



İSTANBUL MEDENİYET ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**Yeni Nesil Haberleşme Sistemleri için Yenilikçi ve Enerji
Verimli İndis Modülasyonu Teknikleri ile Yapay Zeka
Uygulamaları**

Doktora Tezi

Fatih Çögen

Haziran 2024



İSTANBUL MEDENİYET ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**Yeni Nesil Haberleşme Sistemleri için Yenilikçi ve Enerji
Verimli İndis Modülasyonu Teknikleri ile Yapay Zeka
Uygulamaları**

Doktora Tezi

Fatih Çögen

Danışman

Doç. Dr. Erdoğan Aydın

Haziran 2024

TEZ JÜRİSİ ONAYI

Fatih Çögen tarafından hazırlanan “Yeni Nesil Haberleşme Sistemleri için Yenilikçi ve Enerji Verimli İndis Modülasyonu Teknikleri ile Yapay Zeka Uygulamaları” başlıklı bu Doktora Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda hazırlanmış ve jürimiz tarafından kabul edilmiştir.

JÜRİ ÜYELERİ

İMZA

Tez Danışmanı:

Doç. Dr. Erdoğan AYDIN

Kurumu: İstanbul Medeniyet Üniversitesi

Üyeler:

Prof. Dr. Nihat KABAOĞLU

Kurumu: İstanbul Medeniyet Üniversitesi

Prof. Dr. Hacı İLHAN

Kurumu: Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Filiz GÜRKAN GÖLCÜK

Kurumu: İstanbul Medeniyet Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Muhammet Ali KARABULUT

Kurumu: Kafkas Üniversitesi

Tez Savunma Tarihi: 13.06.2024

BEYANLAR

Yazım ve Kaynak Gösterme Kılavuzu Beyanı

Danışmanlığımda yazılan bu tezin Chicago yazım ve kaynak gösterme kılavuzunda belirtilen kurallara uygun olarak yapılandırıldığı ve bu kılavuzun metin içi kaynak gösterme standartlarının bu tezde tutarlı olarak uygulandığı tarafımdan incelenerek teyit edilmiştir.

İmza

Doç. Dr. Erdoğan AYDIN

Etik İlkeler Sadakat Beyanı

Hazırladığım bu tezin tamamen kendi çalışmam olduğunu, akademik ve etik kuralları gözeterek çalıştığımı ve her alıntıya kaynak gösterdiğimi beyan ederim.

İmza

Fatih ÇÖGEN

ÖZET

Yeni Nesil Haberleşme Sistemleri için Yenilikçi ve Enerji Verimli İndis Modülasyonu Teknikleri ile Yapay Zeka Uygulamaları

Çögen, Fatih

Doktora Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Erdoğan Aydın

Haziran 2024

Son yıllarda, yoğun veri kullanımı, çevrimiçi oyun, yüksek çözünürlüklü video akışı gibi internet uygulamalarının yanı sıra giyilebilir teknoloji, akıllı ev aletleri ve görsel-işitsel cihazlar gibi birçok nesnelerin interneti (internet of things, IoT) endüstrisi gelişmiştir. Buna ek olarak, akıllı sağlık sistemleri, tarımsal IoT çözümleri, akıllı şehir uygulamaları, endüstriyel otomasyon, çevresel izleme, enerji yönetimi, eğitim ve öğrenme teknolojileri, akıllı ulaşım ve lojistik gibi yeni alanlar da ön plana çıkmaktadır. 2030 yılına kadar bahsi geçen alanların gelişimi ile beraber yaklaşık 50 milyara yakın cihazın internete bağlı olacağı öngörülmektedir. Bu yeni kavramların yapay zekâ öncülüğünde akıllı olması, yüksek veri hızlarına ulaşması, düşük gecikmeye sahip olması ve enerji verimli olması hayati bir öneme sahiptir.

Bu noktadan hareketle, bu tez çalışmasında, öncelikle enerji verimli (hexagonal quadrature amplitude modulation, HQAM) ve uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) teknikleri birleştirilerek HQAM-SM adında yeni enerji verimli bir teknik önerilmiştir. Daha sonra, HQAM ve karesel uzaysal modülasyon (quadrature spatial modulation, QSM) teknikleri birleştirilerek HQAM-QSM tekniği önerilmiştir. Ayrıca, HQAM tabanlı anten seçimli yüksek performanslı ve enerji verimli bir sistem önerilmiştir. Sonrasında, işbirlikli anten seçimli bir QSM sistemi önerilmiştir.

Bunun yanı sıra, son yıllarda sıklıkla çalışılan, saçılım ortamını zenginleştiren ve sinyal kalitesini daha da iyileştiren yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzey

(reconfigurable intelligent surface, RIS) ile yüksek enerji verimli ve yüksek veri hızlı kod indis modülasyonu (code index modulation, CIM) tekniğı birleştirilerek yeni bir haberleşme tekniğı önerilmiştir.

Son olarak ise akılcı ve düşük karmaşıklıkly yapay zekâ tabanlı medya tabanlı modülasyon (media based modulation, MBM) sistemleri tanıtılarak tez nihayete erdirilmiştir.

Önerilen sistemler için, sistem modelleri oluşturulmuş, sistem performanslarını ifade eden gerekli teorik çıkarımlar elde edilmiş ve alıcı yapıları sunulmuştur. Ayrıca önerilen sistem modellerine ilişkin performans analizleri yapılmıştır. Bilgisayar benzetimleri, önerilen sistemlerin, karşılaştırması yapılan diğer sistemlere göre daha iyi hata başarımına sahip olduğunu göstermektedir.

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) 2211-A Genel Yurt İçi Doktora Burs Programı kapsamında desteklenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Altıgen karesel genlik modülasyonu, uzaysal modülasyon, karesel uzaysal modülasyon, işbirlikli haberleşme, anten seçim teknikleri, ayna aktivasyon paterni seçim teknikleri, yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzeyler, kod indis modülasyonu, medya tabanlı modülasyon, derin sinir ağları.

ABSTRACT

Innovative and Energy Efficient Index Modulation Techniques and Artificial Intelligence Applications for Next Generation Communication Systems

Çögen, Fatih

Ph. D. Thesis, Electrical and Electronics Engineering Department, Electrical and Electronics Engineering Program

Supervisor: Assoc. Prof. Erdoğan AYDIN

June 2024

In recent years, many Internet of things (IoT) industries such as wearable technology, smart home appliances and audio-visual devices have developed, as well as internet applications such as intensive data usage, online gaming, high-definition video streaming. In addition, new areas such as smart healthcare systems, agricultural IoT solutions, smart city applications, industrial automation, environmental monitoring, energy management, education and learning technologies, smart transport and logistics are also coming to the fore. By 2030, it is predicted that approximately 50 billion devices will be connected to the internet with the development of the aforementioned areas. It is vital for these new concepts to be intelligent under the leadership of artificial intelligence, to reach high data rates, to have low latency and to be energy efficient.

Based on this point, in this thesis, firstly, a new energy efficient technique called HQAM-SM is proposed by combining energy efficient hexagonal quadrature amplitude modulation (HQAM) and spatial modulation (SM) techniques. Then, HQAM-QSM technique is proposed by combining HQAM and quadrature spatial modulation (QSM) techniques. Furthermore, a high performance and energy efficient system with HQAM based antenna selection is proposed. Then, a QSM system with cooperative antenna selection is proposed.

In addition, a new communication technique is proposed by combining the reconfigurable intelligent surface (RIS), which enriches the scattering environment and further improves the signal quality, with the high energy efficient and high data rated code index modulation (CIM) technique.

Finally, rational and low complexity artificial intelligence based media based modulation (MBM) systems are introduced and the thesis is concluded.

For the proposed systems, system models are constructed, necessary theoretical inferences are obtained to express the system performances and receiver structures are presented. In addition, performance analyses are performed for the proposed system models. Computer simulations show that the proposed systems have better error performance than the other systems compared.

This study was supported by The Scientific and Technological Research Council of Türkiye (TÜBİTAK) 2211-A National PhD Scholarship Programme.

Keywords: Hexagonal quadrature amplitude modulation, spatial modulation, quadrature spatial modulation, cooperative communication, antenna selection techniques, mirror activation pattern selection techniques, reconfigurable intelligent surfaces, code index modulation, media-based modulation, deep neural networks.

TEŞEKKÜR

Öncelikle, lisans eğitimimin başından beri yaklaşık 10 yıldır birlikte çalışma fırsatı bulmuş olduğum ve bu süreç içerisinde benden desteğini hiçbir zaman esirgemeyen, beni sürekli olarak araştırmaya teşvik eden ve araştırmayı sevdiren, çalışkan ve kalender kişiliği dolayısıyla kendisini örnek aldığım çok değerli hocam Doç. Dr. Erdoğan AYDIN'a bu süreçte en içten teşekkürlerimi sunarım. Araştırmalarım kapsamında kendisiyle beraber çalışma fırsatı bulduğum ve kendisinden çok şey öğrendiğim sayın hocam Prof. Dr. Nihat KABAOĞLU'na teşekkürü borç bilirim. Bu tez yolculuğunun her aşamasında bana ilham ve destek veren değerli Burak Ahmet ÖZDEN'e derin minnettarlığımı sunarım.

Ayrıca, yoğun tez ve makale çalışmalarım sırasında ziyadesiyle sabır gösterdiği ve her zaman bana hoşgörülü davrandığı için sevgili eşim Zühre Hilal ÇÖGEN'e çok teşekkür ederim. Bu süreçte bana neşe ve motivasyon kaynağı olan oğullarım Ali Haydar ve Ahmet Kağan'a da teşekkür ederim.

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) Bilim İnsanı Destekleme Daire Başkanlığı (BİDEB) 2211-A Genel Yurt İçi Doktora Burs Programı kapsamında desteklenmiştir. TÜBİTAK'ın sağladığı bu değerli burs, sadece finansal bir destek olmanın ötesinde, bilimsel araştırmalarımı sürdürebilmem için gerekli olan kaynakları ve olanakları sunmuştur. TÜBİTAK'a bu burs kapsamında sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum.

Ayrıca, bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 1515 Öncül Araştırma ve Geliştirme Laboratuvarları Destek Programı kapsamında 5229901 - 6GEN. Lab: 6G ve Yapay Zeka Laboratuvarı kapsamında desteklenmiştir. Projeye verdiği destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkürlerimi sunuyorum.

Bu tez çalışmasına yönelik motivasyonumda değerli katkılar sağlayan, Turkcell'de direktörüm olan Dr. Mustafa KARAKOÇ'a içten teşekkürlerimi sunarım. Dr. KARAKOÇ'un öngörülü ve yenilikçi liderliği, bana geleceği görebilme, alışılmışın dışında düşünebilme ve öğrenmeye devam etme isteği kazandırdı.

Turkcell 6GEN Lab ve Next Generation R&D ekiplerindeki çalışma arkadaşlarıma da şükranlarımı sunmak istiyorum. Bu ekiplerle çalışmak, hem kişisel hem de profesyonel olarak büyümemde önemli bir etken oldu. Her bir arkadaşımın paylaştığı bilgi ve tecrübeler, becerilerimin gelişimine önemli katkılar sağladı. Ekip olarak gerçekleştirdiğimiz çalışmalar, benim için değerli öğrenme fırsatları oluşturdu ve bu yolda ilerlememi sağladı.

Geçtiğimiz altı yıl boyunca bir arada çalışma fırsatı bulduğum ve akademik tutkumu derinleştiren değerli öğrencilerim ve arkadaşlarım sayesinde hem kişisel hem de akademik anlamda büyümeme yardımcı olan Türk-Alman Üniversitesi'ne içtenlikle teşekkür etmek isterim. Burada edindiğim bilgiler ve yaşadığım deneyimler hayatımın her aşamasında benimle olacak değerli kazanımlardır. Tez çalışmam sırasında gösterdikleri büyük destek için Türk-Alman Üniversitesi'ndeki değerli çalışma arkadaşlarıma derin minnettarlığımı sunarım.

Ayrıca, tez çalışmam sırasında karşılaştığım zorlukları aşmamda önemli bir rol oynayan ve simülasyon çalışmalarım için iş bilgisayarını kullanımına izin veren Türk-Alman Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği bölümündeki değerli öğretim üyelerine özel teşekkürlerimi sunmak istiyorum.

Bu tez çalışmam süresince bana olan inancı, sevgisi ve desteğiyle her zaman yanımda olan sevgili anneme ve aileme teşekkür ediyorum.

Hepsinden öte, her şeyin yaratıcısı olan ve varlığıyla her anımda beni kuşatan Rabbime bana verdiği güç ve sabır için sonsuz şükranlarımı sunuyorum.

Bu çalışmanın yeni nesil enerji verimli haberleşme teknikleri üzerinde çalışan araştırmacılara ilham kaynağı olmasını diliyorum.

Haziran 2024,

Fatih ÇÖGEN

İÇİNDEKİLER

ÖZET	v
ABSTRACT	vii
TEŞEKKÜR	ix
İÇİNDEKİLER	xi
SEMBOL LİSTESİ.....	xv
KISALTMALAR.....	xxxi
ŞEKİLLER LİSTESİ	xl
TABLolar LİSTESİ	xliv
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Özeti.....	1
1.2. Tezin Amacı	21
1.3. Hipotez ve İzlenen Yol	21
2. İNDİS MODÜLASYONU TEKNİKLERİ	25
2.1. İndis Modülasyonu	25
2.2. Uzaysal Modülasyon	25
2.3. Karesel Uzaysal Modülasyon	30
2.4. Medya Tabanlı Modülasyon.....	34
2.5. Kod İndis Modülasyonu.....	37
3. ALTİGEN KARESEL GENLİK MODÜLASYONU TABANLI SM VE QSM SİSTEMLERİNİN PERFORMANS ANALİZLERİ.....	42
3.1. Altıgen Karesel Genlik Modülasyonunun Yapısı.....	42
3.1.1. Altıgen Karesel Genlik Modülasyonunun Enerji Verimliliği	45
3.1.2. Altıgen Karesel Genlik Modülasyonunu Takımyıldızlarının Optimizasyonu.....	46
3.2. HQAM-SM Tekniği.....	50
3.3. HQAM-SM Tekniğinin Rayleigh ve Nakagami- <i>m</i> Sönümlemeli Sistem Modeli	51
3.3.1. HQAM-SM Tekniğinin Rayleigh Sönümlemeli Kanallar için Performans Analizi.....	53

3.3.2. HQAM-SM Tekniğinin Nakagami- m Sönümlmeli Kanallar için Performans Analizi.....	54
3.3.3. HQAM-SM Tekniğinin Simülasyon Sonuçları	56
3.3.4. Sonuç.....	60
3.4. HQAM-QSM Tekniği.....	60
3.4.1. HQAM-QSM Tekniğinin Literatüre Katkısı	61
3.4.2. HQAM-QSM Tekniğinin Sistem Modeli	62
3.4.3. Mükemmel olmayan Kanal Bilgisinin HQAM-QSM Tekniği Üzerindeki Etkisi	64
3.4.4. HQAM-QSM Tekniğinin Performans Analizi	65
3.4.5. HQAM-QSM Tekniğinin Kusurlu Kanal Bilgisinin Performans Analizine Etkisi	67
3.4.6. HQAM-QSM Tekniğinin Simülasyon Sonuçları	68
3.4.7. Sonuç.....	77
4. İŞBİRLİKLİ VE ANTEN SEÇİMLİ UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİNİN PERFORMANS ANALİZLERİ.....	78
4.1. İşbirlikli Haberleşme.....	78
4.1.1. Çöz-ve-İlet Tipi Aktarım Şeması	79
4.1.2. Kuvvetlendir-ve-Aktar Tipi Aktarım Şeması	81
4.2. Anten Seçim Teknikleri	83
4.2.1. EDAS Tabanlı Anten Seçim Tekniği.....	84
4.2.2. ACAS Tabanlı Anten Seçim Tekniği	86
4.2.3. COAS Tabanlı Anten Seçim Tekniği	88
4.3. HQAM Tabanlı SM Tekniği için İletim Anteni Seçimi	89
4.3.1. COAS-HSM Tekniğinin Sistem Modeli	90
4.3.2. COAS-HSM Tekniğinin Simülasyon Sonuçları	91
4.3.3. Sonuç.....	95
4.4. İşbirlikli QSM Sistemi için EDAS/COAS Tabanlı Anten Seçimi	96
4.4.1. EDAS/COAS-CQSM Sisteminin Sistem Modeli	97
4.4.2. EDAS/COAS-CQSM Sisteminin Kompleksite Analizi	101

4.4.3.	EDAS/COAS-CQSM Sisteminin Simülasyon Sonuçları.....	104
4.4.4.	Sonuç.....	113
5.	YENİDEN YAPILANDIRILABİLİR AKILLI YÜZEY TABANLI SİSTEMLER	114
5.1.	Yeniden Yapılandırılabilir Akıllı Yüzeyler İçin Gereksinimler	114
5.2.	Yeniden Yapılandırılabilir Akıllı Yüzeyler	116
5.2.1.	Metayüzeylerin Kısa Tarihi	116
5.2.2.	RIS'in Çalışma Prensipleri	117
5.2.3.	RIS'in Uygulama Alanları.....	120
5.3.	Yeniden Yapılandırılabilir Akıllı Yüzey Destekli Kod İndis Modülasyonu 123	
5.3.1.	CIM-RIS Tekniğinin Literatüre Katkısı.....	124
5.3.2.	CIM-RIS Tekniğinin Sistem Modeli	125
5.3.3.	CIM-RIS Tekniğinin Performans Analizi	131
5.3.4.	Enerji Verimliliği, Çıktı ve Veri Hızı Analizi	137
5.3.5.	Kusurlu Kanal Durum Bilgisinin CIM-RIS Üzerinde Analizi.....	140
5.3.6.	CIM-RIS Sistemi İçin Kapasite Analizi	141
5.3.7.	Simülasyon Sonuçları	144
5.3.8.	Sonuç.....	152
6.	YAPAY ZEKÂ DESTEKLİ MEDYA TABANLI MODÜLASYON ŞEMALARI.....	153
6.1.	Yapay Zekâya Giriş.....	153
6.1.1.	Gerçek Dünyada Yapay Zekâ	153
6.1.2.	Yapay Zekânın İzahı.....	154
6.1.3.	Makine Öğrenmesi.....	156
6.1.4.	Yapay Sinir Ağları ve Derin Öğrenme.....	159
6.1.5.	Yapay Sinir Ağlarının Tarihçesi.....	160
6.1.6.	Derin Sinir Ağları.....	167
6.2.	Medya Tabanlı Modülasyon Şeması için Derin Öğrenme Tabanlı MAP Seçim Teknikleri	171

6.2.1.	DNN Destekli MAP Seçimli MBM Tekniği.....	172
6.2.2.	Önerilen Sistem İçin Optimum MAP Seçim Teknikleri	174
6.2.3.	Önerilen Derin Sinir Ağı Mimarisi	175
6.2.4.	Simülasyon Sonuçları	184
6.2.5.	Sonuç.....	192
6.3.	Derin Öğrenme Tabanlı Medya Tabanlı Modülasyon Tekniği	193
6.3.1.	DNN Tabanlı MBM Sisteminin Sistem Modeli	194
6.3.2.	Önerilen Derin Sinir Ağı Mimarisi	195
6.3.3.	Derin Sinir Ağının Eğitim ve Test Aşamaları	196
6.3.4.	Simülasyon Sonuçları	199
6.3.5.	Sonuç.....	201
7.	SONUÇ VE ÖNERİLER	202
	KAYNAKLAR.....	206
	ÖZGEÇMİŞ.....	232

SEMBOL LİSTESİ

$(.)^H$	Hermityen operatörü
$(.)^T$	Transpoz operatörü
$\ \cdot\ _F$	Frobenius norm operatörü
$ \cdot $	Mutlak değer operatörü
1	Tüm elemanları 1'lerden oluşan matris
$(1 - \mathcal{P}_{\text{CIM-RIS}})$	CIM-RIS'te kullanılan tüm τ_s süresi boyunca doğru bitlerin alınma olasılığı
a	$\mathbf{a} = \sqrt{E_s}(\mathbf{h}_{\ell_{\text{Re}}} x_{\text{Re}} + j\mathbf{h}_{\ell_{\text{Im}}} x_{\text{Im}})$ şeklinde ifade edilen ara değişken
a_0	HQAM sisteminde kullanılan takımyıldız noktasının x bileşeninin başlangıç değeri
$\mathbf{a}_{ik}$	HQAM-SM sisteminde kullanılan $\mathbf{a}_{ik} = \mathbf{h}_i x_k$ şeklinde ifade edilen ara değişken
a_k	HQAM sisteminde kullanılan takımyıldız noktasının x bileşeni
$ \mathcal{A}_k ^2$	Takımyıldız noktasının gücü
b_0	HQAM sisteminde kullanılan takımyıldız noktasının y bileşeninin başlangıç değeri
b	Bilgi bitleri vektörü
b_i	Yapay zekâ modelinde kullanılan yanlılıkların (bias) temsili
$\mathbf{b}_{ik}$	$\mathbf{b}_{ik} = \mathbf{h}_i x_k$ şeklinde tanımlanan ara değişken

b_k	HQAM sisteminde kullanılan takımyıldız noktasının y bileşeni
$\mathbf{c}$	CIM-SS sisteminde kullanılan kodlar
$\mathbf{C}$	EDAS'ta kullanılan potansiyel iletim vektörleri kümesi
$\mathcal{C}$	Kanal kapasite ifadesi
$\mathbb{C}$	Karmaşık sayı uzayı
$\mathbf{C}_H$	$\mathbf{C}_H = \left(\mathbf{I} - \frac{2}{m} \left(\frac{\Gamma\left(\frac{m}{2}\right) + 0.5}{\Gamma\left(\frac{m}{2}\right)} \right)^2 \right) \times \mathbf{I}_{N_R \times N_T}$ şeklinde ifade edilen ara değişken
$\cos(\phi_a)$	Kosinüs benzerlik formülü
$\mathcal{CN}(0, N_0)$	0 ortalamalı N_0 varyanslı kompleks gürültü
$d_{\min}$	Takımyıldız noktaları arasındaki minimum mesafe
$\mathfrak{D}$	CIM-SS sisteminde kullanılan karar değişkeni
$\mathbf{e}_l(t)$	İletilen eş-evreli CIM-SS sinyali
$e_{k,t}$	İlişkili PEP olayının hatalı bit sayısı
$E(\cdot)$	Beklenen değer operatörü
E_{avg}	Ortalama enerji
E_b	Bit enerjisi
E_c	Walsh Hadamard kodu tarafından iletilen ortalama enerji
$E_{\max}$	Maksimum enerji
E_s	Sembol enerjisi
E_{sav}	Enerji tasarrufu

$\mathfrak{E}$	$\mathfrak{E} = \frac{1}{2\sigma_n^2}$ şeklinde ifade edilen ara değişken
$f(\zeta)$	ReLU fonksiyonunun matematiksel ifadesi
$f_\lambda(\lambda)$	λ ifadesinin olasılık yoğunluk fonksiyonu
$f(x) = h(g(x))$	MP nöron modelinin gösterimi
f_c	Taşıyıcı frekansı
f_d	Yapay zekâ algoritmasında eşleme ilişkisi
$\mathbf{f}_{\wp}$	CIM-RIS'in kapasite hesabında kullanılan ve I bileşeni için $\wp_{\mathfrak{R}}$ 'inci aktif yayıcı kodu indisinin konumunu gösteren vektör
$F(\xi_\ell)$	ξ_ℓ ifadesinin kümülatif dağılım fonksiyonu
$\mathcal{F}(x, \theta)$	CIM-RIS sisteminin analitik hata olasılığı hesabında kullanılan integral
$\mathfrak{F}$	$\mathfrak{F} = \mathfrak{A}_j - \mathfrak{A}_j$ şeklinde ifade edilen ara değişken
$\hat{g}$	G kanalına ait kanal katsayılarının kestirimi
$g(t)$	RIS ile hedef arasındaki kanal
$\mathbf{g}_k$	$\mathbf{g}_k = [g_{k,1}, \dots, g_{k,N}]^T$ şeklinde ifade edilen ve k. çip ile RIS arasındaki kanal
$g_{k,n}$	RIS ile hedef arasında k. çip ve n. RIS yüzeyi arasındaki kanal
G	Röle terminalinde kazanç
$\mathbf{h}$	Kanal matrisinin kolonu
$\mathbf{h}_a$	A kanalına ait kanal vektörü
$\mathbf{h}_b$	B kanalına ait kanal vektörü

$\mathbf{h}_k$	$\mathbf{h}_k = [h_{k,1}, \dots, h_{k,N}]^T$ şeklinde ifade edilen ve k . çip ile RIS arasındaki kanal
$h_{k,n}$	Kaynak ile RIS arasında k . çip ve n . RIS yüzeyi arasındaki kanal
$\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{N}_e}}$	Kanal matrisinin $\ell_{\mathfrak{N}_e}$ 'inci kolonu
$\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{N}_m}}$	Kanal matrisinin $\ell_{\mathfrak{N}_m}$ 'inci kolonu
$h_{S,D}$	S-D arasındaki kanal katsayısı
$h_{S,R}$	S-R arasındaki kanal katsayısı
$h_{R,D}$	R-D arasındaki kanal katsayısı
$h(t)$	Kaynak ile RIS arasındaki kanal
$\hat{h}$	H kanalına ait kanal katsayılarının kestirimi
$H(\cdot)$	Entropi fonksiyonu
$\mathbf{H}$	Kanal matrisi
$\mathbf{H}_{\varsigma}$	EDAS'ta kullanılan matris
$\mathbf{H}_{\text{ACAS}}$	ACAS'a ait kanal matrisi
$\mathbf{H}_S^{\text{CO}}$	CMS için kanal matrisi ifadesi
$\mathbf{H}_{\text{COAS}}$	COAS'a ait kanal matrisi
$\mathbf{H}_S^{\text{ED}}$	EMS için kanal matrisi ifadesi
$\mathbf{H}_{\text{EDAS}}$	EDAS'a ait kanal matrisi
$\mathbf{H}_S^{\text{MC}}$	MCMS için kanal matrisi ifadesi
$\mathbf{H}_{SD}$	$S \rightarrow D$ arasındaki kanal matrisi
$\mathbf{H}_{SR}$	$S \rightarrow R$ arasındaki kanal matrisi

$\mathbf{H}_{RD}$	$R \rightarrow D$ arasındaki kanal matrisi
$\mathcal{H}$	DNN için giriş (özellik) vektörü
$\mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}}$	$\mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}} = \mathbf{h}^T \Phi \mathbf{g}$ şeklinde ifade edilen ve CIM-RIS sisteminin kapasite hesabında kullanılan ara değişken
$\bar{\mathbf{H}}$	$\bar{\mathbf{H}} = \frac{\Gamma(m/2 + 0.5)}{\Gamma(m/2)\sqrt{m/2}} e^{j\frac{\pi}{4}} \times \text{vec}(\mathbf{1}_{N_R N_T})$ şeklinde ifade edilen ara değişken
i	SM ve HQAM-SM sistemlerinde kullanılan aktif anten indisi
$\hat{i}$	SM ve HQAM-SM sistemlerinde kullanılan aktif anten indisinin kestirimi
$I(x_i; \mathbf{y} \mathbf{h})$	Bilinen bir $\mathbf{h}$ verildiğinde iletilen vektör x_i ile alınan vektör $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ arasındaki karşılıklı bilgi
$I_{1,j}$	CIM-SS sisteminde kullanılan 1. korelatör
$I_{2,j}$	CIM-SS sisteminde kullanılan 2. korelatör
$\mathbf{I}_K$	K boyutlu birim matris
$\mathbf{I}_{N_R}$	$N_R \times N_R$ boyutlu kare birim matris
$I_\beta(\cdot)$	β mertebesinden modifiye Bessel fonksiyonu
$\Im$	İmajiner bileşen
k	Medya tabanlı modülasyon içeren sistemlerde kullanılan aktif MAP indisi
K	Çip uzunluğu
$\mathfrak{R}$	Softmax fonksiyonunda kullanılan gerçel sayılardan oluşan vektör uzayı

$\mathcal{K}$	Rician sönümlemeli kanallarda kullanılan “K” parametresi
ℓ	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan aktif anten
$\ell_{S,\Re}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan S’nin reel aktif anten indisi
$\ell_{S,\Im}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan S’nin imajiner aktif anten indisi
$\ell_{R,\Re}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan R’nin reel aktif anten indisi
$\ell_{R,\Im}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan R’nin imajiner aktif anten indisi
$\ell_{\Re}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan reel aktif anten
$\ell_{\Im}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan imajiner aktif anten
$\hat{\ell}_{\Re}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan kestirilen reel aktif anten
$\hat{\ell}_{\Im}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan kestirilen imajiner aktif anten
$\hat{\ell}_{D,\Re}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan D’de kestirilen reel aktif anten indisi
$\hat{\ell}_{D,\Im}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan D’de kestirilen imajiner aktif anten indisi
$\hat{\ell}_{R,\Re}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan R’de kestirilen reel aktif anten indisi

$\hat{\ell}_{R,\mathfrak{I}}$	HQAM-QSM ve kooperatif tabanlı sistemlerde kullanılan R'de kestirilen imajiner aktif anten indisi
$\mathcal{L}$	CIM-RIS'te kullanılan kod sayısı
$\mathcal{L}_{\text{anten}}$	İletim anten indisleri kümesi
$\mathcal{L}_{\text{DNN}}$	DNN tarafından oluşturulan etiketler
m	HQAM-QSM sisteminde kullanılan bilgi vektörü
m_1	m bilgi vektörünün 1. alt kümesi
m_2	m bilgi vektörünün 2. alt kümesi
M	Modülasyon derecesi
M_I	Takımyıldızdaki eş evreli noktaların sayısı
M_Q	Takımyıldızdaki dik evreli noktaların sayısı
$\mathcal{M}$	MAP derecesi
$\mathcal{M}_s$	Seçilen MAP
$\mathfrak{M}(\cdot)$	Moment üretici fonksiyon
$\mathfrak{M}_{\mathfrak{X}}$	$\mathfrak{X} = \ \mathbf{H}\mathfrak{F}\ _F^2$ rastgele değişkeninin moment üretici fonksiyonu
$n(t)$	CIM-RIS'te kullanılan AWGN gürültüsü
$\mathbf{n}$	AWGN gürültüsü
$n_I(t)$	Eş-evreli AWGN gürültüsü
$n_{I,k}$	I kanalının k . çipi için gürültü terimi
n_D	Hedefteki AWGN gürültüsü
n_k	$n_k = n_{I,k} + jn_{Q,k}$ şeklinde ifade edilen k . çipe ait gürültü terimi

n_R	Röledeki AWGN gürültüsü
n_{rf}	RF anteni sayısı
$\mathbf{n}_{SD}$	S ve D arasındaki $N_D' \times 1$ boyutlu AWGN vektörü
$\mathbf{n}_{SR}$	S ve R arasındaki $N_R' \times 1$ boyutlu AWGN vektörü
$\mathbf{n}_{RD}$	R ve D arasındaki $N_D' \times 1$ boyutlu AWGN vektörü
$n_{Q,k}$	Q kanalının k . çipi için gürültü terimi
$\tilde{n}_I$	CIM-RIS sisteminde kullanılan ve Walsh Hadamard kodu ile çarpılmış AWGN gürültüsünün I bileşeni
$\tilde{n}_Q$	CIM-RIS sisteminde kullanılan ve Walsh Hadamard kodu ile çarpılmış AWGN gürültüsü Q bileşeni
N	Yansıtıcı yüzey sayısı
N_0	Gürültü güç yoğunluğu
N_D'	D'nin alıcı anten sayısı
N_R	Alıcı anten sayısı
N_R'	R'nin alıcı anten sayısı
N_R^t	R'nin verici anten sayısı
N_s	Seçilen anten
N_S^t	S'nin verici anten sayısı
N_T	Verici anten sayısı
N_χ^t	Ele alınan sistemin EDAS/COAS tekniklerine göre iletim sırasında seçilecek anten sayısı
N_ψ	COAS-HSM sisteminde seçilen antenler
$\mathcal{N}$	CIM-RIS'te kullanılan RIS'e ait yansıtıcı yüzey sayısı

$\mathcal{O}$	Karmaşıklık
$\mathcal{O}_{\text{COAS-CQSM}}$	COAS-CQSM sisteminin toplam karmaşıklığı
$\mathcal{O}_{\text{EDAS-CQSM}}$	EDAS-CQSM sisteminin toplam karmaşıklığı
$\mathcal{O}_D^{\text{COAS}}$	COAS'ta D'nin karmaşıklığı
$\mathcal{O}_D^{\text{EDAS}}$	EDAS'ta D'nin karmaşıklığı
$\mathcal{O}_R^{\text{COAS}}$	COAS'ta R'nin karmaşıklığı
$\mathcal{O}_R^{\text{EDAS}}$	EDAS'ta R'nin karmaşıklığı
p_Y	Olasılık yoğunluk fonksiyonu
$p(t)$	Dikdörtgen darbe filtresi
$P(.)$	Olasılık fonksiyonu
P_{avg}	Ortalama güç
$\mathcal{P}_{\text{CI}}$	Kod indisleri için çiftsel hata olasılığı
$\mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\gamma}_{\Re}}$	Kod indisleri için çiftsel hata olasılığının reel bileşen için ifadesi
$\mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\gamma}_{\Im}}$	Kod indisleri için çiftsel hata olasılığının imajiner bileşen için ifadesi
$\mathcal{P}_{\text{CIM-RIS}}$	CIM-RIS sisteminin BER ifadesi
P_e	Toplam hata olasılığı
$\tilde{P}_e$	Kusurlu kanal bilgisi altında toplam hata olasılığı
$\bar{P}_e(\mathbf{u}_k \rightarrow \hat{\mathbf{u}}_k)$	$\mathbf{u}_k$ iletildiğinde $\hat{\mathbf{u}}_k$ 'ya karar vermenin PEP'i
P_s	Kaynağın gönderim gücü
$\mathcal{P}_M$	Modüle edilmiş semboller için çiftsel hata olasılığı

$\mathcal{P}_{\text{MOD}}$	CIM-RIS sisteminde modüleli semboller tarafından gelen hata olayı
P_r	Röledeki gönderim gücü
$\mathcal{P}_{\text{SC}}$	CIM-RIS sisteminde yayıcı kodlar tarafından gelen hata olayı
$\mathcal{P}(\lambda < \xi)$	$\lambda < \xi$ olasılığı
$\wp_{\Re}$	CIM-RIS sisteminde kullanılan reel kod indisi
$\wp_{\Im}$	CIM-RIS sisteminde kullanılan imajiner kod indisi
$\hat{\wp}_{\Re}$	CIM-RIS sisteminde kullanılan kestirilen reel kod indisi
$\hat{\wp}_{\Im}$	CIM-RIS sisteminde kullanılan kestirilen imajiner kod indisi
$Q(\cdot)$	Q fonksiyonu
$\mathcal{R}_{\text{yy}}$	$\mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}} \mathbf{W} \mathbf{f}_{\wp} x_{\Re}$ in kovaryans matrisi
$\Re$	Reel bileşen
s	Karesel uzayda kullanılan sembolün tanımı
$\text{sign}(\cdot)$	Signum fonksiyonu
S_h	$\mathbf{H}_K$ matrisindeki sütun indisleri
$\mathcal{S}_I$	CIM-RIS sisteminin alıcı tarafında yer alan eş-evreli bileşene ait vektör kümesi
$\mathcal{S}_Q$	CIM-RIS sisteminin alıcı tarafında yer alan dik evreli bileşene ait vektör kümesi
$\mathfrak{S}$	HQAM-SM' de kullanılan veri simgelerinin ve uzaysal simgelerin tüm olası kombinasyonları

t	$t = \sqrt{\frac{6}{(M_I^2 - 1) + (M_Q^2 - 1)\beta^2}}$ şeklinde ifade edilen ve CIM-RIS sisteminin analitik hata olasılığında kullanılan ara değişken
$\mathcal{T}$	CIM-RIS sisteminin çıktı (throughput) ifadesi
T_c	Çip süresi
u	CIM-RIS sisteminde kullanılan bilgi bitleri vektörünün büyüklüğü
u_1	$\log_2(M)$ şeklinde ifade edilen alt bilgi biti vektörü
u_2	$\log_2(\mathcal{L})$ şeklinde ifade edilen alt bilgi biti vektörü
u_b	Kıyaslama (benchmark) sistemlerinin spektral verimliliği
$\mathcal{U}_1$	CIM-RIS sisteminin analitik hata olasılığında kullanılan ara değişken
$\mathcal{U}_2$	CIM-RIS sisteminin analitik hata olasılığında kullanılan ara değişken
$\mathfrak{A}_j$	$\mathfrak{S}$ kümesinin j. elemanı
$\mathfrak{A}_{\hat{j}}$	$\mathfrak{S}$ kümesinin j. elemanının kestirilmiş hali
$\text{vec}(\cdot)$	Vektörizasyon operatörü
$\mathbf{w}$	CIM-RIS sisteminde kullanılan Walsh Hadamard kodları
w_i	Yapay zeka modelinde kullanılan ağırlıkların temsili
$\mathbf{w}_{\wp_{\Re}}$	Reel bileşene ait yayıcı kod
$\mathbf{w}_{\wp_{\Im}}$	İmajiner bileşene ait yayıcı kod
$\mathbf{W}^{[1]}$	Tam bağlı katman yapısının izahında kullanılan 1 numaralı matris

$\mathbf{W}^{[2]}$	Tam bağı katman yapısının izahında kullanılan 2 numaralı matris
x	Sembol
$x_{\Im m}$	Sembolün imajiner kısmı
$\hat{x}_{\Im m}$	Kestirilen sembolün imajiner kısmı
x_R	Röledeki sembol
$x_{\Re e}$	Sembolün reel kısmı
$\hat{x}_{\Re e}$	Kestirilen sembolün reel kısmı
x_S	Kaynaktaki sembol
$\hat{x}_{D,\Re}$	D’de kestirilen sembolün reel kısmı
$\hat{x}_{D,\Im}$	D’de kestirilen sembolün imajiner kısmı
$x_{S,\Re}$	S’nin M-QAM modülasyonlu sembolünün gerçel kısmı
$x_{S,\Im}$	S’nin M-QAM modülasyonlu sembolünün imajiner kısmı
$x_{R,\Re}$	R’nin M-QAM modülasyonlu sembolünün gerçel kısmı
$x_{R,\Im}$	R’nin M-QAM modülasyonlu sembolünün imajiner kısmı
$\hat{x}_{R,\Re}$	R’de kestirilen sembolün reel kısmı
$\hat{x}_{R,\Im}$	R’de kestirilen sembolün imajiner kısmı
$\mathfrak{X}$	$\mathfrak{X} = \ \mathbf{H}\mathfrak{F}\ _F^2$ şeklinde ifade edilen ara değişken
$\mathbf{y}$	Alınan sinyal
y_D	Hedefte alınan sinyal
$\mathbf{y}_I$	I kanalının gürültülü sinyali
y_R	Rölede alınan sinyal

$\mathbf{y}_{SD}$	S' den D' ye iletilen ve D' de alınan sinyal
$\mathbf{y}_{SR}$	S' den R' ye iletilen ve R' de alınan sinyal
$\mathbf{y}_Q$	Q kanalının gürültülü sinyali
$\tilde{y}$	Alınan sinyalin geri yayılmış hali
$\tilde{y}_I$	Alınan sinyalin geri yayılmış halinin eş-evreli bileşeni
$\tilde{y}_Q$	Alınan sinyalin geri yayılmış halinin dik evreli bileşeni
z	$z = \beta t$ şeklinde ifade edilen ve CIM-RIS sisteminin analitik hata olasılığında kullanılan ara değişken
Z	EDAS tekniğinde oluşturulan kombinasyonlar
α_n	CIM-RIS sisteminde kullanılan H kanalına ait genlik
β_n	CIM-RIS sisteminde kullanılan G kanalına ait genlik
γ	SNR ifadesi
$\bar{\gamma}$	Ortalama SNR değeri
γ_{max}	Maksimum SNR
$\epsilon_{h_{i,j}}$	Kanal kestirim hatası
ϵ_{madde}	Bir maddenin dielektrik geçirgenliği
ζ	ReLU ve Softmax fonksiyonlarında kullanılan değişken
η	Spektral verimlilik
t	CIM-RIS sisteminin korelatör hesabında kullanılan sözde değişken
κ	HQAM-QSM hesaplamalarında kullanılan üstel rastgele değişken
$\bar{\kappa}$	κ üstel rastgele değişkenin ortalaması

λ	CIM-RIS sisteminde CCSD hesabı yapmak için kullanılan sözde değişken
λ_{EDAS}	EDAS tekniğinde oluşturulan tüm kombinasyonların adlandırıldığı küme
λ_{EDAS}^*	EDAS tekniğinde oluşturulan tüm kombinasyonların içerisinde seçilen küme
μ_α	$\mu_\alpha = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\sigma_\alpha^2}{1 + \sigma_\alpha^2}} \right)$ şeklinde ifade edilen ara değişken
μ_y	$\mathbf{y}$ ifadesine ait ortalama
μ_{madde}	Bir maddenin manyetik iletkenliği
ξ	CIM-RIS sisteminde CCSD hesabı yapmak için kullanılan sözde değişken
ξ_{CFM}	CFM değeri
ξ_ℓ	CIM-RIS sisteminde CCSD hesabı yapmak için kullanılan sözde değişken
ρ	$d_{\min}^2$ olarak ifade edilen ve bitişik takımyıldız noktaları arasındaki minimum mesafe
σ^2	Varyans
σ_α^2	$\sigma_\alpha^2 = \frac{\gamma \left(x_k ^2 + x_{\hat{k}} ^2 \right)}{4}$ şeklinde ifade edilen ara değişken
σ_D^2	Hedefteki varyans ifadesi
σ_g^2	CIM-RIS'te kullanılan RIS ve hedef arasındaki kanala ait varyans
σ_h^2	CIM-RIS'te kullanılan kaynak ve RIS arasındaki kanala ait varyans

σ_R^2	Röledeki varyans ifadesi
σ_ϵ^2	Kanal kestirim performansındaki değişim
σ_y^2	y ifadesine ait varyans
$\sigma(\zeta)$	Softmax fonksiyonunun matematiksel ifadesi
ς	$\varsigma = 1, 2, \dots, Z$ şeklinde ifade edilen ve EDAS'ta kullanılan değişken
τ_c	CIM-RIS sisteminde kullanılan zaman periyodu
τ_s	CIM-RIS'te kullanılan sembol periyodu
ϕ	HQAM-QSM sisteminde kullanılan açı
ϕ_k^n	$\phi_k^n = (\theta_{\ell,k}^n + \varphi_n)$ şeklinde ifade edilen faz ayarlaması
$\phi(t)$	RIS'in ayarlama fazı
φ_S^*	EDAS-CQSM hesabında kullanılan ara değer
χ	CIM-RIS sisteminde CCSD hesabı yapmak için kullanılan rastgele değişken
ψ	$\psi = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\kappa}/2}{(1 + \bar{\kappa}/2)}} \right)$ şeklinde ifade edilen ara değişken
$\tilde{\psi}$	Kusurlu kanal bilgisi altında ψ
ϖ	CIM-RIS sisteminin korelatör hesabında kullanılan sözde değişken
$\Gamma(\cdot)$	Gamma fonksiyonu
Λ	$\Lambda = (\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathfrak{F} \mathfrak{F}^H)$ şeklinde verilen ara değişken
Φ	Yansıtıcı bileşenin getirdiği yansıma fazlarını içeren bir yansıma matrisi

$\mathfrak{U}$

$$\mathfrak{U} = \frac{E_s \left(\sigma_h^2 - \sigma_{\epsilon}^2 \right)}{4N_0 + 2\sigma_{\epsilon}^2 E_s \left(\left| x_{\mathfrak{N}\mathfrak{e}} \right|^2 + \left| x_{\mathfrak{J}\mathfrak{m}} \right|^2 \right)}$$

şeklinde ifade edilen ara
değişken

KISALTMALAR

5G	Beşinci nesil (fifth generation)
6G	Altıncı nesil (sixth generation)
ABEP	Ortalama bit hata olasılığı (average bit error probability)
ABER	Ortalama bit hata oranı (average bit error rate)
ACAS	Anten korelasyonlu anten seçimi (antenna correlation based antenna selection)
Adam	Uyarlanabilir moment tahmini (adaptive moment estimation)
AF	Yükselt-ve-aktar (amplify-and-forward)
AI	Yapay zekâ (artificial intelligence)
AMI	Ortalama karşılıklı bilgi (average mutual information)
ANN	Yapay sinir ağları (artificial neural networks)
AWGN	Toplamsal beyaz gauss gürültüsünü (additive white gaussian noise)
BER	Bit hata oranı (bit error rate)
BP	Geri yayılım (backpropagation)
BPSK	İkili faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase shift keying)
CC	İşbirlikli haberleşme (cooperative communication)
CCSD	Merkezi ki-kare dağılımı (central chi-square distribution)
CDF	Kümülatif dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function)
CFM	Takımyıldızı liyakat figürü (constellation figure of merit)
CIM	Kod indis modülasyonu (code index modulation)

CIM-QSM	Kod indis modülasyonu tabanlı karesel uzaysal modülasyon (code index modulation based quadrature spatial modulation)
CIM-SM	Kod indis modülasyonlu uzaysal modulation (code index modulation based spatial modulation)
CIM-SS	Kod indis modülasyonlu yayılı izge (code index modulation-spread spectrum)
COAS	Kapasite optimizasyonlu anten seçimi (capacity optimized antenna selection)
COAS-CQSM	COAS tabanlı anten seçim tekniği destekli işbirlikli QSM (capacity optimized antenna selection aided cooperative QSM)
COAS-QSM	Kapasite optimizasyonlu anten seçimi tabanlı QSM (capacity optimized antenna selection aided QSM)
CPEP	Koşullu çift hata olasılığı (conditional pairwise error probability)
CQAM	Çembersel qam (circular QAM)
CQSM	İşbirlikli QSM (cooperative QSM)
CSI	Kanal durum bilgisi (channel state information)
CSK	Cyclic shift keying (döngüsel kaydırma anahtarlama)
CSK-CIM	Döngüsel kaydırma anahtarlama ve kod indis modülasyonu (cyclic shift keying - code index modulation)
D	Hedef (destination)
D2D	Cihazlar arası iletişim (device-to-device communication)

DBICSM	Gecikmeli bit-karıştırmalı kodlu uzaysal modülasyon (delayed bit-interleaved coded spatial modulation)
D-CMS-MBM	Derin öğrenme tabanlı kapasite optimizasyonlu MAP seçimi destekli MBM tekniği (deep learning-based capacity-optimized map selection assisted MBM technique)
DCSK	Diferansiyel kaos kaydırma anahtarlama (differential chaos shift keying)
DDQAM	Çift elmas QAM (double diamond QAM)
D-EMS-MBM	Öklid mesafesi MAP seçimi destekli MBM tekniği (deep learning-based Euclidean distance map selection assisted MBM technique)
DF	Çöz-ve-aktar (decode-and-forward)
DiSM	Dağıtılmış uzaysal modülasyon (distributed spatial modulation)
D-MCMS-MBM	Derin öğrenme tabanlı MAP korelasyonu destekli MBM tekniği (deep learning based map correlation assisted MBM technique)
DM-OFDM-IM	Çift modlu OFDM ile IM (dual mode OFDM-IM)
DNN	Derin sinir ağları (deep neural networks)
DoF	Serbestlik derecesi (degree of freedom)
DQN	Derin Q-ağları (deep Q-networks)
DSM	Çift uzaysal modülasyon (double spatial modulation)
DS-SS	Doğrudan sıralı yayılı izge (direct sequence-spread spectrum)

ED	Öklid mesafesi (euclidean distance)
EDAS	Öklid mesafesi-optimizasyonlu anten seçimi (Euclidean distance-optimized antenna selection)
EDAS-CQSM	EDAS tabanlı anten seçim tekniği destekli işbirlikli QSM (euclidean distance based antenna selection aided cooperative QSM)
EDAS-QSM	Öklid mesafesi tabanlı anten seçimli QSM (euclidean distance based antenna selection aided QSM)
EM	Elektromanyetik (electromagnetic)
eMBB	Gelişmiş mobil geniş bant (enhanced mobile broadband)
ESM	Geliştirilmiş uzaysal modülasyon (enhanced spatial modulation)
FANET	Uçan ad hoc ağları (flying ad hoc networks)
GAN	Üretken çekişmeli ağlar (generative adversarial networks)
Gbps	Saniye başına gigabit (gigabits per second)
GCI-MBM	Genelleştirilmiş koordinat karıştırmalı MBM (generalized coordinate interleaving MBM)
GCIM-SM	Genelleştirilmiş CIM-SM (generalized CIM-SM)
GPU	Grafik işleme birimleri (graphical processing units)
GQSM	Genelleştirilmiş QSM (generalized QSM)
GSM	Genelleştirilmiş SM (generalized SM, GSM)
GSSK	Genelleştirilmiş SSK
HHQAM	Altıgen kalp QAM (hexagonal heart QAM)
HQAM	Altıgen karesel genlik modülasyonu (hexagonal quadrature amplitude modulation)

HQAM-QSM	HQAM tabanlı QSM (HQAM based QSM)
HQAM-SM	HQAM tabanlı SM (HQAM based SM)
<i>I</i>	Eş-evreli (in-phase)
ICI	Kanallar arası girişim (inter channel interference)
IM	İndis modülasyonu (index modulation)
IOC	Araçların interneti (internet of cars)
IoT	Nesnelerin interneti (internet of things)
IR	Artımlı aktarım (incremental relaying)
LDPC	Düşük yoğunluklu doğruluk denetimi (low-density parity check)
LIS	Geniş akıllı yüzey (large intelligent surface)
LMMSE	Doğrusal minimum ortalama kare hatası (linear minimize mean squared error)
LSTM	Uzun kısa süreli bellek (long short term memory)
M2M	Makineler arası iletişim (machine-to-machine communication)
MAG	Maksimum dizi kazancı (maximizing array gain)
MAP	Ayna aktivasyon paterni (mirror activation patern)
MBM	Medya tabanlı modülasyon (media-based modulation)
MEC	Mobil uç bilişim (mobile edge computing)
MGF	Moment üretici fonksiyon (moment generating function)
MIMO	Çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output)
ML	Maksimum olabilirlik (maximum likelihood)
mMTC	Geniş çaplı makine türü iletişimleri (massive machine type communications)

M-QAM	M'li karesel genlik modülasyonu (M-ary quadrature amplitude modulation)
MRC	Maximum oranlı birleştirme (maximum ratio combining)
MRC-FDE	Maksimum oran birleştirmeli frekans alanı eşitleme (maximum ratio combined frequency domain equalization)
NLP	Doğal dil işleme (natural language processing)
NOMA	Ortogonal olmayan çoklu erişim (non-orthogonal multiple access)
non-CCSD	Merkezi olmayan ki-kare dağılımı (non-central chi-square distribution)
OFDM	Çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing)
PEP	İkili hata olasılığı (pairwise error probability)
PI	Permütasyon indisi (permutation index)
PIN	Pozitif-içsel-negatif (positive-intrinsic-negative)
PN	Sözde-gürültü (pseudo-noise)
PPO	Yakınsak politika optimizasyonu (proximal policy optimization)
Q	Dik-evreli (quadrature)
QAM	Karesel genlik modülasyonu (quadrature spatial modulation)
QP	Kuadratik programlama (quadratic programming)
QSM	Karesel uzaysal modülasyon (quadrature spatial modulation)
R	Röle (relay)

RA	Yeniden yapılandırılabilir anten (reconfigurable antenna)
ReLU	Doğrultulmuş lineer birim (rectified linear unit)
RF	Radyo frekansı (radio frequency)
RIS	Yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzey (reconfigurable intelligent surface)
RIS-SMBM	Yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzey destekli uzaysal medya tabanlı modülasyon sistemi (reconfigurable intelligent surface aided spatial media-based modulation)
RM _s	Gerçek çarpımlar (real multiplications)
RMSprop	Kök ortalama karesel yayılım (root mean squared propagation)
RQAM	Karesel genlik modülasyonu (rectangular QAM)
RSM	Alıcı SM (received SM)
RSM-RIS	Alıcı SM tabanlı RIS (received SM based RIS)
S	Kaynak (source)
SGD	Stokastik gradyan düşüşü (stochastic gradient descent)
SIW	Substrat entegre dalga kılavuzu (substrate integrated waveguide)
SM	Uzaysal modülasyon (spatial modulation)
SMBM	Uzay medya tabanlı modülasyon (spatial media-based modulation)
SMBM-NOMA	Uzay medya tabanlı modülasyon tabanlı NOMA (spatial media-based modulation non orthogonal multiple access)
SM-OTFS	Uzaysal modülasyon destekli ortogonal zaman frekans uzayı (spatial modulation-aided orthogonal time frequency space)

SM-SSD	Sinyal uzay çeşitliliği kullanan uzaysal modülasyon (spatial modulation using signal space diversity)
SNR	Anlık sinyal-gürültü-oranı (signal-to-noise ratio)
SQAM	Kare qam (square QAM)
SR	Seçimli röleleme (selection relaying)
SSK	Uzay kaydırma anahtarlama (space shift keying)
STAR-RIS	Aynı anda ileten ve yansıtan yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzey (simultaneous transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surface)
SVD	Tekil değer ayrışması (single value decomposition)
SVM	Destek vektör makinesi (support vector machine)
SVM	Destek vektör makineleri (support vector machine)
TQAM	Üçgen QAM (triangular QAM)
TQSM-RIS	İletim karesel uzaysal modülasyon temelli RIS (transmit QSM-RIS)
TSM-RIS	İletim uzaysal modülasyonu temelli RIS (transmit SM-RIS)
UAV	İnsansız hava araçları (unmanned aerial vehicles)
UPEP	Koşulsuz çift hata olasılığı (unconditional pairwise error probability)
URLLC	Ultra güvenilir ve düşük gecikmeli iletişim (ultra-reliable low latency communications)
V-BLAST	Dikey bell-labs katmanlı uzay-zaman (vertical BLAST)
VLC	Görünür ışık haberleşmesi (visible light communication)
WA	Ağırlıklı Alamouti (weighted Alamouti)

WA-MBM	Ağırlıklı Alamouti medya tabanlı modülasyon (weighted alamouti-media based modulation)
WMSNs	Kablosuz multimedya sensör ağları (wireless multimedia sensor networks)
XOR	Dışlamalı ayırtlama (exclusive or)

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 Uzaysal modülasyonun sistem modeli	27
Şekil 2.2 Uzaysal modülasyon tarafından oluşturulan ve üç boyuta sahip sembol uzayı	30
Şekil 2.3 Karesel uzaysal modülasyonun sistem modeli.....	32
Şekil 2.4 Karesel uzaysal modülasyon tarafından oluşturulan ve üç boyuta sahip sembol uzayı.....	34
Şekil 2.5 Medya tabanlı modülasyon tekniğinin sistem modeli	35
Şekil 2.6 CIM-SS tekniğinin sistem modeli.....	38
Şekil 3.1 HQAM takımyıldızlarının $M = 4, 8, 16, 32, 64$ ve 128 için gösterimi	43
Şekil 3.2 $M = 8$ için HQAM takımyıldızları.....	47
Şekil 3.3 HQAM optimal açılı bulma algoritması.....	48
Şekil 3.4 HQAM-SM sisteminin sistem modeli	51
Şekil 3.5 $M = 16$, $N_T = 4$ ve $N_R = 2, 4$ için HQAM-SM ve SM sistemlerinin Rayleigh sönmleme kanallarında performans karşılaştırmaları	57
Şekil 3.6 $M = 8$, $m = 5$ ve $N_T = N_R = 4$ için HQAM-SM ve SM sistemlerinin Nakagami- m sönmleme kanallarında performans karşılaştırmaları.....	58
Şekil 3.7 a) $M = 32$, $m = 7$ ve b) $M = 64$, $m = 8$ bit için HQAM-SM ve SM sistemlerinin Nakagami- m sönmleme kanallarında performans karşılaştırmaları	59
Şekil 3.8 HQAM-QSM yönteminin sistem modeli	62
Şekil 3.9 $M=4$ ve $\text{SNR}=15$ dB olduğunda HQAM-QSM ve TQAM-QSM şemasının BER ve dönüş açısı.....	69
Şekil 3.10 $M=8$ ve $\text{SNR}=15$ dB olduğunda HQAM-QSM ve TQAM-QSM şemasının BER ve dönüş açısı.....	70
Şekil 3.11 HQAM-QSM tekniğinin $\phi = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ ve $N_T = N_R = 4$ olduğunda performans karşılaştırma eğrileri	71
Şekil 3.12 $N_T = 8, N_R = 4$ ve $m=9$ bit/s/Hz olduğu zaman performans karşılaştırmaları	72
Şekil 3.13 $N_T = N_R = 4$ ve $M = 4, 8$ ve $M = 16$ durumlarında HQAM-QSM sisteminin performans karşılaştırmaları	73

Şekil 3.14 $N_T = 8, N_R = 4$ ve $M = 32, 64$ durumlarında TQAM-QSM yönteminin performans eğrileri	74
Şekil 3.15 Önerilen HQAM-QSM ve TQAM-QSM sistemlerinin $N_T = 8, N_R = 4$ ve $M=8$ için mükemmel olmayan kanal bilgisi etkisi altındaki BER eğrileri	75
Şekil 3.16 Önerilen TQAM-QSM sisteminin $N_T = N_R = 8$ ve $M=16$ için altoptimal (suboptimal) alıcı altındaki BER eğrileri	76
Şekil 4.1 İki kullanıcıli işbirlikli bir ağ yapısının basit bir protokolü	78
Şekil 4.2 İki kullanıcıli DF tipi aktarım işlevi	80
Şekil 4.3 İki kullanıcıli AF tipi aktarım işlevi	82
Şekil 4.4 COAS-HSM tekniğinin sistem modeli	90
Şekil 4.5 HQAM-SM ve SM sistemlerinin $M = 16, N_T = 4$ ve $N_R = 2, 4$ olduğu zaman performans analizleri	91
Şekil 4.6 HQAM-SM ve SM sistemlerinin $M = 8, 64, N_T = 4$ ve $N_R = 4$ olduğu zaman performans analizleri	92
Şekil 4.7 COAS-HSM, COAS-SM, SM ve QSM sistemlerinin $N_T = 6, N_{\psi} = 2, N_R = 2$ olduğu zaman performans analizleri	93
Şekil 4.8 COAS-HSM, COAS-SM, SM ve QSM sistemlerinin $N_T = 6, N_{\psi} = 2, N_R = 4$ olduğu zaman performans analizleri	94
Şekil 4.9 COAS-HSM ve COAS-SM sistemlerinin $N_T = 8, N_{\psi} = 4, M = 8, 16, 64$ ve $N_R = 4$ olduğu zaman performans analizleri	95
Şekil 4.10 EDAS/COAS-CQSM şemasının sistem modeli	97
Şekil 4.11 EDAS-QSM, COAS-QSM, EDAS-SM, COAS-SM, QSM, SM ve QAM sistemlerinin $N_R^r = 4$ iken $m = 4$ bit/s/Hz için performans karşılaştırmaları	105
Şekil 4.12 EDAS-QSM, COAS-QSM, EDAS-SM, COAS-SM, QSM, SM ve QAM sistemlerinin $N_R^r = 2$ iken $m = 4$ bit/s/Hz için performans karşılaştırmaları	106
Şekil 4.13 EDAS-CQSM, COAS-CQSM, EDAS-CSM, COAS-CSM, LCTAS-A-C-CQSM, LCTAS-A-C-CSM, CQSM ve SM sistemlerinin $N_R^r = N_D^r = 4$ olduğunda ve $m = 4$ bit/s/Hz için performans karşılaştırmaları	109

Şekil 4.14 EDAS-CQSM, COAS-CQSM, EDAS-CSM, COAS-CSM, CQSM ve SM sistemlerinin $N_R' = N_D' = 4$ olduğunda ve $m = 6$ bit/s/Hz için performans karşılaştırmaları	110
Şekil 4.15 EDAS-CQSM, COAS-CQSM, EDAS-CSM, COAS-CSM, CQSM ve SM sistemlerinin $N_R' = N_D' = 2$ olduğunda ve $m = 4$ bit/s/Hz için performans karşılaştırmaları	112
Şekil 5.1 Yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzeyin bileşenleri.....	118
Şekil 5.2 Örnek bir örnek programlanabilir meta malzeme parçacık.....	119
Şekil 5.3 RIS tipleri	120
Şekil 5.4 CIM-RIS tekniğinin sistem modeli.....	125
Şekil 5.5 CIM-RIS sisteminin hesaplama karmaşıklığı ve spektral verimlilik karşılaştırmaları	139
Şekil 5.6 CIM-RIS, RIS-RSM ve RIS sistemlerinin $\mathcal{N} = 16$ ve $\mathcal{N} = 64$ iken kapasite karşılaştırmaları	143
Şekil 5.7 CIM-RIS ve RIS sistemlerinin $\mathcal{N} = 16, 32, 64$ ve 128 iken $u = 10$ bit için BER performans karşılaştırmaları	145
Şekil 5.8 CIM-RIS, TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerinin $\mathcal{N} = 128$ iken $u = 8$ bit için BER performans karşılaştırmaları	146
Şekil 5.9 CIM-RIS, TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerinin $\mathcal{N} = 32$ iken $u = 11$ bit için BER performans karşılaştırmaları.....	147
Şekil 5.10 CIM-RIS sisteminin $\mathcal{N} = 64$ ve $\text{SNR} = -25$ dB için 3 boyutlu BER performansı.....	148
Şekil 5.11 CIM-RIS sisteminin $\mathcal{L} = 16$ ve $\text{SNR} = -20$ dB için 3 boyutlu BER performansı.....	148
Şekil 5.12 Rician sönmülemeli kanallar üzerinde $u = 11$ bit ve $\mathcal{N} = 64$ için CIM-RIS, TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerinin BER performans karşılaştırmaları	149
Şekil 5.13 $\mathcal{N} = 16$ ve $u = 11$ bit için mükemmel olmayan kanal bilgisi etkisi altında CIM-RIS sisteminin BER performansı.....	150
Şekil 5.14 CIM-RIS sisteminin Rician ve Rayleigh sönmülemeli kanallar üzerinde BER performansı	151
Şekil 6.1 Yapay zekâ, makine öğrenmesi, yapay sinir ağları ve derin öğrenme arasındaki ilişki	156
Şekil 6.2 McCulloch ve Pitts'in yapay sinir ağı modeli	162

Şekil 6.3 Perceptron modeli	163
Şekil 6.4 DNN mimarisi	169
Şekil 6.5 Önerilen derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniğinin sistem modeli	172
Şekil 6.6 MAP seçim tekniklerinin DNN yapısı	176
Şekil 6.7 Tam bağlı katman yapısı	178
Şekil 6.8 ReLU fonksiyonunun grafiksel gösterimi.....	179
Şekil 6.9 Softmax fonksiyonunun grafiksel gösterimi	180
Şekil 6.10 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniği için algoritma.....	184
Şekil 6.11 CMS-MBM, D-CMS-MBM, EMS-MBM, D-EMS-MBM ve geleneksel MBM yöntemlerinin $M = 4, \mathcal{M}_s = 2, n_{rf} = 2$ ve $N_R = 1$ için performans karşılaştırması	185
Şekil 6.12 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 2, \mathcal{M}_s = 2, n_{rf} = 2$ ve $N_R = 2$ için karşılaştırması ..	186
Şekil 6.13 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 4, \mathcal{M}_s = 2, n_{rf} = 2$ ve $N_R = 2$ için karşılaştırması ..	187
Şekil 6.14 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 8, \mathcal{M}_s = 2, n_{rf} = 2$ ve $N_R = 2$ için karşılaştırması...	188
Şekil 6.15 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 2, \mathcal{M}_s = 2, n_{rf} = 2$ ve $N_R = 4$ için karşılaştırması ..	189
Şekil 6.16 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 4, \mathcal{M}_s = 2, n_{rf} = 2$ ve $N_R = 4$ için karşılaştırması ..	190
Şekil 6.17 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 8, \mathcal{M}_s = 2, n_{rf} = 2$ ve $N_R = 4$ için karşılaştırması...	191
Şekil 6.18 DNN tabanlı MBM tekniğinin sistem modeli	194
Şekil 6.19 Önerilen sistemin DNN yapısı	195
Şekil 6.20 Önerilen DNN tabanlı MBM tekniği için veri üretimi algoritması.....	198
Şekil 6.21 DNN-MBM, DNN-SM, ML-MBM, MRC-MBM, SVD-MBM sistemlerinin $M=4, n_{rf} = 2$ ve $N_R = 2$ için performans karşılaştırmaları	199
Şekil 6.22 DNN-MBM, DNN-SM, ML-MBM, MRC-MBM, SVD-MBM sistemlerinin $M=4, n_{rf} = 2$ ve $N_R = 4$ için performans karşılaştırmaları	200

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 3.1 $M = 8$ için HQAM takımyıldızların ortalama güç ve CFM değerleri.....	46
Tablo 3.2 Çeşitli HQAM takımyıldızları için optimum dönüş açısı değerleri.....	49
Tablo 4.1 $N_T = 6$ ve $N_S = 4$ durumunda λ kümesi	86
Tablo 4.2 Şekil 4.11 ve 4.12 için anten indisinde ve modüleli sembolde iletilen bitler	107
Tablo 4.3 EDAS-QSM sisteminin diğer sistemlere göre SNR kazancı (dB cinsinden).....	108
Tablo 4.4 Şekil 4.13 için anten indisinde ve modüleli sembolde iletilen bitler	109
Tablo 4.5 Şekil 4.14 için anten indisinde ve modüleli sembolde iletilen bitler....	111
Tablo 4.6 EDAS-QSM sisteminin diğer sistemlere göre SNR kazancı (dB cinsinden).....	111
Tablo 5.1 CIM-RIS sisteminin diğer sistemlerle kıyaslandığında enerji tasarrufunun yüzde olarak ifade edilmesi (E_{sav} %)	137
Tablo 5.2 CIM-RIS sisteminin hesaplama karmaşıklığının karşılaştırması	138
Tablo 5.3 CIM-RIS sisteminin veri hızı karşılaştırmaları	140
Tablo 6.1 DNN için MAP etiketleme örneği	183
Tablo 6.2 DNN için eğitim parametreleri	183
Tablo 6.3 DNN için etiketleme işlemi.....	197
Tablo 6.4 DNN için eğitim parametreleri	198

1. GİRİŞ

1.1. Literatür Özeti

Günümüzde internet kullanımı yaşamımızın vazgeçilmez bir unsuru hâline gelmiştir. Özellikle son otuz yılda dünya, insanların ihtiyaçlarına bağlı olarak, mobil kablosuz iletişiminin ikinci, üçüncü ve dördüncü jenerasyonlarına kademeli ve istikrarlı bir biçimde evrimine tanık olmuştur. Bu gelişmelerle birlikte, akıllı şehirler (smart cities), akıllı tarım (smart agriculture), akıllı fabrikalar (smart factories), akıllı madencilik (smart mining), akıllı sağlık hizmeti (smart healthcare), araçların interneti (internet of cars, IOC), nesnelerin interneti (internet of things, IoT), makineler arası iletişim (machine-to-machine communication, M2M), cihazlar arası iletişim (device-to-device communication, D2D) gibi birçok alanda araştırmalar her geçen gün hızla artmaktadır. Araştırmacılar, 2030 yılına kadar yaklaşık 500 milyar cihazın internete bağlı hâle geleceğini tahmin etmektedirler. Bu noktadan hareketle, sürekli internet erişimi, “her yerde ve her zaman” internet kavramı, çevrimiçi oyunlar, büyük boyutlu dosyaların internet ortamı üzerinden gönderimi, yüksek hızlı video ve ses akışı gibi birçok husus her geçen gün daha da fazla popülerlik kazanmaktadır. Dolayısıyla, mobil cihazların yaygınlaşması ve artan devasa talepler göz önüne alındığında, yeni nesil iletişim teknolojilerinin yüksek veri hızı, enerji verimliliği, güvenlik, spektrum verimliliği ve düşük gecikme süresi gibi önemli özelliklere sahip olması su götürmez bir gerçektir (You et al. 2021; Cogen et al. 2022).

Yeni nesil haberleşme tekniklerinin, araştırmacılar tarafından en çok üzerinde durulan, temel motivasyonları sırasıyla; düşük enerji tüketimi (yeşil haberleşme, green communication), düşük gecikme süreleri, geniş kapsama alanı, devasa bant genişliği ve yüksek veri hızı şeklinde özetlenebilir. Yeni nesil haberleşme sistemlerinin (özellikle 6G ve ötesi haberleşme sistemlerinin) tasarımına rehberlik etmesi beklenen temel performans göstergeleri ise özetle aşağıdaki şekilde özetlenebilir:

1. Yeni nesil haberleşme tekniklerinin maksimum veri hızı yaklaşık olarak 1000 saniye başına gigabit (gigabits per second, Gbps) olmalıdır. Deneyimlenen veri hızı ise 1 Gbps'den aşağı seviyede olmamalıdır.
2. Bir uçtan diğer uca (end-to-end) gecikme süresi 0.1 ms mertebesinde olması kabul görürken; gecikme titremesi (delay jitter) ise 10^{-3} ms mertebesinde olmalıdır.
3. Belirli bir alanda daha uzun süreler için daha yüksek bant genişliğine sahip çok sayıda bağlı cihazın etkinleştirilmesi gerekmektedir.
4. Özellikle IoT vizyonunun sağlanabilmesi için yeni nesil haberleşme ağlarının milyonlarca cihaza aynı anda bağlantı sağlaması gerekmektedir.
5. Yeni nesil haberleşme teknikleri "her yerde ve her zaman internet" mottosunu gerçekleştirebilir bir seviyede olmalıdır.
6. Gerçek kablosuz yaygınlığa ulaşmak için, 6G'nin hem Dünya'ya yakın hem de derin uzay bağlantısını içerecek şekilde karasal ağların ötesine geçmesi gerekecektir.
7. Yeni nesil haberleşme ağları ile ilişkili katı spektral verimlilik (strict spectral efficiency), güvenilirlik ve gecikme gereksinimleri, ağın manuel olarak yapılandırılmasının artık mümkün olmayacağı anlamına gelmektedir. Bunun yerine, ağ zekâsı ve otomasyon, giderek daha otonom bir ağ oluşturulmasına yardımcı olarak merkez sahneyi işgal edecektir.
8. Yeni nesil haberleşme tekniklerinin en önemli kavramlarından bir diğeri de şüphesiz "yeşil haberleşme (green communication)" kavramıdır. Yeşil haberleşme ağı, sürdürülebilir kalkınmanın bir parçasıdır. Enerji tüketimini azaltmayı ve ağı çok sayıda sunucuya uygun maliyetli bir şekilde sunmayı amaçlamaktadır (Akyildiz, Kak, and Nie 2020; T. Huang et al. 2019; Jiang et al. 2021; J. Zhao 2019).

Çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) haberleşme teknikleri, kablosuz iletişim sistemlerindeki verimliliği ve güvenilirliği artıran önemli bir yenilik olarak ön plana çıkmaktadır (Costa and Haykin 2010). MIMO, hem gönderici hem de alıcı uçlarında birden fazla antenin kullanılması prensibine

dayanır. Bu çoklu anten yapısı, kablosuz kanalın uzamsal boyutundan maksimum düzeyde yararlanmayı mümkün kılar (Biglieri et al. 2007). Sonuç olarak, MIMO sistemleri, kanal sönümlenmesine karşı üstün dayanıklılık sunar, istenen sinyal gücünde önemli kazançlar sağlar, eş kanal girişimine karşı koruma oluşturur ve spektral kaynakların yeniden kullanımını optimize eder (Mohammadi et al. 2023). MIMO teknolojisinin temel avantajlarından biri, aynı frekans bandında daha yüksek veri hızlarına ulaşabilmesidir. Bu, özellikle yoğun veri trafiği olan şehir gibi alanlarda çok önemlidir. Ayrıca, MIMO sistemleri, mevcut spektrum kaynaklarını daha etkin kullanarak frekans bandı kısıtlamalarının üstesinden gelmeye yardımcı olur. Bu teknoloji, çok yönlü sinyal iletimi ve alımı sayesinde, çevresel engellere ve sinyal yansımalarına karşı daha dayanıklı bir iletişim yapısı sunar. Bu durum, özellikle karmaşık şehir yapıları ve engel yoğun ortamlarda kablosuz iletişimin güvenilirliğini artırır (Mohammadi et al. 2023; Cogen and Aydın 2019; 2021). MIMO'nun bir diğer önemli yönü, gelişmiş sinyal işleme tekniklerini kullanarak çoklu antenler arasındaki bilgi alışverişini optimize etmesidir. Bu, hem veri iletim hızını artırır hem de sinyal kalitesini iyileştirir. Özellikle 5G gibi yeni nesil kablosuz iletişim standartlarında MIMO, temel bir bileşen olarak kabul edilmekte ve bu teknolojinin gelecekteki gelişmelerine yön vermektedir. MIMO'nun sunduğu bu avantajlar, kablosuz ağların kapasitesini ve kapsama alanını genişletmekle kalmaz, aynı zamanda kullanıcı deneyimini de önemli ölçüde iyileştirir. Bu nedenle, MIMO teknolojisi, kablosuz iletişimdeki gelişmelerin merkezinde yer almaya devam edecektir (Heath Jr and Lozano 2018; H. Huang, Papadias, and Venkatesan 2012).

MIMO iletişim teknolojisi, birden fazla anten kullanımını temel alsa da, bu alanın ilk örneği değildir. MIMO'nun benzersizliğini ve evrimini anlamak için, bu teknolojinin tarihini incelemek önemlidir. Çoklu anten kullanımı fikri, 20. yüzyılın başlarına kadar uzanır. İlk kez, Karl Braun 1905'te (Lecture, December, and 1909 n.d.) yayınında birden fazla antenin potansiyelini ortaya koymuştur. İkinci Dünya Savaşı sırasında, hızlı tepki veren radar sistemleri için "faz diziliimli anten" teknolojisi geliştirilmiştir (Jeffrey 2009). Ayrıca, bu teknoloji genlik modüleli radyo

yayınında, gündüz saatlerinde yerel yayılımı ve geceleyin gökyüzü yayılımını desteklemek amacıyla kullanılmıştır. Bu süreçte, her anten elemanının faz ve güç düzeylerinin ayarlanması, radyasyon deseninin gün içinde yatay konumda, gece ise daha yüksek bir açıda olmasını sağlamıştır. Böylelikle, büyük antenlere ihtiyaç duymaksızın, yayın yönünün değiştirilmesi mümkün olmuştur. Faz dizilimli antenlerin yanı sıra, iletişim sistemlerinde sönümlemenin etkisini azaltmak için alıcı çeşitleme teknolojisi de yıllardır kullanılmaktadır (Jeffrey 2009). Alıcı çeşitlemesi kavramı, 1931 yılında (Beverage and Peterson 1931)'deki makalelerinde ilk defa ortaya konmuş ve bu teknik, radyo dalgalarının troposferde dağılmasını temel alan askeri uygulamalarda 1950'lerde geniş çaplı kullanım bulmuştur. Troposferik saçılım bağlantıları, uydu iletişiminin henüz bulunmadığı dönemlerde, yüksek frekans dışı iletişim için tek çözüm olarak ufkun ötesine ulaşma imkânı sunmuştur. Ancak, bu bağlantılar ciddi sönümleme sorunlarıyla karşılaşmıştır. Bu sorunları hafifletmek için, alıcıdaki birden fazla antenin çeşitliliği kullanılmış, bu sayede sönümlemenin olumsuz etkileri önemli ölçüde azaltılmıştır. Bu gelişmeler, kablosuz iletişim teknolojilerinin evriminde önemli bir yer tutmaktadır ve günümüz iletişim sistemlerinin temel taşlarından birini oluşturmaktadır (Heath Jr and Lozano 2018).

Günümüzde de yakın tarihli çalışmalarda MIMO teknolojisi sıklıkla adından söz ettirmektedir. (Ye et al. 2023)'te MIMO iletim sistemlerinde, sıvı antenlerin kullanımını ve istatistiksel kanal durumu bilgisinin bu süreçte nasıl etkin bir şekilde kullanılabileceğini incelemektedir. (Chung et al. 2023)'te çeşitli elektronik uygulamalar için çok bantlı MIMO antenlerin kararlılığını artırmayı ve bu süreçte insan vücudu ile etkileşimin etkilerini dikkate almayı hedeflenmektedir. (Girnyk, Jidhage, and Faxér 2023)'te Ericsson tarafından geliştirilen yenilikçi çift polarizasyonlu hüzmleme (beamforming) teknolojisini ve bu teknolojinin 5G devasa MIMO sistemlerine nasıl entegre edildiğini ele almaktadır. (Din et al. 2023)'te 5G kablosuz iletişim için alt-6GHz (sub-6GHz) spektrumunda kullanılan MIMO yapılandırmasında yüksek performanslı bir anten sistemi geliştirmeyi konu almaktadır. (Tewari, Joshi, and Srivastava 2023) çalışmasında ise K-bandında

alışan ve substrat entegre dalga kılavuzu (substrate integrated waveguide, SIW) teknolojisini kullanan, mini boyutlu bir 4x4 MIMO anten dizisi geliştirmeyi ele almaktadır.

Sönümlleme ile mücadele etmek için sanal bir MIMO sistemi oluşturan ve daha geniş bir kapsama alanı elde etmek için çok etkili olan işbirlikli haberleşme (cooperative communication, CC) sistemi, son zamanlarda kapsamlı bir şekilde araştırılmıştır (K. J. R. Liu et al. 2008; Y Zhang, Chen, and Guizani 2009). İşbirlikli iletişim senaryosunda, bir kaynak (source, S) ilk aşamada verisini röleye (relay, R) ve hedefe (destination, D) iletir ve röle ikinci aşamada alınan sinyalin kodunu çözerek öz-ve-aktar (decode-and-forward, DF) yöntemiyle veya yükselt-ve-aktar yöntemiyle (amplify-and-forward, AF) yöntemiyle kaynağın bilgisini iletir. Röle işleme tekniklerinin yanı sıra, işbirlikçi bir senaryo için farklı çeşitlilik protokolleri kullanılabilir. Seçimli rölelemede (selection relaying, SR), S ilk aşamada bilgilerini R ve D'ye gönderir. İkinci aşamada, S ve R arasındaki anlık sinyal-gürültü-oranı (signal-to-noise ratio, SNR) belirli bir eşiğın altına düşerse; S, D'ye iletmeye devam eder ve R iletmez (R sessiz kalır); eşiğın üzerindeyse, R, DF tekniğini kullanarak aldığııı iletir. Sabit AF/DF aktarımı ve SR için spektral verimlilik yarıya düşer çünkü iletim iki zaman dilimi alır. Bu durum artımlı aktarım (incremental relaying, IR) ile iyileştirilir. IR'de, S-D bağılantısının SNR'si uygun iletişim için yeterince yüksek değılse, röle iletişime katılır ve alınan sinyali DF veya AF tekniklerini kullanarak iletir. Aksi takdirde, R sessiz kalır ve ikinci aşama olmaz (K. J. R. Liu et al. 2008; Y Zhang, Chen, and Guizani 2009).

CC şeması her ne kadar günümüzde popüleriğini korusa da ilk olarak (Van Der Meulen 1971)'de CC fikri ortaya atılmıştır. Bu çalışmada, ortalama karşılıklı bilgi oranları için temel eşiitsizlikler ortaya konulmuştur. Günümüzde ise CC ile alakalı yine çok fazla araştırma yapılmaktadır. (Y. Yu and Tang 2023)'te D2D iletişimlerin hücresele ağılar üzerine yerleştirilmesini ve bir D2D kullanıcısının hücresele bağılantı için röle olarak hizmet verip hücresele spektruma erişim kazanmasını ele alınmaktadır. (Y. Wang et al. 2023)'te uçan ad hoc ağıları (flying ad hoc networks,

FANET)'in iletim hızını optimize etmek ve işbirlikçi spektrum paylaşımıyla ilişkili teşvik ve güvenlik sorunlarını ele almak için bu makale, blockchain tabanlı güvenli bir işbirlikli spektrum paylaşımı açık artırma şeması önermektedir. (X. Li and Chen 2023)'te mevcut D2D ağ kaynak tahsis şemalarının dinamik kaynak tahsis yeteneğinin zayıf olması ve kullanıcı iletişim kalitesinin düşük olması gibi sorunları ele almak için iyileştirilmiş Monte Carlo ağaç aramasına dayalı bir D2D CC ağ kaynak tahsis algoritması önerilmektedir. (Yejun Liu et al. 2023)'te, sınırlı bant genişliğinde radyo iletiminin darboğazını aşmak ve entegre uzay-hava-yer ağını kolaylaştırmak için 6G çerçevesine dahil edilen kablosuz optik iletimi ele almaktadır. Lazer ışınının atmosferik koşullara karşı hassas olması nedeniyle, kablosuz optik bağlantıların alınan sinyal gücünü artırmak için CC uygun bir yöntem olarak sunulmuştur. (Mali and Misra 2023)'te, kablosuz multimedia sensör ağları (wireless multimedia sensor networks, WMSNs) için, güvenilir paket teslimatı ve kaynak tahsisi sağlamak üzere CORA adında bir işbirlikli haberleşme ve kaynak tahsis şeması önermektedir.

Kablosuz iletişim sistemlerinin performansı ve verimliliği açısından anten seçim teknikleri hayati bir rol oynamaktadır. Uygun antenlerin seçilmesi, sinyal kalitesini önemli ölçüde artırabilir, kapasiteyi yükseltebilir ve girişimleri azaltabilir. Optimal antenlerin seçimiyle, sönümleme, çok yollu yayılım ve diğer kanal bozulmalarının etkilerinin hafifletilmesi mümkün hâle gelir, böylece genel güvenilirlik, performans ve sağlamlık iyileştirilir (Sanayei and Nosratinia 2004). Kapasite optimizasyonlu anten seçimi (capacity optimized antenna selection, COAS), anten korelasyonlu anten seçimi (antenna correlation based antenna selection, ACAS) ve Öklid mesafesi optimizasyonlu anten seçimi (Euclidean distance-optimized antenna selection, EDAS) teknikleri, kanal özelliklerine dayalı anten seçimini optimize ederek iletişim sistemlerinin performansını ve kapasitesini artırmada son derece önemlidir (Ozden, Cogen, and Aydin 2023). COAS tekniğinde, anten seçim süreci pasif bir şekilde gerçekleştirilir, burada seçilen anten indisleri kümesi en büyük kanal normlarından oluşturulur. Bu yaklaşım, en yüksek kanal normlarına sahip antenleri seçerek kapasiteyi optimize

etmeyi ve iletişim sisteminde daha iyi sinyal kalitesi ve geliştirilmiş performans sağlamayı hedefler. ACAS tekniğinde, seçilen kanallar arasındaki farklılığı maksimize etmeyi amaçlar ve çeşitli sönümleme koşullarından faydalanmayı hedefler. ACAS tekniğindeki seçim süreci, her kanal vektörü çifti arasındaki kosinüs benzerliğini değerlendirerek en yüksek farklılığa sahip kanalları seçmeyi içerir. Farklı sönümleme özelliklerine sahip kanalları seçerek, iletilen sinyale sönümlemenin etkisi en aza indirilebilir, bu da hata performansının iyileştirilmesine yol açar. EDAS tekniği, pasif bir şekilde, tüm olası semboller üzerinden minimum Öklid mesafesinin (euclidean distance, ED) maksimizasyonu temel alarak antenleri seçer. Bu, tüm olası vektör kümelerinin belirlenmesini ve minimum ED'yi maksimize eden belirli bir anten setinin tanımlanmasını içerir. Bunu yaparak, EDAS tekniği yüksek iletim çeşitliliği elde eder ve sistemin genel performansını iyileştirir (Ozden, Cogen, and Aydin 2023).

Çok rasyonel ve performansı artırıcı bir teknik olan anten seçimi tekniklerinin ilk çıkışı 1959'ı bulmaktadır. (Smith 1959)'da yüksek frekanslı radyo kurulumu, geliştirilmiş bir anten değiştirme tekniğinin gerekliliğini göstermektedir. Bu makale, 50 kilovat güç seviyesine kadar verici-anten seçim problemini çözen birkaç bileşen ve tekniği tanımlar ve radyo frekansı iletimi, empedans dönüşümü ve antenler üzerindeki değiştirme tekniklerinin etkilerini tartışmaktadır. Günümüzde ise birçok yeni tarihli çalışmada anten seçim teknikleri akılcı yapısıyla karşımıza çıkmaktadır. (He et al. 2023)'te devasa MIMO sistemleri için hızlı ve optimal anten seçim yöntemleri incelenmektedir. Bu çalışma, bu tür sistemlerde anten seçiminin verimliliğini ve hızını artırmaya odaklanmaktadır. (Yuan Fang et al. 2023)'te doğrusal olmayan güç amplifikatörü verimliliğini dikkate alarak enerji verimliliğini artırmak için yayın hüzmeleme ve anten seçimi yöntemleri incelenmektedir. (Can and Altunbaş 2023)'te alıcı anten seçimini kullanarak yukarı bağlantılı uydu ağlarında oran bölme çoklu erişim tabanlı yöntemleri ele almaktadır. (Ho and Vo-Que 2023)'te enerji hasatlayan ortogonal olmayan çoklu erişim (non-orthogonal multiple access, NOMA) ağlarında anten seçiminin nasıl yapıldığı incelenmektedir. Bu tez çalışmasında anten seçim

teknikleri olarak kullanılan EDAS ve COAS tabanlı anten seçim tekniklerinin özellikle uzaysal modülasyon gibi indis modülasyonu (index modulation, IM) tekniklerinde kullanılması ilk olarak (Rajashekar, Hari, and Hanzo 2013)'de ortaya atılmıştır, ACAS tekniği için ise (Zhiqiang Zhou, Ge, and Lin 2014)'te ortaya konulmuştur. (Mohamed et al. 2023a), (Mohamed et al. 2023b) ve (Hui Xu, Ng, and Lam 2022) gibi yakın tarihli çalışmalarda bu anten seçim teknikleri yerlerini almıştır.

Yeni nesil haberleşme teknikleri arasında adından sıkça söz ettiren haberleşme tekniklerinin başında şüphesiz indis modülasyonu (index modulation, IM) tekniği gelir (Wen, Cheng, and Yang 2017a). IM teknikleri ailesi, özellikle son 10 yılda, çok önemli bir araştırma konusu hâline gelmiş ve yeni nesil haberleşme teknikleri için umut vaat eden güçlü bir aday olarak kabul edilmiştir. Adından da rahatlıkla anlaşılabileceği üzere, IM teknikleri, bilgiyi gömülü bir vaziyette iletmek için birtakım kaynakların/yapı taşlarının indislerine dayanan modülasyon teknikleri ailesini ifade etmektedir. Kaynaklar/yapı taşları gibi fiziksel (anten, alt taşıyıcı, zaman aralığı ve frekans taşıyıcı vb.) ya da sanal (sanal paralel kanallar, sinyal takımıyıldızı, uzay-zaman matrisi ve anten aktivasyon sırası vb.) olabilir (Wen, Cheng, and Yang 2017a; Basar 2016; Başar et al. 2016). Mevcut indis modülasyon şemaları temel olarak uzay, zaman ve frekans aralıklarında (slot) veya bunların kombinasyonunda gerçekleştirilir; bunlar arasında en belirgin benzerlik, bilgi taşımak için aktif radyo kaynaklarının kullanılmasında yatmaktadır. Genel olarak, indis modülasyonu bilgi bitlerini indis bitleri ve takımıyıldızı bitleri olarak ikiye ayırır. İlk radyo kaynaklarının (antenler, alt taşıyıcılar vb.) hangi bölümünün aktif olduğunu belirler ve ikincisi aktif kaynaklar tarafından taşınacak geleneksel takımıyıldızı sembollerine eşlenir (Wen, Cheng, and Yang 2017a; Basar 2016; Başar et al. 2016).

IM kavramını son zamanlarda hayata geçiren ve IM modülasyon şemasının öncüsü olarak kabul edilen teknik uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) tekniğidir (Wen, Cheng, and Yang 2017b). Bu çalışma, (R. Mesleh et al. 2006)'da

verilmiştir ve sonraki paragraflarda SM tekniği daha detaylı olarak anlatılacaktır. Yakın zamanda ise çok fazla sayıda IM üzerine çalışma bulunmaktadır. (Feng et al. 2023)'te sıkıştırılmış algılama destekli çok boyutlu IM'nin kanal tahmini ve algılama süreçlerinde karmaşıklığı azaltan öğrenme destekli bir yaklaşımı incelenmektedir. (Khan et al. 2023)'te yüksek dinamik aralıklı görüntülere filigran eklemek için dikkat çekicilik tespiti ve kuvantalı IM temelli bir yöntemi incelenmektedir. (Williams, Pillay, and Xu 2023)'te tek aktif orbital açısall momentum indis modülasyonu için iki yönlü röleleme yöntemleri incelenmektedir. (Q. Wang et al. 2023)'te vücut içi iletişim için yayılı spektrumlu ultrasonik IM yöntemini ele alınmaktadır. (Zheng, Zhang, and Wan 2023)'te ise IM'ye dayalı ortogonal frekans bölme (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) radar iletişim sistemlerini incelemektedir. Bu çalışmada radar iletişiminde verimliliği ve performansı artırmak için OFDM teknolojisi ile IM teknolojinin entegrasyonunu ve bu entegrasyonun etkileri değerlendirilmektedir.

Yeni nesil iletişim sistemleri, uygulanması ve tahmin edilmesi kolay olduğu için genellikle M 'li karesel genlik modülasyonu (M -ary quadrature amplitude modulation, M -QAM) takımyıldızlarını kullanır. Bununla birlikte, bu takımyıldız yapısı basit olmasına rağmen, M -QAM takımyıldızının bir dezavantajı, enerji verimliliği açısından sembollerin yeterince iyi kombine edememesidir (Sadhvani and Yadav 2020). Ayrıca, M -QAM takımyıldızları aynı sembol enerjisi varsayımı altında her bir sembolü diğerinden en iyi şekilde ayıramaz. Bu bağlamda, M -QAM takımyıldızları sembollerin taşıdığı enerjiye göre optimal altı (sub-optimal) olarak adlandırılır. Öte yandan altıgen karesel genlik modülasyonu (hexagonal quadrature amplitude modulation, HQAM), daha yoğun bir altıgen kafes ile enerji verimliliği açısından optimum iki boyutlu bir takımyıldız tekniğidir (Cogen and Aydın 2021). HQAM tekniğinin temel amacı iletim gücünü minimize etmektir. Birçok yeni tarihli çalışmada HQAM'nin geleneksel QAM takımyıldızlarına göre enerjiyi daha etkin kullandığını, aynı sembol gücü varsayımı altında semboller arasında daha iyi bir ayırım yaptığını ve daha yüksek SNR'de QAM ile neredeyse

aynı bit hata oranı (bit error rate, BER) performansına sahip olduğunu gösterilmektedir. HQAM modülasyonunun bir dezavantajı karmaşık olmasıdır, ancak günümüzde, özellikle son yıllarda mikroişlemci teknolojisinin gelişmesiyle, bu artık bir sorun olmaktan çıkmıştır (Cogen and Aydin 2021).

HQAM tekniğinin yeni nesil haberleşme tekniklerinde ilk kullanımı, yazarın bilgisine göre, (Murphy 2000) yayınına rast gelmektedir. Bu yayında HQAM tabanlı takımyıldızlarının avantajları anlatılmış, oluşturulması ve enerji verimliliği hakkında bilgi verilmiştir. Yeni tarihli çalışmalarda da enerji verimliliği nedeniyle HQAM takımyıldızı şemaları karşımıza çıkmaktadır. (Talukdar, Kumar, and Arif 2023)'te dikdörtgen karesel genlik modülasyonu (rectangular QAM, RQAM) ve HQAM gibi yüksek dereceli modülasyon şemaları için Nakagami- m sönmüleme kanalları üzerinden işbirlikli tahmin-algılamaya dayalı bir enerji hasatlı bilişsel radyo ağının performansı incelenmiştir. (Zhanyang Zhou et al. 2023)'te telekomünikasyon sistemleri için yenilikçi bir HQAM şeması tasarımını ve bu tasarımın performans analizini incelenmektedir. (Matos et al. 2023)'te geri saçırma sistemleri için kare, dikdörtgen, yıldız ve altıgen QAM modülasyonlarının performansını karşılaştırmaktadır. Bu makale, farklı QAM şekillerinin geri saçırma iletişim sistemlerindeki etkinliğini ve avantajlarını detaylı bir şekilde analiz etmektedir. (Oikonomou et al. 2022)'te HQAM yapılandırmalarında hata analizi ele alınmaktadır. Bu çalışma, HQAM modülasyon şemalarının hata oranları ve iletim güvenilirliği üzerine odaklanarak, bu modülasyon tekniğinin etkinliğini ve performansını değerlendirmektedir. Son olarak, (Garg and Malik 2022)'de ise zaman paylaşımli Nakagami-Lognormal ve Rician sönmümlü kanallarda HQAM şemasının basitleştirilmiş sembol hata olasılığı yaklaşımı incelenmektedir.

IM ve MIMO ailesinin, özellikle son 10 yılda, en dikkat çeken üyesi şüphesiz SM olmuştur. SM, yüksek spektral verimlilik ve enerji verimliliği elde etmek ve aynı zamanda basit bir tasarım ilkesinden yararlanmak için olası bir dijital modülasyon teknolojisi olarak tasavvur edilmiştir. SM şemasındaki zengin saçılım ortamının

uzaysal eşitliliğini sağlamak için hem verici hem de alıcı terminalleri birden fazla antenle donatılmıştır, ancak her yayın zaman dilimi sırasında verici terminalinde yalnızca bir anten aktive edilmektedir. Sonuç olarak, kanallar arası girişim (inter channel interference, ICI) önlenir, Dikey Bell-Labs katmanlı uzay-zaman (vertical BLAST, V-BLAST) yönteminin aksine, verici antenler arasındaki senkronizasyon sorunu çözülür ve iletişim sisteminin karmaşıklığı önemli ölçüde azalır. Ayrıca SM yöntemi üzerinden gönderilen veri sembollerinin yanı sıra vericinin aktif anten indisleri kullanılarak da bilgi aktarılmaktadır. Bu mantıklı yaklaşım sayesinde veri hızı verici anten sayısı ile logaritmik olarak artmaktadır. Sonuç olarak SM tekniğinin iyi spektrum verimliliği, yüksek performansı, enerji verimliliği ve düşük karmaşıklığı, son zamanlarda birçok akademik araştırmaya dâhil edilmesine yol açmıştır (Wen et al. 2019; Renzo, Haas, and Grant 2011; Di Renzo et al. 2014).

SM tekniği ilk olarak Dr. Raed Mesleh ve arkadaşları tarafından (R. Mesleh et al. 2006)'da tanıtılmıştır. SM tekniği öyle popüler bir haberleşme tekniğidir ki bu tezin yazıldığı zaman itibarıyla IEEE Xplore dijital veritabanında 10.000'den fazla SM ile ilişkili yayın bulunmaktadır. Daha yeni tarihli yayınlardan eski tarihli yayınlara göre sıralayacak olursak; (Sui et al. 2023) çalışmasında yüksek-Doppler senaryoları için düşük karmaşıklıkla bir uzaklık tabanlı tespit algoritmasına dayalı bir uzaysal modülasyon destekli ortogonal zaman frekans uzayı (spatial modulation-aided orthogonal time frequency space, SM-OTFS) şeması önermiştir. (F. Huang and Li 2023) tarafından permütasyon indisi (permutation index, PI) alanını kullanarak ekstra bilgi bitleri elde etmeyi amaçlayan yeni bir uzaysal modülasyon şeması önerilmektedir. (Yang Liu et al. 2023)'te düşük yoğunluklu doğruluk denetimi (low-density parity check, LDPC) kodlu uzaysal modülasyonun performansını artırmak için gecikmeli bit-karıştırmalı kodlu uzaysal modülasyon (delayed bit-interleaved coded spatial modulation, DBICSM) sunulmuştur. (Kurt, Dogukan, and Basar 2023)'te gelecekteki MIMO sistemleri için sinyal uzay çeşitliliği kullanan yeni bir uzaysal modülasyon (spatial modulation using signal space diversity, SM-SSD) şeması önerilmiştir. (Mapunda et al. 2022)'de görünür ışık haberleşmesi

(visible light communication, VLC) için renk tabanlı bir uzaysal modülasyon şemasını optimize edilmiştir ve bu sayede VLC sisteminin verimliliğinin artırılması hedeflenmektedir.

Spektrum verimliliğini önemli ölçüde artıran ve SM'nin neredeyse tüm faydalarını birleştiren bir diğer MIMO yöntemi de karesel uzaysal modülasyon (quadrature spatial modulation, QSM)'dir. QSM sisteminde, modülasyonlu sembolün gerçel kısmı I bileşeninde ve sanal kısmı QSM sisteminin Q bileşeninde iletilir; bu sistem, uzaysal kümeyi eş-evreli (in-phase, I) ve dik-evreli (quadrature, Q) bileşenlere böler. Farklı bir ifadeyle sinyal iki parça halinde taşınır; bir kısmı kosinüs taşıyıcısında ve diğer kısmı sinüs taşıyıcısında. QSM yaklaşımı, SM yapısının aksine, iki verici anteni aynı anda çalıştırmak için I ve Q bileşenlerini kullanarak SM'ye yeni bir boyut katmaktadır (Raed Mesleh, Ikki, and Aggoune 2015).

QSM tekniği, SM tekniğinde olduğu gibi Dr. Raed Mesleh ve arkadaşları tarafından (Raed Mesleh, Ikki, and Aggoune 2015)'te tanıtılmıştır. QSM tekniği yüksek veri hızı ve enerji verimliliği dolayısıyla birçok yeni tarihli çalışmada yer almaktadır. (Yukiyoshi and Ishikawa 2023)'te genelleştirilmiş QSM (generalized QSM, GQSM) için ortalama karşılıklı bilgi (average mutual information, AMI) ifadesi, sürekli kanallar için türetilmiştir. Eş olasılıklı anten seçim yönteminin sembollerin AMI'sini hafifçe azaltırken, bu yöntemin AMI'yi toplamda önemli ölçüde iyileştirdiğini göstermektedir. (Celik and Colak 2022)'de anten sayısı zorunluluğunu ortadan kaldıran ve radyo frekansı (radio frequency, RF) sistemleri için anten sayısı ile doğrusal olarak spektral verimlilik değerini artıran esnek bir QSM şeması önermiştir. (Rou et al. 2022)'de az sayıda modüle edilmiş sembolün çok sayıda anten ve iletim kombinasyonu üzerinden dağıtıldığı yüksek spektral verimlilik sağlayan QSM şemaları incelenmektedir. (C. Li, Wang, and Nie 2022)'de dördüncü derece iletim çeşitliliğine sahip bir QSM şeması sunulmaktadır. Son olarak, (Celik, Aldirmaz-Colak, and Basar 2022)'de ise VLC sistemleri için yüksek spektral verimlilik sağlayan yeni bir QSM şeması tanıtılmıştır.

Son zamanlarda, IM ailesine birçok avantajı olan medya tabanlı modülasyon (media-based modulation, MBM) tekniği eklenmiştir. Antenlerin iletiminde yeniden ayarlanabilir radyo frekansı RF aynalarının kullanıldığı, yüksek enerji ve bant verimliliğine sahip, kısaca MBM adı verilen bir tekniği tanıtmıştır (Basar 2019). Verici antenlerdeki RF aynaları, MBM tekniğinde açılıp kapanarak radyasyon modelini değiştirmektedir. Bu durum, farklı kanal sönümleme gerçeklemelerinin ortaya çıkmasına neden olmaktadır. MBM modülasyonu, sembolde taşınan bilgiye ek olarak bu farklı kanal sönümlenme gerçekleşme indislerindeki bilginin de iletilmesini sağlayan yenilikçi ve üstün bir indis modülasyon tekniğidir. SM tekniğinin aksine, iletilen bilgi miktarı verici antendeki RF ayna sayısı ile doğrusal olarak arttığı için MBM teknolojisi ile yüksek veri hızları sunulmaktadır. Bu sayede MBM’de taşınan bilgi miktarı, verici anten sayısı artırılmadan artırılmaktadır. MBM tekniği, yüksek bant verimliliği, iyi hata performansı, düşük donanım karmaşıklığı ve düşük enerji kullanımı gibi çeşitli avantajlara sahiptir (Basar 2019; Ozden, Aydin, and Cogen 2022; Naresh and Chockalingam 2017a).

Akılcı MBM şeması Khandani tarafından (Khandani 2013) yayınında önerilmiştir ve SM’nin aksine MBM tekniğinde spektral verimlilik antenlerin sayısı ile doğru orantılı olarak artmaktadır. Neticede, MBM tekniği hem enerji verimli hem yüksek veri hızlı hem de hata performanslıdır. Bu yüzden, yeni tarihli birçok çalışmada adından söz ettirmeyi başarmıştır. (Wu, Wang, and Liu 2023)’te MIMO sistemler için yeni bir genelleştirilmiş koordinat karıştırmalı MBM (generalized coordinate interleaving MBM, GCI-MBM) şeması önerilmektedir. Teorik performans analizi ve simülasyon sonuçları, GCI-MBM şemasının bit-hata oranı performansı açısından bazı mevcut MBM şemalarından daha üstün olduğunu göstermektedir. (Elganimi, Rabie, and Abu-Hudrouss 2023)’te dağıtılmış SM (distributed spatial modulation, DiSM) ve MBM ilkelerini zekice kullanarak yeni bir haberleşme tekniği önerilmiştir. (Azam et al. 2023)’te eksik kanal durum bilgisi (channel state information, CSI) altında çalışan bir uzay medya tabanlı modülasyon tabanlı NOMA (spatial media-based modulation non orthogonal multiple access, SMBM-

NOMA) sistemi önerilmektedir. (Buyuksar, Erdogan, and Altunbas 2022)'de kentsel alanlardaki yüksek binalar ve gökdelenler nedeniyle meydana gelen sönümleme ve gölgelenme etkileri altında, yeniden yapılandırılabilir anten (reconfigurable antenna, RA) ile insansız hava araçları (unmanned aerial vehicles, UAV) iletişimi ele alınmaktadır. (L. Wang and Chen 2022)'de ağırlıklı Alamouti (weighted Alamouti, WA) medya tabanlı modülasyon (weighted alamouti-media based modulation, WA-MBM) şeması sunulmuştur. Bu şemada, diyagonal ve anti-diyagonal WA kodlarının gerçek ve hayali kısımları karıştırılıp, uzaysal kaynak birimlerinin hem diyagonal hem de anti-diyagonal yönlerindeki WA-MBM sinyalleri, daha yüksek spektral verimlilik elde etmek için iyi tasarlanmış bir MBM kanal durumu aktivasyon yaklaşımı kullanılarak iletilmektedir. (Tsvaki, Pillay, and Xu 2021)'de ise çift uzaysal modülasyon (double spatial modulation, DSM) ve MBM teknikleri birleştirilerek DSM-MBM adı verilen yeni bir haberleşme sistemi önerilmiştir.

Akıllı meta yüzeyler kavramının bir sonucu olarak, araştırmacılar son zamanlarda spektrum verimliliğini ve hizmet kalitesini iyileştirmek için yayılma ortamını yönetmeye de odaklanmıştır (A. Taha, Alrabeiah, and Alkhateeb 2019). Vericideki sinyal kalitesini iyileştirmek için, elektromanyetik ve yeniden yapılandırılabilir malzemelerden oluşan ince filmler, yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzey (reconfigurable intelligent surface, RIS) yapısındaki çeşitli çevresel nesnelerin üzerine yerleştirilir. Bu malzemeler akıllı yazılım tarafından bilinçli olarak kontrol edilmektedir (Basar 2020). Aslında, bir RIS yapısında çok sayıda düşük maliyetli ve küçük pasif eleman vardır; bu elemanlar aracılığıyla RIS, giriş sinyalini ayarlanabilir bir faz kayması ile yansıtır. RIS'teki yansıtıcı dizi elemanlarının performansı, kendi kendine girişim ve gürültü amplifikasyonu etkileri ile bozulmadığından, RIS güçlü bir yeni nesil iletişim adayı olarak görülmektedir. RIS teknolojisi, 6G kablosuz iletişim ağlarının temel teknolojileri arasında gösterilmektedir. 6G'nin hedefleri arasında çok daha yüksek veri hızları, daha düşük gecikme süreleri ve artırılmış bağlantı güvenilirliği yer almakta ve RIS'nin

bu hedeflere ulaşmada önemli bir rol oynaması beklenmektedir (H. Zhang et al. 2021).

RIS'nin 6G'de rolü şu şekilde özetlenebilir:

1. **Daha iyi sinyal kontrolü ve yönlendirme:** RIS, elektromanyetik dalgaların yönünü, fazını ve polarizasyonunu dinamik olarak kontrol ederek, sinyalleri doğrudan kullanıcılara veya belirli alanlara yönlendirebilir. Bu, daha etkin sinyal kapsama alanı ve daha iyi ağ performansı sağlar.
2. **Daha verimli enerji kullanımı:** RIS teknolojisi, enerji verimliliğini artırarak, özellikle uzaktan veya zor erişilebilen yerlerdeki kablosuz ağların sürdürülebilirliğini iyileştirebilir.
3. **Engelleri aşma:** Geleneksel kablosuz iletişim sistemlerinde engeller, sinyal zayıflamasına ve bağlantı kopmalarına neden olabilir. RIS, engelleri aşarak sinyal iletimini iyileştirebilir.
4. **Yeni uygulama alanları:** RIS, akıllı şehirler, otonom araçlar, uzaktan sağlık hizmetleri ve endüstriyel otomasyon gibi 6G ile mümkün olacak yeni uygulama alanlarının desteklenmesine olanak tanır (Basar 2020; H. Zhang et al. 2021).

RIS'nin bu özellikleri, 6G'nin daha akıllı, verimli ve güvenilir bir kablosuz iletişim ağı oluşturmaya yardımcı olması beklenmektedir. Bu yüzden, RIS 6G'nin temel teknolojileri arasında sıkça vurgulanmaktadır (Cogen et al. 2022). RIS'nin temelleri ilk olarak geniş akıllı yüzey (large intelligent surface, LIS) adı altında (Hu, Rusek, and Edfors 2018) tarafından ortaya atılmıştır, LIS'nin kapasite analizi yapılmış ve ayrıca, uygulamada konvansiyonel anten elemanlarından oluşan bir ızgara olarak LIS'nin nasıl gerçekleştirileceği gösterilmiştir. Son zamanlarda ise RIS en popüler konulardan biri haline gelmiştir. (Y. Zhou et al. 2023)'te bir UAV RIS ile donatılarak çok katmanlı mobil uç bilişim (mobile edge computing, MEC) sistemlerinde yer istasyonuna veri aktarımını desteklediği ve tam çift yönlü etkin

bir dinleyiciye karşı güvenlik sağladığı bir sistem geliştirilmiştir. (Du et al. 2023)'te RIS'nin sürekli yansıma katsayılarına dayalı olmayan, donanım sınırlamaları göz önünde bulundurularak ayrık yansıma katsayıları kullanarak kanal girişimini hava üzerinden bastırma etkinliği incelenmektedir. (Khel and Hamdi 2023)'te aynı anda ileten ve yansıtan yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzey (simultaneous transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surface, STAR-RIS) destekli terahertz iletişimini ele alınmaktadır. Burada, çoklu antenli tam çift yönlü bir baz istasyonu, sırasıyla aşağı ve yukarı bağlantıda iki yarı çift yönlü kullanıcıya hizmet verebilmektedir. (Khaleel and Basar 2023)'te RIS destekli iletişimin, çevreden gelen elektromanyetik girişimleri yansıtma gibi istenmeyen yan etkilere neden olabileceği gösterilmiştir. Bu durumda RIS için bir gürültü iptali tasarımı yapılmıştır. (Ozden, Aydin, and Cogen 2023c)'de artan veri hızı, güvenilirlik, enerji ve spektral verimlilik ile düşük gecikme taleplerine yanıt olarak, Rayleigh sönmülemeli kanallar için yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzey destekli uzaysal medya tabanlı modülasyon sistemi (reconfigurable intelligent surface aided spatial media-based modulation, RIS-SMBM) önerilmiştir. Monte Carlo simülasyonlarıyla doğrulanan analizler sonucunda, benzer sistemlere göre daha iyi hata performansı ve daha yüksek spektral ve enerji verimliliği sunduğu gözlemlenmiştir.

Bu çalışmanın en önemli ve yüksek başarımlı IM tekniklerinden biri şüphesiz kod indis modülasyonlu yayılı izge (code index modulation-spread spectrum, CIM-SS) tekniğidir. Bu haberleşme tekniği, doğrudan sıralı yayılı izge (direct sequence-spread spectrum, DS-SS) modülasyonuna dayanmaktadır ve daha düşük enerji tüketimiyle geleneksel DS-SS'den daha yüksek veri hızına ulaşmaktadır. CIM-SS tekniği ekstra veri bitlerini iletmek için ortogonal yayıcı kodlarını (örneğin, Walsh Hadamard kodları) veya sözde-gürültü (pseudo-noise, PN) dizilerini kullanmaktadır (Kaddoum, Ahmed, and Nijasure 2015). CIM-SS sisteminde iletilen bilgi bitlerinin bir kısmı modüleli simgeyi iletmek için kullanılırken, diğer bir kısmı da yayıcı Walsh Hadamard kod indislerini seçmek için kullanılmaktadır. Modüle edilmiş semboller daha sonra seçilen Walsh Hadamard

kodu ile çarpılır ve alıcı tarafa sinyale gömülü bir şekilde (ekstra enerji harcanmadan) iletilir (Çögen et al. 2018). Alıcı terminalde ise yayıcı Walsh Hadamard kod indisine korelatör vasıtasıyla belirlenir ve kestirilen kod indisine ait yayıcı Walsh Hadamard kod ile geri-yayma (despreading) işlemine tabii tutulur. Bu akılcı yöntemde, verici terminalinin göndermek istediği veri bitlerinin bir bölümü doğrudan iletim kanalı üzerinden gönderilirken, diğer bir bölümü ise herhangi bir enerji kullanımı olmaksızın direkt olarak sinyale gömülü bir biçimde iletilmektedir. Bu akılcı yaklaşım, veri iletim hızını ve etkinliğini iyileştirmenin yanı sıra, aynı zamanda, enerji kullanımını da ciddi bir biçimde düşürmektedir (Cogen et al. 2021).

Bu akılcı CIM-SS tekniği ilk olarak Kaddoum ve arkadaşları tarafından (Kaddoum, Nijasure, and Tran 2016) yayınında önerilmiştir. CIM-SS tekniği yakın zamanda birçok yeni tarihli çalışmada yer almıştır. (Yi Fang et al. 2023)'te yazarlar, kod indis modülasyonu desteğiyle yüksek verimli kısa referanslı diferansiyel kaos kaydırma anahtarlama işbirlikli bir iletişim sistemi önermişlerdir. (Lin et al. 2023)'te veri hızını ve BER'yi iyileştirmek için döngüsel kaydırma anahtarlama ve kod indis modülasyonunu (cyclic shift keying - code index modulation, CSK-CIM) birleştiren hibrit bir diferansiyel kaos kaydırma anahtarlama (differential chaos shift keying, DCSK) şeması önerilmektedir. Simülasyon sonuçları, önerilen bu yeni tekniğin başarımının yüksek olduğunu göstermektedir. (G. Zhang et al. 2023)'te CIM-SS teknolojisini geliştirilmiş uzaysal modülasyon (enhanced spatial modulation, ESM) alanına taşıyan ve CIM-ESM olarak adlandırılan yeni bir şema önerilmektedir. Bu şema, MIMO sistemlerinde yüksek spektral ve enerji verimliliği hedeflemektedir. CIM-ESM'de, bilgi bitleri sadece modüle edilmiş semboller ve yayıcı kodu indisleri tarafından değil, aynı zamanda aktif anten ve sabit kombinasyonlarının indisleri aracılığıyla da iletilir. (Ozden, Aydin, and Cogen 2023a)'da, gelecek nesil kablosuz ağlar için CIM destekli SM ve MBM tekniklerini birleştiren, kısaca CIM-SMBM olarak adlandırılan yeni bir kablosuz iletişim sistemi önerilmektedir. Bu sistemde, kaynak bilgi bitleri, aktif anten indis, farklı kanal durumlarının indisleri ve CIM-SS tarafından belirlenen yayılım kodu

indisleri olmak üzere üç indiste taşınan iletilen sembollerde yer alır. (Cogen et al. 2022)'de ise CIM-SS ve RIS tekniklerinin beraberce kullanılmasıyla yeni bir CIM-RIS adında haberleşme sistemi önerilmiştir. Bilgisayar simülasyonları, CIM-RIS şemasının, geleneksel RIS, iletim uzaysal modülasyonu temelli RIS (transmit SM-RIS, TSM-RIS) ve iletim karesel uzaysal modülasyon temelli RIS (transmit QSM-RIS, TQSM-RIS) tekniklerine kıyasla daha iyi hata performansı, daha hızlı veri iletim hızı ve daha düşük iletim enerjisine sahip olduğunu göstermiştir. (Tian et al. 2022)'de sınırlı bant genişliğinin yayılı spektrum sualtı akustik iletişim sistemlerinin veri hızını kısıtladığı ele alınmıştır. CIM, CSK ve maksimum oran birleştirmeli frekans alanı eşitleme (maximum ratio combined frequency domain equalization, MRC-FDE) kullanan yenilikçi yüksek hızlı bir yayılı spektrum sualtı akustik iletişim yöntemi önerilmektedir. Yapılan simülasyonlar veri hızının ciddi bir biçimde arttığını göstermiştir. (Cogen et al. 2021)'de ise SM ve CIM-SS gibi iki popüler ve mantıklı modülasyon tekniğinin birleştirilmesiyle yüksek veri hızı ve enerji verimliliği sunan bir MIMO iletim şeması ele alınmıştır. Genelleştirilmiş CIM-SM (generalized CIM-SM, GCIM-SM) olarak adlandırılan bu sistemde, gelen bilgi bitleri, modüle edilmiş semboller, aktif iletim anteni indisleri ve ilgili yayıcı kodu indislerini belirler. Bu nedenle, GCIM-SM şeması, modüle edilmiş sembollerin yanı sıra aktif anten ve yayıcı kodlarının indisleriyle de veri bitleri taşıyarak, geleneksel DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS sistemlerine göre daha hızlı veri hızları sunar, daha az iletim gücü harcar ve daha iyi hata performansına sahiptir. (Aydin, Cogen, and Basar 2019)'da ise CIM-SS tabanlı bir QSM şeması önerilmiştir. Önerilen bu sistemin adı kod indis modülasyonu tabanlı karesel uzaysal modülasyon (code index modulation based quadrature spatial modulation, CIM-QSM)'dir. Bu çalışmada, CIM-QSM sisteminin ortalama bit hata oranı, enerji verimliliği ve veri aktarım hızı için analitik ifadeler gerçekleştirilmiş ve teorik sonuçlar Monte Carlo simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır.

Yapay sinir ağları (artificial neural networks, ANN), insan beynindeki nöronlardan esinlenerek oluşturulmuş, ağırlık ve yanlılık gibi yapılar içeren paralel ve dağıtık yapılardır. Derin sinir ağları (deep neural networks, DNN) ise

ANN yapılarındaki nöron ve gizli katman sayısının artırılmasıyla tanımlanan derin ANN yapılarıdır. Son yıllarda DNN endüstri, tıp, robotik, görüntü işleme, bilgisayarla görme, nesne algılama ve telekomünikasyon gibi birçok alanda sıklıkla kullanılmaya devam etmektedir. Özellikle telekomünikasyon alanında, IM modülasyonlarının karmaşıklığını azaltmak için DNN son yıllarda popüler hale gelmiştir (Montesinos López, Montesinos López, and Crossa 2022; Géron 2017; Bengio 2009).

ANN ve DNN alanları, yapay zekâ ve makine öğrenmesi alanlarında önemli bir yere sahiptir. Bu alanların kökenleri, insan beyninin işleyişinden esinlenen matematiksel ve bilgisayar bilimleri modellerine dayanır. İlk temelleri ve fikirleri 20. yüzyılın ortalarına kadar uzanır.

ANN'nin Tarihçesi:

1. **1943 - McCulloch ve Pitts:** Yapay Sinir Ağları konseptinin temeli, (McCulloch and Pitts 1943) başlıklı çalışmalarında, nöronların basit matematiksel modellerini tanıttılar.
2. **1958 - Frank Rosenblatt:** Rosenblatt, "Perceptron" adını verdiği ve modern ANN modellerinin temelini oluşturan bir model geliştirdi. (Sanger and Baljekar 1958) çalışmasıyla Perceptron'u tanıttı (Montesinos López, Montesinos López, and Crossa 2022; Géron 2017; Bengio 2009).

DNN'nin Tarihçesi:

1. **1980'ler ve 1990'lar:** Derin öğrenme (Deep Learning) ve DNN'nin temelleri, 1980'ler ve 1990'lar boyunca gelişti. Bu dönemde, çok katmanlı algılayıcılar ve geri yayılım algoritması gibi kavramlar önem kazandı.
2. **2006 - Geoffrey Hinton ve diğerleri:** Geoffrey Hinton ve arkadaşları (Hinton, Osindero, and Teh 2006) adlı makalede, kısıtlanmış Boltzmann makinelerini kullanarak derin inanç ağlarını eğitmek için bir yöntem

tanıtıtlar. Bu çalışma, modern DNN'lerin gelişiminde önemli bir adım olarak kabul edilir (Montesinos López, Montesinos López, and Crossa 2022; Géron 2017; Bengio 2009).

Bu alanın tarihçesi, çok sayıda araştırmacının katkılarıyla doludur ve gelişimi sürekli olarak devam etmektedir. Her bir çalışma, ANN ve DNN'nin bugünkü gelişmiş hallerine ulaşmasında önemli rol oynamıştır. Yakın zamanda ise haberleşme sistemlerinde de çok fazla ANN ve DNN'ler çalışılmaya başlamıştır. (Eskandari et al. 2023)'de çok-girişli tek-çıkışlı (multiple-input single-output, MISO) sistemleri için derin öğrenme tabanlı RIS üzerinde yeni bir hüzmelendirme algoritması tasarlanmıştır. (Lan et al. 2023)'te enerji verimliliğini ve spektral verimliliği artırmak için faz modülasyon dizisi (phase modulation array, PMA) tabanlı hibrit öncüllendirme çerçevesi içeren bir RIS destekli sistem önerilmekte ve bu sistem hem DNN tabanlı algoritmalar hem de maksimum dizi kazancı (maximizing array gain, MAG) tabanlı yaklaşımlar kullanarak mevcut şemalardan daha üstün performans sergilemektedir. (Z. Huang, He, and Wang 2023)'te yüksek sıralı sinyallerin güvenilir algılanmasını garanti etmek için, doğrusal minimum ortalama kare hatası (linear minimize mean squared error, LMMSE) eşitleyici ve DNN demodülatöründen oluşan iki aşamalı bir alıcı önerilmiştir; burada LMMSE eşitleyici ve DNN sırasıyla sembol arası girişimi ortadan kaldırmak ve amplifikatörün doğrusal olmamasını ele almak için kullanılmıştır. (Jin et al. 2023)'te RIS kullanılarak gerçekleştirilen bir zıt faz indisi modülasyon sistemi önerilmiştir. Ayrıca, alıcı tespitinin hesaplama karmaşıklığını azaltmak için, yansıma deseni indisi ve sembol indisinin birlikte tespit edildiği DNN destekli bir ortak dizi tespit yöntemi önerilmektedir. (Kabac, Basaran, and Crpan 2023)'te MIMO SMBM sistemleri için DNN alıcı yapısı önerilmekte ve bu yapının, geleneksel yöntemlere kıyasla çoklu alım anteni durumlarında daha üstün performans gösterdiği gösterilmektedir. Önerilen DNN alıcısı, kanal tahmin sürecini ortadan kaldırarak daha yüksek veri iletim hızları ve azaltılmış alıcı karmaşıklığı sağlamaktadır. Son olarak, (Kim, Ro, and Park 2021)'de düşük hesaplama karmaşıklığıyla neredeyse optimal BER performansına yakın olan

derin öğrenme tabanlı çift modlu OFDM ile IM (dual mode OFDM-IM, DM-OFDM-IM) algılayıcısı olan DeepDM önerilmektedir.

1.2. Tezin Amacı

Bu tezin amacı; enerji verimli takımyıldız şemalarının yeni nesil haberleşme tekniklerine uygulanmasını incelemek, anten seçim teknikleriyle mevcut haberleşme sistemlerinin performansını artırmak, yüksek veri hızlı ve enerji verimli yeni nesil haberleşme tekniklerinin literatüre kazandırılmasını sağlamak ve son olarak da derin öğrenme tabanlı, düşük karmaşıklıkla yeni nesil haberleşme tekniklerini önermektir.

1.3. Hipotez ve İzlenen Yol

Bu bölümde, tezin temelini oluşturan hipotezler detaylandırılacak ve araştırmalar sırasında izlenen metodoloji, özellikle de literatüre katkıda bulunan ve bu tez çalışması sırasında ortaya koyulan, yeni nesil haberleşme tekniklerine odaklanan çalışmalar ile ilişkilendirilerek açıklanacaktır. Burada, bu çalışmaların yeni nesil haberleşme tekniklerini geliştirmeye yönelik yeni hipotezlerin oluşturulmasına ve araştırma yolunun bu modern teknikler çerçevesinde şekillendirilmesine nasıl katkıda bulunduğu üzerinde durulacaktır. Bu çalışmalar, yeni nesil haberleşme tekniklerinin gelişimine yönelik katkılarıyla sırasıyla aşağıdaki gibi özetlenebilir:

1. İlk olarak yeni nesil haberleşme sistemleri için enerji verimliliği ve yüksek veri hızı gereklilikleri göz önünde bulundurularak, HQAM destekli SM tekniği HQAM-SM tanıtılmıştır. Bu tekniğin ilk önce Rayleigh sönümlmeli kanallar üzerinde sonrasında ise Nakagami- m tipi kanallar üzerinde performans analizleri ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Simülasyon sonuçları, HQAM-SM tekniğinin SM tekniğine kıyasla benzer performans gösterdiğini ayrıca daha enerji verimli olduğunu kanıtlar niteliktedir.

2. Buna ek olarak, HQAM-SM tekniğinin performansını artırmak için COAS tekniği ile HQAM destekli SM (HQAM based SM, HQAM-SM) şeması birleştirilmiştir. Bu araştırmada, COAS-HSM adı verilen yeni bir sistem sunulmuştur ve bu sistem, Rayleigh sönümlemeli kanallarda performans analizine tabi tutulmuştur. Çalışmanın bulguları, COAS-HSM tekniğinin, önerilen diğer tekniklerle karşılaştırıldığında, benzer hata oranlarına sahipken daha az iletim enerjisi tüketimi sağladığını göstermektedir. Ayrıca, altıgen takımyıldızlarının kullanımı, enerji verimliliği açısından önemli avantajlar sunmaktadır.

3. HQAM destekli QSM tekniği ve bu tekniğin mükemmel ve eksik kanal kestirim (perfect and imperfect channel estimation) durumlarında performansı incelenmiştir. Çalışmada, HQAM-QSM adında yeni bir MIMO şeması önerilmiş ve bu yeni şemanın performansı, Rayleigh sönümlemeli kanallarda analiz edilmiştir. Ayrıca, kanal bilgisinin eksik olması durumunda HQAM-QSM tekniğinin performansına olan etkiler de ele alınmıştır. Yapılan analizler, HQAM kullanımının, benzer hata oranlarını korurken enerji verimliliğini artırdığını göstermiştir. Bu çalışma, HQAM-QSM tekniğinin yüksek veri hızı ve enerji verimliliği gereksinimlerini karşılayan gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde potansiyel bir çözüm olabileceğini ortaya koymaktadır.

4. Son yıllarda çığır açan ve 6G teknolojilerinin en rekabetçi adayı olarak gösterilen RIS tabanlı iletişim teknikleri ile yüksek veri hızlı ve enerji verimli CIM-SS tekniği birleştirilerek CIM-RIS adı verilen yenilikçi bir iletişim sistemi önerilmiştir. Önerilen sistem, geleneksel modüle edilmiş sembollerin yanı sıra yayıcı kodu indislerinde de veri taşıyarak iletişim performansını artırmayı amaçlamaktadır. Yansıtma/dağıtma özellikleri RIS teknolojisi aracılığıyla kontrol edilerek, sistem daha az enerji tüketerek ekstra veri bitleri aktarabilmektedir. Çalışmada, bu sistemin ortalama bit hata oranı (average bit error rate, ABER) analizi yapılmış; sistem karmaşıklığı, enerji verimliliği ve veri aktarım hızı gibi performans ölçütleri değerlendirilmiştir. Ayrıca, bu yeni yöntem, geleneksel RIS, iletim uzaysal modülasyon destekli RIS (transmit spatial modulation aided RIS, TSM-RIS) ve iletim karesel uzaysal modülasyon destekli RIS (transmit quadrature

spatial modulation aided RIS, TQSM-RIS) teknikleriyle karşılaştırılarak Rayleigh sönümlemeli kanallar üzerinde simülasyonlarla test edilmiştir. Bu çalışma, CIM-RIS sisteminin Rician sönümlemeli kanallar altındaki performansını kapsayacak şekilde genişletilmiştir. Ayrıca, önerilen sistemin kusurlu kanal durum bilgisi koşulları altındaki performansı da elde edilmiş ve gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar, CIM-RIS şemasının daha iyi hata performansı, daha hızlı veri aktarım hızı ve daha düşük iletim enerjisi sağladığını göstermektedir.

5. Yeni bir yüksek veri hızlı, yüksek enerji verimli ve düşük karmaşıklığa sahip telekomünikasyon sistemi önerilmiştir. Bu sistem, son zamanlarda popüler olan MBM'yi, çeşitli ayna aktivasyon paternlerini (mirror activation patern, MAP) ve derin öğrenme tekniklerini birleştirmektedir. Derin öğrenme tabanlı Öklid mesafesi MAP seçimi destekli MBM tekniği (deep learning-based Euclidean distance map selection assisted MBM technique, D-EMS-MBM), derin öğrenme tabanlı MAP korelasyonu destekli MBM tekniği (deep learning based map correlation assisted MBM technique, D-MCMS-MBM) ve derin öğrenme tabanlı kapasite optimizasyonlu MAP seçimi destekli MBM tekniği (deep learning-based capacity-optimized map selection assisted MBM technique, D-CMS-MBM) olarak adlandırılan bu sistemler, farklı MAP seçim teknikleri ve MAP seçim sürecinin karmaşıklığını azaltmak için derin öğrenme kullanarak performansı artırmaktadır. Bu sistem, geleneksel MBM, SM ve QSM teknikleriyle karşılaştırılmış ve performans analizleri Rayleigh sönümlemeli kanallar üzerinde M -QAM takımyıldızı şemaları için yapılmıştır.

6. Gelecek nesil iletişim sistemlerinin temel gereksinimleri arasında yer alan artan veri hızları, düşük iletim enerjisi, yüksek hata performansı ve düşük gecikme ihtiyaçlarını karşılamada, MBM en son ve en rekabetçi indis modülasyon ailesi üyelerinden biri olarak ortaya çıkmaktadır. Diğer bir zeki yaklaşım ise, sanal asistanlardan sağlık uygulamalarına ve iletişim sistemlerinin temel unsurlarına kadar geniş bir uygulama alanı bulan derin sinir ağı DNN metodudur. Birçok iletişim sisteminde standart alıcı olarak uygulanan maksimum olabilirlik (maximum likelihood, ML) tekniği, yüksek enerji performansına sahip olmasına

rağmen, yüksek boyutlu veya karmaşık iletişim sistemleri için aşırı derecede hesaplama yükü gerektirmektedir. Buna karşın, DNN yapısı, eğitim sonrası kanal değişikliklerinde yeniden eğitim gerektirmeyerek daha az hesaplama yükü gerektirir. Bu nedenle, gelecek nesil iletişim sistemleri için umut verici bir aday olarak görülmektedir. Bu tez çalışmasında, son olarak, MBM'nin MAP indisleri ile iletilen sembollerin birlikte kestirilmesi için yeni bir DNN tabanlı MBM detektörü önerilmiş ve performansı analiz edilmiştir. Tüm simülasyonlar, Rayleigh sönümlemeli kanallar üzerinde M -QAM tabanlı takımyıldız şemaları üzerinde yapılmıştır.

Bu tez çalışmasının bölümleri şu şekildedir: Bölüm 2'de indis modülasyon teknikleri tanıtılmıştır. Bölüm 3'te altıgen karesel genlik modülasyonu tabanlı SM ve QSM sistemlerinin performans analizleri tanıtılmıştır. Bölüm 4'te işbirlikli ve anten seçimli uzaysal modülasyon sistemlerinin performans analizleri tanıtılmıştır. Bölüm 5'te yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzey tabanlı sistemler tanıtılmıştır. Bölüm 6'da ise yapay zekâ destekli medya tabanlı modülasyon şemaları verilmiştir. Son olarak Bölüm 7'de ise bu tez çalışması sonlandırılmıştır.

2. İNDİS MODÜLASYONU TEKNİKLERİ

Bu bölümde, öncelikle IM tekniklerine değinilecek; ardından SM, QSM, MBM ve CIM-SS tekniklerine değinilecektir.

2.1. İndis Modülasyonu

IM, kablosuz iletişim sistemlerinde verimliliği ve performansı artırmak için kullanılan yenilikçi bir tekniktir. Bu yaklaşım, bilgiyi sadece sinyal takımyıldızı üzerinden değil, kaynaklar/yapı taşları gibi fiziksel (anten, alt taşıyıcı, zaman aralığı ve frekans taşıyıcı vb.) ya da sanal (sanal paralel kanallar, sinyal takımyıldızı, uzay-zaman matrisi ve anten aktivasyon sırası vb.) yapılar üzerinden taşımaya olanak tanır. IM ailesinin önemli üyeleri arasında SM, QSM, CIM-SS ve MBM teknikleri bulunmaktadır. Bu teknikler, temel IM yaklaşımını geliştirerek farklı kablosuz iletişim senaryolarına uyarlanmıştır. Örneğin, SM ve QSM, anten dizilerini kullanarak ekstra bilgi iletmek için antenlerin uzaysal konumlarından yararlanır. CIM-SS tekniği, ekstra bilgi iletmek için yayıcı kodlarını kullanır. MBM tekniğinde ise verici antenlerin yanında bulunan RF reflektörleri, aktive edilip devre dışı bırakılarak radyasyon desenini değiştirir. Bu işlem, çeşitli kanal zayıflama durumlarının oluşmasına sebep olur. MBM, iletilen sembollerin yanı sıra bu değişik kanal zayıflama durumlarının indislerini de aktarabilen ileri düzey bir IM yöntemidir. SM tekniğinden farklı olarak, iletilen bilgi miktarı, verici antendeki RF reflektör sayısına doğru orantılı olarak artar, bu da MBM teknolojisiyle yüksek veri iletim hızlarına ulaşılmasını sağlar (Basar 2016; Wen, Cheng, and Yang 2017b).

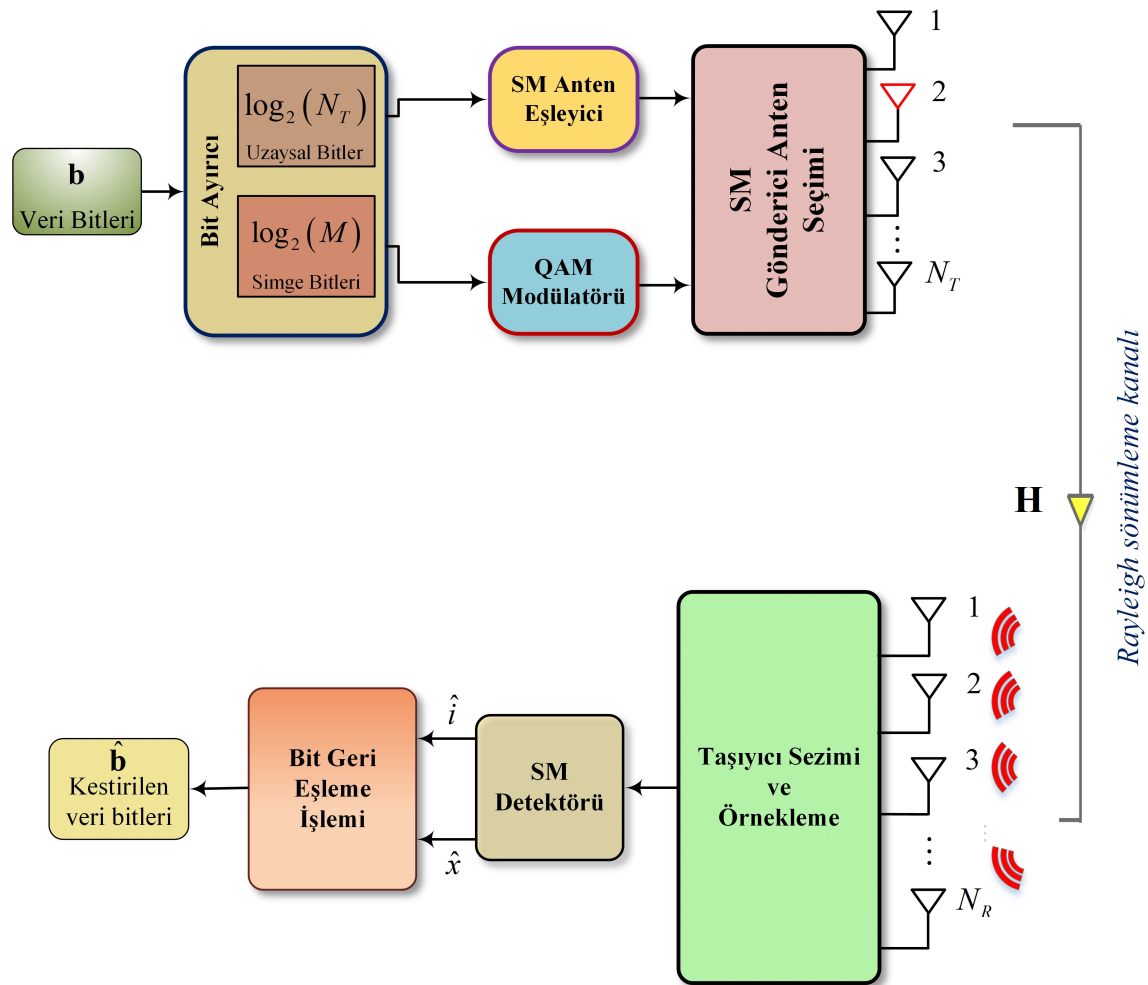
2.2. Uzaysal Modülasyon

Mobil cihazların hızla artan kullanımı ve IoT'nin geniş uygulamaları, geleceğin kablosuz iletişim sistemlerinde ultra yüksek kapasite, ultra düşük gecikme süresi ve kısıtlı kablosuz kaynaklar üzerinde yoğun bağlantı ihtiyacını ortaya çıkarmıştır. Özellikle, mobil veri trafiğindeki sürekli artışın, sınırlı spektrum kaynaklarını

önemli ölçüde zorlayacağı ve güç tüketimini dramatik bir şekilde artıracığı öngörülmektedir. Bu olağanüstü mobil veri trafiği artışı, ulaşılabilir veri aktarım hızını maksimize etmeyi ve dağıtım maliyetlerini minimize etmeyi hedefleyen yeni iletim teknolojilerinin geliştirilmesine neden olmuştur. Bu teknolojiler arasında, yüksek spektral verimlilik ve enerji verimliliğine ulaşmayı hedefleyen, aynı zamanda basit bir tasarım ilkesine sahip olan SM, önemli bir dijital modülasyon teknolojisi olarak öne çıkmaktadır. SM, ilk olarak 21. yüzyılın başlarında incelenmiştir, ancak ilk dönemlerde çok fazla ilgi görmemiştir. 2008'den sonra SM üzerine yapılan araştırmalar hızla artmış ve SM kavramının sistematik bir şekilde tanıtıldığı bazı öğretici çalışmalar ve genel bakış yazıları büyük ilgi görmüştür. Tek bir RF zinciri kullanarak bir aktarım antenini aktive ederek indis bilgisi sağlayan SM, uzaysal kazanım sağlar ve şu ek faydaları sunar; daha yüksek enerji verimliliği, daha az sayıda alıcı anten ve RF devrelerinin daha düşük karmaşıklığı ile daha düşük algılama karmaşıklığı, kanallar arası girişimden bağımsızlık, antenler arası senkronizasyona ihtiyaç duymama, büyük MIMO sistemlerle uyumluluk (Di Renzo et al. 2014; Wen et al. 2019).

SM tekniğinde, ek bilgi bitleri genellikle, geleneksel sabit sembollerle iletilen bilgi bitlerine ek olarak, aktif bir yayın anteninin indis aracılığıyla iletilir. Anten değiştirme mekanizmasına dayanarak, aktif anten indis uzaysal bilgi bitlerine göre değişir. Özellikle, SM vericisinde sadece bir RF zinciri gerekir ve bu, birden fazla yayın anteninden birini sabit sembol iletimi için aktif hale getirir, böylece aşağı yönlü iletişimlerde enerji tüketimini önemli ölçüde azaltır ve yukarı yönlü iletişimlerde kullanıcı terminalindeki donanım maliyetini dramatik olarak düşürür. Ayrıca, kanallar arası girişim özgürlüğü sayesinde, SM, kanal korelasyonunun zayıfladığı ve kanallar arası girişim etkisinin arttığı yüksek hareketlilikli (high mobility) kablosuz iletişim sistemleri için V-BLAST tekniğinden daha iyi bir aday teknoloji olarak görülmektedir. Uzay kaydırma anahtarlama (space shift keying, SSK), SM'nin basitleştirilmiş bir varyantı olarak görülebilir ve tüm bilgileri, herhangi bir sabit sembol kullanmadan yalnızca bir aktif antenin indisine gömülür. SM teknolojisinin diğer varyantları genellikle

genelleştirilmiş SM (generalized SM, GSM), QSM, diferansiyel SM (differential SM), alıcı SM (receive SM) ve genelleştirilmiş SSK'dan (generalized SSK, GSSK) oluşur. Genel olarak, SM, tipik olarak yayın antenlerinin aktivasyon durumları aracılığıyla ek bilgiler ileten yeni bir iletişim sistemleri modülasyon ailesini ifade eder. Vericinin farklı aktivasyon desenlerini seçerek, SM'nin çeşitli üyeleri, spektral verimlilik, enerji verimliliği, dağıtım maliyeti ve sistem performansı arasındaki farklı özel gereksinimleri ve dengelemeleri karşılamak için esnek bir tasarım sunar. Bilgi geri kazanımı için, SM alıcıları iki ana görevi yerine getirmektedir; aktif antenlerin indislerini/durumlarını tespit etmek, aktif antenlerde/durumlar üzerinde yer alan sabit sembollerin demodülasyonu yapmak (Di Renzo et al. 2014; Wen et al. 2019).



Şekil 2.1 Uzaysal modülasyonun sistem modeli

Şekil 2.1’de verici terminali N_T adet iletim anteni ve alıcı terminali N_R adet iletim anteni ile donatılmış SM sistem modeli gösterilmiştir. İlk olarak burada gösterilen $\mathbf{b}$ vektörü verici tarafından alıcı tarafına gönderilecek olan bilgi vektörünü ifade etmektedir. Şekil 2.1’den de görülebileceği gibi, $\mathbf{b}$ ile gösterilen $1 \times m$ boyutlu bilgi vektörü, bit ayırıcı ünitesi tarafından $m = m_1 + m_2$ biçiminde olacak şekilde $m_1 = \log_2(N_T)$ bitlik ve $m_2 = \log_2(M)$ bit boyutunda alt vektörlere (sub vectors) ayrılır.

SM yapısının alıcı tarafına ulaşan sinyal hem gürültüye maruz kalmış hem de sönmüleme geçirmiştir. Bu sinyal aşağıdaki denklemle ifade edilebilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (2.1)$$

Bu denklemin içerisinde, $\mathbf{x}$ iletim vektörünü temsil eder, $\mathbf{H}$ matrisi $N_R \times N_T$ boyutlarındadır ve kablosuz haberleşme kanalını temsil eder; aynı zamanda Rayleigh dağılımını takip etmektedir. Son olarak, $\mathbf{n}$ ifadesi ise sıfır ortalamalı N_R boyutlu ve N_0 varyanslı karmaşık Gauss rastgele sürecini temsil etmektedir.

SM yaklaşımında, antenlerin indisleri, veri iletiminde kullanılan ek bir katman olarak işlev görür. Bu işlemi gerçekleştirmek için SM, bir haritalama işlemi uygular ve bunu aşağıdaki şekilde gerçekleştirir:

1. Öncelikle, SM, bir takımyıldız (konstellasyon, constellation) vektörü oluşturur. Bu vektör, veri iletiminde kullanılacak sembollerin bir setini temsil eder.
2. Daha sonra, bu yıldız kümesinden belirli bir sembol seçilir. Bu seçim, iletilmek istenen bilgiye bağlıdır.
3. Seçilen sembol, bir anten indisi ile eşleştirilir. Bu indis, hangi antenin iletim için aktif hale getirileceğini belirler.

Anlatılanlardan hareketle, iletim vektörü şu şekilde oluşturulur:

$$\mathbf{x}_{ik} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \underset{\substack{\uparrow \\ i. \text{ pozisyon}}}{\mathbf{x}_k} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (2.2)$$

burada i , SM'nin aktif anten indisini temsil etmektedir, $\mathbf{x}_k$ ise M-QAM konstellasyonunun k . sembolünü ifade etmektedir. Bu durumda, i . indisine sahip iletim anteni, sembol iletimi sırasında aktif olarak kalır; diğer antenler uyku modundadır. Eğer $\mathbf{x}_k$ sembolü i indisine sahip iletim anteninden iletilirse, kanal çıkışı şu şekilde ifade edilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_i \mathbf{x}_k + \mathbf{n}. \quad (2.3)$$

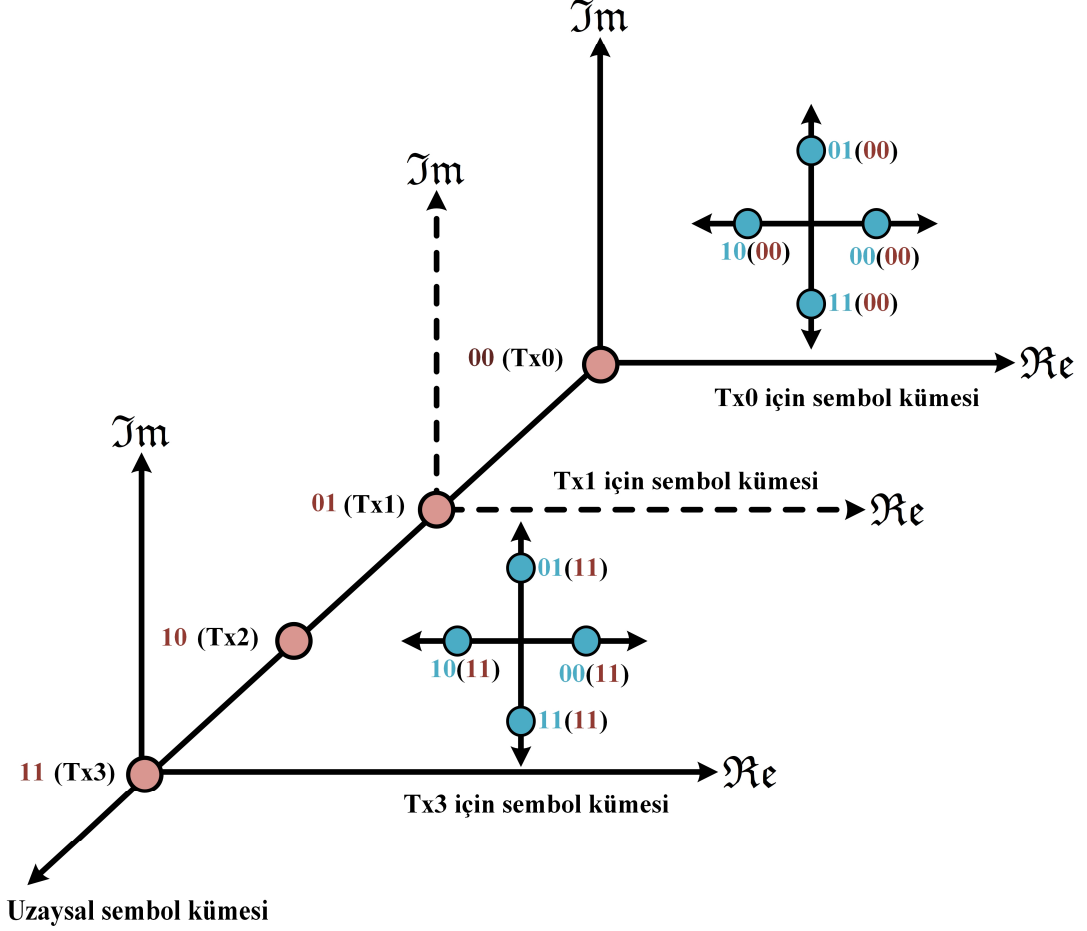
SM teknolojisinde, kanal girişlerinin genellikle eşit kabul edildiği varsayılır. Bu varsayım altında, en büyük olabilirlik (maximum likelihood, ML) prensibine dayanan optimum SM alıcısı için ifade şu şekildedir:

$$[\hat{i}, \hat{k}] = \arg \max_{i,k} p_y \{ \mathbf{y} | \mathbf{x}_{ik}, \mathbf{H} \} = \|\mathbf{b}_{ik}\|_F^2 - 2\Re \{ \mathbf{y}^H \mathbf{b}_{ik} \}, \quad (2.4)$$

burada, $\mathbf{b}_{ik} = \mathbf{h}_i \mathbf{x}_k$ şeklinde tanımlanmaktadır; ayrıca $1 \leq i \leq N_T$ ve $1 \leq k \leq M$ şeklindedir. $p_y \{ \mathbf{y} | \mathbf{x}_{ik}, \mathbf{H} \} = \pi^{-N_R} \exp \left(-\|\mathbf{y} - \mathbf{x}_{ik} \mathbf{H}\|_F^2 \right)$ ise hem $\mathbf{x}_{ik}$ 'ye hem de kanala ($\mathbf{H}$) göre koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonudur.

Yukarıdaki açıklamadan özetle, SM tekniği, normalde iki boyutlu olan sembol uzayına ek olarak bir anten uzayı eklediğini açıkça göstermektedir. SM ile iletilen sinyal aslında bu yeni sembol uzayının bir parçası olarak düşünülebilir. Bu fikri daha iyi anlatmak için Şekil 2.2 kullanılabilir. Şekil 2.2'den görülebileceği gibi, anten uzayındaki her bir anten için ayrı bir iki boyutlu sembol uzayı tanımlanır. Bu örnekte, $M=4$ ve $N_T=4$ olarak seçilmiş ve sadece iki sembol uzayı gösterilmiştir. Bu kapsamda, $\Re$ ve $\Im$ terimleri, söz konusu sembol uzayının

gerçek ve sanal bileşenlerini işaret eder. Şekil 2.2'deki gibi bir sistemde, SM sistemi gelen bilgi bitlerine göre 16 elemanlı uzaydan bir elemanı iletecektir.



Şekil 2.2 Uzaysal modülasyon tarafından oluşturulan ve üç boyuta sahip sembol uzayı

2.3. Karesel Uzaysal Modülasyon

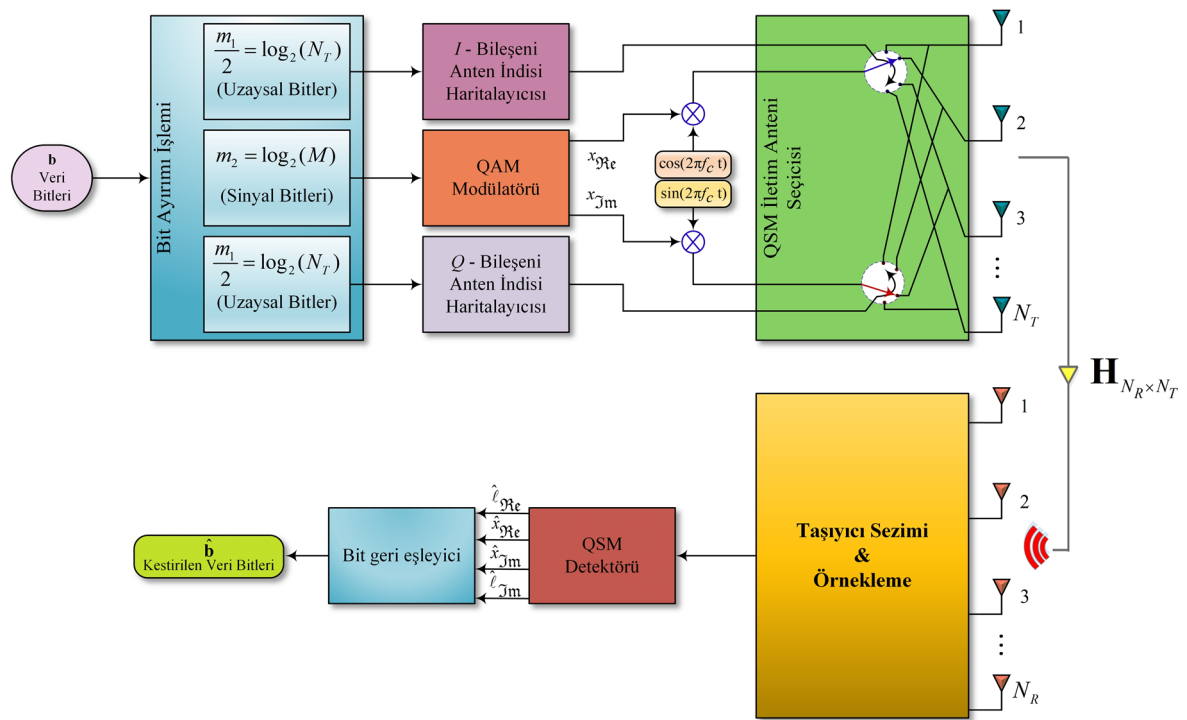
SM tekniğinin en önemli dezavantajlarından biri veri hızı artışının iletim antenleri sayısının taban iki logaritması ile doğru orantılı olmasıdır. Hâlbuki veri hızı artışı V-BLAST gibi diğer uzaysal çoğullama tekniklerinde, iletim antenlerinin sayısı ile doğru orantılı olarak artmaktadır. Bu nedenle, SM tekniğinin spektral verimliliğini artırmak, araştırmacılar tarafından ilgi görmüştür. Bu noktadan hareketle, QSM tekniğinin de ana fikri, SM tekniğinin genel spektral verimliliğini artırmak için

yeni bir yöntem önermektir. QSM tekniğinde uzaysal yıldız kümesi sembolleri, Şekil 2.3’de gösterildiği gibi I ve Q bileşenlere ayrılır. QSM tekniğinde, SM’nin geleneksel uzaysal yıldız kümesi sembolleri Şekil 2.3’te gösterildiği gibi, ekstra bir boyut taşımaları için genişletilmiştir. Burada bir boyut, sinyalin yıldız kümesi sembolünün gerçel kısmını ve diğer boyut ise takımyıldız sembolünün sanal kısmını iletir. SM tekniğinde ise bu iki kısım da alıcı girişinde ICI’yı önlemek için tek bir gönderici antenden gönderilmektedir. Bununla birlikte, QSM sisteminde, iletilen iki veri de birbirine ortogonal olduğundan ve taşıyıcı sinyalin gerçel kısmı ve sanal kısmı üzerinde modüle edildiğinden, ICI burada da tamamen önlenmiştir. Başka bir deyişle, sinyalin bir kısmı kosinüs taşıyıcısında iletilirken, diğeri bir kısmı ise sinüs taşıyıcısında iletilmektedir. Ayrıca, QSM tekniğinde, SM tekniğine ek olarak, iletim antenlerin logaritma iki tabanındaki sayısı (geleneksel SM tekniğinin iki katı kadar) kadar ek bit iletilir (Raed Mesleh, Ikki, and Aggoune 2015; Aydın, Cogen, and Basar 2019).

QSM sisteminin sistem modeli Şekil 2.3’te gösterilmektedir. QSM sistemi N_T gönderici anten ve N_R alıcı antenden oluşmaktadır. Bilindiği gibi QSM sisteminde de SM sisteminde olduğu gibi antenler geleneksel sembollere ek olarak veri taşımakta ve bu veri iletimi ortogonal I ve Q kanalları üzerinden yapıldığından veri hızı otomatik olarak artmakta ve ICI ortadan kalkmaktadır (Raed Mesleh, Ikki, and Aggoune 2015). QSM sisteminin sistem modeli incelendiğinde $1 \times m$ boyutundaki $\mathbf{b}$ vektörünün verici tarafında iletilecek bilgi vektörü olduğu görülmektedir. Verici terminalinde bu $\mathbf{b}$ bilgi vektörü $m_1 = \log_2(N_T^2)$ bit uzunluğunda ve $m_2 = \log_2(M)$ bit uzunluğunda alt bilgi vektörlerine ($m = m_1 + m_2$ olmak üzere) bölünmekte ve bilgi iletimi bu alt vektörler üzerinden gerçekleştirilmektedir. Sinyal takımyıldızı sembolü x daha sonra $x_{\Re}$ ve $x_{\Im}$ alt bileşenlerine bölünür, böylece $x = x_{\Re} + jx_{\Im}$ şeklinde ve tek bir IQ-RF zinciri tarafından işlenir:

$$x = \Re \left[x e^{-j2\pi f_c t} \right] = x_{\Re} \cos(2\pi f_c t) + x_{\Im} \sin(2\pi f_c t). \quad (2.5)$$

(2.5) denkleminde de görüldüğü gibi $x_{\Re}$ kosinüs taşıyıcısı üzerinden iletilir ve $x_{\Im}$ sinüs taşıyıcısı üzerinden iletilir. QSM sisteminde, SM sisteminden farklı olarak hem I hem de Q kanallarından ek $\log_2(N_T)$ bitleri gönderilir, böylece bitlerin gerçel kısmı I ve imajiner kısmı Q bileşeninde gönderilir. Daha önce belirtildiği gibi, I ve Q kanalları birbirine diktir ve alıcı tarafında ICI tamamen engellenir.



Şekil 2.3 Karesel uzaysal modülasyonun sistem modeli

QSM'nin yapısını bir örnekle açıklamaya çalışalım. $M = 4$ ile basit bir QAM takımyıldızı kullandığımızı varsayalım. Verici tarafından iletilecek veri serisinin $m = [1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]$ olduğunu düşünelim ve vericide $N_T = 4$ iletim anteni kullanıldığını düşünelim. İlk $\log_2(M)$ bit olan $[1 \ 0]$ 4-QAM sembolünü modüle etmektedir ki o zaman $x = 1 - j$ seçilmiş olur. Bu sembol daha sonra $x_{\Re} = +1$ ve $x_{\Im} = -1$ olarak ikiye bölünerek gerçel kısım I bileşeninden, imajiner kısım ise Q bileşeninden gönderilir. İkinci $\log_2(N_T)$ bit $[0 \ 1]$ ilk aktif anten indisini modüle

eder ve aktif anten indisini $\ell_{\mathfrak{R}e} = 2$ 'yi seçer ve $x_{\mathfrak{R}e} = +1$ 'i gönderir. Burada, sonuçta iletilen gerçek vektör $\mathbf{x}_{\mathfrak{R}e} = [0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$ olur. Son $\log_2(N_T)$ bit $[1 \ 0]$ ikinci aktif anten indisini modüle eder ve $\ell_{\mathfrak{I}m} = 3$ aktif anten indisini seçer ve $x_{\mathfrak{I}m} = -1$ 'i gönderir. Burada, iletilen imajiner vektör $\mathbf{x}_{\mathfrak{I}m} = [0 \ 0 \ -1 \ 0]^T$ şeklindedir. İletilen vektör reel ve imajiner vektörlerin toplamı olarak aşağıdaki gibi verilir: $\mathbf{x} = \mathbf{x}_{\mathfrak{R}e} + j\mathbf{x}_{\mathfrak{I}m} = [0 \ -1 \ -j \ 0]^T$.

Gürültüye ve sönümlemeye mâruz kalmış QSM sinyali ise şu şekilde verilebilir:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} (\mathbf{x}_{\mathfrak{R}e} + j\mathbf{x}_{\mathfrak{I}m}) + \mathbf{n} \\ &= \sqrt{E_s} (\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}e}} x_{\mathfrak{R}e} + j\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} x_{\mathfrak{I}m}) + \mathbf{n}, \quad \ell_{\mathfrak{R}e}, \ell_{\mathfrak{I}m} \in \{1, \dots, N_T\}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

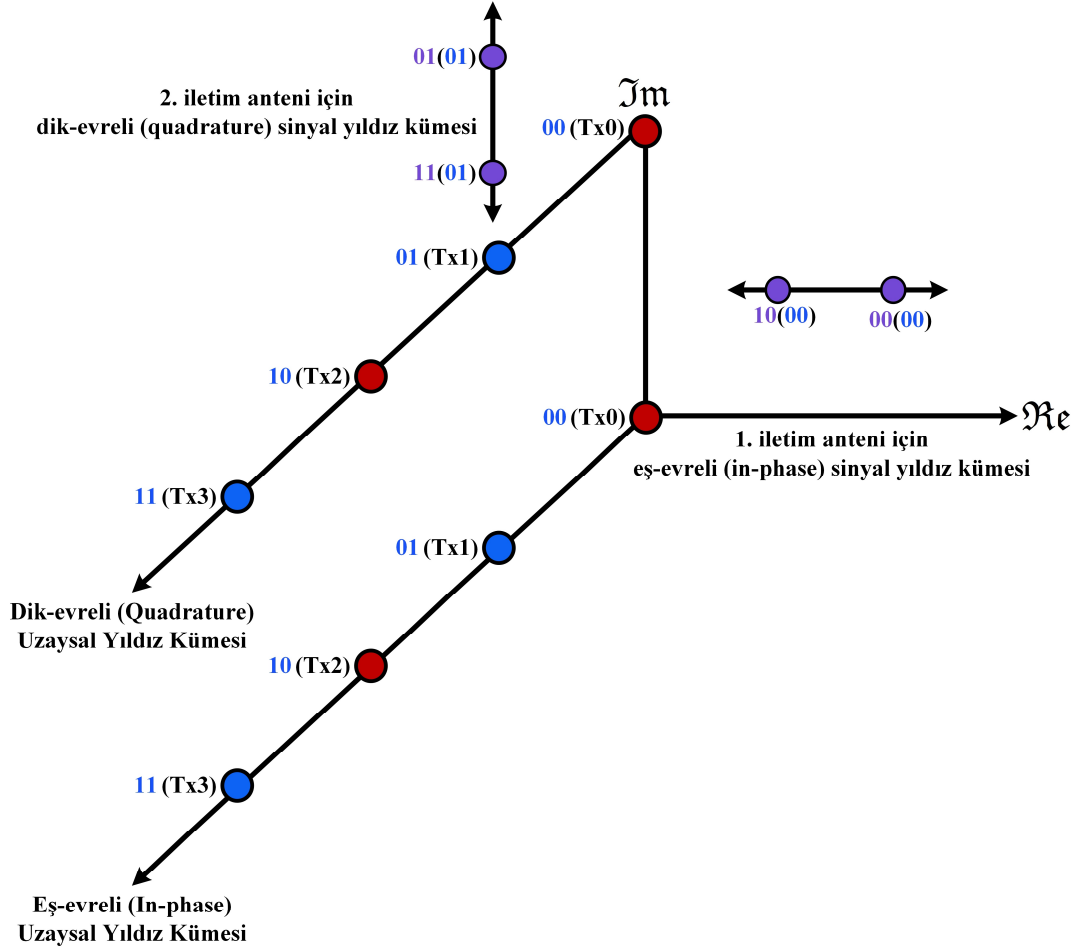
E_s burada sembol enerjisini, $x_{\mathfrak{R}e}$ ve $x_{\mathfrak{I}m}$ ise QAM sembolünün reel ve imajiner bileşenlerini göstermektedir. $\mathbf{H}$ matrisinin $h_{i,j}$ 'inci elemanı ise i . verici anten ve j . alıcı anten arasındaki kanal kazancını tanımlamaktadır. $\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}e}}$ ve $\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}m}}$ sırasıyla $\mathbf{H}$ matrisinin $\ell_{\mathfrak{R}e}$ 'inci ve $\ell_{\mathfrak{I}m}$ 'inci kolonlarını göstermektedir. Yani, $\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}e}} = [h_{1,\ell_{\mathfrak{R}e}}, h_{2,\ell_{\mathfrak{R}e}}, \dots, h_{N_R,\ell_{\mathfrak{R}e}}]^T$ ve $\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} = [h_{1,\ell_{\mathfrak{I}m}}, h_{2,\ell_{\mathfrak{I}m}}, \dots, h_{N_R,\ell_{\mathfrak{I}m}}]^T$ şeklindedir. Burada, $\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}e}}$ ve $\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}m}}$ $\mathcal{CN}(0, \sigma_h^2 = 1)$ dağılımını takip etmektedir. $\mathbf{n}$ ise N_R boyutlu karmaşık değişken gauss rastgele değişkenidir ve varyansı N_0 'dır, yani $\mathcal{CN}(0, N_0)$ şeklindedir.

Alıcının mükemmel kanal bilgisine sahip olduğu varsayımı altında, QSM sistemi için ML kod çözücü aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\begin{aligned} [\hat{\ell}_{\mathfrak{R}e}, \hat{\ell}_{\mathfrak{I}m}, \hat{x}_{\mathfrak{R}e}, \hat{x}_{\mathfrak{I}m}] &= \arg \min_{\ell_{\mathfrak{R}e}, \ell_{\mathfrak{I}m}, x_{\mathfrak{R}e}, x_{\mathfrak{I}m}} \|\mathbf{y} - \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{x}\|^2 \\ &= \arg \min_{\ell_{\mathfrak{R}e}, \ell_{\mathfrak{I}m}, x_{\mathfrak{R}e}, x_{\mathfrak{I}m}} \|\mathbf{y} - \sqrt{E_s} (\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}e}} x_{\mathfrak{R}e} + j\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} x_{\mathfrak{I}m})\|^2 \\ &= \arg \min_{\ell_{\mathfrak{R}e}, \ell_{\mathfrak{I}m}, x_{\mathfrak{R}e}, x_{\mathfrak{I}m}} \left\{ \|\mathbf{a}\|^2 - 2\Re\{\mathbf{y}^H \mathbf{a}\} \right\}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

burada, $(.)^H$ bir vektörün Hermityenini ifade etmektedir, $\|\cdot\|$ bir vektörün normunu ifade etmektedir ve $\mathbf{a} = \sqrt{E_s} (\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}e}} x_{\mathfrak{R}e} + j\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} x_{\mathfrak{I}m})$ şeklindedir. Son olarak,

kestirilen anten indisleri ($\hat{\ell}_{\Re}, \hat{\ell}_{\Im}$) ve veri sembolleri ($\hat{x}_{\Re}, \hat{x}_{\Im}$) kullanılarak orijinal bilgi bitleri elde edilir. Şekil 2.4'te ise QSM'nin sembol uzayı verilmektedir.



Şekil 2.4 Karesel uzaysal modülasyon tarafından oluşturulan ve üç boyuta sahip sembol uzayı

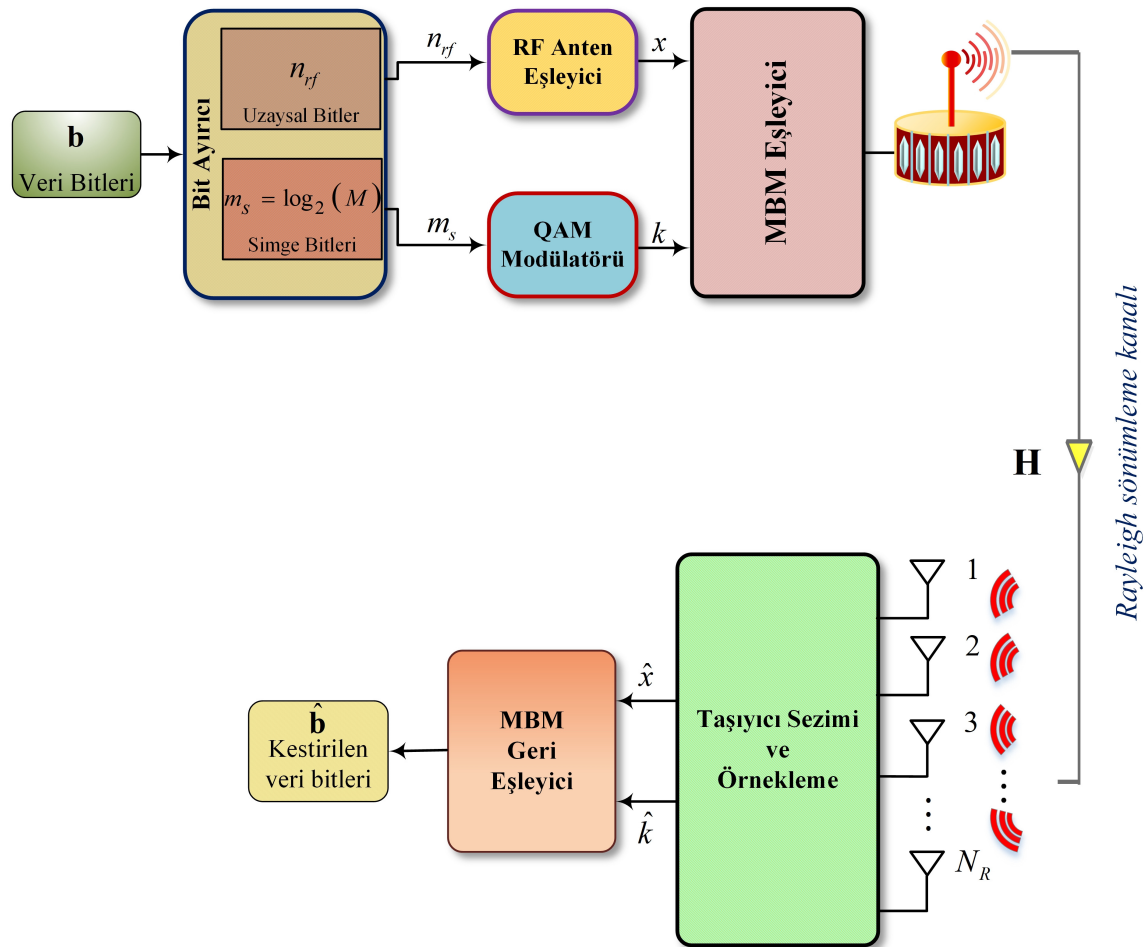
2.4. Medya Tabanlı Modülasyon

MBM yöntemi, indise dayalı bir iletim çeşidi olarak tanınmış ve bu alanda önemli bir yenilik olarak kabul edilmiştir. MBM, RF aynalarının farklı konumları aracılığıyla iletişim sinyallerini modüle eder. Bu aynaların her biri, ya aktif (açık) ya da pasif (kapalı) olabilir ve bu durumlar farklı iletişim kanallarını temsil eder. Örneğin, iki RF aynası kullanıldığında, bu aynaların dört olası kombinasyonu mevcut olup, her biri bir iletişim kanalını ifade eder. Bu kombinasyonlar, bilginin

kodlanmasında ve iletilmesinde kullanılır. Bir örnekle açıklamak gerekirse, iki RF aynası olsun ve [11] bitleri iletilmek istensin. Bu durumda, dört adet durum karşımıza çıkmaktadır. Her durumun kendisiyle ilişkili farklı bir kanal durumu vardır. Eşleme tablosu, bitlerin sayısı [00], [01], [10] ve [11] olarak addedilirse, dördüncü durumun RF aynalarının ikisinin de açık olduğu durumu [11] bilgi bitinin iletimi için gerçekleştiğini belirtir. Böylece, bu [11] bilgi biti üçüncü durumdan ortaya çıkan kanal durumu kullanılarak iletilir (Naresh and Chockalingam 2017b; Ozden, Aydin, and Cogen 2023b; 2022).

MBM tekniğinin spektral verimliliği aşağıdaki biçimde ifade edilebilir:

$$\eta = \log_2(M) + n_{rf} \text{ [bits/s/Hz]}. \quad (2.8)$$



Şekil 2.5 Medya tabanlı modülasyon tekniğinin sistem modeli

MBM tekniğinin sistem modeli Şekil 2.5'te verilmektedir. Şekil 2.5'ten de rahatlıkla görülebileceği gibi gönderici terminalinden alıcı terminaline gönderilmek istenen bit dizisi içerisinde ilk önce ilk $\log_2(M)$ sayıda bit M -QAM takımyıldızından seçilen sembole eşlenerek iletilir. Artık kalan n_{rf} bit dizisi ise MAP indislerine eşlenerek iletilmektedir. Eğer, M -QAM tarafından seçilen sembol x aktif olan MAP indisi de k şeklinde isimlendirilirse vericiden gönderilecek olan iletim vektörü aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\mathbf{x}_{k,m} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \underset{\substack{\uparrow \\ k.\text{pozisyon}}}{x_m} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T. \quad (2.9)$$

MBM tekniğindeki iletim sırasında, bilgi bitleri temel alınarak belirli bir k numaralı MAP aktive edilir ve bu süreçte M -QAM sembol dizisinden bir sembol seçilir. Bu seçilen x sembolü, aktif edilmiş k numaralı MAP yoluyla iletilir. Bu işlem gerçekleştiğinde, alıcıya ulaşan sinyal, gürültü etkisine maruz kalarak aşağıdaki formülle temsil edilebilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{x}_{k,m} + \mathbf{n} = \mathbf{h}_k x_m + \mathbf{n}. \quad (2.10)$$

Burada $\mathbf{H}$ ifadesi, kanal matrisini ifade etmektedir ve $N_R \times 2^{n_{rf}}$ boyutludur ve "0" ortalamalı ve birim varyanslıdır. Ayrıca, $\mathbf{H}$ ifadesi Rayleigh dağılımını takip etmektedir; $\mathbf{n}$ ise N_R boyutlu karmaşık değişken gauss rastgele değişkenidir ve varyansı N_0 'dır, yani $\mathcal{CN}(0, N_0)$ şeklindedir. $\mathbf{h}_k$ ifadesi, $\mathbf{H}$ kanal matrisinin k 'inci sütun vektörünü ifade etmektedir. $\mathbf{H}$ kanal matrisi şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,2^{n_{rf}}} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,2^{n_{rf}}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \cdots & h_{N_R,2^{n_{rf}}} \end{bmatrix}_{N_R \times 2^{n_{rf}}}. \quad (2.11)$$

Alıcının mükemmel kanal bilgisine sahip olduğu varsayımı altında, MBM sistemi için ML kod çözücü aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\left(\hat{k}, \hat{x}\right) = \arg \min_{k, m} \left\{ \left\| \mathbf{y} - \mathbf{h}_k x_m \right\|^2 \right\}, \quad (2.12)$$

burada, $k \in \{1, 2, \dots, 2^{n_f}\}$ ve $m \in \{1, 2, \dots, M\}$ şeklindedir.

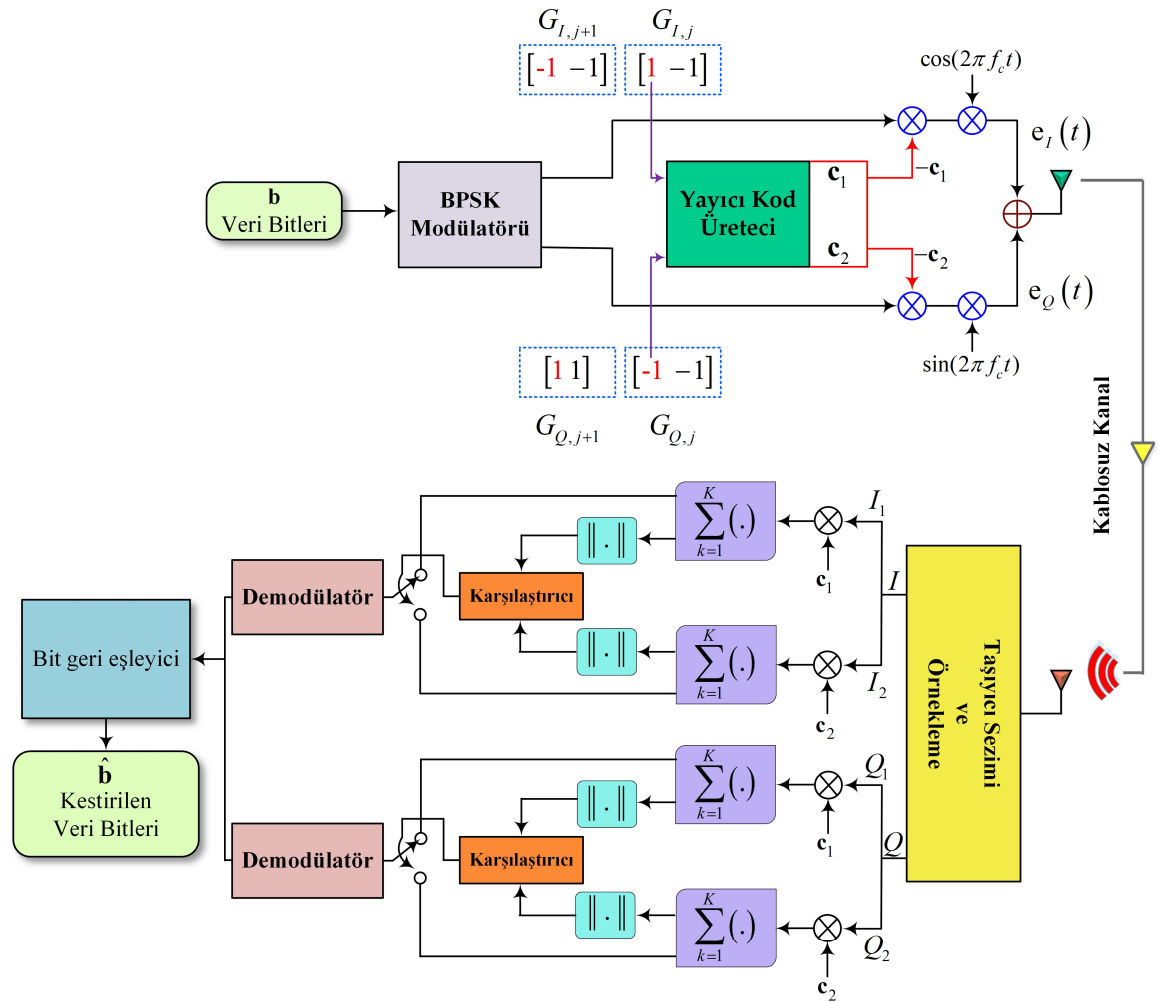
2.5. Kod İndis Modülasyonu

CIM-SS tekniği, sinyalleri iletmek için ya ortogonal yayıcı kodları (meselâ, Walsh Hadamard kodları) ya da PN dizilerini kullanan DS-SS yöntemine dayanır. DS-SS'nin avantajları arasında yüksek performans, parazitlere direnç, enerji verimliliği, aynı frekansta çoklu kullanım imkânı ve gürültü azaltma bulunmaktadır. CIM-SS sistemi, DS-SS'nin ilkelerini kullanarak, bazı bilgi bitlerini modüle edilmiş sembollerle, diğerlerini ise yayıcı kod indislerini seçerek ileterek ekstra bilgi gönderir. Verici cihazda, seçilen yayıcı kod, modüle edilmiş sembollerle çarpılıp, ek enerji kullanmadan gönderilir. Alıcıda, yayıcı kodun indisi bir korelatörle tespit edilir, semboller demodüle edilir ve yayıcı kod tahmin edilir. Bu yöntemle, bazı veri bitleri doğrudan ve modüle edilmiş sinyallerle iletilirken, diğerleri minimal enerji kullanarak sinyalin içine gömülür. Böylece CIM-SS, veri hızını ve verimliliğini artırmanın yanı sıra enerji tüketimini de azaltır (Kaddoum, Ahmed, and Nijasure 2015; Cogen et al. 2018).

CIM-SS sistemi için sistem modeli Şekil 2.6'da açıkça gösterilmiştir. Bu sistemde verici terminal tarafından ikili faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase shift keying, BPSK) ve DS-SS tekniği kullanılmaktadır. Geleneksel olarak veri bitleri olarak adlandırılan $\mathbf{b}$; BPSK modülasyonu ile $\{-1, +1\}$ değerlerine dönüştürülür ve sonrasında bu değerler eş-evreli (I) ve dik-evreli (Q) bileşenlere ayrılır. Bu iki bileşen birbirine oldukça benzer olduğundan, modelin anlatımı daha çok eş-evreli bileşen üzerinden yapılacaktır. Bunun yanı sıra, modelde iki farklı Walsh Hadamard kodunun (yayıcı kodu olarak da bilinir) kullanımı söz konusudur. Bu

kodlar, modelde $\mathbf{c}_1$ ve $\mathbf{c}_2$ olarak belirtilmiştir ve her biri mükemmel bir ortogonal yapıya sahiptir. Kodların yapısı $\mathbf{c}_j = [c_{j,1}, c_{j,2}, \dots, c_{j,K}]^T$, $j \in \{1, 2\}$ şeklinde düzenlenmiştir (Çögen et al. 2018; Cogen et al. 2021).

Sistem konfigürasyonunda, eş-evreli j . blok olan $G_{I,i} = (a_{1,i}, a_{2,i})$ için, $a_{2,j}$ tarafından seçilen yayıcı kod $a_{1,j}$ ile çarpılır. Şekil 2.6'da da açıklandığı üzere, $a_{2,j}$ iki farklı değer alabilir: $\{-1, +1\}$. Bu, iki farklı ortogonal kodun kullanımını mümkün kılar. Eğer, $a_{2,j} = 1$ ise $\mathbf{c}_1$ kodu kullanılmaktadır; $a_{2,j} = -1$ ise $\mathbf{c}_2$ kodu kullanılmaktadır.



Şekil 2.6 CIM-SS tekniğinin sistem modeli

Netice itibarıyla, iletilen eş-evreli CIM-SS sinyali $e_I(t)$ şu şekilde ifade edilir:

$$e_I(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{\ell=1}^K a_{1,n} \mathbf{c}_{a_{2,n},\ell} p(t - (iL + \ell)T_c) \cos(2\pi f_c t), \quad (2.13)$$

bu kısımda, N , iletilen blokların sayısını ifade ederken, f_c taşıyıcı frekansının temsili olarak kullanılmaktadır ve $p(t)$ ise $[0, T_c]$ zaman aralığında yer alan birim yükseklikli dikdörtgen şeklindeki darbe filtresi anlamına gelmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken husus şudur ki $\mathbf{c}_{a_{2,n},\ell}$ ifadesi $a_{2,n}$ tarafından seçilmekte ve $a_{1,n}$ 'yi göndermektedir. Bu çerçevede, $a_{2,n}$ "haritalama biti" ve $a_{1,n}$ "iletilen bit" denmektedir. Her bir iletilen bit $a_{1,n}$, haritaya aktarılan bit $a_{2,n}$ 'nin yayıcı kod tercihini içerdiğinden, burada gösterilen CIM-SS sistemi, geleneksel DS-SS sistemine göre aynı frekans bandında iki kat daha fazla veri hızı sağlar ve iletilen enerjiyi yüzde 50 azaltır.

Alıcı, Şekil 2.6'da betimlendiği üzere, eş-evreli sinyalin işlenmesi için iki ayrı kanala sahiptir; bu, her bir yayıcı kodun kendine ait bir kanalı olduğu anlamına gelir. Alıcı tarafında elde edilen eş-evreli sinyal, belirtilen referans noktasında belirtilen bir formülasyon ile ifade edilebilir. Bu ifade, alınan sinyalin nasıl işlendiğini ve alıcıdaki her bir yayıcı kodun ne şekilde ayrıştırıldığını detaylandırır. Bu süreç, sinyalin alıcıda nasıl ele alındığını ve kod çözümü mekanizmasının temel dinamiklerini açıklar:

$$y_I(t) = e_I(t) + n_I(t), \quad (2.14)$$

bu kısımda, $n_I(t)$ bir eklemeli toplamsal beyaz gauss gürültüsünü (additive white gaussian noise, AWGN) ifade eder. Bu gürültü türü sıfır ortalama değerine ve her bir boyut başına $N_0/2$ değerine eşit olan bir varyansa sahiptir. Temel bant sinyalinin geri kazanılması ve örnekleme işlemi tamamlandıktan sonra, alınan sinyaldeki yayıcı kodun belirlenmesi amacıyla bir karşılaştırmacı (korelatör) kullanılır. Alınan örneklendirilmiş sinyal, her bir dalda karşılık gelen yayıcı kod

ile çarpılır ve bit süresi KT_c üzerinden toplanır. Bu süreç sonucunda, $I_{1,j}$ 'nin ilk dalındaki çıktı, belirtilen kaynakta yer alan bir formülle ifade edilir. Bu formül, alıcı tarafındaki işleme mekanizmasının nasıl çalıştığını ve sinyalin nasıl işlendiğini detaylı bir şekilde açıklar.

Bu nedenle, $I_{1,j}$ 'nin birinci dalındaki çıkış ifadesi şu şekilde verilebilir:

$$I_{1,j} = \begin{cases} a_{1,j}E_b + n_1, & \text{eğer } \mathbf{c}_1 \text{ gönderilirse} \\ n_1, & \text{eğer } \mathbf{c}_2 \text{ gönderilirse} \end{cases} \quad (2.15)$$

bu kısımda, " $E_b = \sum_{\ell}^K \mathbf{c}_{1,\ell}^2$ " terimi, iletilen bitin enerjisini temsil etmektedir. Bu, iletilen her bir bit için harcanan enerji miktarını ifade eder ve genellikle sinyal iletimindeki güç verimliliğini değerlendirmek için kullanılır. Diğer yandan, " $n_1 = \sum_{\ell}^K n_{\ell} \mathbf{c}_{1,\ell}$ " terimi, AWGN gürültüsünün birinci yayıcı kod ile çarpılmış halini gösterir.

Yukarıda anlatılanlardan hareketle, $I_{2,j}$ de benzer bir şekilde verilebilir:

$$I_{2,j} = \begin{cases} n_2, & \text{eğer } \mathbf{c}_1 \text{ gönderilirse} \\ a_{1,j}E_b + n_2, & \text{eğer } \mathbf{c}_2 \text{ gönderilirse} \end{cases} \quad (2.16)$$

burada, " $n_2 = \sum_{\ell}^K n_{\ell} \mathbf{c}_{2,\ell}$ " ifadesi de AWGN gürültüsü ile ikinci yayıcı kodun çarpılmış hâlidir. Korelatörün çıktısının mutlak değerleri, karar değişkeni $\mathcal{D}_j = |I_{1,j}| - |I_{2,j}|$ formülüne göre işlenir. Bu işlem, iletilen yayıcı kodun algılanmasına yardımcı olur ve sonucunda haritalanan bit $a_{2,j}$ belirlenir. Daha sonra, karşılık gelen dal karşılaştırmacı tarafından seçilir ve iletilen bit $a_{1,j}$, karşılaştırmacının çıktısının işareti yardımıyla tekrar elde edilir.

$$\begin{aligned} \mathcal{D}_j > 0, \quad a_{2,j} = 1 \text{ ve } a_{1,j} &= \text{sign}(I_{1,j}), \\ \mathcal{D}_j \leq 0, \quad a_{2,j} = -1 \text{ ve } a_{1,j} &= \text{sign}(I_{2,j}). \end{aligned} \quad (2.17)$$

Bu kısımda, $sign(.)$ ifadesi, matematikteki signum fonksiyonunu temsil eder. Signum fonksiyonu, herhangi bir gerçel sayının işaretini (pozitif, negatif veya sıfır) belirlemek için kullanılır. Korelatör çıktısının mutlak değerinin kullanılmasının sebebi, bu yaklaşımın uygulamada daha basit olması ve iki farklı eşik değeri için daha etkili sonuçlar sunmasıdır. Mutlak değer, sinyal işleme süreçlerinde genellikle karar verme aşamasını basitleştirmek ve daha doğru sonuçlar elde etmek için tercih edilir. Bu yaklaşım, alıcı tarafında karşılaştırmalı çıktısının değerlendirilmesini ve ilgili işlem adımlarının daha kolay hâle getirilmesini sağlar.

3. ALTİGEN KARESEL GENLİK MODÜLASYONU TABANLI SM VE QSM SİSTEMLERİNİN PERFORMANS ANALİZLERİ

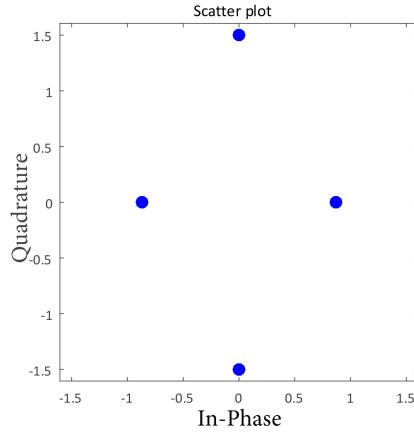
Bu bölümde, öncelikle enerji verimli HQAM tekniklerinin yapısı hakkında bilgi verilecek, sonrasında önerilen HQAM tabanlı SM (HQAM based SM, HQAM-SM) ve HQAM tabanlı QSM (HQAM based QSM, HQAM-QSM) tekniklerine yer verilecektir.

3.1. Altıgen Karesel Genlik Modülasyonunun Yapısı

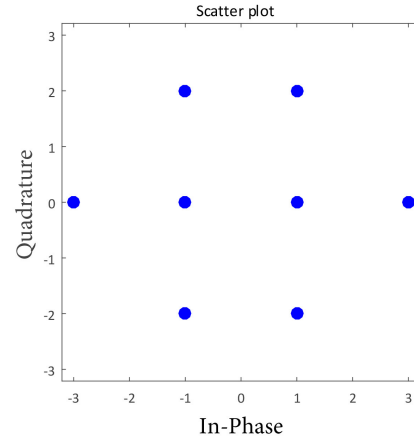
HQAM takımyıldızlarının $M = 4, 8, 16, 32, 64$ ve 128 için gösterimi Şekil 3.1’de verilmiştir. Bu şekilden de görülebileceği gibi, HQAM takımyıldızları sembol ayrımı bağlamında iletilen gücü en aza indirebilir ve enerji verimliliği sorununa potansiyel çözümler sunar (Murphy 2000).

Geçmişte, enerji verimliliği açısından optimum HQAM takımyıldızları geleneksel QAM takımyıldızlarına göre daha az tercih edilmekteydi. Bunun başlıca nedeni HQAM takımyıldızlarının sembol üretimi ve alıcıda karar verme noktasındaki karmaşıklığıydı. Ancak, bilgisayar bilimi ve mikroişlemci teknolojisinin gelişmesi nedeniyle bu sorun ortadan kalkmıştır. Önemi nedeniyle, altıgen takımyıldızlara olan bu ilginin ana nedeninin, geleneksel QAM takımyıldızlarının aksine, HQAM takımyıldızın, enerji verimliliği bakımından, “alt optimal (sub-optimal)” değil “optimal” olarak düzenlenmesi olduğunu tekrar vurgulamak icap etmektedir (Murphy 2000; Cogen and Aydin 2021).

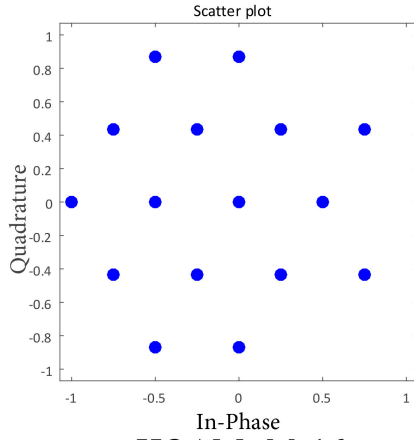
HQAM takımyıldız noktalarını belirlemek için, verilen bir başlangıç noktasından başlayarak en düşük güçlü M noktaları seçilerek M ’li optimum HQAM takımyıldız noktaları oluşturulur. Bu noktaların ortalaması yeni bir başlangıç noktası oluşturur ve bu nokta kullanılarak; yeni en düşük güçlü M noktası seçilir. Bu algoritma bu şekilde devam ettirilir ve bir takımyıldızdaki her bir noktanın diğer noktalara olan minimum uzaklığı sıfıra düşerse işlem sonlandırılır ve optimum takımyıldızlar oluşturulur. Aksi takdirde süreç yukarıda anlatıldığı gibi devam eder (Murphy 2000; Cogen and Aydin 2021).



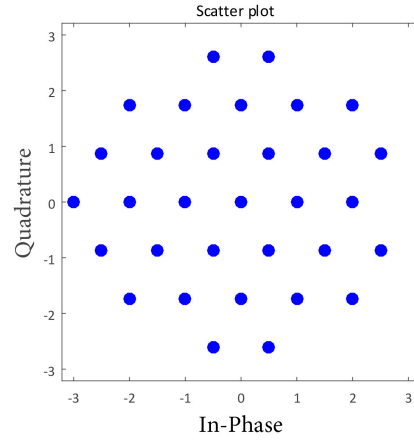
HQAM, $M=4$



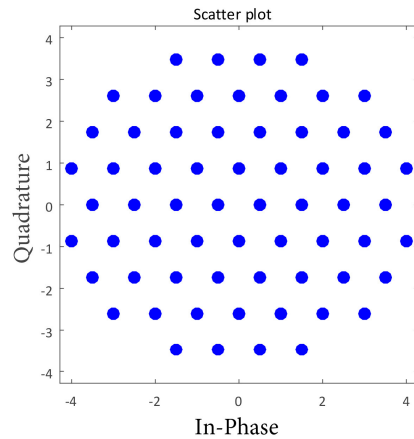
HQAM, $M=8$



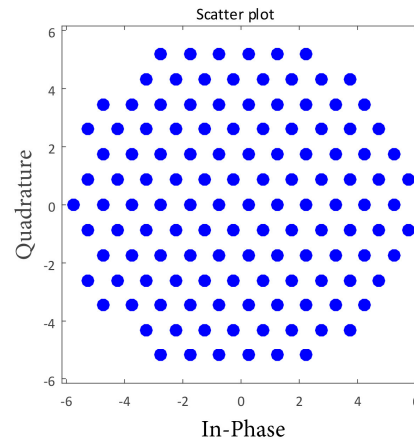
HQAM, $M=16$



HQAM, $M=32$



HQAM, $M=64$



HQAM, $M=128$

Şekil 3.1 HQAM takımyıldızlarının $M = 4, 8, 16, 32, 64$ ve 128 için gösterimi

HQAM takımyıldız noktaları genellikle i ve j gibi iki tamsayı ile parametrelendirilir. “a” ve “b” noktalarının k . takımyıldız noktasını temsil ettiği

varsayılırsa, HQAM takımyıldız noktası aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Hosur, Mansour, and June Chul Roh 2013):

$$(a_k, b_k) = \sqrt{\rho} \left((a_0, b_0) + i_k(1, 0) + j_k \left(\frac{1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right). \quad (3.1)$$

Burada, $\sqrt{\rho}$ bitişik takımyıldız noktaları arasındaki minimum mesafe ($d_{\min} = \sqrt{\rho}$) olarak ifade edilebilir. (a_0, b_0) ifadesi maksimum enerjiyi minimize edecek şekilde seçilir. Altıgen koordinatlar ortogonal rotasyona tabi tutulursa, özelliklerinde kesinlikle bir değişiklik olmayacağı unutulmamalıdır. Ayrıca, yukarıdaki ifadeler açısından ortalama enerji E_{avg} ve maksimum enerji E_{max} aşağıdaki gibi verilebilir (Hosur, Mansour, and June Chul Roh 2013).

$$E_{\text{avg}} \triangleq \frac{\rho}{M} \sum_{k=1}^M \left\| \left(a_0 + i_k + \frac{j_k}{2} \right), \left(b_0 + j_k + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right\|^2, \quad (3.2)$$

$$E_{\text{max}} \triangleq \rho \max_k \left\| \left(a_0 + i_k + \frac{j_k}{2} \right), \left(b_0 + j_k + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right\|^2, \quad (3.3)$$

burada $k=1,2,\dots,M$ şeklindedir.

Bu noktadan sonra, HQAM'nin faydalarını daha iyi açıklamak için ortalama güç ve takımyıldız liyakat figürü (constellation figure of merit, CFM) ifadeleri tanımlanacaktır. Ayrıca, bu ifadeler kullanılarak, çeşitli HQAM takımyıldız şemaları ile geleneksel QAM takımyıldızları karşılaştırılarak HQAM'nin enerji verimliliği daha iyi açıklanacaktır. Bu bağlamda, HQAM takımyıldızının avantajlarını daha iyi anlamak için aşağıdaki açıklamayı yapmak uygun olacaktır:

1. Bir takımyıldızın herhangi bir noktasının $\mathcal{A}_k = a + jb$ karmaşık sayısı ile temsil edildiğini varsayalım. İletişim teorisinden iyi bilindiği gibi, bu noktanın gücü $|\mathcal{A}_k|^2 = a^2 + b^2$ olarak verilir. Takımyıldızın tüm

sembollerinin eşit olasılıklı olduğu varsayılırsa, iletilen ortalama sinyal gücü aşağıdaki gibi verilebilir (Simon and Alouini 2005; Kumbhani and Kshetrimayum 2017):

$$P_{avg} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M |\mathcal{A}_k|^2. \quad (3.4)$$

2. CFM, kullanılan herhangi bir takımyıldızın kalitesini ölçmek için kullanılan bir ölçektir. Herhangi bir takımyıldız diğerinden daha yüksek bir CFM'ye sahipse, genellikle daha iyi performans gösterir. Âdil olmak gerekirse, CFM ifadesi boyut başına bit sayısına eşit olan takımyıldızların performansını karşılaştırmak için kullanılmalıdır. CFM'nin, takımyıldızın SNR'yi ne kadar etkili kullandığının bir ölçüsü olduğu da söylenebilir. CFM ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir (Ren et al. 2019; 2020):

$$\xi_{CFM} = \frac{d_{min}^2}{P_{avg}}. \quad (3.5)$$

3.1.1. Altıgen Karesel Genlik Modülasyonunun Enerji Verimliliği

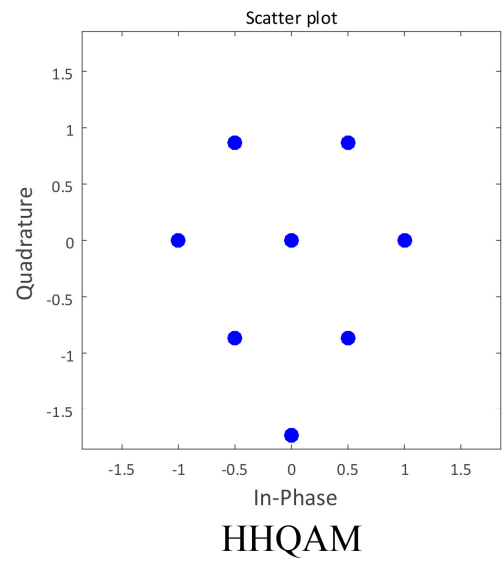
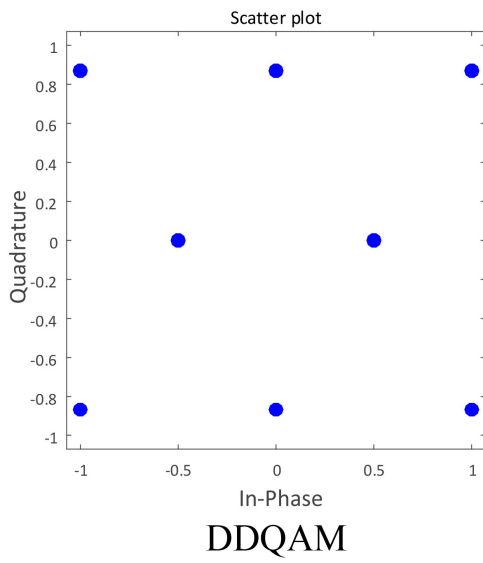
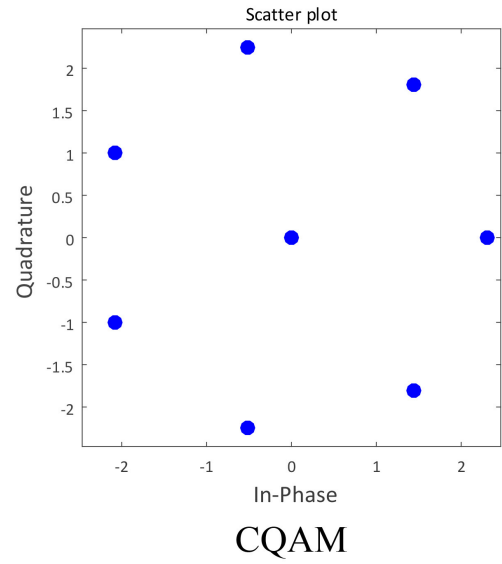
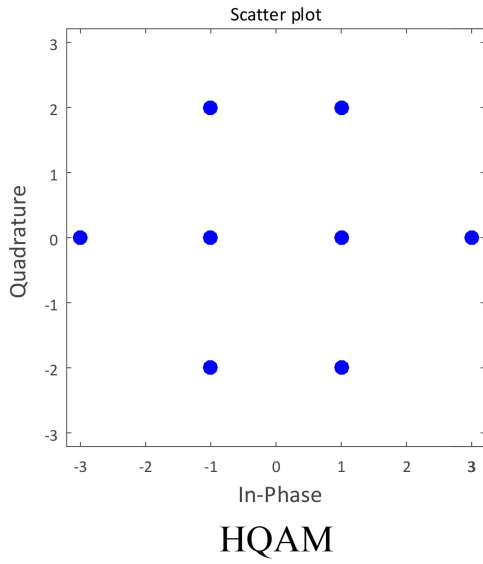
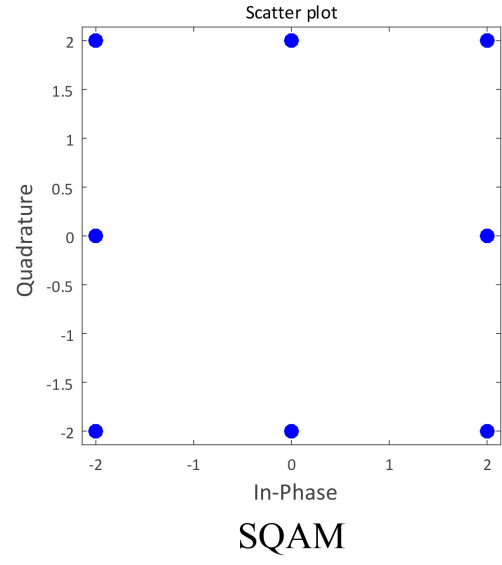
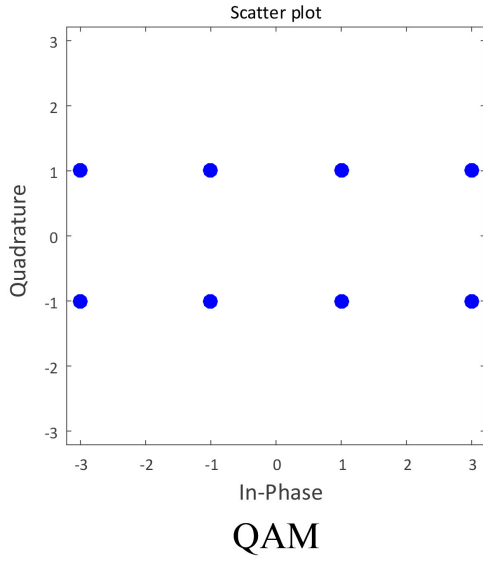
Bu kavramları daha iyi anlamak için, P_{avg} ve ξ_{CFM} ifadeleri Şekil 3.1 ve Tablo 3.1'de verilen 8'li takımyıldız şemaları üzerinden hesaplanacaktır. Tablo 3.1'den de görülebileceği gibi Yukarıda, basit QAM şemaları için durum incelendiğinde, HQAM, Circle (7,1) (CQAM), Hexagonal Double Diamond (DDQAM) ve Hexagonal Heart (HHQAM) takımyıldız şemaları, geleneksel QAM ve Square QAM (SQAM) takımyıldızlarına kıyasla sırasıyla %16.67, %22.53, %81.25 ve %81.25 enerji verimliliği sağlamaktadır. Bu takımyıldızlar arasında DDQAM ve HHQAM şemalarını kullanmak akıllıca olacaktır çünkü hem yüksek enerji verimliliğine sahiptirler hem de yüksek CFM değerlerine sahiptirler (Z. Taha 2014; Ren et al. 2019; 2020).

Tablo 3.1 $M = 8$ için HQAM takımyıldızların ortalama güç ve CFM değerleri.

Takımyıldızı tasarımı	Ortalama Güç (P_{avg})	CFM (ξ_{CFM})
QAM	6	0,6667
SQAM	6	0,6667
HQAM	5	0,8
CQAM	4.6482	0,86055
DDQAM	1,1250	0,8889
HHQAM	1,1250	0,8889

3.1.2. Altıgen Karesel Genlik Modülasyonunu Takımyıldızlarının Optimizasyonu

Bu alt bölümde, önerilen sistemin hata performansını daha da iyileştirmek için HQAM sisteminde kullanılan HQAM sembollerinin optimum dönüş açısı değerlerinin nasıl bulunacağı ayrıntılı olarak açıklanacaktır. Sistemin performansını etkileyen ana faktör HQAM takımyıldızının $x=0$ sembolünü içerip içermediğidir. Eğer HQAM takımyıldızı $x=0$ sembolünü içeriyorsa, indislerde taşınan bitler alıcıda doğru olarak elde edilemez ve bu nedenle indis hatası her zaman 0.5 olacaktır. Ayrıca, $x \neq 0$ durumunda, optimum açıyı elde etmek için takımyıldızı döndürülerek önerilen sistemin performansı daha da iyileştirilebilir. Bu noktadan sonra optimizasyon durumları “a” ve “b” maddelerinde açıklanacaktır.



Şekil 3.2 $M = 8$ için HQAM takımyıldızları

a) HQAM takımyıldızı $x = 0$ sembolünü içermiyorsa

Daha önce de belirtildiği gibi HQAM sembollerinin döndürülerek kullanılmasının BER performansı bağlamında fayda sağlayacağı belirtilmiştir. Ayrıca çeşitli HQAM takımyıldızlarını ayrı ayrı döndürerek optimum performansı sağlayan dönüş açıları Şekil 3.3'teki Algoritma 1 dikkate alınarak bulunmuş ve ayrıca bu çalışmada kullanılan çeşitli HQAM takımyıldızlarının optimum açı değerleri Tablo 3.2'de verilmiştir. Örneğin, HQAM takımyıldızının modülasyon derecesi $M = 4,8$ olduğunda, optimum açılar sırasıyla 45° ve 75° olur.

Algoritma 3.1: HQAM-QSM Optimal Açı Bulma Algoritması

```
1 Girişler:
2 Takımyıldızı tipini belirle.
3  $M$ , Modülasyon derecesini belirle.
4 angle_iteration adında bir dizi oluştur.
5 constellation adında bir matris oluştur.
6 constellation  $\leftarrow$  Takımyıldız sembolleri
7 açı_iterasyonu  $\leftarrow 0^\circ$  to  $360^\circ$ 
8  $i \leftarrow 0$ 
9 while açı_iterasyonu( $i$ )  $\neq NULL$  do
10 |   new_constellation  $\leftarrow$  döndür(constellation, $i$ )
    |   BER_değeri( $i$ )  $\leftarrow$  BER_hesaplaması(new_constellation)
    |    $i = i+1$ 
11  $\varphi_{opt} \leftarrow \text{min\_indis}(\text{BER\_değeri})$ 
12 return  $\varphi_{opt}$ 
```

Şekil 3.3 HQAM optimal açı bulma algoritması

Tablo 3.2 Çeşitli HQAM takımyıldızları için optimum dönüş açısı değerleri

Takımyıldızı Tipi	Optimum Açı
HQAM, $M=4$	45°
TQAM ¹ , $M=4$	75°
HQAM, $M=8$	45°
TQAM, $M=8$	$86,11^\circ$
DDQAM, $M=8$	$27,93^\circ$
TQAM, $M=16$	$1,54^\circ$
TQAM, $M=32$	$88,64^\circ$
TQAM, $M=64$	90°
TQAM, $M=128$	90°

b) HQAM takımyıldızı $x = 0$ sembolünü içeriyorsa

Eğer HQAM takımyıldızı (0,0) noktasını içeriyorsa o zaman bu sembol gönderilirken alıcı kanal bilgisini kaybedecek ve böyle bir sistemde hata tabanı (error-floor) adı verilen bir durum oluşur. Bunu önlemek için bu çalışma kapsamında şu düzeltmeler önerilmiştir:

1. Sıfır genlik içermeyen sembollere sahip altıgen takımyıldızı şemaları kullanılmalıdır. Özellikle, TQAM takımyıldızları bu konuda çok yardımcı olabilir, çünkü doğası gereği, hiçbir TQAM şeması (0,0) noktası içermez. Ayrıca, takımyıldız noktaları bir eşkenar üçgen oluşturacak şekilde

¹ Burada TQAM diye verilen ifadenin açılımı “Üçgen QAM (triangular QAM, TQAM)” şeklindedir ve bir HQAM şemasıdır. Konuyla ilgili daha detaylı bilgi için (Park 2007) ve (Cogen and Aydın 2020) yayınlarına bakılabilir.

konumlandırılmıştır. Bununla birlikte, her TQAM şemasının en iyi performansı sağlamadığına dikkat edilmelidir. Bazı TQAM durumlarında ($M=4,8$ gibi) Adım 2’de önerilen döndürme açısı yöntemi kullanılmalıdır.

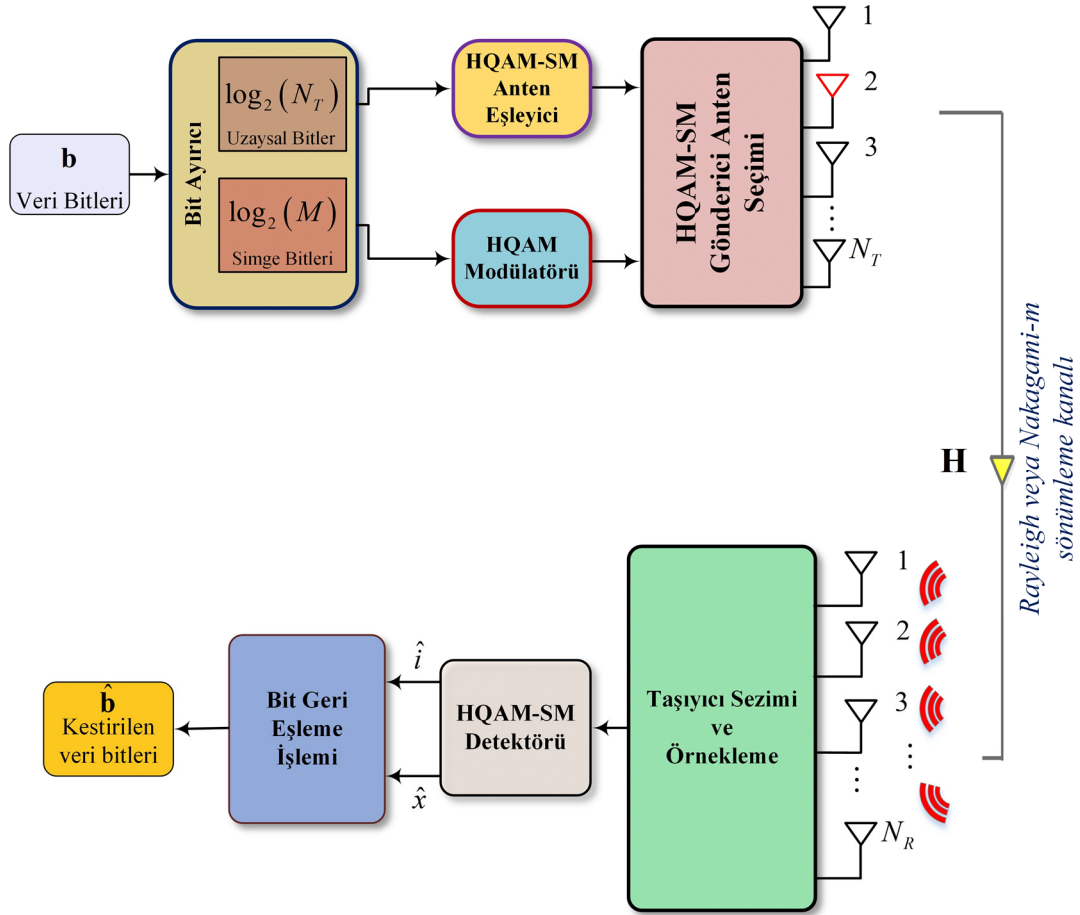
2. Sistem performansını en üst düzeye çıkarmak için optimum açiya ulaşana kadar gerçek veya hayali bileşenli altıgen takımyıldızı şemalarını döndürmek gerekir. Ancak, (0,0) takımyıldızı noktası döndürmeden etkilenmez. Sonuç olarak (0,0) yani $x=0$ noktasını içeren takımyıldız şemaları rotasyona maruz kalsa bile sistemin performansını düşürecek ve hata tabanı oluşacaktır.
3. (0,0) noktasını içeren takımyıldızları kaydırmak bir başka çözümdür, ancak bu yöntem HQAM’nin optimum enerji kriterinden çalar ki bu istenmeyen bir durumdur. Ancak HQAM gibi $M=16$ olan ve (0,0) noktasını içeren durumlarda bunu yapmak gerekebilir.

3.2. HQAM-SM Tekniği

Bu çalışmada, kısaca HQAM-SM olarak adlandırılan SM ve HQAM takımyıldızı şeması birleştirilerek enerji verimliliğine sahip yeni bir MIMO tekniği önerilmiştir. HQAM, ortalama Hamming mesafesini en aza indirmek için kod kelimelerinin noktalara atanmasını altıgen bir takımyıldız şeklinde optimize eder. Ayrıca bilindiği üzere SM, hem antenle hem de geleneksel modülasyonlu sembollerle veri taşıyan yeni nesil iletişim teknikleri için umut verici bir MIMO tekniğidir. Bu çalışmada, anten indisine ek olarak geleneksel modülasyonlu sembollerle veri taşımak yerine SM’nin HQAM ile veri taşıyacağı geleneksel SM’ye kıyasla daha enerji verimli bir sistem önerilmektedir. Önerilen HQAM-SM sisteminin performans analizi Rayleigh ve Nakagami- m sönümlemeli kanallar üzerinde gerçekleştirilmiştir.

3.3. HQAM-SM Tekniğinin Rayleigh ve Nakagami- m Sönümlemeli Sistem Modeli

HQAM-SM sistemi Bölüm 3.1’de verilen akılcı ve enerji verimli HQAM sistemi ile yüksek performanslı ve enerji verimli SM sisteminin birleştirilmesinden oluşmaktadır. HQAM-SM sistemi, N_T adet verici anten ve N_R adet alıcı antenden oluşmaktadır ve sistem modeli Şekil 3.4’te verilmiştir.



Şekil 3.4 HQAM-SM sisteminin sistem modeli

Sistem modeli incelendiği zaman, $\mathbf{b}$ 'nin iletilecek olan bilgi vektörü olduğu görülür. Bilgi vektörü, bit ayırıcı ünitesi tarafından $m = m_1 + m_2$ biçiminde olacak şekilde $m_1 = \log_2(N_T)$ bitlik ve $m_2 = \log_2(M)$ bit boyutunda alt vektörlere (sub vectors) ayrılır ve iletişim bu alt vektörler üzerinden gerçekleştirilir.

Sönümlemeye uğramış ve gürültülü sinyal ise şu şekilde verilir:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\gamma} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (3.6)$$

Bu denklemin içerisinde, γ SNR ifadesini temsil eder, $\mathbf{x}$ iletim vektörüdür, $\mathbf{H}$ matrisi, $N_R \times N_T$ boyutlarındadır ve kablosuz haberleşme kanalını temsil eder; aynı zamanda Rayleigh dağılımını ya da Nakagami- m dağılımını takip etmektedir. $\mathbf{n}$ ifadesi ise sıfır ortalamalı N_R boyutlu ve N_0 varyanslı karmaşık Gauss rastgele sürecini temsil etmektedir.

Daha önce de anlatıldığı gibi, HQAM-SM tekniği anten indisini veri iletimi için aynı SM'de olduğu gibi ekstra bir boyut olarak kullanır. Bunu yapmak için bir HQAM-SM haritalayıcı üretilir ve bu ifadenin üzerinden sembol indisi ile birleştirilmiş bir iletim vektörü üretilir:

$$\mathbf{x}_{ik} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \underset{\substack{\uparrow \\ i. \text{ pozisyon}}}{x_k} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (3.7)$$

burada i SM'nin aktif anten indisini temsil etmektedir, x_k ise HQAM takımyıldızının k . sembolünü ifade etmektedir. Bu durumda, i . indisine sahip iletim anteni, sembol iletimi sırasında aktif olarak kalır; diğer antenler uyku modundadır. Eğer x_k sembolü i indisine sahip iletim anteninden iletilirse, kanal çıkışı şu şekilde ifade edilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_i x_k + \mathbf{n}. \quad (3.8)$$

burada, $\mathbf{h}_i$ ifadesi $\mathbf{H}$ vektörünün i . sütunu olarak ifade edilmektedir. HQAM-SM'nin kanal girişlerinin yaklaşık olarak eşit olduğu varsayıldığından, en optimal detektör ML ilkesine göre bulunabilir:

$$\left[\hat{i}, \hat{k} \right] = \arg \max_{i,k} p_y \{ \mathbf{y} | \mathbf{x}_{ik}, \mathbf{H} \} = \sqrt{\gamma} \left\| \mathbf{a}_{ik} \right\|_F^2 - 2 \Re \{ \mathbf{y}^H \mathbf{a}_{ik} \}, \quad (3.9)$$

burada, $\mathbf{a}_{ik} = \mathbf{h}_i x_k$ şeklinde tanımlanmaktadır; ayrıca $1 \leq i \leq N_T$ ve $1 \leq k \leq M$ şeklindedir. $p_y\{\mathbf{y} | \mathbf{x}_{ik}, \mathbf{H}\} = \pi^{-N_R} \exp\left(-\|\mathbf{y} - \mathbf{x}_{ik} \mathbf{H}\|_F^2\right)$ ise hem x_{ik} 'ye hem de kanala ($\mathbf{H}$) göre koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonudur.

3.3.1. HQAM-SM Tekniğinin Rayleigh Sönümlemeli Kanallar için Performans Analizi

HQAM-SM sisteminin performansı “birleşim üst sınırı (union-bound)” tekniği (J. G. Proakis and M. Salehi 2013) kullanılarak kolaylıkla bulunabilir. HQAM-SM için ortalama bit hata olasılığı (average bit error rate, ABER) şu şekilde sınırlanabilir:

$$P_e = E_x \left[\sum_{i,k} n(k, \hat{k}) P(\mathbf{x}_{ik} \rightarrow \mathbf{x}_{\hat{k}}) \right] = \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{k=1}^M \sum_{\hat{i}=1}^{N_T} \sum_{\hat{k}=1}^M \frac{n(k, \hat{k}) P(\mathbf{x}_{ik} \rightarrow \mathbf{x}_{\hat{k}})}{N_T M}, \quad (3.10)$$

burada, $n(k, \hat{k})$, x_k ve $x_{\hat{k}}$ arasındaki bit hatası sayısıdır ve $P(\mathbf{x}_{ik} \rightarrow \mathbf{x}_{\hat{k}})$ ise $\mathbf{x}_{ik}$ iletildiğinde $\mathbf{x}_{\hat{k}}$ 'ya karar vermenin çift hata olasılığını (pairwise error probability, PEP). (3.9) denklemini kullanılarak $\mathbf{H}$ 'ye bağlı PEP ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned} P(\mathbf{x}_{ik} \rightarrow \mathbf{x}_{\hat{k}} | \mathbf{H}) &= P\left(\sqrt{\gamma} \|\mathbf{a}_{ik}\|_F^2 - 2\Re\{\mathbf{y}^H \mathbf{a}_{ik}\} > \sqrt{\gamma} \|\mathbf{a}_{\hat{k}}\|_F^2 - 2\Re\{\mathbf{y}^H \mathbf{a}_{\hat{k}}\}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \|\mathbf{a}_{ik} - \mathbf{a}_{\hat{k}}\|_F\right), \end{aligned} \quad (3.11)$$

burada, koşulsuz çift hata olasılığı (unconditional pairwise error probability, UPEP) aşağıdaki gibi verilebilir:

$$P(\mathbf{x}_{ik} \rightarrow \mathbf{x}_{\hat{k}}) = \mu_\alpha^{N_R} \sum_{t=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1+t}{t} [1 - \mu_\alpha]^t, \quad (3.12)$$

burada, $\mu_\alpha = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\sigma_\alpha^2}{1 + \sigma_\alpha^2}}\right)$, $\sigma_\alpha^2 = \frac{\gamma(|x_k|^2 + |x_{\hat{k}}|^2)}{4}$ şeklindedir. (3.12)'yi (3.10)'un

içerisinde kullanarak, HQAM-SM sisteminin BER ifadesi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$P_e \leq \sum_{k=1}^M \sum_{\hat{k}=1}^M \frac{N_T n(k, \hat{k}) \mu_\alpha^{N_R} \sum_{t=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1+t}{t} [1-\mu_\alpha]^t}{M}. \quad (3.13)$$

3.3.2. HQAM-SM Tekniğinin Nakagami- m Sönümlmeli Kanallar için Performans Analizi

HQAM-SM sisteminin performansı ortalama bit hata olasılığı (average bit error probability, ABEP) ifadesi birleşim üst sınırı tekniği kullanılarak aşağıdaki gibi şu şekilde yazılabilir:

$$BER = \frac{1}{2^p} \sum_{k=1}^{2^p} \sum_{t=1}^{2^p} \frac{e_{k,t}}{p} \bar{P}_e(\mathbf{u}_k \rightarrow \hat{\mathbf{u}}_t), \quad (3.14)$$

burada yine, $\bar{P}_e(\mathbf{u}_k \rightarrow \hat{\mathbf{u}}_t)$, ise $\mathbf{u}_k$ iletildiğinde $\hat{\mathbf{u}}_t$ 'ya karar vermenin PEP'ini ifade etmektedir ve $e_{k,t}$ ise ilişkili PEP olayının hatalı bit sayısıdır. p ise toplam bit sayısını ifade eder.

(3.14)'teki koşullu çift hata olasılığı (conditional pairwise error probability, CPEP) kanal matrisi $\mathbf{H}$ 'ye bağlı olup aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\bar{P}_e(\mathbf{u}_k \rightarrow \hat{\mathbf{u}}_t | \mathbf{H}) = Q\left(\mathfrak{E} \|\mathbf{H}\mathfrak{F}\|^2\right) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(\frac{-\mathfrak{E} \|\mathbf{H}\mathfrak{F}\|_F^2}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta, \quad (3.15)$$

burada, $\mathfrak{E} = \frac{1}{2\sigma_n^2}$ ve $\mathfrak{F} = \mathfrak{A}_j - \mathfrak{A}_{\hat{j}}$ şeklindedir ve $\mathfrak{A}_j \in \mathfrak{S}$ şeklinde ifade edilebilir.

$\mathfrak{S}$ burada 2^p boyutludur, veri simgelerinin ve uzaysal simgelerin tüm olası kombinasyonlarını içermektedir. (3.15) denkleminin kanal bazında ortalama değeri alındığında, UPEP şu şekilde tanımlanabilir:

$$\bar{P}_e(\mathbf{u}_k \rightarrow \hat{\mathbf{u}}_t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathfrak{M}_{\mathfrak{X}} \left(-\frac{\mathfrak{E}}{2 \sin^2 \theta} \right) d\theta, \quad (3.16)$$

burada, $\mathfrak{M}_{\mathfrak{X}}$ ifadesi $\mathfrak{X} = \|\mathbf{H}\mathfrak{F}\|_F^2$ rastgele değişkeninin moment üretici fonksiyonu (moment generating function, MGF) olup aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\mathfrak{M}_{\mathfrak{X}} \left(-\frac{\mathfrak{E}}{2 \sin^2 \theta} \right) = E \left[\exp \left(-\frac{\mathfrak{E}}{2 \sin^2 \theta} \mathfrak{X} \right) \right], \quad (3.17)$$

burada, $E(\cdot)$ ifadesi ortalama alma operatörü olarak verilmiştir. (3.17)'deki $\mathfrak{X}$ değişkeni ise şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathfrak{X} = \|\mathbf{H}\mathfrak{F}\|_F^2 = \text{Tr}(\mathbf{H}\mathfrak{F}\mathfrak{F}^H \mathbf{H}^H) = \text{vec}(\mathbf{H}^H)^H (\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathfrak{F}\mathfrak{F}^H) \text{vec}(\mathbf{H}^H), \quad (3.18)$$

burada, $\mathbf{I}_{N_R}$ ifadesi $N_R \times N_R$ boyutlu kare birim matrisini ifade etmektedir ve $\text{vec}(\cdot)$ ifadesi ise vektörizasyon operatörünü ifade etmektedir. Hermityen matris özelliği kullanılırsa (3.17)'nin MGF'si şu şekilde ifade edilir:

$$\mathfrak{M}_{\mathfrak{X}}(s) = \frac{\exp \left(s \times \bar{\mathbf{H}}^H \Lambda (\mathbf{I}_{N_T N_R} - s \mathbf{C}_{\mathbf{H}} \Lambda)^{-1} \bar{\mathbf{H}} \right)}{|\mathbf{I}_{N_T N_R} - s \mathbf{C}_{\mathbf{H}} \Lambda|}, \quad (3.19)$$

burada, $\Lambda = (\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathfrak{F}\mathfrak{F}^H)$ şeklindedir. Ortalama ve kovaryans matrisi, Nakagami- m sönümlmeli kanal için sırasıyla $\bar{\mathbf{H}}$ ve $\mathbf{C}_{\mathbf{H}}$ olarak belirlenebilir ve bunlar aşağıda verilen formüllerle ifade edilebilir:

$$\bar{\mathbf{H}} = \frac{\Gamma(m/2 + 0.5)}{\Gamma(m/2) \sqrt{m/2}} e^{j\frac{\pi}{4}} \times \text{vec}(\mathbf{1}_{N_R N_T}), \quad (3.20)$$

$$\mathbf{C}_H = \left(\mathbf{1} - \frac{2}{m} \left(\frac{\Gamma\left(\frac{m}{2}\right) + 0.5}{\Gamma\left(\frac{m}{2}\right)} \right)^2 \right) \times \mathbf{I}_{N_R \times N_T}, \quad (3.21)$$

burada, $\mathbf{1}$ bir matristir, $N_R \times N_T$ boyutludur ve bu matrisin tüm elemanları “1” dir. (3.18) denklemi (3.14)’te yerine yazılırsa Nakagami- m kanalları üzerinde çalışan HQAM-SM sistemi için UPEP değerinin son formülasyonu aşağıda belirtilmiştir:

$$\bar{P}_e(\mathbf{u}_k \rightarrow \hat{\mathbf{u}}_t) \leq \frac{1}{2} \frac{\exp\left[-\frac{\mathfrak{E}}{2} \bar{\mathbf{H}}^H \Lambda \left(\mathbf{I}_{N_T N_R} + \frac{\mathfrak{E}}{2} \mathbf{C}_H \Lambda \right)^{-1} \bar{\mathbf{H}}\right]}{\left| \mathbf{I}_{N_T N_R} + \frac{\mathfrak{E}}{2} \mathbf{C}_H \Lambda \right|}. \quad (3.22)$$

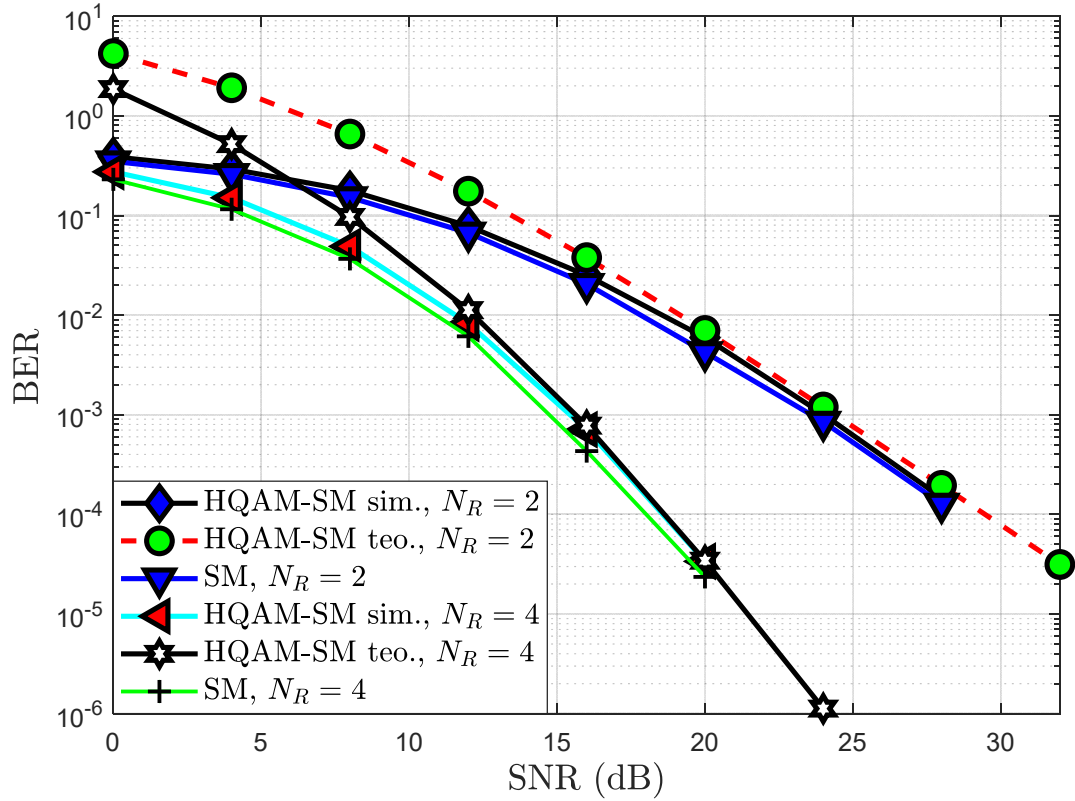
(3.22) denklemi (3.14)’te yerine yazılırsa HQAM-SM sisteminin son BER ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$BER = \frac{1}{2^p} \sum_{k=1}^{2^p} \sum_{t=1}^{2^p} \left(\frac{\exp\left[-\frac{\mathfrak{E}}{2} \bar{\mathbf{H}}^H \Lambda \left(\mathbf{I}_{N_T N_R} + \frac{\mathfrak{E}}{2} \mathbf{C}_H \Lambda \right)^{-1} \bar{\mathbf{H}}\right]}{\left| \mathbf{I}_{N_T N_R} + \frac{\mathfrak{E}}{2} \mathbf{C}_H \Lambda \right|} \right), \quad (3.23)$$

3.3.3. HQAM-SM Tekniğinin Simülasyon Sonuçları

Bu çalışmada, incelenen HQAM-SM sistemine ait simülasyon sonuçları, hem Rayleigh hem Nakagami- m sönümlemesine tâbi kanallar üzerinden incelenmiştir. İletim sırasında kullanılan simgelerin kestiriminde, ML algoritması tercih edilmiştir. Ortalama BER performansı, Monte Carlo simülasyon yöntemleri vasıtasıyla hesaplanmıştır. Burada, $\text{SNR(dB)} = 10 \log_{10}(E_s / N_0)$ şeklinde ifade edilmektedir ve E_s ortalama sembol enerjisini temsil etmektedir.

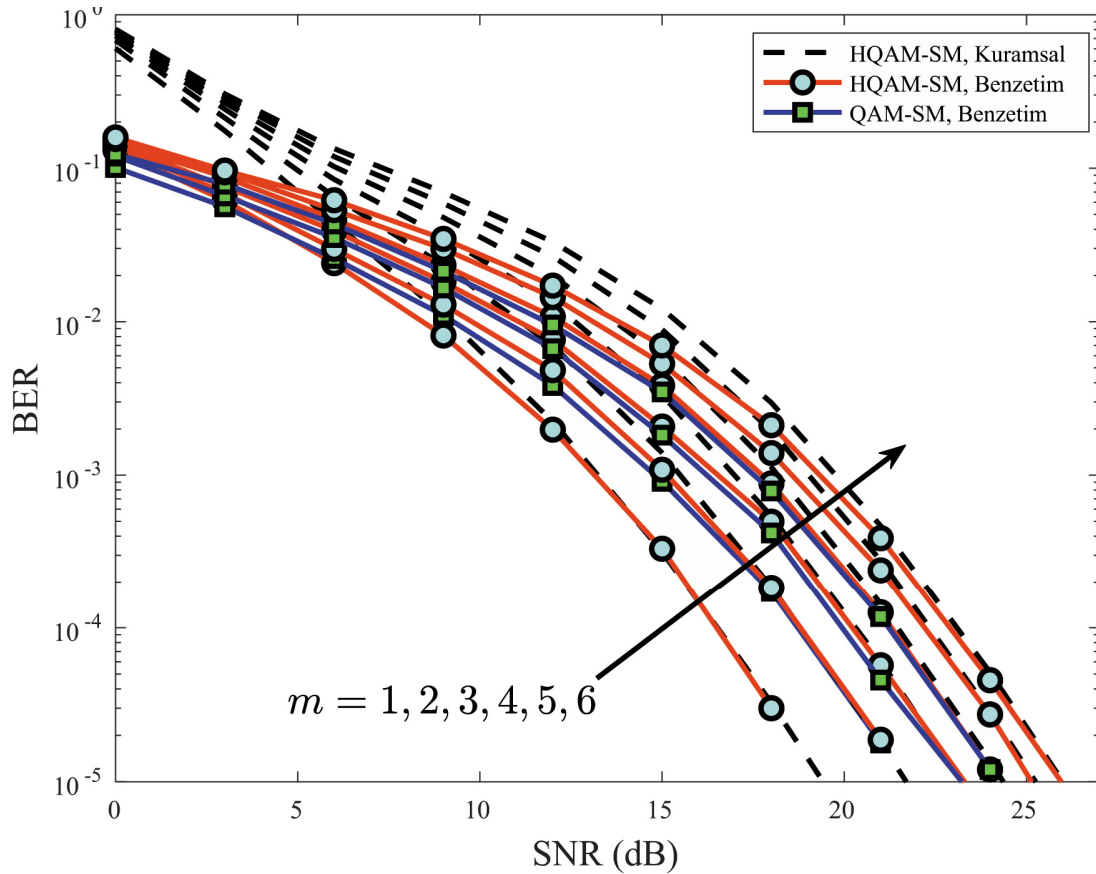
HQAM-SM ve SM yöntemlerinin Rayleigh sönümleme kanallarında $m=6$ bit için teorik ve simülasyon BER performans eğrileri $M=16$, $N_R=2$ ve $N_R=4$ olduğunda Şekil 3.5'te sunulmuştur. Simetrik HQAM-SM ve SM teknikleri anten indisi ile 2 bit ve 16-QAM sembolü ile 4 bit iletir.



Şekil 3.5 $M=16$, $N_T=4$ ve $N_R=2,4$ için HQAM-SM ve SM sistemlerinin Rayleigh sönümleme kanallarında performans karşılaştırmaları

Şekil 3.6'da simetrik ve "double diamond" HQAM-SM ve SM tekniklerinin $N_T=N_R=4$ için teorik ve simülasyon ortalama BER performans karşılaştırma eğrilerini göstermektedir. Bu simülasyonlar Rayleigh tipi kanallar için yapılmıştır. $m=5$ bit için, DDHQAM-SM ve SM'de $M=8$ olarak seçilmiştir, diğer yandan $m=8$ bit için simetrik HQAM-SM ve SM'de $M=64$ olarak seçilmiştir.

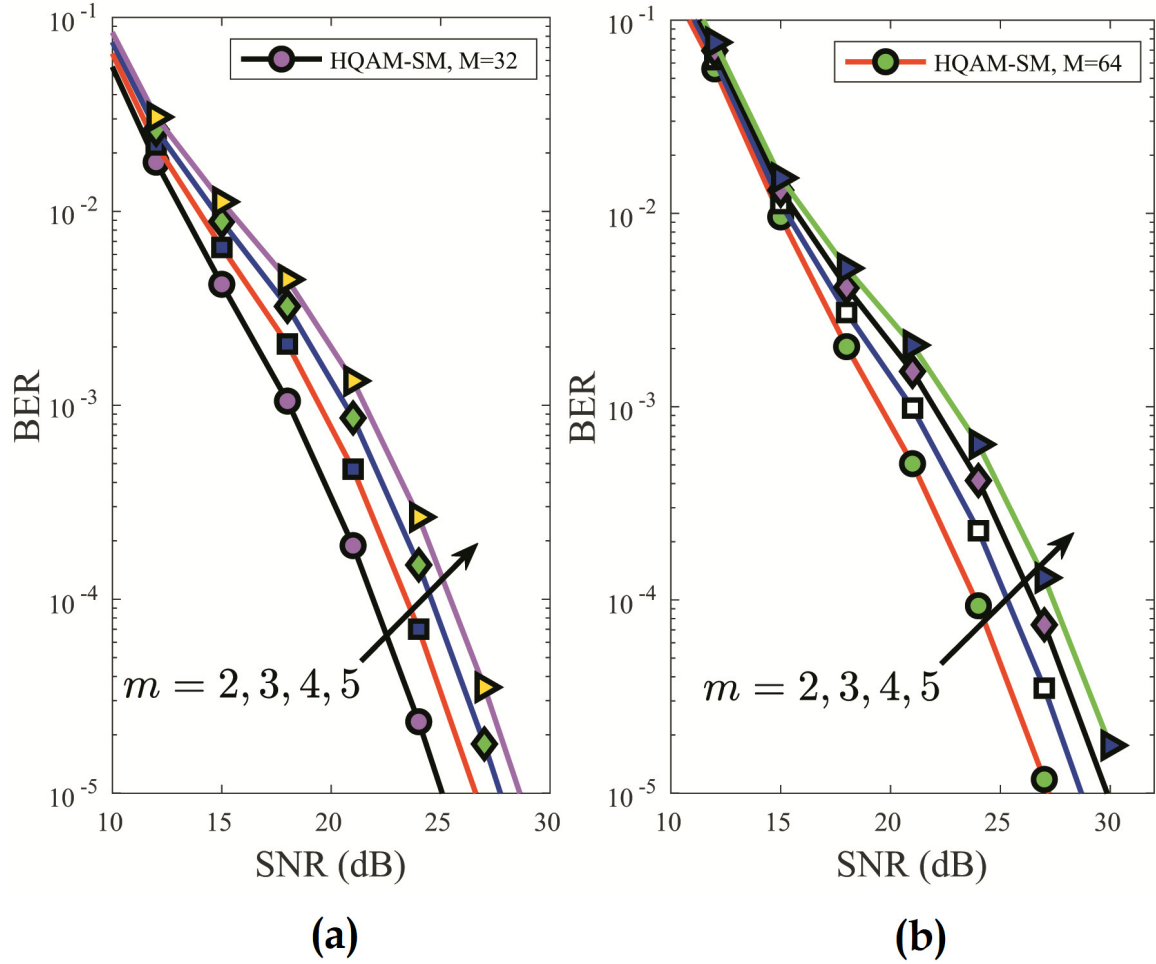
Şekil 3.6’da, $M=8$ ve Nakagami- m parametreleri sırasıyla 1,2,3,4,5,6 durumları için, HQAM-SM ve QAM-SM metodlarının 5 bit için BER performans grafikleri gösterilmiştir. Burada, 2 bit anten indisi ile 3 bit sembol verisi ile taşınmaktadır.



Şekil 3.6 $M = 8$, $m = 5$ ve $N_T = N_R = 4$ için HQAM-SM ve SM sistemlerinin Nakagami- m sönmüleme kanallarında performans karşılaştırmaları

Şekil 3.7’de, $M=32,64$ ve Nakagami- m parametresi 2, 3, 4, 5 değerlerinde HQAM-SM metodunun (a) 7 bit ve (b) 8 bit ilettiği durumlar için BER performans eğrileri yer almaktadır. Şekil 3.7 (a) ve (b) kısımlarında TQAM yıldız diyagramı kullanılmıştır. Şekil 3.7 (a)’da 2 bit anten indisi ile ve 5 bit modülasyonlu semboller ile; Şekil 3.7 (b)’de ise 2 bit anten indisi ile ve 6 bit modülasyonlu semboller ile taşınmaktadır. Sonuç olarak, yüksek SNR değerlerinde HQAM-SM metodunun

QAM-SM metoduna benzer bir performans sergilediği görülmektedir. Ayrıca, Şekil 3.6 ve Şekil 3.7’de belirtildiği üzere, Nakagami- m parametresinin artmasıyla sistem performansının düştüğü gözlemlenmiştir.



Şekil 3.7 a) $M = 32$, $m = 7$ ve b) $M = 64$, $m = 8$ bit için HQAM-SM ve SM sistemlerinin Nakagami- m sönmüleme kanallarında performans karşılaştırmaları

Neticede yukarıda bahsi geçen tüm simülasyon sonuçları göz önüne alındığında, önerilen yöntemin SM tekniğine kıyasla yüksek SNR’de eşdeğer performansa sahip olduğu ve daha az iletim enerjisi tükettiği görülmektedir.

3.3.4. Sonuç

Bu kısımda, yeni nesil haberleşme teknolojileri için önemli bir adım olan SM ve HQAM sistemlerinin entegrasyonu ile geliştirilen, Rayleigh ve Nakagami- m sönümlemesi yaşayan kanallar için tasarlanmış, enerji verimliliği ve yüksek hızda veri iletimi sunan yeni bir MIMO iletim yöntemi, HQAM-SM, sunulmuştur. Bu yenilikçi teknik, HQAM'nin enerji verimliliği ve düşük enerji seviyelerinde daha iyi simge ayrımı sağlama özellikleri sayesinde, geleneksel SM metoduna üstün bir alternatif olarak öne çıkmaktadır. Yapılan bilgisayar simülasyonları, önerilen HQAM-SM sisteminin, SM metoduna kıyasla Rayleigh ve Nakagami- m kanallarda daha az iletim enerjisi kullanırken, yüksek SNR seviyelerinde benzer hata performansı sergilediğini doğrulamıştır.

3.4. HQAM-QSM Tekniği

Bu çalışmada, akılcı bir MIMO iletim tekniği olan ve literatürdeki son çalışmalarda sıklıkla karşılaşılan QSM tekniği ile sembolleri optimum bir şekilde birleştirmeyi vaat eden HQAM takımyıldızı tekniği birleştirilmiştir. Bu yeni MIMO şeması HQAM-QSM olarak adlandırılmıştır. HQAM takımyıldızı tekniği, sembol ayrımı açısından, geleneksel QAM takımyıldızına göre aynı güç varsayımı altında daha iyi sonuçlar veren ve enerji verimliliği söz konusu olduğunda daha sık karşılaşılan bir tekniktir. HQAM sembollerinin doğası gereği, QSM sistemi uygulandığında hata tabanı oluşur. Bu nedenle, bu çalışmada Bölüm 3.1.2'de önerildiği üzere, HQAM sembolleri döndürülerek optimum açı elde edilir. Bu optimum açı ile hata tabanının ortadan kalktığı ve sistemin performansının arttığı görülmüştür. Ayrıca HQAM tekniği ile özellikle yüksek SNR değerlerinde QAM ile benzer BER değerleri elde edilmektedir. Bu noktadan hareketle, bu çalışmada, geleneksel modülasyonlu QAM sembolleri yerine enerji verimli HQAM sembolleri kullanan ve aynı zamanda bilgiyi iki aktif anten üzerinde etkin bir şekilde taşıyan rasyonel HQAM-QSM tekniği önerilmiştir. HQAM-QSM tekniğinin performans analizi Rayleigh sönümlemeli kanallar üzerinde gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, mükemmel

olmayan kanal bilgisinin önerilen tekniğin performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir.

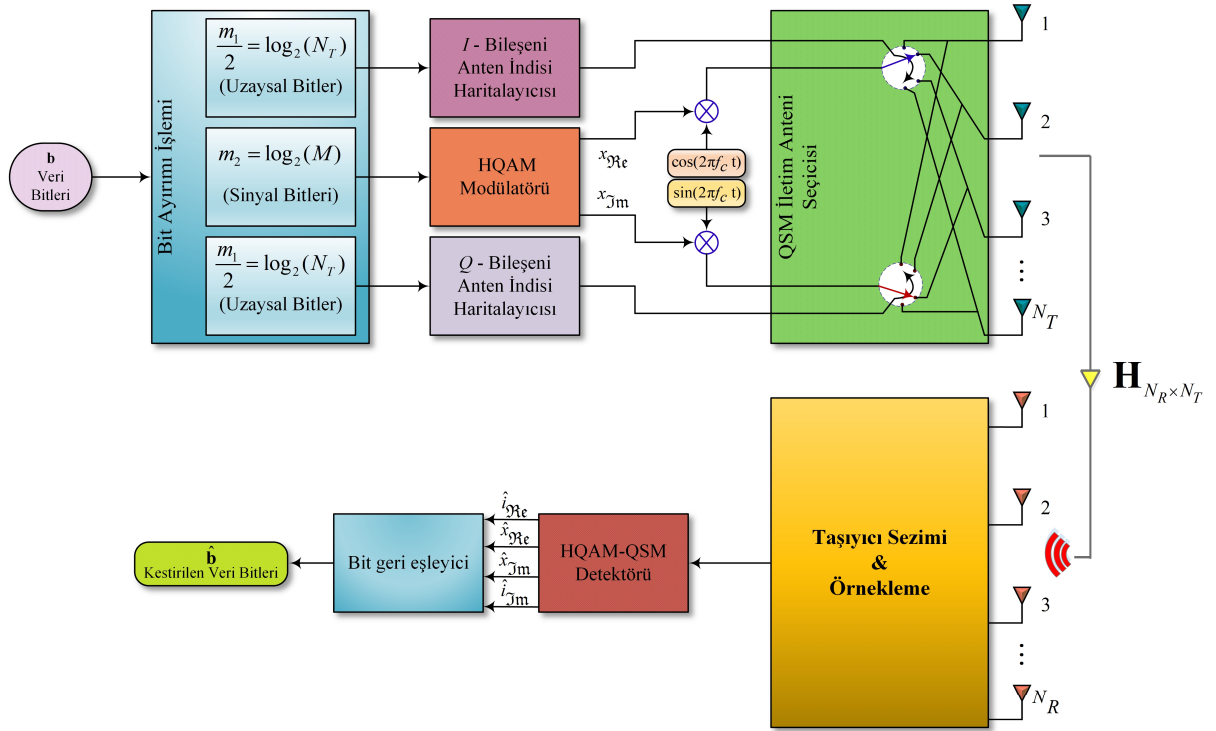
3.4.1. HQAM-QSM Tekniğinin Literatüre Katkısı

Bu çalışmada, HQAM-QSM adı verilen ve QSM yöntemine enerji verimliliği açısından iyileştirmeler sağlayacak yeni bir modülasyon tekniği önerilmektedir. Bu çalışmanın ana katkıları aşağıdaki gibi sunulmuştur:

1. HQAM ve QSM tekniklerini birleştirerek, yeni ve yüksek veri oranlı bir iletişim tekniği önerilmiş ve performansı QSM, SM ve M-QAM gibi iyi bilinen iletişim teknikleriyle karşılaştırılmıştır.
2. Mükemmel olmayan kanal bilgisinin önerilen tekniğin performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir.
3. Önerilen yeni teknik, QSM tekniğinde, özellikle yüksek SNR değerlerinde, QAM takımyıldızlarına benzer bir hata oranı sağlarken altıgen takımyıldızının enerji verimli yapısından yararlanır.
4. QAM takımyıldızlarından farklı olarak HQAM takımyıldızları incelendiğinde birçok sembolün gerçek ve/veya imajiner kısmının sıfır olduğu kolayca görülebilir. QSM sisteminde bu sembollerin doğrudan kullanılması durumunda sıfır bileşenlerin iletildiği anten indislerinde taşınan bitlerin elde edilmesi mümkün değildir. Böyle bir durumda hata tabanı oluşur. Bu durumu çözmek için HQAM sembollerinin QSM sisteminde optimum açıyı bulacak şekilde döndürülmesi önerilmiştir. Ayrıca, çeşitli HQAM takımyıldızlarının optimum açı değerleri bulunmuş ve bu değerler simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır.
5. Önerilen HQAM-QSM şemasının ortalama bit hata olasılığı (average bit error probability, ABEP), birleştirme sınırı (union bound) tekniğine dayalı olarak türetilmiştir.

3.4.2. HQAM-QSM Tekniğinin Sistem Modeli

Şekil 3.8, önerilen HQAM-QSM sistemine ait sistem modelini sunmaktadır. Bu sistem, hem gönderici hem de alıcı antenleri içeren bir yapıya sahiptir. QSM sistemi, SM sistemine benzer şekilde, antenler aracılığıyla geleneksel sembollerin ötesinde veri iletimi gerçekleştirmektedir. Bu iletim, I ve Q kanalları üzerinden gerçekleştiği için, veri hızının artması ve ICI sorununun ortadan kalkması sağlanmaktadır. Önerilen sistemde, QSM tekniği, enerji verimliliği açısından üstün olan HQAM takımyıldızı şemalarını kullanarak geleneksel takımyıldızı düzenlerinden ayrılmaktadır.



Şekil 3.8 HQAM-QSM yönteminin sistem modeli

HQAM-QSM sisteminin sistem modeli incelendiğinde $1 \times m$ büyüklüğündeki $\mathbf{b}$ bilgi vektörünün verici tarafından iletilecek bilgi vektörü olduğu görülür. Verici terminalinde bu $\mathbf{b}$ bilgi vektörü $m_1 = \log_2(N_T^2)$ ve $m_2 = \log_2(M)$ bit uzunluğunda

alt bilgi vektörlerine ($m = m_1 + m_2$) bölünmektedir ve haberleşme bu alt vektörler aracılığıyla gerçekleştirilmektedir. Sinyal takımyıldızı sembolü x , $x_{\Re}$ ve $x_{\Im}$ olarak iki ayrı alt bileşene ayrılır ve bu şekilde $x = x_{\Re} + jx_{\Im}$ formülüyle ifade edilir. Bu işlem, tek bir IQ-RF zinciri tarafından gerçekleştirilmektedir.

$$x = \Re \left[x e^{-j2\pi f_c t} \right] = x_{\Re} \cos(2\pi f_c t) + x_{\Im} \sin(2\pi f_c t). \quad (3.24)$$

(3.24) denkleminde de görülebileceği üzere, $x_{\Re}$ kosinüs taşıyıcısı üzerinden, $x_{\Im}$ ise sinüs taşıyıcısı üzerinden iletilmektedir. QSM sistemine özgü olarak, SM sisteminden farklı olarak, $\log_2(N_T)$ kadar ekstra bitler hem I hem de Q kanalları üzerinden gönderilmektedir. Bu durumda, bitlerin gerçek kısmı I kanalı üzerinden, imajiner kısmı ise Q bileşeni üzerinden iletilmektedir. Daha önce de belirtildiği gibi, I ve Q kanalları birbirine dik olduğundan, alıcı tarafta ICI tamamen önlenmektedir.

Sönümlenmiş ve gürültüye uğramış QSM sinyali şu şekilde verilebilir:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} (\mathbf{x}_{\Re} + j\mathbf{x}_{\Im}) + \mathbf{n} \\ &= \sqrt{E_s} (\mathbf{h}_{\ell_{\Re}} x_{\Re} + j\mathbf{h}_{\ell_{\Im}} x_{\Im}) + \mathbf{n}, \quad \ell_{\Re}, \ell_{\Im} \in \{1, \dots, N_T\}. \end{aligned} \quad (3.25)$$

E_s burada sembol enerjisini ifade etmektedir; x HQAM sembolünü göstermektedir. $\mathbf{H}$ matrisinin $h_{i,j}$ 'inci elemanı ise i . verici anten ve j . alıcı anten arasındaki kanal kazancını tanımlamaktadır. $\mathbf{h}_{\ell_{\Re}}$ ve $\mathbf{h}_{\ell_{\Im}}$ sırasıyla $\mathbf{H}$ matrisinin $\ell_{\Re}$ 'inci ve $\ell_{\Im}$ 'inci kolonlarını göstermektedir. Yani, $\mathbf{h}_{\ell_{\Re}} = [h_{1,\ell_{\Re}}, h_{2,\ell_{\Re}}, \dots, h_{N_R,\ell_{\Re}}]^T$ ve $\mathbf{h}_{\ell_{\Im}} = [h_{1,\ell_{\Im}}, h_{2,\ell_{\Im}}, \dots, h_{N_R,\ell_{\Im}}]^T$ şeklindedir. Burada, $\mathbf{h}_{\ell_{\Re}}$ ve $\mathbf{h}_{\ell_{\Im}}$ $\mathcal{CN}(0, \sigma_h^2 = 1)$ dağılımını takip etmektedir. $\mathbf{n}$ ise N_R boyutlu karmaşık değişken gauss rastgele değişkenidir ve varyansı N_0 'dır, yani $\mathcal{CN}(0, N_0)$ şeklindedir.

Alıcı tarafının kusursuz kanal bilgisi olduğu varsayıldığında, QSM sistemi için ML kod çözücüsü aşağıda sunulmuştur:

$$\begin{aligned}
\left[\hat{\ell}_{\mathcal{H}_e}, \hat{\ell}_{\mathcal{J}_m}, \hat{x}_{\mathcal{H}_e}, \hat{x}_{\mathcal{J}_m} \right] &= \arg \min_{\ell_{\mathcal{H}_e}, \ell_{\mathcal{J}_m}, x_{\mathcal{H}_e}, x_{\mathcal{J}_m}} \left\| \mathbf{y} - \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{x} \right\|^2 \\
&= \arg \min_{\ell_{\mathcal{H}_e}, \ell_{\mathcal{J}_m}, x_{\mathcal{H}_e}, x_{\mathcal{J}_m}} \left\| \mathbf{y} - \sqrt{E_s} (\mathbf{h}_{\ell_{\mathcal{H}_e}} x_{\mathcal{H}_e} + j \mathbf{h}_{\ell_{\mathcal{J}_m}} x_{\mathcal{J}_m}) \right\|^2 \\
&= \arg \min_{\ell_{\mathcal{H}_e}, \ell_{\mathcal{J}_m}, x_{\mathcal{H}_e}, x_{\mathcal{J}_m}} \left\{ \|\mathbf{a}\|^2 - 2 \Re \{ \mathbf{y}^H \mathbf{a} \} \right\}.
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Burada, $(.)^H$ bir vektörün Hermityenini ifade etmektedir, $\| . \|$ bir vektörün normunu ifade etmektedir ve $\mathbf{a} = \sqrt{E_s} (\mathbf{h}_{\ell_{\mathcal{H}_e}} x_{\mathcal{H}_e} + j \mathbf{h}_{\ell_{\mathcal{J}_m}} x_{\mathcal{J}_m})$ şeklindedir. Son olarak, kestirilen anten indisleri $(\hat{\ell}_{\mathcal{H}_e}, \hat{\ell}_{\mathcal{J}_m})$ ve veri sembolleri $(\hat{x}_{\mathcal{H}_e}, \hat{x}_{\mathcal{J}_m})$ kullanılarak orijinal bilgi bitleri elde edilir.

3.4.3. Mükemmel olmayan Kanal Bilgisinin HQAM-QSM Tekniği Üzerindeki Etkisi

Bu bölümde, alıcıda mükemmel CSI olmaması durumunda kanal kestirim hatasının HQAM-QSM sistemi üzerindeki etkisi sunulacaktır. Kanal katsayılarının kestirimi ile kestirim hatası arasında bir ortogonalite olduğu varsayılırsa, $h_{i,j}$ ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir (Raed Mesleh and Ikki 2015):

$$\hat{h}_{i,j} = h_{i,j} + \epsilon_{h_{i,j}}, \tag{3.27}$$

burada $\hat{h}$ kanal katsayılarının kestirimini temsil eder. $\hat{h}$ ve $h_{i,j}$ 'nin birlikte ergodik ve durağan Gauss sürecine sahip olduğu varsayılır. $\epsilon_{h_{i,j}}$ kanal kestirim hatası olarak tanımlanır ve sıfır ortalamalı ve σ_ϵ^2 varyanslı karmaşık Gauss değişkeni olarak modellenir, yani $\mathcal{CN}(0, \sigma_\epsilon^2)$. Bu modelde σ_ϵ^2 kanal kestirim performansındaki değişimi göstermek için kullanılır ve kanal kestirim yöntemlerine ve kanal dinamiklerine göre farklı tanımlanabilir. Ortogonal pilot kanal kestirim sembollerinin kullanıldığı varsayıldığında, pilot sembol sayısı arttıkça kestirim hatası doğrusal olarak azalmaktadır.

Eksik kanal bilgisi durumunda, (3.26)'daki ML detektörü HQAM-QSM sistemi için aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$\begin{aligned}
\left[\hat{\ell}_{\mathfrak{R}_e}, \hat{\ell}_{\mathfrak{I}_m}, \hat{x}_{\mathfrak{R}_e}, \hat{x}_{\mathfrak{I}_m} \right] &= \arg \min_{\ell_{\mathfrak{R}_e}, \ell_{\mathfrak{I}_m}, x_{\mathfrak{R}_e}, x_{\mathfrak{I}_m}} \left\| \mathbf{y} - \sqrt{E_s} \hat{\mathbf{H}} \mathbf{x} \right\|^2 \\
&= \arg \min_{\ell_{\mathfrak{R}_e}, \ell_{\mathfrak{I}_m}, x_{\mathfrak{R}_e}, x_{\mathfrak{I}_m}} \left\| \mathbf{y} - \sqrt{E_s} (\hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}_e}} x_{\mathfrak{R}_e} + j \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}_m}} x_{\mathfrak{I}_m}) \right\|^2 \\
&= \arg \min_{\ell_{\mathfrak{R}_e}, \ell_{\mathfrak{I}_m}, x_{\mathfrak{R}_e}, x_{\mathfrak{I}_m}} \left\{ \|\tilde{\mathbf{a}}\|^2 - 2 \Re \{ \mathbf{y}^H \tilde{\mathbf{a}} \} \right\}.
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Burada $\tilde{\mathbf{a}} = \sqrt{E_s} (\hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}_e}} x_{\mathfrak{R}_e} + j \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}_m}} x_{\mathfrak{I}_m})$ kanal katsayılarının kestirimini temsil eder. $\hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}_e}}$ ve $\hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}_m}}$ ise $\hat{\mathbf{H}}$ matrisinin $\ell_{\mathfrak{R}_e}$ 'inci ve $\ell_{\mathfrak{I}_m}$ 'inci kolonlarıdır. Yani, $\hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}_e}} = [\hat{h}_{1, \ell_{\mathfrak{R}_e}}, \hat{h}_{2, \ell_{\mathfrak{R}_e}}, \dots, \hat{h}_{N_R, \ell_{\mathfrak{R}_e}}]^T$ ve $\hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}_m}} = [\hat{h}_{1, \ell_{\mathfrak{I}_m}}, \hat{h}_{2, \ell_{\mathfrak{I}_m}}, \dots, \hat{h}_{N_R, \ell_{\mathfrak{I}_m}}]^T$ şeklindedir.

3.4.4. HQAM-QSM Tekniğinin Performans Analizi

HQAM-SM sisteminin ABEP ifadesi birleşim üst sınırı tekniği kullanılarak aşağıdaki gibi şu şekilde yazılabilir:

$$P_e = \frac{1}{2^m} \sum_{i=1}^{2^m} \sum_{j=1}^{2^m} \frac{1}{m} P(\mathbf{a}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j) e_{i,j}, \tag{3.29}$$

burada, $m = \log_2(N_T^2 M)$ ifadesi aktif anten indisinde ve modüleli sembollerde iletilen toplam bit sayısını ifade etmektedir. $e_{i,j}$ ise ilişkili PEP olayının hatalı bit sayısıdır. $P(\mathbf{a}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j)$ APEP ifadesini belirtmektedir. $\mathbf{a}_i = \sqrt{E_s} (\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}_e}} x_{\mathfrak{R}_e} + j \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}_m}} x_{\mathfrak{I}_m})$ ve $\hat{\mathbf{a}}_j = \sqrt{E_s} (\mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}_e}} \hat{x}_{\mathfrak{R}_e} + j \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}_m}} \hat{x}_{\mathfrak{I}_m})$ şeklindedir.

HQAM-QSM sisteminin CPEP'i şu şekilde verilebilir:

$$P(\mathbf{a}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j | \mathbf{H}) = P\left(\left\| \mathbf{y} - \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{x} \right\|^2 > \left\| \mathbf{y} - \sqrt{E_s} \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}} \right\|^2\right) = Q\left(\sqrt{\frac{\left\| \mathbf{H}(\mathbf{a}_i - \hat{\mathbf{a}}_j) \right\|^2}{2N_0}}\right), \tag{3.30}$$

burada, $Q(y)$, Q fonksiyonudur. $Q(y) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{(-y^2/2 \sin^2 \theta)} d\theta$ şeklindedir ve dolayısıyla CPEP şu şekilde ifade edilebilir:

$$P(\mathbf{a}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j | \mathbf{H}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp \left(-\frac{\|\mathbf{H}(\mathbf{a}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j)\|^2}{4N_0 \sin^2 \theta} \right) d\theta. \quad (3.31)$$

burada, HQAM-QSM şeması için UPEP, MGF dikkate alınarak ve (3.31) denkleminin ortalaması alınarak aşağıdaki gibi belirlenir:

$$P(\mathbf{a}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \frac{\|\mathbf{a}_i - \hat{\mathbf{a}}_j\|^2}{4N_0}} \right)^{N_R} d\theta. \quad (3.32)$$

Neticede, UPEP şu şekilde hesaplanabilir:

$$P_e(\mathbf{a}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j) = \psi^{N_R} \sum_{j=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1+j}{j} [1-\psi]^j, \quad (3.33)$$

burada $\psi = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\kappa}/2}{(1+\bar{\kappa}/2)}} \right)$ şeklindedir. $\bar{\kappa}$ burada κ üstel rastgele değişkenin ortalamasıdır ve şu şekilde ifade edilebilir:

$$\bar{\kappa} = \begin{cases} \frac{Es}{2N_0} \sigma_h^2 \left(|x_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}|^2 + |x_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}|^2 \right), & \text{eğer } \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}} \neq \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}}, \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}} \neq \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}} \\ \frac{Es}{2N_0} \sigma_h^2 \left(|x_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}} - \hat{x}_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}|^2 + |x_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}|^2 \right), & \text{eğer } \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}} = \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}}, \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}} \neq \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}} \\ \frac{Es}{2N_0} \sigma_h^2 \left(|x_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}|^2 + |x_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}} - \hat{x}_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}|^2 \right), & \text{eğer } \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}} \neq \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}}, \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}} = \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}} \\ \frac{Es}{2N_0} \sigma_h^2 \left(|x_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}} - \hat{x}_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}|^2 + |x_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}} - \hat{x}_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}|^2 \right), & \text{eğer } \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}} = \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}\mathfrak{e}}}, \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}} = \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}} \end{cases} \quad (3.34)$$

Önerilen sistemin asimptotik ortalama PEP ifadesi, denklem (3.34)'e göre Taylor serisine genişletilirse ve yüksek dereceli terimler ihmal edilirse aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\bar{P}_e(\mathbf{a}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j) = \frac{2^{N_R-1} \Gamma(N_R + 0.5)}{\sqrt{\pi} (N_R)!} \left(\frac{1}{\bar{\kappa}} \right)^{N_R}, \quad (3.35)$$

burada $\Gamma(\cdot)$ gamma fonksiyonudur. Son olarak, (3.33), (3.34) ve (3.35)'ü (3.29)'da yerine koyarsak HQAM-QSM sisteminin toplam hata olasılığını elde ederiz.

3.4.5. HQAM-QSM Tekniğinin Kusurlu Kanal Bilgisinin Performans Analizine Etkisi

Alıcıda mükemmel CSI'nın bilindiği durum için teorik ifadeler benzer şekilde, kusurlu kanal bilgisi durumunda da ABEP (3.26) ile ifade edilebilir. Bu yaklaşımda, (3.29)'daki sadece $\bar{\kappa}$ ifadesi aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir (Raed Mesleh and Ikki 2015):

$$\bar{\kappa} = \begin{cases} \mathfrak{U}(|x_{\mathfrak{R}e}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{R}e}|^2 + |x_{\mathfrak{I}m}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{I}m}|^2), & \text{eğer } \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}e}} \neq \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}e}}, \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} \neq \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} \\ \mathfrak{U}(|x_{\mathfrak{R}e} - \hat{x}_{\mathfrak{R}e}|^2 + |x_{\mathfrak{I}m}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{I}m}|^2), & \text{eğer } \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}e}} = \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}e}}, \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} \neq \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} \\ \mathfrak{U}(|x_{\mathfrak{R}e}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{R}e}|^2 + |x_{\mathfrak{I}m} - \hat{x}_{\mathfrak{I}m}|^2), & \text{eğer } \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}e}} \neq \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}e}}, \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} = \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} \\ \mathfrak{U}(|x_{\mathfrak{R}e} - \hat{x}_{\mathfrak{R}e}|^2 + |x_{\mathfrak{I}m} - \hat{x}_{\mathfrak{I}m}|^2), & \text{eğer } \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{R}e}} = \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{R}e}}, \mathbf{h}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} = \hat{\mathbf{h}}_{\ell_{\mathfrak{I}m}} \end{cases} \quad (3.36)$$

Burada $\mathfrak{U} = \frac{E_s (\sigma_h^2 - \sigma_\epsilon^2)}{4N_0 + 2\sigma_\epsilon^2 E_s (|x_{\mathfrak{R}e}|^2 + |x_{\mathfrak{I}m}|^2)}$ şeklinde ifade edilir. (3.36) denklemi

(3.29)'da yerine yazılırsa UPEP $P(\tilde{\mathbf{a}}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j)$, burada $\tilde{\psi}$ aşağıdaki gibi güncellenebilir ve yeniden yazılabilir:

$$\tilde{\psi} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\tilde{\kappa}/2}{(1 + \tilde{\kappa}/2)}} \right), \quad (3.37)$$

burada (3.33), (3.36) ve (3.37)'yi (3.30)'de yerine yazınca HQAM-QSM şeması için toplam hata olasılığını kusurlu kanal bilgisinin etkisi altında aşağıdaki gibi yeniden yazabiliriz:

$$\tilde{P}_e \approx \frac{1}{2^m} \sum_{i=1}^{2^m} \sum_{j=1}^{2^m} \frac{1}{m} P_e(\tilde{\mathbf{a}}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j) e_{i,j}. \quad (3.38)$$

Değişken kanal tahmin hatası için, kanal tahmin hatası SNR'nin bir fonksiyonu olarak modellendiğinde, yani, $\sigma_\epsilon^2 = \frac{1}{SNR}$ burada $SNR = \frac{E_s}{N_0}$ şeklinde ifade edilebilir. Asimptotik PEP ifadesinin yaklaşık değeri aşağıdaki gibi yazılabilir (Raed Mesleh and Ikki 2015):

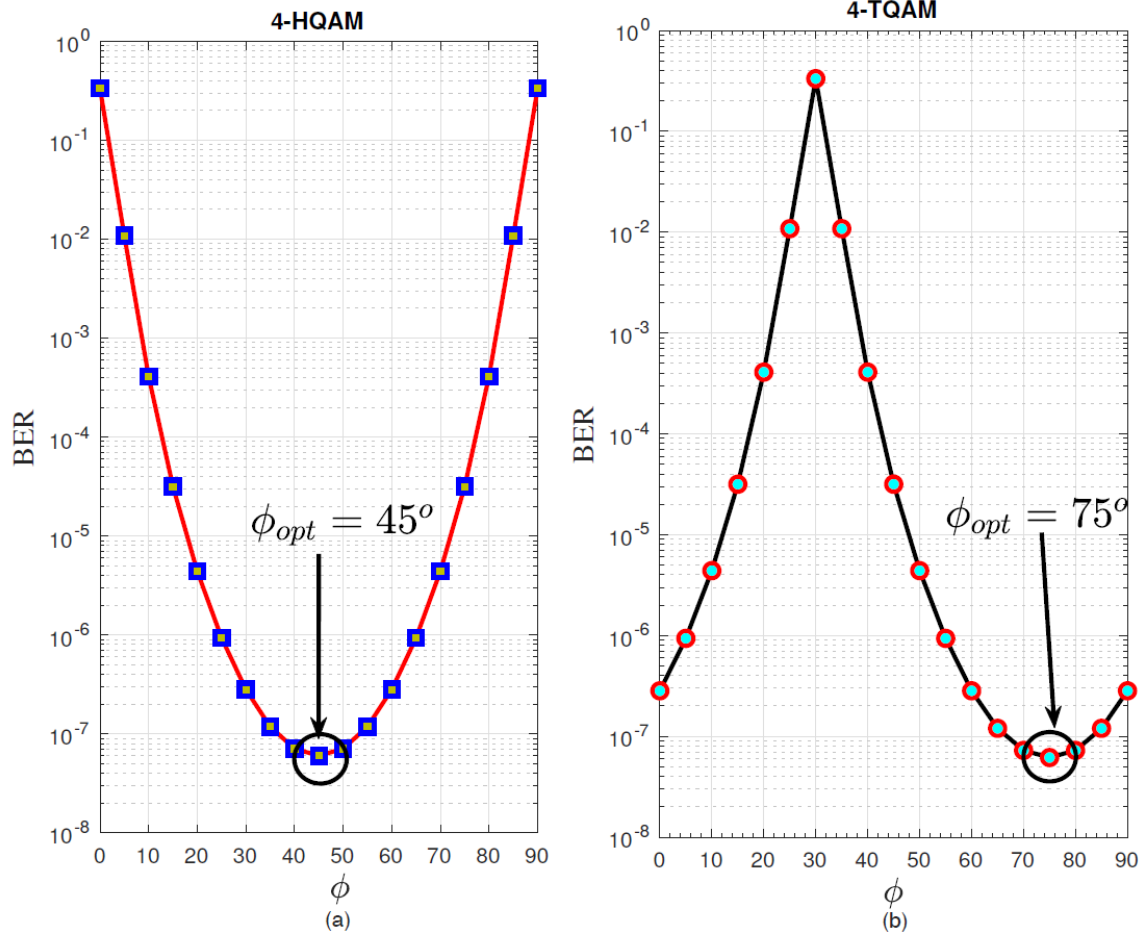
$$P(\tilde{\mathbf{a}}_i \rightarrow \hat{\mathbf{a}}_j) = \frac{2^{3N_R-1} \Gamma(N_R + 0.5)}{\sqrt{\pi} (N_R)!} \left(\frac{1}{SNR} \right)^{N_R} \left[\frac{1 + 0.5(|x_{\mathfrak{R}\epsilon}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}|^2)}{\sigma_h^2 (|x_{\mathfrak{R}\epsilon}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{R}\epsilon}|^2 + |x_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}|^2 + |\hat{x}_{\mathfrak{I}\mathfrak{m}}|^2)} \right]. \quad (3.39)$$

3.4.6. HQAM-QSM Tekniğinin Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde, HQAM-QSM, HQAM, geleneksel QSM ve QAM ile SM teknikleri için Rayleigh sönümlemeli kanalların varlığında bilgisayar simülasyon sonuçları sunulmakta ve karşılaştırılmaktadır. ML detektörü iletilen sembolleri ve indisleri kestirmek için kullanılmıştır. Buradaki simülasyonlarda kullanılan $SNR(\text{dB}) = 10 \log_{10}(E_s / N_0)$ olarak tanımlanır, burada E_s ortalama sembol enerjisidir. Dönme açısı (ϕ) saat yönünün tersidir.

Şekil 3.9'da HQAM-QSM ve TQAM-QSM şemalarının $M=4$ için dönme açısına (ϕ) karşı BER performansları $N_T = N_R = 4$ olduğunda 15 dB SNR değerinde

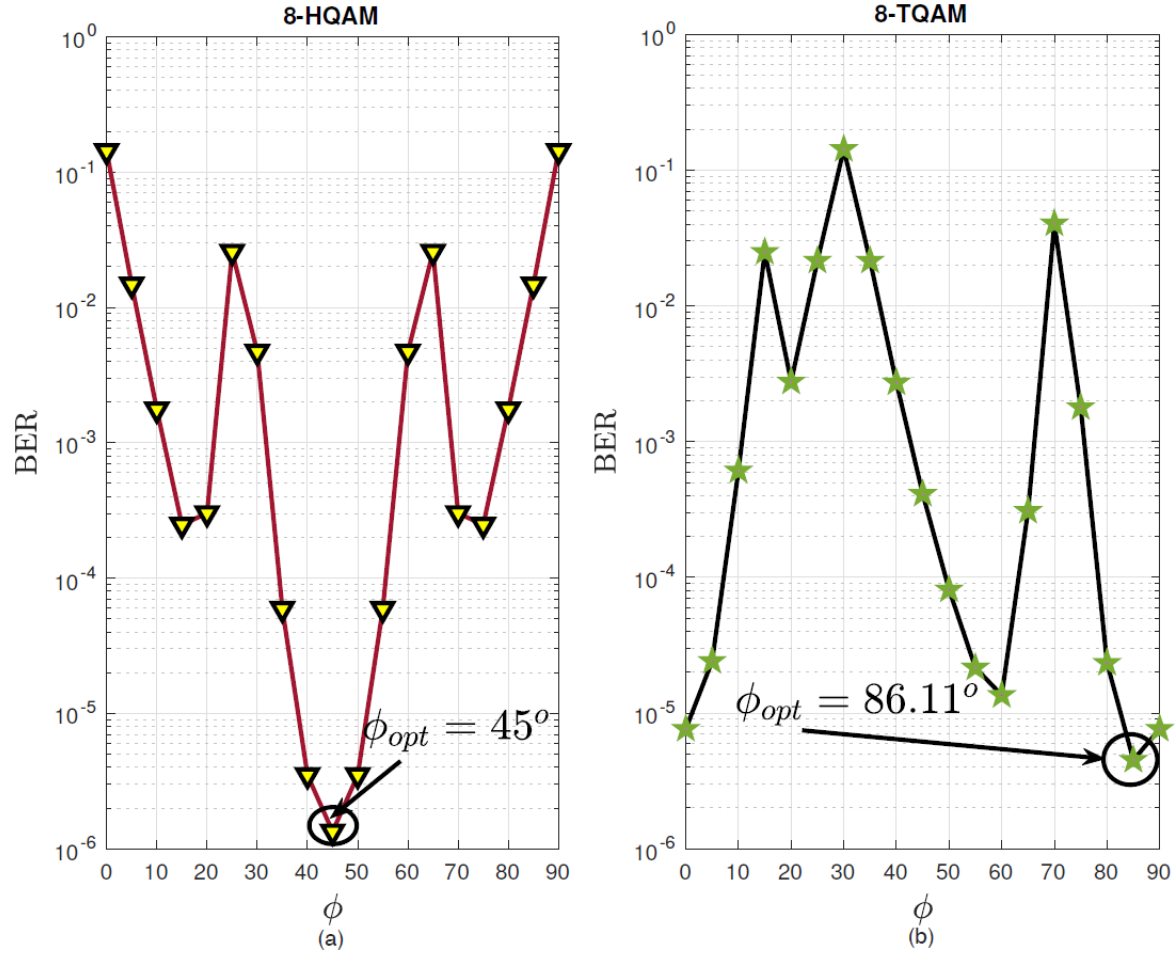
verilmiştir. Şekil 3.9'dan görülebileceği gibi, HQAM-QSM en iyi BER değerini 45 derecelik bir açıda elde ederken, TQAM-QSM şeması aynı M için 75° bir açıda en iyi BER değerini elde eder. Bu durumda, HQAM-QSM için $\phi = 45^\circ$ ve TQAM-QSM için $\phi = 75^\circ$ olur.



Şekil 3.9 $M=4$ ve $\text{SNR}=15$ dB olduğunda HQAM-QSM ve TQAM-QSM şemasının BER ve dönüş açısı

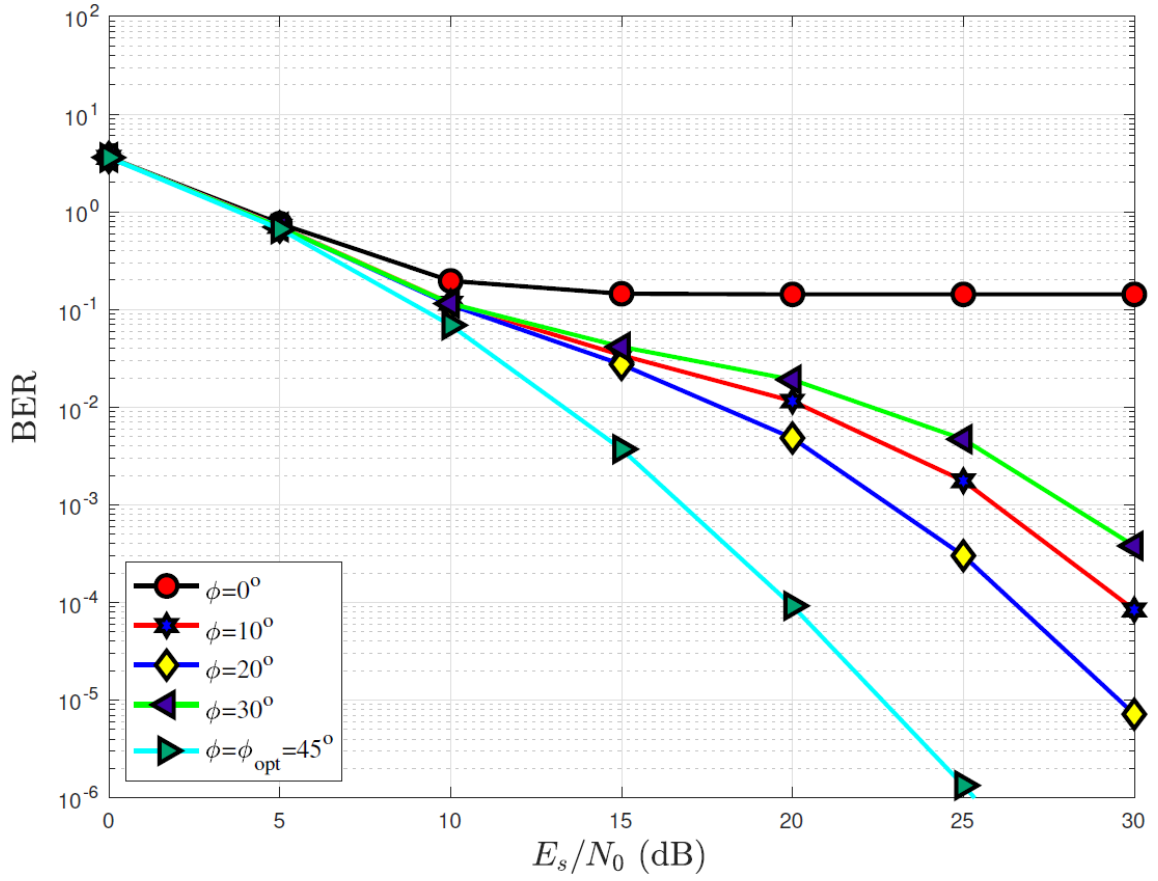
Şekil 3.10'da HQAM-QSM ve TQAM-QSM şemalarının ϕ değerine karşı BER performans eğrileri $N_T = N_R = 4$ ve $M = 8$ olduğunda 15 dB SNR değerinde gösterilmiştir. Şekil 3.10'da görülebileceği gibi, HQAM-QSM için $\phi = 45^\circ$ ve

TQAM-QSM için $\phi = 86.11^\circ$ şeklindedir. Daha önce de belirtildiği gibi, ϕ_{opt} takımyıldızın doğasına bağlı olarak tamamen değişir.



Şekil 3.10 $M=8$ ve $SNR=15$ dB olduğunda HQAM-QSM ve TQAM-QSM şemasının BER ve dönüş açısı

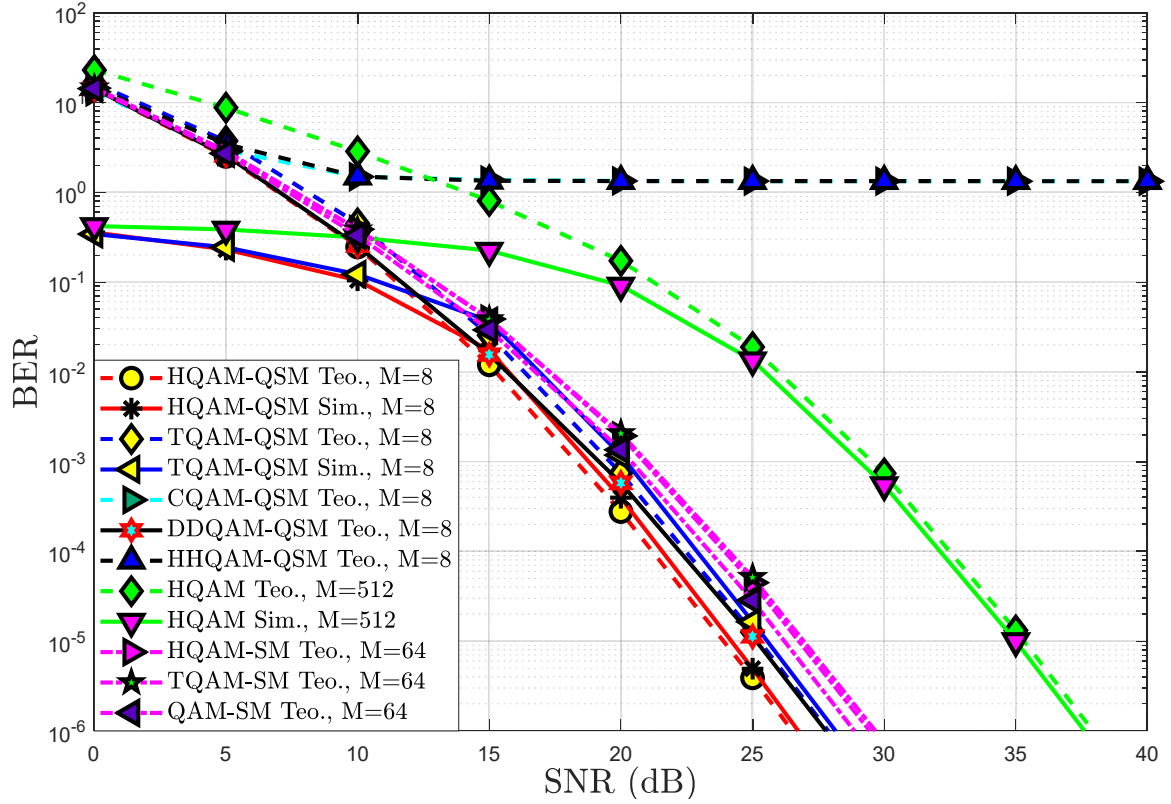
HQAM-QSM tekniğinin $N_T = N_R = 4$ iken $\phi = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ ve $\phi = 45^\circ$ için BER performansları Şekil 3.11’de verilmiştir. Şekil 3.11 ve ayrıca Şekil 3.10(a)’dan görülebileceği üzere, ϕ , ϕ_{opt} değerine ulaştığında hata tabanı ortadan kalkmaktadır. Sonuç olarak, HQAM-QSM en iyi BER değerine 45 derecelik bir açıda ulaşır ve bu açı $M=8$ için optimum değerdir (ϕ_{opt}).



Şekil 3.11 HQAM-QSM tekniğinin $\phi = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ ve $N_T = N_R = 4$ olduğunda performans karşılaştırma eğrileri

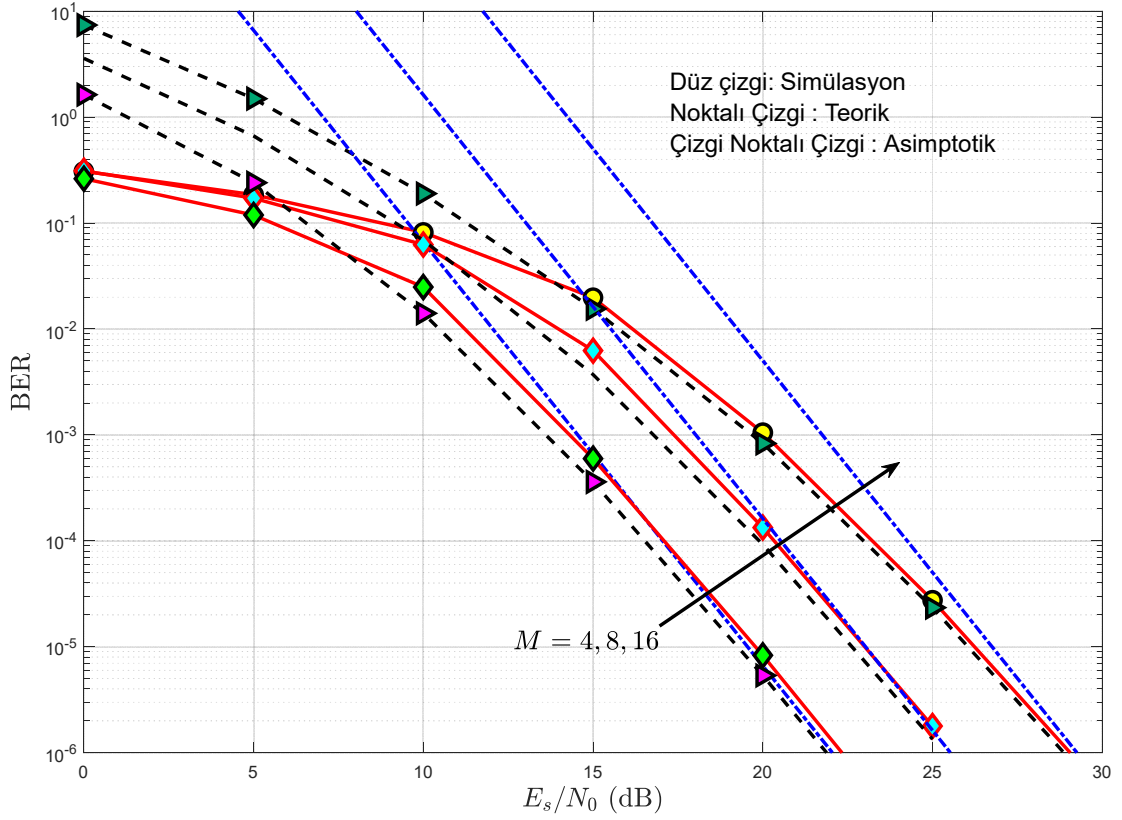
Şekil 3.12’de, HQAM/TQAM/CQAM/DDQAM/HHQAM-QSM şemalarının $N_T = 8, N_R = 4$ ve $M = 8$ durumunda BER performans eğrileri; $M = 512$ durumunda geleneksel HQAM şeması; $N_R = 4$, $N_T = 8$ ve $M = 64$ durumunda HQAM-SM ve QAM-SM şemaları sırasıyla sunulmuştur. Adil bir karşılaştırma için, tüm şemalar için iletilen bit sayısı $m=9$ bit/s/Hz olarak seçilmiştir. Bu altıgen yapılardan en iyi hata performansını HQAM-QSM vermektedir (CFM değeri DDQAM-QSM ve HHQAM-QSM şemalarından daha düşük olmasına rağmen) çünkü takımyıldız noktalarının bileşenleri 45 derece rotasyonla “0” noktalarından en iyi uzaklaşmaya sahiptir. Bu özellik, daha önce de belirtildiği gibi HQAM-QSM yapısının uyumluluğunu da güçlendirir. Şekilden de görüleceği üzere CQAM-QSM ve HHQAM-QSM şemaları içlerinde (0,0) noktasını barındırmakta ve bu

noktayı döndürme ile ortadan kaldıramamakta ve hata tabanı ile sonuçlanmaktadır.



Şekil 3.12 $N_T = 8, N_R = 4$ ve $m=9$ bit/s/Hz olduğu zaman performans karşılaştırmaları

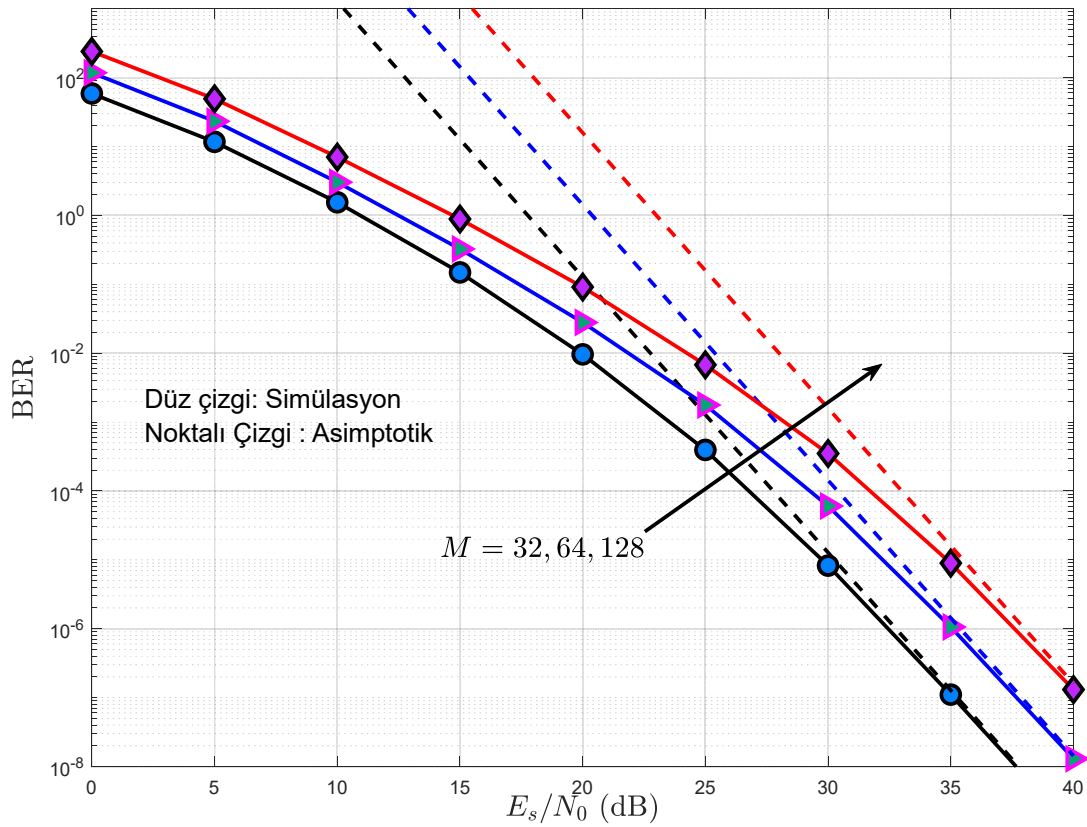
CQAM-QSM ve HHQAM-QSM şemalarının QSM'in yapısı nedeniyle bu modülasyon tekniğinde böyle bir dezavantaja neden olduğu unutulmamalıdır. Son olarak, Şekil 3.12'den HQAM-QSM şemasının sembol başına aynı bit sayısı için geleneksel HQAM, HQAM-SM ve QAM-SM tekniklerine kıyasla önemli SNR kazançlarına sahip olduğunu görülebilir.



Şekil 3.13 $N_T = N_R = 4$ ve $M = 4, 8$ ve $M = 16$ durumlarında HQAM-QSM sisteminin performans karşılaştırmaları

Şekil 3.13, $N_T = N_R = 4$ ve $M = 4, 8$ ve $M = 16$ olduğunda $m=6, 7$ ve 8 bit için HQAM-QSM yönteminin BER performans eğrilerini göstermektedir. $M=4$ için, HQAM-QSM yöntemi $m=6$ bitin 4 bitini anten indisi aracılığıyla iletirken HQAM sembolü aracılığıyla 2 bitini iletir; $M=8$ için, HQAM-QSM yöntemi $m=7$ bitin 4 bitini anten indisi aracılığıyla iletirken HQAM sembolü aracılığıyla 3 bitini iletir; $M=16$ için, HQAM-QSM yöntemi $m=8$ bitin 4 bitini anten indisi aracılığıyla iletirken 4 bitini HQAM sembolü aracılığıyla iletir. Öte yandan, $N_T = 8, N_R = 4$ ve $M=32, 64$ ve 128 olduğunda $m= 11, 12$ ve 13 bit için TQAM-QSM yönteminin BER performans eğrileri Şekil 3.14'te gösterilmiştir. $M=32, 64, 128$ ve $m= 11, 12, 13$ için TQAM-QSM yöntemi anten indisinde 6 bit; TQAM sembolü aracılığıyla sırasıyla

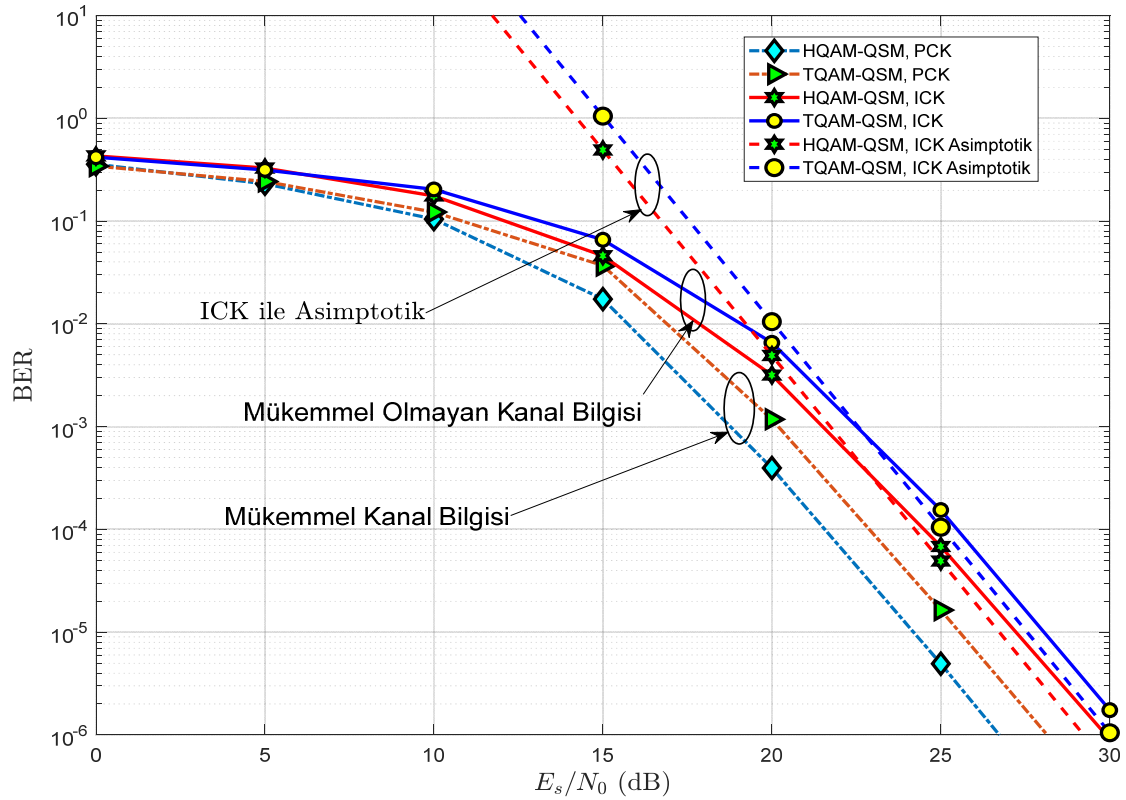
5, 6, 7 bit iletir. Ayrıca, 3.34'te verilen asimptotik PEP ifadeleri Şekil 3.13 ve 3.14'te gösterilmiştir.



Şekil 3.14 $N_T = 8, N_R = 4$ ve $M = 32, 64$ durumlarında TQAM-QSM yönteminin performans eğrileri

Şekil 3.15'te, mükemmel olmayan kanal bilgisinin (imperfect channel knowledge, ICK) önerilen tekniğin performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Kanal kestirim hatası $\sigma_e^2 = 1/\text{SNR}$ olarak kabul edilmiştir. HQAM-QSM ve TQAM-QSM şemalarının $N_T = 8, N_R = 4$ ve $M=8$ BER performans eğrileri ICK ve mükemmel kanal bilgisi (perfect channel knowledge, PCK) etkisi altında sunulmuştur. Ayrıca, HQAM-QSM ve TQAM-QSM şemalarının ICK ile asimptotik BER performans

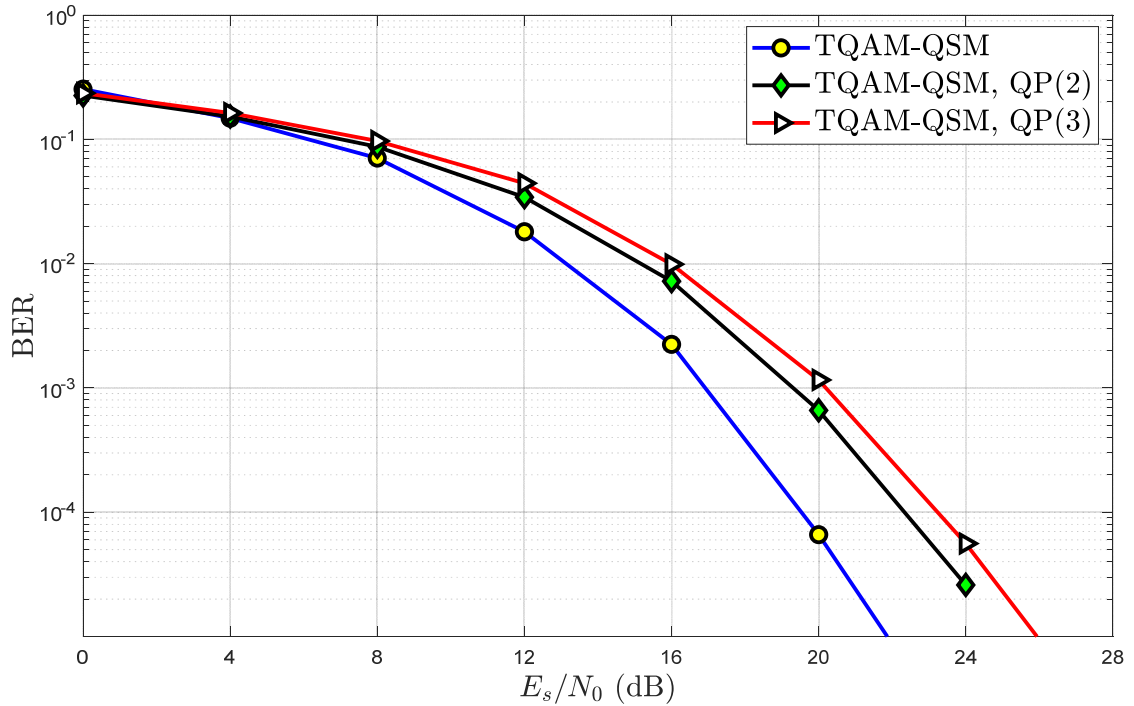
eğrileri sunulmuştur. Bu BER eğrilerinden de görülebileceği gibi, ICK ile elde edilen asimptotik eğriler PCK ile elde edilen simülasyon sonuçlarına çok yakındır. Kanal kestirim hatası HQAM için yaklaşık 3 dB, TQAM için ise 2,5 dB performans kaybına neden olmuştur.



Şekil 3.15 Önerilen HQAM-QSM ve TQAM-QSM sistemlerinin $N_T = 8, N_R = 4$ ve $M=8$ için mükemmel olmayan kanal bilgisi etkisi altındaki BER eğrileri

Şekil 3.16'da, önerilen sistemin alıcısında ML detektörü yerine (Yigit and Basar 2016)'da önerilen düşük karmaşıklıkli detektör kullanıldığında elde edilen performans eğrileri sunulmuştur. Burada her bir karmaşıklık gerçel çarpımları temsil etmektedir. Geleneksel QSM tekniğinde, ML kullanıldığında karmaşıklık $\mathcal{O} = 8N_T^2MN_R$ iken, alıcıda (Yigit and Basar 2016)'da önerilen daha az karmaşık

detektör kullanıldığında toplam karmaşıklık $\mathcal{O} = (8N_T^3 + 8N^2MN_R)$ olmaktadır. Burada N kuadratik programlama (quadratic programming, QP) tekniğinin derecesini gösterir ve Şekil 3.16’da N=2,3 olarak seçilmiştir. Bu koşullar altında, TQAM-QSM sisteminin karmaşıklığı ML ile $\mathcal{O}_{\text{TQAM-QSM}} = 65,536$, N=2 ve N=3 için sırasıyla (Yigit and Basar 2016) yayınından hareketle $\mathcal{O}_{\text{TQAM-QSM}} = 4,608$ ve $\mathcal{O}_{\text{TQAM-QSM}} = 9,728$ şeklindedir. Öte yandan, ML tabanlı TQAM-QSM sistemi, QP(2) ve QP(3) tabanlı TQAM-QSM sistemlerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 3 dB ve 4 dB kazanç sağlar.



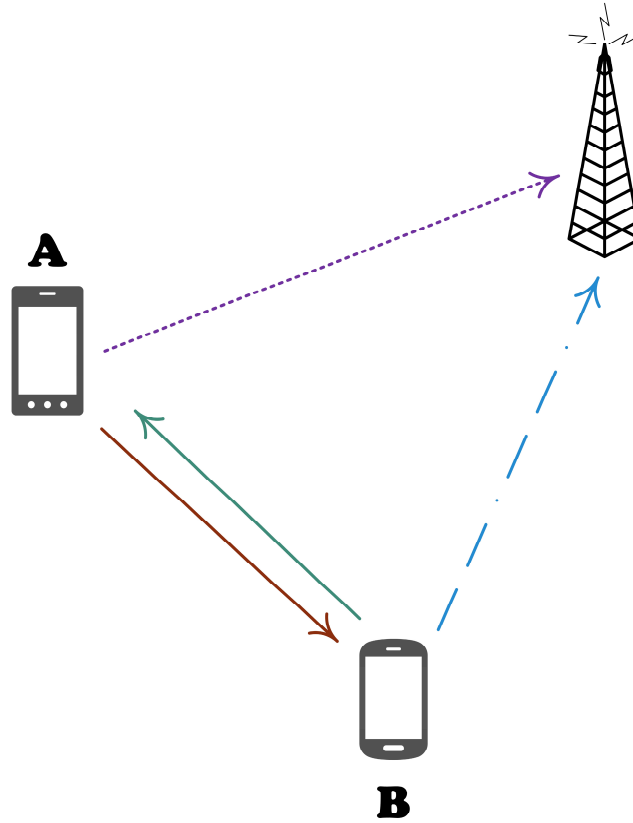
Şekil 3.16 Önerilen TQAM-QSM sisteminin $N_T = N_R = 8$ ve $M=16$ için altoptimal (suboptimal) alıcı altındaki BER eğrileri

3.4.7. Sonuç

Bu çalışmada, yüksek veri hızına ve enerji verimliliğine sahip yeni nesil kablosuz iletişim sistemleri için HQAM ve QSM tekniklerini birleştirerek HQAM-QSM adı verilen yeni bir HQAM destekli QSM tekniği önerilmiştir. Önerilen bu yeni sistem, QAM tekniğine sahip geleneksel QSM ile karşılaştırıldığında enerji verimliliği açısından doğal olarak daha iyidir ve düşük enerjilerde sembol ayırma açısından daha avantajlıdır. HQAM sembollerinin doğası gereği, QSM sistemi uygulandığında hata tabanı oluşur. Bu nedenle, HQAM sembolleri döndürülerek optimum açı elde edilir. Bu optimum açı ile hata tabanının ortadan kalktığı ve sistemin performansının arttığı görülmüştür. Ayrıca HQAM-QSM şemasının performansı detaylı bir şekilde analiz edilmiş, HQAM'nin QSM sistemi üzerinde uygulanması sırasında ortaya çıkabilecek problemler tespit edilmiş ve bu problemlerin çözüm yöntemleri detaylı bir şekilde açıklanmıştır. Bilgisayar simülasyon sonuçları, önerilen HQAM-QSM sisteminin yüksek SNR değerlerinde QAM şemasına sahip QSM ile benzer hata performansı sağlarken daha az iletim enerjisi tükettiğini göstermektedir. Ayrıca, sistemin performansı hem mükemmel kanal bilgisi durumunda hem de mükemmel olmayan kanal bilgisi durumunda incelenmiştir.

4. İŞBİRLİKLİ VE ANTEN SEÇİMLİ UZAYSAL MODÜLASYON SİSTEMLERİNİN PERFORMANS ANALİZLERİ

Bu kısımda, ilk önce işbirlikli haberleşme sisteminden bahsedilecektir. Ardından, anten seçimi tekniklerinden bahsedilecektir. Sonrasında, HQAM tabanlı SM için anten seçimi başlıklı çalışmaya değinilecektir. Son olarak ise EDAS ve COAS tabanlı işbirlikli QSM sistemi önerilecektir.



Şekil 4.1 İki kullanıcıli işbirlikli bir ağ yapısının basit bir protokolü

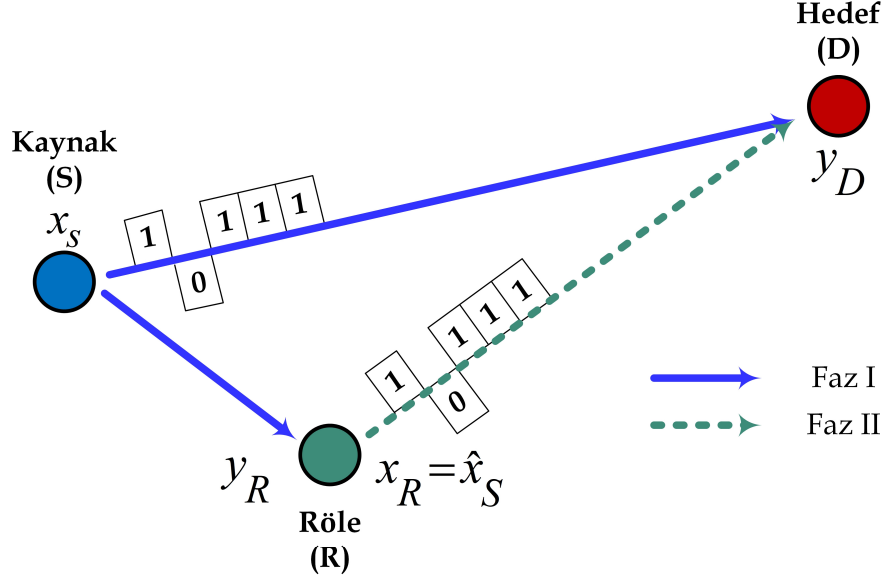
4.1. İşbirlikli Haberleşme

İşbirlikli haberleşme kullanıcıların birbirlerinin mesajlarını nihai bir hedefe iletmede yardımcı olmalarını sağlayan yöntemleri içerir. Bu süreçte tipik olarak iki ana aşama vardır: “koordinasyon aşaması” ve “işbirliği aşaması”. Koordinasyon

sırasında kullanıcılar veri ve kontrol mesajlarını kendi aralarında ve/veya hedefle paylaşırlar. İşbirliği aşamasında, kullanıcılar mesajlarını hedefe yeniden göndermek için birlikte çalışırlar. Basit bir işbirlikçi sistem, ortak bir hedefe mesaj gönderen iki kullanıcıyı içerir. Bu sistem, Şekil 4.1’de gösterilmiştir. Herhangi bir anda, kullanıcılardan biri kaynak, diğeri ise röle görevi görür. Koordinasyon aşamasında, kaynak kullanıcı verilerini hem röleye hem de hedefe gönderir. Ardından, işbirliği aşamasında, röle, muhtemelen kaynakla işbirliği içinde, hedefteki alımı iyileştirmek için kaynağın verilerini göndermeye yardımcı olur. Kaynak ve röle rolleri zaman içinde kullanıcılar arasında değişebilir. Bu sistemlerde kullanıcının konumu, kanal koşulları ve alıcı-vericilerin karmaşıklığı gibi faktörlere bağlı olarak farklı röle teknolojileri kullanılabilir. Temel mânâda iki tip işbirlikli haberleşme tipi vardır: DF ve AF (K. J. R. Liu et al. 2008; Y Zhang, Chen, and Guizani 2009; Hong, Huang, and Kuo 2010).

4.1.1. Çöz-ve-İlet Tipi Aktarım Şeması

Bir DF aktarım şemasında, aktarım istasyonu kaynaktan bir mesaj alır, kodunu çözer ve ardından hedefe kodu çözülmüş mesaja dayalı yeni bir sinyal iletir. Bu süreç genellikle Şekil 4.2’de gösterilmiştir. DF aktarımı aynı zamanda rejeneratif aktarım şemaları altında kategorize edilir, yani aktarıcı sadece mesajı iletmekle kalmaz, aynı zamanda onu yeniden üretir, esasen iletilen bilginin kalitesini artırır. Bu yaklaşım özellikle sinyalin uzun mesafelerde veya zorlu iletim ortamlarında bozulabileceği durumlarda faydalıdır. Röle, mesajın kodunu çözüp yeniden kodlayarak, kaynaktan ilk iletim sırasında meydana gelen hataları veya sinyal bozulmasını düzeltebilir ve böylece daha güvenilir bir iletişim sistemi elde edilir. DF şemaları, sinyal bütünlüğünü ve genel ağ performansını artırmadaki etkinlikleri nedeniyle birçok iletişim ağı türünde yaygındır. Temel olarak DF tekniğinde, röle, Faz I’de başarılı bir şekilde çözdüğü kaynak mesajı Faz II’de iletmekle görevlidir (K. J. R. Liu et al. 2008; Y Zhang, Chen, and Guizani 2009; Hong, Huang, and Kuo 2010).



Şekil 4.2 İki kullanıcılı DF tipi aktarım işlevi

Temel DF aktarma şemasında, kaynak ilk olarak Faz I’de hem röleye hem de hedefe bir mesaj iletir. Ardından, röle mesajı başarılı bir şekilde çözebilirse, aynı mesajı yeniden üretir ve Faz II’de hedefe iletir. Her bir işbirlikli iletimde Faz I ve Faz II’ye eşit miktarda zaman ayrıldığı varsayılmaktadır.

Kablosuz ortamın yayın doğası nedeniyle, hem röle hem de hedef sinyalin gürültülü bir versiyonunu alacaktır. Bu ifadeler şu şekilde verilebilir:

$$y_R = \sqrt{P_s} h_{S,R} x_S + n_R, \quad (4.1)$$

$$y_D^{(1)} = \sqrt{P_s} h_{S,D} x_S + n_D^{(1)}. \quad (4.2)$$

P_s burada, kaynağın gönderim gücünü göstermektedir. $h_{S,R}$ ve $h_{S,D}$ sırasıyla S-R ve S-D arasındaki kanal katsayılarıdır. x_S kaynak tarafından iletilen M-QAM sembolüdür. n_R ve $n_D^{(1)}$ ise sırasıyla $\mathcal{CN}(0, \sigma_R^2)$ ve $\mathcal{CN}(0, \sigma_D^2)$ ’yi takip eden AWGN gürültüleridir; ayrıca, burada σ_R^2 röle terminaline ait varyans ifadesiyken σ_D^2 ise hedef terminaline ait varyans ifadesidir. $n_D^{(1)}$ ifadesi Faz I’deki yani direkt olarak

S' den D' ye gelen sinyale eklenen AWGN gürültüsünü temsil etmektedir. Ayrıca, $y_D^{(1)}$ ifadesi hedefe gelen sinyalin Faz I' deki yani direkt olarak S' den D' ye gelen gürültülü hâlini temsil eder.

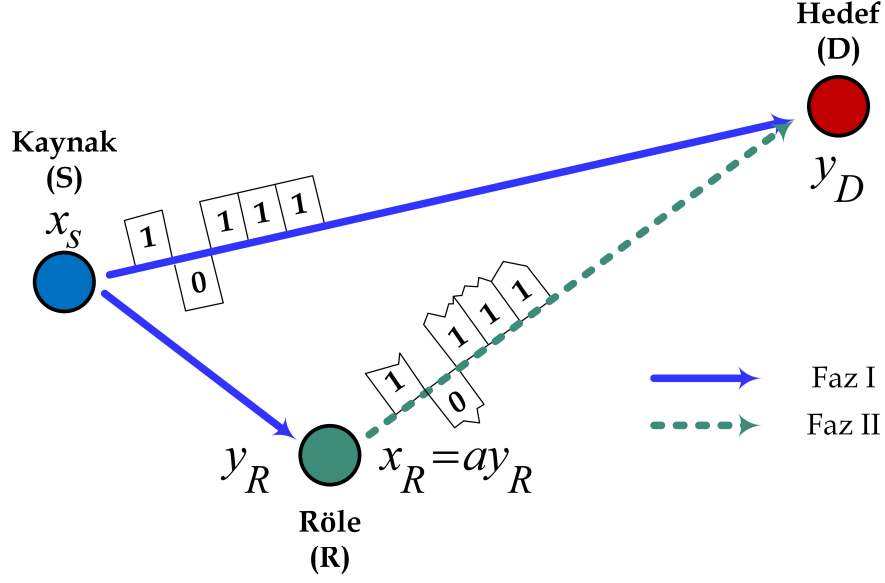
Röle mesajı doğru bir şekilde çözebildiğinde ise mesajı aynı konstellasyonu kullanarak $x_R = x_S$ olacak şekilde bir x_S sembolünü yeniden kodlayarak Faz II' de hedefe yeniden iletecektir. Böylece, Faz II' de hedecten alınan sinyal şu şekilde verilir:

$$y_D^{(2)} = \sqrt{P_r} h_{R,D} x_R + n_D^{(2)}. \quad (4.3)$$

P_r burada, rölenin gönderim gücünü temsil etmektedir; $h_{R,D}$ R-D arasındaki kanal katsayılarıdır; x_R röle tarafından iletilen M-QAM sembolüdür. $n_D^{(2)}$ ifadesi Faz II' deki yani R' den D' ye gelen sinyale eklenen AWGN gürültüsünü temsil etmektedir. Ayrıca, $y_D^{(2)}$ ifadesi hedefe gelen sinyalin Faz II' deki yani R' den D' ye gelen gürültülü hâlini temsil etmektedir.

4.1.2. Kuvvetlendir-ve-Aktar Tipi Aktarım Şeması

AF tipi aktarım şemalarında, röle kaynaktan aldığı analog sinyali (kod çözme işlemi yapmadan veya demodülasyon yapmadan) kuvvetlendirmektedir ve sonrasında ise hedefe iletmektedir. Bu işlem, Şekil 4.3' te gösterilmiştir. Bu şemalar rejeneratif olmayan aktarım şemaları olarak da adlandırılır. Burada, rölelerin kaynakta kullanılan kodlama veya modülasyon şemaları hakkında bilgi sahibi olması gerekmez. Ayrıca, düşük karmaşıklığına ek olarak, AF şemaları, S-R bağlantısının kalitesi rölede güvenilir kod çözmeyi garanti etmek için yeterli olmadığına da arzu edilir. Bu durumda, analog sinyalin güçlendirilmesi hedefte daha fazla kullanılabilecek bilgiyi korur (K. J. R. Liu et al. 2008; Y Zhang, Chen, and Guizani 2009; Hong, Huang, and Kuo 2010).



Şekil 4.3 İki kullanıcılı AF tipi aktarım işlevi

AF tipi aktarım şemalarında, röle S-R bağlantı kalitesinden bağımsız olarak alınan sinyalin ölçeklendirilmiş bir versiyonunu hedefe iletir. Bu ifadeler (4.1) ve (4.2) denklemlerine benzer şekildedir ve şöyle verilebilir:

$$y_R = \sqrt{P_s} h_{S,R} x_S + n_R, \quad (4.4)$$

$$y_D^{(1)} = \sqrt{P_s} h_{S,D} x_S + n_D^{(1)}. \quad (4.5)$$

Faz II'de, röle ilk olarak (4.4)'te elde edilen sinyali ölçeklendirir. Anlık kanal kazancı $|h_{S,R}|^2$ rölede biliniyorsa, röle aldığı gürültülü sinyali, yani y_R 'yi, aşağıdaki kazançla ölçeklendirerek tekrar hedefe iletir:

$$G = \frac{1}{\sqrt{\mathbf{E}[|y_R|^2 |h_{S,R}|^2]}} = \frac{1}{\sqrt{P_s |h_{S,R}|^2 + \sigma_R^2}}. \quad (4.6)$$

Bu noktadan hareketle, x_R ise şu şekilde ifade edilebilir:

$$x_R = G y_R = \sqrt{\frac{P_s}{P_s |h_{S,R}|^2 + \sigma_R^2}} h_{S,R} x_S + \frac{1}{\sqrt{P_s |h_{S,R}|^2 + \sigma_R^2}} n_R. \quad (4.7)$$

G kazancının, S-R kanalının parametresi $h_{S,R}$ 'ye bağlı olduğuna ve dolayısıyla farklı iletim aralıklarında değiştiğine dikkat etmek gerekmektedir. Bu nedenle, bu şema genellikle değişken kazançlı AF röle şeması olarak da adlandırılır. Daha sonra röle, P_r gücü ile beraber x_R sinyalini hedefe iletir, burada alınan sinyal şu şekilde ifade edilebilir:

$$y_D^{(2)} = \sqrt{P_r} h_{R,D} x_R + n_D^{(2)} = \sqrt{\frac{P_s P_r}{P_s |h_{S,R}|^2 + \sigma_R^2}} h_{S,R} h_{R,D} x_S + \sqrt{\frac{P_r}{P_s |h_{S,R}|^2 + \sigma_R^2}} h_{R,D} n_R + n_D^{(2)}. \quad (4.8)$$

Hedefe ulaşan sinyaller ise çeşitli birleştirme şemaları kullanılarak algılanabilir. Ancak, bu birleştirme şemaları bu tezin kapsamının dışına çıkacağı için verilmeyecektir.

4.2. Anten Seçim Teknikleri

Bu bölümde, kablosuz iletişim sistemlerinin performansını optimize etmek için kullanılan üç gelişmiş anten seçim tekniği ele alınacaktır: EDAS, ACAS ve COAS.

EDAS, Öklid mesafesini en aza indirgeyerek anten seçimini optimize eder. Bu yöntem, alıcı ve verici arasındaki sinyal yolu kayıplarını minimize ederek iletişim kalitesini artırır. Özellikle, uzaklık bazlı bu optimizasyon, SNR'yi iyileştirir ve bu da genel sistem performansını önemli ölçüde yükseltir (Ntontin et al. 2013; Ozden, Cogen, and Aydin 2023).

ACAS yöntemi, antenler arasındaki korelasyonu dikkate alarak seçim yapar. Yüksek korelasyonlu antenler arasındaki sinyal benzerliği, bazı durumlarda sinyal çeşitlemesini azaltabilir. ACAS, bu olumsuz etkiyi en aza indirmek için antenler

arasındaki korelasyonu hesaba katarak daha etkili bir sinyal iletimi sağlar (Asaati and Hudrouss 2019; Ozden, Cogen, and Aydin 2023).

COAS ise sistem kapasitesini maksimize edecek şekilde anten seçimini optimize eder. Bu yöntem, veri hızını ve bant genişliği kullanımını en üst düzeye çıkarmak için tasarlanmıştır (Pillay and Xu 2013; Ozden, Cogen, and Aydin 2023).

Bu üç teknik, farklı senaryolar ve ihtiyaçlar için uyarlanabilir ve kablosuz iletişim sistemlerinin performansını önemli ölçüde artırabilir. Her birinin benzersiz avantajları, modern kablosuz ağların gelişimine ve verimliliğine katkıda bulunur.

Bu seçimler anten seçimi teknikleridir ancak bu tez kapsamında MBM’de bulunan MAP’ları seçmek için de kullanılmıştır. EDAS tekniği MAP seçimi için kullanıldığında EMS adını, ACAS tekniği MAP seçimi için kullanıldığında MCMS adını ve son olarak COAS tekniği MAP seçimi için kullanıldığında ise CMS adını almaktadır. Bu tekniklerin yaptığı işler de birebir aynıdır sadece anten yerine MAP seçmektedirler (Ozden, Cogen, and Aydin 2023).

4.2.1. EDAS Tabanlı Anten Seçim Tekniği

Verici tarafında EDAS tekniği uygulanacağı zaman, N_T antenden en iyi N_S tanesi seçilir ve ardından haberleşme gerçekleştirilir. EDAS’a dayalı anten seçim yaklaşımı aşağıdaki gibi gerçekleştirilir (Ozden, Cogen, and Aydin 2023):

1. $Z = \binom{N_T}{N_S}$ kombinasyonları verici terminal tarafında oluşturulur, bu küme λ_{EDAS} olarak adlandırılır ve N_T verici anteninden N_S adet anten seçilerek oluşturulur.
2. Sonra bu küme içerisinde λ_{EDAS}^* kümesi oluşturulur.
3. Nihayetinde ise haberleşme bu oluşturulan λ_{EDAS}^* kümesi üzerinden gerçekleştirilir.

EDAS tabanlı anten seçimi yaklaşımında Öklid uzaklığı, λ_{EDAS}^* kümesindeki tüm kombinasyonların değerlendirilmesiyle elde edilir. Tüm potansiyel iletim vektörleri arasında $d_{\min}(\mathbf{H}_\zeta)$ minimum Öklid mesafesini optimize eden kesin iletim anteni λ_{EDAS}^* kümesi, Z olasılıkları arasından elde edilir. λ_{EDAS}^* kümesi aşağıda belirtildiği gibi EDAS yaklaşımı kullanılarak hesaplanır:

$$\lambda_{\text{EDAS}}^* = \arg \max_{\zeta \in \lambda_{\text{EDAS}}} \left\{ \min_{\substack{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathcal{C} \\ \mathbf{x}_1 \neq \mathbf{x}_2}} \left\| \mathbf{H}_\zeta (\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_2) \right\|_F^2 \right\}. \quad (4.9)$$

Burada $\mathbf{x}_1$ ve $\mathbf{x}_2$ iletim vektörlerini ifade etmektedir. $\mathbf{C} = \{\mathbf{a}_\ell \mathbf{x}\}_{\ell=1}^{N_s}$ ile verilen tüm potansiyel iletim vektörleri kümesi $\mathbf{C}$ olarak adlandırılır. Burada $\mathbf{a}_\ell$, ℓ 'inci konumunda sıfır olmayan tek elemanı 1 olan N_s boyutunda bir vektörü ifade eder ve $\mathbf{C}$ 'nin boyutu $|\mathbf{C}| = N_s M$ olarak tanımlanır. $\zeta = 1, 2, \dots, Z$ şeklindedir ve $\mathbf{H}_\zeta$ ise $N_R \times N_s$ boyutludur ve aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$\mathbf{H}_\zeta = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_s} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_s} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \cdots & h_{N_R,N_s} \end{bmatrix}_{N_R \times N_s} \quad (4.10)$$

ζ tam λ_{EDAS} kümesinin öklid mesafesini hesaplamak için kullanılır ve semboller arasındaki minimum $d_{\min}(\mathbf{H}_\zeta)$ mesafesi elde edilir. Daha sonra, iletim için minimum kümenin maksimum uzaklığına sahip koşul belirlenir. Sonuç olarak, $d_{\min}(\mathbf{H}_\zeta)$ artırılarak sistem performansı iyileştirilebilir.

Eğer $d_{\min}(\mathbf{H}_\zeta)$ (4.8)'e atıfla şu şekilde tanımlanırsa $\min_{\substack{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathcal{C} \\ \mathbf{x}_1 \neq \mathbf{x}_2}} \left\| \mathbf{H}_\zeta (\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_2) \right\|_F^2$, λ_{EDAS}^*

kümesi şu şekilde yazılabilir:

$$\lambda_{\text{EDAS}}^* = \arg \max_{\zeta \in \lambda_{\text{EDAS}}} \left\{ d_{\min}(\mathbf{H}_\zeta) \right\}. \quad (4.11)$$

Haberleşme tekniğinin vericisinde EDAS anten seçim tekniğini göstermek için, $N_T = 6$ verici antenden $N_S = 4$ tanesi dikkate alınır, λ kümesi Tablo 4.1’de gösterildiği gibi $Z = \binom{N_T}{N_S} = 15$ bileşene sahiptir.

Tablo 4.1 $N_T = 6$ ve $N_S = 4$ durumunda λ kümesi

$\{1,2,3,4\}$	$\{2,3,4,5\}$	$\{3,4,5,6\}$
$\{1,2,3,5\}$	$\{2,3,4,6\}$	
$\{1,2,3,6\}$	$\{2,3,5,6\}$	
$\{1,2,4,5\}$	$\{2,4,5,6\}$	
$\{1,2,4,6\}$		
$\{1,2,5,6\}$		
$\{1,3,4,5\}$		
$\{1,3,4,6\}$		
$\{1,3,5,6\}$		
$\{1,4,5,6\}$		

4.2.2. ACAS Tabanlı Anten Seçim Tekniği

Kablosuz iletişimde, kanallar birbirlerinden ne kadar farklı olursa, hata performansı o kadar iyileşir. Bu durum, sinyalin farklı sönmüleme etkilerine mâruz kalmasından kaynaklanır. Farklı sönmüleme profilleri, sinyal çeşitliliği oluşturur ve bu da sinyal güvenilirliğini artırarak hata oranlarını azaltır. Bu prensip, ACAS tekniğinin temelini oluşturur (Asaati and Hudrouss 2019).

ACAS tekniğinde, kanal katsayı setleri arasından birbirlerinden en fazla farklı olan kanallar seçilir. Bu seçim, kanalların birbirine olan benzerliklerinin ölçülmesiyle yapılır. Bu ölçüm için yaygın olarak kullanılan bir yöntem, kosinüs benzerlik formülüdür. Bu formül, iki kanal vektörü arasındaki benzerliği, bu vektörlerin kosinüs açılarının benzerliği üzerinden hesaplar (Ozden, Cogen, and Aydin 2023). Örneğin, iki kanal vektörü ve arasındaki benzerlik, kosinüs benzerlik formülü kullanılarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$\cos(\phi_a) = \frac{|\mathbf{h}_a^H \mathbf{h}_b|}{\|\mathbf{h}_a\|_F \|\mathbf{h}_b\|_F}. \quad (4.12)$$

Kosinüs benzerliği, iki vektör arasındaki açının kosinüs değerine eşittir. Bu değer, iki vektör tamamen aynı yönde olduğunda 1'e (tam benzerlik), tamamen zıt yönde olduğunda -1'e (tam zıtlık) eşit olur. İki vektör arasındaki kosinüs benzerliğinin düşük olması, bu vektörlerin birbirinden oldukça farklı olduğunu gösterir. Bu durum, ACAS tekniği açısından tercih edilen bir özelliktir çünkü daha düşük benzerlik, daha yüksek sinyal çeşitliliği ve dolayısıyla daha iyi hata performansı anlamına gelir.

(4.12) denklemi kullanılarak ACAS tabanlı anten seçim aşağıdaki gibi tanımlanır (Zhiqiang Zhou, Ge, and Lin 2014):

$$\mathbf{H}_{\text{ACAS}} = \arg \min_{\mathbf{H}_\zeta \in \mathcal{S}(\mathbf{H}_\zeta)} \left\{ \max_{\substack{a, b \in S_h \\ a \neq b}} \frac{|\mathbf{h}_a^H \mathbf{h}_b|}{\|\mathbf{h}_a\|_F \|\mathbf{h}_b\|_F} \right\}. \quad (4.13)$$

$\mathbf{H}_\zeta$ burada (4.9) denkleminde verilen matrisin aynısıdır, $N_R \times N_S$ boyutludur. Burada, S_h , $\mathbf{H}_\zeta$ matrisindeki sütun indislerini ifade etmektedir. $S_h \in \{1, 2, \dots, N_S\}$ şeklinde ifade edilmektedir. Ayrıca, S_h , $\mathbf{H}_\zeta$ matrisinin bir alt kümesidir.

4.2.3. COAS Tabanlı Anten Seçim Tekniği

COAS tekniği, kablosuz iletişim sistemlerinde kanal koşullarını optimize etmek için tasarlanmış bir anten seçim algoritmasıdır. Bu teknik, mevcut tüm kanal katsayıları arasından en yüksek norma sahip olanları seçer ve iletimi yalnızca bu kanallar üzerinden gerçekleştirir. Bu yaklaşım, sinyal gücünü maksimize etmeyi ve böylece iletim kalitesini artırmayı amaçlar (Pillay and Xu 2013).

COAS tekniği, vericinin tüm N_T anteni arasından en iyi kanal koşullarına sahip olan N_S alt kümesini seçer. Bu seçim, her bir antenin kanal katsayılarının normlarını değerlendirerek yapılır. Norm, bir vektörün uzunluğunu veya büyüklüğünü temsil eder ve bu bağlamda, kanalın sinyal gücünün bir göstergesi olarak kabul edilir. Yüksek norm değerleri, daha güçlü sinyal iletimi ve dolayısıyla daha iyi iletim koşullarını işaret eder (Ozden, Cogen, and Aydin 2023).

COAS tekniğinin en belirgin avantajlarından biri, düşük karmaşıklığıdır. Bu teknik, EDAS ve ACAS tekniklerine göre daha basit bir hesaplama yapısına sahiptir. Bu, özellikle donanım kaynakları sınırlı olan sistemlerde önemli bir avantaj sağlar. Neticede, COAS daha az işlem gücü gerektiren ve daha az enerji tüketen bir seçim mekanizması sunar (Ozden, Cogen, and Aydin 2023).

Ancak, COAS tekniğinin hata performansı, genellikle EDAS ve ACAS tekniklerinden daha düşüktür. Bu, COAS'ın yalnızca kanal normlarına dayanarak seçim yapmasından kaynaklanır. EDAS ve ACAS, kanal çeşitliliğini ve Öklid mesafesini daha kapsamlı bir şekilde dikkate alarak, genellikle daha yüksek hata toleransı sağlar. Buna karşılık, COAS, daha basit bir yaklaşım sunarak, belirli uygulamalar ve senaryolar için uygun bir denge sunabilir (Ozden, Cogen, and Aydin 2023).

Sonuç olarak, COAS tekniği, kablosuz iletişim sistemlerinde verici ve alıcı arasında en güçlü kanal bağlantısını kullanarak verimli bir iletim sağlar. Bu, sistem karmaşıklığını azaltırken, belirli durumlar ve ihtiyaçlar için yeterli performans seviyeleri sunar (Ozden, Cogen, and Aydin 2023).

COAS algoritmasının adım adım uygulanması kısaca aşağıdaki gibi verilebilir:

1. $\mathbf{H}$ kanal matrisinin tüm sütun vektörlerinin Frobenius normu ayrı ayrı hesaplanır:

$$\|\mathbf{h}_i\|_F^2, \quad i = 1, 2, 3, \dots, N_T. \quad (4.14)$$

2. Frobenius normları hesaplanan sütun vektörleri norm değerlerine göre büyükten küçüğe doğru sıralanır:

$$\|\mathbf{h}_1\|_F^2 \geq \|\mathbf{h}_2\|_F^2 \geq \dots \geq \|\mathbf{h}_{N_S}\|_F^2 \geq \|\mathbf{h}_{N_S+1}\|_F^2 \geq \dots \geq \|\mathbf{h}_{N_T}\|_F^2. \quad (4.15)$$

3. $N_R \times N_S$ boyutlu kanal matrisi, norma göre en büyükten en küçüğe doğru sıralanmış kanal katsayıları vektör kümesi arasından en yüksek norma sahip N_S anten seçilerek oluşturulur. Son olarak COAS tabanlı seçilen kanal matrisi $\mathbf{H}_{\text{COAS}}$ aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathbf{H}_{\text{COAS}} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_S}]. \quad (4.16)$$

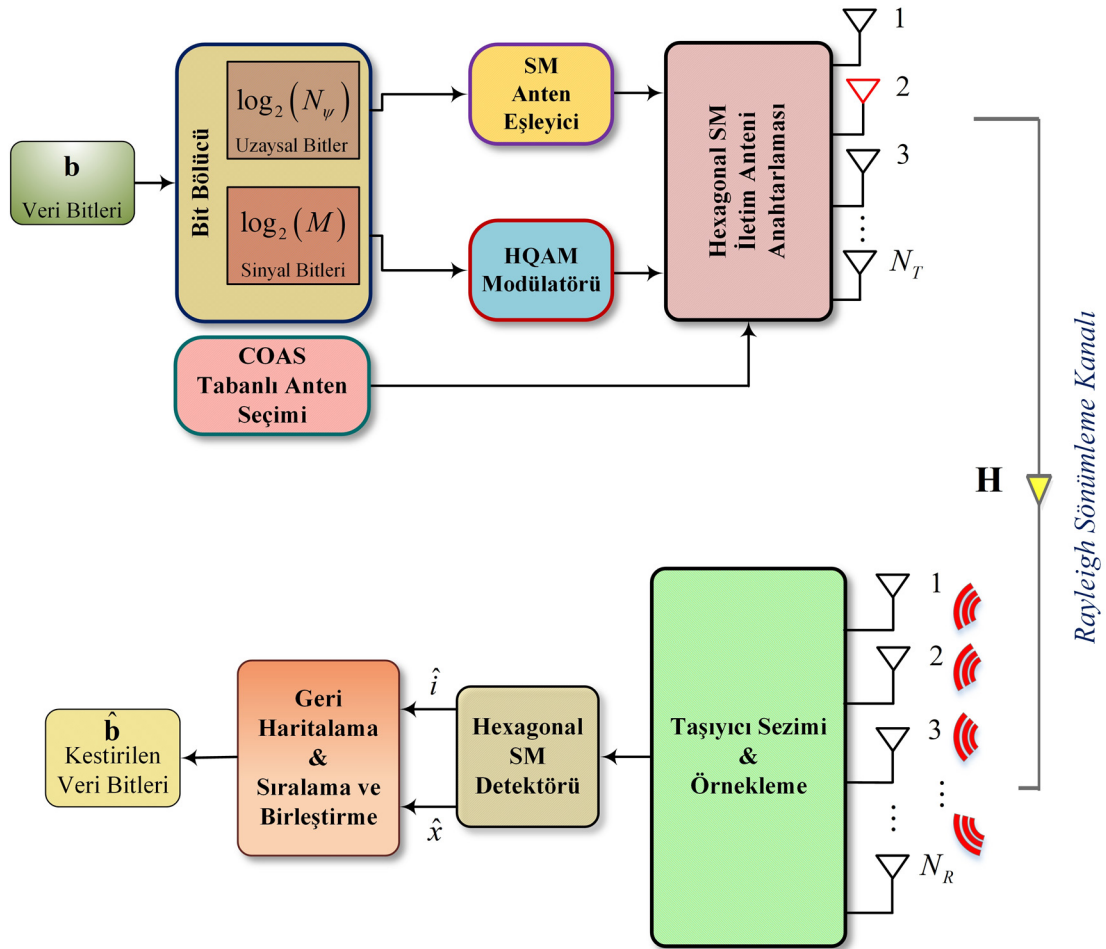
4.3. HQAM Tabanlı SM Tekniği için İletim Anteni Seçimi

Bu çalışmada, anten seçim tekniği aracılığıyla HQAM-SM şemasının performansını daha da artırmak ve anten seçim tekniğinin HQAM-SM üzerindeki etkilerini araştırılmıştır. Bu noktadan hareketle, bu makalede COAS anten seçim tekniği, SM ve enerji verimli HQAM teknikleri birleştirilerek COAS-HSM adı verilen yeni bir sistem sunulmuştur.

Önerilen sistemin sistem modeli ve performans analizi kısmı HQAM-SM sistemine çok benzer olduğundan sistem modeli kısmında sadece şekilsel olarak sistem modeli verilecek ve sonrasında simülasyon sonuçlarına geçilecektir. İsteyen araştırmacılar bu çalışmayı detaylı bir biçimde (COGEN and AYDIN 2021) yayınında inceleyebilirler.

4.3.1. COAS-HSM Tekniğinin Sistem Modeli

Bu bölümde COAS-HSM şemasından bahsedilecektir. COAS-HSM sisteminin sistem modeli Şekil 4.4'te verilmiştir. COAS tekniğinde daha önce de bahsedildiği gibi belirli bir anten grubu içerisinde en yüksek kanal genliklerini veren bir alt anten grubu seçilir ve iletim bu seçilen antenler üzerinden gerçekleştirilir. Önerilen COAS-HSM sisteminde ise N_T iletim antenleri arasında N_ψ , COAS alt anten grupları seçilerek iletim seçilen bu antenler aracılığıyla gerçekleştirilir. Geleneksel SM sisteminde olduğu gibi COAS-HSM sisteminde de N_R alıcı antenleri bulunmaktadır. Önerilen sistemde, geleneksel SM sistemine benzer şekilde, N_ψ iletim antenleri üzerinden aktif anten indisleri seçilir ve bilgi iletimi için bu aktif anten indisleri kullanılır.

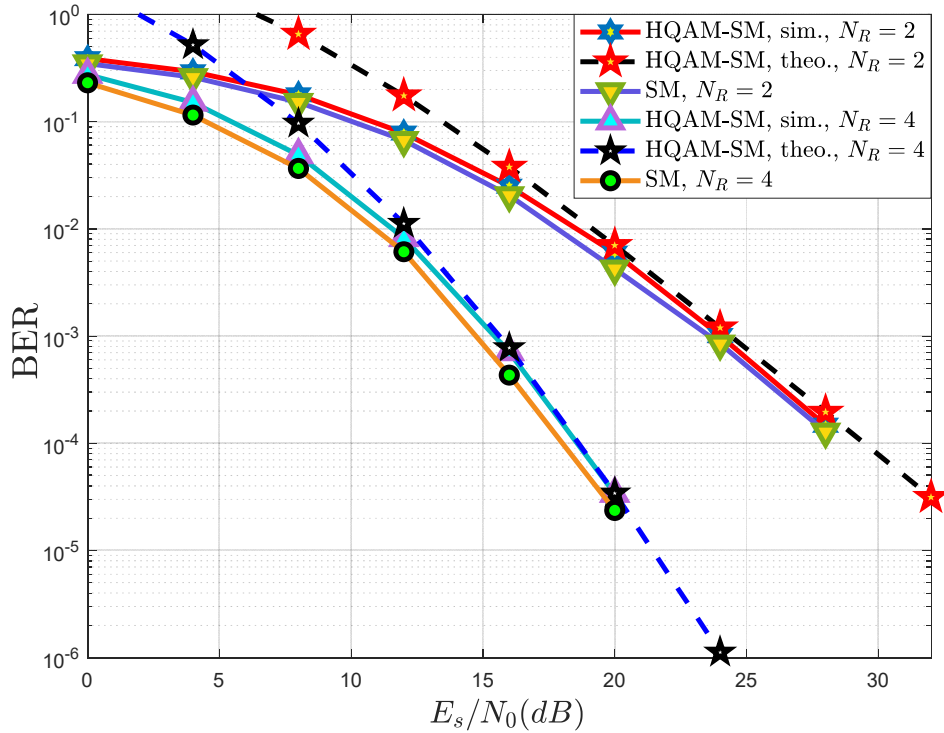


Şekil 4.4 COAS-HSM tekniğinin sistem modeli

Ancak geleneksel SM tekniğinden farklı olarak HSM tekniğinde veri iletimi için geleneksel M-QAM takımyıldızları kullanılmaz, altıgen takımyıldızlar kullanılır. COAS-HSM şeması dikkatle incelenirse, $1 \times k$ boyutundaki $\mathbf{b}$ vektörünün alıcı terminale iletilecek veri vektörü olduğu görülür. Verici terminalde $\mathbf{b}$, $1 \times k_1$ boyutunda $\mathbf{b}_1$ ve $1 \times k_2$ boyutunda $\mathbf{b}_2$ alt vektörlerine bölünür ve iletişim $\mathbf{b}_1$ ve $\mathbf{b}_2$ üzerinden sağlanır. Burada, $k_1 = \log_2(N_\psi)$ ve $k_2 = \log_2(M)$ şeklindedir.

4.3.2. COAS-HSM Tekniğinin Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde Rayleigh sönümlemeli kanallarda COAS-HSM, HQAM-SM, QAM-SM ve QSM teknikleri için benzetim sonuçları verilmiştir. Simülasyon sonuçları elde edilirken Monte Carlo simülasyon tekniği kullanılmıştır. Tekniklerin SNR performans kazançlarını birbirleri ile karşılaştırmak için 10^{-5} BER değeri kullanılmıştır.

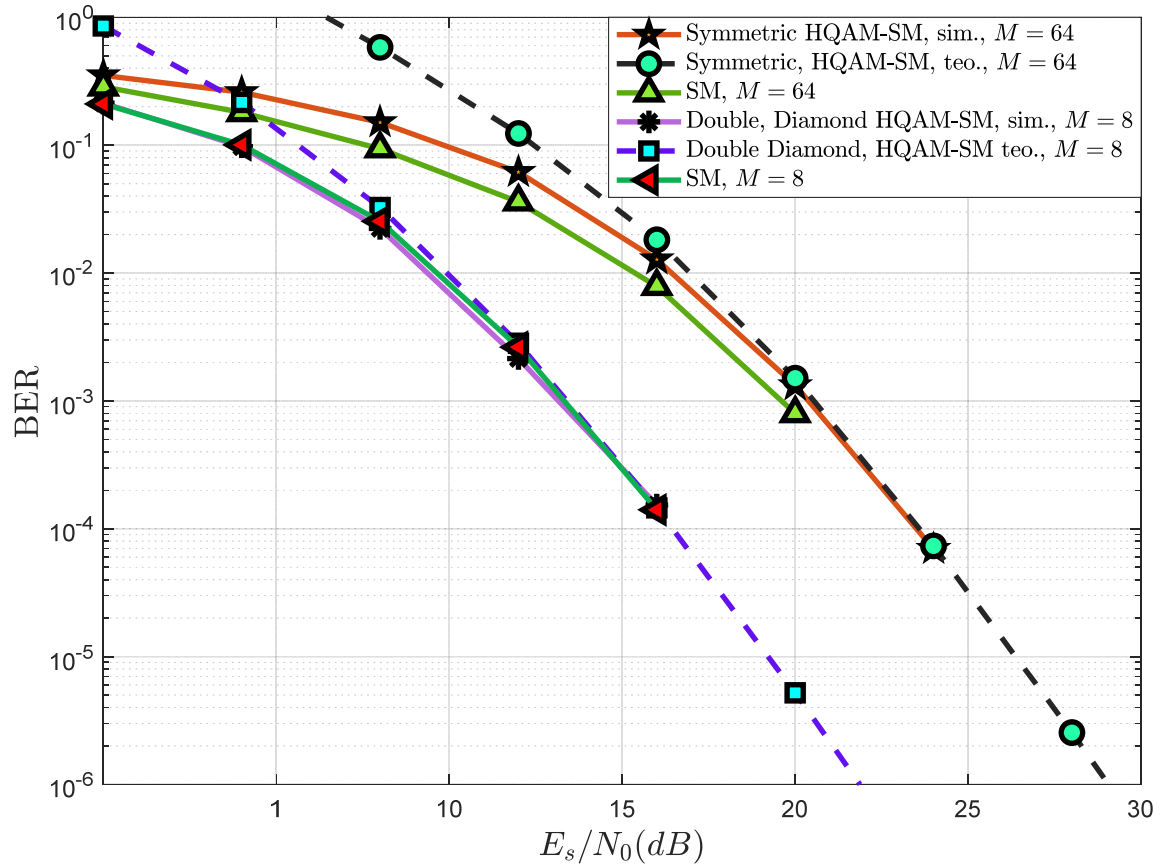


Şekil 4.5 HQAM-SM ve SM sistemlerinin $M = 16$, $N_T = 4$ ve $N_R = 2, 4$ olduğu

zaman performans analizleri

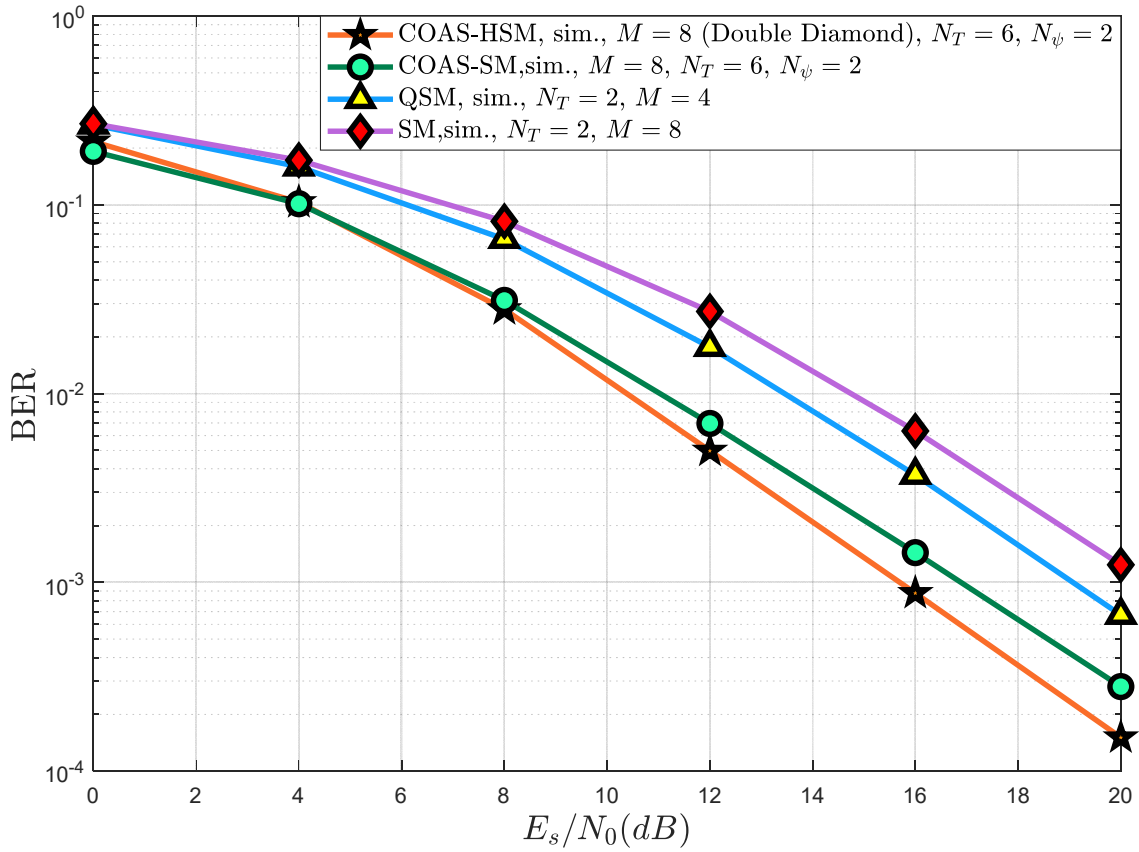
Ayrıca, tüm performans karşılaştırmalarında SNR , $\text{SNR(dB)} = 10\log_{10}(E_s/N_0)$ olarak verilmiştir, burada E_s ortalama sembol enerjisini temsil etmektedir. Ayrıca, CSI alıcıda mükemmel bir şekilde bilinmektedir. İletilen sembolleri ve indisleri tahmin etmek için ML detektörü kullanılmaktadır.

Şekil 4.5'te HQAM-SM sisteminin QAM-SM sistemi ile hem teorik hem de simülasyon performans karşılaştırmaları verilmiştir. Bu karşılaştırmalarda $N_T = 4$ ve $M = 16$, alıcı anten sayıları ise $N_R = 2$ ve $N_R = 4$ olarak seçilmiştir. Bu karşılaştırmada, QAM-SM ve HQAM-SM karşılaştırmaları, anten indisi ile 2 bit ve 16-QAM/16-HQAM sembolü ile 4 bit olmak üzere toplam $k = 6$ bit iletmektedir.



Şekil 4.6 HQAM-SM ve SM sistemlerinin $M = 8, 64$, $N_T = 4$ ve $N_R = 4$ olduğu zaman performans analizleri

Şekil 4.6’da HQAM-SM sisteminin QAM-SM sistemi ile hem teorik hem de simülasyon performans karşılaştırmaları sunulmuştur. Ancak bu karşılaştırmalarda $N_T = 4$ ve $N_R = 4$, modülasyon derecesi ise $M = 8$ veya $M = 64$ olarak seçilmiştir. Sistemlerde $M = 8$ seçildiğinde $k = 5$ bit; $M = 64$ seçildiğinde ise $k = 8$ bit iletilmektedir. Şekil 4.5 ve Şekil 4.6 birlikte incelendiğinde, HQAM-SM ve geleneksel QAM-SM tekniklerinin özellikle yüksek SNR’de benzer performanslar gösterdiği görülebilir. Ayrıca, HQAM-SM sistemi enerji verimliliği açısından optimaldir.

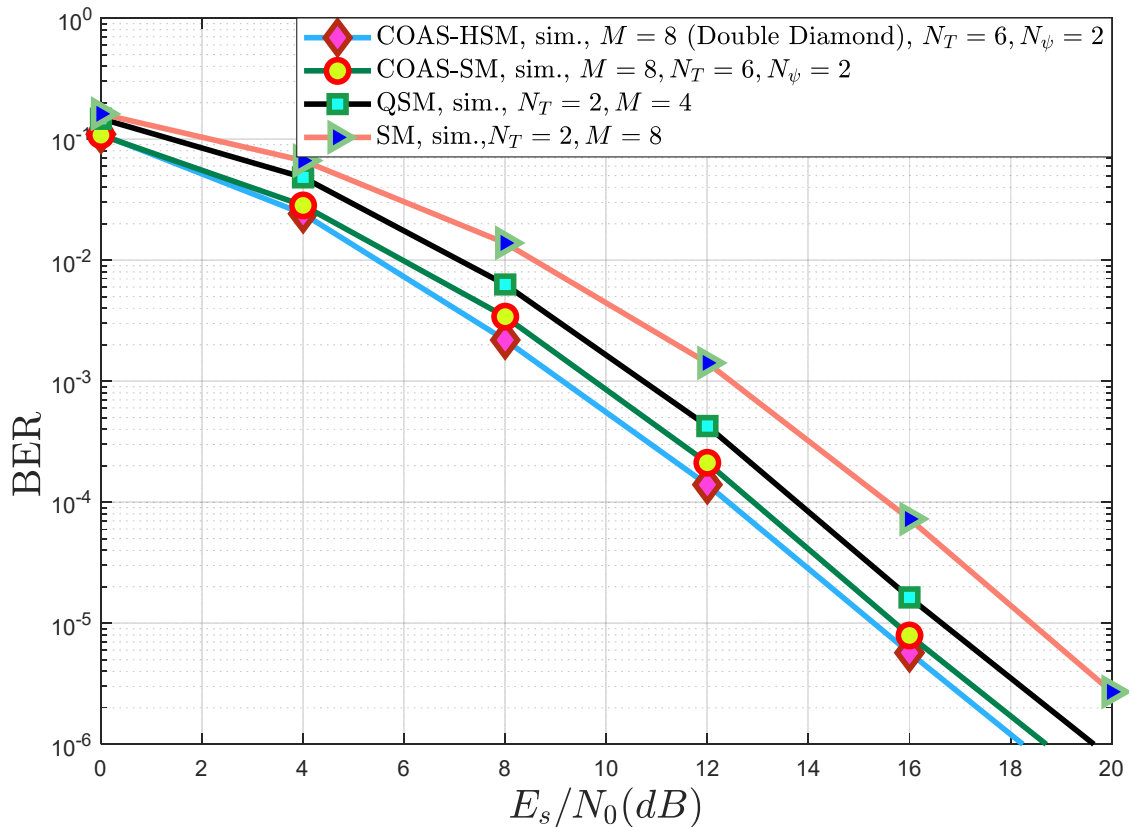


Şekil 4.7 COAS-HSM, COAS-SM, SM ve QSM sistemlerinin $N_T = 6$, $N_\psi = 2$, $N_R = 2$ olduğu zaman performans analizleri

Şekil 4.7’de COAS-HSM, COAS-SM, SM ve QSM sistemlerinin performans analizleri $k = 4$ için gerçekleştirilmiştir. COAS-HSM ve COAS-SM tekniklerinde

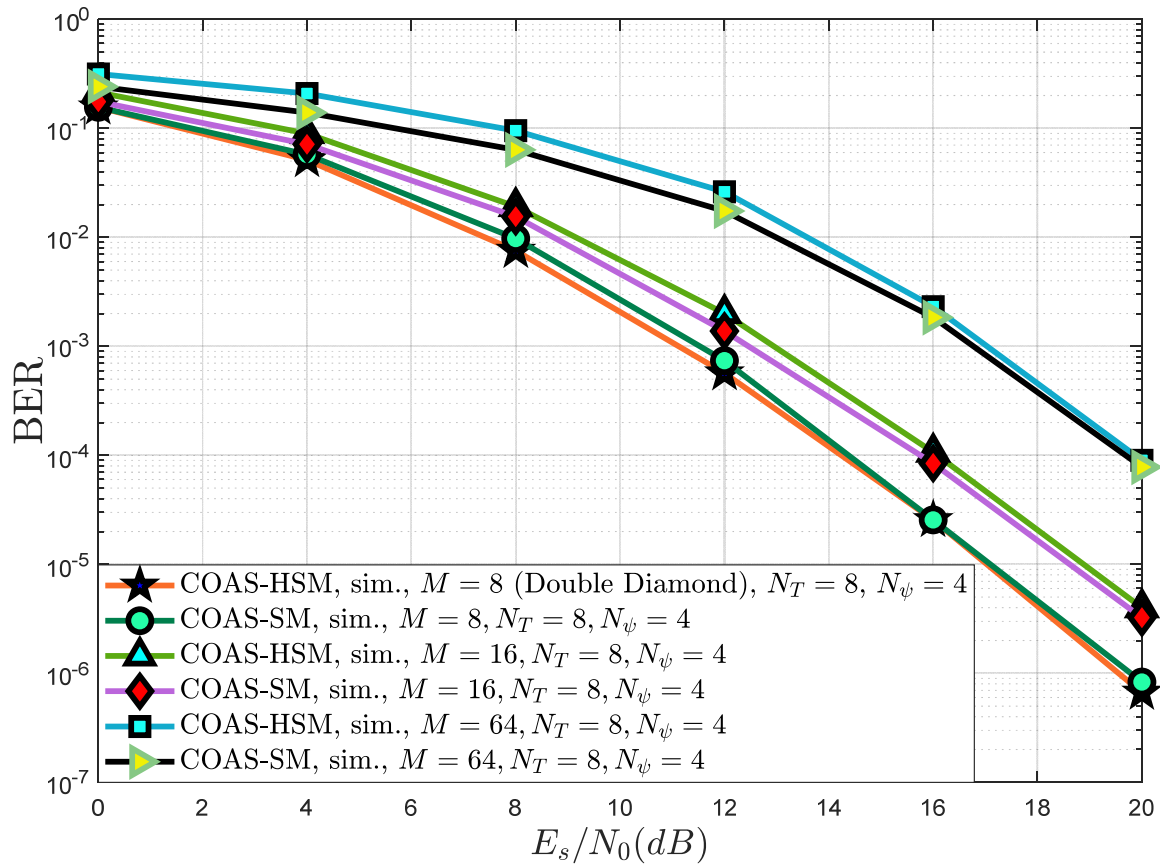
$N_T = 6$ ve $N_{\psi} = 6$ seçilmiştir ve tüm tekniklerde alıcı sayısı antenler $N_R = 2$ olarak seçilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere COAS-HSM tekniği COAS-SM tekniğine göre yaklaşık 1.3 dB, QSM tekniğine göre 3.4 dB ve SM tekniğine göre ise 5.1 dB kazanç sağlamaktadır. Özellikle bu simülasyonlarda “double diamond $M=8$ ” şemasının COAS tekniğinde diğer HQAM şemalarına göre daha iyi performans sağladığı görülmüştür, çünkü “double diamond” HQAM takımyıldızı, sembolleri birbirinden daha doğru ayırabilmektedir.

Diğer takımyıldızı şemaları için, daha önce de belirtildiği gibi, HQAM neredeyse eşdeğer performanslar sağlar ve enerji verimlidir. Şekil 4.8’de, tam olarak Şekil 4.7’deki sistemler karşılaştırılmıştır. Tek fark alıcı anten sayısının $N_R = 4$ olmasıdır. Ayrıca, COAS-HSM tekniği COAS-SM tekniğine göre yaklaşık 0.55 dB, QSM tekniğine göre 1.5 dB ve SM tekniğine göre 3.16 dB kazanç sağlamaktadır.



Şekil 4.8 COAS-HSM, COAS-SM, SM ve QSM sistemlerinin $N_T = 6$, $N_{\psi} = 2$, $N_R = 4$ olduğu zaman performans analizleri

Son olarak, Şekil 4.9’da COAS-HSM ve COAS-SM sistemlerinin $N_T = 8$ ve $N_{\psi} = 4$ olduğunda $M = 8, 16$ ve 64 için performans karşılaştırmaları verilmiştir. Şekilden de görülebileceği gibi, özellikle yüksek SNR bölgelerinde, COAS-HSM ve COAS-SM teknikleri benzer performans göstermektedir. Ayrıca, COAS-HSM tekniği enerji verimli yeni nesil bir iletişim tekniğidir.



Şekil 4.9 COAS-HSM ve COAS-SM sistemlerinin $N_T = 8$, $N_{\psi} = 4$, $M = 8, 16, 64$ ve $N_R = 4$ olduğu zaman performans analizleri

4.3.3. Sonuç

Bu çalışmada, COAS-HSM olarak adlandırılan yüksek veri hızlı ve enerji verimli bir haberleşme tekniği önerilmiştir. Söz konusu yöntem, HQAM ve SM tekniklerinin COAS tabanlı anten seçim şeması ile birlikte uyarlanmasıyla elde

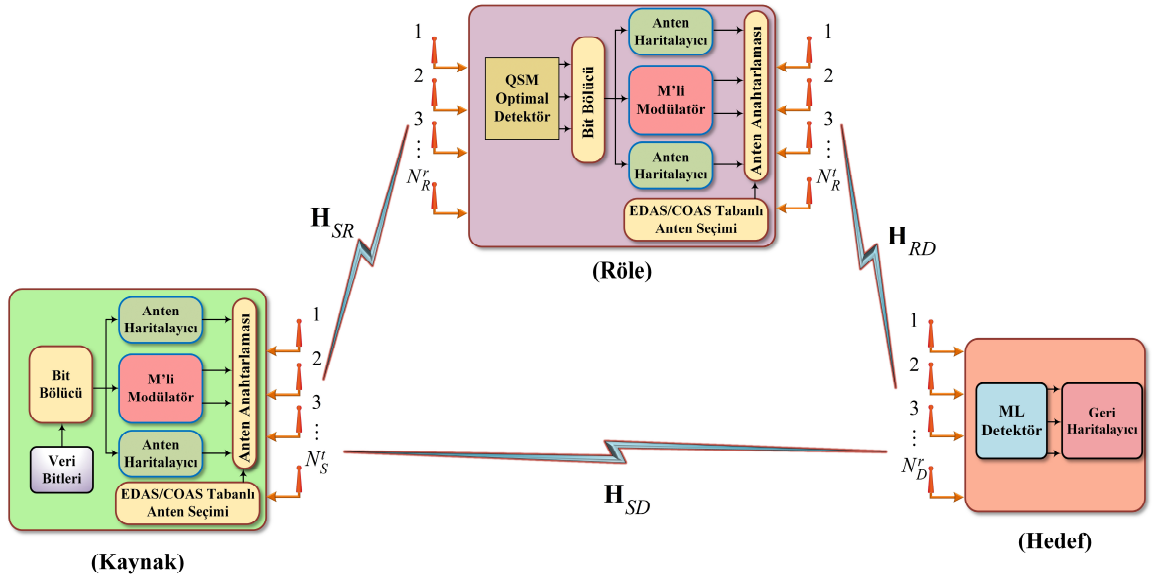
edilmiştir. Önerilen yeni teknik, geleneksel SM, QSM ve HQAM-SM tekniklerine kıyasla kayda değer SNR kazançları sağlarken, COAS-SM tekniğine kıyasla benzer SNR kazançları sunmaktadır. Bununla birlikte, elde edilen simülasyon sonuçları COAS-HSM sisteminin daha az iletim enerjisi tükettiğini ve diğer yandan COAS-SM tekniğine neredeyse eşdeğer hata performansına sahip olduğunu da kanıtlamaktadır. Tüm bunlara ek olarak, altıgen takımyıldızlar kullanıldığında %20'ye varan enerji verimlilikleri elde edilmektedir ve yeni nesil enerji verimli haberleşme sistemleri için potansiyel adaylardır.

4.4. İşbirlikli QSM Sistemi için EDAS/COAS Tabanlı Anten Seçimi

Bu çalışmada, işbirlikli haberleşme sistemleri için EDAS ve COAS tabanlı anten seçim tekniklerine dayalı yeni işbirlikli-karesel uzaysal modülasyon teknikleri önerilmektedir. Bu teknikler, EDAS tabanlı anten seçim tekniği destekli işbirlikli QSM (euclidean distance based antenna selection aided cooperative QSM, EDAS-CQSM) ve COAS tabanlı anten seçim tekniği destekli işbirlikli QSM (capacity optimized antenna selection aided cooperative QSM, COAS-CQSM) olarak adlandırılmaktadır. Ele alınan işbirlikli sistem kaynak terminal (S), röle terminali (R) ve hedef terminal (D) olmak üzere üç terminalden oluşmaktadır. R'deki sinyali yeniden iletmek için DF işbirliği tekniği düşünülmüştür. Geleneksel QSM demodülatörünün R ve D'deki performansını iyileştirmek amacıyla, DF şemasının hata yayılımından kaynaklanan performans düşüşünü azaltmak için hem S hem de R'de her iki anten seçim tekniği de kullanılmıştır. Bu nedenle, ele alınan CQSM sisteminin genel performansı artırılmıştır. Ayrıca, bilgisayar simülasyonları, önerilen EDAS/COAS-CQSM sistemlerinin, aynı bit hızına sahip işbirlikli uzaysal modülasyon (cooperative SM, CSM), işbirlikli QSM (cooperative QSM, CQSM), EDAS tabanlı işbirlikli SM (EDAS based cooperative SM, EDAS-CSM), COAS tabanlı işbirlikli SM (COAS based cooperative SM, COAS-CSM) ve geleneksel DF tabanlı işbirlikli sistemlerden daha iyi performansa sahip olduğunu göstermiştir.

4.4.1. EDAS/COAS-CQSM Sisteminin Sistem Modeli

Şekil 4.10'da EDAS-CQSM ve COAS-CQSM'nin sistem modelini göstermektedir. Burada, S ve D sırasıyla kaynak ve hedef terminallerdir ve R, S ve D arasındaki iletişimi aktaran röle terminalidir. S çoklu verici antenlere, D çoklu alıcı antenlere ve diğer yandan R çoklu alıcı ve çoklu verici antenlere sahiptir. Ele alınan sistemdeki tüm birimler yarı çift yönlü iletim moduna sahiptir ve iletim için M-QAM modülasyonu kullanılmaktadır.



Şekil 4.10 EDAS/COAS-CQSM şemasının sistem modeli

Ele alınan sistem yapısında, N_S^t S'nin verici anten sayısını, N_D^r D'nin alıcı anten sayısını ve N_R^t ve N_R^r sırasıyla R'nin verici ve alıcı anten sayısını ifade eder. $N_\chi^t \leq N_S^t$ ve $N_\chi^t \leq N_R^t$ olsun; N_χ^t ele alınan sistemin EDAS/COAS tekniklerine göre iletim sırasında seçilecek anten sayısını gösterir. Daha sonra, QSM şeması S ve R'de seçilen bu N_χ^t anten üzerinden yürütülür. Böylece, $\mathcal{L}_{\text{anten}} = \{\ell\}_{\ell=1}^{N_\chi^t}$ iletim anten indisleri kümesini ifade eder. $\mathbb{C}$ karmaşık sayı uzayını temsil etsin; $S \rightarrow D$, $S \rightarrow R$ ve $R \rightarrow D$ bağlantıları arasındaki kanal matrisleri sırasıyla $\mathbf{H}_{SD} \in \mathbb{C}^{N_D^r \times N_\chi^t}$, $\mathbf{H}_{SR} \in \mathbb{C}^{N_R^r \times N_\chi^t}$ ve $\mathbf{H}_{RD} \in \mathbb{C}^{N_D^r \times N_\chi^t}$ şeklinde ifade edilir. Burada bağlantılar arasındaki

kanal matrislerinin her bir elemanı bağımsız ve özdeşdir, sıfır ortalamalıdır, Rayleigh kanalını takip eder ve varyansı $\sigma_h^2 = 1$ şeklinde ifade edilir, yani, $\mathbb{CN}(0,1)$ şeklindedir. CSI'nin pilot semboller kullanılarak tüm birimlerde mükemmel bir şekilde bilindiği varsayılır. R ve D' de iletilen sembolü ve S ve R'nin aktif anten indislerini elde etmek için ML kestirim tekniği kullanılır.

Sırasıyla, $\ell_{S,\Re}$ ve $\ell_{S,\Im}$ S'nin aktif anten indislerini göstereyin, $\ell_{R,\Re}$ ve $\ell_{R,\Im}$ ifadeleri de R'nin aktif anten indislerini ifade etsin. $x_{S,\Re}$ ve $x_{S,\Im}$ ise S'nin M-QAM modülasyonlu $x_S = x_{S,\Re} + jx_{S,\Im}$ sembolünün gerçel ve imajiner kısımlarını göstermektedir. Diğer bir taraftan, $x_{R,\Re}$ ve $x_{R,\Im}$ ise R'nin M-QAM modülasyonlu $x_R = x_{R,\Re} + jx_{R,\Im}$ sembolünün gerçel ve imajiner kısımlarını göstermektedir. $\mathbf{x}_S$ ve $\mathbf{x}_R \in \mathbb{C}^{N_D \times N_\chi^t}$ şu şekilde ifade edilebilir: $\mathbf{x}_S = x_{S,\Re} \mathbf{u}_{\ell_{S,\Re}} + jx_{S,\Im} \mathbf{u}_{\ell_{S,\Im}}$ ve $\mathbf{x}_R = x_{R,\Re} \mathbf{u}_{\ell_{R,\Re}} + jx_{R,\Im} \mathbf{u}_{\ell_{R,\Im}}$. $\mathbf{u}_{\ell_{S,\Re}}$, $\mathbf{u}_{\ell_{S,\Im}}$, $\mathbf{u}_{\ell_{R,\Re}}$ ve $\mathbf{u}_{\ell_{R,\Im}}$ N_χ^t boyutlu standart baz vektörlerdir ve bunların yalnızca bir elemanı "1", diğerleri "0"dır. Bu açıklamalar altında, ele alınan sistemin S ve R'si üzerinde EDAS/COAS tekniklerine dayalı QSM sembolleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_S &= \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \underset{\substack{\uparrow \\ \ell_{S,\Re} \text{ konum}}}{x_{S,\Re}} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \underset{\substack{\uparrow \\ \ell_{S,\Im} \text{ konum}}}{x_{S,\Im}} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & x_{S,\Re} & 0 & \cdots & 0 & jx_{S,\Im} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T, \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_R &= \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \underset{\substack{\uparrow \\ \ell_{R,\Re} \text{ konum}}}{x_{R,\Re}} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \underset{\substack{\uparrow \\ \ell_{R,\Im} \text{ konum}}}{x_{R,\Im}} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & x_{R,\Re} & 0 & \cdots & 0 & jx_{R,\Im} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T, \end{aligned} \quad (4.18)$$

burada, $E[\mathbf{x}_S^H \mathbf{x}_S] = E[\mathbf{x}_R^H \mathbf{x}_R] = 1$ şeklindedir.

Önerilen sistem modelinde iletişim protokolü iki aşamada gerçekleşmektedir. Birinci fazda, S uzaysal olarak modüle edilmiş QSM sinyalini EDAS/COAS anten

seçim tekniğini kullanarak R ve D'ye iletir. Birinci fazın sonunda D ve R'ye ulaşan gürültülü sinyaller sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathbf{y}_{SD} = \mathbf{H}_{SD} \mathbf{x}_S + \mathbf{n}_{SD}, \quad (4.19)$$

$$\mathbf{y}_{SR} = \mathbf{H}_{SR} \mathbf{x}_S + \mathbf{n}_{SR}. \quad (4.20)$$

(4.17) ve (4.18)'i (4.19) ve (4.20)'nin içerisine yazarsak $\mathbf{y}_{SD}$ ve $\mathbf{y}_{SR}$ şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{y}_{SD} = \left(\mathbf{h}_{\ell_{S,\Re}}^{SD} x_{S,\Re} + j \mathbf{h}_{\ell_{S,\Im}}^{SD} x_{S,\Im} \right) + \mathbf{n}_{SD}, \quad (4.21)$$

$$\mathbf{y}_{SR} = \left(\mathbf{h}_{\ell_{S,\Re}}^{SR} x_{S,\Re} + j \mathbf{h}_{\ell_{S,\Im}}^{SR} x_{S,\Im} \right) + \mathbf{n}_{SR}. \quad (4.22)$$

Boyutları $N_D^r \times 1$ olan $\mathbf{h}_{\ell_{S,\Re}}^{SD}$ ve $\mathbf{h}_{\ell_{S,\Im}}^{SD}$ vektörleri sırasıyla, $\mathbf{H}_{SD}$ matrisinin $\ell_{S,\Re}$ 'inci ve $\ell_{S,\Im}$ 'inci sütunlarını ifade etmektedir. Benzer şekilde, boyutları $N_R^r \times 1$ olan $\mathbf{h}_{\ell_{S,\Re}}^{SR}$ ve $\mathbf{h}_{\ell_{S,\Im}}^{SR}$ vektörleri sırasıyla, $\mathbf{H}_{SD}$ matrisinin $\ell_{S,\Re}$ 'inci ve $\ell_{S,\Im}$ 'inci sütunlarını ifade etmektedir. Bu kanal matrisleri sırasıyla, $\mathbf{H}_{SD} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{SD} & \mathbf{h}_2^{SD} & \dots & \mathbf{h}_{N_x^t}^{SD} \end{bmatrix}$ ve $\mathbf{H}_{SR} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{SR} & \mathbf{h}_2^{SR} & \dots & \mathbf{h}_{N_x^t}^{SR} \end{bmatrix}$ şeklinde ifade edilir. Boyutları $N_D^r \times 1$ olan $\mathbf{n}_{SD}$ ve boyutları $N_R^r \times 1$ olan $\mathbf{n}_{SR}$ vektörleri, dağılımı $\mathcal{CN}(0, N_0)$ ve boyut başına $N_0/2$ varyansı olan AWGN vektörleridir.

Öte yandan, iletişimin ikinci aşamasında, RT, iletişimin ilk aşamasında aldığı sinyalleri kullanarak ML tabanlı QSM demodülatörü yardımıyla (S 'nin aktif indisini ve iletilen sembolü birlikte kestiren) $(\ell_{S,\Re}, \ell_{S,\Im}, x_{S,\Re}, x_{S,\Im})$ indislerini ve sembolü elde eder. Alıcıda mükemmel kanal bilgisi varsayılarak, QSM sistemi için optimum ML çözücüsü R'de şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}
(\hat{\ell}_{S,\Re}, \hat{\ell}_{S,\Im}, \hat{x}_{S,\Re}, \hat{x}_{S,\Im}) &= \arg \max_{\substack{\ell_{S,\Re}, \ell_{S,\Im} \in \mathcal{L}_{anten} \\ x_{S,\Re}, x_{S,\Im} \in M}} p_Y(\mathbf{y}_{SR} | \mathbf{x}_S, \mathbf{H}_{SR}) \\
&= \arg \max_{\substack{\ell_{S,\Re}, \ell_{S,\Im} \in \mathcal{L}_{anten} \\ x_{S,\Re}, x_{S,\Im} \in M}} \|\mathbf{y}_{SR} | \mathbf{x}_S, \mathbf{H}_{SR}\|_F^2 \\
&= \arg \max_{\substack{\ell_{S,\Re}, \ell_{S,\Im} \in \mathcal{L}_{anten} \\ x_{S,\Re}, x_{S,\Im} \in M}} \|\mathbf{y}_{SR} - (\mathbf{h}_{\ell_{S,\Re}}^{SR} x_{S,\Re} + j\mathbf{h}_{\ell_{S,\Im}}^{SR} x_{S,\Im})\|_F^2.
\end{aligned} \tag{4.23}$$

Burada, $p_Y(\mathbf{y}_{SR} | \mathbf{x}_S, \mathbf{H}_{SR})$ ifadesi olasılık fonksiyonu olarak ifade edilir. R’de kestirilen indis ve sembol bilgilerini kullanarak yapılan $\ell_{R,\Re} = \hat{\ell}_{S,\Re}$, $\ell_{R,\Im} = \hat{\ell}_{S,\Im}$, $x_{R,\Re} = \hat{x}_{S,\Re}$, $x_{R,\Im} = \hat{x}_{S,\Im}$ eşleştirmeleri gerçekleştirilir. Ardından elde edilen, $\ell_{R,\Re}$, $\ell_{R,\Im}$, $x_{R,\Re}$ ve $x_{R,\Im}$ bilgileri, R’den EDAS/COAS tekniklerine dayalı QSM modülatörü kullanılarak D’ye aktarılır. D, birinci ve ikinci aşamalarda aldığı sinyallerden veri tespiti yapmak için ML tabanlı QSM demodülatörünü kullanır. D’de, R’den gelen gürültülü sinyal şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}_{RD} &= \mathbf{H}_{RD} \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_{RD} \\
&= (\mathbf{h}_{\ell_{R,\Re}}^{RD} x_{R,\Re} + j\mathbf{h}_{\ell_{R,\Im}}^{RD} x_{R,\Im}) + \mathbf{n}_{RD}.
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Burada, $\mathbf{x}_R$ (4.16)’daki gibi ifade edilebilir ve boyutları $N_D' \times 1$ olan $\mathbf{h}_{\ell_{S,\Re}}^{RD}$ ve $\mathbf{h}_{\ell_{S,\Im}}^{RD}$ vektörleri sırasıyla, $\mathbf{H}_{RD}$ matrisinin $\ell_{S,\Re}$ ‘inci ve $\ell_{S,\Im}$ ‘inci sütunlarını ifade etmektedir. $\mathbf{H}_{RD}$ ise $\mathbf{H}_{RD} = [\mathbf{h}_1^{RD} \quad \mathbf{h}_2^{RD} \quad \dots \quad \mathbf{h}_{N_z'}^{RD}]$ şeklinde ifade edilir. Ayrıca, boyutu $N_D' \times 1$ olan $\mathbf{n}_{RD}$ vektörü, dağılımı $\mathcal{CN}(0, N_0)$ ve boyut başına $N_0/2$ varyansı olan AWGN vektörüdür.

İletişimin D’de ilk ve ikinci aşamalarının sonunda, alınan sinyallere ML kestirimi uygulandığında, S’nin aktif anten indisi ve iletilen sembolü şu şekilde belirlenir:

$$\begin{aligned}
(\hat{\ell}_{D,\Re}, \hat{\ell}_{D,\Im}, \hat{x}_{D,\Re}, \hat{x}_{D,\Im}) &= \arg \max_{\substack{\ell_{D,\Re}, \ell_{D,\Im} \in \mathcal{L}_{anten} \\ x_{D,\Re}, x_{D,\Im} \in M}} \left(\|\mathbf{y}_{SD} - \mathbf{H}_{SD} \mathbf{x}_D\|_F^2 + \|\mathbf{y}_{RD} - \mathbf{H}_{RD} \mathbf{x}_D\|_F^2 \right) \\
&= \arg \max_{\substack{\ell_{D,\Re}, \ell_{D,\Im} \in \mathcal{L}_{anten} \\ x_{D,\Re}, x_{D,\Im} \in M}} \left(\|\mathbf{y}_{SD} - (\mathbf{h}_{\ell_{D,\Re}}^{SD} x_{D,\Re} + j\mathbf{h}_{\ell_{D,\Im}}^{SD} x_{D,\Im})\|_F^2 \right. \\
&\quad \left. + \|\mathbf{y}_{RD} - (\mathbf{h}_{\ell_{D,\Re}}^{RD} x_{D,\Re} + j\mathbf{h}_{\ell_{D,\Im}}^{RD} x_{D,\Im})\|_F^2 \right).
\end{aligned} \tag{4.25}$$

Son olarak, kestirilen $(\hat{\ell}_{D,\Re}, \hat{\ell}_{D,\Im}, \hat{x}_{D,\Re}, \hat{x}_{D,\Im})$ değerlerini kullanarak bit-geri eşleştirme tekniği ile EDAS/COAS-CQSM sistem alıcısında gösterildiği gibi, alıcıda demapper yardımıyla orijinal olarak iletilen bit dizisi $\hat{\mathbf{b}}$ yeniden oluşturulur.

Bu noktadan sonra normalde EDAS ve COAS tekniklerinin açıklaması yapılacaktı ancak bu yöntemler 4.2. Bölümde anlatıldığı için tekrara düşmemek adına bu kısım anlatılmamıştır.

4.4.2. EDAS/COAS-CQSM Sisteminin Kompleksite Analizi

Bu bölümde, hem EDAS-CQSM hem de COAS-CQSM sistemleri için hesaplama karmaşıklığı analizi, (Trefethen and Bau, III 1997; Ntontin et al. 2013)'deki hesaplamaya benzer şekilde, kayan nokta işlemlerinin (flop) sayısı cinsinden sunacağız. Bir flop, her bir çarpma, bölme, çıkarma veya toplama işlemi olarak tanımlanır.

4.4.2.1. EDAS-CQSM Sisteminin Karmaşıklık Analizi

EDAS-CQSM sisteminin toplam karmaşıklığı $\mathcal{O}_{\text{EDAS-CQSM}}$ şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathcal{O}_{\text{EDAS-CQSM}} = \mathcal{O}_{\text{R}}^{\text{EDAS}} + \mathcal{O}_{\text{D}}^{\text{EDAS}}, \quad (4.26)$$

Burada, $\mathcal{O}_{\text{R}}^{\text{EDAS}}$ R'nin karmaşıklığını ifade eder; diğer bir taraftan $\mathcal{O}_{\text{D}}^{\text{EDAS}}$ D'nin karmaşıklığını ifade eder. (4.8) denklemi ve (4.21) denklemi dikkate alınırsa $S \rightarrow R$ linki arasındaki $\mathcal{O}_{\text{R}}^{\text{EDAS}}$ şu şekilde ifade edilebilir:

$$\varphi_S^* = \arg \max_{\varsigma \in \lambda_{\text{EDAS}}} \left\{ \min_{\substack{x_1, x_2 \in \mathbb{C} \\ x_1 \neq x_2}} \left\| \mathbf{h}_{1,\lambda_{1,\Re}}^{SR} x_{1,\Re} + j \mathbf{h}_{1,\lambda_{1,\Im}}^{SR} x_{1,\Im} - \mathbf{h}_{2,\lambda_{2,\Re}}^{SR} x_{2,\Re} - j \mathbf{h}_{2,\lambda_{2,\Im}}^{SR} x_{2,\Im} \right\|_F^2 \right\}. \quad (4.27)$$

Bu nedenle, R' de gerçekleştirilen karmaşıklık analizini hesaplamak için, (4.27)'de yer alan $\left\| \mathbf{h}_{1,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{SR} x_{1,\mathfrak{R}} + j\mathbf{h}_{1,\lambda_{1,\mathfrak{I}}}^{SR} x_{1,\mathfrak{I}} - \mathbf{h}_{2,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{SR} x_{2,\mathfrak{R}} - j\mathbf{h}_{2,\lambda_{2,\mathfrak{I}}}^{SR} x_{2,\mathfrak{I}} \right\|_F^2$ ifadesi tüm olası sembol ve iletim anteni kombinasyonları için ayrı ayrı hesaplanmalıdır. (Naidu, Pillay, and Xu 2018; Ntontin et al. 2013) benzeri bir yaklaşım kullanarak, (4.27)'nin hesaplama karmaşıklığı her anten çifti için her anten alt kümesi içinde $4M(4M-1)(9N_R^r-1)$ olarak bulunur. EDAS tekniği her anten çifti için her anten alt kümesi içinde uygulandığından, toplamda $\binom{N_\chi^t}{2} Z$ kez uygulanmalıdır. Tüm anten çiftleri için karmaşıklık analizini göz önünde bulundurarak, R' deki karmaşıklık ifadesi şu şekilde yazılabilir:

$$\mathcal{O}_R^{\text{EDAS}} = 4M(4M-1)(9N_R^r-1) \binom{N_\chi^t}{2} \binom{N_S^t}{N_\chi^t}. \quad (4.28)$$

R' de $\mathcal{O}_R^{\text{EDAS}}$ 'ı elde etmeye benzer şekilde, D' nin hesaplama karmaşıklığını yazmak için, yani $\mathcal{O}_D^{\text{EDAS}}$, (4.8) denklemini ST-DT ve RT-DT bağlantıları için (4.23) göz önünde bulundurulduğunda aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$\varphi_S^* = \arg \max_{\varsigma \in \lambda_{\text{EDAS}}} \left\{ \min_{\substack{x_1, x_2 \in \mathbb{C} \\ x_1 \neq x_2}} \left(\left\| \mathbf{h}_{1,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{SD} x_{1,\mathfrak{R}} + j\mathbf{h}_{1,\lambda_{1,\mathfrak{I}}}^{SD} x_{1,\mathfrak{I}} - \mathbf{h}_{2,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{SD} x_{2,\mathfrak{R}} - j\mathbf{h}_{2,\lambda_{2,\mathfrak{I}}}^{SD} x_{2,\mathfrak{I}} \right\|_F^2 + \left\| \mathbf{h}_{1,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{RD} x_{1,\mathfrak{R}} + j\mathbf{h}_{1,\lambda_{1,\mathfrak{I}}}^{RD} x_{1,\mathfrak{I}} - \mathbf{h}_{2,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{RD} x_{2,\mathfrak{R}} - j\mathbf{h}_{2,\lambda_{2,\mathfrak{I}}}^{RD} x_{2,\mathfrak{I}} \right\|_F^2 \right) \right\}. \quad (4.29)$$

Böylece, D' de yapılan karmaşıklık analizini hesaplamak için, (4.29)'deki ifade, yani,

$$\left\| \mathbf{h}_{1,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{SD} x_{1,\mathfrak{R}} + j\mathbf{h}_{1,\lambda_{1,\mathfrak{I}}}^{SD} x_{1,\mathfrak{I}} - \mathbf{h}_{2,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{SD} x_{2,\mathfrak{R}} - j\mathbf{h}_{2,\lambda_{2,\mathfrak{I}}}^{SD} x_{2,\mathfrak{I}} \right\|_F^2 + \left\| \mathbf{h}_{1,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{RD} x_{1,\mathfrak{R}} + j\mathbf{h}_{1,\lambda_{1,\mathfrak{I}}}^{RD} x_{1,\mathfrak{I}} - \mathbf{h}_{2,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{RD} x_{2,\mathfrak{R}} - j\mathbf{h}_{2,\lambda_{2,\mathfrak{I}}}^{RD} x_{2,\mathfrak{I}} \right\|_F^2$$

tüm olası sembol ve iletim anteni kombinasyonları için ayrı ayrı hesaplanmalıdır.

(4.27) ve (4.29)'un hesaplama karmaşıklığı açısından karşılaştırılması sonucunda, (4.29)'daki hesaplama karmaşıklığı yalnızca

$$\left\| \mathbf{h}_{1,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{RD} x_{1,\mathfrak{R}} + j\mathbf{h}_{1,\lambda_{1,\mathfrak{I}}}^{RD} x_{1,\mathfrak{I}} - \mathbf{h}_{2,\lambda_{\mathfrak{R}}}^{RD} x_{2,\mathfrak{R}} - j\mathbf{h}_{2,\lambda_{2,\mathfrak{I}}}^{RD} x_{2,\mathfrak{I}} \right\|_F^2 \text{ kadar yüksektir. Neticede, } \mathcal{O}_D^{\text{EDAS}}$$

aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned}
\mathcal{O}_D^{\text{EDAS}} &= 4M(4M-1)(9N_D^r-1)\binom{N_\chi^t}{2}\binom{N_S^t}{N_\chi^t} + 4M(4M-1)(9N_D^r-1)\binom{N_\chi^t}{2}\binom{N_R^t}{N_\chi^t} \\
&= 4M(4M-1)(9N_D^r-1)\binom{N_\chi^t}{2}\left[\binom{N_S^t}{N_\chi^t} + \binom{N_R^t}{N_\chi^t}\right].
\end{aligned} \tag{4.30}$$

Sonuç olarak, EDAS-CQSM sisteminin genel hesaplama karmaşıklığı son haliyle aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathcal{O}_{\text{EDAS-CQSM}} = 4M(4M-1)\binom{N_\chi^t}{2}\left[(9N_R^r-1)\binom{N_S^t}{N_\chi^t} + (9N_D^r-1)\left(\binom{N_S^t}{N_\chi^t} + \binom{N_R^t}{N_\chi^t}\right)\right]. \tag{4.31}$$

İşbirliği yapılmayan durumun yani, Öklid mesafesi tabanlı anten seçimli QSM (euclidean distance based antenna selection aided QSM, EDAS-QSM) hesaplama karmaşıklığının, (4.26)'da verilen hesaplama karmaşıklığına eşit olduğuna dikkat

edin, yani $\mathcal{O}_{\text{EDAS-QSM}} = 4M(4M-1)(9N_R^r-1)\binom{N_\chi^t}{2}\binom{N_S^t}{N_\chi^t}$. Böylece, işbirlikli sistem

sadece (4.30) denkleminin karmaşıklığını eklemektedir. Ayrıca, $N_S^t = N_R^t$ ve $N_R^r = N_D^r$ olduğunda, EDAS-CQSM sisteminin genel hesaplama karmaşıklığı $\mathcal{O}_{\text{EDAS-CQSM}} = 3\mathcal{O}_{\text{EDAS-QSM}}$ olmaktadır. Dolayısıyla, hesaplama karmaşıklığının işbirlikli olmayan duruma kıyasla üç katına çıktığı açıktır.

4.4.2.2. COAS-CQSM Sisteminin Karmaşıklık Analizi

COAS-CQSM sisteminin toplam karmaşıklığı $\mathcal{O}_{\text{COAS-CQSM}}$ şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathcal{O}_{\text{COAS-CQSM}} = \mathcal{O}_R^{\text{COAS}} + \mathcal{O}_D^{\text{COAS}}. \tag{4.32}$$

Burada, $\mathcal{O}_R^{\text{COAS}}$ R'nin karmaşıklığını ifade eder; diğer bir taraftan $\mathcal{O}_D^{\text{COAS}}$ D'nin karmaşıklığını ifade eder. (Naidu, Pillay, and Xu 2018)'de kullanılan yaklaşımı göz önünde bulundurarak, COAS-CQSM tekniğinin hesaplama karmaşıklığı, R ve D'de Adım 1 için hesaplanan karmaşıklıkların sayısının toplamına eşittir.

(4.14)'deki her kanal kazanç vektörü için, R için flop sayısı $(2N_R^r - 1)$ 'e eşittir. Buna göre, N_S^t vektörleri için R'nin hesaplama karmaşıklığı şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathcal{O}_R^{\text{COAS}} = N_S^t (2N_R^r - 1). \quad (4.33)$$

R'de $\mathcal{O}_R^{\text{COAS}}$ 'ı elde etmeye benzer şekilde, D'nin hesaplama karmaşıklığı, yani ST-DT ve RT-DT bağlantıları için $\mathcal{O}_D^{\text{COAS}}$, şu şekilde hesaplanabilir:

$$\mathcal{O}_D^{\text{COAS}} = (N_S^t + N_R^t)(2N_D^r - 1). \quad (4.34)$$

Sonuç olarak, COAS-CQSM sisteminin genel hesaplama karmaşıklığı son haliyle aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

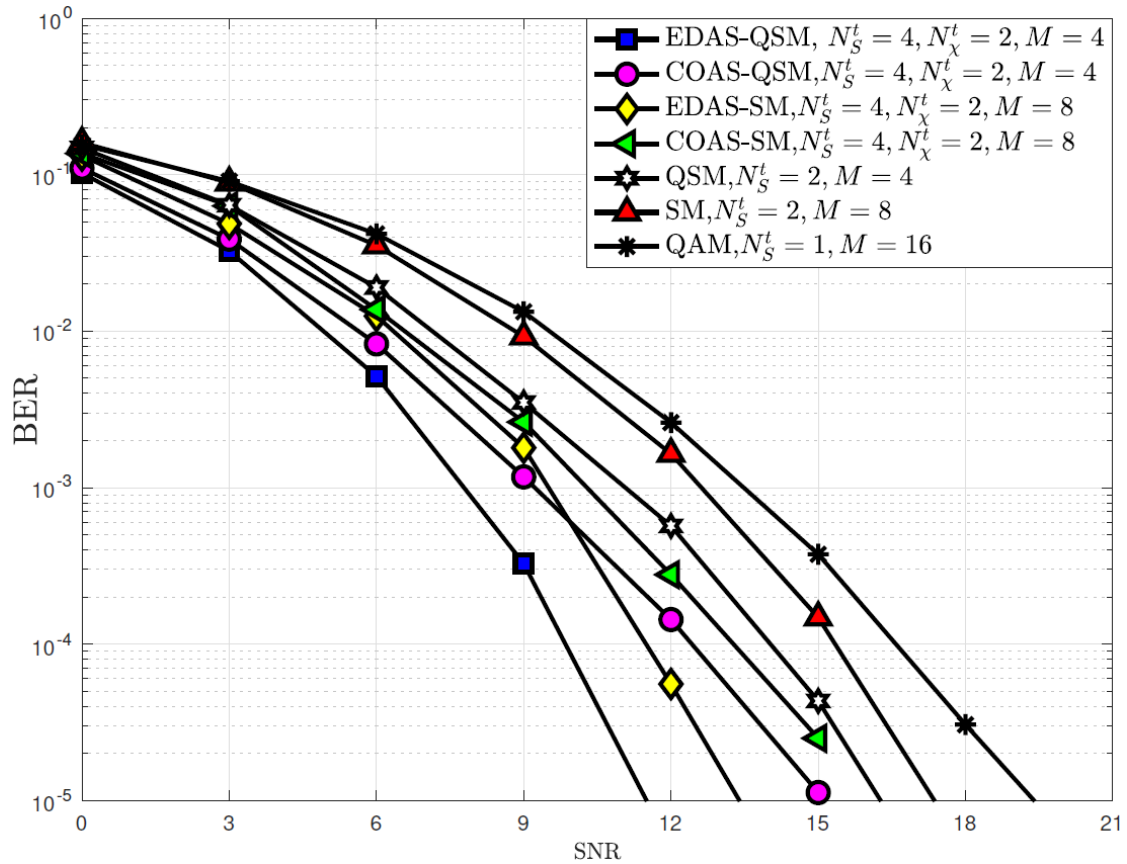
$$\mathcal{O}_{\text{COAS-CQSM}} = N_S^t (2N_R^r - 1) + (N_S^t + N_R^t)(2N_D^r - 1). \quad (4.35)$$

Kapasite optimizasyonlu anten seçimi tabanlı QSM (capacity optimized antenna selection aided QSM, COAS-QSM) sisteminin hesaplama karmaşıklığının (yani işbirliği olmayan hâlinin) (4.33)'de verilen hesaplama karmaşıklığına açıkça eşit olduğuna dikkat edilmesi gerekir, yani $\mathcal{O}_{\text{COAS-QSM}} = N_S^t (2N_R^r - 1)$. Dolayısıyla, işbirliği yalnızca (4.34)'ün karmaşıklığına katkıda bulunur. Ayrıca, $N_S^t = N_R^t$ ve $N_R^r = N_D^r$ olduğunda, EDAS-CQSM sisteminin genel hesaplama karmaşıklığı $\mathcal{O}_{\text{COAS-CQSM}} = 3\mathcal{O}_{\text{COAS-QSM}}$ olur. Dolayısıyla, hesaplama karmaşıklığının işbirlikçi olmayan duruma kıyasla üç katına çıktığı açıkça görülmektedir.

4.4.3. EDAS/COAS-CQSM Sisteminin Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde, Rayleigh sönümlmeli kanallar üzerinde EDAS-CQSM ve COAS-CQSM teknikleri için benzetim sonuçları sunulmuştur. Ortalama BER performansları Monte Carlo simülasyon yöntemi ile elde edilmiştir. $\text{SNR(dB)} = 10 \log_{10}(E_s / N_0)$ olup burada E_s ortalama sembol enerjisidir. Tüm performans karşılaştırmaları 10^{-5} BER değeri için yapılmıştır. EDAS-CQSM, COAS-

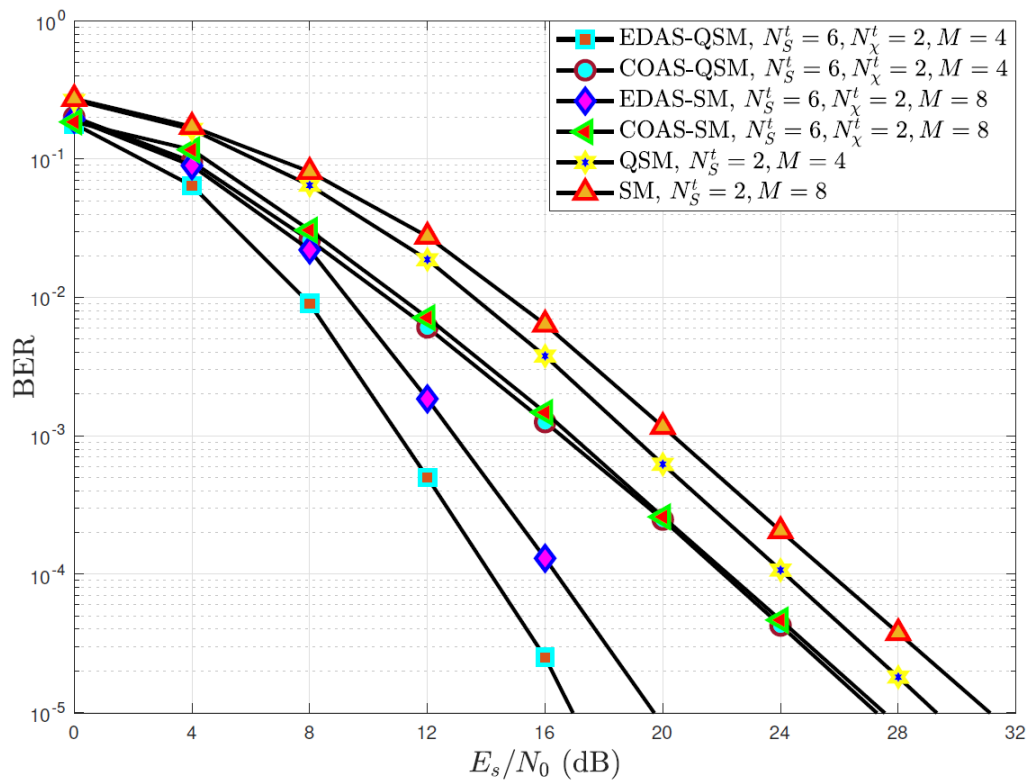
CSM, CTAS-A-C-CQSM, LCTAS-A-C-CSM, CQSM, CSM teknikleri önerilen EDAS-CQSM ve COAS-CQSM sistemi için performans karşılaştırmasında referans olarak kullanılmıştır (Şekil 4.13-4.15). Ayrıca, EDAS-QSM ve COAS-QSM yöntemleri R'de $S \rightarrow R$ bağlantısı kullanılarak geleneksel QSM, SM ve M-QAM tekniği ile karşılaştırılmıştır (Şekil 4.11 ve Şekil 4.12)



Şekil 4.11 EDAS-QSM, COAS-QSM, EDAS-SM, COAS-SM, QSM, SM ve QAM sistemlerinin $N_R^r = 4$ iken $m = 4$ bit/s/Hz için performans karşılaştırmaları

Şekil 4.11'de EDAS-QSM, COAS-QSM, EDAS-SM, COAS-SM, QSM, SM ve QAM sistemlerinin R'deki tüm teknikler için $N_R^r = 4$ olduğunda $m = 4$ bit/s/Hz spektral verimlilik için BER performans eğrilerini gösterilmektedir (işbirlikli sistem olmadan). EDAS/COAS-QSM sisteminin anten konfigürasyonları $N_S^t = 4, N_\chi^t = 2$ ve modülasyon derecesi $M = 4$ olarak seçilmiştir; EDAS/COAS-SM sisteminin

anten konfigürasyonları $N_s^t = 4$, $N_\chi^t = 2$ ve modülasyon derecesi $M = 8$ olarak seçilmiştir; QSM sisteminin anten konfigürasyonları $N_s^t = 2$ ve $M = 4$ olarak belirlenmiştir; SM sisteminin anten konfigürasyonları $N_s^t = 2$ ve $M = 8$ olarak belirlenmiştir; QAM sisteminin anten konfigürasyonları $N_s^t = 1$ olarak belirlenmiştir ve modülasyon derecesi $M = 16$ olarak seçilmiştir. Bu iletim şemaları aynı anda gönderilen bit sayısını eşitlemeyi amaçlamaktadır. Ayrıca, EDAS-QSM ve COAS-QSM sistemleri aktif antenlerle birlikte 2 bit iletirken, modüle edilmiş sembollerle 2 bit iletir; EDAS-SM ve COAS-SM sistemleri aktif antenlerle birlikte 1 bit iletirken, modüle edilmiş sembollerle 3 bit iletir; QSM sistemi aktif antenlerle birlikte 2 bit iletirken, modüle edilmiş sembollerle 2 bit iletir; SM sistemi aktif antenlerle birlikte 1 bit iletirken, modüle edilmiş sembollerle 3 bit iletir; son olarak, QAM sistemi sadece modüle edilmiş sembollerle iletim yapar ve 4 bit iletir.



Şekil 4.12 EDAS-QSM, COAS-QSM, EDAS-SM, COAS-SM, QSM, SM ve QAM sistemlerinin $N_R^r = 2$ iken $m = 4$ bit/s/Hz için performans karşılaştırmaları

Şekil 4.12’de, Şekil 4.11’deki şemaya benzer şekilde, R’deki performans karşılaştırmaları (işbirlikli sistem olmadan) $N_R^r = 2$ olduğunda $m = 4$ bit/s/Hz için gerçekleştirilir. Ancak bu kez EDAS/COAS tabanlı sistemler $N_s^t = 6$ verici anten arasından en iyi $N_\chi^t = 2$ ’yi seçer; QSM ve SM sistemleri de $N_s^t = 2$ verici antenle iletişim kurar. Tüm aktif antenler tarafından gönderilen bit sayısı ve modüleli semboller Şekil 4.11’deki ile aynıdır ve Tablo 4.2’de verilmiştir. Tüm tablolarda m_1 anten indisinde taşınan bit sayısını ifade etmekte ve m_2 ise modüleli sembollerde iletilen bit sayısını ifade etmektedir.

Tablo 4.2 Şekil 4.11 ve 4.12 için anten indisinde ve modüleli sembolde iletilen bitler

	m_1	m_2
EDAS-CQSM	2 bit	2 bit
COAS-CQSM	2 bit	2 bit
EDAS-CSM	1 bit	3 bit
COAS-CSM	1 bit	3 bit
CQSM	2 bit	2 bit
CSM	1 bit	3 bit

Şekil 4.11 ve Şekil 4.12 için EDAS-QSM şemasının COAS-QSM, EDAS-SM, COAS-SM, QSM, SM ve QAM sistemlerine göre SNR kazançları Tablo 4.3’te

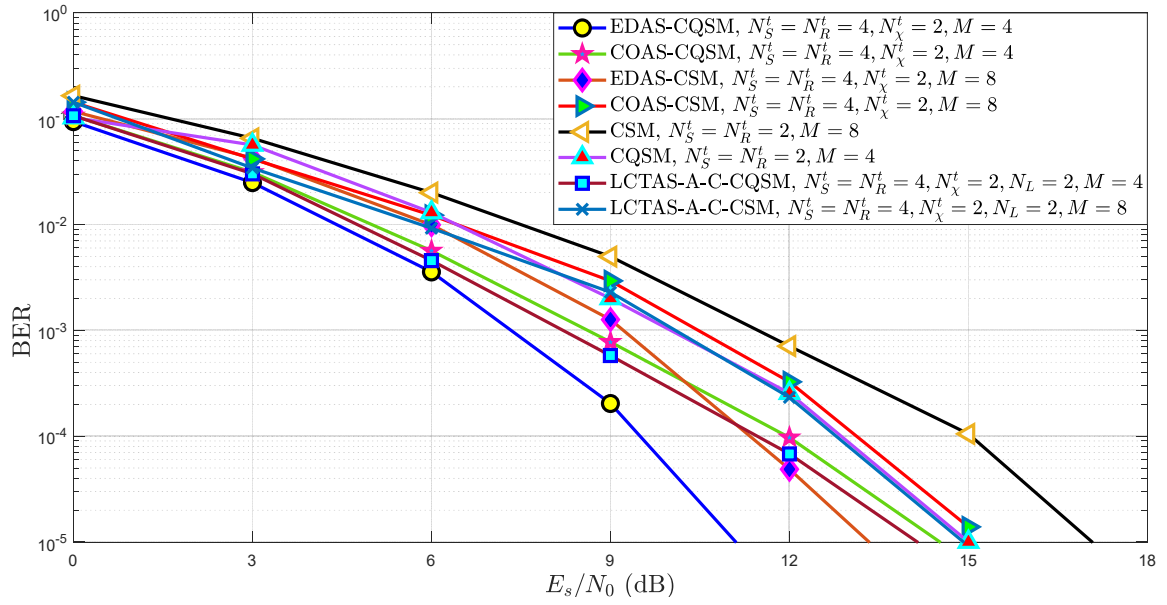
tablolaştırılmıştır. Tablo 4.3 incelendiğinde R ve D’deki alıcı anten sayısı azaldıkça SNR kazancının daha fazla arttığı görülmektedir.

Tablo 4.3 EDAS-QSM sisteminin diğer sistemlere göre SNR kazancı (dB cinsinden)

	COAS-QSM	EDAS-SM	COAS-SM	QSM	SM	QAM
Şekil 4.11	3.69	1.89	4.25	4.77	5.88	7.9
Şekil 4.12	10.28	2.75	10.6	12.35	14.15	-

EDAS-CQSM, COAS-CQSM, EDAS-CSM, COAS-CSM, LCTAS-A-C-CQSM², LCTAS-A-C-CSM, CQSM ve CSM sistemlerinin işbirlikli BER performans karşılaştırmaları Şekil 4.13’te gösterilmiştir. QSM/SM ile EDAS/COAS tabanlı işbirlikli sistemler $N_S^t = N_R^t = 4$ ve $N_\chi^t = 2$ anten konfigürasyonlarına sahipken; CQSM ve CSM sistemleri $N_S^t = N_R^t = 2$ anten konfigürasyonuna sahiptir. Ayrıca, tüm sistemlerin veri hızı $m=4$ bittir ve R ve D’de $N_R^r = N_D^r = 4$ ’tür. Detayları (HongJun Xu and Pillay 2015)’te verilen N_L , $N_L = (N_\chi^t / 2) + 1$ olarak tanımlanmıştır. Bu şekilden de görülebileceği gibi, LCTAS-A-C-CQSM ve LCTAS-A-C-CSM teknikleri sırasıyla COAS-CQSM ve COAS-CSM şemasından daha iyi performans sağlamaktadır. Ayrıca Şekil 4.13’te aktif antenler ve modüleri semboller ile gönderilen bit sayıları Tablo 4.4’te verilmiştir.

² Genlik ve anten korelasyonuna dayalı alt-optimal düşük-karmaşıklık iletim anteni seçimi yöntemi (sub-optimal low-complexity transmit antenna selection based on amplitude and antenna correlation, LCTAS-A-C) (HongJun Xu and Pillay 2015) tarafından önerilmiştir ve performans karşılaştırmaları için sisteme eklenmiştir. Detaylar için (HongJun Xu and Pillay 2015) yayınına bakılabilir.

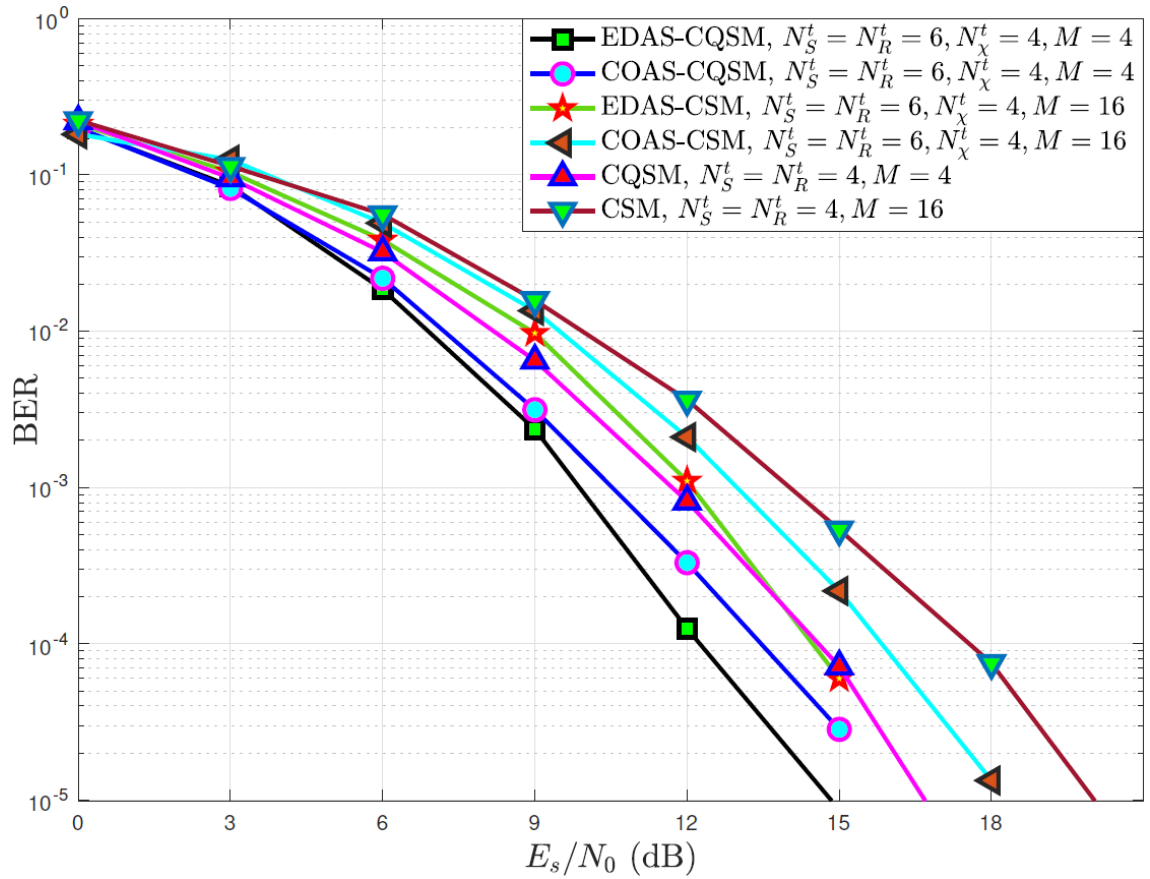


Şekil 4.13 EDAS-CQSM, COAS-CQSM, EDAS-CSM, COAS-CSM, LCTAS-A-C-CQSM, LCTAS-A-C-CSM, CQSM ve SM sistemlerinin $N_R^r = N_D^r = 4$ olduğunda ve $m = 4$ bit/s/Hz için performans karşılaştırmaları

Tablo 4.4 Şekil 4.13 için anten indisinde ve modüleli sembolde iletilen bitler

	m_1	m_2
EDAS-CQSM	2 bit	2 bit
COAS-CQSM	2 bit	2 bit
EDAS-CSM	1 bit	3 bit
COAS-CSM	1 bit	3 bit
LCTAS-A-C-CQSM	2 bit	2 bit
LCTAS-A-C-CSM	1 bit	3 bit
CQSM	2 bit	2 bit
CSM	1 bit	3 bit

Şekil 4.14'te EDAS-CQSM, COAS-CQSM, EDAS-CSM, COAS-CSM, CSM ve CSM sistemlerinin BER performans eğrileri sunulmaktadır. EDAS/COAS tabanlı işbirlikli sistemler için anten konfigürasyonları $N_S^t = N_R^t = 6$ ve $N_\chi^t = 4$ olarak seçilmiştir; diğer yandan, geleneksel CQSM ve CSM şemaları için anten konfigürasyonları R ve D'de $N_R^r = N_D^r = 4$ olarak belirlenmiştir. Ek olarak, spektral verimlilik $m = 6$ bit/s/Hz olarak verilmektedir. Ayrıca Şekil 4.14'te EDAS-CQSM, COAS-CQSM, EDAS-CSM, COAS-CSM, CQSM ve CSM sistemleri için aktif antenler ve modüleli semboller ile gönderilen bit sayıları Tablo 4.5'te verilmiştir.



Şekil 4.14 EDAS-CQSM, COAS-CQSM, EDAS-CSM, COAS-CSM, CQSM ve SM sistemlerinin $N_R^r = N_D^r = 4$ olduğunda ve $m = 6$ bit/s/Hz için performans karşılaştırmaları

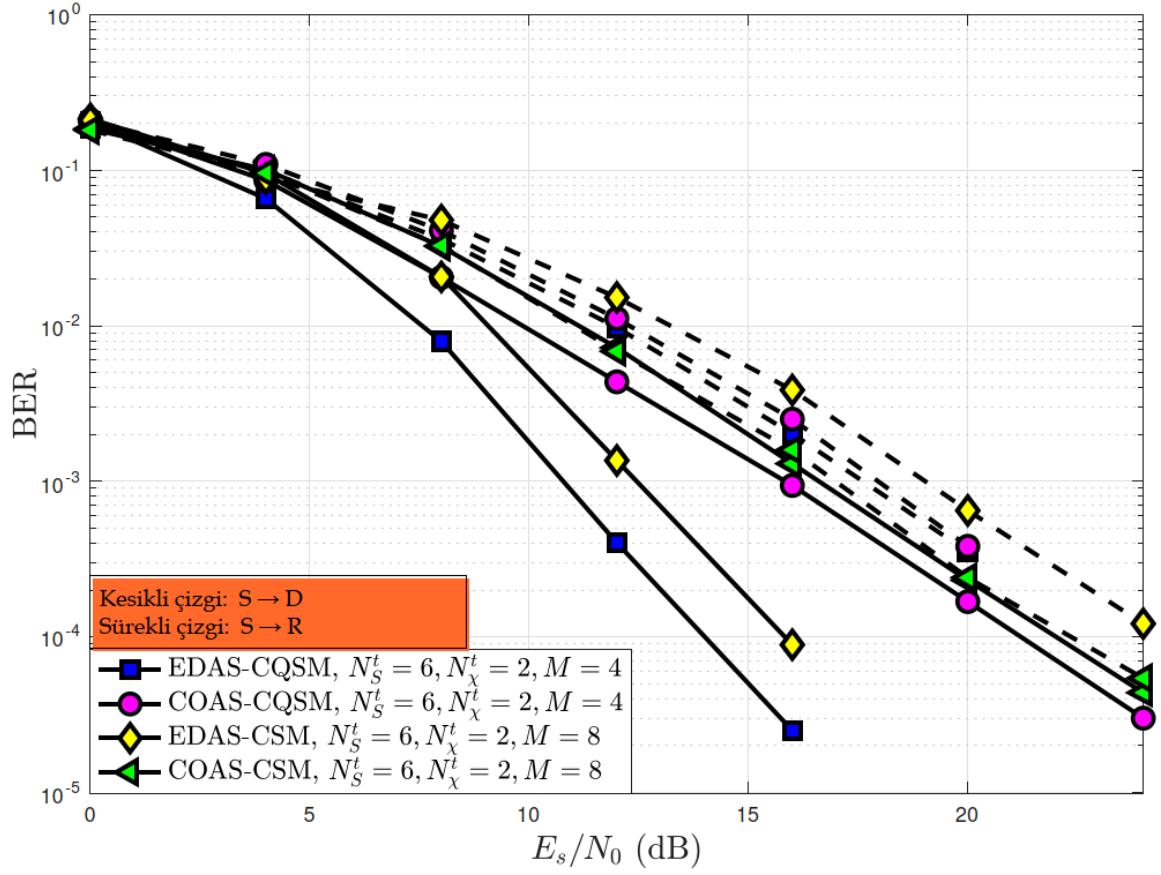
Şekil 4.13 ve 4.14 için, EDAS-QSM şemasının COAS-QSM, EDAS-SM, COAS-SM, CQSM ve CSM sistemlerine göre SNR kazançları Tablo 4.6’da tablolatırılmıştır.

Tablo 4.5 Şekil 4.14 için anten indisinde ve modüleli sembolde iletilen bitler

	m_1	m_2
EDAS-CQSM	4 bit	2 bit
COAS-CQSM	4 bit	2 bit
EDAS-CSM	2 bit	4 bit
COAS-CSM	2 bit	4 bit
CQSM	4 bit	2 bit
CSM	2 bit	4 bit

Tablo 4.6 EDAS-QSM sisteminin diğer sistemlere göre SNR kazancı (dB cinsinden)

	COAS-CQSM	EDAS-CSM	COAS-CSM	CQSM	CSM
Şekil 4.13	3.42	2.23	4.1	3.9	6
Şekil 4.14	1.46	1.18	3.38	1.88	5.18



Şekil 4.15 EDAS-CQSM, COAS-CQSM, EDAS-CSM, COAS-CSM, CQSM ve SM sistemlerinin $N_R^r = N_D^r = 2$ olduğunda ve $m = 4$ bit/s/Hz için performans karşılaştırmaları

Şekil 4.15'te EDAS/COAS teknikleri ile anten seçimi yapılarak CQSM ve CSM tekniklerinin $\mathbf{H}_{SR}$ ($S \rightarrow R$ bağlantısı) ve $\mathbf{H}_{SD}$ ($S \rightarrow D$ bağlantısı) değerlerine göre BER performans eğrileri verilmiştir. Noktalı çizgi ile gösterilen performans eğrileri $\mathbf{H}_{SR}$ kullanılarak elde edilirken, sürekli çizgi ile gösterilen performans eğrileri $\mathbf{H}_{SD}$ kullanılarak çizilmiştir. Bu şekilden de görüleceği üzere, EDAS/COAS tabanlı CQSM ve CSM teknikleri $\mathbf{H}_{SR}$ kullanılarak gerçekleştirildiğinde daha iyi performans sağlamakta, aksine $\mathbf{H}_{SD}$ kullanıldığında işbirlikli sistemin performansı düşmektedir. Bu noktadan hareketle, $S \rightarrow R$ kanal katsayılarını dikkate alan EDAS/COAS tekniğine dayalı işbirlikli haberleşme performansının, $S \rightarrow D$ kanal katsayılarını dikkate alan EDAS/COAS tekniğine dayalı işbirlikli

haberleşme performansına kıyasla çok daha iyi performans gösterdiği açıkça görülebilir. Burada, spektral verimlilik $m = 4$ bit/s/Hz ve $N_R^r = N_D^r = 2$ olarak seçilmiştir. EDAS/COAS-QSM sistemlerinin anten konfigürasyonları $N_S^t = 6$, $N_\chi^t = 2$ ve $M = 4$ olarak; EDAS/COAS-SM sistemlerinin anten konfigürasyonları ise $N_S^t = 6$, $N_\chi^t = 2$ ve $M = 8$ olarak ayarlanmıştır.

4.4.4. Sonuç

Bu çalışmada, EDAS-CQSM ve COAS-CQSM olarak adlandırılan EDAS ve COAS tabanlı anten seçim şemaları ile yüksek veri oranlı ve enerji verimli yeni bir DF tabanlı işbirlikli QSM (CQSM) teknikleri önerilmiştir. Ele alınan sistemde EDAS ve COAS tabanlı anten seçim teknikleri, DF tabanlı işbirlikli haberleşme sistemlerinde meydana gelen hata yayılımını azaltırken, aynı zamanda QSM sisteminde meydana gelen aktif anten hatası ve sembol hatası olasılığını da azaltmaktadır. Bu nedenle, iletişim sisteminin performansı önemli ölçüde iyileştirilir. Önerilen sistem, geleneksel CSM, CQSM EDAS-CSM, COAS-CSM, LCTAS-A-C-CQSM, LCTAS-A-C-CSM sistemlerinden ve geleneksel DF tabanlı işbirlikli sistemlerden daha yüksek veri oranına, daha iyi hata performansına ve spektral verimliliğe sahiptir. Önerilen sistemde, birimler arasında Rayleigh sönmülemeli kanallar dikkate alınmıştır. Ayrıca, EDAS ve COAS teknikleri farklı anten sayılarına sahip S ve R birimlerine uygulanmış ve M-QAM modülasyonları için benzetim sonuçları elde edilmiştir.

5. YENİDEN YAPILANDIRILABİLİR AKILLI YÜZEY TABANLI SİSTEMLER

Bu kısımda, ilk önce RIS sisteminden etraflıca bahsedilecektir. Ardından önerilen yüksek veri hızlı, enerji verimli ve iyi hata başarılı CIM-RIS yöntemi tanıtılacaktır.

5.1. Yeniden Yapılandırılabilir Akıllı Yüzeyler İçin Gereksinimler

Mevcut hücresel ağların karşılaştığı sürekli zorluklar, yüksek kaliteli ve kesintisiz kablosuz hizmet taleplerinin artmasıyla daha da büyümektedir. Gelişmiş mobil geniş bant (enhanced mobile broadband, eMBB), ultra güvenilir ve düşük gecikmeli iletişim (ultra-reliable low latency communications, URLLC) ve geniş çaplı makine türü iletişim (massive machine type communications, mMTC) gibi uygulamalar, hücresel sistemlerin 5G yönünde evrimini hızlandırmaktadır. Ancak, 5G'nin 2030 yılında gelecek hücresel sistemlerin tüm gereksinimlerini karşılayamayacağı düşünülmekte ve akademik ve endüstriyel araştırmacılar artık 6G kablosuz iletişim ağlarına odaklanmaya başlamıştır (H. Zhang et al. 2021).

6G ağlarında ise 5G ağlarına kıyasla çok daha yüksek spektral verimlilik, veri hızı, enerji verimliliği, gecikme süresinde iyileşme gerektiği bilinen bir gerçektir. 6G ile beraber “her yerde ve her zaman” yüksek hızlı, enerji verimli internet bağlantısı temel ilkelerden biri hâline gelmiştir (Basar et al. 2019).

Yukarıda anlatılanlardan hareketle, 5G ağlarında şu temel zorluklardan bahsedilebilir. Öncelikle, 5G iletişimde yüksek uzaysal çözünürlüğe ulaşmak için üç yöntem bulunur. İlk yöntem yüksek frekanslı iletişimdir, burada dar hüzmeye oluşturmak daha kolaydır ancak kullanıcı sayısı arttıkça maliyeti yükselen özel RF zincirleri gereklidir. İkinci yöntem, çok sayıda anten ve faz kaydırıcı içeren devasa MIMO sistemleridir, bu da önemli bir ağ kurulum maliyeti getirir. Üçüncü yöntem ise ultra-yoğun ağlardır. Yoğun yerleştirilmiş baz istasyonlarının koordinasyonu ile yüksek uzaysal çözünürlük sunar, ancak bu da yüksek kurulum ve koordinasyon maliyeti gerektirir. Bunun haricinde, 5G sistemlerinde esnek ağ

kurulumu ile düşük enerji tüketimi arasında bir çatışma bulunmaktadır. Sabit erişim noktaları, dinamik kullanıcı trafiğine uyum sağlama garantisi vermemektedir ve aşırı durumlar için maliyet etkin değildir. Diğer yandan, böyle senaryolar için UAV'ler kullanıldığında bu durum ekstra enerji tüketimini söz konusu hâle getirmektedir. 6G'de algılama ve yer tespiti önemli kullanım alanlarından biridir. Olası bir çözüm, algılama sonuçları elde etmek için IoT cihazlarını kullanmaktır. Ancak, bu cihazların boyutları genellikle algılama doğruluğuyla ters orantılıdır. Dolayısıyla, özellikle sağlık uygulamalarında, IoT cihazlarının göz ardı edilemeyecek boyut ve ağırlıkları pratikte rahatsızlık yaratır. Başka bir olası çözüm, nesnelerin kablosuz sinyaller üzerindeki etkisini tanıyarak nesneleri algılayan MIMO destekli RF algılamadır. Ancak, istenmeyen ve kontrol edilemeyen sinyal yayılım ortamları düşük algılama doğruluğuna yol açar (Basar 2020).

Bu yüzden, yenilikçi teknolojilerin düşük maliyetle üretilmesi, kolay ve esnek bir şekilde dağıtılması ve 6G'nin iletişim ve algılama ihtiyaçlarına uygun olarak geliştirilmesi beklenir. Talihli bir şekilde, meta malzemelerdeki son gelişmeler bu fırsatları sağlamıştır. RIS'ler, meta malzemelerin bir dizisinden oluşur ve yukarıda bahsedilen zorlukları aşmaya aday teknolojiler olarak görülmektedir (S. Zhang et al. 2020).

RIS'in avantajları kısa bir biçimde şu şekilde sıralanabilir. Birincisi, RIS'ler, üretim ve dağıtım açısından maliyet etkinidir: RIS'ler, neredeyse pasif cihazlar olan meta-malzemelerden yapılır. Yani, sinyalleri işlemek için ek devrelere veya güce ihtiyaç duymazlar. RIS'ler, istenen radyo ortamlarını kontrol edip kişiselleştirebilir: RIS'ler, gelen sinyallerin fazını ve genliğini yeniden yapılandırarak radyo yayılım ortamlarını kişiselleştirebilir. Sanal görüş hattı bağlantıları sunarak, RIS'ler hizmet gereksinimlerine göre alınan sinyallerin gücünü kontrol edebilir. RIS'ler, yüksek doğruluklu temaslı/temassız algılama sağlayabilir. Elverişli yayılım ortamı sağlama yeteneği sayesinde, RIS'ler kablosuz sinyallerde bitişik iki nesne arasındaki farkları artırabilir, böylece RF algılama çözünürlüğünü iyileştirebilir (Zeng et al. 2021; H. Zhang et al. 2021).

5.2. Yeniden Yapılandırılabilir Akıllı Yüzeyler

RIS'ler çeşitli uygulama ve hizmetlerde yenilikçi ve akılcı bir teknik olarak kabul edilmektedir. RIS'in avantajları kısa bir biçimde bir evvelki bölümde açıklanmıştı. Bu bölümde RIS'in kısa tarihi, çalışma prensipleri ve uygulama alanlarından bahsedilecektir.

5.2.1. Metayüzeylerin Kısa Tarihi

Herhangi bir maddenin dielektrik geçirgenliği ϵ_{madde} ile ve manyetik iletkenliği μ_{madde} ile ifade edilsin. Materyallerin dielektrik geçirgenliği ve manyetik iletkenliği, elektromanyetik dalgaların, yansıma ve kırılma gibi kontrol edilebilirliğini belirler. Ancak, doğal malzemelerde atom düzenleme olasılığının sınırlı olması, ϵ_{madde} ve μ_{madde} değerlerinin de sınırlı olmasına yol açar. Doğal malzemelerde hem ϵ_{madde} hem de μ_{madde} negatif değerlerinin nadir olması, herhangi bir ϵ_{madde} ve μ_{madde} değerine sahip yapay malzemeler geliştirmek için araştırmacıları teşvik etmektedir. Bu tür yapay malzemelerin araştırılması on dokuzuncu yüzyıla kadar uzanır (H. Zhang et al. 2021).

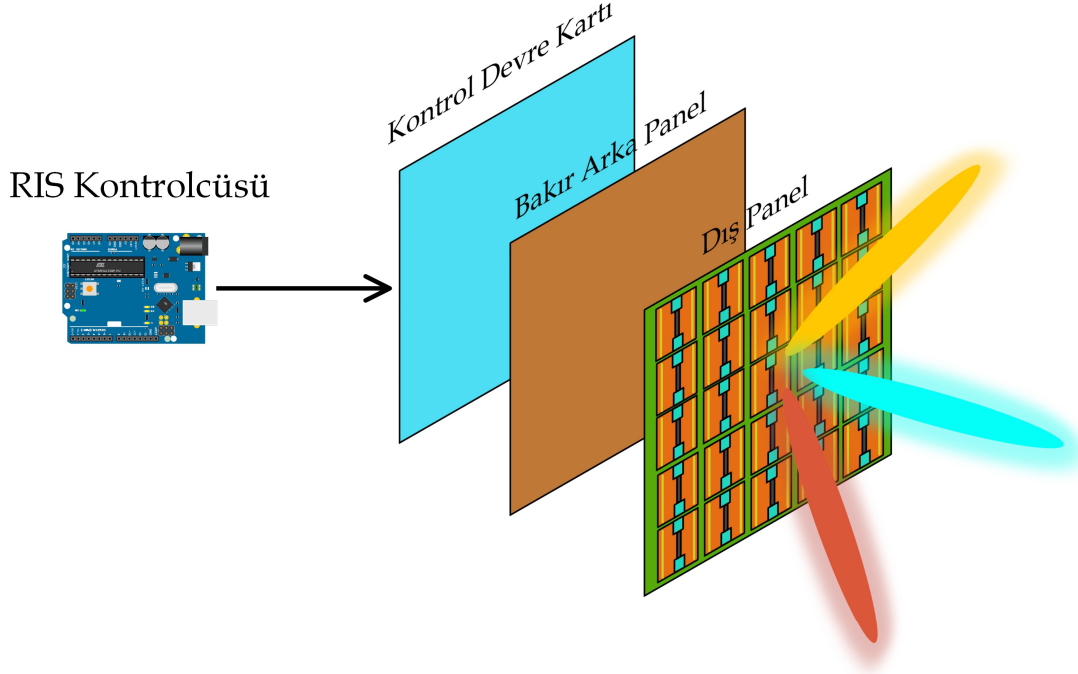
İlk önce (Slyusar 2009)'da verildiği üzere 1968'de Victor Veselago tarafından sol yanlı (left-handed) malzemeler tanıtılmıştır. Bunların ϵ_{madde} ve μ_{madde} değerleri negatiftir. Bu tür malzemelerin ışığı iletebileceği ancak faz hızının doğal malzemelerdeki dalga yayılımına aykırı olduğu kanıtlanmıştır. (Slyusar 2009) yayınında ayrıca bunların implementasyonunun 1996 ve 1999 yıllarında yapıldığı not edilmiştir. (Sievenpiper et al. 1999) yayınında ise Dan Sievenpiper tarafından 1999 yılında ilk iki boyutlu meta yüzey dizaynının yapıldığı geçmektedir. Bu meta yüzey bir devre kartı olarak imal edilmiştir. 2002 yılında (Sievenpiper et al. 2002) yayınında varaktör tabanlı programlanabilir meta yüzeyler geliştirilmiştir. 2006 yılında (Schurig, Pendry, and Smith 2006) yayınında dönüşüm optiği adı verilen bir teoriden bahsedilmiştir. Bu teori sayesinde keyfi ϵ_{madde} ve μ_{madde} değerleri için bir meta malzeme oluşturmak için bir yol sağlanmıştır. 2011 yılında (N. Yu et al.

2011) yayınında genelleştirilmiş Snell yasasından bahsedilmiştir. Bu yasa, meta yüzeyin faz gradyanını değiştirerek kırılma yönünü kontrol edebileceğimizi söylemektedir. 2010 yılından itibaren araştırmacılar kablosuz iletişim ağlarında meta malzemeleri kullanmaya çalışmaktadır. 2011’de, (Kamoda et al. 2011) yayınında pozitif-içsel-negatif (positive-intrinsic-negative, PIN) diyotlarının kullanımı ile büyük yansıtıcı dizilerin tasarımının basitleştirildiğinden bahsedilmiştir. Bu yöntemle, yalnızca sınırlı sayıda faz kayması gerektiren uygulamalarda, daha az karmaşık ve kolay kontrol edilebilir yansıtıcı elemanlar geliştirilmiştir. PIN diyotlar tarafından etkinleştirilen programlanabilir meta yüzeyler 2014 yılında geliştirilmiştir (Cui et al. 2014), burada faz kaymalarının sayısı uygulamaların gereksinimlerine göre PIN diyotlarının sayısı ile belirlenir. PIN diyotlarının kullanımı, meta yüzeylerin tasarımını basitleştirebilir ve dijital kodlama elde edebilir. 2019’da RIS kavramı önerilmiştir (Renzo et al. 2019). Bu kavram, yansıtıcı meta yüzeylerin radyo dalgalarını yazılım kontrollü bir şekilde şekillendirmesi için kablosuz ağlara entegre edilmesini içermektedir. RIS’lerin geliştirilmesi, mevcut ağ iletişim paradigmalarının yeniden tasarlanmasını hâlen teşvik etmektedir. 2020’de, NTT DOCOMO ve AGC Inc., 28 GHz 5G sinyalleri kullanarak şeffaf, dinamik metasüzey prototipini başarıyla test etmiştir (“Press Releases: DOCOMO Conducts World’s First Successful Trial of Transparent Dynamic Metasurface | News & Notices | NTT DOCOMO” n.d.). Bu yenilik, radyo dalgalarını kontrol ederek, 5G ile donatılmış araçlarda iletişim hızını 500 Mbps artırmıştır. 2020’de tekrardan, yansıma ve iletimin çift fonksiyonunu sağlayan, kablosuz ağ kapsamını genişleten bir RIS türü olan akıllı omni-yüzey önerilmiştir (S. Zhang et al. 2020).

5.2.2. RIS’in Çalışma Prensipleri

RIS, yayılma ortamının kontrolünü sağlamak için Şekil 5.1’deki gibi çok katmanlı bir yapıdadır. Şekil 5.1’den de görülebileceği üzere; dış katman, gelen sinyallerle doğrudan etkileşime giren iki boyutlu bir RIS elemanları dizisidir. Orta katman, sinyal enerjisinin sızıntısını önleyen bir bakır plakadır. İç katman ise, RIS

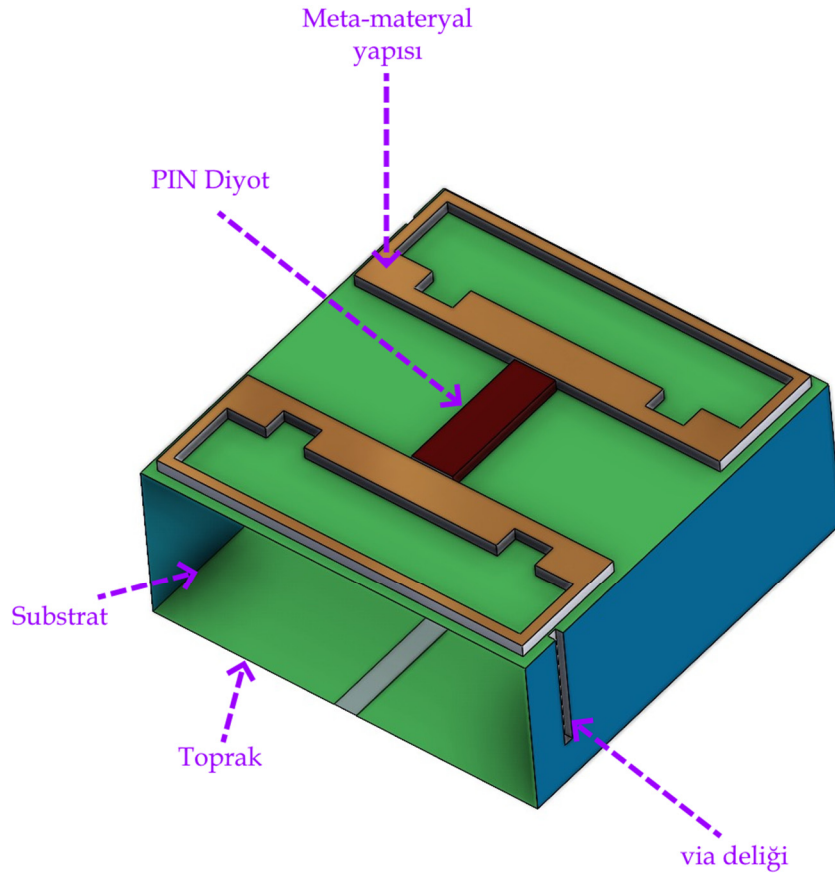
elemanlarının faz kaymalarını kontrol edebilen RIS kontrolcüsüne bağlı bir baskı devredir (S. Zhang et al. 2020).



Şekil 5.1 Yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzeyin bileşenleri

Her RIS elemanı, alt-6 GHz'den THz'ye kadar değişen çalışma frekansına sahip düşük maliyetli, programlanabilir bir meta-malzeme parçacığıdır. Bir elektronmanyetik (electromagnetic, EM) dalga, RIS elemanına çarptığında, EM dalga tarafından bir akım oluşturulur ve bu indüklenmiş akım, RIS'nin ϵ_{madde} ve μ_{madde} değerleri temelinde başka bir EM radyasyonu yayar. Neticede, RIS elemanı böylece kablosuz sinyalleri kontrol eder. Meta-malzeme parçacığına bir örnek Şekil 5.2'de verilmiştir. Bu şekilde gösterildiği üzere, her elemanda PIN diyotlar yerleştirilmiştir. Delikten geçen eğilim gerilimi (bias voltage) kontrol edilerek PIN diyodu "AÇIK" ve "KAPALI" durumları arasında geçiş yapabilir. PIN diyotlarının "AÇIK" ve "KAPALI" durumları, farklı ϵ_{madde} ve μ_{madde} değerlerine

yol açar. Sonuç olarak, bu eleman, gelen sinyallere farklı faz kaymaları ve genlikler uygulayarak farklı tepkiler verir (Basar et al. 2019; H. Zhang et al. 2021).

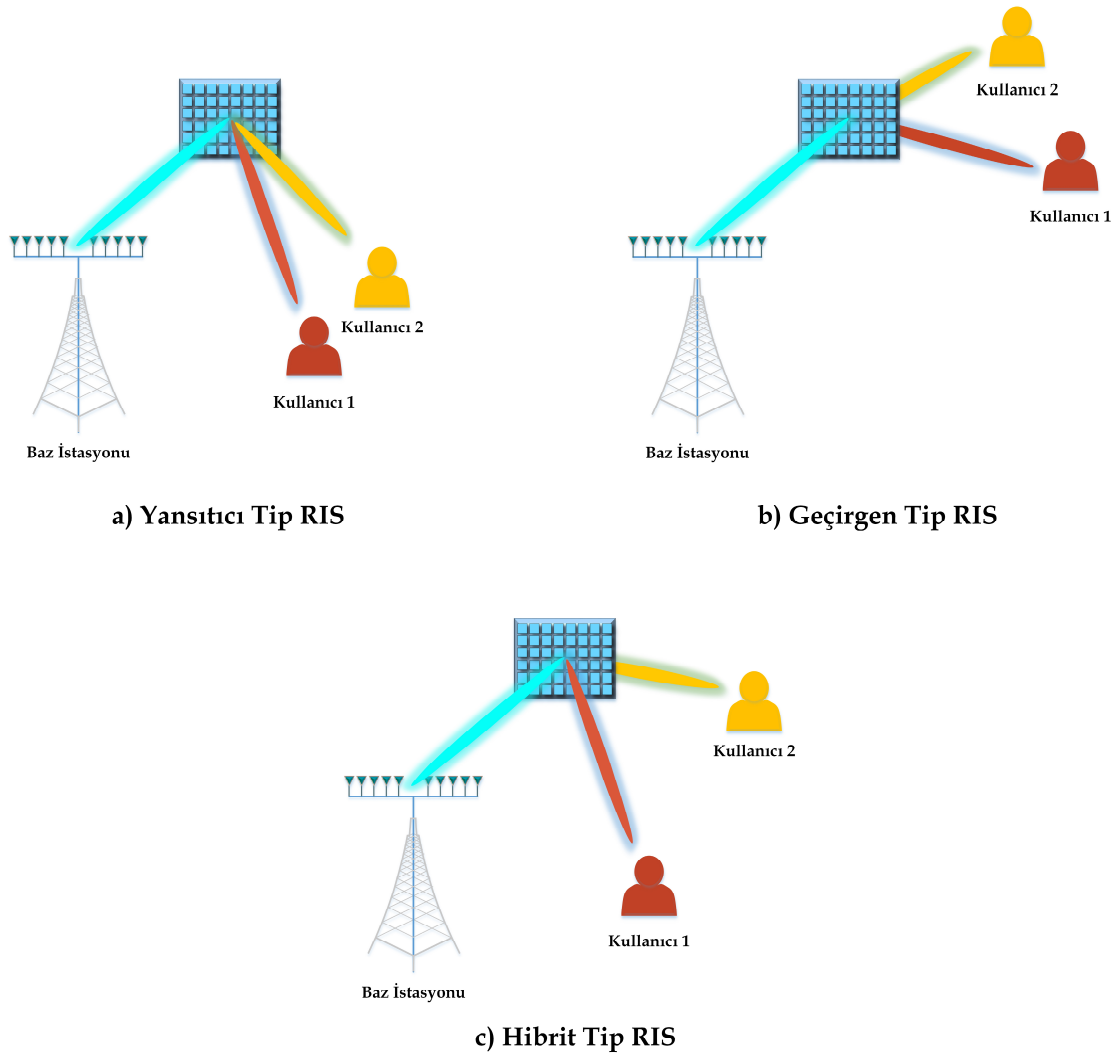


Şekil 5.2 Örnek bir örnek programlanabilir meta malzeme parçacık

Değişik faz kaymalarına karşılık gelen genlik değerleri sabittir; yani, atanmış bir faz kaymasının eşlik ettiği genlik önceden tanımlanmıştır. Bununla birlikte, farklı faz kaymaları için genlik değerleri, meta-malzemenin yapısına göre hem homojen hem de heterojen olabilir. Kontrolü kolaylaştırmak amacıyla, genlik değerlerini pratikte neredeyse eşit seviyede tutulmaktadır. Faz kaymaları bakımından, pratikte uygulanan her iki ardışık faz kayması arasında aralıklar düzenli olarak ayarlanmaktadır (Basar et al. 2019; H. Zhang et al. 2021).

RIS'nin uygulanmasına göre, RIS'ler yansıtıcı, geçirgen ve hibrit olmak üzere üç türe ayrılabilir. Bu üç RIS türü de Şekil 5.3'te gösterilmiştir. Yansıtıcı tip RIS'lerde,

RIS yalnızca baz istasyonunun aynı tarafındaki kullanıcılara gelen sinyalleri yansıtır. Geçirgen tip RIS’lerde, gelen sinyaller RIS’i geçer ve baz istasyonunun karşı tarafındaki kullanıcılara iletilir. Hibrit tip RIS’lerde ise yansıtma ve iletimin çift fonksiyonunu sağlar. Yani, gelen sinyaller iki parçaya ayrılır; bir kısmı iletilir, diğeri yansıtılır (Basar et al. 2019; H. Zhang et al. 2021).



Şekil 5.3 RIS tipleri

5.2.3. RIS’in Uygulama Alanları

RIS’lerin yayılım ortamının manipülasyonu kabiliyeti, onları çok sayıda pratik senaryoda değerli kılmaktadır. Bu yenilikçi teknolojinin başlıca kullanım alanları

kablosuz iletişim ve RF algılaması olup, bu yüzeylerin uygulamaları bu iki temel alanda değerlendirilebilir. Kablosuz iletişimde, RIS'ler mevcut ağ yapısını güçlendirirken, RF algılamada ortamın detaylı bir şekilde taranmasını ve izlenmesini sağlamaktadırlar. Bu teknolojinin adaptasyonu, özellikle akıllı şehir uygulamaları, otonom araçlar ve uzaktan sağlık izleme sistemleri gibi ileri teknoloji gerektiren sahalarda büyük önem taşımaktadır. RIS'ler, ileri haberleşme ağlarının gelişiminde ve çevresel koşullara duyarlı dinamik sistemlerin oluşturulmasında kritik bir rol oynamaktadır (H. Zhang et al. 2021).

5.3.3.1. RIS'in Kablosuz Haberleşmede Kullanımı

RIS'in kablosuz haberleşmeye olan pozitif etkileri şu şekilde verilebilir. RIS teknolojisinin entegrasyonu, spektrum verimliliğini artırarak kablosuz iletişim ağlarının kapasitesini genişletme potansiyeline sahiptir. Her bir RIS elemanı, ağ içinde ek bir iletişim kanalı olarak işlev görebilir ve bu, mevcut kanalların yanı sıra yeni uzaysal çeşitlilik avantajları sunar. Bu özellikle, hücre sınırlarında veya sinyal gücünün düşük olduğu bölgelerde, yani baz istasyonlarıyla doğrudan bağlantıların yetersiz kaldığı durumlarda, RIS'lerin kullanıcı sinyallerini aktarma kapasitesiyle öne çıkmaktadır; burada RIS'ler, sinyalleri daha uzak veya zor ulaşılan kullanıcılara yönlendirerek pasif röle görevi görürler. Ayrıca, RIS'lerin konuşlandırılması için ek enerji tüketen donanım gereksinimi olmaması, enerji verimliliğinde bir iyileşme vaat eder. Bu sayede, enerji tüketimini sabit tutarken veri aktarım hızlarını artırarak enerji verimliliğini maksimize edebilirler. Bu özellikleriyle, RIS'ler sadece daha yüksek performanslı ağlar değil, aynı zamanda daha verimli ve sürdürülebilir iletişim çözümleri sunma yolunda umut vadeden bir teknoloji olarak öne çıkmaktadır (H. Zhang et al. 2021).

5.2.3.2. RF Algılama

RF algılama, radyo frekansı dalgalarının çevresel nesnelerle etkileşimini analiz ederek, bu nesneler hakkında bilgi toplama işlemidir. RF dalgaları bir nesneye

çarptığında, dalgaların bazıları nesne tarafından yansıtılır, bazıları soğurulur ve bazıları da nesnenin etrafından geçerek devam eder. RF algılama teknolojisi, bu yansıma, soğurma ve difraksiyon olaylarını kullanarak nesnenin konumu, hareketi, varlığı ve hatta malzeme özellikleri gibi bilgileri tespit edebilir (Khunteta et al. 2022; Lubna et al. 2022).

RF algılama, çeşitli frekans bantlarında çalışabilir ve uygulama alanına göre farklı türdeki RF dalgalarını (örneğin, WiFi sinyalleri, mmDalga radarları, mobil iletişim için küresel sistem kullanabilir. Bu teknik, hedefin görüş hattında olmasını gerektirmez, bu nedenle duvarların arkasındaki nesnelerin veya kapalı alanlardaki insanların tespiti gibi görsel algılamanın mümkün olmadığı durumlarda tercih edilebilir (Shah and Fioranelli 2019; Lubna et al. 2022).

RF algılamanın kullanıldığı bazı uygulama örnekleri şunlardır (Shah and Fioranelli 2019; Lubna et al. 2022):

- **Güvenlik:** Havaalanı güvenlik taramalarında, gizli veya tehlikeli nesnelerin tespiti için.
- **Akıllı Ev Sistemleri:** Enerji tasarrufu için oda içindeki insan hareketlerinin izlenmesi.
- **Sağlık Takibi:** Hastanelerde veya yaşlı bakım evlerinde hastaların veya yaşlıların hareketlerinin izlenmesi.
- **Endüstriyel Kontrol:** Fabrikalarda makine ve ekipmanların çalışma durumunun izlenmesi.
- **Trafik Yönetimi:** Akıllı şehirlerde trafik akışının ve araç yoğunluğunun izlenmesi.

RF algılama, fiziksel bir temas gerektirmediğinden ve genellikle insan gözüyle görülemeyen bilgileri elde edebildiğinden, birçok alanda kritik öneme sahip bir teknolojidir. RIS gibi ileri teknolojilerle birleştirildiğinde, RF algılama sistemlerinin doğruluğu ve etkinliği daha da artırılabilir, böylece daha zeki ve duyarlı algılama çözümleri mümkün hale gelir (A. Taha, Luo, and Alkhateeb

2023). RIS'ler, yayılım ortamını özelleştirebilme yetenekleri ile algılama hassasiyetini artırma potansiyeline sahiptirler. RIS'in faz kaymalarını değiştirerek, kablosuz sinyaller üzerindeki iki bitişik nesne veya bloğun etkisi arasındaki farklılıkların artırılması mümkün hale gelir ve böylece algılama doğruluğu geliştirilebilir. Kablosuz sinyallerin yer tespiti için kullanıldığı senaryolara bu düşünce kolaylıkla uyarlanabilir (H. Zhang et al. 2021).

5.3. Yeniden Yapılandırılabilir Akıllı Yüzey Destekli Kod İndis Modülasyonu

Bu bölümde, CIM-SS ve RIS tekniklerinin birleştirilmesiyle elde edilen yenilikçi bir indis modülasyon tabanlı iletişim sistemi önerisi sunulmaktadır. Bu teknik kısaca CIM-RIS olarak adlandırılmaktadır. Önerilen sistemde, geleneksel modüle edilmiş sembollerin yanı sıra, yayıcı kodu indisleri de sinyale gömülerek veri taşıma işlevi üstlenmiş ve sinyallerin yansıma/dağılım özellikleri RIS tekniği ile bilinçli bir şekilde kontrol edilmiştir. Sonuç olarak, geleneksel RIS'e kıyasla ekstra bilgi bitleri iletirken az enerji tüketen bir yapı öne çıkmaktadır. Önerilen sistemin ortalama bit hata oranı (ABER) analizi gerçekleştirilmiş, sistem karmaşıklığı, enerji verimliliği ve veri aktarım hızı analizleri elde edilmiştir. Önerilen CIM-RIS sisteminin kapasite analizi türetilmiş ve alıcı SM tabanlı RIS (receive spatial modulation based RIS, RIS-RSM) ve RIS sistemlerinden daha yüksek kapasite sağladığı gösterilmiştir. Sistemin performans analizi, *M*-QAM tekniği için hem Rayleigh sönümlemeli kanallar üzerinde hem de Rician sönümlemeli kanallar üzerinde yapılmıştır. Bilgisayar simülasyonları ile CIM-RIS sisteminin; geleneksel RIS, iletim uzaysal modülasyon tabanlı RIS (transmit spatial modulation aided RIS, TSM-RIS) ve iletim karesel uzaysal modülasyon tabanlı RIS (transmit quadrature spatial modulation aided RIS, TQSM-RIS) tekniklerine kıyasla daha iyi hata performansı, daha hızlı veri iletim hızı ve daha düşük iletim enerjisi sunduğu gösterilmiştir. Ayrıca, önerilen sistemin kusurlu kanal durum bilgisi (channel state information, CSI) koşulları altındaki performansı da elde edilmiş ve gösterilmiştir.

5.3.1. CIM-RIS Tekniğinin Literatüre Katkısı

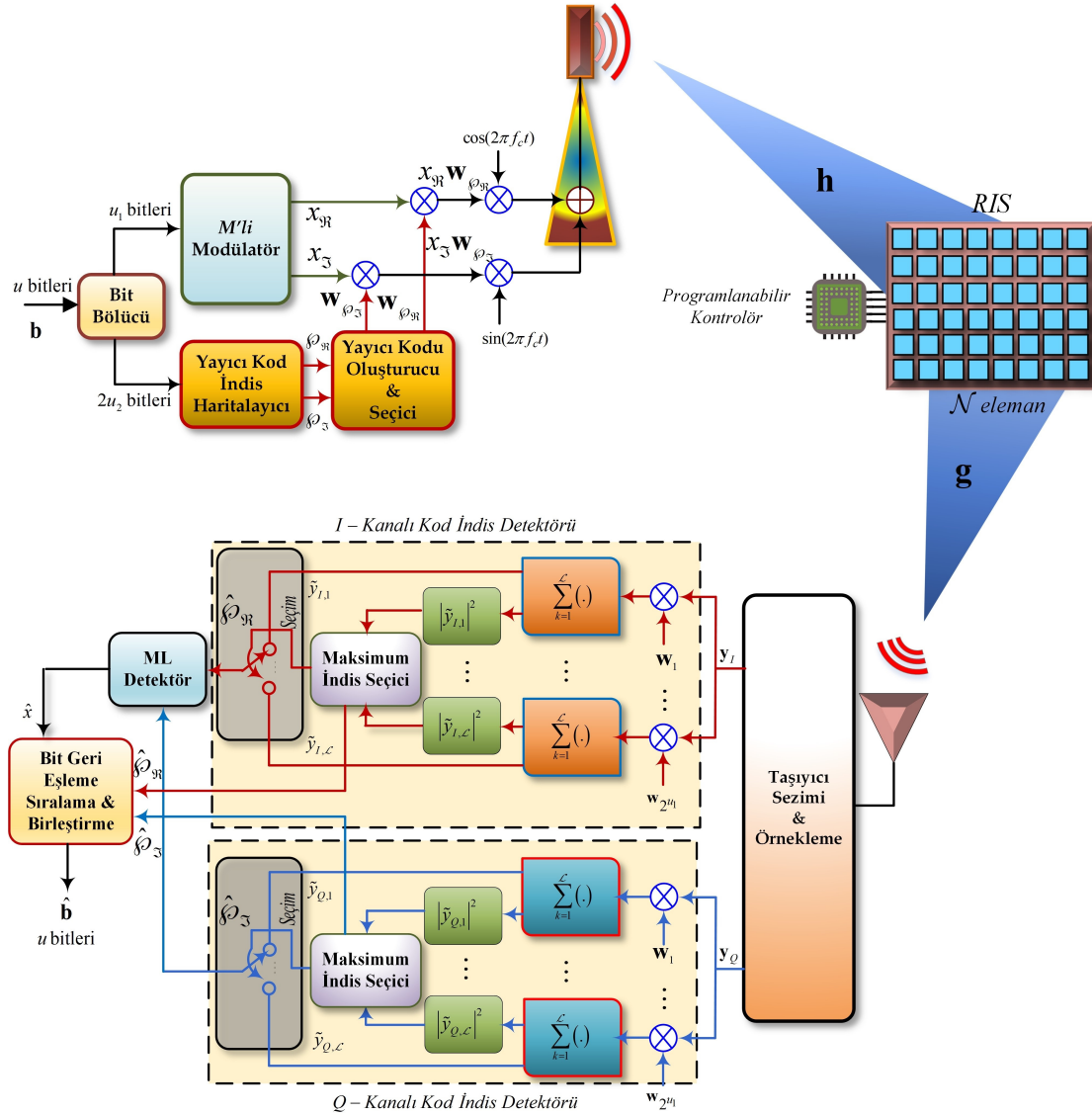
Yeni nesil haberleşme tekniklerinde karşılaşılan ihtiyaçlardan yola çıkarak bu yayında, son zamanlarda popüler olan CIM-SS ve RIS yaklaşımlarını birleştirerek CIM-RIS adı verilen özgün bir haberleşme sistemi sunulmuştur. Önerilen bu sistemde Walsh Hadamard yayıcı kod indisleri, geleneksel modülasyonlu sembollere ek olarak sinyale dâhil edilerek veri taşımakta ve sinyallerin yansıma/saçılma özellikleri RIS aracılığıyla istemli olarak kontrol edilmektedir.

Yapılan analizler ve teorik türetmeler sonucunda çalışmanın katkısı aşağıdaki gibi verilebilir:

1. CIM-RIS şeması için ortalama bit-hata oranı, enerji verimliliği, karmaşıklık ve verim analizleri türetilmiştir. Tüm bu analizler geleneksel RIS, iletim SM-RIS (TSM-RIS) ve iletim QSM-RIS (TQSM-RIS) yöntemleri ile karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.
2. CIM-RIS sisteminin kapasite analizi elde edilmiş ve diğer karşılaştırma (benchmark) sistemlerle görsel olarak karşılaştırılmıştır.
3. Sistemin kusurlu CSI durumu için performansı da sunulmuştur. Bu ekleme, kanal koşullarının belirsiz olduğu veya kısmen bilindiği ortamlarda sistemin sağlamlığını ve uyarlanabilirliğini gerçekçi bir şekilde değerlendirmeyi amaçlamaktadır.
4. Ayrıca, araştırma, önerilen CIM-RIS sisteminin Rician sönmüleme kanalları altındaki performansının analizini içerecek şekilde genişletilmiştir. Bu analiz, sistemin görüş hattı bileşeninin kablosuz iletişim ortamlarını önemli ölçüde etkilediği senaryolarda nasıl davrandığını anlamak için çok önemli görülmüştür.
5. Simülasyon sonuçları, önerilen CIM-RIS tekniğinin geleneksel RIS, TSM-RIS ve TQSM-RIS iletişim tekniklerinden daha yüksek performansa sahip olduğunu göstermektedir. Ayrıca CIM-RIS tekniğinin yapı taşı olan CIM'in doğası gereği yukarıda ele alınan sistemlere göre daha az enerji kullanmaktadır.

5.3.2. CIM-RIS Tekniğinin Sistem Modeli

Şekil 5.4'te, önerilen CIM-RIS sistem modelini göstermektedir. Hedef terminaldeki (D) SNR'yi optimize etmek için, CIM-RIS yaklaşımında RIS'in kaynak terminal (S) tarafından yansıma fazlarını seçen bir yazılımla yönetilmesi beklenmektedir. Bu yapı "akıllı RIS" olarak da bilinir. RIS yapısında $\mathcal{N}$ adet yeniden yapılandırılabilir yansıma elemanı bulunmaktadır. Burada kullanılan $h_{k,n}$ ve $g_{k,n}$ sırasıyla k . çipin n . RIS elemanının S -RIS ve RIS- D arasındaki kanal sönmüleme katsayılarıdır; burada $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ ve $n \in \{1, 2, \dots, \mathcal{N}\}$ şeklindedir.



Şekil 5.4 CIM-RIS tekniğinin sistem modeli

CIM-RIS tekniğinde, spektral verimliliği daha da artırmak için geleneksel M-QAM modülasyonu dikkate alınmıştır. Ayrıca sistem yapısında $\mathcal{L}$ yayıcı Walsh Hadamard kodları $\mathbf{w}_{\wp} = [w_{\wp,1}, w_{\wp,2}, \dots, w_{\wp,K}]^T$, $\wp \in \{1, 2, \dots, \mathcal{L}\}$ kullanılmakta ve her kod K çipten oluşmaktadır.

CIM-RIS sisteminin verici terminal yapısı doğru analiz edilirse, bu sistemde τ_s sembol periyodu boyunca gönderilecek ikili bilgi bitleri vektörü $1 \times u$ büyüklüğünde $\mathbf{b}$ 'dir. CIM-RIS vericisinde $\mathbf{b}$, $u_1 = \log_2(M)$ ve $2u_2 = 2\log_2(\mathcal{L})$ bitlik iki alt vektöre bölünür, burada $u = u_1 + 2u_2$ şeklindedir. Bilgi, vericide M-QAM sembolü için u_1 bit ve IQ-bileşenlerinin yayıcı kodu indisleri için $2u_2$ bit seçildikten sonra RIS aracılığıyla S' den D' ye aktarılır.

M-QAM modülasyonlu karmaşık sembolün genel formu şu şekilde ifade edilir: $x = x_{\Re} + jx_{\Im}$, burada sırasıyla x 'in gerçel ve imajiner kısımları $x_{\Re}$ ve $x_{\Im}$ ile gösterilir. u_1 bit dizisi $x_{\Re}$ ve $x_{\Im}$ seçimini belirlemek için kullanılır. ± 1 oluşan yayıcı kodları $\mathbf{w}_{\wp_{\Re}}$ ve $\mathbf{w}_{\wp_{\Im}}$, $x_{\Re}$ ve $x_{\Im}$ 'i yaymaktadır. Bu yayıcı kodlar, $2u_2 = 2\log_2(\mathcal{L})$ bit dizisine dayalı olarak seçilmektedir.

Yukarıda belirtilen bilgilere dayanarak, D tarafında RIS' den elde edilen k . çip sinyali aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$y(t) = \sqrt{E_x} \sum_{k=1}^K \left(x_{\Re} w_{\wp_{\Re},k} p(t - k\tau_c) \cos(2\pi f_c t) + x_{\Im} w_{\wp_{\Im},k} \right. \\ \left. \times p(t - k\tau_c) \sin(2\pi f_c t) \right) (h(t) * g(t)) e^{j\phi(t)} + n(t). \quad (5.1)$$

Burada E_x sembol enerjisini ifade etmektedir ve $\wp \in \{1, 2, \dots, \mathcal{L}\}$ şeklindedir. Zaman periyodu $[0, \tau_c]$ olan birim dikdörtgen darbe şekillendirme filtresi $p(t)$ olarak adlandırılır, N_0 varyanslı ve sıfır ortalamalı eklemeli beyaz Gauss gürültüsü $n(t)$ olarak bilinir, yani $\mathcal{CN}(0, N_0)$ şeklindedir. RIS'in ayarlama fazı $\phi(t)$ ile gösterilir, S ile RIS arasındaki kanal $h(t)$, RIS ile D arasındaki kanal ise $g(t)$ şeklindedir.

(5.1)'de verilen sinyal modeli, benzer bir yapıya sahip oldukları için IQ -bileşenleri için ayrı ayrı yeniden yazılabilir. Sonuç olarak, k . kanal çıkışı mükemmel taşıyıcı algılama ve örnekleme gerçekleştirdikten sonra iki IQ bileşeni için k . gürültülü çip sinyali verilir:

$$\begin{aligned}
 y_{I,k} &= \sqrt{E_{x_{\Re}}} \left(\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} h_{k,n} e^{j\phi_{k,n}} g_{k,n} \right) x_{\Re} w_{\phi_{\Re},k} + n_{I,k} \\
 &= \sqrt{E_{x_{\Re}}} \left(\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} \alpha_{k,n} \beta_{k,n} e^{j(\theta_{k,n} + \varphi_{k,n} - \phi_{k,n})} \right) x_{\Re} w_{\phi_{\Re},k} + n_{I,k} \\
 &= \sqrt{E_{x_{\Re}}} \mathbf{h}_k^T \mathbf{\Phi} \mathbf{g}_k x_{\Re} w_{\phi_{\Re},k} + n_{I,k},
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

$$\begin{aligned}
 y_{Q,k} &= \sqrt{E_{x_{\Im}}} \left(\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} h_{k,n} e^{j\phi_{k,n}} g_{k,n} \right) x_{\Im} w_{\phi_{\Im},k} + n_{Q,k} \\
 &= \sqrt{E_{x_{\Im}}} \left(\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} \alpha_{k,n} \beta_{k,n} e^{j(\theta_{k,n} + \varphi_{k,n} - \phi_{k,n})} \right) x_{\Im} w_{\phi_{\Im},k} + n_{Q,k} \\
 &= \sqrt{E_{x_{\Im}}} \mathbf{h}_k^T \mathbf{\Phi} \mathbf{g}_k x_{\Im} w_{\phi_{\Im},k} + n_{Q,k}.
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

Burada, $E_{x_{\Re}}$ sembolün gerçekte bileşeninin enerjisini ve $E_{x_{\Im}}$ sembolün imajiner bileşeninin enerjisini ifade eder. $h_{k,n}$ ve $g_{k,n}$, $h_{k,n} = \alpha_{k,n} e^{-j\theta_{k,n}}$ ve $g_{k,n} = \beta_{k,n} e^{-j\varphi_{k,n}}$ olarak ifade edilir; sırasıyla sıfır ortalama ve $\sigma_h^2 = \sigma_g^2 = \sigma^2$ varyansa sahiptir ve her ikisi de Rayleigh sönmüleme kanalını takip eder. Burada, $\mathbf{h}_k$ ve $\mathbf{g}_k$ sırasıyla şu şekilde tanımlanabilir: $\mathbf{h}_k = [h_{k,1}, \dots, h_{k,N}]^T$; $\mathbf{g}_k = [g_{k,1}, \dots, g_{k,N}]^T$. $\mathbf{\Phi}$, $\mathcal{N}$ yansıtıcı bileşenin getirdiği yansıma fazlarını içeren bir yansıma matrisidir (pasif hüzme biçimlendirici olarak da bilinir).

$\mathbf{\Phi}$, S 'den gelen RIS kontrol sinyali tarafından kontrol edilir ve $\mathbf{\Phi} = \text{diag}\{e^{j\phi_{k,1}}, e^{j\phi_{k,2}}, \dots, e^{j\phi_{k,N}}\}$ şeklinde ifade edilir. Akıllı RIS şemasında $\mathbf{h}_k$ ve $\mathbf{g}_k$ için $\phi_k^n = (\theta_{\phi,k}^n + \varphi_n)$ şeklindedir ve $n \in \{1, 2, \dots, \mathcal{N}\}$ şeklinde ifade edilir. I kanalının k . çipi için gürültü terimi $n_{I,k}$ 'dır ve Q kanalının k . çipi için gürültü terimi $n_{Q,k}$ 'dır. $n_k = n_{I,k} + jn_{Q,k}$ olduğundan dolayı (5.2) ve (5.3)'te gürültülü alınan temel bant sinyali şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_I &= \sqrt{E_{x_{\mathfrak{R}}}} \mathbf{h}^T \mathbf{\Phi} \mathbf{g} x_{\mathfrak{R}} \mathbf{w}_{\ell_{\mathfrak{R}}}^T + \mathbf{n}_I, \\ \mathbf{y}_Q &= \sqrt{E_{x_{\mathfrak{I}}}} \mathbf{h}^T \mathbf{\Phi} \mathbf{g} x_{\mathfrak{I}} \mathbf{w}_{\ell_{\mathfrak{I}}}^T + \mathbf{n}_Q.\end{aligned}\tag{5.4}$$

Burada, $k = 1, 2, \dots, K$ için alınan IQ kanalındaki gürültülü sinyallerin vektör ifadesi sırasıyla $\mathbf{y}_I = [y_{I,1}, y_{I,2}, \dots, y_{I,K}]^T$ ve $\mathbf{y}_Q = [y_{Q,1}, y_{Q,2}, \dots, y_{Q,K}]^T$ şeklindedir. Akıllı RIS yapısında bir bilgisayar programının RIS'e CSI sağlaması öngörülmektedir. Kanalin sembol zamanına göre değişmediği varsayılırsa (düz sönümlemeli kanal), yani $\mathbf{h}_1 = \mathbf{h}_2 = \dots = \mathbf{h}_K$ ve $\mathbf{g}_1 = \mathbf{g}_2 = \dots = \mathbf{g}_K$ şeklindedir; $\mathbf{h}_k = [h_{k,1}, \dots, h_{k,N}]^T$ şeklinde ve $\mathbf{g}_k = [g_{k,1}, \dots, g_{k,N}]^T$ şeklinde ifade edilir. Dolayısıyla, $\tau_s = K\tau_c$ periyodu boyunca D adresindeki anlık toplam SNR aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}\gamma &= \frac{\sqrt{E_{x_{\mathfrak{R}}}} \left| \left(\sum_{n=1}^N \alpha_{1,n} \beta_{1,n} e^{(j\phi_{1,n} - j\theta_{1,n} - j\varphi_{1,n})} \right) w_{\varphi,1} \right|^2}{N_0} + \\ &\vdots \\ &+ \frac{\sqrt{E_{x_{\mathfrak{R}}}} \left| \left(\sum_{n=1}^N \alpha_{K,n} \beta_{K,n} e^{(j\phi_{K,n} - j\theta_{K,n} - j\varphi_{K,n})} \right) w_{\varphi,K} \right|^2}{N_0}.\end{aligned}\tag{5.5}$$

Burada, kanal fazlarını elimine ederek γ değerinin maksimize edilebileceği açıktır. Yani, RIS'in $\theta_{k,n}$ ve $\varphi_{k,n}$ kanal fazlarını bildiği varsayımı altında, SNR, $\phi_{k,n} = \theta_{k,n} + \varphi_{k,n}$ ise maksimize edilir. Düz sönümlemeli kanal varsayımı altında D adresindeki maksimum anlık SNR aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\gamma_{max} = \frac{\sqrt{E_{x_{\mathfrak{R}}}} \left(\sum_{n=1}^N \alpha_n \beta_n \right)^2}{N_0}.\tag{5.6}$$

D 'de, temel bant örneklenmiş sinyal ilk olarak Walsh Hadamard yayıcı kodu indisini belirlemek için kullanılır. Sonuç olarak, $\mathbf{y}_I$ ve $\mathbf{y}_Q$ vektörleri, IQ

bileşenleri için ilgili alıcı aracılığıyla ilgili $\mathbf{w}_i$ Walsh Hadamard yayıcı kodu ile çarpılır ve $\tau_s = K\tau_c$ sembolünün periyodu boyunca aşağıdaki gibi toplanır:

$$\begin{aligned}\tilde{y}_{I,i} &= \sum_{k=1}^K w_{i,k} y_{I,k} = \sum_{k=1}^K w_{i,k} \left(\sqrt{E_{x_{\mathfrak{R}}}} \left(\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} \alpha_n \beta_n \right) w_{\hat{\phi}_{\mathfrak{R}},k} x_{\mathfrak{R}} + n_{I,k} \right) \\ &= \begin{cases} \sqrt{E_{x_{\mathfrak{R}}}} \left(\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} \alpha_n \beta_n \right) w_{i,k} w_{\hat{\phi}_{\mathfrak{R}},k} x_{\mathfrak{R}} + \tilde{n}_I, & \text{eğer } i = \hat{\phi}_{\mathfrak{R}}, \\ \tilde{n}_I, & \text{eğer } i \neq \hat{\phi}_{\mathfrak{R}} \end{cases},\end{aligned}\quad (5.7)$$

$$\begin{aligned}\tilde{y}_{Q,i} &= \sum_{k=1}^K w_{i,k} y_{Q,k} = \sum_{k=1}^K w_{i,k} \left(\sqrt{E_{x_{\mathfrak{I}}}} \left(\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} \alpha_n \beta_n \right) w_{\hat{\phi}_{\mathfrak{I}},k} x_{\mathfrak{I}} + n_{Q,k} \right) \\ &= \begin{cases} \sqrt{E_{x_{\mathfrak{I}}}} \left(\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} \alpha_n \beta_n \right) w_{i,k} w_{\hat{\phi}_{\mathfrak{I}},k} x_{\mathfrak{I}} + \tilde{n}_Q, & \text{eğer } i = \hat{\phi}_{\mathfrak{I}}, \\ \tilde{n}_Q, & \text{eğer } i \neq \hat{\phi}_{\mathfrak{I}} \end{cases}.\end{aligned}\quad (5.8)$$

Burada $i = 1, 2, \dots, \mathcal{L}$ şeklindedir. Ayrıca, $\tilde{n}_I = \sum_{k=1}^K w_{i,k} n_{I,k}$ ve $\tilde{n}_Q = \sum_{k=1}^K w_{i,k} n_{Q,k}$ alıcıda Walsh Hadamard kodu ile çarpılmış AWGN gürültüsüdür. Alıcı tarafındaki sonuç vektör kümesi, her iki IQ -bileşeni için her bir geri yayıcı aracılığıyla geri yayma işlemi gerçekleştirildiğinde aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\mathcal{S}_I = \{\tilde{y}_{I,1}, \tilde{y}_{I,2}, \dots, \tilde{y}_{I,\mathcal{L}}\}, \quad (5.9)$$

$$\mathcal{S}_Q = \{\tilde{y}_{Q,1}, \tilde{y}_{Q,2}, \dots, \tilde{y}_{Q,\mathcal{L}}\}. \quad (5.10)$$

Şekil 5.4'ün alıcı tarafında görüldüğü gibi, alıcı terminalinde yayılımı azalttıktan sonra, yayılan kod indisi ve iletilen sembolün tahminlerini temsil eden $(\hat{\phi}_{\mathfrak{R}}, \hat{\phi}_{\mathfrak{I}}, \hat{x})$ verileri elde edilir. CIM-RIS sisteminin karmaşıklığını azaltmak için öncelikle $(\hat{\phi}_{\mathfrak{R}}, \hat{\phi}_{\mathfrak{I}})$ kod indisleri belirlenir ve daha sonra $\hat{x}$ tahmin edilir. Yalnızca $(\tilde{y}_{I,\hat{\phi}_{\mathfrak{R}}}, \tilde{y}_{Q,\hat{\phi}_{\mathfrak{I}}})$ yayıcı verilerini uygulamak için $(\hat{\phi}_{\mathfrak{R}}, \hat{\phi}_{\mathfrak{I}})$ değerini ML kestirimcisinin girişine ekledikten sonra, elde edilen $(\hat{\phi}_{\mathfrak{R}}, \hat{\phi}_{\mathfrak{I}})$ indisi daha sonra geri yayıcı vektör setine geri bildirilir. Sistemin karmaşıklığı bu şekilde önemli ölçüde azaltılır.

$\mathcal{S}_I$ ve $\mathcal{S}_Q$ içindeki elemanların mutlak kareleri önce hesaplanır, ardından kümenin $\{|\tilde{y}_{I,\hat{\rho}_I}|^2\}_{\hat{\rho}_I=1}^{\mathcal{L}}$ ve $\{|\tilde{y}_{Q,\hat{\rho}_Q}|^2\}_{\hat{\rho}_Q=1}^{\mathcal{L}}$ indislerindeki en büyük elemanın tahmini ile kod indisi tahmin edilir. Walsh Hadamard yayıcı kodlarının birbirine dik olduğu göz önüne alındığında, normlu vektörün en yüksek değerli elemanı, aynı indisteki geri yayılmış elemana karşılık gelir. Yani, $\sum_{k=1}^K w_{t,k} w_{\varpi,k} = \begin{cases} 1, & \text{eğer } t = \varpi \\ 0, & \text{eğer } t \neq \varpi \end{cases}$ şeklindedir.

Sonuç olarak, aşağıdaki kod indisi kestirim yöntemi en büyük mutlak kareli küme elemanının indisini kullanır:

$$\hat{\rho}_I = \underset{i}{\operatorname{argmax}} \{|\tilde{y}_{I,i}|^2\}, \quad (5.11)$$

$$\hat{\rho}_Q = \underset{i}{\operatorname{argmax}} \{|\tilde{y}_{Q,i}|^2\}. \quad (5.12)$$

Her olası x kombinasyonunu değerlendirerek, ML kestirimcisi $\hat{x}$ için bir kestirim bulur. Sonuç olarak, önerilen sistemin iki IQ -bileşeninin her biri için $\hat{x}$ parametresinin ML kestirimi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\hat{x} = \underset{i=1,2,\dots,M}{\operatorname{argmin}} \left\{ \left| \left(\tilde{y}_{I,\hat{\rho}_I} + j\tilde{y}_{Q,\hat{\rho}_Q} \right) - \sqrt{E_s} \left(\sum_{n=1}^N \alpha_n \beta_n \right) x_i \right|^2 \right\}. \quad (5.13)$$

Sonunda, alınan bit dizisi $\hat{\mathbf{b}}$ alıcı tarafında bit-geri eşleştirme yaklaşımı kullanılarak elde edilen $(\hat{\rho}_I, \hat{\rho}_Q, \hat{x})$ değerleri ve “Bit Geri Eşleme, Sıralama ve Birleştirme” birimi kullanılarak elde edilir.

5.3.3. CIM-RIS Tekniğinin Performans Analizi

CIM-RIS sisteminin ortalama bit hata oranı analizleri bu bölümde tanıtılmaktadır.

5.3.3.1. CIM-RIS Tekniğinin ABER Analizi

Girilen ikili bilgi verisi, CIM-RIS yaklaşımının sistem yapısında daha önce belirtildiği gibi iki kısma ayrılmıştır. Sonuç olarak, iki hata olayının BEP'i $\mathcal{P}_{\text{CIM-RIS}}$ olarak belirtilen önerilen sistemin genel BER ifadesini temsil etmek için kullanılabilir. Başka bir deyişle, modüle edilmiş bitlerin BEP'i ($\mathcal{P}_{\text{MOD}}$) ve yayıcı kodu indislerindeki eşlenmiş bitlerin BEP'inin ($\mathcal{P}_{\text{SC}}$) toplamı alıcıda oluşan toplam BER'dir. Sonuç olarak, CIM-RIS sisteminin tipik ortalama BER ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathcal{P}_{\text{CIM-RIS}} = \frac{2u_2}{u} \mathcal{P}_{\text{SC}} + \frac{u_1}{u} \mathcal{P}_{\text{MOD}}. \quad (5.14)$$

Hatalı yayıcı kodu indislerini tespit etmenin ortalama olasılığı hata olaylarını ($\mathcal{P}_{\text{SC}}$) ve ($\mathcal{P}_{\text{MOD}}$) belirler. Bu nedenle, modüle edilmiş sembollerin doğru alınması, Şekil 5.2'nin alıcı tarafındaki yayıcı kodu indislerinin doğru tespit edilmesine bağlıdır. CIM-RIS sisteminde iki ana hata türü ortaya çıkabilir. İlk senaryoda $\hat{\phi}$ başarılı bir şekilde tanınır (yani, kod indislerinin eşlenen bitleri doğrudur), ancak M-QAM detektörü yanlış kararlar verir. İkinci senaryoda, $\hat{\phi}$ yanlış tespit edildiğinden, M-QAM detektörü yanlış seçilen geri yayıcının çıkışına dayanarak bitleri tanımlamaya çalışır. Bu senaryoda, bit hatası olasılığı açıkça 0.5'a eşittir çünkü alıcının doğru seçimi seçme olasılığı yoktur. Modüle edilmiş bitler için BER denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathcal{P}_{\text{MOD}} = \mathcal{P}_M (1 - \mathcal{P}_{\text{CI}}) + 0.5 \mathcal{P}_{\text{CI}}, \quad (5.15)$$

burada, $\mathcal{P}_M$ modüle edilmiş semboller için BEP ve $\mathcal{P}_{\text{CI}}$ kod indisleri için BEP anlamına gelir.

Aşağıdaki iki değer, $\mathcal{P}_{\text{CI}}$ ve u_2 , yayıcı kodu indislerinin $\mathcal{P}_{\text{SC}}$ eşlenmiş bitlerinin BEP ifadesini tanımlamak için kullanılabilir. Eğer $\hat{\wp}$ yanlış kestirilirse, orijinal yayıcı kodu eşleme bitlerinin kombinasyonu yanlış tanımlanacaktır. Böylece, orijinal yayıcı kodu eşleme bitleriyle karşılaştırıldığında, her yanlış kombinasyon farklı miktarda yanlış bitin tespit edilmesine neden olacaktır. Yayıcı kodu indislerinin bitleri $\mathcal{P}_{\text{SC}}$ için BER böylece birkaç ara adımdan sonra aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\mathcal{P}_{\text{SC}} = \frac{\mathcal{P}_{\text{CI}}}{2u_2}. \quad (5.16)$$

5.3.3.2. Kod İndis Kestirim Olasılığının Ortalama Hatası

En yüksek norm değerine sahip elemanın -yani bu olasılığın- IQ -bileşenleri için $|\tilde{y}_{\hat{\wp}}|^2$ içindeki en düşük norm değerinden küçük olma olasılığı $\mathcal{P}_{\text{CI}}$ olasılığı olarak bilinir. Sonuç olarak, aşağıdaki tanım, yayıcı kodu ve kanal katsayılarına bağlı olarak, eşit olasılıklı iletilen yayıcı kodları için $\mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\wp}_{\mathcal{R}}}$ ve $\mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\wp}_{\mathcal{I}}}$ olasılıkları için geçerlidir:

$$\mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\wp}_{\mathcal{R}}} = \mathcal{P}\left(|\tilde{y}_{I, \hat{\wp}_{\mathcal{R}}}|^2 < \min_{\wp \in \{1, 2, \dots, \mathcal{L}\}, \wp \neq \hat{\wp}_{\mathcal{R}}} \{|\tilde{y}_{\wp}|^2\} \mid \mathbf{w}_{\wp}, \mathbf{h}, \mathbf{g}\right), \quad (5.17)$$

$$\mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\wp}_{\mathcal{I}}} = \mathcal{P}\left(|\tilde{y}_{I, \hat{\wp}_{\mathcal{I}}}|^2 < \min_{\wp \in \{1, 2, \dots, \mathcal{L}\}, \wp \neq \hat{\wp}_{\mathcal{I}}} \{|\tilde{y}_{\wp}|^2\} \mid \mathbf{w}_{\wp}, \mathbf{h}, \mathbf{g}\right). \quad (5.18)$$

Burada, $\wp = \hat{\wp}_{\mathcal{R}}$ için $\tilde{y}_{I, \hat{\wp}_{\mathcal{R}}} = E_c \left(\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} \alpha_n \beta_n \right) x_{\mathcal{R}} + \tilde{n}_I$ şeklindedir ve $\wp \neq \hat{\wp}_{\mathcal{R}}$ durumu için

$\tilde{y}_{I, \hat{\wp}_{\mathcal{R}}} = \tilde{n}_I$ şeklindedir. Benzer şekilde, $\wp = \hat{\wp}_{\mathcal{I}}$ için $\tilde{y}_{Q, \hat{\wp}_{\mathcal{I}}} = E_c \left(\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} \alpha_n \beta_n \right) x_{\mathcal{I}} + \tilde{n}_Q$

şeklindedir ve $\wp \neq \hat{\wp}_{\mathcal{I}}$ durumu için $\tilde{y}_{Q, \hat{\wp}_{\mathcal{I}}} = \tilde{n}_Q$ şeklindedir. (5.17) ve (5.18)'den de

açıkça görülebileceği üzere, $\mathcal{P}_{\text{CI}} = \mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\wp}_{\mathcal{R}}} = \mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\wp}_{\mathcal{I}}}$ I ve Q kanalları için yayıcı kodu indislerini belirlemek için kullanılır. Sonuç olarak, bir kanalın olasılığını bilmek

diğerini anlamak için yeterlidir. Bu nedenle, yanlış I kanalı yayıcı kodu indislerini tespit etme olasılığını tespit etmeye devam etmek uygun olacaktır. Mutlak kareli rastgele değişkenler, $\wp = \hat{\wp}_{\mathfrak{R}}$ iken “merkezi olmayan ki-kare dağılımına (non-central chi-square distribution, non-CCSD)” sahiptir ve bağımsızdır ve $\wp \neq \hat{\wp}_{\mathfrak{R}}$ iken “merkezi ki-kare dağılımı (CCSD)” çift “1” serbestlik derecesine (degree of freedom, DoF) sahiptir çünkü alıcıdaki her gürültü örneği farklı bir yayıcı kodu ile çarpılır (J. G. Proakis and M. Salehi 2013).

Daha sonra, CIM-RIS sistemi için $\mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\wp}_{\mathfrak{R}}}$ ‘yi elde etmek için yayıcı kodu indis olasılıkları sıra istatistiği teorisi kullanılarak türetilir. Buna göre, ξ ve λ aşağıdaki tanımlara sahip iki rastgele değişkeni temsil etsin:

$$\begin{aligned}\xi &= \min \left\{ \xi_{\wp} \right\}, \wp \in \{1, 2, \dots, \mathcal{L}\}, \wp \neq \hat{\wp}_{\mathfrak{R}}, \\ \lambda &= \left| \tilde{y}_{\hat{\wp}_{\mathfrak{R}}} \right|^2, \wp = \hat{\wp}_{\mathfrak{R}}.\end{aligned}\tag{5.19}$$

Burada, $\xi_{\wp} = \left| \tilde{y}_{\wp} \right|^2$ şeklindedir.

(5.19) uyarınca $\xi_{\wp}$ rastgele değişkeni CCSD’ye sahiptir, ancak λ non-CCSD dağılımı takip eder. Kümülatif dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF), $\xi_{\wp}$ ‘in PDF’si gibi, $\xi_{\wp}$ ‘in CDF’sini “1” DoF’lu non-CCSD λ ‘nın CDF’sini takip eder. Bunlar sırasıyla (J. G. Proakis and M. Salehi 2013)’de tanımlanmıştır.

$$f_{\lambda}(\lambda) = \frac{1}{2\sigma_{\lambda}^2} \left(\frac{\lambda}{\kappa_{\hat{\wp}}^2} \right)^{-\frac{1}{4}} e^{-\frac{\kappa_{\hat{\wp}}^2 + \lambda}{2\sigma_{\lambda}^2}} I_{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\kappa_{\hat{\wp}}}{\sigma_{\lambda}^2} \sqrt{\lambda} \right), \lambda > 0,\tag{5.20}$$

$$F(\xi_{\wp}) = 1 - e^{-\frac{\xi_{\wp}}{2\sigma_{\wp}^2}}.\tag{5.21}$$

Burada, $I_{\beta}(y) = \sum_{v=0}^{\infty} \frac{(y/2)^{\beta+2v}}{v! \Gamma(\beta+v+1)}, y \geq 0$ şeklindedir ve birinci türden ve β mertebesinden modifiye Bessel fonksiyonudur. Tüm bunlara ek olarak,

$$\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt \quad , \quad \kappa_{\hat{\phi}} = \left| \sum_{n=1}^N E_c x_{\Re} (\alpha_n e^{-j\theta_n} e^{j\phi_n} \beta_n e^{-j\varphi_n}) \right| \quad , \quad \sigma_\lambda^2 = 2(E_c N_0)^2 + 4E_c N_0 \kappa^2$$

şekillerinde ifade edilebilir (J. G. Proakis and M. Salehi 2013). Bu nedenle, sıra istatistikleri kullanılarak, $\lambda < \xi$ olasılığı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathcal{P}(\lambda < \xi) = \int_0^\infty Pr(\lambda < \xi) f_\lambda(\lambda) d\lambda = \int_0^\infty \prod_{\ell=1}^L Pr(\lambda < \xi_\ell) f_\lambda(\lambda) d\lambda. \quad (5.22)$$

Hatalı kod indisleri bulma olasılığı (5.22) kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\phi}_{\Re}} = \frac{e^{-\frac{\xi_\ell(\mathcal{L}-1)}{2\sigma_{\xi_\ell}^2}}}{2\sigma_\lambda^2} \int_0^\infty \left(\frac{\lambda}{\kappa_{\hat{\phi}}^2} \right)^{-\frac{1}{4}} e^{-\frac{\kappa_{\hat{\phi}}^2 + \lambda}{2\sigma_\lambda^2}} I_{-\frac{1}{2}} \left(\frac{\kappa_{\hat{\phi}}}{\sigma_\lambda} \sqrt{\lambda} \right) d\lambda. \quad (5.23)$$

Ayrıca, (5.23)'ten de anlaşılabileceği üzere $\mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\phi}_{\Re}}$ hâlâ Rayleigh sönümlemeli kanal kazancının rastgele değişkeni nedeniyle $\kappa_{\hat{\phi}_{\Re}}$ rastgele değişkenine bağlıdır. Bu nedenle, $\mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\phi}_{\Re}}$, $\mathcal{P}_{\text{CI}}$ 'yı elde etmek için $\kappa_{\hat{\phi}_{\Re}}$ üzerinden entegre edilmelidir. Bu nedenle, $\chi \triangleq \sum_{n=1}^N E_c x_{\Re} (\alpha_n e^{-j\theta_n} e^{j\phi_n} \beta_n e^{-j\varphi_n})$ bir rastgele değişken olsun. χ 'nin varyansı

$\sigma_\chi^2 = (x_{\Re} E_c)^2 \sigma_h^2$ şeklindedir ve ortalaması sıfırdır. $\kappa_{\hat{\phi}_{\Re}} = |\chi|$ olduğundan, $\kappa_{\hat{\phi}_{\Re}}$ 'nin PDF'si $f(\kappa_{\hat{\phi}_{\Re}}) = \frac{\sqrt{2}}{\sigma_\chi \Gamma(\frac{1}{2})} e^{-\kappa_{\hat{\phi}_{\Re}}^2 / 2\sigma_\chi^2}$, $\kappa_{\hat{\phi}_{\Re}} \geq 0$ ile genelleştirilmiş Rayleigh dağılımına

sahiptir (J. G. Proakis and M. Salehi 2013). Sonuç olarak, CIM-RIS şemasının ortalama yanlış kod-indisi tespit olasılığı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathcal{P}_{\text{CI}} = \int_0^\infty \mathcal{P}_{\text{CI}}^{\hat{\phi}_{\Re}} f(\kappa_{\hat{\phi}_{\Re}}) d\kappa_{\hat{\phi}_{\Re}}. \quad (5.24)$$

Sayısal integrasyon yapan bir yazılım, $\mathcal{P}_{\text{CI}}$ denkleminin integralini hesaplamak için kullanılabilir.

5.3.3.3. Kod İndis Kestirim Olasılığının Ortalama Hatası

Bu bölümde daha önce (5.15)'de verilen CIM-RIS şeması için modüle edilmiş bitlerin hata olayının $\mathcal{P}_{\text{MOD}}$ BEP analizi yapılacaktır. (5.15) dikkate alındığında, $\mathcal{P}_{\text{MOD}}$ 'un iki hata olasılığına bağlı olduğu görülmektedir; burada $\mathcal{P}_{\text{CI}}$ daha önce (5.17) ve (5.18)'de verilmiştir ve (5.24)'ten elde edilmiştir. Dolayısıyla, $\mathcal{P}_{\text{MOD}}$ değerini bulmak için $\mathcal{P}_{\text{M}}$ değerinin de türetilmesi gerekmektedir.

(5.6) dikkate alındığında, ayrı Rayleigh dağılımlarına sahip olduğu varsayılan $|\alpha_n|$ ve $|\beta_n|$ çarpımlarının ortalama değeri ve varyansı sırasıyla $\mathbb{E}[|\alpha_n| |\beta_n|] = 0.25\pi$ ve $\text{Var}[|\alpha_n| |\beta_n|] = 1 - 0.0625\pi^2$ şeklindedir. Merkezi limit teoremi, yeterince yüksek

$\mathcal{N}$ değeri için (yani $\mathcal{N} \gg 1$ için), $\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} |\alpha_n| |\beta_n|$ toplamının istatistiksel parametreler

$$\mathbb{E}\left[\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} |\alpha_n| |\beta_n|\right] = 0.25\pi\mathcal{N} \quad \text{ve} \quad \text{Var}\left[\sum_{n=1}^{\mathcal{N}} |\alpha_n| |\beta_n|\right] = (1 - 0.0625\pi^2)\mathcal{N} \quad \text{olan bir Gauss}$$

(normal) dağılımına yakınsadığını belirtir. Böylece, γ rastgele değişkeni "1" serbestlik derecesine sahip merkezi olmayan bir ki-kare rastgele değişkenidir ve γ 'nın $\mathcal{M}_{\gamma}(s)$ MGF'i aşağıdaki gibi verilebilir (Dixit, Joshi, and Sharma 2020):

$$\mathfrak{M}_{\gamma}(s) \approx \left(\frac{\mathcal{U}_1}{\mathcal{U}_1 + s\bar{\gamma}}\right)^{\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{s\bar{\gamma}\mathcal{U}_2}{\mathcal{U}_2 + s\bar{\gamma}}\right), \quad (5.25)$$

burada, $\mathcal{U}_1 = \frac{8}{N(16 - \pi^2)}$, $\mathcal{U}_2 = \frac{N\pi^2}{2(16 - \pi^2)}$ ve $\bar{\gamma} = \frac{E_s}{N_0}$ şeklindedir.

Önerilen sistem modeli düşük SNR bölgesinde iyi çalıştığından, (5.25)'teki MGF ifadesinin yaklaşımı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathfrak{M}_{\gamma}(s) \approx \exp\left(-\frac{\mathcal{U}_2}{\mathcal{U}_1} s\bar{\gamma}\right). \quad (5.26)$$

Öte yandan, düşük SNR bölgesinde QAM'in ASER ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir (Dixit, Joshi, and Sharma 2020):

$$\mathcal{P}_{\text{QAM}} = 2p\mathcal{F}(t, \pi/2) + 2q\mathcal{F}(z, \pi/2) - 2pq \times [\mathcal{F}(z, \arctan(z/t)) + \mathcal{F}(t, \text{arccot}(z/t))], \quad (5.27)$$

Burada, $p = 1 - \frac{1}{M_I}$ ve $q = 1 - \frac{1}{M_Q}$ şeklindedir. Ayrıca, M_I takımyıldızdaki eş evreli noktaların sayısı, M_Q ise takımyıldızdaki dik evreli noktaların sayısıdır. t

burada, $t = \sqrt{\frac{6}{(M_I^2 - 1) + (M_Q^2 - 1)\beta^2}}$ şeklinde ve z ise $z = \beta t$ şekline ifade

edilmektedir. Bu çalışmada, $M_I = M_Q = \sqrt{M}$ ve $\beta = 1$ özel durumlar olarak kullanılmıştır, çünkü QAM takımyıldızlarının eş evreli ve dik evreli elemanlarının sayısı eşittir. Ayrıca, $\mathcal{F}(\cdot, \cdot)$ integrali aşağıdaki gibi verilir:

$$\mathcal{F}(x, \theta) = \frac{1}{\pi} \int_0^\theta \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{x^2}{2 \sin^2 \phi} \right) d\phi. \quad (5.28)$$

(5.28) $\phi = \theta$ olarak ayarlanarak içgörü elde etmek için üst sınırlanabilir, bu da şu sonucu verir:

$$\mathcal{F}(x, \theta) \leq \frac{\theta}{\pi} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{x^2}{2 \sin^2 \theta} \right) \leq \frac{\theta}{\pi} \exp \left(-\frac{\mathcal{U}_2 x^2 \bar{\gamma}}{2 \mathcal{U}_1 \sin^2 \theta} \right) \leq \frac{\theta}{\pi} \exp \left(-\frac{\mathcal{N}^2 \pi^2 x^2 \bar{\gamma}}{32 \sin^2 \theta} \right). \quad (5.29)$$

Sonuç olarak, QAM takımyıldızı şeması ile $\mathcal{P}_M$ aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathcal{P}_M = \frac{1}{u_1} \left[\begin{aligned} & p \exp \left(-12 \left(\frac{\pi^2 t^2}{32} \right) \mathcal{N}^2 \bar{\gamma} \right) + q \exp \left(-\left(\frac{\pi^2 z^2}{32} \right) \mathcal{N}^2 \bar{\gamma} \right) \\ & - \frac{2pq}{\pi} \left[\arctan \left(\frac{z}{t} \right) \exp \left(-\left(\frac{\pi^2 (t^2 + z^2)}{32} \right) \mathcal{N}^2 \bar{\gamma} \right) \right. \\ & \quad \left. + \text{arccot} \left(\frac{z}{t} \right) \exp \left(-\left(\frac{\pi^2 (t^2 + z^2)}{32} \right) \mathcal{N}^2 \bar{\gamma} \right) \right] \end{aligned} \right]. \quad (5.30)$$

Son olarak, $\mathcal{P}_M$ ve $\mathcal{P}_{CI}$ (5.15)'de yerine konulduğunda, $\mathcal{P}_{MOD}$ elde edilir. Dolayısıyla, CIM-RIS sistemi için analitik ortalama toplam hata olasılığı (5.15) ve (5.16)'nın (5.14)'te yerleştirilmesiyle hesaplanır.

5.3.4. Enerji Verimliliği, Çıktı ve Veri Hızı Analizi

Bu alt bölümde, CIM-RIS, TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerinin enerji verimliliği, çıktı ve veri hızı analizleri yapılmaktadır.

5.3.4.1. Enerji Verimliliği Analizi

Bu bölümde, CIM-RIS sisteminin enerji tasarruf yüzdeleri TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerine kıyasla verilmiştir. Önerilen CIM-RIS sisteminde, veri bitlerinin çoğu yayılan kod indislerinde iletildiği için çok az enerji tüketimi gerçekleşmektedir. Bu nedenle, önerilen CIM-RIS sistemi yüksek enerji verimli bir sistemdir. Sonuç olarak, kıyaslama sistemlerine kıyasla CIM-RIS sisteminin u bit başına enerji tasarruf yüzdesi (E_{sav}) aşağıdaki gibi verilebilir:

$$E_{sav} = \left(1 - \frac{u_b}{u}\right) E_b \% . \quad (5.31)$$

Burada u_b kıyaslama sistemlerinin spektral verimlilikleridir, E_b ise bit enerjisidir.

Tablo 5.1 CIM-RIS sisteminin diğer sistemlerle kıyaslandığında enerji tasarrufunun yüzde olarak ifade edilmesi ($E_{sav} \%$)

M	N_T	$\mathcal{L}$	RIS	TSM-RIS	TQSM-RIS
4	2	4	66.7	50	33.4
8	8	16	72.2	45.6	18.9
32	16	32	66.7	44.4	13.3

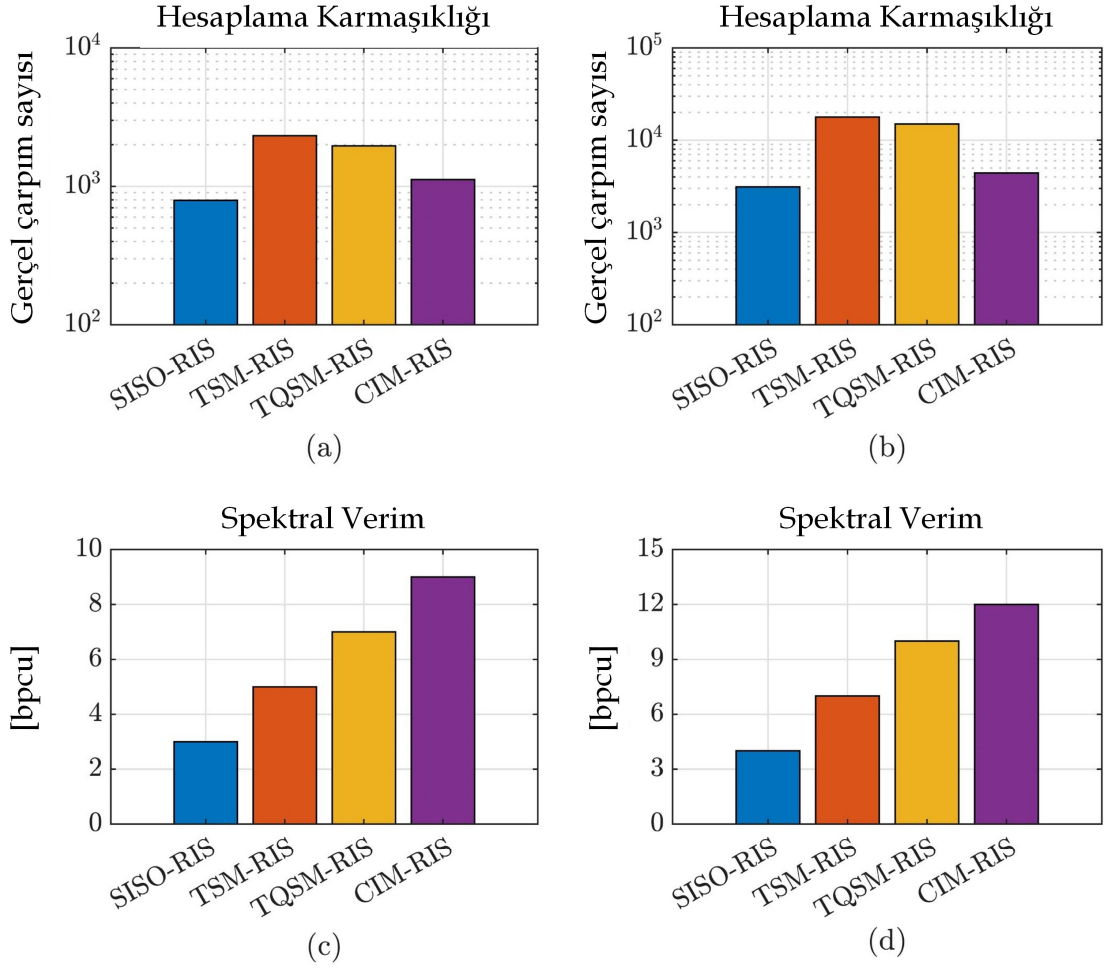
Tablo 5.1’de, CIM-RIS sisteminin kıyaslama sistemlerine kıyasla sağladığı enerji tasarrufu yüzdesi değişen M , iletim anten sayısı (N_T), ve $\mathcal{L}$ değerlerine bağlı olarak verilmiştir.

5.3.4.2. Sistem Karmaşıklığı Analizi

Bu bölümde, geleneksel RIS, TSM-RIS, TQSM-RIS ve CIM-RIS sistemlerinin gerçel çarpımlar (real multiplications, RMs) cinsinden hesaplama karmaşıklığı analizleri elde edilmiştir. Önerilen CIM-RIS sisteminin kıyaslama sistemlerine göre hesaplama karmaşıklığı sonuçları Tablo 5.2’de verilmiştir. RIS, TSM-RIS, TQSM-RIS ve CIM-RIS sistemlerinin hesaplama karmaşıklığı ve spektral verimlilik karşılaştırmaları Şekil 5.5’de verilmiştir. Burada, $M = 8, N_T = 4, \mathcal{L} = 8, K = 16, N = 64$ parametreleri (a) ve (c) için kullanılmıştır; ve $M = 16, N_T = 8, \mathcal{L} = 16, K = 32, N = 256$ parametreleri (b) ve (d) için seçilmiştir. Şekil 5.5’den görülebileceği gibi, CIM-RIS sistemi hem spektral verimlilik hem de hesaplama karmaşıklığı açısından kıyaslama sistemlerinden daha iyi sonuçlar vermektedir. Sonuç olarak, elde edilen tüm sonuçlara göre, CIM-RIS sisteminin yüksek veri hızı ve düşük karmaşıklığa sahip bir teknik olduğu anlaşılmaktadır.

Tablo 5.2 CIM-RIS sisteminin hesaplama karmaşıklığının karşılaştırması

Sistemler	Gerçel Çarpımlar
$\mathcal{O}_{\text{CIM-RIS}}$	$8K\mathcal{L} + N + 4M$
$\mathcal{O}_{\text{RIS}}$	$(N + 4M) \left(1 + \frac{2u_2}{\log_2(M)}\right)$
$\mathcal{O}_{\text{TSM-RIS}}$	$8(N + 4M)N_T \left(1 + \frac{2u_2}{\eta_{SM}}\right)$
$\mathcal{O}_{\text{TQSM-RIS}}$	$8(N + 4M)N_T \left(1 + \frac{2u_2}{\eta_{QSM}}\right)$



Şekil 5.5 CIM-RIS sisteminin hesaplama karmaşıklığı ve spektral verimlilik karşılaştırmaları

5.3.4.3. CIM-RIS Sisteminin Çıktı ve Veri Hızı Analizleri

Bir birimin belirli bir süre içinde elde ettiği doğru bit miktarı genellikle bir iletişim sisteminin verimini belirtmek için kullanılır. Dolayısıyla, CIM-RIS şemasının çıktısı (throughput) aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Tse and Pramod 2005):

$$\mathcal{T} = \frac{(1 - \mathcal{P}_{\text{CIM-RIS}})}{\tau_s} u, \quad (5.32)$$

burada $(1 - \mathcal{P}_{\text{CIM-RIS}})$ sembolün tüm τ_s süresi boyunca doğru bitlerin alınma olasılığıdır.

Geleneksel RIS, TSM-RIS ve TQSM-RIS yaklaşımları için τ_s sembol süreleri aynı olduğundan verim karşılaştırmaları adil bir şekilde gerçekleştirilebilir. Tablo 5.3 farklı N_T, M ve $\mathcal{L}$ değerleri için veri hızı karşılaştırmalarını sunmaktadır.

Örneğin, CIM-RIS sistemi $N_T = 4, M = 8$ ve $\mathcal{L} = 8$ için aynı τ_s sembol süresi için 9 bit gönderirken, TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS şemaları sırasıyla 5 bit, 7 bit ve 3 bit göndermektedir.

Tablo 5.3 CIM-RIS sisteminin veri hızı karşılaştırmaları

M	N_T	$\mathcal{L}$	CIM-RIS	TSM-RIS	TQSM-RIS	RIS
4	2	8	8	3	4	2
8	4	8	9	5	7	3
8	8	16	11	6	9	3

5.3.5. Kusurlu Kanal Durum Bilgisinin CIM-RIS Üzerinde Analizi

Bu alt bölümde, kanal tahminindeki yanlışlıkların RIS tarafında ve alıcı kısmında mükemmel CSI olmaması durumunda CIM-RIS sistemini nasıl etkilediği araştırılmaktadır. Kestirilen kanal katsayıları ve ilgili hataları arasında ortogonal bir ilişki olduğu ve bunun da $\hat{h}_{i,j}$ ve $\hat{g}_{i,j}$ ifadelerinin (Raed Mesleh and Ikki 2015)'de detaylandırıldığı gibi farklı bir şekilde ifade edilmesine izin verdiği öne sürülmektedir:

$$\hat{h}_{i,j} = h_{i,j} + \epsilon_{h_{i,j}}, \quad \hat{g}_{i,j} = g_{i,j} + \epsilon_{g_{i,j}}, \quad (5.33)$$

burada $\hat{h}$ ve $\hat{g}$ kanal katsayılarının kestirimini temsil eder. $\hat{h}$, $h_{i,j}$, $\hat{g}$ ve $g_{i,j}$ ifadelerinin birlikte ergodik ve durağan bir Gauss sürecini takip ettiği kabul edilir.

$\epsilon_{h_{i,j}}$ ve $\epsilon_{g_{i,j}}$ ifadeleri, sıfır ortalamalı ve σ_ϵ^2 varyanslı karmaşık bir Gauss değişkeni olarak modellenen kanal tahminindeki hatayı gösterir ve $\mathcal{CN}(0, \sigma_\epsilon^2)$ olarak gösterilir. Ayrıca, σ_ϵ^2 kanal kestirim yöntemlerine ve kanalın kendi dinamiklerine bağlı olarak değişebilen kanal kestirim doğruluğundaki varyasyonu gösterir. Kanal kestirimi için ortogonal pilot sembollerin kullanıldığı varsayıldığında, kestirim hatasının pilot sembollerin sayısındaki artışla orantılı olarak azaldığı belirtilmektedir.

5.3.6. CIM-RIS Sistemi İçin Kapasite Analizi

Önerilen CIM-RIS sistemi için kapasite analizinin türevleri bu bölümde sunulmuştur. Önerilen CIM-RIS sisteminin kapasitesi I ve Q bileşenleri için ayrı ayrı ifade edilebilir. Ancak, I ve Q bileşenleri için kapasite aynı olduğundan, bu bölümde sadece I bileşeni için kapasite analiz edilmektedir.

Geleneksel bir MIMO sisteminin ergodik kapasite ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\mathcal{C} = E_{\mathbf{h}} \left\{ \max_{P_{x_i}} I(x_i; \mathbf{y} | \mathbf{h}) \right\}. \quad (5.34)$$

$I(x_i; \mathbf{y} | \mathbf{h})$, bilinen bir $\mathbf{h}$ verildiğinde iletilen vektör x_i ile alınan vektör $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ arasındaki karşılıklı bilgiyi temsil eder. N_R burada MIMO sisteminin alıcı anten sayısını ifade etmektedir. Önerilen CIM-RIS sisteminde, geleneksel MIMO sisteminden farklı olarak, veri sadece geleneksel sembollerle değil, aynı zamanda yayıcı kodu indisleriyle de iletilir. Bu nedenle, önerilen CIM-RIS sisteminin kapasitesi, M-QAM sembolü ile $\mathbf{y}$ içindeki aktif yayıcı kodu indisleri arasındaki karşılıklı bilginin maksimize edilmesiyle belirlenir. Sonuç olarak, (Younis et al. 2017) temelinde, önerilen CIM-RIS sisteminin kapasitesi aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\mathcal{C} = \mathbb{E}_{\mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}}} \left\{ \max_{\mathcal{P}_{\mathbf{f}_\ell}, \mathcal{P}_{\mathbf{x}_\mathcal{R}}} I(\mathbf{f}_\ell, x_\mathcal{R}; \mathbf{y}) \right\}. \quad (5.35)$$

Burada, $\mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}} = \mathbf{h}^T \mathbf{\Phi} \mathbf{g}$ şeklinde ifade edilir ve $\mathbf{f}_\varphi \in \mathbb{C}^{\mathcal{L} \times 1} \triangleq \left[0 \dots 0, \underset{\varphi. \text{ indis}}{1}, 0 \dots 0 \right]^T$ ise

I bileşeni için $\varphi_\mathcal{R}$ 'inci aktif yayıcı kodu indisinin konumunu gösteren vektördür. Bu vektörde, aktif yayıcı kodu indisine karşılık gelen eleman 1 olarak gösterilirken, diğer elemanlar 0 olarak gösterilir. Vektör-matris formunda ifade edilen alınan sinyal aşağıdaki gibi yeniden tanımlanabilir:

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_{x_\mathcal{R}}} \mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}} \mathbf{W} \mathbf{f}_\ell x_\mathcal{R} + \mathbf{n}. \quad (5.36)$$

Burada, $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{K \times \mathcal{L}} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_\mathcal{L}]$ yayıcı kodları içeren kod matrisidir. Önerilen CIM-RIS sisteminde alıcı tarafından doğru olarak alınan veri bitlerinin sayısını gösteren karşılıklı bilgi $I(\mathbf{f}_\varphi, x_\mathcal{R}; \mathbf{y})$ (5.35)'de açıklandığı gibi aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$I(\mathbf{f}_\ell, x_\mathcal{R}; \mathbf{y}) = H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{y} | \mathbf{f}_\varphi, x_\mathcal{R}). \quad (5.37)$$

Burada, $H(\cdot)$ entropi fonksiyonunu göstermektedir. Eğer $\mathbf{f}_\varphi$ ve $x_\mathcal{R}$ biliniyorsa, $\mathbf{y}$ ifadesinin entropisi aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$H(\mathbf{y} | \mathbf{f}_\varphi, x_\mathcal{R}) = H(\mathbf{n}) = \log_2 \left| \pi e N_0 \mathbf{I}_K \right|. \quad (5.38)$$

Burada, $\mathbf{I}_K$ ifadesi K boyutlu birim matrisi ifade etmektedir.

$e \sim \mathcal{CN}(0, N_0 \mathbf{I}_K)$ ve $\mathbf{y} \sim \mathcal{CN}(\mu_y, \sigma_y^2 \mathbf{I}_K)$; $\mu_y = \frac{\mathcal{N} \sqrt{\pi}}{2}$ ve $\sigma_y^2 = \frac{\mathcal{N}(4 - \pi)}{4}$ ile karmaşık

Gauss dağılımını takip eder. Ayrıca, (5.38)'de önerilen CIM-RIS sistemi için $I(\mathbf{f}_\varphi, x_\mathcal{R}; \mathbf{y})$ karşılıklı bilgi ifadesi yalnızca $H(\mathbf{y})$ maksimize edildiğinde maksimize edilir. Böylece, $H(\mathbf{y})$ aşağıdaki gibi verilir:

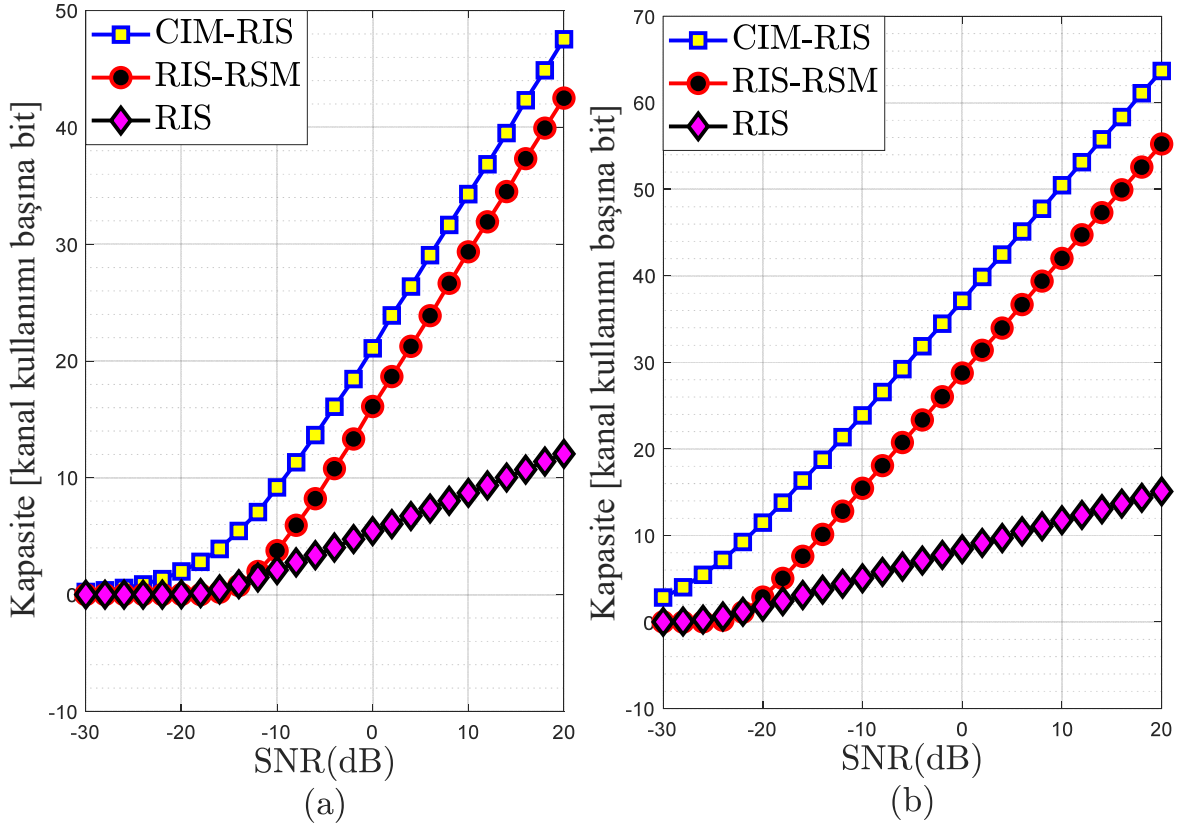
$$H(\mathbf{y}) = -\mathbb{E}_y \left\{ \log_2 \mathcal{P}(\mathbf{y}) \right\} = \log_2 \left| \pi e \mathcal{R}_{yy} \right|. \quad (5.39)$$

Burada, $\mathcal{R}_{yy}$ aşağıdaki gibi tanımlanan $\mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}} \mathbf{W} \mathbf{f}_\phi x_{\mathfrak{R}}$ in kovaryans matrisini temsil eder:

$$\mathcal{R}_{yy} = E(\mathbf{y} \mathbf{y}^H | \mathbf{f}_\phi) = \frac{1}{\mathcal{L}} \sum_{\phi=1}^{\mathcal{L}} \mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}} \mathbf{W} \mathbf{f}_\phi \mathbf{f}_\phi^H \mathbf{W}^H \mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}}^* + N_0 \mathbf{I}_K. \quad (5.40)$$

Sonuç olarak, yukarıda elde edilen ifadeler yardımıyla, önerilen CIM-RIS sisteminin kapasitesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\mathcal{C} = E_{\mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}}} \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_K + \frac{\sum_{\phi=1}^{n_S} \mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}} \mathbf{W} \mathbf{f}_\phi \mathbf{f}_\phi^H \mathbf{W}^H \mathcal{H}_{\text{CIM-RIS}}^*}{\mathcal{L} N_0} \right) \right\}. \quad (5.41)$$



Şekil 5.6 CIM-RIS, RIS-RSM ve RIS sistemlerinin $\mathcal{N} = 16$ ve $\mathcal{N} = 64$ iken kapasite karşılaştırmaları

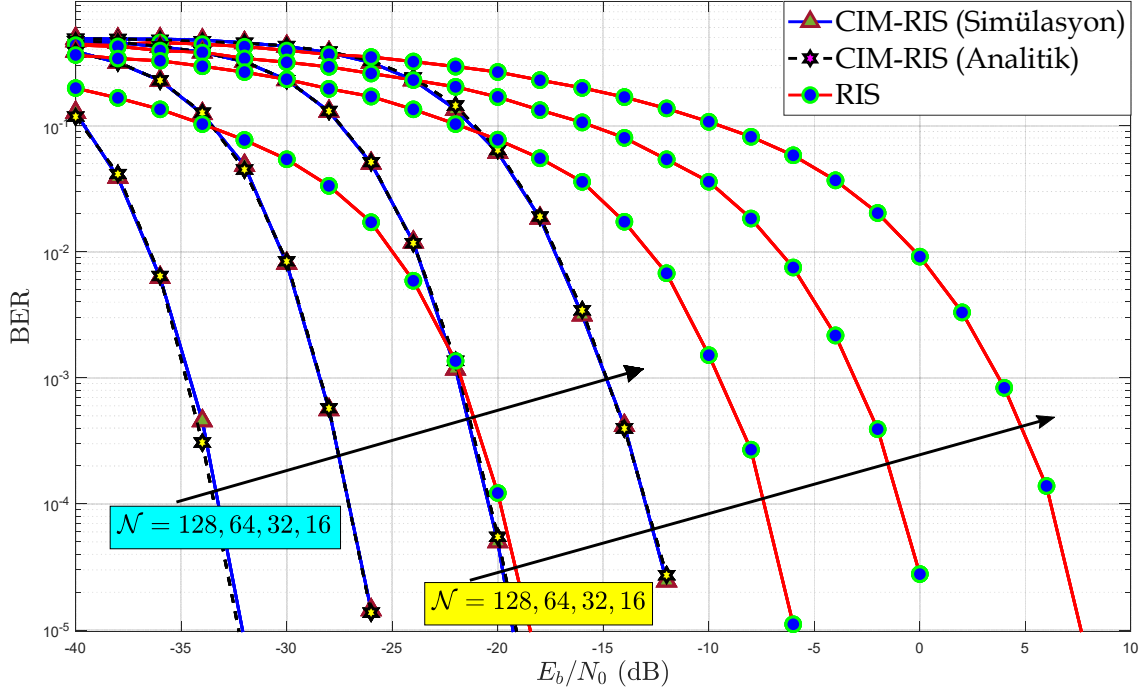
Şekil 5.6 (a) $\mathcal{N} = 16$ için ve (b) $\mathcal{N} = 64$ için CIM-RIS, RIS-RSM ve RIS sistemlerinin kapasite karşılaştırmalarını göstermektedir. Şekil 5.6'daki kapasite karşılaştırmaları, CIM-RIS şeması için $\mathcal{L} = K = 4$ ve RIS-RSM şeması için $N_R = 4$ sistem parametrelerini göz önüne almaktadır. Şekil 5.6'dan, yansıtıcı yüzey sayısı $\mathcal{N}$ arttıkça tüm sistemlerin kapasitelerinin arttığı kolayca gözlemlenebilir. Ayrıca, önerilen CIM-RIS sisteminin RIS-RSM ve RIS sistemlerine kıyasla daha üstün bir kapasite sergilediği görülmektedir.

5.3.7. Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde Rayleigh sönümlemeli kanalların varlığında CIM-RIS, TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS yaklaşımları kullanılarak yapılan bilgisayar simülasyonlarından elde edilen sonuçlar sunulmakta ve karşılaştırılmaktadır. Alınan semboller ve indisler ML yöntemi kullanılarak alıcıda tahmin edilmektedir. Monte Carlo simülasyon yaklaşımı kullanılarak ortalama BER performansları elde edilmiştir. Burada u bir sembolün taşıdığı bit sayısıdır. Simülasyonlarda uygulanan SNR, $\text{SNR(dB)} = 10 \log_{10}(E_b / N_0)$ ile gösterilir, burada $E_b = E_s / u$

şeklindedir ve $E_s = \sum_{k=1}^K (w_{i,k} / \sqrt{K})^2$ ortalama sembol enerjisini göstermektedir.

Performans karşılaştırmaları için yayıcı kodu uzunluğu $K = 32$ olarak seçilmiştir. Şekil 5.7'de, CIM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerinin analitik ve simülasyon BER performans eğrileri $u = 10$ bit durumunda $\mathcal{N} = 16, 32, 64$ ve 128 için sunulmuştur. Şekil 5.7'de, $M = 4$ ve $\mathcal{L} = 16$ olan CIM-RIS sistemi, $u = 10$ bitin yayıcı kod indisinde $2u_2 = 8$ bitini ve 4-QAM sembolü üzerinden $u_1 = 2$ bitini iletir. Öte yandan, geleneksel RIS sistemi tüm $u = 10$ bitlerini 1024-QAM sembolü ile iletir. Önerilen CIM-RIS sistemi, yansıtıcı yüzey sayısı $\mathcal{N} = 16, 32, 64, 128$ olarak seçildiğinde geleneksel RIS sistemine kıyasla sırasıyla 13.5 dB, 19.57 dB, 19.86 dB ve 18.85 dB SNR kazançları sağlamaktadır. Yapılan bilgisayar simülasyonlarına göre CIM-RIS sistemindeki RIS elemanlarının sayısı ile doğru orantılı olarak sistemin performansının önemli ölçüde arttığı görülmektedir.

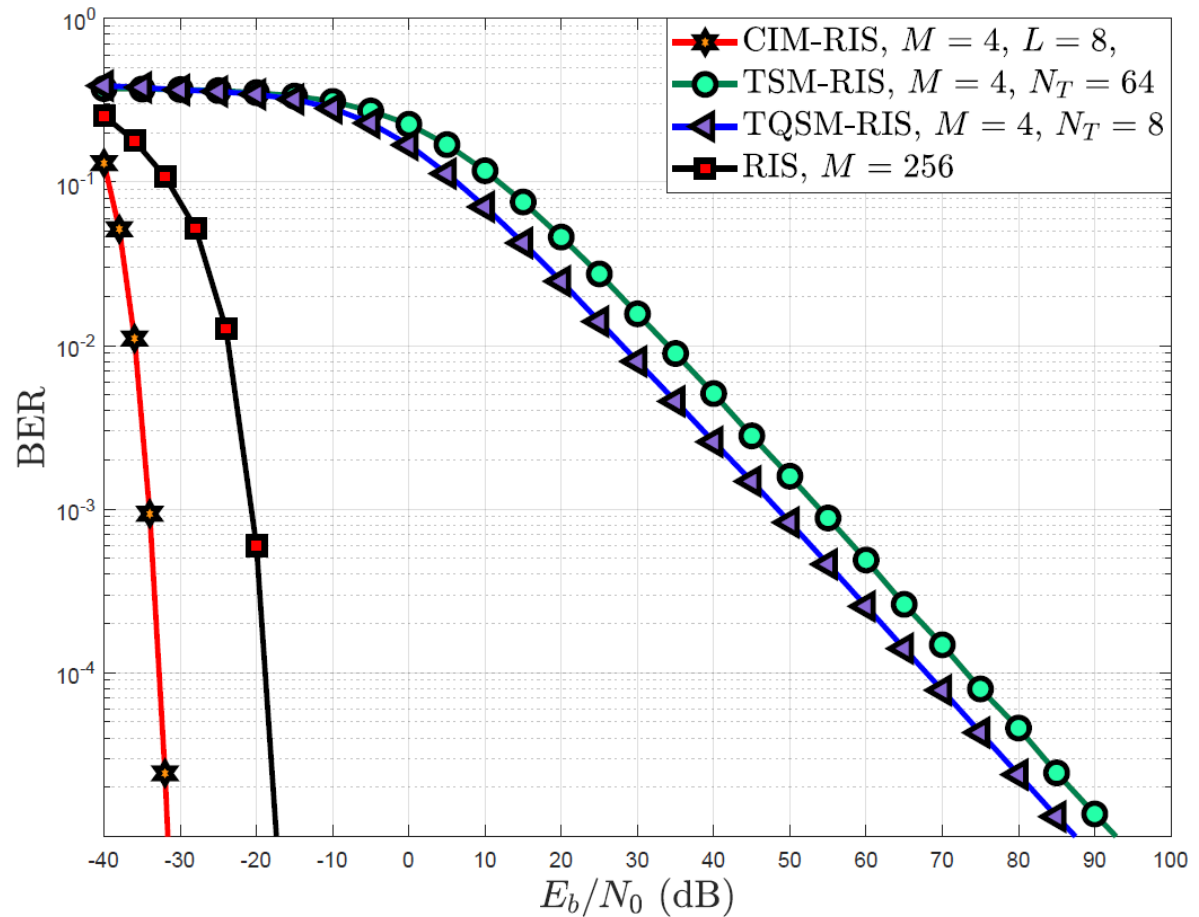


Şekil 5.7 CIM-RIS ve RIS sistemlerinin $\mathcal{N} = 16, 32, 64$ ve 128 iken $u = 10$ bit için BER performans karşılaştırmaları

Şekil 5.8, $\mathcal{N} = 128$ ve $u = 8$ bit için CIM-RIS sistemi, TSM-RIS sistemi, TQSM-RIS sistemi ve geleneksel RIS sisteminin BER performansını karşılaştırmaktadır. Önerilen CIM-RIS sistemi geleneksel RIS sistemiyle karşılaştırıldığında, yaklaşık 14.2 dB SNR kazancı elde edilir. Ayrıca, CIM-RIS sistemi TQSM-RIS sistemine kıyasla yaklaşık 119 dB ve TSM-RIS sistemine kıyasla yaklaşık 124 dB SNR kazancı sunmaktadır.

Şekil 5.9'da, CIM-RIS sistemi, TSM-RIS sistemi, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sisteminin BER performans karşılaştırmaları $\mathcal{N} = 32$ için, $u = 11$ bit durumunda sunulmaktadır. Önerilen CIM-RIS sistemi TSM-RIS sistemine kıyasla yaklaşık 112.8 dB SNR kazancı sağlarken, TQSM-RIS sistemine kıyasla yaklaşık 117.68 dB SNR kazancı sağlamaktadır. Ayrıca, CIM-RIS sistemi geleneksel RIS sistemine kıyasla yaklaşık 18 dB SNR kazancı sağlar. Şekil 5.9 dikkatle incelenirse TSM-RIS sisteminin TQSM-RIS sistemine göre daha performanslı olduğu görülebilir. TSM-RIS sisteminin TQSM-RIS sistemine göre yaklaşık 5 dB'lık bir BER performans

artışı sağlaması, TSM-RIS sisteminin 11 bitini 5 bitini RIS üzerinden, diğer 6 bitini ise anten indisleri üzerinden iletmesi ile açıklanabilir. Öte yandan, TQSM-RIS sistemi sadece 3 biti doğrudan RIS üzerinden ve 8 biti doğrudan anten indisleri üzerinden iletir. TSM-RIS veya TQSM-RIS şemalarında, veriyi RIS üzerinden iletmek yerine doğrudan anten indisleri üzerinden iletmek performansı düşürür.

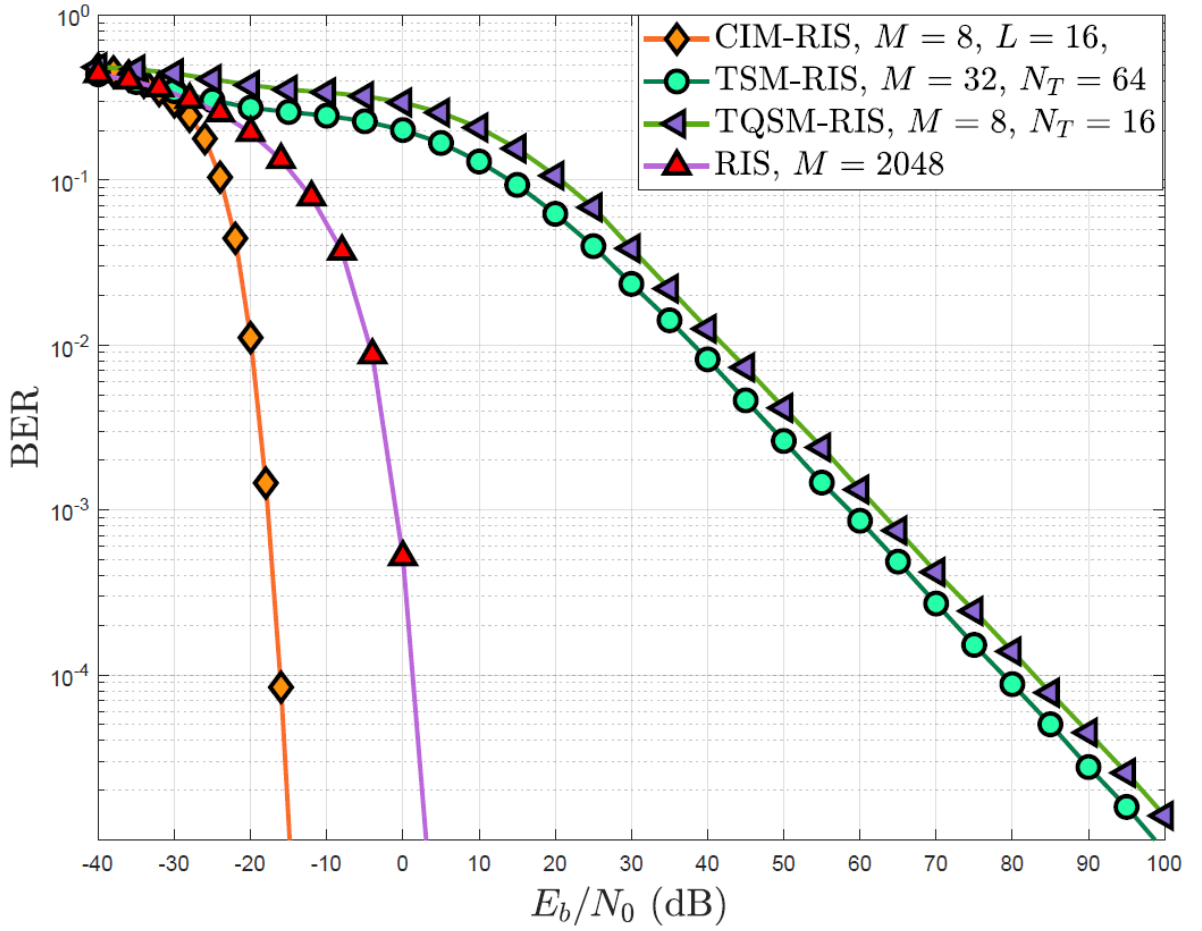


Şekil 5.8 CIM-RIS, TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerinin $\mathcal{N} = 128$ iken $u = 8$ bit için BER performans karşılaştırmaları

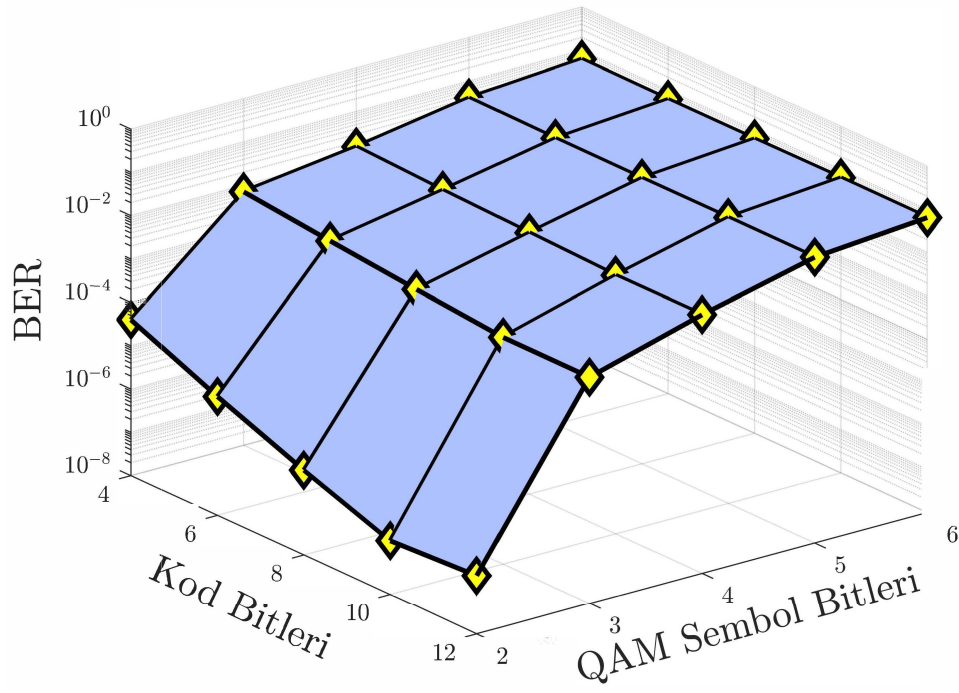
Şekil 5.10 sembolde taşınan bitlere ve yayıcı kodu indisine bağlı olarak 3 boyutlu hata performans sonuçlarını göstermektedir. Burada seçilen parametre değerleri $M = 4, 8, 16, 32, 64$ ve $\mathcal{L} = 4, 8, 16, 32, 64$ şeklindedir. Şekil 5.10'dan görülebileceği

gibi, sembolderen taşınan bit sayısı arttıkça hata performansı kötüleşirken, yayıcı kodu indisinde taşınan bit sayısı arttıkça hata performansı iyileşmektedir.

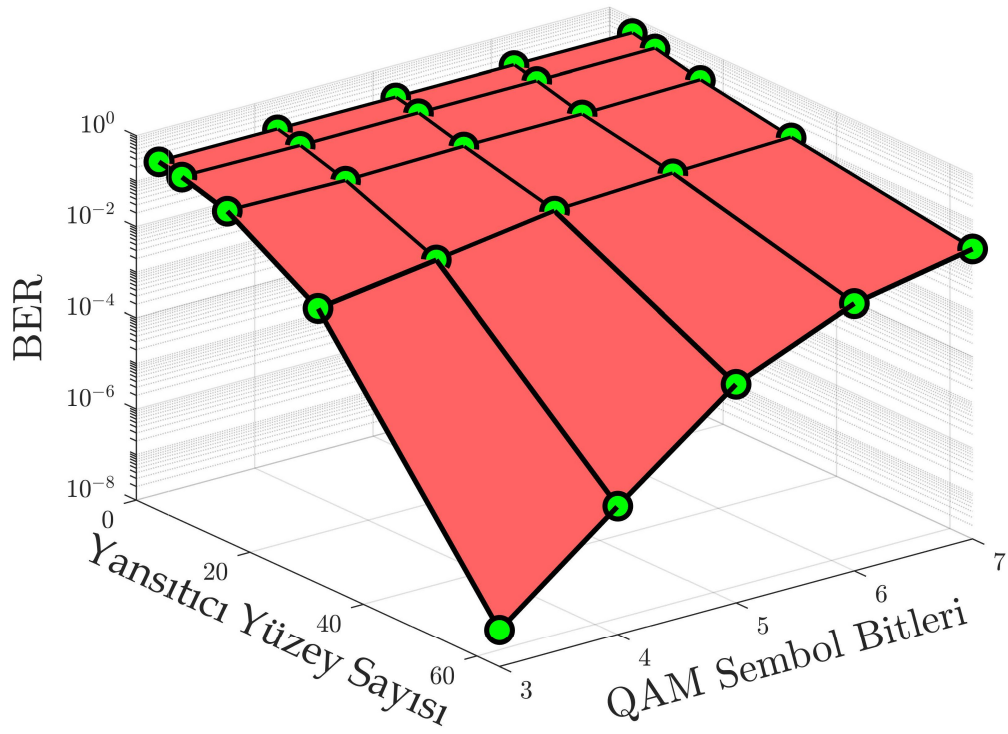
CIM-RIS sisteminin yayma kod indisinde taşınan bit sayısına ve yansıtıcı yüzey sayısına göre değişen 3 boyutlu hata performansı Şekil 5.11’de verilmiştir. Bu benzetimde $M = 8, 16, 32, 64, 128$ ve $N = 4, 8, 16, 32, 64$ değerleri kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar yansıtıcı yüzey sayısındaki artışın hatayı azalttığını göstermektedir.



Şekil 5.9 CIM-RIS, TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerinin $N = 32$ iken $u = 11$ bit için BER performans karşılaştırmaları

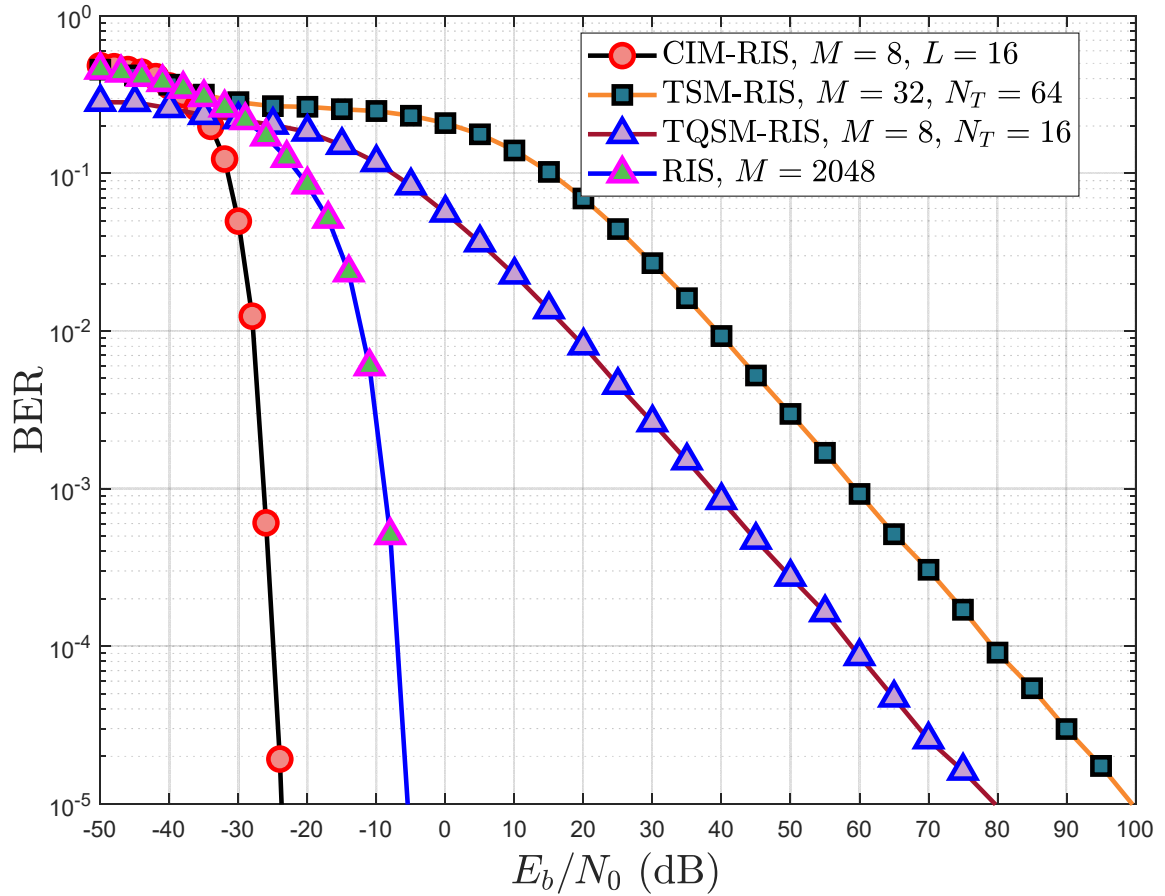


Şekil 5.10 CIM-RIS sisteminin $\mathcal{N} = 64$ ve $\text{SNR} = -25$ dB için 3 boyutlu BER performansı



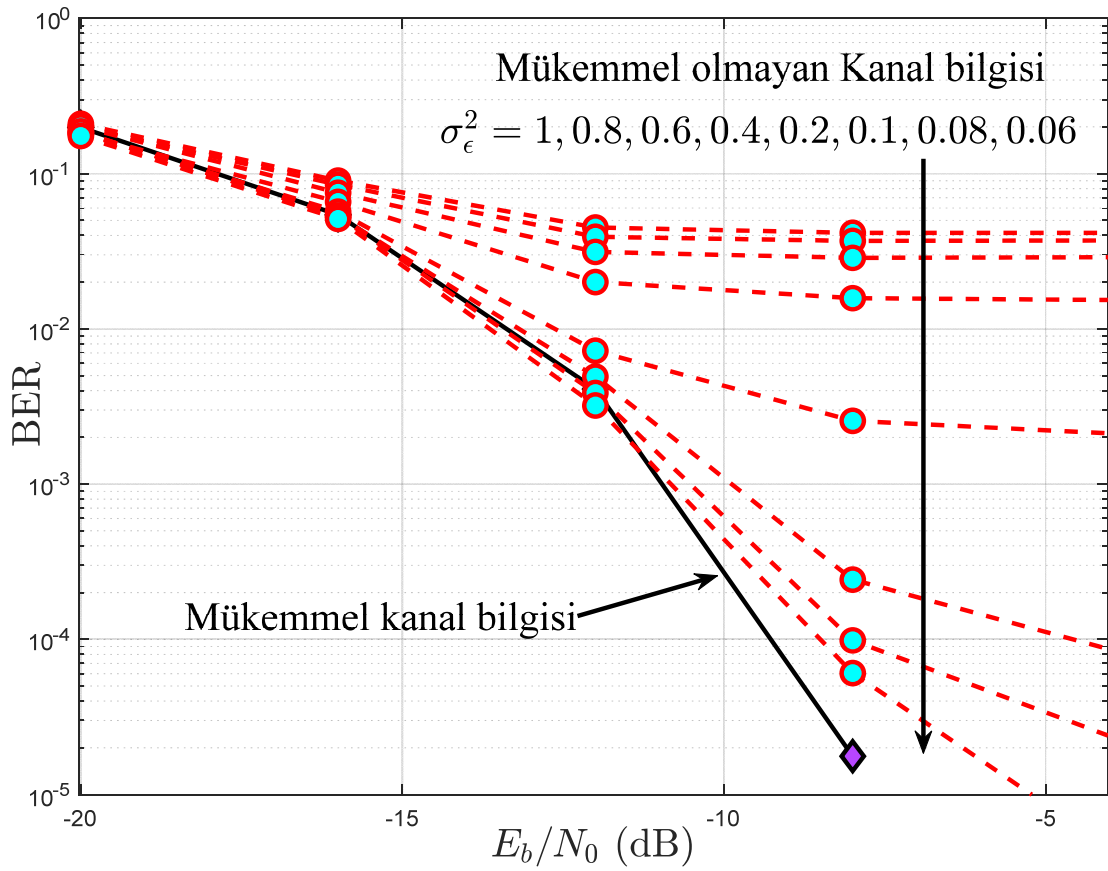
Şekil 5.11 CIM-RIS sisteminin $\mathcal{L} = 16$ ve $\text{SNR} = -20$ dB için 3 boyutlu BER performansı

Şekil 5.12’de CIM-RIS sistemi, TSM-RIS sistemi, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sisteminin BER performans karşılaştırmaları, Rician sönümlmeli kanallar üzerinde $u=11$ bit durumunda $\mathcal{N}=64$ için sunulmuştur. Burada Rician $\mathcal{K}$ parametresi $\mathcal{K}=5$ olarak seçilmiştir ve tüm simülasyonlar buna göre gerçekleştirilmiştir. Önerilen CIM-RIS sistemi TSM-RIS sistemine kıyasla yaklaşık 123.72 dB SNR kazancı sağlarken, TQSM-RIS sistemine kıyasla yaklaşık 103.67 dB SNR kazancı sağlamaktadır. Ayrıca, CIM-RIS sistemi geleneksel RIS sistemine kıyasla yaklaşık 18,36 dB SNR kazancı sağlamaktadır.



Şekil 5.12 Rician sönümlmeli kanallar üzerinde $u = 11$ bit ve $\mathcal{N} = 64$ için CIM-RIS, TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerinin BER performans karşılaştırmaları

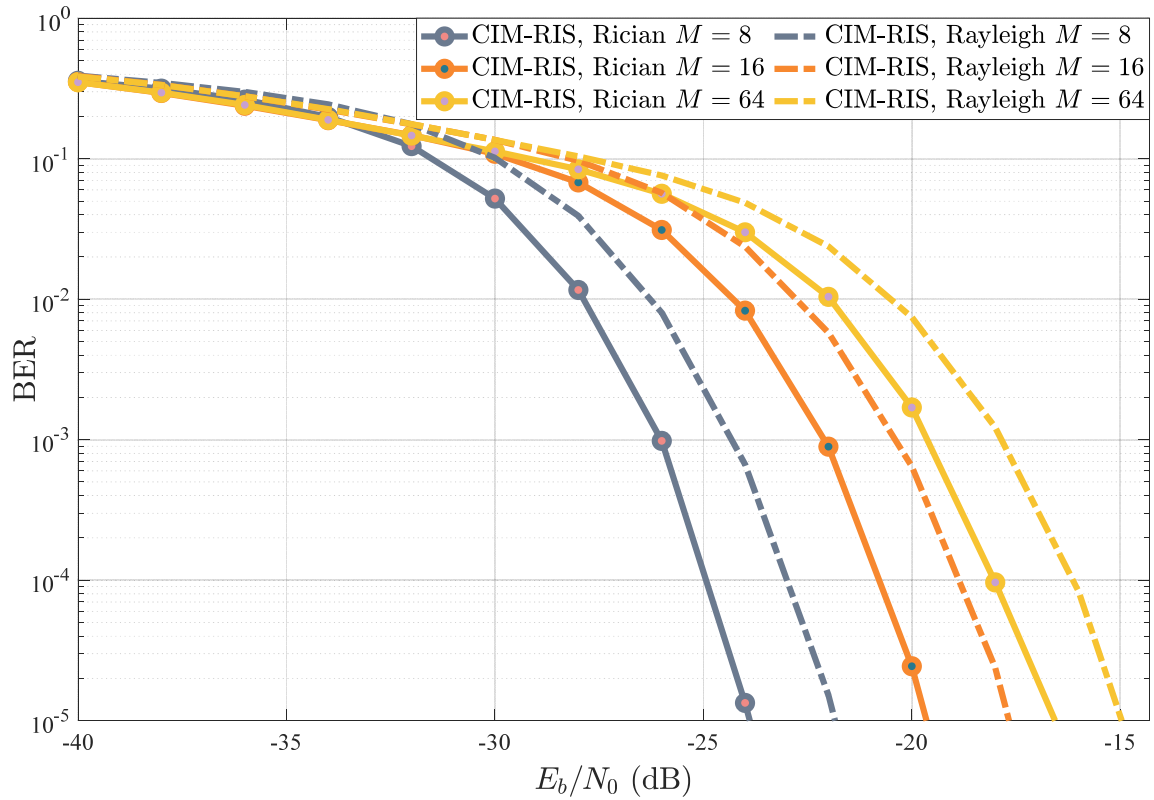
Şekil 5.13, Rayleigh sönümlemeli kanallar üzerinde CIM-RIS sisteminin BER performansının mükemmel ve kusurlu CSI açısından bir analizini sunmaktadır. Bu analiz $M = 8$ ve $\mathcal{L} = 16$ iken $u=11$ bit ve $N=16$ parametreleri ile yapılan simülasyonlara dayanmaktadır. Sistem performansı incelenirken, σ_ϵ^2 değerleri sırayla 1, 0.8, 0.6, 0.4, 0.2, 0.1, 0.08 ve 0.06 olarak ayarlanarak CIM-RIS'deki kusurlu CSI üzerindeki etkileri gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlar, σ_ϵ^2 değeri azaldıkça BER'de gözle görülür bir iyileşme olduğunu göstermektedir.



Şekil 5.13 $\mathcal{N} = 16$ ve $u = 11$ bit için mükemmel olmayan kanal bilgisi etkisi altında CIM-RIS sisteminin BER performansı

Şekil 5.14'te CIM-RIS sisteminin Rician ve Rayleigh sönümlemeli kanallar üzerinde BER performansı sunulmuştur. Rician sönümlemeli kanalların performansları düz çizgi ile Rayleigh sönümlemeli kanalların performansları ise

kesikli çizgi ile çizilmiştir. Simülasyonlarda Rician $\mathcal{K}$ parametresi $\mathcal{K} = 5$ olarak ve M sırasıyla $M = 8, 16, 64$ olarak seçilmiştir. Ayrıca tüm simülasyonlarda yansıtıcı yüzey sayısı $\mathcal{N} = 64$ olarak seçilmiştir. Şekil 5.14'ten de görüldüğü üzere, Rician sönümlemeli kanallarda görüş hattı (line of sight) olduğundan dolayı, CIM-RIS sistemi daha yüksek performans sergilemiştir.



Şekil 5.14 CIM-RIS sisteminin Rician ve Rayleigh sönümlemeli kanallar üzerinde BER performansı

Sonuç olarak, yukarıda belirtilen tüm simülasyonlar göz önünde bulundurulduğunda, önerilen CIM-RIS sisteminin TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS tekniklerine kıyasla önemli bir performans artışına neden olduğu rahatlıkla söylenebilir.

5.3.8. Sonuç

Bu bölümde, yeni nesil kablosuz iletişim ağları için potansiyel ve umut verici teknikler olan CIM ve RIS teknikleri birleştirilerek, kısaca CIM-RIS diye adlandırılan, Rayleigh sönümlemeli kanallar için yüksek veri hızı, yüksek enerji verimliliği ve iyi hata performansına sahip yeni bir iletim sistemi önerilmiştir. Bilgisayar simülasyonları ile CIM-RIS sisteminin TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerine kıyasla daha iyi hata performansına, daha düşük iletim enerjisine ve daha hızlı veri iletim hızına sahip olduğu gösterilmiştir. Ek olarak, önerilen tekniğin enerji verimliliği, karmaşıklık analizi, çıktı ve bit hata oranı türetilmiştir. Önerilen CIM-RIS sisteminin kapasite analizi karşılıklı bilgi kullanılarak elde edilmiştir. Önerilen sistemin, farklı sistem parametreleri için literatürdeki benzer kablosuz iletişim sistemlerine kıyasla daha yüksek bir kapasiteye sahip olduğu gösterilmiştir. Simülasyon sonuçları, önerilen CIM-RIS tekniğinin geleneksel RIS, TSM-RIS ve TQSM-RIS iletişim tekniklerinden daha yüksek performansa sahip olduğunu göstermektedir. Ayrıca CIM-RIS tekniğinin yapı taşı olan CIM'in doğası gereği yukarıda ele alınan sistemlere göre daha az enerji kullanmaktadır. Araştırma, CIM-RIS sisteminin Rician sönümlemeli kanallar altındaki performansını kapsayacak şekilde genişletilmiştir. Ayrıca, önerilen sistemin kusurlu kanal durum bilgisi koşulları altındaki performansı da elde edilmiş ve gösterilmiştir.

6. YAPAY ZEKÂ DESTEKLİ MEDYA TABANLI MODÜLASYON ŞEMALARI

Bu bölümde, ilk önce tez çalışmasında kullanılan yapay zekâ yapısından ve gelişiminden bahsedilecektir. Sonrasında, medya tabanlı modülasyon şeması için derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinden bahsedilecektir. Ardından, derin öğrenme tabanlı medya tabanlı modülasyon tekniğinden bahsedilecektir.

6.1. Yapay Zekâya Giriş

Bu bölüm, insanlık tarihinin en etkileyici ve dönüştürücü teknolojik ilerlemelerinden biri olan yapay zekânın derinliklerine dalmak için bilimsel ve metodolojik bir çerçeve sunmaktadır.

6.1.1. Gerçek Dünyada Yapay Zekâ

Bilgi teknolojisi, modern çağda bir devrim niteliğindeki üçüncü sanayi devrimini temsil etmektedir. İnternetin, bilgisayarların ve ev otomasyon sistemlerinin artan popüleritesi, günlük yaşamımızı kökten değiştirmiştir. Programlama vasıtasıyla, insanlar makineleri belirli görevleri hızla ve tekrar tekrar yerine getirecek şekilde ayarlayabilmekte, böylece tekdüze ve yorucu işlerden kurtulabilmektedirler (Das, Chowdhury, and Sil 2023). Bununla birlikte, yüz tanıma, interaktif sohbet botları ve kendi kendine yönlenebilen araçlar gibi karmaşık görevlerin net mantık kuralları ile yönetilmesi oldukça zordur. Bu tür zorluklarla karşılaştığında geleneksel programlama yöntemleri yetersiz kalırken, bu alanlarda devrim yaratma potansiyeline sahip olan yapay zekâ (artificial intelligence, AI) büyük bir umut kaynağıdır (Das, Chowdhury, and Sil 2023; Ozmen Garibay et al. 2023).

Son yıllarda, yapay zekânın derin öğrenme algoritmaları sayesinde, bazı görevlerde insan zekâsını taklit etme veya aşma başarısı göstermiştir. Briç gibi

karmaşık kart oyunlarında dahi yapay zekânın başarıları, insan becerisini gerektiren alanlarda bile AI'nın potansiyelini göstermiştir. Fransız startup NukkAI'nin geliştirdiği NooK adlı yapay zeka, Paris'teki bir turnuvada 800 el briç oynayarak 8 dünya şampiyonunu yendi ve bu, AI'nın gelişiminin yeni bir kilometre taşını temsil etmektedir ("AI Based on Imperial Research Beats World Champion Bridge Players - Imperial News - Imperial College London" n.d.). Bununla birlikte, DeepMind tarafından geliştirilen yapay zekâ ajanları, "Quake III Arena" gibi birinci şahıs nişancı oyunlarında da insanlara karşı üstünlük kurmuştur. Bu ajanlar, 450,000 yakın "bayrak kapma" oyunu oynayarak, yaklaşık dört yıl deneyime eşdeğer bir sürede, insan oyuncularından daha iyi hale gelmiştir. Hatta yapay zekâ takımının tepki süresi insan seviyelerine düşürüldüğünde ve hedef alma becerileri sınırlandırıldığında bile, insan oyuncuların sadece %25'inde galibiyet elde edebilmişlerdir. Yapay zekâ, özellikle yakın mesafe çatışmalarda, insanlara kıyasla daha hızlı tepki verebilir ve %80 isabet oranıyla, insanların %50'sine karşı üstünlük sağlamıştır. DeepMind, bu teknolojinin askeri amaçlar için kullanılmayacağını taahhüt etmiş olsa da, bu gelişmeler yapay zekânın strateji, hafıza ve planlama gibi genel kavramları anlamada ve gerçek dünya problemlerini çözmek için nasıl uygulanabileceği konusundaki potansiyelini göstermektedir ("Rise of the Machines: AI Beats Humans in Multiplayer Shooter - France 24" n.d.). ETH Zürih'teki araştırmacılar tarafından geliştirilen CyberRunner adlı robot, fiziksel beceri gerektiren bir labirent oyununda insanları yenerek, AI'nın sadece zihinsel değil, aynı zamanda fiziksel becerilerde de insanları geçebileceğini kanıtlamıştır ("AI Robot Outmaneuvers Humans in Maze Game Breakthrough - Bloomberg" n.d.).

6.1.2. Yapay Zekânın İzahı

Yapay zekâ, makinelerin insan gibi akıllı ve çıkarım yapabilen mekanizmalar kazanmasını sağlayan bir alandır. Bu kavram, 1956'daki Dartmouth Konferansı ile tarihe geçmiştir (Amaratunga 2021). İnsan beyninin karmaşık yapısını anlamak ve

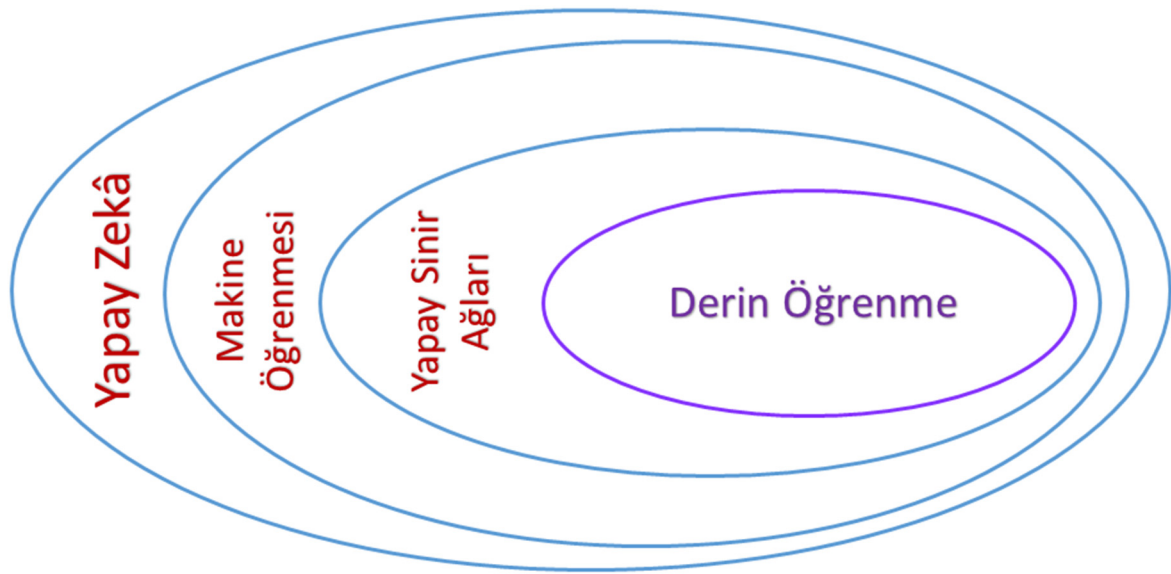
bu mekanizmayı makinelerde tekrar yaratmak oldukça zorlu bir iştir. Şimdiye kadar, bazı alanlarda insan zekâsını taklit etmeyi veya aşmayı başaran makinelerin mümkün olduğu görülmüştür (Muthukrishnan et al. 2020).

Yapay zekânın nasıl gerçekleştirileceği geniş bir konudur. AI'nın evrimi, insanların bu teknolojiyi farklı yönlerden nasıl anlamlandırmaya çalıştığını gösteren üç ana aşamadan geçmiştir. Başlangıçta, insanlar, bilgisayar programları olarak uygulanabilen belirli mantıksal kuralları özetleyerek ve genelleyerek akıllı sistemler oluşturmaya çalışmışlardır. Ancak bu açık kurallar, genellikle karmaşık ve soyut kavramları ifade etmek için yetersiz kalmıştır. Bu dönem, "çıkarım dönemi" olarak bilinmektedir (Dwivedi et al. 2023).

1970'lerde bilim insanları, bilgi veritabanları ve akıl yürütme yoluyla AI'yı gerçekleştirmeyi denemiştir. Karmaşık ve geniş uzman sistemler inşa ederek, bilim insanları, insanların zekâ seviyesini simüle etmeye çalışmışlardır. Ancak bu açıkça belirtilen kuralların büyük zorluklarından biridir, birçok karmaşık, soyut kavram somut kodlarda uygulanamamıştır. Bu sorunları çözmek için, makinelerin verilerden otomatik olarak kuralları öğrenmesine olanak tanıyan bir araştırma disiplini olan makine öğrenimi ortaya çıkmıştır. Makine öğrenimi, 1980'lerde AI'da popüler bir konu haline gelmiştir. Bu, ikinci aşamadır (Dwivedi et al. 2023; Muthukrishnan et al. 2020).

Makine öğrenimi içerisinde, soyut ve karmaşık düşünce yapılarını kavramak için sinir ağları temel bir yöntem olarak öne çıkmaktadır. Sinir ağlarına ilişkin araştırmalar, zaman içinde bir döngüsel patern izleyerek yükselip alçalmıştır. Özellikle 2012 sonrasında, derin sinir ağı teknolojilerinin kullanımı, görüntü işleme, doğal dil işleme (natural language processing, NLP) ve robotik gibi alanlarda dikkate değer ilerlemeler kaydetmiştir. Hatta bazı durumlarda, bu sistemler insan zekâsını taklit etmenin ötesine geçmiş, onu aşan performanslar sergilemiştir. Bu gelişmeler, yapay zekânın adeta bir yeniden doğuşunu simgelemektedir. Derin öğrenme, derin sinir ağlarının daha ileri uygulamalarını ifade eden bir terim haline gelmiş olup, temelde sinir ağları ile benzer özellikler

taşımaktadır. Derin öğrenme, daha derin ve karmaşık ağ yapılarına dayalı modelleri ve algoritmaları tanımlamaktadır. Yapay zekâ, makine öğrenimi, sinir ağları ve derin öğrenme arasındaki bu bağlantı, alandaki gelişim ve entegrasyonun somut bir göstergesidir. Bu ilişki Şekil 6.1’de gösterilmiştir (Dwivedi et al. 2023; Muthukrishnan et al. 2020).



Şekil 6.1 Yapay zekâ, makine öğrenmesi, yapay sinir ağları ve derin öğrenme arasındaki ilişki

6.1.3. Makine Öğrenmesi

Makine öğrenmesi, denetimli öğrenme (supervised learning), denetimsiz öğrenme (unsupervised learning) ve pekiştirmeli öğrenme (reinforcement learning) olarak üçe ayrılabilir (Morales and Escalante 2021).

Denetimli öğrenme: Denetimli öğrenme, makine öğrenimi algoritmalarının eğitilmesinde kullanılan temel bir yöntem olup, etiketlenmiş veri setleri üzerinde modellerin nasıl yapılandırılacağını ve ayarlanacağını anlamak için kritik bir yaklaşım sunar. Bu süreçte, denetimli öğrenme veri seti, örnekler x ve bu

örneklerin etiketleri y 'yi içerir. Algoritma, x ile y arasındaki eşleme ilişkisini $f_d : x \rightarrow y$ şeklinde öğrenmek zorundadır, burada f model fonksiyonunu ve d modelin parametrelerini temsil eder. Eğitim sırasında, modelin tahmini ile gerçek değer y arasındaki hataları en aza indirgeyerek model parametreleri d optimize edilir, böylece model daha doğru tahminler yapabilir. Algoritma, eğitim süresince bu örnekler üzerinden geçerek, girdiler ile beklenen çıktılar arasındaki ilişkiyi modelleyen bir fonksiyonu optimize eder. Denetimli öğrenmenin gücü, veri setlerinin karmaşık yapısını anlamak ve tahmin yapmak için öğrenilen bu ilişkileri kullanabilmesinden gelir. Yaygın denetimli öğrenme modelleri arasında lineer regresyon, lojistik regresyon, destek vektör makineleri (support vector machine, SVM) ve rastgele ormanlar (random forest) bulunmaktadır. Bu yöntem, sınıflandırma ve regresyon problemleri gibi çok çeşitli uygulamalarda kullanılır ve gerçek dünya sorunlarını çözmede büyük bir potansiyele sahiptir. Dolayısıyla, denetimli öğrenme, yapay zekâ ve makine öğrenimi alanlarında temel bir kavram olarak kabul edilir ve bu alandaki araştırmalar için zengin bir içerik sunar (Hastie, Tibshirani, and Friedman 2009; Morales and Escalante 2021).

Denetimsiz öğrenme: Denetimsiz öğrenme, etiketlenmemiş veri setleri üzerinde çalışarak verilerdeki gizli yapıları veya desenleri keşfetmeyi amaçlayan bir makine öğrenimi yaklaşımıdır. Bu yöntem, veri etiketleme gerektirmeyen durumlarda özellikle değerlidir, çünkü etiketlenmiş verilerin elde edilmesi genellikle zaman alıcı ve maliyetlidir. Algoritmanın, veri setindeki modelleri ve yapıları kendi başına keşfetmesi gerektiği durumlarda denetimsiz öğrenme devreye girer. Bu tür algoritmalara denetimsiz öğrenme algoritmaları denir ve bunlar, kendilerini sürekli olarak eğitim verilerine göre optimize ederek verilerin içsel yapısını ve ilişkilerini anlamayı hedefler. Denetimsiz öğrenmenin bir alt kategorisi olan kendiliğinden denetimli öğrenme ise, kendisini bir denetimli sinyal olarak kullanır. Yani, $f_d : x \rightarrow x$ şeklinde bir dönüşümü hedefler, bu da kendiliğinden denetimli öğrenme olarak bilinir. Eğitim sırasında, parametreler modelin tahmin ettiği değer $f_d : x \rightarrow x$ ile kendisi x arasındaki hatayı en aza indirgeyerek optimize edilir (Michael W. Berry 2020; Morales and Escalante 2021).

Denetimsiz öğrenme, verinin iç yapısını anlamak ve yararlı bilgiler çıkarmak için güçlü bir araçtır. K-means kümeleme ve hiyerarşik kümeleme gibi algoritmalar bu yaklaşımın örnekleri olup genellikle veri madenciliği, desen tanıma ve anormallik tespiti gibi alanlarda uygulanır. Ayrıca, bu yöntem veri ön işleme, boyut indirgeme ve özellik mühendisliği gibi süreçlerde de kritik bir rol oynar. Yaygın denetimsiz öğrenme algoritmaları arasında kendine kodlayıcılar ve üretken çekişmeli ağlar (generative adversarial networks, GAN) bulunur. Bu yöntemler ve algoritmalar, veri bilimi ve yapay zekâ araştırmalarında vazgeçilmez bir yöntem olarak kabul edilmekte ve birçok gerçek dünya uygulamasında değerli içgörüler sağlamaktadır. Sonuç olarak, denetimsiz öğrenme, yapay zekâ ve makine öğrenimi alanlarında veriyi derinlemesine anlamak ve karmaşık desenleri keşfetmek için kullanılan temel bir yöntemdir (Michael W. Berry 2020; Morales and Escalante 2021).

Pekiştirmeli öğrenme: Pekiştirmeli öğrenme, bir ajanın çevresiyle etkileşim içinde olduğu ve bu etkileşimlerden elde ettiği deneyimleri kullanarak optimal davranış stratejilerini öğrenmeye çalıştığı bir makine öğrenimi yaklaşımıdır. Bu, çevreyle etkileşim yoluyla problemleri çözme stratejileri öğrenen bir algoritma türüdür. Denetimli ve denetimsiz öğrenmeden farklı olarak, pekiştirmeli öğrenme problemlerinde net bir “doğru” eylem gözetim sinyali bulunmaz. Algoritma, çevreyle etkileşime geçerek, çevresel geri bildirimden gecikmeli bir ödül sinyali alır. Bu nedenle, modelin tahminleri ile “doğru değerler” arasındaki hataları hesaplayıp ağı doğrudan optimize etmek mümkün değildir (Sewak 2019; Morales and Escalante 2021).

Pekiştirmeli öğrenmede ajan, belirli bir görevi yerine getirmek için çeşitli eylemler gerçekleştirir ve bu eylemler sonucunda çevreden aldığı geri bildirimlerle (ödül veya ceza) hangi eylemlerin iyi sonuçlar doğurduğunu ve hangilerinin kaçınılması gerektiğini öğrenir. Zamanla, en yüksek toplam ödülü elde etmeyi hedefleyen bir politika geliştirerek bu geri bildirimleri optimize etmeye çalışır. Pekiştirmeli öğrenme, karar verme, oyun teorisi, robotik ve otomatik kontrol gibi alanlarda

uygulanabilir ve karmaşık problemleri çözmek için güçlü bir yöntemdir. Ayrıca, ajanların gerçek dünya sorunlarına uyum sağlamasını ve bu sorunları etkili bir şekilde çözmesini mümkün kılar. Yaygın pekiştirmeli öğrenme algoritmaları arasında derin Q-ağları (deep Q-networks, DQN) ve yakınsak politika optimizasyonu (proximal policy optimization, PPO) bulunmaktadır. Bu algoritmalar ve yaklaşımlar, yapay zekâ ve makine öğrenimi araştırmalarında önemli bir yer tutmakta ve gelecekteki teknolojik ilerlemeler için zengin bir potansiyel sunmaktadır (Sewak 2019; Morales and Escalante 2021).

6.1.4. Yapay Sinir Ağları ve Derin Öğrenme

ANN algoritmaları, sinirsel yapıları temel alarak verilerden öğrenme süreçlerini gerçekleştiren sofistike makine öğrenimi yöntemleridir. Bu algoritmalar, geniş bir veri yelpazesi üzerinden karmaşık modelleri ve desenleri çıkararak, makine öğreniminin önemli bir dalını oluşturmaktadır. Hesaplama gücünün sınırlı olduğu erken dönemlerde, bu ağlar genellikle birkaç katmandan oluşan yüzeysel yapılar şeklindedir ve bu durum onların ifade edebilme kapasitelerini kısıtlamaktadır. Ancak zamanla, bilgisayar teknolojilerindeki gelişmeler ve büyük veri çağının başlamasıyla birlikte, geniş çaplı sinir ağlarının eğitilmesine olanak tanıyan grafik işleme birimleri (graphical processing units, GPU) gibi yüksek paralelleştirilmiş donanımlar devreye girdi (Macukow 2016; Long and Zeng 2022).

Geoffrey Hinton'ın 2006'da derin öğrenme kavramını ortaya atmasıyla (Hinton, Osindero, and Teh 2006), derinlikleri artırılmış, çok katmanlı sinir ağlarının potansiyeli daha da açığa çıktı. 2012'de AlexNet'in sekiz katmanlı yapısı ile görüntü tanıma alanında elde ettiği başarı, derin öğrenmenin gücünü dünyaya kanıtladı (Krizhevsky, Sutskever, and Hinton 2017). Derin öğrenme modelleri, o zamandan bu yana düzinelerce, yüzlerce hatta binlerce katman içeren yapılara evrilmiş ve karmaşık veri yapılarını çözümlemede olağanüstü yetenekler sergilemiştir. Derin öğrenme, geleneksel sinir ağlarının gelişmiş bir formu olarak

kabul edilebilir, fakat öğrenme kapasitesi ve veri işleme gücü açısından çok daha ileri bir noktadadır (Macukow 2016; Long and Zeng 2022).

Diğer algoritmalarla kıyaslandığında, derin öğrenme, özellikle özellik çıkarma ve genelleme yeteneği açısından öne çıkar. Kurallara dayalı sistemler, belirli görevler için özel olarak tasarlanmış açık mantıklar yazarken, geleneksel makine öğrenimi algoritmaları, belirli görevler için insanlar tarafından tasarlanmış özellik tespit yöntemleri kullanır. Ancak, bu yöntemlerin performansı, tasarlanan özelliklerin kalitesine ve uygunluğuna bağlıdır. Sinir ağlarının devrimi, bu özelliklerin bilgisayarlar tarafından otomatik olarak, insan müdahalesine gerek kalmadan tasarlanabilmesine imkân tanımıştır. Yüzeysel sinir ağları belirli bir seviyede özellik çıkarabilse de, derin sinir ağları, daha yüksek seviyeli, soyut özellikleri çıkarma ve karmaşık veri yapılarını işleme kapasitesine sahiptir. Böylece, DQN ve PPO gibi yaygın pekiştirmeli öğrenme algoritmaları dâhil olmak üzere, derin öğrenme modelleri, çeşitli zorlu görevlerde ve karmaşık problemlerde olağanüstü performanslar sergileyebilir. Bu nedenle, derin öğrenme, yapay zekâ ve makine öğrenimi alanlarında devrim yaratmış ve birçok yenilikçi uygulamanın temelini oluşturmuştur (Macukow 2016; Long and Zeng 2022).

6.1.5. Yapay Sinir Ağlarının Tarihçesi

ANN'nin gelişimi, 2006 yılında bir dönüm noktası olarak kabul edilerek, yüzeysel (shallow) yapay sinir ağları ve derin öğrenme evreleri olarak iki kısma ayrılmıştır. 2006 yılına kadar derin öğrenme, ANN adı altında gelişmiş ve bu süreçte iki büyük yükseliş ve iki büyük düşüş yaşanmıştır. Araştırmacıların ve teknolojinin karşılaştığı zorluklarla ve anlamlı ilerlemelerle dolu bu dönemler, yüzeysel yapay sinir ağlarının daha basit yapıları ve sınırlı işleme kapasiteleri nedeniyle daha karmaşık problemleri çözmede genellikle yetersiz kaldığı bir süreci temsil etmektedir (Macukow 2016; Long and Zeng 2022).

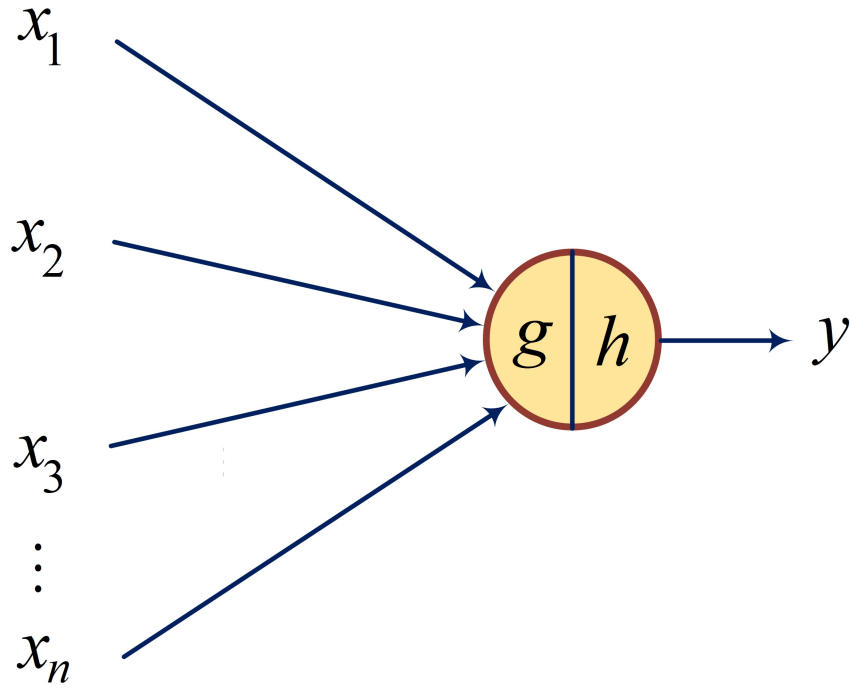
2006 yılında, Geoffrey Hinton ve meslektaşları tarafından derin öğrenme konsepti daha da ileriye taşınmıştır. Hinton tarafından derin sinir ağları “derin öğrenme” olarak adlandırılmış ve bu, alandaki üçüncü büyük canlanmayı işaret etmiştir. Bu yenilikçi adlandırma, daha önceki yaklaşımlardan önemli bir ayrımı simgelemekte ve birden fazla gizli katmana sahip yapay sinir ağlarının insan beyninin karmaşık işlem yeteneklerini taklit edebileceği ve bu sayede daha karmaşık görevleri başarabileceği fikrini güçlendirmektedir (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).

Hinton’ın bu tanımlaması, derin öğrenmenin potansiyelini tam olarak anlamak için bir dönüm noktası olarak kabul edilmiş ve bilim insanları arasında büyük bir heyecan yaratmıştır. Bu, bilim insanlarını ve araştırmacıları öğrenme algoritmalarını ve yapay zekâ uygulamalarını daha da geliştirmeye itmiştir. Sonuç olarak, derin öğrenme görüntü ve ses tanıma, doğal dil işleme ve diğer birçok alanda devrim yaratan başarılar elde etmeye başlamıştır (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).

6.1.5.1. Yüzeysel Sinir Ağları

Yapay zekâ alanındaki yüzeysel sinir ağlarının kavramı, önemli bir temel taşı olarak kabul edilmektedir. 1943 yılında, psikolog Warren McCulloch ve mantıkçı Walter Pitts tarafından atılan temellerle, biyolojik nöronların davranışını anlama ve modelleme yolunda devrim niteliğinde bir adım atılmıştır (McCulloch and Pitts 1943). McCulloch ve Pitts’in soyadlarının baş harfleriyle adlandırılan MP nöron modeli, $f(x) = h(g(x))$, $g(x) = \sum_i x_i$ ve $x_i \in \{0,1\}$ şeklinde ifade edilmiştir. Bu model, nöronların bilgi işleme biçimini basitçe ancak derinlemesine temsil etmektedir. MP modelinin çıktıyı belirleme kuralı-eğer $g(x) \geq 0$ ise “1”, $g(x) < 0$ ise “0” verilmesi-biyolojik nöronların mekanizmasını taklit etmektedir (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022). Bu model Şekil 6.2’de gösterilmiştir.

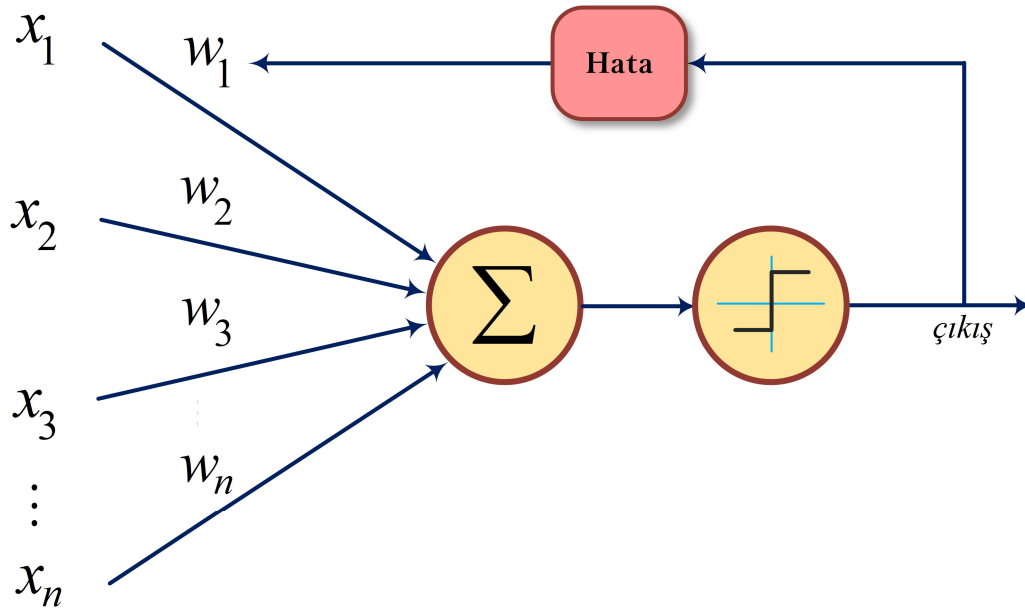
Erken modellerin sınırlılıkları da kabul edilmiştir. Örneğin, MP nöronunun öğrenme yeteneğinden yoksun olması; sadece sabit mantıksal yargıları gerçekleştirebilmesi, beyindeki gerçek nöral ağların deneyimlerden sürekli olarak öğrenen ve ayarlanan dinamik ve uyumlu doğasından önemli ölçüde bir sapma olarak değerlendirilmiştir. MP modelinin basit ikili giriş doğası ($x_i \in \{0,1\}$), biyolojik nöronların işlediği karmaşık, genellikle analog sinyallerin basit birleştirilmesi olarak görülmüştür (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).



Şekil 6.2 McCulloch ve Pitts'in yapay sinir ağı modeli

1958'de, Frank Rosenblatt isimli Amerikalı bir psikolog, ağırlıkları otomatik olarak öğrenebilen bir nöron modeli olan ve "Perceptron" adı verilen bir yapıyı öne sürmüştür. Rosenblatt'ın geliştirdiği bu modelde, nöronların ağırlıkları, çıkış değeri ile gerçek değer arasındaki fark kullanılarak ayarlanmaktadır. Bu süreç, Şekil 6.3'te görselleştirilmiştir. Her bir nöron için $\{w_1, w_2, \dots, w_n\}$ şeklinde ifade

edilen ağırlıklar (weights), sistem tarafından yapılan tahminlerin doğruluğunu artırmak üzere sürekli olarak güncellenmektedir (“A General Introduction to Artificial Intelligence” 2023).



Şekil 6.3 Perceptron modeli

Rosenblatt, “Mark 1 Perceptron” adını verdiği bir donanım üzerinde bu modeli hayata geçirmiştir. Bu sistem, 400 piksellik bir görüntü sensöründen alınan verileri işleyebilmekte ve sekiz çıkış düğümüne sahiptir. Bu yapı, bazı İngilizce harfleri tanıyabilme kapasitesine sahiptir, bu da onun belirli görsel tanıma görevlerinde başarılı olduğunu göstermektedir. Rosenblatt’ın bu yenilikçi çalışması, 1943-1969 yılları arasını kapsayan ve yapay zekânın ilk altın çağı olarak kabul edilen dönemde önemli bir kilometre taşı olmuştur (Sanger and Baljekar 1958; Macukow 2016).

1969 yılında Amerikalı bilim insanı Marvin Minsky ve arkadaşları, “Perceptrons” adlı kitapta perceptron’lar gibi doğrusal modellerin temel kusurunu ortaya koymuşlardır. Bu çalışmalarında, perceptronların dışlamalı ayırtlama (exclusive

or, XOR) gibi basit doğrusal olarak ayrılabilir olmayan problemleri çözemediğini bulmuşlardır. Bu keşif, yapay sinir ağları üzerine yapılan perceptron-ilişkili araştırmaların durgunluk dönemine girmesine doğrudan yol açmıştır. 1969-1982 yılları arası ise genellikle yapay zekânın “fetret devri” olarak kabul edilmektedir. Bu fetret devrinin, yapay zekâ araştırmalarının ve gelişmelerinin sekteye uğramış olduğu bir dönem olarak kabul edilmiştir. Ancak, bu dönem aynı zamanda, araştırmacıların daha karmaşık problemleri çözebilecek yeni modeller ve algoritmalar üzerine yoğunlaşmalarına neden olan bir dönüşüm noktası olarak da değerlendirilmektedir. Minsky ve arkadaşlarının eleştirileri, yapay sinir ağlarının potansiyellerini daha iyi anlamak ve geliştirmek için gerekli olan zeminin hazırlanmasına katkıda bulunmuştur (Sanger and Baljekar 1958; Macukow 2016).

Yapay zekânın bu fetret döneminde bile, peş peşe birçok önemli çalışma yayımlanmıştır. En önemlisi, modern derin öğrenme algoritmalarının temelini oluşturan geri yayılım (backpropagation, BP) algoritmasıdır. Aslında, BP algoritmasının matematiksel fikri 1960’lı yıllarda türetilmiş bulunmaktadır ancak o zamanlar yapay sinir ağlarına uygulanmamıştı. 1974 yılında, Amerikalı bilim insanı Paul Werbos, doktora tezinde BP algoritmasının yapay sinir ağlarına uygulanabileceğini ilk öneren kişi olmuştur. Ne yazık ki, bu sonuç yeterince dikkat çekmemiştir. 1986 yılında ise David Rumelhart ve arkadaşları, özellik öğreniminde BP algoritmasını kullanarak “Nature” dergisinde bir makale yayımlamış ve bu sayede BP algoritması yaygın bir ilgi görmeye başlamıştır (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).

1982 yılında, John Hopfield’in döngüsel olarak bağlı Hopfield ağı tanıtıldığında, 1982’den 1995’e kadar süren yapay zekânın ikinci rönesans dalgası başlamıştır. Bu dönemde, sırasıyla evrişimli sinir ağları, tekrarlayan sinir ağları ve geri yayılım algoritmaları geliştirilmiştir. 1986’da David Rumelhart, Geoffrey Hinton ve arkadaşları, BP algoritmasını çok katmanlı perceptronlara uygulamışlardır (Bengio 2009; Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).

1989 yılında Yann LeCun ve diğerleri, BP algoritmasını el yazısı dijital görüntü tanıma alanında uygulamış ve büyük başarı elde etmişlerdir, bu sistem LeNet olarak bilinmektedir. LeNet sistemi, posta kodu tanıma, banka çeki tanıma ve birçok diğer sistemde başarıyla ticarileştirilmiştir. 1997 yılında, en yaygın kullanılan tekrarlayan sinir ağlarından biri olan “uzun kısa süreli bellek (long short term memory, LSTM)” Jürgen Schmidhuber tarafından önerilmiştir. Aynı yıl, çift yönlü bir tekrarlayan sinir ağı da önerilmiştir (Bengio 2009; Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).

Yapay zekanın ikinci fetret devri olarak bilinen dönemde, geleneksel makine öğrenimi algoritmalarının yükselişiyle birlikte, yapay sinir ağların çalışması yavaş yavaş bir durgunluğa girmiştir. Bu dönemde, destek vektör makineleri (support vector machine, SVM) gibi algoritmalar, sağlam teorik temelleri, az sayıda eğitim örneği gerektirmeleri ve iyi genelleme yetenekleri ile öne çıkmışlardır. Bunun aksine, yapay sinir ağları teorik bir temele sahip olmamakla birlikte yorumlanması güç yapılar olarak kalmıştır. Derin ağların eğitimi zorlu olup performansları da değişkenlik göstermektedir (Q. Zhao and Shang 2021).

Destek vektör makinelerinin popülerliği artarken, yapay sinir ağları üzerine yapılan çalışmaların ivme kaybetmesi, bu alandaki araştırmacıların ve yatırımların azalmasına yol açmıştır. Bu dönemde, yapay sinir ağları ve özellikle derin öğrenme modelleri, henüz tam potansiyellerini gerçekleştiremeyen, gelişmekte olan teknolojiler olarak görülmekteydi. SVM gibi algoritmaların sağlam teorik temelleri ve yüksek genelleme kapasiteleri, karmaşık problemleri çözmede daha etkili ve güvenilir çözümler olarak algılanmıştır (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).

Bu fetret döneminde, yapay ağların zayıf yanları daha belirgin hale gelmiştir. Teorik temellerinin eksikliği, derin ağların zorlu eğitim süreçleri ve değişken performansları, bu yöntemlerin güvenilirliği ve etkinliği hakkında şüpheleri artırmıştır. Özellikle, derin ağların karmaşık yapısı ve yorumlanabilirliğinin

zorluğu, pratik uygulamalar için bir engel teşkil etmiştir (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).

6.1.5.2. Derin Öğrenme

2006 yılında Geoffrey Hinton ve ekibi, çok katmanlı yapay sinir ağların katman bazında önceden eğitimle daha iyi eğitilebileceğini ve MNIST veri setinde SVM'den daha iyi performans gösterebileceğini keşfetmiştir, bu da yapay zekanın üçüncü diriliş dönemini başlatmıştır. Hinton, bu çalışmada derin öğrenme kavramını ilk kez tanıtmıştır. 2011'de Xavier Glorot, yaygın olarak kullanılan doğrultulmuş lineer birim (rectified linear unit, ReLU) aktivasyon fonksiyonunu önermiş, ardından 2012'de Alex Krizhevsky, ReLU ve güç sönümü (dropout) teknolojilerini içeren AlexNet'i geliştirmiştir. Aynı zamanda, katman bazında önceden eğitim yönteminden vazgeçilmiş ve ağ, doğrudan iki NVIDIA GTX580 GPU üzerinde eğitilmiştir. AlexNet, ILSVRC-2012 resim tanıma yarışmasında birinci olmuş ve ikinci sıradakiyle karşılaştırıldığında %10.9'luk etkileyici bir hata oranı düşüşü göstermiştir (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).

AlexNet modelinin geliştirilmesinden bu yana, VGG serisi, GoogleNet serisi, ResNet serisi ve DenseNet serisi gibi çeşitli modeller yayımlanmıştır. ResNet serisi modeller, ağdaki katman sayısını yüzlerce hatta binlere çıkarırken, aynı veya daha iyi performansı korumuştur. Algoritması basit ve evrensel olup, önemli bir performansa sahip olduğundan, derin öğrenmenin en temsil edici modeli olarak kabul edilmektedir (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).

Gözetimli öğrenmede elde edilen şaşırtıcı sonuçların yanı sıra, gözetimsiz öğrenme ve pekiştirmeli öğrenme alanlarında da büyük başarılar elde edilmiştir. 2014 yılında Ian Goodfellow, zıt eğitim yoluyla örneklerin gerçek dağılımını öğrenen ve daha yüksek yakınsama ile örnekler GAN önermiştir (Goodfellow et

al. 2014). O zamandan beri, çok sayıda GAN modeli önerilmiştir. En son resim üretim modelleri, çıplak gözle ayırt etmek zor olan bir gerçeklik derecesinde resimler üretebilmektedir. 2016 yılında, DeepMind, derin sinir ağlarını pekiştirmeli öğrenme alanına uygulamış ve Atari oyun platformunda 49 oyunda insanlarla eşdeğer veya daha yüksek bir seviyeye ulaşan DQN algoritmasını önermiştir. Go alanında, DeepMind'ın AlphaGo ve AlphaGo Zero akıllı programları, sırasıyla insanların en iyi Go oyuncularını Li Shishi, Ke Jie gibi isimleri mağlup etmiştir. Multi-agent iş birliği Dota 2 oyun platformunda, OpenAI tarafından geliştirilen OpenAI Five akıllı programlar, kısıtlı bir oyun ortamında şampiyon takım OG'yi yenerek, çok sayıda profesyonel yüksek seviyeli akıllı operasyon sergilemiştir (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).

6.1.6. Derin Sinir Ağları

Bu kısımda derin sinir ağları daha detaylı bir biçimde açıklanacaktır. DNN'ler gelişmiş yapay zekâ ve makine öğrenimi uygulamalarının temelini oluşturan karmaşık yapay sinir ağlarıdır. Derinliği, çok sayıda gizli katmana sahip olmasından almaktadır. Bu katmanlar, veriler üzerinde giderek daha karmaşık özellik çıkarmalarıyla öne çıkmaktadır.

6.1.6.1. Derin Sinir Ağlarının Mimarisi

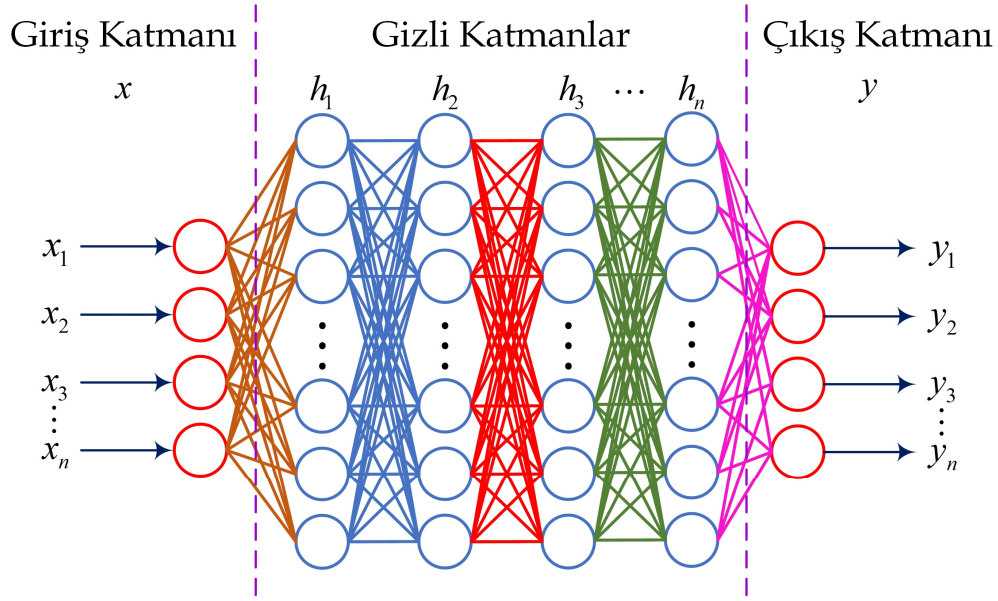
DNN, çok sayıda katmandan oluşan karmaşık yapay sinir ağları olarak tanımlanır. İlk katman olan giriş katmanının fonksiyonu, modelin girdi olarak aldığı veriyi temsil etmektedir ve her bir nöron, bir veri özelliğini veya pikseli temsil etmektedir. Doğru boyutta ve önceden işlenmiş girdilerin, ağın verimli bir şekilde öğrenmesi için kritik öneme sahip olduğu kabul edilmektedir (Montesinos López, Montesinos López, and Crossa 2022).

Gizli katmanlar, DNN mimarisinin çekirdeğini oluşturmakta olup, giriş katmanından alınan veriyi işlemekte ve çıktı katmanına iletilmek üzere dönüştürmektedir. Her katman, bir önceki katmandan gelen bilgiyi işlemekte ve bir sonrakine aktarmaktadır. Gizli katman sayısı ve her katmandaki nöron sayısı, ağın karmaşıklığını ve öğrenme kapasitesini belirlemektedir (Pawan and Rajan 2022; Aggarwal 2023).

Çıkış katmanı, ağın sonucunu veya tahminini üretmektedir. Görevine bağlı olarak, sınıflandırma, regresyon veya diğer çıktı türlerini sunabilmektedir. Aktivasyon fonksiyonları, her nöronun çıktısını dönüştürmek için kullanılmaktadır. Lineer olmayan aktivasyon fonksiyonları (ReLU, Sigmoid, Tanh vb.), ağın doğrusal olmayan özellikleri ve karmaşık örüntüleri öğrenmesini sağlamaktadır (Long and Zeng 2022).

Ağırlıklar ve yanlılıklar (bias), her nöronun gelen sinyallerin ağırlığını ve önemini belirleyen ağırlıklarla ve eğitim sürecinde ayarlanabilen bir bias terimiyle donatılmıştır. İleri besleme işlemi, girdi verisinin ağ boyunca ileriye doğru hareket etmesini ve her katmanda işlenmesini sağlamaktadır.

Optimizasyon ve kayıp fonksiyonları, modelin başarısını büyük ölçüde etkilemektedir. Kayıp fonksiyonu, modelin tahminlerinin gerçek değerlerden ne kadar farklı olduğunu ölçmekte, optimizasyon algoritması ise ağırlıkları güncellemek ve kayıp fonksiyonunu minimize etmek için kullanılmaktadır. Bu bileşenlerin her biri, DNN'nin verileri işleme ve öğrenme yeteneğini etkilemekte olup, yapılandırma ve eğitim süreci, belirli bir görev veya veri seti için ağın başarısını büyük ölçüde etkileyebilmektedir. Şekil 6.4'te bir DNN yapısının mimarisi gösterilmiştir. Giriş katmanı "x", gizli katmanlar "h", çıkış katmanı ise "y" ile ifade edilmektedir (Muthukrishnan et al. 2020; Long and Zeng 2022).



Şekil 6.4 DNN mimarisi

6.1.6.2. Derin Sinir Ağlarının Eğitim Süreci

DNN için eğitim süreci, ağın veriler üzerinden karmaşık özellikler ve ilişkiler öğrenmesini sağlayan hayati bir süreçtir. Bu sürecin her bir bileşeni, ağın başarılı bir şekilde eğitilmesi ve görevlerde iyi performans göstermesi için kritik öneme sahiptir.

İleri Besleme (Feedforward) Süreci: İleri besleme, DNN eğitiminin temel bir adımıdır. Bu süreçte, giriş verileri ağın en alt katmanına, yani giriş katmanına yerleştirilir. Her bir nöron, kendisine bağlı olan önceki katmandaki nöronların çıktılarını alır. Bu çıktılar, her bir bağlantının ağırlığıyla çarpılır ve nöronların toplam girdisi hesaplanır. Bu toplam girdi daha sonra bir aktivasyon fonksiyonu tarafından işlenir, bu da nöronun sonraki katmana göndereceği çıktıyı belirler. Aktivasyon fonksiyonu, ağın lineer olmayan özellikleri öğrenmesini sağlar; bu da karmaşık desenlerin ve ilişkilerin modellenmesine olanak tanır (Bengio 2009; Montesinos López, Montesinos López, and Crossa 2022).

Aktivasyon Fonksiyonlarının Rolü: Her nöronun çıktısı, aktivasyon fonksiyonu tarafından dönüştürülür. Bu fonksiyonlar, nöronun sonraki katmana göndereceği sinyali belirler. Lineer olmayan aktivasyon fonksiyonları (örneğin ReLU, Sigmoid, Tanh), ağıın karmaşık desenler ve ilişkiler öğrenmesini sağlar. Aktivasyon fonksiyonları, ağıın çıktılarını sınırlandırarak ve lineer olmayan dönüşümler uygulayarak, ağıın daha geniş bir özellik ve fonksiyon setini modellemesine olanak tanır. Bu, ağıın daha zengin özellik temsilleri oluşturmaya ve daha karmaşık görevleri başarıyla tamamlamasına yardımcı olur (Bengio 2009; Long and Zeng 2022).

Geri Yayılım (backpropagation) Süreci: Geri yayılım, ağıın hatalarından öğrenmesini ve kendini sürekli geliştirmesini sağlar. Ağıın çıkış katmanında, tahmin edilen değerler ile gerçek değerler arasındaki fark (hata) hesaplanır. Bu hata, ağı boyunca geriye doğru yayılır ve her katmandaki ağırlıklar, hatayı azaltacak şekilde güncellenir. Bu süreç, zincir kuralı ve türev hesaplamalarını kullanarak gerçekleştirilir ve her bir ağırlığın, hata oranını nasıl etkilediği belirlenir. Ağırlıklar, hatanın azaldığı yönde adım adım güncellenir, bu da ağıın zamanla daha iyi performans göstermesini sağlar (Bengio 2009; Montesinos López, Montesinos López, and Crossa 2022).

Optimizasyon Algoritmalarının Önemi: Ağıın eğitimi, ağırlıkları ve yanlılıkları (biasları) etkili bir şekilde ayarlayarak hata oranını minimize etmeyi hedefler. Bu süreç, çeşitli optimizasyon algoritmaları kullanılarak gerçekleştirilir. Gradyan düşüşü (gradient descent) ve bunun varyasyonları (uyarlanabilir moment tahmini (adaptive moment estimation, adam), kök ortalama karesel yayılım (root mean squared propagation, RMSprop), stokastik gradyan düşüşü (stochastic gradient descent, SGD) vb. ağırlıkları güncellemek için en yaygın kullanılan yöntemlerdir. Bu algoritmalar, hata fonksiyonunun gradyanını hesaplar ve ağırlıkları bu gradyanın negatif yönünde günceller. Bu, ağıın hata oranını adım adım azaltmasını ve daha optimal ağırlık ve bias değerlerine ulaşmasını sağlar (Bengio 2009; Montesinos López, Montesinos López, and Crossa 2022; Long and Zeng 2022).

Eğitim süreci ve bu sürecin her bir bileşeni, DNN'nin verileri başarılı bir şekilde işlemesi ve karmaşık görevlerde etkili performans göstermesi için hayati öneme sahiptir. Her bir adım, ağıın veri üzerinden karmaşık özellikler ve ilişkiler öğrenmesini ve bu öğrenmeyi gelecekteki verilere uygulamasını sağlar. Bu süreçler, ağıın öğrenme kapasitesini ve başarılarını büyük ölçüde etkiler ve bu nedenle, DNN'lerin etkin bir şekilde eğitilmesi ve kullanılması için kritik öneme sahiptir (Bengio 2009; Montesinos López, Montesinos López, and Crossa 2022; Long and Zeng 2022).

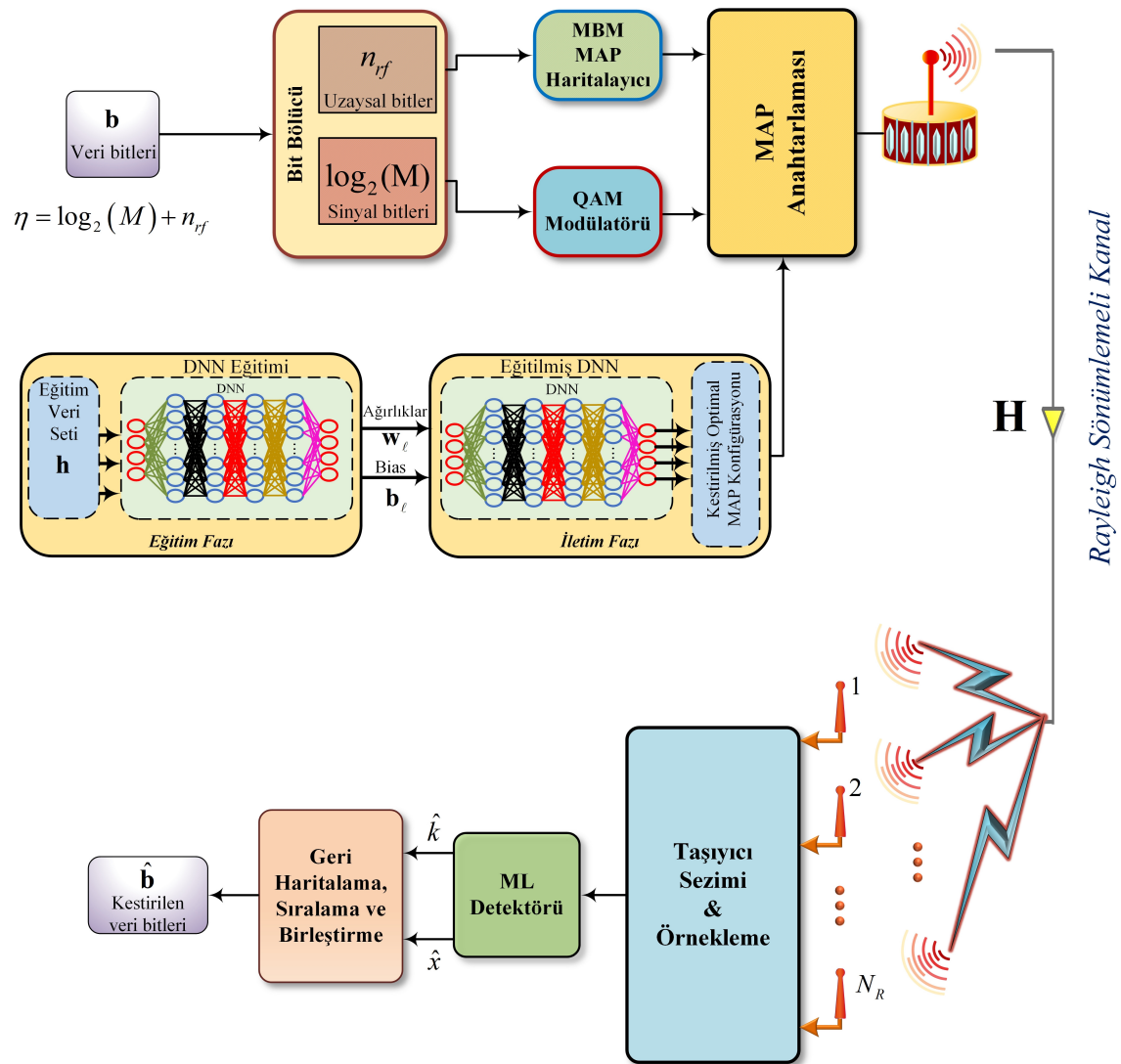
6.2. Medya Tabanlı Modülasyon Şeması için Derin Öğrenme Tabanlı MAP Seçim Teknikleri

Bu bölümde, son zamanlarda popüler olan MBM tekniğı, rasyonel ayna aktivasyon örüntüsü (mirror activation pattern, MAP) seçim teknikleri ve derin öğrenme tekniğı birleştirilerek yüksek veri hızlı, yüksek enerji verimli ve düşük karmaşıklıkta yeni bir haberleşme sistemi önerilmiştir. Önerilen bu sistemde, geleneksel modüle edilmiş sembollere ek olarak, ortam tabanlı modülasyon tekniğı, kullanılan antenlerin açık/kapalı durumuna bağılı olarak ekstra bilgi taşımakta ve bu süreçte fazladan enerji tüketilmemektedir. Ayrıca, Derin öğrenme tabanlı Öklid mesafesi MAP seçimi destekli MBM tekniğı (deep learning-based Euclidean distance map selection assisted MBM technique, D-EMS-MBM), derin öğrenme tabanlı MAP korelasyonu destekli MBM tekniğı (deep learning based map correlation assisted MBM technique, D-MCMS-MBM) ve derin öğrenme tabanlı kapasite optimizasyonlu MAP seçimi destekli MBM tekniğı (deep learning-based capacity-optimized map selection assisted MBM technique, D-CMS-MBM) kullanılarak performans daha da geliştirilmiştir. EMS yöntemi en performanslı ve en yüksek karmaşıklığa sahip, MCMS sisteminin performansı ve karmaşıklığı ortada, CMS yöntemi ise bu üç yöntem arasında performans ve karmaşıklık açısından en düşük olanıdır. Tüm bunlara ek olarak, MAP seçimi kısmının karmaşıklığını önemli ölçüde azaltmak ve mevcut iş paketlerini daha hızlı

yürütmek için yönteme bir “derin öğrenme” tekniği eklenmiştir. Önerilen sistem geleneksel MBM tekniği ile karşılaştırılmıştır. Sistemin performans analizi Rayleigh sönümlemeli kanallarda M 'li QAM tekniği için gerçekleştirilmiştir.

6.2.1. DNN Destekli MAP Seçimli MBM Tekniği

Bu kısımda geleneksel MBM tekniğinin tafsilatından tekrardan bahsedilmemiştir. Bu husus Bölüm 2.4'te açıklanmıştır.



Şekil 6.5 Önerilen derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniğinin sistem modeli

Önerilen tekniğin sistem modeli Şekil 6.5'te gösterilmektedir. Bu model, n_{rf} RF aynalarıyla çevrelenmiş tek antenli bir vericiyi gösterirken, alıcı N_R alıcı antenlerle donatılmıştır.

Vericideki RF aynalarının açık/kapalı durumu, $\mathcal{M} = 2^{n_{rf}}$ MAP'lerin oluşturulmasına izin verir. Sonuç olarak, spektral verimlilik, MBM tekniğinde dağıtılan RF aynalarının sayısı ile doğrusal olarak artar. Bu, spektral verimlilikte yalnızca logaritmik bir artış gören SM tekniğine kıyasla daha yüksek spektral verimlilikle sonuçlanır. Önerilen sistem için spektral verimlilik şu şekilde ifade edilir:

$$\eta = \log_2(M) + n_{rf} [\text{bits/s/Hz}]. \quad (6.1)$$

CMS, MCMS ve EMS tekniklerinde, optimum kanal koşullarına sahip $\mathcal{M}_s$ adet MAP'ler, verilen MAP'ler $\mathcal{M}_s \leq \mathcal{M}$ arasından seçilir. Dolayısıyla, MS-MBM sistemi geleneksel MBM sistemine kıyasla daha üstün Bit Hata Oranı (BER) performansı sunar. Benzer şekilde, SM şemasının COAS, ACAS ve EDAS tekniklerinde, en iyi kanal koşullarını sergileyen N_s gönderim antenleri, $N_s \leq N$ varsayımıyla vericideki tüm N adet antenler arasından seçilir.

Şekil 6.5'te gösterildiği gibi, veri bitleri vektörü $\mathbf{b}$ olarak gösterilir. Başlangıçta, $\mathbf{b}$ bit ayırıcı tarafından $n_s = \log_2(M)$ ve n_{rf} bitlerinden oluşan iki alt vektör grubuna ayrılır. Daha sonra, bilgi bit akışlarının değerine göre, n_s bitleri M -QAM takımyıldızından seçilen modüle edilmiş bir sembole eşlenirken, n_{rf} bitleri RF aynalarının k . kanal durumunu belirler. Örneğin, $M=8$ ve $n_{rf} = 2$ ve $\mathbf{b} = [01010]$ bitleri iletilirse, $\log_2(M) = 3$ bit (010), M -QAM sembolü $x_3 = -1 + j$ ile eşlenir, $n_{rf} = 2$ bit ([10]) ise RF aynalarının 3. MAP'ına eşlenir.

MAP seçim tekniği ile ilgili olarak, $\mathbf{H}$ kanal matrisinin en iyi sütunları CMS, MCMS ve EMS tekniklerine göre seçilir. Bu seçilen sütunlar $\mathbf{H}_s^{\text{CO/MC/ED}}$ 'yi oluşturur, CMS

için $\mathbf{H}_s^{\text{CO}}$, MCMS için $\mathbf{H}_s^{\text{MC}}$, EMS için $\mathbf{H}_s^{\text{ED}}$ matrisi ve iletim yalnızca bu seçilen MAP'ler üzerinden gerçekleştirilir. MAP seçim sürecinden sonra, (2) şu şekilde yeniden formüle edilebilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_s \mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{h}_k x_i + \mathbf{n}, \quad (6.2)$$

burada, $\mathbf{H}_s = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{\mathcal{M}_s}] \in \mathbb{C}^{N_R \times \mathcal{M}_s}$ ise $N_R \times \mathcal{M}_s$ boyutunda seçilen kanal matrisini temsil eder. Şu şekilde tanımlanır:

$$\mathbf{H}_s^{\text{CO/MC/ED}} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,\mathcal{M}_s} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,\mathcal{M}_s} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \cdots & h_{N_R,\mathcal{M}_s} \end{bmatrix}_{N_R \times \mathcal{M}_s}. \quad (6.3)$$

Araştırma, alıcı tarafında optimum algılama performansı elde etmek için bir ML detektörü kullanmaktadır. Bu ML detektörü, MAP'lerin ve M -QAM konstellasyonunun $\hat{k}$ seçilen kanal durumunu ve $\hat{x}$ sembolünü, MAP'lerin ve M -QAM konstellasyonunun sembollerinin akla gelebilecek tüm kombinasyonlarını kullanarak eşzamanlı olarak kestirir. ML detektörü şu şekilde gösterilebilir:

$$[\hat{x}, \hat{k}] = \arg \min_{x,k} \left\| \mathbf{y} - (\mathbf{h}_k x) \right\|^2, \quad (6.4)$$

burada, $\hat{x}$ ve $\hat{k}$ parametreleri kullanılarak, Şekil 1'de görselleştirildiği gibi $\hat{\mathbf{b}}$ kestirim bit dizisi elde edilebilir.

6.2.2. Önerilen Sistem İçin Optimum MAP Seçim Teknikleri

Bu bölümde EMS, MCMS ve CMS tekniklerinin işleyişi anlatılacaktır; lakin bu yöntemler, sırasıyla, EDAS, ACAS ve COAS teknikleriyle neredeyse birebir aynıdır. Bahsi geçen tekniklerin EDAS, ACAS ve COAS tekniklerinden tek farkı CMS, MCMS ve EMS tekniklerinde, optimum kanal koşullarına sahip $\mathcal{M}$ adet MAP'lerin, verilen MAP'ler, yani $\mathcal{M}_s \leq \mathcal{M}$, arasından seçilmesidir. EDAS, ACAS

ve COAS tekniklerinde N_s adet anten $N_s \leq N$ adet anten arasından seçilmekteydi. Dolayısıyla, tekrara düşmemek adına, burada tekrardan verilmeyecektir. Okuyucu Bölüm 4.2’de bu teknikleri gözden geçirebilir.

6.2.3. Önerilen Derin Sinir Ağı Mimarisi

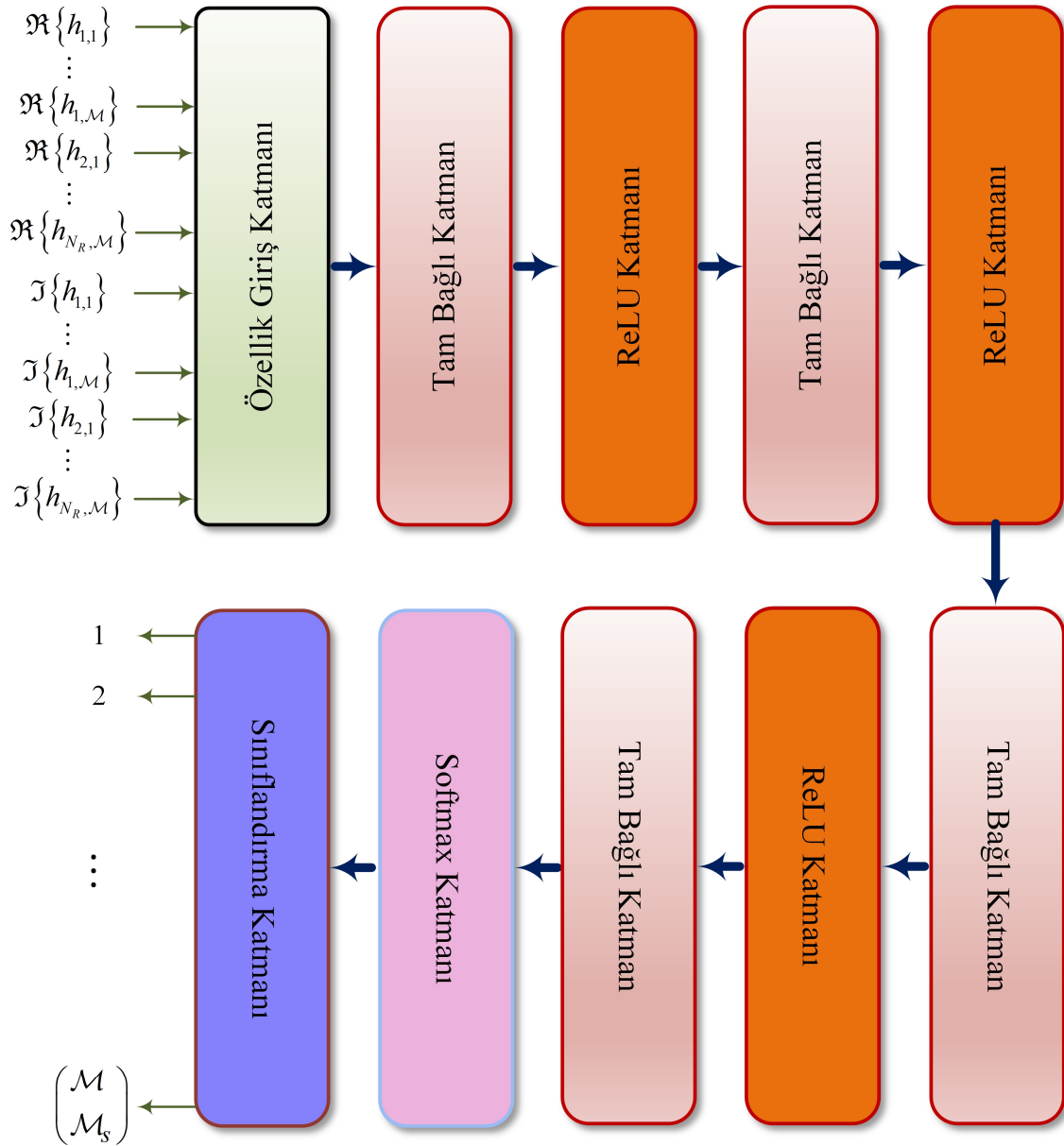
Özellikle “6G ve ötesi” iletişim tekniklerinin ortaya çıkmasıyla birlikte, yüksek veri dereceli ve etkili iletişimin yanı sıra düşük işlem karmaşıklığına da ihtiyaç duyulacaktır. EMS, MCMS ve CMS teknikleri akılcı ve etkili yöntemler olmasına rağmen, özellikle EMS’nin yüksek modülasyon ve MAP dereceleri için çok hantal olduğu tartışılmaz bir gerçektir. Bu nedenle, EMS/MCMS/CMS teknikleri kullanıldığında, gerçek zamanlı veri iletimi zorlaşacak, ticari uygulamalar yüksek hesaplama karmaşıklığına sahip olacak ve güvenlik uygulamaları için gecikme süresi yüksek olacaktır. Bu nedenle bu bölümde yukarıda bahsedilen EMS/MCMS/CMS tabanlı MAP seçim tekniklerinin karmaşıklığını azaltacak derin öğrenme yöntemleri tanıtılacaktır.

6.2.3.1. Derin Sinir Ağı Tabanlı MAP Seçim Mimarisi

Tek DNN tabanlı MAP seçim algoritmasının mimarisi Şekil 6.6’da gösterilmiştir. Önerilen mimaride herhangi bir ön işleme yoktur, kanal parametreleri DNN’nin girişine olduğu gibi verilir. Ayrıca alıcı tarafında CSI’nin mevcut olduğu varsayılmaktadır. Bilindiği üzere DNN tekniği insan beyninden esinlenerek geliştirilmiştir ve giriş bilgileri gerçek sayılardan oluşmalıdır. Dolayısıyla bu çalışmada DNN tarafının girdileri gerçek terimlerle ifade edilmiştir. Sonuç olarak, tüm EMS/MCMS/CMS tabanlı MAP seçim teknikleri için giriş (özellik) vektörü aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\mathcal{H} = \left[\Re\{\text{vec}(\mathbf{H})^T\} \ \Im\{\text{vec}(\mathbf{H})^T\} \right]^T. \quad (6.5)$$

Burada, $\text{vec}(\mathbf{H}) \triangleq \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{2,1} & \dots & h_{N_R,1} & h_{1,2} & \dots & h_{N_R,\mathcal{M}} \end{bmatrix}^T$ vektörizasyon operatörüdür.



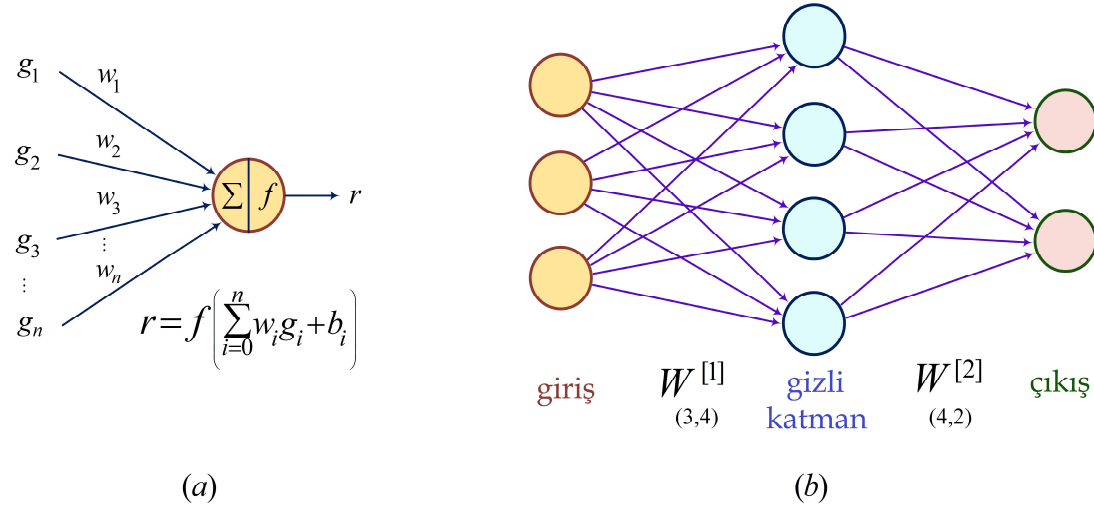
Şekil 6.6 MAP seçim tekniklerinin DNN yapısı

Önerilen DNN ağı 1 “giriş katmanı (input layer)”, 4 Gizli “tam bağlı katman (fully connected layer)”, 3 “düzeltilmiş doğrusal birim (rectified linear unit, ReLU) Katmanı”, 1 “Softmax Katmanı” ve son olarak bir “Sınıflandırma Katmanı (classification layer)”ndan oluşmaktadır. Bu noktadan sonra, önerilen DNN’nin kapsamlı yapısı açıklanmaya devam edilecektir.

Tam bağlı katman: Tam bağlı katmanın görevi, bir önceki katmanın çıktısını bir ağırlık matrisi ile çarparak ve bir bias vektörü ile toplayarak bir sonraki katmana iletmektir. Tam bağlantılı bir katmanda sinirsel elemanlar, bias’lar ve ağırlık parametreleri temel bileşenlerdir. Bu katman, farklı ağ katmanlarındaki nöronlar arasında ara bağlantılar kurmaya yarar. Birincil faydası, ağırlıklı olarak MAP’leri ayrı kategoriler halinde sınıflandırmak için uygulanan eğitim aşamasında yatmaktadır. Bir sinir ağı bağlamında, çıktı katmanı, önceki katmanlardan gelen girdi sinyallerini özümlediği ve daha sonra gerekli sayıda sınıflandırma sınıfı oluşturmak için bunları normalleştirdiği tam bağlı bir katman oluşturur.

Tam bağlı katmanın yapısı, bias’lar da dâhil olmak üzere Şekil 6.7’de gösterilmektedir. Şekil 6.7’nin (a) kısmı incelenirken, burada sunulan matematiksel formülasyonlar bias terimlerini içerecek şekilde genişletilir ve buna uygun olarak aşağıdakileri ifade eder. f girdilerin ağırlıklı toplamı artı bias’lara uygulanan aktivasyon fonksiyonunu ifade eder. r aktivasyon fonksiyonunun çıktısıdır. w_i her bir g_i girdisiyle ilişkili ağırlıkları temsil eder. b_i aktivasyon fonksiyonunu kaydırmak için ağırlıklı toplama eklenen, her bir nöronla ilişkili bias terimini ifade eder. $\sum_{i=0}^n w_i g_i + b_i$ girdilerin ağırlıklı toplamı artı bias’tır, burada n girdi sayısıdır. Bias terimi b_i aktivasyon fonksiyonunun kaydırılmasına izin verdiği için çok önemlidir, bu da öğrenme süreci için gerekli olabilir. Bias eklenmiş ağırlıklı toplam hesaplanır ve sonuç, sinir ağındaki düğümün veya katmanın nihai çıktısını üretmek için aktivasyon fonksiyonundan geçirilir. Yaygın aktivasyon fonksiyonları arasında sigmoid, tanh, ReLU ve softmax yer alır ve her biri bir sinir ağının farklı bölümlerinde farklı amaçlara hizmet eder. Aktivasyon fonksiyonu

tarafından doğrusal olmama özelliğinin eklenmesi, bias teriminin sunduğu esneklikle birleştiğinde, sinir ağının verilerdeki karmaşık ilişkileri modellemesini sağlar.



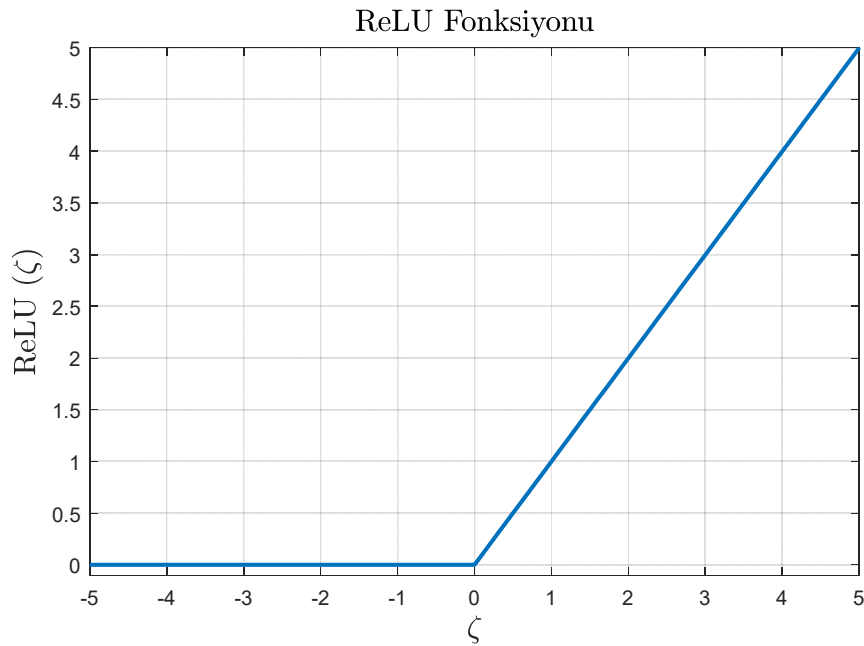
Şekil 6.7 Tam bağlı katman yapısı

Şekil 6.7'nin (b) bölümü, “tam bağlı katman”ın açıklayıcı bir yapılandırmasını tanımlamaktadır. Bu katmanın tasarımı girdi katmanında 3 düğüm, gizli katmanda 4 düğüm ve son olarak çıktı katmanında 2 düğüm içerir.

- **$W^{[1]}$ Matrisi:** Bu matris, girdi katmanındaki düğümler ile gizli katmandaki düğümler arasındaki ağırlıkları temsil eder. Matrisin (3,4) boyutu, girdi katmanındaki 3 düğüm ile gizli katmandaki 4 düğüm arasındaki bağlantıları gösterir. Her ağırlık, bir giriş düğümünden bir gizli katman düğümüne olan bağlantıya karşılık gelir.
- **$W^{[2]}$ Matrisi:** Bu matris, girdi katmanındaki düğümler ile gizli katmandaki düğümler arasındaki ağırlıkları temsil eder. Matrisin (4,2) boyutu, girdi katmanındaki 4 düğüm ile gizli katmandaki 2 düğüm arasındaki bağlantıları gösterir. Her ağırlık, bir giriş düğümünden bir gizli katman düğümüne olan bağlantıya karşılık gelir.

ReLU Katmanı: DNN'lerin alanında, ReLU aktivasyon fonksiyonu geniş bir kullanım alanı bulmakta ve yaygın olarak tavsiye edilmektedir. ReLU, pozitif değerleri korurken negatif değerleri sıfıra düzelterek giriş verilerini etkili bir şekilde işler. Bu işlem, veri boyutluluğunu koruyarak girişle aynı boyutta bir çıkış vektörü verir. ReLU'nun belirli doğrusal özellikleri koruyan ayırt edici özelliği, gradyan tabanlı teknikler aracılığıyla modellerin optimizasyonunu kolaylaştırır. Özellikle, ReLU uygulaması negatif bileşenleri sıfırlayarak doğrusal olmama özelliğini ortaya çıkarır, böylece seyrekliği teşvik eder ve eğitim sırasında sinir ağlarının yakınsamasını hızlandırır. Sonuç olarak ReLU, DNN'lerin daha fazla derinlik ve etkinlik elde etme kapasitesine katkıda bulunur ve aynı zamanda öğrenme sürecinin hızını artırır. Bu avantajlar, DNN'ler alanında tercih edilen bir aktivasyon fonksiyonu olarak ReLU'nun popülerliğini desteklemektedir. ReLU fonksiyonunun grafiksel gösterimi Şekil 6.8'de görülebilir ve matematiksel ifadesi aşağıdaki gibi ifade edilir:

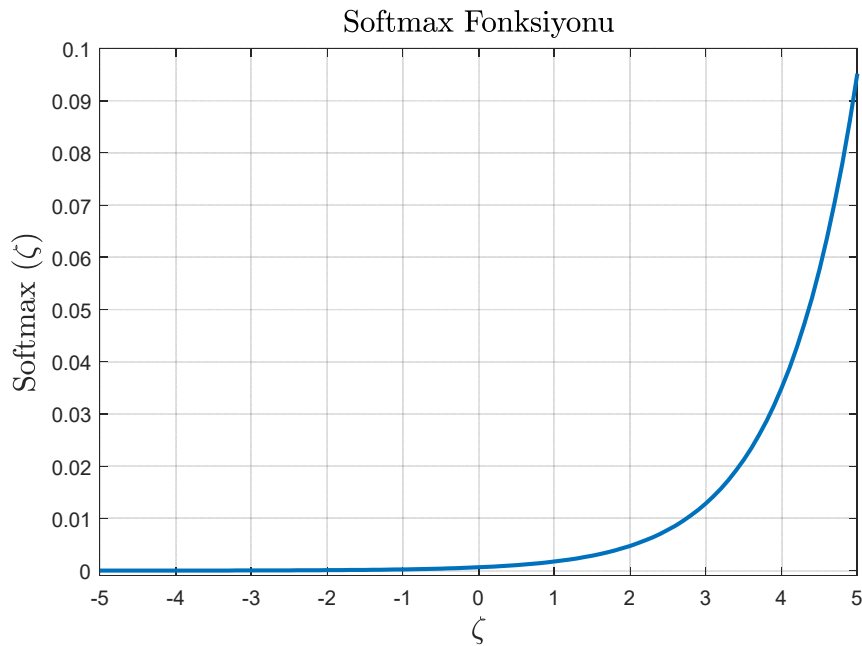
$$f(\zeta) = \begin{cases} 0, & \text{eğer } \zeta < 0 \\ \zeta, & \text{eğer } \zeta \geq 0 \end{cases} \quad (6.6)$$



Şekil 6.8 ReLU fonksiyonunun grafiksel gösterimi

Softmax Katmanı: Çıktı katmanının aktivasyon fonksiyonu softmax fonksiyonudur. Gerçel $\mathbb{R}$ sayılarından oluşan bir ζ vektörü softmax fonksiyonuna beslenir, softmax fonksiyonu bunu normalleştirir ve girdi değerlerinin üstellerine karşılık gelen $\mathbb{R}$ olasılıklarına sahip bir olasılık dağılımı oluşturur. Softmax fonksiyonu girdi olarak $\mathbb{R}$ gerçel sayılardan oluşan bir vektör alır ve bunu girdi sayılarının üstelleriyle orantılı $\mathbb{R}$ olasılık dağılımına normalleştirir. Yani, softmax fonksiyonunun uygulanmasından önce, vektör bileşenlerinden bazıları negatif değerlere veya 1'den büyük değerlere sahip olabilir ve toplamaları 1 olmayabilir. Ancak, softmax fonksiyonu uygulandıktan sonra, her bileşen (0,1) aralığında olacak ve bileşenlerin toplamı 1'e yakınsayacaktır. Sonuç olarak, bunlar daha sonra olasılık olarak yorumlanabilir. Ayrıca, daha büyük girdi bileşenleri daha büyük olasılıklara karşılık gelecektir. Softmax fonksiyonunun grafiksel gösterimi Şekil 6.9'da görülebilir ve matematiksel ifadesi aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\sigma(\zeta)_i = \frac{e^{\zeta_i}}{\sum_{j=1}^{\mathbb{R}} e^{\zeta_j}}. \quad (6.7)$$



Şekil 6.9 Softmax fonksiyonunun grafiksel gösterimi

Çapraz Entropi Fonksiyonu: Derin öğrenme alanında, çapraz entropi kayıp fonksiyonu, özellikle sınıflandırma görevlerinde sinir ağı tahminlerindeki hatayı ölçmek için temel bir araçtır. Log kaybı olarak da bilinen çapraz entropi, tahmin edilen olasılık dağılımları ile gerçek hedef dağılımlar arasındaki farklılığı ölçer. Hedefin bu kaybı en aza indirmek olduğu derin sinir ağları eğitiminin önemli bir bileşenidir. Çapraz entropi kaybı, yanlış tahminlere daha yüksek bir ceza atar ve modelin tahminleri gerçek dağılıma yaklaştıkça kayıp azalır. Bu özellik onu özellikle ayrık sonuçlara olasılık atamanın çok önemli olduğu görüntü sınıflandırma ve doğal dil işleme gibi görevler için çok uygun hale getirir. Eğitim sırasında çapraz entropi kaybını optimize ederek, derin öğrenme modelleri doğru tahminler yapma konusunda daha becerikli hale gelir ve çeşitli gerçek dünya uygulamalarında performanslarını artırır.

Uyarlanabilir moment tahmini: Derin öğrenmede optimizasyon süreci, uyarlanabilir moment tahmini (adaptive moment estimation, Adam) algoritmasının kullanılmasıyla önemli ölçüde güçlendirilmiştir. Adam, eğitim sırasında bireysel model parametreleri için öğrenme oranlarını dinamik olarak ayarlayan popüler bir optimizasyon algoritmasıdır. Kök ortalama kare yayılımı (RMSprop) ve stokastik gradyan inişi (stochastic gradient descent, SGD) gibi diğer iki optimizasyon yönteminin avantajlarını etkili bir şekilde birleştirir. Adam, durağan olmayan hedefleri verimli bir şekilde ele alır, daha hızlı yakınsar ve geleneksel gradyan iniş yöntemlerine kıyasla genellikle daha az hiperparametre ayarlama çabası gerektirir. Bu algoritma, makine öğrenimi ve derin öğrenme uygulamalarının çeşitli alanlarında sağlamlıklarına, daha hızlı yakınsamalarına ve gelişmiş genelleştirmelerine katkıda bulunarak derin sinir ağlarının eğitiminde bir köşe taşı haline gelmiştir.

Ayrıca, sınıflandırılacak olası $\left(\mathcal{M}\right)$ öge olduğundan, Sınıflandırma Katmanındaki nöron sayısının da $\left(\mathcal{M}_s\right)$ kombinasyonu olacağına dikkat etmek önemlidir.

6.2.3.2. Derin Sinir Ağının Eğitim ve Test Aşamaları

DNN'yi eğitmek için, eğitim aşamasında (6.5) denklemi içinde bir özellik vektörü ve kanal parametreleriyle aynı dağılıma sahip rastgele değişkenler oluşturulur. Bu, eğitim sırasında kanalın tahmin edilmesiyle, alıcının gerçek kanal özelliklerini bilmesine gerek kalmadan öğrenebileceği anlamına gelir. EMS/MCMS/CMS yaklaşımlarının MAP seçim kriterlerine göre kombinasyonlar bulunduktan sonra kategorizasyon için etiketler $\mathcal{L}_{\text{DNN}} = \left\{1, 2, \dots, \binom{\mathcal{M}}{\mathcal{M}_s}\right\}$ şeklinde üretilir.

Okuyucunun durumu daha iyi görebilmesi için bu noktayı bir tablo yardımıyla açıklamak iyi olacaktır. Örneğin, $n_{rf} = 2$ aynalı bir MBM anteni düşünelim. Sonuç olarak $\mathcal{M} = 2^{n_{rf}} = 4$ olası MAP kombinasyonu vardır. Şimdi bu MAP'lerden 2 tanesinin MAP seçim teknikleri ile seçileceğini varsayalım. Buna göre, ağın eğitimi için etiket ataması Tablo 6.1'de gösterildiği gibi gerçekleştirilir. Görüldüğü gibi, MAP'ların seçim sırasının herhangi bir önemi yoktur, bu nedenle örneğin MAP 1,2 veya 2,1'in seçilmesi fark etmez. Sonuçta, 1 ve 2 numaralı MAP'lar seçildiği için bunlara Etiket 1 atanacaktır. Bu özellik, seçim sırasının sonucu etkilemediği "değişebilirlik (commutativity)" olarak bilinir. Aynı kanal koşullarında, EMS, MCMS ve CMS tekniklerinin farklı etiketler seçme kapasitesine sahip olduğunu akılda tutmak zorunludur. Bu yöntemlerin her biri, DNN eğitimini buna göre uyarlayarak kendi etiket vektörünü oluşturur.

DNN ağlarını yeterince iyi eğitmek için, veri setinin özellikle toplam MAP sayısı ve modülasyon derecesi açısından yeterince büyük seçilmesi gerekir. Yazarlar, iyi bir performans için veri setinin en az 6×10^6 boyutunda olması gerektiğini önermektedir. Veri seti bu kadar büyük olduğunda, işlem süresini azaltmak için mini partiler kullanmak mantıklıdır. Mini parti kullanıldığında, veriler mini partilere bölünerek işlenir. Mini parti (mini batch) boyutu 256 olarak ayarlanmıştır. Veri kümesinin iyi bir öğrenme kazancı elde etmesi için öğrenme oranı 0.0001 olarak ayarlanmıştır. Devrim (epoch) sayısı 400 olarak seçilmiştir. Bilindiği gibi bu iterasyon sayısı ne kadar düşük tutulursa doğruluk o kadar

yüksek olmaktadır. Bu bilgiler, okuyucunun daha iyi takip edebilmesi için Tablo 6.2’de tablolştırılmıştır.

Tablo 6.1 DNN için MAP etiketleme örneği

Olası MAP Setleri	Etiket
{1, 2}	1
{1, 3}	2
{1, 4}	3
{2, 3}	4
{2, 4}	5
{3, 4}	6

Tablo 6.2 DNN için eğitim parametreleri

Eğitim parametreleri	DNN
Gizli Katman Sayısı	4
Mini parti Büyüklüğü	256
Doğrulama Bölünmesi	%10
Örnek Sayısı	6×10^6
İterasyon Adımları	400
Öğrenme Oranı	0.0001
Optimizasyon Algoritması	Adam

DNN tabanlı yöntemlerde eğitilen ağın test edilmesinin amacı, ağın tutarlılığını en iyi şekilde sağlamak ve hizmet kalitesini en üst düzeye çıkarmaktır. Optimum MAP kombinasyonları ve tutarlı sonuçlar üreten tutarlı ağlar elde etmek için veri kümesinin %10'u ağları doğrulamak ve test etmek için kullanılmıştır. Veri kümesi üretimi Şekil 6.10'da verilen algoritmaya göre yapılacaktır.

Algoritma 6.1: Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniği için veri oluşturulması

```

1 Girişler:  $\mathcal{M}, \mathcal{M}_s, N_R$ 
2 for  $i \leftarrow 1$ , veri kümesi sayısı do
3   Bir rastgeleleştirme (randomization) işlemi kullanarak  $N_R \times \mathcal{M}$  boyutlu  $\mathbf{H}$  kanal matrisi oluştur.
4   MAP'ları EMS/MCMS/CMS MAP seçim tekniklerine göre seç ve hepsine bir etiket ata.
5    $\mathcal{L}_{\text{DNN}} = \{1, 2, \dots, (\mathcal{M}_s)\}$ 
6    $\mathcal{H} = [\Re\{\text{vec}(\mathbf{H})^T\} \Im\{\text{vec}(\mathbf{H})^T\}]^T$ .
7 Oluşturulan veri kümesinin %10'unu ağı doğrulamak amacıyla ayır.
8 Çıktılar:  $\mathcal{H}^{(\text{eğitim})}, \mathcal{H}^{(\text{test})}, \mathcal{L}_{\text{DNN}}^{(\text{eğitim})}, \mathcal{L}_{\text{DNN}}^{(\text{test})}$ 

```

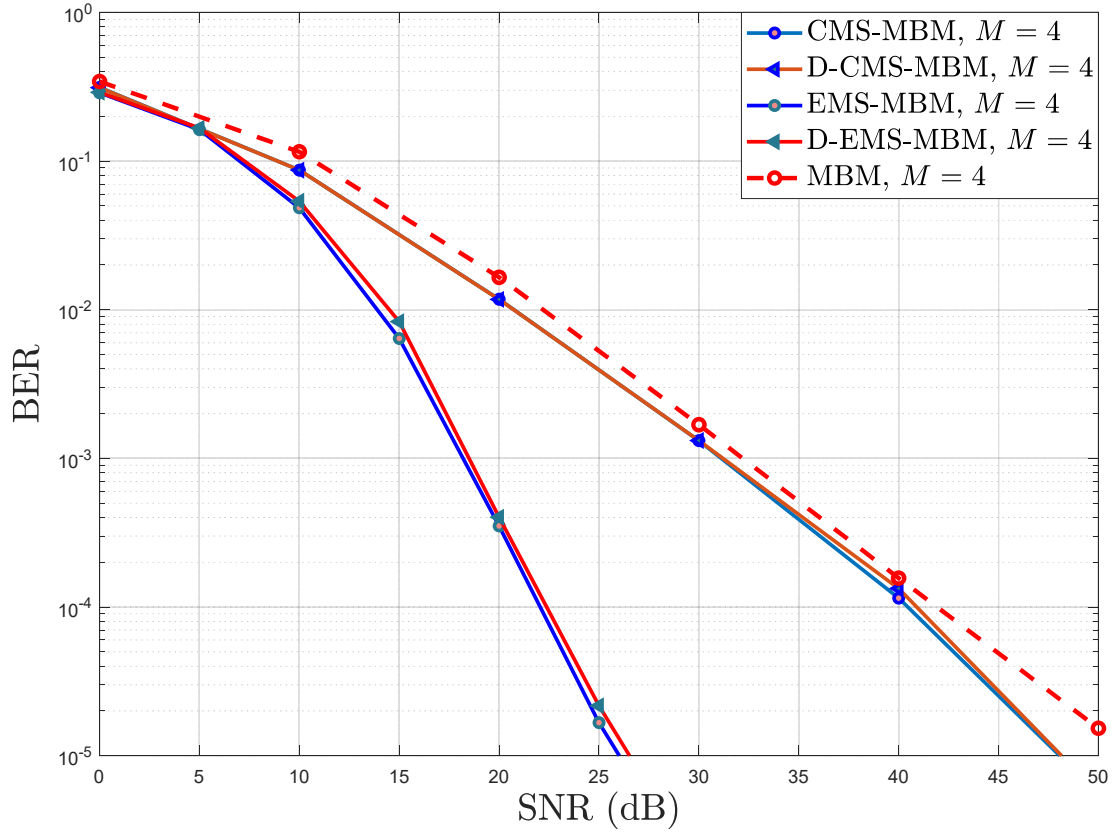
Şekil 6.10 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniği için algoritma

6.2.4. Simülasyon Sonuçları

Bilgisayar simülasyonlarından elde edilen sonuçlar, bu bölümde Rayleigh sönmüleme kanallarının varlığında sağlanmış ve karşılaştırılmıştır. Alınan semboller ve indisler, ML yöntemi kullanılarak alıcıda kestirilmiştir. Monte Carlo simülasyon yaklaşımı kullanılarak ortalama BER performansları elde edilmiştir. Simülasyonlarda uygulanan SNR $\text{SNR(dB)} = 10 \log_{10}(E_s / N_0)$ ile gösterilmiştir.

Şekil 6.11'de, $M = 4$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 1$ ve seçilen MAP sayısı $\mathcal{M}_s = 2$ için CMS-MBM, D-CMS-MBM, EMS-MBM, D-EMS-MBM ve geleneksel MBM tekniklerinin performans karşılaştırmaları verilmiştir. EMS tabanlı MAP seçim teknikleri geleneksel MBM ve CMS-MBM tabanlı MAP seçim tekniklerine kıyasla sırasıyla

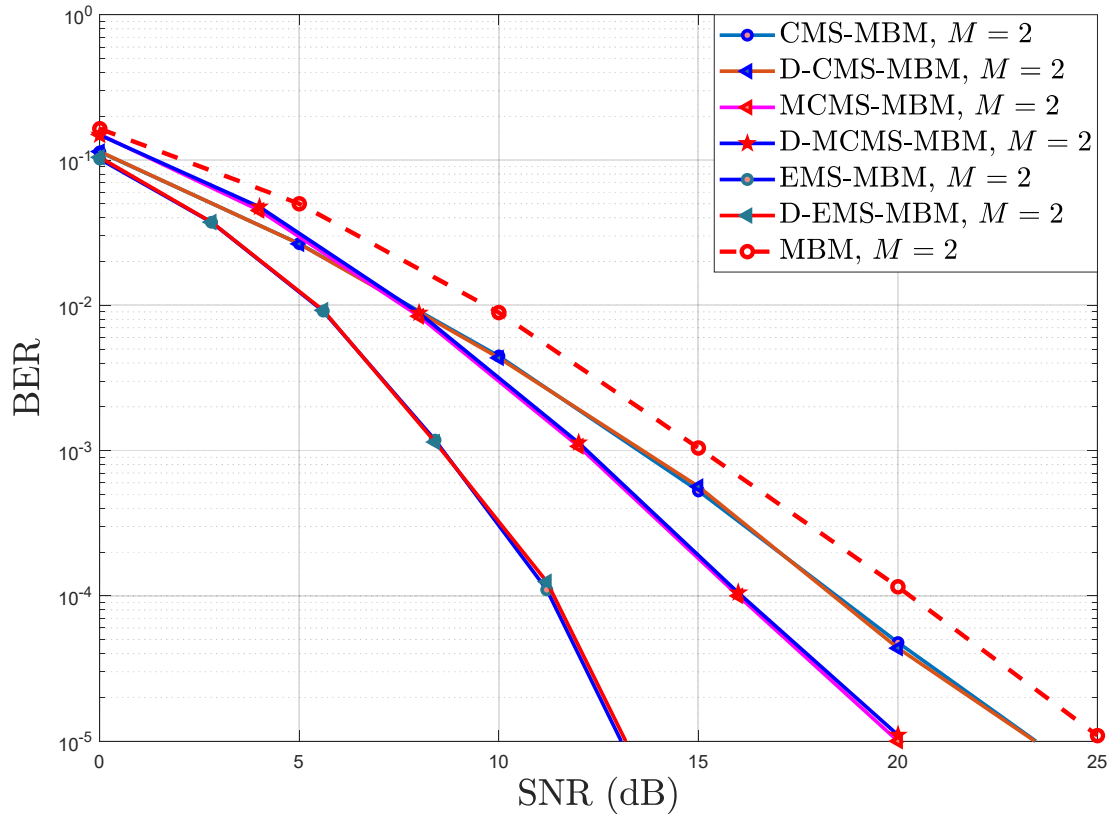
yaklaşık 25,6 dB ve 21,6 dB'lik bir kazanç sağlamaktadır. CMS tabanlı MAP seçim teknikleri ise geleneksel MBM tekniğine kıyasla yaklaşık 4 dB bir kazanç sağlamaktadır.



Şekil 6.11 CMS-MBM, D-CMS-MBM, EMS-MBM, D-EMS-MBM ve geleneksel MBM yöntemlerinin $M = 4$, $\mathcal{M}_s = 2$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 1$ için performans karşılaştırması

Şekil 6.12'de, $M = 2$, $n_{rf} = 2$, $N_R = 2$ ve seçilen MAP sayısı $\mathcal{M}_s = 2$ için CMS-MBM, D-CMS-MBM, MCMS-MBM, D-MCMS-MBM, EMS-MBM, D-EMS-MBM ve geleneksel MBM tekniklerinin performans karşılaştırmaları verilmiştir. EMS tabanlı MAP seçim teknikleri geleneksel MBM, CMS-MBM ve MCMS-MBM tekniklerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 12,07 dB, 10,47 dB ve 6,91 dB kazanç

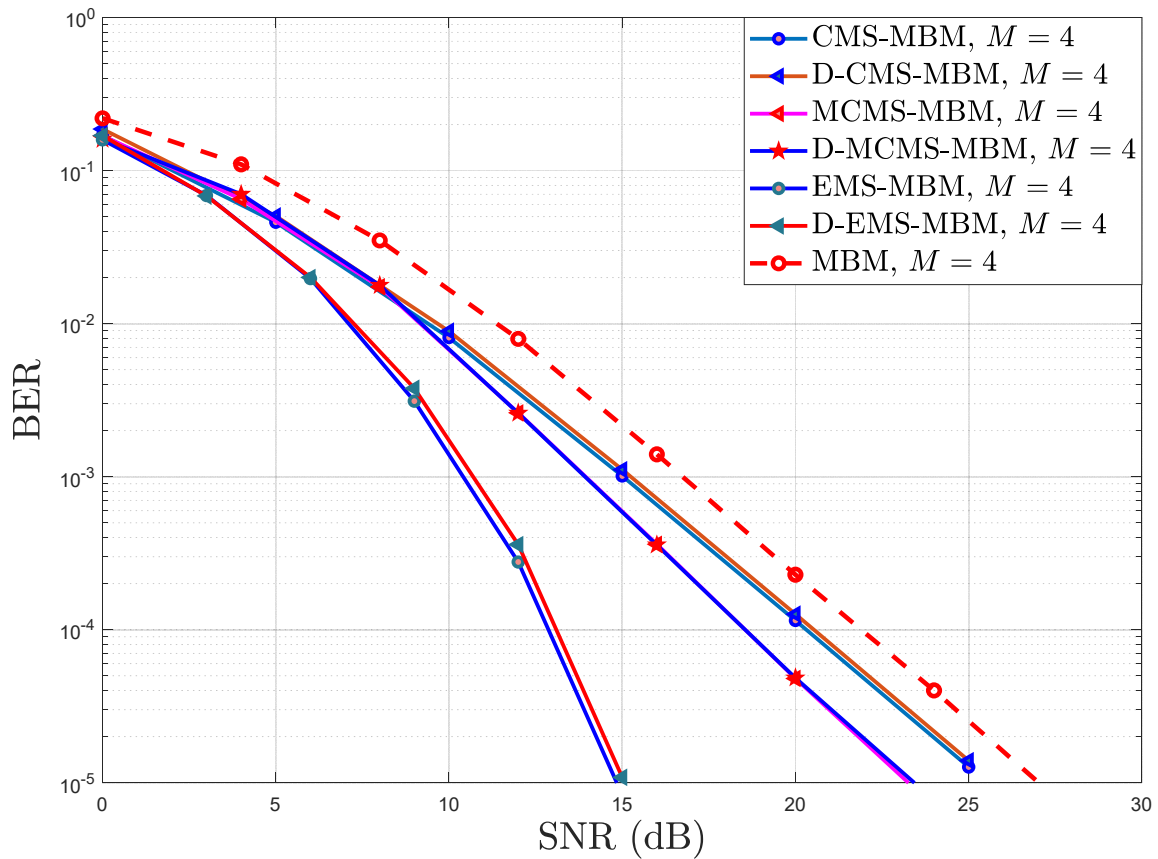
sağlamaktadır. MCMS tabanlı MAP seçim teknikleri ise geleneksel MBM ve CMS-MBM yöntemlerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 5 dB ve 3,35 dB kazanç sağlamaktadır. CMS-MBM yöntemi ise geleneksel MBM tekniğine kıyasla yaklaşık 1,65 dB kazanç sağlamaktadır.



Şekil 6.12 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 2$, $\mathcal{M}_s = 2$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 2$ için karşılaştırması

Şekil 6.13'te, $M = 4$, $n_{rf} = 2$, $N_R = 2$ ve seçilen MAP sayısı $\mathcal{M}_s = 2$ için CMS-MBM, D-CMS-MBM, MCMS-MBM, D-MCMS-MBM, EMS-MBM, D-EMS-MBM ve geleneksel MBM tekniklerinin performans karşılaştırmaları verilmiştir. EMS tabanlı MAP seçim teknikleri geleneksel MBM, CMS-MBM ve MCMS-MBM tekniklerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 12,31 dB, 10,97 dB ve 8,57 dB kazanç

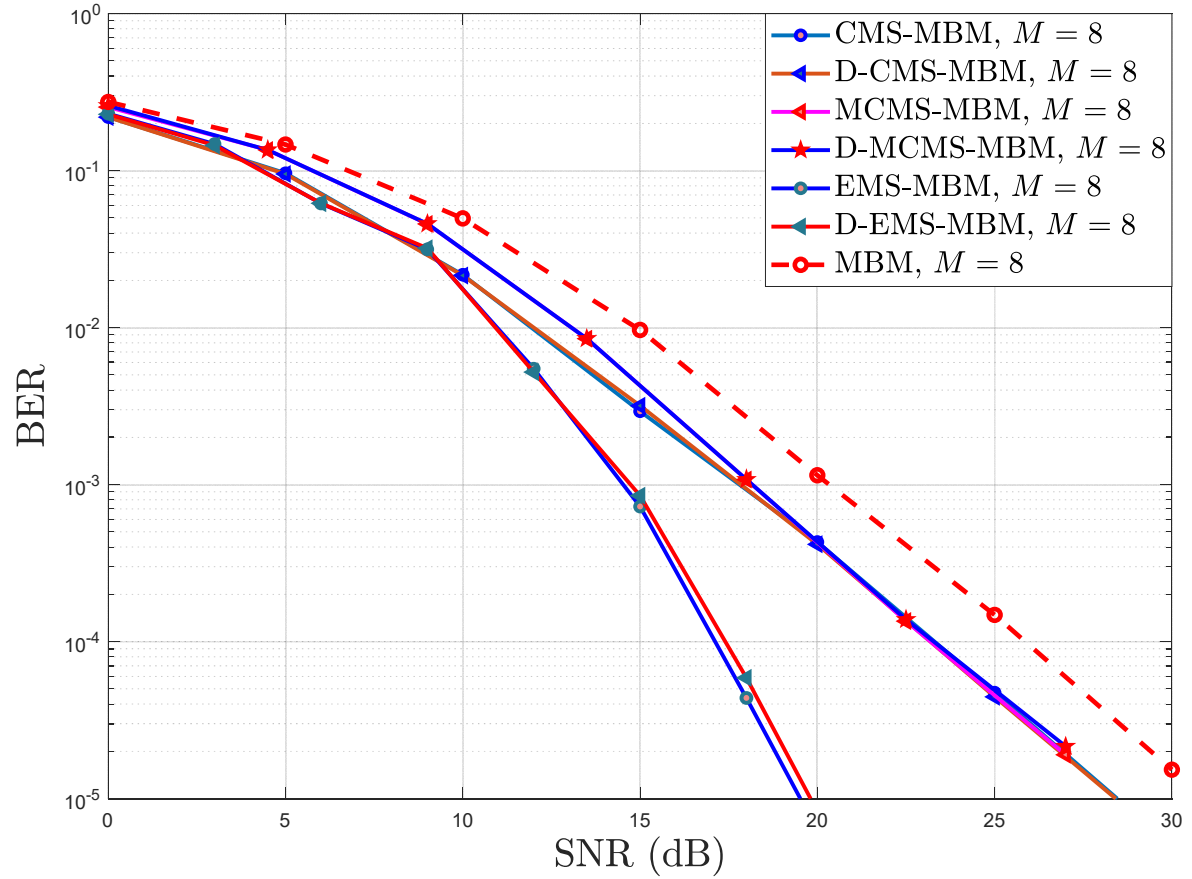
sağlamaktadır. MCMS tabanlı MAP seçim teknikleri ise geleneksel MBM ve CMS-MBM yöntemlerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 3,78 dB ve 2,35 dB kazanç sağlamaktadır. CMS-MBM yöntemi ise geleneksel MBM tekniğine kıyasla yaklaşık 1,43 dB kazanç sağlamaktadır.



Şekil 6.13 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 4$, $\mathcal{M}_s = 2$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 2$ için karşılaştırması

Şekil 6.14'te, $M = 8$, $n_{rf} = 2$, $N_R = 2$ ve seçilen MAP sayısı $\mathcal{M}_s = 2$ için CMS-MBM, D-CMS-MBM, MCMS-MBM, D-MCMS-MBM, EMS-MBM, D-EMS-MBM ve geleneksel MBM tekniklerinin performans karşılaştırmaları verilmiştir. MCMS-MBM tabanlı teknikler ve CMS-MBM tabanlı teknikler neredeyse aynı performansı sergilemektedirler ve geleneksel MBM yöntemine kıyasla yaklaşık 2,56 dB kazanç göstermektedirler. EMS-MBM tabanlı teknikler ise MCMS ve CMS tabanlı

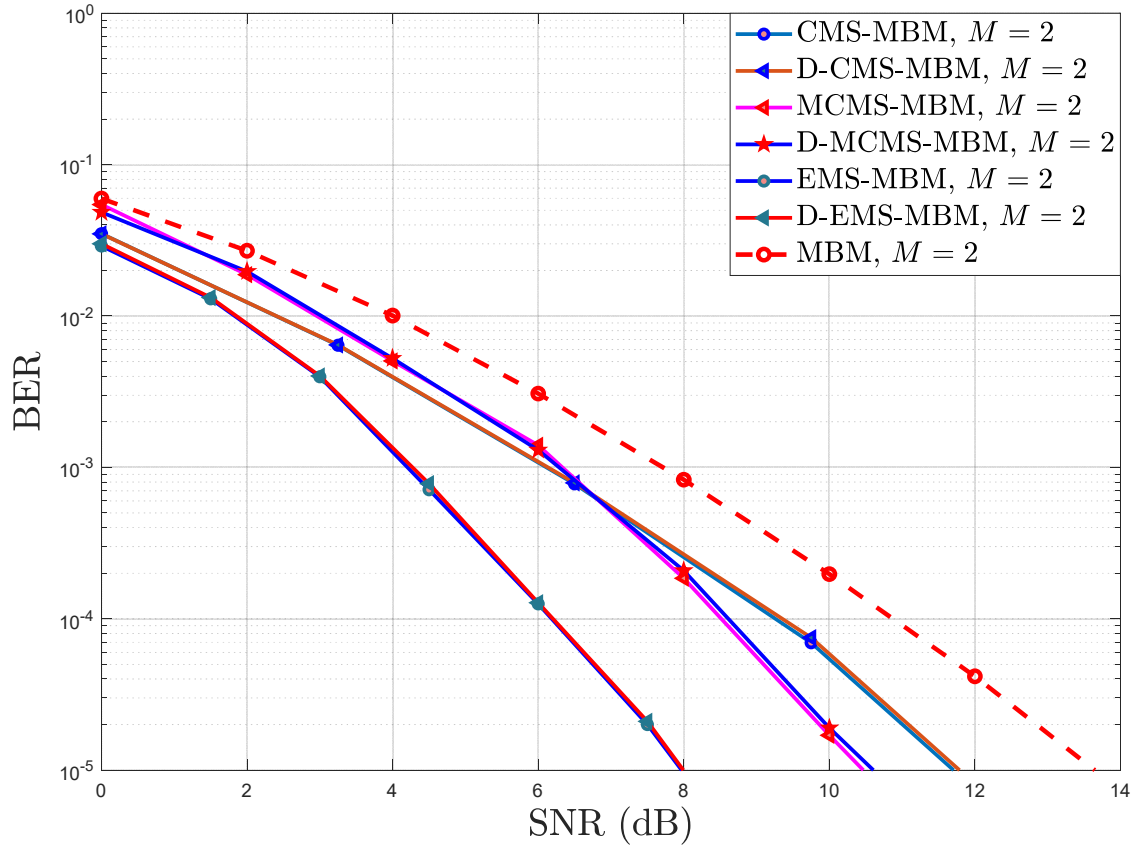
tekniklere kıyasla yaklaşık 8,84 dB kazanç sağlarken geleneksel MBM tekniğine karşı 11,4 dB kazanç sağlamaktadır.



Şekil 6.14 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 8$, $\mathcal{M}_s = 2$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 2$ için karşılaştırması

Şekil 6.15’de, $M = 2$, $n_{rf} = 2$, $N_R = 4$ ve seçilen MAP sayısı $\mathcal{M}_s = 2$ için CMS-MBM, D-CMS-MBM, MCMS-MBM, D-MCMS-MBM, EMS-MBM, D-EMS-MBM ve geleneksel MBM tekniklerinin performans karşılaştırmaları verilmiştir. EMS tabanlı MAP seçim teknikleri geleneksel MBM, CMS-MBM ve MCMS-MBM tekniklerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 5,7 dB, 3,77 dB ve 2,61 dB kazanç sağlamaktadır. MCMS tabanlı MAP seçim teknikleri ise geleneksel MBM ve CMS-

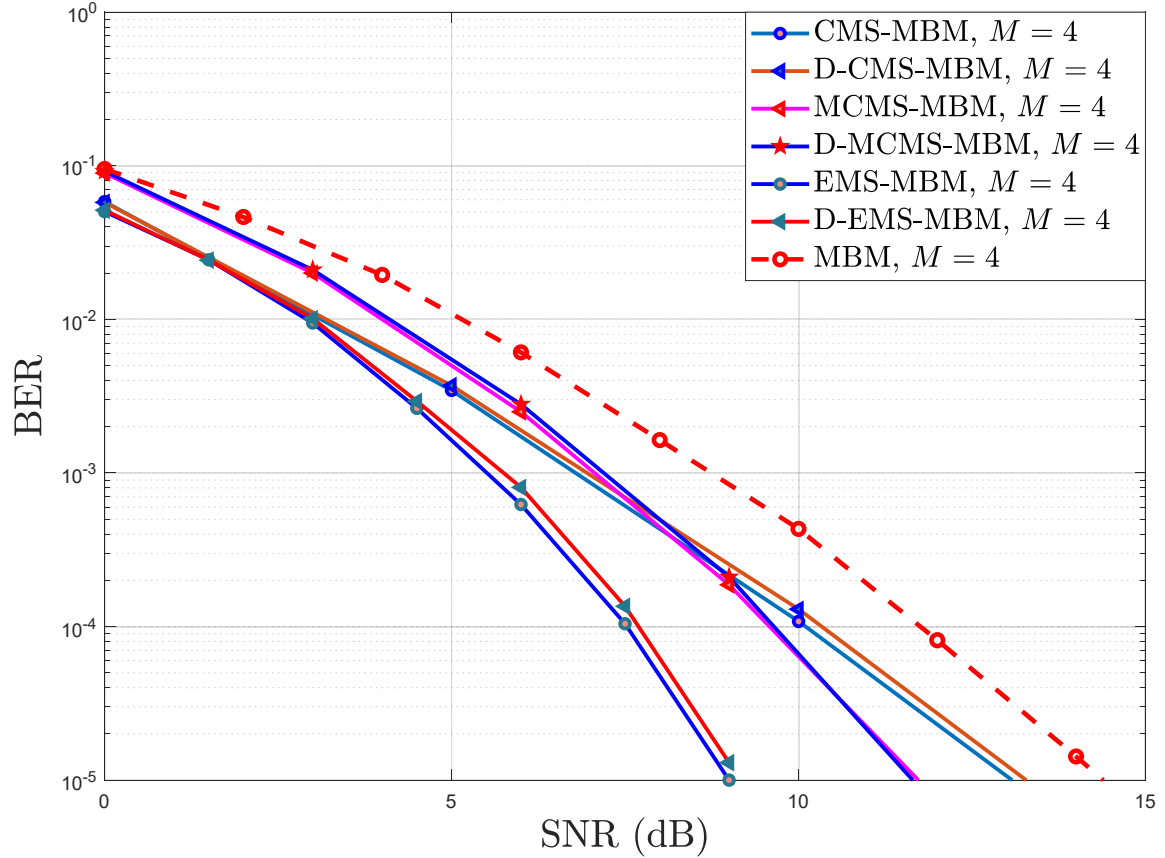
MBM yöntemlerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 3,18 dB ve 1,27 dB kazanç sağlamaktadır. CMS-MBM yöntemi ise geleneksel MBM tekniğine kıyasla yaklaşık 2 dB kazanç sağlamaktadır.



Şekil 6.15 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 2$, $\mathcal{M}_s = 2$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 4$ için karşılaştırması

Şekil 6.16'da, $M = 4$, $n_{rf} = 2$, $N_R = 4$ ve seçilen MAP sayısı $\mathcal{M}_s = 2$ için CMS-MBM, D-CMS-MBM, MCMS-MBM, D-MCMS-MBM, EMS-MBM, D-EMS-MBM ve geleneksel MBM tekniklerinin performans karşılaştırmaları verilmiştir. EMS tabanlı MAP seçim teknikleri geleneksel MBM, CMS-MBM ve MCMS-MBM tekniklerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 5,36 dB, 4 dB ve 2,62 dB kazanç sağlamaktadır. MCMS tabanlı MAP seçim teknikleri ise geleneksel MBM ve CMS-

MBM yöntemlerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 2,77 dB ve 1,5 dB kazanç sağlamaktadır. CMS-MBM yöntemi ise geleneksel MBM tekniğine kıyasla yaklaşık 1,38 dB kazanç sağlamaktadır.

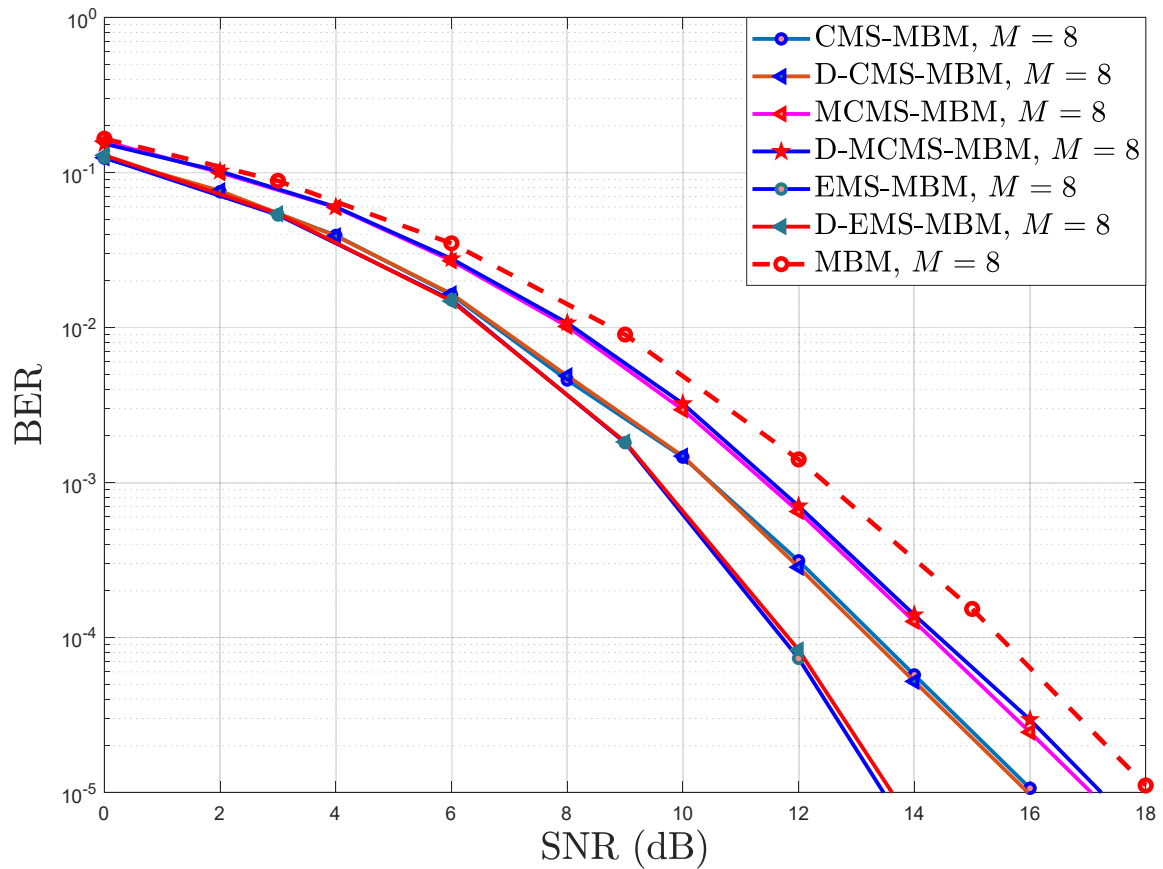


Şekil 6.16 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 4$, $\mathcal{M}_s = 2$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 4$ için karşılaştırması

Şekil 6.17’de, $M = 8$, $n_{rf} = 2$, $N_R = 4$ ve seçilen MAP sayısı $\mathcal{M}_s = 2$ için CMS-MBM, D-CMS-MBM, MCMS-MBM, D-MCMS-MBM, EMS-MBM, D-EMS-MBM ve geleneksel MBM tekniklerinin performans karşılaştırmaları verilmiştir. Bu durumda, diğer BER performanslarının aksine Şekil 6.17’de CMS-MBM tabanlı teknikler, MCMS-MBM tabanlı tekniklerden daha iyi performans göstermiştir.

EMS tabanlı MAP seçim teknikleri geleneksel MBM, MCMS-MBM ve CMS-MBM tekniklerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 4,53 dB, 3,6 dB ve 2,46 dB kazanç sağlamaktadır. CMS tabanlı MAP seçim teknikleri ise geleneksel MBM ve MCMS-MBM yöntemlerine kıyasla sırasıyla yaklaşık 2,07 dB ve 1,14 dB kazanç sağlamaktadır. MCMS-MBM yöntemi ise geleneksel MBM tekniğine kıyasla yaklaşık 0,93 dB kazanç sağlamaktadır.

Şekil 6.11'den Şekil 6.17'ye kadar tüm şekiller beraberce ele alındığında görülür ki önerilen DNN tabanlı MAP seçim teknikleri geleneksel ML tabanlı yöntemlere kıyasla neredeyse birebir performans vermektedir.



Şekil 6.17 Derin öğrenme tabanlı MAP seçim tekniklerinin ve ML tabanlı MAP seçim tekniklerinin $M = 8$, $\mathcal{M}_s = 2$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 4$ için karşılaştırması

6.2.5. Sonuç

Bu çalışmada, yeni yüksek performanslı ve yüksek veri hızlı CMS-MBM, MCMS-MBM ve EMS-MBM sistemleri sunulmuş ve bu sistemlerin MAP seçimi kısmının karmaşıklığını önemli ölçüde azaltmak ve mevcut iş paketlerini daha hızlı yürütmek için yöntemine bir “derin öğrenme” tekniği eklenmiştir. MBM sistemine CMS, MCMS ve EMS teknikleri entegre edildiğinde sistem performansının önemli ölçüde arttığı görülmektedir. Ayrıca önerilen sistemlerinin geleneksel MBM sistemlerinden daha iyi performans gösterdiği görülmektedir. Sistemin performans analizi Rayleigh sönümlmeli kanallarda M 'li karesel genlik modülasyonu (QAM) tekniği için gerçekleştirilmiştir.

6.3. Derin Öğrenme Tabanlı Medya Tabanlı Modülasyon Tekniği

Artan veri hızı, düşük iletim enerjisi, yüksek hata performansı ve düşük gecikme süresi, yeni nesil iletişim sistemlerinin temelini oluşturan çeşitli gereksinimler arasındadır. Özellikle bu ihtiyaçların karşılanmasında, indis modülasyon ailesinin en yeni ve en rekabetçi üyelerinden biri olan MBM tekniği güçlü bir aday olarak ortaya çıkmaktadır. Sanal asistanlardan chatbotlara, sağlık uygulamalarından iletişim sistemlerinin temel unsurlarına kadar son yıllarda yaygın olarak uygulanan bir diğer akıllı yaklaşım ise hiç şüphesiz DNN yöntemidir. Tüm iletişim sistemlerinde standart alıcı olarak uygulanan maksimum olabilirlik tekniği çok yüksek bir enerji performansına sahip olmakla birlikte, yüksek boyutlu veya karmaşık iletişim sistemleri için hesaplama açısından çok külfetlidir. Buna karşılık, DNN yapısı, eğitim sonrası kanal değişikliklerinden sonra yeniden eğitim gerektirmez ve daha az hesaplama yüküne yol açar. Sonuç olarak, yeni nesil iletişim sistemleri için umut verici bir aday olarak algılanmaktadır. Yukarıda belirtilen hususlara dayanarak, bu çalışma MBM'nin MAP indisleri ile iletilen sembolleri birlikte tahmin etmek için yeni bir DNN tabanlı MBM dedektörü önermekte ve performansı analiz edilmektedir. Önerilen bu detektör ML'nin yanı sıra maximum oranlı birleştirme (maximum ratio combining, MRC) ve tekil değer ayrışması (single value decomposition, SVD) tabanlı alıcılar ile de karşılaştırılmıştır. Tüm simülasyonlar Rayleigh sönümlemeli kanallarda M-QAM tabanlı takımyıldız şemaları için gerçekleştirilmiştir.

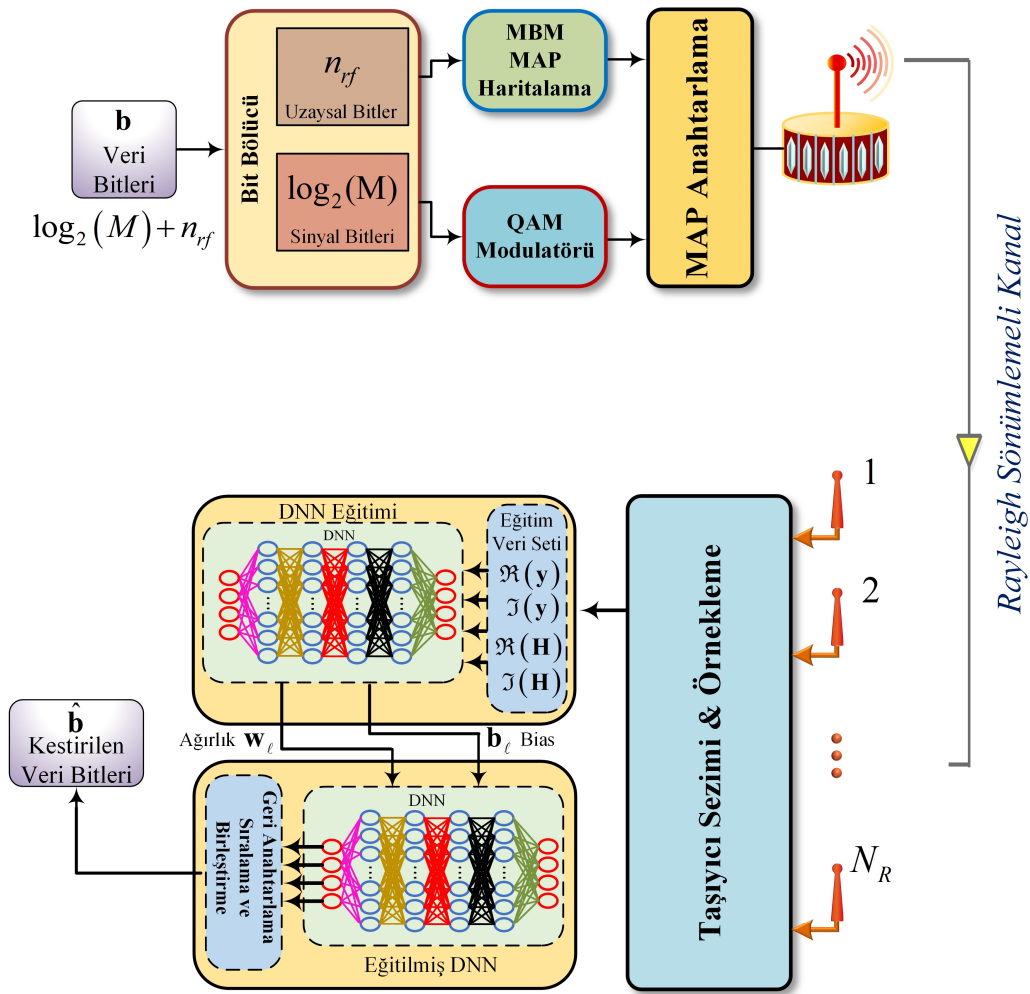
Bu çalışmanın katkıları aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- MBM sistemleri için ML alıcısının karmaşıklığı, bir yandan MAP ve alıcı antenlerin sayısı, diğer yandan da takımyıldız boyutu ile doğru orantılı olarak artar. Ancak DNN tabanlı alıcı düşük karmaşıklık sağlayacaktır.
- Bu çalışmada tasarlanan DNN yapısı ile MBM tabanlı modülasyon sistemlerinin hem MAP indisleri hem de iletilen sembolleri birlikte tespit edilebilmektedir.

- Tasarlanan DNN yapısı ile eğitim gerçekleştirildikten sonra ML’de olduğu gibi her seferinde zahmetli işlemlere gerek kalmayacaktır. Kanal değişmediği sürece DNN’nin performansı sabit kalacaktır.

6.3.1. DNN Tabanlı MBM Sisteminin Sistem Modeli

Önerilen sistemin, sistem modeli Şekil 6.18’de verilmiştir. Önerilen sistem, geleneksel MBM sisteminin alıcı kısmına en büyük olabilirlikli kestirimci yerine DNN tabanlı kestirimci konulmasıyla elde edilmiştir³.

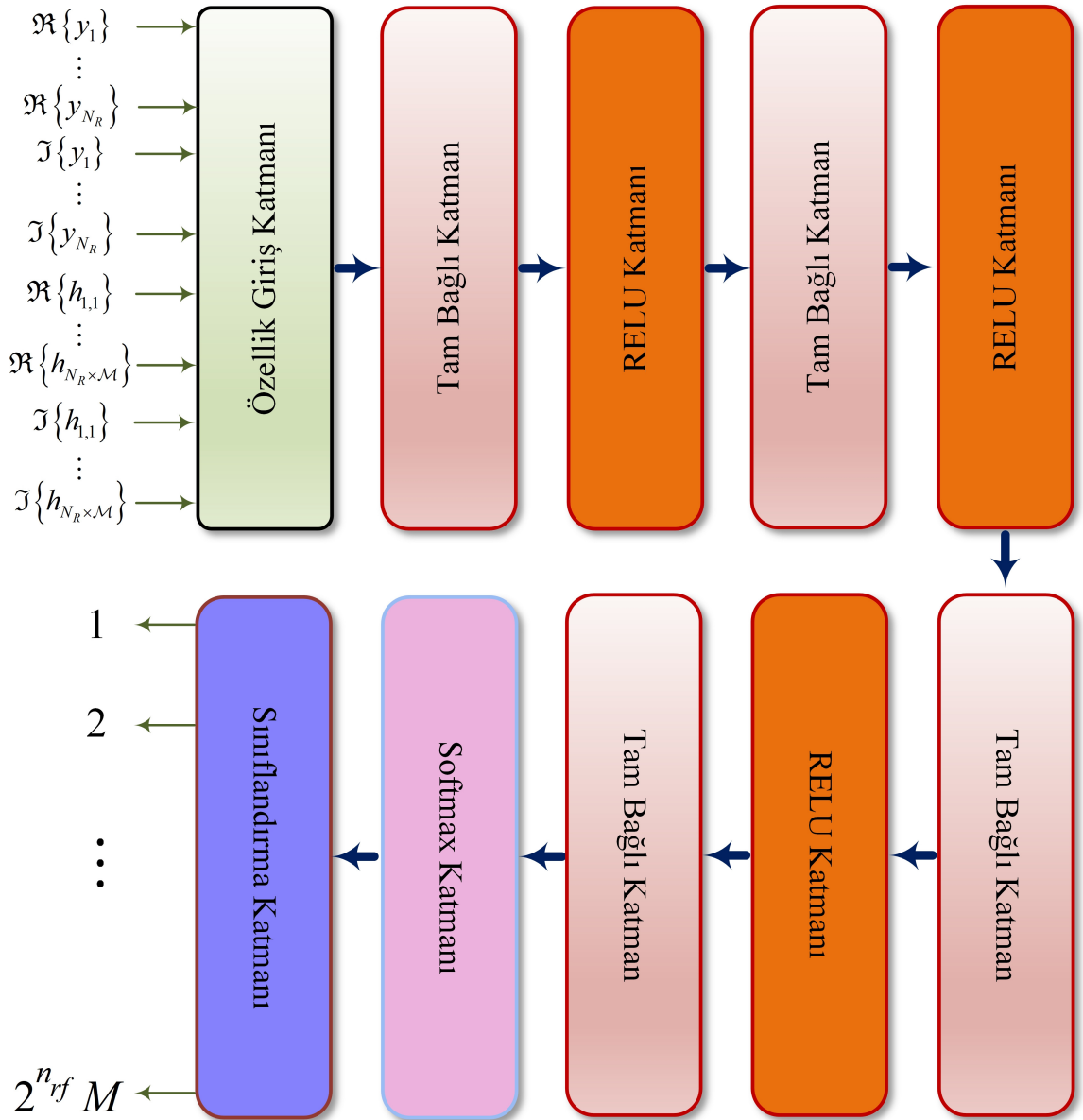


Şekil 6.18 DNN tabanlı MBM tekniğinin sistem modeli

³ Neticede, bu kısımda tekrara düşmemek adına geleneksel MBM tekniğinin tafsilatından bahsedilmeyecektir. Bu husus Bölüm 2.4’te açıklanmıştır. Okuyucu, Bölüm 2.4’teki MBM tekniğini isterse tekrardan gözden geçirebilir.

6.3.2. Önerilen Derin Sinir Ağı Mimarisi

Özellikle “6G ve ötesi” iletişim tekniklerinin ortaya çıkmasıyla birlikte, yüksek veri hızı ve etkin iletişimin yanı sıra düşük işlem karmaşıklığına da ihtiyaç duyulacağı tartışılmaz bir gerçektir. Bu noktadan hareketle, bu kısımda, MBM şemasının alıcı karmaşıklığını azaltmak için bir DNN yöntemi tanıtılacaktır.



Şekil 6.19 Önerilen sistemin DNN yapısı

MBM için DNN tabanlı alıcı tekniğinin gösterimi Şekil 6.18’de ve DNN yapısı Şekil 6.19’da sunulmuştur. Önerilen çerçevede, herhangi bir ön işleme yapılmamakta ve hem kanal parametreleri hem de alıcıda alınan sinyalin özellikleri doğrudan DNN girişine verilmektedir. Kanal durum bilgisinin CSI alıcıda erişilebilir olduğu varsayılmaktadır. DNN tekniğinin insan beyninden ilham aldığı ve gerçek sayılar şeklinde giriş bilgisine ihtiyaç duyduğu göz önüne alındığında, bu çalışma için giriş (özellik) vektörü aşağıdaki gibi ifade edilmiştir:

$$\mathcal{H} = [\Re\{\text{vec}(\mathbf{y})^T\} \quad \Im\{\text{vec}(\mathbf{y})^T\} \quad \Re\{\text{vec}(\mathbf{H})^T\} \quad \Im\{\text{vec}(\mathbf{H})^T\}]^T. \quad (6.8)$$

Burada, $\text{vec}(\mathbf{H})$ vektörizasyon operatörüdür.

Önerilen DNN ağı 1 “giriş katmanı (input layer)”, 4 Gizli “tam bağlı katman (fully connected layer)”, 3 “düzeltilmiş doğrusal birim (rectified linear unit, ReLU) Katmanı”, 1 “Softmax Katmanı” ve son olarak bir “Sınıflandırma Katmanı (classification layer)”ndan oluşmaktadır. Önceden Bölüm 6.2.3.1’de bu katmanlar tafsilatlı bir biçimde açıklandığı için burada ekstrasından açıklanmayacaktır.

6.3.3. Derin Sinir Ağının Eğitim ve Test Aşamaları

Daha önce belirtildiği gibi, DNN’nin eğitilmesi kanal parametrelerinin ve alınan sinyalin dâhil edilmesini gerektirir. Özellikle, bu noktada DNN eğitiminin çevrimdışı doğası göz önüne alındığında, kanal tahminine zorunlu bir ihtiyaç yoktur. DNN yalnızca kanal parametreleri ve alınan sinyal kullanılarak eğitilir.

Eğitim aşaması etiketlerin atanmasını içerir. Bu aşamada, vericide üretilen ve alıcıda zaten bilinen MBM sembollerinin her birine bir etiket atanır. DNN’nin eğitim sürecinin sonunda bu etiketleri doğru bir şekilde sınıflandırması beklenir. Tablo 6.3, önerilen DNN tabanlı MBM tekniği için üretilen sembollerle ilişkili etiketleri vermektedir.

Tablo 6.3 DNN için etiketleme işlemi

Muhtemel MAP Setleri	Etiket
$[x_1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$	1
$[x_2 \ 0 \ \dots \ 0]^T$	2
$\vdots$	$\vdots$
$\begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & x_q & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T$ $\uparrow$ i	i_q
$\vdots$	$\vdots$
$[0 \ 0 \ \dots \ x_M]^T$	$2^{n_f} M$

DNN ağılarını yeterince iyi eğitmek için, veri setinin özellikle toplam MAP sayısı ve modülasyon derecesi açısından yeterince büyük seçilmesi gerekir. Yazarlar, iyi bir performans için veri setinin en az 10^7 boyutunda olmaası gerektiğini önermektedir. Veri seti bu kadar büyük olduğunda, işlem süresini azaltmak için mini-batch (mini parti) kullanmak mantıklıdır. Mini-batch kullanıldığında, veriler mini-batch'lere bölünerek işlenir. Mini-batch boyutu 256 olarak ayarlanmıştır. Veri kümesinin iyi bir öğrenme kazancı elde etmesi için öğrenme oranı 0.0001 olarak ayarlanmıştır. Devrim (epoch) sayısı 400 olarak seçilmiştir. Bilindiği gibi bu iterasyon sayısı ne kadar düşük tutulursa doğruluk o kadar yüksek olmaktadır. Bu bilgiler okuyucunun daha iyi takip edebilmesi için Tablo 6.4'te tablolastırılmıştır.

DNN tabanlı yöntemlerde eğitilen ağın test edilmesinin amacı, ağın tutarlılığını en iyi şekilde sağlamak ve hizmet kalitesini en üst düzeye çıkarmaktır. Optimum MAP kombinasyonları ve tutarlı sonuçlar üreten tutarlı ağlar elde etmek için veri kümesinin %10'u ağları doğrulamak ve test etmek için kullanılmıştır. Veri kümesi üretimi aşağıdaki Şekil 6.20'de gösterilen Algoritma 6.2'ye göre yapılacaktır.

Tablo 6.4 DNN için eğitim parametreleri

Eğitim Parametreleri	DNN
Gizli katman sayısı	4
Mini-Batch sayısı	256
Doğrulama için verilerin bölünmesi	10%
Örnek sayısı	10^7
İterasyon adımları	400
Öğrenme oranı	0.0001
Optimizasyon algoritması	Adam

Algoritma 6.2: DNN tabanlı MBM tekniği için veri üretimi

```

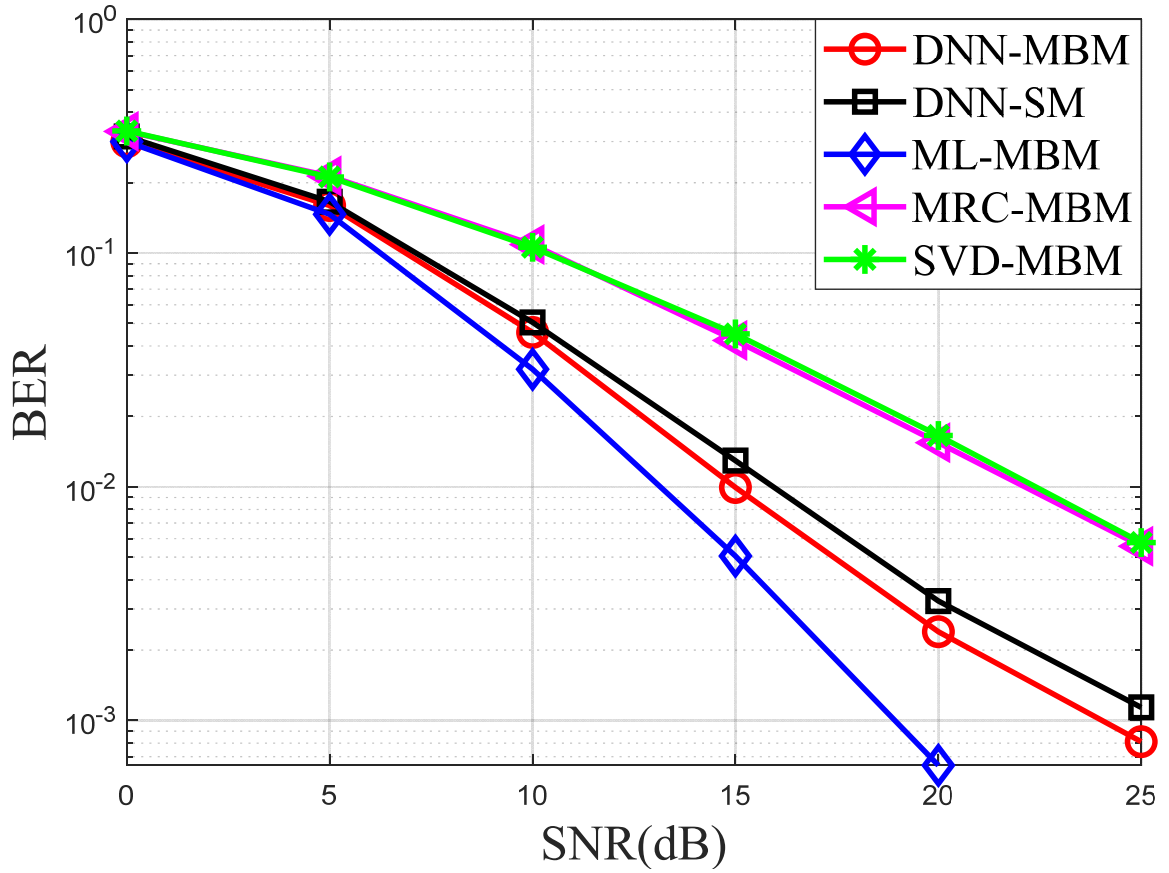
1 Girişler:  $n_{rf}, M, N_R$ 
2 for  $i \leftarrow 1$  to veri kümesi sayısı do
3    $N_R \times \mathcal{M}$  boyutunda rastgele bir  $\mathbf{H}$  kanal matrisi oluştur.
4   Bitlere karşılık gelen bilinen MBM sembolleri oluştur ve her birine Tablo 6.3'e göre bir etiket ver.
5    $\mathcal{L}_{\text{DNN}} = \{1, 2, \dots, 2^{n_{rf}} M\}$ 
6    $\mathcal{H} = [\Re\{(\mathbf{y})^T\} \Im\{(\mathbf{y})^T\} \Re\{\mathbf{v}(\mathbf{H})^T\} \Im\{\mathbf{v}(\mathbf{H})^T\}]^T$ .
7 Oluşturulan veri kümesinin %10'unu ağı doğrulamak için ayır.
8 Çıktılar:  $\mathcal{H}^{(\text{eğitim})}, \mathcal{H}^{(\text{test})}, \mathcal{L}_{\text{DNN}}^{(\text{eğitim})}, \mathcal{L}_{\text{DNN}}^{(\text{test})}$ 

```

Şekil 6.20 Önerilen DNN tabanlı MBM tekniği için veri üretimi algoritması

6.3.4. Simülasyon Sonuçları

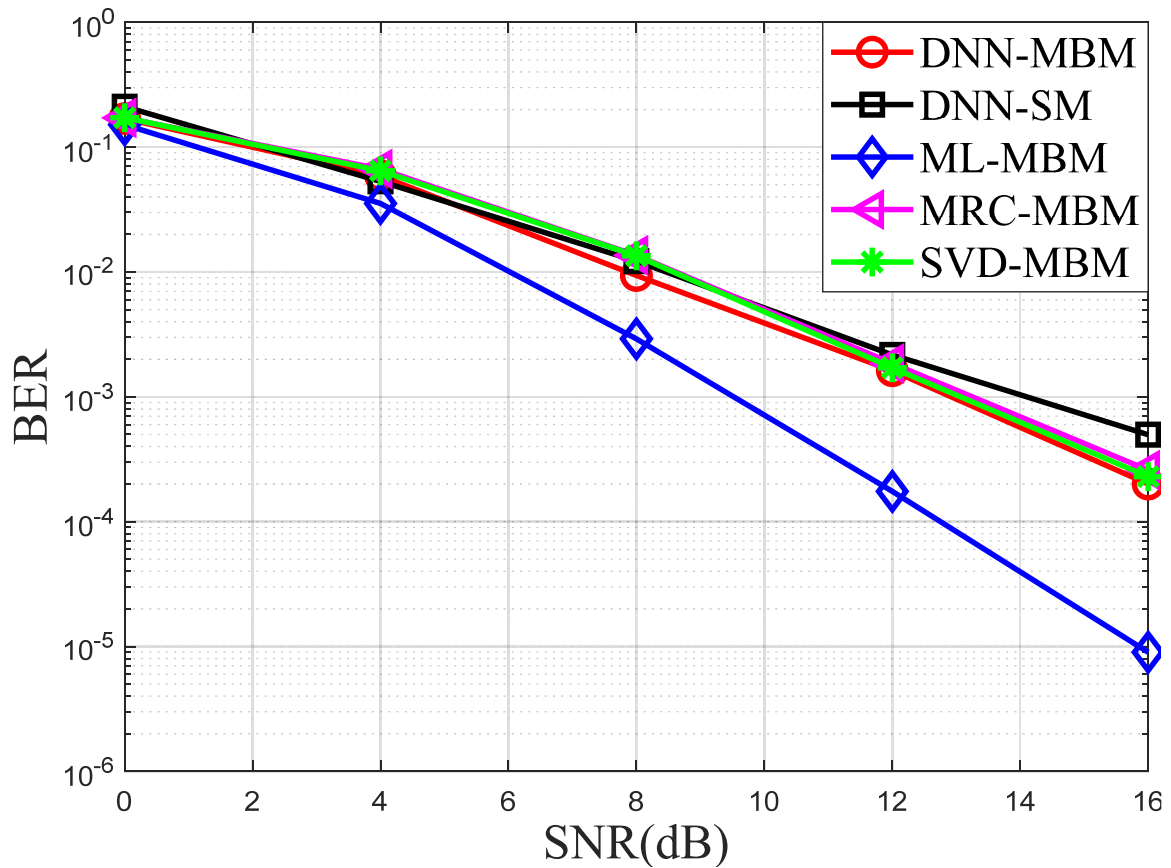
Bilgisayar simülasyonlarından elde edilen sonuçlar, bu bölümde Rayleigh sönmüleme kanallarının varlığında sağlanmış ve karşılaştırılmıştır. Alınan semboller ve indisler, ML yöntemi kullanılarak alıcıda kestirilmiştir. Monte Carlo simülasyon yaklaşımı kullanılarak ortalama BER performansları elde edilmiştir. Simülasyonlarda uygulanan SNR $\text{SNR(dB)} = 10 \log_{10}(E_b / N_0)$ ile gösterilmiştir.



Şekil 6.21 DNN-MBM, DNN-SM, ML-MBM, MRC-MBM, SVD-MBM sistemlerinin $M=4$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 2$ için performans karşılaştırmaları

Şekil 6.21’de DNN-MBM, DNN-SM, ML-MBM, MRC-MBM, SVD-MBM sistemlerinin $M=4$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 2$ için BER performans karşılaştırmaları

sunulmuştur. Önerilen DNN-MBM yöntemi, DNN-SM yöntemine kıyasla yaklaşık 1,6 dB'lik bir performans sağlamaktadır. Önerilen yöntem, MRC-MBM ve SVD-MBM yöntemlerine kıyasla ise yaklaşık 8 dB'lik bir performans sağlamaktadır. SM-MBM yöntemi, MRC-MBM ve SVD-MBM yöntemlerine kıyasla yaklaşık 6,4 dB'lik bir performans sağlamaktadır. Tüm bunlara karşın, ML-MBM yöntemi, DNN-MBM yöntemine kıyasla yaklaşık 2,71 dB'lik performans sağlamaktadır, DNN-SM yöntemine kıyasla 4,31 dB'lik bir performans sağlamaktadır ve son olarak SVD-MBM ve MRC-MBM yöntemlerine kıyasla yaklaşık 9,11 dB'lik bir performans sağlamaktadır.



Şekil 6.22 DNN-MBM, DNN-SM, ML-MBM, MRC-MBM, SVD-MBM sistemlerinin $M=4$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 4$ için performans karşılaştırmaları

Şekil 6.22'de DNN-MBM, DNN-SM, ML-MBM, MRC-MBM, SVD-MBM sistemlerinin $M=4$, $n_{rf} = 2$ ve $N_R = 4$ için BER performans karşılaştırmaları

sunulmuştur. Önerilen DNN-MBM yöntemi, DNN-SM yöntemine kıyasla yaklaşık 1,7 dB'lik bir performans sağlamaktadır. Önerilen yöntem, MRC-MBM ve SVD-MBM yöntemlerine kıyasla ise yaklaşık sırasıyla 0,55 dB ve 0,33 dB'lik performanslar sağlamaktadır. SM-MBM yöntemi, MRC-MBM ve SVD-MBM yöntemlerine kıyasla yaklaşık 6,4 dB'lik bir performans sağlamaktadır. Tüm bunlara karşın, ML-MBM yöntemi, DNN-MBM yöntemine kıyasla yaklaşık 3 dB'lik performans sağlamaktadır, DNN-SM yöntemine kıyasla 5.7 dB'lik bir performans sağlamaktadır ve son olarak SVD-MBM ve MRC-MBM yöntemlerine kıyasla, sırasıyla yaklaşık 5 dB'lik ve 5,25 dB'lik performanslar sağlamaktadır.

6.3.5. Sonuç

Bu çalışmada sunulan MBM için DNN tabanlı alıcı yapısı, bu alanda bir ilk olarak dikkat çekmektedir. Yazarlar, MBM sistemleri için geleneksel ML alıcılarına kıyasla hem düşük karmaşıklık hem de yüksek performans sunan bir DNN tabanlı alıcı önermişlerdir. Bu alıcı yapısı, MAP ve alıcı anten sayısının artması ile doğru orantılı olarak artan karmaşıklığa etkili bir çözüm sunmakta ve takımyıldız boyutunun artmasının getirdiği zorlukları başarıyla aşmaktadır. Bu çalışmanın en önemli katkısı, MBM tabanlı modülasyon sistemlerinde hem MAP indislerini hem de iletilen sembollerini birlikte ve etkin bir şekilde tespit edebilen bir DNN yapısının geliştirilmiş olmasıdır. Bu yapının getirdiği yenilik, geleneksel ML tabanlı alıcılarda her seferinde tekrarlanan zahmetli işlemlerin önüne geçerek, eğitim sonrası sabit ve güvenilir bir performans sunar. Kanal koşulları değişmediği sürece, DNN'nin performansı sabit kalmakta, bu da sistem yöneticileri ve kullanıcılar için zaman ve kaynak tasarrufu sağlamaktadır. Bu çalışma, MBM tabanlı iletişim sistemlerinin geliştirilmesi ve bu teknolojinin daha geniş uygulama alanlarına taşınması için önemli bir adım olarak görülebilir. DNN tabanlı alıcının sağladığı bu avantajlar, kablosuz haberleşme alanında yeni araştırmalara kapı aralayabilir ve mevcut sistemlerin verimliliğini artırabilir. Bu nedenle, bu çalışmanın literatürdeki yerini alması ve gelecekteki araştırmalara ilham kaynağı olması beklenmektedir.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Yeni teknolojilerdeki gelişmelerin hızla artması ve mevcut kullanıcıların daha iyi, daha verimli ve çok yönlü hizmetler beklemesi nedeniyle IM gibi rasyonel iletişim teknikleri son yıllarda üzerinde sıklıkla durulan konular arasındadır. IM’de bilginin iletimi için verici anten, alt taşıyıcı, zaman aralığı, yayıcı kodu, ön kodlama matrisi gibi birimlerin indisleri dikkate alınır. Bu teknikte, ekstra bilgi, sinyallere gömülü olan indisler şeklinde iletilen veya alınan sinyallerle birlikte taşınır. Bu nedenle, indislerde daha fazla bilgi taşımak için çok az enerji harcanır veya hiç enerji harcanmaz. Sonuç olarak, IM sayesinde spektral verimlilikle birlikte enerji verimliliği de ciddi bir biçimde artmaktadır. Bu nedenle, IM teknikleri geleceğin haberleşme tekniklerinin yapısını oluşturacaktır.

Bu tez çalışmasında, geleceği şekillendirecek IM tekniklerinin performansını artırmak ve yeni nesil teknikler geliştirmek amacıyla, enerji verimliliği yüksek, yapay zekâ destekli, yüksek veri hızına sahip ve hata başarımı yüksek yeni nesil teknikler önerilmiştir.

İlk olarak enerji verimli ve hata başarımı yüksek HQAM takımyıldız şeması ile SM tekniği birleştirilmiş ve HQAM-SM adında yeni bir haberleşme tekniği önerilmiştir. Bu sistemin hem Rayleigh hem de Nakagami- m sönmülemeli kanallarda simülasyon sonuçları ve performans analizleri elde edilmiştir. Ayrıca, HQAM-SM sisteminin yüksek SNR değerlerinde neredeyse geleneksel SM ile aynı hata performansı sağlarken SM şemasına kıyasla daha az iletim enerjisi harcadığı gösterilmiştir.

İkinci olarak, yüksek veri hızına ve enerji verimliliğine sahip yeni nesil kablosuz iletişim sistemleri için HQAM ve QSM tekniklerini birleştirerek HQAM-QSM adı verilen yeni bir HQAM destekli QSM tekniği önerilmiştir. Önerilen bu yeni sistem, QAM tekniğine sahip geleneksel QSM ile karşılaştırıldığında enerji verimliliği açısından doğal olarak daha iyidir ve düşük enerjilerde sembol ayırma açısından daha avantajlıdır. HQAM sembollerinin doğası gereği, QSM sistemi

uygulandığında hata tabanı oluşmaktadır. Bu nedenle buna bir çözüm getirilmiş ve optimum döndürme açısı ile HQAM şemaları döndürülmüştür. Ayrıca HQAM-QSM şemasının performansı detaylı bir şekilde analiz edilmiş, HQAM'nin QSM sistemi üzerinde uygulanması sırasında ortaya çıkabilecek problemler tespit edilmiş ve bu problemlerin çözüm yöntemleri detaylı bir şekilde açıklanmıştır. Bilgisayar simülasyon sonuçları, önerilen HQAM-QSM sisteminin yüksek SNR değerlerinde QAM şemasına sahip QSM ile benzer hata performansı sağlarken daha az iletim enerjisi tükettiğini göstermektedir.

Üçüncü olarak ise COAS-HSM adı verilen yüksek veri oranlı ve enerji verimli bir iletişim tekniği önerilmektedir. Ele alınan yöntem, HQAM ve SM tekniklerinin COAS tabanlı anten seçim şemasıyla birlikte uyarlanmasıyla elde edilmiştir. Önerilen yeni teknik, geleneksel SM, QSM ve HQAM-SM teknikleriyle karşılaştırıldığında dikkat çekici SNR kazanımları sağlarken, COAS-SM tekniğiyle karşılaştırıldığında benzer SNR kazanımları sunmaktadır. Elde edilen simülasyon sonuçları, COAS-HSM sisteminin bir yandan daha az iletim enerjisi tükettiğini, diğer taraftan COAS-SM tekniğine yakın hata performansına sahip olduğunu da kanıtlamaktadır.

Akıllı meta yüzeyler kavramının bir sonucu olarak, araştırmacılar son zamanlarda spektrum verimliliğini ve hizmet kalitesini artırmak için yayılma ortamını yönetmeye odaklanmışlardır. Vericideki sinyal kalitesini artırmak için, elektromanyetik ve yeniden yapılandırılabilir malzemelerden oluşan ince filmler, RIS yapısındaki çeşitli çevresel nesnelere yerleştirilir. Bu malzemeler akıllı yazılımlar tarafından bilinçli olarak kontrol edilmektedir. Aslında, bir RIS yapısında birçok düşük maliyetli ve küçük pasif eleman vardır; bu elemanlar aracılığıyla, RIS sadece giriş sinyalini ayarlanabilir bir faz kayması ile yansıtır. RIS'deki yansıtıcı dizi elemanlarının performansı, kendi kendine girişim ve gürültü amplifikasyonu etkileriyle azalmadığından, RIS güçlü bir yeni nesil iletişim adayı olarak görülmektedir ve son yıllarda sıklıkla çalışılmaktadır.

Bu gelişmelerin bir sonucu olarak RIS yapısını bir adım daha performanslı hâle getirmek amacıyla, dördüncü olarak, yeni nesil kablosuz iletişim ağları için potansiyel ve gelecek vaat eden teknikler olan RIS ve CIM teknikleri birleştirilerek Rayleigh sönmülemeli kanallar için yüksek veri hızı, yüksek enerji verimliliği ve iyi hata performansına sahip yeni bir haberleşme sistemi önerilmiştir. Önerilen bu sistem kısaca CIM-RIS olarak adlandırılmaktadır. Bilgisayar simülasyonları ile CIM-RIS sisteminin TSM-RIS, TQSM-RIS ve geleneksel RIS sistemlerine kıyasla daha iyi hata performansına, daha düşük iletim enerjisine ve daha hızlı veri iletim hızına sahip olduğu gösterilmiştir. Ek olarak, önerilen tekniğin enerji verimliliği, karmaşıklık analizi, verim ve bit hata oranı türetilmiştir. Ayrıca, CIM-RIS tekniğinin yapı taşı olan CIM'nin doğası gereği, yukarıda bahsi geçen sistemlere göre daha az enerji kullanmaktadır.

ANN, insan beynindeki nöronlardan esinlenen paralel ve dağıtık yapılardır ve ağırlık ve bias gibi yapılar içerirler. DNN ise ANN yapılarındaki nöron ve gizli katman sayısının artırılmasıyla tanımlanan yapay sinir ağı yapılarıdır. Son yıllarda DNN; endüstri, tıp, robotik, görüntü işleme, bilgisayarla görme, nesne algılama ve telekomünikasyon gibi birçok alanda sıklıkla kullanılmaya devam etmektedir. Özellikle telekomünikasyon alanında, IM modülasyonlarının karmaşıklığını azaltmak için DNN son yıllarda popüler hale gelmiştir.

Bu noktadan hareketle, bu tez çalışmasında beşinci çalışma olarak, derin öğrenme tabanlı Öklid mesafesi MAP seçimi destekli MBM tekniği D-EMS-MBM, derin öğrenme tabanlı MAP korelasyonu destekli MBM tekniği D-MCMS-MBM ve derin öğrenme tabanlı kapasite optimizasyonlu MAP seçimi destekli MBM tekniği D-CMS-MBM tanıtılmıştır. Önerilen sistemin BER performans eğrileri elde edilmiştir. Önerilen sistem, derin sinir ağı ile optimize edilmiştir ve karmaşıklığı büyük ölçüde azaltılmıştır. Derin sinir ağı yapısı da sistem modelinde ayrıntılı olarak açıklanmıştır.

Bu tez çalışmasında altıncı ve son olarak ise MBM şeması için düşük karmaşıklığa ve hesaplama ek yüküne sahip DNN tabanlı bir alıcı yapısı önerilmiştir. Yazarların

bildiği kadarıyla, literatürde DNN'yi MBM ile birlikte kullanan yayınlar vardır, ancak literatürde sadece MBM tabanlı bir DNN alıcı yapısı önerilmemiştir. Bu noktadan hareketle, bu çalışmada MBM sistemlerinde kullanılan ML tabanlı alıcı yerine DNN tabanlı yeni bir alıcı yapısı önerilmektedir. MBM sistemleri için ML alıcısının karmaşıklığı, bir yandan MAP ve alıcı antenlerin sayısı, diğer yandan da takımyıldız boyutu ile doğru orantılı olarak artar. Ancak DNN tabanlı alıcı düşük karmaşıklık sağlayacaktır. Bu çalışmada tasarlanan DNN yapısı ile MBM tabanlı modülasyon sistemlerinin hem MAP indisleri hem de iletilen sembolleri birlikte tespit edilebilmektedir. Tasarlanan DNN yapısı ile eğitim gerçekleştirildikten sonra ML'de olduğu gibi her seferinde zahmetli işlemlere gerek kalmayacaktır. Kanal değişmediği sürece DNN'nin performansı sabit kalacaktır.

Sonuç olarak bu çalışma, IM teknikleri odağında olacak şekilde enerji verimli, yüksek veri hızlı, iyi hata performanslı ve yapay zekâya sahip yeni nesil ağlar için yeni IM çözümleri sunmuştur. Bu çalışmanın her bir bölümü farklı bir problemi incelemiş ve etkili bir çözüm önermiştir. Tüm bunlara ek olarak, önerilen çözümlerin her biri dergi yayını veya bir konferans bildirisinde yayınlanmıştır. Yazar, bu tez çalışmasının, aynı alanda çalışmalar yürüten araştırmacılar için kılavuz olabilecek değerli bir kaynak olarak hizmet etmesini ummaktadır.

KAYNAKLAR

- "A General Introduction to Artificial Intelligence." 2023. In *Artificial Intelligence Technology*, 1-41. Singapore: Springer Nature Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-19-2879-6_1.
- Aggarwal, Charu C. 2023. *Neural Networks and Deep Learning. Neural Networks and Deep Learning: A Textbook*. Cham: Springer International Publishing. <https://doi.org/10.1007/978-3-031-29642-0>.
- "AI Based on Imperial Research Beats World Champion Bridge Players - Imperial News - Imperial College London." n.d. Accessed January 4, 2024. <https://www.imperial.ac.uk/news/235238/ai-based-imperial-research-beats-world/>.
- "AI Robot Outmaneuvers Humans in Maze Game Breakthrough - Bloomberg." n.d. Accessed January 4, 2024. <https://www.bloomberg.com/news/articles/2023-12-19/ai-masters-simple-physical-game-in-breakthrough-researchers-say>.
- Akyildiz, Ian F., Ahan Kak, and Shuai Nie. 2020. "6G and Beyond: The Future of Wireless Communications Systems." *IEEE Access* 8: 133995-30. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3010896>.
- Amaratunga, Thimira. 2021. "What Is Deep Learning?" In *Deep Learning on Windows*, 1-14. Berkeley, CA: Apress. https://doi.org/10.1007/978-1-4842-6431-7_1.
- Asaati, Belal, and Ammar Hudrouss. 2019. "TRANSMIT ANTENNA SELECTION SCHEMES FOR DOUBLE SPATIAL MODULATION." *Jordanian Journal of Computers and Information Technology* 99 (1): 1. <https://doi.org/10.5455/jjcit.71-1567496518>.

- Aydin, Erdogan, Fatih Cogen, and Ertugrul Basar. 2019. "Code-Index Modulation Aided Quadrature Spatial Modulation for High-Rate MIMO Systems." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 68 (10): 10257–61. <https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2928378>.
- Azam, Irfan, I. Nyoman Apraz Ramatryana, Mehmet Basaran, and Soo Young Shin. 2023. "Spatial Media-Based Modulation-Aided Uplink MIMO-NOMA With Imperfect CSI." *IEEE Systems Journal* 17 (1): 1610–13. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2022.3178794>.
- Basar, Ertugrul. 2016. "Index Modulation Techniques for 5G Wireless Networks." *IEEE Communications Magazine* 54 (7): 168–75. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2016.7509396>.
- — —. 2019. "Media-Based Modulation for Future Wireless Systems: A Tutorial." *IEEE Wirel. Commun.* 26 (5): 160–66. <https://doi.org/10.1109/MWC.2019.1800568>.
- — —. 2020. "Reconfigurable Intelligent Surface-Based Index Modulation: A New Beyond MIMO Paradigm for 6G." *IEEE Transactions on Communications* 68 (5): 3187–96. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.2971486>.
- Başar, Ertuğrul, Erdal Panayirci, Murat Uysal, and Harald Haas. 2016. "Generalized LED Index Modulation Optical OFDM for MIMO Visible Light Communications Systems." In *2016 IEEE International Conference on Communications, ICC 2016*, 1–5. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICC.2016.7510821>.
- Basar, Ertugrul, Marco Di Renzo, Julien De Rosny, Merouane Debbah, Mohamed-Slim Alouini, and Rui Zhang. 2019. "Wireless Communications Through Reconfigurable Intelligent Surfaces." *IEEE Access* 7: 116753–73. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2935192>.

- Bengio, Yoshua. 2009. "Learning Deep Architectures for AI." *Foundations and Trends® in Machine Learning* 2 (1): 1-127. <https://doi.org/10.1561/22000000006>.
- Beverage, H. H., and H. O. Peterson. 1931. "Diversity Receiving System of R.C.A. Communications, Inc., for Radiotelegraphy." *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 19 (4): 529-61. <https://doi.org/10.1109/JRPROC.1931.222362>.
- Biglieri, Ezio, Robert Calderbank, Anthony Constantinides, Andrea Goldsmith, Arogyaswami Paulraj, and H. Vincent Poor. 2007. *MIMO Wireless Communications*. Vol. 9780521873. Cambridge University Press. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511618420>.
- Buyuksar, Ayse Betul, Eylem Erdogan, and Ibrahim Altunbas. 2022. "On the Performance of UAV Relaying with Reconfigurable Antenna and Media Based Modulation in the Presence of Shadowed Fading." *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 58 (6): 5982-88. <https://doi.org/10.1109/TAES.2022.3182302>.
- Can, Mehmet, and İbrahim Altunbaş. 2023. "Rate-Splitting Multiple Access-Based Uplink Satellite Networks with Receive Antenna Selection." In *2023 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom)*, 208-13. IEEE. <https://doi.org/10.1109/BlackSeaCom58138.2023.10299739>.
- Celik, Yasin, Sultan Aldirmaz-Colak, and Ertugrul Basar. 2022. "Flexible Quadrature Spatial Pulse Amplitude Modulation for VLC Systems." *IEEE Systems Journal* 16 (4): 5392-5401. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2021.3125370>.
- Celik, Yasin, and Sultan Aldirmaz Colak. 2022. "Hardware-Aware Quadrature Spatial Modulation." In *2022 30th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 1-4. IEEE.

<https://doi.org/10.1109/SIU55565.2022.9864964>.

- Chung, Ming-An, Chia-Chun Hsu, Ming-Chang Lee, and Chia-Wei Lin. 2023. "Enhancing Multi-Band MIMO Antenna Stability for Various Electronic Applications with Human-Body Interaction Consideration." *IEEE Access*, November, 1–1. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3333254>.
- Cogen, Fatih, and Erdogan Aydin. 2019. "Hexagonal Quadrature Amplitude Modulation Aided Spatial Modulation." In *2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 730–33. IEEE. <https://doi.org/10.23919/ELECO47770.2019.8990645>.
- — —. 2020. "Performance Analysis of HQAM Based Spatial Modulation over Nakagami- m Fading Channels." In *2020 28th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 1–4. IEEE. <https://doi.org/10.1109/SIU49456.2020.9302497>.
- — —. 2021. "Performance Analysis of Hexagonal QAM Constellations on Quadrature Spatial Modulation with Perfect and Imperfect Channel Estimation." *Physical Communication* 47 (August): 101379. <https://doi.org/10.1016/j.phycom.2021.101379>.
- COGEN, Fatih, and Erdoğan AYDIN. 2021. "Transmit Antenna Selection for Spatial Modulation Based on Hexagonal Quadrature Amplitude Modulation." *Journal of Innovative Science and Engineering (JISE)* 5 (2): 76–90. <https://doi.org/10.38088/jise.829553>.
- Cogen, Fatih, Erdogan Aydin, Nihat Kabaoglu, Ertugrul Basar, and Haci Ilhan. 2018. "Code Index Modulation and Spatial Modulation: A New High Rate and Energy Efficient Scheme for MIMO Systems." In *2018 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, 1–4. IEEE. <https://doi.org/10.1109/TSP.2018.8441230>.

- — —. 2021. “Generalized Code Index Modulation and Spatial Modulation for High Rate and Energy-Efficient MIMO Systems on Rayleigh Block-Fading Channel.” *IEEE Systems Journal* 15 (1): 538–45. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2020.2993704>.
- Çögen, Fatih, Erdoğan Aydin, Nihat Kabaoğlu, Ertuğrul Başar, and Hacı İlhan. 2018. “A Novel MIMO Scheme Based on Code-Index Modulation and Spatial Modulation.” In *26th IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference, SIU 2018*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/SIU.2018.8404646>.
- Cogen, Fatih, Burak Ahmet Ozden, Erdogan Aydin, and Nihat Kabaoglu. 2022. “Reconfigurable Intelligent Surface-Empowered Code Index Modulation for High-Rate SISO Systems,” November. <https://doi.org/10.48550/arxiv.2211.14538>.
- Costa, Nelson, and Simon Haykin. 2010. *Multiple-Input, Multiple-Output Channel Models: Theory and Practice*. Multiple-Input, Multiple-Output Channel Models: Theory and Practice. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc. <https://doi.org/10.1002/9780470590676>.
- Cui, Tie Jun, Mei Qing Qi, Xiang Wan, Jie Zhao, and Qiang Cheng. 2014. “Coding Metamaterials, Digital Metamaterials and Programmable Metamaterials.” *Light: Science & Applications* 3 (10): e218–e218. <https://doi.org/10.1038/lssa.2014.99>.
- Das, Anwisha, Aninda Chowdhury, and Riya Sil. 2023. “Third Industrial Revolution: 5G Wireless Systems, Internet of Things, and Beyond.” In , 19–43. Springer, Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-99-3668-7_2.
- Din, Iftikhar ud, Mohammad Alibakhshikenari, Bal S. Virdee, Sadiq Ullah, Shakir Ullah, Muhammad Rizwan Akram, Syed Mansoor Ali, Patrizia Livreri, and Ernesto Limiti. 2023. “High Performance Antenna System in MIMO Configuration for 5G Wireless Communications Over Sub-6 GHz Spectrum.”

Radio Science 58 (10). <https://doi.org/10.1029/2023RS007726>.

- Dixit, Dharmendra, Kishor Chandra Joshi, and Sanjeev Sharma. 2020. "Performance of Intelligent Reconfigurable Surface-Based Wireless Communications Using QAM Signaling," September. <http://arxiv.org/abs/2010.00519>.
- Du, Linsong, Qingpeng Liang, Zheng Ma, and Pingzhi Fan. 2023. "Over-the-Air Interference Suppression Using Reconfigurable Intelligent Surface With Discrete Reflection Coefficients (DRC) Design." *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3336888>.
- Dwivedi, Yogesh K., Anuj Sharma, Nripendra P. Rana, Mihalis Giannakis, Pooja Goel, and Vincent Dutot. 2023. "Evolution of Artificial Intelligence Research in Technological Forecasting and Social Change: Research Topics, Trends, and Future Directions." *Technological Forecasting and Social Change* 192 (July): 122579. <https://doi.org/10.1016/j.techfore.2023.122579>.
- Elganimi, Taissir Y., Khaled M. Rabie, and Ammar M. Abu-Hudrouss. 2023. "Distributed Spatial Media-Based Modulation for Relay Networks with RF Mirrors." *Physical Communication* 57 (April): 101977. <https://doi.org/10.1016/j.phycom.2022.101977>.
- Eskandari, Mahdi, Huiling Zhu, Arman Shojaeifard, and Jiangzhou Wang. 2023. "Statistical CSI-Based Beamforming for RIS-Aided Multiuser MISO Systems via Deep Reinforcement Learning." *IEEE Wireless Communications Letters*, 1–1. <https://doi.org/10.1109/LWC.2023.3336999>.
- Fang, Yi, Wang Chen, Pingping Chen, Yiwei Tao, and Mohsen Guizani. 2023. "SR-DCSK Cooperative Communication System with Code Index Modulation: A New Design for 6G New Radios." *China Communications* 20 (10): 1–16. <https://doi.org/10.23919/JCC.FA.2022-0297.202310>.

- Fang, Yuan, Yi Huang, Chuan Ma, Yinghao Jin, Gaoyuan Cheng, Guanlin Wu, and Jie Xu. 2023. "Energy-Efficient Transmit Beamforming and Antenna Selection with Non-Linear PA Efficiency." In *2023 IEEE 24th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 566–70. IEEE. <https://doi.org/10.1109/SPAWC53906.2023.10304516>.
- Feng, Xinyu, Mohammed EL-Hajjar, Chao Xu, and Lajos Hanzo. 2023. "Reduced Complexity Learning-Assisted Joint Channel Estimation and Detection of Compressed Sensing-Aided Multi-Dimensional Index Modulation." *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, 1–16. <https://doi.org/10.1109/OJVT.2023.3334822>.
- Garg, Shivam Kumar, and Mandeep Malik. 2022. "Simplified SEP Approximation of HQAM in Combined Time Shared Nakagami-Lognormal and Rician Fading Channel." In *2022 3rd International Conference on Intelligent Engineering and Management (ICIEM)*, 373–77. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICIEM54221.2022.9853124>.
- Géron, Aurélien. 2017. *Hands-on Machine Learning with Scikit-Learn and TensorFlow : Concepts, Tools, and Techniques to Build Intelligent Systems*. O'Reilly Media. https://books.google.com/books?hl=de&lr=&id=HHetDwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PP1&dq=Hands-On+Machine+Learning+with+Scikit-Learn,+Keras,+and+TensorFlow:+Concepts,+Tools,+and+Techniques+to+Build+Intelligent+Systems&ots=0Lng_uhiMp&sig=ds9WqhlUEPlylPzoxHEiURXLsmM.
- Girnyk, Maksym, Henrik Jidhage, and Sebastian Faxér. 2023. "Broad Beamforming Technology in 5G Massive MIMO: In Contrast to the Most Common Approach to Massive MIMO (Multiple Input, Multiple Output) in Use Today, the Innovative Dual-Polarized Beamforming Technique Developed at Ericsson Offers the Important Advantage of Creating Broad Radiation Patterns, While Avoiding the Underutilization of Power Resources." *Ericsson*

Technology Review 2023 (10): 2–6.
<https://doi.org/10.23919/ETR.2023.10313525>.

Goodfellow, Ian J., Jean Pouget-Abadie, Mehdi Mirza, Bing Xu, David Warde-Farley, Sherjil Ozair, Aaron Courville, and Yoshua Bengio. 2014. “Generative Adversarial Networks.” *Science Robotics* 3 (January): 2672–80.
<https://arxiv.org/abs/1406.2661v1>.

Hastie, Trevor, Robert Tibshirani, and Jerome Friedman. 2009. “Overview of Supervised Learning.” In , 9–41. Springer, New York, NY.
https://doi.org/10.1007/978-0-387-84858-7_2.

He, Ke, Thang X. Vu, Symeon Chatzinotas, and Björn Ottersten. 2023. “Fast Optimal Antenna Selection for Massive MIMO.” In *2023 IEEE 24th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 186–90. IEEE.
<https://doi.org/10.1109/SPAWC53906.2023.10304431>.

Heath Jr, Robert W., and Angel Lozano. 2018. *Foundations of MIMO Communication*. *Foundations of MIMO Communication*. Cambridge University Press.
<https://doi.org/10.1017/9781139049276>.

Hinton, Geoffrey E., Simon Osindero, and Yee-Whye Teh. 2006. “A Fast Learning Algorithm for Deep Belief Nets.” *Neural Computation* 18 (7): 1527–54.
<https://doi.org/10.1162/neco.2006.18.7.1527>.

Ho, Van Khuong, and Son Vo-Que. 2023. “Antenna Selection in Energy Harvesting NOMA Networks.” In *2023 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEE)*, 68–72. IEEE.
<https://doi.org/10.1109/ISEE59483.2023.10299858>.

Hong, Y.-W. Peter, Wan-Jen Huang, and C.-C. Jay Kuo. 2010. *Cooperative Communications and Networking*. *Cooperative Communications and Networking*:

Technologies and System Design. Boston, MA: Springer US.
<https://doi.org/10.1007/978-1-4419-7194-4>.

Hosur, Srinath, Mohamed F. Mansour, and June Chul Roh. 2013. "Hexagonal Constellations for Small Cell Communication." In *2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 3270–75. IEEE.
<https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2013.6831576>.

Hu, Sha, Fredrik Rusek, and Ove Edfors. 2018. "Beyond Massive MIMO: The Potential of Data Transmission With Large Intelligent Surfaces." *IEEE Transactions on Signal Processing* 66 (10): 2746–58.
<https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2816577>.

Huang, Fuchun, and Dong Li. 2023. "Spatial Modulation with Joint Permutation, Group and Antenna Indexes." *IEEE Wireless Communications Letters* 12 (4): 753–57. <https://doi.org/10.1109/LWC.2023.3243433>.

Huang, Howard, Constantinos B. Papadias, and Sivarama. Venkatesan. 2012. *MIMO Communication for Cellular Networks*. MIMO Communication for Cellular Networks. Vol. 97803877775. Boston, MA: Springer US.
<https://doi.org/10.1007/978-0-387-77523-4>.

Huang, Tongyi, Wu Yang, Jun Wu, Jin Ma, Xiaofei Zhang, and Daoyin Zhang. 2019. "A Survey on Green 6G Network: Architecture and Technologies." *IEEE Access* 7: 175758–68. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2957648>.

Huang, Zhaohui, Dongxuan He, and Zhaocheng Wang. 2023. "Two-Stage LMMSE/DNN Receiver for High-Order Modulation." *IEEE Communications Letters* 27 (8): 2068–72. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2023.3281464>.

J. G. Proakis and M. Salehi. 2013. *Fundamentals of Communication Systems*. 2nd ed. Pearson Education.

Jeffrey, Thomas W. 2009. *Phased-Array Radar Design: Application of Radar*
214

Fundamentals. Phased-Array Radar Design: Application of Radar Fundamentals.
Institution of Engineering and Technology.
<https://doi.org/10.1049/SBRA018E>.

Jiang, Wei, Bin Han, Mohammad Asif Habibi, and Hans Dieter Schotten. 2021. "The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey." *IEEE Open Journal of the Communications Society* 2 (February): 334–66. <https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2021.3057679>.

Jin, Xiaoping, Xingchi Li, Yu Feng, Miaowen Wen, Chongwen Huang, and Yudong Yao. 2023. "RIS-Based Opposite Phase Index Modulation and Its DNN-Assisted Joint Sequence Detection." *IEEE Wireless Communications Letters* 12 (9): 1518–22. <https://doi.org/10.1109/LWC.2023.3281423>.

Kabac, Akif, Mehmet Basaran, and Hakan Ali Crpan. 2023. "Low-Complex AI-Empowered Receiver for Spatial Media-Based Modulation MIMO Systems." *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. <https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3316109>.

Kaddoum, Georges, Mohammed F. A. Ahmed, and Yogesh Nijsure. 2015. "Code Index Modulation: A High Data Rate and Energy Efficient Communication System." *IEEE Communications Letters* 19 (2): 175–78. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2014.2385054>.

Kaddoum, Georges, Yogesh Nijsure, and Hung Tran. 2016. "Generalized Code Index Modulation Technique for High-Data-Rate Communication Systems." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 65 (9): 7000–7009. <https://doi.org/10.1109/TVT.2015.2498040>.

Kamoda, Hirokazu, Toru Iwasaki, Jun Tsumochi, Takao Kuki, and Osamu Hashimoto. 2011. "60-GHz Electronically Reconfigurable Large Reflectarray Using Single-Bit Phase Shifters." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 59 (7): 2524–31. <https://doi.org/10.1109/TAP.2011.2152338>.

- Khaleel, Aymen, and Ertugrul Basar. 2023. "Electromagnetic Interference Cancellation for RIS-Assisted Communications." *IEEE Communications Letters* 27 (8): 2192–96. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2023.3280131>.
- Khan, Ahmed, Minoru Kuribayashi, KokSheik Wong, and Vishnu Monn Baskaran. 2023. "HDR Image Watermarking Based on Saliency Detection and Quantization Index Modulation." In *2023 Asia Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA ASC)*, 1691–96. IEEE. <https://doi.org/10.1109/APSIPAASC58517.2023.10317464>.
- Khandani, Amir K. 2013. "Media-Based Modulation: A New Approach to Wireless Transmission." *2013 IEEE International Symposium on Information Theory*, 3050–54. <https://doi.org/10.1109/ISIT.2013.6620786>.
- Khel, Ahmad Massud Tota, and Khairi Ashour Hamdi. 2023. "Analytical Performance Evaluation of STAR-RIS Assisted Terahertz Wireless Communications." *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1–16. <https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3336260>.
- Khunteta, Shubham, Pedamalli Saikrishna, Avani Agrawal, Ashwini Kumar, and Ashok Kumar Reddy Chavva. 2022. "RF-Sensing: A New Way to Observe Surroundings." *IEEE Access* 10: 129653–65. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3228639>.
- Kim, Junghyun, Hyejin Ro, and Hosung Park. 2021. "Deep Learning-Based Detector for Dual Mode OFDM With Index Modulation." *IEEE Wireless Communications Letters* 10 (7): 1562–66. <https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3074433>.
- Krizhevsky, Alex, Ilya Sutskever, and Geoffrey E Hinton. 2017. "ImageNet Classification with Deep Convolutional Neural Networks." *Communications of the ACM* 60 (6): 84–90. <https://doi.org/10.1145/3065386>.

- Kumbhani, Brijesh, and Rakesh Singh Kshetrimayum. 2017. *MIMO Wireless Communications over Generalized Fading Channels*. CRC Press. <https://doi.org/10.1201/9781315116778>.
- Kurt, Mehmet Akif, Ali Tugberk Dogukan, and Ertugrul Basar. 2023. "Spatial Modulation Using Signal Space Diversity." *IEEE Communications Letters* 27 (3): 1020–24. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2023.3236025>.
- Lan, Maomao, Yongqiang Hei, Wentao Li, Chao Liu, and Jinchao Mou. 2023. "DNN Based Hybrid Precoding Design for IRS-Aided MmWave MIMO Systems with Phase Modulation Array." *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. <https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3295873>.
- Lecture, KF Braun - Nobel, undefined December, and undefined 1909. n.d. "Electrical Oscillations and Wireless Telegraphy." *Hartmann-Braun.DeKF BraunNobel Lecture, December, 1909*•*hartmann-Braun.De*. Accessed February 11, 2024. <http://hartmann-braun.de/cv/braun-lecture.pdf>.
- Li, Canlin, Lei Wang, and Gaoyang Nie. 2022. "Quadrature Spatial Modulation With the Fourth Order Transmit Diversity and Low-Complexity Sphere Decoding for Large-Scale MIMO Systems." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 71 (8): 8603–14. <https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3173808>.
- Li, Xinzhou, and Guifen Chen. 2023. "D2D Cooperative Communication Network Resource Allocation Algorithm Based on Improved Monte Carlo Tree Search." *IEEE Access* 11: 72689–703. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3280604>.
- Lin, Zixian, Weikai Xu, Haixin Sun, and Lin Wang. 2023. "A Hybrid DCSK Scheme Combining Cyclic Shift Keying and Code Index Modulation." *IEEE Communications Letters* 27 (9): 2303–7. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2023.3294514>.

- Liu, K. J. Ray, Ahmed K Sadek, Weifeng Su, and Andres Kwasinski. 2008. *Cooperative Communications and Networking*. Vol. 9780521895. Cambridge: Cambridge University Press. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511754524>.
- Liu, Yang, Huiqin Du, Shancheng Zhao, and Jinming Wen. 2023. "Delayed Bit-Interleaved Coded Transmission for Spatial Modulation." *IEEE Communications Letters* 27 (4): 1070–74. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2023.3242655>.
- Liu, Yejun, Shasha Liao, Qiming Sun, Song Song, Tingwei Wu, Lun Zhao, and Lei Guo. 2023. "How Cooperative Communication Distinguishes in Wireless Optical Systems." *IEEE Wireless Communications* 30 (5): 20–26. <https://doi.org/10.1109/MWC.004.2300060>.
- Long, Liangqu, and Xiangming Zeng. 2022. *Beginning Deep Learning with TensorFlow*. *Beginning Deep Learning with TensorFlow: Work with Keras, MNIST Data Sets, and Advanced Neural Networks*. Berkeley, CA: Apress. <https://doi.org/10.1007/978-1-4842-7915-1>.
- Lubna, Lubna, Hira Hameed, Shuja Ansari, Adnan Zahid, Abubakar Sharif, Hassan Tahir Abbas, Fehaid Alqahtani, et al. 2022. "Radio Frequency Sensing and Its Innovative Applications in Diverse Sectors: A Comprehensive Study." *Frontiers in Communications and Networks* 3 (September): 1010228. <https://doi.org/10.3389/frcmn.2022.1010228>.
- Macukow, Bohdan. 2016. "Neural Networks – State of Art, Brief History, Basic Models and Architecture." In *Lecture Notes in Computer Science (Including Subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*, 9842 LNCS:3–14. Springer Verlag. https://doi.org/10.1007/978-3-319-45378-1_1.
- Mali, Goutam, and Sudip Misra. 2023. "CORA: Cooperative Communication and

- Optimal Resource Allocation in Multi-Hop Wireless Multimedia Sensor Networks." *IEEE Internet of Things Journal*, 1-1. <https://doi.org/10.1109/JIOT.2023.3300774>.
- Mapunda, Galefang A., Abraham Sanenga, Bokamoso Basutli, and Joseph M. Chuma. 2022. "Optimization of a Color-Based Spatial Modulation Scheme for VLC Under Illuminance and SINR Constraints." *IEEE Access* 10: 119970-84. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3221747>.
- Matos, Diogo, Ricardo Correia, Higo T. P. Silva, Hugerles S. Silva, Arnaldo S. R. Oliveira, and Nuno B. Carvalho. 2023. "On the Performance of Square, Rectangular, Star, and Hexagonal QAM for Backscatter Systems." *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters* 33 (1): 102-5. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2022.3196587>.
- McCulloch, Warren S., and Walter Pitts. 1943. "A Logical Calculus of the Ideas Immanent in Nervous Activity." *The Bulletin of Mathematical Biophysics* 5 (4): 115-33. <https://doi.org/10.1007/BF02478259>/METRICS.
- Mesleh, R., H. Haas, Chang Wook Ahn, and Sangboh Yun. 2006. "Spatial Modulation - A New Low Complexity Spectral Efficiency Enhancing Technique." In *2006 First International Conference on Communications and Networking in China*, 1-5. IEEE. <https://doi.org/10.1109/CHINACOM.2006.344658>.
- Mesleh, Raed, and Salama S. Ikki. 2015. "On the Impact of Imperfect Channel Knowledge on the Performance of Quadrature Spatial Modulation." In *2015 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 534-38. IEEE. <https://doi.org/10.1109/WCNC.2015.7127526>.
- Mesleh, Raed, Salama S. Ikki, and Hadi M. Aggoune. 2015. "Quadrature Spatial Modulation." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 64 (6): 2738-42. <https://doi.org/10.1109/TVT.2014.2344036>.

- Meulen, Edward C. Van Der. 1971. "Three-Terminal Communication Channels." *Advances in Applied Probability* 3 (1): 120–54. <https://doi.org/10.2307/1426331>.
- Michael W. Berry, Azlinah Mohamed. 2020. *Supervised and Unsupervised Learning for Data Science*. Edited by Michael W. Berry, Azlinah Mohamed, and Bee Wah Yap. *Biomedical Signal Processing and Artificial Intelligence in Healthcare*. Unsupervised and Semi-Supervised Learning. Cham: Springer International Publishing. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-22475-2>.
- Mohamed, Abeer, Zhiquan Bai, Ke Pang, Bangwei He, Yuanyuan Ma, and Kyung Sup Kwak. 2023a. "ABER Performance of Transmit Antenna Selection for Cooperative SM-MIMO System with DF Protocol." *IEEE Vehicular Technology Conference* 2023-June. <https://doi.org/10.1109/VTC2023-SPRING57618.2023.10200074>.
- — —. 2023b. "Transmit Antenna Subset Selection in Cooperative SM-MIMO Vehicular System." *IEEE Communications Letters* 27 (7): 1744–48. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2023.3271819>.
- Mohammadi, Mohammadali, Zahra Mobini, Diluka Galappaththige, and Chintha Tellambura. 2023. "A Comprehensive Survey on Full-Duplex Communication: Current Solutions, Future Trends, and Open Issues." *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 25 (4): 2190–2244. <https://doi.org/10.1109/COMST.2023.3318198>.
- Montesinos López, Osval Antonio, Abelardo Montesinos López, and Jose Crossa. 2022. "Fundamentals of Artificial Neural Networks and Deep Learning." In *Multivariate Statistical Machine Learning Methods for Genomic Prediction*, 379–425. Cham: Springer International Publishing. https://doi.org/10.1007/978-3-030-89010-0_10.
- Morales, Eduardo F., and Hugo Jair Escalante. 2021. "A Brief Introduction to Supervised, Unsupervised, and Reinforcement Learning." In *Biosignal*

- Processing and Classification Using Computational Learning and Intelligence: Principles, Algorithms, and Applications*, 111–29. Elsevier. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-820125-1.00017-8>.
- Murphy, C. D. 2000. “High-Order Optimum Hexagonal Constellations.” In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC*, 1:143–46. <https://doi.org/10.1109/pimrc.2000.881407>.
- Muthukrishnan, Nikesh, Farhad Maleki, Katie Ovens, Caroline Reinhold, Behzad Forghani, and Reza Forghani. 2020. “Brief History of Artificial Intelligence.” *Neuroimaging Clinics of North America* 30 (4): 393–99. <https://doi.org/10.1016/j.nic.2020.07.004>.
- Naidu, Suvigya, Narushan Pillay, and Hongjun Xu. 2018. “Transmit Antenna Selection Schemes for Quadrature Spatial Modulation.” *Wirel. Pers. Commun.* 99 (1): 299–317. <https://doi.org/10.1007/S11277-017-5060-Z>.
- Naresh, Yalagala, and A. Chockalingam. 2017a. “Full-Duplex Media-Based Modulation.” In *2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2018-Janua:1–6. IEEE. <https://doi.org/10.1109/GLOCOMW.2017.8269129>.
- Naresh, Yalagala, and Ananthanarayanan Chockalingam. 2017b. “On Media-Based Modulation Using RF Mirrors.” *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 66 (6): 4967–83. <https://doi.org/10.1109/TVT.2016.2620989>.
- Ntontin, Konstantinos, Marco Di Renzo, Ana I. Perez-Neira, and Christos Verikoukis. 2013. “A Low-Complexity Method for Antenna Selection in Spatial Modulation Systems.” *IEEE Communications Letters* 17 (12): 2312–15. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2013.110713.132142>.
- Oikonomou, Thrassos K., Sotiris A. Tegos, Dimitrios Tyrovolas, Panagiotis D. Diamantoulakis, and George K. Karagiannidis. 2022. “On the Error Analysis of Hexagonal-QAM Constellations.” *IEEE Communications Letters* 26 (8): 1764–

68. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2022.3179454>.

Ozden, Burak Ahmet, Erdogan Aydin, and Fatih Cogen. 2022. "Reconfigurable Intelligent Surface Aided Spatial Media-Based Modulation," November. <https://arxiv.org/abs/2211.07720v1>.

— — —. 2023a. "Code Index Modulation-Aided Spatial Media-Based Modulation System for Future Wireless Networks." *IEEE Systems Journal*. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2022.3230775>.

— — —. 2023b. "Code Index Modulation-Aided Spatial Media-Based Modulation System for Future Wireless Networks." *IEEE Systems Journal* 17 (3): 3762–70. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2022.3230775>.

— — —. 2023c. "Reconfigurable Intelligent Surface-Aided Spatial Media-Based Modulation." *IEEE Transactions on Green Communications and Networking* 7 (4): 1971–80. <https://doi.org/10.1109/TGCN.2023.3289669>.

Ozden, Burak Ahmet, Fatih Cogen, and Erdogan Aydin. 2023. "Mirror Activation Pattern Selection for Energy Efficient Hexagonal QAM Aided Media-based Modulation." *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies* 34 (7): e4795. <https://doi.org/10.1002/ett.4795>.

Ozmen Garibay, Ozlem, Brent Winslow, Salvatore Andolina, Margherita Antona, Anja Bodenschatz, Constantinos Coursaris, Gregory Falco, et al. 2023. "Six Human-Centered Artificial Intelligence Grand Challenges." *International Journal of Human-Computer Interaction* 39 (3): 391–437. <https://doi.org/10.1080/10447318.2022.2153320>.

Park, Sung Joon. 2007. "Triangular Quadrature Amplitude Modulation." *IEEE Communications Letters* 11 (4): 292–94. <https://doi.org/10.1109/LCOM.2007.348278>.

Pawan, S.J., and Jeny Rajan. 2022. "Capsule Networks for Image Classification: A

Review.” *Neurocomputing* 509 (October): 102–20.
<https://doi.org/10.1016/j.neucom.2022.08.073>.

Pillay, Narushan, and Hongjun Xu. 2013. “Comments on ‘Antenna Selection in Spatial Modulation Systems.’” *IEEE Communications Letters*.
<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2013.072913.130801>.

“Press Releases: DOCOMO Conducts World’s First Successful Trial of Transparent Dynamic Metasurface | News & Notices | NTT DOCOMO.” n.d. Accessed December 12, 2023.
https://www.docomo.ne.jp/english/info/media_center/pr/2020/0117_00.html.

Rajashekar, Rakshith, K. V.S. Hari, and L. Hanzo. 2013. “Antenna Selection in Spatial Modulation Systems.” *IEEE Communications Letters* 17 (3): 521–24.
<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2013.012213.122650>.

Ren, Jianxin, Bo Liu, Xiangyu Wu, Lijia Zhang, Yaya Mao, Xing Xu, Ying Zhang, Lei Jiang, Jingyi Zhang, and Xiangjun Xin. 2020. “Three-Dimensional Probabilistically Shaped CAP Modulation Based on Constellation Design Using Regular Tetrahedron Cells.” *Journal of Lightwave Technology* 38 (7): 1728–34. <https://doi.org/10.1109/JLT.2019.2955728>.

Ren, Jianxin, Bo Liu, Xing Xu, Lijia Zhang, Yaya Mao, Xiangyu Wu, Ying Zhang, Lei Jiang, and Xiangjun Xin. 2019. “A Probabilistically Shaped Star-CAP-16/32 Modulation Based on Constellation Design with Honeycomb-like Decision Regions.” *Optics Express* 27 (3): 2732.
<https://doi.org/10.1364/oe.27.002732>.

Renzo, Marco Di, Merouane Debbah, Dinh-Thuy Phan-Huy, Alessio Zappone, Mohamed-Slim Alouini, Chau Yuen, Vincenzo Sciancalepore, et al. 2019. “Smart Radio Environments Empowered by Reconfigurable AI Meta-Surfaces: An Idea Whose Time Has Come.” *EURASIP Journal on Wireless*

Communications and Networking 2019 (1): 129.
<https://doi.org/10.1186/s13638-019-1438-9>.

Renzo, Marco Di, Harald Haas, Ali Ghrayeb, Shinya Sugiura, and Lajos Hanzo. 2014. "Spatial Modulation for Generalized MIMO: Challenges, Opportunities, and Implementation." *Proceedings of the IEEE* 102 (1): 56–103.
<https://doi.org/10.1109/JPROC.2013.2287851>.

Renzo, Marco, Harald Haas, and Peter Grant. 2011. "Spatial Modulation for Multiple-Antenna Wireless Systems: A Survey." *IEEE Communications Magazine* 49 (12): 182–91. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2011.6094024>.

"Rise of the Machines: AI Beats Humans in Multiplayer Shooter - France 24." n.d. Accessed January 4, 2024. <https://www.france24.com/en/20190531-rise-machines-ai-beats-humans-multiplayer-shooter>.

Rou, Hyeon Seok, Giuseppe Thadeu Freitas de Abreu, Hiroki Iimori, David Gonzalez G., and Osvaldo Gonsa. 2022. "Scalable Quadrature Spatial Modulation." *IEEE Transactions on Wireless Communications* 21 (11): 9293–9311.
<https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3175579>.

Sadhwani, Dharmendra, and Ram Narayan Yadav. 2020. "A Comprehensible Form of the Product of Two Gaussian Q Functions and Its Usefulness in K- μ Shadowed Fading Distribution." *Journal of the Franklin Institute* 357 (8): 5110–23. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2020.04.010>.

Sanayei, Shahab, and Aria Nosratinia. 2004. "Antenna Selection in MIMO Systems." *IEEE Communications Magazine* 42 (10): 68–73.
<https://doi.org/10.1109/MCOM.2004.1341263>.

Sanger, Terence, and P. Baljekar. 1958. "The Perceptron: A Probabilistic Model for Information Storage and Organization in the Brain." *Psychology Review* 65 (6): 386–408. <https://doi.org/10.1037/H0042519>.

- Schurig, D., J B Pendry, and D. R. Smith. 2006. "Calculation of Material Properties and Ray Tracing in Transformation Media." *Optics Express* 14 (21): 9794. <https://doi.org/10.1364/OE.14.009794>.
- Sewak, Mohit. 2019. *Deep Reinforcement Learning*. Deep Reinforcement Learning. Singapore: Springer Singapore. <https://doi.org/10.1007/978-981-13-8285-7>.
- Shah, Syed Aziz, and Francesco Fioranelli. 2019. "RF Sensing Technologies for Assisted Daily Living in Healthcare: A Comprehensive Review." *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine* 34 (11): 26–44. <https://doi.org/10.1109/MAES.2019.2933971>.
- Sievenpiper, Dan, Lijun Zhang, R.F.J. Broas, N.G. Alexopolous, and Eli Yablonovitch. 1999. "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 47 (11): 2059–74. <https://doi.org/10.1109/22.798001>.
- Sievenpiper, Dan, James Schaffner, Robert Loo, Gregory Tangonan, Samuel Ontiveros, and Rick Harold. 2002. "A Tunable Impedance Surface Performing as a Reconfigurable Beam Steering Reflector." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 50 (3): 384–90. <https://doi.org/10.1109/8.999631>.
- Simon, Marvin K., and Mohamed Slim Alouini. 2005. *Digital Communication over Fading Channels: Second Edition*. *Digital Communication over Fading Channels: Second Edition*. <https://doi.org/10.1002/0471715220>.
- Slyusar, Vadym I. 2009. "Metamaterials on Antenna Solutions." In *International Conference on Antenna Theory and Techniques*, 19–24. <https://doi.org/10.1109/ICATT.2009.4435103>.
- Smith, John W. 1959. "50-Kw Antenna Switching System." *IRE Transactions on Communications Systems* 7 (4): 295–301. <https://doi.org/10.1109/TCOM.1959.1097577>.

- Sui, Zeping, Hongming Zhang, Yu Xin, Tong Bao, Lie-Liang Yang, and Lajos Hanzo. 2023. "Low Complexity Detection of Spatial Modulation Aided OTFS in Doubly-Selective Channels." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 72 (10): 13746–51. <https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3277788>.
- Taha, Abdelrahman, Muhammad Alrabeiah, and Ahmed Alkhateeb. 2019. "Enabling Large Intelligent Surfaces with Compressive Sensing and Deep Learning." *ArXiv*, April. <http://arxiv.org/abs/1904.10136>.
- Taha, Abdelrahman, Hao Luo, and Ahmed Alkhateeb. 2023. "Reconfigurable Intelligent Surface Aided Wireless Sensing for Scene Depth Estimation." In *ICC 2023 - IEEE International Conference on Communications*, 491–97. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICC45041.2023.10279208>.
- Taha, Z. 2014. "Construction of Hexagonal-8-QAM Constellation and Code for OFDM." *International Journal of Enhanced Research In Science Technology & Engineering (IJERSTE)* 3 (3).
- Talukdar, Banani, Deepak Kumar, and Wasim Arif. 2023. "Performance of Energy Harvesting Cooperative Cognitive Radio Network Under Higher Order QAM Schemes." In *TENCON 2023 - 2023 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, 1–6. IEEE. <https://doi.org/10.1109/TENCON58879.2023.10322548>.
- Tewari, Nidhi, Neetu Joshi, and Shweta Srivastava. 2023. "A Miniaturized Aperture-coupled 4×4 MIMO Array SIW Antenna at K Band." *Microwave and Optical Technology Letters*, November. <https://doi.org/10.1002/mop.33952>.
- Tian, Xinyuan, Chengbing He, Jia Chao Li, Run Zhang, and Dengwen Chen. 2022. "Code Index Modulation CSK Spread Spectrum Underwater Acoustic Communications." In *2022 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing, ICSPCC 2022*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. <https://doi.org/10.1109/ICSPCC55723.2022.9984262>.

- Trefethen, Lloyd N., and David Bau, III. 1997. *Numerical Linear Algebra. Numerical Linear Algebra*. Philadelphia, PA: Society for Industrial and Applied Mathematics. <https://doi.org/10.1137/1.9780898719574>.
- Tse, David, and Viswanath Pramod. 2005. *Fundamentals of Wireless Communication. Fundamentals of Wireless Communication*. Vol. 9780521845. Cambridge University Press. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511807213>.
- Tsvaki, Ronald, Narushan Pillay, and Hongjun Xu. 2021. "Double Spatial Media-Based Modulation with RF Mirrors." *Annals of Telecommunications* 76 (11–12): 813–25. <https://doi.org/10.1007/s12243-021-00841-3>.
- Wang, Lei, and Zhigang Chen. 2022. "Weighted Alamouti Media-Based Modulation." *IEEE Wireless Communications Letters* 11 (7): 1528–32. <https://doi.org/10.1109/LWC.2022.3179018>.
- Wang, Qianqian, Quansheng Guan, Julian Cheng, Xiangdong Jia, Mangang Xie, and Yuankun Tang. 2023. "Ultrasonic Index Modulation With Spread Spectrum for Intra-Body Communications," October, 4435–40. <https://doi.org/10.1109/ICC45041.2023.10279503>.
- Wang, Yi, Fulin Jiang, Yaohua Xu, Fang Jiang, and Yu Deng. 2023. "Blockchain-Based Spectrum Sharing for FANET Cooperative Communication." *IEEE Communications Letters* 27 (10): 2707–11. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2023.3310487>.
- Wen, Miaowen, Xiang Cheng, and Liuqing Yang. 2017a. *Index Modulation for 5G Wireless Communications*. Wireless Networks. Cham: Springer International Publishing. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-51355-3>.
- — —. 2017b. *Index Modulation for 5G Wireless Communications*. Wireless Networks. Cham: Springer International Publishing. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-51355-3>.

- Wen, Miaowen, Beixiong Zheng, Kyeong Jin Kim, Marco Di Renzo, Theodoros A. Tsiftsis, Kwang-Cheng Chen, and Naofal Al-Dhahir. 2019. "A Survey on Spatial Modulation in Emerging Wireless Systems: Research Progresses and Applications." *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 37 (9): 1949–72. <https://doi.org/10.1109/JSAC.2019.2929453>.
- Williams, Oso Oluwabukunmi, Narushan Pillay, and HongJun Xu. 2023. "Two-Way Relaying for Single-Active Orbital Angular Momentum Index Modulation." In *2023 IEEE AFRICON*, 1–6. IEEE. <https://doi.org/10.1109/AFRICON55910.2023.10293516>.
- Wu, Qiushuang, Lei Wang, and Jiasi Liu. 2023. "Generalized Coordinate Interleaving Media-Based Modulation." *IEEE Wireless Communications Letters* 12 (8): 1344–48. <https://doi.org/10.1109/LWC.2023.3273849>.
- Xu, HongJun, and Narushan Pillay. 2015. "Low-Complexity Transmit Antenna Selection Schemes for Spatial Modulation." *IET Communications* 9 (2): 239–48. <https://doi.org/10.1049/iet-com.2014.0650>.
- Xu, Hui, Benjamin K. Ng, and Chan-Tong Lam. 2022. "Securing SSK-Based Communications via Friendly Jamming and Antenna Selection." In *2022 IEEE 10th International Conference on Information, Communication and Networks (ICICN)*, 385–91. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICICN56848.2022.10006585>.
- Ye, Yuqi, Li You, Jue Wang, Hao Xu, Kai-Kit Wong, and Xiqi Gao. 2023. "Fluid Antenna-Assisted MIMO Transmission Exploiting Statistical CSI." *IEEE Communications Letters*, 1–1. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2023.3336805>.
- Yigit, Z., and E. Basar. 2016. "Low-Complexity Detection of Quadrature Spatial Modulation." *Electronics Letters* 52 (20): 1729–31. <https://doi.org/10.1049/el.2016.1583>.
- You, Xiaohu, Cheng-Xiang Wang, Jie Huang, Xiqi Gao, Zaichen Zhang, Mao

- Wang, Yongming Huang, et al. 2021. "Towards 6G Wireless Communication Networks: Vision, Enabling Technologies, and New Paradigm Shifts." *Science China Information Sciences* 64 (1): 110301. <https://doi.org/10.1007/s11432-020-2955-6>.
- Younis, Abdelhamid, Nagla Abuzgaia, Raed Mesleh, and Harald Haas. 2017. "Quadrature Spatial Modulation for 5G Outdoor Millimeter-Wave Communications: Capacity Analysis." *IEEE Transactions on Wireless Communications* 16 (5): 2882–90. <https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2670545>.
- Yu, Nanfang, Patrice Genevet, Mikhail A. Kats, Francesco Aieta, Jean-Philippe Tetienne, Federico Capasso, and Zeno Gaburro. 2011. "Light Propagation with Phase Discontinuities: Generalized Laws of Reflection and Refraction." *Science* 334 (6054): 333–37. <https://doi.org/10.1126/science.1210713>.
- Yu, Yang, and Xiaoqing Tang. 2023. "Energy Price-Based Resource Scheduling for Network Lifetime Extending in Cooperative D2D Communications Overlaying Cellular Networks." *IEEE Access* 11: 109353–66. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3321371>.
- Yukiyoshi, Kein, and Naoki Ishikawa. 2023. "On the Capacity of Generalized Quadrature Spatial Modulation." *IEEE Wireless Communications Letters*, 1–1. <https://doi.org/10.1109/LWC.2023.3310586>.
- Zeng, Shuhao, Hongliang Zhang, Boya Di, Yunhua Tan, Zhu Han, H. Vincent Poor, and Lingyang Song. 2021. "Reconfigurable Intelligent Surfaces in 6G: Reflective, Transmissive, or Both?" *IEEE Communications Letters* 25 (6): 2063–67. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2021.3062615>.
- Zhang, Guoying, Xue-Qin Jiang, Han Hai, Miaowen Wen, Pingping Shang, and Si Wei. 2023. "Joint Code Index Modulation Aided Enhanced Spatial Modulation for High-Rate MIMO Systems." *IEEE Transactions on Green Communications and Networking* 7 (3): 1383–93. <https://doi.org/10.1109/TGCN.2023.3237710>.

- Zhang, Hongliang, Boya Di, Lingyang Song, and Zhu Han. 2021. *Reconfigurable Intelligent Surface-Empowered 6G. To Appear Springer Science+ Business Wireless Networks*. Cham: Springer International Publishing. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-73499-2>.
- Zhang, Shuhang, Hongliang Zhang, Boya Di, Yunhua Tan, Zhu Han, and Lingyang Song. 2020. "Beyond Intelligent Reflecting Surfaces: Reflective-Transmissive Metasurface Aided Communications for Full-Dimensional Coverage Extension." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 69 (11): 13905–9. <https://doi.org/10.1109/TVT.2020.3024756>.
- Zhang, Y, HH Chen, and M Guizani. 2009. *Cooperative Wireless Communications*. Edited by Yan Zhang, Hsiao-Hwa Chen, and Mohsen Guizani. *Cooperative Wireless Communications*. Auerbach Publications. <https://doi.org/10.1201/9781420064704>.
- Zhao, Jun. 2019. "A Survey of Intelligent Reflecting Surfaces (IRSs): Towards 6G Wireless Communication Networks," July. <https://arxiv.org/abs/1907.04789v3>.
- Zhao, Qianji, and Zequn Shang. 2021. "Deep Learning and Its Development." *Journal of Physics: Conference Series* 1948 (1): 012023. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1948/1/012023>.
- Zheng, Yuxuan, Wenxu Zhang, and Hao Wan. 2023. "OFDM Radar Communication Systems Based on Index Modulation." In *2023 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT 2023 - Proceedings*, 1–3. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICMMT58241.2023.10276804>.
- Zhou, Yi, Zheng Ma, Gang Liu, Zhengquan Zhang, Phee Lep Yeoh, Branka Vucetic, and Yonghui Li. 2023. "Secure Multi-Layer MEC Systems With UAV-Enabled Reconfigurable Intelligent Surface Against Full-Duplex Eavesdropper." *IEEE Transactions on Communications*, 1–1.

<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3337239>.

Zhou, Zhanyang, Yingtao Niu, Boyu Wan, and Peng Xiang. 2023. "Design and Performance Analysis of a Novel HQAM for Telecommunication Systems." *2023 5th International Conference on Electronic Engineering and Informatics, EEI 2023*, 652–59. <https://doi.org/10.1109/EEI59236.2023.10212916>.

Zhou, Zhiqiang, Ning Ge, and Xiaokang Lin. 2014. "Reduced-Complexity Antenna Selection Schemes in Spatial Modulation." *IEEE Communications Letters* 18 (1): 14–17. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2013.111413.131566>.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Fatih ÇÖGEN

E-posta : -

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği (Çift Anadal)	Maltepe Üniversitesi	2017
Lisans	Bilgisayar Mühendisliği	Maltepe Üniversitesi	2017
Yüksek Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	İstanbul Medeniyet Üniversitesi	2020

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2018-2023	Türk-Alman Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2023-...	Turkcell İletişim Hizmetleri	6G Researcher

YAYINLAR

A. TEZDEN ÜRETİLEN YAYINLAR

Makale

1. Cogen, Fatih, and Erdogan Aydin. 2021. "Cooperative Quadrature Spatial Modulation with Euclidean Distance and Capacity Optimized Antenna Selection." *International Journal of Communication Systems* 34(1): e4663.
2. Cogen, Fatih, and Erdogan Aydin. 2021. "Transmit Antenna Selection for Spatial Modulation Based on Hexagonal Quadrature Amplitude Modulation." *Journal of Innovative Science and Engineering (JISE)* 5(2): 76-90. (December 27, 2021).

3. Cogen, Fatih, and Erdogan Aydin. 2021. "Performance Analysis of Hexagonal QAM Constellations on Quadrature Spatial Modulation with Perfect and Imperfect Channel Estimation." *Physical Communication* 47: 101379. (September 12, 2021).
4. Cogen, Fatih, Burak Ahmet Ozden, Erdogan Aydin, and Nihat Kabaoglu. 2024. "Reconfigurable Intelligent Surface-Empowered Code Index Modulation for High-Rate SISO Systems." *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, November, 1-1.
5. "Deep Learning based MAP Selection Techniques for Media Based Modulation Scheme" (submit edildi, sonuç bekleniyor.)
6. "Deep neural network based receiver design for media based modulation systems" (submit edildi, sonuç bekleniyor.)

Bildiri

1. Cogen, F., and Aydin, E. (2019) Hexagonal Quadrature Amplitude Modulation Aided Spatial Modulation. *2019 11th Int. Conf. Electr. Electron. Eng.*, 730-733.
2. Cogen, F., and Aydin, E. (2020) Performance Analysis of HQAM Based Spatial Modulation over Nakagami- m Fading Channels. *28th Signal Process. Commun. Appl. Conf. SIU 2020*.

B. DİĞER YAYINLAR

Makale

1. Aydin, Erdogan, Fatih Cogen, and Ertugrul Basar. 2019. "Code-Index Modulation Aided Quadrature Spatial Modulation for High-Rate MIMO Systems." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 68(10): 10257-61.
2. Cogen, F., Aydin, E., Kabaoglu, N., Basar, E., and Ilhan, H. (2020) Generalized Code Index Modulation and Spatial Modulation for High Rate and Energy-Efficient MIMO Systems on Rayleigh Block-Fading Channel. *IEEE Syst. J.*, 1-8.
3. Onal, Beyza, Fatih Cogen, and Erdogan Aydin. 2021. "Differential Chaos Shift Keying-Assisted Media-Based Modulation." *Electrica* 21(1): 66-73.
4. Ozden, Burak Ahmet, Erdogan Aydin, and Fatih Cogen. 2022. "Reconfigurable Intelligent Surface Aided Spatial Media-Based Modulation." (June 10, 2023).

5. Ozden, Burak Ahmet, Erdogan Aydin, and Fatih Cogen. 2023. "Code Index Modulation-Aided Spatial Media-Based Modulation System for Future Wireless Networks." *IEEE Systems Journal*: 1–9. (January 7, 2023).
6. Ozden, Burak Ahmet, Fatih Cogen, and Erdogan Aydin. 2023. "Mirror Activation Pattern Selection for Energy Efficient Hexagonal QAM Aided Media-based Modulation." *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*: e4795. (June 10, 2023).

Bildiri

1. Çögen, F., Aydin, E., Kabaoğlu, N., Başar, E., and Ilhan, H. (2018) A novel MIMO scheme based on code-index modulation and spatial modulation. *26th IEEE Signal Process. Commun. Appl. Conf. SIU 2018*, 1–4.
2. Cogen, F., Aydin, E., Kabaoğlu, N., Başar, E., and Ilhan, H. (2018) Code Index Modulation and Spatial Modulation: A New High Rate and Energy Efficient Scheme for MIMO Systems. *2018 41st Int. Conf. Telecommun. Signal Process. TSP 2018*.
3. Aydin, E., and Cogen, F. (2019) Two-way code index modulation. *27th Signal Process. Commun. Appl. Conf. SIU 2019*.
4. Düman, Mehmet, Elifnaz Erdoğan, Fatih Cogen, and Tuba Çonka Yıldız. 2020. "Driver Fatigue Detection with Image Processing." In *2020 12th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*
5. Onal, Beyza, Fatih Cogen, Erdogan Aydin, and Nihat Kabaoglu. 2021. "Reconfigurable Intelligent Surface Empowered Differential Chaos Shift Keying Assisted Media-Based Modulation over Nakagami- m Fading Channels." In *2021 13th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), IEEE*, 420–24. (February 9, 2022).
6. Soyer, Mehmet Samil et al. 2021. "LeafLife: Deep Learning Based Plant Disease Detection Application." In *2021 13th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), IEEE*, 398–402. (February 9, 2022).
7. Özden, Burak Ahmet et al. 2022. "Reconfigurable Intelligent Surface-Empowered Double Spatial Modulation for MISO Systems." In *2022 14th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), IEEE*.
8. Ozden, B. A., Cogen, F., Aydin E., Ilhan H., Basar E., and Wen M. A Novel Reconfigurable Intelligent Surface-Supported Code Index Modulation-Based Receive Spatial Modulation System. In *2024 IEEE Commun. and Netw. Conf.*

9. F. Cogen, B. A. Ozden, E. Aydin, "RIS-Assisted Hexagonal Receive QSM Technique with Perfect and Imperfect Channel Estimation" in 2024 6th International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA), July 2024, IEEE.
10. Cogen F., Aydin E., and Ozden B. A. (2024) A New Energy Efficient and Antenna Selection Based Index Modulation Technique. *32nd Signal Process. Commun. Appl. Conf. SIU 2024*.

Proje

1. Uzaysal Modülasyon Tabanlı Kod İndeks Modülasyonlu Yüksek Hızlı, Enerji Verimli Yeni Bir MIMO Sistem, *BİLİMSEL ARAŞTIRMA PROJELERİ KOORDİNASYON BİRİMİ (BAP) (İstanbul Medeniyet Üniversitesi)*, 2018-2019 (Araştırmacı)
2. Deniz Yüzeyi Temizleme Robotu, *BİLİMSEL ARAŞTIRMA PROJELERİ KOORDİNASYON BİRİMİ (BAP) (Türk-Alman Üniversitesi)*, 2021-2023 (Araştırmacı)
3. Görüntü İşleme ile Sürücü Yorgunluğu Tespiti, TÜBİTAK 2209-B Üniversite Öğrencileri Sanayiye Yönelik Araştırma Projeleri Desteği Programı, 2021-2022 (Danışman)
4. 6G ve ötesi kablosuz ağlar için ortam tabanlı modülasyon ve derin öğrenmeye dayalı yeni bir sistem, TÜBİTAK 1002 Hızlı Destek Programı, (Araştırmacı) (Başvuru yapıldı, sonuç bekleniyor)
5. 6G ve ötesi kablosuz ağlar için yeniden yapılandırılabilir akıllı yüzey-geliştirilmiş yüksek performanslı indis modülasyon sistemleri, TÜBİTAK 1002 Hızlı Destek Programı, (Araştırmacı) (Başvuru yapıldı, sonuç bekleniyor)

ÖDÜLLER

1. Okul Birinciliği, Maltepe Üniversitesi, 2017, İstanbul, Türkiye
2. Mühendislik Fakültesi Birinciliği, Maltepe Üniversitesi, 2017, İstanbul, Türkiye
3. En iyi bildiri ödülü, International 41st International Conference On Telecommunications and Signal Processing (TSP 2018), Telekomünikasyon alanı, 5 Haziran 2018, Atina, Yunanistan
<https://medeniyet.edu.tr/tr/haberler/yuksek-lisans-ogrencimize-en-iyi-bildiri-odulu>
4. Teknofest Teşvik Ödülü, Haziran 2020, İstanbul, Türkiye

<https://www.instagram.com/p/CBANV2nlbz2/>

5. TÜBİTAK 2211/A Yurt İçi Doktora Burs Programı, Şubat 2021-Haziran 2024