

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

**KOD İNDİS MODÜLASYONU TABANLI UZAYSAL
MODÜLASYON TEKNİĞİNİN TASARIM VE
PERFORMANS ANALİZİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

FATİH ÇÖGEN

TEMMUZ 2020

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

**KOD İNDİS MODÜLASYONU TABANLI UZAYSAL
MODÜLASYON TEKNİĞİNİN TASARIM VE
PERFORMANS ANALİZİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

FATİH ÇÖGEN

DANIŞMAN

DR. ÖĞR. ÜYESİ ERDOĞAN AYDIN

TEMMUZ 2020

ONAY

İstanbul Medeniyet Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nde Yüksek Lisans öğrencisi olan Fatih Çögen'in hazırladığı ve jüri önünde savunduğu "Kod İndis Modülasyonu Tabanlı Uzaysal Modülasyon Tekniğinin Tasarım ve Performans Analizi" başlıklı tez başarılı kabul edilmiştir.

JÜRİ ÜYELERİ

İMZA

Tez Danışmanı:

Dr. Öğr. Üyesi Erdoğan AYDIN

Kurumu: İstanbul Medeniyet Üniversitesi

Üyeler:

Prof. Dr. Nihat KABAOĞLU

Kurumu: İstanbul Medeniyet Üniversitesi

Doç. Dr. Hacı İLHAN

Kurumu: Yıldız Teknik Üniversitesi

Tez Savunma Tarihi: 13.07.2020

BİLDİRİM

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

Fatih ÇÖGEN

Danışmanlığını yaptığım işbu tezin tamamen öğrencinin çalışması olduğunu, akademik ve etik kuralları gözeterek çalıştığını taahhüt ederim.

Dr. Öğr. Üyesi Erdoğan AYDIN

TEŞEKKÜR

Öncelikle, lisans eğitimimin başından beri yaklaşık 7 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 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. Ayrıca, tez formatı ve düzenlemeler konusunda bana çok yardımcı olan değerli Arş. Gör. Mustafa Hakan SANDIK ve Arş. Gör. Süleyman ŞİŞMAN'a çok teşekkür ederim. Son olarak, 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 çalışmanın uzaysal modülasyon, indis modülasyonu, kod indis modülasyonu ve çok-girişli çok-çıkışlı sistemler konuları üzerinde çalışan araştırmacılara yardımcı olmasını diliyorum.

Temmuz 2020,

Fatih ÇÖGEN

İÇİNDEKİLER

ONAY	iii
BİLDİRİM	iv
TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER.....	vi
SEMBOL LİSTESİ	viii
KISALTMALAR.....	xv
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xvii
TABLolar LİSTESİ.....	xix
ÖZET	xx
ABSTRACT	xxii
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Özeti.....	1
1.2. Tezin Amacı	5
1.3. Hipotez ve İzlenen Yol	5
2. KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARI.....	7
2.1. Kablosuz Haberleşme Kanalları	7
2.1.1. Kablosuz Kanal İçin Yayılma Modeli.....	8
2.1.2. Sönümlemeli Kanal Modelleri	10
2.1.2.1 Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü Kanal (AWGN) Modeli	10
2.1.2.2 Rayleigh Sönümlemeli Kanal Modeli	12
2.1.2.3 Rician Sönümlemeli Kanal Modeli	14
2.1.2.4 Nakagami- m Sönümlemeli Kanal Modeli.....	15
3. MIMO SİSTEMLER	18
3.1. MIMO Sistem Yapısı.....	18
3.2. MIMO Sistemlerin Tarihçesi.....	22
3.3. Tek Kullanıcı ve Çok Kullanıcı MIMO Sistemleri.....	24
3.4. Uzaysal Çeşitleme	25
3.4.1. Çeşitleme Kavramı	25

3.4.2.	Uzaysal Çeşitleme Kavramı	27
3.5.	Uzaysal Çoğullama.....	27
3.5.1.	Uzaysal Çoğullama Kavramı	27
4.	UZAYSAL MODÜLASYON.....	31
4.1.	Uzaysal Modülasyona Giriş	31
4.2.	Uzaysal Modülasyon Tekniğinin Tarihsel Perspektifi	32
4.3.	Uzaysal Modülasyon Temel Çalışma Prensibi.....	35
5.	KOD İNDİS MODÜLASYONU	38
5.1.	Kod İndis Modülasyonuna Giriş	38
5.2.	Kod İndis Modülasyonunun Temel Çalışma Prensibi.....	39
6.	KOD İNDİS MODÜLASYONU VE UZAYSAL MODÜLASYON TABANLI YENİ BİR MIMO SİSTEM.....	42
6.1.	CIM-SM Sisteminin Sistem Modeli.....	42
6.2.	CIM-SM Sisteminin Performans Analizi	48
6.2.1.	CIM-SM Sisteminin BER Analizi	48
6.2.2.	Hatalı Kod İndisi Algılanmasının Ortalama Olasılığı.....	49
6.2.3.	Aktif Anten İndisleri ve Modüleli Bitlerin Bit Hata Olasılığı	52
6.2.4.	CIM-SM Sisteminin Enerji Verimliliği, Çıktı ve Veri Hızı Analizleri	53
6.2.4.1	CIM-SM Sisteminin Enerji Verimliliği Analizleri	53
6.2.4.2	CIM-SM Sisteminin Karmaşıklık Analizi	54
6.2.4.3	CIM-SM Sisteminin Çıktı ve Veri Hızı Analizi	55
6.3.	Simülasyon Sonuçları ve Tartışma.....	56
7.	SONUÇ VE ÖNERİLER	64
	KAYNAKLAR	66
	ÖZGEÇMİŞ.....	74

SEMBOL LİSTESİ

$\alpha - \mu$	Alpha-mu tipi kanalların gösterimi
β	Bessel fonksiyonunun sırası
$\Gamma(.)$	Gamma fonksiyonu
γ	Anlık SNR
δ	Alıcıya gelen sinyalin sabit yayılım yolundan elde edilen zarf bileşeni
$\zeta_I(t)$	Eş-evreli CIM sinyali
η	CIM-SM sisteminin CCSD çıkarımlarında kullanılan göstermelik (dummy) değişken
$\eta - \mu$	Eta-mu tipi kanalların gösterimi
ι	SM tekniğinin aktif anten indisi
$\hat{\iota}$	SM tekniğinin aktif anten indisinin kestirimi
κ_R	Rician parametresi
$\kappa - \mu$	Kappa-mu tipi kanalların gösterimi
μ	Ortalama değer
$\mu_{i_{\text{Re}}}$	χ_r ifadesinin ortalama değeri
$\xi_{d\ell}$	CIM-SM sisteminin ML kestiriminde kullanılan göstermelik (dummy) değişken
$\mathfrak{D}$	Karmaşıklık ifadesi
π	Pi sayısı
$\wp$	SM ve CIM-SM sistemlerinde kullanılan iletilecek bitlerin sayısı
$\tilde{\wp}$	Aktif anten indislerinde ve modüleli sembollerde iletilen bitlerin sayısı
$\wp_1$	CIM-SM sisteminde SM vasıtasıyla iletilecek bit sayısı
$\wp_2$	CIM-SM sisteminde geleneksel modülasyon ile iletilecek bit sayısı
$\mathfrak{A}$	CIM-SM sisteminin APEP ifadesini bulmak için kullanılan göstermelik (dummy) değişken
σ	Standart sapma
σ^2	Varyans

σ_h^2	Rayleigh sönümlmeli kanal katsayısına ait varyans
$\sigma_{\chi_r}^2$	χ_r ifadesine ait varyans
$\sigma_{\tilde{y}_{i,r}^I}^2$	$\tilde{y}_{i,r}^I$ ifadesine ait varyans
$\sigma_{\tilde{y}_{i,r}^Q}^2$	$\tilde{y}_{i,r}^Q$ ifadesine ait varyans
Υ	Alıcıya gelen geri yayılmış vektör seti
Υ^I	Alıcıya gelen geri yayılmış vektör setinin I bileşeni
Υ^Q	Alıcıya gelen geri yayılmış vektör setinin Q bileşeni
χ_r	CIM-SM sisteminin CCSD çıkarımlarında kullanılan göstermelik (dummy) değişken
ψ	CIM-SM sisteminin CCSD çıkarımlarında kullanılan göstermelik (dummy) değişken
2^L	CIM-SM sisteminin Walsh Hadamard kod sayısı
a	SNR'nin bir fonksiyonu olan eğrinin eğimi
$\mathbf{a}$	$\mathbf{A}$ vektörü
$\mathbf{A}$	$\mathbf{A}$ matrisi
$\mathbf{A}^T$	$\mathbf{A}$ matrisinin transpozesi
$\mathbf{A}^H$	$\mathbf{A}$ matrisinin hermitiyeni
$\mathbf{b}$	Bilgi biti
$\hat{\mathbf{b}}$	Bilgi bitinin kestirilmiş hâli
B_c	Frekans tutarlılık süresi
B_I	CIM sisteminde kullanılan eş-evreli blok
$\mathbf{c}$	Yayıcı kod (Walsh Hadamard Kod)
$c_{i,k}$	i yayıcı kodunun k . çipi
$c_{j,k}$	j yayıcı kodunun k . çipi
$\mathbf{c}_{i_{\text{Re}}}$	Reel bileşen için seçilen yayıcı kod
$\mathbf{c}_{i_{\text{Im}}}$	İmajiner bileşen için seçilen yayıcı kod
$C(.)$	Sistemin kapasitesi
C_{MIMO}	MIMO sisteminin kapasitesi
D_c	Uzaysal tutarlılık

D_i	CIM sistemi için korelatör karar değişkeni
$E[.]$	Beklenen değer
E_b	Bit enerjisi
E_c	Yayıncı kod başına iletilen ortalama enerji
E_{sav}	Enerji tasarruf yüzdesi
$\exp(.)$	Üstel fonksiyon
f	Frekans değişkeni
f_c	Taşıyıcı frekansı
h	Rayleigh sönümlmeli kanal katsayısı
$h_{r,\ell}$	r . alıcı anten ℓ . aktif anten arasındaki sönümlmeli kanal katsayısı
$\mathbf{h}_\ell$	$N_R \times N_T$ boyutlu $\mathbf{H}$ matrisinin ℓ . sütunu
$H(.)$	Kablosuz haberleşme kanalı
$\mathbf{H}$	$N_R \times N_T$ boyutunda kablosuz haberleşme kanalı
i	Kod indisinin gösterimi
$i_{\Re}$	Kod indisinin reel bileşeni
$i_{\Im}$	Kod indisinin imajiner bileşeni
$\hat{i}$	Kod indisinin alıcı tarafından kestirilmiş hâli
$\hat{i}_{\Re}$	Kod indisinin reel bileşeninin alıcı tarafından kestirilmiş hâli
$\hat{i}_{\Im}$	Kod indisinin imajiner bileşeninin alıcı tarafından kestirilmiş hâli
$I(.)$	Birinci türden ve sıfırdan dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonu
$I_{1,i}$	CIM sisteminde korelatörün birinci dalından elde edilen değer
$I_{2,i}$	CIM sisteminde korelatörün ikinci dalından elde edilen değer
$\Im$	İmajiner bileşen (Q bileşeninde iletilen bileşen)
K	Çip uzunluğu
ℓ	Aktif anten indisinin gösterimi
$\hat{\ell}$	Aktif anten indisinin kestirilmiş hâli

L	I ya da Q bileşeni için yayıcı kod seçimi yapan bit sayısı
M	Modülasyon derecesi
m	Nakagami parametresi
$\max(.)$	Maksimum operatörü
$\min(.)$	Minimum operatörü
$n(t)$	Toplamsal gauss gürültüsü
$\mathbf{n}$	N_R boyutlu sıfır ortalamalı ve N_0 varyanslı karmaşık Gauss rastgele süreci
$\tilde{n}$	Yayılmış (spreaded) ilişkili AWGN terimi
$\tilde{\mathbf{n}}$	Yayılmış (spreaded) N_R boyutlu sıfır ortalamalı ve N_0 varyanslı karmaşık Gauss rastgele süreci
$\tilde{\mathbf{n}}_{i_{\text{Re}}}^I$	Kod indisinin reel bileşeni ile ilintili geri yayılmış veri vektörüne ait gürültü bileşeni
$\tilde{\mathbf{n}}_{i_{\text{Im}}}^Q$	Kod indisinin imajiner bileşeni ile ilintili geri yayılmış veri vektörüne ait gürültü bileşeni
$\tilde{\mathbf{n}}_i^I$	i . korelatörünün geri yayılmış çıktısının I bileşenine ait gürültü bileşeni
$\tilde{\mathbf{n}}_i^Q$	i . korelatörünün geri yayılmış çıktısının Q bileşenine ait gürültü bileşeni
$n_{r,k}$	r . alıcı antenin k . gürültülü çip sinyalinin gürültüsü
$n_{r,k}^I$	r . alıcı antenin k . gürültülü çip sinyalinin I bileşenine ait gürültü
$n_{r,k}^Q$	r . alıcı antenin k . gürültülü çip sinyalinin Q bileşenine ait gürültü
N_0	Gauss rastlantı değişkeninin varyansı
$N_{\text{akış}}$	MIMO sistemi tarafından desteklenebilecek maksimum veri akışı sayısı
$\mathbf{N}$	AWGN matrisi
$\mathbf{N}^I$	AWGN matrisinin I bileşeni
$\mathbf{N}^Q$	AWGN matrisinin Q bileşeni
$N(i, j)$	İkili hata olayıyla ilişkili bit hatalarının sayısı
N_R	MIMO sistemin alıcı anten sayısı

N_T	MIMO sistemin verici anten sayısı
$p(\cdot)$	Olasılık yoğunluk fonksiyonu
$p(t)$	Birim genlikli dikdörtgen darbeleri darbe şekillendirme filtresi
$P(\cdot)$	Birikimsel dağılım fonksiyonu
$\mathcal{P}$	Ortalama güç ifadesi
$\mathcal{P}_l$	Rician sönümlemeli kanallarda alıcıya doğrudan gelen sinyalin gücü
$\mathcal{P}_d$	Rician sönümlemeli kanallarda alıcıya yansıtılarak gelen sinyalin gücü
$\Pr(\cdot)$	Olasılık fonksiyonu
$\Pr_1$	CIM-SM sisteminde yayıcı kodu indislerinin haritalanmış bitlerinin BEP'si
$\Pr_2$	CIM-SM sisteminde modüle edilmiş bitlerin BEP'si
$\Pr_c$	CIM-SM sisteminde hatalı yayıcı kodu kestirimi
$\Pr_c^{\hat{I}_{\text{Re}}}$	CIM-SM sisteminde I bileşeninin ortalama hatalı yayıcı kodu indis kestirimi
$\Pr_c^{\hat{I}_{\text{Im}}}$	CIM-SM sisteminde Q bileşeninin ortalama hatalı yayıcı kodu indis kestirimi
$\Pr_{\text{CIM-SM}}$	CIM-SM sisteminin toplam bit hata oranı ifadesi
$\Pr_e(\cdot)$	Ortalama çiftsel hata olasılığı
$\Pr_{\text{SM}}$	SM sisteminin bit hata oranı
q	SM sisteminde kullanılan M-QAM yıldız kümesinin kaçınıcı elemanın seçileceğini gösteren değişken
$\hat{q}$	SM sisteminde kullanılan M-QAM yıldız kümesinin q . sembolünün kestirilmiş hâli
$\mathcal{Q}(\cdot)$	Q-fonksiyonu (hata fonksiyonu)
r	Pozisyon değişkeni
r_0	Uzayda keyfi bir pozisyon
$r_l(t)$	CIM sisteminde alınan eş-evreli sinyal
$\Re$	Reel bileşen (I bileşeninde iletilen bileşen)
R_t	CIM-SM sisteminin çıktısı (throughput)

$s(x, y, z, t, f)$	RF sinyalinin uzay-zaman-frekans sinyali şeklinde ifadesi
$sign(.)$	Signum (işaret) fonksiyonu
t	Zaman değişkeni
t_0	Başlangıç noktasındaki zaman
T_c	Yayıncı koda ait çip süresi
T_s	Sembol süresi
x	Vericiden gönderilen sembol
x_d	CIM-SM sisteminde iletilecek olan M-QAM modülasyonlu sembolün genel formu
$x_{d_{re}}$	x_d 'nin gerçel bileşeni
$x_{d_{im}}$	x_d 'nin imajiner bileşeni
$\hat{x}_d$	CIM-SM sisteminde M-QAM modülasyonlu sembolün kestirilmiş hâli
$\hat{x}_{d_{re}}$	$\hat{x}_d$ 'nin gerçel bileşeni
$\hat{x}_{d_{im}}$	$\hat{x}_d$ 'nin imajiner bileşeni
$\mathbf{x}_{iq}$	SM sisteminin yıldız kümesi vektörü
x_q	M-QAM yıldız kümesinin q . sembolü
$x(t)$	İletilen sinyal
$y(t)$	Alınan sinyal
$y_{r,k}^I$	r . alıcı antenin k . gürültülü çip sinyalinin I bileşeni
$y_{r,k}^Q$	r . alıcı antenin k . gürültülü çip sinyalinin Q bileşeni
$\mathbf{Y}^I$	(6.3)'ün vektörel temsilinin I bileşeni
$\mathbf{Y}^Q$	(6.3)'ün vektörel temsilinin Q bileşeni
$\tilde{\mathbf{y}}_i^I$	i . korelatörünün geri yayılmış çıktısının I bileşeninin vektörel gösterimi
$\tilde{\mathbf{y}}_i^Q$	i . korelatörünün geri yayılmış çıktısının Q bileşeninin vektörel gösterimi
$\tilde{y}_{i,r}^I$	$\tilde{\mathbf{y}}_i^I$ vektörünün r . elemanı
$\tilde{y}_{i,r}^Q$	$\tilde{\mathbf{y}}_i^Q$ vektörünün r . elemanı

$\mathbf{y}_{\hat{l}_{\text{ge}}}$	Kod indisinin reel bileşeni ile ilintili geri yayılmış veri vektörü
$\mathbf{y}_{\hat{l}_{\text{gm}}}$	Kod indisinin imajiner bileşeni ile ilintili geri yayılmış veri vektörü
$\tilde{\mathbf{y}}_{i \neq \hat{l}_{\text{ge}}}^I$	Yanlış seçilmiş geri yayıcının I bileşeni
$\tilde{\mathbf{y}}_{i \neq \hat{l}_{\text{gm}}}^Q$	Yanlış seçilmiş geri yayıcının Q bileşeni
$\mathbf{y}_k^I$	r . alıcı antenin k . gürültülü çip sinyallerinin I bileşenlerinin vektörel temsili
$\mathbf{y}_k^Q$	r . alıcı antenin k . gürültülü çip sinyallerinin Q bileşenlerinin vektörel temsili

KISALTMALAR

AF	Kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward)
APEP	Ortalama çiftsel hata olasılığıdır (average pairwise error probability)
AWGN	Toplamsal beyaz gauss gürültüsü (additive white gaussian noise)
BEP	Bit hata olasılığı (bit error probability)
BER	Bit hata oranı (bit error rate)
BLAST	Bell-Labs katmanlı uzay-zaman (Bell-Labs layered space time)
Bps	Saniye başına bit (bits per second)
BPSK	İkili karesel faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase shift keying)
CCSD	Merkezî ki-kare dağılımı (central chi-square distribution)
CDF	Birikimsel dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function)
CIM	Kod indis modülasyonu (code index modulation)
CIM-SM	Kod indis modülasyonlu uzaysal modülasyon (code index modulation based spatial modulation)
D2D	Cihazdan cihaza (device-to-device)
DF	Çöz-ve-ilet (decode-and-forward)
DoF	Serbestlik derecesi (degrees of freedom)
DS-SS	Geleneksel doğrudan dizilimli yayılı izge (direct-sequence spread-spectrum)
FDM	Frekans bölmeli çoğullama (frequency division multiplexing)
Gbps	Saniyede Gigabit (Gigabits per second)
GSSK	Genelleştirilmiş ssk (generalized SSK)
Hz	Hertz
I	Eş-evreli (inphase)
ICI	Kanallar arası girişim (inter-channel interference)
IGCH	Bilgi kılavuzlu kanal atlama (information guided channel hopping)
IM	İndis modülasyonu (index Modulation)
IOC	Araçların interneti (internet of cars)
IoT	Nesnelerin interneti (internet of things)

LoS	Görüş hattı (line of sight)
M2M	Makineden makineye (machine-to-machine)
MIMO	Çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output)
MISO	Çok-girişli tek-çıkışlı (multiple-input single-output)
ML	En büyük olabilirlik (maximum likelihood)
MMSE	Minimum ortalama karesel hata (minimum mean square error)
non-CCSD	Merkezî olmayan ki-kare dağılımını (non-central chi-square distribution)
OSTBC	Ortogonal uzay-zaman blok kodları (orthogonal space-time block codes)
PDF	Olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function)
PN	Sözde-gürültü (pseudo noise)
PPS	Saniye başına veri paketleri (packets per second)
PSK	Faz kaydırmalı anahtarlama (phase shift keying)
Q	Dik-evreli (quadrature)
QAM	Karesel genlik modülasyonu (quadrature amplitude modulation)
RA	Yeniden yapılandırılabilir anten (reconfigurable antenna)
RM _s	Gerçek çarpma işlemleri (real multiplications)
RF	Radyo frekansı (radio frequency)
SIMO	Tek-girişli çok-çıkışlı (single-input multiple-output)
SINR	Sinyal-parazit artı gürültü oranı (signal-to-interference-plus-noise ratio)
SISO	Tek-girişli tek-çıkışlı (single-input single-output)
SM	Uzaysal modülasyon (spatial modulation)
SNR	Sinyal-gürültü oranı (signal-to-noise ratio)
SSK	Uzay Kaydırmalı Anahtarlama (space shift keying)
STC	Uzay-zaman kodlaması (space-time coding)
TDM	Zaman bölmeli çoğullama (time division multiplexing)
V-BLAST	Dikey BLAST (vertical BLAST)
WiMAX	Mikrodalga erişimi için dünya çapında birlikte çalışabilirlik (worldwide interoperability for microwave access)
ZF	Sıfır zorlama (zero forcing)

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1	Kablosuz yayılım mekanizmaları	8
Şekil 2.2	AWGN kanal modeli	11
Şekil 2.3	AWGN dağılımının çeşitli σ değerleri için PDF'si.....	12
Şekil 2.4	Rayleigh dağılımının çeşitli σ değerleri için PDF'si.....	13
Şekil 2.5	Rician dağılımının çeşitli δ ve σ değerleri için PDF'si.....	15
Şekil 2.6	Nakagami- m dağılımının çeşitli m değerleri için PDF'si	17
Şekil 3.1	Uzaysal çeşitleme için bir MIMO sistemi	19
Şekil 3.2	Uzaysal çoğullama için bir MIMO sistemi.....	19
Şekil 3.3	Gönderici ve alıcı terminallerinde kullanılan anten konfigürasyonları ve bunların isimlendirmeleri.....	21
Şekil 3.4	MIMO sistemlerin tarihsel gelişimini gösteren zaman çizelgesi.....	24
Şekil 3.5	Uzaysal çoğullama kullanan bir MIMO haberleşme sisteminin genel şeması	28
Şekil 3.6	Rayleigh sönümlemeli bir kanalda $N \times N$ boyutlu MIMO haberleşme sisteminin teorik kapasitesi [24]	30
Şekil 4.1	Uzaysal Modülasyon Sistem Modeli	35
Şekil 4.2	SM tekniği tarafından oluşturulan üç boyutlu sembol uzayı.....	37
Şekil 5.1	Kod indis modülasyonu tekniğinin sistem modeli	39
Şekil 6.1	CIM-SM tekniğinin sistem modeli	43
Şekil 6.2	CIM-SM, CIM-SS, QSM, SM ve DS-SS sistemlerinin $\varphi = 9$ bit ve $N_R = 1$ iken karşılaştırılması	57
Şekil 6.3	CIM-SM, CIM-SS, QSM, SM ve DS-SS sistemlerinin $\varphi = 9$ bit ve $N_R = 4$ iken karşılaştırılması	58
Şekil 6.4	CIM-SM, CIM-SS, QSM, SM ve DS-SS sistemlerinin $\varphi = 12$ bit ve $N_R = 4$ iken karşılaştırılması	59
Şekil 6.5	SNR 15 dB'ye eşit ve $N_T = 4$ olduğunda CIM-SM sisteminin BER performans eğrileri.....	60
Şekil 6.6	SNR 15 dB'ye eşit ve $M = 4$ olduğunda CIM-SM sisteminin BER performans eğrileri.....	61

Şekil 6.7 $N_R = 1$ için DS-SS, CIM-SS, SM ve CIM-SM tekniklerinin Nakagami- m tipi kanallar için $m=1$ durumunda BER performans eğrilerinin karşılaştırılması	62
Şekil 6.8 $N_T = N_R = 4$ ve $m = 2, 3, 4$ için SM ve CIM-SM tekniklerinin Nakagami- m sönümlmeli kanallarda BER performans eğrilerinin karşılaştırılması	62

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 6.1 CIM-SM şemasının DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS sistemlerine göre yüzde olarak enerji tasarrufu (E_{sav}) karşılaştırmaları	54
Tablo 6.2 Sembol süresi başına sistemlerin veri hızı karşılaştırmaları	56

ÖZET

Kod İndis Modülasyonu Tabanlı Uzaysal Modülasyon Tekniğinin Tasarım ve Performans Analizi

Çögen, Fatih

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

Danışman: Dr. Öğretim Üyesi Erdoğan AYDIN

Temmuz, 2020. 75 Sayfa.

Bu tez çalışmasında, son zamanlarda popüler olan ve yeni nesil haberleşme teknikleri için gelecek vaat eden teknikler olarak sayılan, kod indis modülasyonu (code index modulation, CIM) ve uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) tekniklerinin tasarım şeması ve başarımları analizleri sunulmuştur. CIM tekniği, yayıcı kod indisleri ile ekstra bilgi taşıyan yüksek enerji verimli ve veri hızlı bir tekniktir; SM tekniği, geleneksel modülasyonlu simgelerin yanı sıra antenlerin de çok az bir maliyet ile veri göndermede kullanıldığı yine yüksek enerji verimli ve veri hızlı bir tekniktir.

Bu tez çalışmasında, akılcı CIM ve SM teknikleri birleştirilerek “kod indis modülasyonlu uzaysal modülasyon (code index modulation based spatial modulation, CIM-SM)” adında yeni bir teknik literatüre kazandırılmıştır. CIM-SM sisteminde geleneksel modülasyonlu simgelerin yanı sıra bir yandan SM tekniğinin aktif anten indisleri diğer bir yandan CIM tekniğinin yayıcı kod indisleri veri taşımaktadır. Dolayısıyla CIM-SM sistemi, geleneksel doğrudan dizilimli yayılı izge (DS-SS), SM ve CIM yöntemlerine göre daha hızlı veri iletimi gerçekleştirirken aynı zamanda daha az iletim enerjisi harcamaktadır. Önerilen CIM-SM sistemi için, sistem modeli oluşturulmuş, sistem performansını ifade eden gerekli teorik çıkarımlar elde edilmiş; iletilen simgelere, kullanılan aktif antenlerin indislerine ve yayıcı kod indislerine karar veren en büyük olasılıklı (maximum likelihood, ML) alıcı yapısı sunulmuştur. Önerilen sistem modeline ilişkin performans analizleri yapılmıştır. Ayrıca bilgisayar benzetimleri sonucunda, CIM-SM sisteminin klasik DS-SS, SM ve CIM sistemlerine nazaran daha iyi hata başarımlarına sahip olduğu gösterilmiştir. Önerilen sistemin

başarım analizleri hem Rayleigh sönümlemeli hem de Nakagami- m sönümlemeli kanallarda gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kod indis modülasyonu, uzaysal Modülasyon, enerji verimliliği, MIMO sistemler.

ABSTRACT

Design and Performance Analysis of Code Index Modulation Based Spatial Modulation Technique

Çögen, Fatih

Master Thesis, Electrical and Electronics Engineering Department, Electrical and Electronics Engineering Program

Supervisor: Dr. Erdoğan Aydın

July, 2020. 75 Pages.

In this thesis, the design scheme and performance analysis of code index modulation (CIM) and spatial modulation (SM) techniques, which are recently popular and considered as promising techniques for new generation communication techniques, are presented. The CIM technique is a highly energy efficient and high data-rated technique that carries extra information with its spreading code indices; SM technique is a highly energy efficient and high data-rated technique where antennas are used to transmit data at a very low cost as well as traditional modulating symbols.

In this thesis, rational CIM and SM techniques are combined and a new technical literature called "code index modulation based spatial modulation (CIM-SM)" is introduced. In addition to the traditionally modulated symbols in the CIM-SM system, the active antenna indices of the SM technique on the one hand and the spreading code indices of the CIM technique on the other hand carry data. Therefore, the CIM-SM system performs faster data transmission than traditional direct-sequence spread-spectrum (DS-SS), SM and CIM techniques, while also consuming less transmission energy. For this proposed system, the system model has been created, necessary theoretical results have been obtained; the maximum likelihood (ML) receiver has been created which decides the transmitted symbols, the indices of the active antennas used and the spreading code indices is presented. Performance analyzes related to the proposed system model have been made. In addition, as a result of computer simulations, CIM-SM system has been shown to have better error performance than conventional DS-SS, SM and CIM systems. Performance analyzes of the proposed system were carried out in both Rayleigh fading and Nakagami- m fading channels.

Keywords: Code index modulation, Spatial Modulation, energy efficiency, MIMO systems.

1. GİRİŞ

1.1. Literatür Özeti

Günümüz dünyasında internet, yaşamımızın vazgeçilmez bir parçası haline gelmiştir. Son on yılda dünya, mobil kablosuz iletişimin ikinci, üçüncü ve dördüncü nesil kablosuz ağlarına doğru kademeli, ancak istikrarlı bir şekilde evrimine tanık olmuştur. Buna bağlı olarak, cihazların haberleşmesi (device-to-device communication, D2D), makinelerin haberleşmesi (machine-to-machine communication, M2M), nesnelerin interneti (internet of things, IoT), araçların interneti (internet of cars, IOC), yüksek hızlı trenlerde yüksek veri hızlı internet, çevrimiçi sağlık bakımı, çevrimiçi finansal teknik, akıllı evler, akıllı şehirler ve akıllı enerji şebekeleri gibi insan hayatını kolaylaştıracak birçok konu araştırmacılar tarafından sıklıkla çalışılmaya başlamıştır. Uzmanlar tarafından, 2030 yılına kadar 500 milyara yakın cihazın internete bağlanması beklenmektedir. Son birkaç yılda; yüksek hızlı internet kullanımı, yüksek hızlı video ve ses yayını, büyük ebatlı dosyaların gönderimi, çevrimiçi oyunlar, her yerde ve her zaman internete bağlı olma ihtiyacı vb. kavramlar gün geçtikçe daha popüler hâle gelmektedir. Bu nedenle, mobil cihazların katlanarak büyümesi ve artan taleplerin gelişmesi de göz önünde bulundurulursa, yeni nesil haberleşme teknolojilerinin yüksek veri hızı, enerji verimliliği, güvenlik, spektral verimli ve düşük gecikme süresi yeteneklerine sahip olması kaçınılmaz bir gerçektir [1]–[3].

“5G ve ötesi” yeni nesil haberleşme tekniklerinin motivasyonu şu şekilde kısaca özetlenebilir: yüksek veri hızı, yüksek bant genişliği, geniş kapsama alanı, düşük gecikme ve düşük enerji tüketimi. Sanayi ve akademi tarafından farklı araştırma girişimlerini harmanlayan “5G ve ötesi” sistemlerinin sekiz ana gereksinimi ise şu şekilde tanımlanmaktadır:

1. Veri hızının yaklaşık olarak saniyede 1~10 Gigabit (Gigabits per second, Gbps) civarında olması beklenmektedir,
2. 4G haberleşme sistemlerinin 10 milisaniyelik gidiş-dönüş süresinin yaklaşık 10 kat daha azalması ve 1 milisaniyeye sabitlenmesi beklenmektedir,

3. Belirli bir alanda daha uzun süreler için daha yüksek bant genişliğine sahip çok sayıda bağlı cihazın etkinleştirilmesi gerekmektedir,
4. IoT'nin vizyonunu gerçekleştirmek için, ortaya çıkan “5G ve ötesi” ağlarının binlerce cihaza bağlantı sağlaması gerekmektedir,
5. “5G ve ötesi” ağların pratik olarak her zaman kullanılabilir olması gerekmektedir. Yani “her yerde ve her zaman internet” kavramı mümkün mertebe sağlanmalıdır,
6. “5G ve ötesi” ağların, kullanıcıların konumlarından bağımsız olarak tam kapsama alanı sağlaması gerekmektedir,
7. Son yıllarda haberleşme teknolojilerinde “yeşil haberleşme (green communications)” kavramı çok önemli hâle gelmiştir. Buna bağlı olarak çevreye duyarlı ve neredeyse %90 daha az enerji harcayan “5G ve ötesi” haberleşme sistemlerinin geliştirilmesi gerekmektedir,
8. Güç tüketiminin artması ve batarya ömrünün kısa oluşu günümüzde çokça karşılaşılan problemlerin başında gelmektedir. Bu yüzden “5G ve ötesi” ağlarda ortaya çıkan güç tüketiminde azalma temel olarak çok önemlidir [4]–[8].

İndis Modülasyonu (index modulation, IM) tekniği son birkaç yılda en önemli araştırma konularından biri haline gelmiştir ve yeni nesil kablosuz iletişim sistemleri için umut verici bir aday olarak gösterilmiştir. Adından da anlaşılacağı gibi IM teknikleri sinyalleri; anten, frekans taşıyıcısı ve alt taşıyıcı gibi pratik veya zaman aralığı, uzay-zaman matrisi ve anten aktivasyon sırası gibi sanal olabilen bazı ortamların indisleri yoluyla modüle eder. İndisler iletilen veya alınan sinyallere gömülü bir şekilde iletilir; genellikle ya çok az güç tüketilir ya da hiç güç tüketilmez ancak ek bilgi taşınır. Bu, spektral verimlilik ile enerji verimliliği arasındaki cazip dengenin IM ile elde edilebileceği anlamına gelir. Bu özellikler, IM tekniklerini “5G ve ötesi” kablosuz iletişim teknikleri arasında rekabetçi bir aday haline getirir [9]–[12].

Kod indis modülasyonu (code index modulation, CIM) tekniğinin temel yapıtaşını oluşturan doğrudan sıralı yayılı izge (direct sequence spread spectrum, DS-SS), sinyalleri iletmek için ortogonal yayıcı kodları (örneğin, walsh hadamard kodları) veya

sözde-gürültü (pseudo noise, PN) dizilerini kullanır. Bu tekniğin; performans, sinyal bozma direnci, enerji verimliliği, aynı kanalın birçok kullanıcıyla paylaşılması, girişim ve gürültü azaltma vb. gibi birçok faydası vardır. Tez çalışmasına da dâhil edilen ve DS-SS tekniğini temel alan CIM tekniği fazladan bilgi iletmek için yayıcı kodu indislerini kullanan akılcı bir tekniktir. CIM yapısında, bilgi bitlerinin bir kısmı modüle edilmiş simgeyi iletmek için kullanılırken, diğer kısmı da yayıcı kodu indislerini seçmek için kullanılır. Seçilen yayıcı kod ise modüle edilmiş sembollerle çarpılır ve herhangi bir enerji kullanılmadan iletilir. Alıcı kısımda, yayıcı kod indisi bir korelatör yardımıyla belirlenir sonrasında kestirilen kod indisine ait yayıcı kod ile geri yayma (despreading) işlemi yapılır; son olarak alınan simge demodüle edilir. Bu rasyonel teknik ile veri bitlerinin bir kısmı modüle edilmiş sinyal ile doğrudan kanaldan iletilirken, diğer kısmı ise herhangi bir enerji harcamadan doğrudan iletilen sinyale gömülerek taşınır. Bu nedenle, CIM sistemi sadece sistemin veri hızını ve verimliliğini artırmakla kalmaz, aynı zamanda enerji tüketimini de azaltır [13]–[20].

Son yıllarda hızla popülerlik kazanan; uzaysal modülasyonu (spatial modulation, SM), karasel uzaysal modülasyon (quadrature spatial modulation, QSM) tekniklerinin ve tez çalışmasının yapı taşlarını oluşturan en önemli tekniklerden bir diğeri de çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) haberleşme teknikleridir. MIMO sistemlerde alıcı ve/veya verici birden fazla antenle donatılmıştır. MIMO teknolojisi kablosuz iletişim sistemi tasarımında bir dönüm noktasıdır. Bu teknoloji, hem kablosuz kanaldaki bozuklukların hem de kaynak kısıtlamalarının getirdiği zorlukların üstesinden gelmeye yardımcı olan bir dizi avantaj sunmaktadır. MIMO, geleneksel tek antenli kablosuz sistemlerde kullanılan zaman ve frekans boyutlarına ek olarak performansı, uzaysal boyuttan faydalanarak artırmaktadır [18], [20], [21].

Kablosuz haberleşme sisteminde önemli performans kazançları sağlayan MIMO sistemlerinin faydaları; dizi kazancı, uzaysal çeşitlilik kazancı, uzaysal çoğullama kazancı ve girişim azaltma olarak özetlenebilir. Dizi kazancı, bir haberleşme sisteminin alıcı terminalindeki uyumlu birleştirme neticesinde sinyal-gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) değerlerindeki iyileşme demektir. Uyumlu birleştirme, alıcı anten dizisindeki ve/veya verici anten dizisindeki uzaysal ön işlem yoluyla gerçekleştirilebilir. Bu işlem, gürültüye karşı direnci artırır, böylece kablosuz ağıın kapsamı artar. Kablosuz bir sistemin alıcı terminaline gelen sinyal seviyesi dış

etmenler vasıtasıyla dalgalanıp kaybolabilir. Uzaysal çeşitlilik kazancı, alıcıya iletilecek olan sinyalin uzayda, frekansta veya zamanda birden fazla kopyasını sağlayarak sönümlmeyi hafifletir. Artan sayıda bağımsız kopya sinyal ile kopyalardan en az birinin derin bir sönümleme yaşama olasılığı azalır, böylece alıcının kalitesi ve güvenilirliği artar. Uzaysal çeşitlilik kazancı, işlem bant genişliği içinde birden fazla bağımsız veri akışının iletilmesi yoluyla veri hızında doğrusal bir artış sağlar. Ortamdaki zengin saçılma gibi uygun kanal koşullarında, alıcı veri akışlarını ayırabilir. Ayrıca, her veri akışı, tek girişli tek çıkışlı bir sistem tarafından deneyimlenecek en az aynı kanal kalitesini deneyimlemekte ve kapasiteyi akış sayısına eşit bir çarpım faktörü ile etkili bir şekilde artırmaktadır. Netice olarak uzaysal çoğullama kazancı, bir kablosuz ağın kapasitesini artırmaktadır. Kablosuz ağlarda girişim, birden fazla kullanıcının zaman ve frekans kaynaklarını paylaşmasından kaynaklanır. MIMO sistemlerde, kullanıcılar arasındaki mesafeyi artırmak için uzaysal boyuttan yararlanarak girişim azaltılabilir. Örneğin, girişim varlığında dizi kazanımı, girişim ve girişim gücüne olan toleransı artırır; böylece sinyal-gürültü-artı-parazit oranını (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) geliştirir. Ek olarak, uzaysal boyut, girişimden kaçınmak, yani sinyal enerjisini hedeflenen kullanıcıya yönlendirmek ve diğer kullanıcılarla haberleşmede gerçekleşen girişimi en aza indirmek amacıyla kullanılabilir. Girişim azaltma, bir kablosuz ağın kapsamını geliştirir [22]–[26].

Son yıllarda ortaya çıkan ve aynı zamanda araştırmacılar tarafından ilgi odağı haline gelen önemli MIMO tekniklerinden biri de SM tekniğidir. SM şemasında, hem alıcı hem de verici terminalleri, zengin saçılma ortamının uzaysal çeşitliliğini elde etmek için birden fazla antenle donatılırken, her iletim zaman diliminde verici terminalinde yalnızca bir anten etkinleştirilmektedir. Sonuç olarak, verici antenler arası senkronizasyon problemi ortadan kalkar, kanallar arası girişim (inter-channel interference, ICI) önlenir ve böylece iletişim sisteminin karmaşıklığı büyük ölçüde azaltılır. Ayrıca, SM şemasında iletilen veri simgelerine ek olarak, vericinin aktif anten indisleri de bilgi iletmek için kullanılır. Bu rasyonel şema sayesinde veri hızı, verici antenlerin sayısı ile birlikte logaritmik olarak artar. Bu nedenle, SM tekniği son zamanlarda, yüksek spektral verimliliği, yüksek performansı, enerji verimliliği ve düşük karmaşıklığı nedeniyle, pek çok akademik çalışmada yer almıştır [9], [27]–[29].

QSM, SM'nin neredeyse tüm avantajlarını barındıran ve spektral verimliliği daha da artıran bir başka MIMO tekniğidir. QSM sisteminde, uzaysal yıldız kümesi eş-evreli (in-phase, I) ve dik-evreli (quadrature, Q) bileşenlere ayrılır; burada simgenin gerçel kısmı I bileşeninde ve imajiner kısmı ise Q bileşeninde iletilir. Başka bir deyişle, sinyalin bir kısmı kosinüs taşıyıcısında iletilirken, diğer bir kısmı ise sinüs taşıyıcısında iletilir. SM yapısından farklı olarak, QSM tekniğinde iki verici anten aynı anda aktiftir ve SM'ye I ve Q bileşenleri ile yeni bir boyut kazandırılır. I ve Q bileşenleri birbirine dik olduğundan, sinyaller karışmaz ve ICI aynı SM tekniğinde olduğu gibi QSM tekniğinde de tamamen önlenir. Ayrıca, QSM yapısında, I ve Q bileşenleri olduğu için, uzaysal çoğullama, iletim anteni bazındaki kazanç olarak SM'den iki kat daha yüksektir [20], [30].

1.2. Tezin Amacı

Bu tezin amacı; CIM ve SM tekniklerinin birleştirilmesi neticesinde literatüre yeni, yüksek veri hızlı, daha iyi enerji ve spektral verimli bir MIMO yöntem kazandırmak; benzer konularda çalışan araştırmacılara bu güncel ve yeni konuyu tanıtmaktır. Ayrıca, tasarlanan yeni yöntemin literatürde var olan CIM, SM ve QSM tekniklerine göre daha iyi hata başarımına sahip olduğu da gösterilmiştir.

1.3. Hipotez ve İzlenen Yol

Bu tez çalışmasında; Walsh Hadamard yayıcı kodlarının, SM'nin aktif anten indislerinin birlikte kullanıldığı CIM-SM adında yüksek spektrumlu, yüksek veri hızlı ve enerji verimli bir MIMO haberleşme tekniği önerilmiştir. Önerilen sistem, çok az donanım maliyetleri getirerek yüksek enerji ve spektral verimlilik elde etmektedir. Önerilen bu sistem için; alıcı ve verici yapıları oluşturulmuş, gerekli teorik çıkarımlar elde edilmiş, en büyük olabilirlikli (maximum likelihood, ML) alıcısı oluşturulmuş, performans analizleri yapılmış ve gerekli monte carlo simülasyon yöntemleri ile doğrulukları test edilmiştir.

Bu tez çalışmasının bölümleri şu şekildedir: Bölüm 2'de tezde ele alınan kablosuz haberleşme modelleri kısaca tanıtılmıştır. Bölüm 3'te Uzaysal Modülasyon sistemi, Bölüm 4'te MIMO sistemler, Bölüm 5'te Kod İndis Modülasyonu sistemi, Bölüm 6'da

ise önerilen CIM-SM sistemi ayrıntılı bir biçimde tanıtılmıştır. Son olarak Bölüm 7’de ise bu tez çalışmasının sonuçları verilmiştir.

2. KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARI

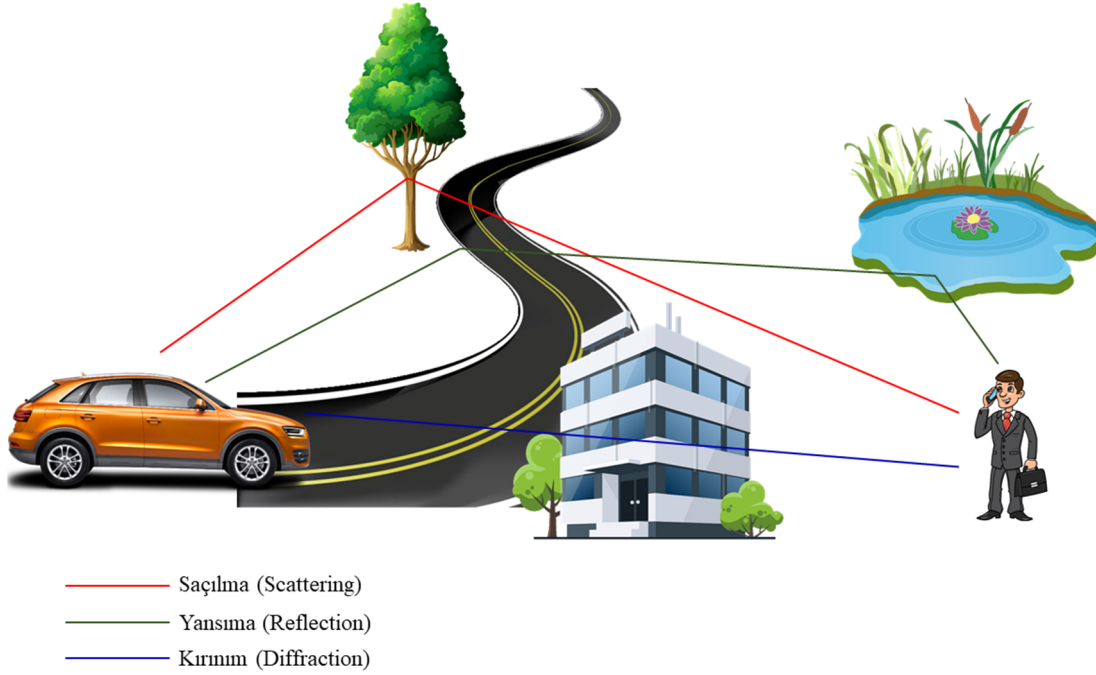
Bu bölümde, kablosuz haberleşme kanallarının yapısı ve sönümlemeli kanal modelleri ele alınacaktır.

2.1. Kablosuz Haberleşme Kanalları

Kablosuz haberleşme, son on yıl içerisinde, kablosuz ortam üzerinden yüksek veri hızlarına yönelik artan talebi karşılamak için önemli ölçüde gelişmiştir. Haberleşme sistemleri, iç mekan uygulamaları ve dış mekan uygulamaları için tasarlanmaktadır ve bu uygulamalarda da hareketlilik önemli bir role sahiptir [31]–[33].

Kablosuz sinyal uzayda fizik yasalarına göre yayılır. Bir ortamda dolaşan bir elektromanyetik radyo frekansı (radio frequency, RF) sinyali, ortamın yapısına bağlı olarak bir zayıflamaya (yol kaybı) mâruz kalır. Buna ek olarak, sinyal nesnelerle karşılaşır; yansır, kırılır, kırınıma ve çoklu saçılıma mâruz kalır. Bu kümülatif etki sinyalin emilmesine, sinyalin birden fazla yolu geçmesine, kaynak ve nesneler arasındaki göreceli hareket nedeniyle sinyalin frekansının değişmesine (Doppler etkisi) ve böylece önemli ölçüde değişmesine neden olur. RF sinyali bir uzay-zaman-frekans sinyalidir ve $s(x, y, z, t, f)$ şeklinde ifade edilebilir; burada x, y ve z uzay değişkenleri, t zaman değişkeni ve f ise frekans değişkenidir. İletilen sinyali $s_T(x_T, y_T, z_T, t, f_T)$ olarak ve alınan sinyali de $s_R(x_R, y_R, z_R, t, f_R)$ temsil edersek alınan ve iletilen sinyal arasında şu şekilde bir bağıntı olur: $s_R(x_R, y_R, z_R, t, f_R) = h(s_T(x_T, y_T, z_T, t, f_T))$; $h(.)$ fonksiyonu burada kablosuz haberleşme kanalı olarak ifade edilir. Kablosuz kanal aynı zamanda çalışma alanı, atmosfer koşulları, verici ve alıcıların göreceli hareketliliği, kullanılan anten türleri, anten yükseklikleri ve diğer pratik parametreler gibi faktörlere de bağlıdır [34].

2.1.1. Kablosuz Kanal İçin Yayılma Modeli



Şekil 2.1 Kablosuz yayılım mekanizmaları

Kablosuz kanal için yayılma modeli; yol kaybı, çok yollu sönmüleme ve Doppler yayılması (veya Doppler spektrumu) ile karakterize edilir. Tüm bu özellikler, verici ve alıcı arasındaki fiziksel ortamın yanı sıra anten yükseklikleri, anten ışın genişlikleri, anten polarizasyonu ve çoklu antenler arasındaki karşılıklı bağlantı gibi sisteme bağlı parametrelerden de etkilenir. Yol Kaybı, iletilen ve alınan sinyaller arasındaki zayıflamayı karakterize eder. Bu tipik olarak emilim, kırınım, saçılma, yansıma ve kırılma gibi fiziksel olaylara dayanır. Atmosferdeki RF sinyallerinin emilimi (absorbsiyon), su ve oksijen moleküllerinin varlığına bağlı moleküler rezonans olgusundan kaynaklanmaktadır. Bu nedenle, yağmur ve kar yağışı sırasında emilim daha yüksektir. Sinyal emilimi ayrıca yayılma katılar yoluyla olduğunda da meydana gelir. Metal ihtivâ eden binalar sinyal gücünü duvarların kalınlığına bağlı olarak 10-25 dB arasında zayıflatırken ağaç gibi nesneler sinyal gücünü yaklaşık 10-12 dB zayıflatmaktadır. Nesnelerin etrafındaki kırılma, sinyalin dalga boyu nesnenin büyüklüğü ile karşılaştırılabilir olduğunda meydana gelir. Örneğin mikrodalga bandında, 2.5 GHz'lik bir sinyalin 12 cm'lik bir dalga boyu vardır ve sinyal bu boyutlardaki nesnelerle karşılaştığında kırınım meydana gelir. Sinyalin karşılaştığı

engellerde keskin kenarlar varsa, sinyal bu kenarlarda kırılarak dağılır. Aynı zamanda kırınım yüksek binaların olduğu şehirlerde de sıklıkla görülmektedir. Saçılma, sinyal bir nesne kümesiyle karşılaştığında ortaya çıkan bir fenomendir ve bu nesnelerden gelen çoklu yansımalar rastgele saçılma etkisine neden olmaktadır. Saçılma ortamına verilebilecek en iyi örnekler yeşillikler ve yapraklardır. Çok sayıda dalı ve hareketli yaprakları olan ağaçlar sinyali (rüzgârın etkisiyle) önemli ölçüde dağıtır. Bu konuyu daha iyi anlatabilmek için Şekil 2.1’de kablosuz yayılım mekanizmaları bu kayıpları ifade edecek şekilde gösterilmiştir.

Yol kaybı, çalışma frekansının, verici ve alıcı arasındaki mesafenin, çalışma alanının ve anten yükseklikleri ve anten özellikleri gibi sistem parametrelerinin bir fonksiyonudur.

Sönümleme, verici ve alıcı arasındaki saçılma ortamı zamanla değiştiğinde ortaya çıkan bir olgudur. Saçılımlardaki bu değişiklik, zamanın bir fonksiyonu olarak alıcı konumuna yapıcı veya yıkıcı olarak eklenen sinyalleri değiştirir ve sinyal seviyesindeki bu değişikliğe sönümleme adı verilir. Operasyon alanı (açık alanlar, yoğun bitki örtüsü, yüksek binalar, engebeli alanlar) sönümleme seviyesini belirlemektedir. Mikroskopik sönümleme; alıcı, alıcıya yakın saçılımlar nedeniyle sinyallerin birden çok kopyasını aldığı anda meydana gelir. Bu tür sönümlemelere düz sönümleme (flat-fading) de denir. Makroskopik sönümleme; alıcı, geniş bir bölge üzerinde uzayda dağıtılan bir saçılma topluluğundan iletilen sinyalin birden çok gecikmeli kopyasını aldığı anda meydana gelir. Bu tür sönümlmeler, frekans seçici sönümleme (frequency selective fading) olarak da adlandırılır. Frekans seçici sönümleme, bir kanalın gecikme yayılımı adı verilen bir parametre ile karakterize edilir. Bu, saçılma ortamının getirdiği ve sinyalde önemli bozulmaya neden olabilen gecikmelerin istatistiksel doğasını gösterir. Verici ve alıcı arasındaki saçılma ortamının nispi hızı, Doppler etkisi nedeniyle alınan sinyalin frekansındaki kaymanın derecesini belirler. Bu, sinyalin frekans yayılmasında bir değişikliğe neden olur.

Kanal, boşluk, zaman ve frekans boyutlarıyla birlikte özelliklerinde değişiklik göstermiyorsa tutarlılığa (coherence) sahiptir. Farklı tutarlılık türleri aşağıda açıklanmaktadır. Uzayda sabit olan bir dar bantlı sinyal ele alınsın, buna göre bir kanalın zamansal tutarlılığı $|t - t_0| \leq \tau_c / 2$ için $|h(t)| \approx \text{sabit}$ olarak ifade edilebilir ve

burada τ_c zamansal tutarlılık süresidir. Bu, kanalın zamansal özelliklerinin zamansal tutarlılık süresi içinde değişmediği anlamına gelir. Bir kanalın frekans tutarlılığı, kanalın büyüklüğü ilgili bir frekans bandında değişmediğinde tanımlanır. İfadenin şekli bir önceki duruma benzer ve $|f - f_c| \leq B_c / 2$ için $|h(f)| \approx$ sabit olarak ifade edilebilir ve burada B_c frekans tutarlılık süresidir. Daha evvelki durumlarda olduğu gibi uzaysal tutarlılık da benzer şekilde ifade yazılabilir. Uzaysal tutarlılık $|r - r_0| \leq D_c / 2$ için $|h(r)| \approx$ sabit olarak ifade edilebilir ve burada r_0 uzayda keyfi bir pozisyonudur, D_c uzaysal tutarlılıktır. Yukarıdaki tüm tutarlılık parametreleri sistem tasarımı için çok önemlidir. Örneğin, uzaysal tutarlılığın değerinin bilinmesi, sönmülemenin azaltılmasına yardımcı olması açısından çok değerlidir. Biraz daha detaylandırırsak, alıcının iki anteni uzaysal tutarlılık mesafesinden daha fazla bir mesafe ile ayrılırsa, antenlerden birinin diğer antene kıyasla daha güçlü bir sinyal alabilmesi muhtemeldir. Böylece, sinyal gücünü artırmak için her iki antenden gelen sinyaller etkili bir şekilde birleştirilebilir. Başka bir deyişle, çeşitleme ilkesi kullanılır. Ayrıca, sinyal kalitesini artırmak için zamansal tutarlılık ve frekans tutarlılığı bağlamında da benzer teknikler kullanılabilir [34]–[43].

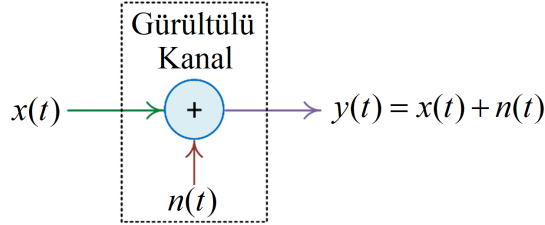
2.1.2. Sönümlmeli Kanal Modelleri

Sinyalin fiziksel olgular nedeniyle bozulduğu kablosuz sistemlerin tasarımı için, matematiksel modeller kullanarak kanalın karakterize edilmesi gerekir. Saçılma ortamı, verici ve alıcının farklı konumları için farklı olacaktır. Bu bağlamda yapılabilecek en iyi çalışma, kanalı rastgele olarak modellemek ve uygun şekilde karakterize etmek olacaktır. Literatürde sönümleme kanalları için istatistiksel özellikleri tanımlayan birçok matematiksel model bulunmaktadır.

2.1.2.1 Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü Kanal (AWGN) Modeli

İletişim teorisinde, genellikle iletilen sinyallerin bir miktar gürültü tarafından bozulduğu varsayılır. Bu durumda ilk dikkate alınması gereken ve yaygın olarak bilinen toplamsal beyaz gürültülü (additive white gaussian noise, AWGN) kanal modelidir. Gerçekte gürültü genellikle daha karmaşık olmasına rağmen, bu model, örneğin arka plan gürültüsü veya amplifikatör gürültüsü simülasyonu yaparken çok

etkilidir. Bu basit haberleşme kanal modeli Şekil 2.2’de gösterilmiştir. Bu kanal modelinde; $x(t)$ iletilen sinyali, $n(t)$ toplamsal Gauss gürültüsünü ve $y(t) = x(t) + n(t)$ ise alınan sinyali ifade etmektedir [44]–[48].



Şekil 2.2 AWGN kanal modeli

AWGN kanalının genliği genellikle Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) ile modellenir ve aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right), \quad -\infty < x < \infty \quad (2.1)$$

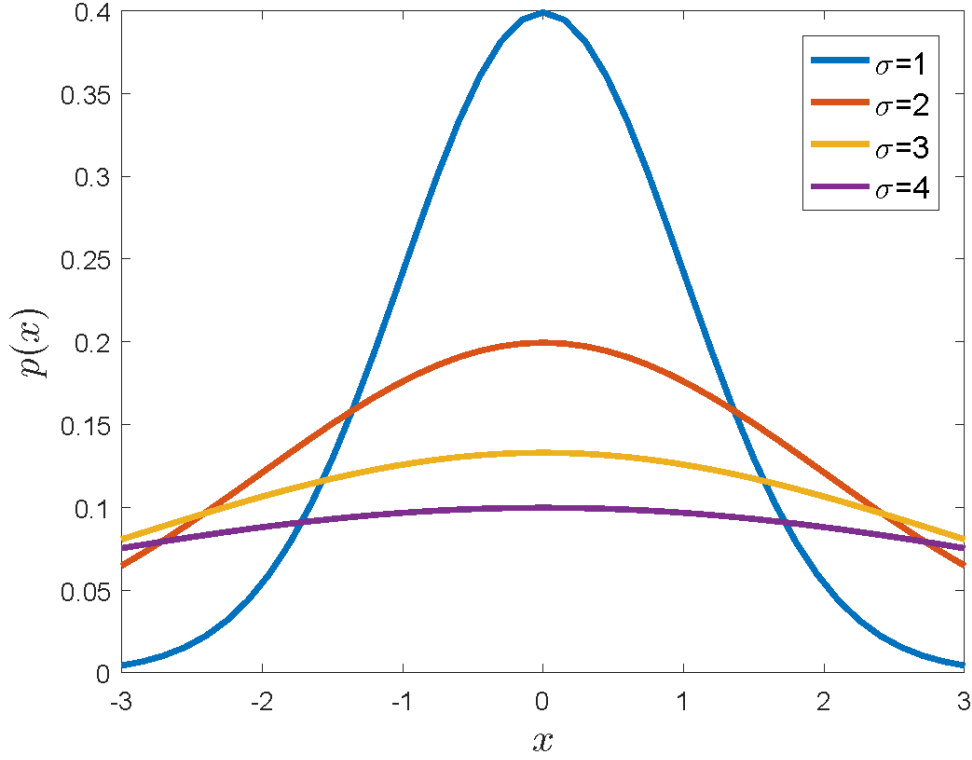
burada; x bir rastgele değişkendir, σ^2 gauss gürültüsünün varyans ifadesidir ve μ ise gauss gürültüsünün ortalamasıdır.

Benzer şekilde Gauss rastgele değişkeninin birikimsel dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF) PDF ifadesinin integrali alınması sonucu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$P(x) = \int_{-\infty}^x p(x) dx = 1 - Q\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right), \quad (2.2)$$

burada, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{w^2}{2}\right) dw$ şeklindedir.

Şekil 2.3’te $\sigma = 1, 2, 3, 4$ değerleri için AWGN dağılımının PDF ifadesi gösterilmiştir:



Şekil 2.3 AWGN dağılımının çeşitli σ değerleri için PDF'si

2.1.2.2 Rayleigh Sönümlmeli Kanal Modeli

Rayleigh sönümlmeli kanal tipi, yansıyan ve saçılıma uğramış elektromanyetik dalgaların mobil ünite tarafından alındığı durumdaki çok yollu yayılımı modellemek için kullanılan en önemli kanal tiplerinden biridir. Rayleigh sönümleme modeli, troposferik ve iyonosferik sinyal yayılımı için mâkul bir model olarak görülmekle beraber yoğun bir şekilde inşa edilmiş kentsel ortamların radyo sinyalleri üzerindeki etkisini de iyi bir şekilde modelleyebilir. Rayleigh sönümlmeli kanal modeli en çok verici ve alıcı arasında bir görüş hattı boyunca baskın yayılma olmadığında uygulanabilir. Verici ve alıcı arasında direkt bir görüş hattı varsa bu durumda Rician sönümlmeli kanal modelini kullanmak daha mantıklı olacaktır [44], [49]–[51].

Rayleigh sönümlmeli kanal modelinin PDF ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad x \geq 0 \quad (2.3)$$

burada x bir rastgele değişkendir, σ^2 Rayleigh değişkenini oluşturan dik Gauss bileşenlerinin varyans ifadesidir. $p(x)$ dağılımının ortalama değeri

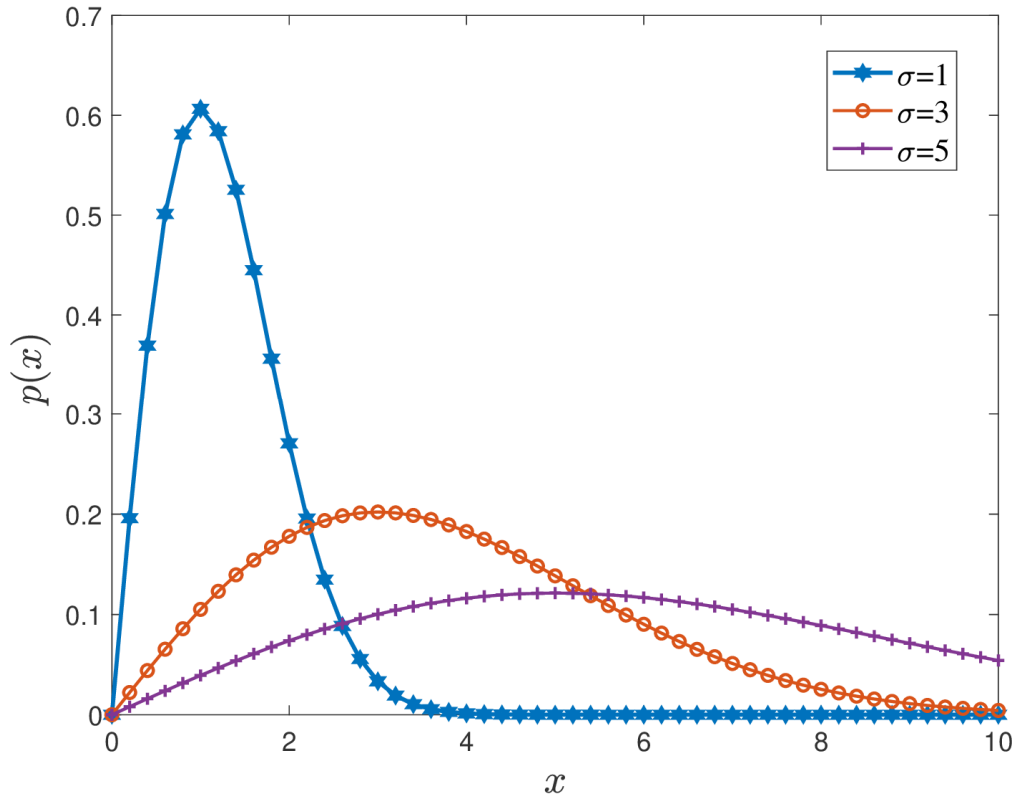
$\mu_x = E[X] = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma$ şeklinde, ortalama güç ifadesi $\mathcal{P} = E[X^2] = 2\sigma^2$ şeklinde ve

varyansı ise $\sigma_x^2 = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma^2$ şeklinde verilebilir.

Benzer şekilde Rayleigh dağılımının CDF ifadesi, PDF ifadesinin integrali alınması sonucu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$P(x) = \int_{-\infty}^x p(w)dw = \int_0^x \frac{w}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{w^2}{2\sigma^2}\right)dw = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right). \quad x \geq 0 \quad (2.4)$$

Şekil 2.4'te $\sigma=1,3,5$ değerleri için Rayleigh dağılımının PDF ifadesi gösterilmiştir:



Şekil 2.4 Rayleigh dağılımının çeşitli σ değerleri için PDF'si

2.1.2.3 Rician Sönümlemeli Kanal Modeli

Rician sönümlemesi bir radyo sinyalinin kendi başına kısmî olarak bozunmaya uğramasından kaynaklanan radyo yayılım aykırılığı için stokastik bir modeldir. Rician sönümlemesinde, sinyal alıcıya birkaç farklı yolla ulaşmaktadır; dolayısıyla sinyal çok yollu girişime uğramaktadır ve bu yollardan en az biri değişkenlik (yolun uzaması veya kısalması) göstermektedir. Rician sönümlemesi, yollardan biri diğerlerine nazaran daha baskın olduğunda ortaya çıkan bir sönümleme çeşididir. Bu baskın olan yol, verici ve alıcı arasında direkt bir görüş hattı (line of sight, LoS) olarak adlandırılmaktadır. Ayrıca, Rician sönümlemeli kanallarda, genlik kazancı bir Rician dağılımı ile karakterize edilmektedir [52], [53].

Özellikle, mobil uydu iletişimi göz önüne alındığında, Rician sönümlemesi, mobil uydu kanalını açık durum kanal koşulları için doğru bir şekilde modellemek için uygulamada sıklıkla kullanılmaktadır [44], [52], [54].

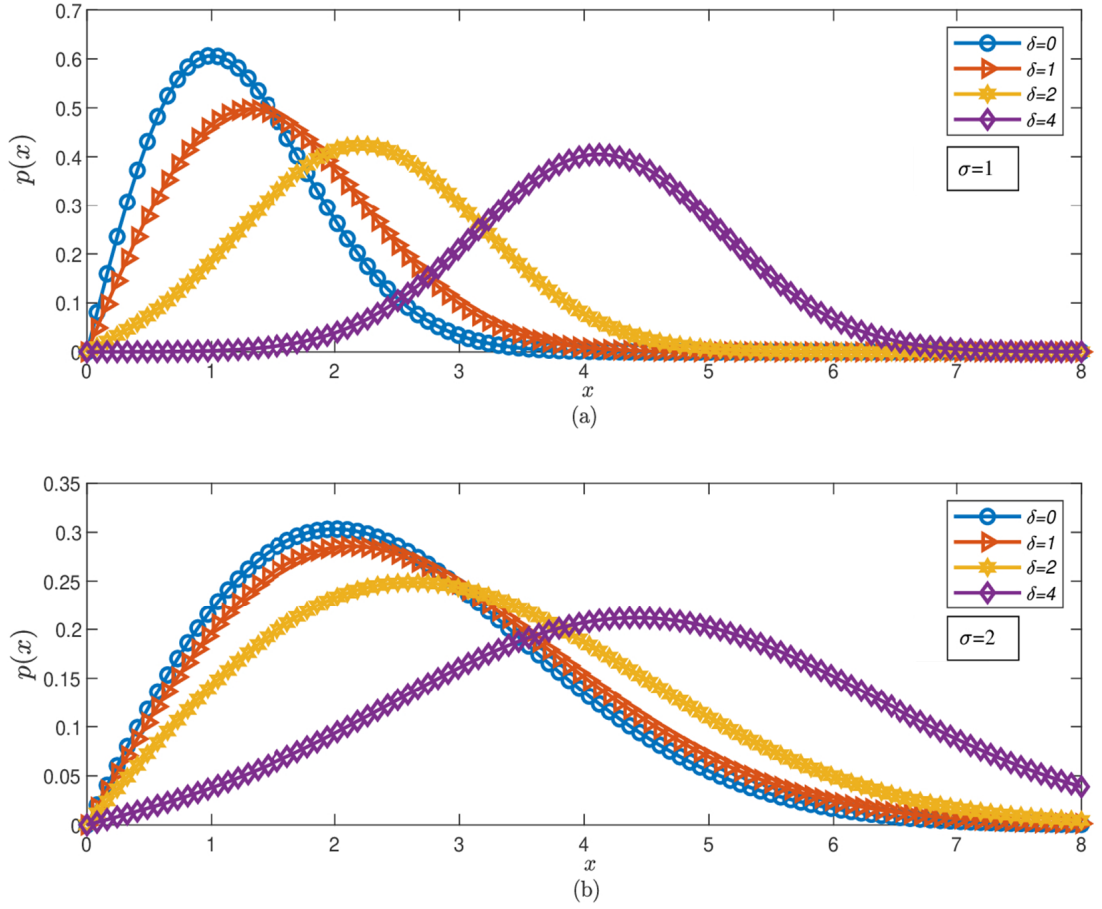
Rician sönümlemeli dağılımın PDF ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + \delta^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x\delta}{\sigma^2}\right), \quad x \geq 0 \quad (2.5)$$

burada, δ alıcıya gelen sinyalin sabit yayılım yolundan elde edilen zarf bileşenini ve $I_0(\cdot)$ ise birinci türden ve sıfırıncı dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu göstermektedir. Alıcıya doğrudan gelen sinyalin gücü $\mathcal{P}_l = \delta^2$ olarak ve yansiyarak gelen sinyalin gücü ise $\mathcal{P}_d = 2\sigma^2$ olarak verilir. Bu ifadelerle ilgili olarak Rician parametresi şu şekilde yazılabilir: $\kappa_R = \mathcal{P}_l / \mathcal{P}_n$. Rician dağılımının κ_R türünden PDF'si ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$p(x) = 2x(1 + \kappa_R) \exp\left(-\kappa_R - \delta^2(1 + \kappa_R)\right) I_0\left(2x\sqrt{\kappa_R(1 + \kappa_R)}\right), \quad x \geq 0 \quad (2.6)$$

Şekil 2.5'te $\delta = 0, 1, 2, 4$ ve $\sigma = 1, 2$ değerleri için Rician dağılımının PDF ifadesi gösterilmiştir:



Şekil 2.5 Rician dağılımının çeşitli δ ve σ değerleri için PDF'si

2.1.2.4 Nakagami- m Sönümlmeli Kanal Modeli

Nakagami- m dağılımı, çeşitli koşullarda (çoğunlukla LoS olmayan bir ortamda) sönümleme senaryolarını modellemek için kullanılmaktadır ve analiz basitliği nedeniyle araştırmacılar tarafından geniş çapta araştırılmıştır. Nakagami- m dağılımı, alınan sinyalin sönümleme istatistiklerini modellemek için yaygın olarak kullanılır, ancak sönümlmeyi belirli bir seviyeye kadar genelleştirilmiş koşullar altında modellenebilir.

Kablosuz kanalların gerçek fiziksel modellemesini anlamak için ve Nakagami- m dağılımının sönümlleme kanallarının istatistiksel modellemesinde uygulanabilirliği hakkında bir fikir edinmek esastır. Nakagami- m sönümlleme modelinde, alınan sinyal bir küme koleksiyonu olarak modellenir. Her kümenin birkaç dağınık çok yollu

bileşeni vardır. Farklı kümelerin gecikmeli yayılması (delay spread), bir kümedeki çok yollu bileşenlerin gecikmeli yayılmasından nispeten daha büyüktür.

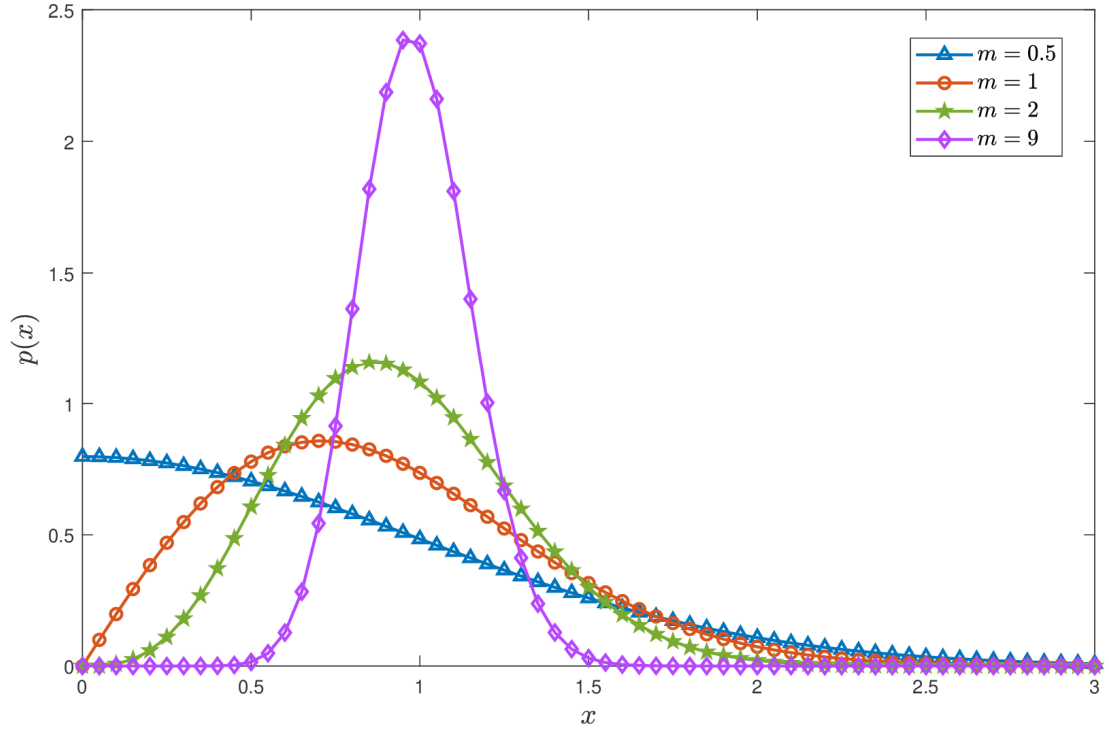
Alınan sinyalin sönmüleme koşulları Rayleigh dağılımından şiddetli ise, sönmüleme kanalı Nakagami- m dağılımı olarak modellenmesi uygun olacaktır. Nakagami- m dağılımı, kara-mobil, iç mekan-mobil çoklu yol yayılımı ve sintilasyon yapan iyonosferik radyo bağlantıları gibi farklı yayılma senaryolarına en iyi çözümü sağlar. Nakagami- m rastgele değişkeninin PDF'si şu şekilde temsil edilebilir:

$$p(x) = 2 \left(\frac{m}{\mathcal{P}} \right)^m \frac{x^{2m-1}}{\Gamma(m)} \exp \left(-\frac{mx^2}{\mathcal{P}} \right) \quad (2.7)$$

burada; m parametresi Nakagami rastgele değişken parametresidir, $\mathcal{P} = E[X^2]$ ise ortalama güç ifadesidir, $\Gamma(.)$ ifadesi gamma fonksiyonudur ve $\Gamma(m) = \int_0^{\infty} w^{m-1} \exp(-w) dw$ şeklinde tanımlanır.

Nakagami- m dağılımı, tüm çok yollu dağılımlar arasında sönmüleme miktarının en geniş aralığını (0'dan 2'ye) m parametresi aracılığıyla kapsamaktadır. Nakagami- m dağılımı; m parametresinin değeri “0.5” olduğunda tek taraflı Gauss dağılımına, m parametresinin değeri “1” olduğunda Rayleigh dağılımına, m parametresinin limiti ∞ 'a götürülürse “sönmülemeye uğramayan toplamsal beyaz Gauss gürültüsü”ne (non-fading, additive White Gaussian noise) ve son olarak da $m > 1$ olduğu durumda da Rician dağılımına yakınsamaktadır [44], [55]–[57].

Şekil 2.6'da $m = 0.5, 1, 2$ ve 9 değerleri için Nakagami- m dağılımının PDF ifadesi gösterilmiştir:



Şekil 2.6 Nakagami- m dağılımının çeşitli m değerleri için PDF'si

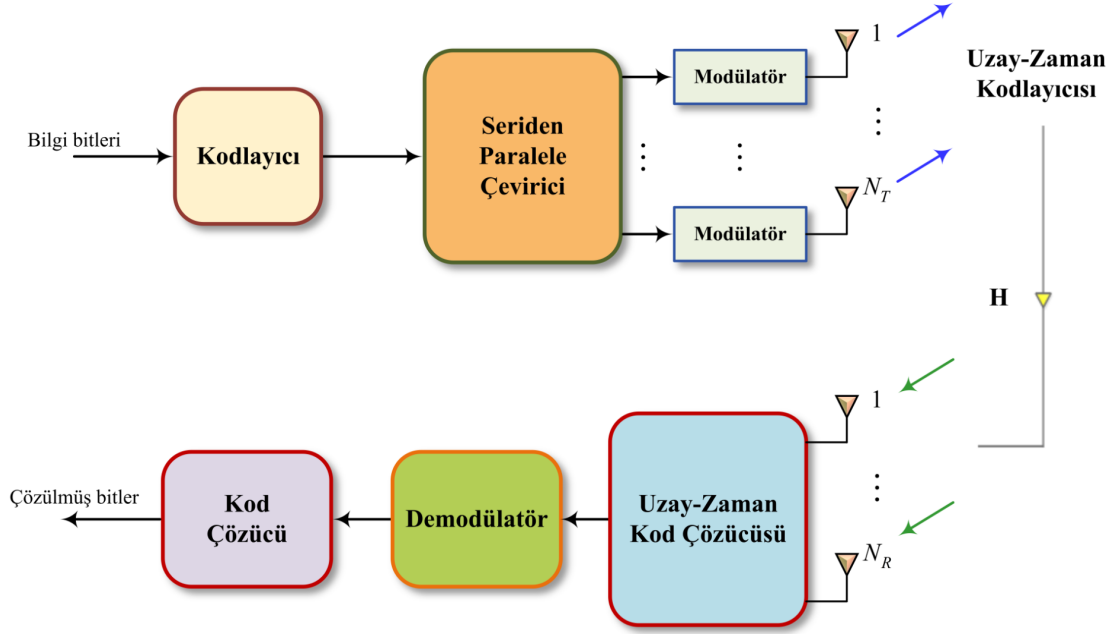
3. MIMO SİSTEMLER

Bu bölümde, çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) sistemlere giriş yapılacak, tarihsel gelişimi hakkında bir bilgi verilecek ve sonrasında ise bu tekniğin temel çalışma prensipleri ayrıntılı olarak tartışılacaktır.

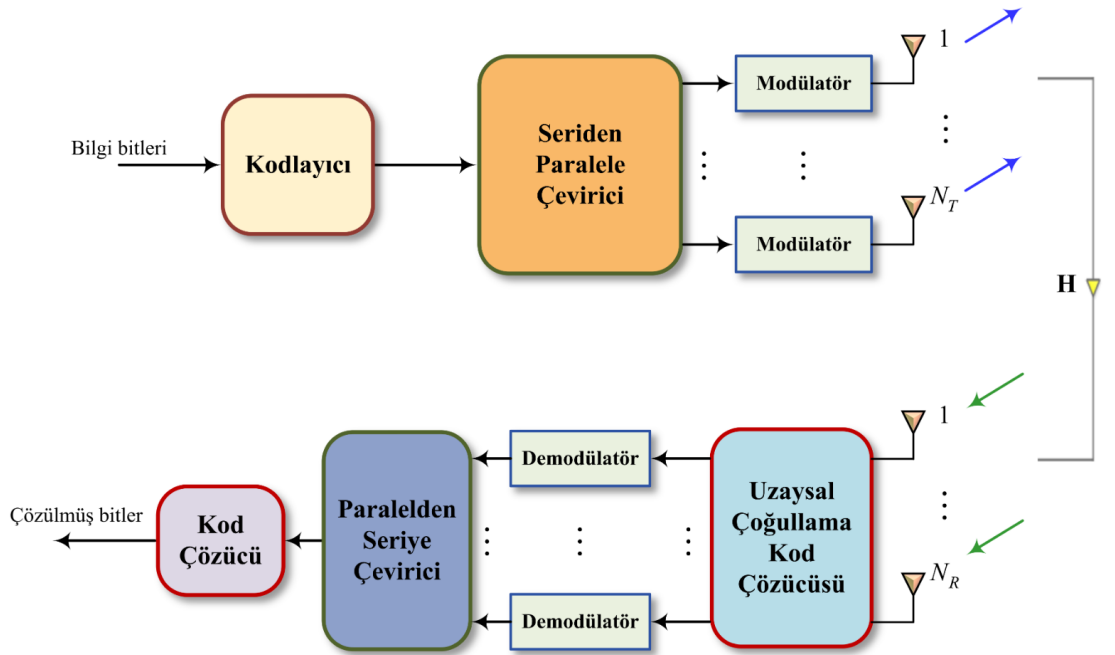
3.1. MIMO Sistem Yapısı

MIMO haberleşme sistemleri, bir verici ve alıcı arasındaki iletişim kanalında çok yollu saçılım ile mücadele eder ve/veya çok yollu saçılımı kullanarak performansı artırır; uzaysal çeşitliliği meydana getirerek çok yollu sönmülemeyle mücadele eder. MIMO haberleşme sistemi genel olarak, “uzaysal çeşitleme (spatial diversity)” ve “uzaysal çoğullama (spatial multiplexing)” tekniklerini incelemektedir [58].

Şekil 3.1 ve 3.2’de genel MIMO haberleşme sistemlerinin blok diyagramları verilmiştir. MIMO sistemin özellikleri, MIMO tekniğinin sönmüleme ile mücadele ederek güvenilirliği artıran uzaysal çeşitleme yaratmasına mı; yoksa amacın uzaysal çoğullama gerçekleştirerek verimi en üst düzeye çıkarmak mı olduğuna bağlıdır. Eğer uzaysal çeşitleme yapmak için MIMO sistem tasarlanacak ise, bilgi bitleri genellikle bir tür uzay-zaman kodlaması (space-time coding, STC) gerçekleştirilmeden önce geleneksel hata düzeltme kodlaması ve modülasyon teknikleri kullanılarak kodlanır ve modüle edilir. Alıcıda, uzay-zaman kod çözme, ardından demodülasyon ve hata kod çözme gerçekleştirilir. Eğer MIMO tekniği Şekil 3.2’de gösterildiği gibi uzaysal çeşitleme yapmak için tasarlanacak ise, bilgi bitleri bir seri-paralel dönüştürücüden geçirilir ve ayrı çıkış akışları ayrı antenler üzerinden iletilmeden önce modüle edilir. Alıcıda, her anten, tüm verici antenlerden gelen sinyallerin toplamından oluşan bir sinyal alır; bu nedenle, demodüle edilmeden önce iletilen her bir akışı ayırmak gerekir. İletilen akışların her birini ayıran blok, genellikle bir uzaysal çoğullama dekoderi (decoder) veya çoğullama çözücü (demultiplexer) olarak adlandırılır. Bu bağlamda, sıfır zorlama (zero forcing, ZF) veya doğrusal minimum ortalama karesel hata (minimum mean square error, MMSE) gibi yöntemleri temel alan farklı uzaysal çoğullama çözme teknikleri literatürde mevcuttur [22]–[26], [59].



Şekil 3.1 Uzaysal çeşitleme için bir MIMO sistemi



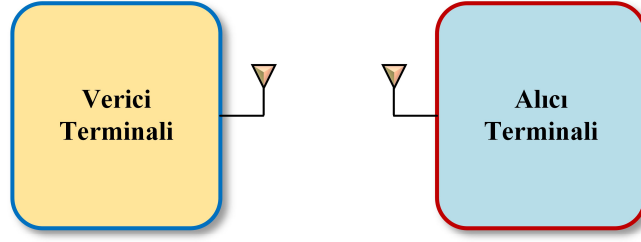
Şekil 3.2 Uzaysal çoğullama için bir MIMO sistemi

MIMO sistemlerde açıklığa kavuşturulması gereken iki temel kavram vardır. Bunlardan birincisi, uzaysal çeşitlemedir; uzaysal çeşitleme, sönümlenme ile mücadele ederek bir iletişim bağlantısının güvenilirliğini artırmak için kullanılan teknikleri ifade etmektedir. Uzay-zaman kodlaması uzaysal çeşitlemenin nasıl başarıldığı ile ilgilidir.

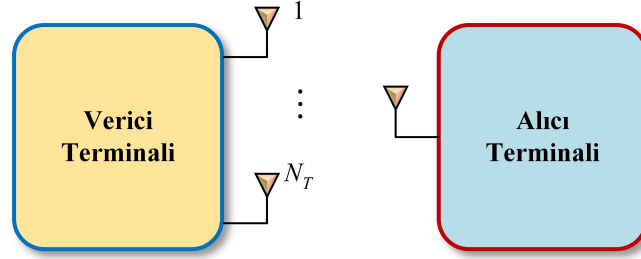
İkinci kavram olan “uzaysal çoğullama” ise çok yollu sönümlemeden yararlanarak gerekli bant genişliğini atırmadan verimi artırmak için kullanılan teknikler anlamına gelmektedir; bu teknik ise, iletim antenlerinin her biri üzerinde ayrı veri akışları ileterek ve bu akışları bir tür uzaysal çoğullama çözümü kullanarak alıcıda ayırarak icra edilmektedir [22]–[25].

MIMO sistemler, hem verici hem de alıcıda birden fazla anten bulunan iletişim sistemlerini ifade eder; ancak, terminoloji bu noktada her zaman aynı şekilde kullanılmayabilir. Terminoloji bu bağlamda biraz kafa karıştırıcı olabilir ama terminolojinin kullanımı konusunda her zaman bir anlaşma yoktur. Geniş anlamda, MIMO sistemler vericide, alıcıda veya bunların her ikisinde birden fazla anten ile donatılabilir. Vericide birden fazla anten olduğunda ve alıcıda sadece bir tane anten olduğunda böyle bir sisteme çok-girişli tek-çıkışlı (multiple-input single-output, MISO) sistem adı verilmektedir. Tam tersine, vericide yalnızca bir tek anten ve alıcıda birden fazla anten olduğu zaman ise böyle bir sisteme tek-girişli çok-çıkışlı (single-input multiple-output, SIMO) sistem adı verilmektedir. Bu terimler geniş manada kullanılırlarsa, genellikle MISO ve SIMO sistemleri belirli MIMO yapılandırması türleri olarak sayılabilirler. Son olarak, yalnızca tek bir verici anteni ve tek bir alıcı anteni olan geleneksel iletişim sistemlerine de tek-girişli tek-çıkışlı (single-input single-output, SISO) haberleşme sistemleri denilmektedir. Şekil 3.3’te ise bu dört tip anten konfigürasyonu ve terminolojisi gösterilmiştir [22]–[26], [59].

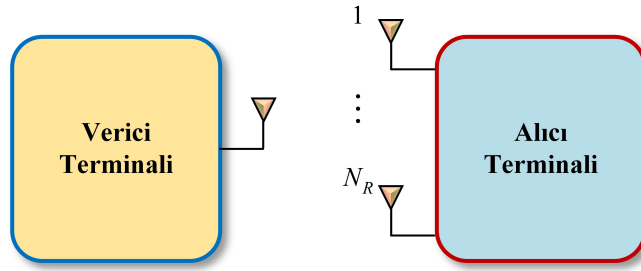
MIMO haberleşme sistemlerinde verici anten sayısı N_T ile alıcı anten sayısı ise N_R ile ifade edilmektedir. Örneğin, 4×2 ’lik bir MIMO sisteminden bahsedildiği zaman bu sistemin 4 verici anten ve 2 alıcı antenden oluştuğu ifade edilmektedir.



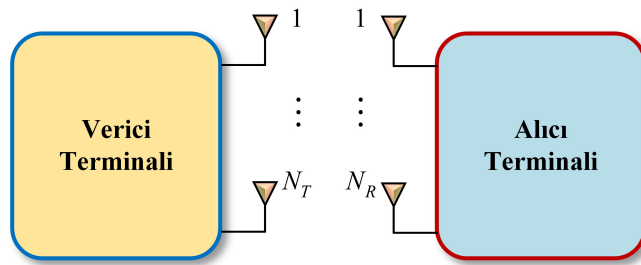
(a) Tek-girişli tek-çıkışlı (single-input single-output, SISO)



(b) Çok-girişli tek-çıkışlı (multiple-input single-output, MISO)



(c) Tek-girişli çok-çıkışlı (single-input multiple-output, SIMO)



(d) Çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO)

Şekil 3.3 Gönderici ve alıcı terminallerinde kullanılan anten konfigürasyonları ve bunların isimlendirmeleri

3.2. MIMO Sistemlerin Tarihçesi

Çoklu-giriş çoklu-çıkış kavramı ilginç bir geçmişe sahiptir. MIMO, Günümüzde genellikle yeni nesil haberleşme sistemlerinde kullanılmasına karşın başlangıçta elektrik devresi ve filtre teorisinde yaklaşık 1950'lere kadar kullanılmıştır [60].

Eski anlamına göre MIMO ifadesi çoklu giriş ve çoklu çıkış portlarına sahip devreleri ifade etmekteydi. Bununla birlikte, 1990'larda, bilgi teorisyenleri ve haberleşme sistemleri araştırmacıları, bu terimi birden fazla antene sahip haberleşme sistemleri için geliştirdikleri yeni sinyal işleme tekniklerine atıfta bulunmak amacıyla kullanmaya başladılar. Terimin bu yeni kullanımında, haberleşme kanalı referans noktasıydı ve çoklu-giriş terimi, iletişim kanalına "giren" veya "girdi" olan birden fazla verici antenden gelen sinyalleri ifade etmekteydi; benzer şekilde, çoklu-çıkış terimi, kanaldan "çıkış" veya "çıktı" olarak görülen çoklu alıcı antenlerine gelen sinyalleri ifade etmekteydi. Bu yeni haberleşme anlamında MIMO terimine ilk atıf, Peter Driessen ve Gerry Foschini tarafından 1999'da bir makalede yapıldı ve burada çoklu iletim ve çoklu alıcı antenli haberleşme sisteminin teorik iletişim kapasitesi üzerine bir analiz yapıldı [24], [61].

MIMO haberleşme teknikleri çoklu antenlerin kullanılmasını gerektirse de, geliştirilen ilk çoklu antenli iletim tekniği değildir. MIMO'yu diğer yöntemlerden ayıran özelliği daha iyi kavrayabilmek için tarihsel olarak MIMO'nun gelişimini açıklamak daha doğru olacaktır. Haberleşme performansını iyileştirmek için birden fazla anten kullanma fikri 1900'lü yıllara kadar dayanmaktadır. Birden fazla antenin ilk kullanımı, ilk olarak 1905 yılında Karl Braun tarafından önerilmiştir. İkinci dünya savaşı sırasında hızlı yönlendirilebilen bir radar meydana getirebilmek için ise "faz dizilimli antenler" teknolojisi kullanılmıştır ve sonrasında genlik modülasyonlu yayın radyosunda gün boyunca yer dalgası yayılımından gece gökyüzü dalga yayılımına geçmek için de faz dizilimli antenler teknolojisi kullanılmıştır. Bu kavram, gün doğumu ve günbatımında her bir anten elemanına sağlanan faz ve güç seviyelerini değiştirerek, radyasyon deseninin yükseklik açısının gün ışığı saatlerinde ufka doğru olması ve geceleri hafifçe yukarı doğru bakmasıyla gerçekleştirilmiştir. Bu yöntem, vericinin, genlik modülasyonlu radyoda kullanılanlar gibi büyük antenlerle gerek duymadan enerji yayılan yönün değiştirilmesini sağlamıştır [62].

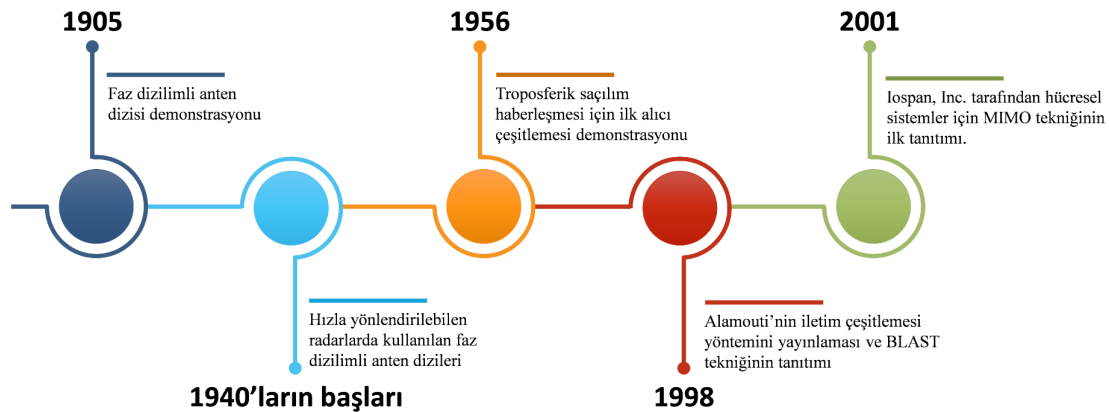
Faz dizilimli anten uygulamalarına ek olarak, alıcı çeşitleme tekniği kullanılarak sönümlemenin iletişim sistemleri üzerindeki etkisini azaltmak için 70 yılı aşkın bir süredir çoklu anten teknolojisi kullanılmaktadır. Alıcı çeşitlemesi kavramı 1931 yılında [63] makalesinde yayınlamıştır. 1950'lerde, radyo dalgalarının troposfer içine dağıldığı askeri uygulamalar için troposferik saçılım bağlantıları üzerinde kapsamlı bir uygulaması da bulunan alıcı çeşitleme birleştirmesi tekniği elde edilmiştir. Troposferik saçılım bağlantılarında oluşan saçılma, uydu iletişimin ortaya çıkmasından önce yüksek frekans dışında ufuktan iletişim kurmanın tek yolu olan ufkun ötesinde haberleşmeyi mümkün kılmaktaydı. Sonrasında, troposferik saçılım bağlantılarının önemli derecede sönümleme etkilerinden muzdarip olduğu bulunmuştur, bu nedenle alıcıdaki çok sayıda anten, alıcı çeşitliliği oluşturmak için kullanılmış ve bu da sönümlemenin etkisini azaltmada yardımcı olmuştur [24], [64], [65].

1990'lı yıllardan itibaren MIMO'nun en önemli iki tekniği geliştirilmiştir. Bunlardan biri iletim çeşitliliğini sağlamak için sönümlemenin etkisini azaltan bir yöntemdir. Bu teknikle ilgili ilk iki makale sırasıyla [66] ve [67]'de verilmiştir. Daha sonra Alamouti, daha az karmaşıklıkla iletim çeşitliliği elde etmenin başka bir yolunu tarif eden yeni bir makale yayınlamıştır [68]. Alamouti'nin tekniği o zamandan beri neredeyse tüm kablosuz sistemler tarafından kullanılan en popüler MIMO programlarından biri haline gelmiştir. Makalesi, iletim çeşitliliğini sağlamak için basit bir uzay-zaman kodlama tekniğini açıklıyordu ve araştırmaları diğer uzay-zaman kodlama tekniklerine de ışık tutmuştur [24].

İletim çeşitleme tekniği üzerine araştırmalar yapıldığı sırada başka bir çoklu-anten iletim teknikleri sınıfı geliştirilmiştir. Sönümlemenin etkileriyle mücadele etmek için birden fazla anten kullanmanın yolunu araştıranların aksine bu araştırmacı grup, artan verim kapasitesini desteklemek için sönümlemeyi sömürmenin yollarını geliştirmekle ilgileniyordu. 1996 yılında, AT&T Research Labs'taki Gerry Foschini, daha sonra Bell-Labs katmanlı uzay-zaman (Bell-Labs layered space time, BLAST) olarak adlandırılacak uzamsal çoğullama teknikleri sınıfının temelini tanımlayan katmanlı uzay-zaman iletişimi üzerine dönüm noktası nitelikte olan bir makale yayınlamıştır. 1998'de Foschini ve AT&T Research Labs'dan bir ekip, dikey BLAST (vertical BLAST, V-BLAST) adı verilen ve belirli bir BLAST tekniğini uygulayan bir laboratuvar prototip sistemini ilk kez gerçekleştirmiştir [69], [70].

1990'ların sonunda uzaysal çeşitleme ve uzaysal çoğullamadaki bu ilk atılımlar yapıldığı için, geniş bir araştırma grubu gerçekleştirilmiş ve bu araştırmadan ortaya çıkan uzamsal çeşitlilik ve uzaysal çoğullama yöntemlerini kullanan MIMO teknikleri, artan sayıda ticari kablosuz standartlarında benimsenmiştir. İlk ticari MIMO teknolojisi 2001 yılında Iospan Wireless Inc. tarafından tanıtılmıştır. 2005 yılından bu yana, WiMAX (mikrodalga erişimi için dünya çapında birlikte çalışabilirlik, worldwide interoperability for microwave access) standardı ilk kez MIMO teknolojisini içerdiğinden, çoğu kablosuz haberleşme standardı artık MIMO'yu içermektedir [24], [71].

Şekil 3.4'te geçen yüzyıl boyunca çoklu anten teknolojisindeki bazı önemli atılımların zaman çizelgesini göstermektedir. Bu şema ve yukarıdaki tartışma, MIMO'nun çok antenli iletim teknolojisindeki uzun bir ilerlemenin en günceli olarak görülebileceğini gözler önüne sermektedir [24].



Şekil 3.4 MIMO sistemlerin tarihsel gelişimini gösteren zaman çizelgesi

3.3. Tek Kullanıcı ve Çok Kullanıcı MIMO Sistemleri

Tek kullanıcı MIMO (single-user MIMO, SU-MIMO), bir verici ve bir alıcı terminalin bulunduğu geleneksel birden fazla antene sahip olan MIMO sistemine karşılık gelmektedir [23].

Çok kullanıcı MIMO (multiple-user MIMO, MU-MIMO) yapısında her biri tek bir antene sahip mobil hücreli kullanıcılar, bir baz istasyonuna iletim yaparlar; baz istasyonu da her bir mobil kullanıcıdan gelen sinyalleri, sanki birden fazla iletim

anteninden geliyormuş gibi algılar ve tek bir düğüm üzerinden işlem yapar. Bu durumda, baz istasyonu Şekil 3.2'deki alıcı ile aynı işlemleri gerçekleştirir, böylece birden fazla mobil kullanıcı aynı bant genişliği üzerinden veri iletebilir ve baz istasyonu uzaysal kod çözme tekniklerini kullanarak tek tek veri akışlarını ayrıştırabilir. MU-MIMO'da bireysel kullanıcılar artan verim elde etmez; ancak, genel sistem çalışacaktır. Yani, MU-MIMO, fazla sayıda hücresel kullanıcının aynı bant genişliği üzerinden yukarı bağlantı yolunda eşzamanlı olarak iletim yapmasına izin verir [22]–[25].

3.4. Uzaysal Çeşitleme

Daha önce de açıklandığı gibi, MIMO haberleşmenin en önemli amaçlarından biri, uzaysal çeşitlemenin yaratılmasıyla elde edilen çok yollu sönmüleme ile mücadele ederek iletişim güvenilirliğini artırmaktır. Bu bölümde, “çeşitleme” ve “uzaysal çeşitleme” kavramları kısaca tanıtılacaktır.

3.4.1. Çeşitleme Kavramı

Kablosuz haberleşme bağlamında, çeşitleme, sinyal sönmülemesi ile mücadele etmek ve mesaj güvenilirliğini nispeten düşük bir maliyetle geliştirmek için mesaj sinyalinin çeşitli versiyonlarının iletimini ve/veya alımını ifade eder. Çeşitleme, sönmüleme ve diğer muhtemel bozulmaların etkilerini azaltmada önemli bir rol oynar. Çeşitleme tekniğinin arkasındaki temel mantık, her bir iletimin diğerlerinden istatistiksel olarak bağımsız olarak olumsuz etkilendiği aynı mesaj sinyalinin birkaç kopyasını alma olasılığının oldukça düşük olmasıdır. Aynı mesaj sinyalinin alınan sinyalleri arasında bir korelasyon mevcut olsa dahi çeşitleme teknikleri yine bu olumsuzluklarla başa çıkmada yararlı olabilir [72].

Günümüzde, çeşitleme teknikleri, artık kablosuz haberleşmenin en önemli parçalarından biri haline gelmiştir. Mobil haberleşme bağlamında çeşitleme, batarya kapasitesi ile sınırlı olan ve derin sönmülemenin kısa aralıklarında bağlantıyı korumak için gerekli olan ters bağlantıdaki iletim gücünün azaltılmasına izin verir. Ayrıca, düşük sinyal işleme ses kalitesini ve iletim performansını artırmaktadır. Buna ek olarak, çoğunlukla girişim sınırlı mobil hücresel iletişimde çeşitleme, taşıyıcı-girişim

oranının değişkenliğini azaltmaya yardımcı olarak frekans yeniden kullanım faktörünü ve sistem kapasitesini geliştirmektedir [73].

Büyük içerikli sönümlemeye, arazi profilindeki değişiklikler ve çevrenin doğası nedeniyle gölgeleme etkisi neden olmaktadır. Derin gölgeleme etkisinin bulunduğu koşullarda, bir cep telefonunda alınan sinyalin gücü, boş alandakinden çok daha az olabilir. Büyük ölçekli sönümleme, genellikle, log-normal dağılımı ile ifade edilir. Büyük ölçekli sönümleme ile mücadele etmek için, yani ortalama SNR önemli ölçüde iyileştirmek için, makro çeşitleme teknikleri kullanılabilir. Gölgeleme etkisi, iletim frekansı ve polarizasyonundan neredeyse bağımsız olduğundan, frekans ve polarizasyon çeşitleme yöntemleri tek başına gölgeleme etkisiyle başa çıkmak için yeterli değildir. Makro çeşitleme teknikleri için en basit yöntem, sinyali alan ve yükseltilmiş bir versiyonunu tekrar ekleyen bir maliyetle yeniden ileten frekans üstü tekrarlayıcıların kullanılmasıdır. Başka bir uygulanabilir yöntem, aynı sinyalin farklı bölgelerden aynı anda iletildeği, ancak daha fazla senkronizasyon yapılmasına ihtiyaç duyan eş zamanlı yayın (simulcasting) tekniğidir [74], [75].

Küçük ölçekli sönümleme, mobil alıcı sadece birkaç dalga uzunluğundaki mesafelerde ilerlerken ortaya çıkan derin ve hızlı genlik dalgalanmaları ile karakterizedir. Küçük ölçekli sönümleme, genellikle, Rayleigh dağılımı ile karakterize edilir. Küçük ölçekli sönümleme ile mücadele etmek için (yani, derin sönümlemelerin oluşmasını önlemek için) mikro çeşitleme teknikleri kullanılabilir. Örneğin, iki antenli bir yapıda, bir anten hiç sinyal alamazken diğeri güçlü bir sinyal alabilir [72]–[76].

Zaman çeşitlemesi, uzay çeşitlemesi, yer çeşitlemesi, frekans çeşitlemesi, polarizasyon çeşitlemesi, açısı çeşitlemesi, yol çeşitlemesi ya da bu tekniklerin bazı kombinasyonlarının kullanılması neticesinde çeşitlemeye ulaşılabilir. Bu tekniklerin çoğu, makro çeşitleme için en uygun olan alan çeşitlemesi hariç, mikro çeşitleme için uygundur. Genel çeşitleme performansı ise, farklı çeşitleme tekniklerinin kombinasyonu ve/veya sinyallerin nasıl birleştirildiği ile alakalıdır [72]–[76].

3.4.2. Uzaysal eşitleme Kavramı

Uygulama kolaylığı nedeniyle, mobil radyo baz istasyonlarında yaygın olarak kullanılan uzaysal çeşitleme tekniği farklı yönlerde yayılmanın rastgele doğasından yararlanmaktadır. Uzaysal eşitleme tekniği, uzaysal kanallar oluşturmak için verici ve/veya alıcıda birden fazla anten kullanarak yayılma ortamının özelliklerinden yararlanır, çünkü tüm kanalların aynı anda sönümlemeye uğraması pek muhtemel değildir. Bir sahadaki tutarlılık mesafesi olarak da bilinen iki anten arasındaki fiziksel mesafeye bağlı olarak, iki antene gelen sinyaller bağımsız veya en azından ilişkisiz olabilir. Antenler arasındaki bu aralık, çok yollu açđ yayılma derecesine bağlıdır. Prensipte, iki sinyal arasındaki varış açısı ne kadar küçük olursa, iki anten arasındaki mesafe o kadar uzak olmalıdır. Örneğin, hücresel telefonda, alınan sinyallerin ilintisizliği (dekorelasyonu) ile beraber etkili bir çeşitleme elde etmek için, baz istasyonunda dalga boyunun 10 ila 20 katı kadar bir ayırma gereklidir. Buna karşılık, cep telefonunda dalga boyunun çeyreğinin 1 ila 3 katı kadar bir ayırma yeterlidir [72]–[76].

3.5. Uzaysal oğullama

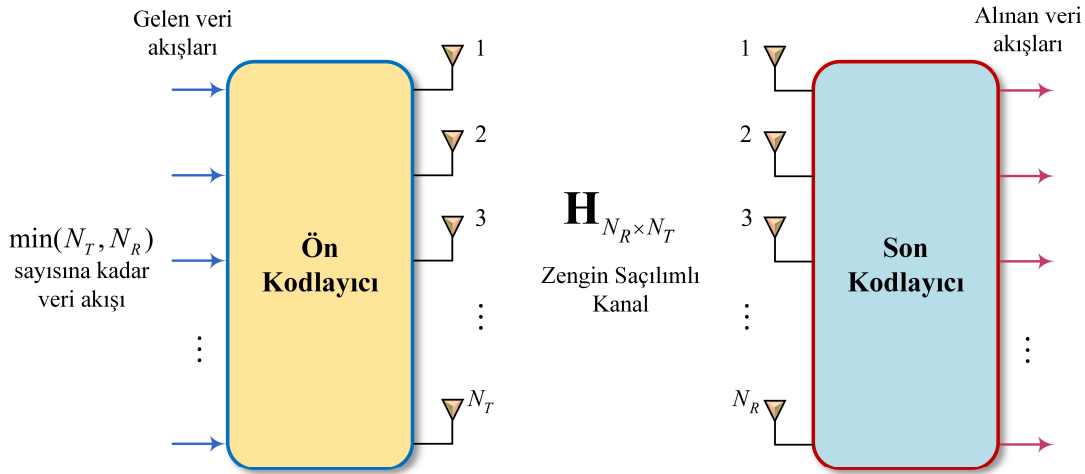
MIMO tekniklerinin bir diğer önemli konusu da uzaysal oğullama kavramıdır. Bu kısımda bu kavram açıklanacaktır.

3.5.1. Uzaysal oğullama Kavramı

Uzaysal oğullama, çok yollu bir kanal üzerinden birden çok veri akışının iletilmesini ifade eder. Böylelikle, birden fazla veri kanalı aynı frekans bandı üzerinde aynı anda iletebilir ve bu da aynı spektral verimlilik koşulunda potansiyel olarak çok sayıda bitin iletilmesini mümkün kılar. Uzaysal oğullama, frekans bölmeli oğullama (frequency division multiplexing, FDM) ve zaman bölmeli oğullama (time division multiplexing, TDM) gibi diğer daha yaygın oğullama şemalarına benzer. Bu şemalarda, FDM durumunda frekans yuvalarına veya TDM'deki zaman aralıklarına çoklu sinyaller atanır. Uzaysal oğullama mekanizmasında, zaman veya frekans

yuvaları yerine farklı uzaysal kanallara birden fazla sinyal atanır, böylece sinyaller aynı zamanda aynı bant genişliği üzerinden iletilir. Sonuç olarak uzaysal çoğullama, TDM ve FDM'nin yapısında olduğu gibi bant genişliği genişlemesinden mustarip değildir [24], [59].

Şekil 3.5’de, uzaysal çoğullama içeren bir MIMO sisteminin yüksek seviye blok diyagramı gösterilmiştir. Görüldüğü üzere, bir uzaysal çoğullama mekanizmasının üç ana bileşeni bulunmaktadır. Birinci bileşen, şemada ön kodlayıcı olarak adlandırılır. Amacı, iletim antenleri setine iletilecek olan birden çok veri girişi akışını haritalamaktır. En basit ön kodlayıcı biçimi, her veri akışını tek bir benzersiz antenle eşleştirir. Bu tabii ki, sadece veri akışı sayısı anten sayısına eşit olduğunda meydana gelebilir. Genel olarak, veri akışlarının sayısı, iletim antenlerinin sayısından az ya da ona eşit olabilir. Genel durumda, ön kodlayıcının rolü daha karmaşık olabilir [23], [26], [62].



Şekil 3.5 Uzaysal çoğullama kullanan bir MIMO haberleşme sisteminin genel şeması

Bir uzaysal çoğullama sisteminin ikinci bileşeni, alıcı antenlerden gelen sinyalleri işleyen ve başlangıçta vericide ön kodlayıcıya giren orijinal giriş veri akışlarının tahminlerini üreten son kodlayıcıdır. Her bir alıcı antenindeki sinyal, iletim antenlerinin her birinden gelen sinyallerin toplamından oluştuğu için, son kodlayıcının, esas olarak, her bir veri akışını birleşimli bir vaziyette alınan sinyalden çıkarabilmesi gerekir [24], [59].

Uzaysal çoğullama sisteminin üçüncü bileşeni ise haberleşme kanalının kendisidir. Uzaysal çoğullamanın çalışması için kanalın önemli miktarda çok yollu saçılıma mâruz kalması gerekmektedir. Bu durum, çok garip görünebilir çünkü çoklu yol normalde haberleşme mühendisleri tarafından haberleşmenin bir düşmanı olarak kabul edilir, çünkü geleneksel haberleşme sistemlerinin performansını düşürür. Bununla birlikte, uzaysal çoğullama çok yollu yapıdan yararlandığından, uzaysal çoğullama tekniklerinin çalışması için çok yollu saçılımın varlığı gereklidir [22]–[25].

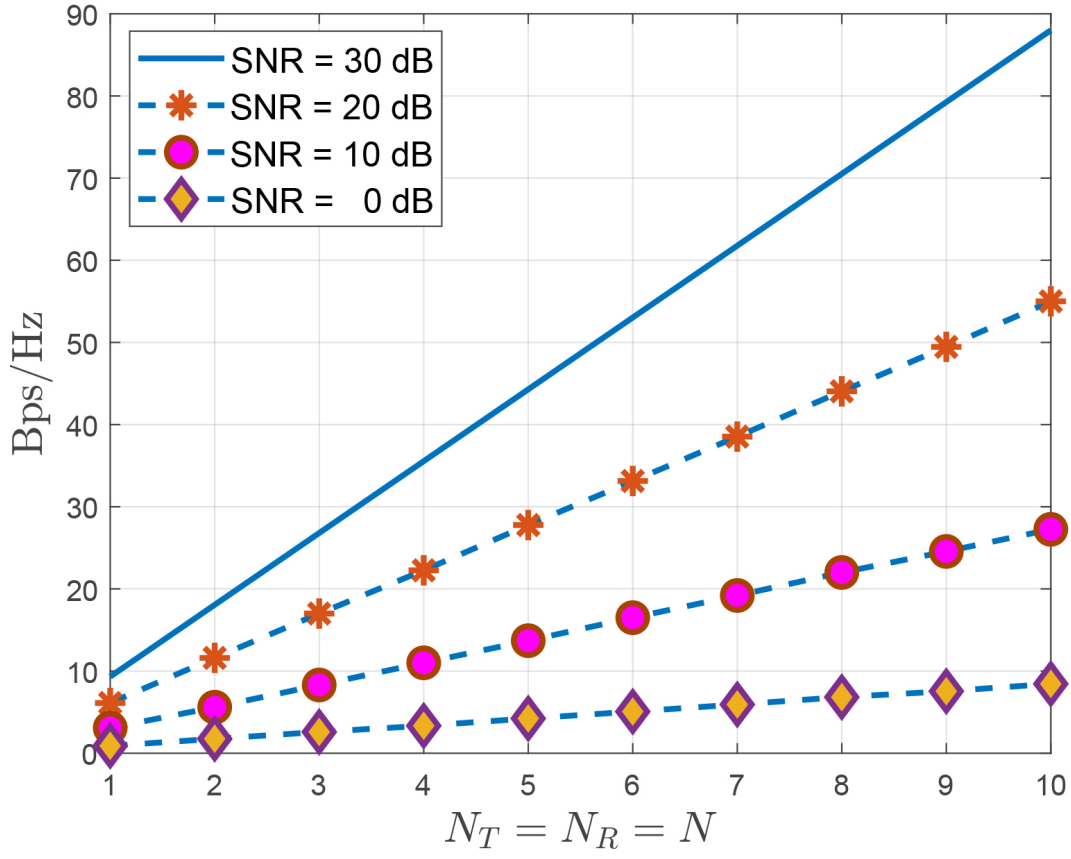
Uzaysal çoğullama literatürü, bir uzaysal çoğullamalı MIMO sistemi üzerinden aynı anda iletilebilen veri sinyallerini tanımlamak için çeşitli farklı terimler kullanır. Veri akışları, veri boruları ve uzaysal kanallar gibi terimler bu veri sinyallerini tanımlamak için kullanılan yaygın terimlerdir ve aynı anlama gelir. Uzaysal çoğullama kullanılarak bir MIMO sistemi tarafından desteklenebilecek maksimum veri akışı sayısı olan $N_{akış}$ aşağıdaki gibi verilebilir [24]:

$$N_{akış} = \min(N_T, N_R) \quad (3.1)$$

Bu denklem incelenirse, bir $N \times N$ MIMO sistemi için, çıktının (throughput) anten sayısı ile doğrusal olarak arttığı görülebilir. Veri akışı sayısındaki artış daha geniş bir bant genişliği gerektirmedığından, bu denklem bir MIMO sisteminin spektral verimliliğinin anten sayısı ile doğrusal olarak arttığını da göstermektedir. Şekil 3.6, farklı anlık sinyal-gürültü oranları (γ) için anten sayısının ($N_T = N_R$ olduğunda) anten sayısının bir fonksiyonu olarak çizilen Rayleigh sönümlemesi içindeki teorik ortalama iletişim kapasitesini (Hertz başına saniye başına bit cinsinden) göstermektedir. Bu grafik, kablosuz kapasitenin modern kablosuz standartlarında MIMO tekniklerini heyecanla benimsemesine neden olan temel özelliklerden biri olan ortalama kapasitenin anten sayısına doğrusal bağımlılığını göstermektedir. Bu sonuçlar, MIMO ile düşük SNR değerlerinde bile, teorik olarak 15 ila 30 bit/s/Hz (bits per second/Hertz, bps/Hz) spektral verimlilik elde etmenin mümkün olduğunu göstermektedir. Bu çizimden, kapasitenin anten sayısı ile orantılı olduğu açık bir şekilde anlaşılmaktadır, yani $C(N) = a(\gamma)N$; burada a SNR'nin bir fonksiyonu olan eğrinin eğimidir [22]–[25]. Yukarıda anlatılanlardan yola çıkılırsa, $N \times N$ bir MIMO

sisteminin kapasitesinin SISO bir sistemin kapasitesinin N katı olduğu sonucuna varılabilir [24]:

$$C_{MIMO}(N) = NC_{SISO} \quad (3.2)$$



Şekil 3.6 Rayleigh sönümlmeli bir kanalda $N \times N$ boyutlu MIMO haberleşme sisteminin teorik kapasitesi [24]

4. UZAYSAL MODÜLASYON

Bu kısımda uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) tekniğinin ilk önce tarihsel gelişimi hakkında bir bilgi verilecek, ardından SM tekniğine bir giriş yapılacaktır, sonrasında ise bu tekniğin temel çalışma prensipleri ayrıntılı olarak tartışılacaktır.

4.1. Uzaysal Modülasyona Giriş

Gelecekteki mobil iletişim ağlarının temel zorluğu, kablosuz ağın alan spektral verimliliği ve enerji verimliliği arasında çekici bir uzlaşma sağlamaktır. Bu, kablosuz sistem tasarımına yeni bir yaklaşım gerektirir, özellikle de MIMO teknikler alanında zengin bir bilgi birikimi içerir. Bu nedenle, diğer MIMO uygulamalarına kıyasla yüksek maliyetli RF arayüzlerinin sayısını azaltmak için tasarlanan yeni ve umut verici bir kablosuz sistem tasarımı konsepti oluşturan SM bu kısımda giriş mahiyetinde açıklanmıştır. SM, MIMO sistem ailesinin çok sayıda üyesini toplayan önemli bir iletişim sistemi olarak belirlenmiştir. SM ile ilgili araştırma faaliyetleri, en son teknolojiye sahip MIMO sistemleriyle karşılaştırılmasını motive etmek ve geliştirmekte olan kablosuz iletişim sistemlerindeki uygulamalarına ilham vermek için yeterli olgunluğa ulaşmıştır. Dahası, özellikle “nesnelerin interneti” gibi geliştirmekte olan pazarlara da girebilmek için araştırmacılar tarafından çokça araştırılmaktadır [28].

Kanal kapasitesi ve hata performansında önemli gelişmeler sağlayan MIMO sistemleri, yeni nesil kablosuz iletişim sistemlerinin temelini oluşturmaktadır. MIMO sistemleri bir yandan üretim ve kapsama alanını arttırırken, diğer yandan çok kanallı yeteneklerden yararlanarak kapasite ve çeşitlilik kazanımları sağlarlar [77]–[79]. Son yıllarda ortaya çıkan ve aynı zamanda araştırmacılar tarafından ilgi odağı haline gelen temel MIMO tekniklerinden biri, SM tekniğidir. SM şemasında hem alıcı hem de verici terminalleri, zengin saçılma ortamının uzaysal çeşitliliğini elde etmek için birden fazla antenle donatılırken, her iletişim zaman diliminde verici terminalinde yalnızca bir anten etkinleştirilir. Sonuç olarak, antenler arası senkronizasyon problemi ortadan kalkar, kanallar arası girişim (inter-channel interference, ICI) önlenir ve böylece iletişim sisteminin karmaşıklığı önemli ölçüde azalır. Ayrıca, SM şemasında, iletilen veri simgelerine ek olarak, vericinin aktif anten indisleri de bilgi iletmek için

kullanılır. Bu rasyonel şema sayesinde veri hızı, iletim antenlerinin sayısı ile birlikte logaritmik olarak artar [18], [19]. Bu nedenle, SM tekniği son zamanlarda yüksek spektral verimliliği, yüksek performansı, enerji verimliliği ve düşük karmaşıklığı nedeniyle birçok yeni tarihli akademik çalışmada [80]–[89] tartışılmıştır.

4.2. Uzaysal Modülasyon Tekniğinin Tarihsel Perspektifi

Yüksek veri hızlı, enerji verimli ve uygulaması basit bir teknik olması nedeniyle SM son birkaç yılda ilgi odağı haline gelmiştir. Ancak, bilinenin aksine, SM tekniği yeni bir teknik değildir aksine yaklaşık 18 yıl önce bulunmuş bir tekniktir. SM tekniğinin tarihine bir göz atarsak, 2000-2010 yılları arasında çeşitli araştırmacıların, farklı adlandırmalarla SM şemasıyla büyük ölçüde örtüşür haberleşme teknikleri geliştirdikleri aşikârdır [28].

Uzay modülasyonu ilkesi ilk olarak 2001 yılında ortaya çıkmıştır. Uzay kaydırmalı anahtarlama (space shift keying, SSK) olarak adlandırılan bu yapının prensibi, kablolu sönümlenme kanalındaki farklı antenlerin farklı çok yollu karakteristiklerine dayanmaktadır. Böylece alıcı, iletilen bilgi bitlerini ayırt etmek için farklı antenlerden alınan ayrı sinyalleri kullanabilir; böylelikle hem alıcı yapısı oldukça basitleşir hem de maliyet düşer. Bu nedenle, SSK sinyalizasyonunun demodülasyonu da deteksiyon işlemi de çok kolay olacaktır. SSK yapısı ilk öne sürüldüğü zaman, bir çift gönderici ve alıcı antenden oluşan bir sistem önerilmiştir. Bu yapıda “0” bilgi biti iletilecekse, sinyal sadece ilk anten tarafından gönderilmektedir; “1” bilgi biti iletilecekse, tasarlanan sinyal hem birinci hem ikinci anten tarafından gönderilmektedir. Alıcı terminalinde ise bilgi bitlerinin kestirimi için maksimum olabilirlik (maximum likelihood, ML) detektörü kullanılmaktadır [90].

2002 yılında [91] numaralı çalışmada, verici anten elemanlarının sayısına eşit sayıda bitin ortogonal bir şekilde çoğullandığı bir çoklu-antenli modülasyon şeması önerilmiştir. Bu yapıda kullanılan kodlama şemasının özgün özelliği, mevcut iletim antenlerinden sadece bir tanesinin kanal kullanımı sırasında aktif olmasıdır. Bu sistem ikili faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase shift keying, BPSK) sistemi için önerilmiştir ve bazı bitler parite bitleri olarak kullanılmaktadır. Ayrıca, [91] numaralı

çalışmadaki önerilen sistemin geleneksel 8-PSK ile aynı spektral verimliliğe sahip olduğu ve daha iyi bir hata başarımı sergilediği de gösterilmiştir.

İki yıl sonra, 2004'te [92] numaralı çalışmada günümüzde tam olarak SM tekniği olarak bilinen ama o zamanlarda “kanal atlama tekniği” olarak adlandırılan bir modülasyon şeması önerilmiştir. Bu yapı bilginin iletilmesini iki şekilde öngörmektedir: bilgi ilk olarak geleneksel karesel genlik modülasyonu (karesel genlik modülasyonu, QAM) veya faz kaydırmalı anahtarlama modülasyon teknikleri kullanarak açıkça iletilecektir; ikinci olarak ise anten dizisinden tek bir iletim anteni aktifleştirilerek örtülü bir biçimde iletilecektir.

2005 yılında Mesleh ve arkadaşları [93]'de [92]'den bağımsız olarak aynı modülasyon şemasını önermişlerdir. [93]'in arka planındaki temel motivasyon, her kanal kullanımında sadece tek bir iletim antenini aktif hâle getirerek antenler arası girişimi önleyen ve iletim antenlerinin anahtarlanması ile beraber dolaylı olarak ek bilgi bitleri ileten yeni bir modülasyon tekniği geliştirmektir. Ayrıca, yazarlar bu tez çalışmasının alıcıdaki sinyal işleme karmaşıklığını önemli ölçüde azalttığını göstermiştir. 2006 yılında aynı yazarlar [93]'de önerilen şemayı daha da geliştirmişler ve literatürde ilk kez “uzaysal modülasyon” terminolojisini kullanmışlardır [94]–[97].

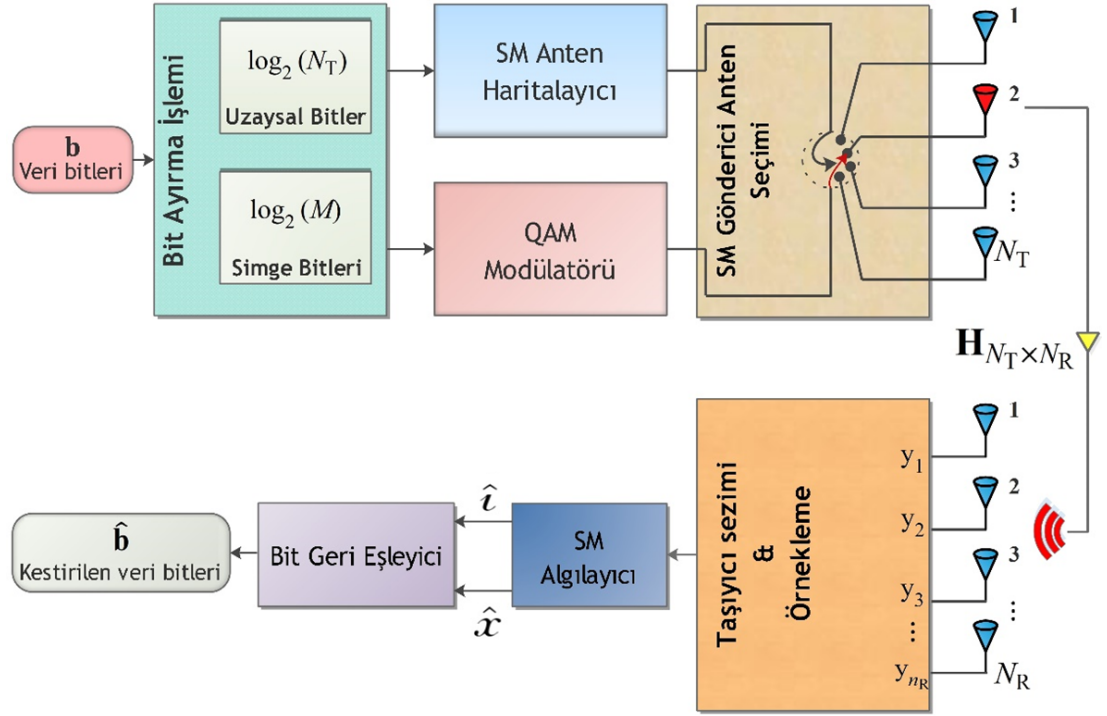
Bundan tam iki yıl sonra 2008'de ise, önceki yıllarda sunulan SM kavramı geliştirilerek yeni çalışmalar yapılmıştır. [98] numaralı çalışmada “bilgi kılavuzlu kanal atlama (information guided channel hopping, IGCH)” tekniğinin sunulduğu kanal kapasitesini incelemişlerdir. IGCH'nin ortogonal uzay-zaman blok kodlarından (orthogonal space-time block codes, OSTBC) daha iyi spektral verimlilik sağladığı gösterilmiştir. [9]'da sunulan SM kavramı, düşük karmaşıklıkla iki aşamalı bir demodülatör kullanarak kapsamlı bir şekilde incelenmiştir. [27] numaralı çalışmada ise SM tekniği için maksimum olabilirlikli optimum detektör elde edilmiştir ve SM sisteminin performansı daha da iyileştirilmiştir. [77] numaralı çalışmada SM tekniği, [90]'de ilk olarak önerilen SSK kavramının keyfi sayıda iletim antenine genelleştirilmesiyle basitleştirilmiştir. Burada yapılan en önemli güncelleme, özellikle bilgi bitlerini iletmek için sadece uzaysal yıldız kümesi kullanılması olmuştur; bugün bu yapı SSK-MIMO olarak bilinmektedir. [99] numaralı çalışmada sıra istatistiklerinden elde edilen sonuçlar kullanılarak SM'nin performans analizi için yeni

bir bakış açısı sunulmuştur. [100] numaralı çalışmada, [77] numaralı çalışmada önerilen çalışma geliştirilmiştir; her kanal kullanımında birden fazla iletim anteninin aktif olması sağlanmıştır ve bilgi bitleri çok sayıda aktif iletim anteninin kombinasyonuna kodlanarak genişletilmiştir. Aynı sayıda iletim anteni için veri hızının, RF zincirlerinin sayısını artırma pahasına iyileştirilebileceğini ancak bunun bazı performans kayıpları oluşturacağını öngörmüşlerdir. Bu modülasyon tekniği genelleştirilmiş SSK (generalized SSK, GSSK) olarak adlandırılmaktadır.

Yakın zamanda, [101]–[104] numaralı çalışmalarda hızlı RF anahtarlama sorunu, bu tekniklerin pratikte karşılaştığı en büyük zorluk olan SM/SSK bağlamında ele alınmıştır. SM/SSK yapısının spesifik kodlama mekanizması nedeniyle, aktif iletim anteni seçileceği zaman sembol hızında çalışan bir RF anahtarlayıcı kullanılması gerekmektedir. Literatürde çok çeşitli frekans bantları için düşük yerleştirme kaybı olan ve iyi izolasyon özellikleri olan hızlı RF anahtarları bulunurken, yüksek hızlı RF anahtarları hala verici tasarımının kritik bir parçasını oluşturmaktadır [78]. Bu amaçla, yeniden yapılandırılabilir anten (reconfigurable antenna, RA) kavramı kullanılarak tek RF MIMO sistemleri uygulanmıştır. Gerçekten de SM/SSK'nın çoklu iletim durumlarına sahip tek bir RA kullanılarak uygulanması, RF zincirleri arasındaki anahtarlamanın anten durumları arasında bir anahtarlama işlemi ile değiştirilmesine izin verir ve bu da performans artışları ile sonuçlanır.

Günümüzde ise SM tekniği yüzlerce makalede farklı açılardan ele alınmıştır. Yüksek veri hızlı, yüksek enerji verimli ve düşük karmaşıklıkla bir sistem olması nedeniyle SM yeni nesil haberleşme teknikleri için umut verici bir aday olarak gösterilmektedir [18]–[20], [78].

4.3. Uzaysal Modülasyon Temel Çalışma Prensibi



Şekil 4.1 Uzaysal Modülasyon Sistem Modeli

Şekil 4.1'deki N_T iletim antenine ve N_R alıcı antenine sahip SM sistem modelini ele alalım. Burada $\mathbf{b}$ ile gösterilen $1 \times \varphi$ boyutlu bilgi vektörü ilk olarak, $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$ olmak üzere, $\varphi_1 = \log_2(N_T)$ bitlik ve $\varphi_2 = \log_2(M)$ bitlik alt vektörlere ayrılır ve haberleşme bu vektörler üzerinden gerçekleştirir.

SM alıcı terminaline gelen gürültülü ve sönmülemeye uğramış sinyal aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}\mathbf{H} + \mathbf{n}, \quad (4.1)$$

burada; x QAM sembolüdür, $\mathbf{H}$ matrisi $N_R \times N_T$ boyutunda kablosuz haberleşme kanalıdır ve Rayleigh dağılımını takip eder, $\mathbf{n}$ ise N_R boyutlu sıfır ortalamalı ve N_0 varyanslı karmaşık Gauss rastgele sürecidir.

Daha önce de tartışıldığı gibi, SM anten endeksini veri iletimi için ekstra bir boyut olarak kullanır. Bunu yapmak için, aşağıdaki gibi bir SM haritalayıcısı oluşturur ve aşağıdaki sembol indisi ile birleştirilmiş bir yıldız kümesi vektörü üretir:

$$\mathbf{x}_{iq} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \underset{\substack{\uparrow \\ \iota. \text{ pozisyon}}}{x_q} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.2)$$

burada; ι aktif anten indisini, x_q M -QAM yıldız kümesinin q . sembolünü temsil etmektedir. Başka bir deyişle, SM tekniğinde, sembol aktarımı sırasında yalnızca ι . iletim anteni etkin kalmaktadır. Bu durumda, x_q sembolünün ι . iletim anteninden iletilmesi durumunda, kanal çıkışı aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\mathbf{y} = x_q \mathbf{h}_\iota + \mathbf{n} \quad (4.3)$$

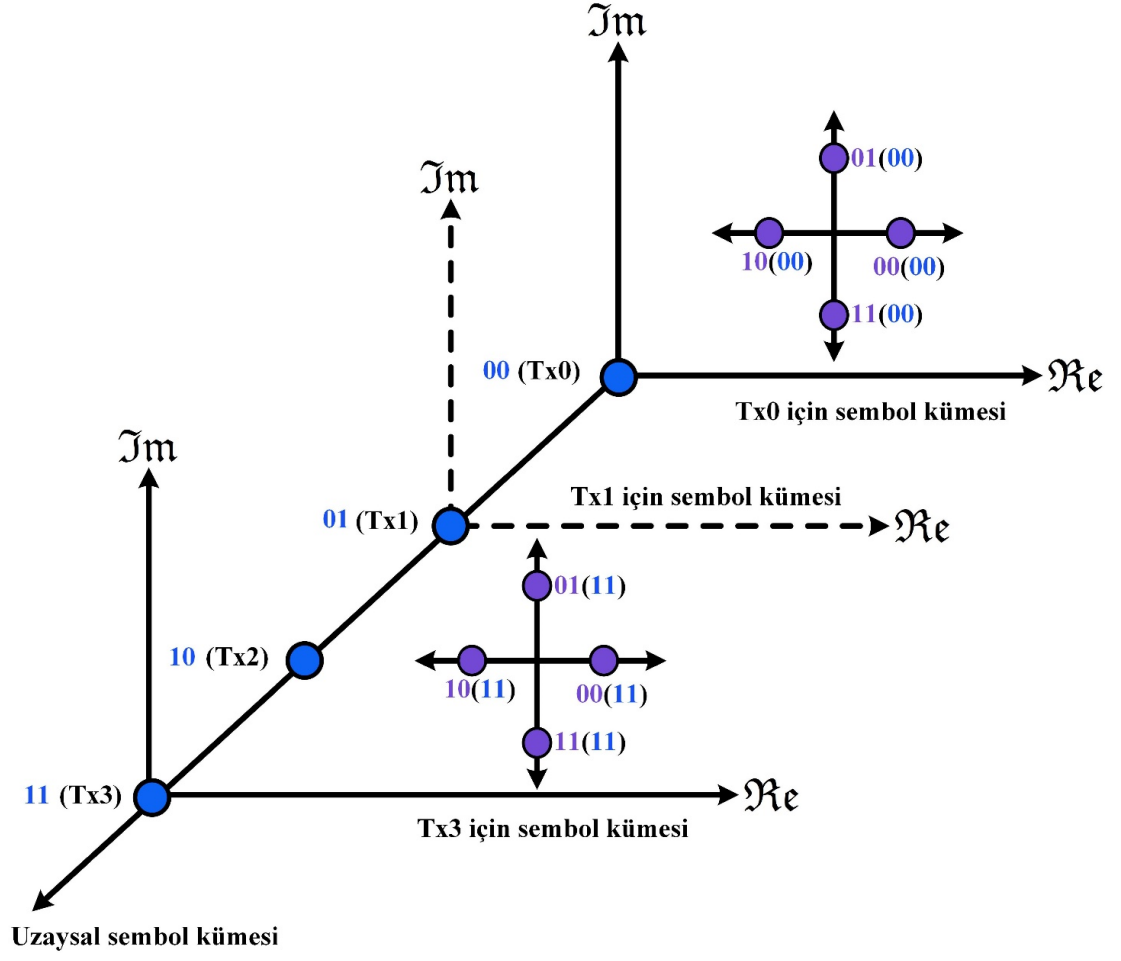
SM tekniğinde kanal girişleri yaklaşık olarak eşit sayılmaktadır. Buna göre en büyük olabilirlik prensibine göre optimum SM alıcısı [8]'e göre aşağıdaki gibi verilebilir:

$$[\hat{\iota}, \hat{q}] = \arg \max_{\iota, q} p_y \{ \mathbf{y} | x_{iq}, \mathbf{H} \} = \|\mathbf{a}_{iq}\|_F^2 - 2\Re \{ \mathbf{y}^H \mathbf{a}_{iq} \} \quad (4.4)$$

burada; $1 \leq \iota \leq N_T$ ve $1 \leq q \leq M$ olmak üzere $\mathbf{a}_{iq} = \mathbf{h}_\iota x_q$ şeklindedir. Ayrıca, $p_y \{ \mathbf{y} | x_{iq}, \mathbf{H} \} = \pi^{-N_R} \exp \left(-\|\mathbf{y} - x_{iq} \mathbf{H}\|_F^2 \right)$ ifadesi ise x_{iq} ve $\mathbf{H}$ 'ye göre koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonudur.

Yukarıda tüm anlatılanlardan özetle SM tekniğinin, normalde iki boyutlu olan sembol uzayına ek olarak bir de anten uzayı eklediği rahatlıkla görülebilir. SM aracılığıyla iletilen sinyal aslında bu yeni sembol uzayının bir unsuru olarak düşünülebilir. Bunu aşağıdaki şekille kolayca açıklamak mümkündür. Şekil 4.2'den de görüldüğü üzere, anten uzayındaki her bir antene karşılık gelen her nokta birbirinden bağımsız iki boyutlu farklı bir sembol uzayı tanımlar. Bu şekilde $N_T = 4$ ve $M = 4$ olarak seçilmiş olup bu sembol uzaylarından sadece iki tanesi gösterilmiştir. $\Re$ ve $\Im$ ifadeleri ise sembol uzayının gerçel ve imajiner eksenlerini göstermektedir. Şekil 4.1'deki gibi bir

sistemde SM sistemi, gelen bilgi bitlerine göre, 16 elemanlı uzaydan seçilen bir elemanı iletecektir [9], [18], [19], [27], [105].



Şekil 4.2 SM tekniği tarafından oluşturulan üç boyutlu sembol uzayı

5. KOD İNDİS MODÜLASYONU

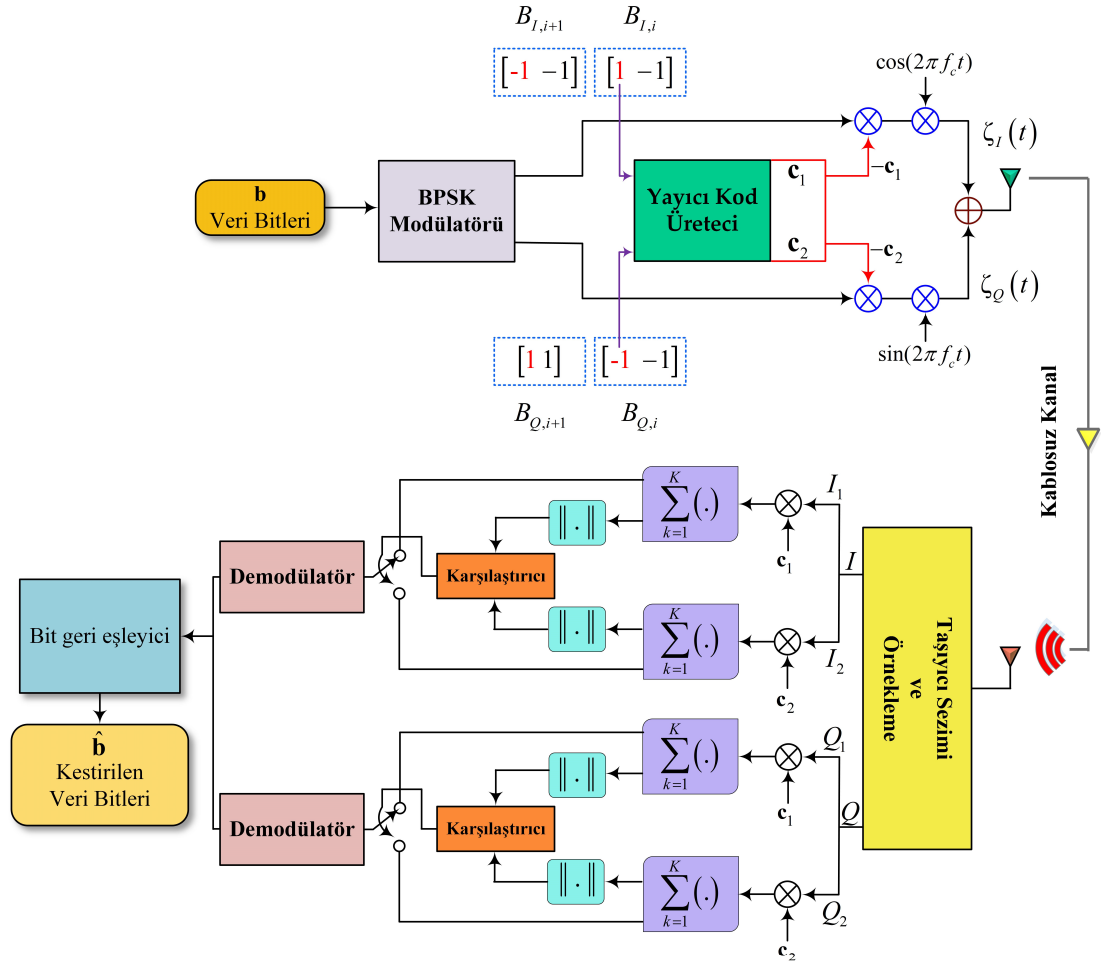
Bu kısımda kod indis Mmodülasyonu (code index modulation, CIM) tekniğine bir giriş yapılacak ve sonrasında bu tekniğin temel çalışma prensipleri ayrıntılı olarak tartışılacaktır.

5.1. Kod İndis Modülasyonuna Giriş

Son birkaç yıldır, IM tekniği en önemli araştırma konularından biri olmuştur ve yeni nesil kablosuz iletişim sistemleri için umut verici bir aday olarak gösterilmiştir. Adından da anlaşılacağı üzere, IM teknikleri; iletim antenleri, alt taşıyıcılar, zaman aralıkları, frekans taşıyıcıları, uzay-zaman matrisleri, yayıcı kodlar vb. gibi birimlerin indislerinde bilgi aktarırlar. Bu teknikte indisler, iletilen veya alınan sinyallerin içine gömülü bir vaziyette iletilir. Bu nedenle, indislerle beraber taşınan ek bilgilere ya çok az enerji harcanır veya hiç harcanmaz. Sonuç olarak, IM şemaları hem spektral hem de enerji verimliliği açısından mükemmel sonuçlar vermektedir [9]–[12].

CIM tekniğinin temel yapıtaşı olan doğrudan dizilimli yayılı izge (direct sequence spread spectrum, DS-SS) tekniği, sinyalleri iletmek için ortogonal yayıcı kodlar (ör. Walsh Hadamard kodları) veya sözde-gürültü (pseudo noise, PN) dizilerini kullanır. DS-SS sisteminin; izole performans, boğulma dayanıklılığı, enerji verimliliği, aynı kanalın birçok kullanıcıyla paylaşılması, gürültü ve parazit azaltma vb. gibi birçok faydası vardır. DS-SS tekniğinin çalışma prensibini temel alan CIM sistemi (literatürde CIM-SS adıyla da geçmektedir), fazladan bilgi iletmek için bilgi bitlerinin bir kısmını modüle edilmiş sembolleri iletmek için kullanılırken, diğer kısmını da yayıcı kodu indislerini seçmek için kullanılır. Verici terminalinde, seçilen yayıcı kodu modüle edilmiş sembollerle çarpılır ve herhangi bir enerji kullanılmadan karşı tarafa iletilir. Alıcı terminalinde ise yayıcı kodu indisleri basit bir korelatör yardımıyla belirlenir, sonrasında alınan sembol demodüle edilir ve yayıcı kod tahmin edilir. Bu rasyonel şema ile veri bitlerinin bir kısmı modüle edilmiş sinyal ile doğrudan kanaldan iletilirken, diğer kısmı çok az bir enerji ile sinyale gömülü bir vaziyette taşınır. Bu nedenle, CIM sistemi sadece sistemin veri hızını ve verimliliğini artırmakla kalmaz, aynı zamanda enerji tüketimini de önemli ölçüde azaltır [13]–[20].

5.2. Kod İndis Modülasyonunun Temel Çalışma Prensibi



Şekil 5.1 Kod indis modülasyonu tekniğinin sistem modeli

CIM sistemi için sistem modeli Şekil 5.1'de gösterilmektedir. Verici, ikili karesel faz kaydırmalı anahtarlama modülasyonunu ve DS-SS'yi kullanmaktadır. Gelen veri bitleri $\mathbf{b}$; BPSK modülatörü arayıcılığıyla $\{-1, +1\}$ değerlerini alır, ardından eş-evreli (I) ve dik-evreli (Q) bileşenler arasında bölünür. Eş-evreli ve dik-evreli bileşenler birbirlerine benzediklerinden ötürü, sistem modeli eş-evreli bileşen üzerinden izah edilecektir. Ayrıca, sistemde (anlatımı basitleştirmek adına) iki tane yayıcı Walsh Hadamard kodu (spreading code) kullanılacaktır, bunlar sistem modelinde $\mathbf{c}_1$ ve $\mathbf{c}_2$ olarak görülmektedir. Walsh Hadamard kodları mükemmel ortogonal özelliğe sahiptir ve yapıları $\mathbf{c}_j = [c_{j,1}, c_{j,2}, \dots, c_{j,K}]^T$, $j \in \{1, 2\}$ şeklindedir.

Sistem yapısında, eş-evreli i . blok olan $B_{1,i} = (a_{1,i}, a_{2,i})$ için, $a_{2,i}$ tarafından seçilen yayıcı kod $a_{1,i}$ ile çarpılır. Şekil 5.1'den de görüldüğü üzere; $a_{2,i} \in \{-1, +1\}$ olmak üzere iki değer alabilir. Dolayısıyla, iki farklı ortogonal kod seçilebilir. Örneğin, $a_{2,i} = 1$ ise $\mathbf{c}_1$ yayıcı kodu seçilirken; $a_{2,i} = -1$ ise $\mathbf{c}_2$ yayıcı kodu seçilecektir. Dolayısıyla, iletilen eş-evreli CIM sinyali $\zeta_I(t)$ şu şekilde ifade edilebilir [15]:

$$\zeta_I(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{\ell=1}^K a_{1,i} \mathbf{c}_{a_{2,i},\ell} p(t - (iL + \ell)T_c) \cos(2\pi f_c t) \quad (5.1)$$

burada; N iletilen blokların sayısıdır, f_c taşıyıcı frekansdır ve $p(t)$ ise $[0, T_c]$ üzerinde birim genlikli dikdörtgen darbeleri darbe şekillendirme filtresidir. Burada unutulmamalıdır ki, $\mathbf{c}_{a_{2,i},\ell}$ ifadesi $a_{2,i}$ tarafından seçilir ve $a_{1,i}$ 'yi gönderir. Bu yüzden, $a_{2,i}$ “haritalanan bit” ve $a_{1,i}$ “iletilen bit” olarak adlandırılır. Her iletilen bit olan $a_{1,i}$, haritalanan bit $a_{2,i}$ ’yi yayıcı kodu seçimi vasıtasıyla içerdiğinden önerilen CIM sistemi, geleneksel DS-SS sistemine kıyasla aynı bant genişliği için veri hızını iki katına çıkartmaktadır ve iletilen enerjiyi de %50 oranında azaltmaktadır.

Alıcı, Şekil 5.1'de gösterildiği gibi eş-evreli sinyal için iki kola sahiptir, yani her bir yayıcı kod için bir kola sahiptir. Alıcı terminalinde alınan eş-evreli sinyal aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [15]:

$$r_I(t) = \zeta_I(t) + n_I(t) \quad (5.2)$$

Burada $n_I(t)$, sıfır ortalamalı ve varyansı boyut başına $N_0/2$ 'ye eşit olan bir AWGN gürültüsüdür. Temel bant sinyalinin geri kazanımı ve örnek'lenmesinden sonra, yayıcı kodunu tespit etmek için bir karşılaştırmacı (korelatör) kullanılır. Alınan örneklenmiş sinyal her dalda ilgili yayıcı kodu ile çarpılır ve bit süresi olan KT_c üzerinden toplanır. Bu nedenle, $I_{1,i}$ 'nin birinci dalındaki çıkış, şu şekilde ifade edilebilir [15]:

$$I_{1,i} = \begin{cases} a_{1,i} E_b + n_1, & \text{eğer } \mathbf{c}_1 \text{ gönderilirse} \\ n_1, & \text{eğer } \mathbf{c}_2 \text{ gönderilirse} \end{cases} \quad (5.3)$$

burada, $E_b = \sum_{\ell}^K \mathbf{c}_{1,\ell}^2$ ifadesi iletilen bit enerjisini göstermektedir ve $n_1 = \sum_{\ell}^K n_{\ell} \mathbf{c}_{1,\ell}$ ifadesi

de AWGN gürültüsü ile birinci yayıcı kodu çarpılmış hâlidir.

Benzer şekilde, $I_{2,i}$ de aşağıda gösterilen şekilde bulunabilir [15]:

$$I_{2,i} = \begin{cases} n_2, & \text{eğer } \mathbf{c}_1 \text{ gönderilirse} \\ a_{1,i} E_b + n_2, & \text{eğer } \mathbf{c}_2 \text{ gönderilirse} \end{cases} \quad (5.4)$$

burada, $n_2 = \sum_{\ell}^K n_{\ell} \mathbf{c}_{2,\ell}$ ifadesi de AWGN gürültüsü ile ikinci yayıcı kodu çarpılmış hâlidir.

Karşılaştıracının çıktısının mutlak değerleri, karar değişkeni $D_i = |I_{1,i}| - |I_{2,i}|$ ifadesine göre iletilen yayıcı kodu algılamak için karşılaştırılır ve bunun sonucu olarak haritalanan bit $a_{2,i}$ bulunur. Karşılık gelen dal daha sonra karşılaştıracı tarafından seçilir ve iletilen bit $a_{1,i}$ 'yi karşılaştıracı çıktısının işareti vasıtasıyla yeniden elde etmek için kullanılır. Bu iki bit aşağıdaki şekilde elde edilir [15]:

$$\begin{aligned} D_i > 0, \quad a_{2,i} &= 1 \text{ ve } a_{1,i} = \text{sign}(I_{1,i}), \\ D_i \leq 0, \quad a_{2,i} &= -1 \text{ ve } a_{1,i} = \text{sign}(I_{2,i}), \end{aligned} \quad (5.5)$$

burada $\text{sign}(\cdot)$ ifadesi signum fonksiyonudur ve bir gerçel sayının işaretini bulmaya yarar. Karşılaştıracının çıktısının mutlak değerinin burada kullanılmasının nedeni implementasyonunun kolay olması ve iki eşik değeri için daha iyi sonuç vermesidir [13]–[20].

6. KOD İNDİS MODÜLASYONU VE UZAYSAL MODÜLASYON TABANLI YENİ BİR MIMO SİSTEM

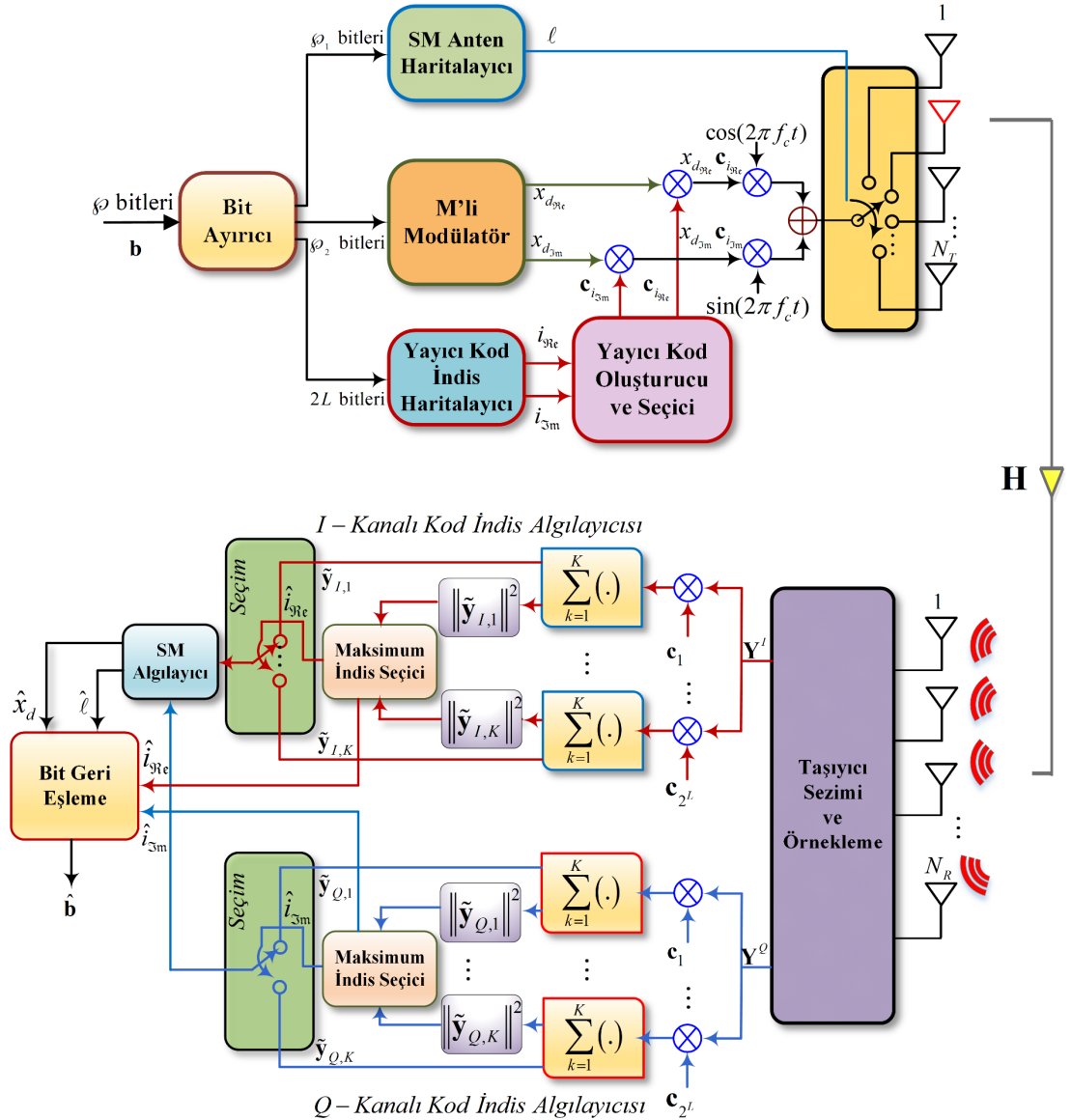
Bu bölümde; son zamanlarda popüler olan CIM-SS ve SM rasyonel modülasyon teknikleri birleştirilerek yüksek hızlı ve enerji verimli çok-girişli çok-çıkışlı bir iletim şeması literatüre önerilmiştir. Kod indis modülasyonu tabanlı uzaysal modülasyon (CIM-SM) olarak adlandırılan bu sistemde; gelen bilgi bitleri modüle edilmiş sembolleri, aktif iletim anten indislerini ve bunlara karşılık gelen yayıcı kod indislerini belirlediğinden, veri bitleri sadece modüle edilmiş sembollerle değil, aynı zamanda aktif anten ve yayıcı kodların indisleri tarafından da iletilir. Bu nedenle, önerilen CIM-SM tekniği, daha hızlı veri hızlarına ulaşırken daha az iletim gücü harcar ve geleneksel DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS sistemlerine kıyasla daha iyi hata performansına sahiptir. CIM-SM sisteminin bit hata oranı, çıktı (throughput), enerji verimliliği ve sistem karmaşıklığı için matematiksel ifadeleri, genel sistem performansını analiz etmek için türetilmiştir. Ayrıca bilgisayar simülasyonları ile CIM-SM sisteminin DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS sistemlerinden daha düşük iletim enerjisine, daha yüksek veri iletim hızına ve daha iyi hata performansına sahip olduğu gösterilmiştir. Önerilen sistemin performans analizi, dördün genlik modülasyonu (quadrature amplitude modulation, QAM) tekniği için hem Rayleigh sönümlemeli kanallarda gerçekleştirilmiştir aynı zamanda BPSK modülasyon tekniği için Nakagami- m kanallarda da performans analizi sunulmuştur.

6.1. CIM-SM Sisteminin Sistem Modeli

Önerilen CIM-SM tekniği için düşünülen sistem modeli Şekil 6.1'de gösterilmiştir. Sistem N_T adet iletim anteni, N_R adet alıcı anten, I ve Q bileşenlerin kod indislerinde iletilen bit sayısı olmak üzere, 2^L adet Walsh Hadamard yayıcı kodundan oluşur. Önerilen sistemde, iyi hata performansı sağlaması nedeniyle M -QAM modülasyonun kullanılması öngörülmektedir, ancak M -PSK modülasyonu, daha düşük enerji tüketimi gerektiren uygulamalar için daha uygun olabilir.

CIM-SM sisteminin verici yapısı göz önüne alındığı zaman, $\mathbf{b}$ iletilecek bilgi biti vektörü $\wp \times 1$ boyutludur ve T_s sembol süresi boyunca iletilecektir. Burada $\wp$ bitleri,

$\varphi_1 = \log_2(N_T)$ bit, $\varphi_2 = \log_2(M)$ bit ve $2L$ bit olmak üzere, üç bloğa bölünmüştür ve bir sembol üzerinden toplam iletilen bit sayısı $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + 2L$ şeklindedir. Bu bloklar için φ_2 bitleri bir M -QAM sembolünü, $2L$ bitleri IQ bileşenlerinin yayıcı kodlarını seçerler ve $\varphi_2 + 2L$ bitleri hem eş-evreli (I) hem de dik-evreli (Q) bileşenleri aracılığıyla iletilir. Neticede, CIM-SM sisteminin vericisinden de görülebileceği gibi, yayılmış sembol dizileri SM şeması tarafından aktive edilen tek anten üzerinden iletilir.



Şekil 6.1 CIM-SM tekniğinin sistem modeli

M -QAM modülasyonlu sembol genel formda aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$x_d = x_{d_{\Re}} + jx_{d_{\Im}}, \quad d = 1, 2, \dots, M \quad (6.1)$$

burada, $x_{d_{\Re}}$ ve $x_{d_{\Im}}$ sırasıyla x_d 'nin gerçel ve imajiner bileşenleridir. $x_{d_{\Re}}$ ve $x_{d_{\Im}}$ bileşenleri $\mathcal{Q}_2$ bloğuna göre seçilirler. Aynı zamanda $x_{d_{\Re}}$ ve $x_{d_{\Im}}$ bileşenleri, $\mathbf{c}_{i_{\Re}}$ ve $\mathbf{c}_{i_{\Im}}$ yayıcı kodlarıyla zamanda çarpılarak yayılırlar (spreading) ve bu yayıcı kodlar $2L$ bit bloğu tarafından seçilirler. Sonuç olarak, $x_{d_{\Re}} \mathbf{c}_{i_{\Re}}$ ve $x_{d_{\Im}} \mathbf{c}_{i_{\Im}}$ yayılmış (spreaded) sinyalleri $\mathcal{Q}_1$ bit bloğu tarafından seçilen ℓ . anten üzerinden I ve Q bileşenleri aracılığıyla iletilirler. Bu noktadan hareketle, CIM-SM sisteminin alıcısı tarafından alınan sönmölenmiş ve güröltölü sinyal aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \left(x_{d_{\Re}} c_{i_{\Re},k} p(t - kT_c) \cos(2\pi f_c t) + x_{d_{\Im}} c_{i_{\Im},k} p(t - kT_c) \sin(2\pi f_c t) \right) h_{\ell}(t) + n(t) \quad (6.2)$$

burada, sırasıyla $p(t)$ $[0, T_c]$ üzerinde birim genlikli dikdörtgen darbeli darbe şekillendirme filtresidir, T_c yayıcı Walsh Hadamard koduna ait çip süresidir, $h_{\ell}(t)$, $\ell = 1, 2, \dots, N_T$ Rayleigh sönmölemeli kanalın dürtü cevabıdır, $n(t)$ sıfır ortalamalı ve varyansı $N_0/2$ 'ye eşit olan bir karmaşık Gauss rastlantı sürecidir, f_c ise taşıyıcı frekansıdır.

Sinyal modelinin I ve Q bileşenleri benzer bir yapıya sahip olduğundan, (6.2) için verilen sinyal modeli I ve Q bileşenleri için ayrı olarak yeniden yazılabilir. Böylece, kanalın çıkışında mükemmel taşıyıcı sezimi ve örneklemeden sonra, r . alıcı antenin k . güröltölü çip sinyali hem I hem de Q bileşenleri için aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\begin{aligned} y_{r,k}^I &= x_{d_{\Re}} c_{i_{\Re},k} h_{r,\ell} + n_{r,k}^I \\ y_{r,k}^Q &= x_{d_{\Im}} c_{i_{\Im},k} h_{r,\ell} + n_{r,k}^Q \end{aligned} \quad (6.3)$$

burada, $r = 1, 2, \dots, N_R$, $k = 1, 2, \dots, K$, $\ell = 1, 2, \dots, N_T$ ve $i_{\Re}, i_{\Im} = 1, 2, \dots, 2^L$ şeklindedir. $h_{r,\ell}$ Rayleigh sönmölemeli kanal katsayısıdır, ortalaması sıfırdır ve varyansı $\sigma_h^2 = 1$. $n_{r,k}^I$ şeklindedir. $n_{r,k}^I$ ve $n_{r,k}^Q$ ifadeleri sırasıyla I ve Q bileşenlerinin

AWGN gürültü terimleridir; $n_{r,k}$ ise $n_{r,k} = n_{r,k}^I + n_{r,k}^Q$ şeklinde yazılabilir. Böylelikle, (6.3)'ün vektörel temsili şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}^I &= x_{d_{\mathcal{R}_e}} \mathbf{h}_\ell \mathbf{c}_{i_{\mathcal{R}_e}}^T + \mathbf{N}^I \\ \mathbf{Y}^Q &= x_{d_{\mathcal{I}_m}} \mathbf{h}_\ell \mathbf{c}_{i_{\mathcal{I}_m}}^T + \mathbf{N}^Q\end{aligned}\quad (6.4)$$

burada, $\mathbf{Y}^I = [\mathbf{y}_1^I \mathbf{y}_2^I \dots \mathbf{y}_K^I]$ şeklindedir, $\mathbf{y}_k^I = [y_{1,k}^I, y_{2,k}^I, \dots, y_{N_R,k}^I]^T$ yapısına sahip bir vektördür ve $\mathbf{Y}^I$ vektörünün k . sütununu ifade etmektedir; benzer şekilde $\mathbf{Y}^Q = [\mathbf{y}_1^Q \mathbf{y}_2^Q \dots \mathbf{y}_K^Q]$ şeklindedir, $\mathbf{y}_k^Q = [y_{1,k}^Q, y_{2,k}^Q, \dots, y_{N_R,k}^Q]^T$ yapısına sahip bir vektördür ve $\mathbf{Y}^Q$ vektörünün k . sütununu ifade etmektedir. $\mathbf{h}_\ell$ vektörü ise $\mathbf{h}_\ell = [h_{1,\ell}, h_{2,\ell}, \dots, h_{N_R,\ell}]^T$ şeklindedir ve $N_R \times N_T$ boyutlu $\mathbf{H}$ matrisinin ℓ . sütununu ifade etmektedir. $\mathbf{H}$ matrisinin satırları alıcı anten indisi bilgisini taşıırken, sütunları verici anten indisi bilgisini taşımaktadır. $\mathbf{H}$ matrisi $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \dots \mathbf{h}_{N_T}]$ şeklinde ifade edilebilir. $\mathbf{c}_{i_{\mathcal{R}_e}}$ ve $\mathbf{c}_{i_{\mathcal{I}_m}}$ sırasıyla, $\mathbf{c}_{i_{\mathcal{R}_e}} = [c_{1,i_{\mathcal{R}_e}}, c_{2,i_{\mathcal{R}_e}}, \dots, c_{K,i_{\mathcal{R}_e}}]^T$ ve $\mathbf{c}_{i_{\mathcal{I}_m}} = [c_{1,i_{\mathcal{I}_m}}, c_{2,i_{\mathcal{I}_m}}, \dots, c_{K,i_{\mathcal{I}_m}}]^T$ şeklinde olup Walsh Hadamard yayıcı kodlarını ifade etmektedir. $\mathbf{N}^I$ ve $\mathbf{N}^Q$ ise AWGN matrislerini ifade etmektedir.

Şekil 6.1'in alıcı yapısında gösterildiği gibi, I ve Q bileşenlerinin her biri için alıcı terminalinde geri yayma (despreading) işleminden sonra, dalların her biri yayıcı kodu indislerini, aktif anten indislerini ve iletilen sembol dizilerini kestirmek için kullanılır. Burada CIM-SM sisteminin karmaşıklığını azaltmak için, ilk olarak yayıcı kodların $(\hat{i}_{\mathcal{R}_e}, \hat{i}_{\mathcal{I}_m})$ kestirimi yapıldıktan sonra, anten indisi olan $\hat{\ell}$ parametresinin ve iletilen sembol olan $\hat{x}_d$ parametresinin kestirimi yapılacaktır. Dolayısıyla, seçim bloğunu alıcı tarafında gösterildiği gibi kullanarak, kestirilen $(\hat{i}_{\mathcal{R}_e}, \hat{i}_{\mathcal{I}_m})$ indisleri, geri yayılmış vektör kümesine geri beslenir. Sonrasında, SM algılayıcısının girişine yalnızca $(\hat{i}_{\mathcal{R}_e}, \hat{i}_{\mathcal{I}_m})$ indisleriyle ilişkili $\mathbf{y}_{\hat{i}_{\mathcal{R}_e}}$ ve $\mathbf{y}_{\hat{i}_{\mathcal{I}_m}}$ geri yayılmış veri vektörleri uygulanır. Bu şekilde, sistemin karmaşıklığı büyük ölçüde azalır. Bu nedenle, ilk olarak, yayıcı kodu indisleri, korelatör dalları kullanılarak örneklenen sinyalden kestirilir. Bunu yapmak

için, $\mathbf{Y}^I$ ve $\mathbf{Y}^Q$ matrisleri, her dalda karşılık gelen yayıcı kodu $\mathbf{c}_i$ ile çarpılır ve $T_s = KT_c$ sembol süresi boyunca toplanır. Bu nedenle, I ve Q bileşenleri için i . korelatörünün geri yayılmış çıktısı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}_i^I &= \mathbf{Y}^I \mathbf{c}_i = [\mathbf{y}_1^I \mathbf{y}_2^I \dots \mathbf{y}_K^I] \mathbf{c}_i \\ \tilde{\mathbf{y}}_i^Q &= \mathbf{Y}^Q \mathbf{c}_i = [\mathbf{y}_1^Q \mathbf{y}_2^Q \dots \mathbf{y}_K^Q] \mathbf{c}_i,\end{aligned}\quad (6.5)$$

burada, $i = 1, 2, \dots, 2^L$ şeklindedir. Bu noktadan hareketle, $\tilde{\mathbf{y}}_i^I$ ve $\tilde{\mathbf{y}}_i^Q$ vektörlerinin r 'inci elemanı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}\tilde{y}_{i,r}^I &= \sum_{k=1}^K c_{i,k} y_{r,k}^I = \sum_{k=1}^K c_{i,k} (x_{d_{\mathfrak{R}e}} c_{i_{\mathfrak{R}e},k} h_{r,\ell} + n_{r,k}^I) \\ &= \begin{cases} x_{d_{\mathfrak{R}e}} h_{r,\ell} E_c + \tilde{n}_r^I, & i = \hat{i}_{\mathfrak{R}e} \text{ ise} \\ \tilde{n}_r^I, & i \neq \hat{i}_{\mathfrak{R}e} \text{ ise} \end{cases}\end{aligned}\quad (6.6)$$

$$\begin{aligned}\tilde{y}_{i,r}^Q &= \sum_{k=1}^K c_{i,k} y_{r,k}^Q = \sum_{k=1}^K c_{i,k} (x_{d_{\mathfrak{Im}}} c_{i_{\mathfrak{Im}},k} h_{r,\ell} + n_{r,k}^Q) \\ &= \begin{cases} x_{d_{\mathfrak{Im}}} h_{r,\ell} E_c + \tilde{n}_r^Q, & i = \hat{i}_{\mathfrak{Im}} \text{ ise} \\ \tilde{n}_r^Q, & i \neq \hat{i}_{\mathfrak{Im}} \text{ ise} \end{cases}\end{aligned}\quad (6.7)$$

burada, $i = 1, 2, \dots, 2^L$, $r = 1, 2, \dots, N_R$. E_c yayıcı kod başına iletilen ortalama enerjidir

ve $E_c = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=1}^K c_{i,k}^2$ olarak ifade edilir. Ayrıca, $\tilde{n}_r^I = \sum_{k=1}^K c_{i,k} n_{r,k}^I$ ve $\tilde{n}_r^Q = \sum_{k=1}^K c_{i,k} n_{r,k}^Q$,

Walsh Hadamard kodu ile çarpılmış ilişkili AWGN terimleridir. (6.6) ve (6.7)

numaralı denklemlerden $\tilde{y}_{i,r}^I$ ifadesinin ortalamasının, $i = \hat{i}_{\mathfrak{R}e}$ 'ye eşit olduğunda,

$x_{d_{\mathfrak{R}e}} h_{r,\ell} E_c$ ifadesine eşit olduğu ve $i \neq \hat{i}_{\mathfrak{R}e}$ olduğunda ise 0 olduğu; benzer şekilde $\tilde{y}_{i,r}^Q$

ifadesinin ortalamasının, $i = \hat{i}_{\mathfrak{Im}}$ 'ye eşit olduğunda, $x_{d_{\mathfrak{Im}}} h_{r,\ell} E_c$ ifadesine eşit olduğu ve

$i \neq \hat{i}_{\mathfrak{Im}}$ olduğunda ise 0 olduğu görülebilir. Ayrıca, varyanslar şu şekilde yazılabilir:

$\sigma_{\tilde{y}_{i,r}^I}^2 = \sigma_{\tilde{y}_{i,r}^Q}^2 = E_c N_0$. I ve Q bileşenlerinin her ikisi için geri yayma işlemi tüm geri

yayıcılar üzerinden gerçekleştirildiğinde, alıcıda elde edilen sonuç vektörü [51]

yardımla aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\Upsilon^I = \{\tilde{\mathbf{y}}_1^I, \tilde{\mathbf{y}}_2^I, \dots, \tilde{\mathbf{y}}_{2^L}^I\} \quad (6.8)$$

$$\Upsilon^Q = \{\tilde{\mathbf{y}}_1^Q, \tilde{\mathbf{y}}_2^Q, \dots, \tilde{\mathbf{y}}_{2^L}^Q\}. \quad (6.9)$$

Önerilen sistemdeki I ve Q bileşenleri için yayıcı kodların indislerinin kestirimi için, öncelikle $\left\{\|\tilde{\mathbf{y}}_i^I\|^2\right\}_{i=1}^{2^L}$ ve $\left\{\|\tilde{\mathbf{y}}_i^Q\|^2\right\}_{i=1}^{2^L}$ vektörlerinin Υ^I vektör seti içerisindeki karesel normu alınır ve sonrasında ise bu vektör setleri içerisindeki elemanların maksimum olanlarının indisleri belirlenir. Walsh Hadamard yayıcı kodların birbirlerine ortogonal olduklarından dolayı, yani $\sum_{k=1}^K c_{i,k} c_{j,k} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$ ise, normlu vektörün maksimum elemanı da aynı indis üzerindeki elemana eşittir. Bu noktadan hareketle, normlu vektör setlerinin maksimum elemanlarının indisleri aşağıdaki gibi belirlenebilir:

$$\hat{i}_{\mathfrak{R}_e} = \arg \max_i \left\{ \|\tilde{\mathbf{y}}_i^I\|^2 \right\}, \quad (6.10)$$

$$\hat{i}_{\mathfrak{I}_m} = \arg \max_i \left\{ \|\tilde{\mathbf{y}}_i^Q\|^2 \right\}, \quad (6.11)$$

$\hat{i}_{\mathfrak{R}_e}$ ve $\hat{i}_{\mathfrak{I}_m}$, yayıcı kodu indisi algılayıcıları ile elde edildikten sonra, maksimum olabilirlik (maximum likelihood, ML) tabanlı SM algılayıcı, $(\hat{\ell}, \hat{x}_{d_{\mathfrak{R}_e}})$ kestirimlerini elde etmek için $(\hat{i}_{\mathfrak{R}_e}, \hat{i}_{\mathfrak{I}_m})$ indisleriyle ilişkili geri yayılmış sinyaller olan $\tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathfrak{R}_e}}^I$ ve $\tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathfrak{I}_m}}^Q$ üzerinde $(\ell, x_{d_{\mathfrak{R}_e}})$ 'nin tüm kombinasyonlarını ele alır. Dolayısıyla, önerilen sistemin hem I hem de Q bileşenleri için $(\ell, x_{d_{\mathfrak{R}_e}})$ parametrelerinin ML kestirimleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} (\hat{\ell}, \hat{x}_d) &= \arg \min_{\substack{\ell \in \{1, 2, \dots, N_T\} \\ x_d \in \{1, 2, \dots, M\}}} \left\{ \left\| \left(\tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathfrak{R}_e}}^I + j \tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathfrak{I}_m}}^Q \right) - E_c x_d \mathbf{h}_\ell \right\|^2 \right\} \\ &= \arg \min_{\substack{\ell \in \{1, 2, \dots, N_T\} \\ x_d \in \{1, 2, \dots, M\}}} \left\{ \left\| \boldsymbol{\xi}_{d\ell} \right\|^2 - 2 \Re \left\{ \left(\tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathfrak{R}_e}}^I + j \tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathfrak{I}_m}}^Q \right)^H \boldsymbol{\xi}_{d\ell} \right\} \right\} \end{aligned} \quad (6.12)$$

burada, $\boldsymbol{\xi}_{d\ell}$ ifadesi $\boldsymbol{\xi}_{d\ell} = E_c x_d \mathbf{h}_\ell$ şeklinde ifade edilmektedir.

Son olarak, kestirilen $(\hat{i}_{\mathfrak{R}_e}, \hat{i}_{\mathfrak{I}_m}, \hat{\ell}, \hat{x}_d)$ değerlerini kullanan bit geri eşleme tekniği ile iletilen orijinal bit dizisinin kestirimi olan $\hat{\mathbf{b}}$, GCIM-SM sisteminin alıcısında gösterildiği gibi geri-eşleyici yardımı ile alıcıda yeniden elde edilir.

6.2. CIM-SM Sisteminin Performans Analizi

Bu bölümde, CIM-SM sisteminin bit hata oranı, çıktı (throughput), veri hızı ve enerji verimliliği analizleri değerlendirilmiş ve daha sonra SM, QSM, CIM-SS ve geleneksel DS-SS teknikleri ile karşılaştırılmıştır.

6.2.1. CIM-SM Sisteminin BER Analizi

CIM-SM yapısında gösterildiği ve daha önce de belirtildiği gibi, gelen ikili bilgi veri bitleri üç bölüme ayrılmıştır. Bu nedenle, dikkate alınan sistemin $\Pr_{\text{CIM-SM}}$ olarak tanımlanan toplam BER ifadesi, iki hata olayının bit hata olasılıklarının (bit error probability, BEP) bir fonksiyonu olarak ifade edilebilir. Yani, alıcıda meydana gelen toplam BER, yayıcı kodu indislerinin haritalanmış bitlerinin BEP'si ($\Pr_1$) ile aktif anten indisleri ve modüle edilmiş bitlerin BEP'lerinin ($\Pr_2$) toplamıdır. Sonuç olarak, CIM-SM sistemi için ortalama BER ifadesi aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\Pr_{\text{CIM-SM}} = \frac{2L}{\wp} \Pr_1 + \frac{\wp_1 + \wp_2}{\wp} \Pr_2 \quad (6.13)$$

$\Pr_1$ ve $\Pr_2$ hata olayları, I ve Q bileşenlerinin ortalama hatalı yayıcı kodu indis kestirimi olan $\Pr_c^{\hat{i}_{\mathfrak{R}_e}}$ ve $\Pr_c^{\hat{i}_{\mathfrak{I}_m}}$ 'e bağlıdır. Bu nedenle, SM modülasyonlu sembollerin doğru alımı, Şekil 6.1'in alıcı tarafında yayıcı kodu indislerinin doğru tespitine dayanır. CIM-SM sisteminde iki farklı tür hata oluşabilir. İlk durumda, $\hat{i}_{\mathfrak{R}_e}$ ve $\hat{i}_{\mathfrak{I}_m}$ doğru bir şekilde algılanır (yani, kod indislerinin haritalanan bitlerinde hata yoktur), ancak SM algılayıcı yanlış kararlar verir. İkinci durumda, $\hat{i}_{\mathfrak{R}_e}$ ve $\hat{i}_{\mathfrak{I}_m}$ yanlış algılanır ve bu nedenle SM algılayıcı, yanlış seçilmiş geri yayıcının (yani, $\tilde{\mathbf{y}}_{i \neq \hat{i}_{\mathfrak{R}_e}}^I$, $\tilde{\mathbf{y}}_{i \neq \hat{i}_{\mathfrak{I}_m}}^Q$) çıkışlarına

göre bitleri tespit etmeye çalışır. Bu durumda, alıcının doğru bir karar verme şansı olmadığından, bit hatası olasılığı doğrudan 0.5'e eşittir. Sonuç olarak, anten indisleri ve modüle edilmiş bitler için BER ifadesi aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\Pr_2 = \Pr_{SM} (1 - \Pr_c) + \frac{1}{2} \Pr_c \quad (6.14)$$

burada $\Pr_{SM}$ ifadesi SM algılayıcı için BEP ifadesidir ve $\Pr_c$ ise $\Pr_c = \frac{1}{2} \Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{H}_e}} + \frac{1}{2} \Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{H}_m}}$ şeklinde ifade edilir.

Yayıcı kod indislerinin haritalanmış bitlerinin BEP ifadesi $\Pr_1$ şu iki değerle tanımlanabilir: $\Pr_c$ ve L . Kod indisleri çifti olan $(\hat{i}_{\mathcal{H}_e}, \hat{i}_{\mathcal{H}_m})$ hata ile hesaplanırsa, orijinal yayıcı kodu haritalanmış bitlerinin kombinasyonu hatalı olarak algılanacaktır. Bu nedenle, her hatalı kombinasyon, orijinal yayıcı kodu haritalama bitlerine kıyasla farklı sayıda hatalı bitin algılanmasına neden olacaktır. Sonuç olarak, bazı ara adımlardan sonra, yayıcı kod indislerinin BER ifadesi $\Pr_1$ şu şekilde verilebilir:

$$\Pr_1 = \frac{\Pr_c}{L} \quad (6.15)$$

6.2.2. Hatalı Kod İndisi Algılanmasının Ortalama Olasılığı

CIM-SM sisteminin alıcısının I ve Q kanallarının kod indis algılayıcılarından ve (6.10)-(6.11) numaralı denklemlerden de görülebileceği gibi; $\Pr_c$ olasılığı, $\Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{H}_e}}$ ve $\Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{H}_m}}$ olasılıklarının bir fonksiyonudur ve $\Pr_c$ olasılığının bulunabilmesi için öncelikle $\Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{H}_e}}$ ve $\Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{H}_m}}$ olasılıklarının belirlenmesi gerekmektedir.

$\Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{H}_e}}$ ve $\Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{H}_m}}$ olasılığı, en büyük norm değerine sahip elemanın (yani, $\left\| \tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathcal{H}_e}}^I \right\|^2$ veya $\left\| \tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathcal{H}_m}}^I \right\|^2$) Υ^I veya Υ^Q setlerindeki minimum norm değerinden daha az olma olasılığı olarak tanımlanabilir. Bu nedenle, eşzamanlı olarak iletilen yayıcı kodları için yayıcı

kodu ve kanal katsayıları üzerinde koşullu $\Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{R}_e}}$ ve $\Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{I}_m}}$ olasılıkları aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{R}_e}} = \Pr \left(\left\| \tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathcal{R}_e}}^I \right\|^2 < \min_{i \in \{1, 2, \dots, 2^L\}, i \neq \hat{i}_{\mathcal{R}_e}} \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{y}}_i^I \right\|^2 \right\} \mid \mathbf{c}_i, \mathbf{h}_{\ell_{\mathcal{R}_e}} \right) \quad (6.16)$$

$$\Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{I}_m}} = \Pr \left(\left\| \tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathcal{I}_m}}^Q \right\|^2 < \min_{i \in \{1, 2, \dots, 2^L\}, i \neq \hat{i}_{\mathcal{I}_m}} \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{y}}_i^Q \right\|^2 \right\} \mid \mathbf{c}_i, \mathbf{h}_{\ell_{\mathcal{I}_m}} \right) \quad (6.17)$$

burada, $\tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathcal{R}_e}}^I = E_c x_{d_{\mathcal{R}_e}} h_{\ell_{\mathcal{R}_e}} + \tilde{\mathbf{n}}_{\hat{i}_{\mathcal{R}_e}}^I$ ve $\tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathcal{R}_e}}^Q = E_c x_{d_{\mathcal{R}_e}} h_{\ell_{\mathcal{I}_m}} + \tilde{\mathbf{n}}_{\hat{i}_{\mathcal{R}_e}}^Q$ şeklindedir. Ayrıca, $i \neq \hat{i}_{\mathcal{R}_e}$ olduğu zaman $\tilde{\mathbf{y}}_i^I = \tilde{\mathbf{n}}_i^I$ şeklinde ve $i \neq \hat{i}_{\mathcal{I}_m}$ olduğu zaman $\tilde{\mathbf{y}}_i^Q = \tilde{\mathbf{n}}_i^Q$ şeklindedir. (6.16) ve (6.17) denklemlerinden hareketle I ve Q kanallarının yayıcı kod indisi algılanması için $\Pr_c = \Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{R}_e}} = \Pr_c^{\hat{i}_{\mathcal{I}_m}}$ ifadelerinin birbirine eşit olduğu söylenebilir. Dolayısıyla, herhangi bir kanalın olasılığını hesaplamak, diğerini bilmek için yeterlidir. Bu nedenle, I kanalı hatalı yayıcı kodu indislerinin kestirim olasılığı ile devam etmek mâkul olacaktır. Alıcıdaki her gürültü örneği farklı bir yayılma kodu ile çarpıldığından, norm kareli rastgele değişkenler bağımsızdır. Ayrıca, her gürültü örneği $i = \hat{i}_{\mathcal{R}_e}$ olduğu zaman merkezî olmayan ki-kare dağılımını (non-central chi-square distribution, non-CCSD) takip etmektedir; $i \neq \hat{i}_{\mathcal{R}_e}$ olduğu zaman ise merkezî ki-kare dağılımını (central chi-square distribution, CCSD) takip etmektedir ve N_R dereceli serbestlik derecesine (degrees of freedom, DoF) sahiptir.

Son olarak, CIM-SM şeması için $\Pr_c$ olasılığını elde etmek amacıyla, sıra istatistikleri teorisi I ve Q yayıcı kod indisi olasılıklarını elde etmek için kullanılır. Bu amaçla, η ve ψ iki rastgele değişken olduğunu ve aşağıdaki gibi tanımlandığını düşünelim:

$$\begin{aligned} \eta &= \min \{ \eta_i \}, \quad i \in \{1, 2, \dots, 2^L\}, \quad i \neq \hat{i}_{\mathcal{R}_e} \\ \psi &= \left\| \tilde{\mathbf{y}}_{\hat{i}_{\mathcal{R}_e}}^I \right\|^2 \end{aligned} \quad (6.18)$$

burada, $\eta_i = \left\| \tilde{\mathbf{y}}_i^I \right\|^2$ şeklindedir. (6.18) denklemi dikkate alındığında, η_i rastgele değişkeni CCSD dağılımını takip ederken, ψ non-CCSD dağılımını takip eder. ψ

dağılımının PDF ifadesi ve η_i dağılımının N_R dereceli serbestlik derecesine sahip CDF ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir [51]:

$$p_\psi(\psi) = \frac{1}{2\sigma_\psi^2} \left(\frac{\psi}{\mu_{i_{\eta_i}}^2} \right)^{\frac{N_R-2}{4}} e^{-\frac{\mu_{i_{\eta_i}}^2 + \psi}{2\sigma_\psi^2}} I_{\frac{N_R-1}{2}} \left(\frac{\mu_{i_{\eta_i}}}{\sigma_\psi} \sqrt{\psi} \right), \psi > 0 \quad (6.19)$$

$$P_{N_R=2z}(\nu_i) = 1 - e^{-\frac{\nu_i}{2\sigma_{\eta_i}^2}} \sum_{m=0}^{z-1} \frac{1}{m!} \left(\frac{\nu_i}{2\sigma_{\eta_i}^2} \right)^m, \eta_i > 0 \quad (6.20)$$

burada $I_\beta(y) = \sum_{v=0}^{\infty} \frac{(y/2)^{\beta+2v}}{v! \Gamma(\beta+v+1)}$, $y \geq 0$ ifadesi birinci türden modifiye edilmiş

Bessel fonksiyonudur ve sırası da β 'ya eşittir ve $\Gamma(x)$ ifadesi de gamma fonksiyonudur ve $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$ şeklinde ifade edilir. Ayrıca

$\mu_{i_{\eta_i}} = \sqrt{\sum_{r=1}^{N_R} |E_c x_{d_{\eta_i}} h_{r,\ell_{\eta_i}}|^2}$, $\sigma_{\eta_i}^2 = 2N_R (E_c N_0)^2$ ve $\sigma_\psi^2 = 2N_R (E_c N_0)^2 + 4E_c N_0 \mu^2$ olarak ifade edilir. Sonuç olarak, $\psi < \eta$ olasılığı sıra istatistikleri kuramı yardımıyla şu şekilde yazılabilir:

$$\Pr(\psi < \eta) = \int_0^\infty \Pr(\psi < \eta) p_\psi(\psi) d\psi = \prod_{i=1}^{2^L-1} \Pr(\psi < \eta_i) p_\psi(\psi) d\psi \quad (6.21)$$

(6.21) denklemi kullanılarak, hatalı kod indislerinin kestirilme olasılığı aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$\Pr_c^{\hat{i}_{\eta_i}} = \frac{1}{2\sigma_\psi^2} \int_0^\infty \left[e^{-\frac{\nu_i}{2\sigma_{\eta_i}^2}} \sum_{m=0}^{z-1} \frac{1}{m!} \left(\frac{\nu_i}{2\sigma_{\eta_i}^2} \right)^m \right]^{(2^L-1)} \times \left(\frac{\psi}{\mu_{i_{\eta_i}}^2} \right)^{\frac{N_R-2}{4}} e^{-\frac{\mu_{i_{\eta_i}}^2 + \psi}{2\sigma_\psi^2}} I_{\frac{N_R-1}{2}} \left(\frac{\mu_{i_{\eta_i}}}{\sigma_\psi} \sqrt{\psi} \right) d\psi \quad (6.22)$$

Ayrıca, (6.22) denklemi dikkatle ele alındığında $\Pr_c^{\hat{i}_{\eta_i}}$ ifadesinin hâlâ $\mu_{i_{\eta_i}}$ rastgele değişkenine bağımlı olduğu görülür ki bunun nedeni Rayleigh sönümlmeli kanalın kazancından ileri gelmektedir. Bu nedenle, $\Pr_c$ ifadesini elde etmek için $\Pr_c^{\hat{i}_{\eta_i}}$ ifadesi $\mu_{i_{\eta_i}}$ 'nin PDF'i üzerinden entegre edilmelidir. Buradan hareketle, $\chi_r \triangleq |x_{d_{\eta_i}} h_{r,\ell_{\eta_i}} E_c|$ 'nin sıfır ortalamalı ve $\sigma_{\chi_r}^2 = (x_{d_{\eta_i}} E_c)^2 \sigma_h^2$ varyanslı bir rastgele değişken olduğunu

düşünelim. $\mu_{\hat{i}_{\text{öte}}} = \sqrt{\sum_{r=1}^{N_R} \chi_r^2}$ şeklinde olduğundan dolayı $\mu_{\hat{i}_{\text{öte}}}$ rastgele değişkeninin PDF'ı genelleştirilmiş Rayleigh dağılımını izler ve

$$p_{\mu}(\mu_{\hat{i}_{\text{öte}}}) = \frac{\mu_{\hat{i}_{\text{öte}}}^{N_R-1}}{2^{\frac{N_R-2}{2}} \sigma_{\chi_r}^{N_R} \Gamma(N_R/2)} e^{-\frac{\mu_{\hat{i}_{\text{öte}}}}{2\sigma_{\chi_r}^2}}, \mu_{\hat{i}_{\text{öte}}} \geq 0 \text{ şeklindedir. Sonuç olarak, CIM-SM}$$

teknığının ortalama hatalı kod indisi kestirme olasılığı aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\Pr_c = \int_0^{\infty} \Pr_c^{\hat{i}_{\text{öte}}} p_{\mu}(\mu_{\hat{i}_{\text{öte}}}) d\mu_{\hat{i}_{\text{öte}}} \quad (6.23)$$

$\Pr_c$ ifadesinin integrali, Mathematica veya Matlab gibi nümerik integral alan yazılımlar yardımıyla kolayca elde edilebilir.

6.2.3. Aktif Anten İndisleri ve Modüleli Bitlerin Bit Hata Olasılığı

Daha önce (6.14) numaralı denklemde verilen CIM-SM şeması için aktif anten indislerinin ve modüleli bitlerin hata olayının ($\Pr_2$) BEP analizi bu bölümde gerçekleştirilecektir. Hatalı kod indislerinin algılanması olasılığı olan ve daha evvel (6.14) denklemde verilen $\Pr_c$, (6.23) denklemde türetilmiştir. Bu nedenle $\Pr_2$ olasılığını hesaplamak için öncelikle $\Pr_{\text{SM}}$ olasılığı hesaplanmalıdır. Bu nedenle, iyi bilinen birleşim üst sınırı (union-bound) tekniği [27]'deki gibi kullanılarak, $\Pr_{\text{SM}}$ ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\Pr_{\text{SM}} \leq \frac{1}{2^{\tilde{\phi}}} \sum_{i=1}^{2^{\tilde{\phi}}} \sum_{j=1}^{2^{\tilde{\phi}}} \frac{\Pr_e(\xi_i \rightarrow \hat{\xi}_j) N(i, j)}{\tilde{\phi}} \quad (6.24)$$

burada $\tilde{\phi} = \phi_1 + \phi_2$ şeklindedir ve aktif anten indislerinde ve modüleli sembollerde iletilen bitlerin sayısıdır, $N(i, j)$ ikili hata olayıyla ilişkili bit hatalarının sayısı olarak ifade edilir ve $\Pr_e(\xi_i \rightarrow \hat{\xi}_j)$ ise şu şekilde ifade edilebilen ortalama çiftsel hata olasılığıdır (average pairwise error probability, APEP):

$$\Pr_e(\xi_i \rightarrow \hat{\xi}_j) = \mathfrak{A}_\alpha^{N_R} \sum_{r=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1+r}{r} [1-\mathfrak{A}_\alpha]^r \quad (6.25)$$

burada $\mathfrak{A}_\alpha = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\sigma_\alpha^2}{1+\sigma_\alpha^2}} \right)$ biçimindedir. Ayrıca, σ_α^2 ifadesi [27]'deki gibi şu şekilde yazılabilir:

$$\sigma_\alpha^2 = \begin{cases} \frac{E_c}{2N_0} \sigma_h^2 (|x_d|^2 + |\hat{x}_d|^2), & \mathbf{h}_\ell \neq \hat{\mathbf{h}}_\ell \text{ ise} \\ \frac{E_c}{2N_0} \sigma_h^2 (|x_d - \hat{x}_d|^2), & \mathbf{h}_\ell = \hat{\mathbf{h}}_\ell \text{ ise} \end{cases} \quad (6.26)$$

Sonuç olarak; (6.14), (6.15), (6.23) ve (6.24)'ün (6.13)'te yerine yazılması neticesinde CIM-SM sistemi için toplam hata olasılığı elde edilir.

6.2.4. CIM-SM Sisteminin Enerji Verimliliği, Çıktı ve Veri Hızı Analizleri

Bu bölümde, önerilen CIM-SM şeması için enerji verimliliği, verim ve veri hızı analizleri gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, yayıcı kodlar ve aktif anten indisleri kullanılarak taşınan ekstra bitler aracılığıyla elde edilen enerji tasarrufu yüzdesi incelenmiştir; daha sonra ise CIM-SM sistemi için çıktı ve veri hızı analizleri tartışılmıştır.

6.2.4.1 CIM-SM Sisteminin Enerji Verimliliği Analizleri

CIM-SM iletim şemasında, $\wp_2$ bitleri doğrudan modüleli sembolle iletilir, sırasıyla $2L$ ve $\wp_1$ bitleri ise yayıcı kodu indeksleri ve aktif anten indisleri yoluyla iletilir. Bu nedenle, $\wp_1 + 2L$ bitlik iletim enerjisi sistem tarafından doğrudan tüketilmez, ancak yayıcı kod ve aktif anten indisleri aracılığıyla taşınır. Sonuç olarak, CIM-SM sistemine göre, $\wp$ bit başına enerji tasarrufu E_{sav} yüzdesi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$E_{sav} = \% \left(1 - \frac{\wp_2}{\wp} \right) E_b \quad (6.27)$$

burada E_b bit enerjisidir ve $\frac{E_c}{\phi}$ şeklinde ifade edilir. Tablo 6.1'e, çeşitli N_T , M ve L değerleri için DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS tekniklerinin enerji tasarrufu karşılaştırmalarının yüzdesi sunulmaktadır. Örneğin, aynı zaman diliminde ve iletilen bit sayısı $\phi = 12$ bit olarak seçildiği durumda; CIM-SM sistemi sırasıyla, DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS sistemlerine kıyasla %87.5, %66.66, %50 ve %16.66 oranında enerji tasarrufu sağlamaktadır. Tablo 6.1 dikkate alındığında, CIM-SM sisteminin DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS sistemlerine kıyasla makul bir enerji verimliliği planı olduğu görülmektedir.

Tablo 6.1 CIM-SM şemasının DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS sistemlerine göre yüzde olarak enerji tasarrufu (E_{sav}) karşılaştırmaları

N_T	M	L	DS-SS	SM	QSM	CIM-SS
2	4	4	% 83.33	% 72.72	% 63.63	% 9.09
4	4	4	% 87.5	% 66.66	% 50	% 16.66
8	8	5	% 81.25	% 62.5	% 43.75	% 18.75

6.2.4.2 CIM-SM Sisteminin Karmaşıklık Analizi

CIM-SM şemasının karmaşıklığı, iletimi gerçekleştirmek için gereken işlem sayısı ile hesaplanabilir. Verici ve alıcı tarafında, her Υ^I ve Υ^Q için hem I -kanalı hem de Q -kanalı üzerinden göndermek için $(N_R + 1)$ adet kompleks operasyon ve bir modüleli sembol iletmek için iki yayma işlemi $(2K)$ gerçekleştirilir. Ayrıca, SM'nin $8N_R 2^\phi$ (6.12)'deki ϕ -boyutlu bir uzay diyagramı üzerinde ML'yi araştırması için gerçel çarpma işlemi (reel multiplications, RMs) yapılır [27]. Sonuç olarak, genel karmaşıklık şu şekilde ifade edilebilir: $\mathfrak{D}_{\text{CIM-SM}} = 2K + 16K 2^L (N_R + 1) + 8N_R 2^\phi$. Benzer şekilde de SM tekniğinin karmaşıklığı $8N_R 2^{m_{\text{SM}}}$ RMs olarak verilebilir ve

burada $m_{SM} = \wp_1 + \wp_2$ şeklindedir [27]. Ancak, $\wp$ bitlerinin tamamını iletmek için

SM tekniğinin toplam sistem karmaşıklığı $\mathfrak{D}_{SM} = \left(1 + \frac{2L}{\wp_1 + \wp_2}\right)$ şeklinde verilebilir.

6.2.4.3 CIM-SM Sisteminin Çıktı ve Veri Hızı Analizi

Genel anlamda çıktı, üretim hızı ya da bir şeyin işlenme hızıdır. Ethernet veya haberleşme ağları bağlamında kullanıldığında, çıktı, bir iletişim kanalı üzerinden başarılı bilgi iletim hızıdır. Bu iletilerin ait olduğu veriler fiziksel veya mantıksal bir bağlantı üzerinden iletilebilir veya belirli bir ağ düğümünden geçebilir. Çıktı, genellikle saniye başına bit (bits per second, bps) ve bazen saniye başına veri paketlerinde (packets per second, pps) veya zaman dilimi başına veri paketleriyle ölçülür [20], [106].

Haberleşme sisteminin çıktısı veya toplam çıktı, bir ağdaki tüm terminallere iletilen veri hızlarının toplamıdır. Çıktı, esasen dijital bant genişliği tüketimiyle eş anlamlıdır. Bir haberleşme sisteminin çıktısı, altta yatan bir analog fiziksel ortamın sınırlamaları, sistem bileşenlerinin mevcut işlem gücü ve son kullanıcı davranışı gibi çeşitli faktörlerden etkilenebilir [20], [106].

Yukarıda anlatılardan hareketle, CIM-SM sisteminin çıktısı aşağıdaki gibi verilebilir:

$$R_t = \frac{(1 - \text{Pr}_{\text{CIM-SM}})}{T_s} \wp \quad (6.28)$$

burada $(1 - \text{Pr}_{\text{CIM-SM}})$ ifadesi ise T_s sembol süresi boyunca alınan doğru bitleri göstermektedir. DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS teknikleri aynı T_s sembol süresine sahip olduğundan, çıktı karşılaştırmaları adil bir şekilde yapılabilir. Tablo 6.2’de çeşitli N_T , M ve L değerleri için veri hızı karşılaştırmaları sunulmaktadır. Örneğin, Aynı sembol süresi boyunca ve $N_T = 4$, $M = 4$ ve $L = 4$ iken; DS-SS tekniği 2 bit iletir, SM tekniği 4 bit iletir, QSM tekniği 6 bit iletir ve CIM-SM tekniği ise 10 bit iletir.

Tablo 6.2 Sembol süresi başına sistemlerin veri hızı karşılaştırmaları

N_T	M	L	CIM-SM	DS-SS	SM	QSM	CIM-SS
2	4	3	9	2	3	4	8
4	4	4	12	2	4	6	10
8	8	5	16	3	6	9	13

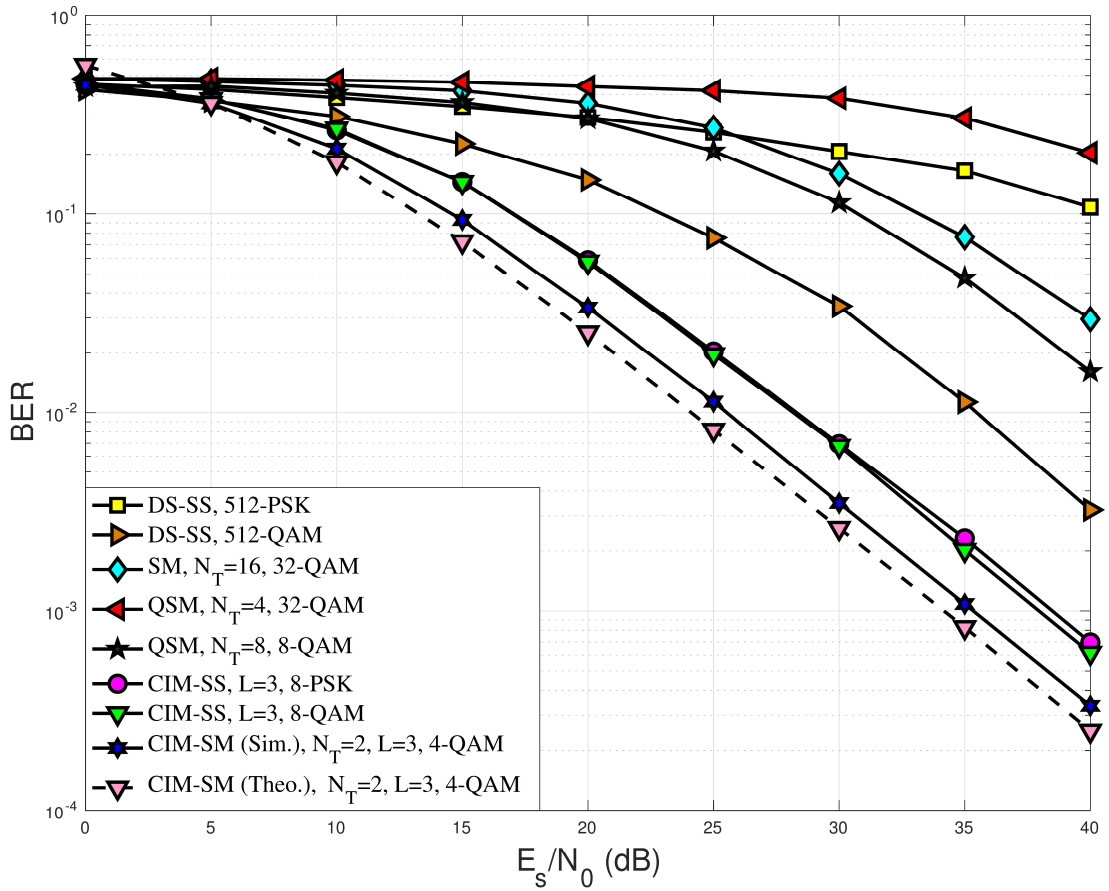
6.3. Simülasyon Sonuçları ve Tartışma

Bu bölümde, bilgisayar simülasyon sonuçları; CIM-SM, DS-SS (M -PSK ve M -QAM ile), CIM-SS, SM ve QSM teknikleri için Rayleigh ve Nakagami- m sönümlemeli kanalları üzerinde karşılaştırılmıştır. Önerilen sistemin alıcısında, başlangıçta, alınan sinyalden I ve Q bileşenlerinin yayıcı kodu indisleri korelatörler tarafından elde edilir. Daha sonra, ML detektörü iletilen sembolleri ve indisleri kestirmek için kullanılır. Buradaki Şekil 6.2-6.6 arasındaki simülasyonlarda kullanılan SNR, $\text{SNR(dB)} = 10 \log_{10} (E_s / N_0)$ olarak tanımlanmıştır; burada, $E_s = \sum_{k=1}^K (c_{i,k} / \sqrt{K})^2$ ifadesi ise ortalama sembol enerjisini ifade etmektedir. Şekil 6.7 ve Şekil 6.8'deki simülasyonlarda ise simülasyonlar BPSK için Nakagami- m sönümlemeli kanallarda yapılmıştır, $\text{SNR(dB)} = 10 \log_{10} (E_b / N_0)$ olarak tanımlanmıştır ve ortalama bit enerjisi $E_b = \frac{1}{\wp} \sum_{k=1}^K (c_{i,k} / \sqrt{K})^2$ şeklinde ifade edilmektedir.

Şekil 6.2, 6.3 ve 6.4'te gösterilen performans karşılaştırmaları için $K = 32$ olarak; Şekil 6.5, 6.6, 6.7 ve 6.8 için ise $K = 64$ olarak seçilmiştir.

Şekil 6.2 ve 6.3'te, CIM-SM, CIM-SS, DS-SS, CIM-SS, SM ve QSM teknikleri için BER performans eğrileri için $\wp = 9$ bit, alıcı anten sayıları ise sırasıyla $N_R = 1$ ve $N_R = 4$ olarak seçilmiştir. Şekil 6.2 ve 6.3 için CIM-SM tekniği ileteceği 9 bitin 1 bitini anten indisinde, 6 bitini yayıcı kod indisinde, 2 bitini ise 4-QAM sembolü ile I ve Q bileşenleri vasıtasıyla iletmektedir. CIM-SS tekniği ileteceği 9 bitin 6 bitini yayıcı kod indisinde, 3 bitini ise 8-QAM sembolü aracılığıyla iletmektedir. DS-SS

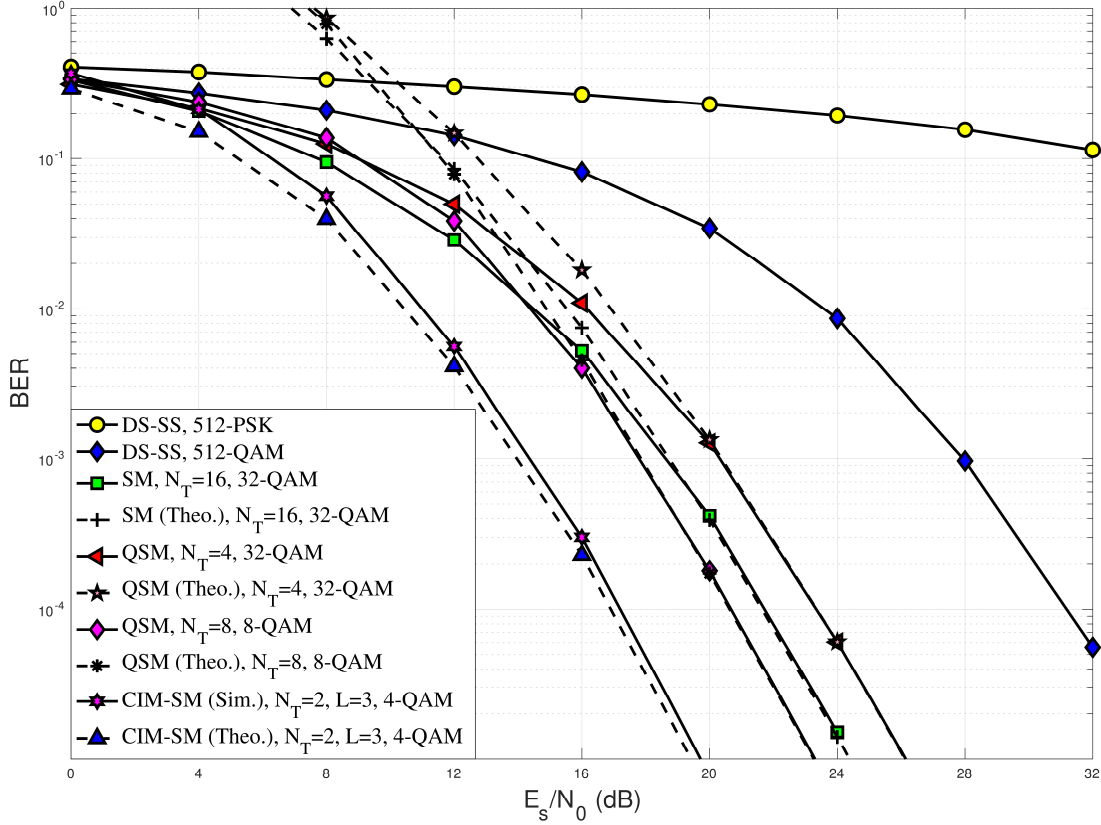
teknikinde 9 bitin tamamı 512-PSK/QAM sembolü aracılığıyla iletilmektedir. SM tekniği ileteceği 9 bitin 4 bitini anten indislerinde ve 5 bitini ise 32-QAM sembolü vasıtasıyla iletmektedir. QSM tekniği de 9 bit iletmektedir ancak burada iki farklı senaryo mevcuttur: Birinci senaryoda, 4 bit anten indisleriyle ve 5 bit ise 32-QAM sembolü aracılığıyla iletilmektedir; ikinci senaryoda ise 6 bit anten indisleriyle ve 3 bit ise 8-QAM sembolü aracılığıyla iletilmektedir. Burada şu unutulmamalıdır ki, 8-PSK veya 8-QAM vasıtasıyla gerçekleştirilen CIM-SS iletimi benzer performansa sahiptir. Bunun nedeni, alıcıdaki anten sayısının ($N_R = 1$) yetersizliğidir.



Şekil 6.2 CIM-SM, CIM-SS, QSM, SM ve DS-SS sistemlerinin $\varphi = 9$ bit ve $N_R = 1$ iken karşılaştırılması

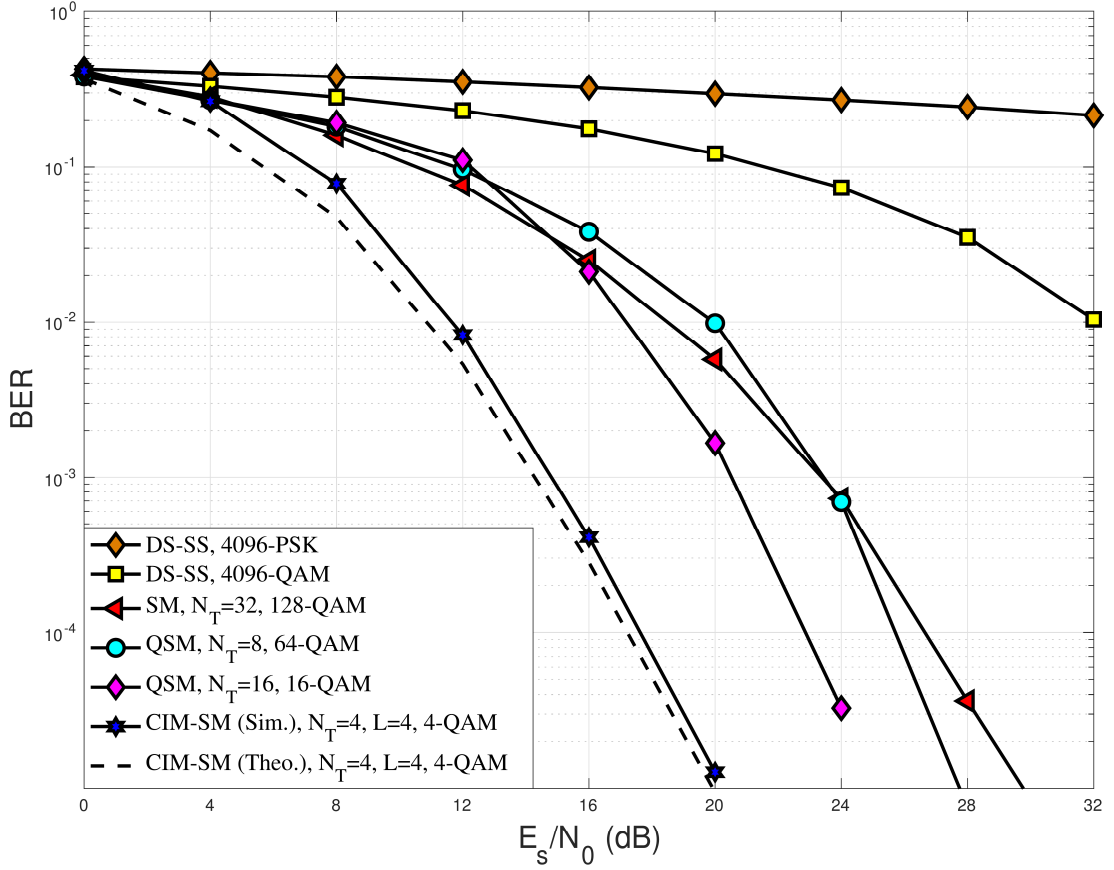
Şekil 6.2 dikkatlice ele alınırsa, CIM-SM sisteminin; CIM-SS ($M = 8$), DS-SS 512-QAM, SM, DS-SS 512-PSK ve QSM 32-QAM sistemlerine kıyasla sırasıyla 2.7 dB, 10 dB, 17.7 dB, 25 dB ve 30 dB SNR kazançları sağladığı görülebilir. Diğer bir

yandan, Şekil 6.3 ele alındığı zaman, CIM-SM sisteminin; QSM ($N_T = 8$ ve $M = 8$), SM ($N_T = 16$ ve $M = 32$), QSM ($N_T = 4$ ve $M = 32$), DS-SS 512-QAM sistemlerine kıyasla sırasıyla 3.6 dB, 4.7 dB, 6.5 dB, 14.6 dB SNR kazançları sağladığı rahatlıkla görülebilir.



Şekil 6.3 CIM-SM, CIM-SS, QSM, SM ve DS-SS sistemlerinin $\phi = 9$ bit ve $N_R = 4$ iken karşılaştırılması

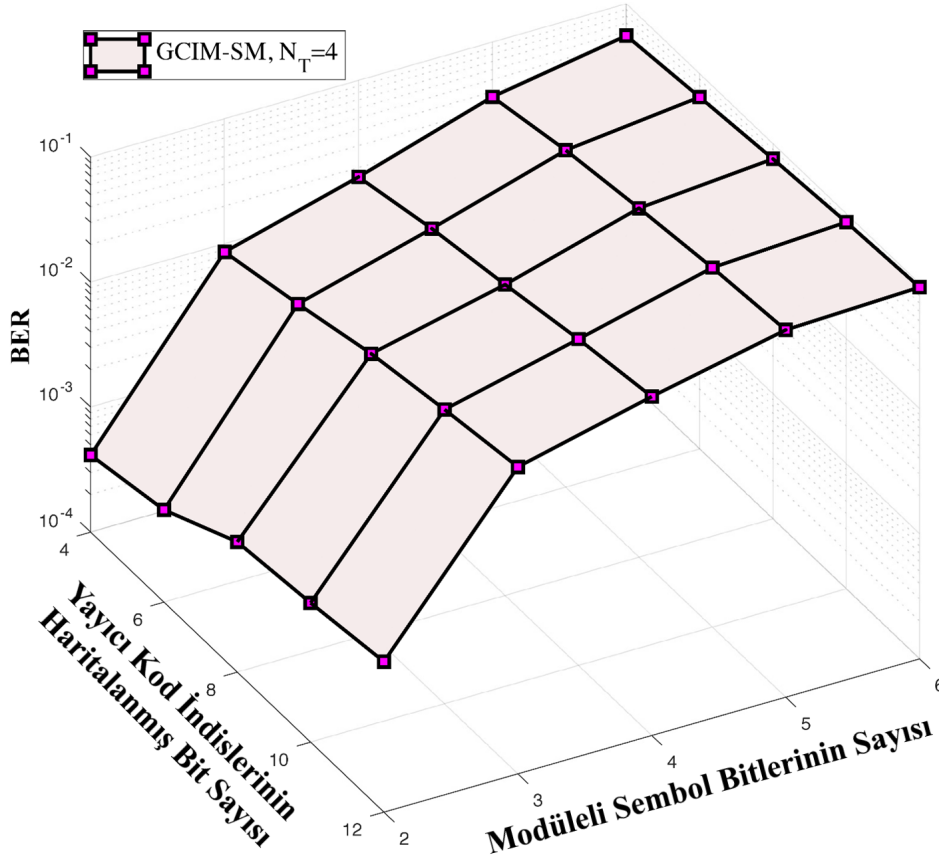
Şekil 6.4'te $N_T = 4$, 4-QAM, $L = 4$ ve $K = 32$ olduğu durumda CIM-SM sisteminin; $N_T = 16$, 16-QAM ve $N_T = 8$, 64-QAM olduğu durumda QSM sisteminin; $N_T = 32$ ve 128-QAM olduğu durumda SM sisteminin; $N_T = 1$ ve 4096-QAM/PSK olduğu durumda DS-SS sisteminin BER performans eğrileri $\phi = 12$ bit ve $N_R = 4$ için verilmiştir. Ayrıca, Şekil 6.4'ten CIM-SM sisteminin, QSM ($N_T = 16$ ve $M = 16$), SM ($N_T = 32$ ve $M = 128$), QSM ($N_T = 8$ ve $M = 64$) sistemlerine kıyasla sırasıyla 5 dB, 7.7 dB, ve 9.7 dB SNR kazancı sağladığı görülebilir.



Şekil 6.4 CIM-SM, CIM-SS, QSM, SM ve DS-SS sistemlerinin $\varphi = 12$ bit ve $N_R = 4$ iken karşılaştırılması

Şekil 6.5'te CIM-SM sisteminin yayıcı kod indislerinin haritalanmış bit sayısı ($2L = 4, 6, 8, 10, 12$) ve modüleli sembollerin sayısına ($\varphi_2 = 2, 3, 4, 5, 6$) karşı BER performansı 15 dB SNR ve $N_T = 4$ için gösterilmiştir. Benzer bir şekilde, Şekil 6.6'da CIM-SM sisteminin yayıcı kod indislerinin haritalanmış bit sayısı ($2L = 4, 6, 8, 10, 12$) ve aktif anten indisleri bit sayısı ($\varphi_1 = 2, 3, 4, 5, 6$) karşı BER performansı 15 dB SNR ve $N_T = 4$ için gösterilmiştir. Şekil 6.5 ve 6.6'daki ortalama BER performans eğrileri dikkate alındığı zaman, önerilen CIM-SM sisteminin iletilen bit sayısının $\varphi = 8$ bit ilâ $\varphi = 20$ bit arasında değiştiği görülebilir. Yine Şekil 6.5 ve 6.6'dan sistemin performansının L ve M artışının bir sonucu olarak kötüleştiği görülmektedir. Bununla birlikte, aynı φ değeri için, Şekil 6.6'daki performans bozulmasının Şekil

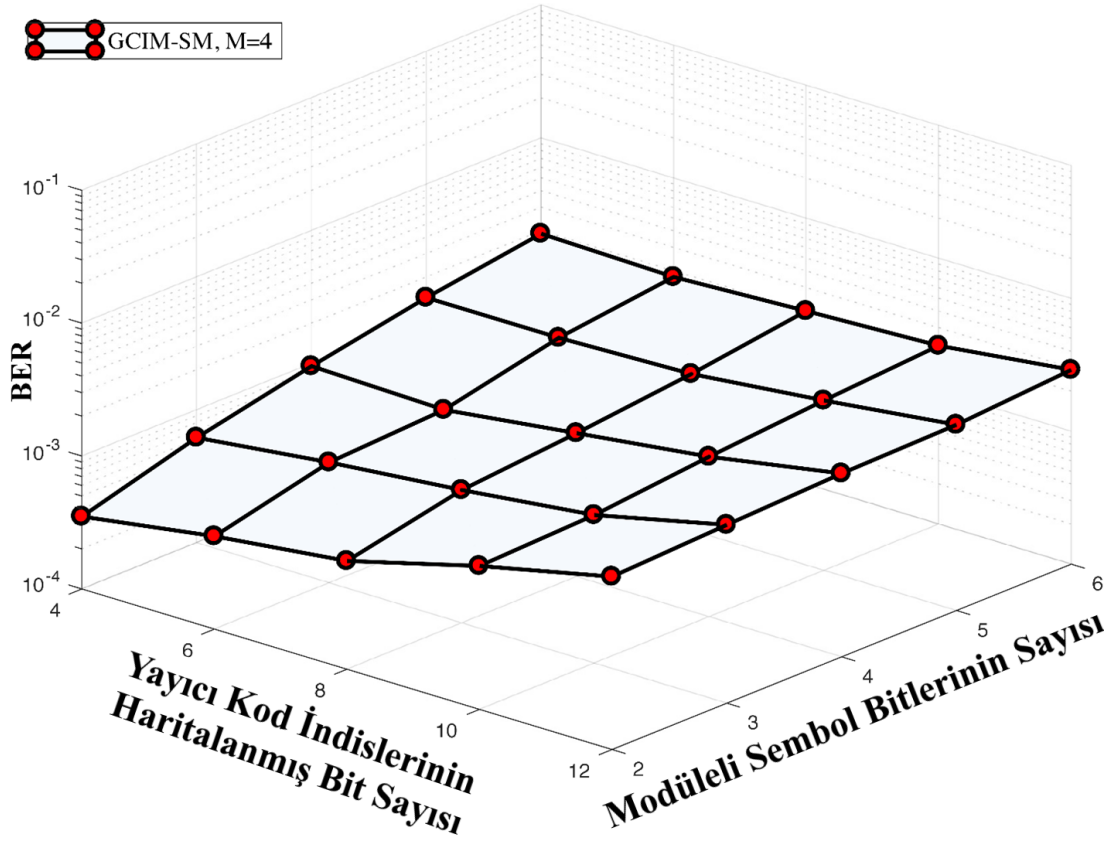
6.5'tekinden daha az olduğu gözlenmektedir, çünkü aktif anten biti modüleli sembol bitlerinden daha fazla bozulmaktadır.



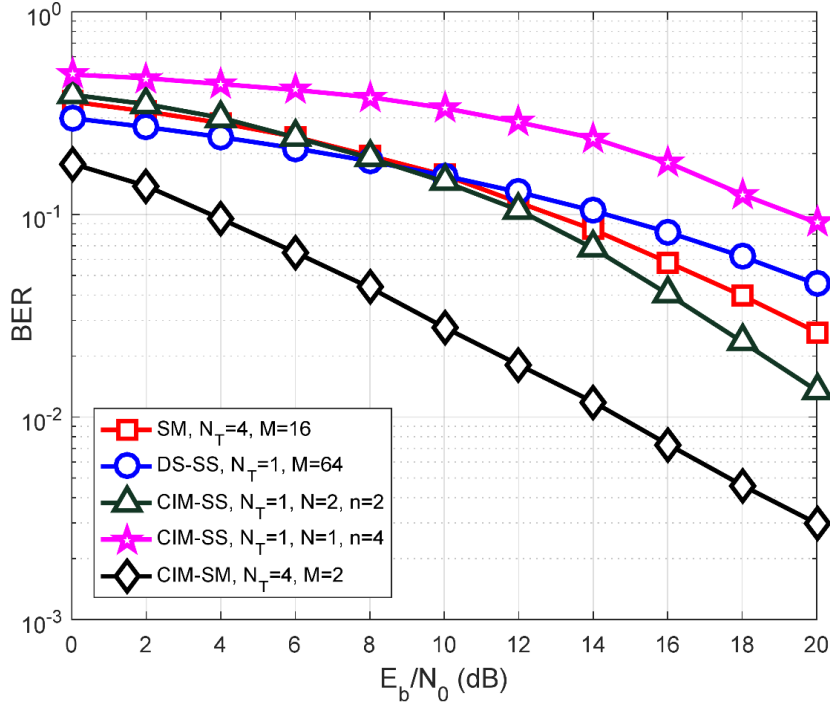
Şekil 6.5 SNR 15 dB'ye eşit ve $N_T = 4$ olduğunda CIM-SM sisteminin BER performans eğrileri

Ayrıca, Şekil 6.7'de $N_R = 1$ ve $N_R = 4$ olarak alınması durumlarında DS-SS, CIM-SS, SM ve CIM-SM tekniklerinin $\varphi = 6$ bit durumunda BER performans eğrileri gösterilmektedir. DS-SS tekniğinde, bu 6 bitin tamamı 64-PSK modülasyonlu sembollerle taşınmaktadır. CIM-SS yönteminde, iki farklı senaryo ele alınmıştır. Birinci durumda ($N = 2, n = 2$) olarak seçilmiş olup 2 bit 4-PSK modülasyonlu sembol ile beraber ve 4 bit ise yayıcı Walsh Hadamard kodu indisinde taşınmaktadır; ikinci durumda ise ($N = 1, n = 4$) olarak seçilmiş olup 4 bit 16-PSK modülasyonlu sembol ile beraber ve 2 bit ise yayıcı Walsh Hadamard kodu indisinde taşınmaktadır. SM tekniği, bu 6 bitin 4 bitini 16-PSK modülasyonlu sembol ile beraber taşımaktadır,

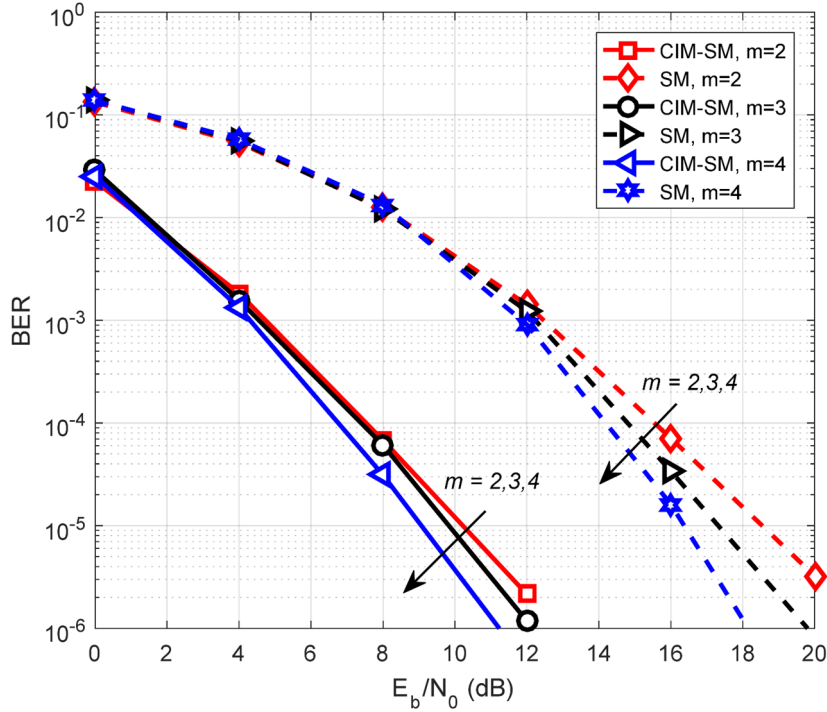
2 bitini ise aktif anten indisinde taşımaktadır. CIM-SM tekniği bu 6 bitin 2 bitini yayıcı Walsh Hadamard kod indisinde, 2 bitini aktif anten indisinde ve son iki 2 bitini de BPSK sembolü aracılığıyla I ve Q kanalları üzerinden taşımaktadır. Şekil 6.7’de CIM-SM tekniği sırasıyla CIM-SS ($N_T = 1, N=2, n = 2$), SM, DS-SS ve CIM-SS ($N_T = 1, N=1, n = 4$) tekniklerine kıyasla yaklaşık olarak 6 dB, 10 dB, 12 dB ve 16 dB kazanca sahiptir. Şekil 6.8’de ise $N_T = N_R = 4$ olduğunda ve $\varphi = 6$ bit durumunda CIM-SM ve SM tekniklerinin ortalama BER performans karşılaştırmaları $m = 2, 3, 4$ sönümleme parametreleri için verilmiştir.



Şekil 6.6 SNR 15 dB’ye eşit ve $M = 4$ olduğunda CIM-SM sisteminin BER performans eğrileri



Şekil 6.7 $N_R = 1$ için DS-SS, CIM-SS, SM ve CIM-SM tekniklerinin Nakagami- m tipi kanallar için $m=1$ durumunda BER performans eğrilerinin karşılaştırılması



Şekil 6.8 $N_T = N_R = 4$ ve $m = 2, 3, 4$ için SM ve CIM-SM tekniklerinin Nakagami- m sönümlmeli kanallarda BER performans eğrilerinin karşılaştırılması

Sonuç olarak, yukarıdaki verilen tüm şekiller beraberce ele alınırsa CIM-SM tekniğinin; aynı sembol başına bit sayısı, $N_R = 1$ ve $N_R = 4$ kıstasları altında, yukarıda belirtilen yöntemlere kıyasla hatırı sayılır bir SNR kazancına sahip olduğu söylenebilir.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, hem enerji verimli ve hem de yüksek veri hızlı CIM ve SM teknikleri birleştirilerek ve kısaca CIM-SM olarak adlandırılan yeni bir enerji verimli ve yüksek veri hızlı çok-girişli çok-çıkışlı haberleşme tekniği önerilmiştir. Önerilen CIM-SM sistemi, kaynak bilgisini iletmek için geleneksel modüleli sembolleri, aktif iletim anten indislerini ve yayıcı kodları beraberce kullanmaktadır. Bir başka deyişle, önerilen yeni sistem, SM ve CIM sistemlerinin enerji verimliliği ve yüksek veri hızı özelliklerini miras olarak almakta ve bunu daha da ileriye taşımaktadır.

Önerilen CIM-SM sistemi, DS-SS, CIM-SS, SM ve QSM sistemlerinden daha iyi hata performansına sahiptir; elde edilen teorik çıkarımlar ve bilgisayar simülasyonları da bu yargıyı doğrulamaktadır. Sonuçlar tümüyle ele alındığında CIM-SM sisteminin DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS sistemlerinden daha düşük iletim enerjisine, daha hızlı veri iletim hızına ve daha iyi hata performansına sahip olduğu rahatlıkla görülebilir.

Teorik çıkarımlar ve analizler sonucunda bu tez çalışmasının literatüre katkısı şu şekilde özetlenebilir:

1. “5G ve ötesi” haberleşme sistemleri için ihtiyaç duyulan, yüksek veri hızlı ve enerji-verimli CIM-SM sistemi literatüre önerilmiştir.
2. Önerilen bu sistemin performans analizleri PSK/QAM modülasyonları için Rayleigh kanallarda ve BPSK modülasyonu için ise Nakagami- m kanallarda yapılmıştır.
3. Önerilen sistemin ve bu sistemi oluşturan alt sistemleri olan SM ve CIM tekniklerinin temel çalışma prensipleri ve sistem modeli detaylı bir biçimde açıklanmıştır.
4. Sistemin BER, enerji verimliliği, çıktı ve veri hızı ifadeleri için teorik çıkarımlar yapılmış ve tüm bu ifadeler detaylı bir biçimde açıklanmıştır.
5. CIM-SM sisteminin BER performans sonuçları, sembol başına aynı sayıda bit ve aynı sembol süresi için DS-SS, CIM-SS, SM ve QSM teknikleri ile karşılaştırılmalı olarak ele alınmıştır.

6. Simülasyon sonuçları, önerilen sistemin DS-SS, SM, QSM ve CIM-SS sistemlerinden daha iyi hata performansı sağladığını ve daha az iletim enerjisi harcadığını göstermiştir.

Bu tez çalışmasının bir devamı olarak, önerilen CIM-SM sisteminin, işbirlikli haberleşme sistemlerine, işbirlikli karesel uzaysal modülasyon haberleşme sistemlerine ve enerji verimli altıgen karesel genlik modülasyonu yıldız kümelerine (hexagonal QAM, HQAM) uygulanması planlanmaktadır. Ele alınacak olan işbirlikli sistem modelinde hem kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) hem çöz-ve-ilet (decode-and-forward, DF) için ayrı ayrı performans analizi yapılabilir. Ayrıca, önerilen sistemin Weibull, $\eta - \mu$, $\kappa - \mu$ ve $\alpha - \mu$ kanalları için performansı ayrıntılı bir biçimde ele alınabilir.

KAYNAKLAR

- [1] S. Somani, S. Bangade, and M. Rane, “International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication Number Plate Recognition,” 2017.
- [2] E. Sisinni, A. Saifullah, S. Han, U. Jennehag, and M. Gidlund, “Industrial Internet of Things: Challenges, Opportunities, and Directions,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 14, no. 11, pp. 4724–4734, Nov. 2018, doi: 10.1109/TII.2018.2852491.
- [3] D. C. Nguyen *et al.*, “Wireless AI: Enabling an AI-Governed Data Life Cycle,” Feb. 2020.
- [4] A. Gupta and R. K. Jha, “A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies,” *IEEE Access*, vol. 3. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., pp. 1206–1232, 2015, doi: 10.1109/ACCESS.2015.2461602.
- [5] M. Agiwal, A. Roy, and N. Saxena, “Next generation 5G wireless networks: A comprehensive survey,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 18, no. 3. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., pp. 1617–1655, 01-Jul-2016, doi: 10.1109/COMST.2016.2532458.
- [6] S. Li, L. Da Xu, and S. Zhao, “5G Internet of Things: A survey,” *Journal of Industrial Information Integration*, vol. 10. pp. 1–9, 2018, doi: 10.1016/j.jii.2018.01.005.
- [7] H. Jiang and G. Gui, *Channel Modeling in 5G Wireless Communication Systems*. Cham: Springer International Publishing, 2020.
- [8] P. Yang, Y. Xiao, M. Xiao, and S. Li, “6G Wireless Communications: Vision and Potential Techniques,” *IEEE Netw.*, vol. 33, no. 4, pp. 70–75, Jul. 2019, doi: 10.1109/MNET.2019.1800418.
- [9] R. Y. Mesleh, H. Haas, S. Sinanović, C. W. Ahn, and S. Yun, “Spatial modulation,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 4, pp. 2228–2241, Jul. 2008, doi: 10.1109/TVT.2007.912136.
- [10] E. Basar, “Index modulation techniques for 5G wireless networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 7, pp. 168–175, Jul. 2016, doi: 10.1109/MCOM.2016.7509396.
- [11] E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao, and H. Haas, “Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16693–16746, Aug. 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2737528.
- [12] T. Mao, Q. Wang, Z. Wang, and S. Chen, “Novel index modulation techniques: A survey,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 21, no. 1, pp. 315–348, Jan. 2019, doi: 10.1109/COMST.2018.2858567.
- [13] S. Sheng, W. Yang, and Y. Hou, “An Improved Power Spectrum Reprocessing

- Method for DS-SS Signal on Spreading Code Period Estimation,” in *Proceedings of 2018 2nd IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference, IMCEC 2018*, 2018, pp. 774–779, doi: 10.1109/IMCEC.2018.8469336.
- [14] S. Shiqiang, Y. Wenge, and S. Zeyin, “A blind synchronization method for long code DS-SS signal,” in *2017 3rd IEEE International Conference on Computer and Communications (ICCC)*, 2017, vol. 2018-Janua, pp. 1391–1395, doi: 10.1109/CompComm.2017.8322771.
 - [15] G. Kaddoum, M. F. A. Ahmed, and Y. Nijasure, “Code Index Modulation: A High Data Rate and Energy Efficient Communication System,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 19, no. 2, pp. 175–178, Feb. 2015, doi: 10.1109/LCOMM.2014.2385054.
 - [16] G. Kaddoum and E. Soujeri, “On the comparison between code-index modulation and spatial modulation techniques,” in *2015 International Conference on Information and Communication Technology Research (ICTRC)*, 2015, pp. 24–27, doi: 10.1109/ICTRC.2015.7156412.
 - [17] G. Kaddoum, Y. Nijasure, and H. Tran, “Generalized Code Index Modulation Technique for High-Data-Rate Communication Systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 9, pp. 7000–7009, Sep. 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2498040.
 - [18] F. Cogen, E. Aydin, N. Kabaoğlu, E. Başar, and H. Ilhan, “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 2018*, 2018, doi: 10.1109/TSP.2018.8441230.
 - [19] F. Çögen, E. Aydin, N. Kabaoğlu, E. Başar, and H. Ilhan, “A novel MIMO scheme based on code-index modulation and spatial modulation,” in *26th IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference, SIU 2018*, 2018, pp. 1–4, doi: 10.1109/SIU.2018.8404646.
 - [20] E. Aydin, F. Cogen, and E. Basar, “Code-Index Modulation Aided Quadrature Spatial Modulation for High-Rate MIMO Systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 10, pp. 10257–10261, 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2928378.
 - [21] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, *5G NR: The Next generation wireless Access technology*. Elsevier, 2018.
 - [22] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO wireless communications*, vol. 9780521873. Cambridge University Press, 2007.
 - [23] H. Huang, C. B. Papadias, and S. Venkatesan, *MIMO Communication for Cellular Networks*, vol. 9780387775. Boston, MA: Springer US, 2012.
 - [24] J. R. Hampton, *Introduction to MIMO Communications*, vol. 9781107042. Cambridge: Cambridge University Press, 2013.

- [25] B. Kumbhani and R. S. Kshetrimayum, *MIMO Wireless Communications over Generalized Fading Channels*. CRC Press, 2017.
- [26] R. W. Heath Jr and A. Lozano, *Foundations of MIMO Communication*. Cambridge University Press, 2018.
- [27] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, and L. Szczecinski, "Spatial modulation: optimal detection and performance analysis," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 8, pp. 545–547, Aug. 2008, doi: 10.1109/LCOMM.2008.080739.
- [28] M. Renzo, H. Haas, and P. Grant, "Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 12, pp. 182–191, Dec. 2011, doi: 10.1109/MCOM.2011.6094024.
- [29] R. Mesleh and A. Alhasssi, *Space Modulation Techniques*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2018.
- [30] R. Mesleh, S. S. Ikki, and H. M. Aggoune, "Quadrature Spatial Modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 6, pp. 2738–2742, Jun. 2015, doi: 10.1109/TVT.2014.2344036.
- [31] Ericsson-AB, "5G Systems - Enabling Industry and Society Transformation," no. January, 2015.
- [32] A. Agarwal, G. Misra, S. Agarwal, and K. Ghosh, "5G Wireless Cellular Networks: A Conceptual Analysis on Perception, Network Requirements and Enabling Technologies," *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, vol. 100, no. 2. Springer, pp. 187–191, 05-Apr-2019, doi: 10.1007/s40031-018-0366-0.
- [33] Ericsson, "Ericsson Mobility Report November 2019," 2019.
- [34] J. Kennington, E. Olinick, and D. Rajan, *Wireless Network Design*, vol. 158. New York, NY: Springer New York, 2011.
- [35] R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 47, no. 6, pp. 957–1000, Jul. 1968, doi: 10.1002/j.1538-7305.1968.tb00069.x.
- [36] M. J. Gans, "A Power-Spectral Theory of Propagation in the Mobile-Radio Environment," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 21, no. 1, pp. 27–38, 1972, doi: 10.1109/T-VT.1972.23495.
- [37] W. C. Y. Lee, *Mobile communications engineering / William C.Y. Lee*. 1982.
- [38] W. C. Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications: Analog and Digital Systems*. 1995.
- [39] M. Lu, T. Lo, and J. Litva, "Physical spatio-temporal model of multipath propagation channels," in *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1997, vol. 2, pp. 810–814, doi: 10.1109/vetec.1997.600441.
- [40] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley, 2001.
- [41] G. Durkin, "Space-Time Wireless Channels," *Space-Time Wirel. Channels*, pp.

1–19, 2002, doi: 10.1300/J155v04n04_01.

- [42] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, 1st ed. USA: Cambridge University Press, 2008.
- [43] R. B. Ertel, P. Carioieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport, and J. H. Reed, “Overview of spatial channel models for antenna array communication systems,” in *Adaptive Antennas for Wireless Communications*, 2009, pp. 20–32.
- [44] M. K. Simon and M. S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels: Second Edition*. 2005.
- [45] M. Hufschmid, *Information und Kommunikation : Grundlagen und Verfahren der Informationsübertragung*. 2006.
- [46] M. Werner, *Nachrichten-Übertragungstechnik*. Vieweg, 2006.
- [47] A. M. Wyglinski, M. Nekovee, and Y. T. Hou, *Cognitive Radio Communications and Networks: Principles and Practice*. Elsevier Inc., 2009.
- [48] P. A. Höher, *Grundlagen der digitalen Informationsübertragung*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013.
- [49] B. Sklar, “Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems Part I: Characterization,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 7, pp. 90–100, Jul. 1997, doi: 10.1109/35.601747.
- [50] M. Mahboob, F. M. Sajidul Alam, and S. Muna, “Comparison of Different Models for the Analysis of Rayleigh Fading Channels,” 2007.
- [51] J. Proakis and M. Salehi, *Fifth Edition : Digital Communications*. 2008.
- [52] M. Richards, “Rice distribution for RCS,” *Georg. Inst. Technol.*, no. 1, pp. 3–5, 2006.
- [53] J. G. Proakis and M. Salehi, *Fundamentals of Communication Systems*, 2nd ed. Pearson Education, 2013.
- [54] S. Kumar, P. K. Gupta, G. Singh, and D. S. Chauhan, “Performance Analysis of Rayleigh and Rician Fading Channel Models using Matlab Simulation,” *Int. J. Intell. Syst. Appl.*, vol. 5, no. 9, pp. 94–102, Aug. 2013, doi: 10.5815/ijisa.2013.09.11.
- [55] M. NAKAGAMI, “The m-Distribution—A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading,” in *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, Elsevier, 1960, pp. 3–36.
- [56] D. I. Laurenson, “Indoor Radio Channel Propagation Modelling by Ray Tracing Techniques,” p. 162, 1994.
- [57] N. C. Beaulieu and C. Cheng, “Efficient Nakagami-m Fading Channel Simulation,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 2, pp. 413–424, Mar. 2005, doi: 10.1109/TVT.2004.841555.

- [58] A. W. C. Lim and V. K. N. Lau, "On the Fundamental Tradeoff of Spatial Diversity and Spatial Multiplexing of MIMO Links with Imperfect CSIT," in *2006 IEEE International Symposium on Information Theory*, 2006, pp. 2704–2708, doi: 10.1109/ISIT.2006.262145.
- [59] D. Tse and V. Pramod, *Fundamentals of wireless communication*, vol. 9780521845. Cambridge University Press, 2005.
- [60] C. H. Houpis, S. J. Rasmussen, and M. Garcia-Sanz, *Quantitative Feedback Theory: Fundamentals and Applications, Second Edition (Control Engineering)*. 2005.
- [61] P. F. Driessen and G. J. Foschini, "On the capacity formula for multiple input-multiple output wireless channels: A geometric interpretation," in *IEEE International Conference on Communications*, 1999, vol. 3, pp. 1603–1607, doi: 10.1109/ICC.1999.765497.
- [62] N. Costa and S. Haykin, *Multiple-Input, Multiple-Output Channel Models: Theory and Practice*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [63] H. H. Beverage and H. O. Peterson, "Diversity receiving system of R.C.A. communications, inc., for radiotelegraphy," *Proc. Inst. Radio Eng.*, vol. 19, no. 4, pp. 529–561, Apr. 1931, doi: 10.1109/JRPROC.1931.222362.
- [64] T. Jeffrey, *Phased-array radar design: Application of radar fundamentals*. Institution of Engineering and Technology, 2009.
- [65] R. J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook," *Sens. Rev.*, vol. 19, no. 2, p. sr.1999.08719bae.004, Jun. 1999, doi: 10.1108/sr.1999.08719bae.004.
- [66] A. W.-] 41st I. V. T. Conference and undefined 1991, "Basestation modulation diversity for digital simulcast," *ieeexplore.ieee.org*.
- [67] N. Seshadri, C.-E. W. Sundberg, and V. Weerackody, "Advanced Techniques for Modulation, Error Correction, Channel Equalization, and Diversity," *AT&T Tech. J.*, vol. 72, no. 4, pp. 48–63, Jul. 1993, doi: 10.1002/j.1538-7305.1993.tb00550.x.
- [68] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, 1998, doi: 10.1109/49.730453.
- [69] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, Aug. 2002, doi: 10.1002/bltj.2015.
- [70] P. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics. Conference Proceedings (Cat. No.98EX167)*, pp. 295–300, doi: 10.1109/ISSSE.1998.738086.
- [71] G. S. V. R. Krishna Rao and G. Radhamani, *WiMAX: A wireless technology revolution*. 2007.

- [72] D. Lingaiah, "Introduction to Wireless Systems," *Comput. Commun.*, vol. 27, no. 1, p. 142, Jan. 2004, doi: 10.1016/S0140-3664(03)00183-X.
- [73] A. Goldsmith, *Wireless communications*, vol. 9780521837. 2005.
- [74] A. F. Molisch and M. Z. Win, "MIMO systems with antenna selection," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 5, no. 1, pp. 46–56, Mar. 2004, doi: 10.1109/MMW.2004.1284943.
- [75] A. Grami, *Introduction to Digital Communications*. Elsevier, 2016.
- [76] W. C. Jakes, "A comparison of specific space diversity techniques for reduction of fast fading in UHF mobile radio systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 20, no. 4, pp. 81–92, Nov. 1971, doi: 10.1109/T-VT.1971.23485.
- [77] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, L. Szczecinski, and A. Ceron, "Space shift keying modulation for MIMO channels," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 8, no. 7, pp. 3692–3703, Jul. 2009, doi: 10.1109/TWC.2009.080910.
- [78] M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghrayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial Modulation for Generalized MIMO: Challenges, Opportunities, and Implementation," *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56–103, Jan. 2014, doi: 10.1109/JPROC.2013.2287851.
- [79] S. Sugiura, S. Chen, and L. Hanzo, "Coherent and Differential Space-Time Shift Keying: A Dispersion Matrix Approach," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 11, pp. 3219–3230, Nov. 2010, doi: 10.1109/TCOMM.2010.093010.090730.
- [80] A. E. Canbilen, M. M. Alsmadi, E. Basar, S. S. Ikki, S. S. Gultekin, and I. Develi, "Spatial Modulation in the Presence of I/Q Imbalance: Optimal Detector & Performance Analysis," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, no. 8, pp. 1572–1575, Aug. 2018, doi: 10.1109/LCOMM.2018.2836448.
- [81] Q. Li, M. Wen, E. Basar, H. V. Poor, and F. Chen, "Spatial Modulation-Aided Cooperative NOMA: Performance Analysis and Comparative Study," *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 13, no. 3, pp. 715–728, Jun. 2019, doi: 10.1109/JSTSP.2019.2898099.
- [82] Y. Wu, H. Ying, X.-Q. Jiang, and H. Hai, "A Joint Data Mapping and Detection for High Performance Generalized Spatial Modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 23, no. 11, pp. 2008–2011, Nov. 2019, doi: 10.1109/LCOMM.2019.2936812.
- [83] X. Chen, M. Wen, Q. Li, Y.-C. Wu, and T. A. Tsiftsis, "Dual-Polarized Spatial Media-Based Modulation," *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 13, no. 6, pp. 1258–1269, Oct. 2019, doi: 10.1109/JSTSP.2019.2942220.
- [84] Y. Zhan and F. Huang, "Generalized Spatial Modulation with Multi-Index Modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 24, no. 3, pp. 585–588, Mar. 2020, doi: 10.1109/LCOMM.2019.2963183.
- [85] Q. Li, K. J. Kim, S. Ruan, L. Yuan, L. Yang, and J. Zhang, "Polarized Spatial Scattering Modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 23, no. 12, pp. 2252–2256,

Dec. 2019, doi: 10.1109/LCOMM.2019.2943864.

- [86] F. Huang, X. Liu, Z. Zhou, J. Luo, and J. Wang, "Quadrature Index Modulation With Three-Dimension Constellation," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 182335–182347, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2957419.
- [87] D. Feng, Q. He, B. Bai, J. Zheng, and M. Liu, "Spatial Modulation With Multi-Dimensional Constellations," *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 9, no. 1, pp. 99–102, Jan. 2020, doi: 10.1109/LWC.2019.2943341.
- [88] J. Zhang, K. J. Kim, A. A. Glazunov, Y. Wang, L. Ding, and J. Zhang, "Generalized Polarization-Space Modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 68, no. 1, pp. 258–273, Jan. 2020, doi: 10.1109/TCOMM.2019.2947457.
- [89] M. Irfan and S. Aissa, "Multiple Active Spatial Modulation: A Possibility of More Than Spatial Multiplexing," *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 9, no. 3, pp. 294–297, Mar. 2020, doi: 10.1109/LWC.2019.2953028.
- [90] Y. A. Chau and Shi-Hong Yu, "Space modulation on wireless fading channels," in *IEEE 54th Vehicular Technology Conference. VTC Fall 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37211)*, 2001, vol. 3, no. 54ND, pp. 1668–1671, doi: 10.1109/VTC.2001.956483.
- [91] H. Haas, E. Costa, and E. Schulz, "Increasing spectral efficiency by data multiplexing using antenna arrays," in *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2002, vol. 2, pp. 610–613, doi: 10.1109/PIMRC.2002.1047294.
- [92] Shumei Song, Yuli Yang, Q. Xiong, Kunqing Xie, Byung-Jang Jeong, and BingLi Jiao, "A channel hopping technique I: theoretical studies on band efficiency and capacity," in *2004 International Conference on Communications, Circuits and Systems (IEEE Cat. No.04EX914)*, 2004, vol. 1, pp. 229–233 Vol.1, doi: 10.1109/ICCCAS.2004.1346028.
- [93] R. Mesleh, H. Haas, Yeonwoo. Lee, and Sangboh Yun, "Interchannel Interference Avoidance in MIMO Transmission by Exploiting Spatial Information," in *2005 IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2005, vol. 1, pp. 141–145, doi: 10.1109/PIMRC.2005.1651415.
- [94] R. Mesleh, H. Haas, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial modulation-OFDM," in *Proc. of the International OFDM Workshop*, 2006, pp. 30–31.
- [95] S. Ganesan, R. Mesleh, H. Ho, C. W. Ahn, and S. Yun, "On the Performance of Spatial Modulation OFDM," in *2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2006, pp. 1825–1829, doi: 10.1109/ACSSC.2006.355077.
- [96] R. Mesleh, H. Haas, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial Modulation - A New Low Complexity Spectral Efficiency Enhancing Technique," in *2006 First International Conference on Communications and Networking in China*, 2006, pp. 1–5, doi: 10.1109/CHINACOM.2006.344658.

- [97] R. Mesleh, S. Ganesan, and H. Haas, "Impact of Channel Imperfections on Spatial Modulation OFDM," in *2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2007, pp. 1–5, doi: 10.1109/PIMRC.2007.4394724.
- [98] Yuli Yang and Bingli Jiao, "Information-guided channel-hopping for high data rate wireless communication," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 4, pp. 225–227, Apr. 2008, doi: 10.1109/LCOMM.2008.071986.
- [99] R. Mesleh, S. Engelken, S. Sinanovic, and H. Haas, "Analytical SER Calculation of Spatial Modulation," in *2008 IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, 2008, pp. 272–276, doi: 10.1109/ISSSTA.2008.55.
- [100] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, and L. Szczecinski, "Generalized space shift keying modulation for MIMO channels," in *2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2008, pp. 1–5, doi: 10.1109/PIMRC.2008.4699782.
- [101] S. Sugiura, "Coherent Versus Non-Coherent Reconfigurable Antenna Aided Virtual MIMO Systems," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 21, no. 4, pp. 390–394, Apr. 2014, doi: 10.1109/LSP.2014.2303471.
- [102] Z. Bouida, H. El-Sallabi, A. Ghrayeb, and K. A. Qaraqe, "Enhanced space-shift keying (SSK) with reconfigurable antennas," in *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2015, vol. 2015-Sept, pp. 2393–2398, doi: 10.1109/ICC.2015.7248683.
- [103] Z. Bouida, H. El-Sallabi, M. Abdallah, A. Ghrayeb, and K. A. Qaraqe, "Reconfigurable antenna-based space-shift keying for spectrum sharing systems," in *2016 IEEE International Conference on Communications, ICC 2016*, 2016, doi: 10.1109/ICC.2016.7511074.
- [104] Z. Bouida, H. El-Sallabi, M. Abdallah, A. Ghrayeb, and K. A. Qaraqe, "Reconfigurable Antenna-Based Space-Shift Keying for Spectrum Sharing Systems under Rician Fading," in *IEEE Transactions on Communications*, 2016, vol. 64, no. 9, pp. 3970–3980, doi: 10.1109/TCOMM.2016.2590543.
- [105] M. Renzo, H. Haas, and P. Grant, "Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 12, pp. 182–191, Dec. 2011, doi: 10.1109/MCOM.2011.6094024.
- [106] T. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd ed. USA: Prentice Hall PTR, 2001.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Fatih ÇÖGEN
Doğum Tarihi ve Yeri : 05.02.1991 / Ümraniye-İstanbul
Yabancı Dili : İngilizce / Almanca
E-posta : cogenfatih@gmail.com / cogen@tau.edu.tr

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-...	Türk-Alman Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YAYINLAR

Makale

1. Aydin, E., Cogen, F., and Basar, E. (2019) Code-Index Modulation Aided Quadrature Spatial Modulation for High-Rate MIMO Systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, **68** (10), 10257–10261.
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.

Bildiri

1. Çögen, F., Aydin, E., Kabaoglu, 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. Cogen, F., and Aydin, E. (2019) Hexagonal Quadrature Amplitude Modulation Aided Spatial Modulation. *2019 11th Int. Conf. Electr. Electron. Eng., 730–733*.
5. 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*.

Projeler

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-... (Araştırmacı)

Ödüller

1. En iyi Bildiri Ödülü, 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, Athens, Greece*.