak etkileşim etkisinin uzaysal korelasyon ve kanal kapasitelerine olan etkileri sonuç çıktıları olarak verilmiştir. Bu çalışmaya ilaveten,

çok-yollu bir sönümlenme ortamında kanal korelasyonu ölçümü gerçekleştirilmiş ve önceki çalışma ile orantısal olarak karşılaştırılıp tutarlılığına bakılmıştır. Son bölüm ise sonuç çıktılarının değerlendirildiği bölümdür.



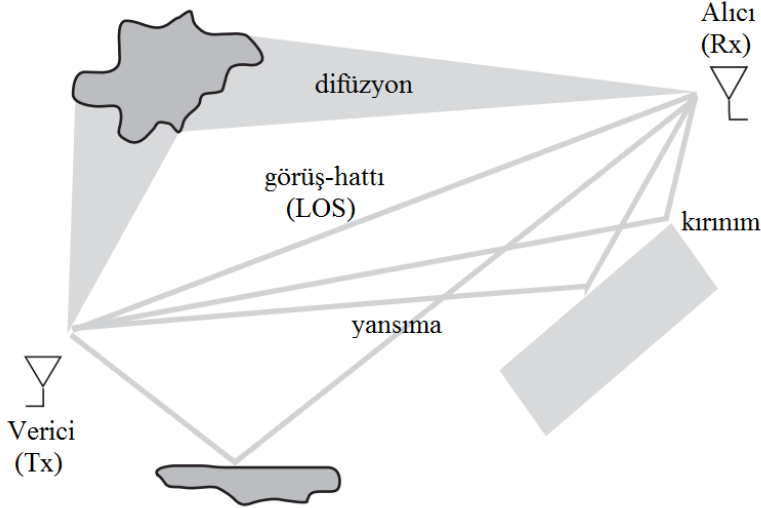
2. MIMO HABERLEŞME SİSTEMLERİ

Telsiz haberleşmede karőılaőılan zorlukların baőında radyo frekans spektrumunun limitli olması gelmekte, bunun yanında iletim ortamının karmaőık bir uzay-zaman deęiőkenlięine sahip olması da karőılaőılan temel zorluklardan olmaktadır. Buna rağmen her zaman daha yksek veri iletim hızları, daha iyi servis kalitesi (QoS) ve yksek ağ kapasitesi gibi talepler de mevcuttur. Her zaman gncelliğini koruyan bu gibi talepler için son yıllarda uturen cözmlerin baőında Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (Multiple-Input Multiple-Output - MIMO) sistemler gelmektedir.

MIMO sistemler, hem vericide hem de alıcıda birden fazla anten kullanılması esasına dayanmaktadır. MIMO sisteminin altında yatan temel fikir, söz konusu birden fazla noktada örneklenen işaretlerin verimli bir şekilde birbirine paralel veri kanalları oluőturularak birleştirilmesi ve/veya uzaysal çeőtikleme yaratılarak bit hata oranını (BER) azaltmaya yardım ederek haberleşme kalitesini arttırmaktır [1].

2.1 Geleneksel Telsiz Haberleşme Sistemleri ve MIMO Sistemler

Herhangi bir telsiz haberleşme ağında işaret alıcıya çeőtli yayılma mekanizmaları ile ulaőır. Zamanda olan gecikmeler, farklı çıkış ve geliş yönleri, faz ve sönümlenmelerin değişimi gibi propagasyon farklılıkları iletim kanalının yksek derecede karmaőık bir hal almasına sebebiyet vermektedir [22]. Karőılaőılabilecek olası temel yayılma mekanizmaları görüş hattı iletimi (LOS), dik açılı yansıma, kırınım ve difüzyon gibi iletim çeőtleri olmakla beraber, bunların herhangi bir şekilde farklı birleőtirmelerini de içermektedir. LOS dıőında bahsedilen bütün bu mekanizmalar sağıcı olarak adlandırılan, yayılan dalğanın iletim ortamındaki bir veya birden fazla cisim (ev, ağaç, araba, insan gibi) ile olan etkileőiminden kaynaklanmaktadır. şekil 2.1 temel bir telsiz haberleşme ağındaki çok-yollu propagasyonu göstermektedir. Görüş hattı iletimi sadece boőlukta zayıflama ile karőılaőırken, dik açılı yansıma iletim halindeki elektromanyetik dalğanın ölçümleri dalgaboyu ile karőılaőtırıldıęında çok yksek olan bir düzlem yahut pürüzsüz bir yüzey üzerinden yansıması ile geręekleőtirmektedir.



Şekil 2.1 : Tipik bir çok-yollu propagasyon gösterimi [13].

Kırınım dalganın küçük aralıklar, yarıklar veya cisimlerin keskin kenarlı köşelerinden geçişi ile oluşur. Difüzyon ise dalganın dalgaboyu ile orantılı olan bir cisim ile olan etkileşimi ile gerçekleşmektedir. Bu durumda saçılan dalganın fazı deterministik bir çokluk olmamakla birlikte olasılıksal bir davranış göstermektedir [22]. Çok-yollu bir kanalın özelliklerini ve propagasyon yapısını anlamak için sistemi doğru bir şekilde modellemek gerekmektedir.

2.1.1 Çok antenli sistemlerde uzay-zaman telsiz kanalları

2.1.1.1 Ayrık zaman gösterimi

İlk olarak geleneksel Tek-Girişli Tek-Çıkışlı (SISO) sistemleri ele alalım. Sayısal işaret ayrık zamanlı olarak kompleks zaman serisi $c_l, l \in \mathbb{Z}$ ile tanımlanır. Sembol oranı T_s olmak üzere iletilen işaret aşağıdaki şekilde gösterilebilir.

$$c(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_s} c_l \delta(t - lT_s) \quad (2.1)$$

Burada E_s sembol enerjisidir ve ortalama enerji dağılımı birim değere göre normalize edilmiş olarak kabul edilmiştir.

Zamanla değişen SISO kanallar düşünüldüğünde $h_B(t, \tau)$ ile $B = 1/T_s$ bant genişliğinde bir kanal dürtü yanıtı fonksiyonu tanımlanır. Esasen $h_B(t, \tau)$, $t - \tau$ anında oluşturulan bir dürtünün t anındaki yanıtıdır. Eğer işaret $c(t)$ iletilirse alınan işaret $y(t)$ şu şekilde ifade edilir:

$$y(t) = h_B(t, \tau) * c_t + n_t \quad (2.2)$$

$$= \int_0^{\tau_{max}} h_B(t, \tau) c(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.3)$$

* konvolüsyon işlemi, $n(t)$ giriş filtresinin çıkışındaki sistem gürültüsü, τ_{max} ise dürtü yanıtının maksimum uzunluğudur. Eklenmesi gereken bir diğer önemli nokta ise h_B 'nin skaler bir büyüklük olduğu ve üç ana bileşen ile ifade edilebileceğidir:

$$h_B(t, \tau) = f_r(\tau) * h(t, \tau) * f_t(\tau) \quad (2.4)$$

$f_r(\tau)$ ve $f_t(\tau)$ sırasıyla alıcı ve verici filtreleri, $h(t, \tau)$ ise alıcı ve verici antenleri de içeren elektromanyetik propagasyon kanalıdır. Pratikte $h(t, \tau)$ 'yi sonsuz bir bant genişliğinde modellemek gerekeceğinden, bu işin oldukça zor olduğu aşikardır. Nitekim, pratikte $h_B(t, \tau)$, $h(t, \tau)$ yerine kullanılmakta ve kanal dürtü yanıtı çoğu zaman $h(t, \tau)$ ya da $h_t[\tau]$ olarak ifade edilmektedir. Bu durumda giriş ve çıkış arasındaki ilişki

$$y(t) = h(t, \tau) * c_t + n_t \quad (2.5)$$

$$= \int_0^{\tau_{max}} h(t, \tau) c(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.6)$$

$$= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_s} c_l h_t[t - lT_s] + n(t) \quad (2.7)$$

ile ifade edilebilecektir. Alınan işareti T_s sembol oranı ile örnekleyerek ($y_k = y(t_0 + kT_s)$) olacak şekilde)

$$y_k = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_s} c_l h_{t_0+kT_s}[t_0 + (k-l)T_s] + n(t_0 + kT_s) \quad (2.8)$$

$$y_k = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_s} c_l h_k[k-l] + n_k \quad (2.9)$$

ifadesine erişilir. $h_k = h(t_0) + kT_s$ örneklenen kanal $h(t)$ 'nin basit gösterimidir.

2.1.1.2 Yol kaybı ve gölgeleme

Yukarıdaki ayrık-zaman gösterimi gerçekleştirilen kanal üzerinden dar bantlı bir haberleşme sistemi ele alındığında, verilen spesifik alıcı ve verici lokasyonlarında h_k için tam bir model aşağıdaki şekliyle oluşturulabilir:

$$h_k = \frac{1}{\sqrt{\Lambda_0 S}} h_{ck} \quad (2.10)$$

Burada;

- Λ_0 : Yalnızca alıcı ve verici arasındaki R mesafesine bağlı olarak değişen reel değerli bir zayıflama katsayısıdır. Bu terim "deterministik yol kaybı" olarak da ifade edilmektedir.

- S : Verilen bir mesafe için alıcı ve vericinin buldukları spesifik konumlara bağlı olan reel değerli ilave bir zayıflama katsayısıdır. Bu rastlantısal terim "gölgeleme" olarak da ifade edilmektedir.

- h_{ck} : İletim ortamının çok-yollu yapısı gereği birden fazla yol ile iletilen işaretlerin kombinasyonundan oluşan sönümlenmeyi ifade eden kompleks değişkendir. Bir SISO bağlantısında Λ_0 ve S tanımları ile $\mathbb{E} \left\{ |h_{ck}|^2 \right\} = 1$ olacak şekilde rastlantısal değişken olan bir sönümlenme katsayısı tanımlanır. \mathbb{E} beklenen değer işlemcisidir.

Λ_0 ve S logaritmik skalada tekrar yazılacak olursa

$$\Lambda|_{dB} = \Lambda_0|_{dB} + S|_{dB}, \quad (2.11)$$

$$= L_0|_{dB} + 10\eta \log_{10}\left(\frac{R}{R_0}\right) + S|_{dB}, \quad (2.12)$$

olarak ifade edilebilir. L_0 , R_0 referans noktasına olan uzaklığın deterministik yol kaybı ve Λ ise $h_k = \Lambda^{-1/2}h_{ck}$ ifadesini sağlayan ve genellikle yol kaybı (veya rastlantısal yol kaybı) olarak adlandırılan bir terimdir. Böylece, (2.5) ifadesi yol kaybı ve gölgeleme etkileri göz ardı edilerek

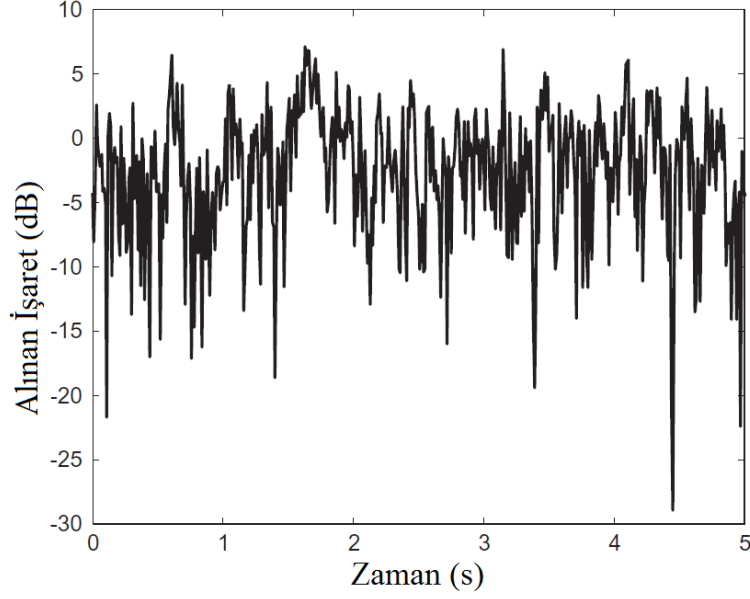
$$y = \sqrt{E_s}hc + n \quad (2.13)$$

şeklinde sadeleştirilebilir. Daha açık ifade etmek amacıyla zaman indeksinin kaldırıldığı ifadede n 'nin genellikle beyaz Gauss dağılımlı olarak tanımlandığı söylenebilir ($\mathbb{E} \{n_k n_l^*\} = \sigma_n^2 \delta(k-l)$). Bu durumda ortalama sinyal-gürültü oranı (SNR) $\rho \triangleq E_s/\sigma_n^2$ olmaktadır.

2.1.1.3 Sönümlenme

İşaretin alıcıya çok fazla yoldan aynı enerji büyüklüğü ile ulaştığını varsayalım. Merkezi limit teoreminin bir uygulaması gereği $h(t)$ (veya h_k) sıfır ortalama değerli ve belirli bir varyansa sahip kompleks değişken konumundadır. Bu popüler model hücrel haberleşme tasarımcıları tarafından yıllardır kabul görmüş bir modeldir. [1]'de detaylandırıldığı üzere, kanal genliği $s \triangleq |h|$ Rayleigh dağılımına sahiptir:

$$p_s(s) = \frac{s}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}\right) \quad (2.14)$$



Şekil 2.2 : Bir Rayleigh sönümlmeli kanalda alınan işaretin zamanda gösterimi [1].

Bu olasılık dağılım fonksiyonunun ilk iki momenti

$$\mathbb{E}\{s\} = \sigma_s \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (2.15)$$

$$\mathbb{E}\{s^2\} = 2\sigma_s^2 \quad (2.16)$$

şekindedir. Kanal h 'nin fazı ise $[0, 2\pi)$ aralığında tekdüze bir dağılım sergilemektedir. Şekil 2.2 Rayleigh olasılık dağılımına sahip sönümlmeli bir kanalın alıcısında alınan işaretin belirli bir zaman aralığındaki gösterimidir. İşaret seviyesinin rastlantısal olarak değişimi açıkça gözlenmektedir. Gürültünün varyansı genellikle sabit olduğu için alıcıdaki SNR, kanal enerjisi s^2 ile doğru orantılı bir şekilde değişmekte ve grafikteki dip noktaları gibi noktalarda dramatik bir düşüş göstererek iletilen işaretin güvenilir bir şekilde çözülmesini zorlaştırmaktadır. İletim ortamının doğası gereği oluşan bu zorlayıcı durum ileride bahsedilecek olan uzaysal çeşitleme teknikleri ile çözülmeye çalışılmaktadır.

2.1.2 MIMO Kanalları

Birden fazla antene sahip sistemlerde, verici ve/veya alıcı birbirine yakın olarak konumlandırılmış anten dizilerine sahiptir. Her alıcı-verici anten çifti arasındaki sönümleme kanalı yukarıda anlatılan SISO kanalları gibi modellenebilir. Hatta, MIMO kanalını oluşturan her SISO kanalı farklı gölgeleme katsayıları ile de tanımlanabilir. Ancak anten elemanları arasındaki mesafelerin azlığı sebebiyle yol kaybı neredeyse

eşit olmaktadır ve gölgeleme farklılıkları ihmal edilebilir düzeydedir. Eğer gölgeleme katsayıları eşit ise MIMO bir sistem için tanımlanacak kanal matrisi H , verici anten sayısı n_t ve alıcı anten sayısı n_r ile oluşturulur. Giriş ve çıkış işaretleri $c_k = [c_{1,k}, \dots, c_{n_t,k}]^T$ ve $y_k = [y_{1,k}, \dots, y_{n_r,k}]^T$ vektörleri olmak üzere, bir k anında giriş ve çıkış arasındaki ilişki

$$y_k = \sqrt{E_s} H_k c_k + n_k \quad (2.17)$$

şeklinde ifade edilebilmektedir. Bu denklemde

- H_k : $n_r \times n_t$ MIMO kanal matrisidir. $H_k(n, m) = h_{nm,k}$ olmak üzere h_{nm} m 'inci verici anten ile n 'inci alıcı anten arasındaki kanalı ifade eder.

- n_k : $n_k = [n_{1,k}, \dots, n_{n_r,k}]^T$ her alıcı antendeki gürültü katkısını belirten gürültü vektörüdür. $\mathbb{E}\{n_k n_l^H\} = \sigma_n^2 I_{n_r} \delta(k-l)$ olacak şekilde gürültü hem zaman, hem de uzayda beyazdır.

2.2 MIMO İletim Teknikleri

2.2.1 Çeşitleme teknikleri

2.2.1.1 Sönümlemenin sistem performansına etkisi

Telsiz ağlarında, Şekil 2.2'deki zaman bölgesinde gerçekleşen işaret seviyesindeki rastlantısal dalgalanmaların benzeri aynı zamanda uzay ve frekans bölgelerinde de görülür. Bu davranış sönümleme olarak bilinir ve telsiz haberleşme sisteminin performansını (bit/sembol hata oranı ve sistem kapasitesi gibi) etkiler. Örnek olarak SISO Rayleigh sönümlemeli bir kanal üzerinden basit bir ikili faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase-shift keying - BPSK) iletimini düşünelim. Sönümleme olmadığını varsayıldığında ($h = 1$) ilave beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) içeren kanalın sembol hata oranı (SER)

$$\bar{P} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{\sigma_n^2}}\right) = Q(\sqrt{2\rho}) \quad (2.18)$$

şeklinde olmaktadır. $Q(x)$ Gauss Q-fonksiyonu olmakta ve

$$Q(x) \triangleq \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \quad (2.19)$$

şeklinde tanımlanmaktadır.

Sönümlenme etkisi dikkate alındığında, alınan işaret $s\sqrt{E_s}$ seviyesinde dalgalanacak ve SNR ρs^2 arasında değişecektir. Sonuç olarak hata oranı aşağıdaki şekilde tanımlanacaktır:

$$\bar{P} = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2\rho}s)p_s(s)ds \quad (2.20)$$

Burada $p_s(s)$ sönümlenmenin olasılık dağılım fonksiyonudur. Rayleigh sönümlenmeli kanallarda ortalama SNR $\bar{\rho} = \int_0^{\infty} \rho s^2 p_s(s)ds$ olmasına rağmen ρ 'ya eşit olur ve (2.20) ifadesi

$$\bar{P} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\rho}{1+\rho}}\right) \quad (2.21)$$

ifadesine dönüşür. Yüksek SNR değerleri için (2.21)

$$\bar{P} \cong \frac{1}{4\rho} \quad (2.22)$$

şeklinde sadeleştirilebilir.

Dikkat çekici bir biçimde, ortalama SNR değişmemesine rağmen hata oranı sadece SNR ile ters orantılı bir şekilde azalmaktadır. Ters bir durum olarak da (2.18)'e bakıldığında, sönümlenmesiz AWGN kanallardaki hata oranındaki azalma SNR ile üstel şekilde bağlantılıdır.

2.2.1.2 Çeşitleme prensipi

Sönümlenmenin hata oranındaki etkisi ile mücadele amacıyla çoğunlukla çeşitleme tekniklerine başvurulur. Çeşitlemenin temel amacı alıcı tarafında iletilen aynı işaretin birden fazla örneğinin sağlanmasıdır. Bu örneklerin her biri çeşitleme dalı olarak adlandırılır. Eğer bu örnekler birbirinden bağımsız sönümlenme durumlarına maruz kalırsa, bütün dalların aynı anda sönümlenmesi (işaret seviyesinin dip noktada olması) ihtimali dramatik bir biçimde azalacaktır. Böylece çeşitleme telsiz bağlantıyı stabilize ederek hata oranının azalmasını sağlamak ve daha iyi bir servis kalitesi sağlanmasına yardımcı olmaktadır.

2.2.1.3 Dizi ve çeşitleme kazançları

Çeşitleme düzenleri düşünüldüğünde temel olarak iki farklı kazanç türü tanımlanır. Bu iki farklı kazanç arasındaki ayırımı yapabilmek, iki kazanç türünün de farklı şekillerde gelişme sağlanmasının anlaşılmasında önemli bir rol oynamaktadır.

Çeşitlemenin başarımlı ölçülerinin ilki, ortalama SNR'ın tek dallı bir iletimdeki ortalama çıkış sinyal gürültü oranı $\bar{\rho}$ 'ya oranla yarattığı artıştır. $\bar{\rho}_{out}$ çıkış SNR'ının kanal dağılımı üzerindeki ortalaması olmak üzere, "dizi kazancı"

$$g_a \triangleq \frac{\bar{\rho}_{out}}{\bar{\rho}} \quad (2.23)$$

şeklinde tanımlanır. Sabit bir verici gücü için hata oranının azalmasını sağladığı açık bir şekilde görülmektedir.

İkinci başarımlı ölçüsü ve bir diğer kazanç türü ise "çeşitleme kazancı"dır ve SNR-Hata olasılığı grafiğindeki eğimi arttırır. Çeşitleme kazancı ortalama hata olasılığı \bar{P} -SNR grafiğindeki negatif eğim olarak tanımlanabilir:

$$g_d^o \triangleq \frac{\log_2(\bar{P})}{\log_2(\bar{\rho})} \quad (2.24)$$

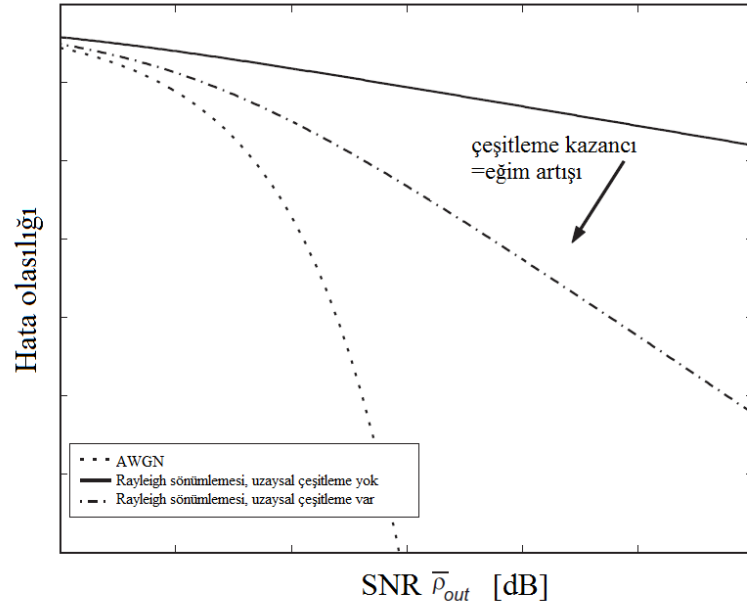
$\rho \rightarrow \infty$ için, çeşitleme kazancı asimptotik eğim gösterir. Rayleigh sönümlemeli kanallarda (2.23)'den anlaşılacağı üzere $g_d^o = 1$ olmaktadır. İki kazanç türü de Şekil 2.3 ve 2.4'te gösterilmiştir. İki grafik arasındaki tek fark SNR referansıdır. Şekil 2.3'te hata oranı çıkış ortalama SNR'ı $\bar{\rho}_{out}$ 'a göre çizdirilirken, Şekil 2.4'te tek-dal ortalama SNR'ı $\bar{\rho} = \rho$ 'ya göre çizdirilmiştir. Çeşitleme kazançları bire bir aynı şekle sahip ancak ikinci grafikteki eğim dizi kazancı olan SNR farklılığı sebebiyle diğerine göre sol tarafa doğru kaymış durumdadır.

Belirtilmesi gereken bir diğer önemli nokta ise, dizi kazancının her zaman dallar arasındaki korelasyonun derecesine bağlı olmadığıdır. Ancak çeşitleme kazancının maksimum olduğu yer birbirinden tamamen bağımsız dalların olduğu durumdadır ve dallar arasındaki korelasyon arttıkça çeşitleme kazancı doğal olarak düşecektir.

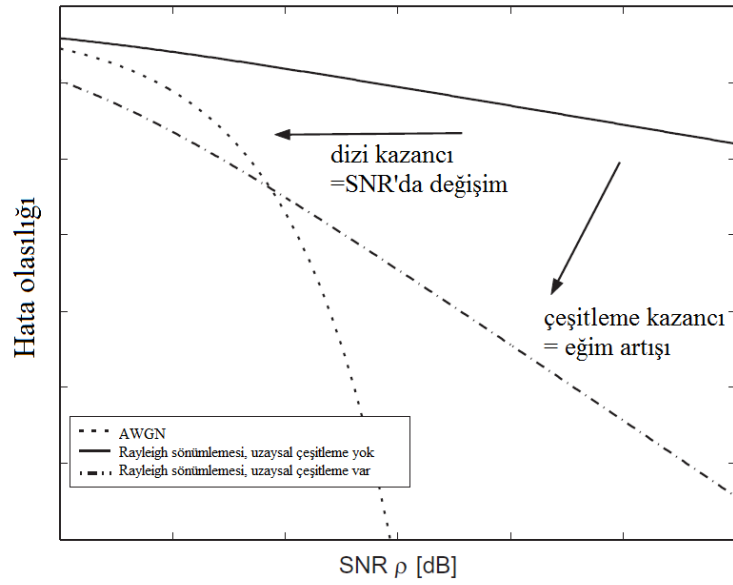
2.2.2 Uzaysal çoklama yeteneği

Telsiz haberleşme bağlantısının her iki tarafında da kullanılacak birden fazla anten iletim hızını (kanal kapasitesini) arttırabilir. Özellikle Rayleigh sönümlemeli kanallarda, bir MIMO haberleşme sisteminin ergodik kapasitesi iki verici antene de eşit güç tahsis edildiği durum için

$$\bar{C} = \mathbb{E} \left\{ \log_2 \det \left[I_{n_r} + \frac{\rho}{n_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \right\} \quad (2.25)$$



Şekil 2.3 : Bir Rayleigh sönümlmeli kanalda çeşitleme kazancının etkisi [1].



Şekil 2.4 : Bir Rayleigh sönümlmeli kanalda çeşitleme ve dizi kazancının etkisi [1].

şeklinde ifade edilir. Burada $\rho = E_s/\sigma_n^2$ SNR'ı temsil etmektedir. (2.25) göstermektedir ki, sistemin spektral verimliliği alıcı ve vericide kullanılan minimum anten anten sayısı ile orantılıdır ($\min(n_t, n_r)$).

Çoklu anten sistemlerinin bu etkisi "uzaysal çoklama" olarak adlandırılmaktadır. "Çoklama kazancı" adında bir terim ile karakterize edilir ve yüksek SNR değerlerinde asimptotik olarak tanımlanır:

$$g_s \triangleq \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{R(\rho)}{\log_2(\rho)} \quad (2.26)$$

$R(\rho)$ iletim hızıdır.



3. MIMO KANALLARDA UZAYSAL KORELASYON

MIMO tekniğinin temeli kanalın uzaysal yapısından faydalanmasından gelmektedir ve bu işlem MIMO sistemlerin performansından da önemli ölçüde sorumludur. Bu sebeple çok antenli bir kanalın uzaysal özelliklerini karakterize etmek veya bir bakıma kanalın sadece uzay bölgesi özelindeki korelasyonu ile ilgilenmek oldukça mantıklı olacaktır. Ancak bunun için, öncelikle çok-antenli sistemler için çok-boyutlu (zaman-uzay-frekans bölgeleri) korelasyon fonksiyonlarının belirlenmesi gerekecektir. Zamanda değişen doğrusal kanallar rastlantısal değişkenler olarak düşünülebilir. Böylece transfer fonksiyonları da stokastik bir süreç haline gelir. Kanalın istatistiksel karakterizasyonunu oluşturabilmek için de haliyle kanalın çok-boyutlu birleşik olasılık yoğunluk fonksiyonları hakkında da bilgi sahibi olunması gerekmektedir. Ancak bu pratikte gerçekleştirilmesi oldukça zor bir durumdur ve neredeyse mümkün değildir. Daha mantıklı bir yaklaşım ise yalnızca çok-boyutlu korelasyon fonksiyonunu tanımlamaktır. Örneğin zamanda değişen açıklık-kararlı bir transfer fonksiyonunun korelasyon fonksiyonu

$$R_{T_a}(t, t', f, f', l_t, l_t', l_r, l_r') = \mathbb{E} \{ T_a(t, f, l_t, l_r) T_a^*(t', f', l_t', l_r') \} \quad (3.1)$$

şeklinde tanımlanır. * kompleks eşlenik operatörü, T_a zamanda değişen yön-kararlı transfer fonksiyonu, l_t ve l_t' sırasıyla verici antenlerin uzaydaki konumları; l_r ve l_r' ise sırasıyla alıcı antenlerin uzaydaki konumlarıdır. (3.1)'deki zaman ve frekans kaymalarını sıfıra indirdiğimizde, t anı ve f frekansında iki dar bantlı uzaysal kanal elde etmiş oluruz. İlk kanal l_t 'de konumlanmış verici anten ile l_r 'de konumlanmış alıcı anten arasında; ikinci kanal ise l_t' 'de konumlanmış verici anten ile l_r' 'de konumlanmış alıcı anten arasında olacaktır. Sınırlı sayıda anten içeren bir MIMO kanalı için, çift-yönlü notasyondan matris notasyonuna geçebiliriz ve uzaysal korelasyon matrisini aşağıdaki şekliyle tanımlamış oluruz:

$$R = \mathbb{E} \{ \text{vec}(H^H) \text{vec}(H^H)^H \} \quad (3.2)$$

Uzaysal korelasyon matrisi R , $n_t n_r \times n_t n_r$ "positive-semidefinite" Hermitian matrisi olup, verici ve alıcı arasındaki bütün olası bağlantı çiftlerini içermektedir. Hangi kanal çiftlerinin seçildiğine göre de farklı kanal korelasyon türleri tanımlanabilir:

-Eğer iki kanal da aynı verici ve alıcı antenleri m ve n 'yi paylaşıyorsa, $\mathbb{E}\{H(n,m)H^*(n,m)\}$ ifadesi verici anten m ve alıcı anten n arasındaki ortalama enerjiyi temsil eder.

-Eğer iki kanal da aynı verici anteni paylaşıyorsa, $r_m^{(nq)} = \mathbb{E}\{H(n,m)H^*(q,m)\}$ ifadesi verici anten m ile alıcı antenler n ve q ile arasında oluşan kanalların arasındaki alıcı korelasyonudur.

-Eğer iki kanal da aynı alıcı anteni paylaşıyorsa $t_n^{(mp)} = \mathbb{E}\{H(n,m)H^*(n,p)\}$ ifadesi m ve p verici antenleri ile alıcı anten n arasına oluşan kanalların arasındaki verici korelasyonudur.

-Eğer iki kanal farklı verici antenler ve farklı alıcı antenleri içeriyorsa $\mathbb{E}\{H(n,m)H^*(q,p)\}$ ifadesi karşı-kanal korelasyonu olarak adlandırılır.

Tanımlanan bütün bu korelasyonlar kanallar arasındaki korelasyonlardır. İkinci ve üçüncü maddelerdeki korelasyonlar, kısaca sırasıyla "alıcı anten korelasyonu" ve "verici anten korelasyonu" olarak da bilinmektedir. (3.2) ifadesinden çıkarılan sonuçla verici ve alıcı korelasyon matrisleri

$$R_t = \frac{1}{n_r} \mathbb{E}\{H^H H\} \quad (3.3)$$

$$R_r = \frac{1}{n_t} \mathbb{E}\{(HH^H)^T\} \quad (3.4)$$

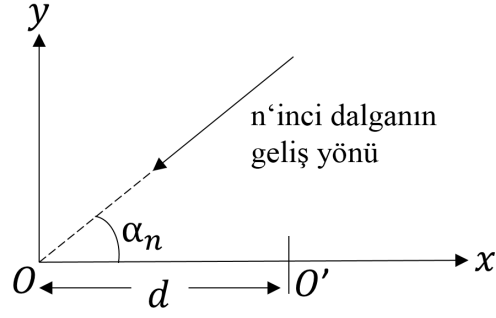
şeklinde de tanımlanabilir.

3.1 Jakes Modeli

Herhangi bir geliş noktasındaki toplam alanın dikey polarize ve N adet dalganın süperpozisyonu olduğu varsayıldığında, Şekil 3.1'deki x eksenine α_n açısı ve φ_n fazı ile gelen n 'inci dalganın 0 noktasındaki alan bileşenleri

$$E_z = E_0 \sum_{n=1}^N \exp\{j\varphi_n\} \quad (3.5)$$

$$H_x = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N \sin(\alpha_n) \exp\{j\varphi_n\} \quad (3.6)$$



Şekil 3.1 : Tipik bir dalga bileşeni ile 0 ve O' noktaları.

$$H_y = \frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N \cos(\alpha_n) \exp\{j\varphi_n\} \quad (3.7)$$

şeklindedir. Bu ifadelerde E_z, H_x ve H_y sırasıyla elektrik alanın z eksenindeki bileşeni ve manyetik alanın x ve y eksenlerindeki bileşenleridir. Reel bir büyüklük olan E_0, N adet dalganın ortak genliği, η boşluğun dalga empedansıdır.

N sayısı yeterince büyük seçilmek şartıyla, iyi bir yaklaşım yapabilmek adına, üç alan bileşeni E_z, H_x ve H_y kompleks Gauss rastlantısal değişkenleri olarak tanımlanacaktır. Bu Merkezi Limit Teoremi'nin bir sonucudur ve φ_n fazların birbirinden ve geliş açısı α_n 'den istatistiksel olarak bağımsız olduğu varsayımına dayandırılmıştır. Bu sayede her alan bileşeni, yaklaşık olarak sıfır ortalama değere sahip ve eşit varyanslı Gauss dağılımına sahip reel ve sanal bileşenlere sahip olacaktır ve fazların (φ_n), 0 ve 2π arasında tekdüze bir şekilde dağıldığı varsayılacaktır. Bu durumun önemli bir sonucu da üç alan bileşeninin de zarfının Rayleigh dağılımına sahip olmasıdır [2].

Şekil 3.1'teki diğer nokta x ekseninde 0 noktasından d kadar uzaklıkta olan O' noktasıdır. İkinci antenin bulunacağı pozisyon olan bu noktadaki n 'inci dalga bileşeninin fazı φ_n değil, $\varphi_n + kdcos(\alpha_n)$ olacaktır (k boşluktaki dalga sayısı, $k = 2\pi/\lambda$). Bu durumda, O' noktasındaki alan bileşenleri

$$E'_z = E_0 \sum_{n=1}^N \exp\{j(\varphi_n + kdcos(\alpha_n))\} \quad (3.8)$$

$$H'_x = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N \sin(\alpha_n) \exp\{j(\varphi_n + kdcos(\alpha_n))\} \quad (3.9)$$

$$H'_y = \frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N \cos(\alpha_n) \exp\{j(\varphi_n + kdcos(\alpha_n))\} \quad (3.10)$$

şeklindedir. Elektrik alan bileşeni E_z 'nin 0 ve 0' noktaları için otokovaryans fonksiyonu ise

$$\begin{aligned}
R_{E_z}(d) &= \mathbb{E} \left[E_z^* E_z' \right] \\
&= \mathbb{E} \left[E_0^2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \exp \{ j(\varphi_m - \varphi_n) \} \exp \{ jkdcos(\alpha_m) \} \right] \\
&= E_0^2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \mathbb{E} \left[\exp \{ j(\varphi_m - \varphi_n) \} \right] \mathbb{E} \left[\exp \{ jkdcos(\alpha_m) \} \right]
\end{aligned} \tag{3.11}$$

şeklinde tanımlanabilir. Burada φ ve α 'nın istatistiksel olarak bağımsız olmalarından dolayı eşitliğin sağ tarafı iki farklı beklenen değer fonksiyonu olarak yazılmıştır. $m = n$ durumu hariç, beklenen değer fonksiyonlarının ilki sıfır olmaktadır. $m = n$ durumu için de

$$\begin{aligned}
R_{E_z}(d) &= E_0^2 \sum_{n=1}^N \mathbb{E} \left[\exp \{ jkdcos(\alpha_n) \} \right] \\
&= NE_0^2 \int_{-\pi}^{\pi} p(\alpha) \exp \{ jkdcos(\alpha) \} d\alpha
\end{aligned} \tag{3.12}$$

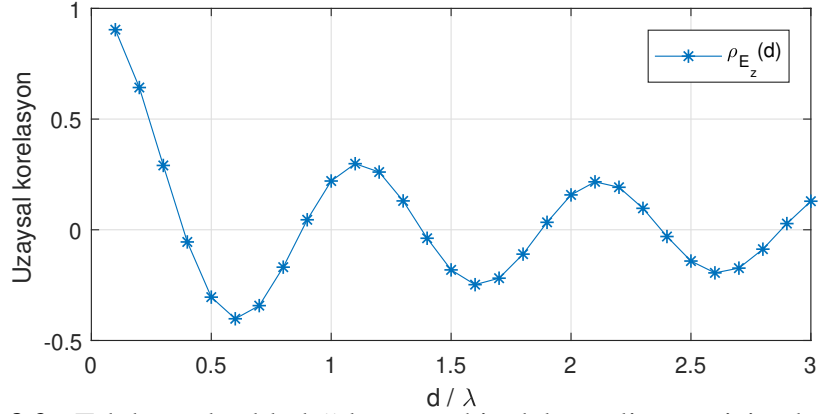
ifadesi yazılabilmektedir. $p(\alpha)$ geliş açısı α için tanımlanan olasılık yoğunluk fonksiyonudur. Gelen N adet dalganın herhangi bir yönden eşit olasılıkla geldiği durum için $p(\alpha)$

$$p(\alpha) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi \leq \alpha \leq \pi \tag{3.13}$$

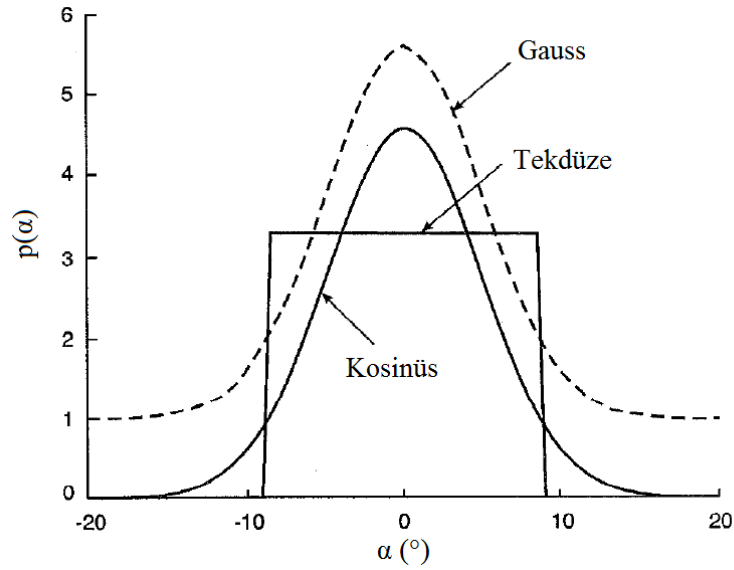
şeklinde tanımlanır. Bu durumda elektrik alanın uzaysal otokovaryans fonksiyonu

$$R_{E_z}(d) = \mathbb{E} [E_z^* E_z'] = NE_0^2 J_0(kd) \tag{3.14}$$

olacaktır. J_0 birinci türden, sıfıncı mertebeye Bessel fonksiyonudur. Otokovaryans ifadesinin alınan maksimum değere göre normalize edilmiş hali ise otokorelasyon olacaktır. Böylelikle tekdüze olasılık dağılımına sahip dalga geliş açısı için elektrik alan otokorelasyonu $\rho_{E_z}(d) = J_0(kd)$ olmaktadır. "Jakes Modeli" olarak adlandırılan bu uzaysal korelasyon yaklaşımı pek çok çalışmanın temel dayanağını oluşturmaktadır. Şekil 3.2'de bu durum için elektrik alan otokorelasyonunun d/λ ile olan değişimi gösterilmiştir.



Şekil 3.2 : Tekdüze olasılık dağılımına sahip dalga geliş açısı için elektrik alan otokorelasyonu.

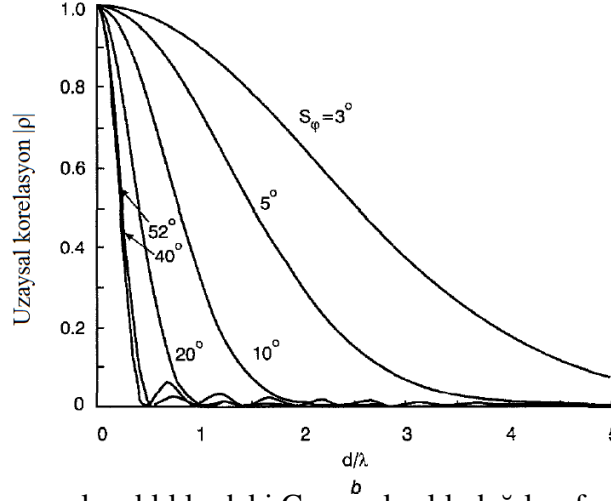


Şekil 3.3 : Tekdüze, Gauss ve kosinüs olasılık yoğunluk fonksiyonlarına sahip farklı açısız güç spektrumları [5].

3.2 Farklı Olasılık Dağılımlarının Uzaysal Korelasyona Etkisi

Elektrik alanın otokovaryansının hesaplandığı (3.11) ifadesindeki olasılık yoğunluk fonksiyonu $p(\alpha)$ terimi aynı zamanda "açısal güç spektrumu" (Power angular spectrum - PAS) olarak da adlandırılmaktadır. Gauss, Laplacian gibi çok kullanılan olasılık dağılımlarının yanında farklı çok-yollu ortamlarda ölçüm sonuçları ışığında üretilmiş olasılık dağılım fonksiyonları ve bunların kanala olan etkilerinin incelendiği çalışmalar mevcuttur [3–6].

Örneğin Şekil 3.3 belirli geliş açılara göre tanımlanmış tekdüze, Gauss ve kosinüs olasılık dağılım fonksiyonlarını göstermektedir [5]. Şekil 3.4 ise aynı çalışmadaki farklı açısız açıklıklardaki Gauss olasılık dağılım fonksiyonlarına sahip açısız güç spektrumları için uzaysal korelasyonun mutlak ifadesinin d/λ ile değişimini



Şekil 3.4 : Farklı açısal açıklıklardaki Gauss olasılık dağılım fonksiyonlarına sahip açısal güç spektrumları için uzaysal korelasyonun mutlak ifadesinin d/λ ile değişimi [5].

göstermektedir. Anlaşılacağı üzere uzaysal korelasyon, aday noktalara gelecek dalgaların açısal olarak geliş olasılıklarına göre farklı şekillerde karakterize olmakta ve değişmektedir.

3.3 Işıma Örüntüsü Korelasyonu

İki antenli bir sistem için zarf korelasyon kat sayısı

$$\rho_e = \frac{\left| \int \int_{4\pi} [\vec{F}_1(\theta, \phi) \bullet \vec{F}_2(\theta, \phi)] d\Omega \right|^2}{\int \int_{4\pi} |\vec{F}_1(\theta, \phi)|^2 d\Omega \int \int_{4\pi} |\vec{F}_2(\theta, \phi)|^2 d\Omega} \quad (3.15)$$

şeklinde hesaplanır [23]. $\vec{F}_i(\theta, \phi)$ i inci port için alan ışınma örüntüsü, \bullet operatörü ise Hermitian çarpımı ifade etmektedir. (3.15) ifadesinin hesaplanması için anten ışınma örüntülerinin ölçülmesi gerekmektedir ve tahmin edileceği üzere de zorlu bir süreç halini almaktadır.

[24] çalışmasında, ışınma örüntüsü korelasyonunu belirli şartlar altında S-parametreleri ile ifade edilebilir hale getirilmiştir. Bu gösterim sayesinde antenlerin ışınma örüntülerinin bilinmesine gerek kalmamakla birlikte, antenlerin birbirleri ile olan ortak etkileşimleri (S21) ve giriş empedans uyumlulukları gibi parametrelerin korelasyonu nasıl etkilendiklerinin anlaşılması da kolaylaşmıştır. Şekil 3.5’de [24] çalışmasında bahsedilen iki antenli bir sistemin genel gösterimi bulunmaktadır.

olmak üzere

$$P = |a_1|^2 C_{11} + |a_2|^2 C_{22} + C_{12} a_1 a_2^* + C_{21} a_2 a_1^* \quad (3.20)$$

şeklinde yazılabilir. (3.18) ve (3.19) ifadelerinde katı açı $d\Omega = dS/r^2$ kullanılmıştır. Skaler çarpım ifadesinin tanımı gereği $C_{ij} = C_{ji}^*$ olmaktadır. (3.20) denklemi

$$P = a^H C a \quad (3.21)$$

şeklinde daha kompakt bir formda yazılabilir. Bu ifadede a , a_1 ve a_2 'den oluşan sütun vektörü ve C ise (3.18) ve (3.19) elemanlarından oluşan 2×2 bir korelasyon matrisidir.

Ancak, ışıyan güç antenlerden çıkan güçler ve giren toplam güçlerin farkı ile aynı olmak zorundadır. S-parametresi teoremi ile bu durum

$$P = \sum_{i=1}^2 a_i - \sum_{i=1}^2 b_i = a^H a - b^H b = a^H (I - S^H S) a \quad (3.22)$$

şeklinde ifade edilmektedir. I birim matris, S ise anten giriş portları için tanımlanan S parametreleri matrisidir. (3.21) ile (3.22) ifadeleri eşitlendiğinde $C = I - S^H S$ eşitliği üzerinden aşağıdaki iki ifade ortaya çıkmaktadır:

$$\frac{D_i}{4\pi} \iint_{4\pi} |\vec{F}_i(\theta, \phi)|^2 d\Omega = 1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad (3.23)$$

$$\frac{\sqrt{D_i D_j}}{4\pi} \iint_{4\pi} (\vec{F}_i(\theta, \phi) \bullet \vec{F}_j(\theta, \phi)) d\Omega = -(S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}) \quad (3.24)$$

Bu ifadeler sayesinde (3.15)'deki zarf korelasyon kat sayısı ifadesi

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (3.25)$$

şeklinde S parametreleri ile ifade edilebilir hale gelecektir. Bu şekilde, sadece S parametresi değerlerine ulaştığımız iki kapılı bir mikrodalga yapı olan MIMO anten çifti için uzaysal korelasyon hesaplaması rahatlıkla yapılabilmektedir.

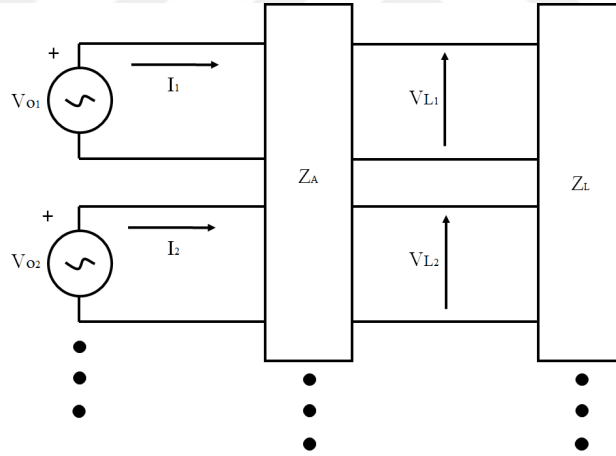
Bu denklem oldukça popüler olup anten korelasyonu üzerinde yapılan çalışmalarda sıklıkla kullanılmakta ve bir başarıım parametresi olarak göze çarpmaktadır. Düşük zarf korelasyon katsayısına sahip MIMO anten çifti tasarlayabilmek, düşük uzaysal korelasyon değerini de beraberinde getirecek ve sonraki bölümlerde bahsedileceği üzere yüksek kanal kapasitesi değerlerine sahip bir MIMO haberleşme sistemi tasarımında olması istenen bir başarıım kriteri halini alacaktır.

3.4 Ortak Etkileşim Etkisi

3.4.1 Antenler arası ortak etkileşimin uzaysal korelasyon üzerindeki etkisi

Bu bölüme kadar bahsedilen uzaysal korelasyon ifadeleri (ışınma örüntüsü korelasyonu hariç), boş uzaydaki herhangi iki noktada üzerinden hesaplanan otokorelasyonlar üzerinden tanımlanmakta idi. Bahsi geçen iki noktaya anten konumlandırılması durumunda, antenlerin birbirleri ile olan ortak etkileşimleri (mutual coupling) dolayısı ile uzaysal korelasyonlarda değişiklikler olacaktır. Bu durum, antenler üzerinde oluşan gerilim ile akım dağılımlarının ve ışınma örüntülerinin birbirlerinin varlığından etkilenmesi ile değişiklik gösterdikleri için olmakta ve MIMO sistemlerdeki uzaysal korelasyon hesaplarında dikkat edilmesi gereken bir etki olarak göze çarpmaktadır.

Ortak etkileşimin (OE) uzaysal korelasyon üzerindeki etkisinin anlaşılması için, öncelikle Şekil 3.6'daki N elemanlı bir anten dizisinin eş değer devre gösterimini referans alabiliriz [18].



Şekil 3.6 : Bir anten dizisinin eş değer devre gösterimi. [14]

Bütün elemanları Z_L yük empedansı ile sonlanmış anten dizisi için Kirchoff denklemleri yazıldığında

$$\begin{aligned} v^1 &= i_1 Z_{11} + \dots + i_j Z_{1j} + \dots + i_N Z_{1N} + i_s Z_{1s} \\ &\vdots \\ v^N &= i_1 Z_{N1} + \dots + i_j Z_{Nj} + \dots + i_N Z_{NN} + i_s Z_{Ns} \end{aligned} \quad (3.26)$$

denklem dizisi elde edilir. Bu denklemlerde Z_{ij} , dizi elemanlarından i ve j portlarına sahip antenler arasındaki ortak empedans (mutual impedance) olmaktadır.

Yük empedansı Z_L ve terminal akımları üzerinden bir ilişki ise

$$i_j = -\frac{v^j}{Z_L}, \quad j = 1, 2, \dots, N. \quad (3.27)$$

şeklinde kurulabilir. Eğer dizinin bütün elemanları açık devre durumunda ise,

$$i_j = 0, \quad j = 1, 2, \dots, N. \quad (3.28)$$

olacak ve (3.26) için

$$v^j = v_{0j} = Z_{js} i_s \quad (3.29)$$

ifadesi yazılabilecektir.

(3.27) ve (3.29) denklemleri (3.26)'da yerine konduğunda

$$\begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{11}}{Z_L} & \frac{Z_{12}}{Z_L} & \dots & \frac{Z_{1N}}{Z_L} \\ \frac{Z_{21}}{Z_L} & 1 + \frac{Z_{22}}{Z_L} & \dots & \frac{Z_{2N}}{Z_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{Z_{N1}}{Z_L} & \frac{Z_{N2}}{Z_L} & \dots & 1 + \frac{Z_{NN}}{Z_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v^1 \\ v^2 \\ \vdots \\ v^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ \vdots \\ v_{oN} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

denkleme ulaşılır. Daha kompakt bir ifade ile

$$Z_0 V = V_o \quad (3.31)$$

şeklinde yazılabilir. Burada Z_0 normalize empdans matrisi ve V_o ise anten terminallerdeki açık devre gerilimleridir. Dikkat edilmesi gereken bir nokta, normalize (yük empedansına göre normalize edilmiş) empedans matrisi Z_0 'ın bir dönüşüm matrisi gibi davranmasıdır. Açık devre gerilimlerini terminal gerilimine dönüştürmeye yaramaktadır. Elemanlar arası mesafeleri yüksek olan ve ortak etkileşimi az olan sistemler için Z_0 diagonal bir matris halini alacaktır. Anten giriş empedanslarının yük empedansına eşit olduğu durumu varsayımı ile devam edildiğinde ise çıkış gerilimleri açık devre gerilimlerinin önemsiz bir katı şeklinde hesaplanacaktır ve sistem performansı üzerinde bir etki yaratmayacaktır [18].

Z_0 tekil olmayan bir matris olduğundan, (3.31) ifadesi, çıkış gerilimleri açık devre gerilimleri cinsinden

$$V = Z_0^{-1} V_o = C V_o \quad (3.32)$$

şeklinde de ifade edilebilir bir hale gelmektedir. Burada C etkileşim matrisi olarak adlandırılır ve

$$C = (Z_L + Z_s)(Z_m + Z_s I)^{-1} \quad (3.33)$$

ifadesine eşit olmaktadır. Z_s antenlerin giriş empedanslarının bulunduğu matris, Z_m ise ortak empedans matrisidir.

3.4.2 Antenler arası ortak etkileşimin kanal üzerindeki etkisi

$n_r \times n_t$ lik kanal matrisi H 'nin her biri ayrı bir kanalı temsil eden elemanları, uzaysal korelasyonun hesaba katılmadığı durumlar için istatistiksel olarak birbirinden bağımsız ve aynı dağılıma sahip rastgele değişken kompleks sayılardan (independent and identically distributed - i.i.d.) oluşturulabilir.

Ortak etkileşim etkisi dahil edilmemiş bir halde hesaplandığı varsayılan korelasyon matrisleri R_{rx} ve R_{tx} 3.4.1'deki etkileşim matrisi C ile aşağıdaki şekilde modifiye edilerek ortak etkileşimin hesaba katıldığı yeni korelasyon matrislerine dönüştürülebilir:

$$R_{crx} = C_{rx} R_{rx} C_{rx}^H \quad (3.34)$$

$$R_{ctx} = C_{tx} R_{tx} C_{tx}^H \quad (3.35)$$

Bu ifadelerde C_{rx} ve C_{tx} matrisleri sırasıyla alıcı ve verici antenleri arasındaki etkileşimin sonucu oluşturulmuş $n_r \times n_r$ ve $n_t \times n_t$ 'lik etkileşim matrisleridir. Artık etkileşim etkileri dahil edilmiş alıcı ve verici anten korelasyonları (R_{crx} ve R_{ctx}) bilinen bir $n_r \times n_t$ lik "i.i.d" kanal aşağıdaki şekliyle modellenebilecektir:

$$H_r = [R_{crx}]^{1/2} H_{iid} ([R_{ctx}]^{1/2})^T \quad (3.36)$$

Bu durumda yeni oluşturulan H_r matrisi, alıcı ve verici için ortak etkileşim etkileri dahil edilmiş korelasyonlara sahip kanal matrisi olmaktadır.

3.5 2X2 Bir MIMO Sistemde Ortak Etkileşim Etkisinin Benzetimi

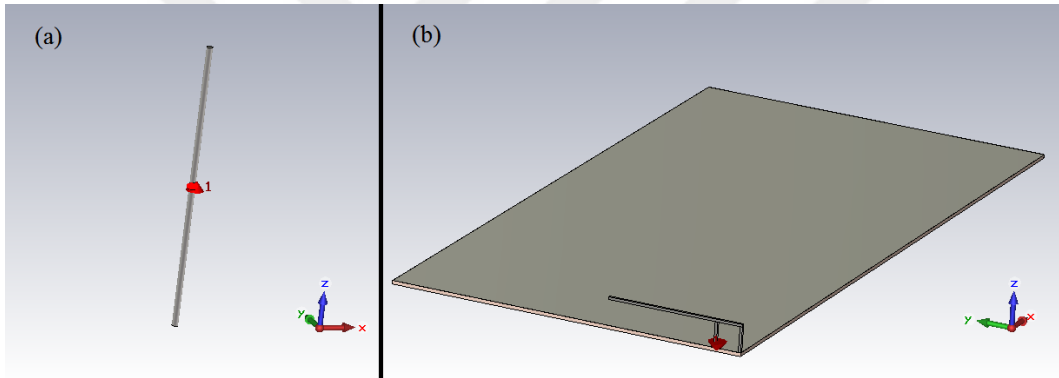
Bu bölümde hücrel 2x2'lik bir MIMO haberleşme sistemi üzerinden, ortak etkileşim etkisinin incelemesi gerçekleştirilmiştir [21]. Hücrel bir haberleşme sistemi için gerçekçi bir senaryo olması adına, alıcı ve verici antenlerin farklı tiplerde olduğu düşünülmüş; verici tarafı için düşünülen iki antenin yarım dalga dipol, alıcı için düşünülen iki antenin ise hücrel haberleşmede el ile taşınabilir cihazlarda sıklıkla kullanılan ters-F anten (IFA) yapısında olduğu bir durum baz alınmıştır. Düşünülen 2x2'lik haberleşme sistemi FDD-LTE Band 7'de (2600 MHz bandı) çalışacak şekilde tasarlanmıştır.

Hem alıcı, hem de verici için ortak etkileşimin etkilerini görmek adına kanal korelasyonları ve kanal kapasiteleri, alıcı ve verici anten çiftlerinin aralarındaki mesafeler cinsinden hesaplanmıştır.

3.5.1 Antenler

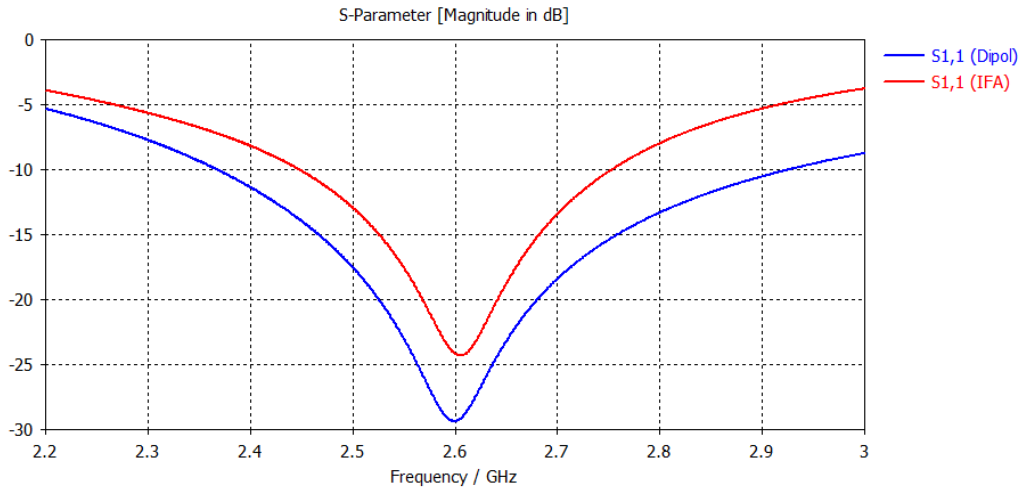
Verici tarafı için $\lambda/2$ uzunluğa ve $\lambda/200$ yarıçapına sahip ince tel dipol antenler ile alıcı tarafı için FR-4 bir substrat üzerindeki toprak alan üzerinde tasarlanan IFA yapısına sahip antenlerin benzetimleri "CST Microwave Studio" elektromanyetik benzetim programı ile gerçekleştirilmiştir.

Şekil 3.7 dipol ve ters-F antenlerin tek elemanlarını göstermektedir. Tek eleman IFA için seçilen toprak alan 142 mm x 71 mm, yani yaklaşık olarak bir cep telefonu boyutlarındadır.



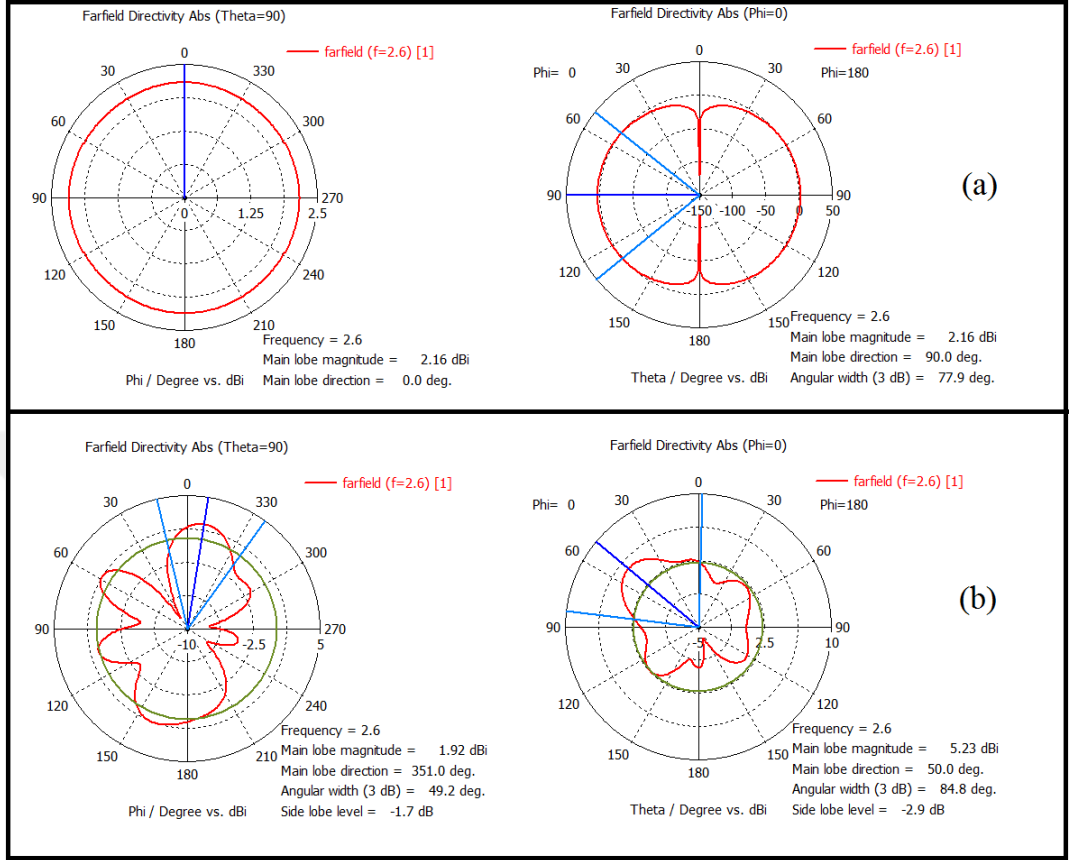
Şekil 3.7 : Tek anten elemanları - a) Verici anten b) Alıcı anten.

Şekil 3.8 ise antenlerin geri dönüş kayıplarını göstermektedir. İki anten için de -10 dB başarımları sağlanmıştır.



Şekil 3.8 : Verici ve alıcı anten elemanları için geri dönüş kayıpları $|S_{11}|^2 [dB]$.

Antenlerin 2.6 GHz'deki yönlülük örüntüleri ise Şekil 3.9'da gösterilmiştir. Dipol antenin ışınma örüntüsü beklendiği gibi tümyönlü bir karakteristik gösterirken ters-F antenin örüntüsü kısmen tümyönlü bir karakteristik sergilenmiştir.

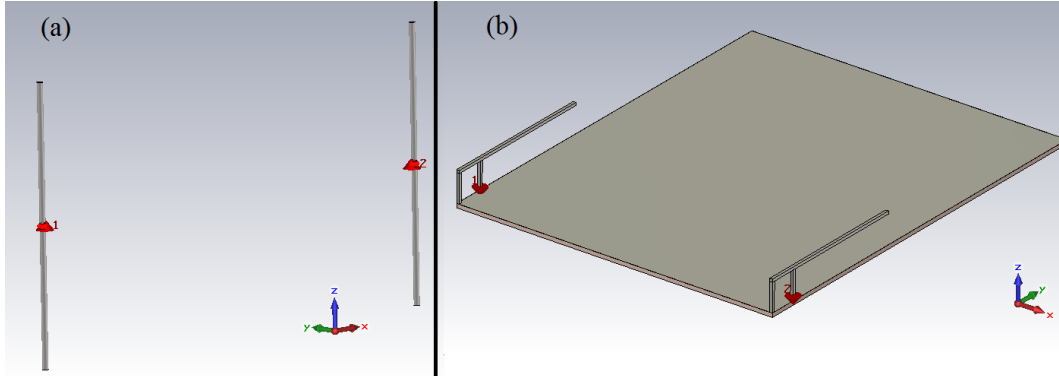


Şekil 3.9 : Verici (a) ve alıcı (b) anten elemanları için yönlülük örüntüleri (H ve E düzlemleri).

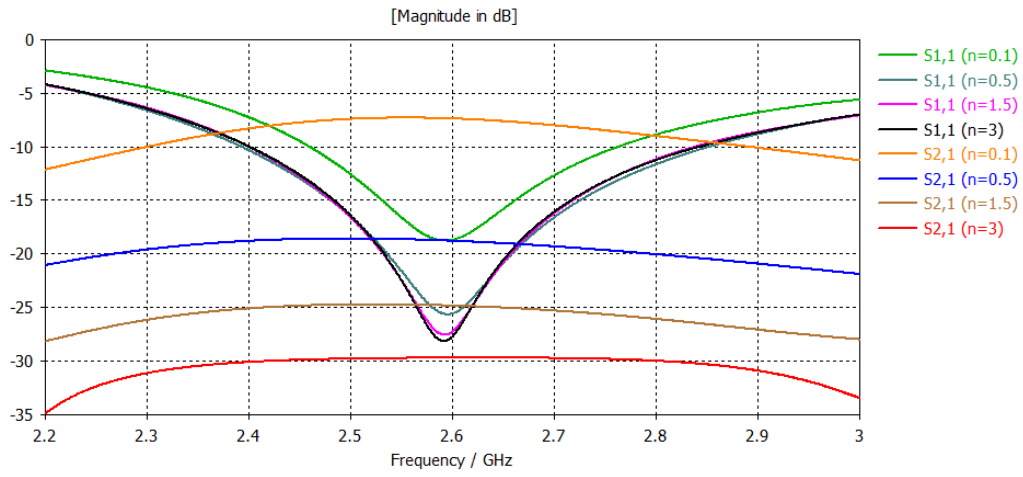
3.5.2 Ortak etkileşim etkisi ve kanal kapasitesi

Ortak etkileşim etkisini inceleme amacıyla alıcı ve verici anten çiftleri arasındaki mesafeler $0.1\lambda - 3\lambda$ arasında incelenmiştir. Şekil 3.10'da incelenecek 2×2 'lik MIMO sistemin alıcı ve verici anten çiftleri görülmektedir. Şekil 3.11 ve 3.12'de ise anten çiftlerinin geri dönüş kayıpları ve ortak etkileşimleri (S_{21}) bulunmaktadır. Beklendiği üzere antenler arası mesafe azaldıkça anten etkileşimleri artmakta, hatta etkileşim etkisi ile anten giriş empedanslarında olan değişiklikler sebebiyle de S_{11} 'lerin olumsuz yönde değiştiği görülmektedir.

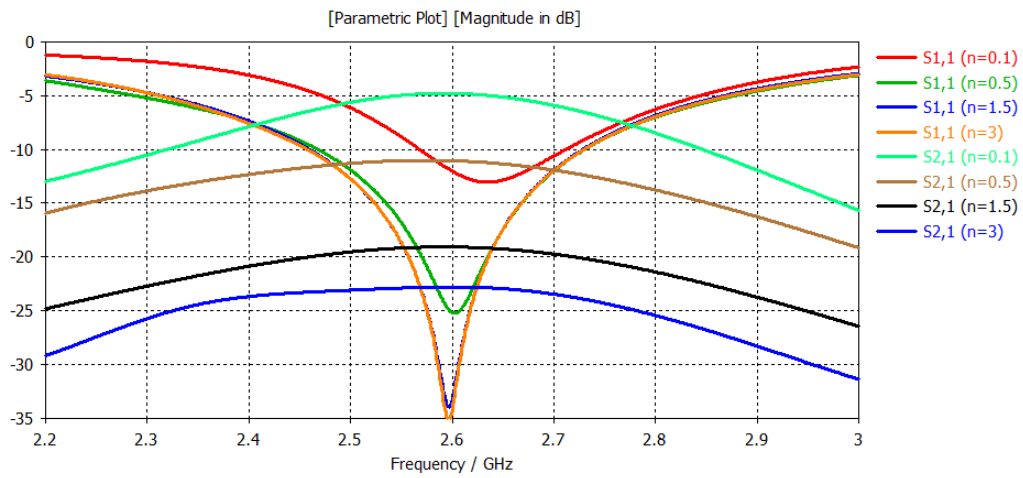
Alıcı ve vericideki antenlerin ortak etkileşim etkilerini inceleme amacı ile ilk olarak kanalları arasında istatistiksel bir bağımsızlık olan teorik bir kanal üreterek başlayabiliriz. Bunun için, elemanları kompleks sayılar olan ve Gauss dağılımına



Şekil 3.10 : Verici (a) ve alıcı (b) anten çiftleri $d = 0.5 \lambda$.



Şekil 3.11 : Vericide çeşitli mesafeler için geri dönüş kayıpları ve ortak etkileşimler ($n = d/\lambda$).



Şekil 3.12 : Alıcıda çeşitli mesafeler için geri dönüş kayıpları ve ortak etkileşimler ($n = d/\lambda$).

sahip, 2 alıcı ve 2 vericiden oluşan 2x2'lik MIMO sisteme ait bir "i.i.d." kanal matrisi H_{iid} düşünelim. Kanal, bu durumda uzaysal korelasyon etkisi gözardı edilerek oluşturulmuş bir kanaldır.

xy düzleminde gelen dalgaların geliş açısının α 'nın $[-\pi, \pi)$ aralığı için tekdüze bir olasılık dağılımı sergilediği durumda, elektrik alan otokorelasyonunun $J_0(kd)$ 'ye eşit olduğu 3.1'de incelenmişti. Alıcı ve verici korelasyon matrisleri bu durumda

$$R_{rx} = R_{tx} = \begin{bmatrix} 1 & J_0(kd) \\ J_0(kd) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

şeklinde oluşturulabilir. Bu durumda i.i.d. elemanlara sahip H_{iid} kanalı oluşturulan korelasyon matrisleri ile

$$H_c = [R_{rx}]^{1/2} H_{iid} ([R_{tx}]^{1/2})^T \quad (3.38)$$

şeklinde modifiye edilebilir.

Ancak korelasyon matrisleri R_{rx} ve R_{tx} 'te ortak etkileşim etkisi bulunmamaktadır. Antenler arasındaki ortak etkileşim etkisi 3.4.2 bölümünde bahsedilen (3.33) ifadesindeki 2X2'lik C matrislerinin sürece dahil edilmesi ile gözlemlenebilecektir. Böylece ortak etkileşim etkisinin dahil edildiği yeni alıcı ve verici korelasyon matrisleri aşağıdaki şekliyle tanımlanabilecektir:

$$R_{crx} = C_{rx} R_{rx} C_{rx}^H = \begin{bmatrix} C_{rx,1,1} & C_{rx,1,2} \\ C_{rx,2,1} & C_{rx,2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & J_0(kd) \\ J_0(kd) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{rx,1,1}^* & C_{rx,2,1}^* \\ C_{rx,1,2}^* & C_{rx,2,2}^* \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$R_{ctx} = C_{tx} R_{tx} C_{tx}^H = \begin{bmatrix} C_{tx,1,1} & C_{tx,1,2} \\ C_{tx,2,1} & C_{tx,2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & J_0(kd) \\ J_0(kd) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{tx,1,1}^* & C_{tx,2,1}^* \\ C_{tx,1,2}^* & C_{tx,2,2}^* \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Korelasyon matrisleri, diagonal elemanlarına göre normalize edildiğinde ise propagasyon ortamının ve ortak etkileşim etkisinin dahil edildiği yeni alıcı ve verici uzaysal korelasyonlarına ulaşılacaktır:

$$R_{crx} = P_{crx} \begin{bmatrix} 1 & \rho_{crx,1,2} \\ \rho_{crx,2,1} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

$$R_{ctx} = P_{ctx} \begin{bmatrix} 1 & \rho_{ctx,1,2} \\ \rho_{ctx,2,1} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Bu denklemlerde P_{crx} ve P_{ctx} sırasıyla alıcı ve vericideki ortak etkileşim etkisinden kaynaklanan güç kaybı olarak adlandırılmaktadır [20]. Elde edilen alıcı ve verici uzaysal korelasyon matrislerinin ardından da, istatistiksel olarak bağımsız ve aynı

dağılımlı oluşturulmuş kanal matrisi H_{iid} , artık uzaysal korelasyonların ve ortak etkileşimin dahil edildiği bir H_r matrisi şeklinde modifiye edilebilecektir:

$$H_r = [R_{crx}]^{1/2} H_{iid} ([R_{ctx}]^{1/2})^T \quad (3.43)$$

Kanal kapasitesi ise 2.2.2’de bahsedildiği üzere

$$C = \log_2 \det [I_{n_r} + \frac{\rho}{n_t} H H^H] \quad (3.44)$$

denklemleri ile H_{iid} , H_c ve H_r kanalları için ayrı ayrı hesaplanabilir.

3.5.3 Nümerik sonuçlar

(3.39) ve (3.40) ifadelerindeki etkileşim matrisleri C_{rx} ve C_{tx} ’in daha açık ifadeleri (3.33) yardımıyla

$$\begin{aligned} C &= (Z_L + Z_s)(Z_m + Z_s I)^{-1} \\ &= (Z_L + Z_s) \begin{bmatrix} (Z_L + Z_s) & Z_m \\ Z_m & (Z_L + Z_s) \end{bmatrix}^{-1} \end{aligned} \quad (3.45)$$

şeklinde yazılabilir. Anten giriş empedansları Z_m ve etkileşim empedansları Z_s ’ler benzetim programı ile hesaplanan S matrisinin Z matrisine dönüşümü ile kolayca elde edilebilir [25]

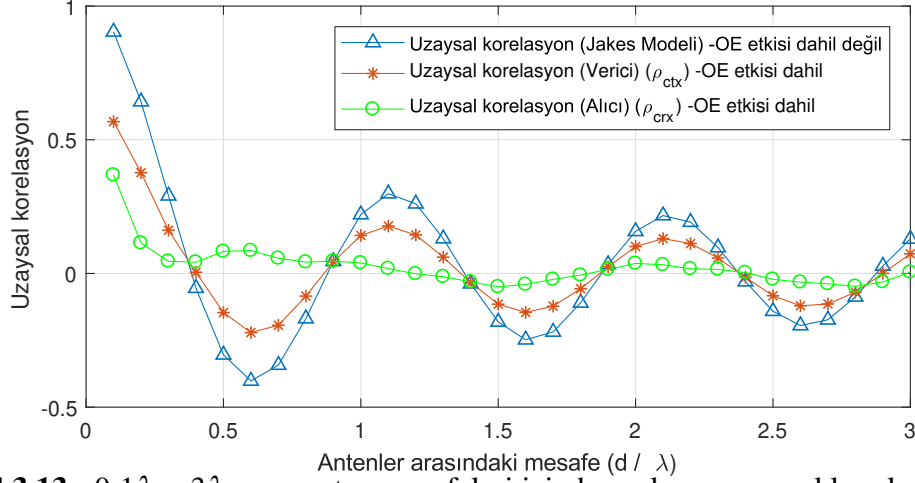
$$Z = (I + S)(I - S)^{-1} \quad (3.46)$$

Hem alıcı, hem de verici anten çiftleri arasındaki mesafelerin 0.1λ ’dan 3λ ’ya kadar olduğu durumlar için hesaplanan Z matrisleri ile etkileşim matrisleri C’ler hesaplanarak, (3.41) ve (3.42)’deki uzaysal korelasyonlar ρ_{crx} ve ρ_{ctx} ’lere ulaşılır.

Şekil 3.13’de $0.1 - 3\lambda$ arası anten mesafeleri için çalışma frekansı 2.6 GHz’de uzaysal korelasyonlar gösterilmiştir. İlk grafik 3.1’de incelenen ve iki boyutlu düzlem için geliş açılarının tek düze olasılık dağılımına sahip olduğu durum için hesaplanan elektrik alan otokorelasyonu $\rho = J_0(kd)$, bir diğer adı ile Jakes Modeli’dir.

İkinci grafik aynı model üzerine ortak etkileşim etkisi eklenerek vericideki dipol antenler için hesaplanan uzaysal korelasyondur. Bu durum için alıcı antenler arasındaki mesafe cep telefonları için pratik bir uzunluk olan 1.2λ ’da ($\sim 138mm$) sabit tutulmuştur.

Üçüncü grafik ise aynı model üzerine ortak etkileşim etkisi eklenerek alıcıdaki ters-F antenler için hesaplanan uzaysal korelasyondur. Bu durum için verici antenler



Şekil 3.13 : $0.1\lambda - 3\lambda$ arası anten mesafeleri için hesaplanan uzaysal korelasyonlar - @2.6 GHz. [12]

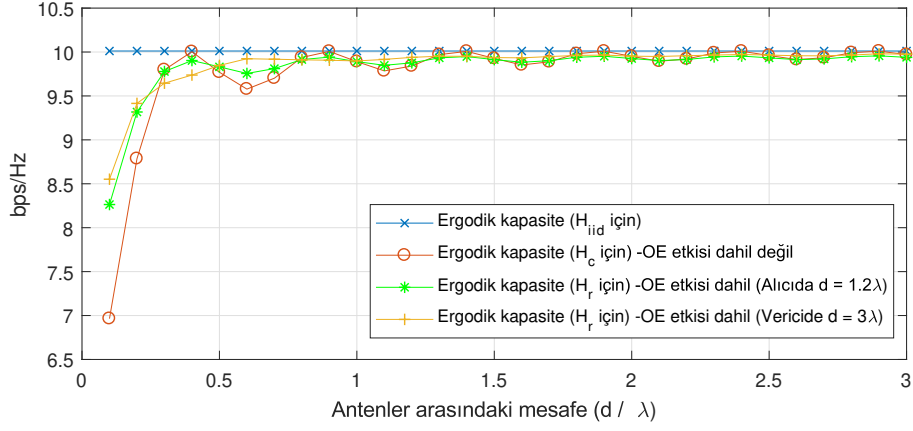
arasındaki mesafe baz istasyonları için pratik bir uzunluk olan 3λ 'da ($\sim 346mm$) sabit tutulmuştur.

Ortak etkileşim etkisi ile hem alıcı, hem de vericideki uzaysal korelasyonlar, Jakes Modeli'ne göre azalmış durumdadır. Bu durum alıcıda daha fazla göze çarpmakta, ortak etkileşim etkisi uzaysal korelasyonu oldukça düşük seviyelere çektiği görülmektedir [21].

Benzetimi gerçekleştirilen sistem için incelenen bir diğer başarımlı kriteri ise kanal kapasitesidir. Kanal matrisi H_{iid} 'nin elemanları rastgele değişkenler olarak türetildiğinden, oluşturulan her kanal için kanal kapasiteleri de farklı büyüklükte hesaplanacaktır. Daha doğruya yakın ve efektif bir kapasite hesaplaması adına 50000 adet i.i.d. kanal oluşturulmuş, $SNR = 20dB$ için her kanalın kapasitesi (3.44) ifadesi ile hesaplanıp aritmetik ortalamaları alınmıştır. Ergodik kanal kapasitesi olarak adlandırılan bu teorik kapasite, rastgele değişkenli kanal modellemeleri için sıklıkla kullanılan bir başarımlı parametresidir.

Şekil 3.14'de görüldüğü üzere sıfır uzaysal korelasyon ile modellenen H_{iid} 'nin ergodik kapasitesi antenler arası mesafeden bağımsız olarak sabittir. Jakes Modeli olarak adlandırılan, dalga geliş açılarının tekdüze dağılıma sahip olduğu ancak ortak etkileşim etkisinin dahil edilmediği korelasyon modeli için alıcı ve verici antenlerin arasının aynı büyüklükte değiştiği varsayıldığı durumda ergodik kanal kapasitesinin değişimi beklendiği üzere düşük anten aralıklarında düşük, yüksek aralıklar için de yüksektir. Antenler arası mesafenin artması, genel olarak uzaysal korelasyonu ve buna bağlı

olarak da kanal korelasyonunu azalttığı için kanal kapasitesi üzerinde olumlu bir etki yarattığı açık bir şekilde görülmektedir [21].



Şekil 3.14 : H_{iid} , H_r ve H_c için ergodik kanal kapasitelerinin antenler arası mesafe ile değişimi ($SNR = 20dB$) - @2.6 GHz. [12]

Ortak etkileşim etkisinin dahil edildiği iki senaryo ise uzaysal korelasyon incelemesi için gerçekleştirilen senaryolar ile aynıdır. İlki alıcıdaki antenler arası mesafenin, ikincisi ise verici antenler arası mesafenin sabit tutulduğu durumlardır. Her iki senaryo için de antenlerin yakın konumlandırıldığı $0.1 - 0.2\lambda$ mesafeleri için ergodik kapasiteler belirgin oranda artış göstermiştir. OE etkisinin dahil edilmediği durum gibi, burada da antenler arası mesafenin artışı ile ergodik kapasitenin arttığı ve çeşitli dalga boyları için dalgalanmalar gösterdiği görülmüştür [21].

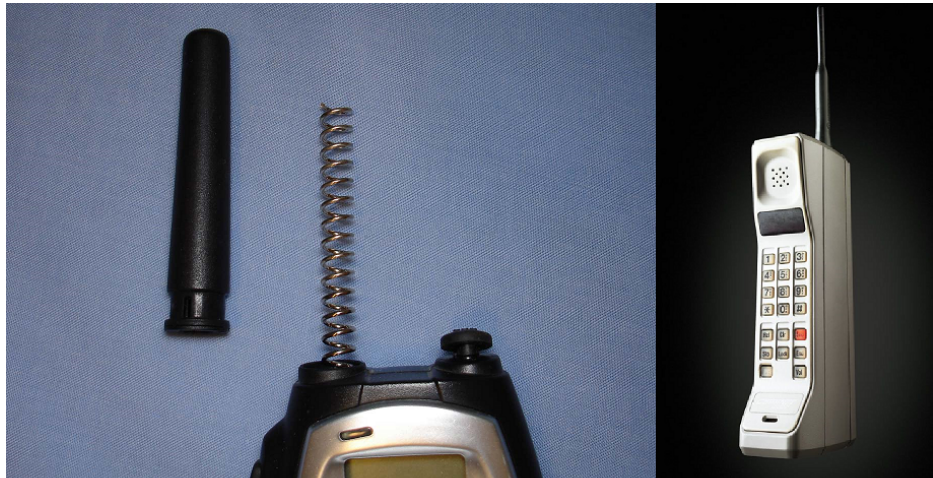
4. CEP TELEFONU MIMO ANTEN TASARIMLARI

Bu bölümde cep telefonu özelinde anten tasarımlarının evrimi ile tasarım kriterleri ve kısıtları hakkında bilgi verilecek ve çalışmanın geri kalanında üzerinde çalışılacak cep telefonu antenlerinin tasarım ve gerçekleştirme süreçlerinden bahsedilecektir.

4.1 Cep Telefonu Anten Tasarımları ve Anten Konumlandırmaları

4.1.1 Cep telefonu antenlerinin gelişimi

GSM haberleşmesi için tasarlanan ilk cep telefonları çeyrek dalga boylu harici monopul antenler kullanmaktaydı. Daha sonraları anten boylarını kısaltmak amacı ile helis yapısı ya da çift bantlı çalışma hedeflendiği için helis ve monopul hibrit yapıları kullanılmaya başlandı (Şekil 4.1). Bu harici anten yapıları, özellikle PCB'lerin de yaklaşık olarak çeyrek dalga boyuna sahip olduğu durumlarda anten yarım dalga boylu dengesiz (unbalanced) dipol anten formunu aldığı için yüksek performanslı anten tasarımları ortaya çıkabiliyordu. Yüksek bant genişliği ve ışıma verimliliklerine sahip olmalarına rağmen, yüksek SAR (Specific Absorption Ratio) değerlerine de sahiptiler. Sonraları kullanılmaya başlanan mikroşerit antenler ise genel olarak SAR'da %40 – 60 arası iyileştirme sağlamaktadır [26].



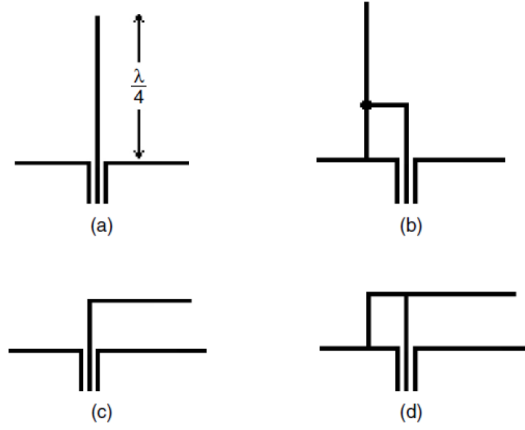
Şekil 4.1 : Cep telefonları için harici anten örnekleri.

Ayrıca, monopole/dipol yapıları tek bir polarizasyona sahip olduğu için de, sahip olduğu polarizasyona dik polarizasyonda güç alamayacak/iletemeyecek ve alınan/iletilecek güç seviyesinde 3 dB'lik bir azalma meydana gelecektir. Mikroşerit antenler ise birden fazla polarizasyon sahip oldukları için pratik çok-yollu sönümlenme senaryolarında (Rayleigh sönümlenmesi gibi) hücrel haberleşme için daha elverişlidir. SAR ve çok-yollu sönümlenme performansları açısından mikroşerit türü anten yapıları cep telefonu anten tasarımcıları için daha çok tercih edilen yapılar durumundadır [26].

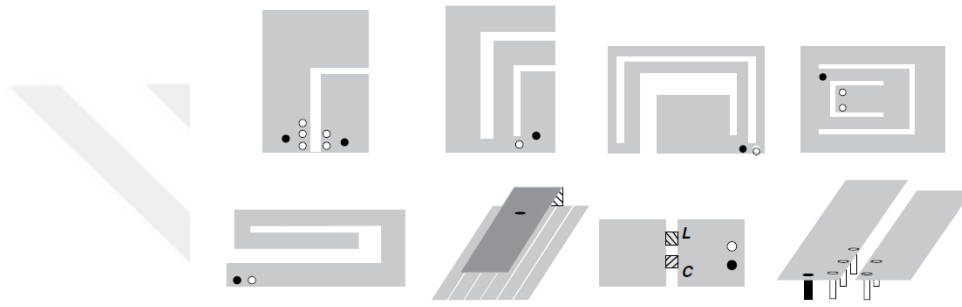
Cep telefonlarında dahili anten kullanımına geçilmesi yukarıda belirtilen performans iyileştirmelerinin yanında harici anten bulundurmeyen daha estetik telefonlar için talep oluşması ile meydana gelmiştir. En çok kullanılan anten yapıları ters-F anten ve düzlemsel ters-F antenler olmuştur.

Birbirine benzer yapıya sahip Ters-F anten (inverted-F antenna - IFA) ve düzlemsel ters-F antenlerin (planar inverted-F antenna - PIFA) çalışma prensibini anlamak için çeyrek dalga monopol anten üzerinden gidilebilir. Çünkü bu yapılar aslında çeyrek dalga bir monopol antenin beslemeye yakın bir noktasından toprak ile bağlantı sağlanması ile oluşturulan anten yapılarıdır. İdeal çeyrek dalga bir monopol antenin giriş empedansı $36.5 + j21.25\Omega$ 'dur [27]. Anten besleme noktası ve toprak arasında bir bağlantı oluşturmak, giriş empedansında kısa-devre stub davranışı sergilemesine sebebiyet verdirerek yük empedansı (genellikle 50Ω) ile anten giriş empedansı arasında bir empedans uyumlama devresi gibi çalışmasını sağlamaktadır. IFA yapısı temelde bu şekilde özetlenebilir. Işıyan tel eleman da toprak yüzey üzerinde ve toprak yüzeye paralel bir düzlem olarak tasarlandığında düzlemsel ters-F anten yapısı oluşacaktır. Şekil 4.2 PIFA yapısının çeyrek dalga monopol ile olan yapısal ilişkisini göstermektedir [28].

PIFA yapıları doğrudan toprak yüzey üzerinde bulunduğu için, ışınım örüntüleri genelde tek bir loba dönüşen ve sonlu toprak yüzey yüzünden arka tarafa doğru ışınım yapmayan / az ışınım anten yapılarıdır. IFA yapıları ise doğrudan toprak yüzey üzerinde bulunmadığı için dolaylı olarak çoğu kaynakta düzlemsel monopol anten sınıfında da değerlendirilmekte ve ışınım örüntüleri monopol veya bir kısa bir uzun kola sahip yarım dalga dipol antene benzer şekilde biraz daha fazla tümyönlü bir davranış sergilemektedir [26]. Düzlemsel ters-F antenlerin bir diğer avantajı ise üzerinde



Şekil 4.2 : (a) Çeyrek dalga monopol (b) Orta bir noktadan beslemeli çeyrek dalga monopol (c) Ters-L anten (d) Düzlemsel ters-F anten [19].

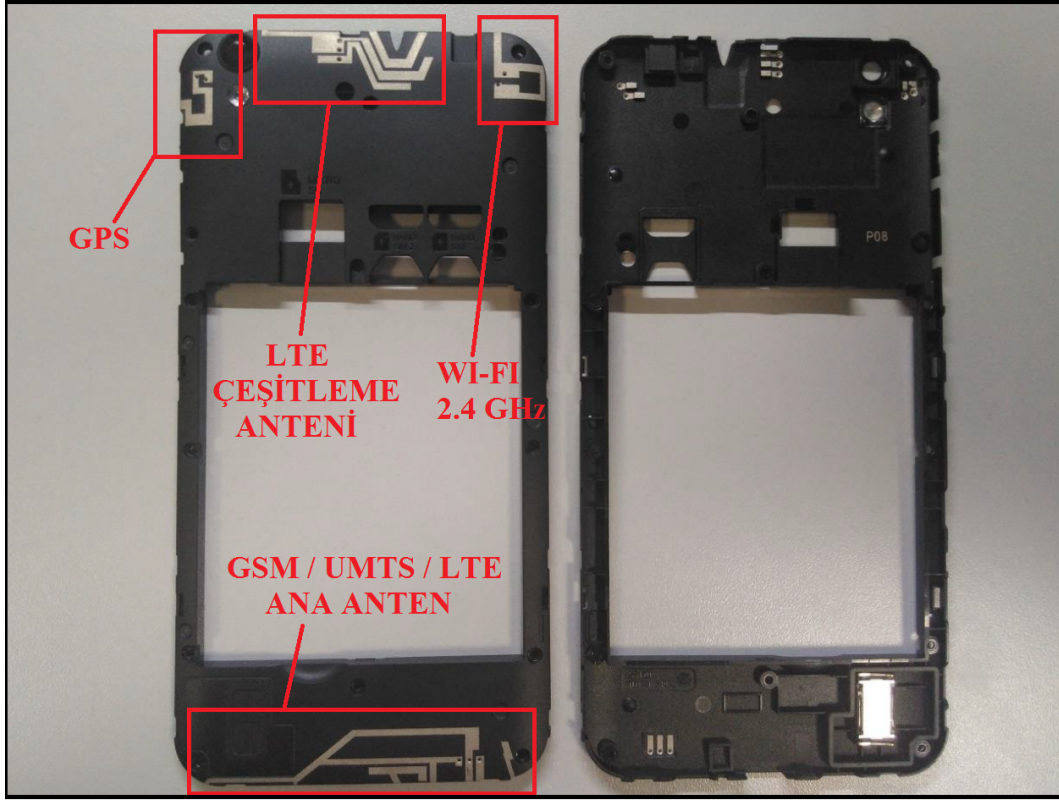


Şekil 4.3 : Çeşitli PIFA örnekleri (Çıkıntı ekleme, yarık açma gibi modifikasyonlar) [19].

yapılacak çıkıntı ekleme, yarık açmak gibi çeşitli modifikasyonlar ile birden fazla bant için rezonans sağlanabiliyor olmasıdır. Bunun yanında eklenecek parazitik elemanlar ile de bant genişliği artırılabilir. Şekil 4.3'te çeşitli PIFA uygulamaları görülmektedir.

4.1.2 Modern akıllı telefon antenleri

Günümüzde kullanılan akıllı telefonlar LTE gibi görece yeni yüksek veri hızlı hücrel haberleşme standartının yanında UMTS ve GSM gibi eski standartları da destekler niteliktedir. Türkiye özelinde konuşacak olursak, mevcut operatörlerin desteklediği ve hizmet sağladığı/sağlama potansiyeli olan teknoloji ve bantlar GSM900, GSM1800, WCDMA B1, WCDMA B8, FDD-LTE B20, FDD-LTE B8, FDD-LTE B1, FDD-LTE B3, FDD-LTE B7'dir. Ortak bantları kullanan GSM900 / WCDMA B8 / FDD-LTE B8, GSM1800 / FDD-LTE B3 ve WCDMA B1 / FDD-LTE B1 ile birlikte telefonun desteklemesi gereken 5 adet hücrel haberleşme bandı bulunmaktadır. En düşük frekanstaki hücrel haberleşme bandı FDD-LTE B20 için 791 MHz - 862 MHz arası



Şekil 4.4 : Bir akıllı telefonun iç plastik kapağında konumlandırılmış antenler.

bir çalışma bandı istenirken, en yüksek frekans bandı FDD-LTE B7 için 2500 MHz - 2690 MHz arası bir çalışma bandının kapsanması istenmektedir.

Akıllı telefonlar, hücresel haberleşme desteğinin yanında Bluetooth, WiFi 2.4 GHz / 5.8 GHz ve GPS / GLONASS / Galileo gibi navigasyon sistemleri için de gerekli alıcı ve/veya verici haberleşme sistemleri ile donatılmıştır. Bütün bunların yanında ön, arka kamera, parmak izi sensörü, hoparlör, USB konektörü gibi çevresel elemanların artışı da antenlerin tasarımını zorlaştırmaktadır. Mevcut bütün telsiz haberleşme sistemlerinin kapsanması ve bütün alt sistemlerin birbirini etkilemeden verimli bir şekilde çalışabilmesi için anten konumlandırmaları da ayrıca önem arz etmektedir. Şekil 4.4'te bir akıllı telefonun LTE / UMTS / GSM ana antenleri; uzaysal çeşitleme ve uzaysal çoklama sağlayan LTE çeşitleme anteni ile GPS ve WiFi 2.4 GHz antenleri konumlandırılmış iç plastik kapağı bulunmaktadır. Arka yüzde görülen metal açıklıklar ile telefon ana kart ve alt kart PCB'lerine temas ettirilerek besleme ve toprak bağlantıları sağlanmaktadır.

Şekil 4.4'teki GPS ve WiFi 2.4 GHz antenlerini inceleyecek olursak beslemeler ve hemen yanlarında bir toprak bağlantı noktaları göze çarpmaktadır. Ayrıca bu iki

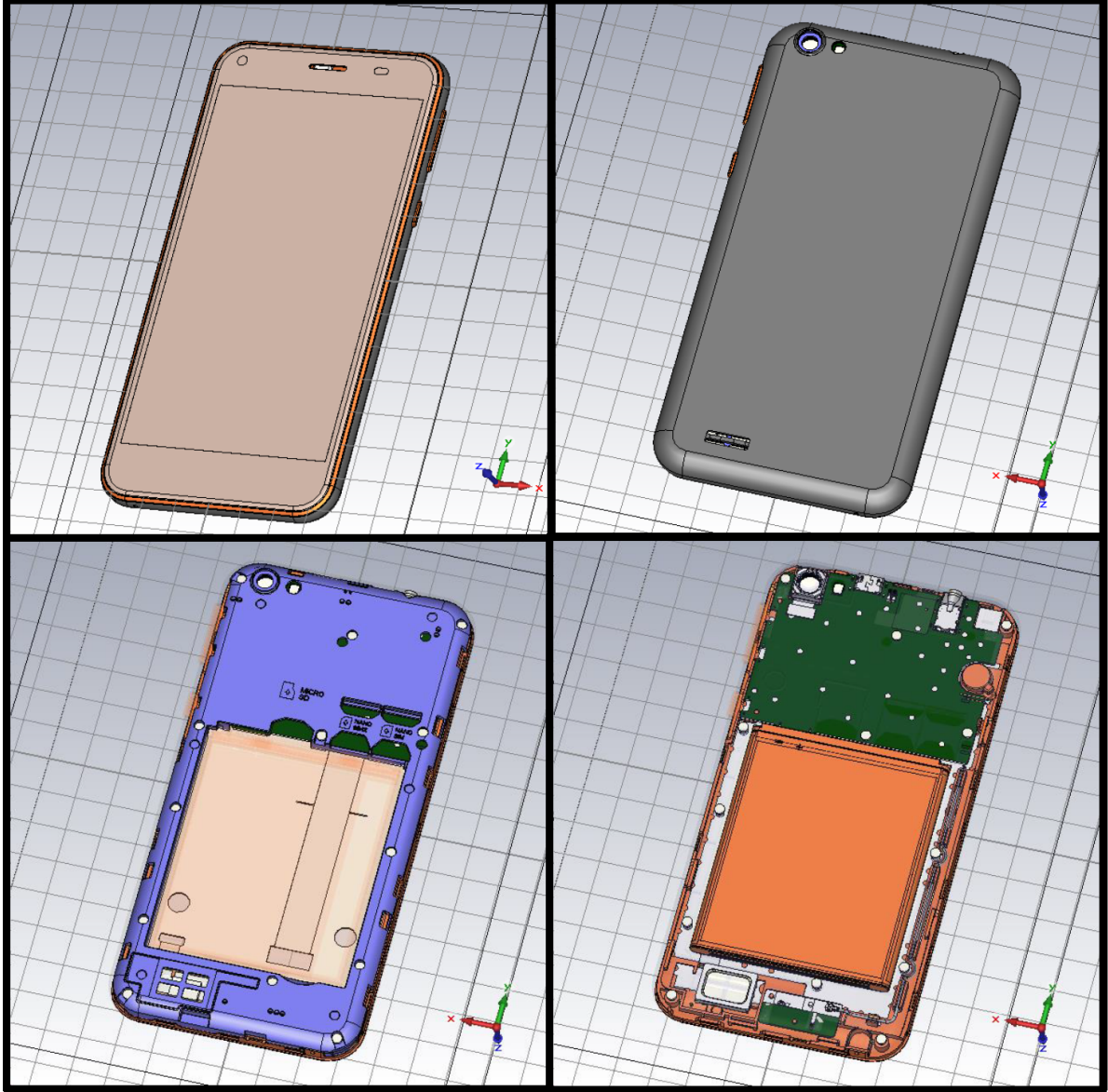
antenin alt kısımlarında PCB ve ön panelinde antenin tam altını boş bırakacak şekilde topraktan arındırılmış alanlar bulunmaktadır. İki anten de IFA yapısındadır.

Hücre sel haberleşme antenleri (ana ve çeşitleme antenleri) incelendiğinde ise daha kompleks yapılar göze çarpmaktadır. Yine benzer şekilde besleme ve bir toprak bağlantı noktasına ilaveten bant genişliğini artırma amaçlı parazitik elemanlar için ikinci birer toprak bağlantı noktaları daha bulunmaktadır. Ayrıca birden fazla bant kapsama amacı ile her bant için rezonans yaratacak uzunlukta dallar da görülmektedir.

4.2 FDD-LTE Band 7 İçin Ters-F Anten Tasarımları

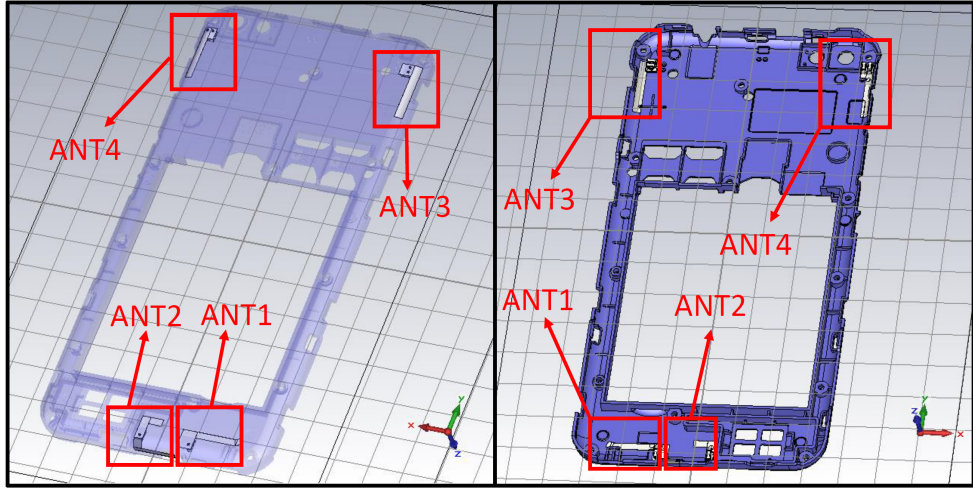
Çalışmada kullanılacak akıllı telefon modeli olarak ticari adı "Vestel Venus E2 GO" olan ve RF ön-uç devrelerinin tasarımı LTE destekleyebilir şekilde gerçekleştirilmiş bir telefon seçilmiştir. Plastik iç kapağa sahip olan bir model seçilmesi de, anten tasarımları açısından daha fazla esneklik sağlayabilmesi amacı taşımaktadır. Telefonun 3 boyutlu tasarım programından alınan gerçek, ayrıntılı 3 boyutlu mekanik verisi "CST Microwave Studio" elektromanyetik benzetim programına aktarılıp, verideki mevcut bütün metal ve metal bileşene sahip alt komponentlerin metal kısımları mükemmel elektriksel iletken (PEC) olarak ve metal olmayan komponentlerin ise kendilerine ait elektriksel özellikleri (dielektrik katsayıları - ϵ_r) benzetim programı üzerinde tanımlanmıştır. Şekil 4.5'de çalışılan akıllı telefon modelinin benzetim programı üzerindeki 3 boyutlu çizimi gösterilmektedir.

4.1 bölümünde bahsedilen avantajlar nedeniyle günümüz mevcut akıllı telefonlarında ters-F anten (IFA) yapılarının kullanımı artmaktadır. Bu çalışmada da akıllı telefon üzerinde tasarlanacak antenlerin hepsinin IFA olması hedeflenmiştir. Telefon üzerindeki mevcut PCB bağlantı noktalarının pozisyonlarının sabit olması, tasarım üzerindeki en büyük kısıtlayıcı etmendir. İç plastik kapağa temas eden metal yaylar ana-PCB ve telefonun alt tarafındaki alt-PCB'de bulunmakta ve anten harici RF ön-uç sistemleri ile olan bağlantılar bu noktalardan gerçekleşmektedir. Telefonun orijinal tasarımında, bu yayların her biri farklı RF alt sistemlerin (Wi-Fi, GPS, GSM/UMTS/LTE) anten temas noktaları konumundadır. Ancak bu çalışma için yayların alt RF sistemler ile olan bağlantıları kesilmiş, yaylar artık istenilen frekans ve teknoloji için tasarlanan antenlerin alt ve ana-PCB'ler ile olan bağlantı noktaları görevini üstlenmiştir.

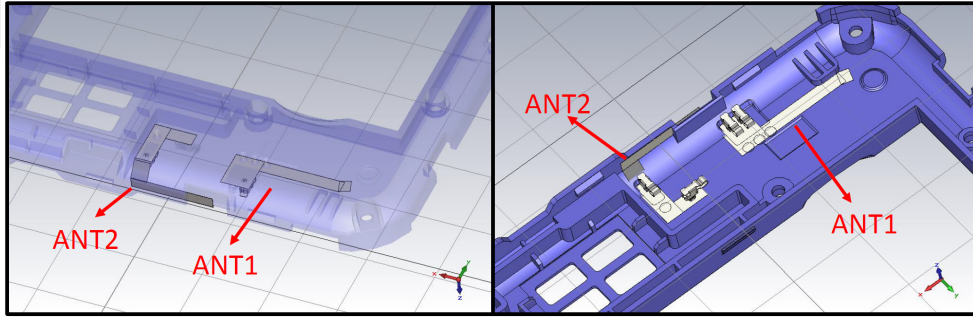


Şekil 4.5 : Çalışılan akıllı telefonun ayrıntılı 3 boyutlu verisi.

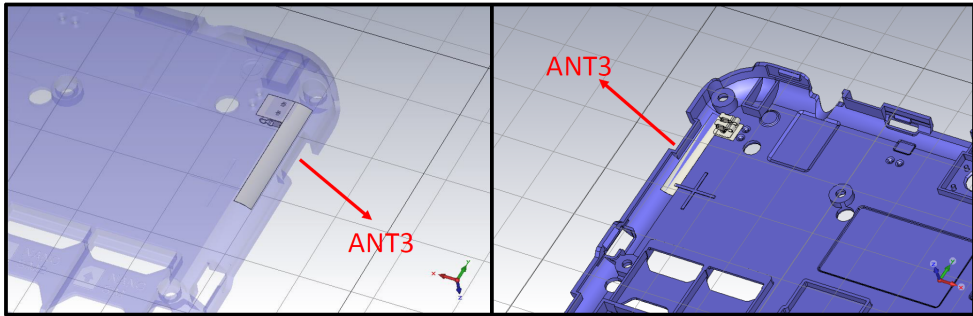
Ortak etkileşimin uzaysal korelasyona ve kanal kapasitesine olan etkilerinin incelenmesi için 4 farklı anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Hepsi IFA yapısında olan bu antenler "FDD-LTE Band 7" özelinde tasarlanmıştır. Bu bandın 70 MHz'lik aşağı-bağlantı (downlink) bandının orta kanalı olan 2655 MHz frekansı hedef alınmış ve antenlerin tasarımı bu hedef doğrultusunda gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.6'da iç plastik kapağın PCB ile temas eden yüzeyi ve bu yüzey üzerinde konumlandırılmış 4 farklı ters-F anten gösterilmektedir. Tasarlanan antenlerin ayrıntılı gösterimleri Şekil 4.7, Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da bulunmaktadır. Şekil 4.10'da ise antenlerin PCB'ler üzerinden sisteme bağlantıları gösterilmektedir.



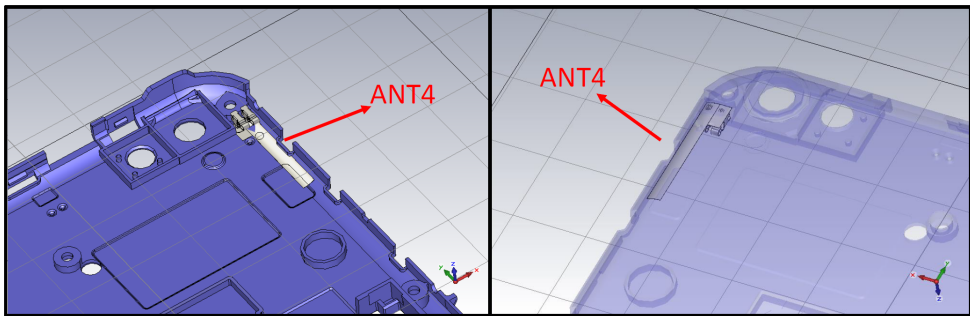
Şekil 4.6 : Telefonun iç plastik kapağı ve iç plastik kapak üzerinde tasarlanan 4 farklı ters-F anten.



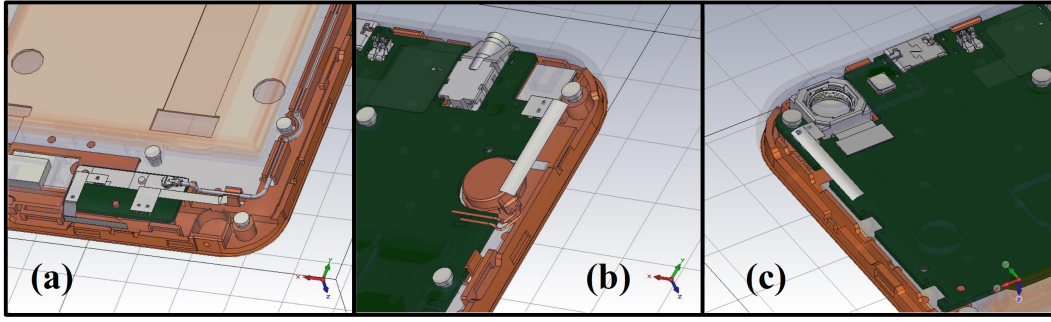
Şekil 4.7 : Tasarlanan 1. ve 2. antenler - (ANT1 ve ANT2).



Şekil 4.8 : Tasarlanan 3. anten - (ANT3).

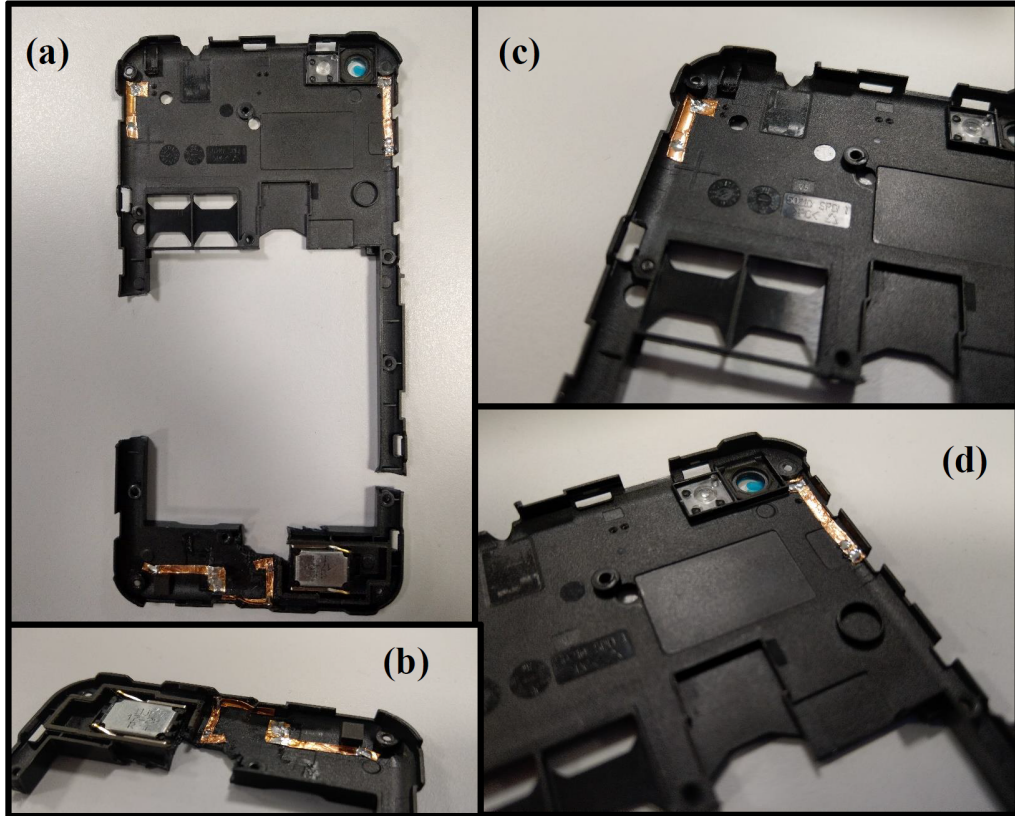


Şekil 4.9 : Tasarlanan 4. anten - (ANT4).



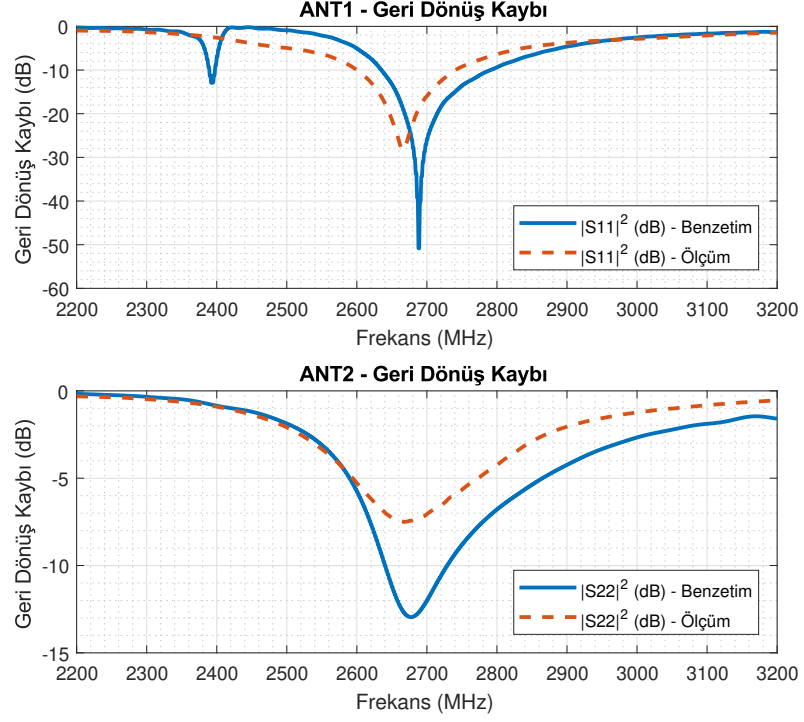
Şekil 4.10 : Antenlerin PCB bağlantıları (İç plastik kapak gizlenmiş şekilde): (a) ANT2 ve ANT1 (b) ANT3 (c) ANT4.

Antenlerin gerçekleştirilen halleri ise Şekil 4.11’de gösterilmiştir. 4 anten de benzetim ile aynı şekilde, iç plastik kapağın ana ve alt PCB’lere bakan yüzeyi üzerinde yapışkan bakır bant ile gerçekleştirilmiştir. 1. anten (ANT1) ve 2. anten (ANT2) alt-PCB’ye, 3. ve 4. antenler (ANT3 ve ANT4) ise ana-PCB’ye dokunmaktadır. Bütün antenlerin toprak bağlantıları da beslemeleri ile aynı PCB’ye dokunmakta ve bütün antenler sistem geneli düşünüldüğünde çeşitli vida, iletken kumaş gibi bileşenler yardımı ile ortak toprak hattını paylaşmaktadır.

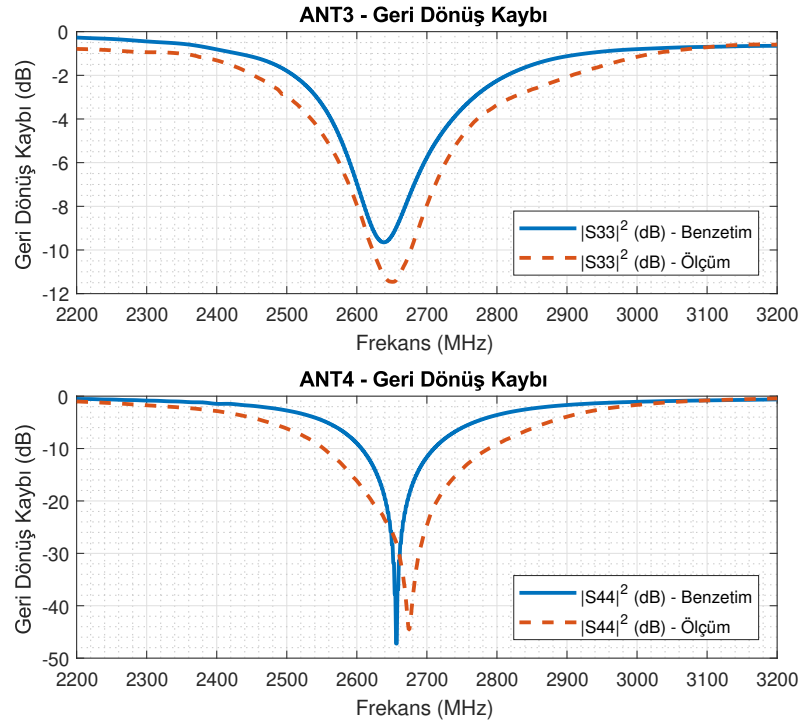


Şekil 4.11 : Gerçeklenen antenler: (a) Bütün antenler (b) ANT2 ve ANT1 (c) ANT3 (d) ANT4.

Tasarlanan antenlerin geri dönüş kayıplarının benzetim ve ölçüm sonuçları Şekil 4.12 ve 4.13’de gösterilmiştir. ANT2 için hedef geri dönüş kaybı -10 dB’ye ulaşamamıştır, ancak cep telefonu anten tasarımları için -6 dB ve altı kabul edilebilir bir seviyedir.

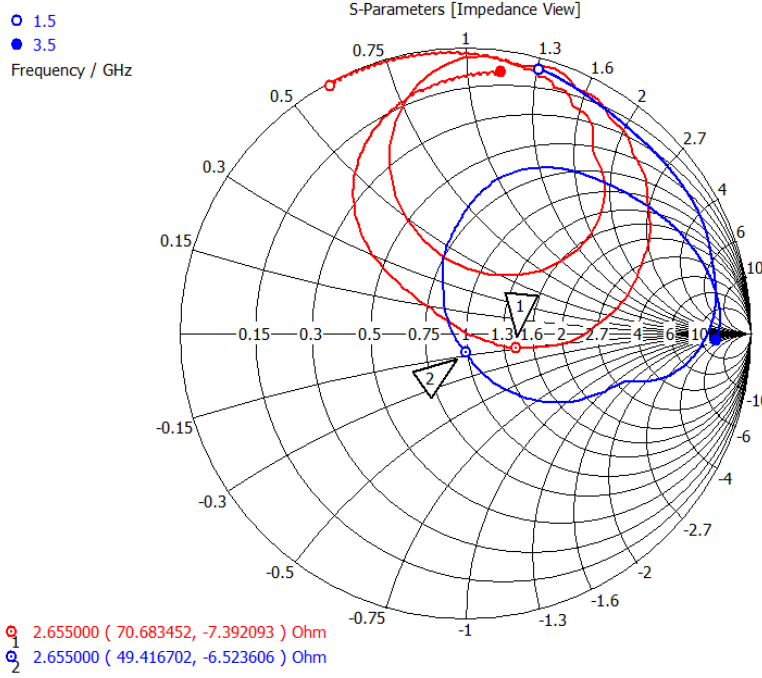


Şekil 4.12 : ANT1 ve ANT2 için geri dönüş kayıpları.

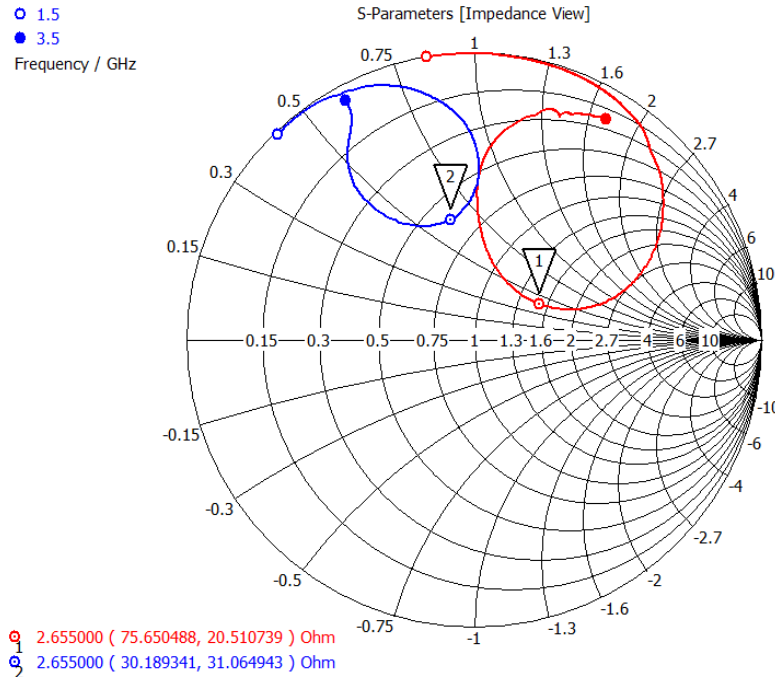


Şekil 4.13 : ANT3 ve ANT4 için geri dönüş kayıpları.

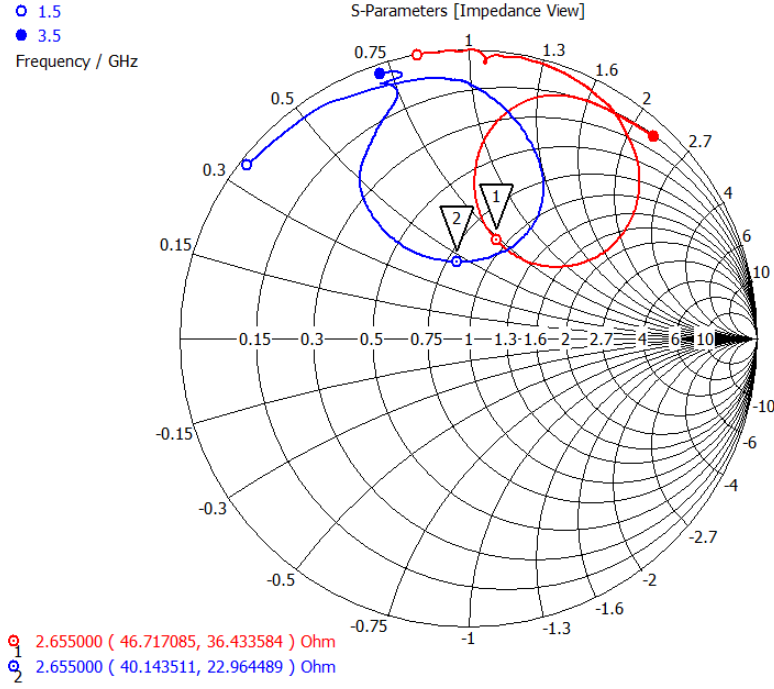
Anten normalize giriş empedanslarının 1500 MHz - 3500 MHz arasındaki Smith abağı gösterimleri ise Şekil 4.14, Şekil 4.15, Şekil 4.16 ve Şekil 4.17’de bulunmaktadır. ANT1’in ölçüm verisindeki az bir kısım hariç bütün antenlerin normalize giriş empedansları Smith abağının endüktif yarısında konumlanmış görünmektedir. Benzetim ve ölçüm verileri büyük oranda birbirine benzer çıkmıştır.



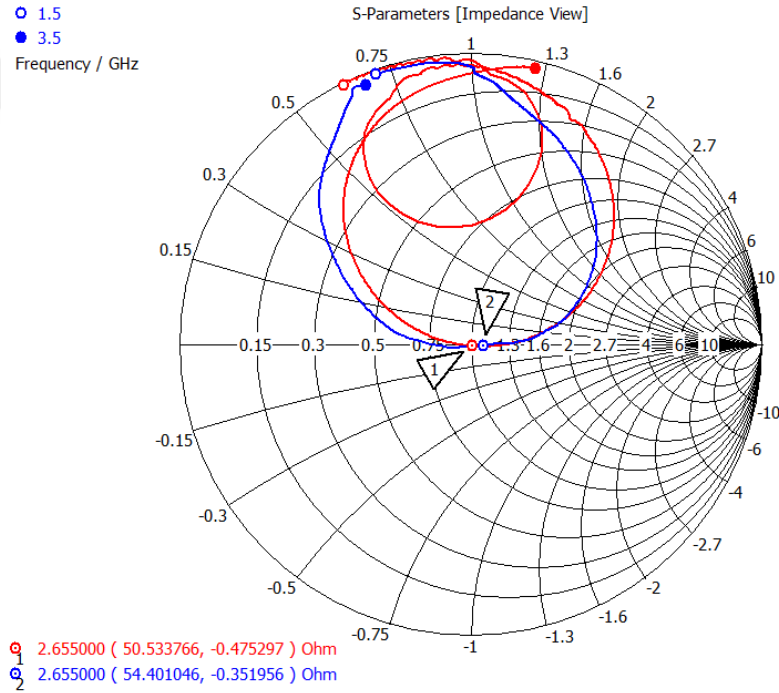
Şekil 4.14 : ANT1 için Smith abağı gösterimi (Kırmızı: Benzetim, Mavi: Ölçüm).



Şekil 4.15 : ANT2 için Smith abağı gösterimi (Kırmızı: Benzetim, Mavi: Ölçüm).



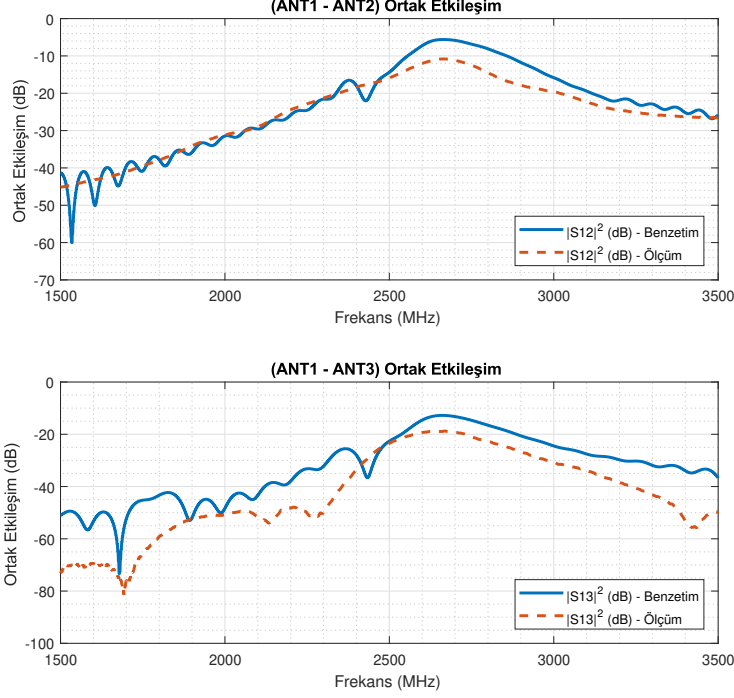
Şekil 4.16 : ANT3 için Smith abağı gösterimi (Kırmızı: Benzetim, Mavi: Ölçüm).



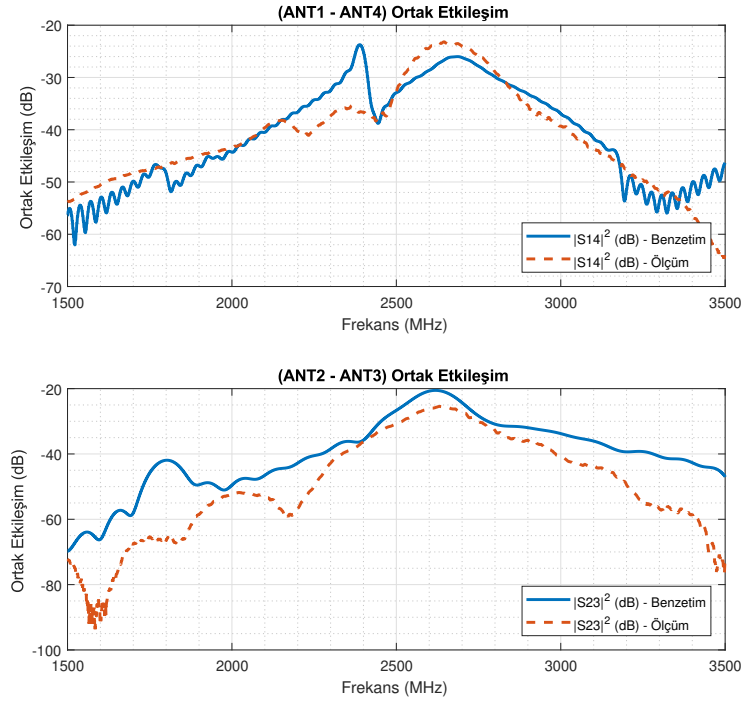
Şekil 4.17 : ANT4 için Smith abağı gösterimi (Kırmızı: Benzetim, Mavi: Ölçüm).

Anten çiftleri için ortak etkileşimler ise Şekil 4.18, Şekil 4.19 ve Şekil 4.20'de gösterilmiştir. Benzetim ve ölçüm sonuçları ANT2-ANT4 çifti hariç oldukça birbirine yakın ve turarlıdır. Benzetim verilerine göre 2655 MHz merkez frekansı için en yüksek ortak etkileşim ANT1-ANT2 çifti arasında ve -5.6 dB, en düşük etkileşim

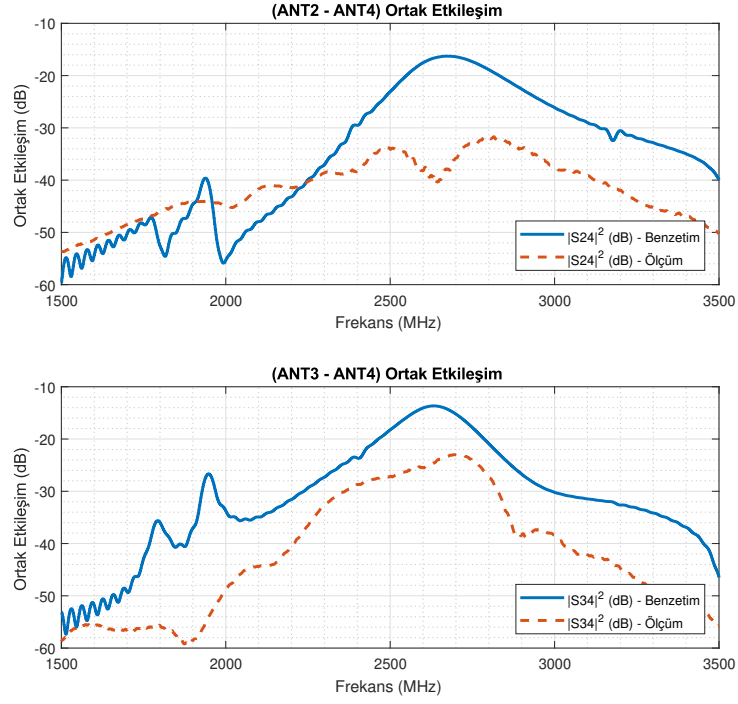
ANT1-ANT4 arasında ve -26.3 dB'dir. Ölçüm verilerine göre ise aynı frekans için en yüksek ortak etkileşim yine ANT1-ANT2 arasında ve -10.8 dB, en düşük ortak etkileşim ise bu sefer ANT2-ANT4 çifti arasındadır ve -39.7 dB olarak ölçülmüştür.



Şekil 4.18 : Ortak etkileşimler (ANT1-ANT2 ve ANT1-ANT3).

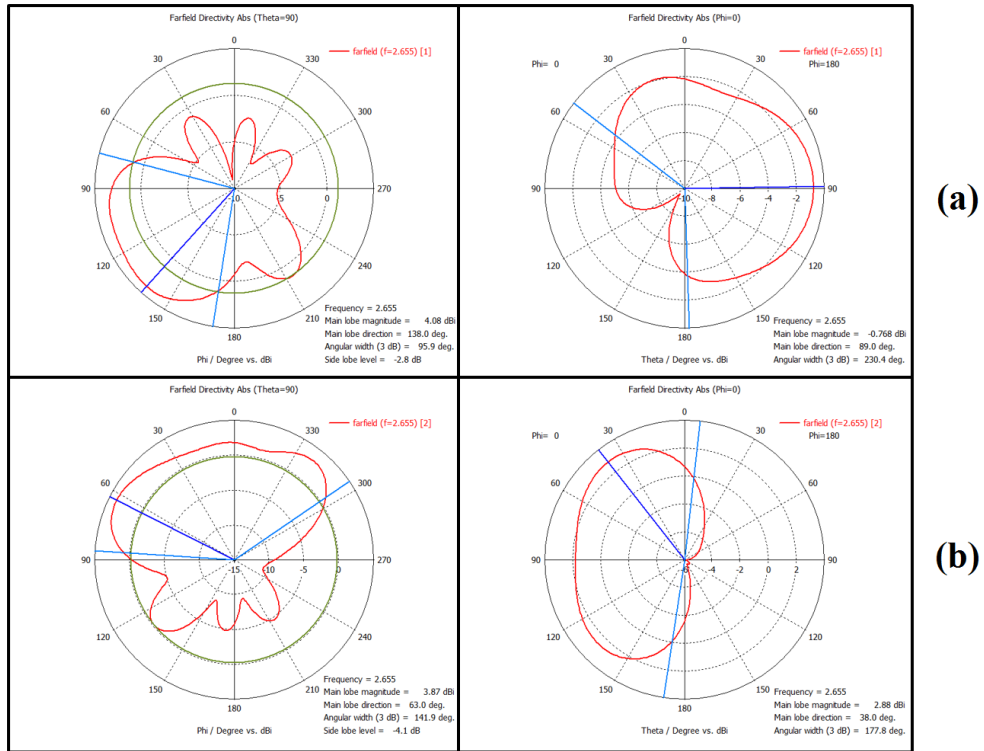


Şekil 4.19 : Ortak etkileşimler (ANT1-ANT4 ve ANT2-ANT3).

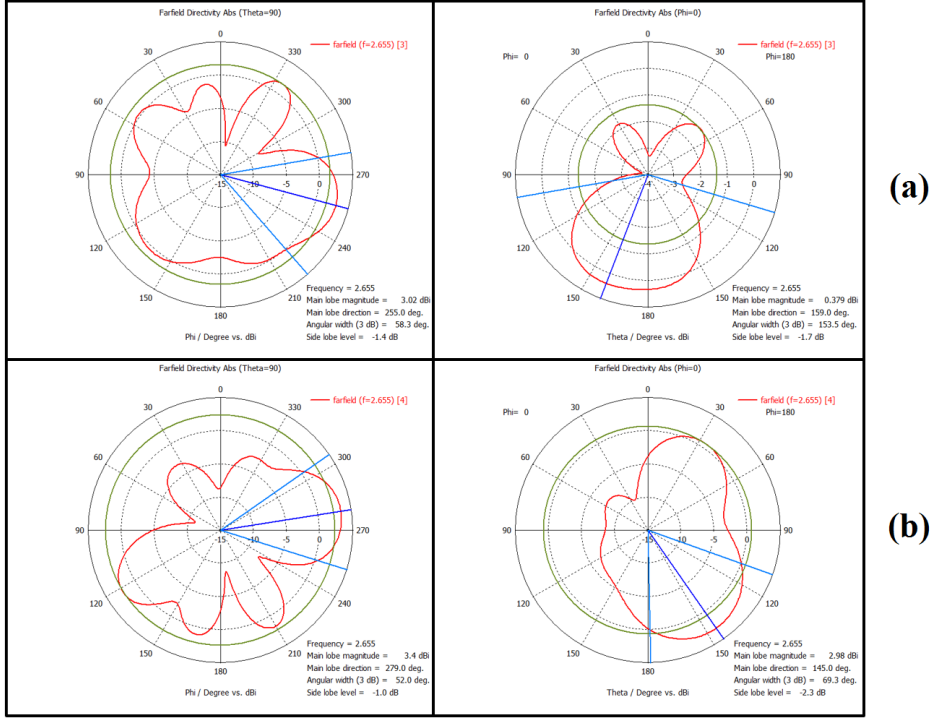


Şekil 4.20 : Ortak etkileşimler (ANT2-ANT4 ve ANT3-ANT4).

Benzetime göre antenlerin FDD-LTE Band 7 aşağı-bağlantı merkez frekansı 2655 MHz'deki yönlülük ışına örüntüleri Şekil 4.21 ve Şekil 4.22'de verilmiştir.

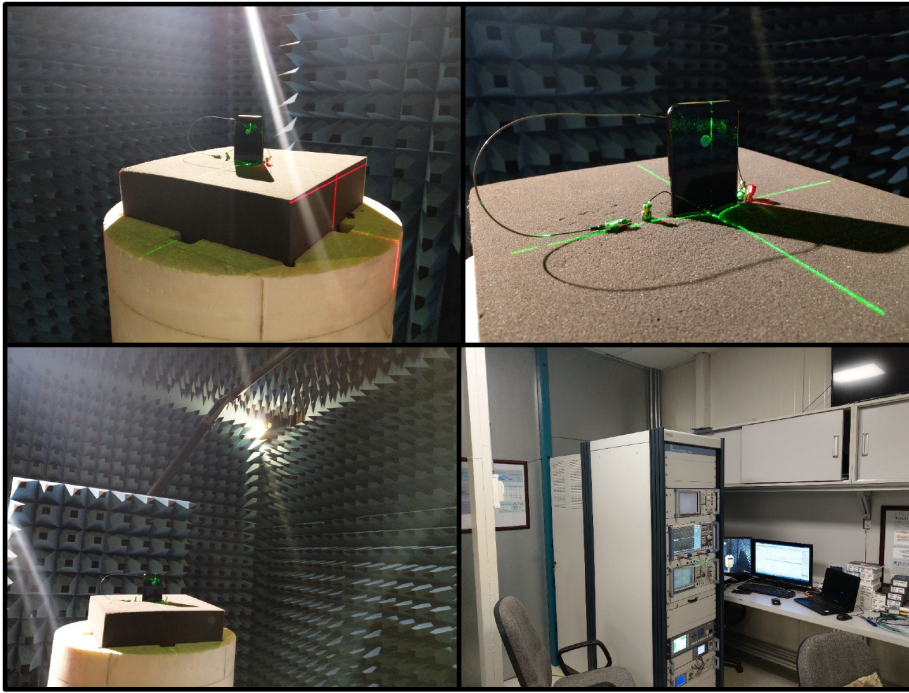


Şekil 4.21 : 2655 MHz merkez frekansı için yönlülük ışına örüntüleri (xy ve yz düzlemleri) (Benzetim) (a) ANT1 (b) ANT2.



Şekil 4.22 : 2655 MHz merkez frekansı için yönlülük ışınma örüntüleri (xy ve yz düzlemleri) (Benzetim) (a) ANT3 (b) ANT4.

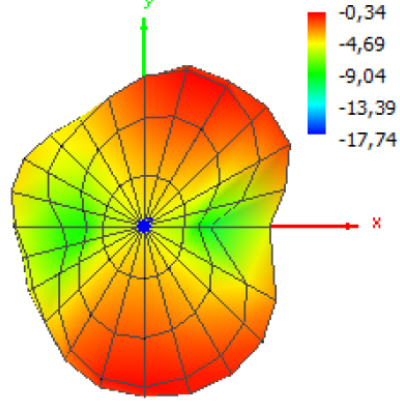
Anten kazanç ışınma örüntüsü ölçümleri ise Vestel Elektronik A.Ş. bünyesindeki tam yansız oda ölçüm sisteminde gerçekleştirilmiştir. Ölçüm sistemine ait görüntüler Şekil 4.23’de gösterilmiştir.



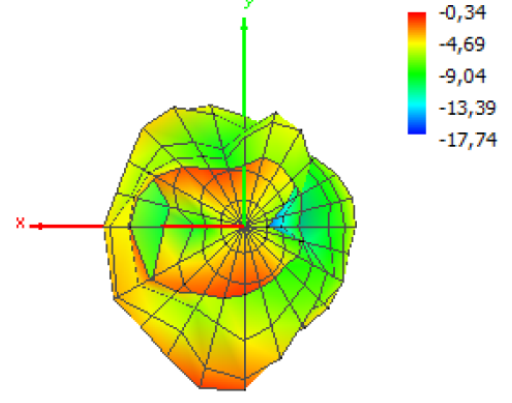
Şekil 4.23 : Kazanç ışınma örüntüsü ölçümleri gerçekleştirilen tam yansız oda.

Azimut ve elevasyonda 15'er derecelik sıklıklar ile gerçekleştirilen ölçüme ait 3 boyutlu kazanç ışıma örüntüleri ise Şekil 4.24, Şekil 4.25, Şekil 4.26 ve Şekil 4.27'da bulunmaktadır.

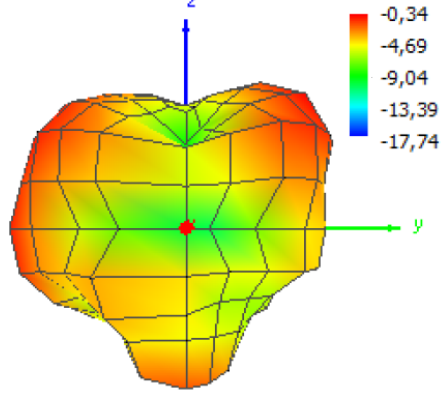
Theta = 0, Phi = 0



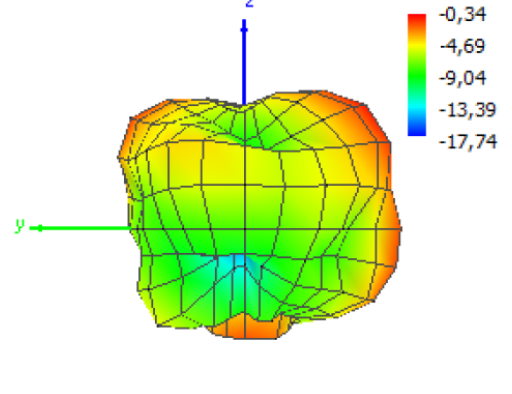
Theta = 180, Phi = 0



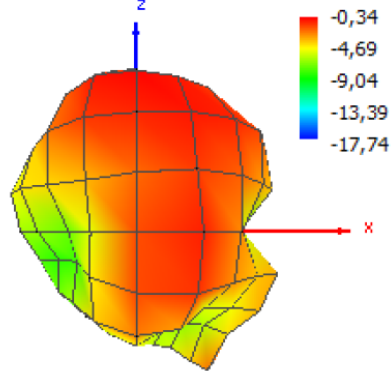
Theta = 90, Phi = 0



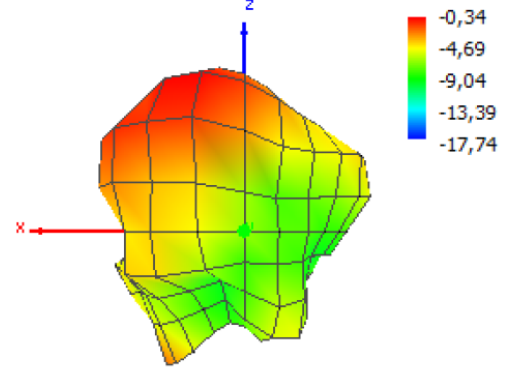
Theta = 90, Phi = 180



Theta = 90, Phi = 270

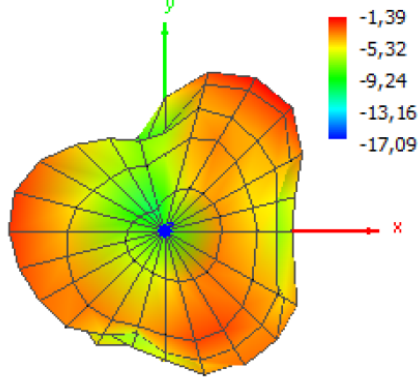


Theta = 90, Phi = 90

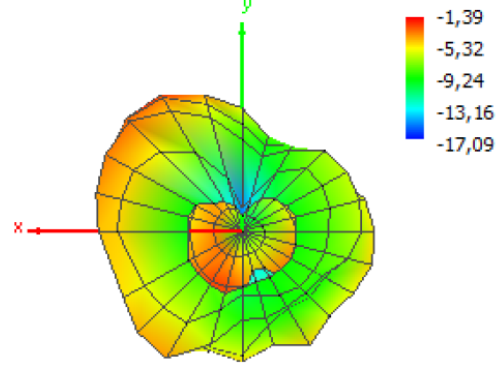


Şekil 4.24 : ANT1 kazanç ışıma örüntüsü (Tam yansız oda ölçümü - @2655 MHz).

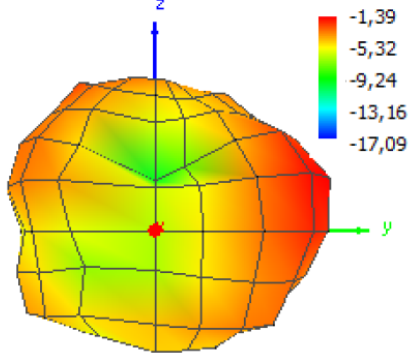
Theta = 0, Phi = 0



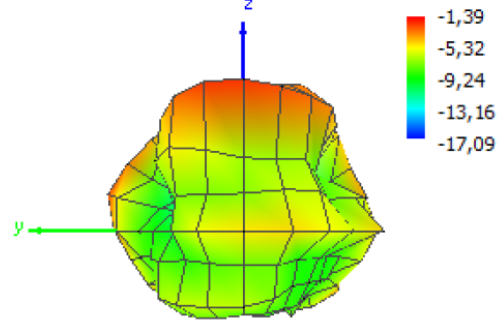
Theta = 180, Phi = 0



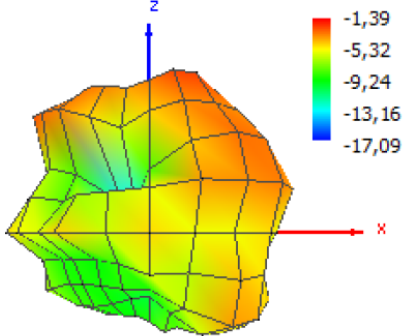
Theta = 90, Phi = 0



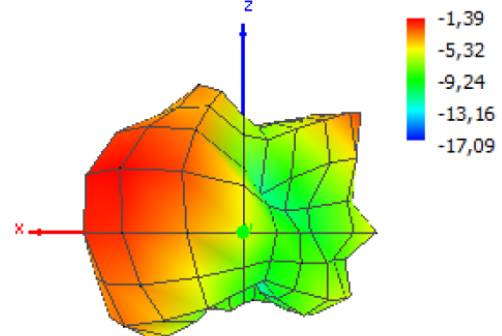
Theta = 90, Phi = 180



Theta = 90, Phi = 270

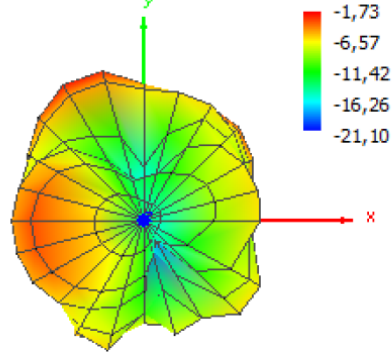


Theta = 90, Phi = 90

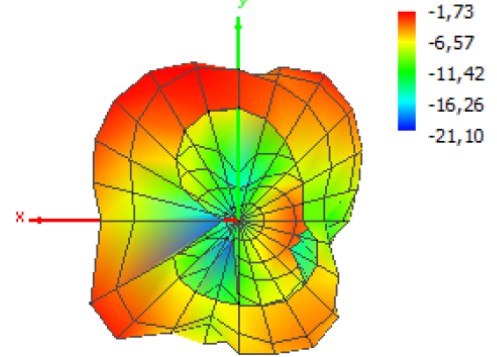


Şekil 4.25 : ANT2 kazanç ışıma örüntüsü (Tam yansız oda ölçümü - @2655 MHz).

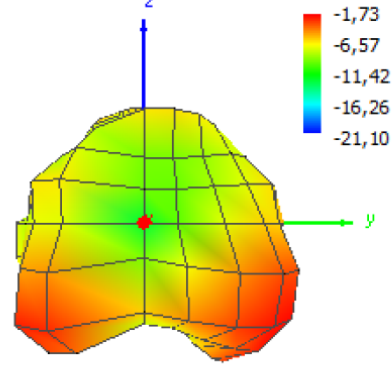
Theta = 0, Phi = 0



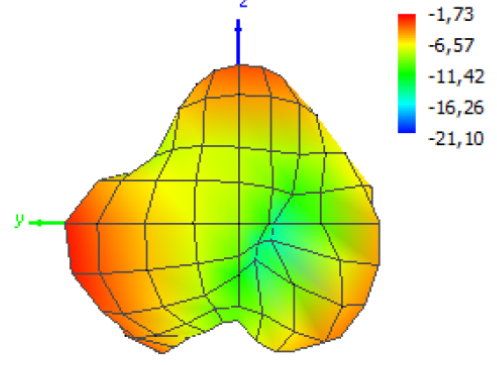
Theta = 180, Phi = 0



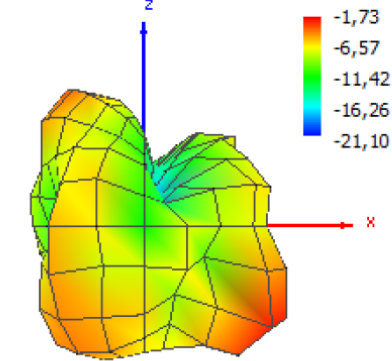
Theta = 90, Phi = 0



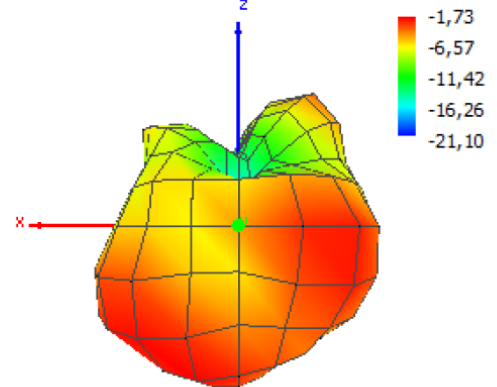
Theta = 90, Phi = 180



Theta = 90, Phi = 270

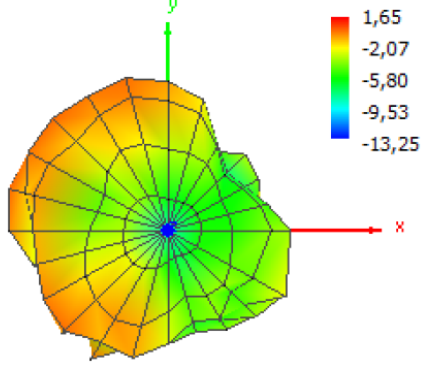


Theta = 90, Phi = 90

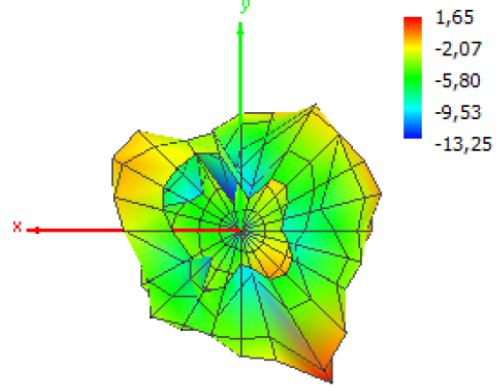


Şekil 4.26 : ANT3 kazanç ışıma örüntüsü (Tam yansız oda ölçümü - @2655 MHz).

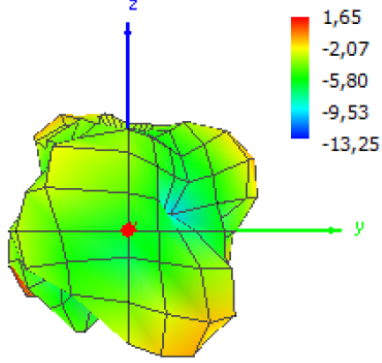
Theta = 0, Phi = 0



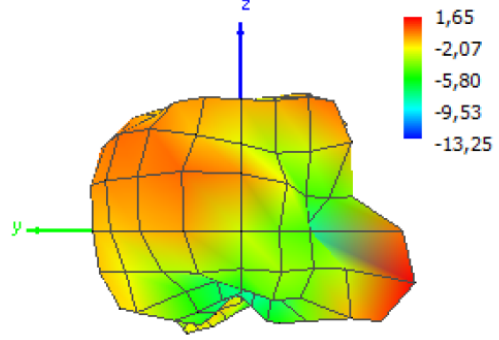
Theta = 180, Phi = 0



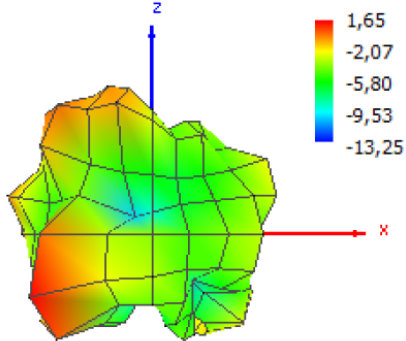
Theta = 90, Phi = 0



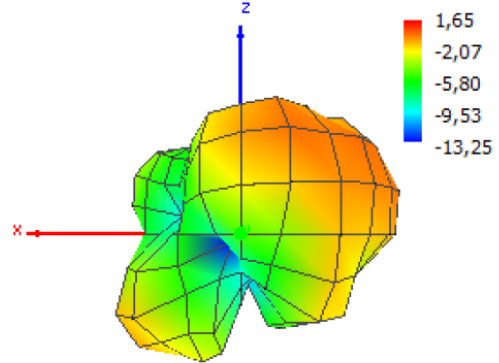
Theta = 90, Phi = 180



Theta = 90, Phi = 270



Theta = 90, Phi = 90



Şekil 4.27 : ANT4 kazanç ışıma örüntüsü (Tam yansız oda ölçümü - @2655 MHz).

5. CEP TELEFONU HÜCRESEL HABERLEŞME ANTENLERİ ÜZERİNDEN UZAYSAL KORELASYONUN MIMO SİSTEM PERFORMANSINA OLAN ETKİSİNİN İNCELEMESİ

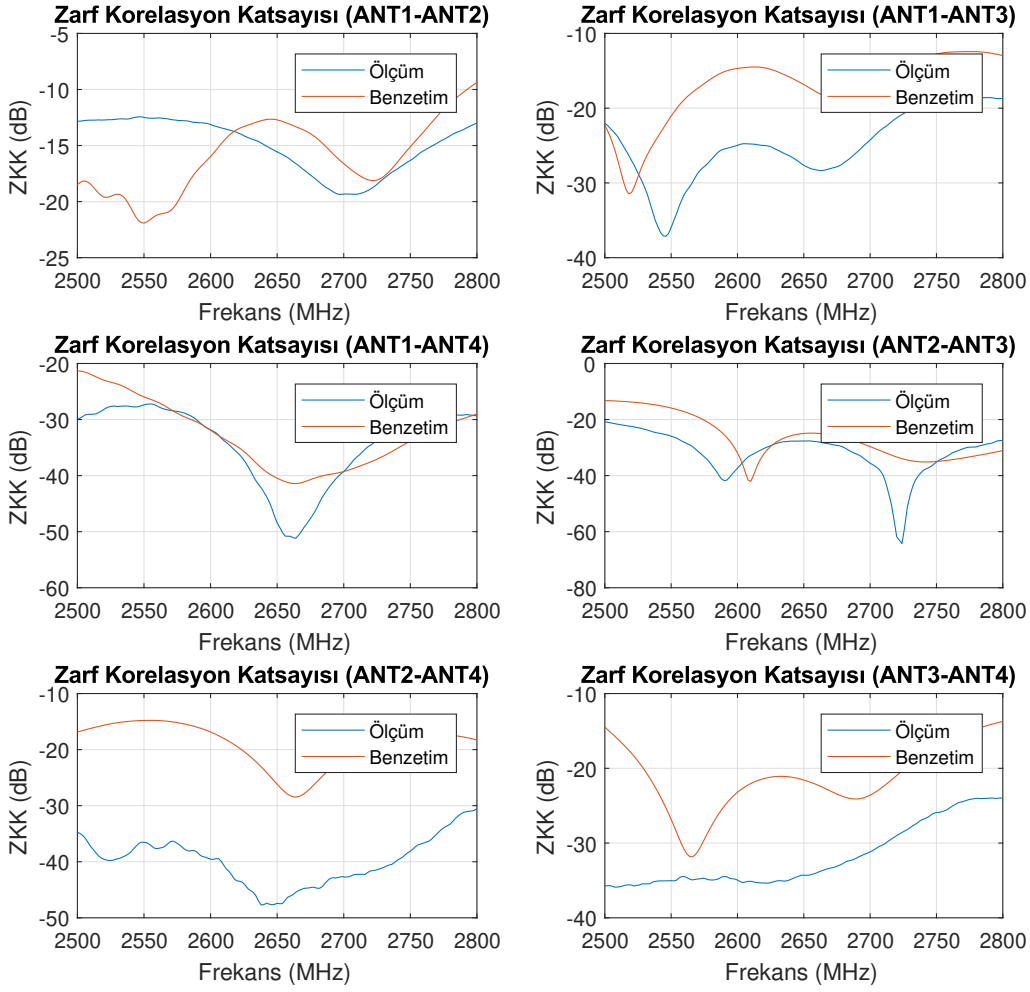
3.5’de antenler arası ortak etkileşimin uzaysal korelasyon ve kanal kapasitesine olan etkisi, 2x2’lik alıcı ve verici anten çiftlerinin birbirleri ile olan uzaklıkları cinsinden benzetim verileri üzerinden incelenmişti. Ancak alıcı sistem (kullanıcı ekipmanı) için kullanılan ters-F antenler gerçek bir akıllı telefon mekaniği üzerinde gerçekleştirilebilir antenler değildi. Çalışmanın bu bölümünde 4.2 bölümünde tasarlanan antenler üzerinden yine 2x2’lik bir hücreli MIMO sistemi özelinde, korelasyon katsayıları ve çeşitleme kazançları hesaplanmış, alıcı antenler arası ortak etkileşimin uzaysal korelasyona, kanal kapasitesine ve sistem performansına olan etkileri incelenmiştir.

5.1 Zarf Korelasyon Katsayıları

Tasarlanan 4 antenin olası bütün ikili kombinasyonları için zarf korelasyon katsayıları (3.25) ifadesi yardımıyla hesaplanmış ve Şekil 5.1’de gösterilmiştir. Grafikler, zarf korelasyon katsayılarının hem benzetim hem de ölçüm sonuçları ile elde edilen S parametreleri üzerinden hesaplamalarını içermektedir. Beklendiği üzere ANT1-ANT2 çifti için hesaplanan zarf korelasyon katsayıları diğer çiftlere oranla göreceli olarak yüksek çıkmıştır.

5.2 Ortak Etkileşimin Uzaysal Korelasyona Etkisi ve Kanal Korelasyon Ölçümleri

Bu bölümde, tasarlanan ters-F antenlerdeki olası çiftler üzerinden, Jakes Modeli üzerine uygulanan ortak etkileşim etkisini içeren uzaysal korelasyonlar ve ışınma örüntüleri korelasyonlarının S-parametresi yaklaşımları hesaplanmış, bunlara ilaveten, en yüksek ve en düşük uzaysal korelasyon değerleri alması beklenen anten çiftleri için mekansal korelasyon ölçümleri yapıp, ortak etkileşim etkisinin dahil edildiği uzaysal korelasyon hesaplamaları ve ortam kanal korelasyon ölçümü olan iki farklı korelasyon yaklaşımı karşılaştırılmış ve çalışmanın bir anlamda doğruluğu test edilmiştir.



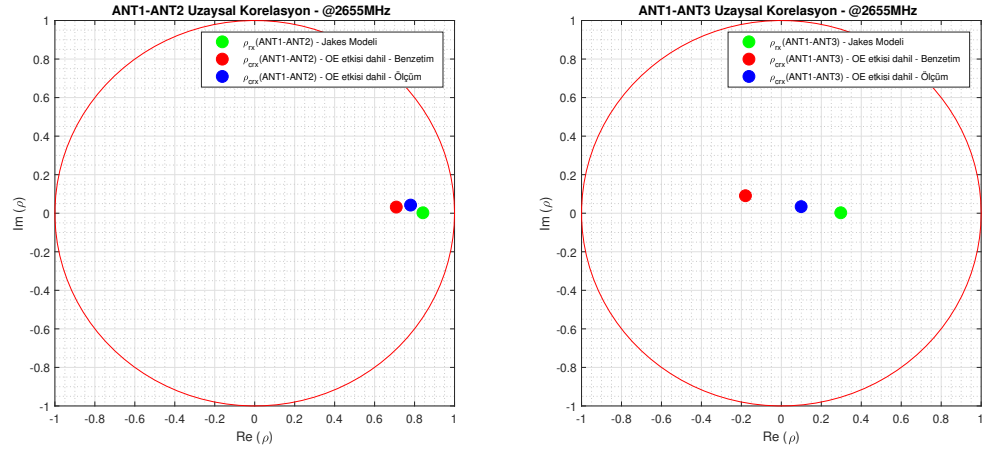
Şekil 5.1 : Olası bütün anten çiftleri için zarf korelasyon katsayıları.

Tasarlanan 4 antenin olası bütün ikili kombinasyonları için milimetre cinsinden ve boşluk için 2655 MHz'deki dalga boyu cinsinden besleme noktaları arasındaki uzaklıklar Çizelge 5.1'de verilmiştir. Birbirlerine en yakın iki anten çifti ANT1-ANT2, en uzak iki anten çifti ise ANT1-ANT4'tür. Bütün anten çiftleri arasındaki uzaysal korelasyonlar, Çizelge 5.1'de verilen d uzaklıkları kullanılarak, 3.5 bölümünde hesaplanan Jakes Modeli ve OE etkisi dahil edildiği durumda 2655 MHz frekansı için hesaplanmıştır. Şekil 5.2, Şekil 5.3 ve Şekil 5.4'de hesaplanan uzaysal korelasyonlar kompleks düzlemde, Şekil 5.5'de ise uzaysal korelasyonların mutlak değeri gösterilmiştir. Sonuç çıktıları Jakes Modeli ve etkileşim matrisi C 'nin benzetim ile veya VNA ile gerçekleştirilen ölçüm ile oluşturulduğu durumlardır. Öncül çalışma 3.5'den farklı olarak, bazı anten çiftleri için ortak etkileşim etkisinin Jakes Modeli'ndeki uzaysal korelasyonu arttırıcı yönde etki yaptığı görülmüştür.

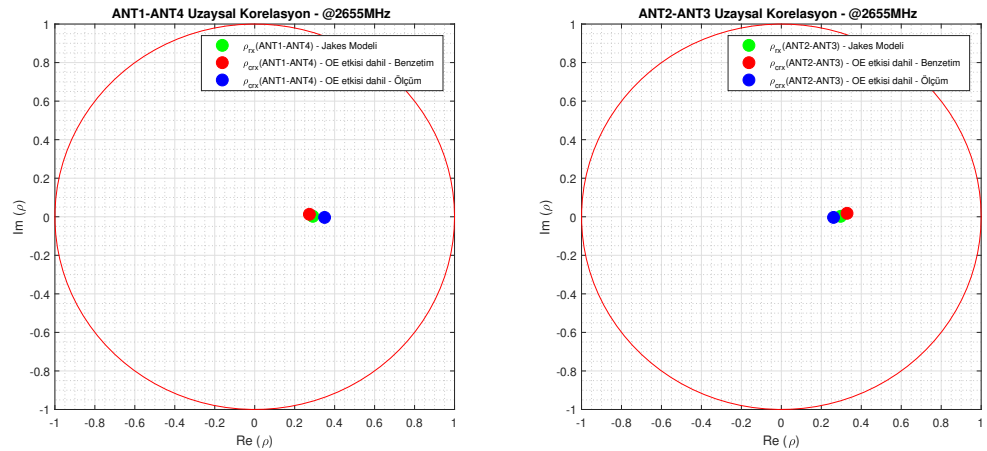
ANT2-ANT4 çiftindeki ölçüm ve benzetim farklılığı, ortak etkileşim değerinin benzetim ve ölçüm değeri arasında yaklaşık 20 dB'lik bir fark olmasından ileri gelmektedir (Şekil 4.20).

Çizelge 5.1 : Anten çiftleri arasındaki uzaklıklar.

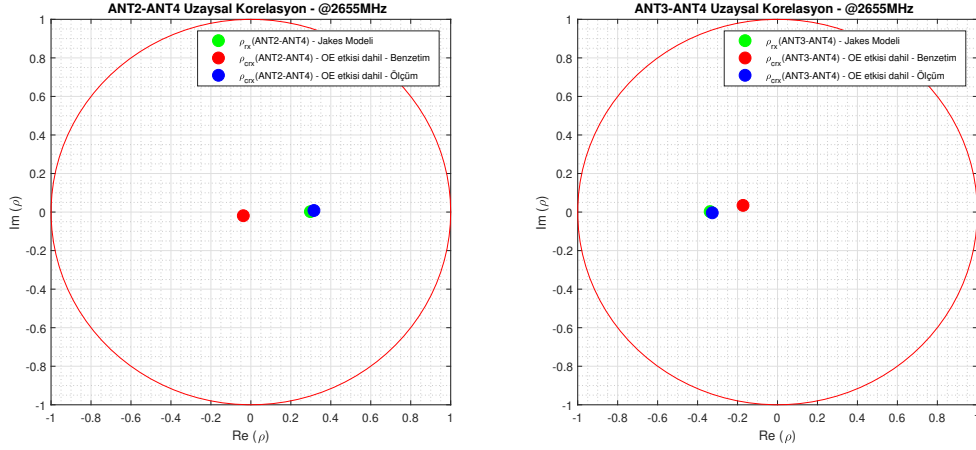
	Uzaklık (d) - [mm]	Uzaklık - [d/λ]
ANT1-ANT2	14.5	0.128
ANT1-ANT3	125	1.106
ANT1-ANT4	130	1.15
ANT2-ANT3	127.8	1.131
ANT2-ANT4	125.8	1.113
ANT3-ANT4	58.6	0.518



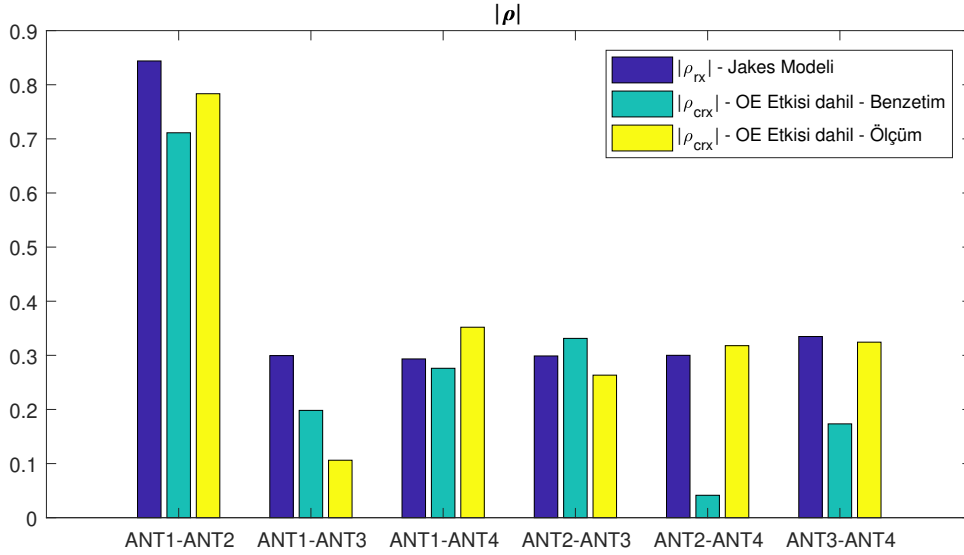
Şekil 5.2 : 2655 MHz merkez frekansı için uzaysal korelasyonlar. (ANT1-ANT2 ve ANT1-ANT3 çifti).



Şekil 5.3 : 2655 MHz merkez frekansı için uzaysal korelasyonlar. (ANT1-ANT4 ve ANT2-ANT3 çifti).



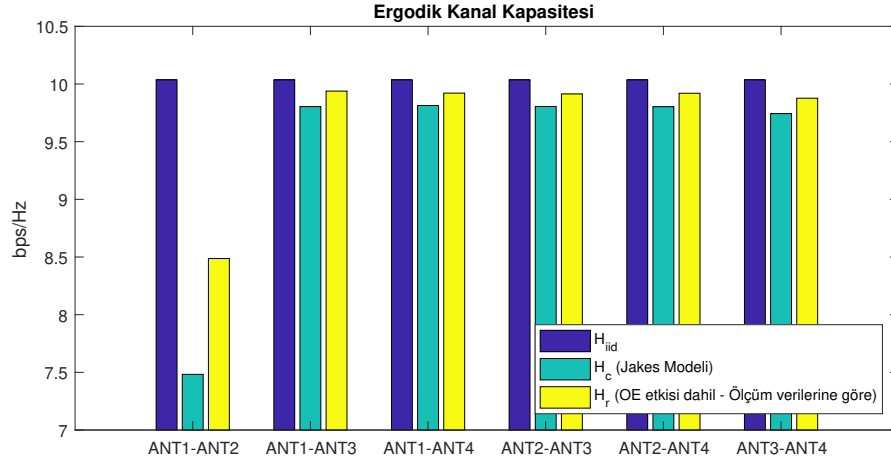
Şekil 5.4 : 2655 MHz merkez frekansı için uzaysal korelasyonlar. (ANT2-ANT4 ve ANT3-ANT4 çifti).



Şekil 5.5 : Olası bütün anten çiftleri için uzaysal korelasyonlar (@2655 MHz).

3.5 bölümünde gerçekleştirilen ergodik kanal kapasitesi hesaplamaları tasarlanan anten çiftleri üzerinden de yine oluşturulan 50000 adet i.i.d. kanal ile gerçekleştirilmiştir. 20 dB SNR değeri için gerçekleştirilen ergodik kapasite hesaplamaları Şekil 5.6'da bulunmaktadır. Çizelge 5.2'de değerleri gösterilmiştir. Farklı SNR değerleri için hesaplanan ergodik kapasitler ise Şekil 5.7'de gösterilmektedir. Beklenildiği gibi yüksek SNR değerleri için artan kanal kapasite değerlerine ulaşılmış olup, yüksek korelasyona sahip olan ANT1-ANT2 çiftinin kanal kapasiteleri, düşük korelasyona sahip olan ANT1-ANT4 çiftine oranla bütün SNR değerleri için daha az olarak hesaplanmıştır. Bunlara ilave olarak, iki farklı uzaysal korelasyon içeren kanala ait

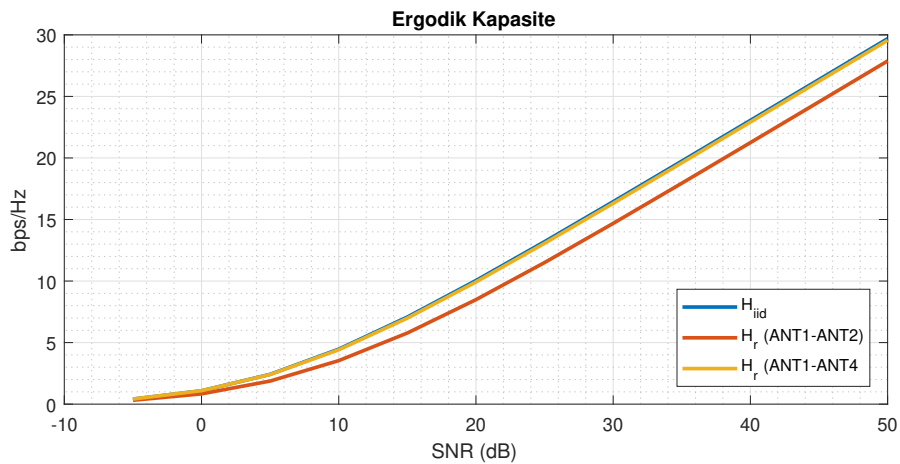
kapasiteleri yine beklendiği gibi korelasyonsuz olarak tanımlanan i.i.d. kanalın kapasitesine göre daha düşük çıkmıştır.



Şekil 5.6 : Olası bütün anten çiftleri için ergodik kanal kapasiteleri (SNR = 20 dB - @2655 MHz).

Çizelge 5.2 : Olası bütün anten çiftleri için ergodik kanal kapasiteleri tablosu (SNR = 20 dB - @2655 MHz).

	H_{iid} (bps/Hz)	H_c (bps/Hz)	H_r (bps/Hz)
ANT1-ANT2	10.036	7.482	8.487
ANT1-ANT3	10.036	9.804	9.938
ANT1-ANT4	10.036	9.813	9.921
ANT2-ANT3	10.036	9.805	9.914
ANT2-ANT4	10.036	9.803	9.920
ANT3-ANT4	10.036	9.743	9.877

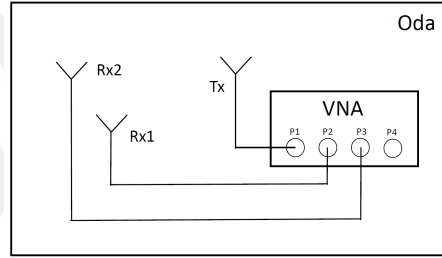


Şekil 5.7 : Değişken SNR değerleri için ergodik kanal kapasiteleri (@2655 MHz).

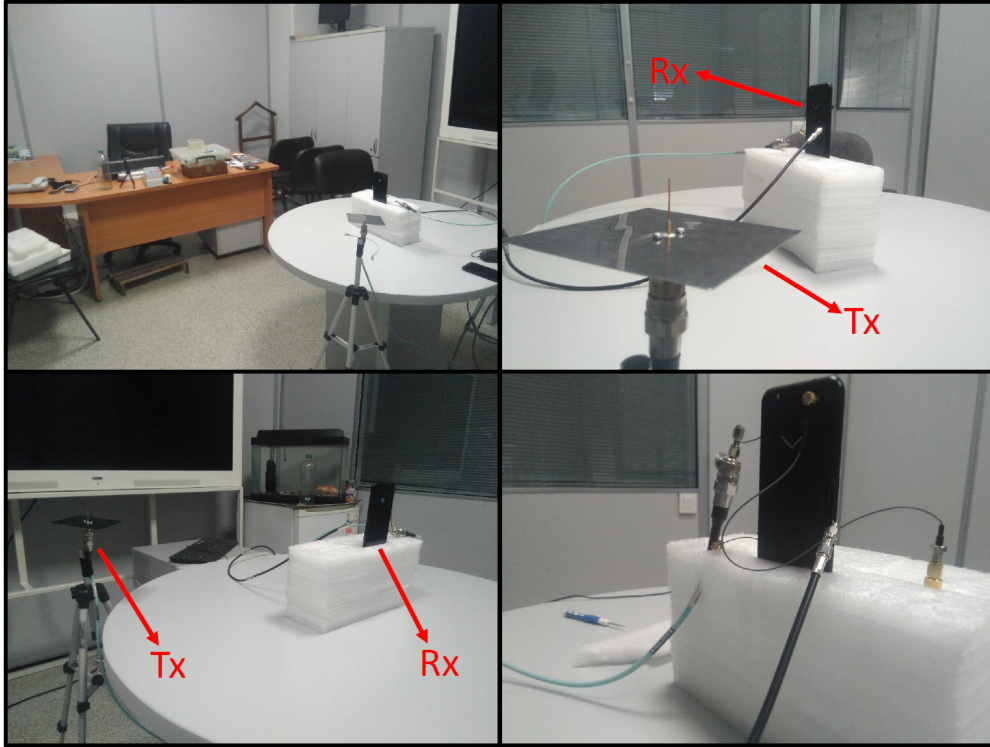
3.2 bölümünde bahsedildiği üzere, uzaysal korelasyon ifadesi, korelasyon hesaplanacak noktalara gelen dalgaların geliş açılarının olasılık yoğunluk fonksiyonlarına

da bağılıdır. Bu ifade, farklı yayılım ortamları için farklı uzaysal korelasyonlar elde edileceği anlamına gelmektedir.

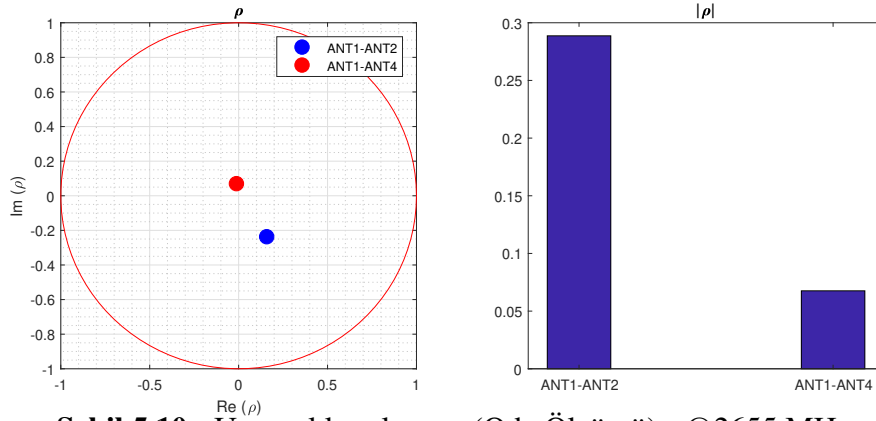
Örnek bir çok-yollu sönümlenme ortamında korelasyon ölçümü için 3.5 x 3.5 x 3.5 m'lik bir çalışma odası kullanılmıştır. Verici olarak 2655 MHz rezonans frekansında tasarlanan bir çeyrek dalga monopol anten; alıcı olarak da ANT1-ANT2 ve ANT1-ANT4 çiftleri düşünülmüştür. Bu anten çiftlerini seçmekteki amaç, çalışılan telefon üzerinde tasarlanan anten çiftleri arasından geliş açısının tekdüze dağılıma sahip olduğu çok-yollu sönümlenme ortamları için sırasıyla en yüksek ve en düşük korelasyonlara sahip olduğu görülen anten çiftleri olmalarıdır (Şekil 5.2 ve Şekil 5.3). Ölçüm düzeneğinin şeması ve ölçüm ortamı görüntüleri sırasıyla Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'da bulunmaktadır.



Şekil 5.8 : Kanal korelasyonu hesaplaması için kullanılan ölçüm ortamı şeması (Oda).



Şekil 5.9 : Kanal korelasyonu hesaplaması için kullanılan ölçüm ortamı (Oda).



Şekil 5.10 : Uzaysal korelasyon (Oda Ölçümü) - @2655 MHz

ANT1-ANT2 korelasyonu hesaplaması için, Şekil 5.8'deki şema baz alındığında, Tx çeyrek dalga monopül, Rx1 ANT1, Rx2 ise ANT2 olarak düşünülebilir. Kullanılmayan antenlerin de 50 Ω ile sonlandırıldığı durumda, 1x2'lik bir SIMO kanalı oluşturulmuştur. 3 portu kullanılan vektör ağ analizörü ile elde edilen S21, verici anten ile ANT1 arasındaki transfer fonksiyonu yani ilk kanal; S31 ise yine verici anten ile ANT2 arasındaki transfer fonksiyonu yani ikinci kanal olmaktadır. Bu iki transfer fonksiyonu arasındaki korelasyon bize ölçülen kanallar üzerinden ANT1 ve ANT2 arasındaki uzaysal korelasyonu verecektir. Cep telefonu sabit tutularak, verici antenin 70 farklı pozisyonu için 70 adet 3 kapılı S matrisleri (3x3'lük) oluşturulmuş ve S21 ile S31 arasındaki korelasyon için

$$\rho_{12} = \frac{\mathbb{E}[(X_1 - \mathbb{E}[X_1])(X_2 - \mathbb{E}[X_2])^*]}{\sqrt{\mathbb{E}[|X_1 - \mathbb{E}[X_1]|^2] \mathbb{E}[|X_2 - \mathbb{E}[X_2]|^2]}} \quad (5.1)$$

denklemini kullanılmıştır. Burada X_1 yerine S21, X_2 yerine de S31'ler konulmuş, beklenen değer olarak da, 70 adet ölçümün aritmetik ortalaması alınmıştır. ANT1-ANT4 çifti için de aynı ölçümler tekrarlanmıştır. Hesaplanan korelasyonların kompleks düzlemde gösterimi ve mutlak değerleri Şekil 5.10'da gösterilmiştir. Ancak bu ölçüm için, güç açısız spektrumunun, veya 3.1 bölümündeki ifade şekliyle, aday noktalara gelen dalgaların olasılık dağılım fonksiyonunun tahmin edilemez oluşu dolayısıyla karşılaştırılacak bir analitik model yoktur. Fakat görüldüğü üzere, gelen dalgaların tekdüze dağılım sergilediği Jakes Modeli'ndekine benzer şekilde ANT1-ANT2 çifti arasındaki korelasyon, ANT1-ANT4 arasındaki korelasyondan daha yüksek çıkmıştır. Bu açıdan önceki çalışma ile tutarlı bir sonuç elde edilmiştir.



6. SONUÇ VE TARTIŞMA

Bu çalışmada telsiz MIMO haberleşme sistemleri için önemli bir performans parametresi olan uzaysal korelasyon, mobil MIMO haberleşme sistemleri çerçevesinde incelenmiştir. Antenler arası ortak etkileşimin uzaysal korelasyona ve buna bağlı olarak da MIMO kanal kapasitesine olan etkilerinin incelenmesi de çalışmanın ana konusu olmuştur.

Bu amaçla öncül bir çalışma olarak 3.5 bölümünde 2x2'lik bir MIMO mobil haberleşme sistemi üzerinden uzaysal korelasyon ve ortak etkileşim etkisinin benzetimsel incelemesi gerçekleştirilmiştir. Verici ve alıcı anten ikilileri olarak sırasıyla yarım dalga boylu dipol ve ters-F anten yapıları üzerinden yürütülen çalışmada hem alıcı, hem de verici antenlerin arasındaki ortak etkileşim etkileri, tekdüze bir güç açıl spektrumuna sahip, çok-yollu sönmüleme ortamının uzaysal korelasyonunda yaptığı değişiklikler antenler arası mesafelerin değişimine göre incelenmiştir. Daha önce gerçekleştirilen çalışmalara benzer şekilde, antenler arası ortak etkileşim uzaysal korelasyonu azaltan şekilde bir etki gösterdiği görülmüştür.

Bunun yanında, ergodik kanal kapasiteleri hesaplamalarından çıkan sonuç ise, bütün aralık mesafelerinde, ancak özellikle yakın konumlanmış anten çiftleri için, uzaysal korelasyonun ve ilave olarak ortak etkileşim etkisinin dahil edildiği kanalların ergodik kapasitelerinin i.i.d. bir kanala göre oldukça azaldığıdır. Ortak etkileşim etkisi özelindeki kanal kapasitesi değişimi ise, ortak etkileşim etkisi dahil edilmeyen Jakes Modeli'ne göre yine yakın konumlanmış anten çiftleri için arttırıcı bir etki gösterdiği yönündedir. Bu sonucun tetikleyicisi ise ortak etkileşimin uzaysal korelasyonda yakın mesafeler için daha dramatik azalmalar göstermesidir.

Çalışmanın ikinci kısmı ise benzer bir çalışmanın gerçek ve ticari bir mobil haberleşme kullanıcı ekipmanı mekaniğinde tasarlanan ters-F antenler üzerinden gerçekleştirilmesidir. Çalışmada cep telefonu mekaniği üzerinde tasarlanan ve gerçekleşen FDD-LTE Band 7 özelinde çalışacak dört farklı antenin birbirleri ile olan ortak etkileşimleri benzetim ve ölçüm sonuçları ile karşılaştırılmış ve olası

bütün anten çiftleri için ortak etkileşim etkileri Jakes Modeli üzerine uygulanmıştır. Öncül çalışmadan elde edilen sonuçlardan farklı olarak, bazı anten çiftlerinde uzaysal korelasyon ortak etkileşimin dahil edildiği durum için Jakes Modeli'ne göre artış göstermiştir.

Ergodik kanal kapasiteleri ise en yakın çift olan ANT1-ANT2 çifti haricinde birbirine oldukça yakın çıkmıştır. Ancak çıkarılabilecek genel sonuç, bu anten çiftleri için ortak etkileşim etkisinin kanal kapasitesi üzerinde olumlu etki yaptığı yönündedir. Bütün anten çiftleri için ergodik kanal kapasiteleri Jakes Modeli'ne oranla artış göstermiştir. En büyük artış ANT1-ANT2 çiftinde olmuştur.

Çalışmanın ikinci kısmında çok-yollu bir sönmüleme ortamında uzaysal korelasyon ölçümü amacıyla bir çalışma odası seçilmiş, belirlenen iki adet anten çifti için vektör ağ analizörü yardımı ile kanal ölçümleri yapılmıştır. Ölçüm gerçekleştirilen oda ortamı için belirlenmiş bir açısız güç spektrumu olmadığından ölçüm sonuçlarının karşılaştırılacağı bir analitik model yoktur, ancak çalışma daha önceden Jakes Modeli üzerinde çalışılan anten çiftleri arasından yüksek ve düşük uzaysal korelasyona sahip olan herhangi iki çift için orantısız olarak benzer sonuçların elde edilip edilemeyeceği üzerinedir. Belirlenen iki anten çifti, tasarlanan antenler arasından aralarında en kısa ve en uzun mesafe bulunan anten çiftleri ANT1-ANT2 ve ANT1-ANT4 olmuştur. Oda içinde yapılan 70 adet ölçüm ile hesaplanan korelasyon değerleri, Jakes Modeli ile yapılan çalışmaya benzer şekilde ANT1-ANT2 çifti için yüksek, ANT1-ANT4 çifti için ise düşük çıkmıştır. Sonuçların yapılan önceki çalışma ile tutarlı olması Jakes Modeli üzerinde yapılan çalışmayı doğrular niteliktedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Clerckx, B. ve Oestges, C.**, (2013). Chapter 1 - Introduction to Multi-Antenna Communications, MIMO Wireless Networks (Second Edition), Academic Press, Oxford, 2. sürüm, s.1 – 27.
- [2] **Clarke, R.H.** (1968). A statistical theory of mobile-radio reception, *The Bell System Technical Journal*, 47(6), 957–1000.
- [3] **Pedersen, K.I., Mogensen, P.E. ve Fleury, B.H.** (1998). Spatial channel characteristics in outdoor environments and their impact on BS antenna system performance, *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, cilt 2, s.719–723 vol.2.
- [4] **Schumacher, L., Pedersen, K.I. ve Mogensen, P.E.** (2002). From antenna spacings to theoretical capacities - guidelines for simulating MIMO systems, *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, cilt 2, s.587–592 vol.2.
- [5] **Fuhl, J., Molisch, A.F. ve Bonek, E.** (1998). Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas, *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, 145(1), 32–41.
- [6] **Lee, W.C.Y.** (1973). Effects on correlation between two mobile radio base-station antennas, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 22(4), 130–140.
- [7] **Teal, P.D., Abhayapala, T.D. ve Kennedy, R.A.** (2002). Spatial correlation for general distributions of scatterers, *IEEE Signal Processing Letters*, 9(10), 305–308.
- [8] **Matthews, P.A.** (1965). Aperture distributions, autocorrelation and angular power spectrum for partially illuminated apertures, *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, 112(8), 1492–1500.
- [9] **Fan, W., Nielsen, J. ve Pedersen, G.F.** (2014). Estimating Discrete Power Angular Spectra in Multiprobe OTA Setups, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 349–352.
- [10] **Pajusco, P.** (2003). Double characterisations of power angular spectrum in macro-cell environment, *Electronics Letters*, 39(22), 1565–1567.
- [11] **Wang, Y., Dang, H.L. ve Karasawa, Y.** (2012). Spatial Correlation Functions in Three-Dimensional APS With $\cos^n\theta$, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11, 511–514.

- [12] **Fan, W., Kyösti, P., Hentilä, L., Nielsen, J. ve Pedersen, G.F.** (2014). Rician Channel Modeling for Multiprobe Anechoic Chamber Setups, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 1761–1764.
- [13] **Nadeem, Q.U.A., Kammoun, A., Debbah, M. ve Alouini, M.S.** (2015). A Generalized Spatial Correlation Model for 3D MIMO Channels Based on the Fourier Coefficients of Power Spectrums, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 63(14), 3671–3686.
- [14] **Yu, Y., Zhang, J., Smith, P.J. ve Dmochowski, P.A.** (2018). Theoretical Analysis of 3-D Channel Spatial Correlation and Capacity, *IEEE Communications Letters*, 22(2), 420–423.
- [15] **Zhang, L., Luo, Z. ve Leung, S.H.** (2018). An Efficient Approximation of Spatial Correlation Based on Gauss-Hermite Quadrature, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66(3), 617–626.
- [16] **Yu, Y., Smith, P.J., Dmochowski, P.A., Zhang, J. ve Shafi, M.** (2017). 3D vs. 2D channel models: Spatial correlation and channel capacity comparison and analysis, *2017 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, s.1–7.
- [17] **Chatterjee, A., Chatterjee, S. ve Das, S.S.** (2017). Evaluation of spatial correlation and its effect on channel capacity of uniform planar antenna array, *2017 Twenty-third National Conference on Communications (NCC)*, s.1–6.
- [18] **Gupta, I. ve Ksienski, A.** (1983). Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 31(5), 785–791.
- [19] **Svantesson, T. ve Ranheim, A.** (2001). Mutual coupling effects on the capacity of multielement antenna systems, *2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No.01CH37221)*, cilt 4, s.2485–2488 vol.4.
- [20] **Wu, Y., Linnartz, J.P., Bergmans, J. ve Attallah, S.** (2008). Effects of antenna mutual coupling on the performance of MIMO systems, *29th Symposium on Information Theory in the Benelux*, s.1–8.
- [21] **Bakirli, M.A. ve Ozdemir, O.** (2018). Investigating the Effect of Mutual Coupling on Spatial Correlation for a Cellular MIMO System, *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*.
- [22] **Clerckx, B. ve Oestges, C.**, (2013). Chapter 2 - From Multi-Dimensional Propagation to Multi-Link {MIMO} Channels, *Mimo Wireless Networks (Second Edition)*, Academic Press, Oxford, 2. sürüm, s.29 – 58.
- [23] **Vaughan, R.G. ve Andersen, J.B.** (1987). Antenna diversity in mobile communications, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 36(4), 149–172.

- [24] **Blanch, S., Romeu, J. ve Corbella, I.** (2003). Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description, *Electronics Letters*, 39(9), 705–707.
- [25] **Pozar, D.** (2011). *Microwave Engineering, 4th Edition*, Wiley.
- [26] **Rowell, C. ve Lam, E.Y.** (2012). Mobile-Phone Antenna Design, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 54(4), 14–34.
- [27] **Balanis, C.A.** (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design*, Wiley-Interscience.
- [28] **Waterhouse, R.** (2008). *Printed Antennas for Wireless Communications*, RSP, Wiley.





ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Mehmet Akif Bakırlı

Doğum Tarihi ve Yeri: 18.12.1989, Balıkesir

E-Posta: mabakirli@gmail.com, bakirli@itu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans:** 2014, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Telekomünikasyon Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİMLER:

- 03.2015-07.2015 arası GATE Elektronik A.Ş.'de Donanım Tasarım Mühendisi olarak çalıştı.
- 09.2015'den itibaren Vestel Elektronik A.Ş.'de Kıdemli Sistem Tasarım Mühendisi olarak çalışıyor.

YÜKSEK LİSANS TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR VE SUNUMLAR:

- Bakırlı M.A., Özdemir Ö., 2018. Investigating the Effect of Mutual Coupling on Spatial Correlation for a Cellular MIMO System. *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*. July 8-13, 2018 Boston, USA. (Submitted and accepted)
- Bakırlı M.A., 2018. Hücresel MIMO Haberleşme Sistemlerinde Ortak Etkileşimin Uzaysal Korelasyona Olan Etkilerinin İncelenmesi. *I. Vestel Teknoloji ve İnovasyon Çalıştayı*. Ocak 24, 2018 Manisa, Türkiye.