

**MIMO-OFDM WLAN SİSTEMLERİNDE KOMPAKT ÇOK-MODLU
ANTEN DİZİNLERİ VE ANTEN SEÇİMİ KULLANILARAK KAPASİTE
ARTTIRIMI**

Asuman YAVANOĞLU

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**EKİM 2013
ANKARA**

**MIMO-OFDM WLAN SİSTEMLERİNDE KOMPAKT ÇOK-MODLU
ANTEN DİZİNLERİ VE ANTEN SEÇİMİ KULLANILARAK KAPASİTE
ARTTIRIMI**

Asuman YAVANOĞLU

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**EKİM 2013
ANKARA**

Asuman YAVANOĞLU tarafından hazırlanan “MIMO-OFDM WLAN SİSTEMLERİNDE KOMPAKT ÇOK-MODLU ANTEN DİZİNLERİ VE ANTEN SEÇİMİ KULLANILARAK KAPASİTE ARTTIRIMI ” adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

.....

Tez Danışmanı, Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Erdem YAZGAN

.....

Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, H.Ü.

Yrd.Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

.....

Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, G.Ü.

Doç.Dr. Cenk TOKER

.....

Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, H.Ü.

Doç.Dr. Erkan AFACAN

.....

Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, G.Ü.

Yrd. Doç.Dr. Nursel AKÇAM

.....

Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, G.Ü.

Tez Savunma Tarihi: 25/10/2013

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Doktora derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Şeref SAĞIROĞLU

.....

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Asuman YAVANOĞLU

**MIMO-OFDM WLAN SİSTEMLERİNDE KOMPAKT ÇOK-MODLU
ANTEN DİZİNLERİ VE ANTEN SEÇİMİ KULLANILARAK KAPASİTE
ARTTIRIMI
(Doktora Tezi)**

Asuman YAVANOĞLU

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Ekim 2013**

ÖZET

Kablosuz haberleşme sistemlerinde özellikle gelişen servislerle çoğul-ortam veri iletimi için iç-ortam WLAN (Wireless Local Area Network) sistemlerinde veri hızı ve erişim kalitesi açısından artış gerekmektedir. Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde yüksek iletim performansı ve yüksek veri hızlarına gönderici ve alıcıda çoklu anten kullanımı sağlayan MIMO (Multiple input Multiple output) sistemler ile ulaşılabilmektedir. IEEE802.11n standardına uyumlu MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde yüksek erişim kalitesine ulaşmak için kullanılan antenlerde elemanlar arası ilintinin düşük olması ve boyut-performans açısından avantaja sahip olan kompakt antenlerin kullanılması büyük önem taşımaktadır. MIMO haberleşmede IEEE802.11n standardına uyumlu MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde yüksek transmisyon performansı ve iletim hızlarına ulaşmak için kullanılan anten türü ve iletim kanalına bağlı olarak oluşan transmisyon portları arası ilinti de büyük önem taşımaktadır.

Bu tez çalışmasında MIMO uzaysal-çoğullama ile IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere kompakt multimod bindirilmiş mikroşerit anten dizinlerinin uzay-multimod (SM-SCP-ULA) ve uzay-multimod-polarizasyon (SMP-SCP-ULA) çeşitliliğini hibrit olarak içerecek şekilde kullanılan dairesel yama antenin lineer dizin olarak kullanıldığı

durumda temel mod ve yüksek-dereceden modlarda ışıma özellikleri kullanılarak eriştiği uzaysal/modal ilinti, ergodik spektral verimlilik, veri hızı ve bit-hata oranı cinsinden sistem performansına etkisi incelenmiş ve farklı MIMO detektörler kullanılarak elde edilen benzetim çalışmaları literatürde sıkça yer alan dipol (DP-ULA) ve ana-mod dairesel mikroşerit antenlerle (CP-ULA) karşılaştırmalı olarak yapılmış ve veri hızı ve kompaktlık açısından kazançları ortaya konulmuştur.

Yüksek derece modlarda ışıma yapan SMP-SCP anten dizinlerinde ayrıca dizi boyutu arttıkça çeşitlilik kanal sayısındaki artış hem maliyet hem de işlem karmaşıklığında bir artışa yol açmaktadır. Bu probleme bir çözüm olarak bu tez çalışmasında kapasite-maksimizasyonu tabanlı ortak gönderici / alıcı anten seçimi teknikleri kullanılmış, RF zinciri sayısı azaltılarak alt-taşıyıcı başına anten seçimi algoritmaları kullanılarak kapasite artışı yönünde elde edilen kazançlar benzetim sonuçları ile ortaya konulmuştur.

Bilim Kodu : 905.1.053

Anahtar Kelimeler : IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN, Uzaysal Çoğullama, Anten Seçimi, Ergodik Spektral Verimlilik, Mikroşerit Anten dizinleri.

Sayfa Adedi : 110

Tez Yöneticisi : Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

**CAPACITY IMPROVEMENT IN MIMO-OFDM WLAN SYSTEMS USING
COMPACT MULTIMODE ANTENNA ARRAYS AND ANTENNA
SELECTION
(Ph. D. Thesis)**

Asuman YAVANOĞLU

**GAZİ UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES
October 2013**

ABSTRACT

The recent developments in wireless communication systems in indoor environments requires high data rate and high transmission quality especially for multimedia applications in WLAN (Wireless Local Area Network) systems. In the next generation communication systems, the spectral efficiency and transmission quality can be vastly enhanced by using compact-multiple-antennas with low correlation ports at both the transmitter and the receiver side for MIMO communication.

In this thesis, the performance analysis in terms of ergodic spectral efficiency and data rate as well as compactness gain for both compact space-multimode stacked circular microstrip patch antenna arrays (SM-SCP-ULA) and space-multimode-polarization stacked circular microstrip patch antenna arrays (SMP-SCP-ULA) which are used for MIMO SM (Spatial Multiplexing) communication in OFDM WLAN systems conforming to IEEE802.11n Standard is presented by using linear MIMO detectors comparatively with respect to dipole antenna arrays (DP-ULA) and dominant mode circular patch antenna arrays (CP-ULA).

Multiple antennas and also MIMO can improve the system capacity and reliability of radio communication, however the multiple RF chains associated with multiple antennas are costly in terms of hardware, computational complexity and size. Antenna selection is a low-cost solution to reduce this problem. In this thesis, we propose capacity-maximization-based joint transmit/receive antenna selection in IEEE 802.11n MIMO-OFDM WLANs over spatially-correlated Ricean fading channels composed of using Space-Multimode-Polarization Diversity Stacked Circular Multimode Microstrip Patch Antenna Arrays (SMP-SCP-ULA). Selection algorithms are flexible Two-Step Selection Algorithm (TSSA) at the receiver and Variable Per-Tone Selection Algorithm (VAS-PS) at the transmitter. Using capacity-maximization based antenna selection in conjunction with higher-order modal SMP-SCP-ULA provides an additional performance improvement in terms ergodic spectral efficiency and reduces the need for multiple radio frequency (RF) chains.

Science Code : 905.1.053

Key Words : IEEE802.11n MIMO-OFDM WLANs, Spatial Multiplexing, Antenna Selection, Ergodic Spectral Efficiency, Microstrip Antenna Arrays.

Page Number : 110

Supervisor : Assist. Prof. Dr. Özgür ERTUĞ

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca engin bilgi birikimi ve bilimsel katkıları ile bana yardımcı olan, eğitimim süresince desteklerini esirgemeyen tez danışmanım ve değerli hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ' a,

Konu hakkında çalışmalar yapan ve engin bilgi birikimi ile yardımlarını esirgemeyen hocam Sayın Prof. Dr. Erdem YAZGAN'a,

Tez sürecinde desteklerini esirgemeyen, tez izleme komitesindeki değerlendirmeleriyle bana ışık tutan hocalarım Sayın Doç. Dr. Cenk TOKER ve Sayın Doç. Dr. Erkan AFACAN'a ve tez jürisinde yer alan hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Nursel AKÇAM'a,

108E025 kodlu “MIMO Haberleşme için Kompakt Multimod Mikroşerit Anten Dizinleri ve Asosye Sinyal İşleme” araştırma projesi kapsamında tez çalışmamı destekleyen, yurt içi ve yurt dışı konferanslarda çalışmalarımı sunma imkânı tanıyan TÜBİTAK'a,

Doktora sürecinde anlayışı ve desteği için Uraz YAVANOĞLU' na,

Gazi Üniversitesi Telekomünikasyon ve Sinyal İşleme Laboratuvarı'nda görevli çalışma arkadaşlarım Fatih GENÇ ve Mustafa Anıl REŞAT'a,

Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde birlikte çalıştığım değerli Araştırma Görevlisi arkadaşlarıma,

Ayrıca, yaşamım boyunca her zaman yanımda olan annem Mine SAVAŞÇIHABEŞ, babam Abdurrahman SAVAŞÇIHABEŞ'e, ablam Dr. Işıl ÇAKIR ve eşi Dr. Nuri ÇAKIR'a ve manevi desteklerini hep hissettiren kuzenim Arzu Behiye TARIMCI'ya en içten teşekkürlerimi ve şükranlarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	xii
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xvii
1. GİRİŞ	1
2. MIMO UZAY-ZAMAN SİSTEMLERİN GENEL YAPISI VE OFDM SİSTEM MODELİ	4
2.1. MIMO Uzaysal-Çoğullama (SM, Spatial Multiplexing)	6
2.2. MIMO Işın-Oluşturma (MIMO Beamforming)	9
2.3. MIMO Uzak-Zaman Modülasyon ve Kodlama (Space-Time Coding and Modulation)	10
2.4. MIMO Haberleşme İçin Kullanılan Kanal Modelleri	12
2.4.1. Deterministik ışın takibi (Deterministic ray tracing)	12
2.4.2. Geometrik kesikli yansıtma modelleri	12
2.4.3. İstatistikî kümelenme modelleri	13
2.4.4. İstatistikî analitik matris modelleri	17
3. KOMPAKT MULTİMOD MİKROŞERİT ANTEN TASARIM TEMELLERİ VE YAYILMA ÖZELLİKLERİ	28
3.1. Multimod Antenler için Elektromanyetik Özellikler	29
3.2. Multimod Mikroşerit Antenlerin Yayılma Özellikleri	30
3.3. Dairesel Mikroşerit Antenlerde Besleme Teknikleri	35

4. IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN SİSTEMLERDE UZAYSAL-ÇOĞULLAMA İÇİN GÖNDERİCİ/ALMAÇ YAPILARI VE İNCELENECEK PARAMETRELER	42
4.1. ML Detektör	45
4.2. ZF Detektör	48
4.3.MMSE Detektör	51
5. IEEE802.11N MIMO-OFDM WLAN SİSTEMLER İÇİN PERFORMANS ANALİZİ.....	56
5.1. IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN Sistemler için Uzay-Multimod Dairesel Mikroşerit Antenler (SM-SCP ULA) İle Performans Analizi.....	56
5.1.1. TM11-TM21 Modlarına Ait Performans Analizi.....	56
5.2. IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN Sistemler için Uzay-Multimod-Polarizasyon Dairesel Mikroşerit Antenler (SMP-SCP ULA) İle Performans Analizi.....	67
6. IEEE802.11N MIMO-OFDM WLAN SİSTEMLER İÇİN ANTEN SEÇİMİ TEKNİĞİ KULLANILARAK UZAY-MULTİMOD-POLARİZASYON DAİRESEL MİKROŞERİT ANTENLER (SMP-SCP ULA) İLE GENEL SİSTEM PERFORMANSI.....	77
6.1. Optimum Anten Seçimi.....	79
6.2. Kapasite-tabanlı Anten Seçimi Yöntemi	80
6.3. Anten Seçimi Uygulanan Sistem Modeli ve MIMO Kanal Modeli	82
6.3.1. MIMO kanal modeli.....	83
6.3.2. CSI (channel state information)' a bağlı anten seçimi	85
6.3.3. CCI (channel correlation information)' a bağlı anten seçimi.....	87
6.3.4. Göndericide değişken anten seçimi (variable transmit antenna selection) yöntemi.....	88
6.3.5. Sistem modeli ve algoritma yapısı	89
6.4. Gönderici ve Alıcıda Anten Seçimi Benzetim Sonuçları.....	98

7. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME	101
KAYNAKLAR	103
ÖZGEÇMİŞ	108

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 3.1. Farklı modlara ait anten yarıçapları	32
Çizelge 5.1. SCP-ULA ‘nın DP-ULA ve CP-ULA’ya göre Kompaktlık Kazancı	65
Çizelge 5.2. Farklı MIMO detektörler kullanılarak DP-ULA, CP-ULA ve SCP-ULA ile erişilebilecek en yüksek data hızları (Mbps)	66
Çizelge.5.3. ML detektör ile 20^0 Açısal yayılım değeri için DP-ULA, CP-ULA, SM-SCP-ULA ve SMP-SCP-ULA ile erişilebilecek en yüksek data hızları (Mbps)	75
Çizelge 5.4. Elemanlar arası minimum yerleşim için SCP-ULA, CP-ULA ve DP-ULA için fiziksel dizi uzunluğu.	76

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Darbant MIMO haberleşme linki yapısı	4
Şekil 2.2. Uzaysal çoğullama MIMO sistem yapısı	6
Şekil 2.3. Uzaysal çoğullama MIMO sisteminde paralel SISO kanalların yaratımı için gönderici ön kodlama ve alıcı biçimlendirme işlemleri	7
Şekil 2.4. Uzaysal çoğullama MIMO sisteminde gönderici önkodlama ve alıcı biçimlendirme ile kanalın R-boyutlu SISO kanallara paralelizasyonu	8
Şekil 2.5. MIMO ışınlama-oluşturma sistem yapısı	9
Şekil 2.6. Uzay-zaman modülasyon ve kodlama sistem yapısı	11
Şekil 2.7. İki-halka MIMO kanal modelinin yapısı ve bazı temsili yansıtıcı yollar	13
Şekil 2.8. COST-259 DCM'in katlı yapısı	16
Şekil 2.9. İstatistiki kümelenme tabanlı 3GPP SCM Modeli	16
Şekil 2.10. Kümelenme tabanlı çok-gönderim-yollu yayılım modeli	22
Şekil 2.11. MIMO iletişim prensibi	23
Şekil 2.12 OFDM sistem yapısı	25
Şekil 2.13. MIMO-OFDM sistem yapısı (a) gönderici yapısı (b) alıcı yapısı	27
Şekil 3.1 Uzay-multimod dairesel mikroşerit anten için uzak alan ışıma örüntüleri	
(a) TM ₁₁ mod,	
(b) TM ₂₁ mod,	
(c) TM ₃₁ mod,	
(d) TM ₄₁ mod	32
Şekil 3.2. Dairesel Mikroşerit Yama Anten Tasarımı (2x2 SCP-ULA)	32
Şekil 3.3. Dipol anten tasarımı (4x4 DP-ULA)	33
Şekil 3.4. Dairesel Mikroşerit anten tasarımı	34
Şekil 3.5 (a) modlar 2,3,5;	35

(b) 1,3,4,5,6 dereceden modların eşzamanlı olarak gönderilmesiyle ortaya çıkan net ışıma örüntüsü.....	35
Şekil 3.6. Dairesel mikroşerit antenin beslenmesi	35
Şekil 3.7. İki-modlu iki-elemanlı dairesel multimod mikroşerit yama anten yapısının x-y düzleminde gerçekleşmiş görüntüsü (a) üstten görünüm (b) yandan görünüm.....	36
Şekil 3.8. (a) TM_{11} modunda ışıma yapan (b) TM_{21} modunda ışıma yapan (c) TM_{11} ve TM_{21} modlarında ışıma yapan bindirilmiş yapıdaki antenlerin x-y doğrultusundaki ışıma örüntüsü.....	38
Şekil 3.9. TM_{01} ve TM_{11} modlarında ışıma yapan iki-modlu bindirilmiş dairesel yama anten için (a) ortak-kuplaj ve giriş empedansı (b) VSWR.....	40
Şekil 3.10. Multimod ve uzaysal çeşitliliğin dairesel mikroşerit anten dizini yapısı içinde birlikte kullanılması.....	40
Şekil 3.11. Multimod ve uzaysal çeşitliliğin dairesel mikroşerit anten dizini yapısı içinde birlikte kullanılması.....	40
Şekil 4.1. 4x4 Dizi yapısı için Ricean K-faktörün spektral verimlilik üzerine etkisi (a) 2x2 dizi (b) 4x4 dizi (c) 6x6 dizi (d) 8x8 dizi	47
Şekil 4.3. ZF detektör ile ergodik spektral verimlilik değişimi	
(a) 2x2 dizi (b) 4x4 dizi (c) 6x6 dizi (d) 8x8 dizi.....	51
Şekil 4.4. MMSE detektör ile açısal yayılıma karşı ergodik spektral verimlilik değişimi (a) 2x2 dizi (b) 4x4 dizi	54
Şekil 5.1. Uzak-multimod SCP antenin Dipol ve Dairesel Yama (Circular Patch,CP) antene göre açısal yayılıma karşı uzaysal ilinti değişimi.....	58

Şekil 5.2. MIMO detektörler (ML,MMSE, ZF) ile $K=5\text{dB}$ LOS iç-ortam kanalda bps/Hz cinsinden ergodik spektral verimlilik değişimi	
(a) 2x2 dizi	
(b) 4x4 dizi	
(c) 6x6 dizi	
(d) 8x8 dizi.....	59
Şekil 5.3. Düşük, orta ve yüksek açısal yayılım değerlerinde 2x2 dizi için MAA açısındaki değişime karşın ilinti eğrileri	
(a) $AS=5^0$	
(b) $AS=20^0$	
(c) $AS=90^0$	61
Şekil 5.4. Düşük, orta ve yüksek açısal yayılım değerlerinde MAA açısındaki değişimlere karşın ergodik kapasite analizleri	
(a) $AS=5^0$	
(b) $AS=20^0$	
(c) $AS=90^0$	64
Şekil 5.5. Tek yansıtıcılı iletim ortamı için açısal yayılıma karşın ilinti eğrileri ve polarizasyon çeşitliliğinin ilintiye etkisi	
(a) uzay-multimod SCP	
(b) uzay-multimod-polarizasyon SCP	
(2x2 dizi uzunluğu, $K=5\text{dB}$ LOS kanal).....	70
Şekil 5.6. Yüksek-derece modlarda ışıma yapan multimod tek stack SCP antenin Dipol ve CP antenlere göre açısal yayılıma karşın ilinti değişimi.....	71
Şekil 5.7. MIMO haberleşme için yüksek-dereceden modlarda ışıma yapan SMP-SCP-ULA için ML detektör kullanılarak açısal yayılıma karşın ergodik spektral verimlilik değişimi. ($K=10\text{dB}$ LOS kanal)	
(a) 2x2	
(b) 4x4	
(c) 6x6	
(d) 8x8.....	74
Şekil 5.8. 2x2 SCP-ULA için TM11-TM41 ve TM21-TM31 modlarında ışıma yapan bindirilmiş yapıdaki mikroşerit anten için ortalama BER analizi($K=5\text{dB}$ LOS kanal).....	78
Şekil 6.1: Optimum anten seçme yapısı (M adet RF modül, NT gönderici anten, ($M<NT$)).....	789
Şekil 6.2. Optimal anten seçimi ile kanal kapasitesi değişimi.....	81
Şekil 6.3. Anten seçimi tekniğine ait sistem modeli.....	83

Şekil 6.4. Yüksek-derece modlu SCP antenlerde ilinti değişimi.....	94
Şekil 6.5. MIMO-OFDM WLAN için açısal yayılıma karşı ergodik kapasite değişimi	
(a) 2x2	
(b) 4x4	
(c) 6x6	
(d) 8x8.....	95
Şekil 6.6. 4x4 ilintili kanallarda ve i.i.d. kanalda kanal kapasitesi değişimi.....	97
Şekil 6.7. ML detektör kullanılarak SMP-SCP-ULA anten dizini için MIMO-OFDM sistemlerde TSSA algoritması ile anten seçimi ve açısal yayılıma karşı ergodik kapasite değişimi (K=5dB LOS kanal).....	98
Şekil 6.8. ML detektör kullanılarak SMP-SCP-ULA anten dizini için MIMO-OFDM sistemlerde TSSA algoritması ile SNR'a karşı BER analizi (K=5dB LOS kanal).....	98
Şekil 6.9. ML detektör kullanılarak SMP-SCP-ULA anten dizini için MIMO-OFDM sistemlerde anten seçimi sonuçları (K=5dB ricean K faktör, SNR=10dB)	
(a) 2x2	
(b) 4x4	
(c) 6x6	
(d) 8x8.....	99

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklama
$\mathbf{x}$	Gönderilen semboller vektörü
$\mathbf{y}$	Alınan semboller vektörü
$\mathbf{H}$	Kanal matrisi
SNR	İşaret-gürültü oranı
$\mathbf{M}$	Gönderici anten sayısı
$\mathbf{N}$	Alıcı anten sayısı
$\mathbf{T}_x$	Gönderici anten
$\mathbf{R}_x$	Alıcı anten
σ_ϕ	Açısal yayılım
λ	Dalga boyu
α	Mikroşerit anten yarıçapı
r	Radial uzaklık
h	Mikroşerit anten kalınlığı
θ	Azimuth açısı
ϕ	Elevation açısı
d	Antenler arası mesafe
K	LOS kanal için ricean K-faktör

Kısaltmalar	Açıklama
AOA	Angle of Arrival
AOD	Angle of Departure
AS	Angular Spread
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate

Kısaltmalar	Açıklama
BS	Bulk Selection
CCI	Channel Correlation Information
CSI	Channel State Information
CSIR	Channel State Information Receiver
CSIT	Channel State Information Transmitter
DSA	Decremental Selection Algorithm
EP	External Parameter
GP	Global Parameter
IEEE802.11n	Wireless Networking Standard
ISA	Incremental Selection Algorithm
ISM	Industrial Scientific and Medical Band
KTKM	Kümelenme Tabanlı Kronecker Modeli
LOS	Line-of-sight
LP	Local Parameter
MAA	Mean Azimuth Angle
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAS	Power Azimuth Spectrum
PDA	Personal Digital Assistant
PS	Per-tone Selection
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
SCM	Spatial Channel Model
SISO	Single input single output
SM	Spatial Multiplexing
SCP	Stacked Circular Patch

Kısaltmalar	Açıklama
SMP-SCP	Space-Multimode-Polarization Stacked Circular Patch
STBC	Space-Time Block Coding
STCC	Space-Time Convolutional Codes
STTC	Space-Time Turbo Codes
SVD	Singular Value Decomposition
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse Electric and Magnetic
TM	Transverse Magnetic
TSSA	Two-Step Selection Algorithm
ULA	Uniform Linear Array
UMP	Uzay-Multimod-Polarizasyon
VAS	Variable Antenna Selection
WLAN	Wireless Local Area Network
XPD	Cross-polar Discrimination
ZF	Zero Forcing

1. GİRİŞ

Son yıllarda haberleşme alanında yaşanan yoğun rekabet sonucu iletişimde kullanılan kanallarda kapasite ve kalitenin artırılması yönünde yoğun çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalardaki ana temalardan biri de iletim veri hızını ve erişim kalitesini arttırırken bandgenişliği ve iletim gücünü arttırmadan güç verimliliği sağlayan MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) çoklu anten sistemleridir. Antenlerin multimod ışıma alanları yaratacak şekilde beslenmesi ve bu antenlerin tekil veya dizin halinde MIMO sistemleri oluşturacak şekilde kullanılması üzerine oldukça yoğun araştırmalar yapılmıştır. Bugüne kadar klasik anten dizinleriyle oluşturulan MIMO uzay-zaman sistemleri mobil cihazlarda kullanılma isteğiyle daha düşük aralıklarda yerleştirilmeye başlanmış ve bu durumda alınan sinyaller arası ilişkiyi arttırarak çeşitlilik kazancını azaltmış, dolayısıyla erişilebilecek kapasite ve kaliteyi düşürmüştür. Polarizasyon çeşitliliği daha düşük sayıda anten ve dolayısıyla alanla çapraz polar ayrımı iyi olduğu koşullarda bu probleme bir çözüm olarak getirilmeye çalışılmıştır.

Bir MIMO sistemin belirli bandgenişliği içinde ihmal edilebilir oranda hatayla gönderebileceği veri hızının gönderici ve alıcıdaki anten sayılarının minimumu ile verildiği bilinmektedir. MIMO sistemlerde kullanılan anten yapılarında uzaysal ilinti değerini azaltarak sistem kapasitesi ve kalitesini çoğullama ve çeşitlilik kazancı ile arttırmak mümkündür. Ayrıca anten yapılarının uzaysal çeşitlilik yanında multimod ve polarizasyon çeşitliliği sağlaması ile kompakt bir yapı içinde MIMO uzaysal çoğullama sistemleri elde edilebilmektedir. Daha önce tekli multimod antenlerin MIMO haberleşme için tasarlanması ve kullanılması yönünde literatürde çalışmalar mevcuttur, ancak özellikle hücresel haberleşme için uygun olan multimod mikroşerit antenlerin dizin halinde tasarlanması yönünde herhangi bir çalışma yapılmamıştır.

Tez çalışması kapsamında 5.725-5.875 GHz ISM bandında 5.8GHz merkez frekanslı olarak çalışan MIMO-OFDM kablosuz yerel alan ağı (WLAN) (IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN) haberleşme sistemlerinde mobil dizüstü bilgisayarlarda, erişim noktalarında ve kişisel digital asistanlarda (PDA) kullanılmak üzere uzay-

multimod-polarizasyon çeşitliliğini sağlayan mikroşerit bindirilmiş anten dizinleri kullanılarak uygun kanal modelinde uzaysal-çoğullama için performans ölçümleri gerçekleştirilerek literatüre katkıda bulunmak ve gerçek hayatta kullanılabilir bir sistem tasarımı ortaya koymak amacı planlanmıştır.

Tez kapsamında MIMO uzaysal çoğullama altında uzay-multimod-mikroşerit çeşitliliğini hibrit olarak taşıyan kompakt dairesel multimod mikroşerit anten dizinleri ile ML (Maximum Likelihood), ZF (Zero Forcing), MMSE (Minimum Mean Square Error) detektörler kullanılarak IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN sistemler için ilintili rician sönümlenmeli kanallar üzerinden kümelenme tabanlı kroenecker kanal modeli (KTKM) altında, kanal kapasitesi (ergodik kapasite), iletim veri hızı ve BER (bit-hata-oranı) cinsinden performans analizleri yapılmış ve elde edilen sonuçlar literatürde sıkça yer alan dipol ve dairesel mikroşerit multimod antenler ile karşılaştırmalı olarak ayrıntılı biçimde ele alınmıştır.

Bu tez çalışmasının 2. bölümünde MIMO uzay-zaman sistemlerin genel yapısı anlatılarak MIMO haberleşme sistemlerinde kullanılan kanal modelleri sunulmuş ve IEEE802.11n standardına uyumu nedeniyle tez kapsamında kullanılan KTKM kanal modeli incelenmiştir.

3. Bölüm’de MIMO haberleşme için uzay-multimod-polarizasyon çeşitliliğini hibrit olarak içeren SCP (Stacked Circular Patch) anten dizinlerinin tasarım temelleri ve yayılma özellikleri sunulmaktadır.

Bölüm 4’te IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN sistemlerde uzaysal-çoğullama için gönderici/almaç yapıları ve incelenecek parametreler sunulmakta, tez kapsamında kullanılan MIMO detektör yapıları anlatılmaktadır.

5. Bölümde Uzay-multimod (SM) ve Uzay-Multimod-Polarizasyon (SMP) çeşitliliğini içeren SCP anten dizinleri ile farklı dizi uzunluklarında ilintili rician KTKM kanalı altında ilinti, ergodik spektral verimlilik, bit hata oranı ve kompaktlık

kazançları cinsinden performans analizleri yapılarak benzetim sonuçları sunulmaktadır.

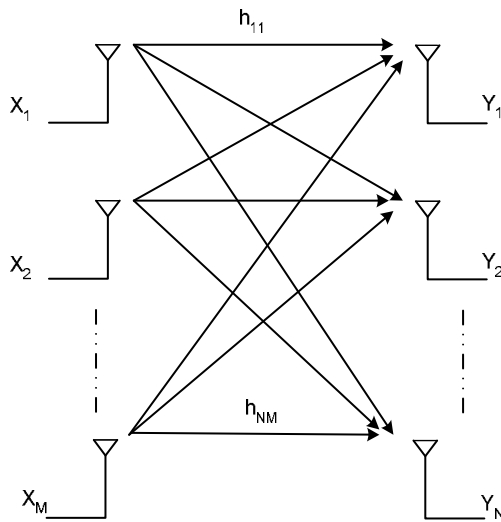
6. Bölüm’ de tez kapsamında kullanılan donanımsal olarak yüksek dizi uzunluğunda işlem karmaşıklığı ve maliyet artışına neden olan SMP-SCP-ULA için etkin bir çözüm olan anten seçimi tekniği ile sistem performansı iyileştirilmiş ve elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

7. Bölüm’de de tez çalışmasının sonuçları ve genel bir değerlendirmesi verilmiştir.

2. MIMO UZAY-ZAMAN SİSTEMLERİN GENEL YAPISI VE OFDM SİSTEM MODELİ

Bu tezde ele alınan ve MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde uygulama için boyutu ufaltılarak performansı geliştirilmeye çalışılan MIMO (multiple-input multiple-output) haberleşme sistemleri temel olarak gönderici ve alıcılarda çoklu-anten dizinlerinin kullanılmasıyla haberleşme linkinin ek gönderim gücüne veya ek gönderim bandgenişliğine ihtiyaç duymadan kapasite ve erişim kalitesini arttırmayı amaçlayan sistemlerdir. MIMO sistemlerle erişilebilecek yüksek kapasite ve kalite kazançları üzerinde ilk çalışmalar Winters [1], Foschini [2], Gans [3] ve Telatar'ın [4] çalışmaları olarak sayılabilir. Bu kazançlar MIMO sistemlerinde genellikle kanal bilgisinin almaçta ve belirli durumlarda da göndericide bilinmesini gerektirir. MIMO sistemler ile elde edilen bu kazançların karşılığında ise ekstra anten kullanmanın getirdiği uzaysal alan artışı ve çok-boyutlu sinyal işleme gerekliliğinden dolayı oluşan ekstra sayısal karmaşıklığın karşılanması gereklidir.

Tez kapsamında temel olarak darbant MIMO kanalları üzerinden iletişim hedeflenmektedir. Darbant bir noktadan-noktaya MIMO haberleşme linkinin sistem yapısı Şekil 2.1'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1. Darbant MIMO haberleşme linki yapısı

Bu sistem kesikli matris-vektör notasyonunda:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

olarak veya :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.2)$$

şeklinde belirtilebilir. Burada $\mathbf{x}$ M-boyutlu gönderilen semboller vektörü, $\mathbf{H}$ NxM boyutlu kanal matrisi, $\mathbf{y}$ N-boyutlu alınan sinyal vektörü ve $\mathbf{n}$ N-boyutlu kovaryans matrisi $E\{\mathbf{nn}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_N$ olan bağımsız sıfır-ortalama sirküler-simetrik kompleks-Gaussian gürültü vektörüdür. Kanal matrisi $\mathbf{H}$ 'in elemanları h_{ij} darbant kanal modeli altında i. gönderici anten ile j. alıcı anten arasındaki düz-sönümlleme istatistiki kanal kazancı katsayısıdır. Bu sistem yapısı içinde eğer tüm antenler üzerinden güç limiti P ile veriliyorsa:

$$\sum_{i=1}^M E\{|x_i|^2\} = P \quad (2.3)$$

birim-varyans kanal katsayıları altında her anten için alınan averaj sinyal-gürültü oranı ise:

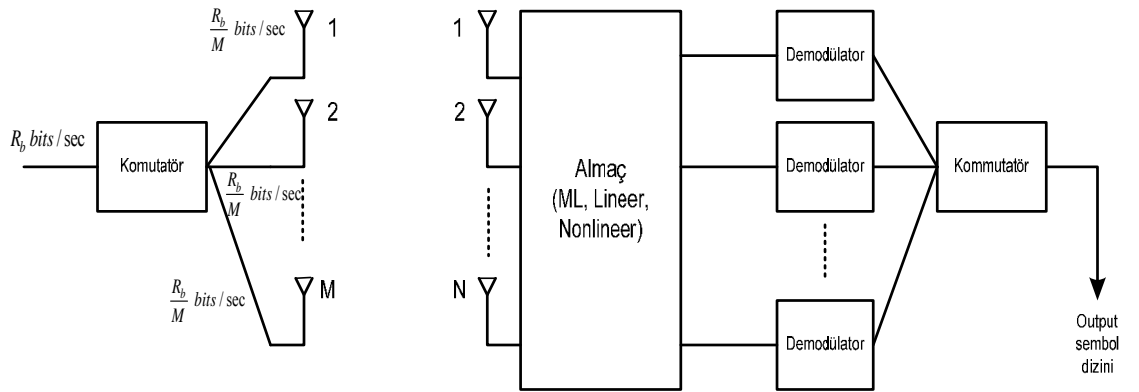
$$\rho = SNR_j^{(av)} = \frac{P}{\sigma_n^2} \quad (2.4)$$

şeklinde verilir. Kanal katsayıları matrisinin gönderici ve alıcılarda varolması üzerine değişik varsayımlar yapılabilmektedir ve her bir durum farklı bir kapasite ve kalite performansı sunmaktadır. Kanal matrisi $\mathbf{H}$ 'ın göndericide bilinmesi genellikle maksimum-yakınlık (ML), lineer ve nonlineer almaçlarla belirleme için gereklidir ve bu duruma CSIR (channel state information receiver) adı verilir. Öte yandan eğer alıcıdan göndericiye bir geri besleme linki varsa, göndericide de kanal matrisinin bilinmesi mümkündür ve bu duruma CSIT (channel state information transmitter) denir. CSIT özellikle zamanla-değişken MIMO kanallarında uzay-zaman matris kanalın özmodları (eigenmodlar) üzerine adaptif güç allokasyonu yapmak yani waterfilling (su doldurma) yöntemi açısından gereklidir.

MIMO sistemlerinde antenlerin değişik sistem yapıları içinde sinyal işleme, modülasyon ve kodlama ile kullanılması ile elde edilebilecek kazançlar ve temel yapılar 3 sınıfta toplanabilir. Bunlar uzaysal-çoğullama (spatial multiplexing) ile elde edilecek çoğullama ve spektral verimlilik kazancı, MIMO ışın-oluşturma (MIMO beamforming) ile elde edilecek çeşitlilik (diversity) ve kalite kazancı ve uzay-zaman modülasyon ve kodlama (space-time coding) ile edilcek çeşitlilik ve kodlama kazancından dolayı kalite kazancıdır.

2.1. MIMO Uzaysal-Çoğullama (SM, Spatial Multiplexing)

Bir MIMO sisteminde elde edilebilecek uzaysal çoğullama kazancı MIMO kanalın R adet paralel kanala bölünmesi özelliğinden dolayı elde edilebilmektedir [5]. Şekil 2.2’de gösterildiği gibi yüksek hızlı bir datayı M katı düşük hızda M bağımsız data dizinine ayırıp antenlere çoğullarsak alıcıda tekli anten bir sisteme göre aynı bant genişliği içinde R katı daha fazla spektral verimliliğe (ya da data hızına) ulaşılması mümkündür.



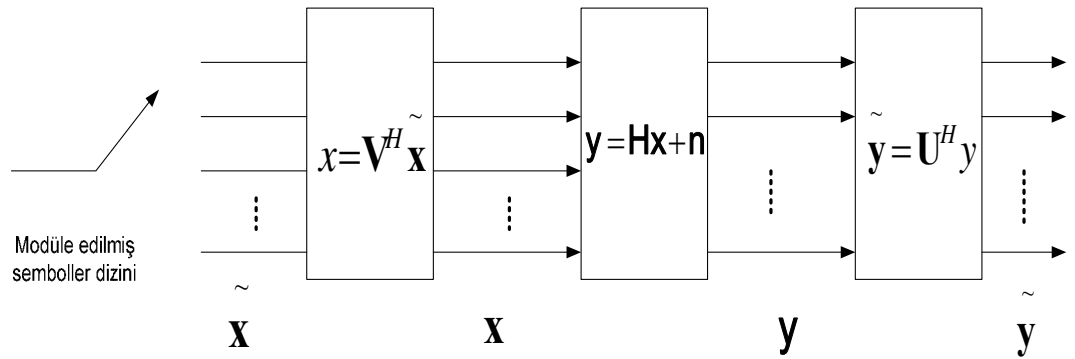
Şekil 2.2. Uzaysal çoğullama MIMO sistem yapısı

$M \times N$ alıcıda bilinen bir MIMO kanal matrisi $\mathbf{H}$ düşünürsek, matris teorisinden dolayı bu kanal matrisi singüler değer dekompozisyonu (Singular Value Decomposition – SVD) ile şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (2.5)$$

Burada $(.)^H$ kompleks ters eşlenik operatörü, $N \times N$ matris U unitary $UU^H = I$ sağ özvektörler matrisi, $M \times M$ matris V unitary sol öz vektörler matrisi, $N \times M$ Σ matrisi diyagonal singüler değerler $diag\{\sigma_i\}$ idir ve $\sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$ olup λ_i HH^H matrisinin öz değerleridir. Bu singüler değerlerden sadece ilk $R=\text{rank}(H)$ tanesi positive olup diğerleri 0 idir. Normalde $R \leq \min(M, N)$ olup eğer gönderici ve alıcı antenler arasındaki çok-gönderim yolu ortamı yeterince dağıtım uyguluyorsa (zengin dağıtım ortamı – rich scattering), kanal matrisi $R=\min(M, N)$ ile tam rank'dir. Kanal matrisindeki katsayılar arasında yüksek ilinti olması durumları gibi ortamlarda ise kanal matrisinin ranki giderek düşmekte ve tam ilinti durumunda rank 1 olup tüm çoğullama kazancı kaybolmaktadır. Bu tür kanallara pinhole (iğne deliği) kanalları adı verilmektedir [6].

Uzaysal çoğullama MIMO sistemlerinde kanalın R-boyutlu paralel hale getirilimi girdi vektörü $\mathbf{X}$ ve çıktı vektörü $\mathbf{y}$ üzerinde gönderici önkodlama (transmit precoding) ve alıcı biçimlendirme (receiver shaping) sinyal işleme blokları ile Şekil 3.'de gösterildiği şekilde gerçekleştirilir.

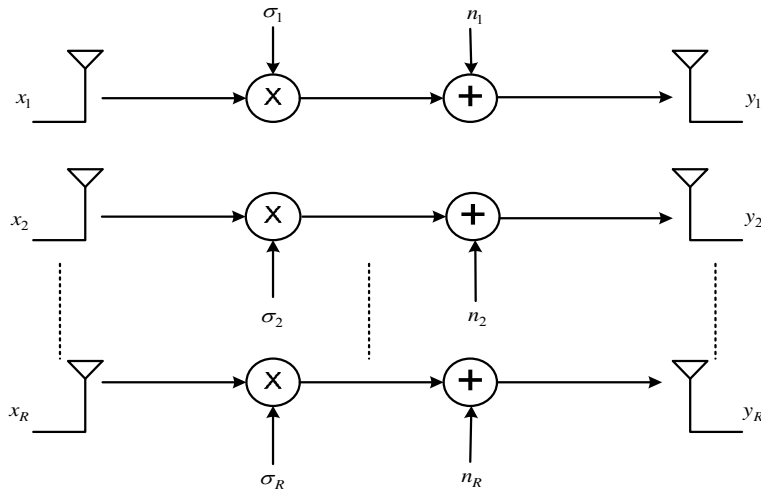


Şekil 2.3. Uzaysal çoğullama MIMO sisteminde paralel SISO kanalların yaratımı için gönderici ön kodlama ve alıcı biçimlendirme işlemleri

Uzaysal çoğullama için gönderici ön kodlama ve alıcı biçimlendirme işlemleri MIMO kanalını R tane tek-giriş tek-çıkış (SISO) sisteme aşağıdaki özellikten dolayı çevirir:

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{U}^H (\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) \\
&= \mathbf{U}^H (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{\Sigma}^H\mathbf{V} + \mathbf{n}) \\
&= \mathbf{U}^H (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{\Sigma}^H\mathbf{V}^H \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}) \\
&= \mathbf{U}^H \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{\Sigma}^H\mathbf{V}^H \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{U}^H \mathbf{n} \\
&= \mathbf{\Sigma} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Burada dönüştürülmüş gürültü vektörü $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$ sıfır-ortalama kompleks-Gaussian vektörler birincil dönüşümler altında dağılım-değişmez olduğundan $\mathbf{n}$ ile aynı dağılıma sahiptir ve Eş. 2.6'daki sistem yapısı altında gönderici ön kodlama ve alıcı biçimlendirmeyi içeren MIMO uzaysal çoğullama sistemi Şekil 2.4'te gösterildiği gibi R tane paralel bağımsız SISO kanaldan oluştuğundan data hızını ve aynı bant genişliği içinde spektral verimliliği R katı artırır.



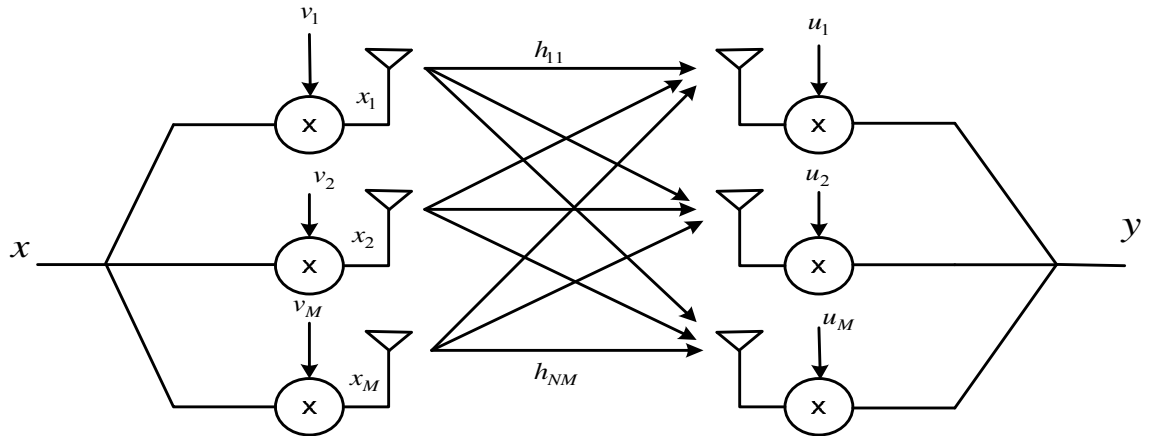
Şekil 2.4. Uzaysal çoğullama MIMO sisteminde gönderici önkodlama ve alıcı biçimlendirme ile kanalın R-boyutlu SISO kanallara paralelizasyonu

Tez kapsamında temel olarak MIMO-OFDM WLAN sistemleri için uzaysal çoğullama ile spektral verimlilik ve iletim hızı artışı üzerine eğileceğiz. Bir uzaysal-çoğullama MIMO sisteminin kapasitesi gönderici ve alıcıdaki anten sayılarının minimumu, yani kanal kovaryans matrisinin rankı ile lineer olarak artmaktadır. Buna rağmen özellikle antenlerin girişleri arasındaki ilinti oluşması durumlarında kanal kovaryans matrisinin rankı düşmekte ve bu da erişilen spektral verimliliği düşürmektedir. Bu kapsamda hem kompaktlık açısından, hem de kompakt yapı

içinde daha fazla enformasyon dizini çoğullamak açısından tüm uzay, mod ve polarizasyon boyutlarının çeşitlilik için kullanıldığı durumda tasarımını gerçekleştireceğimiz dairesel mikroserit antenlerde çeşitlilik kanalları arasında elemanlar arası uzaklık ve anten ışıma örüntülerine ve fiziksel yapılarına bağlı olarak ilinti oluşmakta ve bu da kapasite kazancını düşürmektedir. Bu yüzden tasarımlarımız bünyesinde çeşitlilik kanalları arasındaki ilintinin düşürülmesi çalışacağımız ve önem arz eden bir konudur.

2.2. MIMO Işın-Oluşturma (MIMO Beamforming)

MIMO sistemlerinde gönderici ve alıcıdaki çoklu antenler uzaysal çoğullama ile çoğullama ve spektral verimlilik kazancı yanında çeşitlilik kazancı için de kullanılabilir. Bu yapıda Şekil 2.5.'de görüldüğü gibi aynı sembol tüm gönderici antenlerden skaler biçimde ağırlıklandırılarak gönderilir ve alıcı antenlerde de ağırlıklandırılarak alınır. Bu yapıya MIMO ışın-oluşturma adı verilir ve bu yapı MIMO uzaysal çoğullamada gönderici önkodlama ve alıcı biçimlendirme matrislerinin $\mathbf{V} = \mathbf{v}$ ve $\mathbf{U} = \mathbf{u}$ şeklinde norm-normalize ışın-oluşturma kolon vektörleri şeklinde kullanılmasına denktir.



Şekil 2.5. MIMO ışın-oluşturma sistem yapısı

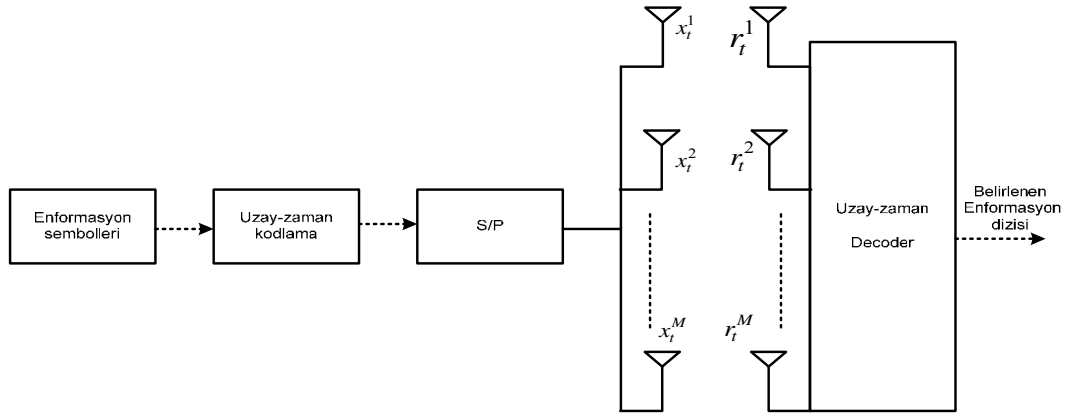
Bu durumda alınan sinyal

$$y = \mathbf{u}^* \mathbf{H} \mathbf{v} x + \mathbf{u}^* \mathbf{n} \quad (2.7)$$

MIMO ışıın-oluşturma çoklu gönderim yollarını uyumlu olarak birleştirerek çeşitlilik ve kalite kazancı sağlar. Bunun için normal şartlar altında CSIR olduğu varsayılır. Bu yüzden erişilen çeşitlilik kazancı CSIT bulunup bulunmamasına bağlıdır. CSIT bulunduğu durumda gönderici ve alıcı ışıın oluşturma vektörleri $\mathbf{u}$ ve $\mathbf{v}$ sırasıyla $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ ve $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ matrislerinin maksimum özdeğerlerine karşılık gelen ana özvektörlerine eşittir ve bu durumda alınan SNR $\gamma = \lambda_{\max} \rho$ olup $\lambda_{\max} \mathbf{H} \mathbf{H}^H$ matrisinin maksimum özdeğeridir. CSIT olmadığı durumda ise tüm gönderici ağırlıkları eşit olup, alınan SNR $\gamma = \|\mathbf{H} \mathbf{u}^*\|$ olur ve $\mathbf{u}$ alınan SNR'ı maksimize edecek şekilde seçilir.

2.3. MIMO Uzak-Zaman Modulasyon ve Kodlama (Space-Time Coding and Modulation)

MIMO alıcı anten durumları için uzak ve zaman üzerinden kodlama, modulasyon ve gönderici çeşitliliğinin uzak-zaman kodlama sistemleri, çoklu gönderici ve ortak olarak ekstra bandgenişliğine ihtiyaç duyulmadan bir sinyal işleme ünitesi olarak tasarımıdır. Çoklu-anten gönderimleri için geliştirilmiş kodlara uzak-zaman kodları adı verilmektedir [7]. Özellikle uzak-zaman kodlama hem uzayda, hem de zamanda uygun biçimde tasarlanmış tekrarlama kullanılarak elde edilir ve modulasyon ile kodlamanın ortak tasarımı nedeniyle ek bandgenişliğine ihtiyaç duyulmaz. Şekil 2.6.'da gösterildiği gibi çoklu alıcı antenlerle de birleştirildiğinde uzak-zaman kodlama teknikleri çeşitlilik ve kodlama kazancı sağlayarak MIMO kanal kapasitesine ulaşılmasını sağlar.



Şekil 2.6. Uzay-zaman modülasyon ve kodlama sistem yapısı

Kodlama yapısına göre 3 temel uzay-zaman kodlama tekniği vardır ve bunlar tek-boyutlu gönderim için tasarlanmış kodların çoklu-anten gönderim ve alım için geliştirilmiş halidir:

- 1) Uzay-zaman blok kodlar (STBC)
- 2) Uzay-zaman konvolusyonel kodlar (STCC)
- 3) Uzay-zaman turbo kodlar (STTC)

Uzay-zaman blok kodlar uzay-zaman konvolusyonel kodlara göre düşük-karmaşıklık bir alternatif olmasına karşın, özellikle Alamouti kodlama [8] gibi sadece gönderici anten kullanılan durumlarda kodlama kazancı sağlamazlar. Uzay-zaman konvolusyonel kodlar ise uzay-zaman blok kodlara nazaran daha iyi çeşitlilik ve kodlama kazancı sunmalarına karşılık Viterbi algoritması üzerinden MLSE trellis çözme ile kodçözme işlemi yapıldığı için sayısal karmaşıklıkları çeşitlik seviyesi ve gönderim hızı ile eksponansiyel olarak artar [9]. Uzay-zaman konvolusyonel kodlar seri veya paralel olarak birleştirilerek uzay-zaman turbo kodlar elde edilir ve bu kodların çeşitlilik ve kodlama kazancı evrimsel kodlara nazaran daha yüksektir [10].

2.4. MIMO Haberleşme İçin Kullanılan Kanal Modelleri

MIMO haberleşme sistemlerinde kodlama ve asosye sinyal işleme yüksek kapasite ve kaliteye erişimde ne kadar önemliyse kullanılan anten yapıları ve de kanal yapısı da sistem performansı üzerinde eşit derecede belirleyici faktörlerdir. Genel kablosuz haberleşme sistemlerinin kanal yapısı ve anten tasarımları üzerinde geniş bir literatür bulunmasına karşın özellikle MIMO sistemlerindeki uzay-zaman kanalın özelliklerini etkin biçimde kullanmak ve modellemek ile kısıtlı alan içerisinde erişilebilecek maksimum çeşitlilik için bu iki konu özellikle MIMO sistemlerinde ayrı bir önem arz etmektedir. MIMO haberleşme sistemlerinde kanal modellemesi için kullanılan 4 temel teknik vardır.

2.4.1. Deterministik ışın takibi (Deterministic ray tracing)

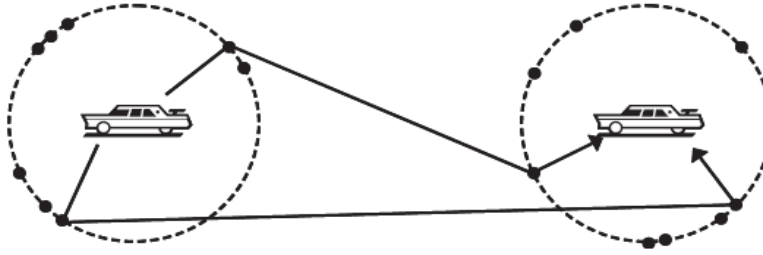
Deterministik ışın takibi tabanlı bölge-spesifik modelleme MIMO sistemlerinde bölgenin 2D veya 3D yayılım modellemesi ile başlar. Bu modelin daha sonra elektromanyetik dürtüye tepkisi hesaplama teknikleri ile yapılır. Işın takibi tekniği [26] özellikle deterministik olarak büyük bölgelerin modellemesini sayısal karmaşıklığı düşük yapabilmesinden dolayı tercih edilen bir teknik olmuştur. Teknik kırınım teorisi ile bileştirilmiş geometrik optik üzerine kuruludur. Işın takibi tekniği MIMO sistemlerinde geniş-ölçek yol-kaybını ve çıkış-açısı (angle of departure) / geliş-açılarını (angle of arrival) (AOD/AOA) doğru biçimde tahmin edebilmesine karşın özellikle geometrik senaryo reprezentasyonun aşırı basitleştirilmiş olmasından dolayı MIMO kanal kapasitesini düşük olarak belirlemektedir [27].

2.4.2. Geometrik kesikli yansıtma modelleri

Geometrik kesikli yansıtma modellerinde öncelikle antenleri birleştiren elektromanyetik düzlemsel dalgaların AOD/AOA ve karmaşık kanal kazançları (yitim ve faz) belirlenir. Belirlenen bu yayılım parametrelerine bağlı olarak ise kanal transfer matrisi (2)'deki gibi bulunur. Bu işlem için en temel teknik gönderici ve alıcı

antenler arasına istatistiki dağılımları önceden belirlenmiş elektromanyetik yansıtma çapraz-yüzeyleri yerleştirmektedir.

Genel olarak kullanılan geometrik kesikli yansıtma modellerinden iki-halka (two-ring) modelinde Şekil 2.7.'deki gibi elektromanyetik yansıtıcıların gönderici ve alıcı etrafında belirli bir yarıçapta rastsal olarak yerleştiği ve elektromanyetik dalgaların AOD/AOA'larının bu yansıtıcılar tarafından belirlendiği varsayılır.



Şekil 2.7. İki-halka MIMO kanal modelinin yapısı ve bazı temsili yansıtıcı yollar.

Bu model altında değişik iletim senaryoları esnek biçimde yansıtıcı yarıçaplarını ve halkalar üzerindeki istatistiki yansıtıcı dağılımlarını değiştirerek elde edilir. Geometrik kesikli yansıtıcı modelleri esnek biçimde değişik yayılım koşullarını modellemeye uygun bir model olmasına karşın gerçekçiliği düşüktür.

2.4.3. İstatistiki kümelenme modelleri

İstatistiki kümelenme modelleri direkt olarak çoklu-yolların AOD, AOA, gecikme ve karmaşık kazanç katsayıları üzerinde belirli istatistiki dağılımlar farzederek yayılım ortamını modeller ve her bir gönderim yolu bir yansıtıcı kümesine karşılık gelmektedir. Yansıtıcı kümeleri içinde ayrıca çözilemeyen yollar mevcuttur. Çoklu-yolların parametrelerinin istatistiki dağılımları genel olarak direkt kanal ölçümleri veya ışın takibi teknikleri ile elde edilir [28]. Saleh-Valenzuela with Angle (SVA) [29], COST-259 [30] ve 3GPP SCM kanal modelleri [31] literatürde geliştirilmiş ve bazıları standardize edilmiş istatistiki kümelenme tabanlı MIMO kanal modellerine örnektir.

COST-259 modeli, makro, mikro ve piko hücreleri de içeren 13 farklı tipte çevre için belirlenmiştir. Kanaldaki saçılma/yayılma Eş. 2.8’de verilen zamanla-değişken lineer kanal vektör dürtü tepkisi ile zamansal ve açısal olarak tanımlanabilir [32]:

$$h(t, \tau, \Omega) = [h_1(t, \tau, \Omega) \cdots h_N(t, \tau, \Omega)]^T \quad (2.8)$$

Burada $[\cdot]^T$ transpozisyon operatörünü belirtirken, N alıcı anten sayısını, t zamanı, τ zaman gecikmesini ve Ω ise hem azimut hem de yükselti açısındaki iletim doğrultusunu simgeler. $h_m(t, \tau, \Omega)$, m. antendeki zamanla-değişken lineer vektör kanal dürtü tepkisidir ve:

$$\begin{aligned} h_m(t, \tau, \Omega) &= \sum_{j=1}^J h_j(t, \tau, \Omega) \\ &= \sum_{c=1}^C \sum_{j=C} h_j(t, \tau, \Omega) \\ &= \sum_{c=1}^C \sum_{j=C} \alpha_j \delta(\tau - \tau_j) \delta(\Omega - \Omega_j) \end{aligned} \quad (2.9)$$

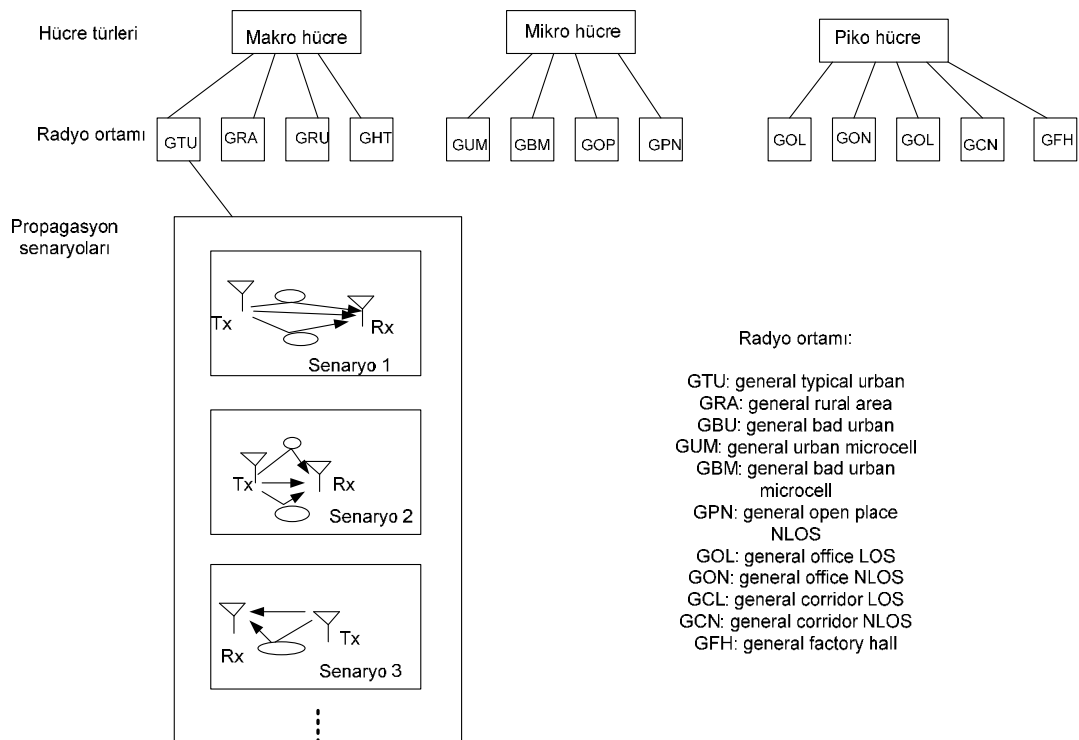
ile ifade edilir [30]. Burada J, tüm multipath bileşenler (MPC) sayısı ve C ise küme (cluster) sayısıdır. Dolayısıyla h_m α genliğinde, t_0 gecikmeli ve Ω açılı çok sayıda MPC’nin süperpozisyonunu kapsamaktadır. Teorik olarak kanal dürtü tepkisi (CIR) $h(t, \tau)$, doğrultu üzerinden anten ışıma örüntüsünün ağırlıklandırıldığı Eş. 2.9’daki eşitliğin integrali alınarak Eş. 10’ daki gibi ifade edilebilir

$$h(t, \tau) = \int_{\Omega} G(\Omega) h(t, \tau, \Omega) d\Omega \quad (2.10)$$

COST-259 modeli, hücre yapıları, yayılım ortamı ve yayılma senaryolarından oluşan Şekil 2.8’de gösterildiği gibi üç seviyeli parametrik yapıda tanımlanır. Üç katlı bu yapı, harici parametre (external parameter, EP), evrensel parametre (global parameter, GP) ve bölgesel parametre (local parameter, LP) olarak adlandırılan üç

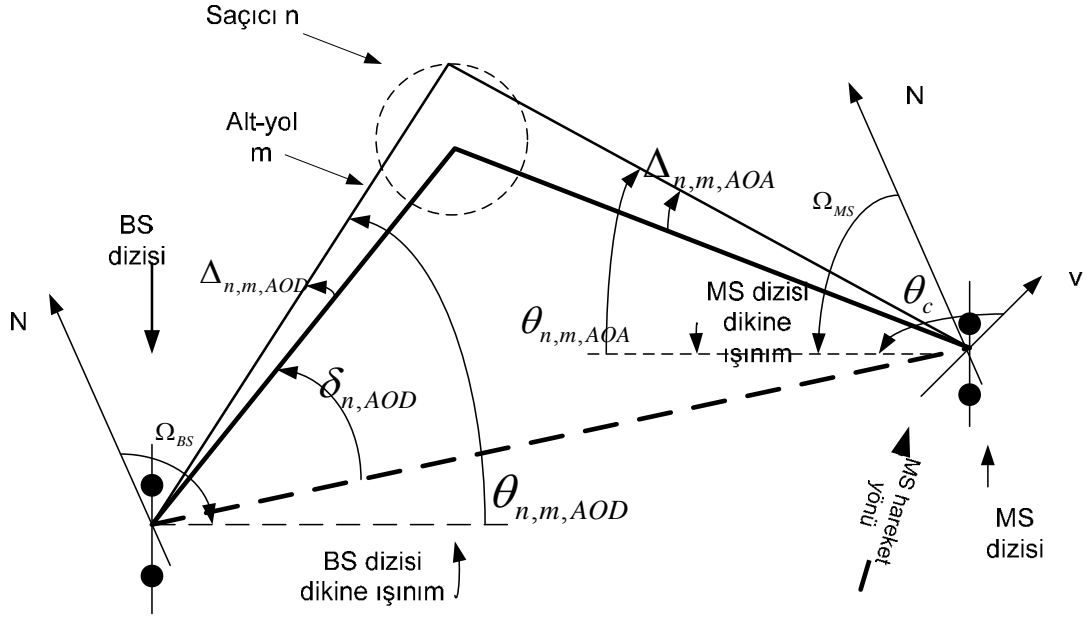
çeşit parametre ile tam olarak karakterize edilebilir. Yayılma senaryolarını gösteren rastsal gerçeklemeler Monte-Carlo benzetimleri için kanal dürtü tepkisinin gerçekçi türetilişi açısından önemlidir.

Öte yandan, MIMO kanal modelleme için geliştirilmiş istatistiki kümelenme tabanlı geniş-bant Spatial Channel Model (SCM), N tane saçılma kümesini dikkate alan 2-D parametrelili bir kanal modelidir ve her bir küme bir yola karşılık gelmektedir. Bir yolun içerisinde M tane çözümü olmayan alt-yol vardır ve SCM için M=20 olarak seçilmiştir.



Şekil 2.8. COST-259 DCM'in katlı yapısı

Şekil 2.9 SCM modeli için baz istasyonu ile mobil istasyon arasındaki iletimi ve yolları göstermektedir.



Şekil 2.9. İstatistiki kümelenme tabanlı 3GPP SCM modeli [31]

S elemanlı lineer bir baz istasyonu dizisi ile U elemanlı lineer bir mobil istasyonu dizisi için N adet çok-yollu (multipath) bileşene ait kanal katsayıları karmaşık genliklerin UxS matrisi ile verilir. n. çoklu-yol bileşeni için ($n=1, \dots, N$) kanal matrisi $A_n(t)$ ile tanımlanırsa $A_n(t)$ nin (u,s)inci bileşeni $h(t)$ ile gösterilir ($s=1, \dots, S$) ve

$$h(t) = \sqrt{\frac{P_n \sigma_{SF}}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\sqrt{G_{BS}(\theta_{n,m}^{AoD})} e^{j[k_f d_s \sin(\theta_{n,m}^{AoD}) + \phi_{n,m}]} \sqrt{G_{MS}(\theta_{n,m}^{AoD})} e^{j[k_f d_u \sin(\theta_{n,m}^{AoD})]} e^{j[k_f \psi]} \right) \quad (2.11)$$

şeklinde ifade edilir. $g_s(\phi)$ kazançlı s. iletim modu ile $g_u(\phi)$ kazançlı u. alıcı modu arasındaki (UxS) tüm çoklu-yol matrisi Eş. 2.12 şeklinde yazılır.

$$H(u, s) = \sum_{n=1}^N h_n(t, u, s) e^{jk_f r} g_s(\phi) g_u(\phi) \quad (2.12)$$

İstatistiki kümelenme modelleri kanal ölçümü/ışın takibi veya kesikli yansıtma modellerine göre çok daha gerçekçi modellerdir ve MIMO kanalın uzay-zaman iletim özelliklerinin sağlıklı biçimde bünyesinde barındırır. Buna karşın modelleme

ve uygulama açısından oldukça karmaşık olmaları nedeniyle genellikle geniş tabanlı link-seviyesi benzetim çalışmaları için kullanılmaktadırlar.

2.4.4. İstatistikî analitik matris modelleri

İstatistikî analitik matris modelleri şu ana kadar belirtilen yayılım tabanlı matris modellerine nazaran özellikle MIMO sinyal işleme algoritmalarının tasarımı/performans analizi ve enformasyon-teoretik kapasite hesaplamaları için kullanışlıdır ve uzaysal ilinti yapısını da içermesinden dolayı çalışmamız altındaki UMP-MIMO sistemleri için önemli ve uygun kanal modellerini teşkil etmektedirler.

Birçok darbant istatistikî matris tabanlı analitik kanal modelleri MIMO kanal matrisinin kanal katsayılarının (Rayleigh sönümlemeli veya Ricean sönümlemeli) çok-değişkenli karmaşık Gauss dağılımı [32] ile modellenmesi ile oluşmaktadır ve değişik ilinti koşullarına göre varyantlar oluşmaktadır. Rayleigh sönümlemeyi $K=0$, daha yüksek K değerleri için Ricean ve toplanır beyaz gauss gürültülü (AWGN, Additive White Gaussian Noise) kanalı da $K=\infty$ için içine alacak şekilde kanal matrisi $\mathbf{H}$ sıfır-ortalama stokastik LOS bileşenleri modelleyen bir $\mathbf{H}_s$ matrisi ve NLOS bileşenleri modelleyen bir $\mathbf{H}_d$ matrisinin toplamı olarak şu şekilde yazılabilmektedir [11]:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \mathbf{H}_s + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{H}_d \quad (2.13)$$

Burada $K \geq 0$ Ricean-K faktörü olup i.i.d. kanal katsayıları altında LOS bileşeninin gücünün NLOS bileşeninin gücüne oranı ile verilmektedir.

$$K = \frac{[E\{h_{ij}\}]^2}{Var\{h_{ij}\}} \quad (2.14)$$

En genel formuyla eğer (13)'deki MIMO kanal matrisinin kolonları bir vektöre bindirilirse; $\mathbf{h} = \text{vec}(\mathbf{H})$, $\mathbf{h}$ dağılımı çok-değişkenli karmaşık Gauss dağılımı ile aşağıdaki gibi verilir.

$$f(\mathbf{h}) = \frac{1}{\pi^{NM} \det(\mathbf{R}_H)} \exp\left(-(\mathbf{h} - \boldsymbol{\mu}_h)^H \mathbf{R}_H^{-1} (\mathbf{h} - \boldsymbol{\mu}_h)\right) \quad (2.15)$$

NMxNM matris $\mathbf{R}_H = E\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$ MIMO kanalın tam ilinti matrisi olarak tanımlanır ve tüm kanal katsayılarının ilinti yapısını içerir. Bu ilinti matrisinin yapısına göre değişik ilinti durumu modelleme açısından istatistiki matris tabanlı modeller oluşmaktadır.

i.i.d. model

En basit matris-tabanlı kanal modeli i.i.d. MIMO kanal modelidir ve ilinti matrisi $\mathbf{R}_H = \mathbf{I}$ idir. Kısacası tüm kanal katsayıları birbirinden bağımsızdır ve herhangi bir ilinti uzaysal çeşitlilik analları arasında bulunmamaktadır. Bu yapı sadece her yönde düzgün dağılımlı çok-zengin gönderim yolu ortamlarında kullanıldığı için uygulaması bu açıdan kısıtlıdır ve model realistik değildir.

Kronecker model

İlintili Kronecker modeli göndermeç ve almaç ilintiun ayrılabilir varsayımı üzerine kuruludur ve bu durumda tam ilinti matrisi göndermeç ve almaç ilinti matrisinin Kronecker çarpımı şeklinde yazılabilir:

$$\mathbf{R}_H = \mathbf{R}_{TX} \otimes \mathbf{R}_{RX} \quad (2.16)$$

ve göndermeç/almaç ilinti matrisleri

$$\mathbf{R}_{TX} = E\{\mathbf{H}^H \mathbf{H}\} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{R}_{RX} = E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\} \quad (2.18)$$

şeklinde verilir. Bu tanımlama altında da genel kanal matrisi

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{TX}^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \quad (2.19)$$

şeklinde verilir ve $\mathbf{G}$ i.i.d. bir MIMO kanal matrisidir.

Kroenecker modelin temel kısıtlaması AOD (angle of departure) ve AOA (angle of arrival) spektrumlarının birbirinden ayrılmış olmasıdır ve kuplaj modellenmemektedir. Ayrıca yapılan çalışmalar Kroenecker modelin en çok 3 veya 4 anten sayısına kadar MIMO kanal kapasitesini yüksek doğrulukla ölçebilmektedir. Buna rağmen basit formu nedeniyle ilintili MIMO kanallarının modellenmesi için popüler biçimde kullanılan bir kanal modelidir.

Weichselberger Model

Weichselberger modeli [33] Kroenecker modelin ayrılabilir AOD/AOA spektrumu kısıtlamasını kuplaj tanımlamaları kullanarak ortadan kaldıran daha gerçekçi ve uzaysal yapıyı daha iyi modelleyen bir ilintili matris-tabanlı MIMO kanal modelidir. Weichselberger modelinin tanımlaması gönderme ve alma ilinti matrislerinin özdeğer dekompozisyonu ile başlar.

$$\mathbf{R}_{TX} = \mathbf{U}_{TX} \mathbf{\Lambda}_{TX} \mathbf{U}_{TX}^H \quad (2.20)$$

$$\mathbf{R}_{RX} = \mathbf{U}_{RX} \mathbf{\Lambda}_{RX} \mathbf{U}_{RX}^H \quad (2.21)$$

Burada $\mathbf{U}_{RX}$ ve $\mathbf{U}_{TX}$ özvektörler matrisleri ve $\mathbf{\Lambda}_{RX}$ ile $\mathbf{\Lambda}_{TX}$ diyagonal özdeğerler matrisleridir. Bu tanımlamalar altında Weichselberger modeli şu şekilde verilir.

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_{RX} (\tilde{\mathbf{\Omega}} \circ \mathbf{G}) \mathbf{U}_{TX}^T \quad (2.22)$$

Burada $\mathbf{G}$ matrisi $N \times M$ i.i.d. MIMO kanal matrisi, $(.) \circ (.)$ Hadamard eleman-eleman çarpım operatörü ve $\tilde{\mathbf{U}}$ reel ve eksi olmayan elemanları TX ve RX eigenmodlar arasındaki ortalama güç kuplajını modelleyen $\mathbf{U}$ $N \times M$ matrisinin eleman-eleman karekökü matrisidir ve bu kuplaj matrisi genellikle kanal ölçümleri sonucunda elde edilebilmektedir. Kroenecker modele göre uzaysal ilinti yapısını gönderme ve alma arasındaki kuplajdan dolayı daha iyi modellenmesine rağmen Weichselberger

modeli ancak MIMO kanal ölçümlerinin kuplaj matrisinin elemanlarının hesaplanması açısından yapılabildiği durumlarda uygulanabilmektedir.

Bu bölümde incelenen MIMO kanal modelleri analiz edildiğinde ve özellikle çalışmalarımızın ilinti içeren UMP dairesel mikroşerit antenlerin MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde kullanımı ve gerekli göndermeç/almaç yapılarının uygulanarak performans analizlerinin yapılması olduğu için çalışmalarımızda kullanılması en uygun kanal modelinin hem yayılım yapısını hem de bu yayılım yapısı ve tasarlanacak antenlerin ışıma örüntüleri üzerinden hesaplanacak çeşitlilik kanalları arasındaki ilintiyi içerebilecek olması nedeniyle istatistiki-kümelenme yayılım yapısı tabanlı Kronecker kanal modeli (KTKM) olduğuna karar verilmiştir.

Kronecker modelin seçilmesinin temel nedenlerinden biri de bu modelin IEEE'nin MIMO-OFDM WLAN 802.11n sistemleri için standardize ettiği kanal modeli olmasıdır [40]. Benzer kanal modeli ayrıca literatürde [7]'de içortam MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde kullanılmak üzere faz-merkezleri çakışık bindirilmiş dairesel mikroşerit antenlerle örüntü çeşitliliğinin kullanıldığı çalışmada da uygulanmıştır. Bundan böyle bu kanal modeli kümelenme tabanlı Kronecker modeli ya da kısaca KTKM modeli olarak adlandırılacaktır.

IEEE802.11n standard kanal modellemesine uyumlu KTKM modelinde ilintili Ricean kanal yapısı

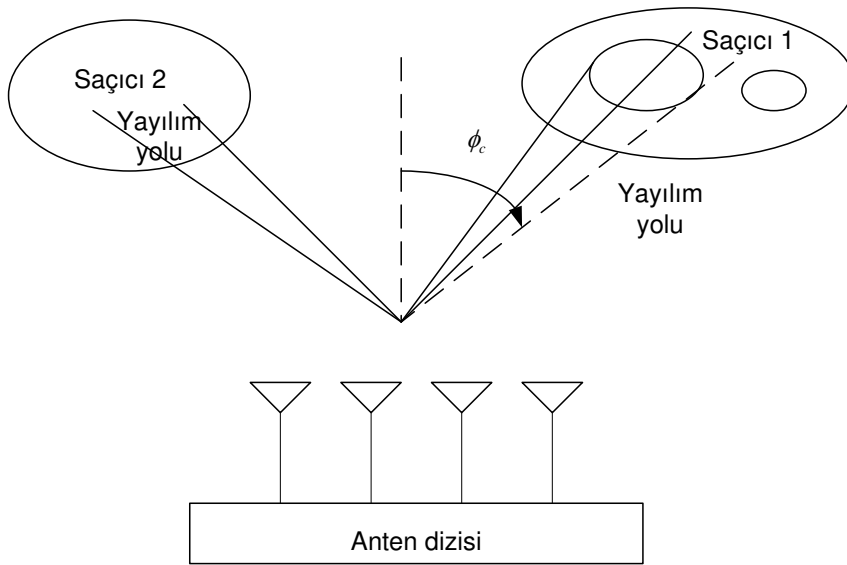
$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{H}_{NLOS} + \sqrt{\frac{K}{1+K}} \mathbf{H}_{LOS} \quad (2.23)$$

şeklindedir. NLOS kanal matrisi kısmı Kroeneker modeline uygun olarak:

$$\mathbf{H}_{NLOS} = \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{TX}^{1/2} \quad (2.24)$$

olarak verilir ve $\mathbf{H}_w$ karmaşık Gauss kanal katsayılarından oluşan i.i.d. (uzaysal olarak beyaz) kanal matrisidir.

KTKM modelde T_X ve R_X ilinti matrislerinin elemanları anten ışıma örüntülerinin ve MIMO kanalının uzaysal özelliklerinin bir fonksiyonudur. KTKM modelinde gönderici ve alıcı dizinleri etrafındaki çok-gönderim yoluna sebep olan saçıcı objeler kümeler olarak Şekil 2.10'da gösterildiği gibi tanımlanmıştır.



Şekil 2.10. Kümelenme tabanlı çok-gönderim-yollu yayılım modeli

Genel olarak kümelenme tabanlı yayılım yapısında MIMO-OFDM WLAN sistemlerinin içortam haberleşmesi için tasarlanması yüzünden elevasyon yayılımı ihmal edilir ve sadece azimuth açıları düşünülür. Bu durumda her küme içinde çözilemeyen yollar vardır ve bunlar kümenin ortalama AOA açısı ϕ_c etrafında belirli bir açısal yayılım gösterirler. Bu açısal yayılım güç azimuth spektrumu (PAS) olarak adlandırılır ve içortam için ölçüm kampanyaları ile gösterildiği gibi [38,39] ve 802.11n kanal modelinde de standardize edildiği [40] gibi kesiklenmiş Laplacian dağılımı ile

$$S(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\phi(1 - e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi})} e^{-|\sqrt{2}\phi/\sigma_\phi|}, \quad -\pi < \phi \leq \pi \quad (2.25)$$

ile hesaplanır. Burada σ_ϕ kümenin açısal yayılımını veren standard sapmadır. $\Omega = (\phi, \theta)$ katı açısı üzerinden verilen azimut-elevasyon PAS tanımında elevasyon PAS'ı ihmal edilmektedir ve azimuth PAS'u ile elevasyon PAS'unun bağımsız olduğu varsayılmaktadır. Bu durumda bir küme için genel PAS ifadesi şöyle tanımlanır.

$$S(\Omega) = [S(\phi) * \delta(\phi - \phi_c)] \delta(\theta) \quad (2.26)$$

Ayrıca çok sayıda küme durumunda kümelerin yayılım karakteristiklerinin yani PAS'larının birbirinden bağımsız olduğu düşünülmektedir. Bu kanal modeli içinde ise bir çok-modlu mikroşerit anten için öz veya çapraz ilinti katsayılarının bulunması için i. moddaki voltaj

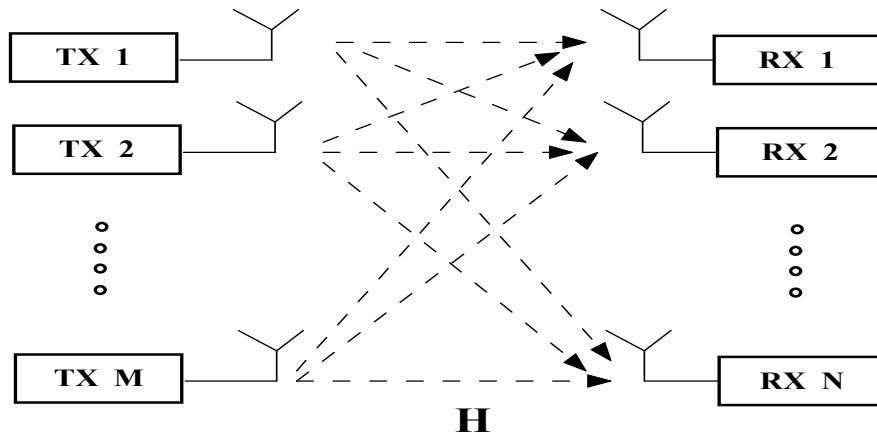
$$v_i = \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} \mathbf{e}_i(\phi, \theta) \cdot \mathbf{E}_i(\phi, \theta) d\phi d\theta \quad (2.27)$$

şeklinde verilir. $\mathbf{E}_i(\phi, \theta) = E_{i,\phi} \hat{\phi} + E_{i,\theta} \hat{\theta}$ i. modun ışıma örüntüsü ve $\mathbf{e}_i(\phi, \theta)$ $\Omega = (\phi, \theta)$ katı açısında ışılan alan vektörüdür. Bu durumda i. ve j. modlar arasındaki ilinti değeri

$$r_{ij} = E\{v_i v_j^*\} = \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} S(\phi, \theta) \mathbf{E}_i(\phi, \theta) \mathbf{E}_j^*(\phi, \theta) d\phi d\theta \quad (2.28)$$

şeklinde verilir ve bu öz ya da çapraz ilinti değerleri KTKM modelinde T_x ve R_x ilinti matrislerinin elemanlarını oluşturmaktadır. Tez kapsamında SMP antenlerin 802.11n MIMO-OFDM WLAN sistemleri için tasarımı ve ışıma örüntülerinin bulunmasıyla tanımlanan KTKM kanal modeli için ilinti değerleri hesaplanarak performans analizi kısmında kullanılmıştır.

M adet gönderici ve N adet alıcı antenden oluşan bir MIMO haberleşme sisteminin şematik gösterimi Şekil 2.11'deki gibidir.



Şekil 2.11. MIMO iletişim prensibi

Kablosuz haberleşme sistemlerindeki son 20 yıl içindeki gelişmelerin yarattığı etkiler ve özellikle kablosuz içortam haberleşmesinde isteme-bağlı-video (video-on-demand), çoklu-ortam data erişimi (multimedia downloading) ve video konferans gibi uygulamalar özellikle WLAN sistemlerinin ulaşması gereken data hızı ve BER cinsinden erişim kalitesini gün geçtikçe arttırmaktadır. WLAN sistemleri genellikle içortam data haberleşmesi için tasarlandığından içortamdaki LOS veya NLOS zengin-dağıtımlı çok-gönderim-yollu yayılım ortamı özellikle WLAN sistemlerinde kapasite kazancı için uzaysal-çoğullama tabanlı kodlanmamış veya kodlanmış MIMO haberleşmenin uygulanmasını üzerinde çalışılan önemli bir AR-GE konusu haline getirmiştir.

Bu çalışmaların sonucu olarak ayrıca hava arayüzleri dikgen frekans-bölmeli çoğullama (OFDM) tabanlı olarak tasarlanmış IEEE 802.11a, 802.11b ve 802.11g WLAN standartlarını [34,35] takiben IEEE yine OFDM tabanlı uzaysal-çoğullama MIMO T_x/R_x içeren 5.8 GHz ISM bandı için 802.11n WLAN standardı üzerinde çalışmaya başlamıştır [34] ve standard 2009 sonunda finalize edilecek olmasına karşın birçok şirket standardın erken draftlarına uyumlu WLAN erişim noktası ve

dizüstü bilgisayarlarda kullanılması amacıyla modem kartlarını piyasaya halihazırda sunmuş bulunmaktadır.

OFDM'in frekans-seçici sönümlenme gürbüzlüğü ve özellikle içortam haberleşme kanallarının frekans-seçici çok yollu sönümlenme nedeniyle uzaysal-çoğullamaya uygun kanallar olması MIMO-OFDM kombinasyonun WLAN sistemleri için potansiyeli çok yüksek bir teknik olması sonucunu doğurmaktadır.

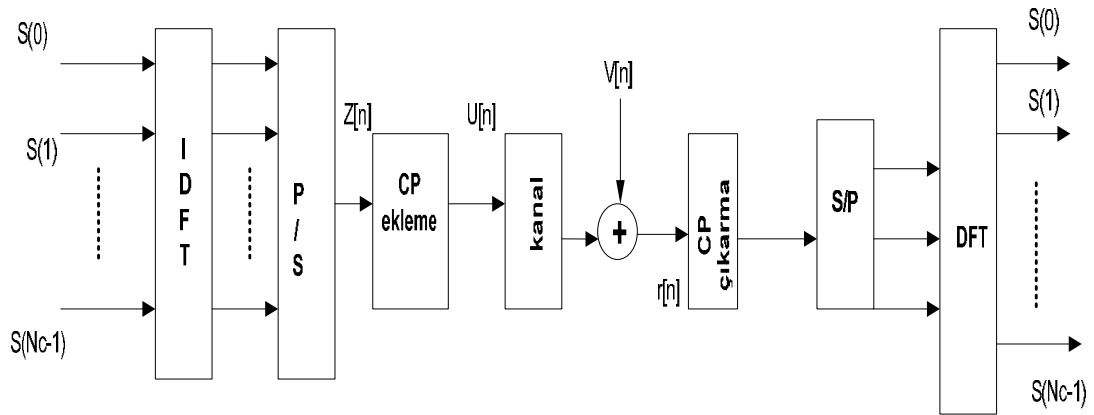
Uzaysal çoğullama sistemlerinde değişik enformasyon sembolleri RF'e yükseltildikten sonra değişik antenlerden gönderilir ve dolayısıyla alıcıda RF indirgemeden sonra her alıcı antendeki sinyal tüm göndericideki antenlerdeki sinyallerin kanal ile doğrusal dönüşümünden sonraki superpozisyonudur. Bu da kısaca uzaysal girişim olarak adlandırılır. Her zaman adımında gönderilen vektör sinyalin uzaysal enterferans bastırımı için MIMO detektör olarak adlandırılan nonlinear veya lineer almaçlar kullanılır ve bu almaçlar tek-kullanıcı kanal eşitleyici (single-user equalizer) ve CDMA sistemlerinde zamansal girişim bastırımı için kullanılan çoklu-kullanıcı detektörlerinin (multiuser detector) çoklu-kanal belirlemeye ilerletilmiş halidir [38]. En temel MIMO detektörler en büyük olabilirlik (ML), sıfıra-zorlamalı (ZF) ortalama karesel hata (MMSE) detektörlerdir. Performans analizleri kısmında detektör yapıları daha detaylı tanımlanmıştır.

WLAN sistemler için öngörülen hava arayüzü metodu olan OFDM frekans-bölmeli çoklu erişimin spektral verimlilik açısından alt-taşıyıcıların spesifik dikgenlik kondisyonlarına bağlı olarak kısmi olarak örtüşmesine izin veren gönderim metodudur. Spektral verimliliği ve genişbant kanalı alt-taşıyıcılarda düz-sönümlenmeli hale getirerek paralel transmisyonla frekans-seçici sönümlenmeye karşı üstünlüğü nedeniyle son 10 sene içinde yoğun AR-GE çalışmalarının odağı olmuş ve WLAN sistemleri hariç genişbant DAB/DVB ve 4.generasyon WIMAX MAN'lar için de hava arayüzü metodu olarak seçilmiştir.

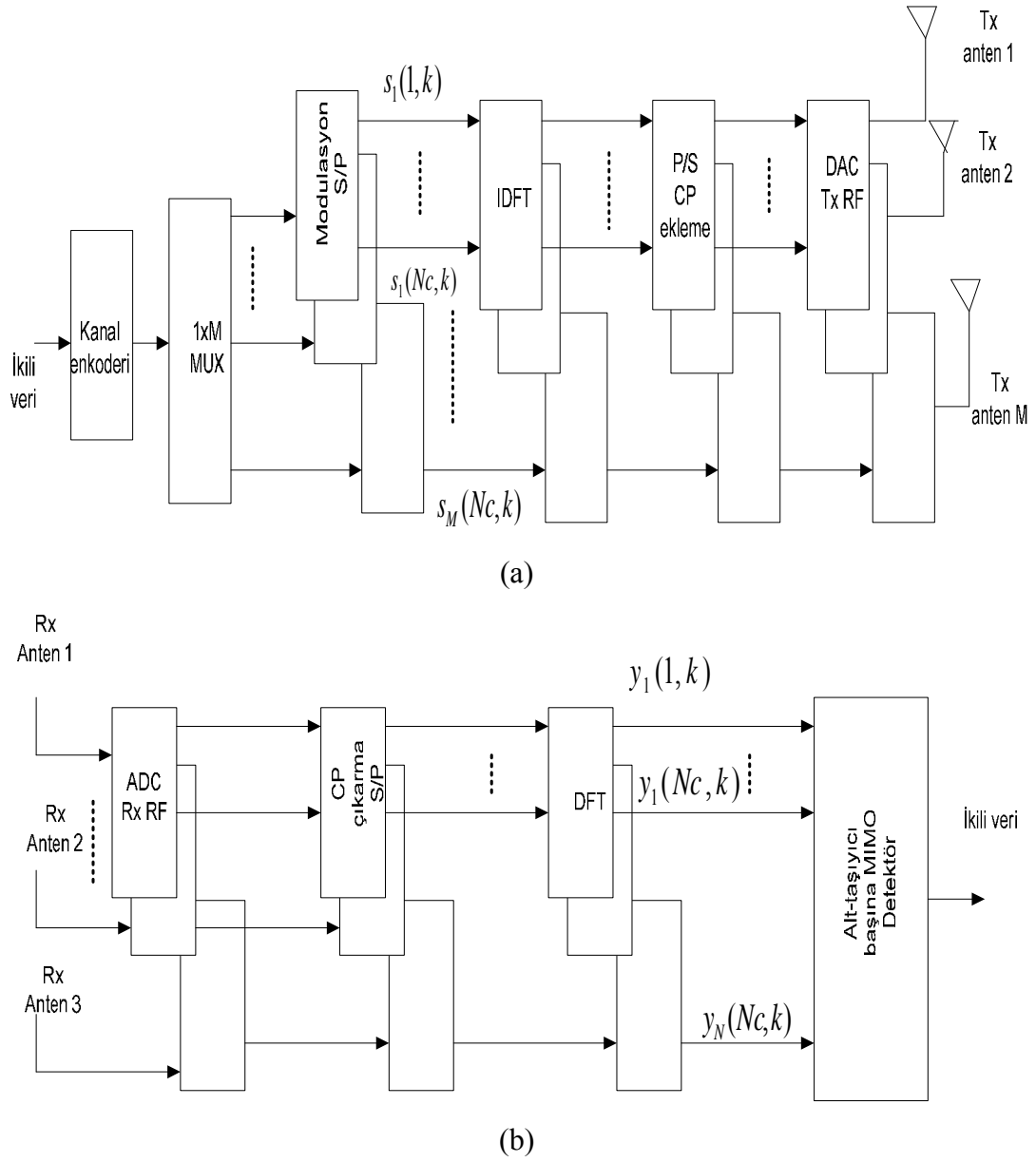
OFDM sistemlerinde alt-taşıyıcı gönderimi için kullanılan darbe dikdörtgensel darbe olarak seçilir ve bu da darbe oluşturma ve modülasyon için IFFT ile basit biçimde

uygulanabilecek IDFT'nin kullanılmasını sağlar. Ayrıca OFDM sistemlerinde IDFT ile modülasyon ve paralel/seri dönüştürümden sonra gönderilecek dizine semboller-arası (ISI) ve taşıyıcılar-arası enterferansı (ICI) engellemek açısından genişbant kanalın gecikme yayılımından daha uzun bir döngüsel öneklenti (cyclic prefix –CP) eklenir. Alıcıda da demodülasyon DFT ile gerçekleştirilir ve N_c alt-taşıyıcılı bir OFDM sisteminin karmaşık temel bant gösterimi Şekil 2.12'de verildiği gibidir. Alt-taşıyıcılar arasındaki dikgensellik ayrıca IDFT modülasyon tanımından ileri gelmektedir. OFDM gönderiminde ayrıca alt-taşıyıcılar kullanıldığı için genişbant çok-yollu sönmülemeli kanal her alt-taşıyıcı için düz sönmülemeli N_c paralel kanal haline getirilir ve bu da frekans-seçici sönmülemeye karşı üstünlük sağlar.

Bir MIMO-OFDM sistem paralel gönderici antenler üzerinden M adet OFDM modüle sinyali gönderen ve N anten ile alan bir sistem olarak düşünülebilir. Tez kapsamında baz alınan alt-taşıyıcı başına vektör-gönderimli ve belirlemeli MIMO-OFDM sistemin gönderici ve alıcı yapısı ve Şekil 2.13'te verilmiştir.



Şekil 2.12. OFDM sistem yapısı



Şekil 2.13. MIMO-OFDM sistem yapısı

(a) gönderici yapısı

(b) alıcı yapısı

Bu sistem yapısı içinde enformasyon teorik performans analizlerimiz haricinde göndericideki kanal enkoderi opsiyoneldir ve kanal kodlama MIMO-OFDM uzaysal çoğullama sisteminde aynı bantgenişliği içinde veri hızından feragat ederek hata oranı düzeyini indirmek için kullanılabilir. SMP antenlerle oluşturulacak MIMO kanalının BER analizlerinde kodlanmamış durumlar göz önünde bulundurulacaktır.

Bunun yanında Şekil 2.13'te gösterilen almaç yapısında frekans farkı ve zamanlama farkı belirleme/düzeltilme (senkronizasyon) ile kanal belirleme kısımları gösterilmemiştir. Performans analizi çalışmalarımızda kapsamımız dışında olduğundan frekans ve zamanlama farkı olmadığı varsayılacak ve her taşıyıcı için kanal matrisi bilgisinin sadece alıcıda (open-loop/CSIR) tam olarak bilindiği varsayılacaktır. Ayrıca alıcıda alttaşıyıcı-başına MIMO detektör Bölüm 4.'te anlatıldığı şekilde ML, ZF ve MMSE detektörleri olarak kullanılacaktır.

3. KOMPAKT MULTİMOD MİKROŞERİT ANTEN TASARIM TEMELLERİ VE YAYILMA ÖZELLİKLERİ

Bu bölümde MIMO haberleşme için düşük ilinti kompakt multimod mikroşerit antenlerin uzay-multimod (SM) ve uzay-multimod-polarizasyon (SMP) çeşitliliğine sahip anten yapısına ait tasarım temelleri ve yayılma özellikleri ile ilgili bilgi verilecektir.

Kablosuz haberleşme teknolojilerinde yüksek veri hızı ve erişim kalitesine MIMO sistemler kullanılarak erişilebilmektedir. Buna rağmen MIMO sistemlerin performansları anten veya diğer bir deyişle çeşitlilik kanalları arasındaki uzaysal ilinti değerlerinin artması ile düşmektedir. MIMO antenlerde çeşitlilik kanalları arasındaki ilinti değerleri, ışıma örüntüsü, anten elemanları arasındaki uzaklık gibi fiziksel anten yapısı özellikleri ile saçıcıların (scatterer) uzaysal dağılımları ve açısal yayılım (AS, angular spread) gibi kanal karakteristiklerine bağlıdır.

MIMO sistemlerde kullanılacak anten yapılarında uzaysal ilinti değerini azaltarak sistem kapasite ve kalitesini çoğullama ve çeşitlilik kazancı ile arttırmak temel tasarım kriteridir. MIMO sistemlerinde eşit aralıklı anten elemanları kullanıldığında, kanal kapasitesi anten dizi elemanları arasındaki boşluğa, anten sayısına ve dizi geometrisine bağlıdır. Hedeflenen sistem performansının elde edilebilmesi ve ilintinin düşük tutulması için anten elemanları arasındaki boşluğun birkaç dalgaboyundan (λ) büyük olması gerekmektedir, ancak özellikle WLAN sistemlerinde erişim noktası ve mobil dizüstü bilgisayarlarda kullanılması açısından bu tür bir yerleştirim fiziksel ve mali kısıtlar nedeniyle mümkün değildir. Bu nedenle özellikle WLAN sistemlerinde MIMO uygulamaları için uzaysal çeşitlemeye alternatif olarak aynı alan içinde daha fazla çeşitlilik kanalı destekleme amacıyla ve kompaktlık açısından çoklu-mod çeşitleme ve polarizasyon/örüntü çeşitleme teknikleri üzerinde çalışmalar yapılmaktadır [11-16]. Çoklu-mod çeşitlemede çeşitlilik kanalları olarak ışıma örüntüleri birbirinden farklı olan yüksek-seviye modlar kullanılmaktadır ve çoklu-mod çeşitleme için temel olarak mikroşerit, bikonik, helikal, spiral, sinüs ve log-periodik anten yapıları kullanılabilmektedir.

MIMO-OFDM WLAN sisteminde tel anten kullanılmasının zorluğu ve boyut büyüklüğü nedeniyle kolay-ucuz-esnek üretimleri, kolay sistem adaptasyonu ve toprak yüzey ile ekranlamadan doğan elektromanyetik izolasyon gibi avantajları ve özellikle kompaktlığı nedeniyle hibrid uzay-multimod-polarizasyon çeşitliliği MIMO uzaysal-çoğullama için tez kapsamında bu özelliklerde mikroşerit antenlerin tasarımı üzerine eğilinmektedir. Ayrıca dairesel mikroşerit anten yapıları dörtgen mikroşerit yapılara benzer özellik ve performans sergilemektedir, ancak, uygulama esnasında fiziksel alan önemli bir kriter olduğu için dairesel mikroşerit anten dörtgene göre daha az alana sahip olduğu için tercih edilmektedir. Bu yüzden temel olarak dual-polarize multimod dairesel mikroşerit yama antenlerin tasarımı üzerinde duracağız. Bu antenlerin uzay, multimod ve polarizasyon çeşitliliği içerecek şekilde tasarımı için literatürde yer alan elektromanyetik özellikler açıklanmıştır.

3.1. Multimod Antenler İçin Elektromanyetik Özellikler

Multimod antenler, kompakt MIMO sistemlerde fiziksel yerleşimdeki avantajlarından dolayı önemli bir avantaj sağlamaktadır. Bu nedenle tez kapsamında, MIMO-OFDM WLAN sistemleri için uzay-multimod-polarizasyon çeşitliliğine sahip anten yapıları üzerine yoğunlaşmıştır. Günümüzde multimod anten yapıları MIMO sistemlerde yaygın olarak kullanılmamasına ve konu hakkında literatürde çok kısıtlı kaynak bulunmasına rağmen, yeni nesil kablolu iletişim sistemlerinde anten yapısının multimod çeşitleme tekniğini destekleyebileceği öngörülmektedir.

Multimod anten yapılarında, birbirinden farklı yüksek-seviye modlar antenin azimuth yerleşimine bağlı olarak, birbirinden farklı uzak alan yayılma özelliklerine sahiptir. Multimod çeşitlemede amaç farklı modlar kullanılarak tek frekansta ve tek anten ile birbirinden bağımsız ışıma örüntüleri yaratmaktır. Antenler, dalga kılavuzlarının enerji ışımasını sağlayan bir sınıfı olarak düşünülebilir. Dalga kılavuzları genellikle dalgaboyunun dalga kılavuzu kesit alanına yaklaştığı çok yüksek frekans değerlerinde kullanışlıdır. Dalga kılavuzlarında bir tane iletken kullanıldığı için iletilen elektrik enerjisinin özellikleri, iletim hattında iletilen elektrik enerjisinin özelliklerinden büyük farklılık göstermektedir.

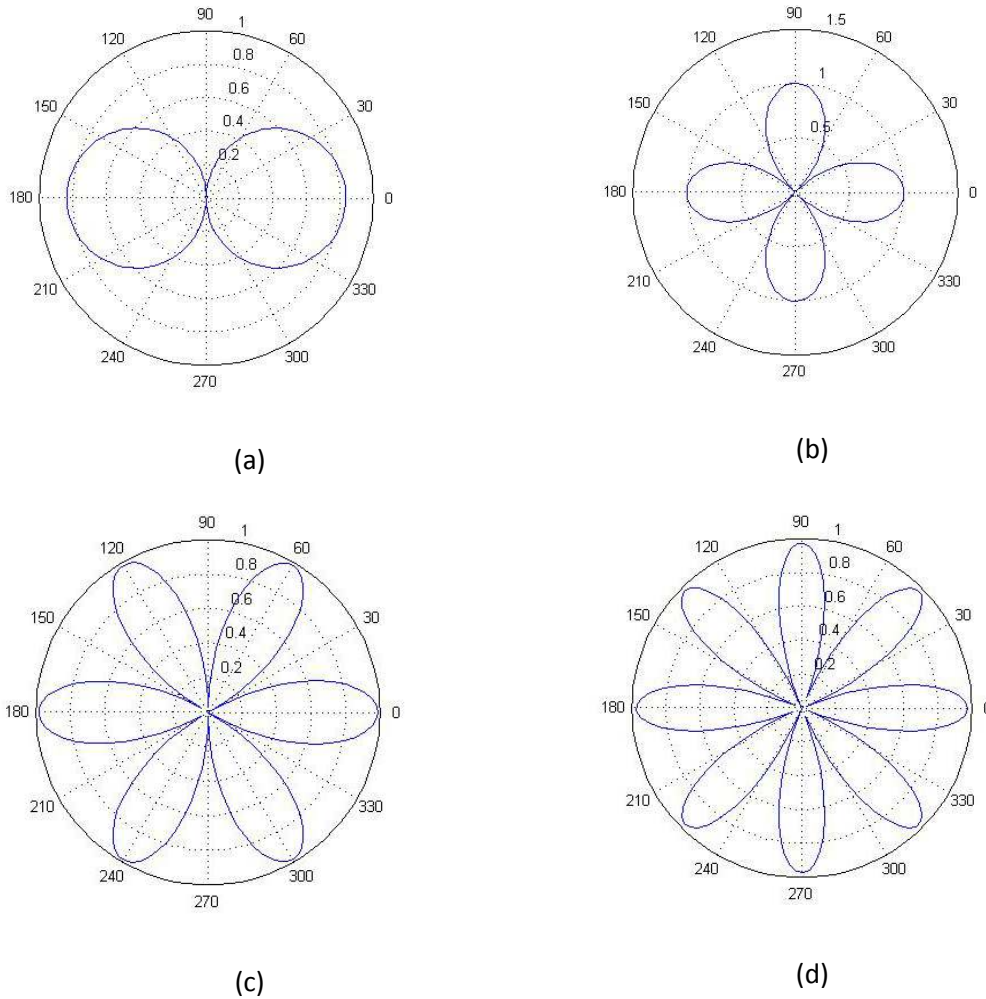
Elektromanyetik dalgalar yayılırken elektrik alan ve manyetik alan birbirine dik olarak aynı yöne doğru yayılmaktadır. İletim hatlarında TEM (Transverse Electric and Magnetic) özellikleri gösteren dalga yayılmaktadır. TEM modunda, elektrik ve manyetik dalga aynı yönde, birbirine ve yayılma yönüne dik olarak yayılmaktadır. TEM modun yayılabilmesi için, iki iletkenli iletim hattının olması gerekmektedir. İletim hattının kesit alanı boyutları, sinyalin dalgaboyu ile kıyaslandığında küçük olmalıdır, ancak dalga kılavuzlarında tek iletken kullanılmaktadır. Bu yapıda elektrik ve manyetik alan birbirine dik olurken, ikisi birden yayılma yönüne dik olmamaktadır. Dalga kılavuzlarında TE (Transverse Electric) veya TM (Transverse Magnetic) mod yayılmaktadır. TE modunda elektrik alanın bütün bileşenleri, hem manyetik alana, hem de dalganın yayılma yönüne dikken, manyetik alanın yayılma yönünde bileşeni bulunmaktadır. TM modunda ise manyetik alanın tüm bileşenleri hem elektrik alana hem de yayılma yönüne dikken, elektrik alanın yayılma yönünde bileşeni bulunmamaktadır.

3.2. Multimod Mikroşerit Antenlerin Yayılma Özellikleri

Multimod antenlerden yayılan her mod birbirinden farklı uzak alan yayılma örüntüsüne sahip olacağı için, MIMO sistemlerde her bir modun uzak alan yayılma örüntüsü, farklı antenlerin yayılma örüntüsü olarak düşünülebilir. Yarıçapı a , kalınlığı h olan dairesel mikroşerit anten yapısı için m . dereceden modun, r radial uzaklığına göre, uzak alan yayılma örüntüsü Eş. 3.1’de gösterildiği gibidir.

$$\begin{aligned}\vec{E}_m &= \frac{-e^{jkr}}{r} \left(\vec{\theta} E_{m,\theta} + \vec{\phi} E_{m,\phi} \right) \\ E_{m,\theta} &= \frac{j^m V_m^0 k_f a}{2} (J_{m+1}(z) - J_{m-1}(z)) (\cos[m(\phi - \phi_0)]) \\ E_{m,\phi} &= \frac{j^m V_m^0 k_f a}{2} (J_{m+1}(z) - J_{m-1}(z)) (\cos\theta) (\sin[m(\phi - \phi_0)]) \\ z &= k_f a (\sin\theta)\end{aligned}\tag{3.1}$$

Eş. 3.1’de $J_m(z)$, argümanı z , elevasyon ve azimuth açıları φ ve Θ , derecesi m . olan modifiye Bessel fonksiyonunu ifade etmektedir. Bununla birlikte, φ_0 , m . derece modun V_m^0 giriş tepe voltaj değerini yaratan giriş besleme noktasının referans açısıdır. k_f ise dalga sayısıdır. [17]. Mod 1, 2, 3 ve 4 için uzak alan ışıma örüntüleri Şekil 3.1.’de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi mod sayısı artıkcı hüzme sayısı artarken, hüzme genişliği daralmaktadır.



Şekil 3.1. Uzay-multimod dairesel mikroşerit anten için uzak alan ışıma örüntüleri

- (a) TM_{11} mod
- (b) TM_{21} mod
- (c) TM_{31} mod
- (d) TM_{41} mod

Yönlü ışıma örüntüsü yaratmak için 0. derece mod uygun değildir, çünkü 0. derece mod isotropik (omnidirectional) ışıma örüntüsüne sahiptir. Multimod dairesel

mikroşerit antenin yarıçapı, anten tarafından desteklenen mod sayısı ile orantılıdır. Eş. 3.2’de multimod dairesel antenin yarıçapı verilmiştir. Herhangi bir mod için rezonans frekans da Eş. 3.3’deki formül kullanılarak bulunabilmektedir.

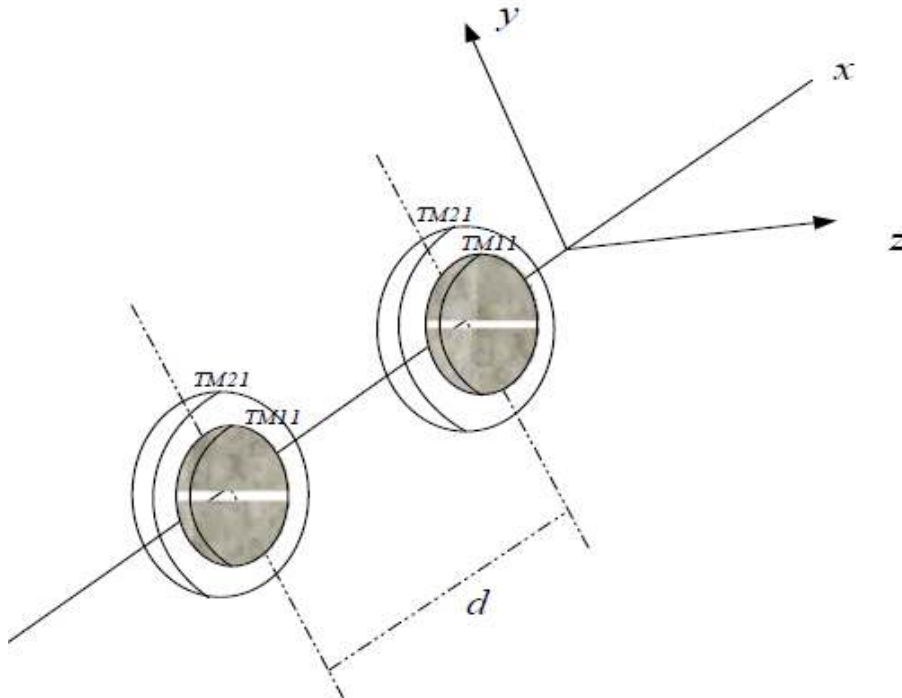
$$\vec{a} = \frac{\chi' \lambda}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

$$f_{nm} = \frac{\chi_{nm} C}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.3)$$

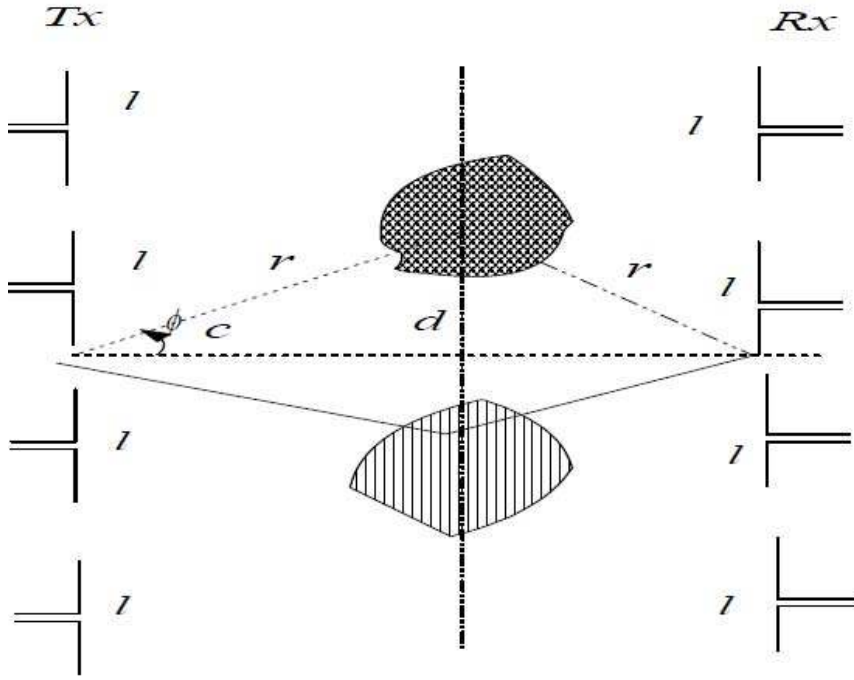
Eş. 3.3’te belirtilen χ_{nm} büyüklüğünün modlara göre değerleri Çizelge 3.1’de verilmiştir [18].

Çizelge 3.1. Farklı modlara ait anten yarıçapları

	TM ₀₁	TM ₁₁	TM ₂₁	TM ₃₁	TM ₄₁
χ_{nm}	3,82	1,84	3,04	4,18	5,29
a(mm)	21,2	10,23	16,9	23,24	29,4

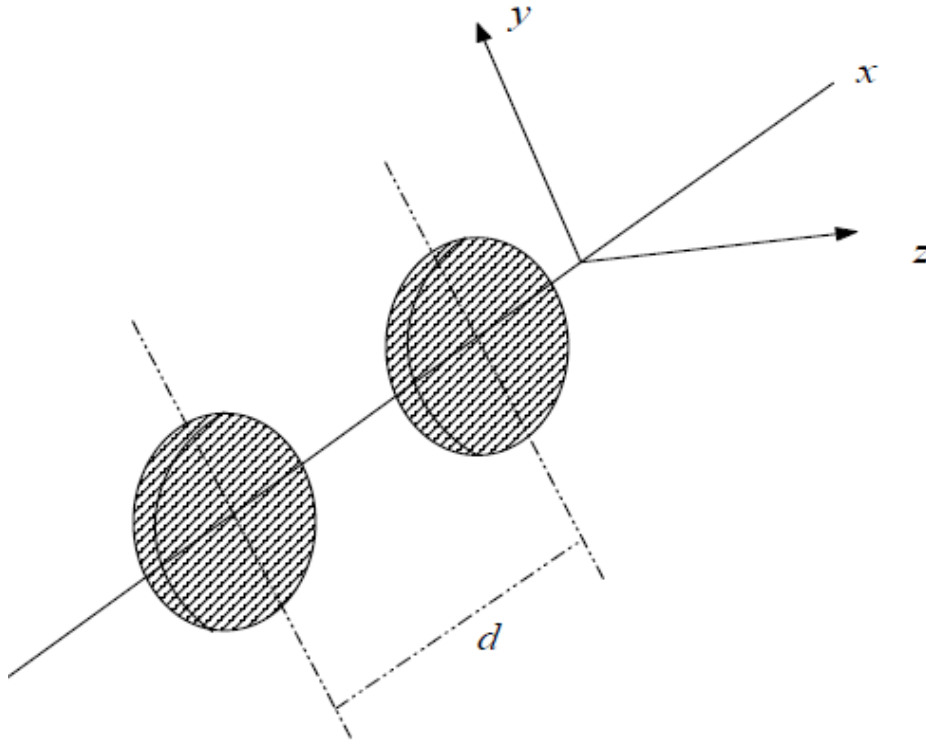


Şekil 3.2. Dairesel Mikroşerit Yama anten tasarımı (2x2 SCP-ULA)



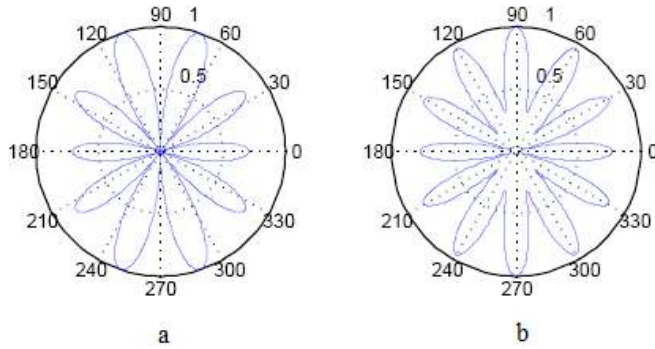
Şekil 3.3. Dipol anten tasarımı (4x4 DP-ULA)

Şekil 3.2 tez kapsamında ele alınan multimod bindirilmiş dairesel mikroşerit anten geometrisini göstermektedir. SCP-ULA multimod anten dizinlerinde üst anten ve alt antenin mod dereceleri yarıçapa göre değişim göstermekle beraber alt anten modu daima üst anten modundan yüksek tutulmuştur. Şekil 3.3 ise gönderici ve alıcıda 4 elemanlı merkez beslemeli dik-oriente dipol dizin ve yansıtıcıdan oluşan bir çok elemanlı anten geometrisini içermektedir. Burada d , antenler arası mesafedir. Şekil 3.4'te ise ana 0. izotropik modda çalışan dairesel yama mikroşerit antenler gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Dairesel Mikroşerit anten tasarımı

Multimod dairesel mikroşerit antenler için besleme geometrisi takip eden bölümde de ayrıca anlatılacaktır. Aynı anda birçok mod destekleyen mikroşerit antenler de tasarlanabilmektedir [19]. Şekil 3.5’de eşzamanlı beslenen multimod antenlerin ışıyım örüntüsü gösterilmektedir. Burada bütün modlar aynı polarizasyonda ışıyım yapmaktadır. Bu yüzden polarizasyon çeşitleme yapılmamıştır ve bu tez kapsamında temel amaçlarımızdan biri de bu multimod dairesel mikroşerit anten yapısını, yatay ve dikey polarizasyon çeşitliliği de içerecek şekilde genişletmektir. Belirli bir zamanda verici antenin ışıma örüntüsü, antenin aktif giriş besleme sayısına bağlıdır ve polarizasyon çeşitliliği durumunda da her mod için yatay/dikey polarizasyon için karşılık gelen indüklemeler için 2 adet aktif beslemeye ihtiyaç vardır. Kapasite artışı için, her beslemeden birbirinden bağımsız veriler gönderilmelidir ve bunun sonucunda da her moddan birbirinden farklı modülasyon ve kodlamalı veriler hava arayüzüne çıkmaktadır. Böylelikle her mod veya polarize mod, uzaysal-çoğullama kullanan ULA sistemlerdeki bir anten elemanına karşılık gelmektedir.

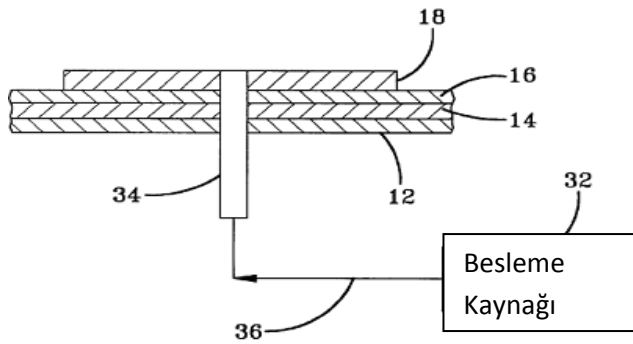


Şekil 3.5 (a): modlar 2,3,5;

(b): 1,3,4,5,6 dereceden modların eşzamanlı olarak gönderilmesiyle ortaya çıkan net ışıma örüntüsü

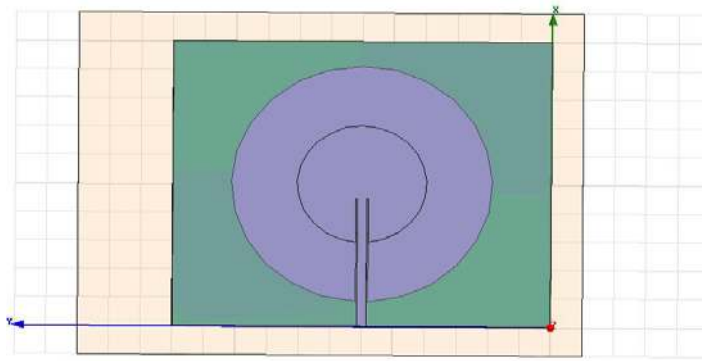
3.3. Dairesel Mikroşerit Antenlerde Besleme Teknikleri

Mikroşerit antenler, mikroşerit hat, coaxial hat, kuplaj, dielektrik dalga kılavuzu, yakınlık kuplajı ve açıklık kuplajı gibi yöntemlerle beslenebilmektedir. Üretiminin zor olması ve yüksek bandgenişliği gereken uygulamalarda kalın dielektrik malzeme kullanıldığından, bu uygulamalarda uzun probe kullanılması gibi bazı kısıtlamaları olsa da giriş empedans değeri ve istenen modda ışıma yapma, besleme noktasının pozisyonu ayarlanarak kolaylıkla sağlanabildiği için tez tasarım çalışmalarında yüksek-dereceli modları için mikroşerit anten beslemesi olarak coaxial probe kullanılmıştır. Temel olarak daireysel mikroşerit anten Şekil 2.9'da gösterildiği gibi beslenebilmektedir.

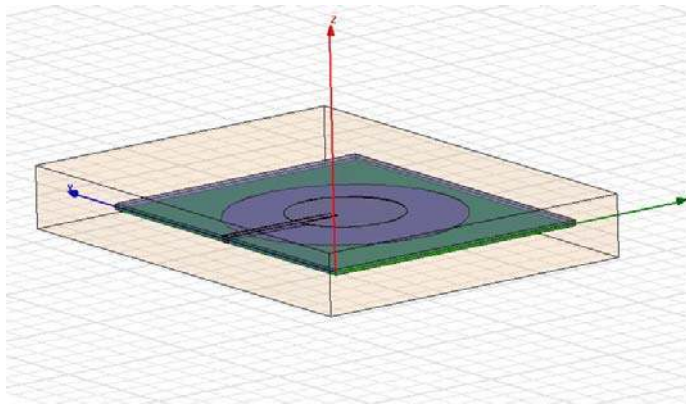


Şekil 3.6 Dairesel mikroşerit antenin beslenmesi

Şekil 3.6' da belirtilen 12 numara toprak yüzey, 14 numara dielektrik malzeme, 16 numara ferroelektrik film, 18 numara dairesel iletken yama, 32 numara besleme kaynağı, 34 numara probe, 36 numara sinyal yolu olarak adlandırılmaktadır [19]. Bindirilmiş yapıda kullanılan dairesel mikroşerit anten yapısında tez kapsamında kullanılan iki-modlu iki-elemanlı mikroşerit antenler için besleme hattı ile besleme yapılmıştır. Temelde bindirilmiş mikroşerit anten yapısında tez çalışmasında yüksek derece modlar ile beraber üst ve alt antenin mod derecelerinde artış yapılmıştır. Temel iki-modlu iki-elemanlı bir bindirilmiş mikroşerit anten TM_{01} modunda çalışan kısa devreli halka mikroşerit anten (SCRP) ve TM_{11} modunda çalışan dairesel mikroşerit (CP) antenin hibridinden oluşmaktadır. Belirtilen yapı Şekil.3.7'de gösterilmiştir.



(a)



(b)

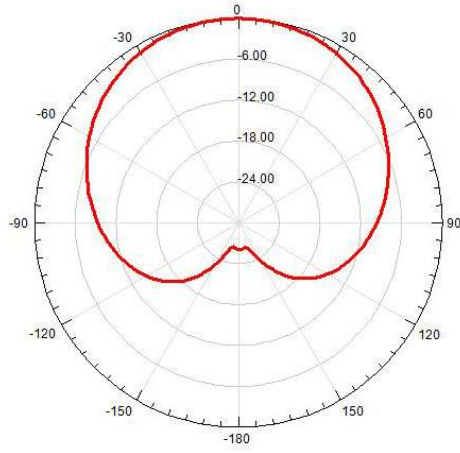
Şekil 3.7. İki-modlu iki-elemanlı dairesel multimod mikroşerit yama anten yapısının x-y düzleminde gerçekleştirilmiş görüntüsü

(a) üstten görünüm,

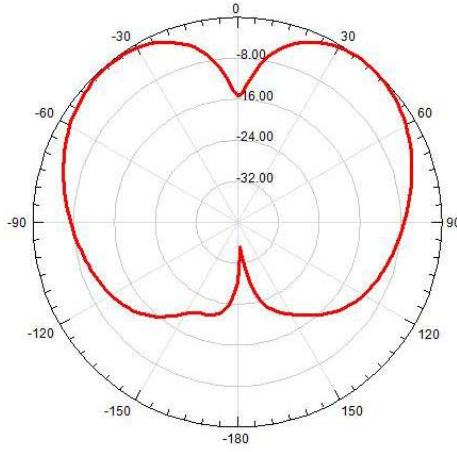
(b) yandan görünüm

Şekil 3.7’de referans düzlem olarak x-z ekseni seçilmiştir. Antenin x-y düzlemindeki ışıma örüntüsü Şekil 3.8’de gösterilmiştir. Buradan görüldüğü gibi bir modun ışıma örüntüsünün maksimum olduğu noktada diğer modun ışıma örüntüsü minimumdur. Dolayısıyla belirtilen modlar antenin geometrisinden bağımsız olarak birbirine dik olarak düşünülebilir. Bu durumda örüntü çeşitleme uygulaması verimli olarak kullanılabilir, çünkü modlar arasındaki ilinti bu durumda az olmaktadır. Burada band genişliği 2 GHz merkez frekansı etrafında olacak şekilde belirlenmiştir, ancak band genişliği mikroşerit antende kullanılan dielektrik malzemenin yüksekliğine ve çeşidine bağlı olarak değiştirilebilmektedir. Bununla birlikte Şekil 3.7’ de görüldüğü gibi SCRP’nin yarıçapı CP’yi rahat besleyebilecek kadar büyük seçilmelidir. Bu durumda iyi bir uyumlama elde edilebilir. CP yapısında, yarıçapı hesaplamak için, farklı modların rezonans frekansları kullanılmaktadır. SCRP tasarımı da [24]’te detaylı olarak incelenmiştir.

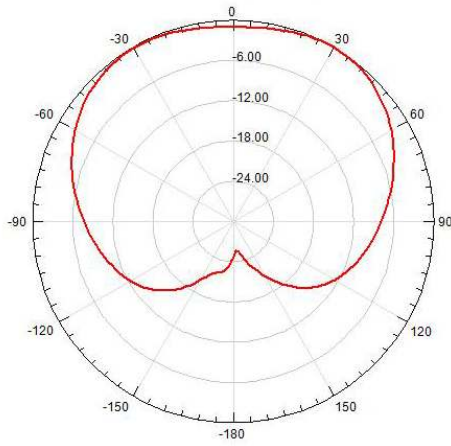
SCRP ve CP yapılarının boyutları hesaplandıktan sonra bu yapılar aynı antende birleştirildiğinde istenen sonucu elde etmek için CST Microwave Studio benzetimi kullanılarak ince ayarlar yapılabilir. Şekil 3.7’de verilen iki-modlu anten yapısında SCRP’nin iç yarıçap 12mm., dış yarıçap 28 mm. ve besleme noktası 23mm. merkezden uzaktadır. CP’de ise, yarıçap 25.5 mm. ve besleme noktası 7mm. merkezden uzaktadır. İki anten de 3 mm. kalınlıkta ve $\epsilon_r = 3$ özelliğindeki substrate malzeme üzerine yerleştirilmiştir. Toprak yüzeyin yarıçapı ise 60mm. olarak belirlenmiştir. Toprak yüzeyin anten ışıma örüntüsüne etkisi ihmal edilmiştir [25].



(a)



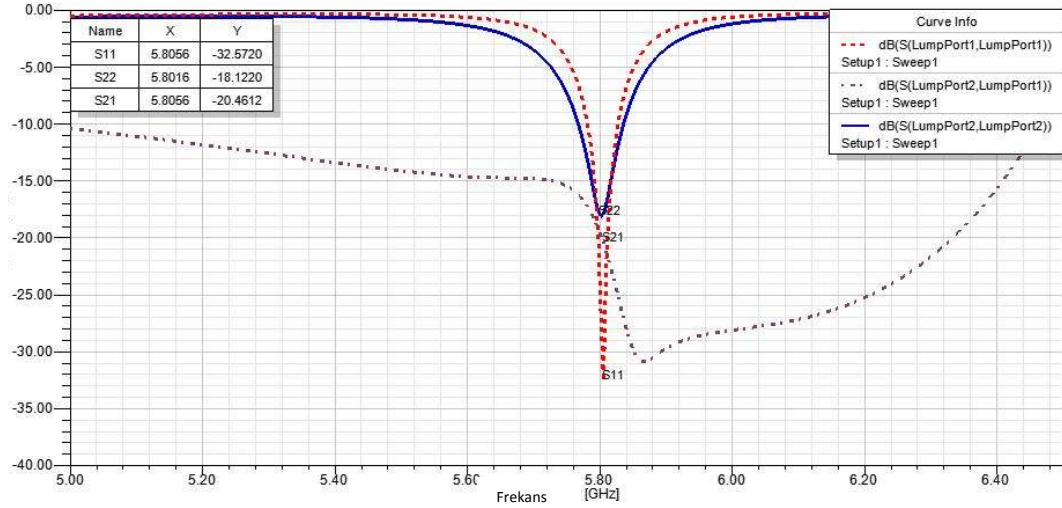
(b)



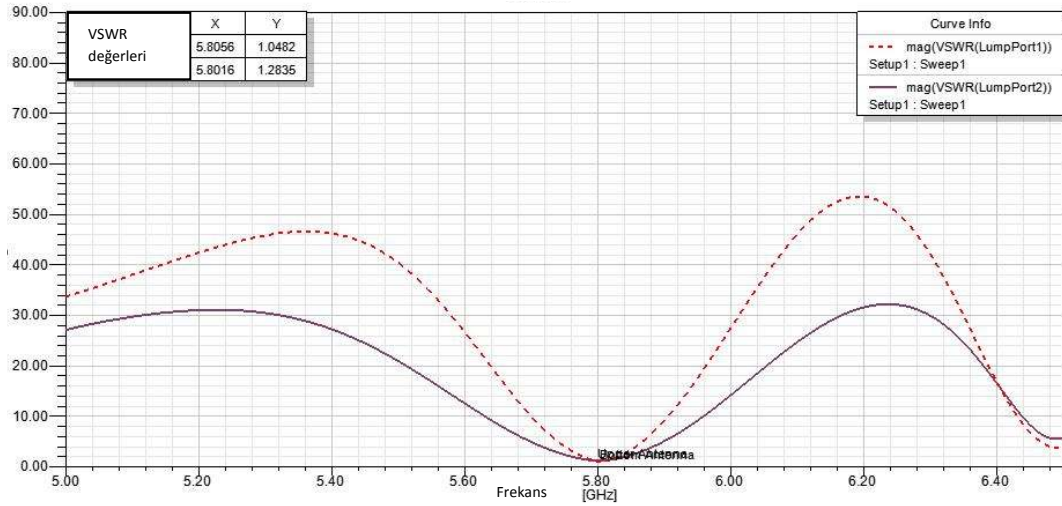
(c)

Şekil 3.8. (a) TM_{11} modunda ışıma yapan
 (b) TM_{21} modunda ışıma yapan
 (c) TM_{11} ve TM_{21} modlarında ışıma yapan bindirilmiş yapıdaki antenlerin x-y doğrultusundaki ışıma örüntüsü.

2-modlu 2-elemanlı bindirilmiş antenin frekans karakteristiği Şekil 3.9'da gösterilmiştir. İki modun birbirine çok iyi uyumlandığı grafikten anlaşılmaktadır. Band genişliği 50MHz civarındadır. Band genişliğinin tamamında modlar arasındaki ortak kuplaj değeri -20 dB'nin altındadır [25].



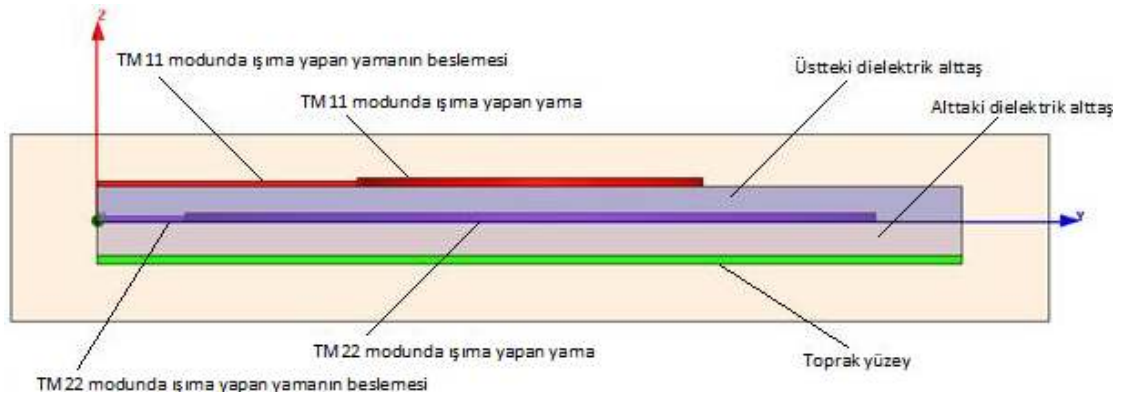
(a)



(b)

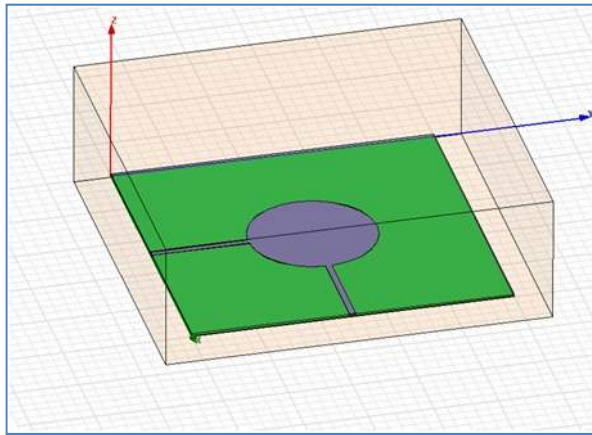
Şekil 3.9. TM_{01} ve TM_{11} modlarında ışıma yapan iki-modlu bindirilmiş dairesel yama anten için
 (a) ortak-kuplaj ve giriş empedansı
 (b) VSWR

MIMO sistemlerin performansını kompakt bir yapı içinde arttırmak için kullanılan multimod ve polarizasyon çeşitliliği tekniklerinde performans artışı aynı yapı içine sığdırılmaya çalışılan kanal sayısı arttıkça ilintinin artması nedeniyle düşmektedir. Bu nedenle bu tekniklere ek olarak uzaysal çeşitliliğin de kullanılması uygun görülmektedir. Şekil 3.10'da gösterilen yapıda iki dairesel yamanın farklı modlarda ışıma yaptığı durum için bu yamalar arasında da boşluk bırakılarak uzaysal çeşitlemenin sağlanabileceği düşünülmektedir.



Şekil 3.10. Multimod ve uzaysal çeşitliliğin dairesel mikroşerit anten dizini yapısı içinde birlikte kullanılması

Uzay-multimod ve polarizasyon çeşitliliğine sahip SMP-SCP ULA için anten besleme biçimi Şekil 3.9'daki gibidir.



Şekil 3.11. Multimod ve uzaysal çeşitliliğin dairesel mikroşerit anten dizini yapısı içinde birlikte kullanılması

Tez kapsamında incelenen bu anten yapıları neticesinde MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde kullanılacak anten tasarımları iki ana yapı üzerinde kurulmuştur. Bunlar:

- i) Anten-başına her mod/polarizasyon kombinasyonu için bir beslemeye sahip olacak çoklu-beslemeli dairesel mikro şerit yama antenlerin uzaysal çeşitleme için uygun aralıkla konumlanmış dizinleri
- ii) Her bindirilmiş antenin elemanlarında çift-kutuplu 1 mod (çift besleme) olacak şekilde bindirilmiş antenlerin uzaysal çeşitleme için uygun aralıkla konumlanmış dizinleridir.

Bu yapıların belirlenmesi neticesinde bu antenlerin 802.11n MIMO-OFDM WLAN standardındaki band ve bandgenişliği tanımlamalarına uygun şekilde teorik ve benzetim tabanlı tasarım parametreleri benzetim çalışmalarında kullanılmıştır.

4. IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN SİSTEMLERDE UZAYSAL - ÇOĞULLAMA İÇİN GÖNDERİCİ / ALMAÇ YAPILARI VE İNCELENECEK PARAMETRELER

MIMO-OFDM sistem genişbant çok-gönderim-yollu sönümlleme kanalları üzerinden alt-taşıyıcı başına bir darbant düz sönümlemeli MIMO kanala dönüşmekte ve alttaşıyıcı başına alınan sinyal vektörü

$$\mathbf{y}(i, k) = \mathbf{H}(i)\mathbf{s}(i, k) + \mathbf{n}(i, k) \quad (4.1)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada i ve k sırasıyla alttaşıyıcı ve sembol indislerini ifade ederken $\mathbf{H}(i)$ i. alttaşıyıcı için $M \times N$ boyutlu kanal matrisi, $\mathbf{s}(i, k)$ i. alttaşıyıcı için modüle edilmiş gönderilen semboller vektörü ve $\mathbf{n}(i, k)$ i. alttaşıyıcı ve k . sembol indisi için σ_n^2 varyanslı i.i.d. gürültü vektörünü simgelemektedir.

Yapılan çalışmalarda MIMO-OFDM WLAN da kullanılmak üzere tasarlanan uzay-multimod SCP anten dizinlerinin performans analizleri için yayılım ortamında sadece bir yansıtıcının bulunduğu kanal dikkate alınmıştır. Tez kapsamında kanal modeli olarak Bölüm 2.'de tanımlanan IEEE 802.11n standart kanal modellemesine uyumlu Kümelenme-Tabanlı Kronecker-Model kullanılmıştır. KTKM'de ilintili Ricean kanal yapısı [11]

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{1}{1+K}}\mathbf{H}_{NLOS} + \sqrt{\frac{K}{1+K}}\mathbf{H}_{LOS} \quad (4.2)$$

ile ifade edilir. Kanal modeli $K=0$ da Rayleigh fading tanımlarken, K 'nın daha yüksek değerleri için Ricean fading ve K sonsuza yaklaşırken AWGN kanalı sağlamaktadır. $\mathbf{H}_{LOS}$ ile $\mathbf{H}_{NLOS}$ ise sırasıyla LOS, (Line-of-sight) ve NLOS, (non line-of-sight) bileşenlerdir. NLOS kanal matrisi Kronecker modeline uygun olarak [39]

$$\mathbf{H}_{NLOS} = \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \mathbf{G}_{meg}^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{TX}^{1/2} \mathbf{G}_{meg}^{1/2} \quad (4.3)$$

şeklinde ifade edilir. Burada, $\mathbf{R}_{TX}$ ve $\mathbf{R}_{RX}$ sırasıyla gönderici ve alıcı uzaysal ilinti matrislerini tanımlarken, ortalama etkin kazanç matrisinin elemanları olan $\mathbf{G}_{meg}$ antenin m.modu tarafından alınan ortalama gücün, aynı ortamdaki izotropik referans anten tarafından alınan ortalama güce oranı olarak ve Eş. 4.4'teki gibi tanımlanır.

$$G_{meg}^{(m)} = \int_{-\pi}^{\pi} E_{m,\theta}(\phi) PAS(\phi; \phi_c, \sigma_c^2) d\phi \quad (4.4)$$

Burada $E_{m,\theta}(\phi)$ dairesel mikroşerit antenin uzak alan ışıma örüntüsü ifadesidir ve $PAS(\phi; \phi_c, \sigma_c^2)$ tanımı antenler arası ilinti hesabı için kullanılmış olan azimuth açısındaki değişimlerin yansıtıcı tarafından oluşan sub-path'lere ait genel bir ifadesidir ve Truncated Laplace dağılımlı güç azimuth spektrumu ile modellenmiş biçimde tanımı aşağıdaki gibidir.

$$PAS(\phi; \phi_c, \sigma_c^2) = \frac{e^{-\left| \frac{\sqrt{2}(\phi - \phi_c)}{\sigma_c} \right|}}{\sqrt{2}\sigma_c \left(1 - e^{-\frac{\sqrt{2}\pi}{\sigma_c}} \right)} \quad (4.5)$$

LOS bileşen dizin tepkilerinin bir fonksiyonu olarak

$$\mathbf{H}_{LOS} = \mathbf{a}(\Omega_{LOS,r}) \cdot \mathbf{a}(\Omega_{LOS,t})^H \quad (4.6)$$

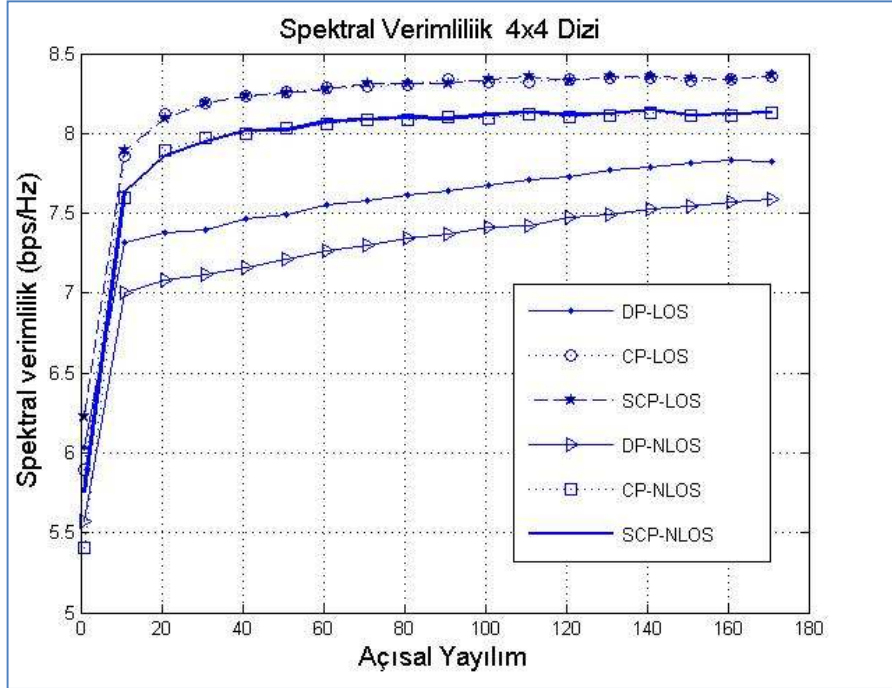
şeklinde ifade edilir. Burada $\Omega_{LOS,r}$ ve $\Omega_{LOS,t}$ sırasıyla almaç ve göndericideki AoA (Geliş açısı)/AoD (Gönderim açısı) açılarını simgelerken $\mathbf{a}(\Omega)$ ifadesi Ω açısının azimuth ve yükselme açılarına ($\Omega = (\phi, \theta)$) bağlı dizin tepkisidir. Çalışmalarımızda kullanılan tüm anten dizilerine ait modal ve uzaysal normalize karmaşık ilinti katsayıları

$$\rho = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} E_1(\phi) E_2^*(\phi) PAS(\phi, \phi_c, \sigma_c^2) \exp(-jk_f d(n_2 - n_1) \sin(\phi)) d\phi}{\sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} |E_1(\phi)|^2 PAS(\phi, \phi_c, \sigma_c^2) d\phi} \sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} |E_2(\phi)|^2 PAS(\phi, \phi_c, \sigma_c^2) d\phi}} \quad (4.7)$$

ifadesi ile tanımlanan ϕ_c , ortalama azimut açısı ve σ_c^2 açısal yayılım'ı (angular spread) simgeleyecek biçimde istatistiksel-yansıtıcılı iç yayılım ortamlarında tek yansıtıcılı durum için hesaplanmıştır. Güç ilinti değerleri Eş. 4.7 üzerinden $\rho_p = |\rho|^2$ şeklinde tanımlanır. Yapılan çalışmalarımızda bu dönem içerisinde, en kompakt halde elemanlar bitişik olduğu durumda 2x2 yerleşim için ilinti hesapları yapılmış ve spektral verimlilik

$$\eta = E \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{SNR}{M} \mathbf{H}_c \mathbf{H}_c^H \right) \right) \right\} \quad (4.8)$$

ifadesi ile hesaplanarak açısal yayılım değişimlerine karşılık elde edilmiş ve grafiksel olarak gösterilerek analiz edilmiştir.



Şekil 4.1. 4x4 Dizi yapısı için Ricean K-faktörün spektral verimlilik üzerine etkisi

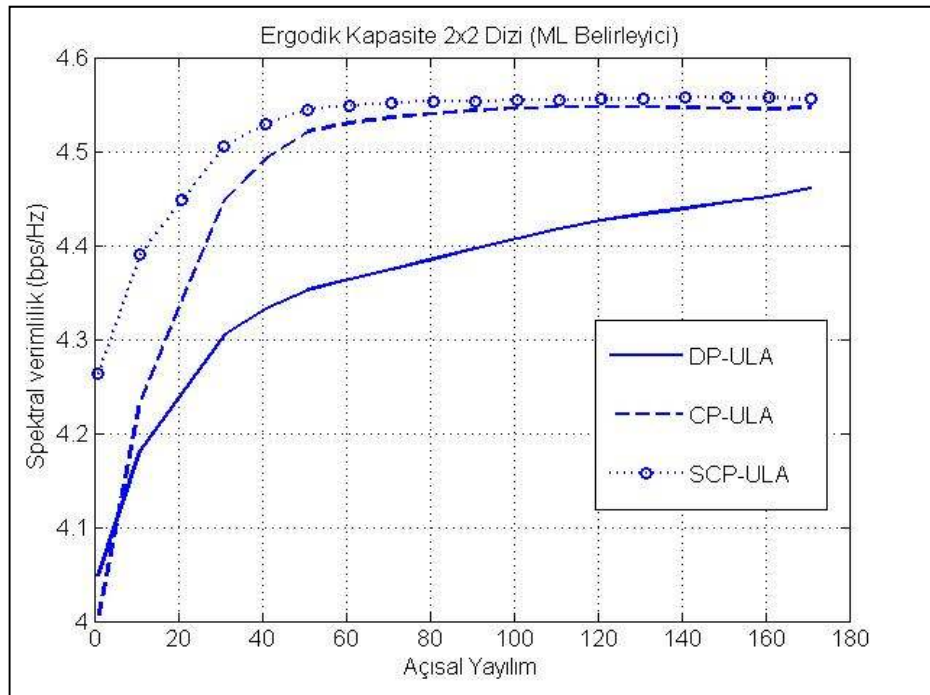
KTKM kanal modeli kullanılarak Maximum-Likelihood almaç ile yapılan Ergodik spektral verimlilik analizlerinde kanalın LOS bileşeni içerecek şekilde modellenmesi ile 4x4 dizi yapısı için açısal yayılım açısına karşılık elde edilen ergodik spektral verimlilik grafiği kullanılan her üç anten dizisi için Şekil 4.1' deki gibidir.

4.1. ML Detektör

ML belirleyici için ergodik kapasite ifadesi

$$C_e^{(ML)} = E \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{SNR}{M} \mathbf{H}_c \mathbf{H}_c^H \right) \right) \right\} \quad (4.9)$$

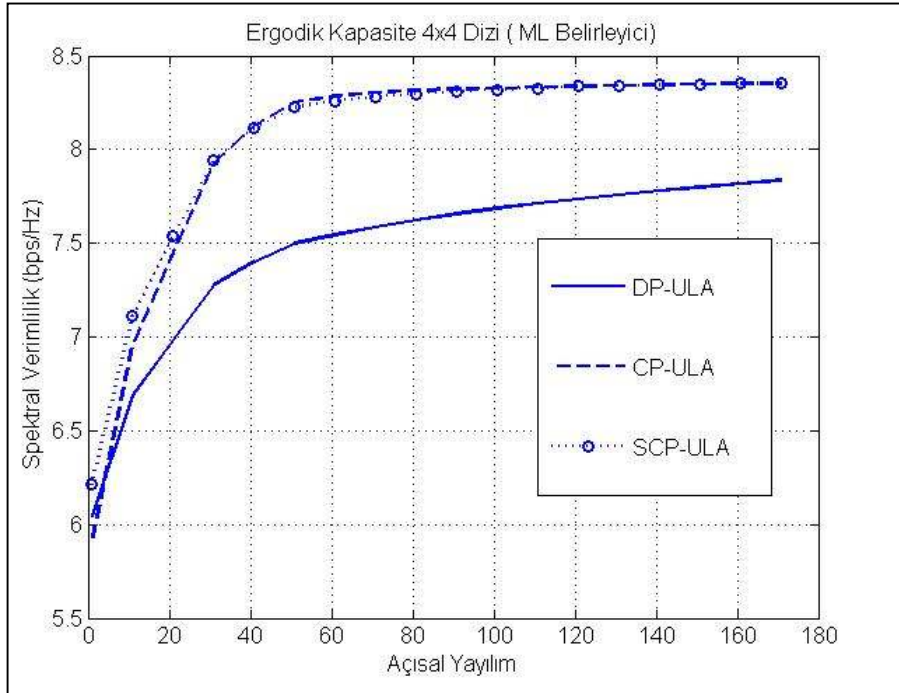
şeklinde tanımlanır.



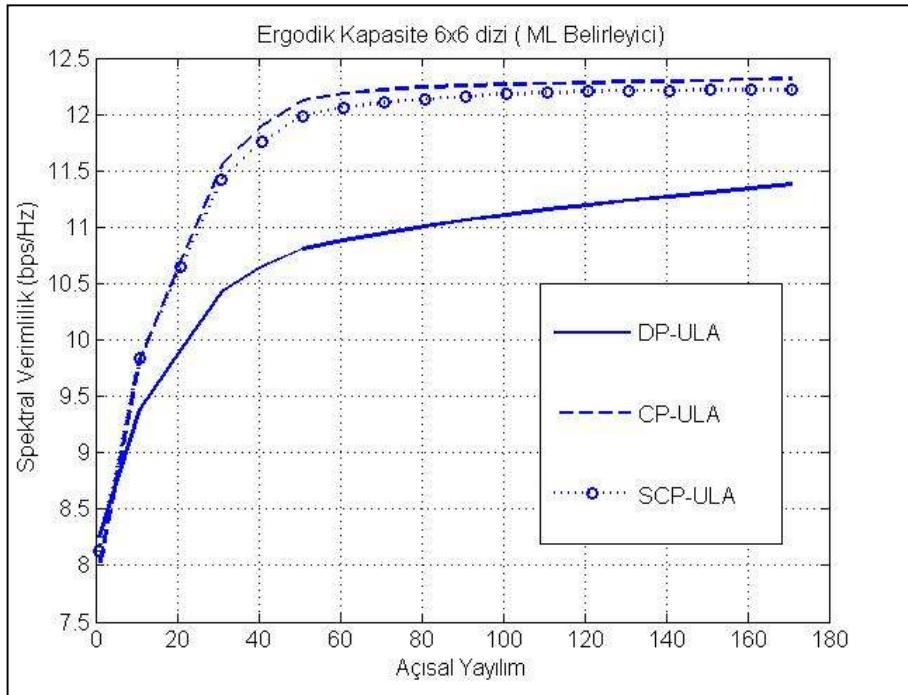
(a)

Şekil 4.2. ML detektör ile ergodik spektral verimlilik değişimi

- (a) 2x2 dizi
- (b) 4x4 dizi
- (c) 6x6 dizi
- (d) 8x8 dizi



(b)



(c)

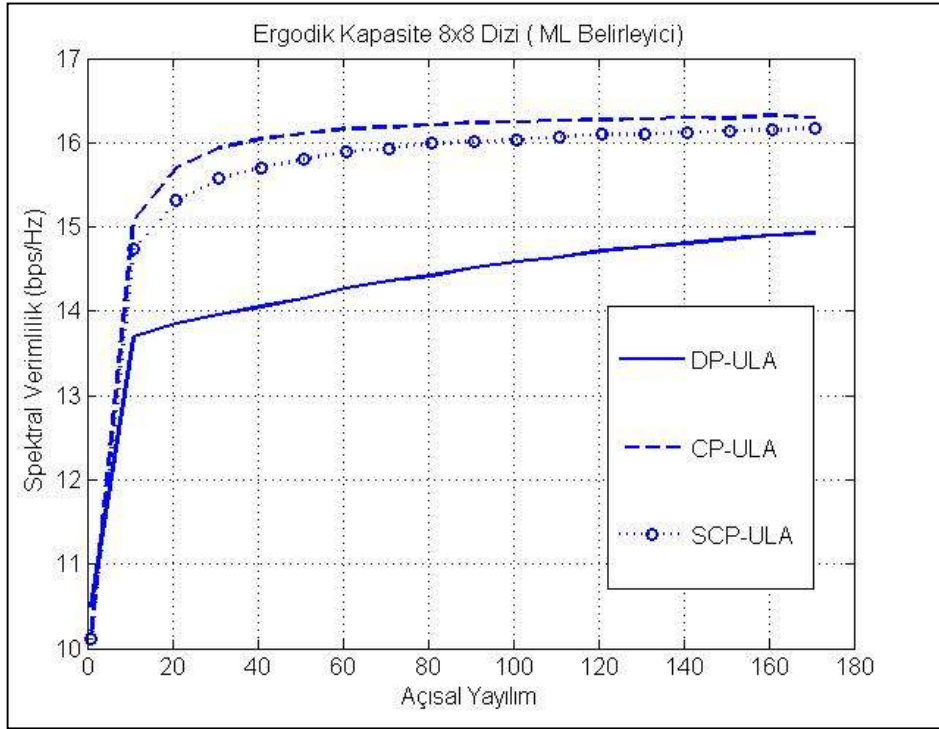
Şekil 4.2. (Devam) ML detektör ile ergodik spektral verimlilik değişimi

(a) 2x2 dizi

(b) 4x4 dizi

(c) 6x6 dizi

(d) 8x8 dizi



(d)

Şekil 4.2. (Devam) ML detektör ile ergodik spektral verimlilik değişimi

- (a) 2x2 dizi
- (b) 4x4 dizi
- (c) 6x6 dizi
- (d) 8x8 dizi

Şekil 4.2'deki bps/Hz cinsinden spektral verimlilik analizlerinden de görüleceği gibi, ergodik spektral verimlilik LOS kanal kullanıldığında DP-ULA için 20 Mbps/Hz artış gösterirken SCP-ULA ve CP-ULA için ergodik verimlilik 10 MBps/Hz artmaktadır.

Şekil 4.2'den açıkça görüldüğü gibi ML detektör ile anten dizi yapısı büyüdükçe veri hızı artmakta ve 8x8lik dizi yapısı için SCP-ULA anten elemanları ile 640 Mbps/Hz lik data hızına ulaşılmaktadır. Şekil 4.2'de görülebileceği gibi SCP-ULA ve CP-ULA tüm konfigürasyonlar için DP-ULA'dan çok daha yüksek spektral verimliliklere ulaşmaktadır. SCP-ULA'yı CP-ULA ile karşılaştırdığımızda ise SCP-ULA 2x2 ve 4x4 konfigürasyonlarında CP-ULA'ya göre daha yüksek spektral verimliliğe ulaşmakta olup 6x6 ve 8x8 konfigürasyonlarında ise CP-ULA ile hemen hemen aynı spektral verimliliğe sahiptir. Şekil 4.2'deki yüksek açısal yayılım için spektral

verimlilikler IEEE 802.11n standardında belirlenen 40 MHz bandgenişliği için dşşnldğnde SCP-ULA ile erişilebilecek çok dşşk sembol hata oranında data hızı 2x2 için 160 Mbits/s, 4x4 için 324 Mbits/s, 6x6 için 480 Mbits/s ve 8x8 için 640 Mbits/s olmaktadır ki, bu data hızları SISO IEEE 802.11 a/b/g OFDM WLAN ağlarında erişilebilen 125 Mbits/s hızına göre çok daha yüksektir.

Spektral verimlilik analizleri için ML detektör dışında Uyumlu Filtre (Matched-Filter ,MF) detektör, Lineer detektörler Zero-Forcing (ZF) ve Minimum Mean Square Error (MMSE) detektör, performans karşılaştırması yapılmak üzere çalışmada kullanılan temel yapıları uygulanmış bps/Hz cinsinden ergodik spektral verimlilik analizleri elde edilmiş, teorik türetmeler yapılmıştır.

4.2. ZF Detektör

Zero Forcing kanal transfer matrisinin terslenebilir olduğu durumlar için alıcıda kullanılan lineer MIMO tekniğidir. ZF detektör için kanal matrisi $\mathbf{H}$ 'in her bir elemanı i.i.d. olarak kabul edildiğinde alıcıda elde edilen lineer işlem matrisi

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (4.10)$$

Kanal matrisinin sözde-tersi olarak Eř. 4.11'deki gibi tanımlanır. Ergodik spektral verimlilik için alt-dizin-İGO ise [40]:

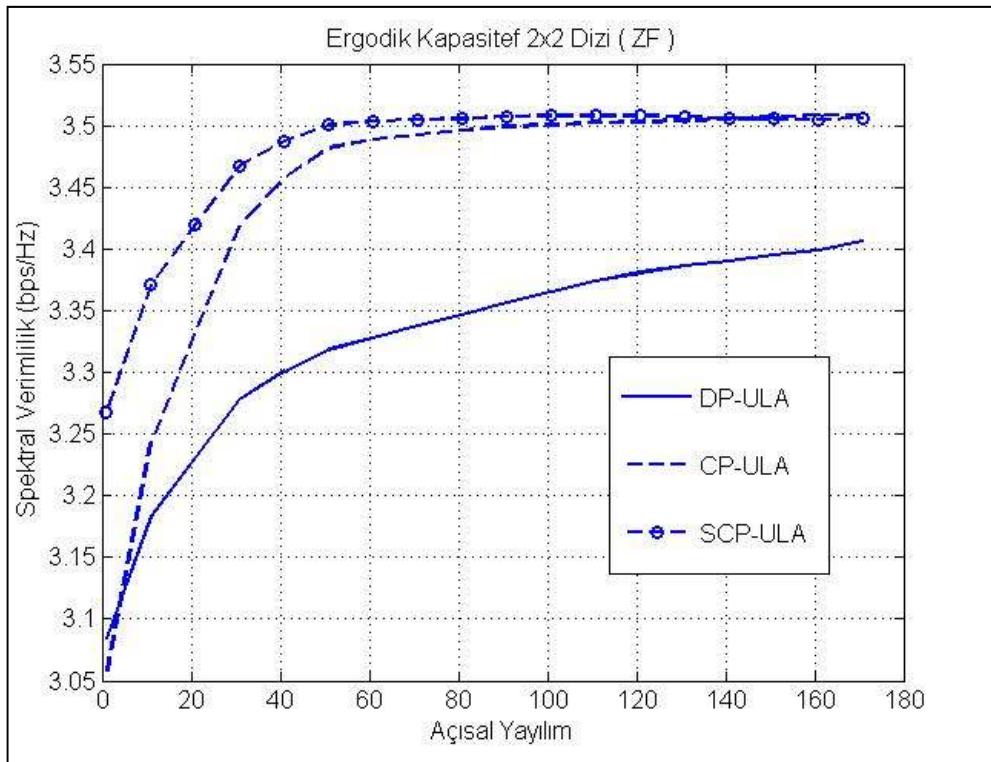
$$\gamma_s^{(ZF)} = \frac{\rho}{[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{H} (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-H}]_{mm}}, \quad m=1,2,\dots,M$$

$$\gamma_s^{(ZF)} = \frac{\rho}{[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-H}]_{mm}} \quad (4.11)$$

ile ifade edilir [28-30]. Ergodik kapasite tanımı ise M adet anten üzerinden

$$C_e^{(ZF)} = E \left\{ \sum_{m=1}^M \log_2 \det(1 + \gamma_s^{(ZF)}) \right\} \quad (4.12)$$

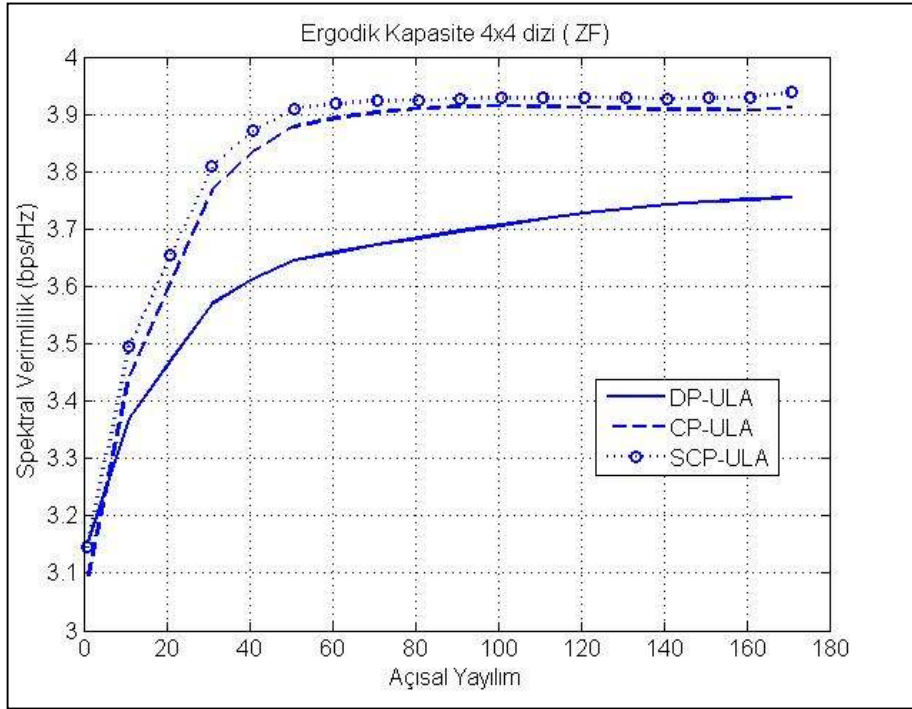
şeklindedir. Kanal matrisinin LOS bileşeni içerecek şekilde uyarlanması ile elde edilen spektral verimlilik analizleri ile elde edilen analizler açısall yayılım $[0^0-180^0]$ açısına karşılık ergodik spektral verimlilik değışimini gösterecek şekilde Şekil 4,3'te sunulmuştur.



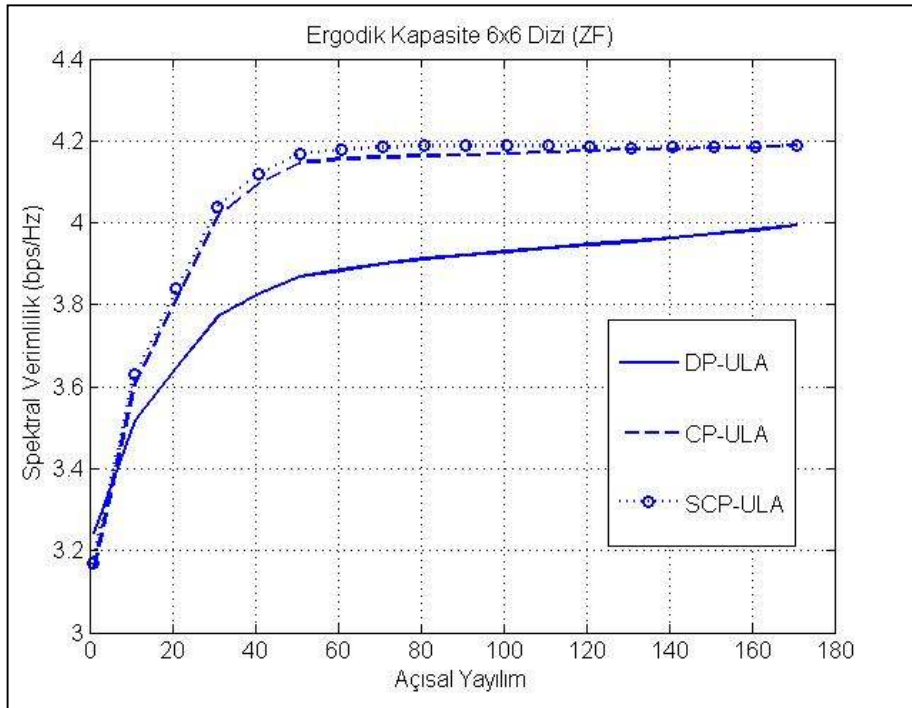
(a)

Şekil 4.3. ZF detektör ile ergodik spektral verimlilik değışimi

- (a) 2x2 dizi
- (b) 4x4 dizi
- (c) 6x6 dizi
- (d) 8x8 dizi



(b)



(c)

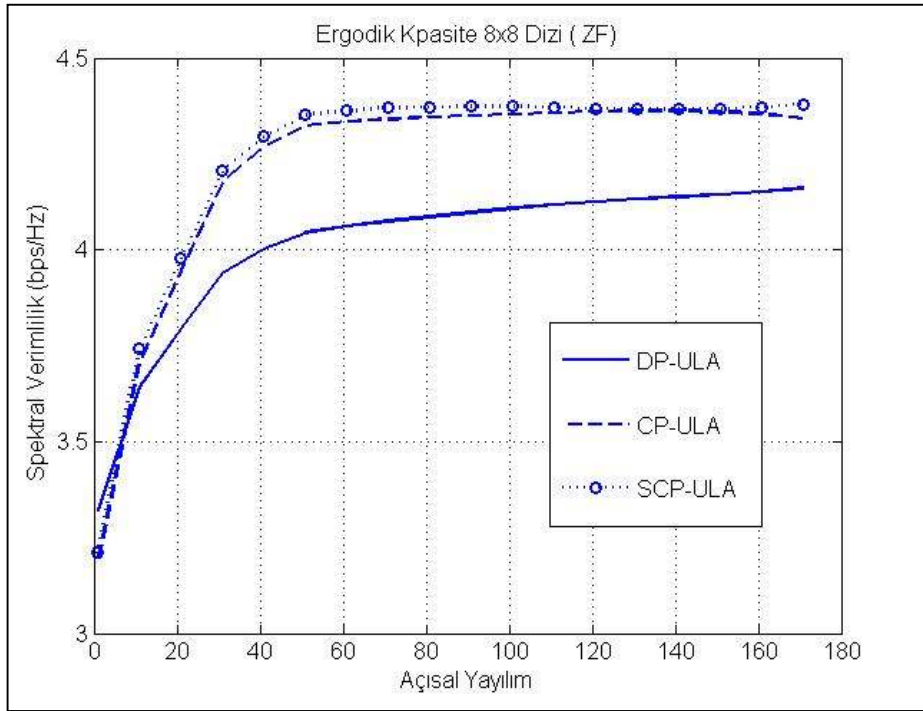
Şekil 4.3. (Devam) ZF detektör ile ergodik spektral verimlilik değişimi

(a) 2x2 dizi

(b) 4x4 dizi

(c) 6x6 dizi

(d) 8x8 dizi



(d)

Şekil 4.3. (Devam) ZF detektör ile ergodik spektral verimlilik değişimi

- (a) 2x2 dizi
- (b) 4x4 dizi
- (c) 6x6 dizi
- (d) 8x8 dizi

Dizi geometrisindeki anten sayısındaki artışa karşın ergodik kapasitedeki artış ve 6x6 ve 8x8 dizi konfigürasyonları için SCP-ULA nin CP-ULA ile benzer sonuçlar sağladığı Şekil 4.3'te açıkça görülmektedir. Simülasyonlar sonucunda değişik dizi konfigürasyonları için DP-ULA'nın en düşük spektral verimliliğe sahip anten dizisi olduğu görülmektedir. Yüksek AS değeri için (40°) SCP-ULA' nın data hızı 2x2 geometri'de 140 Mbps/Hz ve 8x8 için ise 172Mbps/Hz' e ulaşmaktadır.

4.3. MMSE Detektör

Kullanılan kanal modeli $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$ göz önüne alındığında lineer işlem matrisi,

$$\mathbf{M}^{(MMSE)} = (\alpha \mathbf{I}_M + \mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (4.13)$$

biçiminde yazılır. Burada

$$\alpha = \frac{M}{\rho} \quad (4.14)$$

ile ifade edilir. Dolayısıyla $\alpha=0$ için MMSE çözümü ZF çözümüne yakınsamaktadır. Ayrıca MMSE çözümü aşağıdaki kabuller ile ZF çözümüne dönüştürülebilmektedir:

$$\mathbf{H} \rightarrow \begin{pmatrix} \mathbf{H} \\ \sqrt{\alpha} \mathbf{I}_M \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x} \rightarrow \begin{pmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}. \quad (4.15)$$

Sistem çıkışı

$$\mathbf{z} = \mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{y} = \mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{n} = \mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{H} \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (4.16)$$

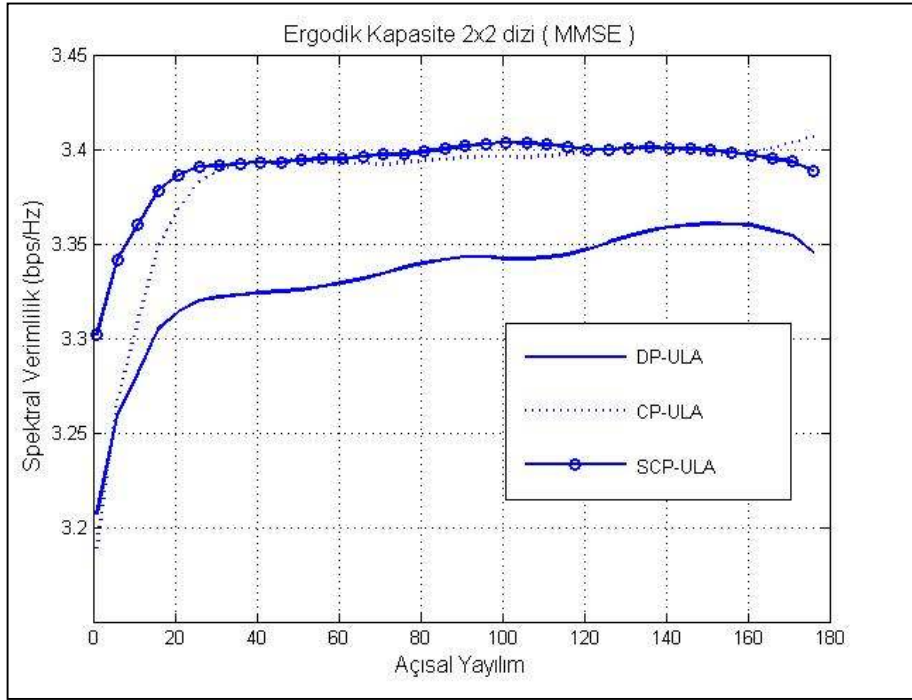
ile ifade edilirken MMSE detektör için alt-dizin İGO aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\gamma_s^{(MMSE)}(m) = \frac{\left| \mathbf{M}^{(MMSE)H} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{M}^{(MMSE)} \right|_{mm} \cdot \rho}{\left[\mathbf{M}^{(MMSE)} \mathbf{M}^{(MMSE)H} \right]_{mm}} \quad (4.17)$$

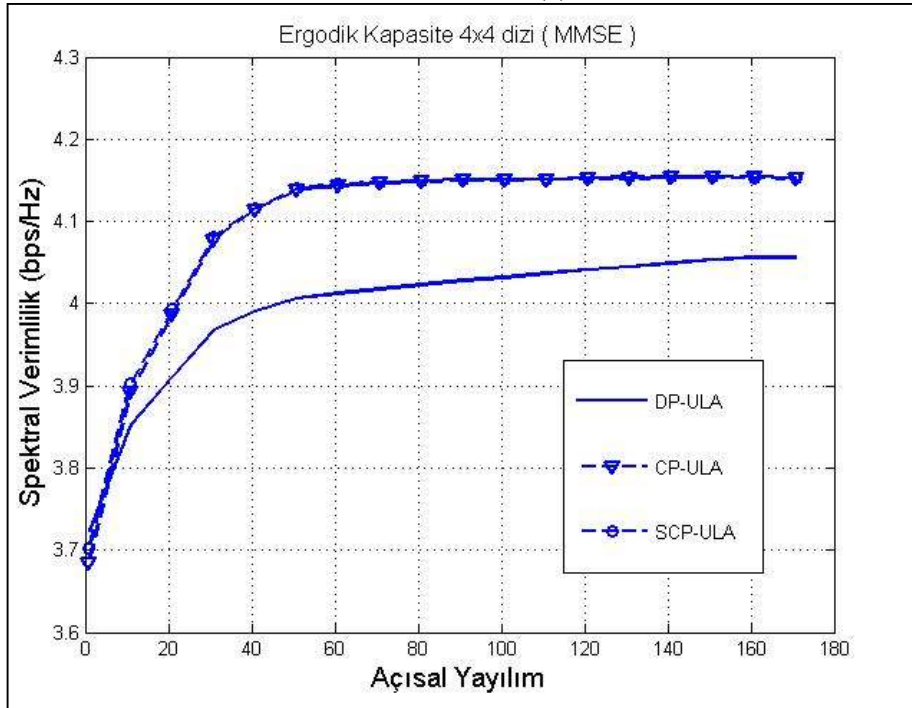
Ergodik spektral verimlilik C_e alt-dizin İGO'ya bağlı olarak Eş.13'deki ifade ile hesaplanmaktadır.

$$C_e^{(MMSE)} = E \left\{ \sum_{m=1}^M \log_2 (1 + \gamma_s^{(MMSE)}(m)) \right\} \quad (4.18)$$

Şekil 4.4'te MMSE detektör ile elde edilen ergodik spektral verimlilik değerleri AS açısına karşılık MATLAB' da SNR=10dB için Monte-Carlo ile simule edilmiştir.



(a)



(b)

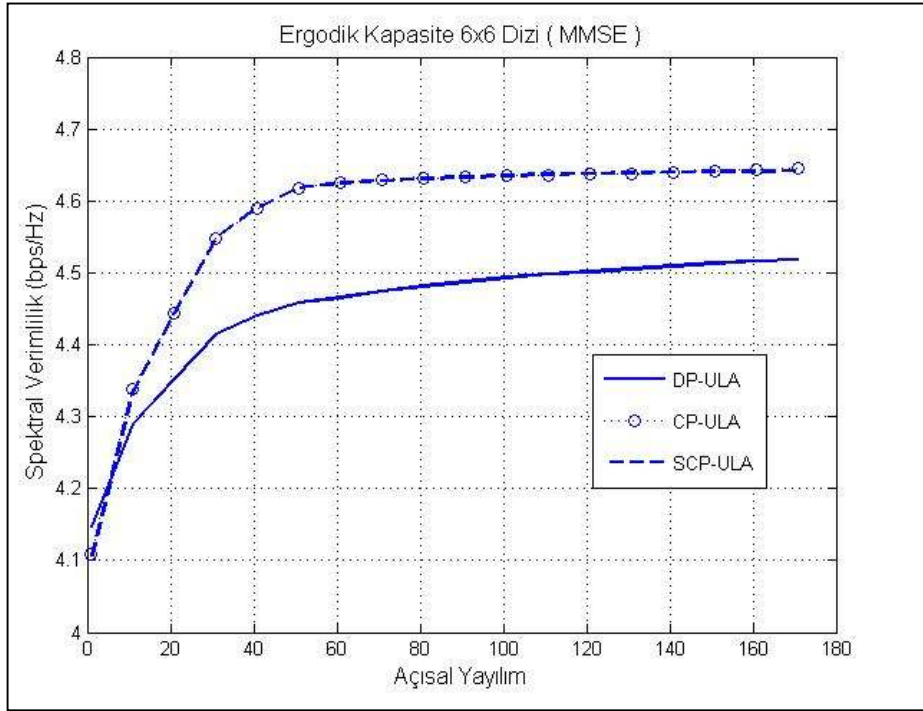
Şekil 4.4. MMSE detektör ile ergodik spektral verimlilik değişimi

(a) 2x2 dizi

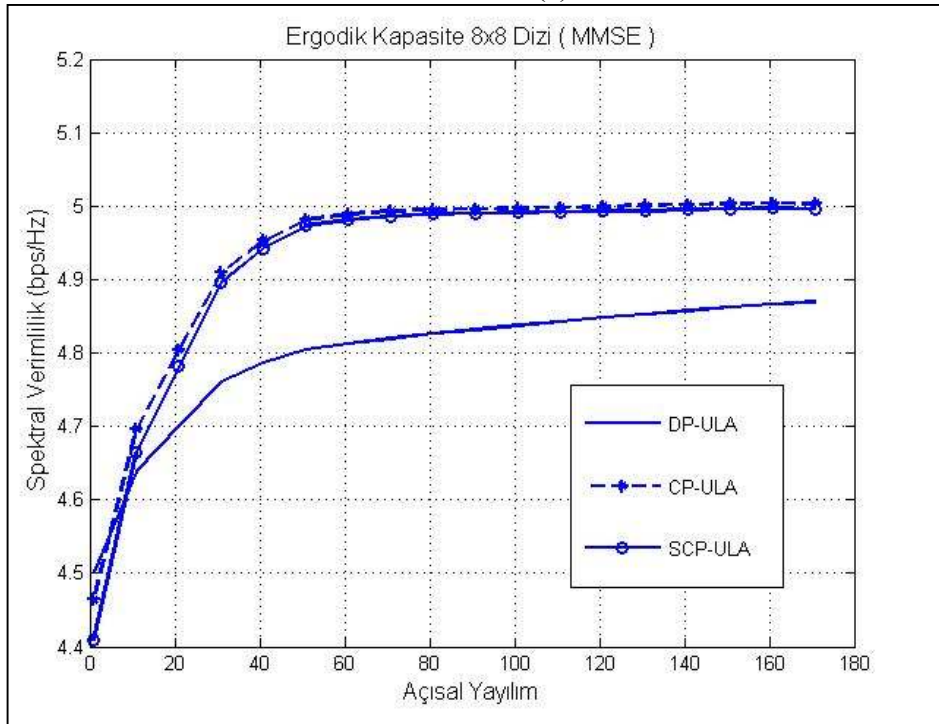
(b) 4x4 dizi

(c) 6x6 dizi

(d) 8x8 dizi



(c)



(d)

Şekil 4.4. (Devam) MMSE detektör ile ergodik spektral verimlilik değişimi

(a) 2x2 dizi

(b) 4x4 dizi

(c) 6x6 dizi

(d) 8x8 dizi

Çizelge 6.1.'de verilen sonuçlardan ve Şekil 4.4'ten görüleceği gibi bu çalışmada MMSE detektör ML detektörden sonra en iyi performans sağlayan yapı olmaktadır. 20^0 AS için 2x2 dizi yapısında 136 Mbps/Hz olan SCP anten dizisinin veri hızı dizi eleman sayısı arttıkça doğrusal olarak artmakta ve 8x8 konfigürasyon için 192 Mbps/Hz' e ulaşmakta ve yüksek AS için 200 Mbps/Hz'e ulaşmaktadır.

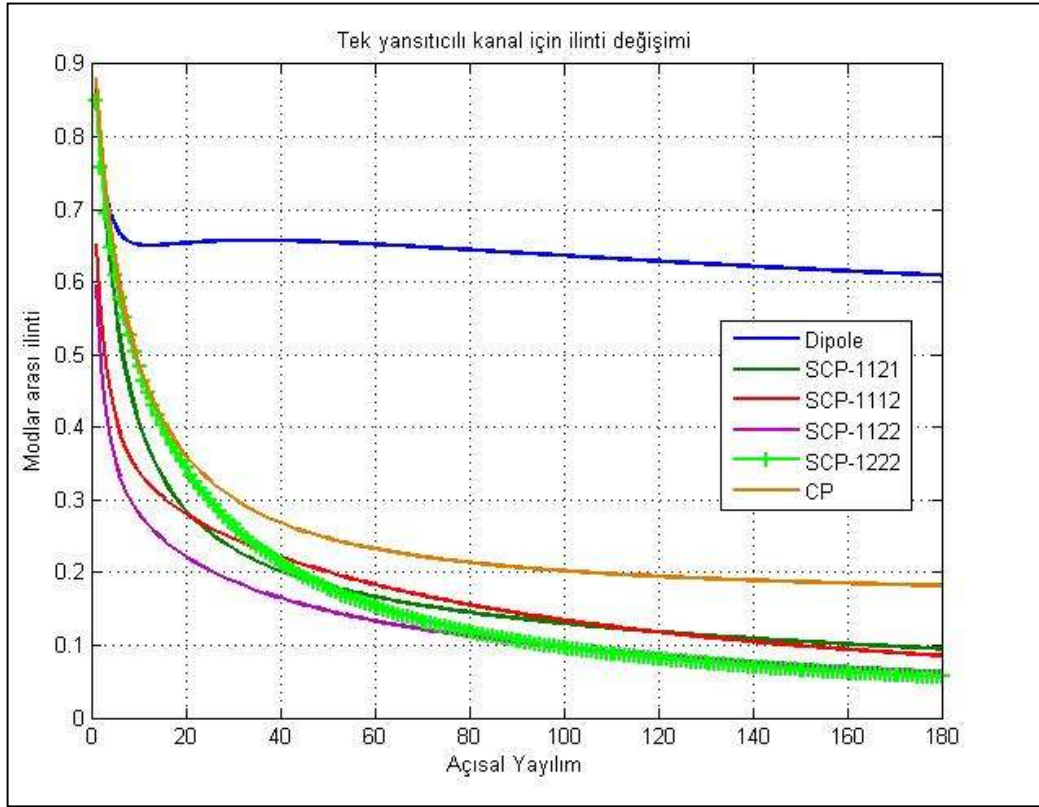
5. IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN SİSTEMLER İÇİN PERFORMANS ANALİZİ

Bu bölümde tezin ana konusunu oluşturan IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN sistemlerin belirlenen kanal modeli altında performans analizi sunulmuştur. Öncelikle ilgili sinyal işleme teknikleri kullanılarak uzaysal düşük ilintiye sahip KTKM kanal modeli ile uyumlu SM – SCP antenler için sistem performansı ergodik spektral verimlilik ve bit-hata oranı ve kompaktlık cinsinden incelenecektir. Daha sonra sistem modelinde MIMO kanal kapasitesini arttırırken, boyutu küçültülmüş performansı arttırılmış SCP antenlerin polarizasyon çeşitliliği de eklenerek SMP-SCP antenler için sistem performansı incelenecek ve elde edilen sonuçlar ergodik kapasite, erişilebilir iletim veri hızı ve kompaktlık kazancı cinsinden performans analizleri sunulacaktır.

5.1. IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN Sistemler İçin Uzay-Multimod Dairesel Mikroşerit Antenler (SM-SCP ULA) İle Performans Analizi

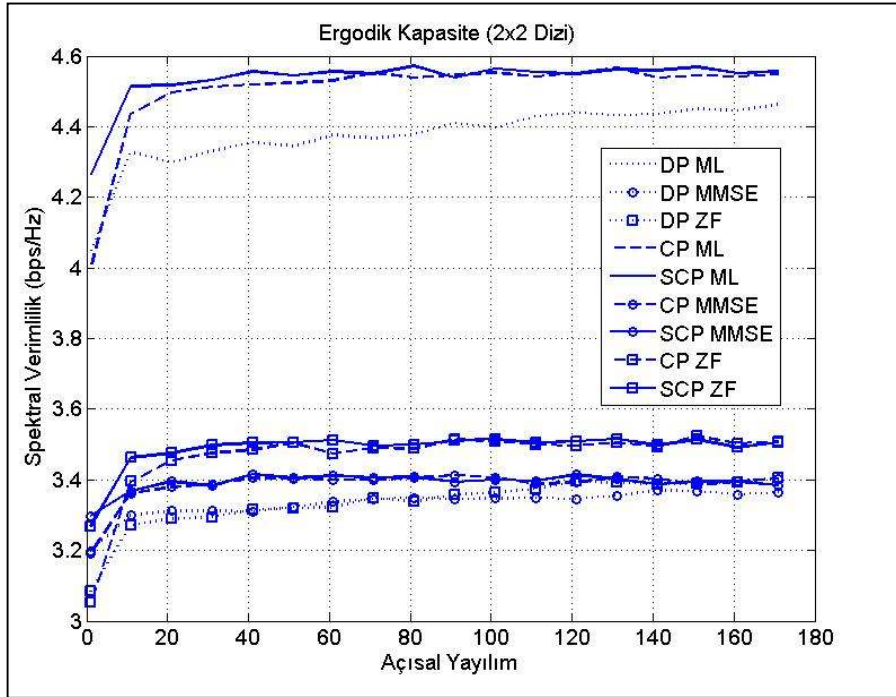
5.1.1. TM_{11} - TM_{21} modlarına ait performans analizi

Tez kapsamında ilk olarak anten tasarım kısmında yayılma özellikleri belirtilen kompakt uzay-multimod dairesel mikroşerit antenler ile IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN sistemler için KTKM kanal modeli altında MIMO uzaysal çoğullama ile performans analizleri yapılmıştır. Kullanılan yapının sistem performansına etkisi incelenirken literatürde sıkça yer alan dipol ve temel modda ışıma yapan dairesel yama antenler ile karşılaştırmalı analizler yapılmıştır. Uzaysal ilinti değişimi Şekil 5.1'deki gibidir. Önerilen antenler hem uzaysal olarak boyutu küçültülmüş hem de portlar arası ilintisi düşürülmüş olması nedeniyle MIMO-SM sistemler için uygun yapılar olarak önerilmiştir.

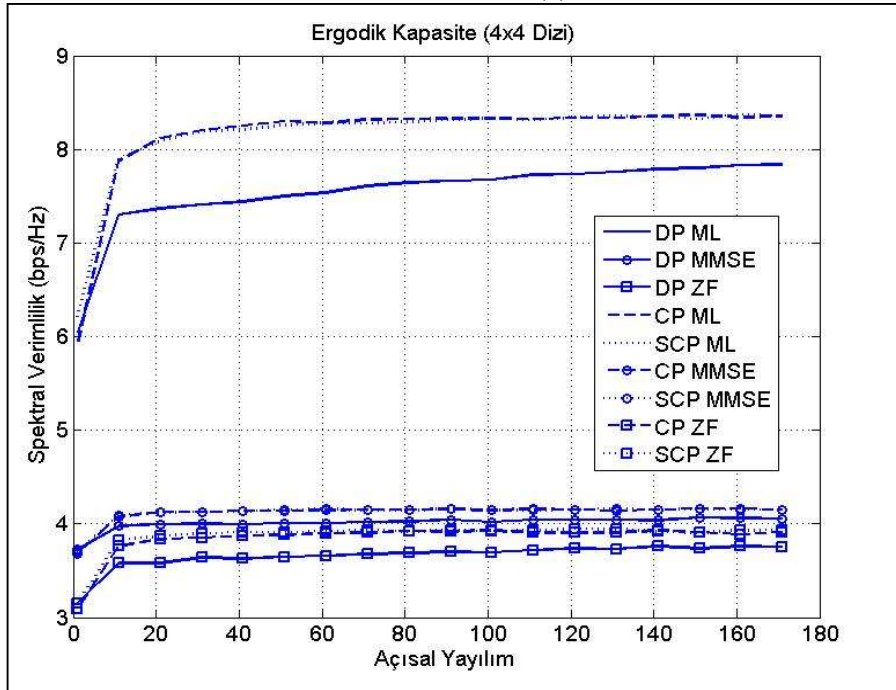


Şekil 5.1. Uzay-multimod SCP antenin Dipol ve Dairesel Yama (Circular Patch,CP) antene göre açısal yayılıma karşın uzaysal ilinti değişimi.

Bölüm 5.'te tanımlanan MIMO detektörler kullanılarak her üç anten için ergodik kapasite türetmeleri ile sistem kapasitesi ergodik spektral verimlilik cinsinden açısal yayılıma karşın 2x2, 4x4, 6x6 ve 8x8 MIMO dizinleri için simule edilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 5.2'de karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Ricean K-faktor 5dB olarak alınmıştır.



(a)



(b)

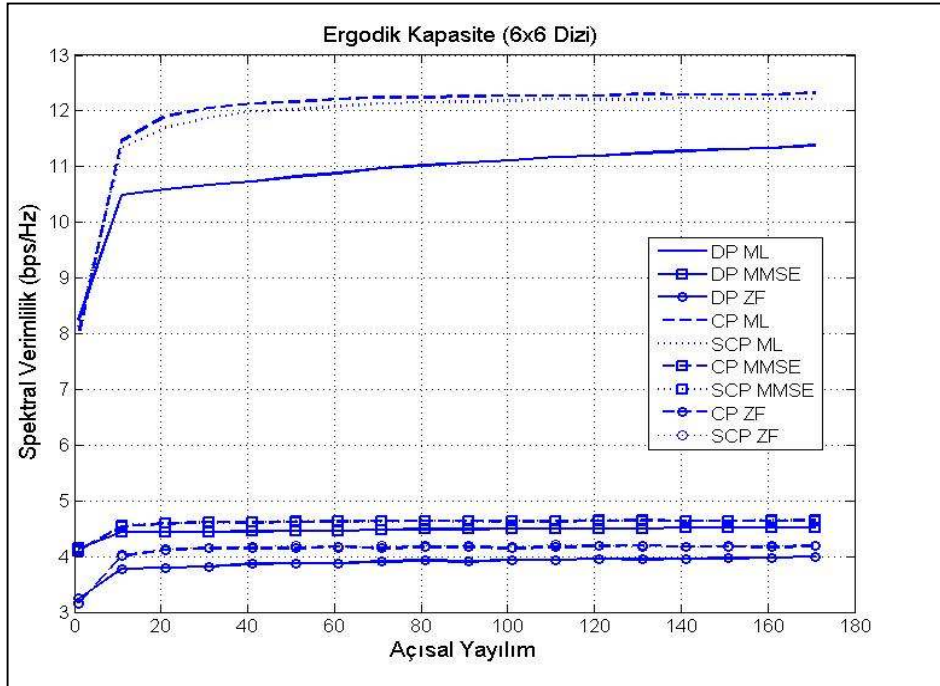
Şekil 5.2. MIMO detektörler (ML, MMSE, ZF) ile $K=5\text{dB}$ LOS iç-ortam kanalda bps/Hz cinsinden ergodik spektral verimlilik değişimi

(a) 2x2 dizi

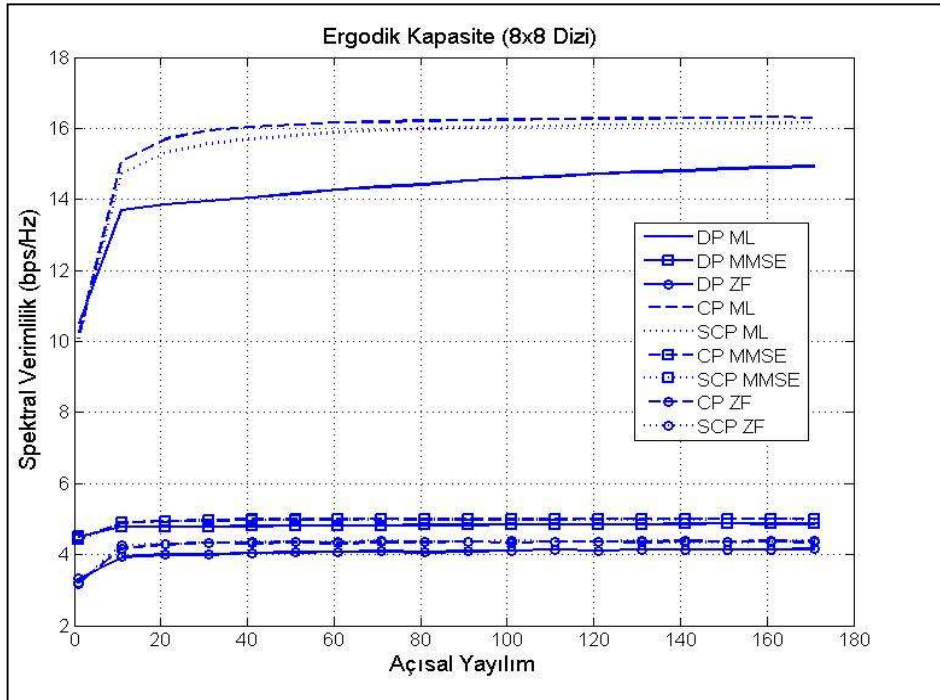
(b) 4x4 dizi

(c) 6x6 dizi

(d) 8x8 dizi



(c)



(d)

Şekil 5.2. (Devam) MIMO detektörler (ML, MMSE, ZF) ile $K=5\text{dB}$ LOS iç-ortam kanalda bps/Hz cinsinden ergodik spektral verimlilik değişimi

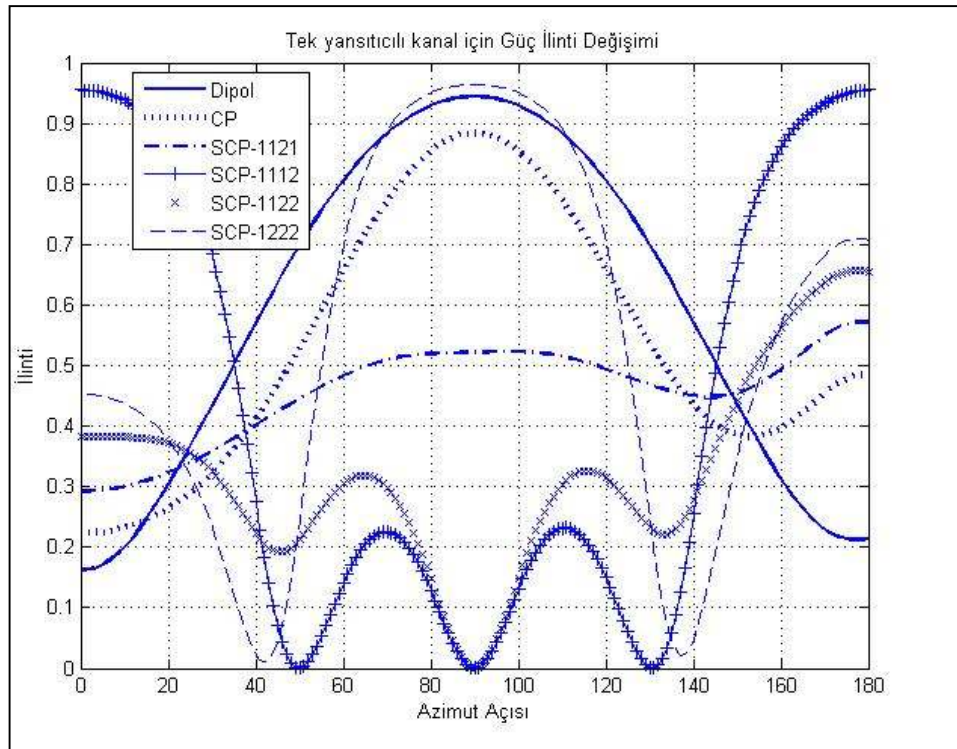
(a) 2x2 dizi

(b) 4x4 dizi

(c) 6x6 dizi

(d) 8x8 dizi

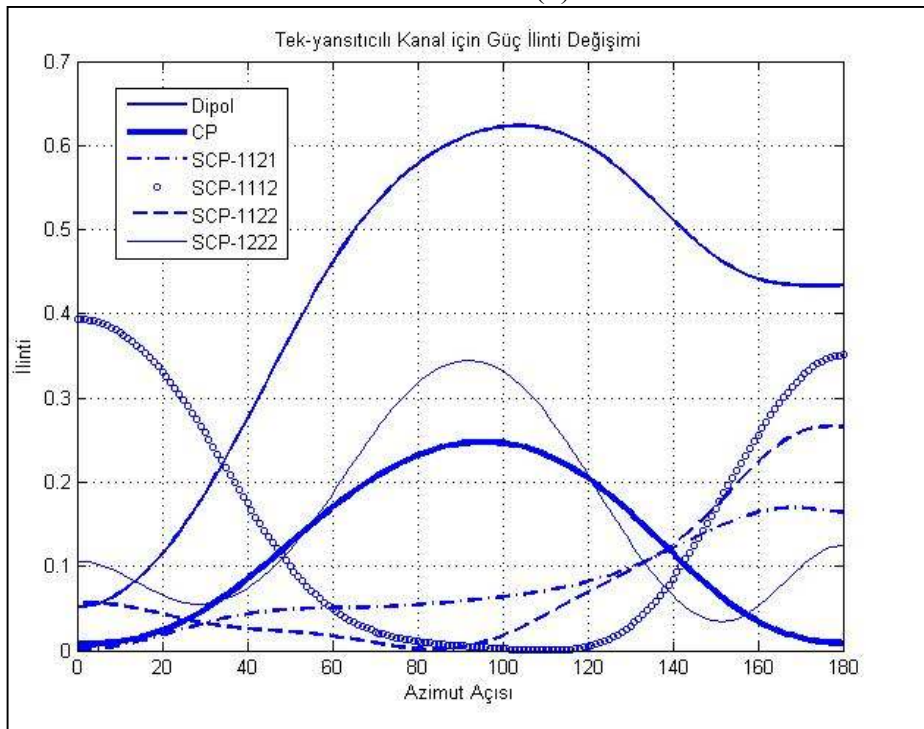
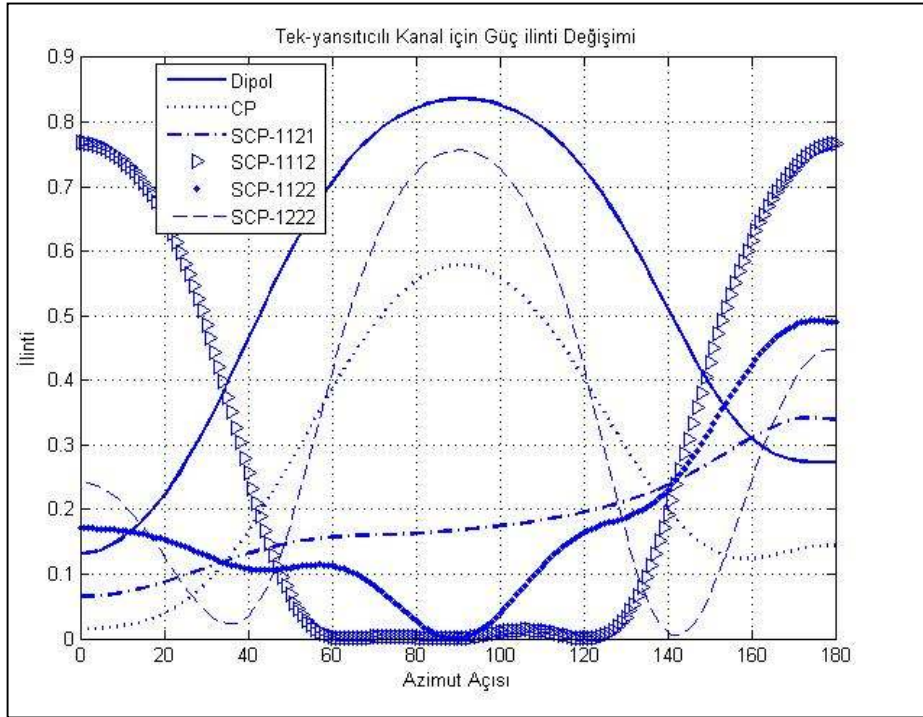
Her üç anten yapısı için en yüksek spektral verimliliğe ML sezici ile ulaşıldığı ve MMSE sezici kullanılarak ZF seziciye göre her açısal yayılımda daha yüksek verimlilik elde edildiği Şekil 5,2'den görülmektedir. MMSE detektör kullanıldığında ise yüksek anten dizinleri için SCP-ULA'nın performansı DP-ULA'dan yüksek ve CP-ULA ile ise hemen hemen aynıdır. 2x2 dizi yapısında SCP anten dizisinin veri hızı yüksek açısal yayılım için (40^0) 40 MHz bandgenişliğinde 136 Mbits/s olurken, dizi eleman sayısı ve kanal rankı arttıkça bu değer artmakta ve 8x8 dizi konfigürasyonu için 200 Mbits/s'a ulaşmaktadır. Buna karşın ZF detektör kullanıldığında tüm dizi konfigürasyonlarında SCP-ULA boyut-performans açısından ve spektral verimlilik açısından diğer antenlerden daha üstündür. Ayrıca yüksek açısal yayılım değeri için SCP-ULA'nın veri hızı 2x2 geometride 134 Mbits/s ve 8x8 için ise 172 Mbits/s'a ulaşmaktadır.



(a)

Şekil 5.3. Düşük, orta ve yüksek açısal yayılım değerlerinde 2x2 Dizi için MAA açısındaki değişime karşın ilinti eğrileri

- (a) $AS=5^0$
- (b) $AS=20^0$
- (c) $AS=90^0$

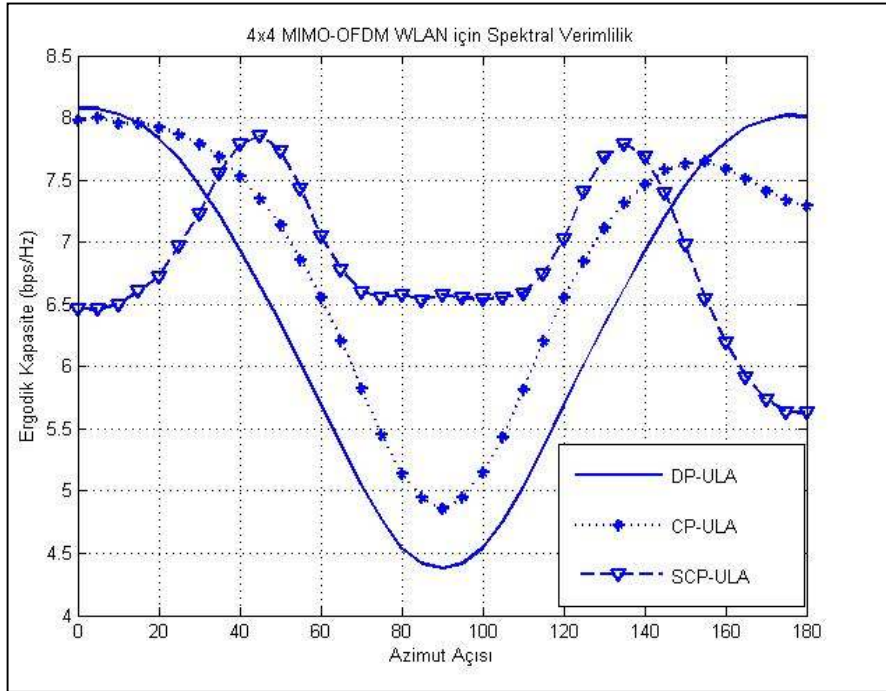


Şekil 5.3. (Devam) Düşük, orta ve yüksek açısıl yayılım değerlerinde 2x2 Dizi için MAA açısındaki değişime karşın ilnti eğrileri

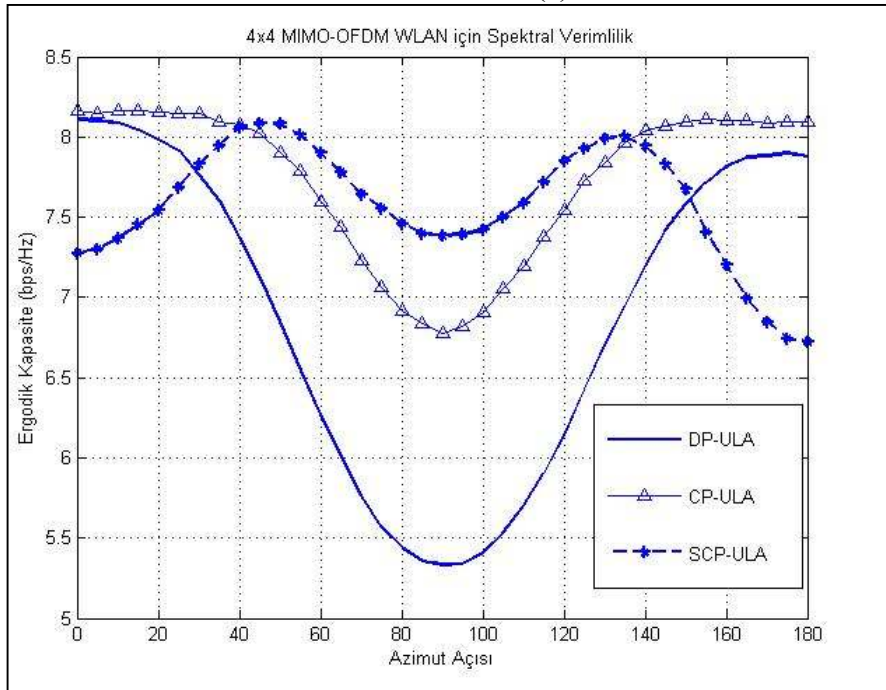
- (a) $AS=5^0$
- (b) $AS=20^0$
- (c) $AS=90^0$

Ortalama Azimut Açısı'nın (mean azimuth angle, MAA) $[0, \pi]$ arasında düzgün-dağılımlı olduğu varsayılarak MAA üzerinden ortalaması alınarak elde edilen bu grafikte dipol antenin en yüksek ilinti değerine sahip olduğu buna karşın SCP yapıda açısız yayılımın sabit bir değeri için CP' den daimi daha düşük uzaysal-modal ilintiye sahip olduğu görülmektedir. İlinti değerlerini yükselmesi kanalın satır ve sütunlarının doğrusal bağımsızlığını azalttığı için kanal rankını düşürmekte ve uzaysal çoğullama için kullanılabilecek dik gönderim kanallarının sayısını azaltarak erişilebilecek spektral verimlilik ve iletim kalitesini azaltmaktadır. Bu grafikten de çıkarılabileceği gibi ve takip eden sonuçlarımızda da sunulduğu gibi, bu da SCP-ULA yapısını CP-ULA ve DP-ULA'ya göre MIMO-WLAN haberleşme için yapı içi ortamlarda daha uygun bir çözüm olarak ortaya koymaktadır.

Şekil 5.3'de 2x2 DP-ULA, 2x2 CP-ULA ve 4x4 SCP-ULA konfigürasyonları için verilen grafiklerden görüldüğü gibi broadside ($MAA=90^\circ$)'da kısaca yansıtıcı tam olarak iki dizinin arasına girdiği durumda DP-ULA ve CP-ULA'ya ait ilintiler maksimum değerine ulaşmaktadır. Buna karşın broadside'de stack yapıda sadece 2. modda çalışan alt antenler arası ilinti (SCP-1222) maksimum değerine ulaşmakta olup 1. modda çalışan üst antenler 1. endfire'dan (0°) 2. endfire'a (180°) doğru düzgün monoton bir artış sergilemekte ve en önemlisi SCP-1112 ve SCP-1122 broadside'da 0'a düşmektedir. Bu sonuçlar da özellikle yansıtıcının tam olarak $MAA=90^\circ$ ile alıcı ve verici dizinlerin arasına girmesi gibi tercih edilmeyen bir kanalda SCP-ULA'nın DP-ULA ve CP-ULA'ya üstünlüğünü ortaya koymaktadır.



(a)



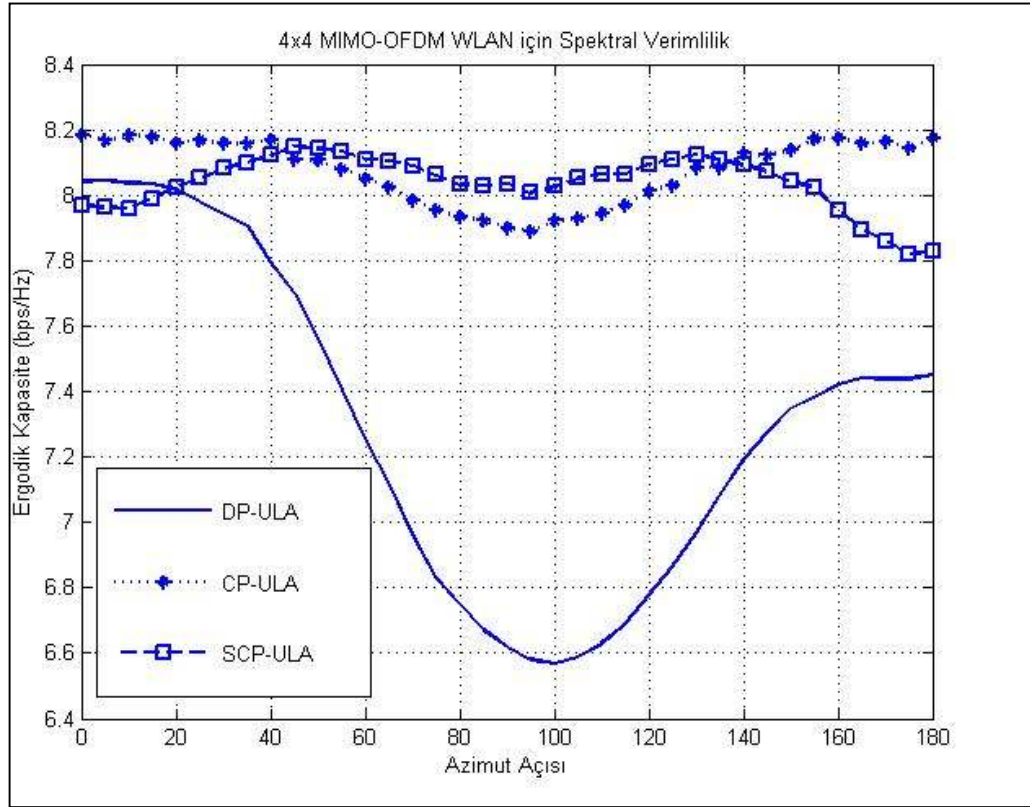
(b)

Şekil 5.4. Düşük, orta ve yüksek açısall yayılım değerklerinde MAA açısındaki değışimlere karşın ergodik kapasite analizleri

(a) $AS=5^0$

(b) $AS=20^0$,

(c) $AS=90^0$



(c)

Şekil 5.4. (Devam) Düşük, orta ve yüksek açısal yayılım değerlerinde MAA açısındaki değişimlere karşı ergodik kapasite analizleri

- (a) $AS=5^0$
- (b) $AS=20^0$,
- (c) $AS=90^0$

Şekil 5.4'te ayrıca MAA'nın $[0,180^0]$ arası değişimine karşılık sabit açısal yayılım ($AS=20^0$) değerinde DP-ULA, CP-ULA ve SCP-ULA anten dizilerine ait ergodik spektral verimlilik değerleri verilmiştir. Monte-Carlo iterasyonlar MAA'nın 5'er derecelik değişimlerinde elde edilen ilinti matrisleri kullanılarak elde edilmiş ve her MAA noktası için 10000 iterasyon gerçekleştirilmiştir.

Sonuçlar incelendiğinde görülmektedir ki SCP-ULA DP-ULA ve CP-ULA'ya göre iletişim açısından tercih edilmeyen kanal durumu olan yansıtıcı broadside konumunda (dizin normalinde; $\phi_c=90^0$) iken daha yüksek spektral verimliliğe ulaşmaktadır ve bu durumda DP-ULA ve CP-ULA'nın spektral verimlilikleri en düşük noktalarına ulaşmaktadır. Bununla beraber diğer bir tercih edilmeyen kanal

durumu olan yansıtıcının uç noktalarda olması durumunda ise ($\phi_c = 0^0$ veya $\phi_c = 180^0$) DP-ULA ve CP-ULA'nın spektral verimliliği SCP-ULA'ya nazaran daha yüksektir.

SCP-ULA'nın DP-ULA ve CP-ULA'ya göre düşük ilinti ve yüksek spektral verimlilik kazançları incelendiğinde, bunun yanında özellikle MIMO-WLAN sistemlerde uzaysal-limitli alanda dizüstü bilgisayar, erişim noktası, modem ve PDA'lerde kullanılması açısından bu spektral verimlilik kazançları veya hemen hemen aynı spektral verimlilikler SCP-ULA'da CP-ULA ve DP-ULA'ya göre Tablo 5.1.'de elemanların faz-merkezleri arası uzaklık en az olduğu bitişik durum için verildiği şekilde çok daha kompakt enlemsel boyut ile sağlanmaktadır. Bu da SCP-ULA anten dizinlerini gelecek nesil uzaysal-limitli yüksek-hız MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde kullanılması açısından önemli bir çözüm olarak ortaya koymaktadır.

Çizelge 5.1. SCP-ULA 'nın DP-ULA ve CP-ULA'ya göre kompaktlık kazancı

(TYPE) / (NxM)	2x2 (%)	4x4 (%)	6x6 (%)	8x8 (%)
DP-ULA	20,2	46,8	52,1	54,4
CP-ULA	60	60,1	60,1	60,1

Çizelge 5.1'de SCP-ULA anten dizinlerinin dizi boyutu değişirken DP-ULA ve CP-ULA dizinlerine göre boyut kazancı gösterilmiştir. Elde edilen değerlere göre alt-optimal MIMO detektörler kullanıldığında SCP-ULA ile DP-ULA ve CP-ULA'ya göre veri hızı artışı sağlanmakla kalmayıp aynı zamanda dizi uzunluğu arttıkça önemli ölçüde fiziki boyuttan da tasarruf sağlandığı görülmektedir.

Çizelge 5.2 Farklı MIMO detektörler kullanılarak DP-ULA, CP-ULA ve SCP-ULA ile erişilebilecek en yüksek veri hızları (Mbps)

Detektör		ML			MMSE			ZF		
Dizi Boyutu	Açısal Yayılım	DP-UL A	CP-UL A	SCP-ULA	DP-UL A	CP-UL A	SCP-ULA	DP-UL A	CP-UL A	SCP-ULA
2x2	Düşük (5^0)	164	164	172	130	130	133	124	124	132
	orta (20^0)	168	173	178	132	132	135	128	132	136
	yüksek (40^0)	172	180	181	132	136	136	132	136	140
4x4	Düşük (5^0)	252	252	264	148	148	148	128	128	132
	Orta (20^0)	276	296	300	156	160	160	140	144	144
	Yüksek (40^0)	296	324	324	156	164	164	144	152	156
6x6	Düşük (5^0)	348	348	352	168	168	168	132	132	132
	Orta (20^0)	396	424	420	172	176	176	144	152	152
	Yüksek (40^0)	424	468	476	176	184	184	152	164	164
8x8	Düşük (5^0)	472	472	472	180	180	180	136	136	136
	Orta (20^0)	552	620	618	188	188	192	152	156	160
	Yüksek (40^0)	560	644	628	192	196	200	160	168	172

Tez kapsamında temel olarak spektral verimlilik ve yüksek kapasite sağlayan MIMO Uzaysal Çoğullama (Spatial Multiplexing-SM) yöntemi kullanılmıştır ve lineer MIMO almaçlar ile sistem kapasitesi farklı anten dizinleri (CP-ULA, SCP-ULA, DP-ULA) için spektral verimlilik ve veri hızı açısından tamamlanmış, elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak Şekil 5.4' te sunulmuştur.

Çizelge 5.2' de ise açışal yayılımın farklı değerleri için (düşük, orta ve yüksek) tez kapsamında kullanılan MIMO detektörlere ait uzaysal dizi boyutundaki artışa karşın erişilebilir maksimum veri hızları her bir yapı için sunulmuştur.

5.2. IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN Sistemler İçin Uzay-Multimod-Polarizasyon Dairesel Mikroşerit Antenler (SMP-SCP ULA) İle Performans Analizi

Burada, tez kapsamında kullanılan SCP antenin, SMP çeşitliliğini sağlayacak şekilde tasarlandığı yapı ele alınmış ve polarizasyon çeşitliliğinin portlar üzerinde etkisi gözlemlenmiş ve analizlerde kullanılmıştır.

Bölüm 3.'te ışımaya özellikleri ve elektrik alan ifadeleri tanımından yola çıkılarak uzay-multimod-polarizasyon çeşitliliğini hibrit olarak içeren SMP-SCP-ULA için elektrik alan ifadeleri yeniden şu şekilde tanımlanmaktadır:

İki kutuplu dairesele mikroşerit yama anten yapısı için aynı antende iki farklı kutuptaki elektrik alan yayılımları arasındaki ilinti hesaplanırken Eş. 4.7'de yer alan d mesafesi sıfır alınmaktadır. Farklı kutuplar arasındaki ilinti hesaplanırken integral ifadesi hem θ hem de φ 'ye bağlı gibi görünse de iç ortam uygulamaları için tez kapsamında tasarlanan antenin yatay konumunda değişiklik olmamaktadır. Değişim sadece φ 'ye bağlı kalmaktadır. Bu nedenle farklı kutuplar arasındaki ilinti değerleri hesaplanırken çizgi integral kullanılmaktadır. Bu durumlar göz önünde bulundurulduğunda yönlü yayılımlar arasındaki ilintiye bulmak için Eş. 4.7

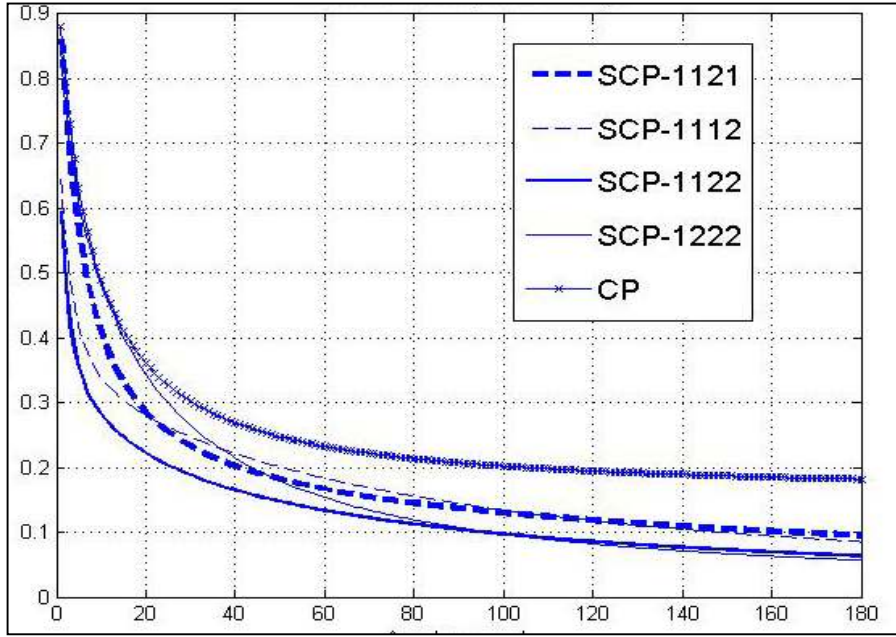
ifadesinde $E_1(\varphi) \cdot E_2^*(\varphi)$, $|E_1(\varphi)|^2$, $|E_2(\varphi)|^2$ ifadeleri yerine Eş. 5.1’de verilen ifadeler kullanılmıştır [41,42].

$$\begin{aligned} E_1(\varphi)E_2^*(\varphi) &= E_\theta(\varphi)E_\varphi^*(\varphi) + XPD \cdot E_\varphi(\varphi)E_\theta^*(\varphi) \\ |E_1(\varphi)|^2 &= |E_\theta(\varphi)|^2 + XPD \cdot |E_\varphi(\varphi)|^2 \\ |E_2(\varphi)|^2 &= |E_\varphi(\varphi)|^2 + XPD \cdot |E_\theta(\varphi)|^2 \end{aligned} \quad (5.1)$$

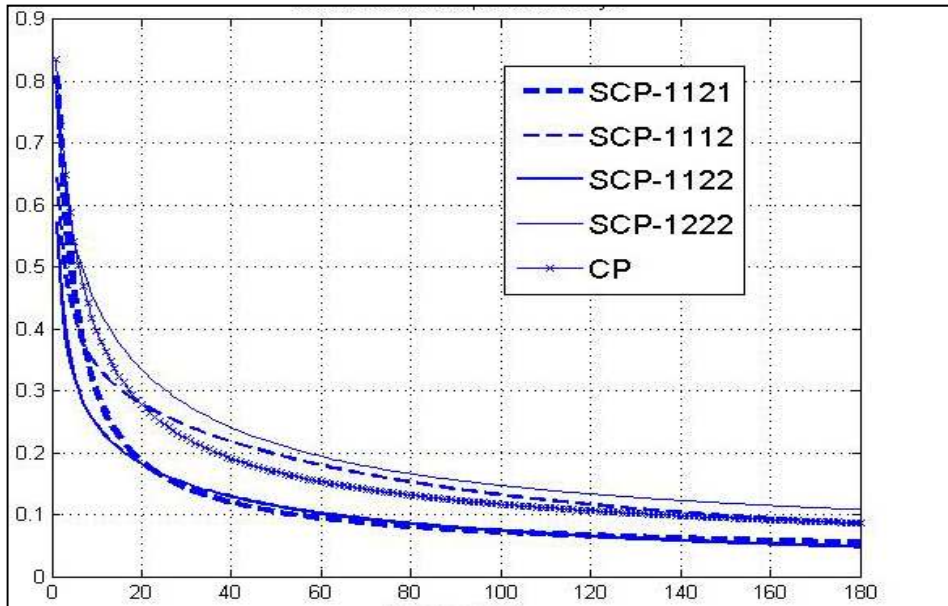
(50)’de yer alan XPD değeri, çapraz kutuplanma ayrıştırmasını göstermektedir ve temelde eş ve çapraz kutuplanma arasındaki dB cinsinden oran olarak ifade edilir. Tez kapsamında aynı antende yayılan farklı kutuplar arasındaki ayrışma olarak tanımlanır. Bu tez çalışmasında tasarlanan anten yapısında bu değer düşük olduğu için ihmal edilmektedir. Bu durumda Eş. 5.1 denklemi aşağıdaki gibi yeniden elde edilir.

$$\begin{aligned} E_1(\varphi)E_2^*(\varphi) &= E_\theta(\varphi)E_\varphi^*(\varphi) \\ |E_1(\varphi)|^2 &= |E_\theta(\varphi)|^2 \\ |E_2(\varphi)|^2 &= |E_\varphi(\varphi)|^2 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Uzay-multimod-kutuplanma çeşitliliğini içeren dairesel mikroşerit antenin ilinti değişimleri DP-ULA ve CP-ULA ile karşılaştırmalı olarak Şekil 5.5’te sunulmuştur. Şekil 5.5’de uzay-multimod SCP için ilinti değişimi grafiği gösterilmiştir. Burada TM_{11} - TM_{21} modunda yayılım yapan SCP antenin ilinti değeri açısız yayılımın yüksek değerlerinde azalmıştır ve 180° deki değeri ise 0,0956’dır.



(a)



(b)

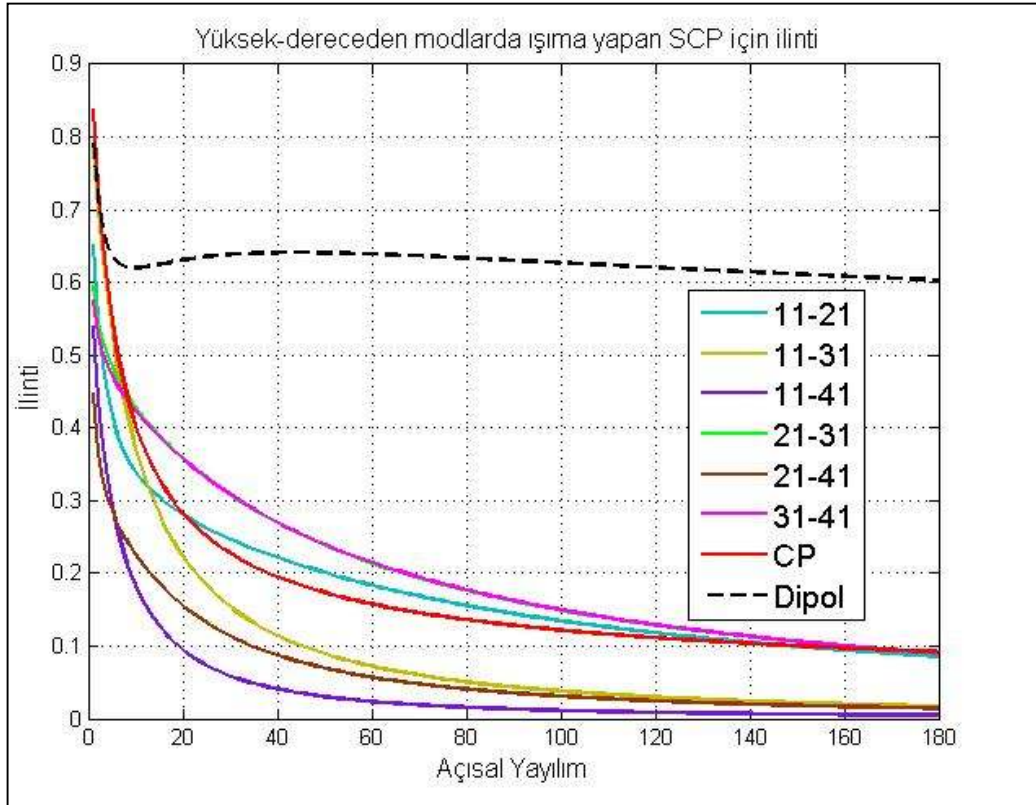
Şekil 5.5. Tek yansıtıcılı iletim ortamı için açılal yayılıma karşın ilinti eğrileri ve polarizasyon çeşitliliğinin ilintiye etkisi.

(a) uzay-multimod SCP

(b) uzay-multimod-polarizasyon SCP

(2x2 dizi uzunluğu, K=5dB LOS kanal)

Bu aşamada SCP-ULA multimod çeşitliliğini sağladığı için yüksek dereceden modlarda ışıma yapan antenlere ait performans artışı beklentisi bu antenlerle sistem performansı incelenerek doğrulanmış ve TM_{11} - TM_{41} modları arasında ışıma yapan SCP-ULA ile ergodik kapasite analizleri yapılmış sonuçlar Şekil 5.7’de sunulmuştur.

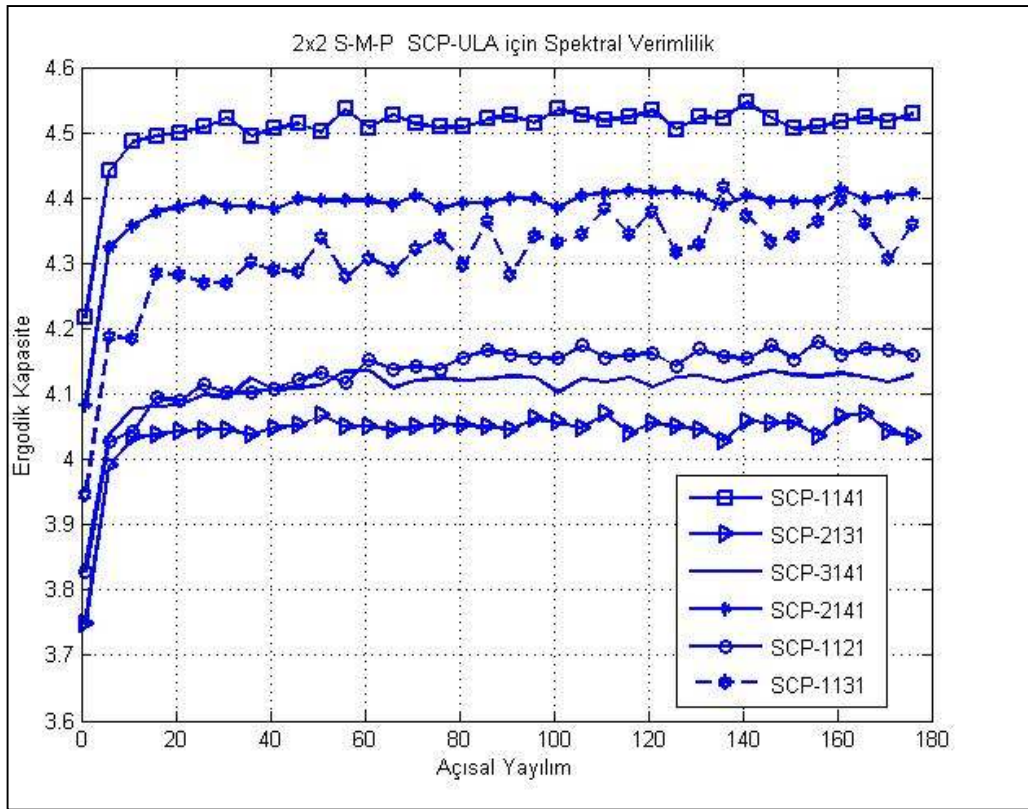


Şekil 5.6. Yüksek-derece modlarda ışıma yapan multimod tek stack SCP antenin Dipol ve CP antenlere göre açılal yayılıma karşın ilinti değışimi.

Yüksek-dereceden modlarda ışıma yapan SM-SCP-ULA için TM_{11} - TM_{21} , TM_{11} - TM_{31} , TM_{21} - TM_{31} , TM_{11} - TM_{41} , TM_{21} - TM_{41} , TM_{31} - TM_{41} modlarında çalışan multimod dairesel stack yapıya ait teorik yarıçap değeri kullanarak elde edilen ilinti analizleri Şekil 5.6’ da gösterilmektedir.

Multimod SCP için TM_{11} - TM_{41} modlarında tek stack antene ait ilinti eğrilerine bakılarak açılal yayılımın düşük değeri aralığında (0^0 - 20^0) bindirilmiş yapıdaki antenlerden alttaki antenin mod sayısı sabit olduğu durum için üstteki antenin modu arttıkça ilinti değeri artmakta buna karşın açılal yayılımın yüksek dereceleri için üst

anten mod derecesinin sabit tutulduğu bindirilmiş konfigürasyonlar karşılaştırıldığında, bu durumda alttaki antene ait mod sayısının artışı anten ilintiunda azalmaya neden olmaktadır. Dolayısıyla farklı modların yer aldığı bindirilmiş anten tasarımlarında TM_{11} , TM_{21} , TM_{31} ve TM_{41} modlarının mod derecesindeki artışa karşılık ilinti değerlerinin ve güç ilintiunun değişimini açıkça ortaya koymaktadır [26].



(a)

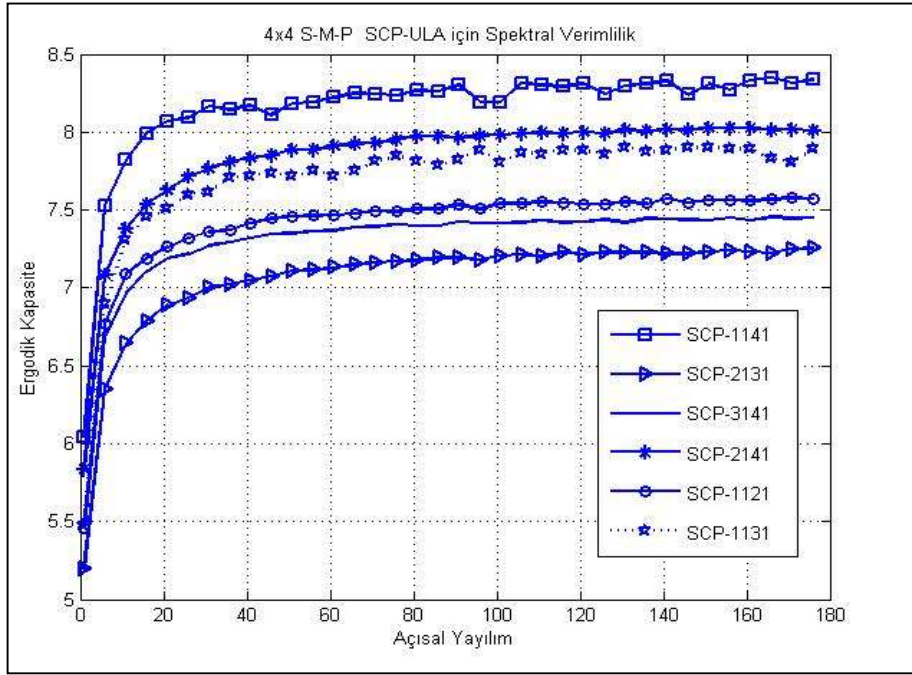
Şekil 5.7. MIMO haberleşme için yüksek-dereceden modlarda ışıma yapan (TM_{11} - TM_{41} ve TM_{21} - TM_{31}) SMP-SCP-ULA için ML detektör kullanılarak açısal yayılıma karşı ergodik spektral verimlilik değişimi. ($K=10$ dB LOS kanal)

(a):2x2

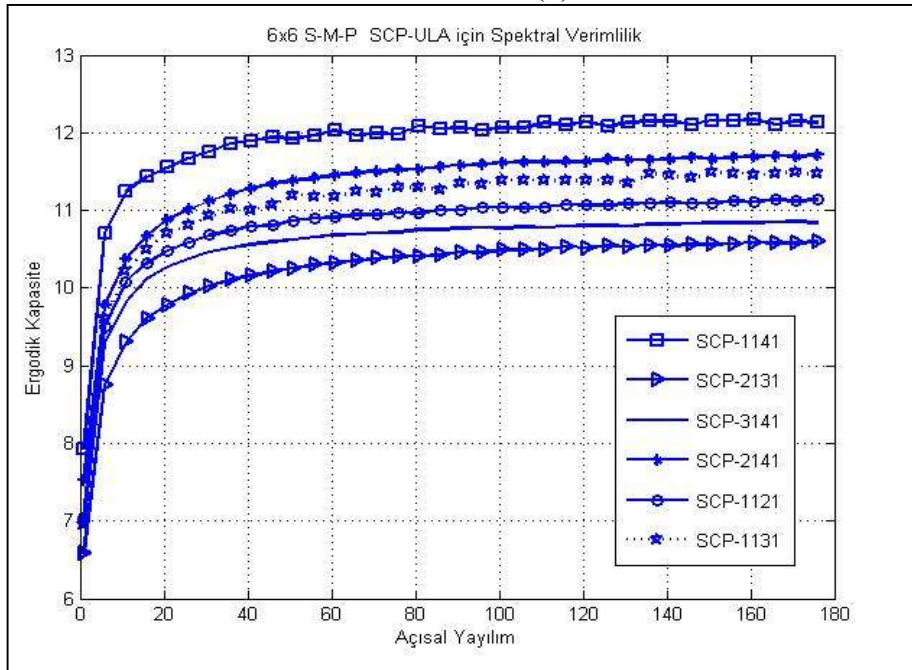
(b):4x4

(c):6x6

(d):8x8



(b)



(c)

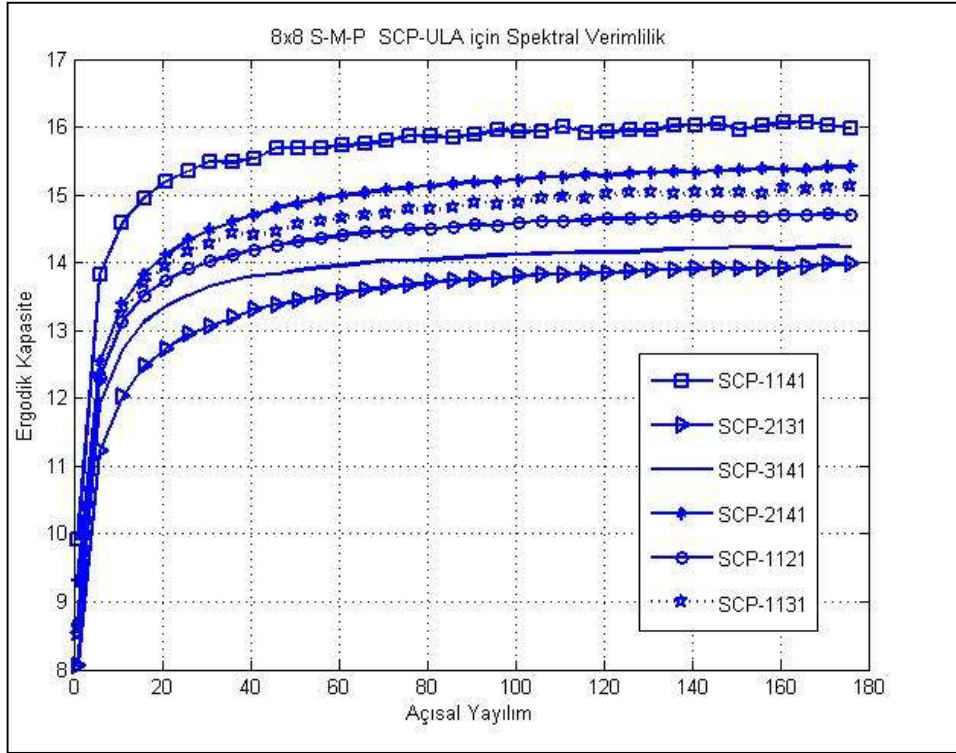
Şekil 5.7. (Devam) MIMO haberleşme için yüksek-dereceden modlarda ışıma yapan (TM_{11} - TM_{41} ve TM_{21} - TM_{31}) SMP-SCP-ULA için ML detektör kullanılarak açısal yayılıma karşın ergodik spektral verimlilik değişimi. ($K=10$ dB LOS kanal)

(a) 2x2

(b) 4x4

(c) 6x6

(d) 8x8



(d)

Şekil 5.7. (Devam) MIMO haberleşme için yüksek-dereceden modlarda ışıma yapan (TM_{11} - TM_{41} ve TM_{21} - TM_{31}) SMP-SCP-ULA için ML detektör kullanılarak açısal yayılıma karşı ergodik spektral verimlilik değişimi. ($K=10$ dB LOS kanal)

(a):2x2

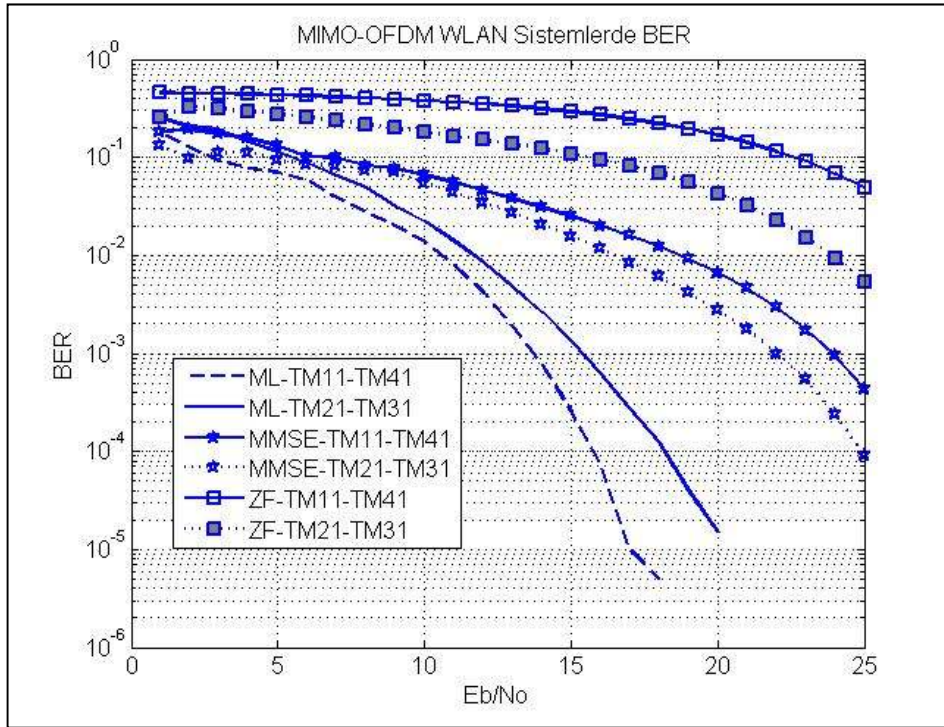
(b):4x4

(c):6x6

Bir önceki bölümde çalışma prensipleri verilen MIMO detektörler MATLAB© da programlanarak farklı SM tekniklerinin performans karşılaştırılması amacı ile BER karakteristikleri alıcı anten başına E_b/N_0 ' a karşılık elde edilmiştir. QPSK modülasyon setleri kullanılarak data kodlama yapılmadan iletilmiştir. Sinyal modeli alıcı anten başına SNR (E_s/N_0)' a bağlı olduğundan eğer giriş olarak alıcı anten başına E_b/N_0 verilmişse, bu ifade E_s/N_0 'ya dönüştürülmelidir. Bir M-ary PSK modülasyon yapısı için ya da M-ary QAM için bu dönüştürme işlemi aşağıdaki eşitlik kullanılarak yapılabilir.

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} \log_2 M \quad (5.3)$$

Bu tez kapsamında MATLAB’da Monte-Carlo simulasyonlarında $K=5\text{dB}$ Ricean-K faktöre sahip LOS kanal için alıcı anten başına SNR değişimine karşılık BER analizi QPSK modülasyon yapısında 106 uzunluğunda veri kullanılarak yüksek-derece modda ışıma yapan SMP-SCP için 2×2 dizisi farklı MIMO detektör yapıları ile analiz edilmiş ve Şekil 5.8’de gösterilmiştir.



Şekil 5.8. 2×2 SCP-ULA için $\text{TM}_{11}\text{-TM}_{41}$ ve $\text{TM}_{21}\text{-TM}_{31}$ modlarında ışıma yapan bindirilmiş yapıdaki mikroşerit anten için ortalama BER analizi ($K=5\text{dB}$ LOS kanal).

Şekil 5.8.’de verilen her üç detektör yapısı için elde edilen sonuçlara göre en düşük ortalama bit hatası ML detektör ile elde edilmiş olmakla beraber yüksek-seviye modlar arasında en düşük ve en yüksek ilintiye sahip $\text{TM}_{11}\text{-TM}_{41}$ ve $\text{TM}_{21}\text{-TM}_{31}$ modal kombinasyonları için güç verimliliği 1 ile ~ 3 dB arasında değişim göstermektedir. Modlar arası düşük ilintiye sahip yüksek spektral verimlilik ve

yüksek veri hızına ulaşan yüksek-seviye SCP antenler için bir başka performans kriteri ise kompaktlıktır.

SCP-ULA antenler için elde edilen spektral ve güç verimlilikleri kullanılan antenlerin yüksek-seviye modlarda yayılım yaptığı durumda literatürde yer alan merkez-beslemeli sıfır-ortalamalı dipol anten dizinleri ve temel-modda (TM_{01} mod) çalışan dairesel mikroşerit anten ile karşılaştırıldığında sırasıyla %26,9 ve %31,2; %7,5 ve %13 fiziksel boyut kazancı sağlamaktadır.

Dizi boyutundaki artışla lineer olarak artan veri hızlarına ait değişim Çizelge 6.4'te verilmiştir. Polarizasyon çeşitliliği ile uzaysal-çoğullama ile elde edilebilir kazanç ise veri hızı açısından uzay-multimod SCP-ULA ya göre 4x4 dizi kullanıldığında 20Mbit/s artış gösterirken 6x6 dizi kullanılması halinde TM_{11} - TM_{41} modlarında ışıma yapan dairesel mikroşerit yama anten ile 40Mbit/s kadar artış sağlanabilmektedir.

Çizelge 5.3. ML detektör ile 20° açısal yayılım değeri için DP-ULA, CP-ULA, SM-SCP-ULA ve SMP-SCP-ULA ile erişilebilecek en yüksek veri hızları (MBps)

Dizi Uzun luğu (MxN)	Veri hızı (Mbits/s)								
	Uzay-Multimod			Uzay-Multimod-Polarizasyon					
	DP- ULA	CP- ULA	SCP- ULA	TM_{11} - TM_{41}	TM_{11} - TM_{31}	TM_{11} - TM_{21}	TM_{21} - TM_{41}	TM_{31} - TM_{41}	TM_{21} - TM_{31}
2x2	168	173	178	180	170	163,56	175,24	163,48	161,64
4x4	276	296	300	320	300	289,76	304,2	286	274,08
6x6	396	424	420	460	420	417,2	432,4	408,4	389,24
8x8	552	620	612	616,8	556	546,4	561,2	531,2	506

Tezde önerilen tasarım parametrelerine bağlı olarak elemanlar arası bitişik durum için anten dizi boyutundaki artışa paralel olarak yerleşim durumunda SCP anten dizinlerinin kapladığı alan Çizelge 5.4'te verilmiştir.

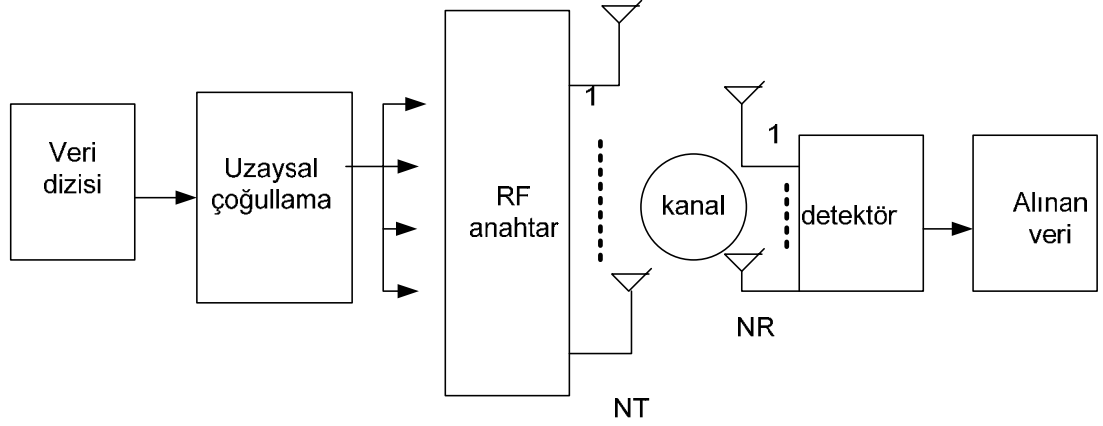
Çizelge 5.4. Elemanlar arası minimum yerleşim için SCP-ULA, CP-ULA ve DP-ULA için fiziksel dizi uzunluğu.

(TYPE)/(NxM)	2x2 (mm)	4x4 (mm)	6x6 (mm)	8x8 (mm)
DP-ULA	42,4	127,2	212	296,8
CP-ULA	84,8	169,6	254,4	339,2
SCP-ULA	33,8	67,6	101,4	135,2

6. IEEE802.11N MIMO-OFDM WLAN SİSTEMLER İÇİN ANTEN SEÇİMİ TEKNİĞİ KULLANILARAK UZAY-MULTİMOD-POLARİZASYON DAİRESEL MİKROŞERİT ANTENLER (SMP-SCP ULA) İLE KAPASİTE ARTTIRIMI

Günümüzde çok girişli-çok çıkışlı (MIMO) sistemler sağlamış oldukları üstün başarımdan dolayı ilgi odağı haline gelmiştir. MIMO telsiz sistemler, alıcı ve vericide birçok antenin kullanıldığı sistemlerdir [43]. MIMO sistemlerin, kapasite artırımlarına karşın çok anten kullanımının getirmiş olduğu karmaşıklık dolayısıyla maliyetleri yüksektir. Sistem içindeki yükselticiler, kullanılabilecek verici ya da alıcı anten sayısını sınırlayan temel etkenler olmaktadır [43]. Az sayıda yükseltici ile çok sayıda verici anten kullanmak ve bu antenler içinden en iyi kanal parametrelerine sahip olan antenlerin seçilmesi yoluna gidilerek sistem maliyetini düşürme yoluna başvurulmaktadır. Seçilen verici antenlere yükselticiler bağlaştırılırsa daha düşük maliyette kapasite artırımı sağlanır [44]. Çok antenli yapıların en önemli sorunu yükselteçler, aşağı-dönüştürücüler (downconverter) ve A/D dönüştürücülerden oluşan Radyo Frekansı (RF) zincirleri sayılarının çok oluşudur. Bu da karmaşıklığı ve sistemin donanım yönünden maliyetini artırır. Özellikle güç ve boyut sınırlamalarından dolayı cep telefonları gibi küçük mobil cihazlarda bir ya da en fazla iki tane anten bulunmaktadır. Dolayısıyla baz istasyonu ile mobil birim arası iletişim için pratikte çok sayıda verici antenli ve 1 (ya da 2) alıcı antenli yapılar çok önemli olmaktadır [45]. Verici anten seçimi (VAS) yöntemi, mevcut sistemin kodlama – kod çözme yapılarının ve modülasyon düzeylerinin değişmesine gerek kalmadan; yani sistemin karmaşıklığını koruyarak çeşitleme derecesini artırır ve performansı iyileştirir. Ayrıca, aynı anda iletim yapan mevcut anten sayısını da koruyarak RF zincirini arttırmazlar.

Optimum anten seçimi, olası anten bileşimlerinin tümü göz önüne alınarak en iyi İGO ya da kapasiteyi sağlayanların belirlenmesi yoluyla yapılmalıdır [43]. Anten seçme işlemi verici anten kısmında olduğu gibi alıcı anten kısmında da yapılabilir.



Şekil 6.1. Optimum anten seçme yapısı (M adet RF modül, NT gönderici anten)
(M<NT)

Şekil 6.1’de NT adet gönderici antenin kullanıldığı bir sistem için uçtan uca anten seçimini gösterilmektedir. M kadar RF modül gönderici antenlerin M tanesine map edilir. NT sayıda antenin M taanesi kullanılacağı için efektif kanal gerçek kanalın M sütünü üzerinden tanımlanır $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$. p_i , i.nci seçili sütun indisi olmak üzere ilgili efektif kanal NRXM natrisi ile modellenmektedir $\mathbf{H}_{\{p1, p2...pM\}} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$.

Eğer $\mathbf{x}$ ($\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$), uzay-zaman kodlanmış ya da uzaysal çoğullama yapılmış diziyi gösterirse, alıcı uçta alınan sinyal

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_x}{M}} \mathbf{H}_{\{p1, p2...pM\}} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (6.1)$$

şeklinde ifade edilir. Bu eşitliği sağlayan bir sistem için kanal kapasitesi hangi antenin seçildiği kadar kaç tane antenin seçildiğine de bağlıdır. Dolayısıyla anten seçimi yapılarak kanal kapasitesini arttırmak mümkündür [56-60].

6.1. Optimum Anten Seçimi

M kadar gönderici anten kümesi N_T kadar gönderici anten üzerinden kanal kapasitesini maksimize edecek şekilde seçilmelidir. Toplam iletilen güç P ile sınırlandırıldığında, sistem kanal kapasitesi M tane anten kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$C = \max_{R_{XX}, \{p_1, p_2, \dots, p_M\}} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_x}{M} \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_M\}} \mathbf{R}_{XX} \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_M\}}^H \right) \quad (6.2)$$

Burada $\mathbf{R}_{XX}$ MXM boyutlu kovaryans matrisidir. Eğer tüm seçili antenler üzerinde eşit güç dağılımı varsa bu durumda verilen indisindeki antenler için kanal kapasitesi ifadesi

$$C_{\{p_1, p_2, p_M\}} = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_x}{M N_O} \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_M\}} \mathbf{R}_{XX} \mathbf{H}_{\{p_1, p_2, \dots, p_M\}}^H \right) \quad (6.3)$$

şeklinde yazılır. Bütün olası anten kombinasyonları için optimal seçme işlemi bu kapasite hesabı ile belirlenir. Sistem kapasitesi maksimize etmek için ise en yüksek kapasiteye sahip olan anten seçilmelidir.

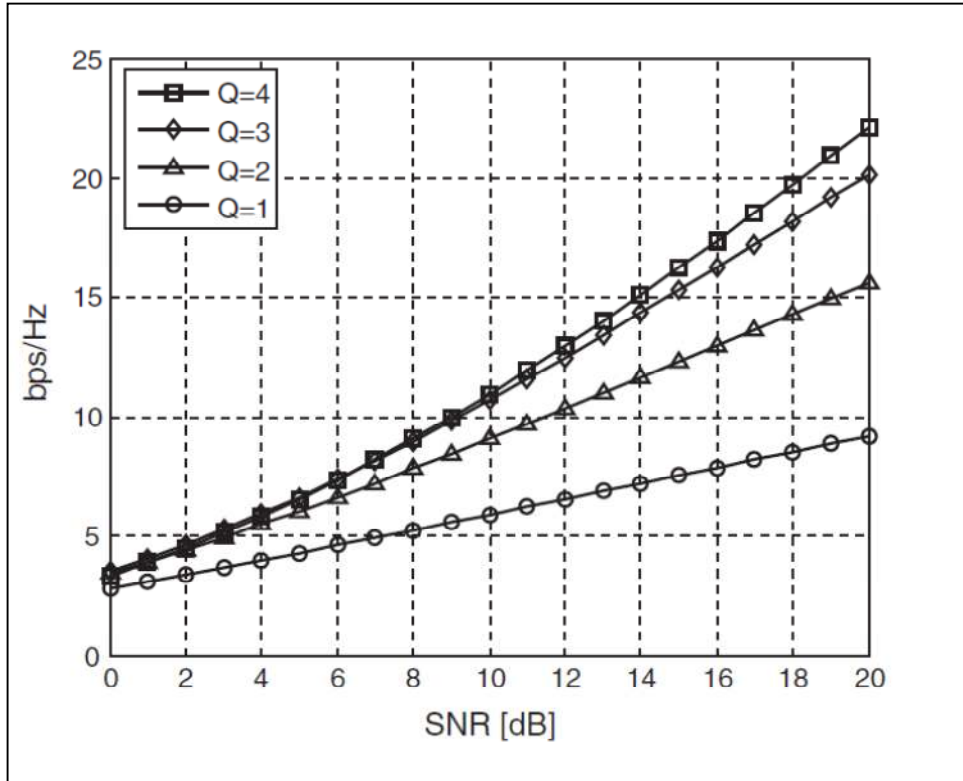
$$\{p_1, p_2, \dots, p_M\} = \arg \max_{\{p_1, p_2, \dots, p_M\} \in A_M} C_{\{p_1, p_2, \dots, p_M\}} \quad (6.4)$$

Burada A_M , M kadar seçili anten için tüm olası anten kombinasyonlarının bir kümesidir. Burada tüm olası kombinasyonlar N_T sayısı yani anten dizi uzunluğu

arttıkça $|A_M| = \binom{N_T}{M}$ hesabı nedeniyle karmaşılaşmaktadır. Bu zorluğu gidermek

için bazı anten seçme algoritmaları geliştirilmiştir. Şekil 6.2.'de $N_T = N_R = 4$ için seçili anten sayısı $M = Q = 1, 2, 3, 4$ olacak şekilde kanal kapasitesini optimum anten seçimi

yöntemi kullanılarak göstermektedir. Şekilden de görüldüğü gibi kanal kapasitesi seçili anten sayısı ile orantılı olarak artmaktadır. 10dB'den düşük SNR değerlerinde tüm antenleri kullanmak yerine sadece 3 anten kullanmak kanal kapasitesini yeterince arttırmaktadır.



Şekil 6.2. Optimal anten seçimi ile kanal kapasitesi değişimi
($N_T=N_R=4$, $M=Q=1,2,3,4$) [55]

Bu tez çalışmasında kullanılmak üzere gönderici ve alıcı anten seçimi algoritmaları tanımlanmıştır. Literatürde ortak yapıda MIMO-OFDM sistemler için anten seçimi üzerine herhangi bir çalışma yer almamaktadır. En çok üzerinde çalışılan konu gönderici ya da alıcı anten seçimi yöntemleridir [56-60].

6.2. Kapasite-Tabanlı Anten Seçimi Yöntemi

Kapasite-tabanlı anten seçimi işlemi için alıcıda CSI bilgisinin olduğu ve göndericide olmadığı düşünülmektedir. Sinyal işleme tekniği ile seçici sinyal işleme bir geri

besleme ile vericide CSI bilinmesi halinde TSSA algoritması uygulanabilmektedir. Uzaysal olarak ilintili sönümlemeli kanallarda CCI göndericide bilinmesi durumunda ilinti matris tabanlı algoritma kullanılabilmektedir.

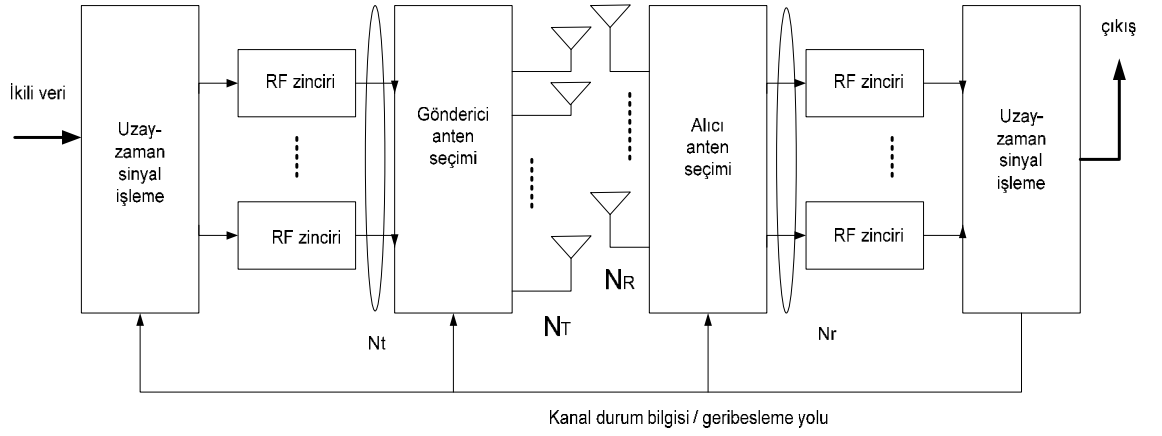
MIMO teknolojilerinin kablosuz link performansını oldukça arttırdığı bilinmektedir. Ancak bu performans iyileştirmesi öte yandan RF donanım karmaşıklığı artışına yol açar. Gönderici (T_x) ve alıcı (R_x) tarafında çok sayıda anten sahip olan sistemler için bu artış daha korkunçtur. Donanım ve hesaplama maliyetini düşürmek üzere farklı teknikler araştırılmıştır. Bu maliyet problemini hafifletmek ve MIMO sistemin avantajlarını yakalamak için düşük-karmaşıklıkla sahip bir çözüm olarak anten seçimi önerilmiştir. Anten seçimi üzerine yapılan çalışmaların bir çoğu sadece ya gönderici ya da alıcı anten seçimi üzerinde yoğunluk taşımaktadır [46-48]. Kapasite-tabanlı seçim tekniği için ise ISA (Incremental Selection Algorithm) veya DSA (Decremental Selection Algorithm) gibi algoritmalar bazı etkin alt-optimal algoritmalarlardır.

Gorokhov [47]'de DSA algoritmasını önermiştir. Bu algoritmada tam anten seti ile başlanarak her bir adımda kapasite kaybını minimize edecek şekilde bir anten çıkarılır. Ayrıca Gharavi-Alkarsari [48] kanal kapasitesini maksimize etmek için hızlı ISA algoritmasını önermişlerdir. Bu yöntem Gorokhov'un yaklaşımına göre çok daha hızlıdır. ISA algoritmasında ise ilk önce boş bir seçilen anten seti ile başlanarak her bir adımda en fazla kapasite artışı elde edilecek şekilde anten setine bir anten eklenmektedir. Şimdiye kadar literatürde çok az sayıda ortak gönderici ve alıcı alt-taşıyıcı seçim algoritması önerilmiştir. [49]'de yapılan çalışma, düz sönümlemeli bir kanal için kanal durum bilgisinin R_x 'de bulunduğu kabul edilmiştir. Donanımsal maliyetin büyük ölçüde düşürülmesi, sadece RF zinciri sayısının anten elemanları sayısından daha düşük olmasına bağlı olduğundan, bu çalışmada iki etkin (ISA) algoritması sunulmuştur. Bunlar pratik MIMO senaryoları için kanal bilgisine dayalı (CCI veya CSI) ortak gönderici ve alıcı seçim algoritmalarıdır.

Birincisi, alıcıda ortak anten seçimi sinyal işleme uygulanarak seçim sinyali T_x de geribeslenerek esnek (TSSA) algoritması hesaplama karmaşıklığını gidermek için

önerilmiştir. Önerilen algoritma ISA uygulamaktadır. Daha sonra, ilintili kanal için ilinti matrisi T_x 'de bulunduğu durum için, ilinti matris tabanlı yeni bir T_x anten seçimi algoritması önerilmiş ve alıcıda R_x anten seçimi için ise ISA algoritması kullanılmıştır.

6.3. Anten Seçimi Uygulanan Sistem Modeli ve MIMO Kanal Modeli:



Şekil 6.3. Anten seçimi tekniğine ait sistem modeli [49]

MIMO sistem N_T gönderici, N_R alıcı antenden oluşur. Kanal matrisi $H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ dır. Göndericide $N_T \times N_t$ boyutlu gönderici anten seçim matrisi S_t , N_T üzerinden N_t kadar anten elemanı seçerek donanım maliyetinin azaltılmasını sağlarken, alıcıda N_R anten üzerinden N_r anten seçen $N_r \times N_R$ boyutlu S_r matrisi bu işlem için kullanılmaktadır. Böylece $N_r \times 1$ alıcı matrisi

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{\rho}{N_t}} S_r \mathbf{H} S_t \mathbf{x} + \mathbf{n} = \sqrt{\frac{\rho}{N_t}} \mathbf{H}_{sel} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (6.5)$$

olarak ifade edilir. Burada $\mathbf{x}$ $N_r \times 1$ boyutlu gönderilen semboller vektörü, $\mathbf{H}_{sel} = S_r \mathbf{H} S_t \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ anten seçimi yapıldıktan sonra elde edilen yeni kanal matrisi,

ρ alıcı anten başına işaret-gürültü oranı (SNR) ve $\mathbf{n}$ ise sıfır ortalamalı birim kovaryans matrisli AWGN gürültü ifade etmektedir.

6.3.1. MIMO kanal modeli

Kronecker tabanlı kanal modeline göre uzaysal ilinti matrisi:

$$\mathbf{R} = \mathbb{E}[\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H] \quad (6.6)$$

dir. Burada

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \sqrt{R}\text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (6.7)$$

ve $\mathbf{H}_w$ ise uzaysal i.i.d. sıfır ortalamalı birim varyansa sahip complex gaussian bileşenli MIMO kanaldır. Tez kapsamında kullanılan MIMO kanal modelinde Kroenecker korele kanal modelinde kanal matrisi

$$\mathbf{H} = \sqrt{\mathbf{R}_{RX}} \mathbf{H}_w \sqrt{\mathbf{R}_{TX}} \quad (6.8)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Burada $\mathbf{R}_{RX}$ alıcı ilinti matrisi, $\mathbf{R}_{TX}$ ise gönderici ilinti matrisidir. Göndericide kanal bilgisi olmadığı durumda düzgün güç dağılımı tekniği iyi bir seçimdir. Ortak gönderici ve alıcı anten seçimi işleminin temeli, kapasite kriteri kullanılmak üzere N_T üzerinden en iyi N_t 'yi seçmek, aynı zamanda N_R üzerinden en iyi N_r 'ı seçmektir.

Eğer anten seçimi hem göndericide hem de alıcıda uygulanırsa, seçilen MIMO sistem için erişilebilir kapasite ifadesi ($\mathbf{H}_{sel} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$)

$$C(\mathbf{H}_{sel}) = \log_2 \left[\mathbf{I}_{N_t} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}_{sel}^H \mathbf{H}_{sel} \right] \quad (6.9)$$

şeklindedir. Burada $\mathbf{H}_{sel} = \mathbf{S}_r \mathbf{H} \mathbf{S}_t$ 'dir. $\mathbf{I}_{N_t}$, $N_t \times N_t$ boyutlu birim matristir. Gönderici ve alıcı ilinti matrislerinin EVD (eigenvalue decomposition)' ları sırasıyla: $R_t = U_t D_t U_t^H$ ve $R_r = U_r D_r U_r^H$ olacak şekilde U_r ve U_t birim matrislerdir ve sütunları R_r ve R_t 'nin eigenvektörleridir. $D_t = \text{diag}[\lambda_1^T, \dots, \lambda_{N_t}^T]$ ve $D_r = \text{diag}[\lambda_1^R, \dots, \lambda_{N_r}^R]$ ise diagonal girişleri, sırasıyla R_t ve R_r 'nin eigendeğerleri olan diagonal matrislerdir.

$\mathbf{H}_{sel} = \sqrt{\mathbf{R}_r} \mathbf{H}_w \sqrt{\mathbf{R}_t}$ olacak şekilde kapasite ifadesi

$$C(\mathbf{H}_{sel}) = \log_2 \left[\mathbf{I}_{N_t} + \frac{\rho}{N_t} D_t H_w^H D_r H_w \right] \quad (6.10)$$

şeklinde yeniden ifade edilir.

Eğer $N_r = N_t$ ise ve gönderici ve alıcı ilinti matrisleri full rank ise yüksek SNR larda kapasite ifadesi Eş. 6.11'deki gibidir:

$$C(H_{sel}) \approx \log_2 \det \left(\frac{\rho}{N_t} H_w^H H_w \right) + \log_2 \det(D_r) + \log_2 \det(D_t) \quad (6.11)$$

Anten seçimi için en iyi alt-küme seçme işlemi H kanal matrisinin tüm olası satır ve sütunlarının tüm olarak taranması ile elde edilir. Bu işlem, dizi uzunluğu arttıkça

$$\binom{N_R}{N_r} \binom{N_T}{N_t} = \frac{N_R!}{(N_R - N_r)! N_r!} \cdot \frac{N_T!}{(N_T - N_t)! N_t!} \text{ kombinasyonunun hesabı nedeniyle}$$

zorlaşır. Basitlik açısından yeni bir yaklaşım olarak ilk önce alıcı anten sayısı değiştirilmeden yani N_r kadar satır sabit tutularak N_t kadar sütun seçilir, daha sonra

ise gönderici anten sayısı kadar yani N_t kadar sütun sabit tutularak N_r kadar satır seçilir. Sonuç olarak ortaya çıkan satır ve sütunlar yeni bir matris oluşturmak için kullanılır. Bu konuda yapılan çalışmada [49] iki olası durum dikkate alınmıştır. Bunlardan birincisi anten altkümelerinin alıcıda CSI'a bağlı olarak seçilerek göndericiye bir geri besleme ile iletilmesi, ikincisi ise CCI bilgisinin göndericide mevcut olmasıdır.

6.3.2. CSI (channel state information)' a bağlı anten seçimi

Kanal durum bilgisine bağlı olarak anten seçimi algoritması literatürde yer alan NBS (Norm-based Selection) ve ISA (Incremental Selection Algorithm) algoritmalarının genel formu olan TSSA (Two-step Selection Algorithm) algoritmasıdır. Bu algoritmalarından NBS, euclidean vektör normuna bağlı olarak çalışırken, ISA ise RF zincir sayısının seçili anten sayısından daha büyük olduğu ($N_R > N_r$) durumlarda kanal kapasitesini maksimize eden etkin bir algoritmadır.

ISA, seçili anten kümesi için boş bir küme ile başlar ve her adımda kümeye (matrise) yeni bir eleman ekleyerek en yüksek kapsite artışı sağlanıncaya kadar bu işlemi tekrarlar.

Alıcıda, anten seçimi için $\mathbf{H}$ kanal matrisinin j . Satırı " h_j " olacak şekilde $[n \times N_T]$ boyutlu $\mathbf{H}_n$ matrisi $\mathbf{H}$ matrisiyle aynı sırada n satırına sahiptir. $(n+1)$. adımda " h_j " seçilir ve $\mathbf{H}_{n+1}$ 'i elde etmek için $\mathbf{H}_n$ konumlandırılarak $\mathbf{H}_{n+1}^H \mathbf{H}_{n+1} = \mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n + h_j^H h_j$ eşitliği sağlanır. J indeksi $C(\mathbf{H}_{n+1})$ 'i maksimize edecek şekilde seçilmektedir [F6].

Bu algoritmanın karmaşıklığı, alıcı anten seçimi için $O(N_T N_R N_r)$ vektör normudur. [48]'de önerilen TSSA algoritması iki aşamada kullanılır. İlk adımda, NBS algoritması kullanılarak en yüksek vektör norma sahip olacak şekilde orijinal $\mathbf{H}$ kanal matrisinden $N_{Rr} (N_R \geq N_{Rr} \geq N_r)$ satır ve $N_{Tr} (N_T \geq N_{Tr} \geq N_t)$ sütun seçilir. Daha sonra ön-seçili alt matris olan " $\mathbf{H}_{sel}$ " elde edilir. $\mathbf{H}_{sel} \in \mathbb{C}^{N_{Rr} \times N_{Tr}}$ 'dir. Burada amaç yüksek vektör-norma sahip bir ön-seçili alt matrisi orijinal kanal matrisi

kullanarak elde etmektir. Bu sayede bir sonraki adımda hesaplama karmaşıklığını azaltmak amaçlanmaktadır. İkinci adımda ise ön-seçili alt matris'e ISA uygulanır ve kapasite-tabanlı ortak gönderici-alıcı anten seçimi yapılır.

TSSA algoritması için işlem adımları şu şekilde özetlenebilir:

1.ADİM:

NBS algoritmasının kullanılması:

Girdiler: $N_R, N_T, N_{Rr}, N_{Tr}, N_r, N_t, H, \rho$

1) Alıcı Anten Seçimi:

N_{Rr} adet satırı yüksek normda seç:

$J_R = \arg \max \|h_j\|$ Seçili altmatrisi oluştur.

$$H_{N_{Rr}} \in C^{N_{Rr} \times N_T}$$

2) Gönderici Anten Seçimi:

1)'dekine benzer biçimde ön-seçili altmatrisi bul.

$$H'_{sel} \in C^{N_{Rr} \times N_{Tr}}$$

2.ADİM:

ISA algoritmasının kullanılması:

Girdiler: $N_{Rr}, N_{Tr}, N_r, N_t, H'_{sel}, \rho$

1) Alıcı Anten Seçimi:

i) ilk satırı seç, $j=1,2,\dots,N_{Rr}$

$$JJ_{R1} = \arg \max \{h_j h_j^H\}$$

ii) diğer satırları ($N_{Rr}-1$) seç:

$$JJ_{R1} = \arg \max \{\alpha_{j,n}\}$$

$$H_{N_r} \in C^{N_r \times N_{Tr}}$$

2) Gönderici Anten Seçimi:

1)'dekine benzer şekilde seçilen altkümeyi tanımla.

$$H_{sel} \in C^{N_r \times N_t}$$

6.3.3. CCI (channel correlation information)' a bağlı anten seçimi

Bu bölümde, ilintili sönümlenmeli kanallar için anten seçimi stratejileri incelenmiştir. Alıcıda mükemmel kanal ilinti bilgisi bulunduğu ve bir geri besleme hattı ile göndericide de kanal ilinti matrisini bilindiği düşünülürse, basitlik açısından gönderici ilinti için anten seçimi algortiması aşağıdaki gibi tanımlanır: 1)Gönderici anten seçimi R_T (Gönderici ilinti matrisi)' ye bağlıdır. 2) Alıcıda CSI bilindiği için ISA anten seçiminde kullanılır. 3) Algoritma adımları şu şekilde özetlenebilir:

1.ADİM:

CCI tabanlı Gönderici Anten Seçimi:

1) ilk iki sütun indislerini seç ve başlangıç gönderici ilinti matrisini (R_t) oluştur.

$$J_{12} = \arg \min |R_{tij}|$$

2) Gönderici anten indis kümesi $J=\{J_{12}\}$

3) for $m=3:N_t$

kovaryans vektöre göre antenleri seç

$$J_m = \arg \max (1 - V_i^H (R_t(m)^{-1} V_i))$$

4) Seçili gönderici anten indisleri oluştur, $J=\{J_{12}, \dots, J_{N_t}\}$ ve yeni gönderici ilinti matrisini oluştur(R_t).

seçilen altmatrisi bul $H'_{sel} \in C^{N_R \times N_t}$

2.ADİM:

CSI Tabanlı alıcı anten seçimi

Girdiler: $N_R, N_T, N_t, H'_{sel}, \rho$

H'_{sel} 'e bağılı olarak ISA algoritmasını kullanarak alıcı anten seçimi uygula ve H_{sel} 'i bul.

Her iki algoritmada da CSI ve CCI mükemmel kabul edilmiştir. Çalışmada alıcı anten seçimi için CCI ve CSI'yı dâhil edecek şekilde TSSA algoritması, göndericide ise değişken ton-başına seçme algoritmaları kullanılacaktır.

6.3.4. Göndericide değişken anten seçimi yöntemi

Anten seçimi ile MIMO-OFDM sistem için geleneksel yöntemlere [F8] nazaran çeşitlilik kazancını arttırmak mümkündür. Literatürde yer alan geleneksel yöntemlerden farklı olarak [51]'de seçilen gönderici anten sayısı her bir alt-taşıyıcı için değişim göstermektedir. Bu sayede ek çeşitlilik kazancı elde edilir. Öte yandan tüm alt-taşıyıcılar için anten seçimi yapılarak çeşitlilik derecesi artırılabilir.

MIMO sistemler uzaysal-çeşitlilik (spatial multiplexing) ile kanal kapasitesinde artış sağlarken, çokyolluluk etkisinden ötürü alt-taşıyıcılar arasında ISI oluşmaktadır. Fakat OFDM, paralel iletim için alt-kanallar üzerinden iletimle frekans seçici sönümlenmeyi düz sönümlenmeye dönüştürerek ISI etkisini azaltmaktadır.

MIMO sistemlerde çeşitlilik kazancını arttırmak için Anten Seçimi (Antenna Selection) uygulanır. Bu teknikte sinyal, seçilen antenler üzerinden gönderilerek kanal kazancı maksimize edilmektedir. MIMO sistemlerde iki farklı gönderici anten seçimi tekniği mevcuttur. Bunlardan ilki Fixed (Sabit) Anten Seçimi (FAS), diğeri ise Variable (Değişken) Anten Seçimi (VAS)'dır. FAS metodunda seçili anten sayısı kanal koşullarından bağımsızdır ve sabittir. Öte yandan VAS metodunda ise kanal koşullarına bağılı olarak seçilen anten sayısı değişmektedir. Bu iki yöntem arasında performans karşılaştırması yapıldığında VAS metodunun daha yüksek çeşitlilik seviyesine ulaştığı görülmektedir [51], ancak VAS metodu daha fazla geribildirim bilgisine ihtiyaç duyar ve sistem karmaşıklığı artar.

MIMO-OFDM sistemlerde anten seçimi işlemi ile çeşitlilik kazancı artırılır. $N_t \times N_r$ MIMO OFDM sistem için M adet alt-taşıyıcının bulunduğu durumda sistem yapısı MIMO sistemden farklı olarak M_T adet gönderici anten üzerinden M_t adet anten, N_T adet alıcı anten üzerinden N_t adet anten seçme üzerine kurulmuştur. MIMO –OFDM sistemde seçim işlemi her bir alt-taşıyıcıya veya tüm alt-taşıyıcılara ayrı ayrı uygulanır çünkü MIMO-OFDM sistemler çoklu-taşıyıcılı sistemlerdir. Bu nedenle gönderici anten seçiminde alt-taşıyıcılar dikkate alınmalıdır. Alt-taşıyıcılarla ilgili olarak MIMO-OFDM sistemlerde iki farklı yaklaşım kullanılır. Bunlardan ilki BULK Selection (BS)'dir. BS yaklaşımında, ilk önce antenler keyfi bir alt-taşıyıcı için SNR'ı maksimize edecek şekilde seçilirler, ardından diğer alt-taşıyıcılar özdeş antenleri seçerler. Diğer yaklaşım ise PERTONE Selection (PS) yöntemidir. PS'da ise her bir alt taşıyıcı antenleri ayrı ayrı seçer. Dolayısıyla MIMO-OFDM sistemlerdeki Anten seçimi işlemleri için farklı metodular geliştirilmiştir. Bunlar: FAS-BS, FAS-PS, VAS-BS, VAS-PS dir. Literatürde şimdiye kadar yapılan araştırmalar FAS-BS ve FAS-PS yaklaşımlarını içermektedir [50], [51]'de VAS-BS ve VAS-PS yaklaşımlarının MIMO-OFDM sistemlere uygulanmasını içermektedir. Bu çalışmada, değişken anten seçimi yapısı ile sabit anten seçimi yapısına göre daha yüksek çeşitlilik kazancı elde edilmiştir. Ancak BER performanslarına bakılarak çeşitlilik performansının arttırılamadığı görülmüştür. MIMO-OFDM sistemlerde seçim işlemi ya her bir alt-taşıyıcıya ya da tüm alt-taşıyıcılara ayrı ayrı uygulanmalıdır. Dolayısıyla tüm sistemle değil, alt-taşıyıcıyla ilgili olarak kısmi sistem üzerine yoğunlaşmak gerekir.

6.3.5. Sistem modeli ve algoritma yapısı

M adet taşıyıcılı $N_t \times N_r$ MIMO OFDM sistem için N_t , gönderici anten sayısı, N_r ise alıcı anten sayısı olmak üzere basitlik açısından kanal yapısı M frequency flat MIMO kanal olarak düşünülebilir. Seçme işlemi her bir alt-taşıyıcı üzerinde ayrı ayrı uygulanmalı ya da tüm alt-taşıyıcılara uygulanmalıdır. Dolayısıyla burada alttaşıyıcılarla ilgili kısmi sistem için sistem yapısında q . alt taşıyıcıya ait alınan sinyal ifadesi

$$\mathbf{y}[q] = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} \mathbf{H}[q] \mathbf{x}[q] + \mathbf{n}[q], \quad q = 0, 1, \dots, M-1 \quad (6.12)$$

biçiminde olur. Burada E_s toplam sinyal enerjisidir. Diğer terimler ise sırasıyla gönderilen sembol dizisi, alınan sembol dizisi ve q . alt-taşıyıcıda gözlenen AWGN' dir. q . alttaşıyıcı için kanal tepkisi

$$\mathbf{H}[q] = \begin{bmatrix} H_{1,1}[q] & H_{1,2}[q] & \cdots & H_{1,N_t}[q] \\ H_{2,1}[q] & H_{2,2}[q] & \cdots & H_{2,N_t}[q] \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r,1}[q] & H_{N_r,2}[q] & \cdots & H_{N_r,N_t}[q] \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

olarak ifade edilir. Burada $H_{i,j}[q]$, j .gönderici antenden i .alıcı antene q .alt taşıyıcı için kanal frekans tepkisidir. Gönderici ve alıcı arasında modülasyon ve demodülasyon parametrelerin tamamıyla senkronize olduğu durumda MIMO-OFDM sistemde uzaysal çoğullama her bir alttaşıyıcı üzerinden MIMO uzaysal çoğullama haline gelir. VAS-PS yaklaşımı ile gönderici anten seçimi yapıldıktan sonra q .alt taşıyıcı için alınan semboller vektörü

$$\begin{aligned} \mathbf{y}[q] &= \sqrt{\frac{E_s}{L[q]}} \mathbf{H}[q] U_{L,p}[q] \bar{\mathbf{x}}[q] + \mathbf{n}[q] \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{L[q]}} \bar{\mathbf{H}}[q] \bar{\mathbf{x}}[q] + \mathbf{n}[q] \end{aligned} \quad (6.14)$$

olur. Burada $L[q]$ seçili anten sayısı, $\mathbf{y}[q]$ ve $\mathbf{n}[q]$ aynı boyutta sembol dizileridir. $\bar{\mathbf{H}}[q]$ ise anten seçimi yapıldıktan sonra kanal transfer fonksiyonudur. Burada gönderici anten seçimi için alt-taşıyıcı başına değişken ve tüm alt-taşıyıcılar üzerinden seçme yöntemi kullanılmaktadır.

Birçok kablosuz haberleşme sistemlerinde ISI' dan korunmak için MIMO yapı OFDM ile birlikte kullanılmaktadır. MIMO yapıda ise anten seçimi göndericide iki

farklı şekilde kullanılır: 1) Gönderici alt-taşıyıcı başına seçme, 2) Gönderici tüm alt-taşıyıcılar üzerinden seçme. 1)'de seçili anten kümesi tüm alttaşıyıcılar için aynıdır. 2)'de ise her bir alt-taşıyıcı için farklı bir anten kümesi seçilmektedir.

2), RF zinciri eşleme gibi düşünülebilir, 1) ise temelband eşleme gibi düşünülebilir. Literatürde MIMO OFDM sistemler için anten seçimi üzerine çok sayıda çalışma mevcuttur. bu konuda deneysel sonuçlara dayalı[52,53], algoritma tasarımına dayalı [54] ve implementasyona dayalı [55] çalışmalar yapılmıştır. Ayrıca [56] bulk ve per-tone seçme algoritmalarının performans karşılaştırmalarına yer verilmiştir.

VAS-PS yaklaşımına göre MIMO-OFDM sistem ile MIMO sistem arasındaki çok-modlu algoritma dikkate alınmalıdır. Çünkü MIMO sistem tek taşıyıcılı MIMO OFDM sistem ise çoklu taşıyıcılıdır. VAS-PS metoduna göre tüm gönderici anten kombinasyonları her bir alt-taşıyıcı için kontrol edilir. Dolayısıyla VAS-PS teki geribesleme bilgisi MIMO sisteme göre M (alt-taşıyıcı sayısı) kat daha fazladır. Şekil 6.3'teki M adet alt-kanal üzerinden verilen sistem yapısına göre q .alt taşıyıcı için $L[q] \leq \min(N_r, N_t)$ sayıda anten seçilir, $L[q]$ değeri her bir alttaşıyıcıda ya da tüm alt taşıyıcılarda kanal şartlarına bağlı olarak değişmektedir.

Değişken seçme için işlem adımları şunlardır:

1.Adım: kanal kestirimi ve mod seçimi

$$L[q] = \arg \max_{1 \leq L[q] \leq N_t} \lambda_{\min, L[q]}^2(\mathbf{H}[q]) d_{L[q], R[q]}^2$$

$$p^*[q] = \arg \max_{1 \leq L[q] \leq \binom{N_r}{L[q]}} \lambda_{\min}^2(\overline{\mathbf{H}}[q]) \quad \text{değerlerini bul.}$$

Burada:

$L[q]$ =seçilen anten sayısı

$p^*[q]$ = anten indisleri kümesi

Anten sayısı hesaplandıktan sonra anten indisleri belirlenir. Hesaplama işlemi VAS-PS için $q=M-1$ oluncaya kadar devam eder. L ve p^* vektörleri

oluşturulur(her ikisi de $[1 \times M]$ boyutlu vektörlerdir.)

VAS-BS için bu parametreler 1 defa hesaplanarak $L[q]$ ve $p^*[q]$ hesaplanır. VAS-BS için geribesleme bilgisi tüm alt taşıyıcılar için sabit bir L ve p^* değeridir.

2.Adım: Çoğullayıcı

q . alttaşıyıcıdan gelen geribesleme bilgisini kullanarak giriş veri dizisini paralel veri dizilerine dönüştür:

$$L[q] \times \frac{R}{L[q]M} \text{ 'i bul.}$$

3.Adım: Haritalama devresi

$P^*[q]$ 'yu kullanarak paralel veriyi

seçilen anten dizilerine ata .

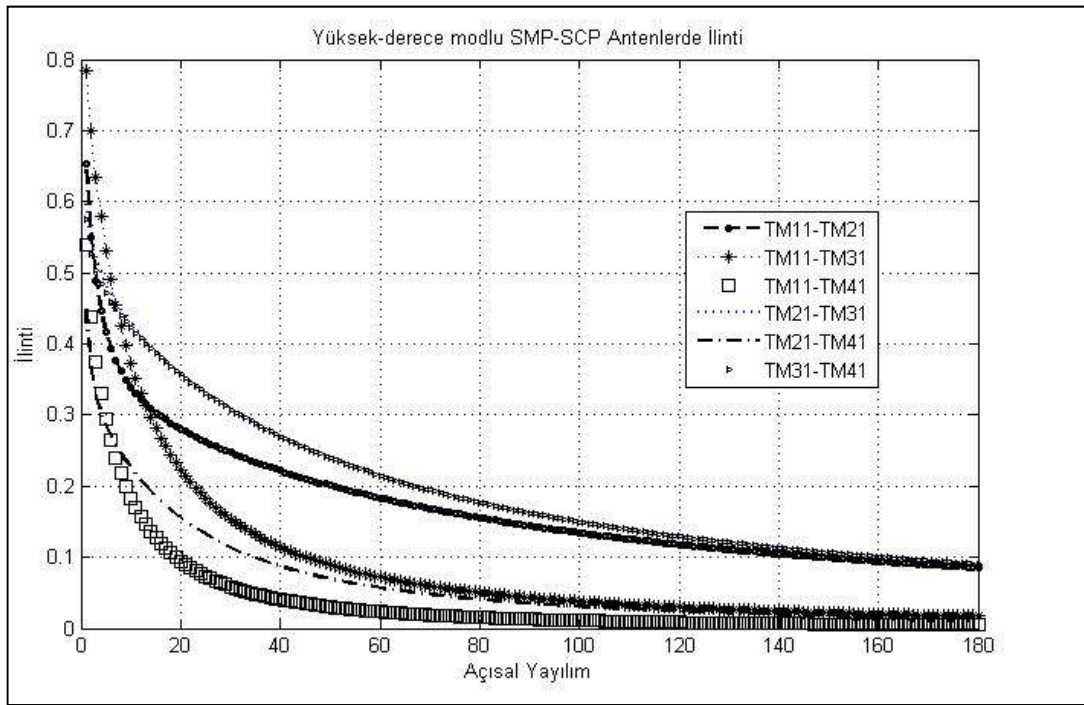
4.Adım: Sıfır ekleme

Sıfır ekleme işlemi boşta kalan yani bir değere atanmayan anten elemanlarına sıfır değer atamak şeklinde tanımlanmıştır. ISI engellemek ve eşzamanlama için kullanılır.

Literatürde yer alan çalışmalarda [56] MIMO OFDM için değişken anten seçimi algoritması kullanılarak frekans seçici sönmülenmeli kanal için sunulan performans analizlerinde VAS-PS algoritmasının diğer metotlardan daha iyi sonuç verdiği, full-selection durumunda en fazla hata görüldüğü ortaya konmuştur. Buraya kadar verilen algoritmalar üzerinden özetle, tez kapsamında Kümelene tabanlı Kronecker kanal modeli altında MIMO-OFDM WLAN için 2×2 - 8×8 dizi uzunluğunda kompakt bindirilmiş dairesel mikroşerit anten elemanları için ortak gönderici ve alıcı anten seçimi işlemi yapılacaktır. Göndericide alt-taşıyıcı başına değişken anten seçme kullanılacak alıcıda ise kapasite tabanlı TSSA algoritması kullanılacaktır. Anten seçimi işlemi ile kanal kapasitesinde ve iletim hızında artış elde etmek amaçlanmıştır.

Yüksek-derece modlu SCP antenlere ait açılal yayılıma karşın ilinti grafiği Şekil 6.4'te gösterilmiştir. Anten mod derecesi arttıkça portlar arası ilinti değeri azalmakta

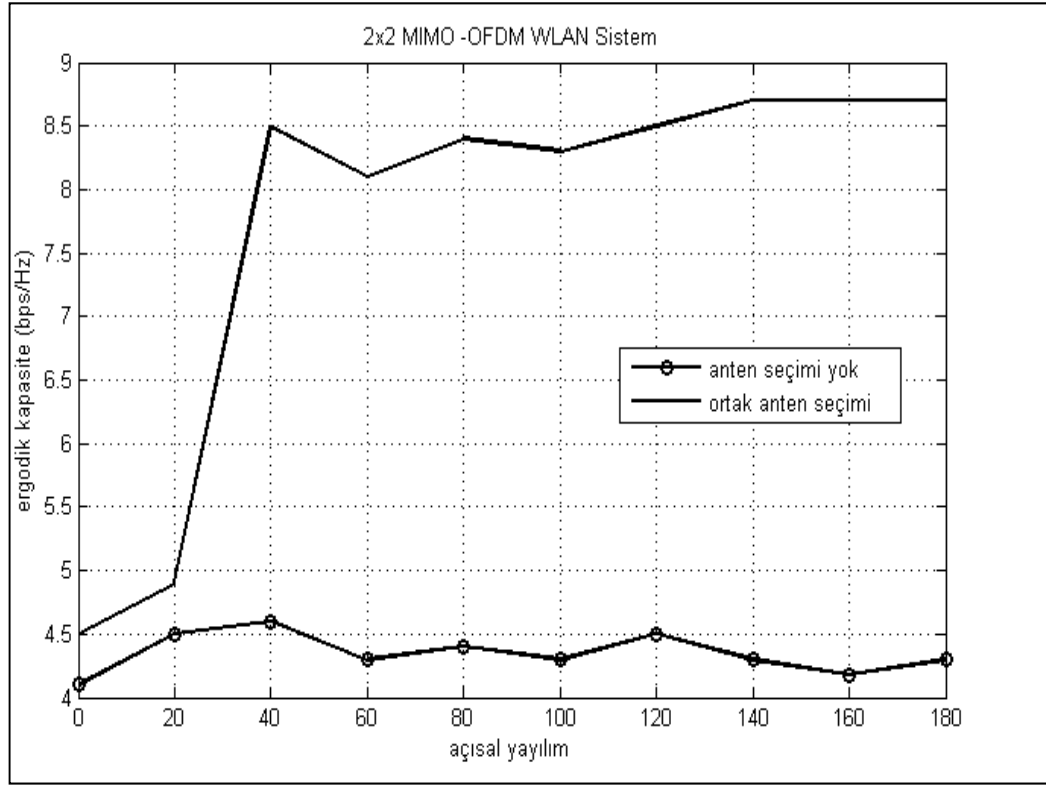
dolayısıyla en düşük ilinti değerine sahip olan TM_{11} - TM_{41} modunda ışıma yapan bindirilmiş anten en iyi performansı sağladığından benzetimlerde bu yapı kullanılmıştır. Anten dizi uzunluğu 2x2, 4x4 ve 6x6 MIMO için açısall yayılıma karşın $K=10$ dB Rician K -faktör için 10dB SNR'da TM_{11} - TM_{41} modunda ışıma yapan SMP-SCP-ULA kullanılarak 10000 Monte-Carlo iterasyonu ile elde edilen ergodik kapasite değışimleri sırasıyla Şekil 6.5'de sunulmuştur. Sistem performansı dizi uzunluğu ile doğrusal olarak artmakta olup anten seçimi uygulanmayan sonuçlara göre oldukça yüksek performans elde edilmiştir.



Şekil 6.4. Yüksek-derece modlu SCP antenlerde ilinti değışimi

Dizi uzunluğu arttıkça anten seçimi yöntemi hesaplama karmaşıklığının artması ve seçilen alt küme matrisinin boyutunun artması nedeniyle sistem performansındaki artış da bu oranda azalmakta, dolayısıyla dizi boyutu arttıkça anten seçimi çok etkin bir çözüm olmamaktadır. Bunun yanısıra, seçilen bir MIMO-OFDM sistemde anten seçimi uygulanması ile anten seçimi yapılmaksızın elde edilen sonuçlara göre aynı sisteme ait sonuçlara bakılarak belirgin bir kapasite artışı elde edildiğı görülmektedir. Bu değeri ergodik kapasite cinsinden 2x2 dizi uzunluğunda 60° açısall yayılım için 3,5

bps/Hz olurken 4x4 ve 6x6 MIMO sistemler için sırasıyla 6 bps/Hz ve 1 bps/Hz olarak elde edilmiştir.



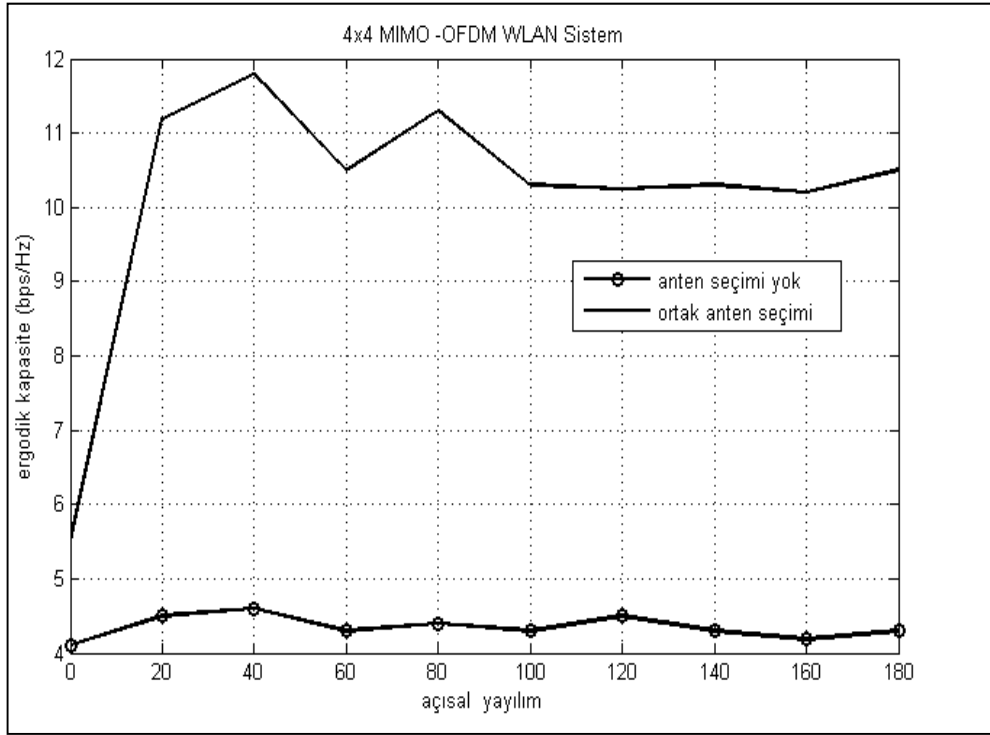
(a)

Şekil 6.5. MIMO-OFDM WLAN için açısal yayılıma karşın ergodik kapasite değişimi.

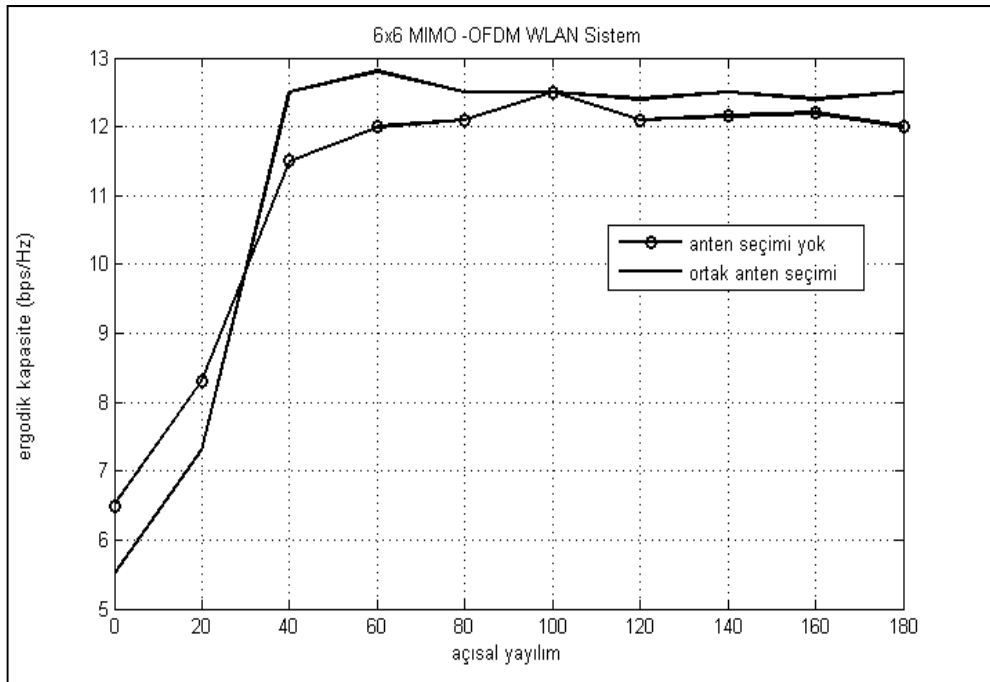
(a) 2x2

(b) 4x4

(c) 6x6



(b)



(c)

Şekil 6.5. (Devam) MIMO-OFDM WLAN için açısal yayılıma karşı ergodik kapasite değişimi.

(a) 2x2

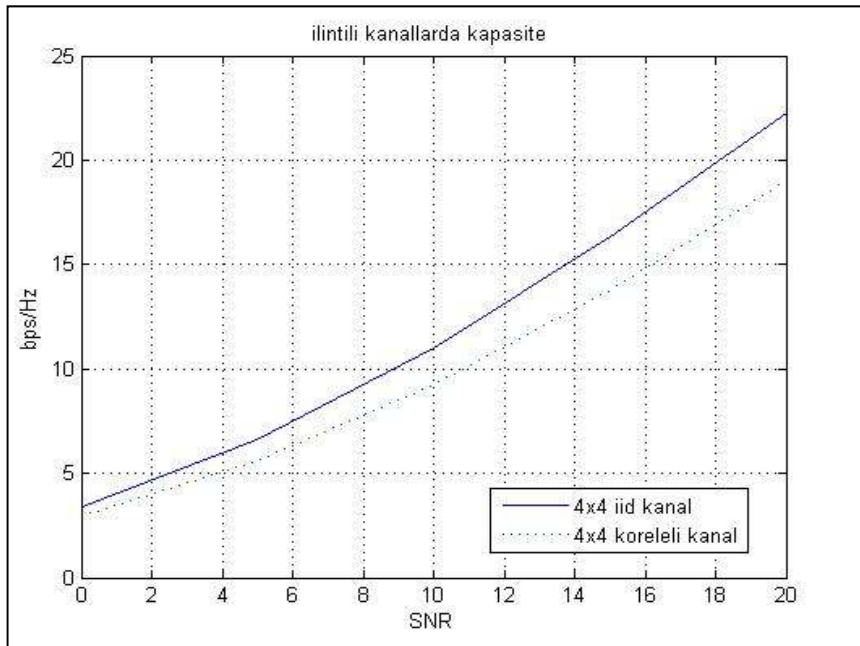
(b) 4x4

(c) 6x6

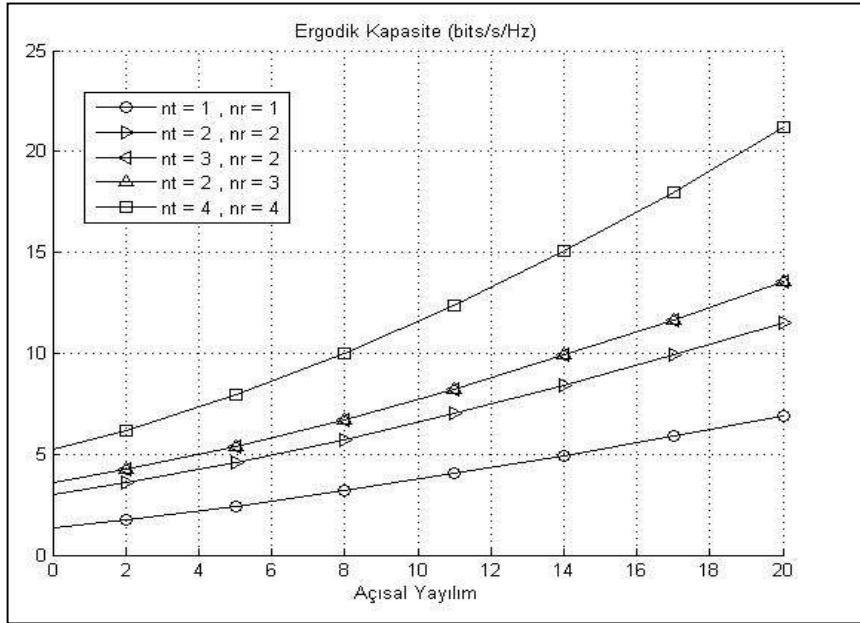
Bu bölümde IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN sistemler için ilintili kanallar üzerinden uzaysal-çoğullama ile SMP-SCP-ULA anten dizinleri kullanılarak ortak gönderici/alıcı anten seçimi teknikleri ile sistem performansı incelenmiştir. Ergodik kapasite cinsinden elde edilen sonuçlar, anten seçimi yapılmadan bulunan sonuçlar ile karşılaştırmalı olarak sunulmuş, anten seçim tekniğinin ergodik kapasite cinsinden sistem performansına katkısı gösterilmiştir.

Şekil 6.5’de ML detektör kullanılarak, anten seçimi yapılmadan (no selection) elde edilen ergodik kapasite değerleri ile alıcıda anten seçimi sonucu elde edilen ergodik kapasite değerleri karşılaştırıldığında, 20° açısall yayılım için 2×2 anten dizini için yaklaşık $6,5 \text{ bps/Hz}$ ’lik kapasite artışı görülmektedir. (anten seçimi yokken: $4,5 \text{ bps/Hz}$, anten seçimi varken: 11 bps/Hz). Burada MIMO kanalda paralel kanallarda optimal güç dağılımı için su doldurma algoritması uygulanmıştır. Her iki durum için SNR’a karşın BER değişimi Şekil 6.9’da sunulmuştur.

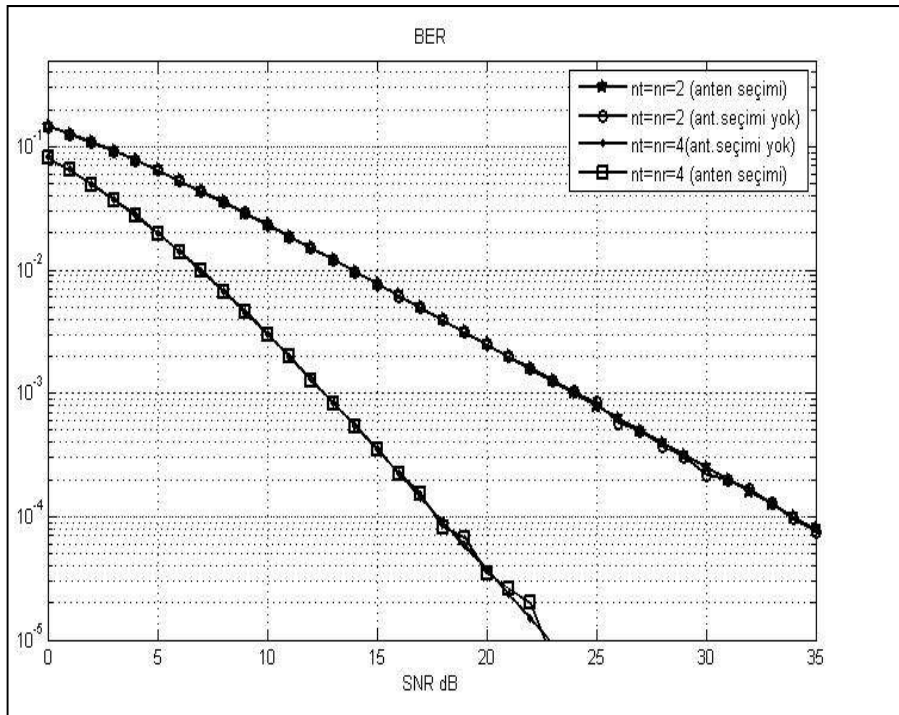
İlntili kanallarda erişim kapasitesinin i.i.d. kanallara göre bir karşılaştırması Şekil 6.6’da verilmiştir.



Şekil 6.6. 4x4 ilintili kanallarda ve i.i.d. Kanalda kanal kapasitesi değişimi



Şekil 6.7. ML detektör kullanılarak SMP-SCP-ULA anten dizini için MIMO-OFDM sistemlerde TSSA algoritması ile anten seçimi ve açılal yayılıma karşın ergodik kapasite değışimi($K=5\text{dB}$ LOS kanal)

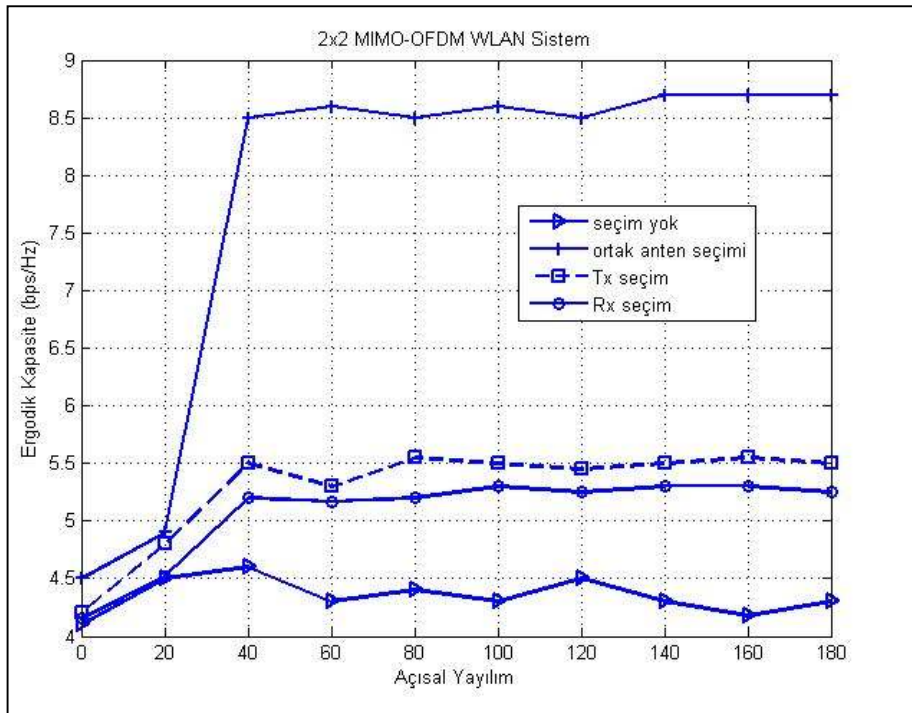


Şekil 6.8. ML detektör kullanılarak SMP-SCP-ULA anten dizini için MIMO-OFDM sistemlerde TSSA algoritması ile SNR'a karşın BER analizi ($K=5\text{dB}$ LOS kanal)

Burada anten seçimi yapıldığında BER cinsinden sistem performansı 2x2 ve 4x4 dizi uzunlukları için incelenmiştir. Uzaysal çoğullama yapıldığı için sistem performansında kapasite artışı gözlenmiş, ancak BER cinsinden bir iyileştirme gözlenmemiştir.

6.4. Gönderici ve Alıcıda Anten Seçimi Benzetim Sonuçları

Ortak Gönderici-Alıcı anten seçimi uygulanan sisteme ait açısall yayılıma karşın Ergodik spektral verimlilik değışimleri Şekil 6.9'da gösterilmiştir. Anten dizi uzunluğu 2X2, 4X4 ve 6X6 için sırasıyla sadece gönderici anten seçimi, sadece alıcı anten seçimi ve ortak anten seçimi sonuçları karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.



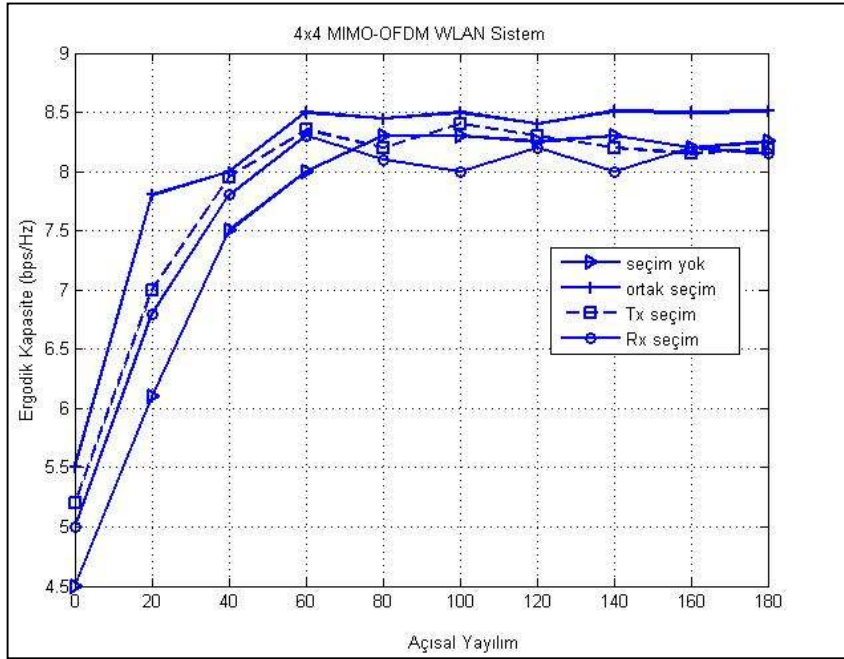
(a)

Şekil 6.9. ML detektör kullanılarak SMP-SCP-ULA anten dizini için MIMO-OFDM sistemlerde anten seçimi sonuçları ($K=5$ dB ricean K faktör, $SNR=10$ dB)

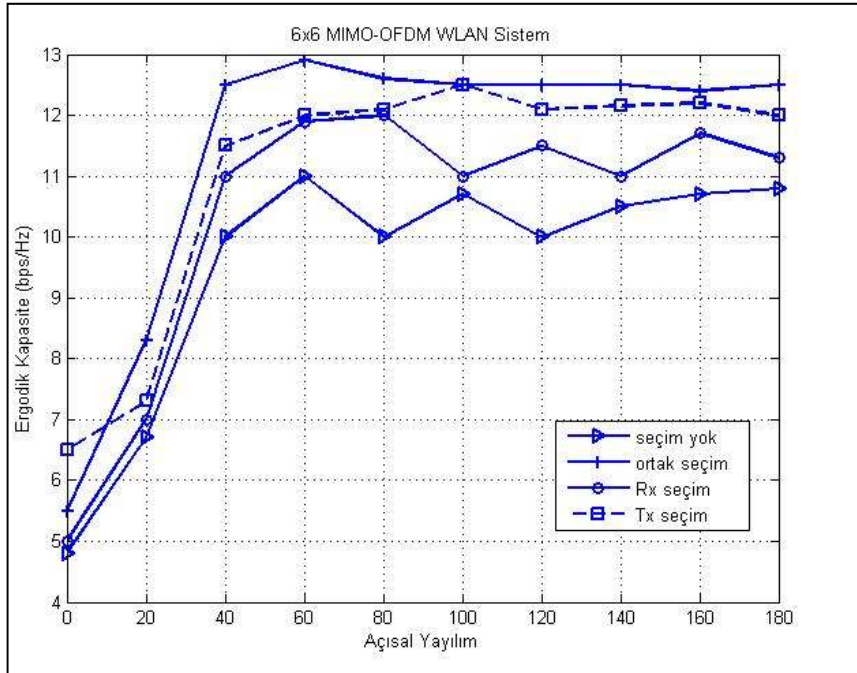
(a):2x2

(b):4x4

(c):6x6 dizi



(b)



(c)

Şekil 6.9. (Devam) ML detektör kullanılarak SMP-SCP-ULA anten dizini için MIMO-OFDM sistemlerde anten seçimi sonuçları ($K=5$ dB ricean K faktör, $SNR=10$ dB)

(a):2x2

(b):4x4

(c):6x6

Uzaysal olarak ilintili MIMO kanallarda anten ilinti yapısını kullanılan algoritmalara adapte ederek anten seçimi tekniği kullanılmıştır. Kapasite tabanlı anten seçimi yapılırken, temelde uzaysal-çoğullama sistemleri için ergodik kapasite ve veri-hızı cinsinden bir artış beklenmektedir. Sistem modelinde kullanılan uzay-multimod-polarizasyon çeşitliliği kompakt multimod mikroşerit antenlerin çeşitlilik kanallarının sayısının fazla olması nedeniyle, bu antenlerde çok fazla çeşitlilik kanalı olduğundan anten seçimi yapılarak RF zincir sayısı azaltılır ve çok sayıda RF zinciri kullanımına olan ihtiyaç azaltılmış olur. İşlem karmaşıklığı azalır ve gönderici ve alıcı uçta A/D dönüştürücüler, yükselteçler vb. donanım maliyeti de azaltılmış olur. Anten seçimi yapılmayan sonuçlarla karşılaştırıldığında elde edilen kapasite artışı bu problem için optimum çözüm olarak önerilmiştir.

7. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu tezde ele alınan ve MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde uygulama için boyutu ufaltılarak performansı geliştirilmeye çalışılan MIMO haberleşme sistemleri temel olarak gönderici ve alıcıda çoklu anten dizinlerinin kullanılması ile haberleşme linkinin ek gönderim gücüne ve ek bandgenişliğine ihtiyaç duymadan erişim kalitesini arttırmayı amaçlayan sistemlerdir. Tez kapsamında IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN sistemlerde kullanılmak üzere tasarımı gerçekleştirilen ve HFSS.v11 3D EM tasarım ve analiz programında tasarlanan, parametrik ve elektromanyetik özellikleri baz alınarak sinyal işleme teknikleri ile performans analizleri yapılan UMP-SCP-ULA anten dizinleri yapısının merkez-beslemeli dipole antenlerden oluşan ULA'lar (DP-ULA) ve dominant modda çalışan dairesel mikroşerit yama antenlerden oluşturulmuş ULA'lar (CP-ULA) ile ilinti ve ML almaç için spektral verimlilik analizleri kümelenme-tabanlı Kroenecker modelinde yapılarak DP-ULA'ya ve CP-ULA'ya göre daha düşük ilinti ve takip eder şekilde daha yüksek veya hemen hemen aynı spektral verimliliğe enlemsel olarak çok daha kompakt bir yapıda ulaştığı ve bu nedenle gelecek nesil uzaysal-limitli yüksek-hız MIMO-OFDM WLAN sistemlerinde kullanılması açısından önemli bir çözüm olduğu gösterilmiştir.

MIMO sistemlerde aynı boyutta antenlerle kapasite artırım yöntemlerinden biri olan polarizasyon çeşitliliği ile özellikle MIMO-OFDM 802.11n WLAN sistemlerinde anten yapılarının uzaysal çeşitlilik yanında multimod ve polarizasyon çeşitliliği sağlaması ile kompakt bir yapı içinde MIMO uzaysal çoğullama sistemleri elde edilmesi için UMP hibrit çeşitlilik dairesel mikroşerit yama antenler önerilmiştir. 802.11n MIMO-OFDM 5.8 GHz WLAN kanallarında gönderici anten seçimi ve link adaptasyonu tekniklerinin geliştirimi sağlanarak hesap karmaşıklığı düşük, ancak düşük kapasite ve yüksek BER'e sahip olan alt-optimal ZF ve MMSE detektörler ile alımın performansı geliştirilmeye çalışılmıştır. Ayrıca tek-kutuplu ve çift-kutuplu SCP antenlerde TM_{11} - TM_{21} 'den daha yüksek derece modlu antenlerin kullanılması durumu hem kapasite ve kompaktlık hem de BER açısından incelenmiştir.

Ayrıca yüksek-derece modlarda ışıma yapan SMP-SCP anten dizinlerinde dizi boyutu arttıkça çeşitlilik kanal sayısındaki artış hem maliyet, hem de işlem karmaşıklığında bir artışa yol açmaktadır. Bu probleme bir çözüm olarak bu tez çalışmasında kapasite-arttırımı tabanlı ortak gönderici / alıcı anten seçimi teknikleri kullanılmış, RF zinciri sayısı azaltılarak alt-taşıyıcı başına anten seçimi algoritmaları kullanılmış ve kapasite artışı yönünde elde edilen kazançlar benzetim çalışmaları ile ortaya konulmuştur.

KAYNAKLAR

1. Winters, J., "On the capacity of radio communication systems with diversity in a rayleigh fading environment", *IEEE J. Sel. Areas Communications.*, 5(1): 871–878 (1987).
2. Foschini, G. J., "Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multi-element antennas", *Bell Labs Technology J.*, 41–59 (1996).
3. Foschini, G. J., And Gans, M., "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Communications*, 6(1): 311–355 (1998).
4. Telatar, E., "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", *European Trans. on Telecomm. ETT*, 10: 585–596 (1999).
5. Gershman, A., And Sidiropoulos, N., "Space-Time Processing for MIMO Communications", *Wiley*, U.K. (2005).
6. Paulraj, A., Nabar, R., And Gore, D., "Introduction to Space-Time Wireless Communications", *Cambridge University Press* (2008).
7. Tarokh, V., Naguib, A., Seshadri, N. And Calderbank, A. R., "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths", *IEEE Trans. Commun.*, 47(2): 199–207 (1999).
8. Alamouti, S., "A simple transmit diversity technique for wireless communications" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1451-1458 (1998).
9. Naguib, A., Seshadri, N., And Calderbank, A., "Increasing data rate over wireless channels" *IEEE Signal Processing Magazine*, 17: 76–92 (2000).
10. Jafar, S. A., And Goldsmith, A. J., "Multiple-antenna capacity in correlated Rayleigh fading with channel covariance information", *IEEE Transactions on Wireless Communications* 4(3): 990-997 (2005).
11. Forenza A., And Heath, R. W., "Benefit of pattern diversity via two-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels", *IEEE Transactions on Communications*, 54(5): 943-954 (2006).
12. Mukherjee, A., And Kwon, H. M., "Compact multiuser wideband MIMO system using multiple-mode microstrip antennas" *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, 584-588 (2007).

13. Waldschmidt, C. And Wiesbeck, W., "Compact wideband multimode antennas for MIMO and diversity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(8): 1963-1969 (2004).
14. Oestges, C., et al. "Dual-polarized wireless communications: from propagation models to system performance evaluation", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(10): 4019-4031 (2008).
15. Dong, L., et al. "Simulation of MIMO channel capacity with antenna polarization diversity", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4(4): 1869-1873 (2005).
16. Kapinas, V. M., et al. "Aspects on space and polarization diversity for wireless communication systems", *Proceedings of 15th Telecommunications Forum, TELFOR*, 183-186 (2007).
17. Mukherjee, A., "Compact Multi-user Wideband MIMO System Using Multiple-Mode Microstrip Antennas", M.Sc. Thesis, *Wichita State University*, United States of America (2007).
18. Romanofsky, A., *United States Patent*, Patent No: US 6,292,243-B1 (2001).
19. Vaughan, R. G., "Two-Port Higher-Mode Circular Microstrip Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 36(3): 309-321 (1988).
20. Svantesson, T., "Correlation and Channel Capacity of MIMO Systems Employing Multimode Antennas", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 51(6): 1304-1312 (2002).
21. Solomon, K., *United States Patent*, Patent No: US 6,252,553-B1 (2001).
22. Lo, Y.T., And Lee, S.W., "Antenna Handbook: Theory, Applications and Design", *Van Nostrand Reinhold Company*, United States of America (1988).
23. Kurner, T., Cichon, D. J., And Wiesbeck, W., "Concepts and results for 3D digital terrain-based wave propagation models: An overview", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 11(1): 1002-1012 (1993).
24. Öcalan, A., Savaşçihabeş, A., Görgeç, I., Ertuğ, Ö., And Yazgan, E., "Compact space-multimode diversity stacked circular microstrip antenna array for 802.11nMIMO-OFDM WLANs" *LAPC2009 Conference*, 525-528 (2009).
25. Rajo-Iglesias, E., Quevedo-Teruel O., And Sanchez-Fernandez, M., "Compact Multimode Patch Antennas for MIMO Applications" *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 50(2):197-205 (2008).

26. Yavanoğlu, A., And Ertuğ, Ö., “Spectral and Power Efficiency of IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN Systems Using Space-Multimode-Polarization Diversity Compact Stacked Circular Microstrip Antenna Arrays”, ***European Transactions on Telecommunications***, 22(5): 231-239 (2011).
27. Iskander, M. F., And Yun, Z., “Propagation prediction models for wireless communication systems”, ***IEEE Trans. Microw. Theory Tech.***, 50: 662–673 (2002).
28. Swindlehurst, A. L., German, G., Wallace, J., And Jensen, M., “Experimental measurements of capacity for MIMO indoor wireless channels” ***IEEE Third Workshop Signal Process. Adv. Wireless Commun.(SPAWC '01)***, Taoyuan, Taiwan, 30-33 (2001).
29. Zwick, T., Fischer, C., Didascalou, D., And Wiesbeck, W., “A stochastic spatial channel model based on wave-propagation modeling”, ***IEEE J. Sel. Areas Commun.***, 18:. 6–15 (2000).
30. Saleh, A. A. M., And Valenzuela, R. A., “A statistical model for indoor multipath propagation”, ***IEEE J. Sel. Areas Commun.***, 5: 128–137 (1987).
31. Correia, L. M., “Wireless Flexible Personalised Communications”, ***John Wiley & Sons***, U.K. (2001).
32. “3rd Generation Partnership Project (3GPP). Spatial channel model for multiple-input multiple-output (MIMO) simulations (3gpp tr 25.996 version 6.1.0 release 6)”, ***ETSI, Technical Report*** (2003).
33. Weichselberger, W., Herdin, M., Özçelik, H. And Bonek, M., “A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends” ***IEEE Transactions on Wireless Communications***, 5(1): 90-99 (2006).
34. IEEE 802.11. IEEE P802.11, Working group for wireless LANs. ***Meeting Notes***, Vancouver, Canada (2003).
35. “IEEE. Supplement to Standard for telecommunications and information exchange between systems – LAN/MAN specific requirements – part 11: wireless MAC and PHY specifications: high speed physical layer in the 5 GHz band”, ***ISO-IEC 8802-11 Standards : 1999/Amd 1:2000(E)*** (2000).
36. “TGn Channel Models”, ***IEEE Standards Association, 802.11-03/940r4*** (2004).
37. Woniansky, P. W., Foschini, G. J., Golden, G. D., And Valenzuela, R. A., “V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channels”, ***Proceedings of the URSI International Symposium on Signals, Systems and Electronics***, 295-300 (1998).

38. Seethaler, D., Artes, H., And Hlawatsch, F., "Detection techniques for MIMO multiplexing systems", *Elektrotechnik und Informationstechnik*, 122(3): 91-96 (2005).
39. Biglieri, E. and Taricco, G. "Transmission and reception with multiple antennas: Theoretical Foundations," *Now Publishers Inc.*, Netherlands (2004).
40. Zelst A.van. "MIMO OFDM for Wireless LANs", Ph.D. thesis, *Eindhoven University of Technology*, The Netherlands (2004).
41. Armbrecht, G., Klemp, O., And Rolfes, I., "Correlation properties of dual polarized antennas with finite pattern orthogonality in mobile fading channels". *Adv. Radio Sci.* 5: 95-99 (2007).
42. Gonzalez, A. N. "Dual Polarized Omnidirectional Array Element for MIMO Systems". Master of Science Thesis, *KTH Signals Sensor and Systems*, Stockholm, Sweden (2005).
43. Molisch, A. F., "MIMO Systems with Antenna Selection – an Overview", Techn. Report, *Mitsubishi Research Laboratory* (2003).
44. Nabar R. U., Gore, D. A. And Paulraj, A., "Optimal Selection And Use Of Transmit Antennas In Wireless Systems, *International Conference on Telecommunications*, Acapulco, Mexico (2000).
45. Gore, D., Paulraj, A., "Space-Time Block Coding With Optimal Antenna Selection, *IEEE Communications Letters*, 4: 2441- 2444 (2001).
46. Sanayei, G. S., Nosratinia, A., "Antenna selection in MIMO systems", *IEEE Communications Magazine*, 42(10): 68 - 73 (2004).
47. Gorokhov, A., "Antenna selection algorithms for MEA transmission systems," *Proc. IEEE ICASSP* 3(111): 2857-2860 (2002).
48. Gharavi-Alkhansari, M., Gershman, A.B., "Fast antenna subset selection in MIMO systems", *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(2): 339 -347 (2004).
49. Wei Y. Rao., And Wang, M.Z., "Capacity-based Efficient Joint Transmit and Receive Antenna Selection Schemes in MIMO Systems", *ICTTA.2006.1684731In proceeding of: Information and Communication Technologies* (2006).
50. Heath, R. W., Sandhu, Jr, S., And Paulraj, A., "Antenna Selection for Spatial Multiplexing with Linear Receivers", *IEEE Commun. Lett*, 5(4): 142-144 (2001).

51. Heath, R. W. , And Love, D. J., “Multimode Antenna Selection for Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers,” *IEEE Trans on Signal Processing*, 53(8):3042-3056 (2005).
52. Collados, M., And Gorokhov, A., “Implementation aspects of antenna selection for MIMO systems,” *Proc. IEEE PIMRC*, China, 1802–1806 (2004).
53. Tang, Z., Suzuki, H., And Collings, I. B., “Performance of antenna selection for MIMO-OFDM systems based on measured indoor correlated frequency selective channels,” *Proc. Australian Telecommunication Networks and Applications Conference*, Australia, 435–439 (2006).
54. Shi, H., Katayama, M., Yamazato, T., Okada, H., And Ogawa, A., “An adaptive antenna selection scheme for transmit diversity in OFDM systems,” *IEEE Vehicular Technology Conference*, 4: Atlantic City, NJ, 2168–2172 (2001).
55. Molisch, A. F., Mehta, N. B., Zhang, H., Almers, P., And Zhang, J., “Implementation aspects of antenna selection for MIMO systems,” *1st International Conference on Communications and Networking* 1-7 (2006).
56. Seo, Y., Lee, D., And Kim, K., “Variable Transmit Antenna Selection Using Multimode Scheme for Spatial Multiplexing in MIMO-OFDM Systems” *9th International Conference on Communications*, 128-131, Malaysia (2009).
57. Cho, Y. S., Kim, J., Yang, W.Y., Kang, C.G., “MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB®”, *Wiley* (2010).
58. Jalden, J., And Ottersten, B., “On the maximal diversity order of spatial multiplexing with transmit antenna selection,” *IEEE Transactions on Information Theory* (2007).
59. H. Zhang, H. Dai, Q. Zhou, and B. L. Hughes, “On the diversity order of spatial multiplexing systems with transmit antenna selection: a geometrical approach,” *IEEE Transactions on Information Theory*, 52(12): 5297–5311 (2006).
60. Shi, H., Katayama, M., Yamazato, T., Okada, H., And Ogawa, A. “An adaptive antenna selection scheme for transmit diversity in OFDM systems,” *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, 4: 2168–2172, NJ (2001).
61. Molisch, A. F., Mehta, N. B., Zhang, H., Almers, P., And Zhang, J., “Implementation aspects of antenna selection for MIMO systems,” *1st International Conference on Communications and Networking in China*, 1–7 China (2006).
62. Zhang, H., Molisch, A. F., And Zhang, J. “Applying antenna selection in WLANs for achieving broadband multimedia communications,” *IEEE Trans. Broadcasting*, 52(4): 475–482 (2006).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : YAVANOĞLU (SAVAŞÇIHABEŞ), Asuman
 Uyuğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 28.04.1983, Melikgazi
 Telefon : 0 (312) 5823311
 e-mail : asavascihabes@gazi.edu.tr, asuman83@gmail.com
 web: : <http://websitem.gazi.edu.tr/site/asavascihabes>

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Doktora	Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh.	2013
Yüksek lisans	Erciyes Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh.	2008
Lisans	Erciyes Üniversitesi Elektronik Müh.	2005

Yabancı Dil

İngilizce, Almanca

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2006 – halen	Gazi Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

Projeler

1. “Physical Layer Algorithms for Military Frequency-Hopping HF-Band Radio Links”, R&D Project, ASELSAN Inc. Communication and Information Technologies Division, Code: HBT-IA-2011-025,2011, Projede Bursiyer.

2. “Compact Multimode Microstrip Antenna Arrays and Associated Signal Processing for MIMO Communication”, TÜBİTAK-EEEAG-#108E025, 2008-2011, Projede Bursiyer.

Yayınlar

1. Yavanoğlu, A., and Ertuğ, Ö., “Spectral and Power Efficiency of IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN Systems Using Space-Multimode-Polarization Diversity Compact Stacked Circular Microstrip Antenna Arrays” *European Transactions on Telecommunications*, 22 (5): 231-239 (2011).
2. Yavanoğlu, A., and Ertuğ, Ö., “On The Capacity Analysis of IEEE802.11n MIMO-OFDM WLAN Systems Using Sub-Optimal MIMO Detectors and Compact Space-Multimode Antenna Arrays” *Proceedings of 2011 IEEE ICUMT Conference*, 1-6, Budapest, Hungary (2011).
3. Öcalan, A., Savaşçihabeş, A., Görgeç, İ., Ertuğ, Ö., and Yazgan, E., “Compact Space-Multimode Diversity Stacked Circular Microstrip Antenna Array for 802.11n MIMO-OFDM WLANs” *Proceedings of IEEE Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC'09)*: 525-528, Loughborough, U.K. (2009).
4. Yavanoğlu, A., and Ertuğ, Ö., “Yüksek Derece Modlu Kompakt Uzay-Multimod-Polarizasyon Dairesel Mikroşerit Anten Dizinleri ile IEEE802.11n MIMOOFDM WLAN Sistemlerin Spektral ve Güç Verimliliği” , *2011 EEMG Günleri*:78-81, Ankara (2011).
5. Yavanoğlu, A., and Ertuğ, Ö., “IEEE 802.11n MIMO-OFDM WLAN Sistemlerin Yüksek-Derece Modlu Kompakt Uzay-Multimod Dairesel Mikroşerit Anten Dizinleri ile Spektral ve Güç Verimliliği” *2011 Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Sempozyumu*: 319-322, Antalya (2011).
6. Yavanoğlu, A., and Ertuğ, Ö., “On the Capacity Analysis of Compact Space-Multimode Microstrip Antenna Arrays for IEEE802.11n MIMO-OFDM Systems using Sub-Optimal MIMO Detectors” *2010 Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Sempozyumu*, 121-124, Diyarbakır (2010).
7. Savaşçihabeş, A., and Ertuğ, Ö., “IEEE 802.11n MIMO-OFDM WLAN Haberleşme Sistemlerinde Kompakt Multimod Mikroşerit Antenlerin İlinti ve Kapasite Analizi” *3. Ulusal Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu* 127-132, İstanbul (2009).

Ödüller

1. Yayın Teşvik Ödülü, Gazi Üniversitesi Bilimsel Yayın Teşvik Ödülü, (2012).
2. Plaket, EBİKO Uluslar arası Bilişim Olimpiyatları, Jüri üyeliği, Ankara, (2010).

Hobiler

Bilgisayar/internet teknolojileri, yüzme, sinema, müzik, ahşap boyama, seyahat.

Üyelikler

IEEE

EMO

IEICE

ACM